

ELECTRICIDAD - ELECTRÓNICA

Instalaciones Eléctricas y Automáticas

Electrónica

Esta obra desarrolla los contenidos del módulo profesional de Electrónica que siguen los alumnos del Ciclo Formativo de grado medio de Instalaciones Eléctricas y Automáticas, perteneciente a la familia profesional de Electricidad y Electrónica.

Se ha preparado con el objetivo principal de que los contenidos resulten claros y sean didácticos a la vez que prácticos. Asimismo, estamos seguros de que los temas aquí tratados serán de gran ayuda para comprender los fundamentos de todas las tecnologías basadas en la electrónica. Para ello se han elaborado 15 Unidades didácticas que combinan la teoría con experimentos y montajes prácticos. Además, en todas ellas se ofrecen multitud de actividades resueltas y ejemplos que facilitan enormemente la comprensión de las explicaciones técnicas.

Las áreas tratadas en este texto son las siguientes:

- Electrónica digital y analógica.
- Diseño de circuitos lógicos combinacionales.
- Circuitos lógicos secuenciales.
- Manejo de la instrumentación del laboratorio de electrónica.
- Semiconductores y componentes electrónicos analógicos.
- Circuitos de rectificación y filtrado.
- Fuentes de alimentación.
- Diseño y montaje de circuitos electrónicos.
- Diagnóstico y reparación de averías en circuitos electrónicos analógicos.
- Circuitos amplificadores de señal y de potencia.
- Amplificadores operacionales.
- Circuitos de temporización y oscilación.
- Sistemas electrónicos de potencia.

Al mismo tiempo, en esta nueva edición, totalmente actualizada, se han incluido abundantes prácticas de laboratorio y se ha incrementado el número de actividades resueltas y de explicaciones con ejemplos prácticos. Además se ofrece al estudiante multitud de recursos didácticos como Material web, que le serán de valiosa ayuda para comprender los conceptos relativos a la electrónica y profundizar en ellos. El usuario podrá acceder al Material web a través de www.paraninfo.es mediante un sencillo registro desde la sección de "Recursos breves" registrada de la ficha de la obra.

En resumen, se trata de un manual esencialmente práctico que se convertirá en una útil herramienta tanto para los estudiantes del módulo profesional de Electrónica como para los profesionales y los aficionados a esta materia.

El autor, Pablo Alcalde San Miguel, ejerce su actividad profesional como profesor de Formación Profesional en ciclos formativos de la familia de Electricidad y Electrónica, Ingeniero Técnico de Electricidad por la Universidad de Bilbao, cuenta con una amplia experiencia tanto docente como profesional. Es autor de numerosas obras relacionadas con la electricidad y la electrónica publicadas por esta editorial.

Publicado por
San Miguel

Electrónica



araninfo
www.paraninfo.es

ISBN: 978-84-263-9578-7



Paraninfo

Pablo Alcalde
San Miguel

Electrónica

2.ª EDICIÓN
ACTUALIZADA

ELECTRICIDAD - ELECTRÓNICA

Instalaciones Eléctricas y Automáticas

Incluye Material web
en www.paraninfo.es

Paraninfo

DX

Tenemos los mejores materiales de programación, computación, redes, diseño, revistas y todo lo relacionado con la rama de la Informática.



[CLICK AQUI](#)

FEB

En Full Engineering Book encontrarás lo mejor en temas totalmente variados: idiomas matemáticas, biología, ingenierías, y mucho más.



[CLICK AQUI](#)

RPF

En ReProFull tendrás lo mejor en revistas y programas. El contenido se encuentra en español e ingles.



[CLICK AQUI](#)

AVISO

Aclaremos que el material compartido ha sido recolectado exclusivamente de internet de sitios públicos por lo que es considerado libre de distribución.



En ningún artículo legal se menciona la prohibición de material libre por lo que este usuario no infringe en ningún caso de ley.

DESCARGA LO MEJOR Y APRENDE

TIPS | NOTICAS | TECNOLOGIA Y MAS ENCUESTRAS EN: ADICTEC.COM



DX

Tenemos los mejores materiales de programación, computación, redes, diseño, revistas y todo lo relacionado con la rama de la Informática.



[CLICK AQUI](#)

FEB

En Full Engineering Book encontrarás lo mejor en temas totalmente variados: idiomas matemáticas, biología, ingenierías, y mucho más.



[CLICK AQUI](#)

RPF

En ReProFull tendrás lo mejor en revistas y programas. El contenido se encuentra en español e inglés.



[CLICK AQUI](#)

AVISO

Aclaremos que el material compartido ha sido recolectado exclusivamente de internet de sitios públicos por lo que es considerado libre de distribución.



En ningún artículo legal se menciona la prohibición de material libre por lo que este usuario no infringe en ningún caso de ley.

DESCARGA LO MEJOR Y APRENDE

TIPS | NOTICAS | TECNOLOGIA Y MAS ENCUENTRAS EN: ADICTEC.COM



Instalaciones Eléctricas y Automáticas

Electrónica

2.ª EDICIÓN ACTUALIZADA

Pablo Alcalde San Miguel

Paraninfo

Electrónica

© Pablo Alcalde San Miguel

Gerente Editorial

María José López Raso

Equipo Técnico Editorial

Alicia Cerviño González
Paola Paz Otero

Editora de Adquisiciones

Carmen Lara Carmona

Producción

Nacho Cabal Ramos

Diseño de cubierta

Ediciones Nobel

Preimpresión

Copibook, SL

Reservados los derechos para todos los países de lengua española. De conformidad con lo dispuesto en el artículo 270 del Código Penal vigente, podrán ser castigados con penas de multa y privación de libertad quienes reprodujeran o plagieren, en todo o en parte, una obra literaria, artística o científica fijada en cualquier tipo de soporte sin la preceptiva autorización. Ninguna parte de esta publicación, incluido el diseño de la cubierta, puede ser reproducida, almacenada o transmitida de ninguna forma, ni por ningún medio, sea este electrónico, químico, mecánico, electro-óptico, grabación, fotocopia o cualquier otro, sin la previa autorización escrita por parte de la Editorial.

Impreso en España / Printed in Spain
Gráficas Summa

COPYRIGHT © 2014 Ediciones Paraninfo, SA
2.ª edición

C/ Velázquez, 31, 3.ª Dcha. / 28001 Madrid, ESPAÑA
Teléfono: 902 995 240 / Fax: 914 456 218
clientes@paraninfo.es / www.paraninfo.es

ISBN: 978-84-283-9878-7
Depósito legal: M-1828-2014

(11195)

Índice

Prólogo a la 2.ª edición	XI	1.8.4. Familia lógica CMOS	19
Prólogo	XIII	1.8.5. Precauciones con los circuitos CMOS ..	20
		Actividades finales	21
■ 1. Introducción a la electrónica digital	1	■ 2. Diseño de circuitos con puertas lógicas	29
1.1. Electrónica analógica y electrónica digital	2	2.1. Álgebra de Boole	30
1.1.1. Señales analógicas	2	2.1.1. Postulados	30
1.1.2. Señales digitales	3	2.1.2. Propiedades	30
1.2. Sistemas de numeración	5	2.1.3. Teoremas	30
1.2.1. Sistema decimal	5	2.2. Simplificación algebraica de funciones lógicas	31
1.2.2. Sistema binario	6	2.3. Simplificación de funciones lógicas mediante el mapa de Karnaugh	32
1.2.3. Sistema octal y hexadecimal	6	2.3.1. Mapa de Karnaugh para dos variables ..	32
1.3. Códigos	7	2.3.2. Mapa de Karnaugh para tres variables ..	33
1.3.1. Código BCD natural	7	2.3.3. Mapa de Karnaugh para cuatro variables	34
1.3.2. Código ASCII	8	2.4. Diseño de circuitos combinacionales con puertas NAND y NOR	35
1.4. Niveles lógicos de las señales digitales	8	2.5. Diseño de circuitos combinacionales	35
1.5. Puertas lógicas	9	2.5.1. Diseño de circuito lógico para planta depuradora	37
1.5.1. Puerta O (OR)	9	2.5.2. Diseño de circuito lógico para riego automático	37
1.5.2. Puerta Y (AND)	10	Actividades finales	39
1.5.3. Puerta inversora NOT	10	■ 3. Bloques combinacionales en escala de integración media (MSI)	41
1.5.4. Puerta NO O (NOR)	10	3.1. Diferencia entre un sistema combinacional y	
1.5.5. Puerta NO Y (NAND)	10		
1.5.6. Puerta O exclusiva (XOR)	11		
1.5.7. Puerta NO XOR (XNOR)	11		
1.5.8. Simbología utilizada en electrónica digital	11		
1.6. Diseño de circuitos combinacionales con puertas lógicas	12		
1.7. Construcción de puertas lógicas con circuitos integrados	13		
1.8. Familias lógicas	14		
1.8.1. Características de una familia lógica ..	15		
1.8.2. Comparativa entre las familias lógicas ..	17		

3.2. Multiplexores	42	5.3. El polímetro	72
3.2.1. Diseño de un multiplexor de dos entradas	42	5.4. El osciloscopio	73
3.2.2. Diseño de un multiplexor de cuatro entradas	43	5.4.1. Base de tiempos y amplificador horizontal	73
3.2.3. El multiplexor como bloque combinacional	44	5.4.2. Amplificador vertical	74
3.2.4. Multiplexor MSI de 8 entradas	44	5.4.3. Manejo del osciloscopio	75
3.2.5. Aumento de la capacidad de un multiplexor	44	5.4.4. El osciloscopio digital	76
3.2.6. Generación de funciones lógicas con multiplexores	45	5.5. Generador de funciones	76
3.3. Demultiplexores	46	5.6. Instrumentación digital	77
3.4. Decodificadores	47	5.6.1. La sonda lógica	77
3.4.1. Generación de funciones lógicas con un decodificador	47	5.6.2. El inyector o pulsador lógico	78
3.4.2. Decodificador BCD a 7 segmentos	48	5.6.3. El analizador lógico	78
3.5. Codificadores	50	Actividades finales	79
3.5.1. Codificador con prioridad decimal a BCD	50	6. Componentes pasivos	81
Actividades finales	51	6.1. Resistencias para circuitos electrónicos	82
4. Sistemas secuenciales	55	6.2. Tolerancia de una resistencia	82
4.1. Realimentación en un circuito digital	56	6.3. Código de colores para resistencias	82
4.1.1. Realimentación en un circuito estable	56	6.3.1. Identificación de resistencias para montaje superficial (SMD)	84
4.1.2. Realimentación en un circuito bistable	56	6.3.2. Series de resistencias normalizadas	84
4.2. Bistable R-S	57	6.4. Potencia de disipación de una resistencia	85
4.2.1. Bistable R-S síncrono activado por nivel	58	6.5. Clasificación de las resistencias	85
4.2.2. Bistable R-S síncrono activado por flanco de reloj	59	6.6. Resistencias fijas	86
4.3. Bistable J-K asíncrono	59	6.7. Resistencias variables	86
4.3.1. Bistable J-K síncrono	60	6.8. Resistencias dependientes	86
4.3.2. Bistable J-K maestro-esclavo	60	6.8.1. Resistencias dependientes de la temperatura	87
4.4. Bistable D síncrono activado por flanco	61	6.8.2. Resistencias dependientes de la luz (LDR)	88
4.5. Bistable síncrono T	62	6.8.3. Resistencias dependientes de la tensión (VDR)	88
4.6. Bistables síncronos integrados con señales de Preset y Clear	62	6.8.4. Magnetoresistores (MDR) y galgas extensiométricas	89
4.7. Contadores	64	6.9. Los condensadores	89
4.7.1. Contadores asíncronos	64	6.9.1. Funcionamiento de un condensador	90
4.7.2. Contadores síncronos	65	6.9.2. Capacidad de un condensador	91
Actividades finales	66	6.9.3. Especificaciones técnicas de los condensadores	91
5. Instrumentación en el laboratorio de electrónica	71	6.10. Tipos de condensadores	92
5.1. Normas generales para la toma de medidas eléctricas	72	6.10.1. Condensadores de papel impregnado	92
5.2. Instrumentos de medida analógicos y digitales	72	6.10.2. Condensadores de papel metalizado	92
		6.10.3. Condensadores de plástico	92
		6.10.4. Condensadores cerámicos	93
		6.10.5. Condensadores de mica	93
		6.10.6. Condensadores electrolíticos de aluminio	93
		6.10.7. Condensadores variables	93
		6.11. Identificación de los valores de los condensadores	94
		Actividades finales	96

7. Semiconductores-El diodo	99	9.3. Identificación de transistores	140
7.1. Los semiconductores	100	9.3.1. Comprobación del estado de un transistor	141
7.2. El diodo como semiconductor	100	9.3.2. Encapsulado de transistores	141
7.3. Características atómicas del silicio	101	9.3.3. Identificación de componentes semiconductores	142
7.4. El diodo de unión	102	9.4. Intensidades de corriente en el transistor	142
7.4.1. Características en polarización directa de un diodo	102	9.5. Ganancia de corriente o parámetro beta (β) de un transistor	143
7.4.2. Características en polarización inversa de un diodo	103	9.6. Tensiones de ruptura	144
7.4.3. Potencia y corriente nominal	104	9.7. Características de los transistores bipolares	144
7.4.4. Línea de carga de un diodo	104	9.7.1. Curvas características con el emisor común (EC)	144
7.4.5. Característica aproximada de un diodo	105	9.7.2. Curva de potencia máxima de un transistor	145
7.4.6. Hoja de características de un diodo	106	9.7.3. Recta de carga de un transistor	147
7.5. Dispositivos optoelectrónicos	107	9.7.4. Hoja de características de un transistor	149
7.5.1. Diodos luminiscentes (LED)	107	9.8. Polarización del transistor	150
7.5.2. Fotodiodos	109	9.8.1. Polarización del transistor por realimentación del emisor con divisor de tensión	152
Actividades finales	110	9.9. Fototransistores	153
8. Aplicación de los diodos a circuitos de rectificación	115	Actividades finales	155
8.1. Circuitos de rectificación	116	10. Amplificadores	161
8.2. Circuito rectificador de media onda	116	10.1. Características del amplificador	162
8.3. Circuito rectificador de onda completa	117	10.1.1. Ganancia de un amplificador	162
8.3.1. Rectificador de onda completa mediante transformador con toma intermedia	117	10.1.2. Adaptación de impedancias en un amplificador	163
8.3.2. El puente rectificador	119	10.1.3. Clasificación de los amplificadores	164
8.4. Rectificadores trifásicos	121	10.2. Amplificadores de pequeña señal con transistores	165
8.4.1. Circuito rectificador trifásico de media onda	121	10.2.1. Amplificador de emisor común	165
8.4.2. Circuito rectificador trifásico de onda completa	121	10.2.2. Amplificador de colector común (CC)	167
8.5. El filtrado	122	10.2.3. Amplificador de base común (BC)	168
8.5.1. Filtro con condensador	122	10.2.4. Cuadro resumen de las características de los amplificadores	169
8.5.2. Filtros con inductancias y condensadores	124	10.3. Acoplamiento de amplificadores	169
8.6. Construcción del circuito impreso y montaje de sus componentes	125	10.3.1. Acoplamiento con condensador o RC	170
8.6.1. Diseño de los circuitos impresos	126	10.3.2. Acoplamiento directo	170
8.6.2. Transferecia del diseño a placa	126	10.3.3. Amplificador Darlington	171
8.6.3. Soldadura y montaje de componentes	127	10.4. Amplificadores de potencia	171
Actividades finales	128	10.4.1. Diagrama de bloques de un amplificador de audio	171
9. Transistores	135	10.4.2. Rendimiento de un amplificador	172
9.1. Transistores bipolares	136	10.4.3. Amplificadores de potencia push-pull	172
9.2. Funcionamiento del transistor	136	10.4.4. Amplificadores integrados de potencia	174
9.2.1. Símil hidráulico del funcionamiento del transistor	139		

10.5. Localización de averías y reparación en un amplificador	174
10.5.1. Ausencia de señal de salida	175
10.5.2. Señal de salida débil	177
10.5.3. Distorsión y ruido en la señal de salida	177
Actividades finales	179

■ 11. Amplificadores con transistores de efecto de campo 185

11.1. El transistor FET	186
11.1.1. Curvas características de drenador de un FET	187
11.1.2. Corriente de fuga de gradador o compuerta	187
11.1.3. Impedancia de entrada	187
11.1.4. Curvas de transferencia o transconductancia	188
11.1.5. Diferencias entre un transistor bipolar y uno unipolar	188
11.1.6. Aplicaciones del FET	188
11.2. El transistor MOSFET	189
11.2.1. MOSFET de tipo de empobrecimiento	189
11.2.2. MOSFET de enriquecimiento	190
11.2.3. Protección de los MOSFET	191
11.3. Amplificadores con transistores FET	191
11.3.1. Amplificador de surtidor común (SC)	192
11.3.2. Amplificador con surtidor común con polarización de una sola fuente	193
11.3.3. Amplificador con surtidor común con polarización por divisor de tensión	194
11.3.4. Amplificador de drenador común (DC)	195
11.4. Amplificadores con MOSFET	195
Actividades finales	197

■ 12. Realimentación en los amplificadores. El amplificador operacional. 201

12.1. Distorsión en los amplificadores	202
12.1.1. Distorsión lineal	202
12.1.2. Distorsión de frecuencia y ancho de banda de un amplificador	202
12.1.3. Distorsión de fase	203
12.2. Realimentación en los amplificadores	203

12.2.2. Ventajas de la realimentación	204
12.3. El amplificador operacional	205
12.3.1. El amplificador diferencial	206
12.3.2. Características del amplificador operacional	206
12.4. Realimentación en los amplificadores operacionales	208
12.4.1. AO con realimentación no inversora de tensión	209
12.4.2. AO con realimentación inversora de tensión	210
12.4.3. AO con realimentación no inversora de corriente	211
12.4.4. AO con realimentación inversora de corriente	211
12.5. Aplicaciones de los amplificadores operacionales	212
12.5.1. Amplificador sumador	212
12.5.2. Amplificador restador	212
12.5.3. Comparadores	213
12.5.4. Filtros activos	213
12.5.5. Amplificadores integradores y diferenciadores	216
Actividades finales	217

■ 13. Fuentes de alimentación 223

13.1. El diodo Zener	224
13.1.1. Características del diodo Zener	224
13.1.2. El Zener como regulador de tensión	225
13.1.3. El diodo Zener ideal	227
13.2. Fuentes de alimentación estabilizadas en serie y paralelo	227
13.2.1. Estabilizadores en paralelo	228
13.2.2. Estabilizadores en serie	228
13.2.3. Estabilizador en serie con realimentación	230
13.3. Fuentes de alimentación con reguladores de tensión integrados	230
13.3.1. La serie de reguladores 7800	231
13.3.2. Reguladores integrados con tensión ajustable	232
13.3.3. Fuente de corriente con regulador integrado	234
13.4. Fuentes de alimentación conmutadas	234
Actividades finales	237

■ 14. Generadores de señal y osciladores 241

14.1.1. Principio general de oscilación	242
14.1.2. Osciladores RC	243
14.1.3. Osciladores LC	246
14.1.4. Osciladores de cristal	247
14.2. Multivibradores	249
14.2.1. Multivibrador estable	249
14.3. El circuito integrado 555	251
14.3.1. Funcionamiento del CI 555 en modo estable	252
14.3.2. Funcionamiento del CI 555 en modo monostable	254
14.4. Osciladores integrados	255
Actividades finales	256

■ 15. Electrónica de potencia-tristores 261

15.1. Tristores	262
15.2. El rectificador controlado de silicio (SCR)	262

15.2.1. Curvas características del SCR	263
15.2.2. Aplicaciones del SCR	265
15.2.3. Control de potencia en C.C. con un SCR	265
15.2.4. Control de potencia en C.A. con un SCR	265
15.3. El diac	267
15.3.1. SCR controlado por diac	267
15.4. El triac	268
15.5. El transistor de unión (UJT)	270
15.5.1. Aplicaciones del UJT	271
15.6. Modulación PWM	271
Actividades finales	274

■ Solución a las actividades de comprobación

Prólogo a la 2.^a edición

Mi más sincero agradecimiento a todos aquellos profesores, alumnos y profesionales que siguen confiando en esta obra.

Esta nueva edición viene con algunas novedades. Los materiales de apoyo que antes se incluían en un CD-ROM, ahora pasan a denominarse MATERIAL WEB, y se pueden consultar en Internet accediendo desde la ficha web de la obra (en www.parraminfo.es) y mediante un sencillo registro desde la sección «Recursos previo registro», que encontrarán en ella.

Dada la importancia que tiene que los alumnos comprueben de forma práctica los conocimientos adquiridos, se ha incluido un abundante número de nuevas actividades Prácticas de laboratorio. Además, se ha aumentado el número de actividades resueltas y de explicaciones con ejemplos prácticos.

Por otro lado, dado la gran cantidad de contenidos con la que viene cargado este módulo, y el limitado tiempo de que se dispone para impartirlo, en esta nueva edición se han simplificado algunas de las explicaciones y desarrollos que resultaban más complejos para el alumno, prestando más atención, e incluso ampliando, algunos de los contenidos que se han considerado más relevantes para la comprensión de la materia.

Con el fin de conseguir una mayor comprensión de la información que aparece en las hojas de características que facilitan los fabricantes de componentes electrónicos, en esta nueva edición se han incluido numerosos ejemplos prácticos de interpretación de las mismas.

Prólogo

El objetivo de este texto es el de servir como herramienta básica de trabajo en el módulo de *Electrónica* para alumnos que vayan a cursar el ciclo formativo de grado medio de *Técnico en Instalaciones Eléctricas y Automáticas*, así como para todos aquellos profesionales que desean ampliar y reforzar sus conocimientos en la materia.

Por supuesto, con ello no pretendemos dar unas reglas fijas de trabajo, sino que entendemos que es el profesor, en último caso, quien debe desarrollar y organizar el conjunto del módulo en función de la propia personalidad del grupo destinatario y de los recursos didácticos que se encuentren a su alcance. Se ha realizado un esfuerzo global para elaborar la herramienta docente más adecuada para este proceso de aprendizaje, basándonos para ello en las más modernas tendencias pedagógicas.

Por otro lado, entendemos que el módulo es muy amplio, y que es el profesor quien deberá decidir en todo momento qué aspectos del módulo son más relevantes, para poder incidir en ellos con más insistencia y hacer una reducción didáctica en caso de que el tiempo lectivo disponible no sea suficiente.

En el Real Decreto se expresan los siguientes resultados de aprendizaje:

1. Reconoce circuitos lógicos combinatoriales determinando sus características y aplicaciones.
2. Reconoce circuitos lógicos secuenciales determinando sus características y aplicaciones.
3. Reconoce circuitos de rectificación y filtrado determinando sus características y aplicaciones.
4. Reconoce fuentes de alimentación determinando sus características y aplicaciones.
5. Reconoce circuitos amplificadores determinando sus características y aplicaciones.
6. Reconoce sistemas electrónicos de potencia verificando sus características y funcionamiento.
7. Reconoce circuitos de temporización y oscilación verificando sus características y funcionamiento.

Para alcanzar estas capacidades se han incluido en este texto 15 unidades donde se tratan los aspectos más fundamentales del módulo de *Electrónica*. En todas ellas se ha intentado incluir una serie de experiencias y actividades de tipo práctico con la idea de integrar la teoría y la práctica como dos elementos de un mismo proceso de aprendizaje, mediante el cual se le presenta al alumno un material significativo para que pueda darle sentido a lo que aprende. De esta forma se emplea una metodología activa y por descubrimiento como proceso de construcción de capacidades que integren conocimientos científicos (conceptuales), tecnológicos (concretos) y organizativos (individualmente y en equipo), con el fin de que el alumno construya para aprender por sí mismo.

Se ha procurado que los contenidos desarrollados sean presentados a un nivel fundamental con un lenguaje sencillo y claro, procurando que sean significativos y que respondan a los problemas y situaciones de la realidad tecnológica actual y de los propios integrantes del proceso formativo.

Aparte de la unidad dedicada a las medidas eléctricas, debido a la importancia que este tema merece y con el objeto de dar a estos contenidos el sentido más práctico posible, se ha introducido el concepto de medida y, lo que es más importante, los procedimientos de utilización de los aparatos de medida en cada uno de los momentos del proceso de aprendizaje.

En las diferentes unidades se han incluido, aparte de los propios contenidos del módulo, una serie de Actividades experimentales, que, realizadas de una forma organizada en el laboratorio, ayudarán a acercar los contenidos abstractos del módulo a la realidad cotidiana de los alumnos. Estas experiencias sirven, en la mayoría de las ocasiones, como presentación de los contenidos que se van a tratar en cada una de las unidades (los alumnos observan, manipulan, miden y analizan elementos reales de la «Electrónica»).

Acompañando a los contenidos propios de la asignatura, se han presentado una serie de Actividades resueltas donde se pretende ejemplificar la solución de aquellos ejercicios que resulten más relevantes para la comprensión de la asignatura. A este respecto se han seleccionado, en todo momento, ejemplos que sean lo más cercanos a la realidad tecnológica y a los propios participantes del proceso de aprendizaje, buyendo en todo momento de ejercicios exclusivamente teóricos. Aquí se sugiere que el profesor proponga a los alumnos la resolución de algunos de los ejercicios propuestos en la sección Actividades de comprobación y que estén relacionados con los que se acaban de resolver.

Además, se sugiere que el profesor proponga a los alumnos la resolución en el aula de las Actividades propuestas que aparecen en las diferentes unidades, con el fin de que los mismos puedan comprobar al instante los conocimientos recién adquiridos.

Al final de cada una de las unidades de contenido se incluyen una serie de actividades de Prácticas de laboratorio de carácter eminentemente práctico que ayudarán a trasladar a la realidad todo aquello que se estudia en la teoría. Por supuesto, será el profesor el que decida qué tipo de ejercicios prácticos conviene llevar a cabo y cuándo es más conveniente hacerlo. Los ejercicios prácticos que aquí se incorporan son totalmente orientativos.

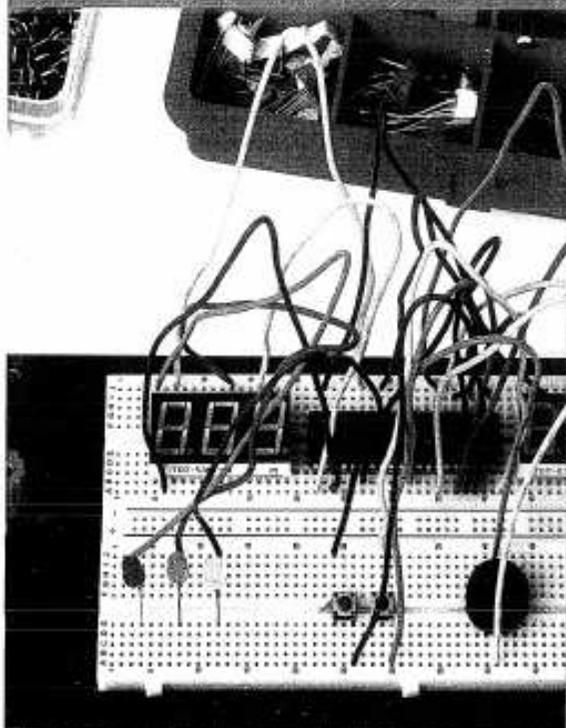
En cada una de las unidades de contenido se incorpora un apartado dedicado a Actividades de comprobación. Aquí se proponen una serie de preguntas y ejercicios, en los que se aporta el resultado al final del texto con el fin de que los alumnos puedan autoevaluarse.

En todo momento se incentivará a los alumnos para que trabajen en grupo, planificando el desarrollo de las experiencias, ejercicios y actividades que a lo largo del curso se lleven a cabo en el laboratorio de electrónica. Al finalizar cada una de estas actividades será conveniente que los alumnos presentasen un informe-memoria sobre la actividad desarrollada, indicando los resultados obtenidos y estructurándolos en los apartados necesarios para una adecuada documentación de las mismas (descripción del proceso seguido, medios utilizados, esquemas y planos utilizados, cálculos, medidas, etc.), exponiendo al resto del grupo sus trabajos.

Otro aspecto que cabe resaltar es que siempre resulta de gran interés que sean los propios alumnos los que investiguen ciertos procesos tecnológicos y busquen informaciones técnicas en las diferentes fuentes de información, estimulando así la curiosidad y el afán por saber. A este respecto, conviene dotar al aula con una completa biblioteca técnica, donde se incluyan manuales de uso de diferentes dispositivos electrónicos, así como una gran variedad de informaciones técnicas, tales como catálogos comerciales, revistas técnicas, reglamentos y normas vigentes en el campo de la electrónica, proyectos ejemplo extraídos de la realidad, etc. Los contenidos incluidos en las diferentes unidades se pueden ampliar consultando diferentes páginas web en Internet.

Si desea realizar algún comentario o sugerencia, puede contactar con el autor escribiendo a la siguiente dirección electrónica: pablo.alcalde@bomail.es

Introducción a la electrónica digital



Este módulo trata sobre Electrónica. La Electrónica estudia el comportamiento de los electrones en los circuitos con el fin de conseguir que los electrones hagan lo que nosotros queremos. Existen dos grandes ramas dentro de la electrónica: la analógica y la digital. Comenzaremos el estudio por la electrónica digital que hoy en día avanza a grandes pasos sustituyendo en multitud de aplicaciones a la electrónica analógica. Hablamos del mundo digital: la cámara de fotos y de vídeo, el escáner, el ordenador, Internet, el móvil, el MP3, los CD de audio, los robots, la domótica, la automatización industrial y un largo etcétera.

© Ediciones Paraninfo

Contenidos

- 1. Introducción a la electrónica
- 2. Medidas de voltaje y corriente
- 3. Códigos
- 4. Muestreo y digitalización
- 5. Fuentes de alimentación
- 6. Diseño de circuitos digitales
- 7. Construcción de un sistema digital
- 8. Fuentes de alimentación

Objetivos

- Comprender los conceptos básicos de la electrónica y su aplicación en los circuitos.
- Diseñar y construir circuitos digitales.
- Diseñar y construir circuitos analógicos.
- Diseñar y construir circuitos de potencia.
- Analizar y comprender el funcionamiento de los circuitos digitales.
- Montar y analizar circuitos de potencia.

1.1. Electrónica analógica y electrónica digital

La electrónica es una disciplina que estudia los sistemas eléctricos desde el punto de vista del electrón (partícula que gira alrededor del átomo con carga eléctrica negativa). Mediante los componentes y circuitos electrónicos (diodos, transistores, condensadores, resistencias, amplificadores, osciladores, circuitos integrados, microprocesadores, memorias, etc.) es posible manejar a nuestro antojo el movimiento del electrón y conseguir múltiples aplicaciones, como por ejemplo: la radio, la televisión, los equipos de sonido, los ordenadores, los robots, la automatización industrial, los sistemas de control y gestión en el automóvil, los equipos de medida, etc.

La electrónica se puede dividir en dos grandes ramas:

- La electrónica analógica.
- La electrónica digital.



Figura 1.1. La electrónica y sus aplicaciones.

1.1.1. Señales analógicas

La electrónica analógica se fundamenta en el tratamiento y manejo de señales eléctricas de tipo analógico. Los fenómenos físicos que ocurren en nuestro entorno suelen variar de forma continua. Si tomamos como ejemplo un determinado sonido, este irá tomando diferentes valores de intensidad sonora según transcurre el tiempo (Figura 1.2).

Mediante un micrófono es posible transformar dicha señal sonora en una pequeña señal eléctrica, donde el nivel de

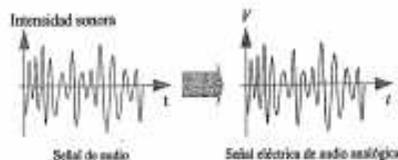


Figura 1.2. Señal analógica.

tensión siga las mismas variaciones que el sonido, según cambia su volumen y su frecuencia. La señal eléctrica así obtenida será analógica a la señal de audio original y se la conoce como **señal analógica** (Figura 1.3). De esta forma conseguimos imitar con señales eléctricas las señales del mundo real.



Figura 1.3. Señal analógica obtenida al procesar una señal de audio con un micrófono.

En la Figura 1.3 el sonido provoca la vibración de la membrana del micrófono, lo que hace que se genere una señal eléctrica analógica de muy poco nivel (en torno a unos pocos milivoltios); el amplificador de audio eleva dicho nivel (en torno a unos cuantos voltios) utilizando circuitos analógicos. La señal ya tiene suficiente nivel (volumen) para poder mover la membrana de un altavoz, donde obtenemos el sonido original captado por el micrófono pero con un volumen mucho mayor.

En conclusión se puede decir que una señal analógica es aquella que varía de forma continua, tal como lo hacen las magnitudes físicas en la naturaleza, como las variaciones del sonido, las de la luz, las de la temperatura, las de presión, el tiempo, etc.

Las señales analógicas toman un valor instantáneo diferente para cada fracción del tiempo considerado. Dado que en un determinado intervalo de tiempo existen infinitos valores (los podemos tomar todo lo pequeños que queramos), la señal eléctrica también alcanzará infinitos valores en dicho intervalo. De esta forma, podríamos afirmar que una señal eléctrica analógica reproduce de forma fiel la magnitud física de la que proviene.

Nota: Aunque la notación utilizada para la tensión, según el Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión, es U, en este texto se ha decidido utilizar la letra V para representar la tensión. Esta notación es la habitual en los sistemas electrónicos, y es la que normalmente aparece en las hojas de características de los componentes que los fabricantes facilitan.

1.1.2. Señales digitales

Otra forma de tratar las señales eléctricas que vamos a procesar es convertirlas en números. La **electrónica digital** se fundamenta en el tratamiento y manejo de señales eléctricas de tipo digital. Las señales digitales son mucho más simples que las analógicas, ya que la información se procesa y codifica en dos únicos estados, tal como se muestra en la Tabla 1.1.

Tabla 1.1. Estados de una señal digital.

Estado 1	Estado 0
1	0
Si	No
Verdadero	Falso
Nivel alto de tensión	Nivel bajo de tensión
5 V	0 V
Interruptor cerrado	Interruptor abierto

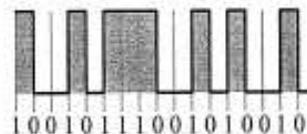


Figura 1.4. Señal digital compuesta por valores binarios de ceros y unos.

Estos dos estados se conocen como niveles lógicos y a cada uno se le asigna una cifra o *dígito*, el «1» y el «0»; lo que da lugar a las señales digitales o binarias.

El término digital se comenzó a configurar con la llegada del código Morse, pudiéndose considerar como el primer método de transmisión de señales en formato digital.

En comparación con una señal analógica que varía de forma continua, la señal digital solo toma dos valores (uno y cero) en determinados intervalos de tiempo, por lo que se dice que toma un conjunto de valores discretos.

Así, por ejemplo, se podría digitalizar una señal eléctrica tomando su valor cada cierto tiempo (frecuencia de muestreo), a cada valor se le asigna una cifra digital en formato binario (cifras con unos y ceros). Este proceso se realiza con un convertidor analógico digital (ADC), pudiéndose guardar dicha información en un soporte de tipo digital, como podría ser un disco óptico (DVD o CD-ROM), disco duro, tarjetas de memoria, etc. La información así guardada consiste en una secuencia enorme de cifras digitales en formato binario, es decir unos y ceros, que contienen de forma codificada la señal analógica original.

En el ejemplo de la Figura 1.5, el sonido está grabado en formato digital en un disco compacto (CD). El reproductor de CD lee los datos digitales gracias a un sistema óptico basado en diodos láser. La señal digital obtenida consiste en una serie de interrupciones (unos y ceros) que surgen a gran velocidad. Si aplicásemos esta señal directamente a un altavoz, oíríamos un sonido parecido al que produce un fax o un módem telefónico. Las señales físicas son analógicas, y por tanto si deseamos transferir el sonido en formato digital a un altavoz, hay que convertirlas previamente a formato analógico mediante un decodificador o un convertidor digital-analógico (DAC). A la salida del DAC obtenemos una señal analógica que se corresponde con la señal eléctrica original del sonido. Esta señal se amplifica y ya es posible escucharla en un altavoz a gran volumen.

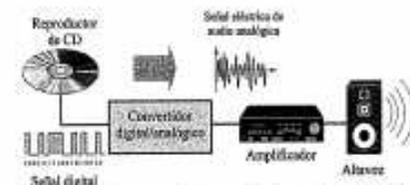


Figura 1.5. Proceso de conversión de una señal digital en una analógica.

La electrónica digital opera con números. La información está contenida en los números y no en la forma de la señal eléctrica. Una señal eléctrica siempre se puede convertir a números y, una vez procesada, recuperarse posteriormente.

En la Figura 1.6 se muestra el proceso de digitalización de una señal de audio. Para ello se somete a la señal a una medida de su valor cada cierto intervalo de tiempo (muestreo). Para una digitalización a 8 bits, se asigna a cada muestra un código de 8 dígitos en función del valor que toma la señal en la muestra, consiguiendo 256 permutaciones de unos y ceros, empezando por 00000000 y terminando con 11111111. El resultado final es una señal digital con una enorme cantidad de secuencias de cifras binarias.

de 8 dígitos, que podremos almacenar en un soporte magnético (disco duro, tarjeta de memoria), óptico (CD-ROM, DVD), etc.

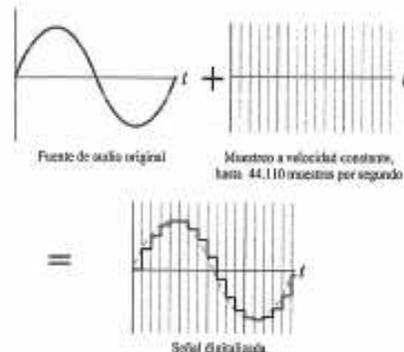


Figura 1.6. Proceso de digitalización de una señal.

La gran ventaja de los sistemas digitales frente a los analógicos es que las señales digitales se pueden almacenar, procesar y transmitir en forma de dígitos o cifras. Esta información es mucho más difícil que se perturbe mediante interferencias. Así, por ejemplo, en un receptor de televisión analógico es susceptible a recibir una imagen defectuosa debido a las interferencias de cualquier perturbación electromagnética como la atmosférica debido a las tormentas, ya que la señal analógica se puede ver modificada en su amplitud o frecuencia. Sin embargo, en la televisión digital

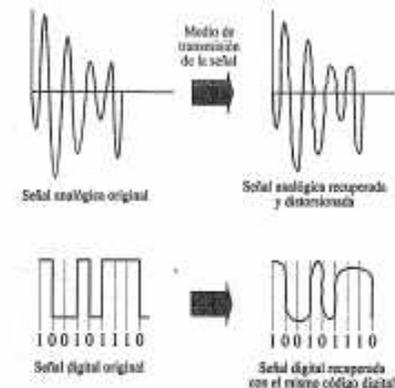


Figura 1.7. Distorsión de las señales analógica y digital.

(por ejemplo, la TDT), la señal que se transmite es una serie de cifras digitales formadas por unos y ceros (hay tensión, no hay tensión), y que aunque se modifique algo el valor de la tensión que se corresponde a un «1» o a un «0», la cifra no se modifica. Por decirlo de otra forma si yo digo el «1» en voz alta, seguirá también siendo un «1» en voz más baja, siempre y cuando se pueda oír. Por eso la televisión digital se suele ver bien, aunque existan pequeñas interferencias; cuando las interferencias aumentan, la imagen desaparece a intervalos de la pantalla.

Los circuitos digitales que se utilizan de forma repetitiva se pueden incluir o integrar en un solo componente o chip, pudiendo aportar muchas funciones en un espacio muy reducido y a un coste muy bajo. Además, los sistemas digitales pueden ser programables, lo que permite reconfigurar un mismo circuito de forma rápida solo con cambiar el programa.

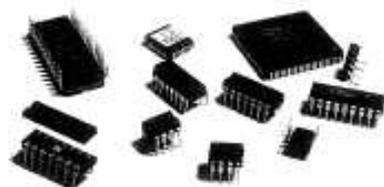


Figura 1.8. Circuitos integrados.

Gracias a la electrónica digital, que opera con cifras binarias, se pueden realizar operaciones lógicas y aritméticas, que es la base para la construcción de autómatas, de los microprocesadores y los ordenadores.

Las posibilidades que ofrece el uso de la electrónica digital son cada vez mayores. Seguidamente exponemos algunas de sus aplicaciones:

- Calculadoras,
- Ordenadores,
- Escáner.
- Automatización industrial y doméstica.
- Electrónica del automóvil,
- Telefonía móvil.
- Audio (MP3, CD, Mini Disc, etc.).
- Televisión digital.
- Fotografía digital.
- Telecomunicaciones.
- Internet.
- Instrumentos de medida.

Tabla 1.2. Ventajas de la electrónica digital frente a la analógica.

Ventajas digitales	El inconveniente analógico
Siempre reproduce exactamente los mismos resultados.	La salida puede variar con la temperatura, la tensión de alimentación, estado de los componentes, etc.
El diseño de circuitos lógicos es sencillo.	Para diseñar circuitos hay que realizar operaciones complejas y conocer muy bien sus componentes.
Se pueden programar para hacer que un mismo circuito pueda ser utilizado para varias funciones.	Los circuitos solo realizan la función para la que han sido diseñados.
Mayor facilidad de integración para circuitos repetitivos.	Coste más elevado de los circuitos.
Menor posibilidad de interferencias en las señales digitales.	Susceptible de sufrir interferencias de otros sistemas.
Facilidad de almacenamiento de la información en soporte magnético u óptico sin deterioro de la fidelidad de la señal, aunque se realicen muchas copias.	La información almacenada se va deteriorando; sobre todo si se realizan copias.



Figura 1.9. La electrónica digital ofrece múltiples aplicaciones.

1.2. Sistemas de numeración

El sistema de numeración que mejor se adapta a la codificación de señales digitales es el binario, ya que solamente usa dos dígitos, el uno y el cero, para formar los diferentes

cifras. En este apartado también estudiaremos el sistema de numeración octal, el hexadecimal, el BCD y sus diferentes conversiones al sistema que utilizamos habitualmente, el sistema decimal.

Un sistema numérico es el conjunto ordenado de símbolos o dígitos y las reglas con que se combinan para representar cantidades numéricas. Existen diferentes sistemas numéricos, cada uno de ellos se identifica por su base.

Un dígito en un sistema numérico es un símbolo que no es combinación de otros y que representa un entero positivo.

Un bit es un dígito binario (abreviación del inglés *binary digit*), es decir, un 0 o un 1.

La base de un sistema numérico es el número de dígitos diferentes usados en ese sistema.

Tabla 1.3. Sistemas de numeración.

Sistema	Dígitos	Alfabeto
Binario	2	0, 1
Octal	8	0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7
Decimal	10	0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9
Hexadecimal	16	0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F

1.2.1. Sistema decimal

El sistema decimal tiene su base en diez dígitos: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 y 9. El número de dígitos o símbolos diferentes que se utilizan en un sistema de numeración constituye su base. Para el sistema decimal la base es 10.

El lugar que ocupa cada dígito en una determinada cifra nos indica su valor. Así, por ejemplo el 956₁₀ se puede descomponer de la siguiente forma:

$$956_{10} = 900 + 50 + 6 = 9 \cdot 100 + 5 \cdot 10 + 6 \cdot 1$$

Otra forma de expresarlo sería en forma polinómica:

$$956_{10} = 9 \cdot 10^2 + 5 \cdot 10^1 + 6 \cdot 10^0$$

En conclusión, la cifra se descompone multiplicando cada dígito por su base elevada al número que representa la posición que ocupa. De forma general, la expresión polinómica exponencial de un número (N) en el sistema decimal sería la siguiente:

$$N_{10} = a_n \cdot 10^n + a_{n-1} \cdot 10^{n-1} + \dots + a_1 \cdot 10^1 + a_0 \cdot 10^0$$

Los términos a_n, \dots, a_1, a_0 son los dígitos del número (del 0 al 9 en el sistema decimal).

1.2.2. Sistema binario

El sistema binario tiene su base en dos únicos dígitos: 0 y 1. Su expresión polinómica sería:

$$N_2 = a_n \cdot \dots \cdot a_2 a_1 a_0 = a_n \cdot 2^n + \dots + a_2 \cdot 2^2 + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0$$

Los términos $a_n \dots a_2 a_1 a_0$ son los dígitos del número (del 0 al 1 en el sistema binario).

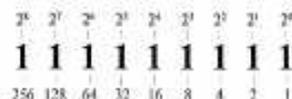


Figura 1.10. Valores de las posiciones de los términos binarios de un número de 8 bits.

Actividad resuelta 1.1

¿Cuál es el valor decimal del número binario 11001₂?

Solución: Aplicamos la expresión polinómica:

$$11001_2 = 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 1 \cdot 16 + 1 \cdot 8 + 0 \cdot 4 + 0 \cdot 2 + 1 \cdot 1 = 25_{10}$$

Para convertir un número decimal a binario se realiza la división continuada por 2 hasta que el cociente sea cero. Los restos obtenidos en los diferentes pasos nos darán el número en binario. Para ello se toman los dígitos obtenidos en los restos desde el último hasta el primero.

Actividad resuelta 1.2

¿Cuál es el valor binario del número decimal 25₁₀?

Solución:

División	Cociente	Resto
25 : 2 =	12	1
12 : 2 =	6	0
6 : 2 =	3	0
3 : 2 =	1	1
1 : 2 =	0	1

→ 11001

Actividad propuesta 1.1

Convierte los siguientes números decimales a binarios:

- a) 48₁₀; b) 375₁₀; c) 4.356₁₀

Convierte los siguientes números binarios a decimales:

- d) 11101001₂; e) 101010011₂; f) 1100110010₂



La solución a esta Actividad propuesta la puedes encontrar dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

1.2.3. Sistema octal y hexadecimal

El sistema octal (base 8) y hexadecimal (base 16) se pueden considerar como «binario abreviados», ya que la conversión de estos a binario y viceversa es prácticamente inmediata a simple vista, por lo que han sido utilizados para representar de manera compacta información binaria en los sistemas digitales.

Sistema octal

La conversión de un número octal en un número binario se realiza de forma sencilla e inmediata, para ello hay que sustituir cada dígito octal por la cadena equivalente de tres bits binarios, tal como se muestra en la Tabla 1.4

Tabla 1.4. Correspondencias entre números octales y cadenas de tres bits binarios.

Octal	Binario
0	000
1	001
2	010
3	011
4	100
5	101
6	110
7	111

Actividad resuelta 1.3

¿Cuál es el número binario del número octal 457₈?

Solución: Consultando en la Tabla 1.4 de equivalencias

Octal	Binario
4	100
5	101
7	111

457₈ → 100 101 111₂

Actividad resuelta 1.4

¿Cuál es el número octal del número binario 1010111₂?

Solución: Se agrupan los bits de tres en tres comenzando por el bit menos significativo. Como en nuestro ejemplo el número de bits no es múltiplo de tres, se añaden a la izquierda del bit más significativo los ceros necesarios para completar un grupo de tres.

Binario	Octal
001	1
010	2
111	7

001 010 111₂ → 127₈

Sistema hexadecimal

El código hexadecimal posee una base 16 y consta de 10 dígitos numéricos y 5 alfabéticos. En la Tabla 1.5 se muestran las equivalencias entre los diferentes códigos de numeración

Tabla 1.5. Correspondencias entre números hexadecimales y cadenas de cuatro bits binarios.

Hexadecimal	Binario	Binario
0	0	0000
1	1	0001
2	2	0010
3	3	0011
4	4	0100
5	5	0101
6	6	0110
7	7	0111
8	8	1000
9	9	1001
10	A	1010
11	B	1011
12	C	1100
13	D	1101
14	E	1110
15	F	1111

Actividad resuelta 1.5

¿Cuál es el número binario del número hexadecimal 28D₁₆?

Solución: Consultando en la Tabla 1.5 de equivalencias

Hexadecimal	Binario
2	0010
8	1000
D	1101

28D₁₆ → 0010 1000 1101₂

Actividad resuelta 1.6

¿Cuál es el número hexadecimal del número binario 10110100100₂?

Solución: Se agrupan los bits de cuatro en cuatro comenzando por el bit menos significativo. Como en nuestro ejemplo el número de bits no es múltiplo de cuatro, se añaden a la izquierda del bit más significativo los ceros necesarios para completar un grupo de cuatro.

Binario	Hexadecimal
0101	5
1010	A
0100	4

0101 1010 0100₂ → 5A4₁₆

Actividad propuesta 1.2

Convierte los siguientes números en código binario:

- a) 4785₁₀ b) 238₁₀
 c) 345₈ d) 236₈
 e) 45B₁₆ f) 675D₁₆

Convierte los siguientes números binarios en código decimal, octal y hexadecimal:

- g) 1100010 h) 101010101010



La solución a esta Actividad propuesta la puedes encontrar dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

1.3. Códigos

La información que han de procesar los sistemas digitales debe adaptarse lo mejor posible a la forma de trabajar de los mismos, por lo que en la práctica se recurre a formas diferentes de representar la información de todo tipo (codificar) utilizando combinaciones de unos y ceros. Seguidamente estudiaremos algunos de los códigos de más uso en la electrónica digital.

1.3.1. Código BCD natural

El código BCD natural consiste en representar cada uno de los dígitos decimales por su binario equivalente expresado con 4 bits, tal como se muestra en la Tabla 1.6.

Tabla 1.6. Equivalencias código BCD.

Decimal	BCD Binario
0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001

Actividad resuelta 1.7

- a) Convierte el número 928_{10} en BCD.
Solución: $928_{10} = 1001\ 0010\ 1000_{BCD}$
- b) Convierte el número 10001110011_{BCD} en decimal.
Solución: $1000\ 0111\ 0011_{BCD} = 873_{10}$

1.3.2. Código ASCII

El código ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*) es un código alfanumérico que utiliza 7 bit para codificar números, letras, símbolos especiales e instrucciones de control para periféricos. Es el código más utilizado en los teclados de los ordenadores.

Así, por ejemplo, la palabra «Hola» se presenta en código ASCII de la siguiente forma:

H
o
l
a
 1001000 1101111 1101100 1100001

Actividad propuesta 1.3

Encuentra el significado de la siguiente expresión codificada en ASCII:

1000010 1001001 1000101 1001110



La solución a esta Actividad propuesta la puedes encontrar dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

Otros códigos utilizados en los sistemas digitales son también:

- ASCII extendido de 8 bits.
- Gray.
- BCD Aiken 241.
- BCD Aiken 541.
- Johnson.
- Hamming.

Actividad propuesta 1.4



Busca en Internet información relativa a otros códigos utilizados en la electrónica digital.

1.4. Niveles lógicos de las señales digitales

La electrónica digital trabaja con circuitos que solo contemplan dos estados posibles, verdadero o falso, sí o no, que se representan por la cifras binarias «1» y «0». La forma de convertir esta información en impulsos eléctricos es asignar a cada uno de estos dos estados, o niveles lógicos, una cierta tensión eléctrica. A este respecto, se pueden aplicar dos tipos de lógica:

- **Lógica positiva:** el «1» equivale a una tensión de nivel alto (High) y el «0» a una tensión de nivel bajo (Low) (Figura 1.11).
- **Lógica negativa:** el «1» equivale a una tensión de nivel bajo (Low) y el «0» a una tensión de nivel alto (High) (Figura 1.12).

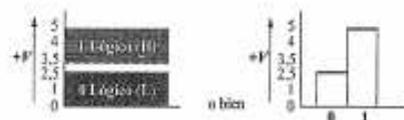


Figura 1.11. Lógica positiva.

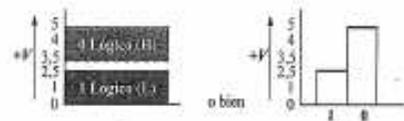


Figura 1.12. Lógica negativa.

La forma más sencilla de representar los dos niveles lógicos es como la que se muestra en la Figura 1.13.



Figura 1.13. Niveles lógicos de una señal digital.

La lógica que utilizaremos en los circuitos de este texto será habitualmente la positiva, aunque en la práctica se utilizará la lógica que mejor se adapte al diseño.

1.5. Puertas lógicas

El origen de los circuitos lógicos comienza con la necesidad de construir automatismos y es anterior al desarrollo de la electrónica digital integrada. Una de las primeras aplicaciones fue la sustitución de los relés electromagnéticos, que ocupaban un gran volumen y requerían de operaciones de mantenimiento constantes, por puertas lógicas integradas en un solo «chip», en las centrales telefónicas.

Los componentes básicos que se utilizan en la electrónica digital para realizar las diferentes funciones elementales reciben el nombre de puertas lógicas. Las puertas lógicas se consiguen gracias a los circuitos integrados, y constan de diferentes entradas y de una salida. A las entradas de las mismas se les aplica uno de los dos niveles lógicos: «1» o «0», y en función del tipo de puerta utilizada, obtendremos a la salida uno de dichos niveles lógicos.

En este apartado estudiaremos los circuitos combinatoriales, donde las salidas dependen directamente del valor de las entradas, y no pueden por tanto almacenar ningún tipo de información, solo realizan transformaciones en las entradas. Más adelante estudiaremos los circuitos secuenciales, que son capaces de «recordar» números que han recibido anteriormente.

1.5.1. Puerta O (OR)

Es una puerta lógica de varias entradas. Para el caso de dos entradas, la salida obtenida es de nivel alto si cualquiera de sus entradas o ambas están a nivel alto, y su salida será de nivel bajo si ambas entradas están a nivel bajo. En la figura se muestra su símbolo. Para representar las combinaciones de las entradas posibles y el nivel obtenido a la salida se utiliza la tabla de la verdad, tal como se muestra en la Figura 1.14.

Para una puerta lógica con dos entradas, las combinaciones que se pueden conseguir en la tabla de la verdad son: $2^2 = 4$.

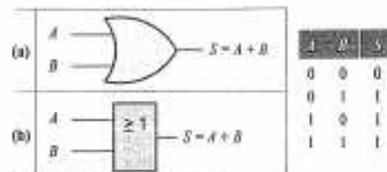


Figura 1.14. Puerta lógica OR y su tabla de la verdad. (a) Símbolo tradicional. (b) Símbolo ANSI.

Esta puerta lógica realiza la función «O», conocida también con el nombre de suma:

$$S = A + B$$

Desde el punto de vista de la lógica, esta función se puede interpretar así:

- La salida *S* será verdadera cuando cualquiera de las entradas *A* o *B* lo sea.

Para entender mejor estos conceptos, podemos realizar una simulación de esta puerta lógica utilizando interruptores, tal como se muestra en la Figura 1.15, de tal forma que:

- Un interruptor abierto se corresponde como un nivel de entrada bajo = 0.
- Un interruptor cerrado equivale a un nivel de entrada alto = 1.

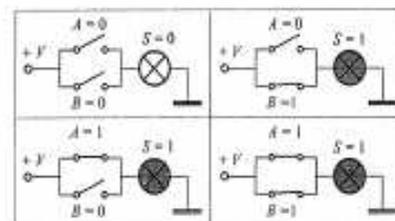


Figura 1.15. Simulación de una puerta OR mediante interruptores.

La lámpara se enciende ($S = 1$) si se cierra cualquiera de los dos interruptores, o ambos.

Actividad propuesta 1.5

Dibuja el símbolo de una puerta OR con tres entradas y escribe su tabla de la verdad.

1.5.2. Puerta Y (AND)

Esta puerta lógica realiza la función Y, conocida también con el nombre de producto:

$$S = A \cdot B$$

Para el caso de dos entradas, la salida obtenida es de nivel alto solo si ambas entradas están a nivel alto. En la Figura 1.16 se muestra su símbolo y su tabla de la verdad.

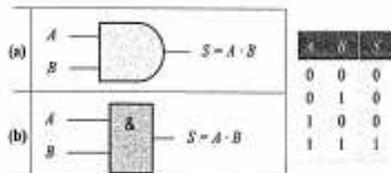


Figura 1.16. Puerta lógica AND y su tabla de la verdad. (a) Símbolo tradicional. (b) Símbolo ANSI.

En la Figura 1.17 se muestra una simulación de esta puerta lógica utilizando interruptores.

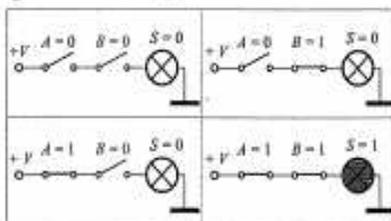


Figura 1.17. Simulación de una puerta AND mediante interruptores.

La lámpara solo se enciende ($S = 1$) si se cierra ambos interruptores a la vez.

Actividad propuesta 1.6

Dibuja el símbolo de una puerta AND con cuatro entradas y escribe su tabla de la verdad.

1.5.3. Puerta inversora NOT

Es una puerta lógica de una sola entrada. La salida obtenida es siempre el inverso al nivel lógico de la entrada, es decir convertir unos a ceros y ceros a unos. En la Figura 1.18 se muestra su símbolo y su tabla de la verdad.

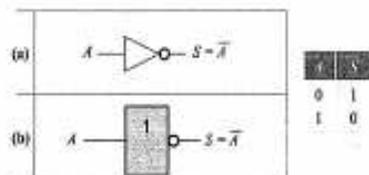


Figura 1.18. Puerta lógica NOT y su tabla de la verdad. (a) Símbolo tradicional. (b) Símbolo ANSI.

La función que realiza la puerta NOT es:

$$S = \bar{A}$$

1.5.4. Puerta NO O (NOR)

La puerta NOR, desde un punto de vista funcional, está formada por una puerta OR y una puerta NOT, tal como se muestra en la Figura 1.19.

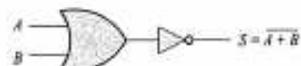


Figura 1.19. Puerta NOR mediante combinación de puerta OR y puerta NOT.

Su funcionamiento es el inverso de la puerta NOR. Para el caso de dos entradas, la salida obtenida es de nivel alto solo si ambas entradas están a nivel bajo. En la Figura 1.20 se muestra su símbolo y su tabla de la verdad.

La función que realiza la puerta NOR es:

$$S = \overline{A + B}$$

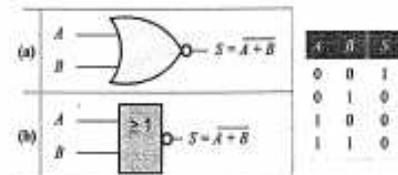


Figura 1.20. Puerta lógica NOR y su tabla de la verdad. (a) Símbolo tradicional. (b) Símbolo ANSI.

1.5.5. Puerta NO Y (NAND)

La puerta NAND funcionalmente está formada por una puerta AND y una puerta NOT, tal como se muestra en la Figura 1.21.

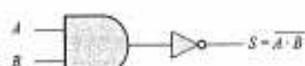


Figura 1.21. Puerta NAND mediante combinación de puerta AND y puerta NOT.

Su funcionamiento es el inverso de la puerta AND. Para el caso de dos entradas, la salida obtenida es de nivel alto solo si alguna de las entradas está a nivel alto o ambas a la vez. En la Figura 1.22 se muestra su símbolo y su tabla de la verdad.

La función que realiza la puerta NAND es:

$$S = \overline{A \cdot B}$$

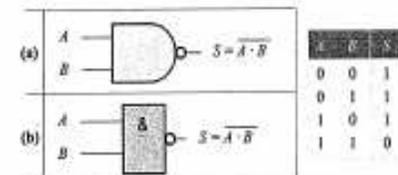


Figura 1.22. Puerta lógica NAND y su tabla de la verdad. (a) Símbolo tradicional. (b) Símbolo ANSI.

1.5.6. Puerta O exclusiva (XOR)

La salida obtenida en una puerta XOR es de nivel alto solo cuando lo sea exclusivamente alguna de sus entradas. En la Figura 1.23 se muestra su símbolo y su tabla de la verdad.

La función que realiza la puerta XOR es:

$$S = A \oplus B$$

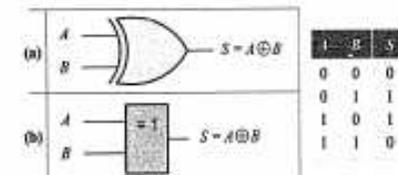


Figura 1.23. Puerta lógica XOR y su tabla de la verdad. (a) Símbolo tradicional. (b) Símbolo ANSI.

1.5.7. Puerta NO XOR (XNOR)

La puerta XNOR funcionalmente está formada por una puerta XOR y una puerta NOT, tal como se muestra en la Figura 1.24.

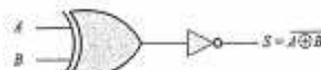


Figura 1.24. Puerta XNOR mediante combinación de puerta XOR y puerta NOT.

Su funcionamiento es el inverso de la puerta XOR. La salida obtenida es de nivel alto si ambas entradas son iguales. En la Figura 1.25 se muestra su símbolo y su tabla de la verdad.

La función que realiza la puerta XOR es:

$$S = A \oplus B$$

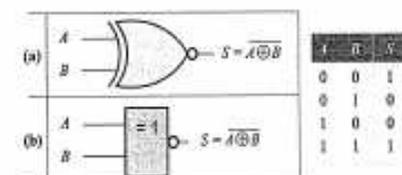


Figura 1.25. Puerta lógica XNOR y su tabla de la verdad. (a) Símbolo tradicional. (b) Símbolo ANSI.

1.5.8. Simbología utilizada en electrónica digital

Como habrás podido comprobar, existen dos formas de representar una puerta lógica, la tradicional y la ANSI. Los símbolos tradicionales estándar se han estado utilizando durante muchos años y todavía hoy en día es la forma más habitual de representar un circuito lógico. En 1984 se creó una nueva norma, el estándar 91-1984 IEEE/ANSI, que utiliza símbolos rectangulares para representar cualquier función lógica. Esta nueva simbología va siendo cada vez más aceptada por la industria digital y se pueden encontrar diferentes fabricantes de CI que ya la utilizan, por lo que conviene familiarizarse con esta nueva forma de representación.

En la Figura 1.26 se muestra un resumen de las puertas lógicas utilizadas en sistemas combinatoriales con sus diferentes símbolos.

Puerta	Símbolo tradicional	Símbolo ANSI
NOT		
OR		
NOR		
AND		
MAND		
XOR		
XNOR		

Figura 1.26. Simbología puertas lógicas.

1.6. Diseño de circuitos combinacionales con puertas lógicas

Con la combinación de diferentes puertas lógicas se puede conseguir dar respuesta a una determinada aplicación práctica. Para ello, lo primero es definir el número de entradas y establecer las asociaciones de las señales de entrada con la salida. Esto se lleva a cabo con la ayuda de la tabla de la verdad, de la que se obtiene la función que se corresponde con la salida. Una vez obtenida dicha función, ya se puede realizar el circuito o *diagrama lógico* formado por la interconexión de las puertas lógicas necesarias.

Actividad resuelta 1.8

En una nave industrial se dispone de tres motores de las siguientes potencias: 10 kW, 20 kW y 30 kW, para lo que se dispone de dos generadores de 30 kW cada uno. Se desea diseñar un sistema automático que ponga en funcionamiento el segundo generador cuando la po-

tencia de los motores supere los 30 kW suministrados por el primer generador.

En la Figura 1.27 se muestra un diagrama esquemático de la posible solución. A cada uno de los motores se les ha instalado unos sensores (A, B y C) que se cerrarán, dando lugar a un «1» lógico, cuando entren en funcionamiento los respectivos motores. El circuito digital dará una salida de nivel alto «1» y activará el generador número 2, cuando la combinación de los sensores A, B, C, correspondiente a las entradas, cumpla la condición dada (la suma de la potencia de los motores conectados supere los 30 kW).

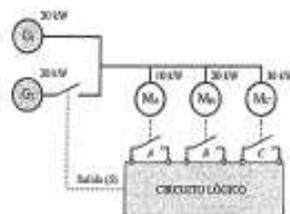


Figura 1.27. Diagrama esquemático de automatización.

Con esta información ya estamos en disposición de realizar la tabla de la verdad que cumpla con las condiciones dadas en el diseño (Figura 1.28). Como las entradas son 3, el número de combinaciones posibles será: $2^3 = 8$.

A	B	C	S
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1 — $\bar{A}BC$
1	0	0	0
1	0	1	1 — $A\bar{B}C$
1	1	0	0
1	1	1	1 — ABC

Figura 1.28. Tabla de la verdad.

Si ahora tomamos solamente los valores de la salida que han dado como resultado un «1» lógico, podremos escribir la función que deberá realizar nuestro circuito lógico combinacional.

$$S = \bar{A} \cdot B \cdot C + A \cdot \bar{B} \cdot C + A \cdot B \cdot C$$

Ahora ya podemos construir nuestro circuito mediante las puertas lógicas que ya conocemos, de tal forma que se cumplan las condiciones de la función anterior. En la Figura 1.29 se muestra la solución a nuestro sistema de automatización.

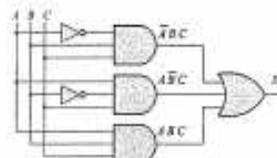


Figura 1.29. Diagrama lógico para la automatización del generador.

En la Figura 1.30 se ha representado el mismo circuito mediante simbología ANSI.

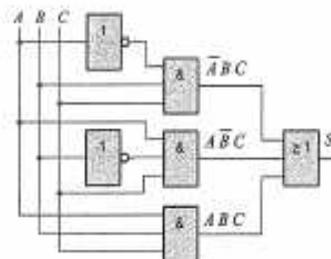


Figura 1.30. Diagrama lógico para la automatización del generador con símbolos ANSI.

Actividad resuelta 1.9

Obtén la función y la tabla de la verdad del diagrama lógico de la Figura 1.31.

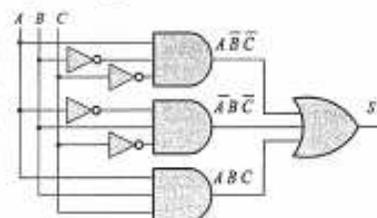


Figura 1.31. Diagrama lógico.

Solución: Al observar la función que realiza cada puerta lógica individual obtenemos la función que se corresponde con la salida:

$$S = A \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} + A \cdot \bar{B} \cdot C + A \cdot B \cdot C$$

Para realizar la tabla de la verdad de forma más sencilla, situaremos los términos parciales de la función con

las salidas obtenidas en las diferentes puertas lógicas, tal como se muestra en la Figura 1.32.

A	B	C	$\bar{A}\bar{B}\bar{C}$	$\bar{A}\bar{B}C$	$\bar{A}B\bar{C}$	$\bar{A}BC$	S
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	1	0	1
0	1	1	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	1
1	0	1	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	1	1

Figura 1.32. Tabla de la verdad.

Como ya estudiaremos en la Unidad 2, con el conocimiento del álgebra de Boole y de sistemas de simplificación, se puede conseguir realizar circuitos lógicos con el menor número de puertas posibles, e incluso realizarlos con un solo tipo de puerta lógica.

Actividad propuesta 1.7

Dibuja el diagrama lógico de la Actividad resuelta anterior (Figura 1.31) utilizando la simbología ANSI.

1.7. Construcción de puertas lógicas con circuitos integrados

Para la fabricación de las puertas lógicas se utilizan los **circuitos integrados** (CI). Estos están formados por un conjunto de componentes electrónicos (resistencias, diodos, transistores) integrados en una sola pieza de material semiconductor a base de silicio e insertada en el interior de un encapsulado.

Los circuitos integrados han ido evolucionando con el tiempo, consiguiéndose integrar cada vez un mayor número de puertas lógicas en un solo componente o CI. En la Tabla 1.7 se muestra una clasificación de los circuitos integrados en función de su escala de integración.

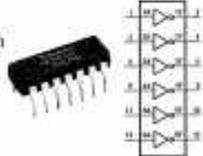
Los circuitos integrados se fabrican con diferentes encapsulados dependiendo de la forma de conexión al circuito de sus terminales o patillas. En la Figura 1.34 se muestra el aspecto físico de diferentes encapsulados.

Tabla 1.7. Escala de integración de los circuitos integrados.

Integración	Escala
SSI - Integración a pequeña escala	Menos de 12
MSI - Integración a media escala	12 a 99
LSI - Integración a gran escala	100 a 9.999
VLSI - Integración a escala muy grande	10.000 a 99.999
ULSI - Integración a escala ultragrande	100.000 a 999.999
GSI - Integración a gigascala	1.000.000 o más

SSI

Las entradas y salidas están directamente conectadas a las pines, como por ejemplo el CI 7404 que contiene 6 puertas NOT.



MSI

Hasta 100 puertas. Realizan una tarea específica simple, como por ejemplo un codificador de BCD a decimal.



GSI

Puede llegar a contener millones de puertas, como por ejemplo las CPU de un ordenador.



Figura 1.33. Ejemplos de aplicaciones según la escala de integración.

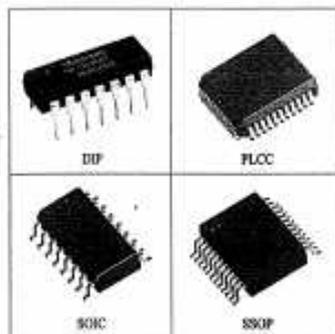


Figura 1.34. Encapsulados de los CI.

El encapsulado DIP consta de dos hileras paralelas de patillas que se conectan al circuito de forma sencilla a través de un zócalo de conexión. Los CI con encapsulado DIP son muy fáciles de manejar para la construcción de prototipos en placas de montaje rápido, como las *protoboard* que vamos a utilizar en las Actividades prácticas.

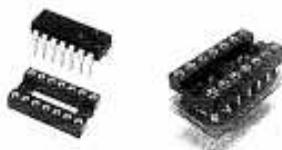


Figura 1.35. Zócalos de conexión para encapsulados DIP.

Cada uno de los terminales del CI va numerado. El número 1 se sitúa en un pequeño agujero que se incluye en un extremo. En la Figura 1.36 se muestra, como ejemplo, la disposición de patillas de un CI de 14 patillas.

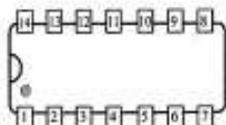


Figura 1.36. Numeración de patillas.

El encapsulado SSOP es el más pequeño de todos y se utiliza para montaje y soldadura directa sobre la placa del circuito impreso. Habitualmente se montan y sueldan de forma automatizada mediante robots de posicionamiento del chip en la placa y soldadura por horno de refusión. Los encapsulados SOIC y PLCC se suelen montar por soldadura directamente a la placa o utilizar zócalos especiales para su montaje.

1.8. Familias lógicas

Para la fabricación de los circuitos integrados digitales se pueden aplicar diferentes tecnologías, conocidas por el nombre de familias lógicas. El avance en la investigación de circuitos electrónicos digitales ha tenido como objetivo el encontrar dispositivos que ofrezcan mayores prestaciones, como pueden ser: un menor consumo, mayor velocidad de conmutación, mayor capacidad de integración, etc., que ha hecho evolucionar de forma progresiva las tecnologías de fabricación. Cada una de las familias lógicas posee unas determinadas características. La función del diseña-

dor de circuitos digitales será utilizar aquellas que presenten mayores ventajas y se adapten mejor al diseño, buscando siempre una reducción del consumo de potencia eléctrica y un aumento de la velocidad de conmutación.

Una familia lógica es el conjunto de todos los componentes lógicos fabricados con la misma tecnología.

En la Tabla 1.8 se muestran algunas de las familias lógicas históricamente más importantes.

Tabla 1.8. Familias lógicas.

	Resistor-Transistor Logic
	Diode-Transistor Logic
	Emitter-Coupled Logic
	Transistor-Transistor Logic
	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
	Bipolar Complementary Metal-Oxide Semiconductor

El rápido avance de las nuevas tecnologías provoca que ciertas familias lógicas queden obsoletas en muy pocos años. De esta forma aparecen subfamilias dentro de una determinada familia que mejoran las características de las versiones anteriores.

Las familias RTL y DTL fueron las que aparecieron primero, pero después aparecieron las familias TTL y ECL. La familia TTL ha sido utilizada durante muchos años, por lo que se consiguen componentes fácilmente en el mercado. La familia ECL supuso un gran avance en sistemas que requieran operar a gran velocidad, pero ha sido superada y sustituida por la familia CMOS. Esta última familia consigue una gran densidad de integración y bajo consumo de energía, lo que le ha convertido en la familia predominante en el mercado. La familia BiCMOS, que es una combinación de CMOS y TTL se utiliza en forma selectiva para casos en que la familia CMOS no puede manejar adecuadamente la corriente necesaria o la velocidad.

Las dos familias lógicas más utilizadas en la actualidad son la TTL basada en los transistores bipolares y MOSFET basada en los transistores unipolares de efecto de campo.

Uno de los criterios más importantes en la construcción de puertas lógicas es la uniformidad, por lo que la base de una familia lógica es que las diferencias que puedan existir entre las diferentes puertas lógicas sean las mínimas.

1.8.1. Características de una familia lógica

Antes de pasar al estudio de las características específicas de las familias más importantes, como la TTL y la CMOS, vamos a definir las principales parámetros y características de un circuito lógico integrado. Estos parámetros los podremos encontrar en las hojas de características que nos facilitan los fabricantes y que, en la actualidad, se encuentran con facilidad en Internet.

Tensión de alimentación (V_{CC})

Para que los circuitos lógicos integrados en un CI puedan funcionar, es necesario conectarlos a una fuente de alimentación de corriente continua, que garantice que la tensión suministrada (V_{CC}) al CI permanezca lo más constante posible aunque varíe la intensidad de corriente suministrada por la misma. El positivo de dicha fuente se suele conectar a la patilla del CI que aparece señalada como V_{CC} y el negativo a otra denominada GND, tal como se muestra en el ejemplo de la Figura 1.37.

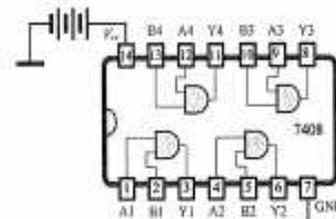


Figura 1.37. Conexión de la fuente de alimentación a un CI de la serie 7408.

Así, por ejemplo, para la familia lógica TTL la tensión de alimentación es de +5 V, aunque se admite un rango de tolerancia que varía entre 4,75 V y 5,25 V. Para alimentación de los circuitos CMOS se admite un rango de tensión mucho más amplio, que varía entre los 3 V y los 18 V.

Niveles de tensión de entrada y salida

Los niveles de tensión de entrada nos indican la tensión que deberemos aplicar a la entrada de una puerta lógica para que esta lo acepte como un estado lógico «1» o «0». Esta tensión puede variar dentro de un pequeño margen. En las hojas de características nos indican los valores límites que se corresponden a los niveles lógicos, como son:

$V_{Alimáx}$ = máxima tensión de entrada (I) admisible para que la puerta interprete un «0» lógico o un nivel bajo (L).

$V_{O(min)}$ = mínima tensión de entrada (I) admisible para que la puerta interprete un «1» lógico o un nivel alto (H).

En la Figura 1.38(a) se muestra, como ejemplo, los niveles de tensión de entrada de las serie TTL estándar para conseguir los niveles lógicos.

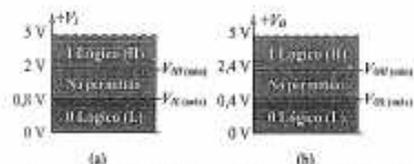


Figura 1.38. (a) Niveles de tensión de entrada de la serie TTL estándar. (b) Niveles de tensión de salida.

Dado que las puertas lógicas se interconectan entre sí, es importante conocer la tensión que suministra una puerta a su salida en los dos estados lógicos, para así asegurarnos de que puede activar a las siguientes puertas que se conectan a su salida. Los niveles de tensión de salida son:

$V_{O(max)}$ = máxima tensión que aparece en la salida (O) para el estado lógico «0» o nivel bajo (L).

$V_{O(min)}$ = mínima tensión que aparece en la salida (O) para el estado lógico «1» o nivel alto (H).

En la Figura 1.38(b) se muestra, como ejemplo, los niveles de tensión de salida de las serie TTL estándar y en la Figura 1.39 los niveles de tensión de entrada y salida para el circuito CMOS 74HC.

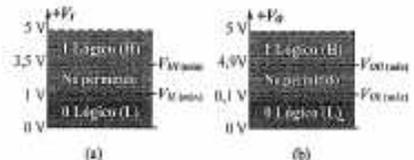


Figura 1.39. (a) Niveles de tensión de entrada de la serie CMOS 74HC. (b) Niveles de tensión de salida.

Inmunidad al ruido

El ruido se produce cuando aparecen variaciones indeseables en la tensión que manejan las puertas lógicas. Este ruido puede ser producido por fluctuaciones bruscas en la tensión de la red eléctrica, interferencias ocasionadas por campos electromagnéticos que se inducen en los conductores de alimentación, etc.

La inmunidad al ruido de un circuito lógico nos indica su capacidad para tolerar ruido (fluctuaciones de tensión no

deseadas) sin que se vean afectados los valores lógicos de salida.

El margen de ruido en voltios (V_N) que tolera un circuito lógico se puede calcular de la siguiente forma:

• Margen de ruido para el nivel alto:

$$V_{NM} = V_{O(max)} - V_{O(min)}$$

• Margen de ruido para el nivel bajo:

$$V_{NL} = V_{O(min)} - V_{O(max)}$$

Actividad resuelta 1.10

Analiza los niveles de tensión de entrada y salida de la serie TTL estándar (Figura 1.38) y de las serie CMOS 74HC (Figura 1.39) y averigua su margen de ruido.

Solución: Para la serie TTL estándar:

$$V_{NM} = V_{O(max)} - V_{O(min)} = 2,4 \text{ V} - 2 \text{ V} = 0,4 \text{ V}$$

$$V_{NL} = V_{O(min)} - V_{O(max)} = 0,8 \text{ V} - 0,4 \text{ V} = 0,4 \text{ V}$$

Para la serie CMOS 74HC:

$$V_{NM} = V_{O(max)} - V_{O(min)} = 4,9 \text{ V} - 3,5 \text{ V} = 1,4 \text{ V}$$

$$V_{NL} = V_{O(min)} - V_{O(max)} = 1 \text{ V} - 0,1 \text{ V} = 0,9 \text{ V}$$

De los resultados de estos cálculos se puede deducir que los circuitos de la familia CMOS poseen una mayor inmunidad al ruido que los de la familia TTL.

Disipación de potencia

Los circuitos lógicos consumen una cierta potencia cuando están en funcionamiento. Esta potencia hace que los circuitos se calienten por efecto Joule, lo que provoca una elevación de su temperatura, que podría dañar los dispositivos si no se diseñan adecuadamente. En las hojas de características de los fabricantes de circuitos lógicos normalmente se indica la disipación de potencia en mW por cada una de las puertas lógicas incluidas en el CI.

Así, por ejemplo, la familia TTL 74 posee una disipación de potencia por puerta de 10 mW, mientras que la familia CMOS 74HC posee una disipación de potencia mucho menor, del orden de 0,0025 mW.

Capacidad de carga (fan-out)

En el diseño de circuitos lógicos es muy habitual conectar varias entradas de otras puertas a la misma salida de una puerta lógica (Figura 1.40). Dado que la corriente que pue-

de suministrar la salida de una puerta es limitada, si conectásemos más puertas de las indicadas por el fabricante, no se podría garantizar que la tensión de salida de la misma sea suficiente para activar las puertas conectadas.

El *fan-out* nos indica el número máximo de puertas que pueden conectarse a la salida de otra puerta de la misma familia lógica. Así, por ejemplo, la familia TTL 74 posee un *fan-out* de 10 puertas, mientras que la familia CMOS 74HC posee un *fan-out* mucho mayor, del orden de 100 puertas.

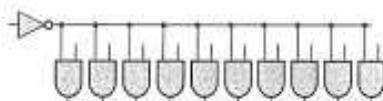


Figura 1.40. Ejemplo de un fan-out de 10 para la salida de una puerta NOT de la familia TTL 74.

Retardo de propagación

Cuando aplicamos una señal de entrada a una puerta lógica y esta cambia su estado lógico en la salida transcurre un pequeño tiempo, que se conoce como retardo de propagación (Figura 1.41). Este retardo limita el funcionamiento de la puerta lógica cuando la señal de entrada cambia a gran velocidad, es decir, a frecuencias de pulso elevadas. El retardo de propagación se mide en nanosegundos (ns), o sea 10^{-9} segundos.

Así, por ejemplo, la familia TTL 74AS posee un retardo de propagación de 3 ns (Figura 1.41) y una frecuencia máxima de señal de 200 Mhz (millones de impulsos por segundo), mientras que la familia CMOS 74HC posee un retardo de propagación de 8 ns y una frecuencia máxima de señal de 40 Mhz.

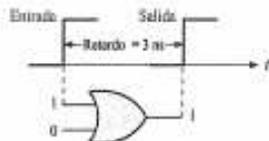


Figura 1.41. Ejemplo de retardo de propagación de una puerta lógica de la familia TTL 74AS.

1.8.2. Comparativa entre las familias lógicas

A la hora de seleccionar una determinada familia lógica para un determinado diseño, habrá que tener en cuenta las

características que mejor se adapten al mismo, teniendo en cuenta que siempre será mejor:

- Una gran densidad de integraciones.
- Un mayor rango de la tensión de alimentación
- Un mayor margen de ruido o inmunidad al ruido.
- Un menor consumo o disipación de potencia.
- Una mayor capacidad de carga o fan-out.
- Un menor tiempo de propagación.
- Compatibilidad con otras familias lógicas.
- Menor coste económico.

En la Tabla 1.9 se muestra, como ejemplo, una comparativa entre las características principales de dos familias lógicas.

Tabla 1.9. Comparativa entre las características principales entre dos familias lógicas comerciales.

		TTL	CMOS
Tensión de alimentación	V_{CC} (V)	4,5-5,5	3-15
Margen de ruido	V_{NM} (V)	0,4	1,4
	V_{NL} (V)	0,4	0,9
Potencia consumida	P (mW)	10	0,0025
Capacidad de carga	Fan-out	10	100
Tiempo de propagación	t_p (ns)	9	8
Frecuencia máxima	F (MHz)	35	40
Niveles de tensión de entrada	$V_{O(max)}$	0,8	1
	$V_{O(min)}$	2	3,5
Niveles de tensión de salida	$V_{O(max)}$	0,4	0,1
	$V_{O(min)}$	2,4	4,9

1.8.3. Familia lógica TTL

La familia TTL (Transistor-Transistor-Logic), que proviene del término lógica de transistor a transistor, está constituida por resistencias, diodos y transistores bipolares. En la Figura 1.42 se muestra, como ejemplo, el circuito interno de una puerta NAND de dos entradas. Para poder entender este circuito, primero habrá que estudiar el funcionamiento del diodo y el transistor bipolar, y esto lo dejamos para la segunda parte de este texto, donde se estudia la electrónica analógica.

De alguna forma, se puede decir que los circuitos electrónicos que componen un circuito digital son analógicos, pero que operan en solo dos estados, proporcionando niveles de tensión alto o bajo en función de los niveles de tensión de las entradas.

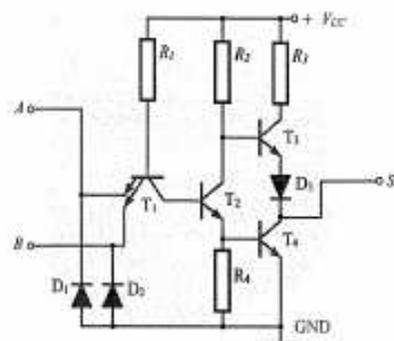


Figura 1.42. Puerta NAND de dos entradas con tecnología TTL estándar.

La familia TTL ha sido la predominante en el mercado durante más de 20 años. Su éxito se ha basado en su bajo coste y en la gran variedad de circuitos fabricados por la mayor parte de las casas comerciales. En la actualidad van siendo desplazados por otras tecnologías como la CMOS y la BiCMOS, limitándose su uso a la construcción de CI de pequeña y mediana escala (SSI y MSI).

Dentro de la familia lógica TTL se han ido desarrollando nuevas series con el fin de mejorar las prestaciones de las anteriores. La primera serie que aparece en el mercado es la TTL estándar o más comúnmente conocida como serie 74 (54 para aplicaciones militares).

En la Tabla 1.10 se muestra la denominación de las diferentes series por orden de aparición y algunas de sus características más relevantes. Todas ellas tienen en común una tensión de alimentación comprendida entre 4,5 y 5,5 V.

Tabla 1.10. Denominación de las series TTL por orden de aparición, así como la potencia consumida en mW, el tiempo de retardo en ns y la frecuencia máxima en MHz.

TIPO	Denominación	t _{pd} (ns)	P _{dis} (mW)	f _{max} (MHz)
74	Estándar	10	10	35
74S	Mejora del tiempo de propagación	20	3	125
74LS	Menor consumo	2	10	45
74ALS	Menor consumo y buen tiempo de propagación	1	4	70
74AS	Tiempo bajo de propagación	7	1,5	200
74F	Buen equilibrio entre potencia y tiempo	4	3	100

Para identificar las puertas lógicas que van incluidas en cada uno de los circuitos integrados y la cantidad de entradas que posee cada uno, se le añaden un par de dígitos a la denominación de la serie. Así, por ejemplo, el circuito integrado 7404, se correspondería con un CI de tecnología TTL y con 6 puertas NOT. En la Tabla 1.11, se muestra el significado de estos dos dígitos. Esta denominación es común para la familia CMOS.

Tabla 1.11. Significado de los dos últimos dígitos en el número de serie de un CI digital.

4	NAND de 2 entradas
4	NOR de 2 entradas
6	NOT
4	AND de 2 entradas
3	NAND de 2 entradas
3	AND de 2 entradas
2	NAND de 4 entradas
2	AND de 4 entradas
3	NOR de 3 entradas
1	AND de 8 entradas
4	OR de 2 entradas
4	XOR de 2 entradas
1	NAND de 13 entradas

En la Figura 1.43 se muestra, como ejemplo, los diagramas de conexión de las puertas de dos CI de la familia TTL 74.

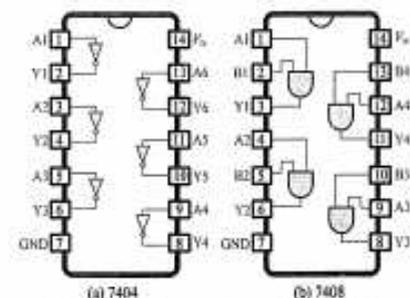


Figura 1.43. Diagramas de conexión de dos CI de la familia TTL 74.

Actividad propuesta 1.8

Consulta las hojas de características de circuitos integrados 74F00, 74F02, 74F04, 74F08, 74F32, 74F86, analiza sus características más relevantes, y realiza un cuadro con sus diagramas de conexión.



Estas hojas de características las podrás encontrar con facilidad en Internet en las siguientes páginas Web:

- <http://www.datasheetlocator.com/es/>
- <http://www.datasheetcatalog.net/es/>



En el MATERIAL WEB elaborado para este texto se incluyen las hojas de características de circuitos integrados 74F00, 74F02, 74F04, 74F08, 74F32 y 74F86.

1.8.4. Familia lógica CMOS

La familia CMOS (Complementary Metal-Oxide Semiconductor) construye sus puertas lógicas con transistores unipolares MOSFET de canal N y de canal P, que ya estudiaremos en posteriores unidades. En la Figura 1.44 se muestra, como ejemplo, una puerta NAND de dos entradas con tecnología CMOS.

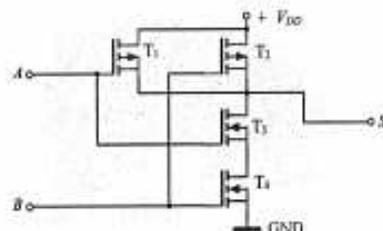


Figura 1.44. Puerta NAND CMOS.

Los circuitos integrados con tecnología CMOS se han ido imponiendo en el mercado gracias a la mejora de algunas de sus características, como son:

- Mayor inmunidad al ruido.
- Tensión de alimentación más flexible.
- Menor consumo.
- Mayor densidad de integración.

Sin embargo, el tiempo de propagación de los CMOS es algo mayor que los TTL y además son muy sensibles a la electricidad estática, que los puede dañar si no se manejan de forma adecuada.

La familia CMOS ha ido desplazando a la TTL en la construcción de CI de pequeña y mediana escala (SSI y MSI), habiéndose impuesto en las escalas más altas de integración, como la LSI y la VLSI (construcción de memorias, contadores, registros, microprocesadores, etc.).

Al igual que la familia lógica TTL, en la CMOS se han ido desarrollando nuevas series mejoradas. La primera serie que aparece es la CMOS 4000.

En la Tabla 1.12 se muestra la denominación de las diferentes series por orden de aparición, y algunas de sus características más relevantes. Todas ellas tienen en común una tensión de alimentación de 5 V, excepto la serie 4000 que admite una tensión de alimentación entre 3 y 15 V.

Tabla 1.12. Denominación de las series TTL por orden de aparición, así como la potencia consumida en mW, el tiempo de retardo en ns y la frecuencia máxima en MHz.

TIPO	Denominación	t _{pd} (ns)	P _{dis} (mW)	f _{max} (MHz)
4000	Baja velocidad	0,3	50	12
74HC	Mejora de la velocidad	1	8	40
74HCT	Compatible con TTL	1	8	40
74AC	Mejora la velocidad	0,5	4	125
74ACT	Compatible con TTL	0,5	4	125
74AHC	Mejora la velocidad	0,006	3	130
74AHCT	Alta velocidad y compatible con TTL	0,006	3	130

La primera serie CMOS es la 4000 que poseía el inconveniente de que los terminales de los CI no se encontraban en el mismo orden que los TTL. Posteriormente aparecen las series 74HC y 74HCT, que mejoran la velocidad de conmutación y poseen el mismo orden en los terminales que los TTL; además la serie 74HCT es eléctricamente compatible con TTL. Después aparecen las series 74AC y 74ACT, que ofrecen una mayor inmunidad al ruido y una mayor velocidad de conmutación, con el inconveniente de que no existe compatibilidad en el orden de los terminales con TTL, aunque la 74ACT es compatible eléctricamente con TTL.

La serie 74HCT es la que posee una menor potencia de disipación y un menor tiempo de propagación, lo que su-

pone una mayor frecuencia de conmutación. Además es compatible eléctricamente con la familia TTL, lo que hace que esta serie sea una de las que más se utiliza en la actualidad.

Con el objetivo de reducir la potencia y el tamaño de los CI han aparecido nuevas series que operan a baja tensión de alimentación ($V_{CC} = 3,3$ V), como por ejemplo las series 74LV, 74LVC y 74ALVC.

Actividad propuesta 1.9

Consulta las hojas de características de circuitos integrados 74AHCT00, 74AHCT02, 74AHCT04, 74AHCT08, 74AHCT32, 74AHCT86, 74AHCT90, analiza sus características más relevantes, y realiza un cuadro con sus diagramas de conexión.



Estas hojas de características las podrás encontrar con facilidad en Internet en las siguientes páginas Web:

- <http://www.datasheetcatalog.com/es/>
- <http://www.datasheetcatalog.net/es/>



** En el MATERIAL WEB elaborado para este texto se incluyen las hojas de características de estos circuitos integrados.

1.8.5. Precauciones con los circuitos CMOS

Los CMOS son unos dispositivos muy sensibles a las descargas electrostáticas, de tal forma que si no se toman las medidas oportunas podrían llegar a destruirlos. Las cargas electrostáticas suelen generarse al frotarse las superficies aislantes, como por ejemplo al arrastrar los zapatos por una moqueta en un ambiente seco, y pueden llegar a alcanzar tensiones bastante elevadas. Si una persona cargada toca los terminales de un CI se produce una pequeña descarga

eléctrica que puede destruir las uniones de los semiconductores que forman el chip, sobre todo en el caso de los CMOS.

En la actualidad se ha conseguido minimizar los efectos de las posibles descargas electrostáticas gracias a la inclusión de circuitos de protección dentro del CI, como pueden ser la conexión de diodos zener a las entradas que conducen y limitan la tensión de entrada a unos niveles no peligrosos. A pesar de todo, a continuación se indican las precauciones a tomar para trabajar con CMOS:

- Los CMOS deberían estar almacenados con los terminales en contacto con espuma conductora.
- En ningún caso deben tocarse los terminales con los dedos.
- Si se retiran de la espuma conductora se deben insertar en el circuito o depositar con los terminales en contacto con una superficie conductora a masa.
- No insertar CMOS en los zócalos de conexión con la tensión de alimentación conectada.
- Las herramientas y bancos de trabajo se deben conectar a tierra.

En la Figura 1.45 se muestra a un operario trabajando con MOSFET con medidas excepcionales de precaución, como pueden ser la puesta a tierra del equipo de soldadura y de la muñeca del operario.

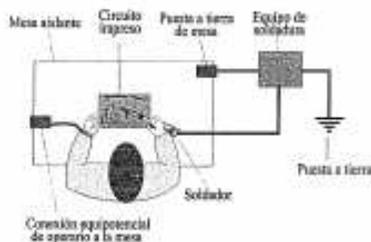


Figura 1.45. Medidas de precaución excepcionales para manipular MOSFET.

Prácticas de laboratorio

1.1. Puerta lógica NOT. Se trata de que compruebes de forma práctica la tabla de la verdad de la puerta NOT. Para ello vamos a necesitar los siguientes componentes:

1 CI 74HC04 (8 × NOT) o similar

1 conmutador deslizante

1 diodo LED rojo de 5 mm

1 diodo LED verde de 5 mm

2 resistencias de 330 Ω

1 placa protoboard de montaje rápido de circuitos

En la Figura 1.46 se muestra el esquema del circuito que se usa habitualmente para representar las conexiones, donde no se incluye el conexionado del CI a la fuente de alimentación.

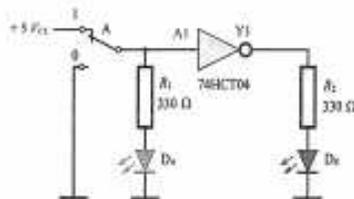


Figura 1.46. Esquema del circuito puerta NOT.

El diodo verde se conecta a la entrada de la puerta y nos indicará el estado de la entrada. El rojo se conecta a la salida. Para la activación de la entrada se utiliza un conmutador deslizante (Figura 1.47), de tal forma que proporcionará un «+» lógico cuando su posición conecte con la tensión de alimentación y un «0» lógico cuando cambie su posición a masa.

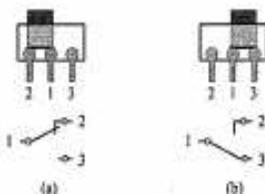


Figura 1.47. Conmutador deslizante. (a) Posición 1-2. (b) Posición 1-3.

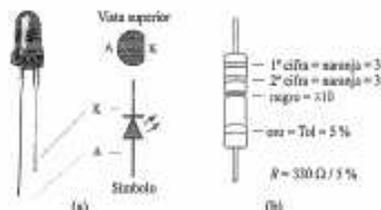


Figura 1.48. (a) Conexiones del diodo LED. (b) Código de colores de la resistencia.

En la Figura 1.48 se muestra cómo sería el esquema práctico de montaje del circuito, donde se ha incluido la alimentación eléctrica del CI.

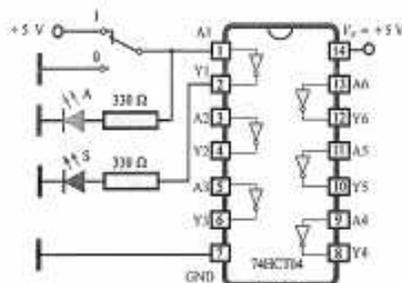


Figura 1.49. Esquema práctico del CI.

Para el montaje del circuito se puede utilizar una placa protoboard de montaje rápido sin soldadura o un entrenador didáctico de electrónica digital. La ventaja de los entrenadores es que vienen equipados con los diferentes dispositivos necesarios para la realización rápida de la práctica, como pueden ser: las fuentes de alimentación, generadores de señales digitales, conmutadores, diodos LED, etc. En la Figura 1.50 se muestra, como ejemplo, el aspecto de un entrenador comercial. Se trata del entrenador Universal Trainer que sirve para realizar experiencias tanto con circuitos digitales como analógicos.

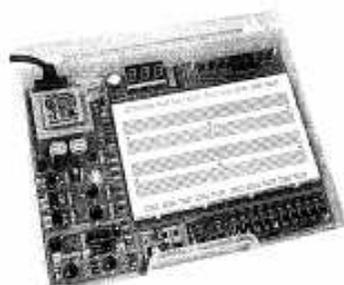


Figura 1.50. Entrenador Universal Trainer.



En el MATERIAL WEB podrás consultar el manual del Universal Trainer.

Nosotros vamos a proponer realizar el montaje de esta actividad práctica sobre una placa protoboard. Estas placas poseen una serie de crísticos interconectados entre sí, donde se pueden conectar de forma rápida los componentes. En la Figura 1.51 se muestra el esquema de conexiones de un modelo de placa protoboard.

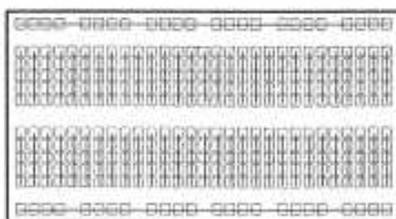


Figura 1.51. Esquema de conexionado interno de una placa protoboard de montaje rápido.

Las filas superior e inferior, más separadas que el resto, se suelen utilizar para conectar la tensión de alimentación a la placa.

En la Figura 1.52 se muestra el esquema práctico de la puerta NOT montado sobre una placa protoboard.

Realiza el montaje práctico y completa la tabla de la verdad de la Figura 1.53.

- 1.2. Puerta lógica OR. Comprueba de forma práctica la tabla de la verdad de una puerta OR mediante el CI 74HCT32 (4 × OR), según los esquemas de la Figuras 1.54, 1.55 y 1.56.

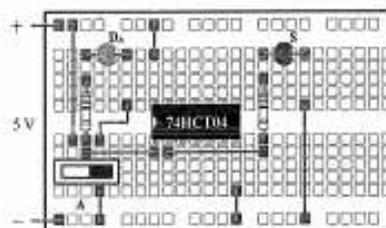


Figura 1.52. Montaje práctico del circuito sobre placa protoboard.

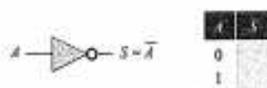


Figura 1.53. Tabla de la verdad.

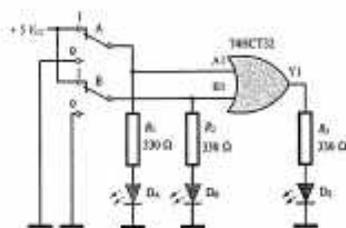


Figura 1.54. Esquema del circuito.

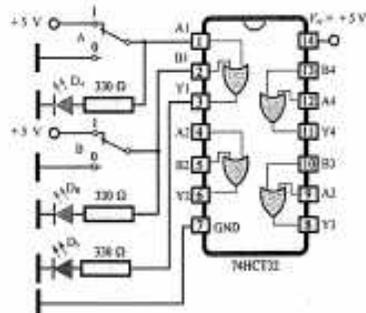


Figura 1.55. Esquema práctico del CI.

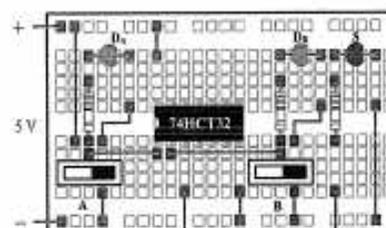


Figura 1.56. Montaje práctico del circuito sobre placa protoboard.



Figura 1.57. Tabla de la verdad.

- 1.3. Puerta lógica AND. Comprueba de forma práctica la tabla de la verdad de una puerta AND mediante el CI 74HCT08 (4 × AND), según los esquemas de la Figuras 1.58, 1.59 y 1.60.

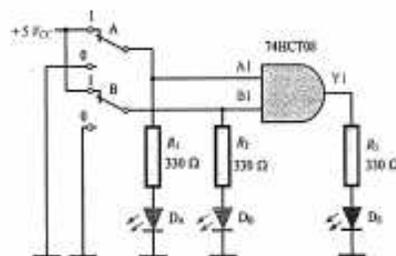


Figura 1.58. Esquema del circuito.

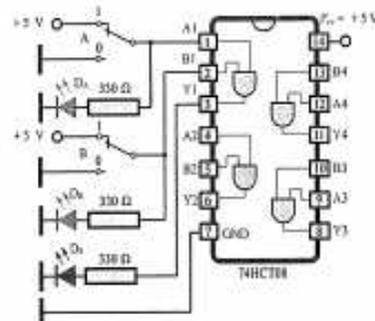


Figura 1.59. Esquema práctico del CI.

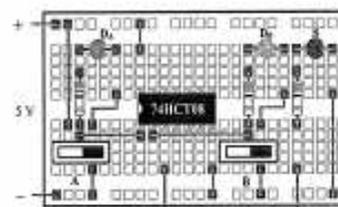


Figura 1.60. Montaje práctico del circuito sobre placa protoboard.

Realiza la lista de materiales necesarios para llevar a cabo esta actividad práctica y completa la tabla de la verdad.

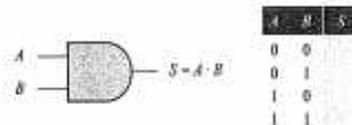


Figura 1.61. Tabla de la verdad.

- 1.4. Puerta lógica NOR. Comprueba de forma práctica la tabla de la verdad de una puerta NOR mediante el CI 74HCT02 (4 × NOR), según los esquemas de la Figuras 1.62, 1.63 y 1.64.

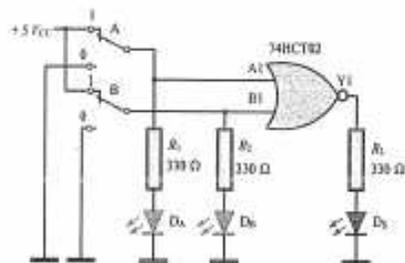


Figura 1.62. Esquema del circuito.

1.6. Puerta lógica NAND. Comprueba de forma práctica la tabla de la verdad de una puerta NAND mediante el CI 74HCT00 (4 × NAND), según los esquemas de las Figuras 1.65, 1.66 y 1.67.

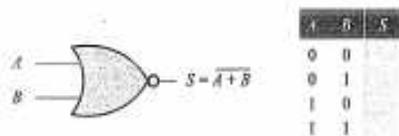


Figura 1.65. Tabla de la verdad.

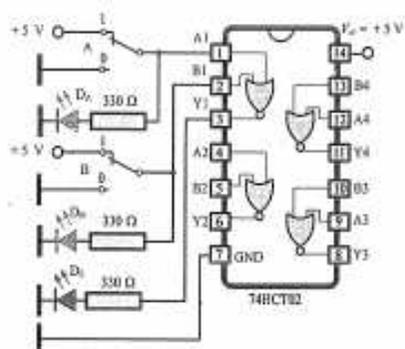


Figura 1.63. Esquema práctico del CI.

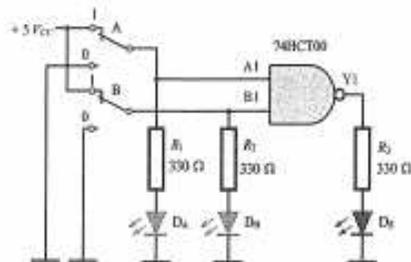


Figura 1.66. Esquema del circuito.

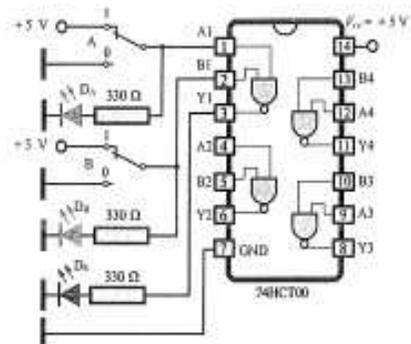


Figura 1.67. Esquema práctico del CI.

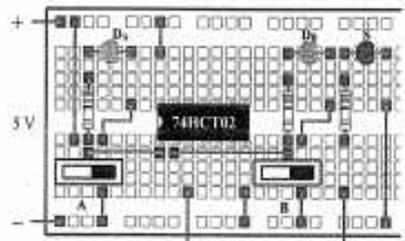


Figura 1.64. Montaje práctico del circuito sobre placa protoboard.

Realiza la lista de materiales necesarios para llevar a cabo esta actividad práctica y completa la tabla de la verdad.

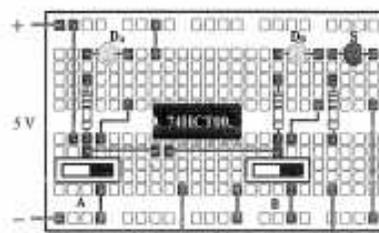


Figura 1.68. Montaje práctico del circuito sobre placa protoboard.

Realiza la lista de materiales necesarios para llevar a cabo esta actividad práctica y completa la tabla de la verdad.

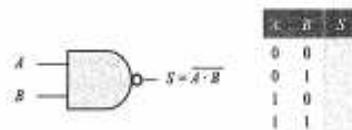


Figura 1.69. Tabla de la verdad.

1.6. Puerta lógica XOR. Comprueba de forma práctica la tabla de la verdad de una puerta XOR mediante el CI 74HCT86 (4 × XOR), según los esquemas de las Figuras 1.70, 1.71 y 1.72.

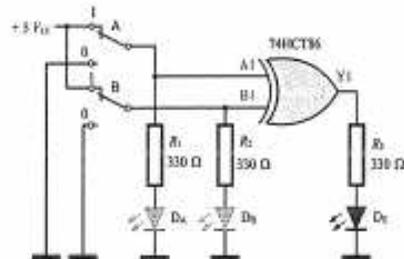


Figura 1.70. Esquema del circuito.

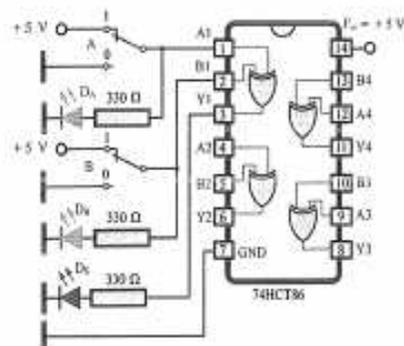


Figura 1.71. Esquema práctico del CI.

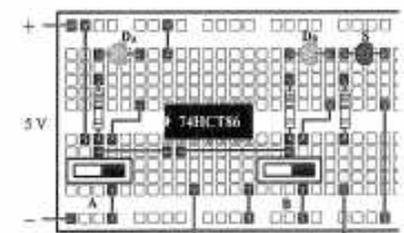


Figura 1.72. Montaje práctico del circuito sobre placa protoboard.

Realiza la lista de materiales necesarios para llevar a cabo esta actividad práctica y completa la tabla de la verdad.

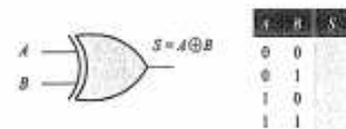


Figura 1.73. Tabla de la verdad.

- 1.7. **Puerta lógica NOR mediante combinación de puerta OR y puerta NOT.** Se trata de que construyas un circuito lógico que realice la función de la puerta NOR utilizando la combinación de una puerta OR y de una NOT (Figura 1.74). Redacta la lista de materiales necesarios para realizar esta actividad práctica, dibuja el esquema práctico de los circuitos integrados y comprueba la tabla de la verdad.

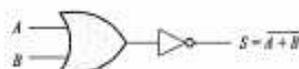


Figura 1.74.

- 1.8. **Puerta lógica NAND mediante combinación de puerta AND y puerta NOT.** Se trata de que construyas un circuito lógico que realice la función de la puerta NAND utilizando la combinación de una puerta AND y de una NOT (Figura 1.75). Redacta la lista de materiales necesarios para realizar esta actividad práctica, dibuja el esquema práctico de los circuitos integrados y comprueba la tabla de la verdad.

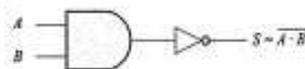


Figura 1.75.

- 1.5. **Instrumentación digital.** Consulta el apartado 5.6 de la Unidad 5 de este texto que trata sobre el manejo de ins-

trumentación específica para el análisis y reparación de circuitos digitales. Consigue un inyector lógico y una sonda lógica y comprueba el funcionamiento de algunas de las puertas lógicas que hemos comprobado de forma práctica en las actividades anteriores. Para poder hacerlo adecuadamente, no te olvides de alimentar previamente al circuito integrado correspondiente con 5 voltios de alimentación al terminal 14 y de conectar el terminal 7 a masa.

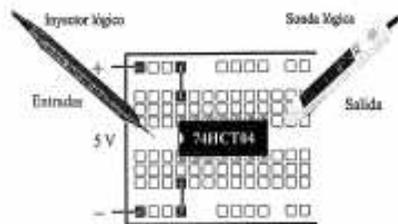


Figura 1.76. Inyector y sonda lógica para el diagnóstico de una puerta lógica.

- 1.10. Encuentra las hojas de características de los circuitos integrados utilizados en estas actividades prácticas y observa sus características más significativas.



En el MATERIAL WEB elaborado para este texto se incluyen las hojas de características de los circuitos integrados 74HCT00, 74HCT02, 74HCT04, 74HCT08, 74HCT32, 74HCT66.

Actividades de comprobación

- 1.1. Si en un circuito integrado digital se consigue el «1» lógico con una tensión de entrada de 5 V y el «0» con una tensión de 0 V, dicho circuito trabaja con lógica:
- Negativa.
 - Positiva.
 - Indefinida.
- 1.2. Indica cuál de las afirmaciones es correcta respecto a los circuitos digitales frente a los analógicos:
- Susceptible de sufrir interferencias de otros sistemas.
 - Mayor facilidad de integración para circuitos repetitivos.

- La salida puede variar con la temperatura, la tensión de alimentación, estado de los componentes, etc.

- 1.3. Las siglas LSI significan integración a:

- Pequeña escala.
- Mediana escala.
- Gran escala.

- 1.4. El encapsulado de los circuitos integrados digitales para conectar sobre zócalo que empleamos en las actividades prácticas de laboratorio son del tipo:

- DIP.

- SOIC.
- SSOP.

- 1.5. ¿Cuál es la familia lógica que más se tiende a utilizar en la actualidad?

- RTL.
- TTL.
- CMOS.

- 1.6. ¿Cuál es el significado de la característica $V_{OH(min)}$?

- Máxima tensión de entrada admisible para que la puerta interprete un «0» lógico.
- Mínima tensión de entrada admisible para que la puerta interprete un «1» lógico.
- Máxima tensión que aparece en la salida para el estado lógico «0».

- 1.7. ¿Cuál es el significado de la característica $V_{OH(max)}$?

- Máxima tensión de entrada admisible para que la puerta interprete un «0» lógico.
- Mínima tensión de entrada admisible para que la puerta interprete un «1» lógico.
- Mínima tensión que aparece en la salida para el estado lógico «1».

- 1.8. Calcula el nivel de ruido de una puerta lógica si en sus hojas de características se leen los siguientes datos:

$$V_{OH(min)} = 2,8 \text{ V}; V_{OH(max)} = 1,8 \text{ V}$$

$$V_{OL(max)} = 0,9 \text{ V}; V_{OL(min)} = 0,5 \text{ V}$$

- 1.9. ¿Qué familia lógica posee un menor consumo de potencia?

- RTL.
- TTL.
- CMOS.

- 1.10. Al número máximo de puertas que pueden conectarse a la salida de otra puerta de la misma familia lógica se le conoce como:

- Capacidad de carga.
- Fan-out.
- Número lógico.

- 1.11. Un retardo grande en la propagación de la señal en una puerta lógica nos indica que:

- Puede trabajar a una frecuencia más elevada.

- Es más rápida.
- Puede trabajar a una frecuencia de señal baja.

- 1.12. La mayor escala de integración se consigue con la familia lógica:

- RTL.
- TTL.
- CMOS.

- 1.13. Calcula el valor decimal de los siguientes números binarios:

- 111111₂.
- 101010101₂.
- 10111₂.

- 1.14. Calcula el valor binario de los siguientes números decimales:

- 1.458₁₀.
- 324₁₀.
- 66₁₀.

- 1.15. Convierte los siguientes números en código binario:

- 246₁₀.
- 35674₁₀.
- 485C₁₆.
- 5765A₁₆.
- 10011001001000₂.

- 1.16. Convierte los siguientes números binarios en código octal, hexadecimal y BCD

- 11001010.
- 1010101110.

- 1.17. Dibuja el símbolo de una puerta OR con cuatro entradas y escribe su tabla de la verdad. Haz lo mismo para una NOR, una AND, una NAND, una XOR y una XNOR de cuatro entradas.

- 1.18. Dibuja el diagrama lógico con puertas para que se cumpla la siguiente función de salida. Realiza también su tabla de la verdad.

$$S = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} + A \cdot \bar{B} \cdot C + A \cdot B \cdot \bar{C}$$

- 1.19. Escribe la función de salida y la tabla de la verdad que se corresponde con el circuito lógico de la Figura 1.77.

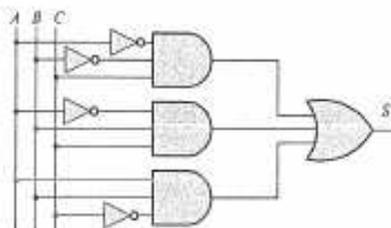


Figura 1.77.

1.20. Escribe la función de salida que se corresponde con el circuito de la Figura 1.78.

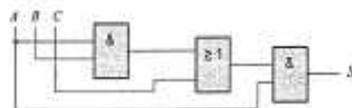


Figura 1.78.

Actividades de evaluación resueltas

1.1. ¿Qué hacer cuando una puerta lógica se queda con alguna entrada sin utilizar? Nunca se debe dejar ninguna entrada de una puerta lógica sin conectar, ya que no se podría predecir el nivel lógico que alcancen dichas entradas. Las entradas sin conectar son sensibles a las interferencias y una carga estática podría desestabilizar el funcionamiento correcto de la puerta.

Esta última precaución es válida también para los CI de la familia TTL. ¿Qué hacemos entonces con los terminales de entrada de una puerta lógica que no necesitamos?

La solución más acertada es conectar todas las entradas que no se utilicen a la tensión de alimentación V_{CC} o masa (GND) dependiendo del tipo de puerta lógica:

- Para las puertas AND y NAND se conectan las entradas a V_{CC} a través de una resistencia de 1 k Ω con el fin de llevarlas al nivel lógico «1».

- Para las puertas OR y NOR se conectan las entradas a masa para llevarlas al nivel lógico «0».

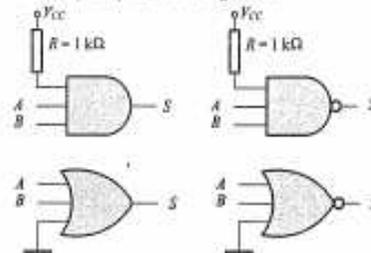


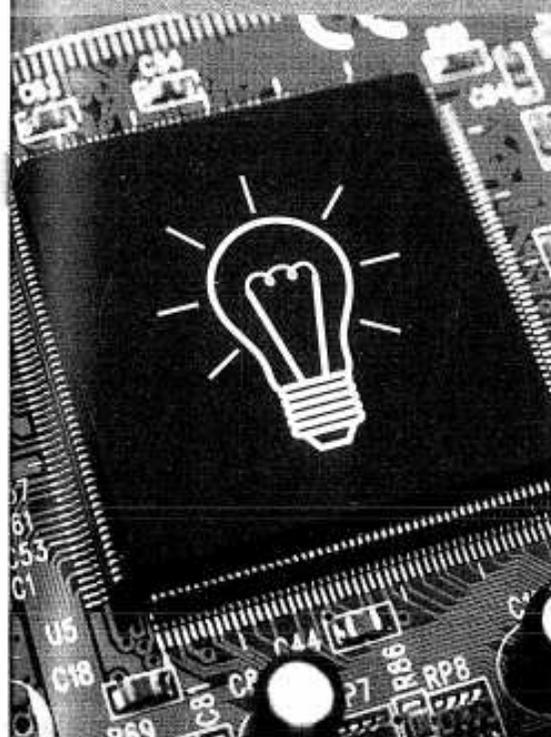
Figura 1.79. Entradas sin utilizar conectadas a la tensión de alimentación o masa dependiendo del tipo de puerta.

En la Figura 1.79 se muestra, como ejemplo, una puerta de tres entradas en las que solamente se necesitan dos para la realización del circuito lógico.

1.2. **Actividades resueltas de sistemas de numeración.** Con el fin de conseguir una mayor profundización en la materia, se han incluido una serie de «Ejercicios de sistemas de numeración» para esta unidad que podrás encontrar resueltos dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

1.3. **Actividades resueltas de diseño de circuitos con puertas lógicas.** Consulta el documento con este mismo nombre que encontrarás dentro del MATERIAL WEB. Aquí podrás encontrar más ejemplos de cómo se diseñan circuitos con puertas lógicas.

Diseño de circuitos con puertas lógicas



Contenidos

- Introducción
- Sistemas de numeración
- Circuitos de decodificación
- Circuitos de multiplexación
- Circuitos de demultiplexación
- Circuitos de comparación
- Circuitos de suma

Objetivos

- Conocer los fundamentos de los sistemas de numeración y su aplicación en un sistema de digitalización.
- Diseñar circuitos de decodificación, multiplexación, demultiplexación, comparación, suma y resta.
- Diseñar circuitos de suma y resta con un mínimo número de elementos.
- Diseñar circuitos de suma y resta con un mínimo número de elementos.

Con la combinación de varias puertas lógicas se pueden diseñar circuitos que sean capaces de dar respuesta a una necesidad práctica, dependiente de un sistema de digitalización. Una vez obtenida la función en salida con la tabla de la verdad nos encontramos en ocasiones con circuitos que contienen un número demasiado elevado de puertas lógicas. Gracias al algebra de Boole y a los mapas de Karnaugh, que se estudian en esta unidad, se podrán simplificar los circuitos al mínimo número de elementos, lo que mejora la fiabilidad, incluso de llevar a cabo con un

2.1. Álgebra de Boole

El álgebra de Boole es una teoría matemática que nos va a permitir operar con números binarios.

El álgebra de Boole fue desarrollada en 1847 por George Boole, para resolver cuestiones de lógica deductiva, en las cuales se utilizan dos soluciones posibles, «verdadero» o «falso». Más adelante, este álgebra se utilizó para diseñar los circuitos de conmutación de telefonía que utilizaban relés. La llegada de los circuitos digitales hizo que el álgebra de Boole se convirtiese en indispensable para su diseño y análisis.

2.1.1. Postulados

Para explicar los postulados del álgebra de Boole nos vamos a ayudar del circuito eléctrico de contactos equivalentes, tal como se muestra en la Figura 2.1.

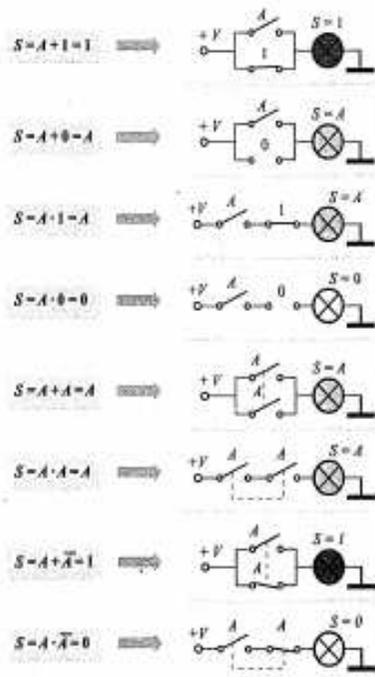


Figura 2.1. Postulados con sus circuitos de contactos equivalentes.

- Cuando se invierten los dos términos de una igualdad, esta permanece igual:

$$S = A + B \text{ es igual a } \bar{S} = \overline{A + B}$$

$$S = A \cdot B \text{ es igual a } \bar{S} = \overline{A \cdot B}$$

2.1.2. Propiedades

En el álgebra de Boole se cumplen las siguientes propiedades:

Propiedad conmutativa

$$A + B = B + A$$

$$A \cdot B = B \cdot A$$

Propiedad asociativa

$$A + B + C = A + (B + C) = (A + B) + C$$

$$A \cdot B \cdot C = A \cdot (B \cdot C) = (A \cdot B) \cdot C$$

Propiedad distributiva

$$A \cdot (B + C) = A \cdot B + A \cdot C$$

$$A + (B \cdot C) = (A + B) \cdot (A + C)$$

2.1.3. Teoremas

Seguidamente se enuncian los teoremas más importantes y su demostración.

• Teorema 1

a) $A + A \cdot B = A$

Demostración:

$$A + A \cdot B = A \cdot (1 + B) = A \cdot 1 = A$$

b) $A \cdot (A + B) = A$

Demostración:

$$A \cdot (A + B) = A \cdot A + A \cdot B = A + A \cdot B = A$$

• Teorema 2

a) $A + \bar{A} \cdot B = A + B$

Demostración: Dado que el término $B + \bar{B} = 1$, si lo multiplicamos por el término A , la expresión no varía:

$$S = A + \bar{A} \cdot B = A(B + \bar{B}) + \bar{A} \cdot B = AB + \bar{A} \cdot B + \bar{A} \cdot \bar{B}$$

Dado que el término $AB + \bar{A} \cdot B = B$, si ahora sumamos a la expresión anterior un término $\bar{A} \cdot B$, esta no varía:

$$S = AB + \bar{A} \cdot B + \bar{A} \cdot B = AB + \bar{A} \cdot B + \bar{A} \cdot \bar{B} + \bar{A} \cdot B$$

Reagrupado:

$$S = A + B$$

b) $A \cdot (\bar{A} + B) = A + B$

Demostración:

$$A \cdot (\bar{A} + B) = A \cdot \bar{A} + A \cdot B = 0 + A \cdot B = A \cdot B$$

• Teorema 3: Leyes de Morgan

Este teorema es de gran utilidad en la simplificación y conversiones de funciones:

a) $\overline{A + B + C + \dots + N} = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \dots \cdot \bar{N}$

b) $\overline{A \cdot B \cdot C \cdot \dots \cdot N} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} + \dots + \bar{N}$

2.2. Simplificación algebraica de funciones lógicas

Con la ayuda de los postulados, propiedades y teoremas del álgebra de Boole es posible simplificar una función lógica hasta su mínima expresión, con lo que se consigue construir circuitos lógicos más sencillos y económicos.

Actividad resuelta 2.1

Simplifica la siguiente función y realiza los diagramas lógicos antes y después de la simplificación:

a) $S = A \cdot (A \cdot B + C)$

El diagrama lógico de la función sin simplificar sería el de la Figura 2.2.

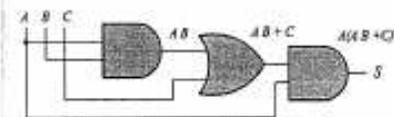


Figura 2.2. Diagrama lógico sin simplificar.

Solución:

$$S = A \cdot (A \cdot B + C) = A \cdot A \cdot B + A \cdot C = (A \cdot A) \cdot B + A \cdot C$$

Como $A \cdot A = A$, tenemos que:

$$S = A \cdot B + A \cdot C = A \cdot (B + C)$$

El diagrama lógico de la función simplificada es el de la Figura 2.3.

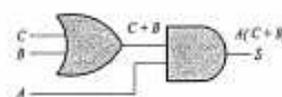


Figura 2.3. Diagrama lógico simplificado.

b) $S = A + \bar{A} \cdot B$

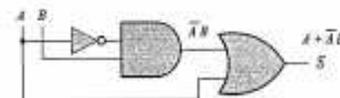


Figura 2.4. Diagrama lógico sin simplificar.

Solución: según el teorema 2.º:

$$A + \bar{A} \cdot B = A + B$$

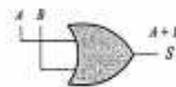


Figura 2.5. Diagrama lógico simplificado.

Actividad propuesta 2.1

Comprueba si la simplificación de las siguientes funciones es correcta y realiza los diagramas lógicos antes y después de simplificar.

a) $\bar{A}B + AB + B\bar{A} = B$

b) $\bar{A}(BC + AB + BA) = \bar{A}B$

c) $ABC + CAB + AB + A = A + C$

d) $\bar{A}BC + \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}BC + \bar{A}B + C = A + C$

La solución a esta Actividad propuesta la puedes encontrar dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

Actividad resuelta 2.2

Simplifica la siguiente función y realiza los diagramas lógicos antes y después de la simplificación. Escribe la tabla de la verdad de la función una vez simplificada:

$$S = \overline{A + AB + BC + \bar{A}}$$

El diagrama lógico de la función sin simplificar sería el de la Figura 2.6.

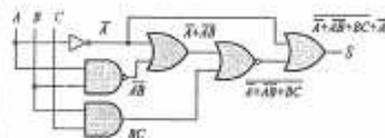


Figura 2.6. Diagrama lógico sin simplificar.

Solución: Aplicamos las leyes de Morgan al primer sumando:

$$S = A \cdot (AB) \cdot (BC) + \bar{A}$$

Ahora aplicamos las leyes de Morgan al término (BC)

$$S = A(AB)(\bar{B} + \bar{C}) + \bar{A}$$

$$S = AAB(\bar{B} + \bar{C}) + \bar{A}$$

Dado que $A \cdot A = A$:

$$S = AB(\bar{B} + \bar{C}) + \bar{A} = AB\bar{B} + AB\bar{C} + \bar{A}$$

Como

$$B \cdot \bar{B} = 0$$

$$S = AB\bar{C} + \bar{A} = A(B\bar{C}) + \bar{A}$$

Aplicando el teorema 2,

$$S = \bar{B}\bar{C} + A$$

En la Figura 2.7 se muestra el diagrama lógico simplificado.

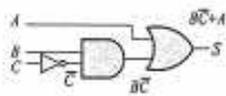


Figura 2.7. Diagrama lógico simplificado.

2.3. Simplificación de funciones lógicas mediante el mapa de Karnaugh

Dado que la simplificación por el método algebraico resulta largo, complejo y poco sistemático se han ideado otros métodos de simplificación más sencillos como el de Karnaugh. Este método es bastante sencillo, sobre todo si lo aplicamos para 2, 3 o 4 variables de entrada.

El mapa está formado por una tabla de 2^n celdas, siendo n el número de variables que posee la función a simplificar.

2.3.1. Mapa de Karnaugh para dos variables

Para dos variables dibujaremos una tabla con $2^2 = 4$ celdas, donde se escribirá el resultado de la función canónica o los términos de la tabla de la verdad que den como resultado un «1» lógico en su salida.

En la Figura 2.8 se muestra la ubicación de cada uno de los términos en las celdas de un mapa de Karnaugh para dos variables.



Figura 2.8. Mapa de Karnaugh para dos variables.

Así, por ejemplo, para la siguiente función, la tabla de la verdad y el mapa de Karnaugh sería el que se representa en la Figura 2.9.

$$S = AB + \bar{A}\bar{B}$$

En el mapa se escriben solamente el «1» lógico de cada uno de los términos de la función de salida en la celda correspondiente del mapa de Karnaugh.

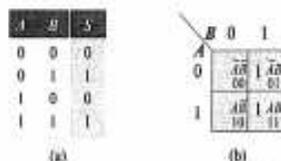


Figura 2.9. (a) Tabla de la verdad. (b) Mapa de Karnaugh para dos variables.

El método de simplificación consiste en agrupar los «1» adyacentes de dos en dos y en sentido horizontal o vertical. Para una función de dos variables si se consiguen dos «1» adyacentes se puede eliminar una de las variables.

La variable que se mantiene es aquella que no cambia de valor en la agrupación de unos adyacentes, eliminándose la que cambia.

En nuestro ejemplo de la Figura 2.9, la variable que no cambia de valor es la B ya que en las dos celdas adyacentes

con «1» su valor siempre es 1, sin embargo la variable A, toma el valor 0 en una celda y 1 en la otra, por lo que la simplificación de la función queda así (Figura 2.10):

$$S = B$$

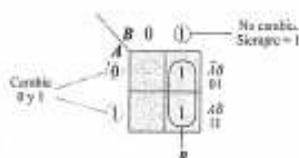


Figura 2.10. Simplificación con mapa de Karnaugh.

Actividad resuelta 2.3

Escribe la tabla de la verdad y simplifica la siguiente función de salida:

$$S = A\bar{B} + AB + \bar{A}\bar{B}$$

Solución: Figura 2.11.

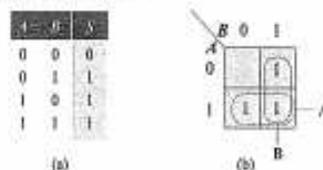


Figura 2.11. (a) Tabla de la verdad. (b) Mapa de Karnaugh.

La función simplificada quedaría así:

$$S = A + B$$

2.3.2. Mapa de Karnaugh para tres variables

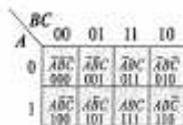


Figura 2.12. Mapa de Karnaugh para tres variables.

Así, por ejemplo, para la siguiente función, la tabla de la verdad y el mapa de Karnaugh sería el que se representa en la Figura 2.13.

$$S = \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}BC + \bar{A}\bar{B}\bar{C} + ABC$$

A	B	C	S
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	0

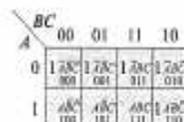


Figura 2.13. (a) Tabla de la verdad. (b) Mapa de Karnaugh para tres variables.

Para una función de tres variables si se consigue:

- Dos «1» adyacentes se puede eliminar una de las variables.
- Cuatro «1» adyacentes se puede eliminar dos de las variables.
- Ocho «1» adyacentes el valor de la función es siempre 1.

Recuerda que la variable que se mantiene es aquella que no cambia de valor en la agrupación de unos adyacentes, eliminándose la que cambia.

La simplificación de la función es la que se muestra en la Figura 2.14.

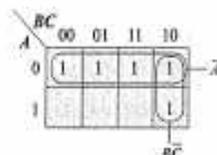


Figura 2.14. Simplificación con mapa de Karnaugh.

La función simplificada queda así:

$$S = \bar{A} + BC$$

Actividad resuelta 2.4

Escribe la tabla de la verdad y simplifica la siguiente función de salida:

$$S = \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + \bar{A}BC$$

Solución: Figura 2.15.

A B C	S
000	1
001	1
010	0
011	0
100	1
101	1
110	0
111	0

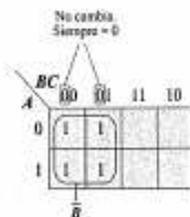


Figura 2.15. (a) Tabla de la verdad. (b) Mapa de Karnaugh.

La función simplificada quedaría así:
 $S = \bar{B}$

2.3.3. Mapa de Karnaugh para cuatro variables

AB	CD			
	00	01	11	10
00	1 0000	1 0001	0 0010	0 0011
01	1 0100	1 0101	0 0110	0 0111
11	1 1000	1 1001	0 1010	0 1011
10	1 1100	1 1101	0 1110	0 1111

Figura 2.16. Mapa de Karnaugh para cuatro variables.

Para una función de cuatro variables si se consigue:

- Dos «1» adyacentes se puede eliminar una de las variables.
- Cuatro «1» adyacentes se puede eliminar dos de las variables.
- Ocho «1» adyacentes se puede eliminar tres de las variables.
- 16 «1» adyacentes el valor de la función es siempre 1.

Así, por ejemplo, para la siguiente función, la tabla de la verdad y el mapa de Karnaugh sería el que se representa en la Figura 2.17.

$$S = \bar{A}\bar{B}\bar{C}D + \bar{A}\bar{B}C\bar{D} + \bar{A}B\bar{C}D + \bar{A}B\bar{C}\bar{D} + \bar{A}BCD + \bar{A}BC\bar{D} + A\bar{B}\bar{C}D + A\bar{B}\bar{C}\bar{D}$$

La función simplificada queda así:

$$S = \bar{A}D + \bar{A}\bar{C} + CD$$

A B C D	S
0000	0
0001	1
0010	1
0011	1
0100	0
0101	1
0110	0
0111	1
1000	0
1001	0
1010	1
1011	1
1100	0
1101	0
1110	0
1111	1

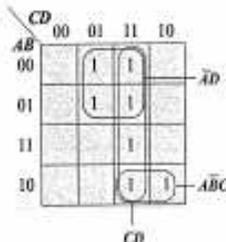


Figura 2.17. Tabla de la verdad y mapa de Karnaugh.

Actividad resuelta 2.5

Escribe la tabla de la verdad y simplifica la siguiente función de salida:

$$S = \bar{A}\bar{B}\bar{C}D + \bar{A}\bar{B}C\bar{D} + \bar{A}B\bar{C}D + \bar{A}B\bar{C}\bar{D} + \bar{A}BCD + \bar{A}BC\bar{D} + A\bar{B}\bar{C}D + A\bar{B}\bar{C}\bar{D} + ABCD + ABC\bar{D}$$

Solución: Figura 2.18.

A B C D	S
0000	0
0001	1
0010	1
0011	1
0100	0
0101	0
0110	1
0111	1
1000	0
1001	1
1010	0
1011	1
1100	0
1101	1
1110	0
1111	1

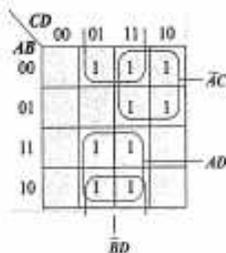


Figura 2.18. Tabla de la verdad y mapa de Karnaugh.

La función simplificada quedaría así:

$$S = \bar{A}C + AD + BD$$

Actividad propuesta 2.2

Realiza la tabla de la verdad y simplifica las siguientes funciones:

a) $S = \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + \bar{A}BC$

b) $S = \bar{A}\bar{B}\bar{C}D + \bar{A}\bar{B}C\bar{D} + \bar{A}B\bar{C}D + \bar{A}BC\bar{D} + \bar{A}BCD + \bar{A}BC\bar{D} + A\bar{B}\bar{C}D + A\bar{B}C\bar{D} + AB\bar{C}D + ABC\bar{D} + ABCD$



La solución a esta Actividad propuesta la puedes encontrar dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

2.4. Diseño de circuitos combinacionales con puertas NAND y NOR

En la práctica resulta muy útil el utilizar en nuestros diseños lógicos solamente un tipo de puerta, como por ejemplo la NAND o la NOR. Aunque esta acción aumente el número de puertas utilizadas tiene sus ventajas, ya que podemos aprovechar todas las puertas que vienen integradas en el chip y no será necesario disponer de todos los tipos de puertas para realizar un diseño.

Para las conversiones se utilizan las leyes de Morgan. En la Figura 2.19 se muestra, como ejemplo, las equivalencias de las puertas NAND.

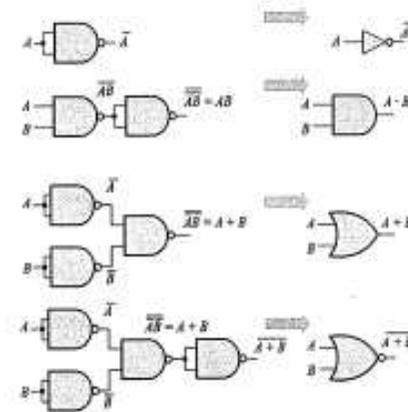


Figura 2.19. Equivalencias de diferentes funciones lógicas con puertas NAND.

Actividad resuelta 2.6

Diseña el circuito lógico de la Figura 2.20 mediante solo puertas NAND.

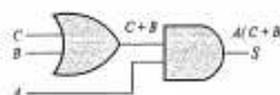


Figura 2.20.

Solución: Aplicando las leyes de Morgan u observando las equivalencias de la Figura 2.19 llegamos al diagrama de la Figura 2.21.

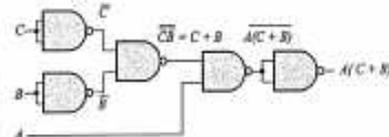


Figura 2.21. Diagrama lógico con puertas NAND.

2.5. Diseño de circuitos combinacionales

El diseño de un circuito combinacional con puertas lógicas que dé solución a un determinado caso práctico constaría de las siguientes fases:

- Enunciado del problema.
- Escribir la tabla de la verdad a partir del enunciado.
- Obtención de la función que se corresponda con la salida que dé como resultado un «1» lógico.
- Simplificación de la función.
- Conversión de las funciones, si conviene, para el uso exclusivo de puertas NAND o NOR.
- Realización del diagrama lógico con puertas.
- Selección de los circuitos integrados.
- Montaje práctico del circuito.

A continuación vamos a llevar a cabo el diseño de un sistema de alarma que nos sirva como ejemplo del procedimiento a seguir.

Se dispone de una alarma (S) y de tres sensores A, B y, C para su activación (Figura 2.22).



Figura 2.22. Sistema de alarma con tres sensores.

Diseñar un circuito combinacional, de tal forma que la señal de alarma (S) se active cuando se cumplan las siguientes condiciones:

- El sensor A desactivado, el B activado y el C en cualquier posición.
- Los sensores A y B desactivados y el C activado.
- Todos los sensores activados.

Resolución:

- a) La tabla de la verdad para que se cumplan las condiciones del enunciado es la de la Figura 2.23.

A	B	C	S
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

Figura 2.23. Tabla de la verdad.

- b) La función lógica en forma canónica para $S = 1$, será:

$$S = \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + \bar{A}BC + ABC$$

- c) Simplificamos la función con el mapa de Karnaugh de la Figura 2.24.

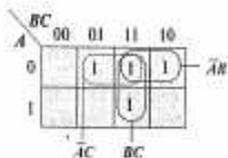


Figura 2.24. Mapa de Karnaugh.

La función simplificada queda así:

$$S = \bar{A}B + \bar{A}C + BC$$

- d) Para esta función el diagrama lógico es el que se presenta en la Figura 2.25.

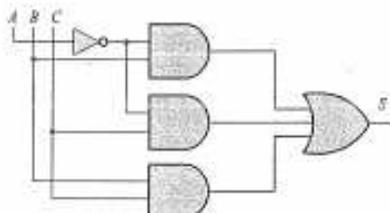


Figura 2.25. Diagrama lógico de la función simplificada.

- e) Vamos a convertir el circuito para utilizar solo puertas NAND. Para ello aplicamos el teorema de Morgan a la función simplificada.

$$S = \bar{A}B + \bar{A}C + BC = \overline{\overline{\bar{A}B} \cdot \overline{\bar{A}C} \cdot \overline{BC}}$$

Esta función se puede construir ya con puertas lógicas NAND. El inconveniente es que necesitamos mezclar una puerta NAND de tres entradas con puertas NAND de dos entradas.

Si queremos utilizar solamente puertas NAND de dos entradas será necesario volver a aplicar el teorema de Morgan.

$$S = \overline{\overline{\bar{A}B} \cdot \overline{\bar{A}C} \cdot \overline{BC}}$$

El diagrama lógico correspondiente con puertas NAND es el que se muestra en la Figura 2.26.

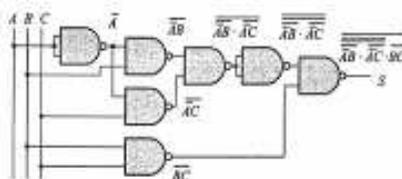


Figura 2.26. Diagrama lógico con puertas NAND.

- f) Para el montaje práctico de este circuito necesitamos 7 puertas NAND de dos entradas, para lo que se puede utilizar dos circuitos integrados 74HCT00 que contienen 4 puertas NAND cada uno (Figura 2.27).

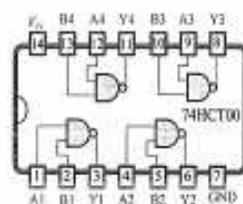


Figura 2.27. CI 74HCT00 con cuatro puertas NAND.

2.5.1. Diseño de circuito lógico para planta depuradora

Una planta depuradora dispone de tres depósitos de agua. En el fondo de cada depósito se dispone de un sensor de nivel que se activará cuando se encuentre vacío. Diseñar el circuito lógico con puertas NAND de dos entradas, de tal forma que se active una señal de aviso cuando los sensores indiquen que dos depósitos están vacíos (Figura 2.28).

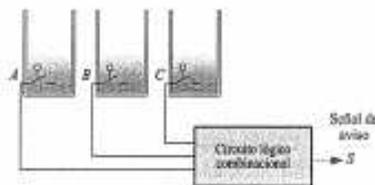


Figura 2.28. Diseño de circuito lógico para planta depuradora.

Resolución:

- a) La tabla de la verdad para que se cumplan las condiciones del enunciado es la de la Figura 2.29.

A	B	C	S
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

Figura 2.29. Tabla de la verdad.

- b) La función lógica en forma canónica para $S = 1$, será:

$$S = \bar{A}BC + A\bar{B}C + AB\bar{C} + ABC$$

- c) Simplificamos la función con el mapa de Karnaugh de la Figura 2.30.

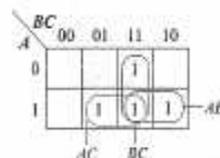


Figura 2.30. Mapa de Karnaugh.

La función simplificada queda así:

$$S = AB + AC + BC$$

- d) Vamos a convertir el circuito para poder llevarlo a cabo solo con puertas NAND. Para ello aplicamos el teorema de Morgan a la función simplificada.

$$S = \overline{\overline{AB} \cdot \overline{AC} \cdot \overline{BC}} = \overline{\overline{\bar{A}\bar{B}} \cdot \overline{\bar{A}\bar{C}} \cdot \overline{\bar{B}\bar{C}}}$$

El diagrama lógico correspondiente con puertas NAND es el que se muestra en la Figura 2.31.

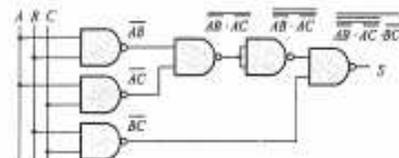


Figura 2.31. Diagrama lógico con puertas NAND.

2.5.2. Diseño de circuito lógico para riego automático

Se trata de diseñar el circuito lógico con puertas NAND de dos entradas que automatice un sistema de riego como el mostrado en la Figura 2.32. El circuito deberá accionar la bomba de riego solamente cuando se cumplan las siguientes condiciones.

- Solo se riega si la tierra está seca.
- Para evitar que la bomba se estropee funcionando en vacío, esta nunca se accionará cuando el depósito de agua esté vacío.
- Si hay restricciones en el riego (época de verano), solo se podrá regar de noche.
- En el resto del año (si no hay restricciones) se podrá regar de día y de noche.

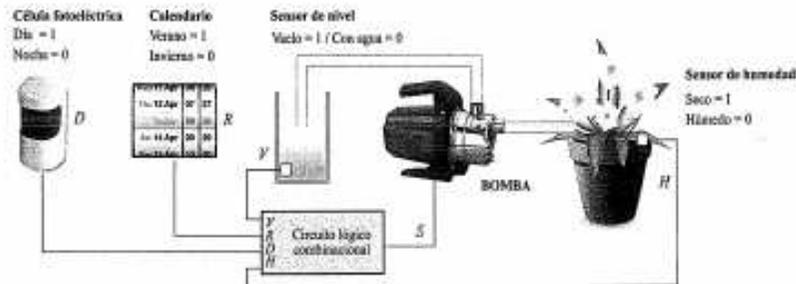


Figura 2.32. Circuito con puertas lógicas para un riego automático.

Resolución:

La tabla de la verdad para que se cumplan las condiciones del enunciado es la de la Figura 2.33.

VHDR = S			
Tiempo húmedo No se riega	0000	0	De noche se riega en invierno y en verano
	0001	0	
	0010	0	
	0011	0	
De día en invierno No se riega	0100	1	De día en invierno Se riega
	0101	1	
	0110	1	
	0111	1	
Tiempo vacío No se riega	1000	0	
	1001	0	
	1010	0	
	1011	0	
	1100	0	
	1101	0	
	1110	0	
1111	0		

Figura 2.33. Tabla de la verdad.

La función lógica para que la bomba entre en funcionamiento ($S = 1$), será:

$$S = \overline{VH}DR + \overline{VH}D\overline{R} + \overline{VH}DR$$

Simplificamos la función con el mapa de Karnaugh de la Figura 2.34.

$$S = \overline{VH}D + \overline{VH}\overline{R}$$

Para convertir el circuito para utilizar solo puertas NAND, aplicamos el teorema de Morgan una vez a la función simplificada.

$$S = \overline{\overline{\overline{VH}D} \cdot \overline{\overline{VH}\overline{R}}} = \overline{VH}D \cdot \overline{VH}\overline{R}$$

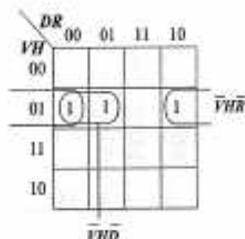


Figura 2.34. Mapa de Karnaugh.

Para conseguir un circuito con puertas NAND de dos entradas, volvemos a aplicar el teorema de Morgan en bloques de dos:

$$S = \overline{\overline{VH}D \cdot \overline{VH}\overline{R}} = \overline{\overline{\overline{\overline{VH}D}} \cdot \overline{\overline{\overline{VH}\overline{R}}}}$$

El diagrama lógico correspondiente con puertas NAND es el que se muestra en la Figura 2.35.

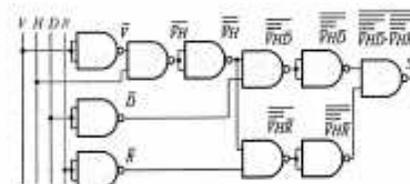


Figura 2.35. Diagrama lógico con puertas NAND.

Prácticas de laboratorio

2.1. Sistema de alarma con tres sensores. Se trata de que compruebes de forma práctica el diseño del circuito combinacional de la alarma con tres sensores realizado como ejemplo en el apartado 2.5 (Figuras 2.22 y 2.26).

Para el montaje práctico utilizaremos un entrenador didáctico, como el Universal Trainer, y serán necesarios dos circuitos integrados 74HC00 (4 puertas NAND de dos entradas) y la utilización de tres conmutadores (A, B y C) y de cuatro diodos LED (tres para señalar el estado de las entradas y uno para el de salida).

El esquema simplificado para el montaje en el entrenador didáctico es el que se propone en la Figura 2.36.

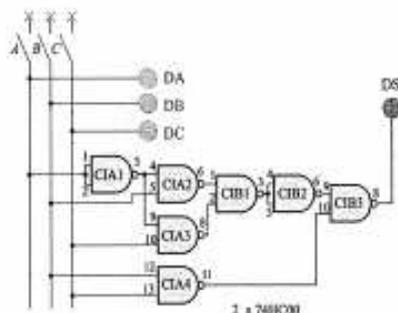


Figura 2.36. Esquema simplificado del circuito de alarma en el entrenador didáctico.

Actividades de comprobación

2.1. Simplifica las siguientes funciones y realiza los diagramas lógicos antes y después de la simplificación.

- $S = \overline{A}B + A\overline{B} + \overline{A}B$
- $S = \overline{A}B\overline{C} + A\overline{B}C + \overline{A}BC + \overline{A}B\overline{C} + \overline{A}BC$
- $S = \overline{A}BC + \overline{A}BC + \overline{A}BC + \overline{A}BC + \overline{A}B\overline{C}$
- $S = \overline{A}B\overline{C}D + \overline{A}BCD + \overline{A}BCD + \overline{A}BCD + \overline{A}BCD$
- $S = \overline{A}B\overline{C}D + \overline{A}BCD + \overline{A}BCD + \overline{A}BCD + \overline{A}BCD + \overline{A}BCD + \overline{A}BCD$

No olvides que para que funcione correctamente el circuito será necesario que alimentes con +5 V ambos circuitos integrados.

2.2. Sistema de automatización de una planta depuradora. Realiza el montaje práctico en el entrenador didáctico del circuito lógico de la Figura 2.31 que se diseñó para el ejemplo de la planta y comprueba su funcionamiento. Antes de llevarlo a cabo realiza una lista con los componentes que serán necesarios y dibuja un esquema simplificado para realizar su montaje.

2.3. Sistema de automatización para riego automático. Realiza el montaje práctico en el entrenador didáctico del circuito lógico de la Figura 2.35 que se diseñó para el ejemplo del riego automático y comprueba su funcionamiento. Al igual que en la actividad práctica anterior, redacta una lista con los componentes que serán necesarios y dibuja un esquema simplificado para realizar su montaje.

Cuando se alcanza un nivel de llenado alto (sensor *C*) se conectan a la vez los motores $n.º 1$ y $n.º 2$ (*S2*). Si el nivel de llenado está por debajo del mínimo (sensor *A*) los dos motores se desconectan. Por otro lado, los motores de la trituradora solo funcionarán si se activa un sensor de temperatura (sensor *D*) que indica que la mezcla se realiza a 50°C (Figura 2.37).

Escribe la tabla de la verdad y diseñe el circuito lógico combinacional con puertas lógicas para el funcionamiento de los dos motores de la trituradora.

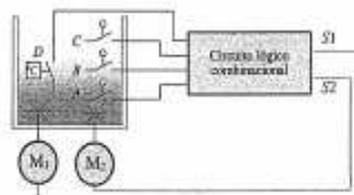


Figura 2.37. Automatización de una trituradora.

2.4. Se dispone de una alarma (*S*) de cuatro sensores *A*, *B*, *C* y *D* para su activación (Figura 2.38).



Figura 2.38. Sistema de alarma con cuatro sensores.

Diseña el circuito combinacional de tal forma que la señal de alarma (*S*) se active cuando se cumplan las siguientes condiciones:

- El sensor *A* desactivado, el *B* activado, el *C* desactivado y el *D* en cualquier posición.
- Los sensores *A* y *B* desactivados y el *C* y el *D* activados.
- El sensor *A* activado, el *B* desactivado, el *C* desactivado y el *D* activado.
- Todos los sensores activados.

Actividades de ampliación



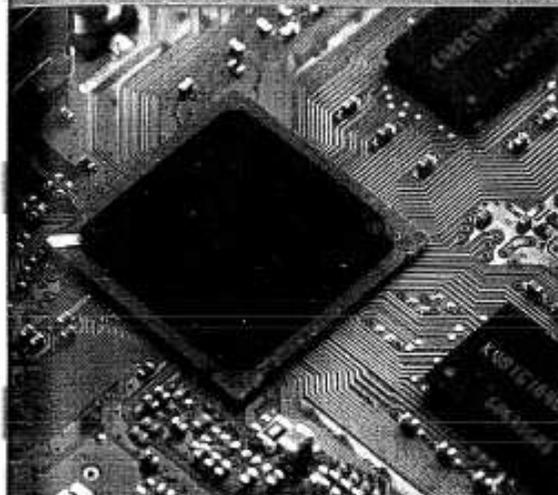
2.1. En Internet se puede encontrar software que nos ayuda con la tarea de simplificación de funciones lógicas mediante los mapas de Karnaugh. Introduce las siguientes palabras en tu navegador Web: «programas simplificación funciones lógicas», selecciona un programa que te parezca adecuado, instálalo en tu ordenador y comprueba su funcionamiento con algunas de las funciones que ya hemos simplificado en esta unidad.

Actividades de evaluación resueltas



2.1. **Actividades resueltas de simplificación de funciones.** Consulta el documento con este mismo nombre que encontrarás dentro del MATERIAL WEB. Aquí podrás encontrar más ejemplos de cómo se simplifican funciones lógicas.

Bloques combinacionales en escala de integración media (MSI)



En la práctica resulta muy útil la integración en un gran número de puertas lógicas interconectadas con el fin de conseguir un bloque combinacional agrupado en un solo chip que cumpla con un fin específico. Nos referimos a circuitos de integración media que contienen un número de puertas lógicas comprendidas entre 10 y 100. En esta Unidad estudiaremos algunos de estos circuitos que se exponen a continuación:

- Multiplexores.
- Demultiplexores.
- Códigos de salida.
- Decodificadores.

Contenidos

Objetivos

3.1. Diferencia entre un sistema combinacional y otro secuencial

Los sistemas combinacionales se caracterizan porque sus salidas solo dependen del valor que adquieran sus entradas, como por ejemplo, las puertas lógicas y los circuitos lógicos contruidos a partir de ellas que hemos estudiado en anteriores unidades. En estos circuitos la salida no depende de los estados anteriores que posean las entradas o la salida, por lo que se puede decir que carecen de realimentación o de memoria.

A diferencia, los sistemas secuenciales, que estudiaremos en la siguiente unidad, los valores de las salidas en un determinado momento dependen no solamente de las entradas en ese momento, sino del estado en que se encuentra el sistema, el cual depende de los valores de las entradas en momentos anteriores, lo que indica que los circuitos secuenciales poseen memoria.

Los circuitos secuenciales son capaces de «recordar» números que han recibido anteriormente.



Figura 3.1. En un circuito combinacional las salidas solo dependen del valor que posean sus entradas en ese instante.

3.2. Multiplexores

Un circuito multiplexor es un circuito que permite seleccionar cuál de varias líneas de entrada de datos debe aparecer en una única línea de salida, según la configuración presente en unas líneas de control o entradas de selección (Figura 3.2).

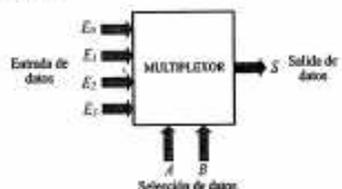


Figura 3.2. El multiplexor permite seleccionar cuál de las entradas aparecerá en la salida.

Básicamente, se podrá decir que un multiplexor es un conmutador de varias posiciones con diferentes entradas y una salida, de tal forma que, al situar el selector en una de las entradas, solo esta aparecerá en la salida (Figura 3.3).

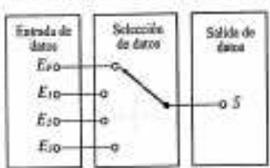


Figura 3.3. Un multiplexor es similar a un conmutador.

Los multiplexores son circuitos lógicos muy utilizados. Su principal aplicación es el envío, en serie, de una forma ordenada, y a través de una sola línea de salida, de varias informaciones digitales que pueden aparecer simultáneamente en distintas entradas. Como ejemplo tenemos el envío de información de un ordenador a otro, envío de una comunicación telefónica, etc.

Para que lo entiendas mejor, imagina que deseas que 16 líneas de teléfono se transmitan por un solo cable. Para lo cual instalas un conmutador telefónico con un multiplexor. Si por ejemplo, deseas que los datos de la línea n.º 7 (0111 en base 2) aparezca en la salida del multiplexor tendrás que aplicar dicho código (0111) a las entradas de selección.

3.2.1. Diseño de un multiplexor de dos entradas

El número de entradas de selección (n) de un multiplexor depende del número de canales de entrada, de tal forma que se cumpla la siguiente expresión:

$$\text{Número de canales de entrada} = 2^n$$

De esta forma necesitaremos de una entrada de selección para dos entradas, dos para cuatro entradas, tres para ocho entradas, cuatro para dieciséis entradas, etc.

Para el diseño de un multiplexor de dos entradas (E_0, E_1) necesitaremos de una entrada de selección (A), tal como se muestra en la Figura 3.4.

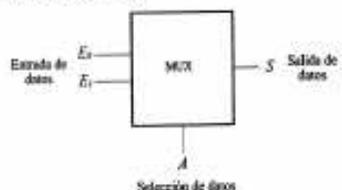


Figura 3.4. Multiplexor de dos entradas.

Para realizar la tabla de la verdad tendremos en cuenta que cuando la entrada de selección A posea el valor «0» aparecerá el valor de la entrada E_0 en la salida, y cuando posea el valor «1» será el valor de la entrada E_1 el que alcance la salida (Figura 3.5).

A	E_0	E_1	S
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	1

Figura 3.5. Tabla de la verdad de un multiplexor de dos entradas.

De la tabla de la verdad se obtiene la siguiente función lógica:

$$S = \bar{A}E_0\bar{E}_1 + \bar{A}E_0E_1 + A\bar{E}_0\bar{E}_1 + AE_0E_1$$

Comprueba cómo aplicando la simplificación con el mapa de Karnaugh la función queda así:

$$S = E_0\bar{A} + E_1A$$

El diagrama lógico con puertas con el que se consigue llevar a cabo esta función es el de la Figura 3.6.

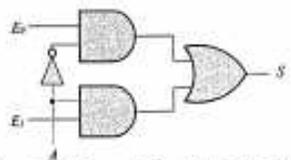


Figura 3.6. Diagrama lógico de un multiplexor de dos entradas.

En la práctica, sería más sencillo realizar este circuito con puertas NAND, tal como se muestra en la Figura 3.7.

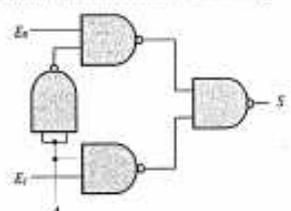


Figura 3.7. Diagrama lógico de un multiplexor de dos entradas con puertas NAND.

Con este multiplexor hemos conseguido que cuando deseamos que aparezca la señal E_0 en la salida basta con aplicar un

«0» lógico a la entrada de selección A, mientras que si deseamos que sea la entrada E_1 la que aparezca en la salida tendremos que aplicar un «1» lógico a dicha entrada de selección.

3.2.2. Diseño de un multiplexor de cuatro entradas

Siguiendo el mismo procedimiento de diseño que para dos entradas, podríamos diseñar un multiplexor de cuatro entradas, para lo cual necesitamos de dos entradas de selección. En la Figura 3.8 se muestra la tabla de la verdad correspondiente a un multiplexor de cuatro entradas (E_0, E_1, E_2, E_3) y dos entradas de selección (A, B).

A	B	E_0	E_1	E_2	E_3	S
0	0	X	X	X	X	0
0	1	X	X	X	X	1
1	0	X	X	X	X	0
1	1	X	X	X	X	1
0	X	X	X	X	X	0
1	X	X	X	X	X	1
X	0	X	X	X	X	0
X	1	X	X	X	X	1

Figura 3.8. Tabla de la verdad para un multiplexor de cuatro entradas.

En esta tabla de la verdad no se han escrito todas las combinaciones posibles para seis bits, ya que la condición es que aparecerá en la salida S solo la entrada que haya sido seleccionada con la entrada de selección, colocando una X para aquellos valores de entrada que son indiferentes (da igual que sea «1» o «0»). De esta forma, si los dos bits de la entrada de selección AB son:

- 00 aparece el valor de E_0 en la salida
- 01 aparece el valor de E_1 en la salida
- 10 aparece el valor de E_2 en la salida
- 11 aparece el valor de E_3 en la salida

El diagrama lógico para llevar a cabo este multiplexor con puertas NAND sería el que se muestra en la Figura 3.9.

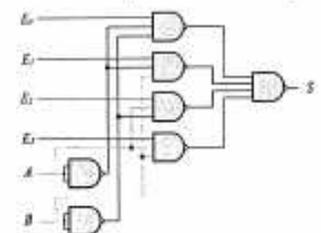


Figura 3.9. Diagrama lógico de un multiplexor de cuatro entradas con puertas NAND.

3.2.3. El multiplexor como bloque combinacional

Tal como ya habíamos expuesto al principio de esta unidad, el circuito de un multiplexor se puede integrar en un solo bloque dentro de un circuito integrado específico. Así, por ejemplo, para un multiplexor de cuatro entradas, como el de la Figura 3.9 integrado en un solo chip, el circuito a utilizar podría ser el de la Figura 3.10.

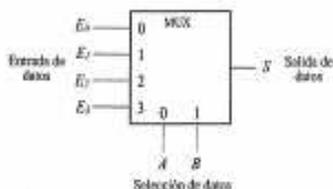


Figura 3.10. Multiplexor de cuatro entradas como bloque combinacional.

En la Figura 3.11 se muestra cómo los datos de entrada se presentan en la salida en función de los bits que se introduzcan por las entradas de selección.

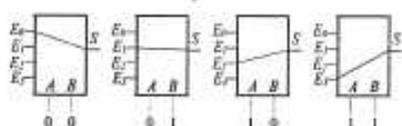


Figura 3.11. Conmutación de la señales de entrada en un multiplexor.

3.2.4. Multiplexor MSI de 8 entradas

Con la referencia 74HC151 se fabrica un multiplexor de ocho entradas de datos ($E_0 - E_7$) y tres líneas de entrada de selección de datos (A, B y C). Para realizar la selección de las ocho entradas de datos se necesitan tres bits (Figura 3.12).

A este circuito se le añade una entrada de inhibición-habilitación EN (Enable) que actúa a modo de interruptor de encendido. Dado que su entrada es negada (Figura 3.12), el multiplexor conectará los datos de entrada con la salida si a este terminal le introducimos un «0» lógico, y los desconectará si lo hacemos con «1».

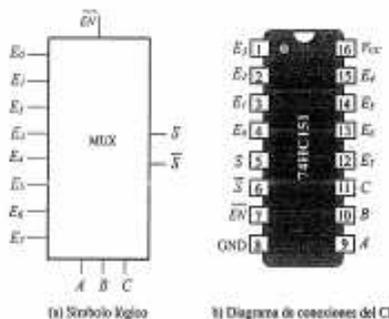


Figura 3.12. Multiplexor de 8 entradas 74HC151.

Este multiplexor dispone de una salida de datos (S) y de su negada (\bar{S}) con el fin de utilizar la que más convenga en función de las especificaciones del diseño. En la Figura 3.13 se expone su tabla de la verdad.

	A	B	C	E_0	E_1	E_2	E_3	E_4	E_5	E_6	E_7	S	\bar{S}
Multiplexor habilitado	0	0	0	0	X	X	X	X	X	X	X	0	1
	0	0	1	X	X	X	X	X	X	X	X	1	0
	0	1	0	X	0	X	X	X	X	X	X	0	1
	0	1	1	X	1	X	X	X	X	X	X	1	0
	1	0	0	X	X	0	X	X	X	X	X	0	1
	1	0	1	X	X	1	X	X	X	X	X	1	0
	1	1	0	X	X	X	0	X	X	X	X	0	1
	1	1	1	X	X	X	1	X	X	X	X	1	0
Multiplexor inhabilitado	1	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	0	1

Figura 3.13. Tabla de la verdad del multiplexor 74HC151.

3.2.5. Aumento de la capacidad de un multiplexor

Dado que el número de entradas de las que se dispone en los multiplexores comerciales está limitado a 16 y 4 líneas de selección de datos, para poder aumentar la capacidad de un multiplexor es posible interconectar varios entre sí. Así, por ejemplo, para aumentar la capacidad de un multiplexor de 4 entradas hasta 16, sería necesario interconectar 4 unidades tal como se muestra en la Figura 3.14.

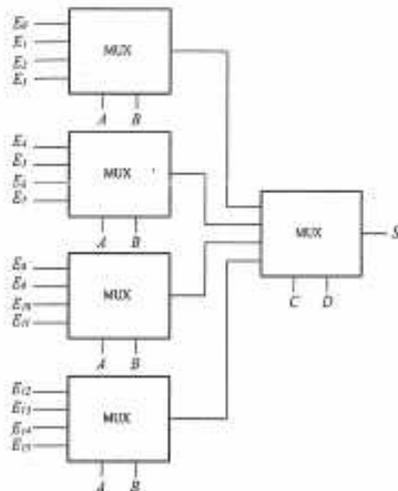


Figura 3.14. Multiplexor de 16 entradas construido con multiplexores de 4 entradas.

3.2.6. Generación de funciones lógicas con multiplexores

Una aplicación práctica que se puede hacer de los multiplexores consiste en la posibilidad de generar una determinada función lógica perteneciente a un determinado circuito combinacional, siempre y cuando esta se presente como suma de productos. De esta forma podemos construir un circuito lógico de una manera más sencilla y sin tener que utilizar puertas, reduciendo considerablemente el número de circuitos integrados.

Así, por ejemplo, utilizando un multiplexor de 8 entradas, como el 74HC151, se puede llevar a cabo cualquier función lógica de 3 variables. Para hacerlo hay que conectar las variables a las entradas de selección y conectar a cada entrada de datos el nivel lógico («0» o «1») que resulte en la tabla de la verdad para dicha función.

Actividad resuelta 3.1

Diseña un circuito combinacional con un multiplexor de 8 entradas para la alarma con tres sensores que diseñamos en el apartado 2.5 de la unidad anterior.

La tabla de la verdad resultante para este circuito resultó ser la de la Figura 3.15.

A	B	C	S
0	0	0	\bar{E}_0
0	0	1	\bar{E}_1
0	1	0	\bar{E}_2
0	1	1	\bar{E}_3
1	0	0	\bar{E}_4
1	0	1	\bar{E}_5
1	1	0	\bar{E}_6
1	1	1	\bar{E}_7

Figura 3.15. Tabla de la verdad.

La función lógica que responde a esta tabla será:

$$S = \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + A\bar{B}\bar{C}$$

Ahora conectamos las entradas del multiplexor al nivel lógico resultante de la tabla de la verdad ($E_0 = 0, E_1 = 1, E_2 = 1, E_3 = 1, E_4 = 0, E_5 = 0, E_6 = 0, E_7 = 1$). Una forma sencilla de hacerlo es conectar las entradas con un nivel lógico «1» a la tensión de alimentación V_{CC} y a masa las que posean el nivel lógico «0», tal como se muestra en la Figura 3.16.

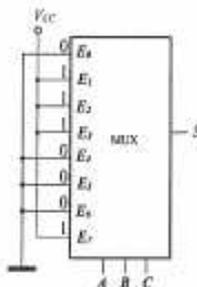


Figura 3.16. Diagrama lógico del multiplexor funcionando como circuito combinacional.

Actividad propuesta 3.1

Diseña un circuito combinacional con un multiplexor de 8 entradas para la planta depuradora del apartado 2.5.1. Recuerda que la función lógica obtenida para dicho circuito fue:

$$S = \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}C + A\bar{B}\bar{C} + ABC$$

La solución a esta Actividad propuesta la puedes encontrar dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

3.3. Demultiplexores

Un demultiplexor realiza la operación contraria al multiplexor, posee una única entrada de datos y varias salidas de datos con n entradas de selección. El demultiplexor lleva los datos de la entrada a una determinada salida según la configuración en las entradas de selección.

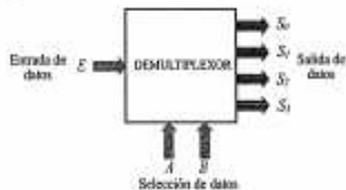


Figura 3.17. El demultiplexor permite seleccionar en qué salida aparecerán los datos presentes en la entrada.

Al demultiplexor se le puede comparar también con un conmutador que es capaz de seleccionar dónde aparecerán los datos de la entrada. En la Figura 3.18 se muestra el símil con conmutadores de selección de un multiplexor conectado con un demultiplexor. Los datos de entrada del multiplexor pasan a una sola línea de transmisión de salida por donde transcurren todos los datos. El demultiplexor retoma estos datos y los vuelve a canalizar por diferentes salidas.

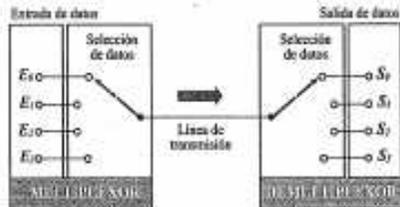


Figura 3.18. El demultiplexor funciona de forma inversa que el multiplexor.

La multiplexación y demultiplexación se puede utilizar para transmitir información a través de una línea de datos procedente de varias fuentes y que posteriormente se envían a diferentes destinos. Un ejemplo de esto podría ser la comunicación entre diferentes ordenadores a través del puerto serie, tal como se muestra en la Figura 3.19.

En la Figura 3.20 se muestra el esquema del demultiplexor 74HC138 de 8 salidas y 3 líneas de selección. Los datos de la única entrada E saldrán por las salidas negadas ($\bar{S}_0 - \bar{S}_7$) en función de la combinación de bits aplicados a la entrada de selección (A, B, C). Además, este CI dispone de dos líneas de habilitación o inhibición negadas (\bar{E}_N, \bar{E}_V).

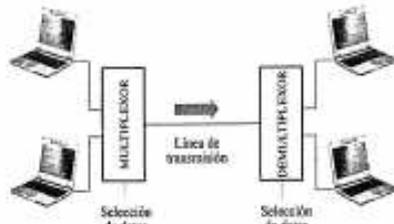


Figura 3.19. Sistema de transmisión de datos por una sola línea entre ordenadores mediante un multiplexor y demultiplexor.

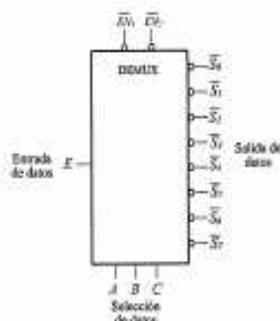


Figura 3.20. Demultiplexor de 8 salidas y 3 líneas de selección.

Actividad propuesta 3.2

El circuito integrado 74HC138 es un demultiplexor de 8 salidas y 3 líneas de selección, mientras que el 74HC154 dispone de 16 salidas y 4 de selección. Se trata de que consigas sus hojas de características, las estudies y con ellas realices su tabla de la verdad y un cuadro con sus diagramas de conexión y la disposición de pines de sus CI.

Estas hojas de características las podrás encontrar con facilidad en Internet en las siguientes páginas Web:

- <http://www.datasheetlocator.com/es/>
- <http://www.datasheetcatalog.net/es/>

© MATERIAL WEB elaborado para este texto se incluyen las hojas de características de estos circuitos integrados.

3.4. Decodificadores

Los decodificadores son circuitos lógicos combinacionales que se construyen en un solo bloque con el fin de conseguir transformar una información codificada en sistema binario, como por ejemplo el BCD, a otro tipo de código, como por ejemplo el decimal.

La función que tiene un codificador es traducir el lenguaje binario en el que trabajan los sistemas digitales (las máquinas) al lenguaje que entienden las personas (números decimales, letras, etc.).

Existen dos tipos de decodificadores, excitadores y no excitadores, en función de que sus salidas puedan, o no, poner en funcionamiento un indicador numérico, como por ejemplo un display de 7 segmentos.

En la Figura 3.21 se muestra el diagrama de bloques de un decodificador decimal, utilizado para la conversión de un código BCD a decimal. Al aplicar a las entradas ($E_0 \dots E_3$) una combinación del código BCD natural, solo una de las salidas S_0 a S_9 toma el valor lógico «1». A cada una de estas salidas se le asigna el valor decimal correspondiente.

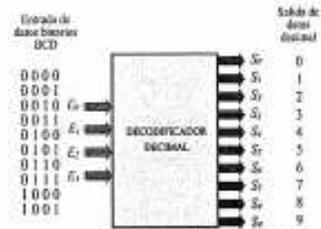


Figura 3.21. Decodificador BCD a decimal.

Nº	\bar{E}_3	\bar{E}_2	\bar{E}_1	\bar{E}_0	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
4	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
5	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
6	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
7	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
8	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
9	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
10	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
11	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
12	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
13	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
14	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
15	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Figura 3.22. Tabla de la verdad de un codificador decimal de cuatro entradas binarias y 10 salidas con salida activa alta.

En la Figura 3.22 se muestra su tabla de la verdad. Observa que cuando la combinación binaria de la entrada no se corresponde a ninguna combinación del código BCD, todas las salidas se ponen a nivel bajo («0» lógico).

Es muy común encontrarse con decodificadores con salida activa baja, lo que indica que las salidas toman el valor lógico «0» en vez de «1» en la función de decodificación. En la Figura 3.23 se muestra un decodificador de salida activa baja, como el 74HC42 de cuatro entradas binarias y 10 salidas, y en la Figura 3.24 su tabla de la verdad.

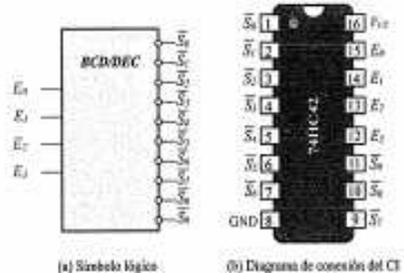


Figura 3.23. Decodificador 74HC42 de cuatro entradas binarias y 10 salidas con salida activa baja.

Nº	\bar{E}_3	\bar{E}_2	\bar{E}_1	\bar{E}_0	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
2	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
3	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
4	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
5	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
6	0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
9	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
10	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
11	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
12	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
13	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
14	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
15	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Figura 3.24. Tabla de la verdad del decodificador 74HC42 de salida activa baja.

3.4.1. Generación de funciones lógicas con un decodificador

Al igual que hablamos con los demultiplexores, un decodificador también se puede utilizar para generar una determi-

nada función lógica. Para ello, una vez conocida la función lógica a generar y su tabla de la verdad, se puede hacer funcionar el circuito lógico conectando una puerta OR a las salidas de un decodificador que se correspondan con aquellas combinaciones de entrada que hacen «1» a la función, siempre y cuando se trate de un decodificador con salida activa alta. Para un decodificador de salida activa baja, el procedimiento sería el mismo pero conectando una puerta NAND.

Actividad resuelta 3.2

Diseña un circuito combinatorial con un decodificador que cumpla con la tabla de la verdad de la Figura 3.25.

A	B	C	S ₁	S ₂
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	0
1	1	1	1	1

Figura 3.25. Tabla de la verdad del circuito combinatorial.

Para realizar el circuito lógico que cumpla con esta tabla de la verdad necesitaremos un decodificador que posea tantas entradas como variables. En nuestro caso tomaremos un decodificador de 3 entradas y 8 salidas, de salida activa alta, al que conectaremos una puerta OR a todas aquellas salidas que presenten un «1» lógico, tal como se muestra en la Figura 3.26(a). En la Figura 3.26(b) se presenta la solución con un decodificador de salida activa baja, al que se le ha conectado una puerta NAND a las salidas que cumplen la función.

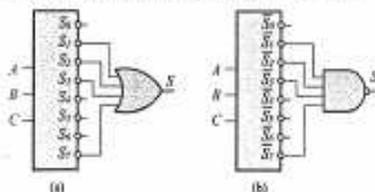


Figura 3.26. a) Solución con decodificador de salida activa alta. b) Solución con decodificador de salida activa baja.

3.4.2. Decodificador BCD a 7 segmentos

Este tipo de decodificadores pertenece al grupo de los excitadores, ya que es capaz de proporcionar a su salida los

datos necesarios para poder conectar un display numérico de 7 segmentos. De esta forma podremos visualizar en forma decimal los datos decodificados.

El display o indicador numérico de 7 segmentos se puede fabricar a partir de la combinación de 7 diodos LED, tal como se muestra en la Figura 3.27.

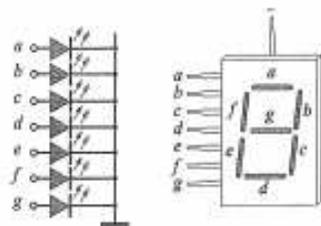


Figura 3.27. Display de 7 segmentos con diodos LED con cátodo común.

Alimentando simultáneamente las combinaciones de dígitos se pueden representar los diez dígitos del sistema decimal, tal como se muestra en la Figura 3.28.

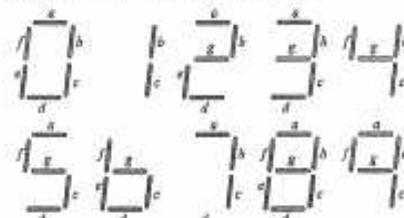


Figura 3.28. Generación de números decimales con el display de 7 segmentos.

Para la configuración en cátodo común se requiere de un decodificador que proporcione un nivel de salida alto («1» lógico) para la activación de los diodos LED. Ahora bien, en el caso de que el decodificador sea de nivel bajo de salida («0» lógico), para que los diodos se polaricen adecuadamente, será necesario utilizar un display en el que estén conectados en ánodo común, tal como se muestra en la Figura 3.29.

Aunque el uso del display con diodos LED se sigue utilizando, en la actualidad es muy común encontrarse con display que reemplazan los diodos por 7 segmentos de cristal líquido (LCD). Los LCD poseen un consumo de potencia mucho menor, pero en su contra tienen que no se pueden ver en la oscuridad, ya que funcionan polarizando la luz que incide en cada uno de los segmentos activados.

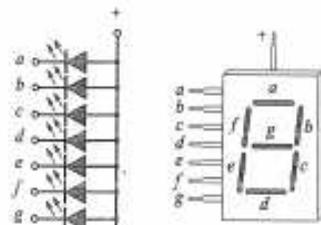


Figura 3.29. Display de 7 segmentos con diodos LED con ánodo común.

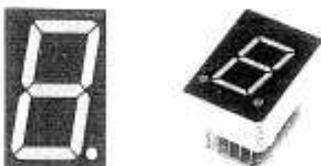


Figura 3.30. Display de 7 segmentos LCD.

En la Figura 3.31 se muestra el símbolo lógico de un decodificador BCD a 7 segmentos con cátodo común y otro con ánodo común.

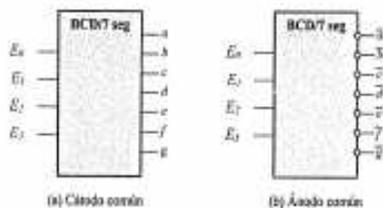


Figura 3.31. Símbolo lógico del decodificador BCD a 7 segmentos.

Actividad propuesta 3.3

Completa la tabla de la verdad de la Figura 3.32 correspondiente a un decodificador a 7 segmentos de ánodo común. Para ello, observa la Figura 3.27 donde puedes comprobar qué diodos LED se tienen que iluminar para formar los distintos números decimales cuando aparezca un «0» lógico en las salidas a, b, c, d, e, f y g del decodificador.



La solución a esta Actividad propuesta la puedes encontrar dentro del MATERIAL WEB elaborado para este texto.

A	B	C	D	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆	S ₇
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
:	:	:	:	:	:	:	:	:	:	:

Figura 3.32. Tabla de la verdad de un decodificador BCD a 7 segmentos.

Un ejemplo de este tipo de decodificadores es el 74LS47 (Figura 3.33). A este dispositivo se le añaden una serie de líneas de control con la siguiente función:

LT	Entrada de comprobación. Al activarse con nivel bajo («0» lógico) se activan todas las salidas y se iluminan los 7 segmentos del display.
RBI	Se utiliza con el fin de que no se visualice en el display el cero en ciertas circunstancias. Al activarse con nivel bajo, se visualiza el código de entrada, siempre y cuando este sea diferente a cero. Cuando el código de entrada sea cero, se desactivan todas las salidas, apagándose todos los segmentos a la vez.
RBO/RBO	Puede funcionar como entrada o como salida. En el funcionamiento como entrada, cuando se activa a nivel bajo se produce la desactivación de todos los segmentos del display. Cuando funciona como salida, nos informa cuando el código de entrada es cero cuando el terminal esté activado.

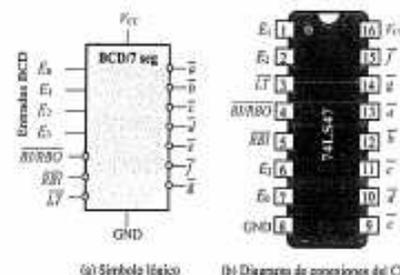


Figura 3.33. Decodificador BCD a 7 segmentos 74LS47.

Actividad propuesta 3.4

Consulta las hojas de características del circuito integrado 74LS47, analiza sus características más relevantes, y realiza su tabla de la verdad.



Estas hojas de características las podrás encontrar con facilidad en Internet en las siguientes páginas Web:

- <http://www.datasheetlocator.com/es/>
- <http://www.datasheetcatalog.net/es/>



En el MATERIAL WEB elaborado para este texto se incluyen las hojas de características de este circuito integrado.

3.5. Codificadores

Los codificadores realizan la función contraria que los decodificadores, codifican en forma binaria la información numérica o alfanumérica que se le aplica a su entrada.

Un codificador es un circuito combinatorial con una serie de entradas por donde conectaremos la información numérica a codificar. Cuando una de ellas adopta el estado lógico «1», en las líneas de salida se genera el código de varios bits que corresponda con la información a codificar. En la Figura 3.34 se muestra el diagrama de bloques de un codificador decimal a BCD.

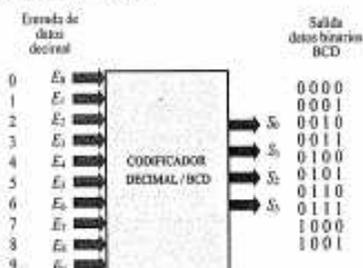


Figura 3.34. Codificador decimal a BCD.

En la Figura 3.35 se muestra la tabla de la verdad de un codificador decimal a BCD.

N	E ₉	E ₈	E ₇	E ₆	E ₅	E ₄	E ₃	E ₂	E ₁	E ₀	S ₃	S ₂	S ₁	S ₀
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0
2	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
3	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0
4	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0
5	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1
6	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
7	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
8	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
9	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0

Figura 3.35. Tabla de la verdad de un codificador decimal a BCD.

3.5.1. Codificador con prioridad decimal a BCD

Para que un codificador funcione correctamente sería necesario asegurarse que solo una entrada esté activa a la vez. Para evitar los problemas que se podrían ocasionar en el caso de que se presentasen varias entradas con un «1» lógico, se han desarrollado los codificadores con prioridad. Estos dispositivos producen una salida BCD correspondiente al dígito decimal de entrada de más alto orden que se encuentre activo. Así, por ejemplo, si se encuentran activas las entradas 4 y 7, el codificador proporcionará a la salida el código BCD 0111, que se corresponde con el dígito de más peso, que en este caso es el 7.

En la Figura 3.36 se muestra la tabla de la verdad de un codificador decimal a BCD con prioridad.

N	E ₉	E ₈	E ₇	E ₆	E ₅	E ₄	E ₃	E ₂	E ₁	E ₀	S ₃	S ₂	S ₁	S ₀
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	X	0	0	0	1
2	0	0	0	0	0	0	1	X	X	0	0	1	0	0
3	0	0	0	0	0	1	X	X	X	0	0	1	1	0
4	0	0	0	0	1	X	X	X	X	0	1	0	0	0
5	0	0	0	1	X	X	X	X	X	0	1	0	1	0
6	0	0	1	X	X	X	X	X	X	0	1	1	0	0
7	0	1	X	X	X	X	X	X	X	0	1	1	1	0
8	1	X	X	X	X	X	X	X	X	1	0	0	0	0
9	1	X	X	X	X	X	X	X	X	1	0	0	1	0

Figura 3.36. Tabla de la verdad de un codificador decimal a BCD con prioridad.

Prácticas de laboratorio

3.1 Comprobación del funcionamiento de un decodificador BCD a decimal. Para la realización de esta actividad utilizaremos el decodificador integrado 74HC42 (Figura 3.37) y 10 diodos LED que conectaremos a las salidas. En la Figura 3.38 se muestra el esquema del circuito para su montaje en el entrenador didáctico.

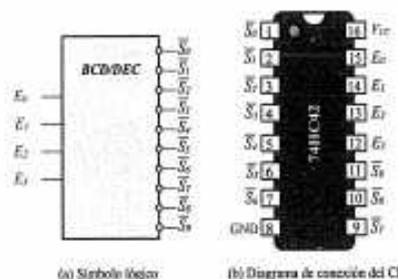


Figura 3.37. Decodificador 74HC42 de cuatro entradas binarias y 10 salidas con salida activa baja.

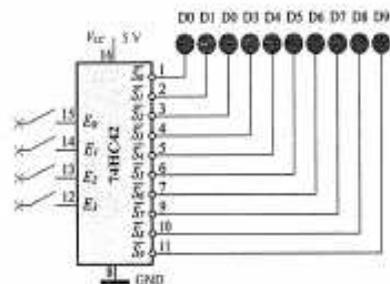


Figura 3.38. Esquema del decodificador BCD a decimal para montaje en entrenador didáctico.

En el caso de realizar el montaje sobre una placa protoboard necesitaremos además cuatro conmutadores para la entrada de datos y 10 resistencias de 330 Ω para la conexión de los diodos LED, tal como se muestra en el esquema de la Figura 3.39.

Una vez montado el circuito consigue las diferentes combinaciones del código BCD abriendo y cerrando los conmutadores de entrada y comprueba las salidas acti-

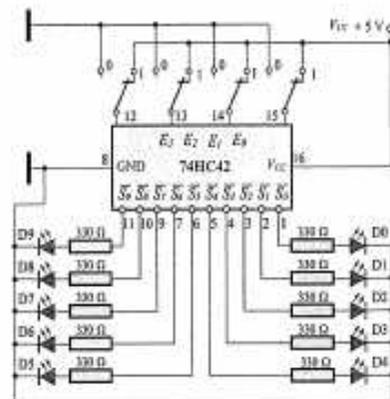


Figura 3.39. Esquema del decodificador BCD a decimal para montaje en placa protoboard.

vas en función del número de diodo que se enciende. Con los datos obtenidos completa la tabla de la verdad de la figura.

3.2. Comprobación de un multiplexor de 8 entradas. Para la realización de esta actividad utilizaremos el multiplexor integrado 74HC151 (Figura 3.40).

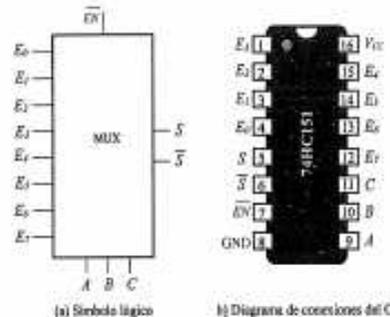


Figura 3.40. Multiplexor de 8 entradas 74HC151.

En la Figura 3.41 se muestra el esquema del circuito para su montaje en el entrenador didáctico.

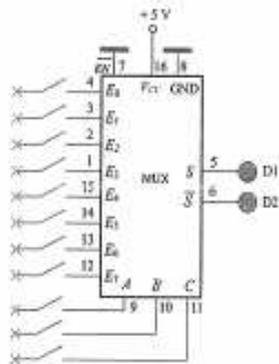


Figura 3.41. Esquema del multiplexor para su montaje en el entrenador didáctico.

Una vez montado, comprueba cómo se traslada la información presente en las entradas hacia la salida, en función del número binario que activemos en las 3 líneas de selección de datos. Con los datos obtenidos completa la tabla de la verdad de la Figura 3.42.

+5V							
E_7	E_6	E_5	E_4	E_3	E_2	E_1	E_0
0	0	0	0	X	X	X	0
1	1	1	1	1	1	1	1

Figura 3.42. Tabla de la verdad.

3.3. **Diseño de una alarma con un multiplexor.** En la Actividad resuelta 3.1 hemos diseñado un circuito combinacional con un multiplexor de 8 entradas para poner en funcionamiento una alarma de tres entradas. Se trata de que compruebes de forma práctica el funcionamiento del circuito. Para ello puedes utilizar el multiplexor 74HC151.

Con la ayuda de la Figura 3.43 y el profesor, dibuja el esquema de conexiones para llevar a cabo esta actividad en el entrenador didáctico y, una vez comprobado su funcionamiento, escribe la tabla de la verdad.

3.4. **Comprobación del funcionamiento de un demultiplexor.** Consigue las hojas de características del multiplexor integrado 74HC138 (las puedes encontrar en el MATERIAL WEB) y con ayuda del profesor comprueba de forma práctica el funcionamiento de este demultiplexor.

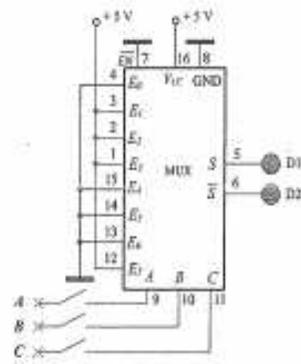


Figura 3.43. Esquema para el diseño de una alarma con el multiplexor 74HC151.

3.5. **Decodificador BCD a 7 segmentos.** Para la realización de esta actividad utilizaremos el decodificador integrado 74LS47 (Figura 3.44).

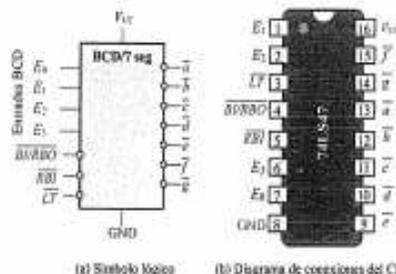


Figura 3.44. Decodificador BCD a 7 segmentos 74LS47.

Dado que este decodificador pone sus salidas activas a nivel bajo (=0= lógico), necesitaremos un display de siete segmentos con los diodos conectados en ánodo común. Para la alimentación correcta de los 7 diodos LED de cada segmento, necesitaremos conectar a cada uno de ellos una resistencia de 330 Ω , por lo que necesitaremos un módulo de $7 \times 330 \Omega$. En la Figura 3.45 se muestra el esquema del circuito para su montaje en el entrenador didáctico.

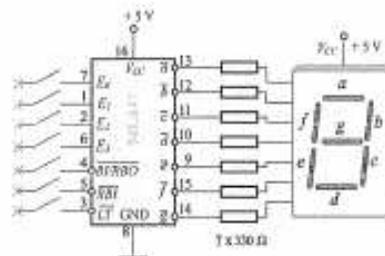


Figura 3.45. Esquema del decodificador BCD a 7 segmentos.

Actividades de comprobación

- Los sistemas combinacionales se caracterizan porque:
 - Sus salidas solo dependen del valor que adquieran sus entradas.
 - Poseen realimentación.
 - Las salidas permanecen constantes.
- La función de un multiplexor es:
 - Seleccionar qué salida de datos debe transmitirse a la entrada.
 - Seleccionar qué entrada de datos debe transmitirse a una única salida.
 - Convertir un código binario a decimal.
- ¿Cuántas entradas de selección serán necesarias en un multiplexor de 16 entradas?
 - 2.
 - 3.
 - 4.
- ¿Para qué sirve la entrada de inhibición (Enable) en un multiplexor?
 - Invierte la multiplexión.
 - Lo convierte en demultiplexor.
 - Hace que funcione o no funcione el multiplexor.
- Diseña un circuito combinacional con un multiplexor de 8 entradas que cumpla con la siguiente función lógica:

$$S = \bar{A}BC + \bar{A}BC + \bar{A}BC + \bar{A}BC$$

Una vez montado el circuito consigue las diferentes combinaciones del código BCD abriendo y cerrando los conmutadores de entrada y comprueba que el código binario introducido se corresponde con el número decimal visualizado en el display.

- La función de un demultiplexor es:
 - Seleccionar a qué salida de datos deben transmitirse los datos de la entrada.
 - Seleccionar qué entrada de datos debe transmitirse a varias la salida.
 - Convertir un código binario a decimal.
- ¿Cuántas líneas de selección de datos tendrá un demultiplexor de 16 salidas?
 - 2.
 - 4.
 - 8.
- La función de un decodificador es:
 - Convertir un código decimal a binario.
 - Seleccionar qué entrada de datos debe transmitirse a varias la salida.
 - Convertir un código binario a decimal.
- Diseña un circuito combinacional con un decodificador que cumpla con la siguiente función lógica:

$$S = \bar{A}BC + \bar{A}BC + \bar{A}BC + \bar{A}BC$$
- ¿Qué diodos LED se tendrán que activar en un display de 7 segmentos para poder visualizar el número 3?
 - a, b, c, d, g.
 - d, f, e, d, g.
 - a, b, c, d, e, f, g.

- 3.11. Para que se activen los díodos en un display de 7 segmentos con ánodo común es necesario aplicar un nivel lógico a su entrada de:
- a) 1. b) 0. c) Indiferente.
- 3.12. Para que se activen los díodos en un display de 7 segmentos con cátodo común es necesario conectarlo a un decodificador que posea sus salidas activas para un nivel lógico igual a:
- a) 1. b) 0. c) Indiferente.
- 3.13. La entrada de comprobación de un decodificador BCD a 7 segmentos, que es capaz de activar a la vez los 7 segmentos del display, tiene el nombre de:
- a) FBI. b) LT. c) BI/RBO.

Actividades de ampliación

- 3.1. **Análisis de la hoja de características del CI 74LS147.**
El 74LS147 es un codificador con prioridad con entradas a nivel bajo para los números decimales del 0 al 9, y salidas BCD activas a nivel bajo. Consulta las hojas de características de este circuito integrado, analiza el diagrama de terminales del CI (Figura 3.46) y su tabla de la verdad (Figura 3.47).

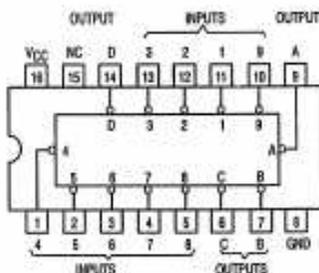


Figura 3.46. Conexiones del codificador 74LS147.

Lo primero que se observa es que existen 9 entradas (inputs) numeradas del 1 al 9 y que se activan a nivel bajo (con un «0» lógico). Además existen cuatro salidas (outputs) A, B, C y D de lógica negativa y que proporcionan un «0» lógico cuando se activan.

Como habrás podido comprobar, en las hojas de características que facilitan los fabricantes de circuitos integrados, la forma habitual de representar un «1» lógico

- 3.14. La función del codificador es:
- a) Convertir un código decimal a binario.
b) Seleccionar qué entrada de datos debe transmitirse a varias la salida.
c) Convertir un código binario a decimal.
- 3.15. En un codificador con prioridad:
- a) En el caso de que varias entradas se activen a la vez, sólo atiende al dígito decimal más bajo.
b) En el caso de que varias entradas se activen a la vez, desactiva el codificador.
c) En el caso de que varias entradas se activen a la vez, sólo atiende al dígito decimal más alto.

INPUTS									OUTPUTS			
1	2	3	4	5	6	7	8	9	D	C	B	A
H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
X	X	X	X	X	X	X	X	L	L	H	H	L
X	X	X	X	X	X	X	L	L	L	H	H	H
X	X	X	X	X	L	H	H	H	H	L	L	L
X	X	X	X	L	H	H	H	H	L	L	H	L
X	X	X	L	H	H	H	H	H	L	L	H	L
X	X	L	H	H	H	H	H	H	L	L	H	L
X	L	H	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L
X	L	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L	L
L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	L

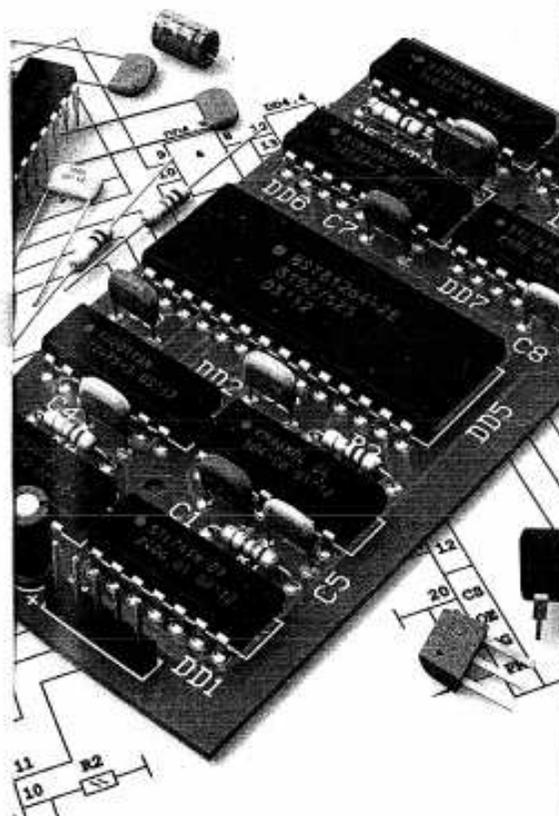
H = HIGH Logic Level, L = LOW Logic Level, X = irrelevant

Figura 3.47. Tabla de la verdad del codificador 74LS147.

es mediante la letra «H» (HIGH Logic Level, que se traduce por «nivel lógico alto»). Para representar el «0» lógico se utiliza la letra «L» (LOW Logic Level, que se traduce por «nivel lógico bajo»). La letra «X» se utiliza para indicar que es igual que el estado de la variable sea «1» o «0» (alto «H» o bajo «L»).

Así, por ejemplo, para introducir por la entrada el número decimal «8», habría que poner a nivel bajo (L, «0» lógico) la entrada 8, además de poner a nivel alto (H, «1» lógico) la entrada 9. El resto de las entradas es indiferente si están a nivel alto o bajo (X). En la salida obtendríamos el código digital 0111 (LHHH); como estamos trabajando con lógica negativa, en realidad lo que hemos obtenido es el número binario con las cifras invertidas: 1000, que se corresponde con el 8 en BCD.

Sistemas secuenciales



Contenidos

Objetivos

Los biestables cumplen con una función muy importante en la electrónica digital. Así, por ejemplo, se pueden utilizar para medir la frecuencia, contar el tiempo, memorizar señales de forma secuencial, memorizar registros numéricos en código binario, etc. Los biestables se utilizan fundamentalmente para almacenar un bit binario representado por un estado eléctrico alto o bajo. El circuito electrónico más simple es un biestable tipo R-S, a partir del cual se construyen otros tipos de biestables como el J-K, el

4.1. Realimentación en un circuito digital

El principio de funcionamiento de un biestable se basa en la realimentación, que consiste en tomar parte de la información de la señal presente en la salida (Q) e introducirla en alguna de las entradas del circuito combinacional, de tal forma que la nueva salida (Q_{n+1}) que se produzca dependa del estado anterior de la salida (Q_n) (Figura 4.1).

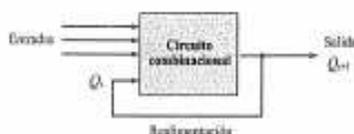


Figura 4.1. Realimentación en un circuito combinacional.

4.1.1. Realimentación en un circuito estable

Para entender mejor estos conceptos vamos a poner un ejemplo muy sencillo. En la Figura 4.2 se ha conectado un pulsador E_1 a una puerta OR de dos entradas y se ha tomado la señal de salida y se ha conectado a la otra entrada de la puerta lógica, estableciendo una red de realimentación.

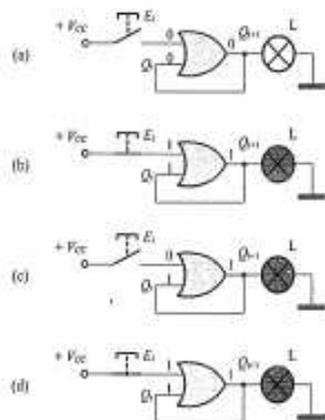


Figura 4.2. Puerta OR realimentada.

El funcionamiento se podría resumir así:

- Figura 4.2(a): inicialmente y sin pulsar E_1 , la salida permanece inactiva y la lámpara apagada.
- Figura 4.3(b): al accionar el pulsador E_1 , la salida se activa y la lámpara se enciende.
- Figura 4.3(c): al dejar de pulsar E_1 , la salida sigue activa ($Q_{n+1} = 1$) gracias a la realimentación ($Q_n = 1$) que al estar conectada a una de las entradas de la puerta OR consigue un «1» lógico en la salida y mantiene la lámpara encendida.
- Figura 4.2(d): aunque volvamos a pulsar E_1 , la salida no cambia y la lámpara permanece encendida de forma indefinida.

En la Figura 4.3 se muestra la tabla de la verdad de este circuito en la misma secuencia que hemos explicado su funcionamiento. Aclaremos que: Q_n es el estado de la salida en el momento de accionar el pulsador de entrada; y Q_{n+1} es el cambio que se produce en la salida una vez accionado dicho pulsador, es decir un tiempo después.

Fig.	Entradas	Salida	Estado de la salida	
	E_1	Q_n	Q_{n+1}	
(a)	0	0	0	L apagada
(b)	1	0	1	Se pulsa E_1 y L se enciende
(c)	0	1	1	Aunque no se pulse E_1 , L sigue encendida
(d)	1	1	1	Si se vuelve a pulsar E_1 , L sigue encendida

Q_n = salida en el momento de accionar el pulsador E_1
 Q_{n+1} = salida un tiempo después de accionar el pulsador E_1

Figura 4.3. Tabla de la verdad del circuito realimentado.

El circuito que acabamos de estudiar podríamos decir que posee memoria, ya que es capaz de recordar la acción del pulsador, aun después de haberlo dejado de pulsar. También se podría afirmar que, es un circuito estable de un solo estado y que una vez que la salida se pone a «1» (lámpara encendida), ese «1» ya no se puede borrar (la lámpara no se puede apagar).

4.1.2. Realimentación en un circuito biestable

¿Cómo podríamos apagar la lámpara del circuito de la Figura 4.2, una vez de activado el pulsador E_1 ?

Para ello deberíamos conseguir que el circuito tuviese dos estados posibles (biestable), uno para encendido y otro para apagado. En la Figura 4.4 se muestra el circuito que se propone para dar solución a este planteamiento. La idea es añadir un pulsador E_2 , de tal forma que al accionarlo apague la lámpara.

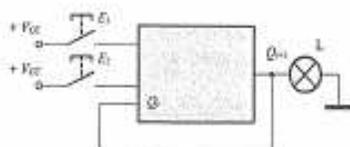


Figura 4.4. Diagrama de bloques para el apagado y encendido de la lámpara con dos pulsadores.

En la Figura 4.5 se ha realizado la tabla de la verdad que se corresponde con el funcionamiento deseado para este circuito.

Entradas	Salida	Estado de la salida	
E_1	E_2	Q_{n+1}	
0	0	0	L apagada
1	0	1	Se pulsa E_1 y L se enciende
0	1	1	Aunque no se pulse E_1 , L sigue encendida
1	0	1	Si se vuelve a pulsar E_1 , L sigue encendida
0	1	0	Se pulsa E_2 y L se apaga
1	0	0	Si se vuelve a pulsar E_1 , L sigue apagada
1	1	X	Estado prohibido
1	1	X	Estado prohibido

Q_n = salida en el momento de accionar uno de los pulsadores
 Q_{n+1} = salida un tiempo después de accionar uno de los pulsadores

Figura 4.5. Tabla de la verdad para un circuito con dos estados de salida.

Para implementar el circuito lógico que cumple con esta tabla de la verdad, pasaremos primero a simplificar la función obtenida mediante el mapa de Karnaugh, tal como se muestra en la Figura 4.6, obteniéndose la siguiente función de salida.

$$S = Q_{n+1} = E_1 + \bar{E}_2 \cdot Q_n$$

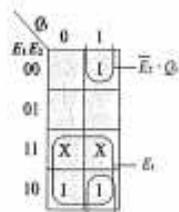


Figura 4.6. Mapa de Karnaugh para la simplificación de la función.

En la Figura 4.7 se muestra el circuito que implementa esta función.

Si ahora aplicamos los teoremas de Morgan podríamos realizar este mismo circuito con puertas NAND, el resultado es el que se muestra en la Figura 4.8.

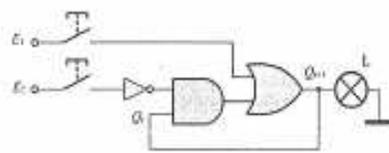


Figura 4.7. Circuito simplificado.

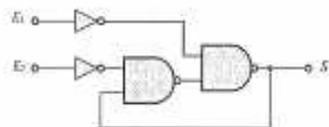


Figura 4.8. Circuito con puertas NAND.

En la práctica resulta más habitual encontrarnos este tipo de circuito ordenado como en la Figura 4.9(a). Aquí se han dispuesto dos posibilidades de salida, S y \bar{S} que toman valores opuestos. En la Figura 4.9(b) se muestra el circuito resuelto con puertas NOR.

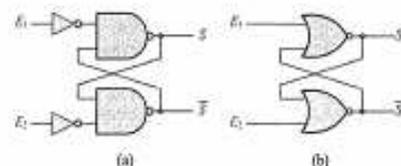


Figura 4.9. Circuito interno de un biestable. (a) Con puertas NAND. (b) Con puertas NOR.

A los circuitos conseguidos en la Figura 4.9 se les conoce por el nombre de biestables o *flip-flop*. El nombre se debe a que tienen la posibilidad de alcanzar dos estados estables.

4.2. Biestable R-S

En la Figura 4.10 se muestra un biestable R-S asíncrono, construido como un solo bloque. Su circuito interno es el que ya hemos analizado en la Figura 4.9. Es un circuito que posee dos entradas R (*reset* = borrar) y S (*set* = grabar) y dos salidas, Q y \bar{Q} , que toman valores opuestos. Estas salidas son complementarias, de tal forma que cuando una esté en alto («1» lógico), la otra estará en bajo («0» lógico).

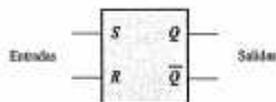


Figura 4.10. Biestable asincrónico R-S.

Su funcionamiento es como sigue:

- Al activarse la entrada *R* (reseteado), la salida *Q* pasa a nivel bajo o puesta a 0.
- Al activarse la entrada *S* (grabado), la salida *Q* pasa a nivel alto o puesta a 1.
- Nunca deben activarse las dos entradas a la vez, ya que las dos salidas, *Q* y \bar{Q} , tienden a tomar el mismo valor, por lo que no se puede asegurar en qué estado queda la salida.

En la Figura 4.11 se muestra su tabla de la verdad, y en la Figura 4.12 un cronograma con las señales de entrada y las señales obtenidas en las salidas en función de las primeras y en el transcurso del tiempo.

R	S	Q	\bar{Q}
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	X	X

0 1 1 0 → Función Set - grabado
 1 0 0 1 → Función Reset - borrado
 1 1 X X → Estado indeterminado (prohibido)

Figura 4.11. Tabla de la verdad de un biestable R-S.

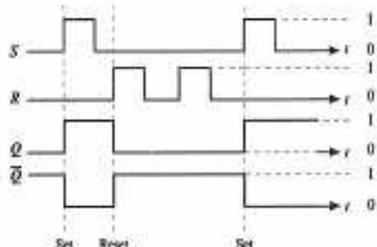


Figura 4.12. Cronograma de señales de un biestable R-S.

Tal como hemos podido comprobar, el biestable R-S asincrónico posee un estado indefinido cuando ambas entradas están a nivel alto. Para evitar esta situación existen otros biestables como los J-K que estudiaremos más adelante.

4.2.1. Biestable R-S sincrónico activado por nivel

A los biestables sincrónicos se les añade una entrada más (CK), conocida por el nombre de sincronismo o reloj (Figura 4.13). La señal de sincronismo consta de un tren de impulsos que fija la frecuencia de funcionamiento del biestable, de tal forma que las señales de entrada solo pueden provocar una variación en el estado de la salida si hay presente señal de sincronismo, tal como se muestra en el cronograma de la Figura 4.15.

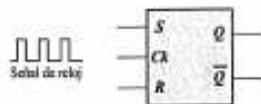


Figura 4.13. Símbolo de un biestable R-S sincrónico.

En la Figura 4.14 se muestra el circuito interno con puertas lógicas de un biestable R-S sincrónico, al que se le han añadido dos puertas NAND para conectar la entrada CK de sincronismo.

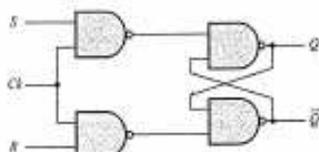


Figura 4.14. Estructura interna de un biestable R-S sincrónico.

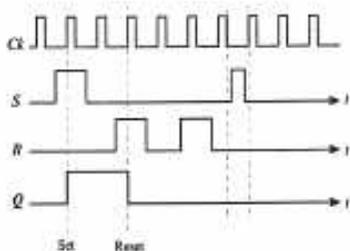


Figura 4.15. Cronograma de un biestable R-S sincrónico.

En el cronograma de este biestable podemos observar cómo la entrada *S* solo produce un cambio en la salida *Q* cuando coincide con una señal activa de nivel alto en la

señal de sincronismo, lo mismo ocurre con la entrada *R*. Mientras que la señal del reloj permanezca a nivel bajo, el biestable no basculará, incluso aunque haya cambio de nivel en las entradas.

Biestable sincrónico: las señales de entrada solo pueden provocar una variación en el estado de la salida si hay presente señal de sincronismo del reloj.

Biestable asincrónico: las señales de entrada pueden provocar una variación en el estado de la salida en todo instante.

Si analizamos la tabla de la verdad de la Figura 4.16, seguimos observando un estado de inestabilidad en la salida de este biestable, que se produce cuando la señal de sincronismo del reloj y las dos entradas están a nivel alto. Cuando se da esta coincidencia no se puede asegurar qué nivel adoptará la salida.

Entradas		Salida	
CA	R S	Q	\bar{Q}
0	X X	Q	\bar{Q}
1	0 0	Q	\bar{Q}
1	0 1	1	0
1	1 0	0	1
1	1 1	X	X

Q = nivel de salida anterior al pulso de reloj
 → No hay señal de sincronismo
 → Función Set - grabado
 → Función Reset - borrado
 → Estado indeterminado

Figura 4.16. Tabla de la verdad de un biestable R-S sincrónico.

4.2.2. Biestable R-S sincrónico activado por flancos de reloj

Una forma de evitar que los biestables sincrónicos presenten funcionamientos inesperados sería la de acortar el tiempo de los pulsos de sincronismo todo lo que sea posible. La forma de hacerlo es poner la condición de que el biestable solo tenga en cuenta los flancos de subida o de bajada (transiciones) de la señal de sincronismo para producir la activación. En la Figura 4.17 se muestran los parámetros típicos de una señal de sincronismo.

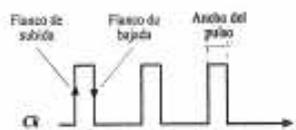


Figura 4.17. Señal de sincronismo.

Estos biestables se construyen de tal forma que solo se activan cuando se da la transición de un flanco de subida o de uno de bajada. Solo es sensible a un tipo de flanco, bien de subida o de bajada. En la Figura 4.18 se muestra el símbolo utilizado para representar un biestable activado por flancos de reloj.

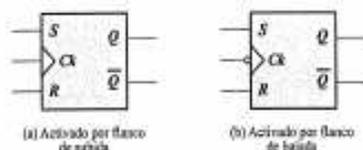


Figura 4.18. Símbolo de un biestable R-S activado por flancos de reloj.

4.3. Biestable J-K asincrónico

El biestable J-K es muy similar al R-S, con la importante modificación de eliminar la condición de salida no permitido que se da cuando ambas entradas se encuentran a nivel alto.

El biestable J-K se puede diseñar a partir de un biestable R-S. Para ello basta con conectar dos puertas AND a las entradas, tal como se muestra en la Figura 4.19. Tal como están conectadas, será imposible que las dos salidas de estas puertas AND, que alimentan a las entradas *S* y *R*, se encuentren a nivel «1», ya que están conectadas a las salidas complementarias *Q* y \bar{Q} . Cuando una está a nivel «1» la otra lo estará en «0».

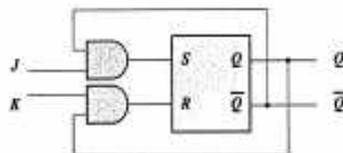


Figura 4.19. Biestable asincrónico J-K a partir de un R-S.

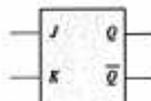


Figura 4.20. Símbolo de un biestable asincrónico J-K.

4.3.1. Bistable J-K síncrono

Si añadimos una entrada de reloj a un bistable J-K este pasará a funcionar en modo síncrono. Su funcionamiento será el mismo que el bistable R-S síncrono, al que se le ha eliminado la condición de salida no permitida. En la Figura 4.21 se muestra su tabla de la verdad y su símbolo.

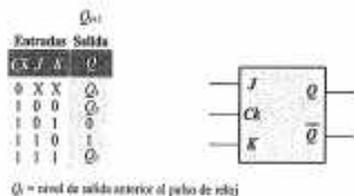


Figura 4.21. Tabla de la verdad y símbolo de un bistable J-K síncrono.

De la tabla de la verdad se deduce que el problema de la inestabilidad todavía existe, ya que cuando se da la condición de que las entradas J y K estén a nivel «1», los estados internos S y R irán cambiando de «1» a «0» y de «0» a «1» según lo hagan las salidas.

Este bistable también se puede construir para que solo sea sensible a señales de reloj por flancos, bien de subida o de bajada. En la Figura 4.22 se muestran sus símbolos.

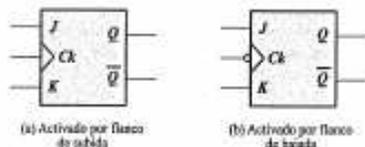


Figura 4.22. Símbolo de un bistable J-K activado por flancos de reloj.

Actividad resuelta 4.1

A un bistable J-K síncrono se le aplican las señales de entrada que se muestran en la Figura 4.23. Dibuja la señal de salida Q si el bistable se encuentra inicialmente en reset para los siguientes casos de activación:

- Por nivel.
- Por flanco de subida.
- Por flanco de bajada.

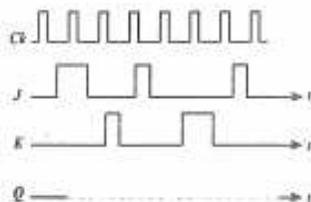


Figura 4.23. Dibujar la señal de salida Q.

Solución: Véase Figura 4.24.

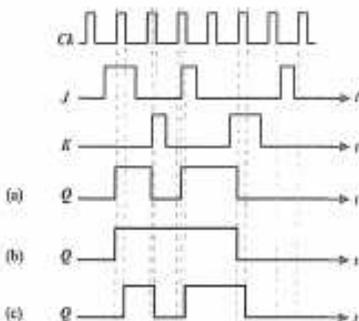


Figura 4.24. Salida Q para un bistable activado por: (a) nivel, (b) flanco de subida, (c) flanco de bajada.

4.3.2. Bistable J-K maestro-esclavo

Este bistable se diseña de tal forma que se evite el problema de inestabilidad que se presenta en la salida cuando las dos entradas proporcionan un mismo nivel igual «1».

En la Figura 4.25 se muestra el circuito interno de un bistable J-K maestro-esclavo. Este bistable consta de blo-

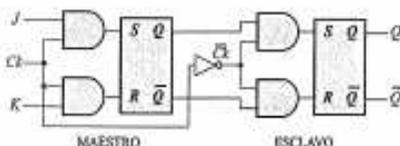


Figura 4.25. Diagrama lógico de un bistable J-K maestro-esclavo.

ques funcionales: el maestro y el esclavo. El maestro es básicamente igual a un bistable J-K con entrada de reloj. Por otro lado, el esclavo es básicamente igual pero al que se le ha invertido el pulso del reloj y sus entradas son controladas por las salidas del maestro.

En la Figura 4.26 se muestra la tabla de la verdad de este bistable.



Figura 4.26. Tabla de la verdad de un bistable J-K maestro-esclavo.

El funcionamiento de este bistable es muy parecido al J-K activado por flanco de reloj: en el nivel alto (o bajo) se aceptan los valores de las entradas J y K y en el flanco de bajada (o de subida) se transfieren a la salida. Para el caso de que las dos entradas estén a nivel «1», la salida bascula de forma consecutiva entre el «0» y el «1».

En la Figura 4.27 se muestran los símbolos utilizados para este bistable, que puede ser activado mediante flanco de reloj de nivel alto o bajo.

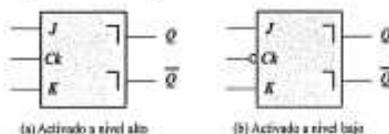


Figura 4.27. Símbolos lógicos de un bistable J-K maestro-esclavo.

4.4. Bistable D síncrono activado por flanco

Este bistable solo posee una entrada de datos D y una de reloj, y se puede construir a partir de un R-S síncrono, tal como se muestra en la Figura 4.28.

Se pueden construir para ser activados por flanco de subida o por flanco de bajada de la señal de reloj. En la Figura 4.29 se muestran los símbolos lógicos utilizados para este bistable.

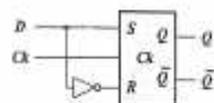


Figura 4.28. Diagrama lógico de un bistable síncrono D.

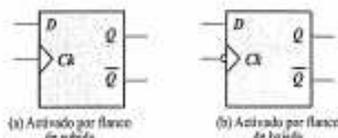


Figura 4.29. Símbolo lógico de un bistable D activado por flanco.

Su funcionamiento es muy simple, ya que el nivel de la señal de salida Q es exactamente igual a la de la entrada de datos D, siempre y cuando ocurra mientras exista un flanco activo de la señal de reloj.

En la Figura 4.30 se muestra la tabla de la verdad que describe el funcionamiento de este bistable.



Figura 4.30. Tabla de la verdad del bistable D síncrono.

Actividad resuelta 4.2

A un bistable D síncrono se le aplica la señal de entrada de datos que se muestra en la Figura 4.31. Dibuja la señal de salida Q si el bistable se encuentra inicialmente en reset para los siguientes casos de activación:

- Por flanco de subida.
- Por flanco de bajada.

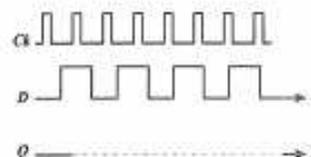


Figura 4.31. Dibujar la señal de salida Q.

Solución: Véase Figura 4.32.

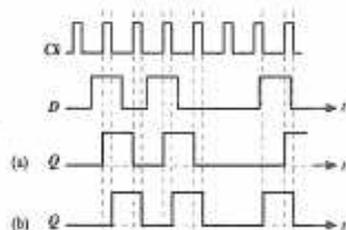


Figura 4.32. Salida Q para un biestable D activado por: (a) flanco de subida, (b) flanco de bajada.

4.5. Biestable síncrono T

Si unimos las dos entradas de datos de un biestable síncrono J-K se forma un biestable tipo T (Figura 4.33).

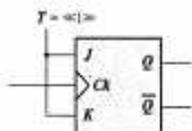


Figura 4.33. Biestable T a partir de un J-K disparado por flanco de subida.

La entrada T se fija a nivel alto «1». Cada vez que recibe un flanco activo a través de la señal del reloj, la señal de salida Q cambia de estado. El nombre de T proviene del término en inglés *Toggling* que significa cambiar de estado o bascular. Una de las aplicaciones que tienen estos biestables es la construcción de contadores asíncronos.

En la Figura 4.34 se explica el funcionamiento de un biestable T a través de su cronograma.



Figura 4.34. Cronograma de un biestable T activado por flanco de subida.

4.6. Biestables síncronos integrados con señales de Preset y Clear

Lo habitual es que los circuitos que conforman los biestables síncronos se integren en un solo chip o circuito integrado. Con el fin de tener más control sobre el biestable, estos circuitos suelen disponer de un par de entradas asíncronas (Preset y Clear) que tienen como fin poner al biestable en estado «1» o estado «0», independientemente de las señales del reloj (Figura 4.35):

Preset: pone el biestable a «1».

Clear: pone el biestable a «0».

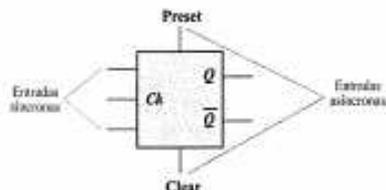


Figura 4.35. Biestable síncrono con entradas de Preset y Clear.

Para entender mejor estos conceptos, en la Figura 4.36 se muestra el efecto de las señales Preset y Clear, independientemente de cómo sean las señales síncronas de entrada.

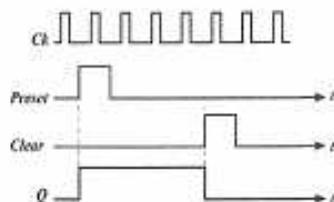


Figura 4.36. Efecto de las señales Preset y Clear en un biestable síncrono.

En la Figura 4.37 se muestra el símbolo lógico de un biestable J-K síncrono con entradas de Preset y Clear. Observa cómo estas entradas se activan a nivel bajo (con un «0» lógico), por lo que para el funcionamiento del biestable deben mantenerse a nivel alto (con un «1» lógico).

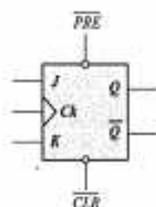


Figura 4.37. Biestable J-K con entrada de inicialización (Preset) y de borrado (Clear) activas a nivel bajo.

Con la referencia 74HC112 se fabrica un doble biestable J-K síncrono de tecnología CMOS. Este circuito integrado contiene dos biestables iguales para ser activados por flanco de bajada, al que se le han añadido dos entradas de inicialización (Preset) y de borrado (Clear) activas a nivel bajo. En la Figura 4.38 se muestra el símbolo lógico y la disposición de terminales de este CI.

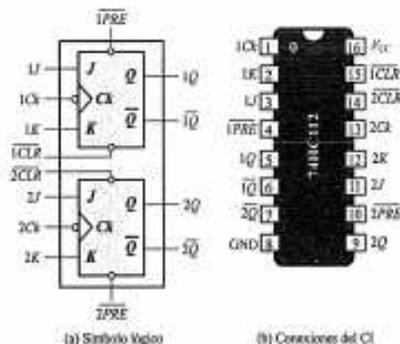


Figura 4.38. Doble biestable J-K 74HC112.



En el MATERIAL WEB elaborado para este tema se incluyen las hojas de características de este circuito integrado.

Actividad resuelta 4.3

Busca en Internet las hojas de características del circuito integrado 74AHC74 y contesta a las siguientes preguntas:

- ¿A qué familia lógica pertenece?
- ¿Qué tipo de circuito contiene?

c) Dibuja su símbolo lógico y la disposición de terminales de este CI.

Solución:

- Después de leer el cuadro de texto de la Figura 4.39 extraído de las hojas de características, se concluye que este circuito integrado pertenece a la familia CMOS de alta velocidad.

DESCRIPTION

The 74AHC/AHCT74 are high-speed Si-gate CMOS devices and are pin compatible with low power Schottky TTL (LS-TTL). They are specified in compliance with JEDEC standard No. 7A.

Figura 4.39.

- Según se desprende del cuadro de texto de la Figura 4.40 extraído de las hojas de características, se puede afirmar que se trata de un circuito integrado que contiene dos biestables tipo D síncronos, activados por flancos de bajada, con terminales de Preset y Clear.

The 74AHC/AHCT74 dual positive-edge triggered, D-type flip-flops with individual data (D) inputs, clock (CP) inputs, set (\bar{S}_0) and reset (\bar{R}_0) inputs; also complementary Q and \bar{Q} outputs.

The set and reset are asynchronous active LOW inputs and operate independently of the clock input. Information on the data input is transferred to the Q output on the LOW-to-HIGH transition of the clock pulse. The D inputs must be stable one set-up time prior to the LOW-to-HIGH clock transition for predictable operation.

Figura 4.40.

- En la Figura 4.41 se muestra un recorte de las hojas de características de este integrado.

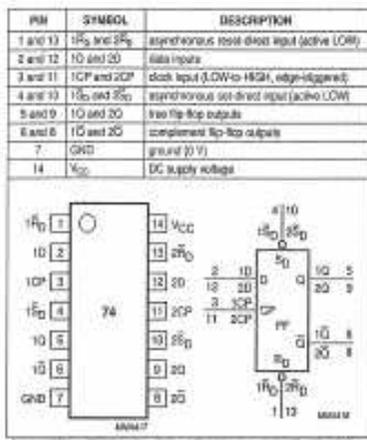


Figura 4.41.

Una vez analizados los datos aportados en la Figura 4.41, dibujamos el símbolo lógico y la disposición de terminales, tal como se muestra en la Figura 4.42.

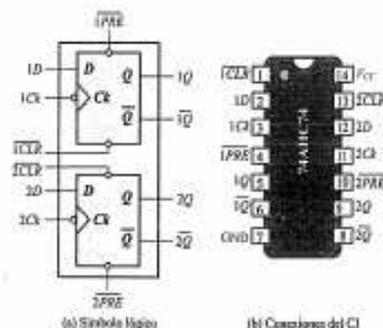


Figura 4.42. Doble biestable D 74AHC74.

Para terminar proponemos, a modo de resumen, una clasificación de los biestables estudiados en esta unidad (Tabla 4.1).

Tabla 4.1. Cuadro resumen de la clasificación de los biestables.

	R-S
	J-K
	J-K maestro esclavo
	D
	T
	Asíncronos: las señales de entrada actúan en todo instante.
	Síncronos: las señales de entrada solo pueden provocar una variación en el estado de la salida si hay presente señal de sincronismo del reloj.
	Niveles.
	Flanco de subida.
	Flanco de bajada.

4.7. Contadores

Una de las aplicaciones prácticas de los biestables es la construcción de contadores. Un contador digital es un circuito secuencial constituido por biestables que es capaz de contar los pulsos de una señal de reloj y expresar el resultado en su salida en un determinado código binario. Este dispositivo digital tiene múltiples aplicaciones, como por ejemplo la división de frecuencias, secuenciación de operaciones, construcción de relojes digitales, etc.

Cuantas más salidas tenga un contador, mayor será la capacidad que posea para contar pulsos. Además se construyen contadores con diferentes códigos binarios de salida, como por ejemplo el natural o el BCD, pudiendo realizar el cómputo en sentido ascendente o descendente.

Dependiendo de cómo se activen con la señal de reloj el conjunto de biestables que constituye un contador, estos podrán ser asíncronos (los biestables se activan en cascada, uno detrás de otro) o síncronos (todos los biestables se activan a la vez).

4.7.1. Contadores asíncronos

En la Figura 4.43 se muestra un contador asíncrono ascendente compuesto de tres biestables tipo T, activados por

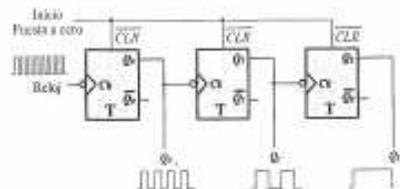


Figura 4.43. Contador asíncrono ascendente de tres bits.

flanco de bajada, con sus señales de reloj conectadas en cascada.

Su funcionamiento es muy sencillo, cada vez que se produce un flanco de bajada en la señal del reloj, se van activando de forma consecutiva uno tras otro los diferentes biestables. Esto es consecuencia de que la salida del primer biestable está conectada con la entrada de reloj del segundo biestable, y así consecutivamente.

En la Figura 4.44 se muestra el cronograma de este contador y en el que se puede observar los 8 estados posibles, de 000 a 111 y su correspondencia en el sistema decimal.

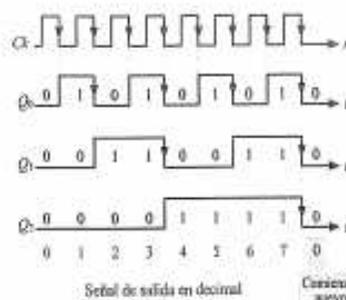


Figura 4.44. Cronograma de un contador asíncrono ascendente de 3 bits.

Observa cómo el periodo de la señal de la primera salida se ve multiplicado por dos respecto al del reloj, la de la segunda señal por cuatro y la de la tercera por ocho. De lo que se concluye que la frecuencia de cada una de las señales de salida lo hace de forma inversa. Es decir, la frecuencia de la primera señal de salida será la mitad de la del reloj, la de la segunda señal será la cuarta parte y la de la tercera la octava parte. De aquí que, los contadores puedan utilizarse como divisores de frecuencia.

Actividad resuelta 4.4

¿Qué frecuencia resultaría en la cuarta salida de un contador asíncrono, si se le inyecta una señal de reloj de 1.000 Hz?

$$\text{Solución: } F_{\text{salida}} = \frac{F_{\text{reloj}}}{2^n} = \frac{1.000}{2^4} = 62,5 \text{ Hz}$$

Los contadores asíncronos presentan el inconveniente de ser lentos, ya que cada uno de los biestables bascula uno detrás de otro, por lo que se van acumulando un cierto tiempo de propagación de la señal.

4.7.2. Contadores síncronos

En los contadores síncronos, la señal de reloj se aplica de forma simultánea a todos los biestables del contador, por lo que los mismos basculan al mismo tiempo y eliminan el problema del retraso de la propagación de la señal.

En la Figura 4.45 se muestra un contador síncrono de tres bits compuesto por tres biestables J-K activados por flanco de subida. El primer biestable, correspondiente al bit de salida de menor peso, se conecta para que tenga de forma permanente en su entrada J, un «1». Observa cómo la salida del primer biestable Q₀ se conecta directamente a la entrada J, del segundo biestable; de esta forma solo se activará el segundo biestable cuando la salida del primero esté a «1». De la misma forma, para que bascule el tercer biestable, tendrán que estar a «1», tanto la salida Q₀ del primer biestable como la Q₁ del segundo. Esto es debido a la interconexión de dichas salidas a través de una puerta AND.

De aquí se concluye que, para que bascule un biestable, debe ser condición indispensable que los anteriores estén a «1» y que el pulso de reloj sea descendente, consiguiendo así que el circuito realice las operaciones contar. El cronograma resultante resulta ser el mismo que el del contador asíncrono de la Figura 4.44.

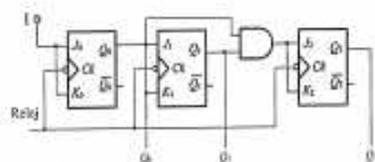


Figura 4.45. Contador síncrono ascendente de tres bits.

Prácticas de laboratorio

4.1. Biestable R-S asincrónico con puertas NOR. Se trata de que compruebes de forma práctica el circuito de un biestable asincrónico construido con puertas NOR.

Para el montaje práctico utilizaremos el entrenador didáctico, y será necesario un circuito integrado 74HC02 (4 puertas NOR de dos entradas), la utilización de dos conmutadores (Set y Reset) y de dos diodos LED.

El esquema simplificado para el montaje en el entrenador didáctico es el que se propone en la Figura 4.46. No olvides que para que funcione correctamente el circuito será necesario que alimentes con +5 V a la patilla 14 y GND a la 7.

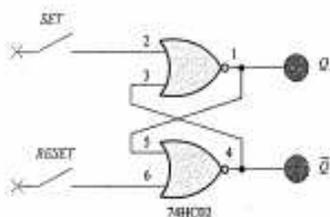


Figura 4.46. Esquema simplificado del biestable asincrónico R-S en el entrenador didáctico.

Una vez montado el circuito completa la tabla de la verdad del la Figura 4.47.

R	S	Q	Q̄
0	0		
0	1		
1	0		
1	1		

Figura 4.47. Completa la tabla de la verdad.

4.2. Biestable R-S síncrono con puertas NAND. Se trata de que compruebes de forma práctica el circuito de un biestable síncrono construido con puertas NAND.

Para el montaje práctico utilizaremos el entrenador didáctico, y será necesario un circuito integrado 74HC00 (4 puertas NAND de dos entradas), la utilización de tres conmutadores (Set, Reset y Ck) y de dos diodos LED.

El esquema simplificado para el montaje en el entrenador didáctico es el que se propone en la Figura 4.48. Al igual

que para el circuito anterior, no olvides que para que funcione correctamente el circuito será necesario que alimentes con +5 V a la patilla 14 y GND a la 7.

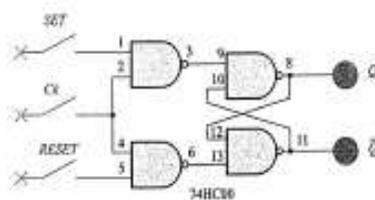


Figura 4.48. Esquema simplificado del biestable síncrono R-S en el entrenador didáctico.

Una vez montado el circuito completa la tabla de la verdad del la Figura 4.49.

Entradas		Salidas	
Ck	S	Q	Q̄
0	0	0	
0	0	1	
0	1	0	
0	1	1	
1	0	0	
1	0	1	
1	1	0	
1	1	1	

Figura 4.49. Completa la tabla de la verdad.

4.3. Biestable integrado J-K. Se trata de que compruebes de forma práctica el circuito de un biestable integrado J-K.

Para el montaje práctico utilizaremos el entrenador didáctico, y será necesario un circuito integrado 74HC112 (dos biestables J-K activados por flanco de bajada) (Figura 4.50), la utilización de cinco conmutadores (J, K, Ck, Preset y Clear) y de dos diodos LED.

El esquema simplificado para el montaje en el entrenador didáctico es el que se propone en la Figura 4.51. No olvides que para que funcione correctamente el circuito será necesario que alimentes con +5 V a la patilla 16 y GND a la 8.

Una vez montado el circuito realiza su tabla de la verdad y recuerda que este biestable está preparado para ser activado por flanco de bajada y que las entradas de ini-

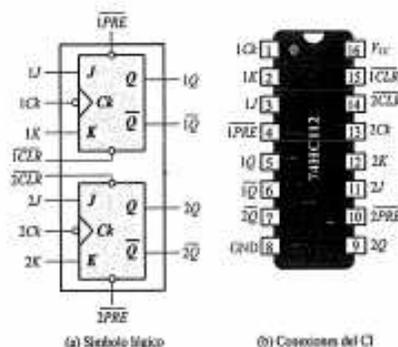


Figura 4.50. Doble biestable J-K 74HC112.

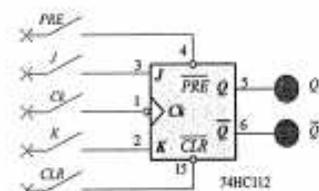


Figura 4.51. Esquema simplificado del biestable síncrono R-S en el entrenador didáctico.

cialización (Preset) y de borrado (Clear) son activas a nivel bajo. Para apreciar mejor el efecto de basculación (toggle) que se produce en la salida cuando las dos señales de entrada J y K están a -1-, sustituye el conmutador Ck por una señal de reloj proveniente de un generador de funciones.

4.4. Divisor de frecuencia. Si hacemos trabajar a un biestable síncrono J-K en modo T, e introducimos por la entrada de reloj Ck una señal de sincronismo con un generador de frecuencias, se obtiene a la salida una señal cuadrada con la mitad de la frecuencia. Si utilizamos uno de los biestables J-K del integrado 74HC112 activado por flanco de bajada conseguiremos dividir la frecuencia de la señal de entrada a la mitad (Figura 4.52).

Ahora bien, si conectamos la salida de uno de los biestables a la entrada de reloj de otro, la frecuencia se vuelve a dividir por 2, obteniéndose una división de frecuencia de 4 veces (Figura 4.53).

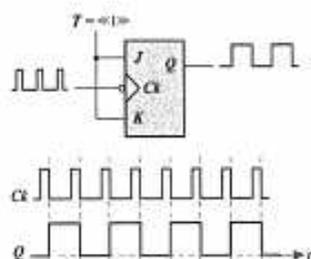


Figura 4.52. Divisor de frecuencia de reloj por 2.

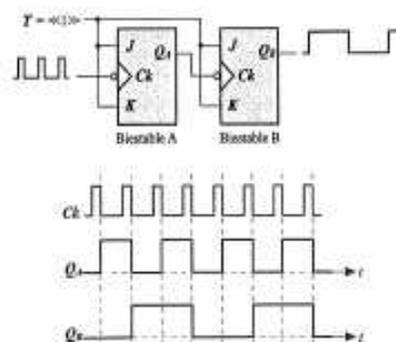


Figura 4.53. Divisor de frecuencia de reloj por 4.

Con la ayuda de la Figura 4.50, donde se puede apreciar la disposición de las patillas del circuito integrado 74HC112, construye un circuito que divida la frecuencia de reloj por 2 y otro que lo haga por 4. Para alimentar la señal de entrada del reloj utiliza una señal cuadrada de una determinada frecuencia proveniente de un generador de funciones. Para la lectura de la frecuencia de la señal de entrada y de salida utiliza el osciloscopio.

4.5. Contador de décadas. Se trata de que compruebes el funcionamiento de un contador comercial y, en combinación de un decodificador BCD a 7 segmentos, puedas visualizar el cómputo de este contador. Para ello vamos a utilizar el circuito integrado 74LS90, que es un contador de décadas con salida BCD en binario, con cada entrada de reloj se mueven las 4 salidas para contar en binario de 0 (0000) hasta 9 (1001). En la Figura 4.54 se muestra el diagrama de conexiones del CI, y una pequeña descripción de las mismas.

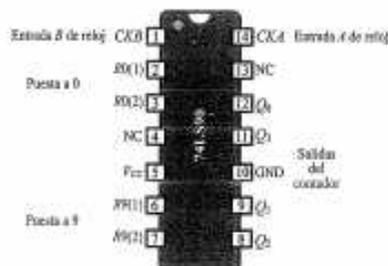


Figura 4.54. Diagrama de conexiones del contador de décadas con salida BCD 74LS90.

Dado que las salidas de este integrado aparecen en código BCD binario, utilizaremos un decodificador BCD a siete segmentos como el 74LS47. Las entradas de este decodificador se conectan a las correspondientes salidas del contador. Por último, el decodificador se conecta

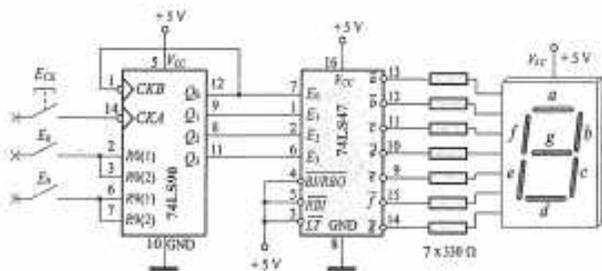


Figura 4.55. Esquema del contador de décadas para su montaje en el entrenador didáctico.

Actividades de comprobación

4.1. Los sistemas secuenciales se caracterizan porque:

- Sus salidas solo dependen del valor que adquieran sus entradas.
- Poseen realimentación y memoria.
- Las salidas permanecen constantes.

4.2. Cuando las señales de entrada solo pueden provocar una variación en el estado de la salida si hay presente señal de sincronismo del reloj, se trata de un biestable:

- Asíncrono.
- Síncrono.
- R-S.

4.3. Cuando las señales de entrada pueden provocar una variación en el estado de la salida en todo instante, se trata de un biestable:

- Asíncrono.
- Síncrono.
- J-K.

a un display de siete segmentos de ánodo común que visualiza los dígitos según se van contando.

Monta en el entrenador didáctico el circuito de la Figura 4.55 y mediante sucesivas pulsaciones del pulsador E_{ck} comprueba cómo el contador las va contando y mostrando en el display digital de siete segmentos.

Para poner a cero el contador basta con inyectar un «1» lógico mediante el interruptor E_0 . El otro interruptor E_9 sirve para poner a 9 el contador. Una vez activados estos interruptores, deberán volver a la posición de reposo, ya que en caso contrario el contador se bloquea con uno de estos valores.

Debido a los efectos de rebote que presentan en ocasiones los pulsadores, puede ocurrir que en el contador cuente más de un impulso con cada una de las pulsaciones. Para evitar este fenómeno se puede conectar a la entrada de CKA una señal de baja frecuencia mediante la salida de un generador lógico.

4.4. ¿Qué biestable posee un estado prohibido de funcionamiento?

- R-S.
- J.
- D.

4.5. ¿Qué biestable hace que el nivel de la señal de salida Q sea exactamente igual a la de la entrada de datos, siempre y cuando ocurra mientras exista un flanco activo de la señal de reloj?

- J-K.
- J.
- D.

4.6. La entrada asíncrona $Preset$ pone la salida de un biestable síncrono en:

- 1.
- 0.
- Basculación.

4.7. Dibuja la señal de salida Q que le corresponde a un biestable R-S asíncrono según el cronograma de la Figura 4.56.

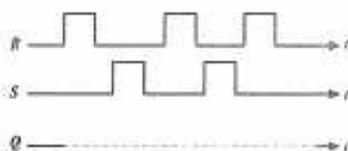


Figura 4.56.

4.8. Dibuja la señal de salida Q que le corresponde a un biestable J-K síncrono activado por nivel según el cronograma de la Figura 4.57.

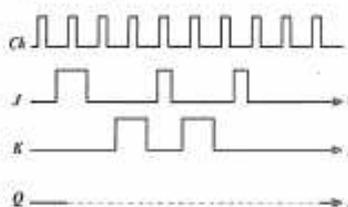


Figura 4.57.

4.9. Dibuja la señal de salida Q que le corresponde a un biestable J-K síncrono activado por flanco descendente según el cronograma de la Figura 4.58.

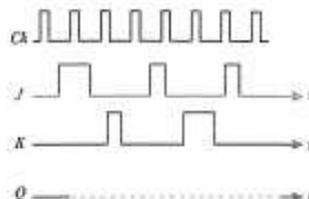


Figura 4.58.

4.10. Dibuja la señal de salida Q que le corresponde a un biestable D activado por flanco ascendente según el cronograma de la Figura 4.59.

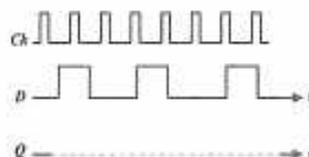


Figura 4.59.

4.11. Relaciona los diferentes símbolos lógicos de biestables de la Figura 4.60 con su denominación correspondiente.

- R-S asíncrono.
- J-K activado por nivel.
- J-K activado por flanco de bajada.
- J-K activado por flanco de subida.
- J-K maestro-esclavo activado a nivel alto.
- D activado por flanco de subida.

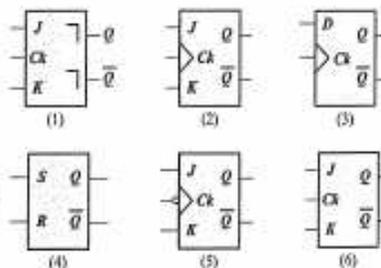


Figura 4.60.

4.12. En un contador asíncrono:

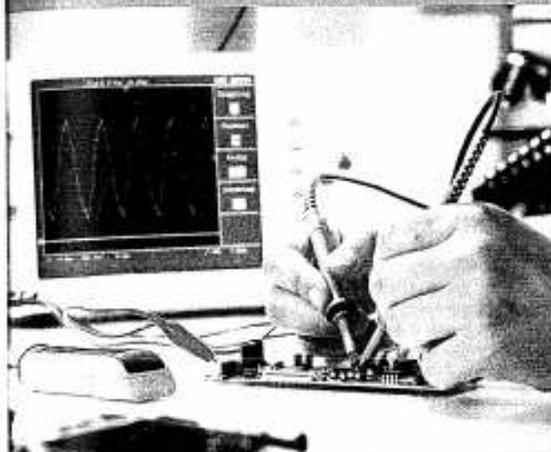
- Todos los biestables se activan a la vez con la señal de reloj.
- Los biestables se activan en cascada con la señal de reloj.
- Poseen un reloj interno para la activación de los biestables.

4.13. En un contador síncrono:

- Todos los biestables se activan a la vez con la señal de reloj.
- Los biestables se activan en cascada con la señal de reloj.
- Poseen un reloj interno para la activación de los biestables.

4.14. ¿Qué frecuencia resultaría en la tercera salida de un contador síncrono, si se le inyecta una señal de reloj de 800 Hz?

Instrumentación en el laboratorio de electrónica



Se trata de un laboratorio taller en el que se diseñan, montan o reparan equipos e circuitos electrónicos basados en el uso de aplicaciones de equipos e instrumentos de medida.

Como por ejemplo:

- Una fuente de alimentación.
- Una sección de función de un osciloscopio.
- Una sección de un inversor de potencia.
- Una sección de un C.A.

Se mide en el laboratorio las magnitudes eléctricas de un circuito o dispositivo electrónico, se ayuda a comprobar si funciona bien o no, a reparar averías, estudiar los errores como causas procedentes de la y un análisis de los errores para mejorar el comportamiento de un

Contenidos

- 1. Introducción
- 2. Instrumentación de medida
- 3. Instrumentación de medida
- 4. Instrumentación de medida
- 5. Instrumentación de medida
- 6. Instrumentación de medida
- 7. Instrumentación de medida
- 8. Instrumentación de medida

Objetivos

- 1. Conocer el funcionamiento de los instrumentos de medida.
- 2. Conocer el funcionamiento de los instrumentos de medida.
- 3. Conocer el funcionamiento de los instrumentos de medida.
- 4. Conocer el funcionamiento de los instrumentos de medida.
- 5. Conocer el funcionamiento de los instrumentos de medida.
- 6. Conocer el funcionamiento de los instrumentos de medida.
- 7. Conocer el funcionamiento de los instrumentos de medida.
- 8. Conocer el funcionamiento de los instrumentos de medida.

5.1. Normas generales para la toma de medidas eléctricas

Antes de realizar la medida de una magnitud eléctrica habrá que tener en cuenta una serie de aspectos previos que nos garanticen el mejor resultado. Seguidamente, exponemos algunas de estas consideraciones:

- Como no todos los aparatos de medida funcionan igual en C.A. que en C.C. habrá que seleccionar el tipo de corriente adecuado en cada caso.
- El campo de medida de un aparato de medida nos indica los valores entre los cuales mide el aparato con exactitud. Antes de realizar una medida habrá que prever con aproximación el orden de magnitud de la medida y con ello seleccionar el aparato más adecuado. Por ejemplo, supongamos que deseamos medir la tensión de una pila. Para ello, seleccionaremos un voltímetro de C.C. con un campo de medida de 0-5 V. Si utilizásemos un voltímetro con un campo de medida de 0-300 V, probablemente no habríamos apreciado la medida en la escala.
- Utilizaremos el aparato de medida de la clase adecuada según el orden de precisión que requiera la medida. Hay que tener en cuenta que cuanto más preciso sea el aparato más elevada resultará su adquisición. Así, por ejemplo, no merecerá en ningún caso utilizar un aparato de clase 0,1 para medir la tensión en una línea de suministro eléctrico.
- Hay que procurar evitar las prisas y anotar los valores obtenidos de la medida de forma ordenada en el formulario previamente preparado.
- Conviene controlar periódicamente los instrumentos de medida, comprobando si mantienen su nivel de precisión.
- Si el aparato es de aguja, conviene observar la posición en la que debe estar el instrumento en el momento de tomar la medida, ya que si no el peso de la aguja podrá influir en el resultado. La posición adecuada aparece inscrita en la pantalla del instrumento con un símbolo.

5.2. Instrumentos de medida analógicos y digitales

Los instrumentos de medida analógicos son aquellos que presentan la medida mediante una aguja móvil que se desliza por una escala graduada (Figura 5.1a). En los instrumentos de medida digitales el resultado de la medida se puede leer como una cifra numérica (dígitos) en una pantalla (Figura 5.1b).



Figura 5.1. Instrumento de medida: a) analógico, b) digital.

Los instrumentos de medida analógicos son los que más se han venido utilizando hasta ahora, aunque el abaratamiento de los circuitos integrados está haciendo que estos queden cada vez más relegados por los digitales.

5.3. El polímetro

El polímetro o multímetro es un aparato de medida portátil que se utiliza para medir diferentes magnitudes eléctricas, como, por ejemplo, tensión y corrientes en C.C. y C.A., resistencia, capacidad, prueba de continuidad, prueba de diodos y transistores. La misma palabra indica su función: «polímetro», muchas medidas.

A primera vista da la impresión de que debe existir mucha diferencia entre manejar un modelo de polímetro u otro. Pero no es así, ya que en el momento que se adquiere una cierta práctica en el manejo de uno de los modelos, prácticamente ya se saben manejar todos.

Los polímetros digitales presentan una lectura en forma de cifras numéricas que facilita bastante la interpretación de la medida. En los polímetros analógicos o de aguja hay que elegir la escala adecuada y tener cuidado en no equivocarse con la constante de escala a aplicar.

En la Figura 5.2 se muestra la disposición de un polímetro genérico de laboratorio, cuyas partes son las siguientes:

1. **Conmutador tipo de corriente:** selecciona corriente continua o alterna.
2. **Selector de magnitud a medir:** selecciona tensión, intensidad, resistencia, capacidad, etc.).
3. **Continuidad:** selecciona continuidad de circuitos y verificación del estado de diodos, así como de su polarización.
4. **Selección de escala:** selecciona el campo de medida que podemos medir con el polímetro.
5. **Interruptor de encendido.**

6. **Conexión de las puntas de prueba, entrada:** terminal negro al negativo y el rojo al positivo.
7. **Conexión para medida de capacidades en condensadores.**
8. **Pantalla.**

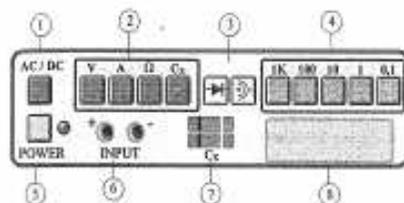


Figura 5.2. Polímetro genérico de laboratorio.

Actividad propuesta 5.1

Busca en el MATERIAL WEB el documento con el nombre «Manual del usuario del polímetro digital (Fluke)». Una vez leído dicho documento indica qué medidas se pueden realizar con este polímetro, así como los rangos de medida del mismo.

5.4. El osciloscopio

El osciloscopio es un aparato de medida que nos va a ser indispensable para el análisis y comprobación de los valores que se dan en una tensión variable. Su aplicación en el campo de la electrónica se hace indispensable. Un osciloscopio lo que hace es mostrar en su pantalla la forma que posee una determinada tensión o corriente eléctrica. Es decir, representa en un eje de coordenadas las variaciones de estas magnitudes en función del tiempo.

Así, por ejemplo, la imagen que aparecería en la pantalla del mismo al aplicarle una tensión alterna senoidal sería la mostrada en la Figura 5.3.

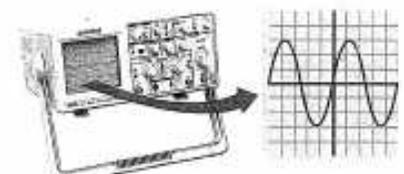


Figura 5.3. Imagen de una tensión senoidal en un osciloscopio.

El osciloscopio se vale de un tubo de rayos catódicos, sobre el cual incide un haz electrónico proyectado por el cátodo, para reproducir la imagen visual, tal como se muestra en la Figura 5.4.

Mediante la sección de disparo y la sección horizontal se consigue generar una señal que es capaz de mover el haz de electrones, proyectado por el cátodo, de izquierda a derecha a una determinada frecuencia, produciendo en la capa fluorescente de la pantalla del tubo una línea horizontal. Mediante la base de tiempos se puede ajustar la frecuencia de barrido del haz electrónico.

La sonda del osciloscopio toma la señal a medir, que se prepara en la sección vertical, para atacar las placas de deflexión vertical. Esto hace que el haz de electrones tienda a desviarse de arriba abajo en el tubo de rayos catódicos en función del orden de magnitud de la señal a medir (tensión en voltios). Mediante el amplificador vertical se consigue atenuar más o menos la señal a medir. Si la tensión a medir es positiva, el trazo presentado en la pantalla aparece por encima de la línea de referencia GND, y si es negativa, por debajo de dicha línea.

La combinación del trazo vertical y el horizontal producen en la pantalla la representación gráfica de la señal a medir.

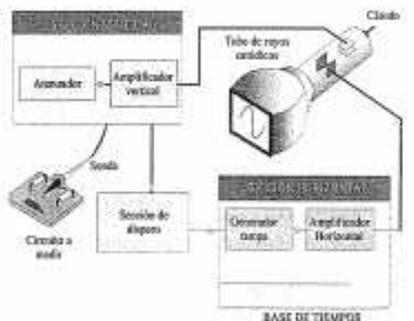


Figura 5.4. Funcionamiento básico de un osciloscopio analógico.

5.4.1. Base de tiempos y amplificador horizontal

El circuito de base de tiempos de un osciloscopio es el que hace posible que la tensión que nosotros queremos representar aparezca en función del tiempo transcurrido. Mediante el circuito del amplificador horizontal podemos seleccionar las diferentes escalas de tiempos con las que nos interesa trabajar en cada momento sobre el eje X, para lo

que hacemos girar el selector de ajuste de la base de tiempos (Timebase). Para hacernos una idea del campo de medida de este circuito, se muestran, a continuación, los grados de desviación de un osciloscopio comercial: desde 1 a 500 ms/división, desde 1 a 500 μ s/div y desde 100 a 500 ns/div (Figura 5.5).

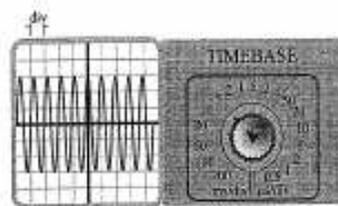


Figura 5.5. Selector de ajuste de la base de tiempos.

5.4.2. Amplificador vertical

Este circuito se encarga de que aparezcan representados los valores de tensión en el eje Y de la pantalla del osciloscopio. Mediante este circuito también podemos seleccionar diferentes escalas de tensión como, por ejemplo, 1 a 10 V/div y de 2 a 500 mV/div (Figura 5.6).

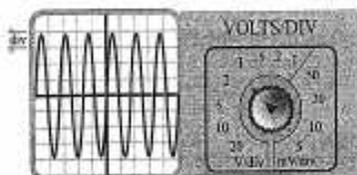


Figura 5.6. Selección del atenuador de entrada vertical.

Presentamos a continuación (Figura 5.7) lo que podría ser un osciloscopio genérico, con sus controles más característicos, de forma que nos permita familiarizarnos con estos:

1. **Desplazamiento vertical de canal 1:** permite desplazar la señal del canal 1 en sentido vertical.
2. **Atenuador vertical (CH1):** permite atenuar la señal de entrada del canal 1 y seleccionar la constante de medida en voltios/división.
3. **Selector AC-GND-DC de canal 1:** con este conmutador podemos seleccionar el tipo de señal de entrada para el canal 1: AC para corriente alterna, CC para corriente continua y GND para señal de entrada desconectada (entrada conectada a masa; aquí podemos situar la señal de referencia con el mando de desplazamiento vertical (7) donde deseemos).

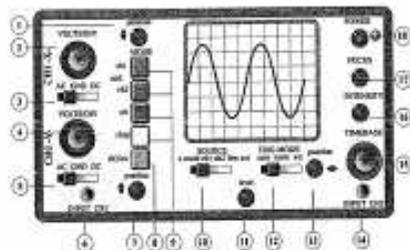


Figura 5.7. Osciloscopio genérico de laboratorio.

4. **Atenuador vertical (CH2):** permite atenuar la señal de entrada del canal 2 y seleccionar la constante de medida en voltios/división.
5. **Selector AC-GND-DC de canal 2:** con este conmutador podemos seleccionar el tipo de señal de entrada para el canal 2 AC para corriente alterna, CC para corriente continua y GND para señal de entrada desconectada (entrada conectada a masa; aquí podemos situar la señal de referencia con el mando de desplazamiento vertical (7) donde deseemos).
6. **Entrada vertical (CH1):** entrada para señal del canal 1.
7. **Desplazamiento vertical de canal 2:** permite desplazar la señal del canal 2 en sentido vertical.
8. **Inversor de la señal:** con este conmutador invertimos la señal del canal 1 o 2 en los modos de funcionamiento CH1 o CH2 (9). Si pulsamos CH1 y CH2 simultáneamente, obtenemos la diferencia de las dos señales.
9. **Modos de funcionamiento:** permite seleccionar la señal a visualizar en pantalla. CH1 para el canal 1; CH2 para el canal 2; CH1 y CH2 simultáneamente para sumar ambas señales; ALT para visualizar las dos señales a la vez; CHOP para conseguir que el barrido se realice más despacio.
10. **Selector de la fuente de barrido:** permite seleccionar la fuente de disparo: v.mode (propia); ch1 (señal del canal 1); ch2 (señal del canal 2); line (señal exterior de la red); ext (señal exterior).
11. **Nivel (comienzo del trazo):** mediante este control se puede seleccionar el punto de la señal donde comience el trazo.
12. **Modos de disparo:** permite seleccionar el modo de disparo: Auto (los impulsos de barrido se producen internamente); Norm (mientras no coetecemos una señal a la entrada no aparecerá ninguna imagen en la pantalla); x/y (el canal 1 produce la deflexión vertical, y el canal 2 la deflexión horizontal).

13. **Desplazamiento horizontal:** con este control podemos variar la posición horizontal del trazo.
14. **Entrada vertical (CH2):** entrada para señal del canal 2.
15. **Base de tiempos:** selecciona la constante del eje de tiempos.
16. **Brillo:** da más o menos brillo al trazo de la señal en pantalla.
17. **Foco:** enfocamos el trazo de la señal en pantalla.
18. **Interruptor de encendido.**

En la actualidad, se están imponiendo los osciloscopios digitales debido a las ventajas que presentan frente a los analógicos. En estos tendremos más opciones a la hora de analizar una señal, que normalmente aparecerán mediante menús en pantalla.

Actividad propuesta 5.2



Busca en el MATERIAL WEB el documento con el nombre «Ejemplo de Manual del usuario de un osciloscopio analógico (flaweg)». Una vez leído dicho documento indica qué medidas se pueden realizar con este osciloscopio, así como los rangos de medida del mismo.

5.4.3. Manejo del osciloscopio

Como medida de precaución general, antes de conectar un osciloscopio a la red eléctrica hay que asegurarse de que este esté debidamente conectado a tierra. Además ajustaremos el brillo en un punto intermedio para evitar dañar la pantalla con una intensidad del haz electrónico demasiado elevada.

Una vez que se ha puesto en marcha el osciloscopio con el interruptor de encendido, seleccionaremos el conmutador de entrada de señal vertical en la posición GND y, con los controles de posición (POSITION), desplazaremos el trazo hasta el centro de la pantalla. Seguidamente se ajustan la intensidad y el foco del trazo en pantalla.

Tanto para medida de señales de C.A. como de C.C. lo primero que haremos será introducir la sonda en el conector correspondiente (INPUT). Si deseamos medir tensiones de entrada elevada, tendremos que utilizar sondas especiales atenuadoras con el fin de rebajar estas tensiones hasta un nivel aceptable para la entrada del osciloscopio.

Para la medida de corrientes alternas colocaremos el selector de entrada en AC. Además nos aseguraremos que la fuente de barrido (SOURCE) del circuito de disparo (TRIGGER) seleccionada es correcta. Seguidamente situa-

remos los mandos del atenuador vertical (volts/div) y de la base de tiempos (TIMEBASE) hasta conseguir encajar en la pantalla un ciclo completo de la señal (al manejar estos dos mandos se debe observar que el mando de ajuste fino se encuentra en posición desconectada CAL).

Para la medida de corrientes continuas colocaremos el selector de entrada en DC.

Actividad resuelta 5.1

Al realizar una medida de una tensión alterna con un osciloscopio aparece en la pantalla la imagen que se muestra en la Figura 5.8. Si los grados de desviación seleccionados fuesen: atenuador vertical (2 V/div), base de tiempos (5 ms/div), averigua el valor máximo y eficaz de la tensión, así como el periodo y la frecuencia.

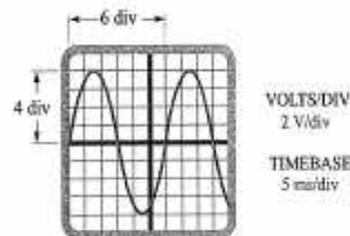


Figura 5.8.

Solución:

$$V_{\text{max}} = 4 \text{ div} \cdot 2 \text{ V/div} = 8 \text{ V}$$

$$T = 6 \text{ div} \cdot 5 \text{ ms/div} = 30 \text{ ms} = 0,03 \text{ s}$$

$$V_{\text{eficaz}} = \frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}} = \frac{8}{\sqrt{2}} = 5,66 \text{ V}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,03} = 33,33 \text{ Hz}$$

Actividad resuelta 5.2

Al realizar una medida con un osciloscopio de una tensión continua aparece en la pantalla la imagen que se muestra en la Figura 5.9. Si los grados de desviación seleccionados fuesen: atenuador vertical (10 V/div), base de tiempos (0,1 ms/div), averigua el valor medio de la tensión continua.

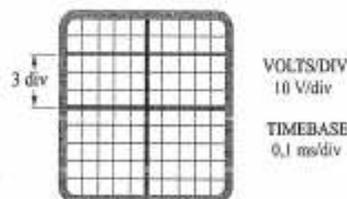


Figura 5.9.

Solución: $V_{CC} = 3 \text{ div} \cdot 10 \text{ V/div} = 30 \text{ V}$

Actividad propuesta 5.3



Busca en el MATERIAL WEB el documento con el nombre «*Manejo del osciloscopio (Telovivis)*». Leer este manual te ayudará a ampliar los conocimientos de cómo funciona un osciloscopio y entender los controles básicos.

5.4.4. El osciloscopio digital

Los osciloscopios analógicos están siendo sustituidos poco a poco por los osciloscopios digitales, como consecuencia de las mejores prestaciones de estos últimos.

Los osciloscopios analógicos presentan alguna limitación en su funcionamiento, como por ejemplo:

- Las señales a medir deben ser periódicas (la señal tiene que variar siempre de la misma forma).
- Una señal de alta frecuencia tiende a reducir el brillo de la pantalla, ya que las rápidas variaciones de la señal reducen el tiempo de refresco de la pantalla.
- Una señal de baja frecuencia no consigue formar un trazo en la pantalla, observándose solo un punto en movimiento.
- Si se producen fenómenos transitorios (alteraciones bruscas de la señal en un tiempo muy corto), estos no aparecen en la señal de la pantalla a no ser que sean repetitivos.

El osciloscopio digital toma la señal analógica presente en la sonda y muestra la tensión a medir, convirtiéndola en una señal digital mediante un convertidor analógico-digital (ADC). De esta forma el osciloscopio trabaja internamente con señales digitales que luego deberá reconstruir para poder ser presentada en su pantalla (Figura 5.10).

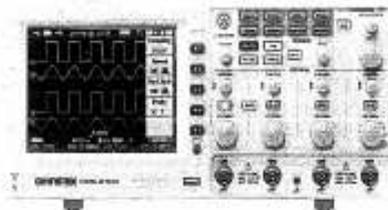


Figura 5.10. Osciloscopio digital comercial de cuatro canales (GDS).

El procedimiento de medida de los osciloscopios digitales es básicamente igual a los analógicos, pero con mayores posibilidades y facilidad para la medida, como por ejemplo:

- Visualizar transitorios de corta duración.
- Memorizar las señales para su posterior análisis en la pantalla del osciloscopio.
- Transferencia de los datos memorizados a un ordenador.
- Visualización de varias señales a la vez.
- Medida automática de diferentes parámetros de la señal: valores máximo y mínimo, verdadero valor eficaz, frecuencia, etc.

Actividad propuesta 5.4



Busca en el MATERIAL WEB el documento con el nombre «*Ejemplo de Manual del usuario de un osciloscopio digital (Telovivis)*». Una vez leído dicho documento indica qué medidas se pueden realizar con este osciloscopio, así como los rangos de medida del mismo.

5.5. Generador de funciones

Se puede decir que un generador de funciones o de señales es un dispositivo elaborado para producir señales eléctricas de unas determinadas características, las cuales podremos aplicar a un circuito en el que se desee analizar los efectos causados por las mismas.

Los generadores de señales se pueden utilizar como excitadores de un determinado circuito electrónico, con el fin de imitar una determinada condición de entrada que suela darse habitualmente en el mismo y así poder realizar un análisis total de la respuesta de dicho circuito.

Los generadores de señales son instrumentos muy útiles en los laboratorios, ya que se pueden usar en cualquier tipo de prueba y medida, como por ejemplo:

- Análisis de circuitos electrónicos.
- Verificación de amplificadores (respuesta de frecuencia, distorsión, etc.).
- Ajuste de etapas de amplificadores, así como receptores y emisoras de radiofrecuencia.

Fundamentalmente, los generadores de señales se elaboran a partir de un circuito oscilador que tiene la propiedad de producir una determinada forma de onda, cuya frecuencia se regula mediante un mando situado en el panel de control del mismo. Los generadores de señales también incorporan un dispositivo de medición de la frecuencia, de tal forma que al manipular el mando de selección, podamos saber la frecuencia de la señal obtenida en la salida.

Los tipos de onda que puede proporcionar un generador de señales pueden ser variados: senoidal, triangular, cuadrada, impulsos. Entre todas ellas, la que cuenta con más aplicaciones es indudablemente, la senoidal, sobre todo en equipos de audio.

En la Figura 5.11 se muestra el aspecto de un generador de señales genérico con sus pines más significativas.

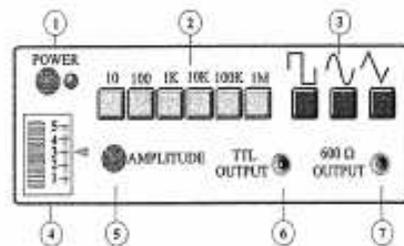


Figura 5.11. Generador de señales de laboratorio.

1. Interruptor de encendido.
2. Selector de banda de frecuencia: permite seleccionar el poder multiplicador del selector de frecuencias.
3. Selector de la forma de onda: podemos seleccionar el tipo de onda a generar: cuadrada, senoidal o triangular.
4. Selector de frecuencias: seleccionamos la frecuencia de la señal generada teniendo en cuenta el margen de frecuencias seleccionado en el «selector de banda de frecuencias» (la frecuencia generada será el producto de la frecuencia seleccionada por el poder multiplicador seleccionado en el «selector de banda de frecuencia»).

5.6. Instrumentación digital

Para el análisis y reparación de circuitos digitales, aparte del polímetro, el osciloscopio y el generador de funciones se utiliza una instrumentación específica, nos referimos a:

- La sonda lógica.
- El inyector lógico.
- El analizador lógico.

5.6.1. La sonda lógica

La sonda lógica es un instrumento que nos permite detectar el nivel lógico en cualquier punto de un circuito digital. Es muy útil para la verificación del funcionamiento correcto de un circuito y para la localización de averías, ya que podemos medir, si el nivel en un punto concreto de un circuito posee nivel alto o bajo de tensión, y si la señal se da a impulsos repetitivos. En la Figura 5.12 se muestra el aspecto de una sonda lógica comercial.



Figura 5.12. Sonda lógica para detectar el nivel lógico de un circuito digital.

Para medir el estado lógico de una parte de un circuito basta con poner en contacto la punta conductora de la sonda. El nivel lógico se obtiene mediante unos LED de diferente

color y un avisador acústico con un tono especial para cada caso. Así, por ejemplo, lo más común es encontrarse con: LED rojo = nivel alto.

LED verde = nivel bajo.

LED amarillo = impulsos repetitivos.

Las sondas lógicas pueden ser utilizadas tanto para el diagnóstico de circuitos digitales con tecnología TTL o con tecnología CMOS, para lo cual habrá que situar el selector correspondiente en función del circuito a analizar.

5.6.2. El inyector o pulsador lógico

El inyector lógico es un instrumento que sirve para generar una señal cuadrada y ser aplicada a cualquier punto de un circuito digital. El inyector lógico se puede utilizar en combinación con la sonda lógica; con el primero inyectamos los impulsos y con el segundo comprobamos el efecto producido en el circuito digital (Figura 5.13).

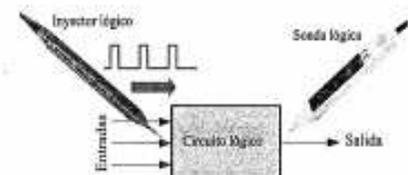


Figura 5.13. Utilización combinada de inyector y sonda lógica para el diagnóstico de un circuito digital.

5.6.3. El analizador lógico

El analizador lógico permite visualizar a la vez en una pantalla varias señales digitales con el fin de poder analizarlas

y realizar así un diagnóstico preciso del funcionamiento de un circuito digital. Este dispositivo posee la capacidad de almacenar una secuencia de estados lógicos a partir de un momento determinado para su posterior análisis (Figura 5.14).



Figura 5.14. Analizador lógico.

A diferencia del osciloscopio, el analizador lógico no mide los datos analógicos, sino que solamente detecta los dos niveles lógicos: nivel alto de tensión = «1» y nivel bajo = «0», presentando la información en la pantalla de forma similar a los cronogramas estudiados en los circuitos secuenciales. Además, estos instrumentos tienen la capacidad para registrar señales digitales de alta frecuencia.

Actividad propuesta 5.5

Busca en el MATERIAL WEB el documento con el nombre «Manual técnico del analizador lógico (Tolwovic)». Leer este manual te ayudará a ampliar los conocimientos de cómo funciona un analizador lógico, entender los controles básicos y a encontrar ejemplos de aplicación de los analizadores lógicos.

Prácticas de laboratorio

5.1. Identificación de aparatos de medida. Consigue diferentes modelos de aparatos de medida, observa todas las indicaciones que aparecen en pantalla o en sus instrucciones de manejo y con ellas indica: magnitud a medir, campo de medición, posición de funcionamiento, sistema de medición empleado, tipo de corriente, clase del instrumento, así como la constante de la escala.

5.2. Manejo del polímetro. Consigue un polímetro comercial, analiza sus características y sus diferentes campos de medida, comprobando su funcionamiento en la verificación de un circuito eléctrico. Ahora selecciona la posición de medida de resistencias, mide la resistencia eléctrica de diferentes dispositivos eléctricos. No olvides que para la medida de resistencias eléctricas, estas tienen que estar separadas de la alimentación eléctrica.

5.3. Manejo del osciloscopio. Consigue un osciloscopio, analiza sus características y con la ayuda de un generador de funciones comprueba los valores de las magnitudes asociadas a señales senoidales de diferentes frecuencias (Figura 5.15).

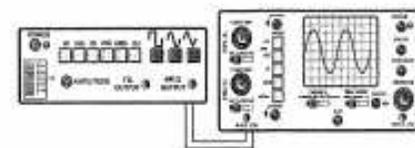


Figura 5.15. Esquema de conexiones de un osciloscopio midiendo las magnitudes asociadas a tensiones senoidales proporcionadas por un generador de funciones.

Consigue la información técnica sobre el osciloscopio que vayas a utilizar para realizar este ejercicio práctico e identifica todos los controles del mismo.

Pasaremos ahora a realizar la actividad propuesta al principio de este apartado. Para hacerlo correctamente sigue atentamente las siguientes recomendaciones:

- a) Poner en marcha el osciloscopio siguiendo las instrucciones que aparecen en el manual de funcionamiento.
- b) Situar el mando del amplificador vertical en su valor máximo. De esta forma evitaremos que la tensión que deseamos medir sea superior a la que está preparado el osciloscopio.
- c) Situar el conmutador de entrada en C.A.
- d) Aplicar la tensión alterna a medir a la entrada vertical.
- e) Girar el mando del atenuador vertical hasta que sea fácilmente visible la señal senoidal en la pantalla.
- f) Girar el selector de la base de tiempos hasta que se pueda ver claramente un ciclo completo de la señal alterna en la pantalla.
- g) Estabilizar la imagen mediante el control de sincronismo.
- h) Tomar las lecturas de la pantalla y determinar el valor máximo y el periodo. Con estos datos se puede calcular el valor eficaz y la frecuencia.

5.4. Manejo de instrumentación digital. Consigue una sonda lógica, un inyector lógico y un analizador lógico, analiza sus características y comprueba con ellos el funcionamiento de un circuito lógico secuencial.

Al finalizar cada una de estas actividades deberás elaborar un informe-memoria sobre la actividad desarrollada, indicando los resultados obtenidos y estructurándolos en los apartados necesarios para una adecuada documentación de las mismas (descripción del proceso seguido, medios utilizados, esquemas y planos utilizados, cálculos, medidas, etc.).

Actividades de comprobación

- 5.1. En un osciloscopio la tensión se mide con:
- La base de tiempos.
 - El amplificador vertical.
 - El selector de disparo.
- 5.2. En un osciloscopio el periodo de una señal se mide con:
- La base de tiempos.
 - El amplificador vertical.
 - El selector de disparo.
- 5.3. En un osciloscopio si el selector está en GND:
- Se muestra una señal de corriente alterna.
 - Se muestra una señal de corriente continua.
 - Se muestra una señal de referencia a masa.
- 5.4. Indica cuál de las siguientes afirmaciones sobre un osciloscopio digital es falsa:
- No es posible registrar fenómenos transitorios.
 - Puede memorizar los datos obtenidos.
 - Puede representar sin problemas señales de baja frecuencia.
- 5.5. Indica cuál de las siguientes afirmaciones sobre un osciloscopio analógico es falsa:
- Las señales de alta frecuencia reducen el brillo de la señal en pantalla.
 - Puede medir de forma automática el valor máximo y el eficaz.
 - Representa con problemas las señales de baja frecuencia.
- 5.6. Indica cuál de las siguientes afirmaciones sobre una sonda lógica es falsa:
- Sirve para inyectar un tren de impulsos digitales a un circuito.
 - Detecta el nivel lógico en un punto de un circuito.
 - Posee un avisador acústico.
- 5.7. Indica cuál de las siguientes afirmaciones sobre un inyector lógico es falsa:
- Sirve para inyectar un tren de impulsos digitales a un circuito.
 - Detecta el nivel lógico en un punto de un circuito.
 - Posee un pulsador para la inyección de señales.

Actividades de ampliación

- 5.1. Busca en Internet fabricantes de instrumental para el laboratorio de electrónica, y realiza una lista detallada de los equipos que nos ofrecen. Describe sus características y su campo de aplicación.

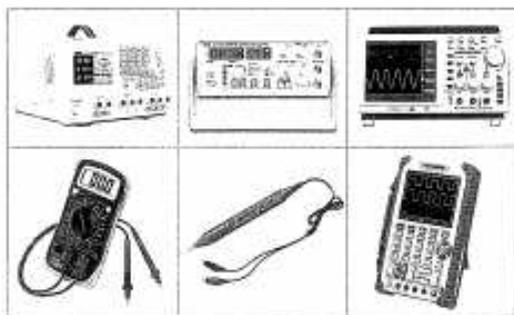
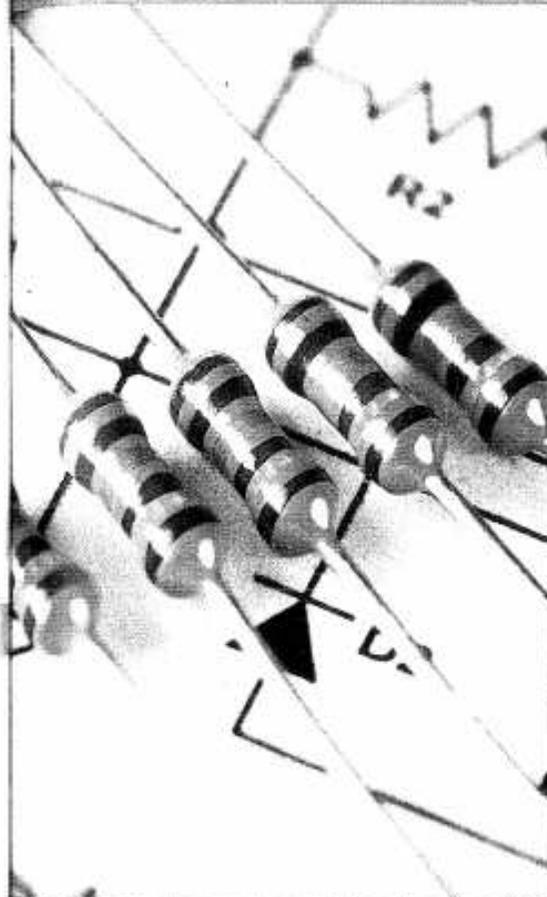


Figura 5.16. Instrumental para el laboratorio de electrónica.

Componentes pasivos



© Ediciones Novaterra

Contenidos

- 1. Introducción
- 2. Componentes pasivos
- 3. Resistencias
- 4. Condensadores
- 5. Bobinas
- 6. Componentes pasivos especiales
- 7. Componentes pasivos de potencia
- 8. Componentes pasivos de protección
- 9. Componentes pasivos de montaje superficial
- 10. Componentes pasivos de montaje en placa
- 11. Componentes pasivos de montaje en tubo
- 12. Componentes pasivos de montaje en cableado
- 13. Componentes pasivos de montaje en bandeja
- 14. Componentes pasivos de montaje en bandeja de montaje
- 15. Componentes pasivos de montaje en bandeja de montaje de montaje

Objetivos

- 1. Conocer los tipos de componentes pasivos.
- 2. Conocer las características de los componentes pasivos.
- 3. Conocer los métodos de montaje de los componentes pasivos.
- 4. Conocer los métodos de montaje de los componentes pasivos de potencia.
- 5. Conocer los métodos de montaje de los componentes pasivos de protección.
- 6. Conocer los métodos de montaje de los componentes pasivos de montaje superficial.
- 7. Conocer los métodos de montaje de los componentes pasivos de montaje en placa.
- 8. Conocer los métodos de montaje de los componentes pasivos de montaje en tubo.
- 9. Conocer los métodos de montaje de los componentes pasivos de montaje en bandeja.
- 10. Conocer los métodos de montaje de los componentes pasivos de montaje en bandeja de montaje.
- 11. Conocer los métodos de montaje de los componentes pasivos de montaje en bandeja de montaje de montaje.
- 12. Conocer los métodos de montaje de los componentes pasivos de montaje en bandeja de montaje de montaje de montaje.

6.1. Resistencias para circuitos electrónicos

En electricidad, las resistencias cumplen una misión que ya todos conocemos, la de oponerse al paso de la corriente y transformar la energía eléctrica en calor. En unos casos este efecto es beneficioso (resistencias calefactoras de estufas y cocinas eléctricas, filamentos de lámparas incandescentes, etc.) y en otros perjudicial (calentamiento de conductores y pérdida de potencia).

En los circuitos electrónicos, las resistencias cumplen un papel mucho más especial: permiten distribuir adecuadamente la tensión y la corriente eléctrica en los diferentes puntos del circuito. Para realizar esta correcta distribución se basan, en todo momento, en la ley de Ohm.



Figura 6.1. Resistencias para circuitos electrónicos.

En los circuitos electrónicos, estas corrientes y tensiones suelen ser muy pequeñas y, por tanto, las potencias que deben disipar también lo serán. Estas bajas potencias permiten construir las resistencias de pequeños tamaños con otro tipo de materiales más baratos y sencillos de manejar, tales como el carbón finamente troceado.

6.2. Tolerancia de una resistencia

Como ya sabemos, la unidad de medida que caracteriza a una resistencia es el ohmio. Las resistencias se construyen con diferentes valores óhmicos, pero, ¿son exactos los valores que, según los fabricantes, poseen las resistencias?

Obtener, en un proceso de fabricación, una resistencia con un valor exacto es muy difícil. Es más, cuanto mayor sea la exactitud que se puede asegurar que tiene una resistencia, más se encarece el producto. De aquí nace el concepto de tolerancia. Este indica los valores máximo y mínimo entre

los que estará comprendida la resistencia. Estos valores se expresan como un porcentaje del valor en ohmios asignado teóricamente.

Actividad resuelta 6.1

Se quieren determinar los valores en que puede estar comprendida una resistencia de 100 Ω, si el fabricante asegura que esta posee una tolerancia del ± 8 %.

Solución: El 8 % de 100 Ω es exactamente 8 Ω. Los valores buscados son:

$$100 + 8 = 108 \Omega \quad \text{y} \quad 100 - 8 = 92 \Omega$$

Si nosotros realizásemos ahora una verificación del valor óhmico de esta resistencia con un óhmetro de precisión y obtuviésemos un resultado menor que 92 Ω o mayor que 108 Ω, la medida mostraría que dicha resistencia no cumple con la tolerancia marcada.

Las tolerancias están normalizadas, de tal forma que solo existen en el mercado resistencias con los siguientes valores:

$$\pm 0,5 \%, \pm 1 \%, \pm 2 \%, \pm 5 \%, \pm 10 \%, \pm 20 \%, \pm 50 \%$$

± 0,5 % y ± 1 % para resistencias de gran precisión. ± 2 %, ± 5 % y ± 10 % son las más utilizadas en la práctica.

± 20 % y ± 50 % están prácticamente en desuso.

6.3. Código de colores para resistencias

La forma de inscribir el valor de una resistencia para que sea fácilmente identificable a simple vista, es la de utilizar una serie de anillos de colores pintados sobre la superficie del cuerpo de la resistencia, que, mediante un código, permite cubrir toda la gama de valores de resistencias existentes en el mercado.

La razón de utilizar este sistema es debido a que el reducido tamaño de estas impide que sobre ellas puedan inscribirse cifras que sean legibles.

Toma una resistencia y obsérvala. Apreciarás que existen tres anillos de diferentes colores y un cuarto un poco más separado de estos. Los tres primeros anillos que vamos a denominar: A, B y C dan la clave del valor óhmico y el cuarto representa la tolerancia (Figura 6.2).

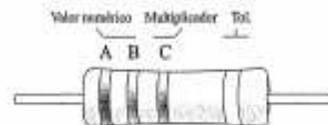


Figura 6.2. Las resistencias poseen una serie de anillos de color que nos indican el valor óhmico.

En la Tabla 6.1 está representado el código de colores:

Tabla 6.1. Código de colores para resistencias.

Color	A 1ª cifra	B 2ª cifra	C Multiplicador	Tolerancia
Negro	0	0	$\times 1$	
Marrón	1	1	$\times 10$	$\pm 1 \%$
Rojo	2	2	$\times 100$	
Naranja	3	3	$\times 1000$	
Amarillo	4	4	$\times 10000$	
Verde	5	5	$\times 100000$	
Azul	6	6	$\times 1000000$	
Violeta	7	7	$\times 10000000$	$\pm 0,1 \%$
Gris	8	8	$\times 100000000$	
Blanco	9	9	$\times 1000000000$	
Oro	—	—	$\times 0,1$	$\pm 5 \%$
Plata	—	—	$\times 0,01$	$\pm 10 \%$
Sin color	—	—	—	$\pm 20 \%$

Actividad resuelta 6.2

Determina el valor óhmico y la tolerancia de una resistencia que aparece con los colores: Rojo-Azul-Naranja-Plata.

Solución: Situamos las cifras que van asociadas a los colores en el orden en que aparecen inscritos:

$$\begin{array}{cccc} \text{A} & \text{B} & \text{C} & \text{Tol.} \\ \text{Rojo} & \text{Azul} & \text{Naranja} & \text{Plata} \\ (2) & (6) & (\times 1.000) & (\pm 10 \%) \end{array}$$

$$26 \cdot 1.000 = 26.000 \Omega = 26 \text{ k}\Omega \pm 10 \%$$

El código de colores puede incluir 4, 5 y hasta 6 anillos de color.

En el caso de 5 anillos, los tres primeros (A, B, C) dan el valor numérico, el cuarto (D) el multiplicador y el quinto (E) la tolerancia (Figura 6.3).



Figura 6.3. Resistencia con 5 anillos de color.

En el caso de las resistencias que se identifican con 6 anillos, el último de estos nos indica el coeficiente de temperatura α .

Actividad resuelta 6.3

Determina el valor óhmico y la tolerancia de una resistencia que aparece con los colores: Amarillo-Azul-Rojo-Naranja-Marrón.

Solución: Situamos las cifras que van asociadas a los colores en el orden en que aparecen inscritos:

$$\begin{array}{ccccc} \text{A} & \text{B} & \text{C} & \text{D} & \text{Tol.} \\ \text{Amarillo} & \text{Azul} & \text{Rojo} & \text{Naranja} & \text{Marrón} \\ (4) & (6) & (2) & (\times 1.000) & (\pm 1 \%) \end{array}$$

$$462 \cdot 1.000 = 462.000 \Omega = 462 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$$

Actividad propuesta 6.1

Resuelve los ejercicios plantados en la Tabla 6.2.

Tabla 6.2.

Ejerc.	Colores				Valores	
	A	B	C	Tol.	R	Tol.
1	Violeta	Blanco	Rojo	Plata	?	?
2	?	?	?	?	250 kΩ	1 %
3	?	?	Naranja	?	?	?
4	?	?	?	?	100 kΩ	5 %
5	Amarillo	?	?	Oro	?	?
6	?	?	?	?	100 Ω	2 %
7	Naranja	?	Marrón	Marrón	?	?

6.3.1. Identificación de resistencias para montaje superficial (SMD)

La tendencia a reducir cada vez más el tamaño de los circuitos electrónicos, ha llevado a la industria a producir resistencias de pequeño tamaño conocidas por el nombre de SMD o para montaje superficial. La característica principal de estos componentes es que se conectan directamente a la superficie del circuito impreso a través de soldadura sin necesidad de realizar taladros en la placa. Los componentes SMD hacen posible un alto grado de automatización en la construcción de circuitos.



Figura 6.4. Montaje de resistencia SMD.

El tamaño de estas resistencias puede llegar a ser menor que 1 mm, por lo que no queda suficiente espacio para imprimir las bandas de colores, por lo que para su identificación se utiliza un código alfanumérico de tres o cuatro dígitos (Figura 6.5).



Figura 6.5. Marcado alfanumérico de resistencias SMD.

En la Tabla 6.3 se muestran varios ejemplos para códigos de tres dígitos.

Tabla 6.3. Ejemplos de resistencias SMD con tres dígitos.

152	1ª Cifra = 1º: número 2ª Cifra = 2º: número 3ª Cifra = Multiplicador	En este ejemplo la resistencia tiene un valor de: $1.500 \Omega = 1,5 \text{ k}\Omega$
178	1ª Cifra = 1º: número La «e» indica la coma decimal 3ª Cifra = 2º: número	En este ejemplo la resistencia tiene un valor de: $1,8 \Omega$
R33	La «R» indica «0» 2ª Cifra = 2º: número 3ª Cifra = 3º: número	En este ejemplo la resistencia tiene un valor de: $0,33 \Omega$

Para tolerancias más bajas, como por ejemplo el 1 %, se utilizan códigos con 4 dígitos, en los que las tres primeras cifras indican los tres primeros dígitos del valor, y el cuarto dígito indica el multiplicador.

Así, por ejemplo, si en una resistencia SMD aparece la leyenda: 1783, el valor de la resistencia sería de $178 \cdot 10^3 \Omega = 178 \text{ k}\Omega$.

6.3.2. Series de resistencias normalizadas

¿Se puede encontrar en el mercado un valor cualquiera de resistencia, como por ejemplo una resistencia de valor 14.487 Ω ? La respuesta es no. Los valores de resistencia que se fabrican son limitados y vienen fijados por una norma, consiguiendo así reducir los costes de producción.

Además, si por ejemplo, tenemos una resistencia de 10 k Ω con un 5 % de tolerancia, su valor podría estar comprendido entre 9,5 k Ω y 10,5 k Ω . ¿Qué sentido tendría fabricar, por ejemplo, resistencias de 9,3 k Ω al 5 %, si con la de 10 ya se cubre ese rango de resistencia. Así que para evitar el solapamiento de valores, se fabrican resistencias con series numéricas que contengan a todos los posibles valores de resistencias.

Cada una de las series normalizadas se corresponde con un valor de tolerancia diferente, de tal forma que cuanto menor sea la tolerancia mayor será el número de valores de la serie.

En la Tabla 6.4 se indican las series normalizadas y los valores que aparecen se corresponden con los múltiplos de los valores a formar.

Tabla 6.4. Series normalizadas de resistencias.

	1,0		1,5		2,2		3,3		4,7		6,8												
	1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2											
	1,0	1,1	1,2	1,5	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,7	3,0	3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1
	1,0	1,05	1,10	1,15	1,21	1,27	1,33	1,40	1,47	1,54	1,62	1,69											
	1,78	1,87	1,96	2,05	2,15	2,26	2,37	2,49	2,61	2,74	2,87	3,01											
	3,16	3,32	3,48	3,65	3,83	4,02	4,22	4,42	4,64	4,87	5,11	5,36											
	5,62	5,90	6,19	6,49	6,81	7,15	7,50	7,87	8,25	8,66	9,09	9,53											
Tolerancias de las series: E6 20 % - E12 10 % - E24 5 % - E48 2 %																							
Valores de las resistencias en Ω , k Ω , M Ω																							

Actividad resuelta 6.4

Comprueba si se pueden encontrar en el mercado los siguientes valores de resistencias:

a) $15 \text{ k}\Omega \pm 5 \%$.

Esta resistencia pertenece a la serie normalizada E24 5 %. Consultando en la Tabla 6.4, encontramos el valor «1,5», por lo que si podemos obtener nuestro valor: $1,5 \cdot 10^4 = 15.000 \Omega$.

b) $165 \Omega \pm 5 \%$.

Al consultar la tabla para la serie E24, comprobamos que no aparece el valor «165», por lo que esta resistencia no se fabrica para esta tolerancia.

c) $1.690 \Omega \pm 2 \%$.

Al consultar la tabla para la serie E48 2 %, comprobamos que aparece el valor «1,69», por lo que si podemos obtener nuestro valor: $1,69 \cdot 10^3 = 1.690 \Omega$.

6.4. Potencia de disipación de una resistencia

La misión de una resistencia en un circuito electrónico no es precisamente la de calentarse, pero resulta inevitable que se produzca este fenómeno. Este calentamiento dependerá de la mayor o menor potencia a que esta resistencia trabaje. Dicha potencia, a su vez, dependerá de los valores de tensión e intensidad a que esté sometida.

Cuanto mayor sea la potencia a la que deba trabajar una resistencia, mayor será el calentamiento, por lo que se corre el riesgo de que se queme, si no se diseña de forma adecuada.

Lógicamente, cuanto mayor sea el tamaño de la resistencia, mejor podrá evacuar o disipar el calor que produce. Es por esta razón que se fabrican resistencias de varios tamaños. De tal forma que las resistencias aumentan de tamaño de acuerdo con la potencia a disipar.

En el mercado existen resistencias que van desde 1/8 de vatio (0,125 W) hasta más de 100 W (Figura 6.6).

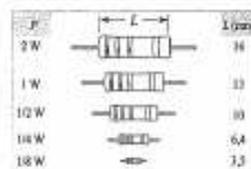


Figura 6.6. Tamaño de las resistencias en función de su potencia.

6.5. Clasificación de las resistencias

Existen en el mercado varios tipos de resistencias confeccionadas con diferentes procesos de fabricación. Esta amplia gama permite la elección del tipo más idóneo para cada aplicación específica.

En la Tabla 6.5 se muestra una clasificación de los diferentes tipos de resistencias.

Tabla 6.5. Clasificación de las resistencias.

Tipos de resistencias	Tipos de resistencias	Tipos de resistencias
- Aglomeradas	- Potenciómetros de capa de carbón	- NTC
- De película de carbón	- Potenciómetros bobinados	- PTC
- De película metálica	- Potenciómetros multivuelta	- LDR
- Bobinadas	- Potenciómetros miniatura	- VDR
		- MDR
		- Bandas extensiométricas

6.6. Resistencias fijas

Como su nombre indica, poseen un valor de resistencia fijo.

Resistencias aglomeradas: están constituidas por una mezcla de grafito (o carbón), y un material aislante (resina, talco, etc.), en las proporciones adecuadas para obtener una determinada gama de valores.

En los extremos del cilindro se colocan unos casquillos a presión donde van soldados los hilos. Por último, se recubre el conjunto por una resina o se plastifica y se pintan los colores que indicarán el valor de la resistencia.

El inconveniente que presentan es que su valor cambia en exceso con la temperatura, por lo que son poco empleadas.

Resistencias de película de carbón: son las más usadas para pequeñas potencias. Consisten en un cilindro aislado en el que se deposita una delgada película de carbón con dos casquillos metálicos en los extremos (Figura 6.7).

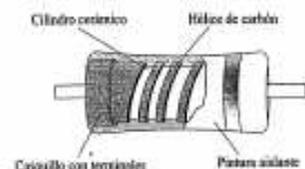


Figura 6.7. Resistencia de película de carbón.

Para obtener el valor óhmico de la resistencia, se practican unos surcos en espiral a lo largo de la película de carbón. Con un control preciso del paso de la espiral, se fabrican resistencias de muchos valores y de buena precisión.

Sobre este conjunto se deposita la capa de esmalte y se pintan los anillos de colores.

Resistencias de película metálica: estas resistencias son básicamente iguales que las anteriores, con la diferencia de que utilizan una película de una aleación metálica que las hace muy estables con la temperatura. Con ellas se consiguen unas tolerancias muy bajas.

Resistencias bobinadas: están fabricadas a base de bobinar hilo resistivo (generalmente una aleación de Ni-Cr-Al) sobre un cilindro aislante hasta obtener el valor óhmico deseado. Se utilizan para grandes potencias, por lo que el recubrimiento exterior es de porcelana o estaita. La tolerancia habitual es del 10 % y son capaces de disipar potencias por encima de los 100 vatios (Figura 6.8).



Figura 6.8. Resistencias bobinadas.

6.7. Resistencias variables

Son resistencias a las que se les puede modificar su valor óhmico desde cero hasta su valor nominal.

Estas resistencias, también llamadas potenciómetros, se utilizan para ajustar las magnitudes eléctricas de los circuitos, o bien como control externo de aparatos electrónicos de uso general, tales como control de volumen, luminosidad de una pantalla de televisión, etc.

La estructura de estas resistencias consiste en una resistencia fija (que puede ser de película de carbón o bobinada) construida sobre un soporte circular por el cual se desplaza un contacto móvil o cursor (Figura 6.9). Este contacto está unido a un tercer terminal de conexión. De esta forma, puede obtenerse el valor óhmico que se desee entre cualquiera de los extremos del potenciómetro y el punto móvil.

6.8. Resistencias dependientes

Existen algunas aplicaciones prácticas en las que es de gran utilidad el disponer de componentes cuya resistencia

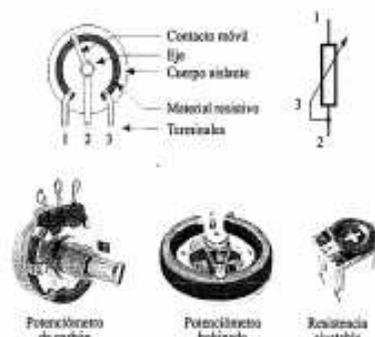


Figura 6.9. Resistencias variables.

óhmica se modifique bajo la acción de una variable física, como la temperatura, la luz, la tensión, la presión, la tracción mecánica, etc.

6.8.1. Resistencias dependientes de la temperatura

Por lo general, las resistencias fabricadas con materiales metálicos modifican su valor óhmico con la temperatura. En la mayoría de los metales, el coeficiente de temperatura es positivo, lo que significa que la resistencia tiende a aumentar un poco con la temperatura. Pues bien, se pueden fabricar resistencias a base de óxidos semiconductores que exageren esta dependencia del valor óhmico con la temperatura. De esta forma, se pueden construir resistencias con coeficiente de temperatura negativo (NTC) y resistencias con coeficiente de temperatura positivo (PTC).

Este tipo de resistencias será de gran utilidad para aplicaciones en las que sea necesario el control, la compensación, la regulación y la medida de la temperatura.

Actividad experimental 6.1

Consigue una resistencia NTC y, mediante el óhmetro, mide su valor óhmico a temperatura ambiente. A continuación, y sin desconectar el aparato de medida, acerca paulatinamente a la superficie de la NTC una lámpara incandescente encendida, para conseguir así aumentar su temperatura (Figura 6.10). Comprueba cómo el valor óhmico de la resistencia se hace más pequeño con los aumentos de la temperatura.

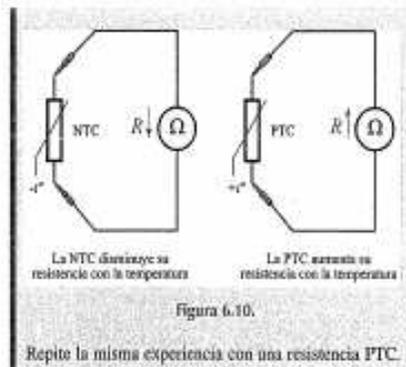


Figura 6.10.

Repite la misma experiencia con una resistencia PTC.

Como sus siglas nos indican (NTC, *Negative Temperature Coefficient*), las NTC (Figura 6.11) son resistencias que poseen un coeficiente de temperatura negativo, lo que significa que su valor óhmico disminuye rápidamente cuando aumenta la temperatura.



Figura 6.11. Resistencias NTC.

El valor nominal de la resistencia de estos componentes se especifica habitualmente para una temperatura de 25 °C. En la Figura 6.12, se puede apreciar la dependencia del valor óhmico de una NTC y de una PTC en función de la temperatura.

La sensibilidad de las resistencias NTC es bastante más elevada que la de los termómetros y termopares convencionales. Se pueden fabricar resistencias NTC que modifiquen su valor óhmico en varios miles de óhmios por cada grado centígrado de temperatura, por lo que son ideales para la construcción de termómetros de precisión en los que sea importante la medición de pequeñas variaciones de temperatura.

Las aplicaciones prácticas que se hacen de las resistencias NTC son, por ejemplo, la construcción de termómetros de

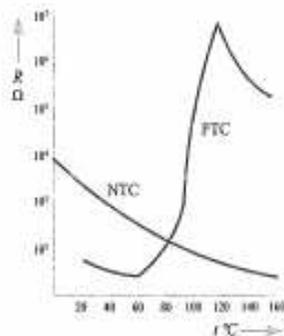


Figura 6.12. Característica de una NTC y de una PTC.

resistencia, la compensación térmica de instrumentos de medida, las alarmas, la construcción de sistemas de regulación y control, etc.

Al contrario que las NTC, las PTC son resistencias que poseen un coeficiente de temperatura positivo (PTC, *Positive Temperature Coefficient*). Estas resistencias aumentan rápidamente su valor óhmico al aumentar la temperatura.

Las aplicaciones prácticas de las resistencias PTC son similares a las de las NTC.

6.8.2. Resistencias dependientes de la luz (LDR)

Las resistencias LDR (*Light Dependent Resistor*) (Figura 6.13) son componentes que modifican su resistencia eléctrica de acuerdo con la intensidad luminosa que incide sobre su superficie. Esta interesante propiedad es de gran utilidad para la fabricación de dispositivos de control, regulación y medida, que estén relacionados con la luz, como son: regulación automática del contraste y brillo de los televisores en función de la intensidad de la luz de la estancia, medida de la intensidad luminosa para cámaras fotográficas (fotómetros), conexión y desconexión de la iluminación urbana según la intensidad de la luz solar, detectores para alarmas, etc.



Figura 6.13. LDR.

Actividad experimental 6.2

Consigue una resistencia LDR y, mediante el óhmetro, mide su valor óhmico, procurando que no llegue nada de luz. A continuación, y sin desconectar el aparato de medida, somete a la LDR a intensidades de luz creciente (Figura 6.14). Compara cómo el valor óhmico de la resistencia cambia con las diferentes iluminaciones.

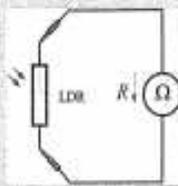


Figura 6.14. La LDR disminuye su resistencia con la intensidad de la luz.

En conclusión, una resistencia LDR posee una resistencia muy elevada en completa oscuridad y su resistencia eléctrica disminuye según se aumenta la intensidad luminosa (lux). En la Figura 6.15, se muestra la curva característica de una LDR.

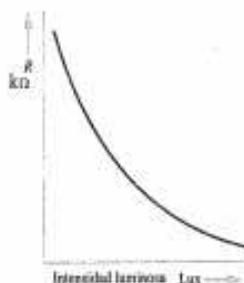


Figura 6.15. Característica de una LDR.

6.8.3. Resistencias dependientes de la tensión (VDR)

Las resistencias VDR (*Voltage Dependent Resistor*) son componentes que modifican su resistencia eléctrica de acuerdo con la tensión que se aplica entre sus extremos. El valor de la resistencia disminuye al aumentar la tensión aplicada entre los extremos de la VDR, tal como se puede apreciar en la curva característica de la Figura 6.16.



Figura 6.16. Característica de una VDR.

Las resistencias VDR se utilizan para la estabilización de tensiones; pueden evitar las chispas que se producen en los contactos de los elementos de accionamiento cuando estos se abren con cargas inductivas, y con ello, el desgaste irregular que esto produce.

En la Figura 6.17, se muestra el circuito correspondiente a la extinción de arcos en contactos mediante una VDR. Cuando se abre el contacto del interruptor, la bobina desarrolla una fuerza electromotriz elevada debido al fuerte coeficiente de autoinducción que esta posee; esta elevada tensión provoca un arco entre los contactos que, con el tiempo, se acaba deteriorando; la VDR disminuye su valor óhmico drásticamente cuando se produce esta sobretensión, canalizando la energía producida por la bobina a través de la VDR, con lo que se evita así dicho arco.

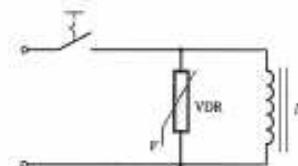


Figura 6.17. Extinción de arcos mediante VDR.

6.8.4. Magnetorresistores (MDR) y galgas extensiométricas

Por último, queda por indicar que las resistencias MDR o magnetorresistores son componentes en los que su resistencia depende del valor de la inducción magnética a la que son sometidos. Esto puede tener aplicaciones como: elementos sensibles o detectores de campos magnéticos, detectores de proximidad magnéticos, etc. Así, por ejemplo, la cabeza lectora del disco duro de un ordenador per-

sonal está compuesta por un conjunto de elementos con propiedades magnetorresistivas, de tal forma que su resistencia eléctrica depende del campo magnético que las atraviese. Dado que las unidades de información (bits) se almacenan en el disco duro como si de un pequeño imán se tratase, al pasar la cabeza lectora magnetorresistiva por encima de un bit, esta varía su resistencia y puede enviar la información leída al procesador (Figura 6.18).

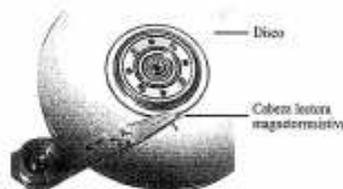


Figura 6.18. Disco duro para PC con magnetorresistencia.

Por otro lado, las galgas extensiométricas modifican su valor óhmico en función de las deformaciones y tensiones mecánicas a las que son sometidas.

¿Se te ocurre alguna aplicación práctica más que se pueda llevar a cabo con estas dos últimas resistencias dependientes?

6.9. Los condensadores

El condensador es un dispositivo muy utilizado en electricidad, sobre todo en aplicaciones de circuitos electrónicos. Pero, ¿qué función cumple el condensador en un circuito? Se puede decir que un condensador es un elemento capaz de almacenar pequeñas cantidades de energía eléctrica para devolverla cuando sea necesaria.

Las aplicaciones de los condensadores son muy amplias. A continuación, se indican algunas de ellas:

- Aprovechando el tiempo que tardan en cargarse se pueden construir circuitos de acción retardada (temporizadores electrónicos, etc.).
- Como ya estudiaremos más adelante, se utilizan como filtros en los rectificadores (dispositivos que convierten la C.A. en C.C.). Con ellos se consigue que la tensión obtenida sea más continua.
- Realización de los circuitos llamados oscilantes y del fenómeno de resonancia. Sintonía en radiodifusión.

- Supresión de parásitos en radiodifusión (ruidos que producen los motores de explosión de los automóviles).
- Corrección del factor de potencia en los sistemas de corriente alterna.

6.9.1. Funcionamiento de un condensador

Los fundamentos del condensador se estudian con más profundidad en el módulo de Electrotecnia, repasaremos aquí su característica más relevante como componente electrónico.

Actividad experimental 6.3

Toma una pila de 9 V y conéctala a un condensador electrolítico de 2.200 µF (microfaradios) o más, teniendo cuidado en no equivocarte con las conexiones de los polos (Figura 6.19).

Seguidamente, separa el condensador de la pila y mide la tensión entre sus terminales. Podrás comprobar que el voltímetro indica una tensión de 9 V.

A continuación, conecta el condensador a los terminales de un diodo LED (diodos que emiten una pequeña radiación luminosa cuando son recorridos por una pequeña intensidad de corriente eléctrica), cuidando de respetar las polaridades. Podrás comprobar que el LED se enciende durante un instante.

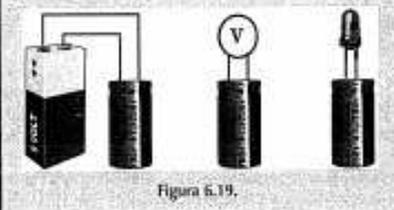


Figura 6.19.

La primera parte de la Actividad experimental 6.3 demuestra que al conectar la pila con el condensador, este se carga de energía eléctrica y que la tensión con que ha sido cargado dicho condensador coincide con la tensión de la pila. La segunda parte de esta experiencia hace patente la descarga del condensador a través del diodo LED que se enciende durante el pequeño instante que dura la descarga.

Para construir un condensador basta con montar dos placas metálicas conductoras separadas por un material aislante, denominado dieléctrico, como aire, papel, cerámica, mica, plástico, etc. (Figura 6.20).

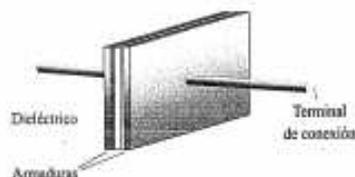


Figura 6.20. Constitución de un condensador.

Normalmente, este dieléctrico se dispone en forma de lámina muy fina para conseguir que las placas metálicas, denominadas armaduras, se encuentren lo más próximas unas de otras.

El condensador se carga de electricidad, según los siguientes fundamentos. Si conectamos las armaduras de un condensador como se indica en el circuito de la Figura 6.21, los electrones en exceso del polo negativo de la pila se dirigirán a la armadura A, cargándola negativamente. A su vez, en la parte interna de la armadura B se producirá una acumulación de cargas positivas por inducción electrostática (recuerda que las placas están muy próximas y, que por tanto, existe una gran atracción entre las cargas eléctricas de ambas armaduras debido a la acción del campo eléctrico). Por otro lado, la carga negativa acumulada en la parte externa de la armadura B es atraída por el polo positivo de la pila, lo que completa la carga del condensador. Una vez que esto suceda, ya no habrá más movimiento de electrones, a no ser que se aumente la tensión de la pila.

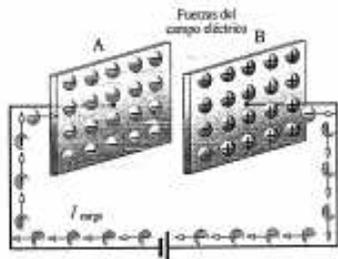


Figura 6.21. Carga de un condensador.

Una vez cargado el condensador, si se le desconecta de la fuente de energía eléctrica, la acumulación de cargas se mantiene gracias a que sigue existiendo la fuerza de atracción entre las armaduras cargadas debido a la diferencia de cargas (Figura 6.22).

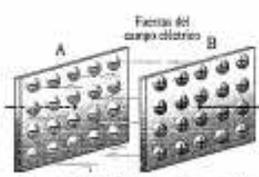


Figura 6.22. Condensador cargado.

6.9.2. Capacidad de un condensador

Se denomina capacidad de un condensador a la propiedad que este posee de almacenar mayor o menor cantidad de electricidad.

La cantidad de cargas que puede almacenar un condensador depende, fundamentalmente, de la tensión aplicada entre sus armaduras y de sus características constructivas.

Si llamamos Q a la cantidad de carga almacenada por el condensador, C a la capacidad del condensador y V a la tensión entre las armaduras, resulta que:

$$Q = C \cdot V$$

Q = Culombios

C = Faradios

V = Voltios

La unidad de capacidad es el faradio (F). Se puede decir que un condensador posee la capacidad de un faradio cuando almacena una carga de un culombio al aplicar una tensión de un voltio entre sus placas.

El faradio es una unidad muy grande, por lo que se utilizan submúltiplos, correspondientes a su millonésima parte, milmillonésima parte y billonésima parte, que reciben los nombres de:

Microfaradio (µF)

$$1 \mu\text{F} = \frac{1}{1.000.000} = 0,000001 = 10^{-6}$$

Nanofaradio (nF)

$$1 \text{nF} = \frac{1}{1.000.000.000} = 0,000000001 = 10^{-9}$$

Picofaradio (pF)

$$1 \text{pF} = \frac{1}{1.000.000.000.000} = 0,000000000001 = 10^{-12}$$

6.9.3. Especificaciones técnicas de los condensadores

Los condensadores, al igual que cualquier otro componente electrónico, vienen definidos por una serie de características. Estas siempre se pueden encontrar en las hojas de especificaciones que nos facilita el fabricante:

- **Capacidad nominal:** El valor de la capacidad de un condensador puede cambiar con la frecuencia de trabajo (Hz) y con la temperatura ambiente, por lo que los fabricantes facilitan la capacidad junto con estos últimos parámetros.
- **Tensión de perforación del dieléctrico o tensión pico (V_p):** ¿Recuerdas cómo el globo descrito anteriormente estallaba en pedazos al aumentar la presión? De igual forma, si un condensador es sometido a una tensión excesiva, el dieléctrico no podrá soportarlo y se perforará. Téngase en cuenta que las armaduras están muy próximas y un aumento de la tensión produce, a su vez, un aumento de atracción entre las cargas de ambas armaduras.

De aquí surge el concepto de tensión de perforación, que se define como la tensión máxima que es capaz de soportar un condensador sin que se destruya su dieléctrico.

- **Tensión de trabajo o nominal (V_n):** Por supuesto, no es recomendable que la tensión a la que trabaja un condensador sea mayor que la de perforación. De aquí nace el concepto de **tensión de trabajo**, que se define como la tensión a la que puede funcionar un condensador de forma permanente sin sufrir daños. Esta tensión es la que se encuentra indicada en la superficie de los condensadores (Figura 6.23).

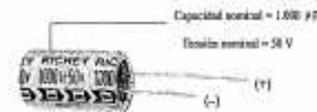


Figura 6.23. Características de un condensador electrolítico.

La tensión de trabajo de un condensador tiene una gran incidencia en las dimensiones de estos. Cuanta más tensión de trabajo posea el condensador, mayor tiene que ser el espesor del dieléctrico, lo que hace que haya que aumentar, en estos casos, la superficie de las placas para conseguir una capacidad considerable. De tal forma que podremos encontrar condensadores de baja tensión y elevada capacidad que presenten un tamaño similar al de otros de elevada tensión y pequeña capacidad.

• **Coefficiente de temperatura (T_c):** Al igual que ocurría con las resistencias, la capacidad de un condensador puede variar con la temperatura. Este coeficiente puede ser positivo o negativo, aunque en la mayoría de los condensadores resulta negativo.

• **Tolerancia (%):** Nos indica en tantos por ciento los valores en los que se encuentra la capacidad indicada por el fabricante. Las tolerancias más comunes son del 5, el 10 y el 20 % para todos los modelos de condensadores.

Por último, vamos a dar unos consejos para conseguir que los condensadores tengan una larga vida, una vez estén conectados al circuito:

- Procurar que no queden expuestos a fuentes de calor (resistencias de mucha potencia, transformadores, etc.).
- Evitar dañar la envolvente del condensador, ya que, de debilitarse su estanqueidad, podría penetrar la humedad ambiente en el dieléctrico. Esto suele producir muchos fallos en los condensadores por perforación del dieléctrico. Dicha estanqueidad puede verse afectada simplemente al realizar una manipulación o soldadura incorrecta durante el montaje en la placa del circuito impreso.
- No someter al condensador a sobretensiones.
- No conviene almacenar los condensadores con carga.
- Para descargarlos, hacerlo siempre a través de una resistencia, evitando las descargas mediante cortocircuitos.

6.10. Tipos de condensadores

Existe una gran variedad de tipos de condensadores en el mercado, de los que conviene conocer sus principales características, con objeto de poder utilizarlos para la aplicación más idónea.

Al igual que las resistencias, existen condensadores variables a los que se les puede modificar su valor capacitivo. Estudiaremos aquí algunos de los condensadores fijos, que son los de más extendida aplicación.

6.10.1. Condensadores de papel impregnado

Se fabrican enrollando dos láminas delgadas de aluminio de unos 0,006 mm de espesor (armaduras), separadas por capas de un papel impregnado con cera o aceite (dieléctrico) (Figura 6.24). De esta forma se consigue aumentar la superficie de las armaduras sin aumentar excesivamente el tamaño del condensador. La tensión de trabajo depende del espesor del papel.

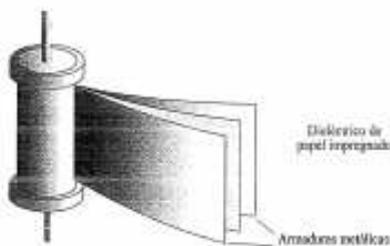


Figura 6.24. Condensador de papel impregnado.

6.10.2. Condensadores de papel metalizado

En este caso, el papel es metalizado con el fin de evitar que se formen vacíos entre las placas y el dieléctrico. De esta forma se consigue reducir su tamaño. Además poseen la propiedad de «auto-regeneración» del dieléctrico después de sufrir una perforación del mismo. También se fabrica una versión similar de este condensador utilizando plástico en vez de papel, lo que da como resultado **condensadores de plástico metalizado (condensadores film o MK)**, que mejoran las características de los de papel (Figura 6.25).



Figura 6.25. Condensador film (0,27 μ F/100 V).

6.10.3. Condensadores de plástico

Actualmente son muy utilizados. Estos condensadores utilizan normalmente como dieléctrico el poliesté, policarbonato, estiroflex, etc. Su utilización tiene la ventaja de conseguir capacidades relativamente elevadas a tensiones que lleguen hasta 1.000 V y capacidades desde un nanofaradio hasta algunos microfaradios (Figura 6.26).



Figura 6.26. Condensadores de plástico.

6.10.4. Condensadores cerámicos

Estos condensadores utilizan como dieléctrico compuestos cerámicos de una constante dieléctrica muy elevada. Con ellos se consiguen valores desde los pocos picofaradios hasta los 100 nF. Soportan poca tensión (Figura 6.27).



Figura 6.27. Condensadores cerámicos.

6.10.5. Condensadores de mica

Aprovechando la facilidad con la que se pueden fabricar láminas de mineral de mica de pequeño espesor uniforme, se pueden construir condensadores, intercalando láminas de mica como dieléctrico y láminas de estaño o aluminio como placas. Se suelen emplear en circuitos de transmisión y recepción de radio (radiofrecuencia «RF»).

6.10.6. Condensadores electrolíticos de aluminio

Estos condensadores se diferencian bastante del resto por sus características constructivas. Están constituidos por una lámina de aluminio y otra de plomo sumergidas en una solución de cloruro de amonio (electrolito) (Figura 6.28).

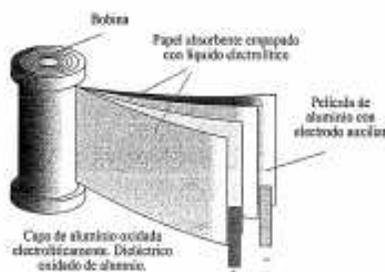


Figura 6.28. Condensador electrolítico seco.

Son condensadores con los que se consiguen capacidades elevadas en un volumen reducido (desde 1 μ F hasta decenas de miles de microfaradios). Una de las características que diferencia a los condensadores electrolíticos de los demás es que tienen polaridad, es decir, no pueden invertirse las conexiones indicadas en la superficie del componente,

ni por tanto, aplicarse corriente alterna. En caso contrario, el condensador se perfora. En la actualidad, se fabrican condensadores electrolíticos de tantalio que reducen el tamaño para la misma capacidad que uno de aluminio. Además, el electrolito suele ser seco (Figura 6.29).

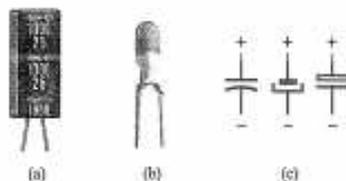


Figura 6.29. Condensadores electrolíticos: (a) de aluminio, (b) de tantalio, (c) símbolos.

6.10.7. Condensadores variables

Son condensadores que se les puede variar la capacidad. Estos componentes se fabrican con unas armaduras fijas y otras móviles que pueden desplazarse en sentido circular, consiguiendo el efecto de variación de capacidad según estén más o menos enfrentadas las superficies de ambas armaduras (Figura 6.30).

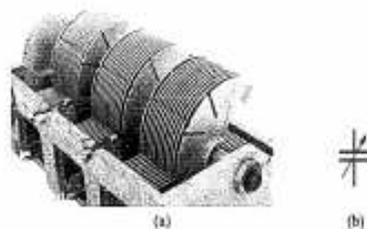


Figura 6.30. (a) Condensador variable. (b) Símbolo.

Al igual que ocurría con las resistencias, también se fabrican condensadores ajustables o *trimers*, los cuales vienen provistos de un mecanismo de ajuste de la capacidad a través de un pequeño tornillo (Figura 6.31).

Los condensadores variables y ajustables se utilizan en los receptores de radio y antenas.



Figura 6.31. (a) Condensadores ajustables. (b) Símbolo.

6.11. Identificación de los valores de los condensadores

Por lo general, los valores de capacidad y tensión de trabajo aparecen inscritos en la superficie del condensador.

Cuando se trata de valores de capacidad con decimales no se marca la coma, sino que en su lugar se pone la letra p (pico) o n (nano). Así, por ejemplo, un condensador de 3,9 nF se puede identificar como 3n9 y uno de 0,56 pF como p56.

En otras ocasiones se marca solo la letra K, que significa 1.000 picofaradios, es decir, 1 nF. Por ejemplo, un condensador de 100 K se identifica como 100 nF.

Otra forma de identificación consiste en utilizar un código de colores similar al de las resistencias, pero incluyendo una banda de color adicional para marcar la tensión de trabajo.

En la Tabla 6.6 se muestran los códigos de colores para condensadores en pF.

Nota: Cuando en un condensador no se utiliza el código de colores, la tolerancia se suele indicar con un código de una letra tal como se indica en la Tabla 6.7.

Así por ejemplo, si encontramos un condensador con la indicación 100 J, nos indicará una capacidad de 100 pF y una tolerancia del 5 %.

En la Figura 6.32 incluimos para los diferentes tipos de condensadores el significado de cada banda de color. La banda marcada con la letra F nos indica el coeficiente de temperatura del condensador.

Tabla 6.6. Código de colores para condensadores.

Color	A-B Cifras significativas	C Multiplicador	D Tolerancia		E Tensión		
			C < 10 pF	C > 10 pF	Políéster	Styroflex	Tántalo
Negro	0	× 1	± pF	± 20 %	630 V	10 V	
Marrón	1	× 10	0,1 ± pF	± 1 %			
Naranja	3	× 1.000		± 3 %		40 V	
Amarillo	4	× 10.000			400	63 V	6,3 V
Violeta	7	× 10.000.000					
Grís	8	× 0,01	0,25 ± pF			25 V	
Blanco	9	× 0,1	1 ± pF	± 10 %		2,5 V	

Tabla 6.7. Valor de la tolerancia.

Tolerancia	C < 10 pF ± pF	0,1	0,25	0,5	1	2				
C > 10 pF ± %			5,5	1	2	2,5	5	10	20	

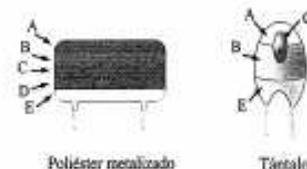
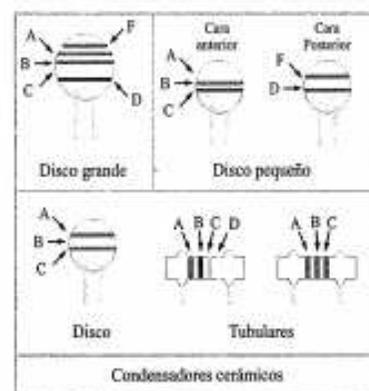


Figura 6.32. Códigos para diferentes tipos de condensadores.

Actividad resuelta 6.4

Determina las características del condensador de políéster metalizado que aparece en la Figura 6.33.

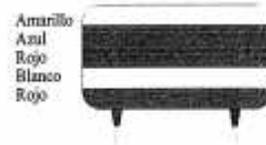


Figura 6.33.

Solución: Situamos las cifras que van asociadas a los colores en el orden en que aparecen inscritos:

(A) (B) (C) (D) (E)
Amarillo - Azul - Rojo - Blanco - Rojo
(4) (6) (× 100) (± 10 %) (250 V)

$$46 \cdot 100 = 4.600 \text{ pF} = 4,6 \text{ nF}, \pm 10 \%, 250 \text{ V}$$

Actividad resuelta 6.5

¿Cuáles son las características del condensador de tántalo de la Figura 6.34?



Figura 6.34.

Solución: Siguiendo la disposición de las cifras según la Figura 6.34,

(A) (B) (C)
Rojo (2) - Negro (0) - Azul (× 1.000.000)

$$20 \cdot 1.000.000 = 20.000.000 \text{ pF} = 20 \text{ } \mu\text{F}$$

(E)

$$\text{Tensión nominal} = (\text{Verde}) = 18 \text{ V}$$

Actividad propuesta 6.2



Busca en el MATERIAL WEB el documento con el nombre «Ejemplos prácticos de identificación de condensadores». Aquí podrás encontrar multitud de casos prácticos de identificación de condensadores que te ayudarán a entender mejor esta difícil tarea. Además también se añade el documento «Código JIS para identificación de condensadores» en el que se explica los códigos utilizados por los fabricantes japoneses.

Prácticas de laboratorio

6.1. Clasificación de resistencias. Consigue resistencias de todos los tipos (SMD, fijas de carbón y película metálica, bobinadas, potenciómetros, resistencias ajustables, PTC, NTC, LDR, etc.), comprueba sus características y realiza una clasificación de las mismas.



Figura 6.35. Clasificación de resistencias.

6.2. Identificación de resistencias. Consigue en el laboratorio un buen número de resistencias, comprueba su valor óhmico mediante el código de colores y contrasta los resultados midiendo la resistencia mediante el polímetro.



Figura 6.36. Medida de resistencias.

6.3. Identificación y medida de condensadores. Consigue diferentes tipos de condensadores e identifica sus características más relevantes. Para ello tendrás que utilizar el código de colores o el código alfanumérico según sea el caso.

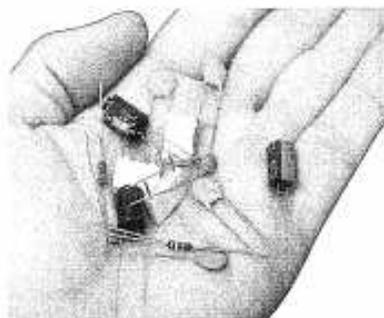


Figura 6.37. Identificación de condensadores.

Una vez identificado, comprueba con el polímetro el valor de la capacidad leída. Para ello nos valdremos de los terminales de conexión (Cx) que dispone nuestro polímetro (Figura 6.38).



Figura 6.38. Medida de capacidad de condensadores.

Actividades de comprobación

6.1. Determina el valor óhmico de las siguientes resistencias que aparecen con los colores:

$$R_1: (\text{rojo, violeta, naranja, plata})$$

$$R_2: (\text{marrón, rojo, naranja, rojo})$$

$$R_3: (\text{marrón, verde, gris, oro})$$

6.2. Determina el valor óhmico de las siguientes resistencias:

$$R_1 = 24 \text{ k}\Omega \pm 5\%$$

$$R_2 = 68 \text{ k}\Omega \pm 10\%$$

$$R_3 = 110 \text{ k}\Omega \pm 2\%$$

6.3. Determina el valor óhmico de las siguientes resistencias SMD que aparecen con el siguiente código alfanumérico:

$$R_1: (102)$$

$$R_2: (122)$$

$$R_3: (154)$$

$$R_4: (3R9)$$

$$R_5: (R56)$$

$$R_6: (5621)$$

$$R_7: (7152)$$

6.4. Averigua si las siguientes resistencias pertenecen a algunas de las series normalizadas (E6-E12-E24-E48) y si se fabrican con ese valor.

$$R_1: (2,7 \text{ k}\Omega \pm 5\%)$$

$$R_2: (237 \text{ k}\Omega \pm 5\%)$$

$$R_3: (14 \text{ k}\Omega \pm 10\%)$$

$$R_4: (249 \Omega \pm 2\%)$$

$$R_5: (14 \text{ k}\Omega \pm 5\%)$$

$$R_6: (2,4 \text{ k}\Omega \pm 2\%)$$

$$R_7: (2,7 \text{ k}\Omega \pm 10\%)$$

6.5. En una resistencia NTC:

- La resistencia aumenta con la temperatura.
- La resistencia aumenta con la tensión.
- La resistencia disminuye con la temperatura.

6.6. En una resistencia LDR:

- La resistencia aumenta con la luz.
- La resistencia aumenta con la temperatura.
- La resistencia disminuye con la luz.

6.7. ¿Cuáles son las características que hay que conocer para definir un condensador comercial?

- Capacidad y potencia.
- Capacidad, tipo de dieléctrico y separación entre placas.
- Tipo, capacidad, tensión nominal, tolerancia y coeficiente de temperatura.

6.8. ¿Qué ventajas conlleva el uso de condensadores electrolíticos?

- Soportan tensiones de trabajo fuertes.
- Se consiguen altas capacidades y se pueden ampliar en C.A.
- Se consiguen altas capacidades.

6.9. ¿Qué puede ocurrir cuando se supera la tensión de trabajo de un condensador?

- El condensador se calienta.
- El condensador cambia la capacidad nominal.
- El condensador se puede perforar y destruir.

6.10. Calcula la carga eléctrica que almacena un condensador de $1.000 \mu\text{F}$ cuando es sometido a las siguientes tensiones: 4 V, 20 V y 100 V respectivamente.

6.11. Determina las características de los condensadores de políster metalizado que aparecen con los colores:

$$C_1: (\text{rojo, violeta, naranja, verde, azul})$$

$$C_2: (\text{marrón, rojo, naranja, marrón, rojo})$$

$$C_3: (\text{rojo, verde, rojo, blanco, amarillo})$$

6.12. Determina las características de los condensadores de cerámica que aparecen en la Figura 6.39.



Figura 6.39.

6.13. ¿Qué colores les correspondería a los siguientes condensadores de tantalio?

$$C_1 = 3,3 \mu\text{F}/10 \text{ V}$$

$$C_2 = 57 \mu\text{F}/25 \text{ V}$$

$$C_3 = 150 \mu\text{F}/4 \text{ V}$$

6.14. Determina las características de los condensadores que aparecen con los siguientes códigos alfanuméricos:

$$C_1: (0,047\text{U}/630)$$

$$C_2: (0,068\text{K}/500)$$

$$C_3: (\text{Cerámico}/403)$$

$$C_4: (22\text{U})$$

$$C_5: (10 \text{ K} / \pm 10 \% / 400 \text{ V})$$

$$C_6: (n/47\text{U})$$

$$C_7: (\mu/250)$$

$$C_8: (\text{Cerámico}/473\text{U}/100 \text{ V})$$

$$C_9: (22\text{M})$$

Actividades de ampliación

6.1. Identifica las características de los condensadores con marcado alfanumérico de la Tabla 6.8.

Para ello seguiremos los siguientes criterios:

Si la cifra aparece inscrita con una coma decimal, y no figura ninguna unidad, la capacidad vendrá expresada en microfaradios (μF).

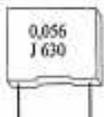
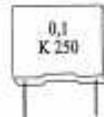
Si en la cifra no aparece ni coma decimal ni unidad, la capacidad vendrá expresada en picofaradios (pF).

Si en la cifra se puede leer la unidad ($n = \text{nF}$; $\mu = \mu\text{F}$; $\text{K} = \text{nF}$) esta letra hace las veces de coma decimal.

Para condensadores cerámicos, la cifra podría estar compuesta por tres dígitos. La última cifra nos indica el multiplicador (número de ceros después de las dos primeras cifras). El resultado se expresa en picofaradios (pF).

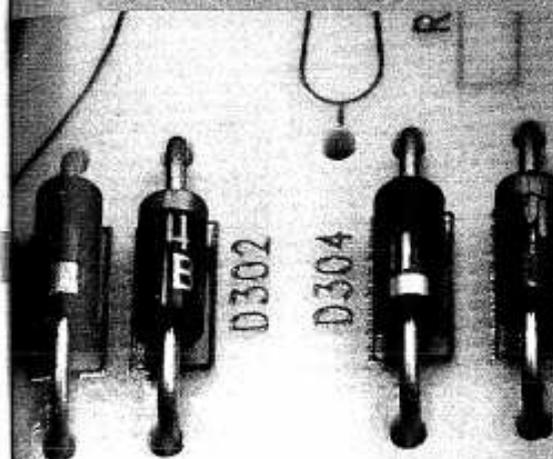
Los valores de tolerancia son los que figuran en la Tabla 6.7.

Tabla 6.8.

	0,056 μF = 56 nF J = 5 % V = 630 V		0,1 μF K = 10 % V = 250 V
	Cerámico con tres cifras $50 \cdot 10^3 = 50.000 \text{ pF} = 50 \text{ nF}$		48 pF J = 5 %
	0,51 nF J = 5 % V = 250 V		48 K = 48 nF V = 250 V

Semiconductores

El diodo



El sector electrónico ha conseguido hoy en día unas cotas de importancia en el sector productivo y de bienes de consumo que parecían imaginables hace unos años. La electrónica y los componentes electrónicos comienzan su madurez a finales del siglo XX, con el desarrollo del diodo y del transistor de vacío. Con estos elementos ya era posible la amplificación de señales y multitud de aplicaciones. Con la aparición en 1940 del transistor bipolar a base de germanio, y de estado sólido, se produjo una verdadera revolución en el sector electrónico. El siguiente paso fue la aparición en 1959 del primer circuito integrado. Desde ese momento, la miniaturización de los circuitos se disparó gracias al aumento en la densidad de integración, dando lugar a un nuevo concepto: la microelectrónica.

Se puede decir que con los semiconductores se comienza a hablar a propiamente de electrónica. Con el uso de los semiconductores es posible la elaboración de diodos, transistores, resistores y circuitos integrados en general.

En esta unidad vamos a estudiar los diodos para posteriormente aplicarlos en circuitos de rectificación.

Contenidos

- Introducción
- Características de los diodos
- Tipos de diodos
- Aplicaciones de los diodos

Objetivos

- Conocer las características de los diodos.
- Conocer los tipos de diodos.
- Conocer las aplicaciones de los diodos.
- Conocer los circuitos de rectificación.
- Conocer los circuitos de protección.
- Conocer los circuitos de regulación.
- Conocer los circuitos de conmutación.
- Conocer los circuitos de filtrado.
- Conocer los circuitos de aislamiento.
- Conocer los circuitos de protección.

7.1. Los semiconductores

Los semiconductores han revolucionado el mundo de la electrónica. Con ellos han aparecido los diodos, los transistores, los tistores y los demás componentes electrónicos...

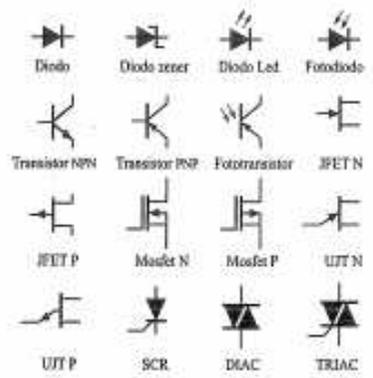


Figura 7.1. Símbolos eléctricos de los semiconductores.



Figura 7.2. Aspecto de los semiconductores.

7.2. El diodo como semiconductor

El diodo es un elemento semiconductor que solo permite la circulación de la corriente en un sentido único (Figura 7.3).

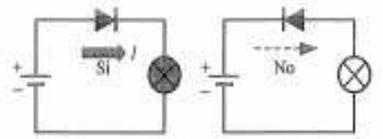


Figura 7.3.

Su aplicación es especialmente interesante en aquellos dispositivos en que sea necesaria esta cualidad, como, por ejemplo, en los rectificadores...

Antes de pasar a estudiar los diodos de unión, conviene tener una idea muy clara de lo que es un semiconductor.

Existen ciertos cuerpos como, por ejemplo, el selenio, el germanio y el silicio que, en condiciones normales, son aislantes, pero con ciertas modificaciones de su organización molecular se pueden convertir en conductores.

Actividad experimental 7.1

Consigue un diodo y conéctalo intercalado en el circuito de una pila y una lámpara (Figura 7.4). Si conectas el cátodo del diodo (terminal negativo indicado por...

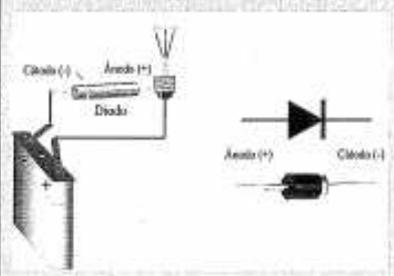


Figura 7.4.

una raya en el componente) en el polo negativo de la pila, observarás que dicha lámpara se enciende. Sin embargo, si inviertes las conexiones del diodo, la lámpara no se encenderá.

En definitiva, el diodo actúa como un interruptor que estará cerrado en caso de estar bien polarizado y abierto cuando la polarización esté invertida.

Esta propiedad es muy interesante y está motivada por la estructura interna del diodo. En efecto, este componente está constituido por la unión de dos cristales semiconductores, uno de tipo P y otro de tipo N (Figura 7.5).

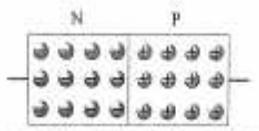


Figura 7.5. Unión de dos cristales de tipo P y N.

Estos cristales son de silicio o de germanio con la adición de algún otro elemento que les confiere una cierta polaridad, ya sea P (exceso de cargas positivas) o N (exceso de negativas).

¿Cómo se forman estos cristales?

Estudemos el caso del silicio como cuerpo semiconductor, por ser el más utilizado.

7.3. Características atómicas del silicio

Es un cuerpo cristalino cuyas moléculas tienen formas geométricas regulares. Por otro lado, posee 4 electrones de valencia, es decir, que en su órbita exterior solo existen cuatro electrones (Figura 7.6). Como se sabe, todo cuerpo precisa de 8 electrones de valencia para que mantenga una estabilidad normal.

En estas condiciones, el átomo de silicio es completamente aislante, ya que no existen en su seno electrones libres capaces de establecer una corriente eléctrica.

Silicio tipo N: existen elementos, como el antimonio, el arsénico, etc., que poseen 5 electrones de valencia. Si unimos uno de estos elementos con el silicio, se producirán enlaces covalentes incompletos, ya que uno de los electrones de estos elementos quedará libre por estar las órbitas...

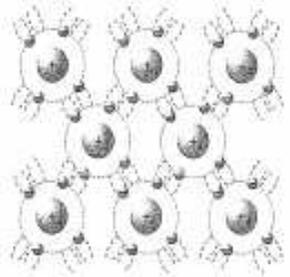


Figura 7.6. Enlaces covalentes en el silicio.

completas. El resultado de la combinación del silicio con la impureza de antimonio es un cristal denominado silicio tipo N, ya que existen cargas negativas libres (Figura 7.7).

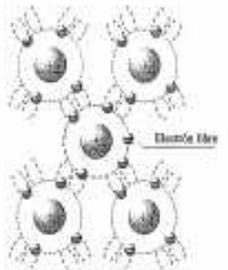


Figura 7.7. Enlaces covalentes incompletos de un cristal de silicio tipo N.

Silicio tipo P: de la misma forma que en el caso anterior, si al silicio en estado puro se le introducen impurezas que, en vez de tener 5 electrones de valencia, solo dispongan de 3, como el indio, el aluminio, el galio, el boro, etc., el enlace covalente será, otra vez, incompleto (Figura 7.8).

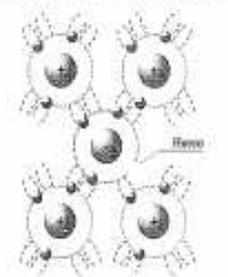


Figura 7.8. Enlaces covalentes incompletos en un cristal P.

© Ediciones Paraninfo
© Ediciones Paraninfo

El átomo de impureza, al tener sólo 3 electrones, no llega a rellenar todos los huecos, pues solo satisface las necesidades de 3 de los 4 átomos de silicio. Se necesita, pues, un electrón más para rellenar ese hueco.

Estos huecos representan una falta de electrones y producen una naturaleza positiva al cristal, que en este caso se denomina silicio tipo P.

7.4. El diodo de unión

El diodo de unión se forma al juntar un cristal tipo P con otro tipo N (Figura 7.9). Da la impresión de que, al juntar estos dos cristales de cargas opuestas, en la unión AB se producirá una neutralización de cargas, pero no es así, ya que en dicha unión aparece una pequeña barrera por efecto de la repulsión que evita este fenómeno.

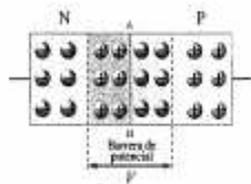


Figura 7.9. Barrera de potencial en una unión PN.

Ahora bien, si conectamos una batería al diodo (Figura 7.10), de tal forma que el polo positivo de esta coincida con el cristal tipo P y el negativo con el cristal tipo N, las cargas negativas serán repelidas hacia la superficie de la unión con gran fuerza y vencerán de ese modo la barrera AB. Por tanto, se producirá una corriente eléctrica I_F a través del diodo, neutralizándose los electrones con los huecos.

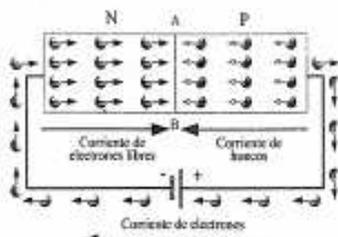


Figura 7.10. Polarización directa de un diodo de unión.

Veamos ahora qué pasaría si conectásemos la batería en sentido contrario (Figura 7.11).

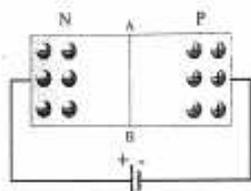


Figura 7.11. Polarización inversa del diodo de unión.

Los electrones libres del cristal N se sentirán atraídos por el polo positivo de la batería y los huecos por el polo negativo de esta, por lo que se crea en la unión AB una especie de vacío que evita la circulación de corriente a través del diodo. En este caso se ha conectado el diodo en sentido inverso. A pesar de ello, siempre existe una pequeña corriente de fuga que recibe el nombre de corriente inversa del diodo (I_R).

Para que el diodo conduzca polarizado en sentido directo, necesita ser sometido a una tensión mínima de polarización, que en el caso del germanio es de 0,2 V y de 0,6 V para el silicio.

Las características de los diodos semiconductores varían gradualmente con la temperatura. De tal forma que, cuanto mayor sea la temperatura de la unión, mayor será el número de electrones libres y, por tanto, aumentará la corriente de conducción. En el germanio estas variaciones son excesivas, por encima de los 75 °C se hace difícil su utilización, mientras que el silicio puede emplearse hasta los 200 °C aproximadamente. En la actualidad, la gran mayoría de semiconductores es de silicio.

7.4.1. Características en polarización directa de un diodo

Obtener las características de polarización de un diodo significa determinar la relación existente entre los diferentes valores de la tensión de polarización (V_F) y la corriente directa (I_F).

Para obtener experimentalmente esta relación habría que realizar el ensayo que se muestra en la Figura 7.12. En ella, la lectura de V_F indica la tensión de polarización directa en voltios y la lectura de la corriente directa I_F .

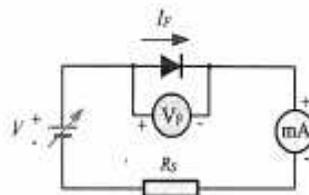


Figura 7.12. Circuito para obtener la curva de polarización directa de un diodo.

En la Figura 7.13 se puede apreciar la curva característica de polarización del diodo ensayado. La curva tiene forma exponencial en las proximidades del cero y se acerca al valor de la intensidad de corriente máxima admisible a medida que aumenta la tensión. Esto indica que la resistencia del diodo es de muy bajo valor y que disminuye rápidamente al aumentar la tensión.

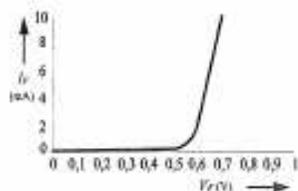


Figura 7.13. Curva de polarización directa de un diodo.

Cuando polarizamos directamente un diodo, este no comienza a conducir de una forma apreciable hasta que le aplicamos la mínima diferencia de potencial de barrera, conocida por el nombre de tensión umbral. En el caso del germanio esta tensión es de 0,2 V y en el del silicio 0,6 V. Por debajo de esta tensión, la corriente es muy pequeña y por encima aumenta considerablemente.

7.4.2. Características en polarización inversa de un diodo

Para obtener la curva característica inversa bastará con invertir la corriente del diodo, de tal forma que el cristal N esté conectado al positivo de la pila y el P al negativo (Figura 7.14).

Ya se dijo anteriormente que cuando el diodo queda sometido a una tensión inversa V_R , aparece una pequeña corriente de fuga I_R , a la cual denominábamos corriente in-

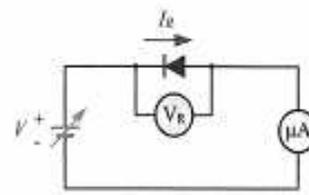


Figura 7.14. Circuito para obtener la característica inversa de un diodo.

versa. Esta corriente es del orden de unos μA o nA , tal como se puede apreciar en la curva de la Figura 7.15 correspondiente a la característica inversa del diodo.

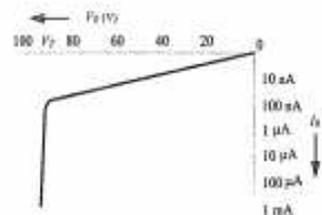


Figura 7.15. Característica inversa de un diodo.

Los fabricantes de diodos expresan el valor de la corriente inversa en sus hojas de especificaciones técnicas. Así, por ejemplo, la serie de diodos con la referencia 1N4001 a 1N4007 establece una corriente inversa de 10 μA cuando son polarizados inversamente.

Observa que, según se aumenta la tensión inversa, también lo hace la corriente, hasta que se llega a un valor V_R llamado tensión de ruptura del diodo. En este momento aparece un efecto de avalancha y aumenta bruscamente la intensidad de corriente inversa, lo que provoca la destrucción del diodo por la excesiva disipación de calor.

Para que esto no ocurra, es necesario diseñar las condiciones de trabajo del diodo con una tensión inversa siempre menor a su tensión de ruptura.

Los fabricantes de diodos especifican los valores de la tensión inversa *pico* en sus hojas de especificaciones técnicas. Así, por ejemplo, mientras el diodo con la referencia 1N4001 soporta una tensión máxima inversa de 50 V, el 1N4007 llega a soportar 1.000 V.



En el MATERIAL WEB elaborado para este texto se incluyen las hojas de características de la familia de diodos 1N4001-1N4007.

En la Figura 7.16, se muestra la curva característica completa de un diodo de unión.

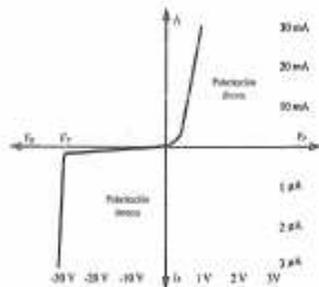


Figura 7.16. Curva característica de un diodo de unión.

7.4.3. Potencia y corriente nominal

Un diodo se diseña para trabajar óptimamente en unas condiciones nominales determinadas. Existen dos formas de provocar la destrucción de un diodo:

- Exceder la tensión inversa de ruptura.
- Exceder la potencia máxima nominal.

Como ocurría con las resistencias, los diodos poseen una cierta capacidad de disipar el calor que se produce en su unión. Este calor depende de la potencia a la que trabaja el diodo, que depende, a su vez, del producto de la corriente por la tensión de este.

Si la potencia que se produce en el diodo es superior a su capacidad de disipación, este aumentará excesivamente su temperatura y acabará deteriorándose.

Existen algunos fabricantes que especifican la potencia nominal de sus diodos en las hojas de información técnica. No obstante, lo normal es que en estas informaciones únicamente aparezca la corriente máxima de polarización directa. Bastará con no sobrepasar este valor para que en ningún caso se supere la potencia máxima nominal.

Así, por ejemplo, la gama de diodos con la referencia 1N4001 a 1N4007 permite una corriente directa nominal de 1 A, mientras que el diodo 1N418 permite una corriente directa de 150 mA y una disipación de potencia a $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ de 500 mW.

7.4.4. Línea de carga de un diodo

Mediante el conocimiento de la línea de carga, podremos encontrar el valor exacto de la corriente y la tensión del diodo para una carga determinada.

En el circuito de la Figura 7.17 se puede apreciar una fuente de tensión V que suministra energía a una resistencia R_S en serie con un diodo. La tensión que aparecerá en él es V_F . La tensión que aparece en los bornes de R_S será igual a la tensión total V menos la caída de tensión V_F que provoca el diodo.

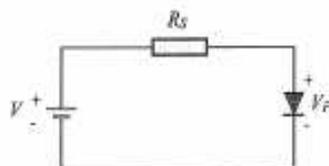


Figura 7.17. Circuito para trazar la línea de carga de un diodo.

Aplicando la ley de Ohm, obtenemos la corriente del circuito:

$$I_F = \frac{V - V_F}{R_S}$$

Esta corriente se puede representar mediante una recta que nos ayudará a determinar el punto de trabajo del diodo para unos valores determinados de tensión V y resistencia R_S .

Actividad resuelta 7.1

El valor de la corriente en el circuito de la Figura 7.18 es:

$$I_F = \frac{1,2 - V_F}{175}$$

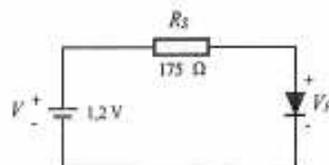


Figura 7.18.

Observa cómo aparece una relación lineal entre la corriente y la tensión.

Para realizar una representación gráfica de esta ecuación, basta con dar valores a V_F y obtener diferentes puntos de la línea.

En el caso de que

$$V_F = 0 \text{ V}, I_F = \frac{1,2 - 0}{175} = 0,007 \text{ A} = 7 \text{ mA}$$

En el caso de que

$$V_F = 1,2 \text{ V}, I_F = \frac{1,2 - 1,2}{175} = 0$$

En el caso de que la curva característica del diodo sea la que se representa en la Figura 7.19, la línea de carga será una recta que corte los puntos de 1,2 V y 7 mA. El punto de intersección de estas dos curvas nos indica los valores de la tensión y corriente del diodo para una tensión de 1,2 V y una resistencia limitadora de 175 Ω .

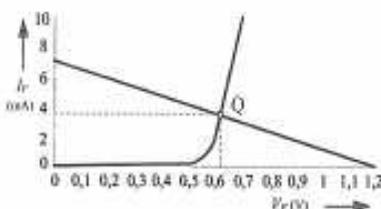


Figura 7.19. Recta de carga del diodo.

En nuestro ejemplo se obtiene una corriente de 3,6 mA y una tensión de polarización directa en el diodo de 0,62 V. A este punto se lo denomina punto de funcionamiento del diodo.

7.4.5. Característica aproximada de un diodo

Al estudiar las resistencias y condensadores, hemos tenido oportunidad de comprobar que los valores de la resistencia y la capacidad de estos dispositivos poseen un cierto margen de tolerancia. Lo mismo ocurre con los valores característicos de un diodo, de los cuales no se puede afirmar que sean exactos. Por esta razón, se puede encontrar una curva característica aproximada de trabajo de un diodo sin cometer, por nuestra parte, grandes errores. Además, este hecho simplifica notablemente la resolución de los circuitos con diodos.

En la Figura 7.20, se muestra dicha curva aproximada. Se supone que cuando el diodo está polarizado con una ten-

sión inversa, este se comporta como un interruptor abierto y no deja pasar ninguna corriente eléctrica.

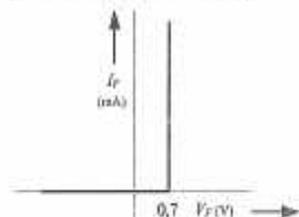


Figura 7.20. Característica aproximada de un diodo.

Por otro lado, se considera que se necesitan aproximadamente unos 0,7 V para que un diodo de silicio conduzca como un interruptor cerrado. Se supone que, hasta que no se alcance esa tensión, la corriente directa es nula.

De esta explicación se podrían sacar los esquemas equivalentes de las Figuras 7.21(a) y (b).

Cuando el diodo es polarizado directamente se comporta como un interruptor cerrado en serie con una fuente de tensión de 0,7 V. De tal forma que, si la tensión de polarización es superior a 0,7 V, el interruptor se cierra [Figura 7.21(a)].

Si se invierte la tensión de polarización del diodo, este se comporta como un interruptor abierto [Figura 7.21(b)].

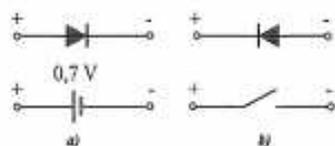


Figura 7.21. (a) Diodo polarizado directamente. (b) Diodo polarizado inversamente.

Actividad resuelta 7.2

¿Cuál será la corriente directa del diodo del circuito de la Figura 7.22?

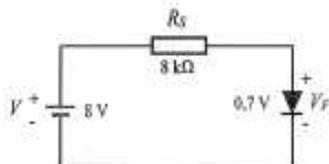


Figura 7.22.

Solución: Para resolver este ejercicio, basta con tener en cuenta la curva característica aproximada, aplicando la ley de Ohm:

$$I = \frac{8 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{8.000 \Omega} = 0,00091 = 0,91 \text{ mA}$$

Actividad propuesta 7.1

¿Qué valor debería poseer R_x en el circuito de la Actividad resuelta 7.2 para conseguir una corriente directa por el diodo de 7,3 mA?

Resultado: 1 k Ω

7.4.6. Hoja de características de un diodo

Partiendo de la hoja de características del diodo 1N4004 vamos a analizar los principales parámetros que figuran en las mismas.

En la Figura 7.23 se muestra el encapsulado y las medidas del diodo.

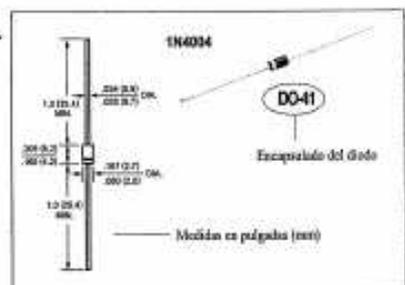


Figura 7.23. Encapsulado y medidas del diodo 1N4004.

Como se puede observar, del recorte extraído de las hojas de características, la tensión pico máxima que soporta este diodo en corriente alterna es de 400 V, y la corriente directa máxima es de 1 A.

MAXIMUM RATINGS (at Ta = 25°C unless otherwise noted)			
RATINGS	SYMBOL	1N4004	UNITS
Maximum Reverse Peak Reverse Voltage	V _{RM}	400	Volts
Maximum RMS Voltage	V _{RRM}	250	Volts
Maximum DC Blocking Voltage	V _{RR}	400	Volts
Maximum Average Forward Rectified Current at Ta = 25°C	I _F	1.0	Amps

Tensión inversa pico máxima (CA)
Tensión inversa eficaz máxima (CA)
Tensión inversa continua máxima (CC)
Corriente máxima directa

Figura 7.24. Valores máximos.

Del recorte de la Figura 7.25 se deduce que la tensión de polarización directa máxima a una corriente de 1 A, es de 1,1 V. Además, la corriente inversa es de 5 μ A a 25 °C.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (at Ta = 25°C unless otherwise noted)			
CHARACTERISTICS	SYMBOL	1N4004	UNITS
Maximum Instantaneous Forward Voltage at 1.0A DC	V _F	1.1	Volts
Maximum DC Reverse Current @ Ta = 25°C	I _R	5.0	microamps
Reverse Saturation Current @ Ta = 100°C	I _S	25	microamps

Tensión directa máxima a 1 A en CC
Corriente inversa máxima a 25°C en CC
Corriente inversa máxima a 100°C en CC

Figura 7.25. Características eléctricas.

En la Figura 7.26 se muestra la curva de polarización directa de este diodo.

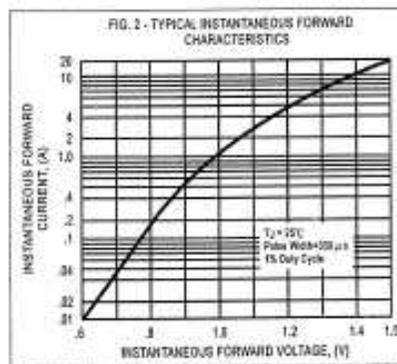


Figura 7.26. Curva de polarización directa.

7.5. Dispositivos optoelectrónicos

Dentro de la denominación de dispositivos optoelectrónicos se incluyen todos aquellos elementos semiconductores capaces de producir una radiación luminosa comprendida dentro del espectro visible o fuera de él (infrarrojos), como lo son los diodos LED. También se incluyen los componentes sensibles a la luz, como, por ejemplo, los fotodiodos.

7.5.1. Diodos luminiscentes (LED)

Seguro que ya conoces este tipo de dispositivo electrónico, ya que poseen una gran aplicación como elementos señalizadores del encendido de cualquier equipo electrónico, como puede ser: un equipo de sonido, un ordenador, etc. Haciendo combinaciones con ellos, también pueden ser empleados para visualizar números y letras en pequeños indicadores luminosos (displays), con los cuales se pueden presentar los resultados en equipos de medida, calculadoras, etc.

En la Figura 7.27(a) se muestra el aspecto de un diodo LED y en la Figura 7.27(b) su representación esquemática.

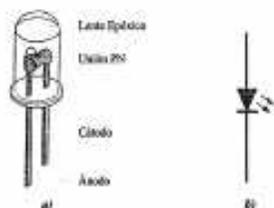


Figura 7.27. Diodo LED. (a) Aspecto físico. (b) Símbolo.

Actividad experimental 7.2

Consigue un diodo LED, estudia su aspecto y conéctalo a través de una resistencia serie de unos 430 Ω a una fuente de alimentación de 10 V, tal como se muestra en la Figura 7.28.

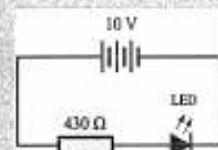


Figura 7.28.

Habrás podido comprobar que para que el diodo LED se ilumine, hay que conectarlo de tal forma que quede polarizado directamente. El terminal que representa al ánodo suele aparecer en el componente indicado con una marca (este terminal suele tener una longitud mayor que la del cátodo.) Por si fuera poco, se añade un pequeño aplanamiento en la cápsula en las inmediaciones del terminal del cátodo.) En el caso de no estar seguro de cuál es cada uno de los terminales, se puede verificar el estado de conducción con un polímetro, tal como se hacía con los diodos de unión PN.

¿Se enciende el diodo LED, al polarizarlo directamente?

Los diodos LED se fabrican mediante la unión de dos cristales semiconductores PN, a los que se les ha contaminado de una forma especial. Cuando una unión de este tipo se polariza con una tensión directa, al igual que ocurría con los diodos convencionales, los electrones de valencia del cristal tipo N atraviesan la unión y se recombinan con los huecos del cristal tipo P. Dado que dichos electrones se trasladan de un nivel de energía más alto a uno más bajo, se produce una liberación de energía, que en este tipo de diodos se manifiesta en forma de radiaciones electromagnéticas dentro del espectro luminoso.

Los diodos LED se fabrican con elementos especiales, como arseniuro de galio (GaAs) y fósforo. Para conseguir modificar la longitud de onda de la radiación de la onda luminosa y así conseguir diodos con emisiones de diferentes colores (rojo, naranja, verde, amarilla, azul, o infrarrojo), se contaminan los cristales de una forma adecuada. Así por ejemplo, los diodos luminiscentes fabricados con galio y fósforo (GaP) emiten luz roja cuando se les añade óxido de cinc y emiten luz verde con la adición de nitrógeno.

Características de los LED

Aparte del color de los diodos luminiscentes, sus características más relevantes son similares a las de los diodos convencionales:

La **tensión directa** (V_F) es la caída de tensión que se produce entre los extremos del diodo LED cuando por él fluye la corriente directa. Esta tensión suele ser del orden de 1,5 a 2,2 V para la mayor parte de los modelos. Cuando se desconoce la tensión directa exacta, bastará con tomar como valor aproximado 2 V.

La **corriente de excitación directa** (I_F) es la corriente que debe circular por el diodo LED para alcanzar la intensidad luminosa esperada. Para la mayoría de los modelos, esta corriente está comprendida entre 10 y 50 mA.

La corriente inversa (I_p) es la máxima corriente que puede fluir por el diodo luminiscente cuando a este se le aplica una tensión de polarización inversa. Este valor suele estar en torno a los 10 μ A.

La **disipación de potencia** es aquella parte de la potencia que el diodo luminiscente no convierte en luz y que acaba degradándose en calor, por lo que tiene que evacuarla al exterior. Por esta razón, los diodos LED se conectan en serie con una resistencia, con el fin de limitar la corriente que fluye por ellos. Para calcular dicha resistencia, se aplica la ley de Ohm al circuito de la Figura 7.29:

$$I_p = \frac{V - V_f}{R_s} \quad R_s = \frac{V - V_f}{I_p}$$

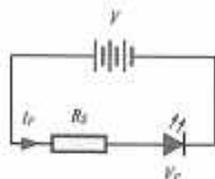


Figura 7.29. Conexión de un diodo LED.

En la Tabla 7.1 se muestran las características de algunos tipos de diodos LED.

Tabla 7.1. Características de diodos LED.

Tipo indicador	Rojo		1,2 V	5 mA
Alta luminosidad	Rojo		1,2 V	20 mA
Tipo indicador	Verde		1,6 V	5 mA
	Amarillo			
Alta luminosidad	Azul		3,7 V	20 mA
	Blanco			

Actividad resuelta 7.3

Se quiere determinar la resistencia que hay que conectar en serie con un diodo LED para una tensión de fuente de 12 V. Para ello, tendremos en cuenta que su

tensión directa es de 2 V y que con 20 mA de corriente directa se consigue una emisión luminosa aceptable.

Solución: Aplicando la ley de Ohm al circuito, tendremos que:

$$R_s = \frac{V - V_f}{I_f} = \frac{12 - 2}{0,020} = 500 \Omega$$

Actividad propuesta 7.2

¿Cuál tendría que ser el valor de la resistencia de la Actividad resuelta 7.3, si la tensión de la fuente fuese 9 V?

Resultado: 350 Ω

Las ventajas que poseen los diodos LED, para aplicaciones de señalización, frente a las pequeñas lámparas incandescentes son innumerables, tales como pueden ser: gran duración, elevada resistencia mecánica frente a los impactos y las vibraciones, tamaño reducido y pequeño consumo, que los hacen ideales para aplicaciones en combinación con otros semiconductores.

Una de las aplicaciones que se puede hacer de los diodos LED, es la fabricación de indicadores numéricos de siete segmentos (displays). Mediante siete diodos luminiscentes dispuestos como se indica en la Figura 7.30, se pueden representar dígitos del 0 al 9. Para ello, se excitan simultáneamente las combinaciones de diodos que se corresponden en cada caso.

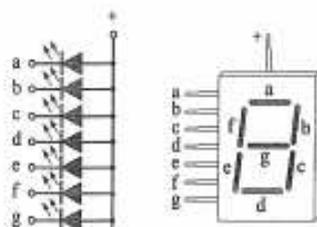


Figura 7.30. Indicador de siete segmentos con diodos LED.

Actividad propuesta 7.3

¿Qué diodos habrá que excitar simultáneamente en el indicador de siete segmentos de la Figura 7.30 para que se ilumine el número 5?

Resultado: a, f, g, c, d

En la actualidad, los indicadores de cristal líquido (LCD) están desplazando a los indicadores con diodos luminiscentes a campos de aplicación más reducidos.

7.5.2. Fotodiodos

Este dispositivo es un diodo especialmente diseñado para que sea sensible a las radiaciones luminosas que en él incidan, de tal forma que al aumentar estas, también lo haga la corriente inversa que fluya por el fotodiodo. Una de las aplicaciones fundamentales de este dispositivo es como fotodetector, elemento capaz de transformar una magnitud luminosa en eléctrica.

Veamos cómo funciona este dispositivo: recuerda cómo cuando a un diodo unión PN se le aplica energía térmica se rompe un número determinado de enlaces covalentes y, por tanto, aparece en ambos cristales un número determinado de portadores de carga minoritarios. Pues bien, en este tipo de diodos además aparece un aumento de portadores minoritarios cuando se aplica energía en forma de radiaciones luminosas. De esta forma, si conectamos un fotodiodo con una tensión de polarización inversa, fluirá una pequeña corriente inversa por él. Los fotodiodos se fabrican de tal forma que la luz pueda incidir en ellos, de tal manera que cuando la intensidad de la radiación luminosa se hace más grande, aumentan los portadores minoritarios y con ellos la corriente inversa. Así se consigue que exista una relación determinada entre la luz y la corriente.

En la Figura 7.31, se muestra el circuito de un fotodiodo polarizado inversamente. Las flechas, que apuntan hacia el componente, indican que el diodo aprovecha la incidencia de la luz en él para funcionar.

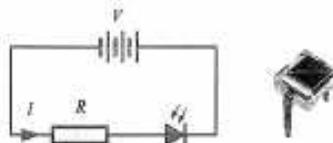


Figura 7.31. Circuito con fotodiodo.

En la Figura 7.32 se muestra la curva de polarización inversa de un fotodiodo.

Observa cómo, al aumentar la intensidad de la radiación luminosa (su unidad de medida es el lux), también lo hace la corriente inversa.

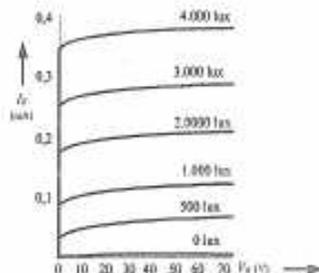


Figura 7.32. Curvas características de un fotodiodo.

Una de las aplicaciones que se puede hacer del fotodiodo, en combinación con el diodo luminiscente, es la fabricación de un optoacoplador, tal como se muestra en la Figura 7.33. Estos dos elementos se integran en un solo elemento.

Con un optoacoplador se pueden aislar eléctricamente dos circuitos entre los que hay que intercambiar una determinada señal. La señal de entrada se aplica al diodo LED, con lo que este genera una intensidad luminosa que estará en función de la corriente entregada por la señal. Esta radiación luminosa incide en el fotodiodo, el cual generará una corriente en la salida proporcional a la entregada a la entrada del optoacoplador. Con el uso de optoacopladores se eliminan todos los riesgos que pueden surgir al conectar circuitos que trabajan con señales de muy pequeñas tensiones, con otros circuitos que lo hacen con tensiones elevadas. Por ejemplo, se utilizan para aislar la salida de un ordenador con circuitos exteriores que estén alimentados con tensiones peligrosas. También se utilizan en electrocardiografía para aislar los circuitos de los electrodos que se han de aplicar al cuerpo humano y en otras muchas aplicaciones.

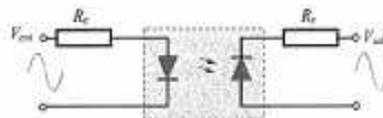


Figura 7.33. Optoacoplador.

Prácticas de laboratorio

7.1. Comprobación de un diodo con polímetro analógico.

Consigue un diodo y un polímetro. Para comprobar si el estado de la unión del diodo es perfecto, basta con conectar el polímetro utilizado como óhmetro entre sus terminales, de tal forma que la punta de prueba negra (-) esté unida al ánodo del diodo y la roja (+) al cátodo (Figura 7.34).



Figura 7.34. Comprobación de un diodo mediante polímetro analógico.

Si el resultado de la medida es 0 ohmios será señal de que el diodo está en buen estado (la fuente de alimentación del óhmetro ha polarizado directamente al diodo). Una vez que hayas comprobado esto último, invierte las conexiones. Si el polímetro indica infinito (en este caso la fuente de alimentación polariza inversamente al diodo), el diodo está en perfecto estado.

Si al realizar estas comprobaciones se mide una resistencia alta con ambas polarizaciones, nos indicará que el diodo está abierto. En el caso de que se mida una resistencia baja con ambas polarizaciones estaremos ante un diodo en cortocircuito. En el caso de que se mida una resistencia relativamente baja con la polarización inversa estaremos ante un diodo con fugas.

Conviene tomar ciertas precauciones cuando se trata de comprobar diodos de pequeña potencia, ya que se puede dar el caso de que la corriente que proporciona el óhmetro para tomar la medida sea suficiente para destruir el diodo. En estos casos, es aconsejable el uso de las escalas más altas del óhmetro, ya que estas reducen la corriente de medida a valores aceptables.

7.2. Comprobación de un diodo con polímetro digital. Estos aparatos de medida poseen un campo de medida específico para medir diodos, y que aparece representado con el símbolo del diodo. Si conectamos la punta de prueba negra (-) al ánodo del diodo y la roja (+) al

ánodo, el polímetro muestra en la pantalla digital la tensión de polarización directa, por ejemplo 0,476 V.

En el caso de invertir los cables de conexión (polarización inversa), en la pantalla se lee 1, lo que nos indica que el diodo no conduce y que está en buen estado. Si en ambas comprobaciones, aparece 1 en la pantalla, estamos ante un diodo defectuoso que se encuentra abierto. En el caso de que apareciera 0 en ambas comprobaciones, el diodo estaría en cortocircuito.

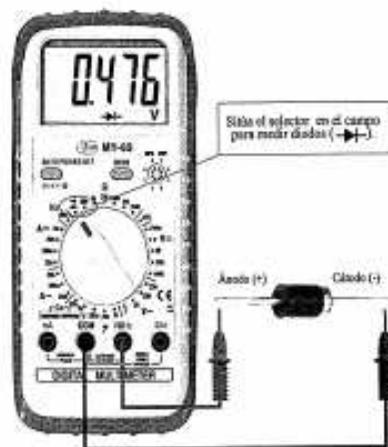


Figura 7.35. Comprobación de un diodo mediante el polímetro digital.

7.3. Identificación de las características de los diodos semiconductores. Toma un conjunto de diferentes diodos semiconductores, determina su polaridad y comprueba con el polímetro su estado. A continuación, identifica su referencia y consigue las hojas de especificaciones técnicas que facilita su fabricante. Con ellas determina sus características más relevantes. Una vez hecho esto, observa las diferencias existentes entre las siguientes características de dichos diodos: corriente y potencia nominal, tensión de ruptura y corriente inversa. Para facilitar la tarea de identificación de los diodos, consigue los códigos y normas internacionales más usuales para identi-

car dispositivos semiconductores y comprueba las referencias dadas por los fabricantes de los diodos.



En las siguientes direcciones de Internet podrás encontrar las características que necesitas de cualquier componente electrónico (diodos, transistores, CI, etc.):

- <http://www.datasheetlocator.com/es/>
- <http://www.datasheetcatalog.net/es/>

7.4. Obtención de curva de polarización directa de un diodo. Mediante el circuito de la Figura 7.36 vamos a determinar la curva característica del diodo 1N4001. Para hacerlo correctamente, ten en cuenta las siguientes consideraciones:

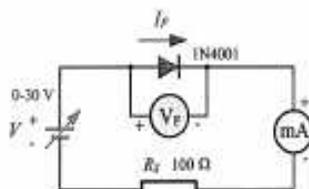


Figura 7.36. Circuito para obtener la curva característica de un diodo.

1) Consultar las características del diodo por ensayar que facilitan los fabricantes en las hojas de especificaciones técnicas y tener en cuenta los valores máximos de tensión inversa y corriente directa del mismo.

2) Para realizar el ensayo necesitaremos una fuente de alimentación variable de 0 a 30 V, dos polímetros (uno, utilizado como voltímetro, para medir la tensión directa y otro, utilizado como miliamperímetro, para la medida de la corriente directa), y una resistencia de 100 Ω . En la Figura 7.37 se muestra el esquema de montaje práctico sobre placa protoboard.

3) Comenzar el ensayo con una tensión de 0 voltios; ir aumentando los valores de tensión de la fuente hasta conseguir una tensión directa en el diodo de 0,1 V. Tomar la lectura del miliamperímetro y anotar los resultados en la siguiente tabla de datos.

Tabla de datos

Tensión (V)	Corriente (mA)	Tensión (V)	Corriente (mA)
	0,1		
	0,2		
	0,3		
	0,4		
	0,5		
	0,6		
	0,7		
	0,8		

4) Seguir aumentando la tensión de la fuente para conseguir incrementos en la tensión del diodo de 0,1 V hasta llegar a los 0,8 V e ir anotando las lecturas de los diferentes aparatos de medida.

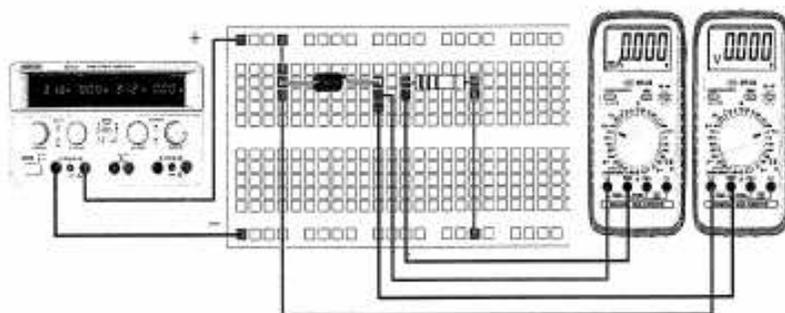


Figura 7.37. Montaje práctico sobre placa protoboard.

5) Invertir la polaridad de la fuente de alimentación y tomar varios puntos de medida, procurando no sobrepasar el valor máximo de la tensión máxima de ruptura del diodo.

4) Con los puntos obtenidos, trazar la curva característica del diodo. Comparar la curva obtenida con la facilitada por el fabricante.

7.5. **Circuito para dos niveles de iluminación.** Se trata de aprovechar la propiedad que posee el diodo semiconductor de conducir en un solo sentido. El circuito consiste, básicamente, en conectar en serie un diodo a una lámpara sometida a corriente alterna, tal como se indica en la Figura 7.38. Dado que el diodo solo permite el paso de la corriente en un solo sentido, los semiciclos negativos de la red de C.A. quedan anulados para la lámpara. De esta forma, la tensión que aparece en ella será igual al valor medio de los semiciclos positivos. Esta tensión viene a ser un poco menor de la mitad del valor eficaz de la tensión alterna original. Con este circuito, podemos conseguir reducir aproximadamente a la mitad la tensión a que sometemos a la lámpara y con ello reducir la potencia y la luminosidad que esta produce.

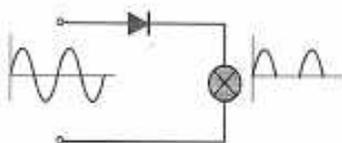


Figura 7.38. El diodo hace que la lámpara solo funcione durante la mitad del ciclo.

Para conseguir que la lámpara trabaje a dos niveles diferentes de iluminación se propone el circuito de la Figura 7.39.

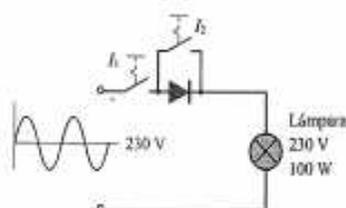


Figura 7.39. Circuito para conseguir dos niveles de iluminación.

Su funcionamiento es como sigue: estando el interruptor I_1 cerrado y el I_2 abierto, toda la corriente debe fluir por el diodo, por lo que, teniendo en cuenta que el valor eficaz de la C.A. es de 230 V, la tensión que aparece en la lámpara es igual a:

$$V_{\text{lámpara}} = \frac{V_{\text{máx}}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{\text{eficaz}} \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{2}} = \frac{230 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{2}} = 325 \text{ V}$$

por lo que esta se enciende a media luz. Si ahora cerramos el interruptor I_2 , el diodo queda puentado y anulado, con lo que en la lámpara aparece toda la tensión y funciona a plena potencia.

Monta el circuito propuesto en la Figura 7.39 y comprueba su funcionamiento, midiendo las diferentes tensiones que aparecen en él para las dos posibilidades de iluminación.

El diodo que se utilizará para este montaje deberá ser capaz de soportar la corriente normal del circuito, así como tener una tensión inversa de ruptura superior a la tensión máxima que bloques (en este caso tendrá que ser mayor a 325 V). De los diodos que se exponen en la Tabla 7.2, ¿cuál se podría utilizar para esta aplicación?

Tabla 7.2.

Modelo	Tensión inversa (V)	Corriente (A)
1N4003	200 V	1 A
1N4004	400 V	1 A
1N5406	600 V	3 A

El diodo conectado en serie como reductor de la tensión en circuitos de C.A. para cargas resistivas también se puede utilizar para adaptar receptores de 110 V a redes de 230 V. También se suele usar para conseguir dos niveles de potencia en un calefactor eléctrico.

7.6. **Identificación de componentes optoelectrónicos.** Consigue los esquemas de algún circuito electrónico donde aparezcan diodos LED, fotodiodos y optoacopladores. Reconoce su ubicación en el circuito, comprueba su polarización y examina su función en dicho circuito.

Al finalizar cada una de estas actividades, deberás elaborar un informe-memoria sobre la actividad desarrollada, indicando los resultados obtenidos y estructurándolos en los apartados necesarios para su adecuada documentación (descripción del proceso seguido, medios utilizados, esquemas y planos utilizados, cálculos, medidas, etc.).

Actividades de comprobación

7.1. ¿A qué tensión de polarización comienzan a conducir los diodos de silicio?

- 0,3 V.
- 1 V.
- 0,8 V.

7.2. ¿A qué se debe una corriente inversa elevada por el diodo?

- A la aplicación de una tensión directa también elevada.
- A la aplicación de una tensión inversa también elevada.
- A la elevación de la corriente por el diodo.

7.3. ¿Cuál es la disipación de potencia en un diodo de silicio polarizado directamente, si la tensión del diodo es de 0,7 V y la corriente es 500 mA?

7.4. Determina la corriente que se establece por un diodo de silicio que se conecta en serie con una resistencia de 1 k Ω si se polariza directamente por una fuente de tensión de 10 V.

7.5. En la Figura 7.40 está representada la curva característica del diodo comercial 1N4007. En el caso de que alimentemos a este diodo con una fuente de tensión de 5 V y a través de una resistencia limitadora de 5 Ω , determina la línea de carga, los valores de V y de I , en el punto de trabajo del diodo, para una temperatura de 25 $^{\circ}\text{C}$ y la disipación de potencia de este.

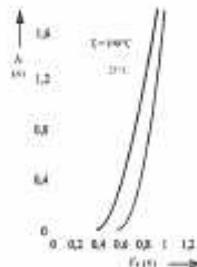


Figura 7.40. Curva característica del diodo 1N4007.

7.6. En la Tabla 7.3 se muestran algunas de las especificaciones de una serie de diodos. ¿Cuál de estos diodos trabajaría en óptimas condiciones en el circuito de la Figura 7.41?

Tabla 7.3.

Modelo	Tensión inversa (V)	Corriente (A)
1N914	75 V	200 mA
1N5404	400 V	3 A
1N4003	200 V	1 A

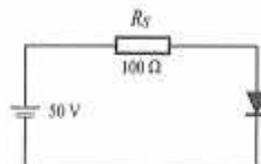


Figura 7.41.

7.7. ¿Qué valor deberá tener la resistencia R_L en el circuito de la Figura 7.41 para poder utilizar el diodo 1N914.

7.8. En el circuito de la Figura 7.41 se mide con un voltmetro una tensión de 0 V entre los terminales del diodo y 50 V entre los terminales de la fuente de alimentación, ¿cuál es la posible causa de esta anomalía?

- La unión del diodo está en cortocircuito.
- La unión del diodo ha quedado abierta.
- Ninguna anomalía. El funcionamiento es el adecuado.

7.9. En el circuito de la Figura 7.41 se mide con un voltmetro una tensión de 50 V entre los terminales del diodo, ¿cuál es la razón de esta anomalía?

- La unión del diodo está en cortocircuito.
- La unión del diodo ha quedado abierta.
- Ninguna anomalía. El funcionamiento es el adecuado.

7.10. ¿Qué resistencia comercial habrá que conectar a un diodo LED para que este trabaje con una corriente directa de unos 18 mA y una tensión directa de 2 V, si se le conecta a una tensión de 50 V?

■ Actividades de ampliación

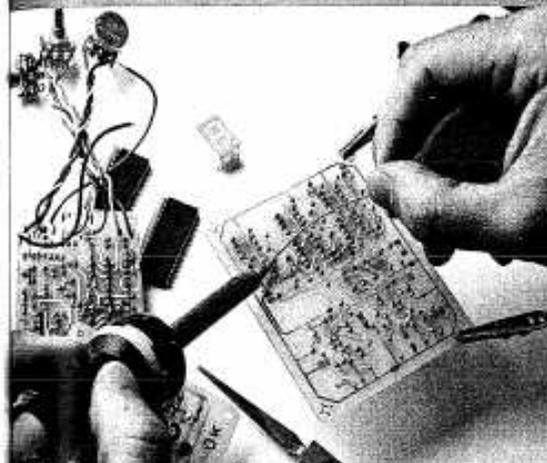
7.1. Busca en Internet una relación completa de los diferentes encapsulados en los que se fabrican los diodos. Describe sus características, tamaño y el uso que se le da para las diferentes aplicaciones.

A modo de ejemplo, en la Figura 7.42 se muestra una tabla resumen de los encapsulados para los diodos más comunes.

			
DO-41	DO-35	TO-220AC	SOT-223
			
PWRTAB	SOD-27	SOD-57	SOD-80
			
SMA	Dpak	SOD-123	D618sl
			
DO-5	TO-3	TO-200AB	TO-48

Figura 7.42. Encapsulados para los diodos.

Aplicación de los diodos a circuitos de rectificación



La energía eléctrica que se produce en grandes cantidades en las centrales eléctricas en forma de corriente alterna y de poca tensión como se muestra en la Tabla 7.1. Para que las aplicaciones donde se requiere una alimentación de corriente continua (alimentación de equipos electrónicos, motores de C.C., equipos de carga de baterías, etc.) se necesite disponer de dispositivos que sean capaces de convertir la C.A. en C.C. Nos referimos a las fuentes de alimentación.

Con y como complemento práctico, aprenderemos las técnicas que el proceso de la elaboración de una placa de circuito impreso, así como las de soldadura y montaje de componentes electrónicos. Para ello, proporcionamos la

Contenidos

Objetivos

8.1. Circuitos de rectificación

Como circuito rectificador se conoce aquel que tiene la función de convertir o rectificar la C.A. en C.C. Dependiendo del número de diodos que utilizemos y cómo los conectemos, se pueden construir rectificadores de media onda y de onda completa.

Por lo general, los circuitos de rectificación suelen ser una parte importante de las fuentes de alimentación. Estas fuentes suelen disponer de un transformador con el objeto de reducir la tensión de la red eléctrica a valores más adecuados para los equipos que se van a alimentar.

Además de estos elementos, las fuentes de alimentación suelen incorporar en su etapa final un circuito de filtrado, con el fin de conseguir una corriente lo más continua posible.

En la Figura 8.1 se muestran, de una forma esquemática, las diferentes etapas de las fuentes de alimentación que vamos a estudiar en esta unidad.

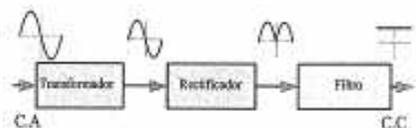


Figura 8.1. Etapas de una fuente de alimentación simple.

8.2. Circuito rectificador de media onda

Cuando se introduce una tensión de C.A. a la entrada del circuito, mostrado en la Figura 8.2, en la salida aparece una tensión de C.C. pulsante. La resistencia R_L representa al receptor al que se le suministra C.C.

Este circuito funciona de la siguiente forma: en el momento en que los valores de la tensión instantánea son positivos

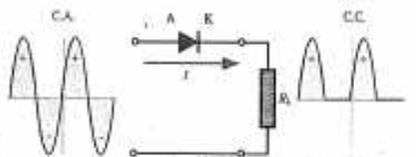


Figura 8.2. Circuito rectificador de media onda.

y superiores a la tensión umbral del diodo (recuerda: 0,7 V para el silicio y 0,3 V para el germanio), este se polariza directamente y, por tanto, aparece una corriente eléctrica por R_L . En el instante en que la tensión de C.A. cambia de positiva a negativa (siguiente semiciclo), el diodo queda polarizado inversamente y, no teniendo en cuenta la corriente de fuga, la corriente por R_L se interrumpe. Por esta razón, este semiciclo no aparece en la curva de la tensión continua de la salida.

En el caso de que se invirtiese la polaridad del diodo, el resultado obtenido sería el que se muestra en la Figura 8.3.

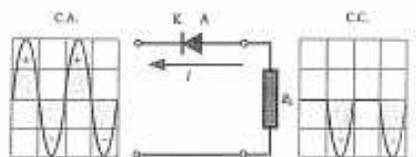


Figura 8.3. Al invertir el diodo aparece en la salida el semiciclo negativo.

Valor medio de tensión rectificadora de media onda

Actividad experimental 8.1

Con ayuda del entrenador didáctico vamos a obtener, de una forma experimental, la relación existente entre el valor pico máximo de la tensión de C.A. aplicada a la entrada y el valor medio de C.C. de la tensión de salida correspondiente a un circuito rectificador de media onda. Para ello, monta el circuito de la Figura 8.4. A continuación, mide con un voltímetro de C.A. el valor eficaz de la tensión de entrada (V_1) y con un voltímetro de C.C. el valor medio de la tensión de salida del rectificador (V_2).

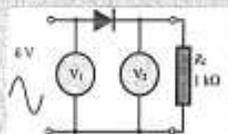


Figura 8.4.

Teniendo en cuenta que la relación existente entre el valor pico máximo de la C.A. y su correspondiente valor eficaz es: $V_{\text{máx}} = \sqrt{2} V_{\text{eficaz}}$, determina la relación aproximada entre el valor medio de la onda rectificadora (V_2) y el valor pico máximo.

En el caso de que se despreja la caída de tensión producida por el diodo y considerando que el valor máximo de la tensión no varía, se puede demostrar matemáticamente que el valor medio de la señal de media onda es igual a:

$$V_{\text{med}} = \frac{V_{\text{máx}}}{\pi}$$

A este valor también se lo denominan de C.C., ya que va a ser el que aparece en la lectura de un voltímetro de C.C. ($V_{\text{med}} = V_{\text{CC}}$).

Si tenemos en cuenta que en el diodo aparece una caída de tensión de unos 0,7 V, tendremos una tensión para la carga de:

$$V_{\text{CC}} = \frac{V_{\text{máx}} - 0,7}{\pi}$$

Actividad resuelta 8.1

¿Cuál será la lectura de un voltímetro de C.C. conectado a la salida de un rectificador de media onda si a su entrada se le aplica una tensión alterna senoidal de 230 V de valor eficaz?

Solución: Primero calculamos el valor máximo de la tensión:

$$V_{\text{máx}} = V_{\text{ef}} \sqrt{2} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325,27 \text{ V}$$

$$V_{\text{CC}} = \frac{325,27 - 0,7}{\pi} = 103,31 \text{ V}$$

Intensidad de corriente por el diodo

Para determinar esta corriente, lo único que hay que hacer es tener en cuenta la tensión de C.C., la resistencia de carga R_L :

$$I_{\text{CC}} = \frac{V_{\text{CC}}}{R_L}$$

Hay que tener en cuenta que, en este tipo de rectificadores, la corriente que atraviesa al diodo rectificador es la misma que fluye por la carga.

Es muy importante conocer el valor de la corriente de C.C. por el diodo, ya que esta no debe ser mayor, en ningún caso, a la corriente nominal que aparece en las hojas de especificaciones técnicas que proporciona el fabricante de diodos. En caso contrario, podríamos estar en peligro al diodo, por no poder disipar el calor generado por efecto Joule en el mismo (véase la Práctica de laboratorio 8.3, dentro de las Actividades finales, propuesta al final de esta unidad).

Tensión inversa máxima del diodo

En el semiciclo en el que el diodo no conduce, este se polariza inversamente y se comporta como un interruptor abierto. Si ahora analizamos la malla cerrada que se forma en el circuito de la Figura 8.5, observaremos que toda la tensión que ha sido bloqueada aparece en los terminales de dicho diodo. Como es lógico, deberemos evitar a toda costa que el diodo trabaje con tensiones inversas mayores que su tensión inversa pico, de lo contrario se alcanzará la ruptura de este. Este aspecto será de vital importancia a la hora de dimensionar los diodos necesarios para un circuito de rectificación (véase la Práctica de laboratorio 8.2, dentro de las Actividades finales, propuesta al final de esta unidad).

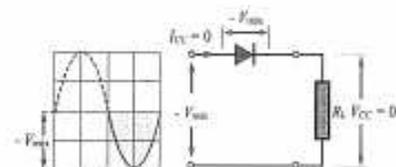


Figura 8.5. En polarización inversa el diodo soporta la tensión máxima de la C.A.

8.3. Circuito rectificador de onda completa

El circuito rectificador de media onda no proporciona una corriente continua demasiado perfecta. Esto es debido a que solo es rectificadora la mitad de un ciclo de la corriente alterna.

Para mejorar la rectificación, de tal forma que queden rectificadas tanto los semiciclos positivos como los negativos, se hace necesario utilizar otro tipo de circuitos, como el rectificador de onda completa mediante el transformador con toma intermedia o el puente rectificador de onda completa.

8.3.1. Rectificador de onda completa mediante transformador con toma intermedia

Para realizar este circuito, es necesario disponer de un transformador especial que posea una toma intermedia en su bobinado secundario y un par de diodos semiconductores. El circuito quedaría tal como se muestra en la Figura 8.6.

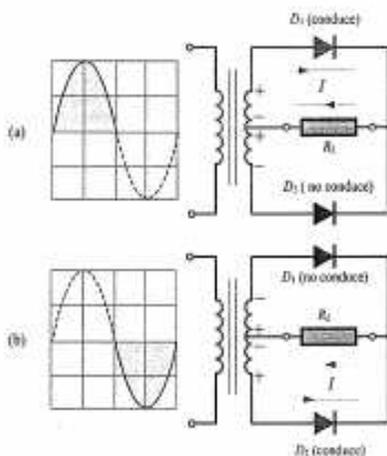


Figura 8.6. Circuito rectificador de onda completa.

En la Figura 8.6 se puede apreciar la forma de la tensión rectificadora en la salida.

Al realizar la conexión en el punto intermedio del bobinado del secundario, se consigue dividir a la mitad la tensión que aparece en cada una de las dos partes de dicho bobinado.

En el circuito rectificador de la Figura 8.6(a), se puede apreciar cómo en el primer semiciclo la tensión de salida de la parte superior del bobinado del secundario del transformador polariza directamente al diodo D_1 y hace que circule una intensidad I por la resistencia R_L (R_L hace las veces de receptor o carga). Durante este semiciclo, el diodo D_2 permanece polarizado inversamente y, por consiguiente, no conduce ninguna corriente.

En el siguiente semiciclo la tensión cambia de polaridad y la tensión de salida de la parte inferior del bobinado polariza ahora directamente al diodo D_2 , mientras que el diodo D_1 queda polarizado inversamente. Por tanto, ahora circula la corriente por D_2 y por la resistencia de carga R_L según se indica en la Figura 8.6(b).

A la vista de los resultados, se puede observar que la corriente que atraviesa a la resistencia de carga fluye siempre en el mismo sentido, tanto si conduce D_1 como si lo hace D_2 , por lo que la tensión que aparecerá en la resistencia de carga (tensión de salida del rectificador) es de onda completa, tal como se muestra en la Figura 8.7.

La tensión que aparece en cada una de las dos mitades del secundario corresponde a la mitad de la tensión que surge en el conjunto de los terminales de salida del transformador.

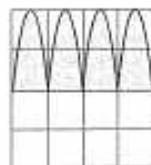


Figura 8.7. Tensión rectificadora en R_L .

Hay que hacer notar que, mediante este sistema, el transformador deberá disponer de un bobinado secundario con el doble de espiras. Esto encarece sensiblemente el sistema.

Valor medio de tensión rectificadora de onda completa

Si comparamos las curvas correspondientes a los dos tipos de rectificadores, estudiados hasta ahora, enseguida podemos comprobar que el valor medio de la tensión de salida de un rectificador de onda completa es el doble que el de media onda.

$$V_{CC} = 2 \frac{(V_{\text{rms}} - 0,7)}{\pi}$$

Corriente nominal por los diodos

Para calcular la corriente de C.C. que atraviesa la resistencia de carga se opera como en el caso de la media onda, tomando como tensión de C.C. la proporcionada entre la toma media y uno de los extremos del bobinado secundario del transformador.

Sin embargo, si observamos detenidamente el proceso de conducción de los diodos (Figura 8.6), podremos comprobar cómo cada uno de los diodos solo conduce durante la mitad de un ciclo de la C.A., por lo que la corriente media que fluye por cada uno de ellos será la mitad.

En la carga:

$$I_{CC} = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

y en los diodos:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{CC}}{2}$$

Tensión inversa pico de los diodos

Cuando el diodo D_1 conduce, según se puede apreciar en la Figura 8.8, cortocircuita sus bornes, por lo que la caída de tensión que aparece en él es despreciable. Mientras, el otro diodo no conduce y bloquea la tensión en sus bornes. Si aplicamos la segunda ley de Kirchhoff a la malla que se

forma, podremos comprobar cómo ahora toda la tensión (V_T), correspondiente al secundario, aparece en sentido de bloqueo en los bornes del diodo D_2 .

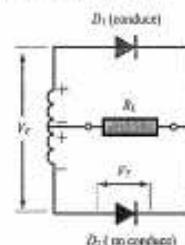


Figura 8.8. Tensión inversa por los diodos.

Por esta razón, los diodos de un rectificador de onda completa con transformador de toma intermedia deben ser capaces de soportar, como mínimo, una tensión inversa pico mayor que V_T . Observa que esta tensión es el doble que la que corresponde a la mitad de cada uno de los bobinados del secundario del transformador.

Actividad resuelta 8.2

En el circuito rectificador de onda completa de la Figura 8.8 el transformador proporciona una tensión en el secundario de 20 V. Teniendo en cuenta la caída de tensión producida en los diodos, determina la tensión de C.C. a que quedará sometida la resistencia de carga de 50Ω , así como la corriente que recorrerá a la misma. Averigua también la corriente nominal de los diodos, así como su tensión inversa pico.

Solución: La tensión pico máxima que aparece en el secundario es:

$$V_{\text{rms}} = V \cdot \sqrt{2} = 20 \cdot \sqrt{2} = 28,28 \text{ V}$$

La tensión que hay que tener en cuenta para determinar la tensión rectificadora será la que corresponda a la mitad del bobinado, es decir:

$$\frac{28,28 \text{ V}}{2} = 14,14 \text{ V}$$

Teniendo en cuenta que cada vez que conduce uno de los diodos se produce una caída de tensión en el mismo de 0,7 V, el valor medio de la tensión de C.C. rectificadora será entonces:

$$V_{CC} = 2 \frac{V_{\text{rms}} - 0,7}{\pi} = 2 \frac{14,14 - 0,7}{\pi} = 8,56 \text{ V}$$

La intensidad de corriente de C.C. que fluye por la resistencia de carga se calcula aplicando la ley de Ohm:

$$I_{CC} = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{8,56}{50} = 0,171 \text{ A} = 171 \text{ mA}$$

La corriente que atraviesa a cada uno de los diodos corresponderá a la mitad de la corriente por la carga:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{171 \text{ mA}}{2} = 85,5 \text{ mA}$$

En el caso de tener que seleccionar un diodo entre los que figuran en las especificaciones técnicas que proporcionan los fabricantes, bastará con uno que tenga una corriente nominal de 100 mA o superior.

Por último, la tensión inversa pico de los diodos deberá ser superior al valor máximo de la tensión del secundario, es decir:

$$V_{\text{inversa pico}} = 28,28 \text{ V}$$

Actividad propuesta 8.1

¿Qué valor debería poseer la resistencia de carga de la Actividad resuelta 8.2 para que la corriente por los diodos quedase limitada a 50 mA?

Resultado: 85,6 Ω

8.3.2. El puente rectificador

Esta otra forma de obtener una tensión rectificadora de onda completa es mucho más empleada que la anterior, ya que resulta más económica, posee un gran rendimiento y no necesita un transformador de toma intermedia.

El puente rectificador consta de cuatro diodos (Figura 8.9), que en muchos casos se encierran en un componente compacto, tal como se muestra en la Figura 8.10.

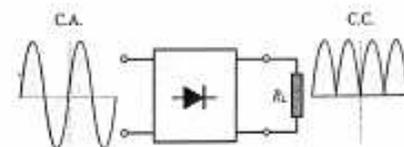


Figura 8.9. Puente rectificador.



Figura 8.10. Puente rectificador integrado.

Veamos a continuación en qué consiste su funcionamiento.

En el semiciclo positivo los diodos D_2 y D_3 se polarizan directamente, lo que provoca la circulación de una corriente por la carga R_L en la dirección que se muestra en la Figura 8.11(a). Por otro lado, los diodos D_1 y D_4 quedan polarizados inversamente y no conducen.

En el semiciclo negativo los diodos D_1 y D_4 comienzan a conducir por estar polarizados directamente y dejan de hacerlo D_2 y D_3 . La dirección de la corriente que se establece por R_L es la misma que en el caso anterior [Figura 8.11(b)].

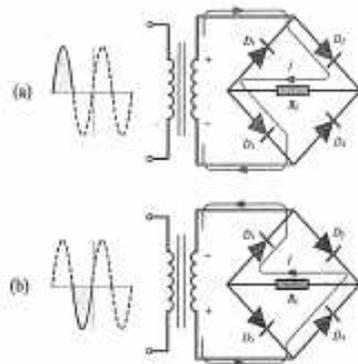


Figura 8.11. Funcionamiento del puente rectificador. (a) Conducen los diodos D_2 y D_3 , mientras que D_1 y D_4 permanecen bloqueados. (b) Conducen D_1 y D_4 , mientras que D_2 y D_3 bloquean la corriente.

En conclusión, la tensión que aparece en la carga posee siempre la misma polaridad, igual que ocurría en el otro rectificador de onda completa. En la Figura 8.12 se puede apreciar la forma de la tensión de salida del puente rectificador, así como los tiempos de conducción para cada uno de los cuatro diodos.

El valor medio de la tensión rectificada de onda completa se calcula de la misma forma que en el caso anterior, pero

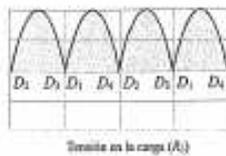


Figura 8.12. Tensión de salida de un puente rectificador.

teniendo en cuenta que el circuito siempre se conduce por dos de los diodos en serie y, por tanto, se ha tomado una caída de tensión doble en ellos ($2 \cdot 0,7 = 1,4$ V).

$$V_{CC} = 2 \frac{V_{\text{máx}} - 1,4}{\pi}$$

Dado que las corrientes que circulan por cada pareja de diodos solo lo hacen en la mitad de un periodo de la C.A., la corriente de C.C. será la mitad que la calculada para la resistencia de carga. Hay que tener en cuenta que estamos hablando de valores medios (véase la Práctica de laboratorio 8.3, dentro de las Actividades finales, propuesta al final de esta unidad).

Para calcular la tensión inversa pico a que quedan sometidos los diodos bastará con tener en cuenta la tensión del secundario de alimentación (en el caso de que exista transformador).

Actividad resuelta 8.3

En el circuito rectificador de onda completa de la Figura 8.11, el transformador proporciona una tensión en el secundario de 12 V. Teniendo en cuenta la caída de tensión producida en los diodos, calcula la tensión y corriente de C.C. de la resistencia de carga de 24 Ω . Averigua también la corriente nominal de los diodos, así como su tensión inversa pico.

Solución: La tensión pico máxima que aparece en el secundario de transformador es:

$$V_{\text{máx}} = V \cdot \sqrt{2} = 12 \cdot \sqrt{2} = 16,97 \text{ V}$$

Teniendo en cuenta que los diodos conducen de dos en dos en conexión serie, y que se produce una caída de tensión en cada uno de 0,7 V ($2 \cdot 0,7$ V = 1,4 V), el valor medio de la tensión de C.C. rectificada y de la corriente por la carga será entonces:

$$V_{CC} = 2 \frac{V_{\text{máx}} - 1,4}{\pi} = 2 \frac{16,97 - 1,4}{\pi} = 9,91 \text{ V}$$

$$I_{CC} = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{9,91}{10} = 0,991 \text{ A} = 991 \text{ mA}$$

Los diodos conducen durante un semiciclo, para dejar de hacerlo al siguiente, por lo que el valor medio de su corriente será la mitad que en la carga.

$$I_D = \frac{I_{CC}}{2} = \frac{991}{2} = 496 \text{ mA}$$

La tensión inversa pico que soporta cada diodo será igual a la máxima suministrada por el secundario del transformador.

$$V_{\text{inversa pico}} = 16,97 \text{ V}$$

8.4. Rectificadores trifásicos

Cuando se quieren obtener grandes potencias de salida de C.C. resulta más conveniente la utilización de circuitos rectificadores trifásicos. Mediante estos circuitos se consigue mejorar sensiblemente la uniformidad de la tensión continua de salida.

8.4.1. Circuito rectificador trifásico de media onda

En la Figura 8.13 se muestra el circuito correspondiente a un rectificador trifásico de media onda. En él se conectan tres diodos a la salida de un transformador trifásico con el secundario conectado en estrella. De esta forma, los diodos se conectan a cada una de las tensiones de fase del transformador, constituyendo tres circuitos monofásicos de media onda.

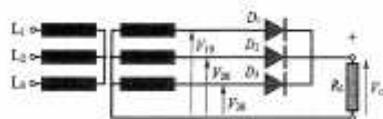


Figura 8.13. Circuito de un rectificador trifásico de media onda.

Como se aprecia en la Figura 8.14, correspondiente a la tensión de salida del rectificador, cada uno de los diodos conduce durante el tiempo que la tensión de fase correspondiente posee un valor más alto que las otras dos. La corriente fluye por cada uno de los diodos alternativamente, de tal forma que cada uno de los mismos solo con-

duce durante un tercio de la corriente de salida. Para calcular la corriente por cada uno de los diodos habrá que dividir por tres la corriente por la carga.

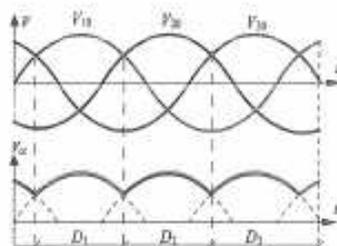


Figura 8.14. Tensión de entrada y salida de un rectificador trifásico de media onda.

8.4.2. Circuito rectificador trifásico de onda completa

Al igual que ocurría con los monofásicos, con este circuito rectificador se consigue una tensión continua de salida mucho más uniforme que con el de media onda. Además no requiere del neutro para su conexión. Por estas razones, el rectificador de onda completa es el que se emplea en aplicaciones industriales.

En la Figura 8.15 se muestra el circuito correspondiente a un rectificador trifásico de onda completa, donde se conectan tres pares de diodos rectificadores en paralelo con la carga a alimentar, conectándose los puntos de interconexión de los mismos a cada uno de los terminales de salida del transformador trifásico.

Como se puede comprobar en la Figura 8.16 cada pareja de diodos se va sucediendo en la conducción, apareciendo en la salida una tensión continua con seis pulsos por periodo.

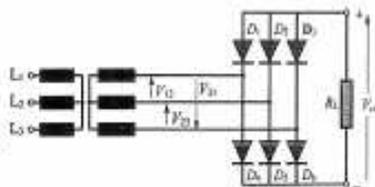


Figura 8.15. Circuito de un rectificador trifásico de onda completa.

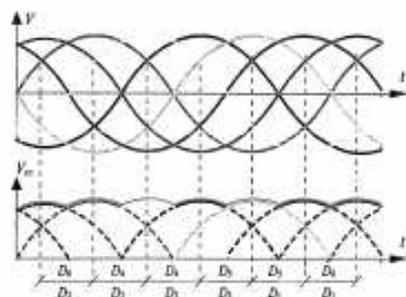


Figura 8.16. Tensión de entrada y salida de un rectificador trifásico de onda completa.

8.5. El filtrado

La corriente de salida de un rectificador no se corresponde a una corriente continua ideal, como por ejemplo la que proporcionan las pilas y acumuladores. Normalmente esta corriente es de tipo pulsatorio, lo cual implica que existen variaciones de amplitud en ella. Este tipo de corriente no es muy recomendable en la mayoría de las aplicaciones, sobre todo para la alimentación de equipos electrónicos. Así, por ejemplo, si alimentásemos un amplificador de sonido, o un receptor de radio, con un circuito rectificador sin filtrado podríamos comprobar cómo aparece un zumbido de baja frecuencia en la salida del altavoz.

En la Figura 8.17(a) se muestra el aspecto de una C.C. pura, tal como la proporciona una pila. En contraste, en la Figura 8.17(b) aparece una C.C. pulsatoria procedente de un rectificador de onda completa.

La misión de los circuitos de filtrado es la de reducir las variaciones de amplitud de la corriente y conseguir que la corriente sea lo más constante posible en la carga a alimentar. Cuando se consigue esto se dice que se ha reducido la componente de corriente alterna de la corriente de salida del rectificador o que se ha reducido el rizado.

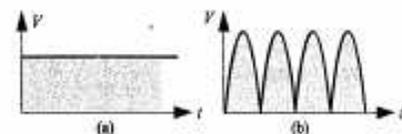


Figura 8.17. Aspecto de una corriente continua. (a) Para. (b) Pulsatoria.

Los circuitos de filtrado se pueden realizar con: a) un condensador, b) redes formadas por inductancias y condensadores.

8.5.1. Filtro con condensador

Para conseguir los efectos de filtrado con este sistema se conecta un condensador de gran capacidad (normalmente electrolítico) en paralelo con la salida del rectificador. Evidentemente, el rizado que aparece en la tensión de salida será mucho más acentuado en el caso del rectificador de media onda que en el de onda completa. Por esta razón, nos concentraremos en el estudio de los filtros para estos últimos rectificadores, ya que son los que tienen más aplicaciones prácticas.

Actividad experimental 8.2

Consigue un puente rectificador encapsulado, alimentalo con C.A. y conecta la salida de C.C. del mismo a una resistencia de carga.

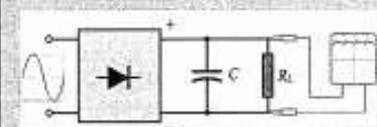


Figura 8.18. Verificación del efecto de filtrado de un condensador.

Seguidamente, mide con un osciloscopio la tensión en la resistencia de carga, visualizando la onda. A continuación, conecta un condensador de 1.000 μF en paralelo con la carga y repite la medida con el osciloscopio. Compara los resultados obtenidos en ambos casos (Figura 8.18).

Habrás podido comprobar que la tensión que aparece ahora en la pantalla del osciloscopio ya no posee tantas ondulaciones y que el valor medio de la tensión de salida ha aumentado.

Repite esta misma experiencia sustituyendo el puente rectificador de onda completa por uno de media onda. ¿Qué diferencias aprecias en la forma de la tensión de salida con respecto al anterior?

El aspecto que tiene la tensión de salida en un circuito rectificador de onda completa con condensador de filtrado es como el que se muestra en la Figura 8.19.

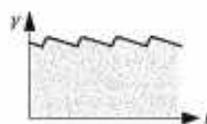


Figura 8.19. Tensión de salida de un rectificador con condensador de filtro.

Para poder explicar cómo actúa el condensador en el filtrado, en la Figura 8.20 se muestra la tensión de salida del filtro en superposición con la tensión de rectificación de onda completa aplicada a la entrada de dicho filtro.

0 a t_1 → el rectificador conduce y se carga el condensador.

t_1 a t_2 → el condensador se descarga y deja de conducir el rectificador.

t_2 a t_3 → el rectificador conduce y se carga el condensador.

t_3 a t_4 → el condensador se descarga y deja de conducir el rectificador.

t_4 a t_5 → etc.

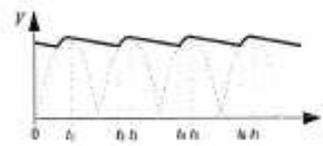


Figura 8.20. Tiempos de carga y descarga del condensador de filtro.

El funcionamiento de este filtro es como sigue:

En el primer instante (0 a t_1), los diodos del rectificador se polarizan directamente y el condensador se carga de energía mientras la tensión aplicada a sus bornes vaya en aumento. Una vez superada la tensión máxima (t_1) y mientras la tensión descende de valor, los diodos del rectificador se polarizan inversamente, ya que la tensión con que ha quedado cargado el condensador es algo superior a la aplicada a estos. En consecuencia, los diodos dejan de conducir (t_1 a t_2) y el condensador descarga la energía acumulada por la resistencia de carga R_L .

Este fenómeno se repite continuamente en cada uno de los ciclos de tensión pulsatoria de salida del rectificador, manteniendo así la tensión en la carga a un valor más constante.

Cuanto más constante sea la tensión de salida, más calidad de C.C. poseerá la tensión rectificadora. Se dice, entonces, que se reduce su rizado.

El rizado que todavía perdura en la tensión de salida del filtro es debido a la carga y descarga del condensador. Un modo de aminorar el rizado consiste en aumentar el tiempo de descarga del condensador, lo cual se consigue con condensadores de gran capacidad o lo que es lo mismo, aumentando la constante de tiempo de descarga, la cual está en función del producto de $R_L C$.

El rizado

A las variaciones de tensión que aparecen en la salida del filtro se las denomina **tensión de rizado**. La tensión de rizado se debe a las sucesivas cargas y descargas del condensador. Según la Figura 8.21 la tensión de rizado será igual a la diferencia de las tensiones $V_1 - V_2$ y es V_1 el valor más alto de la tensión de salida y además corresponde con el valor instantáneo de la tensión a la que comienza a descargarse el condensador (t_1) y V_2 el valor más bajo de dicha tensión y se corresponde con el valor instantáneo de la tensión a la que termina la descarga del condensador (t_2).

$$V_{\text{riz}} = V_1 - V_2$$

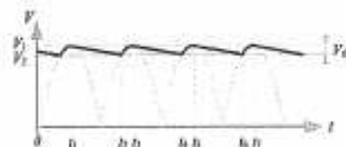


Figura 8.21. Tensión de rizado.

Es posible establecer una relación matemática entre la tensión de rizado y la capacidad del condensador mediante la siguiente expresión:

$$V_{\text{riz}} = \frac{I}{fC}$$

V_{riz} = Tensión de rizado en voltios.

I = Corriente de C.C. por la carga en amperios.

f = Frecuencia del rizado en hertzios.

C = Capacidad del condensador en faradios.

Esta expresión nos indica que es posible reducir la tensión de rizado con condensadores de gran capacidad. Por otro lado, también nos indica que, según aumenta la corriente por la carga, al ser más rápidas las descargas del condensador, la tensión de rizado aumenta, disminuyendo, por tanto, el valor medio de la tensión de salida de la fuente de alimentación.

Esta última apreciación es muy importante a la hora de diseñar una fuente de alimentación que tenga que alimentar a cargas de potencia variable, ya que la tensión de salida se hará más pequeña para corrientes de carga elevadas. En posteriores unidades estudiaremos los circuitos estabilizadores (reguladores de tensión) que consiguen mantener la tensión dentro de un margen razonablemente estable.

Actividad resuelta 8.4

Determina la tensión de rizado de un puente rectificador al que se le alimenta con C.A. de la red a 50 Hz, si al conectar un condensador electrolítico de 600 μF circula por la carga una corriente de 100 mA.

Solución: Dado que se trata de un rectificador de onda completa, la frecuencia de rizado será el doble que la de la alimentación de C.A., es decir, 100 Hz.

$$V_{\text{riz}} = \frac{I}{fC} = \frac{0,1}{100 \cdot 600 \cdot 10^{-6}} = 1,67 \text{ V}$$

Para un rectificador de media onda la frecuencia de rizado coincide con la de la red. En este caso serían 50 Hz.

Por lo general, se diseña el condensador para conseguir una tensión de rizado correspondiente al 10 % de la tensión pico máxima.

Por último indicar que, cuando se utilizan condensadores de alta capacidad, el valor medio de la tensión de C.C. en la carga se aproxima bastante a la tensión pico máxima. En la práctica, para determinar este valor bastará con restar a esta cantidad la mitad de la tensión de rizado, es decir:

$$V_{\text{CC}} = V_{\text{máx}} - \frac{V_{\text{riz}}}{2}$$

Actividad resuelta 8.5

Determina la tensión de C.C. en la carga de un rectificador con filtro por condensador, si la tensión máxima en la salida es de 12 V.

Solución: Aplicando la regla de diseño del 10 %, la tensión de rizado será el 10 % de la tensión máxima:

$$V_{\text{riz}} = 12 \cdot \frac{10}{100} = 1,2 \text{ V}$$

$$V_{\text{CC}} = V_{\text{máx}} - \frac{V_{\text{riz}}}{2} = 12 - \frac{1,2}{2} = 11,4 \text{ V}$$

Actividad resuelta 8.6

En la Figura 8.22 se muestra un puente rectificador con filtro por condensador. Diseña el condensador de filtro siguiendo la regla del 10 %. Determina también la tensión de C.C. en la carga, la tensión de rizado, así como la corriente por la carga.

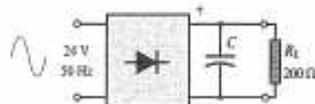


Figura 8.22.

Solución: La tensión pico máxima de la C.A. aplicada al puente es:

$$V_{\text{máx}} = V \cdot \sqrt{2} = 24 \cdot \sqrt{2} = 33,94 \text{ V}$$

La tensión de rizado será el 10 % de esta cantidad:

$$V_{\text{riz}} = V_{\text{máx}} \cdot \frac{10}{100} = 33,94 \cdot \frac{10}{100} = 3,39 \text{ V}$$

Para determinar la tensión de C.C. en la carga sustraeremos a la tensión pico máxima el valor correspondiente a la mitad de la tensión de rizado. Para ser más exactos también podemos sustraer la caída de tensión de los diodos, que en este caso será de 1,4 V.

$$V_{\text{CC}} = V_{\text{máx}} - \frac{V_{\text{riz}}}{2} - 1,4 \text{ V} = 33,94 - \frac{3,39}{2} - 1,4 = 30,85 \text{ V}$$

Para esta tensión, la corriente por la carga será:

$$I_{\text{CC}} = \frac{V_{\text{CC}}}{R_L} = \frac{30,85}{200} = 0,15 \text{ A}$$

Para determinar la capacidad del condensador, aplicamos la expresión conocida y despejamos C:

$$V_{\text{riz}} = \frac{I}{fC} \rightarrow C = \frac{I}{fV_{\text{riz}}} = \frac{0,15}{442 \cdot 10^{-2}} \text{ F} = 442 \mu\text{F}$$

8.5.2. Filtros con inductancias y condensadores

Dado que el filtro por condensador todavía presenta en su salida una pequeña tensión de rizado, se han desarrollado otros tipos de filtros más complejos para conseguir que el rizado quede prácticamente eliminado. Uno de estos filtros

consiste en conectar a la salida del rectificador una inductancia en serie y un condensador en paralelo con la carga, tal como se muestra en la Figura 8.23.

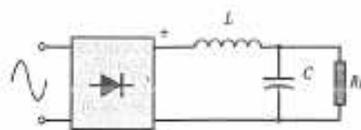


Figura 8.23. Filtro con bobina y condensador.

El efecto que produce la bobina, al estar en serie con la carga, es el de reducir la tensión de rizado a valores prácticamente despreciables, por lo que se obtiene una tensión de C.C. en la salida muy similar a la que producen las pilas y baterías. La explicación de este fenómeno es la siguiente: al pasar la corriente por la bobina, esta se opone a las variaciones de corriente debido al efecto de la autoinducción, lo que provoca una caída de tensión en la componente de C.A., que corresponde a la tensión de rizado. El efecto combinado de la inductancia y el condensador dan como resultado una tensión sin apenas rizado.

Un filtro con inductancias muy conocido es el *filtro pi*, como el que se muestra en la Figura 8.24. El nombre proviene de la forma que adquiere el esquema del circuito, ya que recuerda a la letra griega pi (π). Este tipo de filtros consigue mejorar sensiblemente la calidad de la tensión de C.C.

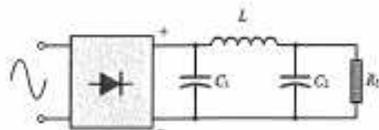


Figura 8.24. Filtro en pi con bobina y condensadores.

Este tipo de filtros fue empleado hace unos años por su gran efectividad en la reducción del rizado. Sin embargo, presentan algunos inconvenientes, como un gran tamaño, un considerable peso y ser poco económicos, lo que los hace útiles solo en aquellas aplicaciones donde se necesite suministrar grandes potencias.

En la actualidad, para fuentes de alimentación de pequeñas tensiones, los filtros con inductancias se han sustituido por reguladores de tensión integrados, los cuales consiguen reducir el rizado y proporcionan en su salida una tensión de C.C. prácticamente constante. En posteriores unidades estudiaremos este tipo de circuitos.

Con el conjunto de contenidos estudiados en esta unidad, ya nos podemos hacer a la idea de lo que es capaz de conseguir una fuente de alimentación. No obstante, ampliaremos algunas ideas más sobre estos equipos en la Unidad 13, donde se estudiará el concepto de regulación de una fuente de alimentación con el diodo Zener. Además, se estudiarán otros tipos de fuentes de alimentación más comerciales, como pueden ser: fuentes estabilizadas construidas con diodos Zener y transistores, fuentes estabilizadas con reguladores de tensión integrados que incluyen la posibilidad de ajustar la tensión en la salida y las fuentes conmutadas.

8.6. Construcción del circuito impreso y montaje de sus componentes

Antes de pasar a las actividades, donde vamos a proponer el diseño y montaje en una placa de circuito impreso de un circuito rectificador de onda completa con filtro por condensador, vamos a estudiar los procedimientos para su construcción y montaje.

Hasta ahora hemos realizado el montaje de nuestras actividades en el entrenador didáctico. En la práctica, se utilizan circuitos impresos como el de la Figura 8.25.

El circuito impreso está formado por una placa base de material aislante (donde se sitúan los componentes electrónicos) en la que se adhiere una fina lámina de cobre (donde se conectan los componentes una vez que se hayan formado las pistas de conexión) (Figura 8.26).

Existen diversas técnicas para conseguir un circuito impreso como el de la Figura 8.25, donde se ha disgregado la lámina de cobre en pistas de conexión y se han realizado

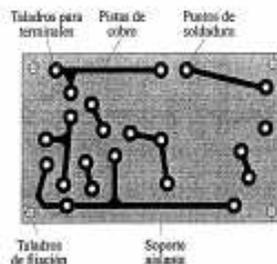


Figura 8.25. Circuito impreso visto por la cara de las pistas de cobre.



Figura 8.26. Partes de un circuito impreso.

taladros para la conexión de los terminales de los componentes. Ahora bien, todas tienen algo en común:

- Hay que hacer un diseño previo de la ubicación y forma de las pistas de cobre y los taladros.
- Hay que conseguir eliminar de la lámina de cobre el material que no va a formar parte de las pistas de cobre de conexión.

8.6.1. Diseño de los circuitos impresos

En cuanto al diseño del circuito impreso, hoy en día existen multitud de programas de diseño asistido por ordenador, como el «OrCAD» o el «Workbench Multisim», en los cuales basta con realizar el esquema eléctrico para conseguir obtener un diseño del circuito impreso como el de la Figura 8.25.

Para realizar este diseño de forma manual nos podemos valer de una hoja de papel cuadrícula en décimas de pulgada como el que se muestra en la Figura 8.27.

Hay que tener en cuenta que los componentes electrónicos se fabrican con una separación de 1/10 de pulgada o en múltiplos de esta medida (1/10 de pulgada = 2,54 mm).

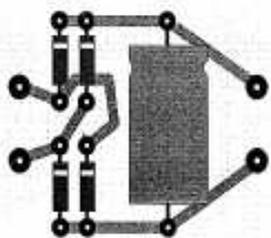


Figura 8.27. Diseño de circuito impreso con hoja de papel cuadrícula.

En la práctica se fabrican las láminas de cobre de diferentes espesores. Las que más se utilizan son de 35 μm y 70 μm . La selección del espesor dependerá de la intensidad de corriente que vaya a fluir por las pistas de cobre.

En el diseño también es importante la selección del ancho de pista más adecuado. Este dependerá también de la intensidad de corriente que fluya por ellas. El gráfico mostrado en la Figura 8.28 nos ayudará a la selección del ancho de pista más adecuado para una temperatura ambiente de 20°C.

Así, por ejemplo, para una corriente de 3 A en un circuito impreso de 35 μm de espesor la anchura mínima a utilizar será de 1 mm.

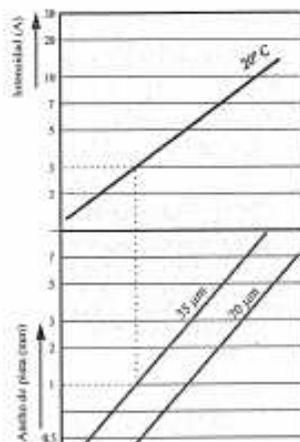


Figura 8.28. Ancho de las pistas de cobre en función de la intensidad del circuito.

La distancia a la que habrán de separarse las pistas de cobre en el diseño va a depender de la tensión entre ellas, y es suficiente una separación de 1 mm por cada 100 V de tensión.

8.6.2. Transferencia del diseño a placa

Una vez realizado el diseño en el papel, hay que trasladarlo a la placa de cobre del circuito impreso. Para lo cual existen diversas técnicas:

Manual: consiste en dibujar, con un rotulador de tinta resistente al ácido, el circuito diseñado en la lámina de cobre. Para eliminar el cobre sobrante y que no está protegido con el rotulador, se sumerge la placa en una solución cortosiva, como por ejemplo cloruro férrico disuelto en

agua (unos 500 gramos por cada litro de agua). En unos minutos tendremos el resultado perseguido.

Fotográfico: con este procedimiento podemos realizar circuitos mucho más complejos, sobre todo los que se diseñan con programas informáticos. Las placas que se utilizan con este procedimiento deben ser sensibles a la luz (placas para positivos o placas para negativos). El sistema sigue un proceso muy similar al de la fotografía:

- Primero se obtiene nuestro diseño dibujado en un papel vegetal o directamente desde el ordenador se imprime en una hoja de papel de plástico transparente (acetato).
- Para trasladar nuestro diseño a nuestra placa de positivos, se desprende la protección plástica que lleva incorporada nuestra placa virgen y se sujeta nuestro diseño en papel transparente a esta (Figura 8.29).

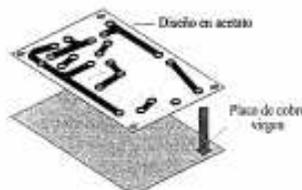


Figura 8.29. Positivo sobre placa.

- Posteriormente se introduce la placa en una insoladora (caja hermética con un conjunto de fluorescentes de luz ultravioleta), procurando que la placa sensible de cobre quede sobre la luz. El tiempo de exposición a la luz viene a estar en torno a los dos minutos y depende del modelo de insoladora (Figura 8.30).

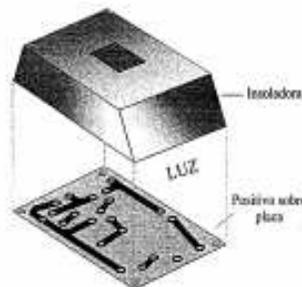


Figura 8.30. Insolado de la placa.

- Por último, se procede al revelado de la placa. Para ello, se introduce la placa en una solución de sosa cáustica cuya concentración nos indica el fabricante (unas cuatro

cucharadas de café por cada litro de agua). En unos minutos la solución ataca la placa de cobre y disuelve únicamente aquellas zonas de la placa donde incidió la luz de la insoladora, lo que da como resultado el circuito diseñado (Figura 8.31).

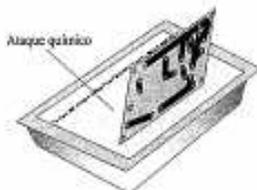


Figura 8.31. Revelado de la placa.

8.6.3. Soldadura y montaje de componentes

Para unir eléctricamente los terminales de los componentes a los puntos de soldadura del circuito impreso se utiliza la soldadura blanda a partir del estaño. Esta soldadura se realiza a temperaturas relativamente bajas (por debajo de 200°C) con el fin de no dañar los componentes o las pistas de cobre del circuito impreso.

El material que se aporta en la soldadura está formado por un hilo compuesto de una aleación de estaño-plomo. El interior del hilo está relleno de un núcleo de una sustancia resinosa que, al fundirse, consigue limpiar la zona a soldar y facilita que el estaño penetre y se difunda con facilidad entre las dos partes a soldar.

Para elevar la temperatura de la conexión a soldar, se utiliza el soldador. El que más se utiliza para soldaduras en circuitos impresos es el recto tipo lápiz (Figura 8.32) con una punta de 2 a 3 mm de diámetro y potencia de 30 a 40 W. Lo ideal es utilizar soldadores de temperatura controlada para evitar sobrecalentamientos en los componentes.

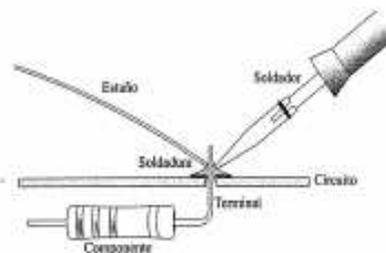


Figura 8.32. Proceso de soldadura.

Prácticas de laboratorio

8.1. Diseño y montaje de un rectificador de onda completa en circuito impreso. Vamos a montar el circuito rectificador de onda completa con filtro por condensador que se propone en el esquema de la Figura 8.33.

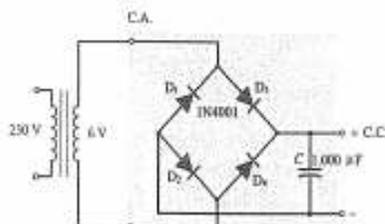


Figura 8.33.

1. Se toman las medidas de los componentes correspondientes al circuito a montar, para lo cual se puede consultar en las especificaciones técnicas que los fabricantes nos facilitan.
2. Se dibujan los componentes a escala real en un papel cuadrículado, teniendo en cuenta que su posición relativa sea la adecuada para posteriormente facilitar las conexiones. Los puntos de soldadura se dimensionan según la sección de los terminales de conexión de los componentes (Figura 8.34).

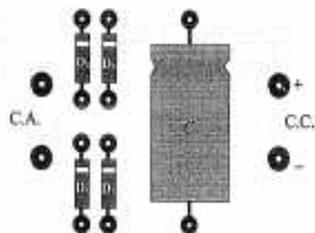


Figura 8.34.

3. A continuación se dibujan las pistas de cobre, de tal forma que conecten adecuadamente los componentes según el esquema de conexiones (Figura 8.35). Dado que no hay problemas de espacio, se ha optado

por trazar pistas de algo más de 1 mm. A la hora de trazar pistas con cambios de dirección, conviene suavizar los ángulos muy agudos.

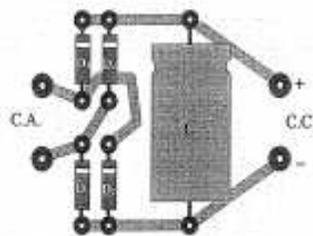


Figura 8.35.

4. Se corta la placa en las dimensiones previstas (para ello se puede utilizar una sierra metálica o una cizalla) y se limpia bien con un estropajo, agua y jabón.
5. Se fija el diseño de nuestro circuito sobre la placa de cobre y con un punzón y un martillo perforamos el papel y marcamos los puntos de soldadura.
6. Se taladran los puntos de soldadura según las dimensiones previstas.
7. Se dibujan las pistas con un rotulador de tinta indeleble siguiendo nuestro diseño. Conviene manipular con cuidado la placa de cobre, evitando tocarla con los dedos. De esta forma prevenimos que se manche de grasa.
8. Se sumerge la placa en la solución corrosiva, siguiendo las recomendaciones que facilitan los fabricantes de placas y productos químicos.
9. Una vez acabado este proceso, se toma el circuito con unas pinzas de plástico y se aclara con abundante agua. Después se limpia con agua y jabón (o alcohol) hasta que no quede ningún resto del trazo del rotulador.
10. Se insertan los componentes por el lado aislante, según el diseño del circuito impreso. Previamente se habrán preparado los terminales de los componentes. Esta operación se realiza con un alicate pequeño de puntas planas, haciendo presión con él sobre el punto de doblado y desplazando con la mano el

extremo del terminal. Así evitamos realizar una presión excesiva sobre el cuerpo del componente, que podría dañarse. Además, conviene practicar el doblado del terminal a una distancia suficiente entre él y el cuerpo del componente para que no se desprenda.

11. Se sueldan los terminales a los puntos de soldadura. Para ello ten en cuenta las siguientes recomendaciones:

- Comprobar el estado de limpieza del soldador. De no ser suficiente, limpiarlo con una esponja humedecida en agua. De la misma forma, también conviene comprobar que las partes a soldar estén libres de óxidos o grasas.
- Una vez caliente el soldador, aplicar la punta del mismo a las dos partes a soldar simultáneamente durante un instante. Seguidamente, apoyar el extremo del hilo de estaño al punto de unión hasta conseguir que el estaño fluya por la unión de una forma uniforme y suficiente.
- La soldadura obtenida debe presentar un aspecto limpio y brillante. Si se observa algún tipo de cristalización o granulado, habrá sido por no haber aplicado el soldador durante el tiempo suficiente, o bien por haber movido el terminal soldado antes de su total enfriamiento. En el caso de obtenerse un color gris mate, habrá sido por haber sobrecalentado la unión, lo que tampoco es recomendable.

8.2. Estudio de un rectificador de onda completa. Vamos a montar con ayuda de un entrenador didáctico el circuito de la Figura 8.36. La resistencia de carga de 100 Ω actuará como receptor de la C.C. obtenida en la etapa final por la fuente de alimentación. El diodo a utilizar podría ser el 1N4001, que, según las características facilitadas por el fabricante, posee una intensidad nominal de 1 A.

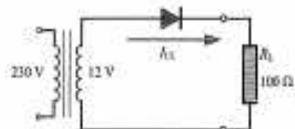


Figura 8.36.

Calcularemos la corriente por el diodo para comprobar que es inferior a la nominal:

$$V_{cc} = 12 \cdot \sqrt{2} = 16,97 \text{ V}$$

$$V_{cc} = \frac{16,97 - 0,7}{\pi} = 5,18 \text{ V}$$

$$I_{cc} = \frac{V_{cc}}{R_L} = \frac{5,18}{100} = 0,052 = 52 \text{ mA}$$

Consigue las especificaciones técnicas del diodo y comprueba que posee una tensión inversa pico superior a 16,97 V.

Monta el circuito y realiza las siguientes medidas de comprobación:

- a) Con el polímetro, mide la corriente por el diodo (A), la tensión alterna de entrada al circuito de rectificación (V₁), así como la tensión continua en el diodo (V₂) y en la resistencia de carga (V₃) (Figura 8.37).

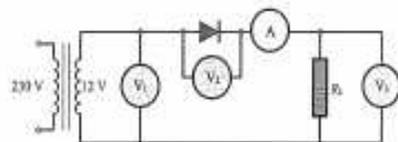


Figura 8.37.

Con los resultados obtenidos, comprueba las relaciones calculadas con anterioridad.

- b) Mide con un osciloscopio la tensión en la resistencia de carga, visualizando la onda y sacando consecuencias de los tiempos de conducción del diodo (Figura 8.38).

Si seleccionamos el atenuador vertical en 5 V/div y la base de tiempos en 5 ms/div, los valores obtenidos de valor máximo y frecuencia serán (Figura 8.39):

$$V_{max} = 3,4 \text{ div} \cdot 5 \text{ V/div} = 17 \text{ V}$$

$$T = 4 \text{ div} \cdot 5 \text{ ms/div} = 20 \text{ ms} = 0,02 \text{ s}$$

$$f = \frac{1}{0,02} = 50 \text{ Hz}$$

- c) Conecta un condensador electrolítico de 100 µF, cuidando de realizar las conexiones con su correspondiente polaridad y vuelve a repetir las medidas.

Habrás podido comprobar que la tensión que aparece ahora en la pantalla del osciloscopio ya no posee tantas ondulaciones y que el valor medio de la tensión de salida ha aumentado.

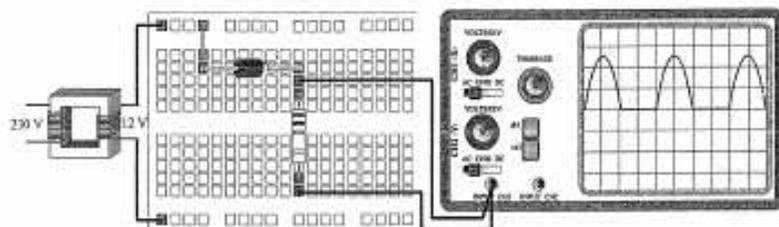


Figura 8.38. Montaje en placa protoboard y medida con osciloscopio.

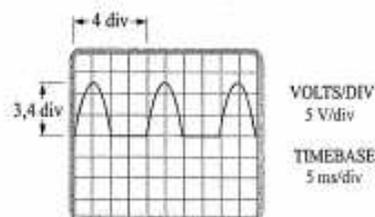


Figura 8.39.

Después conecta un condensador de 1.000 μF y compara los resultados de las medidas en los diferentes casos.

5.3. Estudio de un puente rectificador. Vamos a montar con ayuda del entrenador didáctico el circuito de rectificación en puente de la Figura 8.40. La resistencia de carga de 100 Ω actuará como receptor del C.C. cedida en la etapa final por la fuente de alimentación. El diodo a utilizar podría ser, también en este caso, el 1N4001.

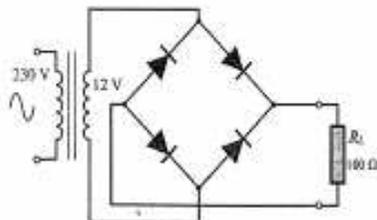


Figura 8.40.

Calcularemos la corriente por el diodo para comprobar que es inferior a la nominal (1 A):

$$V_{\text{cc}} = 12 \cdot \sqrt{2} = 16,97 \text{ V}$$

$$V_{\text{cc}} = 2 \frac{V_{\text{max}} - 1,4}{\pi} = 2 \frac{16,97 - 1,4}{\pi} = 9,91 \text{ V}$$

$$I_{\text{cc}} = \frac{V_{\text{cc}}}{R_L} = \frac{9,91}{100} = 0,099 = 99 \text{ mA}$$

La corriente que circula por los diodos será la mitad que la que circula por la carga, es decir:

$$I_D = 99/2 = 49,5 \text{ mA, corriente más baja que la nominal de los diodos.}$$

Comprueba que el diodo posee una tensión inversa pico superior a la tensión máxima de 16,97 V.

Monta el circuito de la Figura 8.40 y realiza las siguientes medidas de comprobación:

- Con el polímetro: mide la corriente por un diodo, la corriente por la resistencia de carga, la tensión alterna de entrada al circuito de rectificación, así como la tensión continua en la resistencia de carga. Con los resultados obtenidos, comprueba las relaciones calculadas con anterioridad.
- Mide con un osciloscopio la tensión en la resistencia de carga, visualizando la onda y comparando los resultados obtenidos con el rectificador de media onda (Figura 8.41).

Al igual que se hizo para el rectificador de media onda, si seleccionamos el atenuador vertical en 5 V/div y la base de tiempos en 5 ms/div, los valores obtenidos de valor máximo y frecuencia serán (Figura 8.42):

$$V_{\text{max}} = 3,4 \text{ div} \cdot 5 \text{ V/div} = 17 \text{ V}$$

$$T = 4 \text{ div} \cdot 5 \text{ ms/div} = 20 \text{ ms} = 0,02 \text{ s}$$

$$f = \frac{1}{0,02} = 50 \text{ Hz}$$

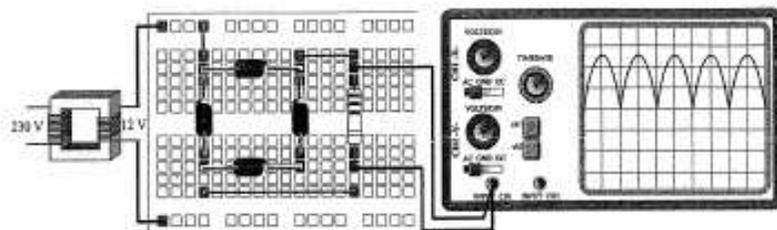


Figura 8.41. Montaje en placa protoboard y medida con osciloscopio.

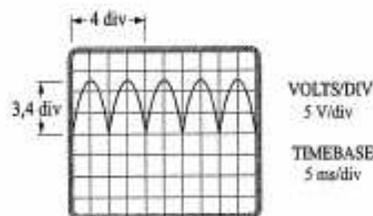


Figura 8.42.

e) Conecta un condensador de 1.000 μF en paralelo con la carga, repite todas las medidas y compara los resultados.

d) Retira la resistencia de carga de 100 Ω y conecta ahora una carga de 10 Ω . Repite las medidas y comprueba cómo aumenta la tensión de rizado y disminuye el valor medio de la tensión de C.C. en la carga.

8.4. Identificación de las características de puentes rectificadores encapsulados. Consigue unos cuantos puentes rectificadores encapsulados de diferentes tipos, identifica su referencia y, con ayuda de las especificaciones técnicas que facilitan los fabricantes de los mismos, obtén sus características más relevantes.

De los puentes identificados, ¿cuál sería el más adecuado para la realización de la actividad anterior?

Con los circuitos aquí montados, podemos alimentar con C.C. a cualquier aparato electrónico que funcione a la tensión V_{cc} obtenida en la salida de dichos circuitos. Por supuesto, la resistencia de carga habrá que eliminarla previamente, ya que su función es solo simular el aparato que realmente deseamos alimentar.

El aparato a que nos estamos refiriendo podría ser un receptor de radio, un cargador de baterías, un equipo de so-

nido, etc. Todo es cuestión de calcular y dimensionar las características que deben poseer los componentes integrantes del circuito rectificador en función de la tensión y potencia del aparato a alimentar.

8.5. Localización de las averías en una fuente de alimentación. Se trata de que detectes y repares alguna de las averías que hayan podido surgir en las fuentes de alimentación montadas en las actividades anteriores.

La localización de las averías y su posterior reparación es un ejercicio muy importante que hay que ir desarrollando y dominando paulatinamente. Seguidamente exponemos algunos consejos que serán de gran utilidad para conseguir el objetivo marcado.

El proceso de localización de las averías de cualquier equipo podría ordenarse en las siguientes fases:

- Observación de los síntomas que aparecen por un mal funcionamiento del equipo.
- Estudio de las causas que producen tales síntomas.
- Reducción de las posibles causas, mediante pruebas y medidas, hasta encontrar la verdadera causa de la avería.
- Reparación o sustitución de los componentes o partes defectuosas.

Siguiendo este proceso ordenado es más fácil detectar la posible avería.

A modo de ejemplo, vamos a estudiar cuál sería el procedimiento a seguir para localizar las averías en una fuente de alimentación.

Las fuentes de alimentación, como cualquier sistema defectuoso, suelen presentar síntomas muy concretos. Para definirlos, hay que conocer previamente cómo se comportan normalmente.

Los síntomas que se pueden apreciar en una fuente de alimentación como la de la Figura 8.43 son:

- a) Ausencia de tensión en la salida.
- b) Tensión de salida baja.
- c) Rizado excesivo.

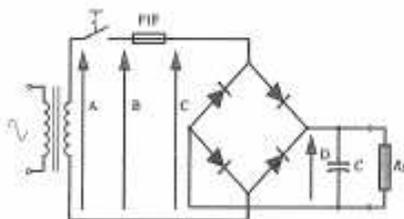


Figura 8.43.

Una vez que se han determinado los síntomas, habrá que estudiar las posibles causas de la avería.

a) **Ausencia de tensión en la salida.** Las causas pueden ser:

- Un fusible fundido.
- Un interruptor defectuoso.
- Conductores de alimentación o toma de corriente defectuosos.
- Un transformador defectuoso.
- Diodos abiertos.
- Condensador del filtro perforado.

Una vez hecho esto, el siguiente paso es reducir las posibilidades a una de las causas. Para ello, hay que realizar unas cuantas medidas de comprobación. En el caso del circuito mostrado en la Figura 8.43 estas medidas pueden consistir en medir la tensión que aparece en los puntos A, B, C, D y E. Pudiendo sacar de los datos obtenidos en las mediciones, las siguientes conclusiones:

1. Tensión en A igual a cero → Conductores de alimentación, toma de corriente o transformador defectuoso.
2. Si hay tensión en A pero no en B → Interruptor defectuoso.
3. Si hay tensión en B pero no en C → Fusible fundido.
4. Si hay tensión en C y no en D → Puente rectificador defectuoso.

En el caso de que el fusible esté fundido, no es conveniente sustituirlo de inmediato, ya que la causa puede deberse a otro componente defectuoso. En estos casos es recomendable verificar el estado de los diodos y del condensador, ya que algunos de estos podrían estar cortocircuitados.

Para comprobar los diodos, lo mejor es separar uno por uno los terminales del circuito impreso y verificar su resistencia interna con el óhmetro.

Conviene tomar unas pequeñas medidas de seguridad antes de realizar esta operación, como desconectar la alimentación de la red y comprobar que el condensador de filtrado está descargado. También se puede comprobar el estado de un diodo sin separarlo del circuito, para lo cual tendremos que utilizar el osciloscopio.

b) **Baja tensión en la salida.** Las causas pueden ser:

- Corriente de carga excesiva.
- Baja tensión en la red.
- Condensador de filtro defectuoso.
- Rectificadores defectuosos.

Las dos últimas causas pueden consistir en la pérdida de capacidad del condensador o diodos defectuosos.

c) **Rizado excesivo.** Puede estar motivado por los condensadores de filtro defectuosos.

Recambio de los componentes defectuosos

Una vez que se han localizado los componentes defectuosos, hay que sustituirlos por otros. Lo más recomendable es sustituirlos por recambios exactos, aunque si no se dispone de ellos se puede recurrir a los equivalentes.

Estos equivalentes deben poseer, al menos, las mismas características nominales que los originales. No se podrá sustituir, por ejemplo, una resistencia de 1 W por una de 1/2 W, ya que con el tiempo acabaría por destruirse.

También es muy importante que los recambios equivalentes posean las mismas dimensiones, ya que en caso contrario no podrían encajar correctamente en el circuito impreso.

Las guías de equivalentes de semiconductores son muy útiles para encontrar los recambios adecuados. Se puede decir que el repuesto más seguro es aquel que posee los mismos valores nominales y dimensiones que el componente al que sustituye.

Actividades de comprobación

8.1. Para la construcción de un rectificador trifásico de onda completa se necesitan:

- a) 4 diodos.
- b) 3 diodos.
- c) 6 diodos.

8.2. ¿Qué rectificador consigue una menor tensión de rizado a iguales condiciones de filtrado?

- a) El rectificador de onda completa.
- b) El rectificador de media onda.
- c) El puente rectificador.

8.3. Si el valor eficaz de la tensión alterna aplicada a la entrada de un rectificador en puente es de 200 V, averigua cuál será la tensión máxima que deberán soportar los diodos.

8.4. El valor eficaz de la tensión alterna a la entrada a un rectificador de media onda es de 17 V. ¿Cuál será la lectura de un voltímetro de continua conectado a la salida?

8.5. El valor máximo de la tensión alterna de entrada a un puente de rectificadores es de 100 V. ¿Cuál será la lectura de un voltímetro de continuo conectado a la salida?

8.6. Encuentra la corriente nominal de los diodos de silicio, así como su tensión inversa pico máxima, para los diferentes tipos de circuitos rectificadores: a) rectificador de media onda, b) rectificador de onda completa con transformador de toma intermedia, c) puente rectificador. Las características a las que se someten dichos circuitos rectificadores son en todos los casos: tensión eficaz en el secundario del transformador = 24 V, resistencia de la carga = 100 Ω. Determina también la tensión y la

corriente por la carga en cada uno de los casos. Por último, dibuja los esquemas eléctricos correspondientes a cada uno de los circuitos indicados.

8.7. Se quiere determinar cuál de los diodos que se exponen en la Tabla 8.1 será el más adecuado para utilizarlo en un rectificador de media onda de las siguientes características: tensión eficaz alterna de entrada igual a 50 V, resistencia de la carga igual a 500 Ω.

Tabla 8.1.

Unión	Tensión eficaz	Corriente
1N914	75 V	200 mA
1N1185	120 V	35 A
1N4001	50 V	1 A

8.8. ¿Y para un puente rectificador al que se le aplican 30 V de tensión alterna de entrada y se le conecta una resistencia de carga de 25 Ω?

8.9. A un puente rectificador, con filtro por condensador, se le aplica una tensión senoidal de 50 Hz y 12 V. Diseña el condensador de filtrado siguiendo la regla del 10 % para una carga de 100 Ω. Determina también la tensión de C.C. en la carga, la tensión de rizado, así como la corriente por la carga.

8.10. A un puente rectificador, con filtro por condensador, se le aplica una tensión alterna senoidal de 50 Hz y 24 V. Se trata de averiguar la tensión de rizado, así como su porcentaje respecto a la tensión de C.C. (factor de rizado) si la resistencia de carga es de 240 Ω y la capacidad del condensador 500 μF.

Actividades de ampliación

8.1. Consulta en Internet sobre los temas relacionados con esta unidad e intenta contrastar y ampliar la información obtenida. Además, busca un fabricante de puentes de diodos para circuitos electrónicos y analiza las características de los diferentes tipos fabricados.

8.2. Busca en Internet software para el diseño y la simulación de circuitos electrónicos, instala alguno de los programas en tu ordenador y aprende a realizar tus propios diseños y simulaciones.

A modo de ejemplo, a continuación presentamos una relación de programas de diseño y simulación:

Tabla 8.2. Programas de diseño electrónico y simulación.

Altium designer	B2 Spice
Bartels AutoEngineer	BSch3V
Cadstar	CIRCAD
CircSchema	Circuit Shop
Crocodile clips	Designworks
Diptrace	Eagle
Edison	EDWinXP
ExpressPCB	FreePCB
GEDA	KTechLab
Livewire	Micro-Cap
MultiSim (Electronics Workbench)	ORCAD
Oregano	Pad2pad
PCB 123	PCB artist
PCB elegancia	PCB Wizard
ProSchematic	Proteus
Qucs	Rimu PCB
Rimu Schematic	Simetrix
Simulador de Circuitos Digitales	Splan
Sprint-Layout	Super spice
Tina	TinyCad
TopSPICE	VirtualBreadboard
VisualSpice	WinCircuit
WinQcad	WinSchema
XCircuit	Yenka Electronics

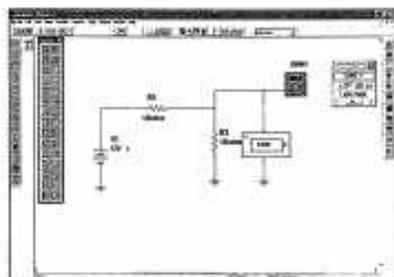


Figura 8.44. MultiSim.

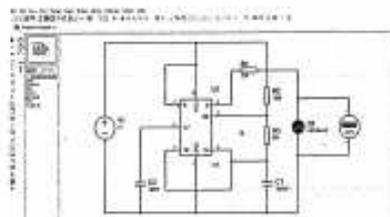


Figura 8.45. Proteus.

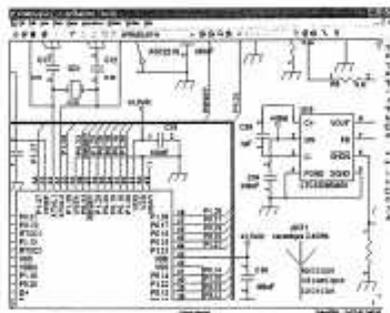


Figura 8.46. ORCAD.

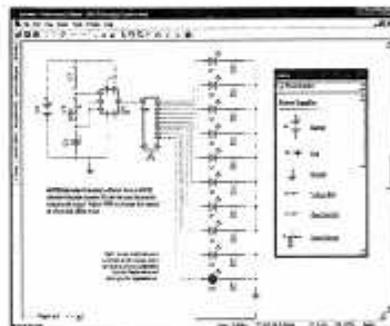
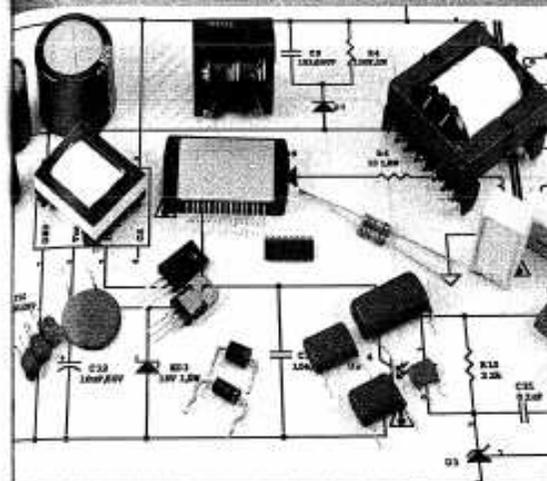


Figura 8.47. Livewire.

Transistores



Los transistores son fundamentales en la mayoría de los circuitos electrónicos que realizan la función de amplificación, control, estabilización de la tensión, etc. Hay dispositivos que los dispositivos y actuamos que generan las señales de control, como una resistencia NTC, en un termostato, una LDR en una barrera robótica, un micrófono de audio, etc., producen señales eléctricas muy débiles que, en la mayoría de las aplicaciones, hay que aumentar (proceso de amplificación) para poder conseguir alimentar dispositivos o actuadores, que necesitan de un aporte mayor de energía para su funcionamiento (altavoces, bombas de agua, caladores, etc. que ponen en marcha una máquina o motor, etc.).

El nacimiento del primer transistor por Schockey dio origen a las que venían. A partir del transistor bipolar se han ido desarrollando otro tipo de transistores, como el transistor de efecto de campo (FET), y el transistor de campo de unión metálica (MOSFET), que por sus especiales características les hace ideales para el tratamiento de señales de radio frecuencia y en el diseño de circuitos digitales. Con ellos también se han desarrollado los circuitos integrados (chips), que reúnen en un solo componente multitud de transistores de todo tipo, diodos, resistencias, etc., consiguiendo miniaturizar y simplificar enormemente los circuitos. Los circuitos integrados consiguen realizar múltiples funciones con un solo componente, como las que

Contenidos

- Introducción
- Características de los transistores
- Tipos de transistores
- Transistores bipolares
- Transistores de efecto de campo
- Transistores de unión metálica
- Transistores de efecto de campo de unión metálica
- Transistores de efecto de campo de unión metálica
- Transistores de efecto de campo de unión metálica
- Transistores de efecto de campo de unión metálica

Objetivos

9.1. Transistores bipolares

Al igual que los diodos de unión, los transistores bipolares se construyen gracias a la unión de los cristales semiconductores de tipo P y de tipo N.

El transistor es un componente fácilmente identificable por sus tres terminales de conexión que asoman al exterior a través de una de las bases de su cápsula (Figura 9.1). Estos suelen estar dispuestos en línea o según los vértices de un triángulo imaginario.



Figura 9.1. Aspectos de transistores con diferentes encapsulados.

Cada uno de estos terminales está unido a un cristal semiconductor de tipo P o tipo N. De esta forma, nos encontramos con un terminal de emisor, un terminal de base y otro de colector.

Existen dos tipos de transistores, los PNP y los NPN. En la Figura 9.2 se muestra la disposición de los cristales en cada uno de los tipos, así como su símbolo correspondiente. Obsérvese que si el transistor es PNP (PeNetra) la flecha correspondiente al emisor se dibuja hacia dentro y si es NPN (No PeNetra) dicha flecha se dibuja hacia fuera.

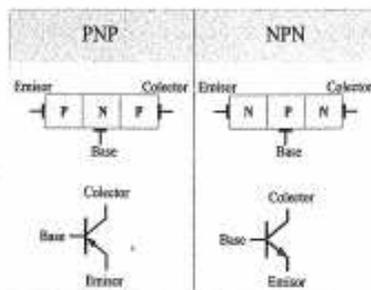


Figura 9.2. Transistores NPN y PNP.

La disposición de los terminales de un transistor depende del tipo de encapsulado con el que se haya construido. Esta información siempre se puede obtener consultado las hojas

de características que facilitan los fabricantes. En la Figura 9.3 se muestran algunos ejemplos de dónde se encuentra el emisor, la base y el colector de algunos encapsulados de transistores.

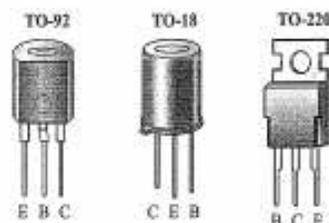


Figura 9.3. Ejemplos de disposición de terminales de un transistor.

En el proceso de fabricación de un transistor NPN, se hace que el cristal semiconductor correspondiente al emisor esté muy contaminado, por lo que contendrá un exceso de portadores de carga; su tarea consistirá en enviar o emitir estos portadores de carga (electrones) a la base. El cristal semiconductor de la base se fabrica extremadamente delgado y con un grado tenue de contaminación; los electrones emitidos por el emisor atraviesan, prácticamente en su totalidad, a este cristal, para acabar dirigiéndose al colector. La misión de la base consistirá en controlar dicho flujo de electrones. El cristal semiconductor del colector se fabrica con un grado de contaminación intermedio y recibe este nombre por recoger los electrones enviados por el emisor.

9.2. Funcionamiento del transistor

Para estudiar el funcionamiento del transistor, nos vamos a referir exclusivamente al tipo NPN.

Actividad experimental 9.1

a) Localiza un transistor NPN en el compartimiento de componentes del entrenador didáctico, por ejemplo el SC 107 y monta el circuito de la Figura 9.4 mediante un diodo LED conectado en serie con una resistencia de 470 Ω y alimenta el conjunto por una pila o fuente de alimentación de 9 V.

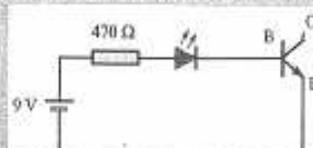


Figura 9.4.

Al probar el circuito, el diodo LED se tendrá que encender. Veamos cuál es la explicación de ese fenómeno: al conectar el polo positivo de la pila a la base (cristal tipo P) y el negativo al emisor (cristal tipo N) la unión queda polarizada directamente y, por tanto, circulará una corriente elevada a través del cristal (como si se tratase de un diodo), que hace que el LED se encienda.

b) A continuación permuta los conductores en los terminales del transistor según se indica en el esquema de la Figura 9.5. Al probar el circuito, el diodo LED no se tiene que encender.



Figura 9.5.

¿Cuál es la explicación? Si se polariza la unión emisor-base PN en sentido inverso, la corriente a través del cristal será prácticamente nula y, por tanto, el diodo LED permanecerá apagado (Figura 9.6).

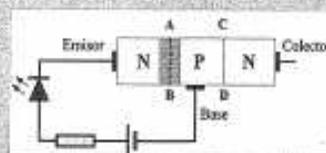


Figura 9.6.

c) Realiza a continuación las conexiones con los terminales de base y colector, tal como se indica en el esquema de la Figura 9.7 y explica por qué se enciende el diodo en este caso.

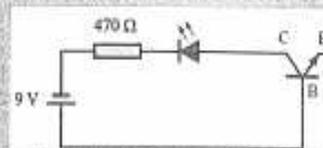


Figura 9.7.

d) Ahora permuta los conductores de la pila, de tal forma que la base quede conectada al terminal negativo y el colector al diodo LED. Dibuja el esquema de conexiones y explica por qué no se enciende el diodo LED en este caso.

e) Seguidamente, conecta los terminales del colector y emisor, tal como se muestra en la Figura 9.8. Podrías comprobar cómo en este caso el diodo LED no se enciende.



Figura 9.8.

¿Cuál es la explicación? Los electrones libres del cristal N del emisor son repelidos por el polo negativo de la pila (Figura 9.9), mientras que los electrones libres del cristal N del colector son atraídos por el polo positivo. De todo esto se deduce que se produce un desplazamiento de electrones en el sentido del emisor al colector. A pesar de ello, los electrones del emisor no poseen la suficiente energía para atravesar las barreras AB y CD de las uniones, las cuales los repelen.

La corriente emisor-colector es, por tanto, muy pequeña y por eso el diodo LED no se enciende, por lo que se considera a efectos prácticos como una corriente de fuga.

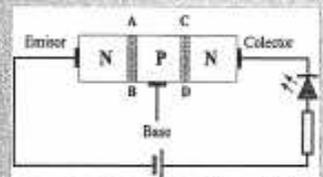


Figura 9.9.

f) Consigue una resistencia de $1\,000\ \Omega$ y una pila de 1.5 V y realiza el montaje que se propone en la Figura 9.10. Podrás comprobar cómo en este caso sí que se enciende el diodo LED.

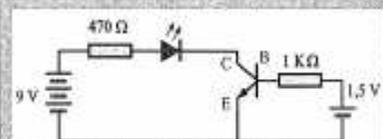


Figura 9.10.

¿Cuál es la explicación? La principal barrera que se opone al paso de los electrones desde el emisor al colector la constituye la barrera AB (Figura 9.11), ya que una vez atravesada esta los electrones se encuentran bajo la influencia del campo eléctrico del polo positivo.

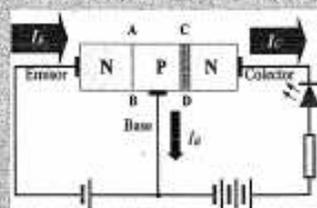


Figura 9.11.

Al aplicar una pequeña tensión positiva a la base (cristal P), con respecto al emisor (cristal N), dicha barrera desaparecerá, por quedar polarizada directamente la unión de los cristales PN que la componen, sintiéndose atraídos los electrones por los potenciales positivos de la base y del colector. Dado que el potencial positivo del colector es mucho más elevado que el de la base, los electrones se sentirán más atraídos por el primero, por lo que se obtiene una elevada corriente de colector I_c (que hace que el diodo LED se encienda) y una pequeña corriente de base I_b .

A esta explicación hay que añadir que, al ser el cristal de la base extremadamente delgado y estar débilmente contaminado con unos pocos huecos, la base se satura rápidamente al ser invadida por la gran cantidad de electrones provenientes del emisor, lo que causa una difusión de estos hacia la zona de empobrecimiento de la unión con el colector. Una vez que los electrones

han superado la unión, son atraídos con fuerza por el fuerte campo eléctrico positivo a que está sometido el colector.

El número de electrones que fluyen hacia el colector será más elevado cuanto mayor sea la tensión de polarización directa del diodo base-emisor. Por lo que se puede decir que esta tensión junto con la corriente de base, controlan la corriente de colector. Haciendo un símil, podríamos decir que la tensión de polarización del diodo base-emisor abre más o menos una compuerta por donde pasan los electrones; esta compuerta se consigue abrir con un pequeño esfuerzo (débil corriente de base), sin embargo, por ella pasan una gran cantidad de electrones, que se dirigen hacia el colector, debido al fuerte potencial eléctrico que este posee.

Si tenemos en cuenta que la corriente de base es muy pequeña con respecto a la del colector y que esta última varía en consonancia con la primera, haremos comprendido la más importante propiedad del transistor, consistente en su capacidad de amplificación de corriente.

Este fenómeno nos permitirá que, con la débil corriente que puede tener cualquier forma de variación en el tiempo, como pueden ser señales de radio, TV, sonido, etc., podamos obtener la misma forma de variación en el tiempo sobre una corriente mayor, procedente de una fuente de alimentación, lo que da lugar a poder transformar señales débiles en otras suficientemente fuertes para producir, por ejemplo, sonido en un altavoz, imagen en un televisor, etc. (Figura 9.12).

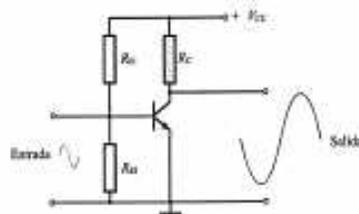


Figura 9.12. El transistor como amplificador.

El estudio que se ha hecho para el transistor NPN es igualmente válido para el PNP, con la única diferencia de que en el caso del transistor PNP la conducción se produce cuando se aplica una tensión negativa en el colector con respecto al emisor y una tensión igualmente negativa, aunque de inferior valor a la base, con respecto al emisor (Figura 9.13).

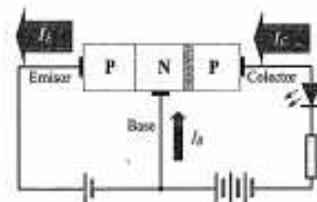
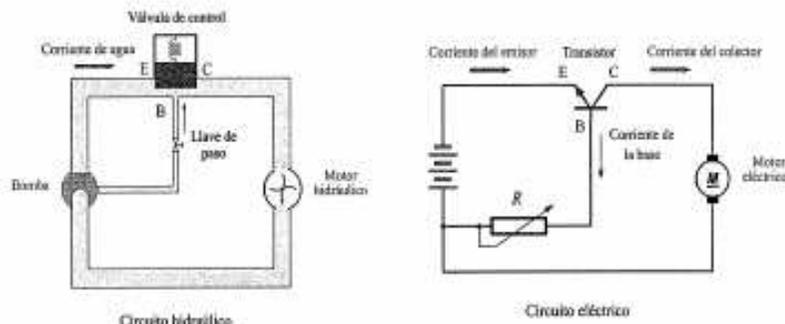


Figura 9.13. Polarización en un transistor PNP.

9.2.1. Símil hidráulico del funcionamiento del transistor

Para ayudarnos a entender mejor el funcionamiento de un transistor, vamos a hacer una comparación entre un circuito hidráulico y un circuito eléctrico (Figura 9.14 y Tabla 9.1).



Circuito hidráulico

Circuito eléctrico

Figura 9.14. Comparación entre un circuito hidráulico y un circuito con transistor.

Tabla 9.1. Símil hidráulico del funcionamiento del transistor.

Circuito hidráulico	Circuito eléctrico
<p>Válvula cerrada</p>	<p>Transistor en corte</p>
<p>Si la llave de paso está cerrada, la válvula de control también está cerrada gracias al muelle de cierre de la misma, por lo que el motor hidráulico no se mueve.</p>	<p>Si variamos la resistencia del potenciómetro R, hasta conseguir que la intensidad por la base (I_b) sea nula, la unión base-emisor no está polarizada, por lo que, tanto la corriente de emisor (I_e) como la de colector se anulan (I_c) (funcionamiento del transistor en corte) y el motor no se mueve.</p>

(Continuación)



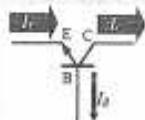
Válvula entreabierta

Si abrimos más o menos la llave de paso, la presión que llega a la válvula de control empuja el muelle y hace que esta se habra también más o menos. El caudal por la tubería principal se hará más o menos grande y el motor hidráulico se moverá con más o menos velocidad. Con un pequeño aumento del caudal en la tubería de la llave de paso se consigue un aumento más grande en la tubería principal. De esta forma, conseguimos regular la velocidad del motor hidráulico con un pequeño esfuerzo en la llave de paso (amplificación).



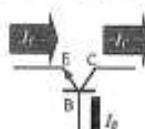
Válvula abierta

Si abrimos la llave de paso lo suficiente para conseguir que la presión sobre el muelle se desplace hasta su posición máxima, la válvula principal se abrirá totalmente. El caudal por la tubería principal se hará ahora máximo y el motor hidráulico se moverá a la máxima velocidad.



Transistor en regulación

Si variamos más o menos la resistencia del potenciómetro hasta conseguir que la pequeña intensidad por la base sea suficiente para polarizar la unión base emisor, se conseguirá que aparezca un valor de intensidad de corriente en el emisor y colector lo suficiente grande para mover el motor eléctrico (*funcionamiento del transistor en regulación*). Con un pequeño aumento en la corriente de base se consiguen aumentos más grandes en las corrientes de emisor y colector (amplificación).



Transistor en saturación

Si variamos la resistencia del potenciómetro hasta conseguir que la corriente de base polarice el transistor hasta el máximo, la intensidad del colector se hará máxima (*funcionamiento del transistor en saturación*) y el motor eléctrico se moverá a la máxima velocidad.

9.3. Identificación de transistores

La mejor forma de identificar un transistor es anotar su referencia y, posteriormente, consultar sus características en las hojas de especificaciones técnicas del fabricante, o en un libro de características de transistores.

Mediante un método muy sencillo se puede determinar si un transistor desconocido es del tipo PNP o NPN. Este método consiste en tomar varias medidas, con el polímetro utilizado como óhmetro en el rango de $\times 100$, de las resistencias que aparecen entre los diferentes terminales del transistor (Figura 9.15).



Figura 9.15. Identificación del tipo de transistor mediante un polímetro.

Actividad experimental 9.2

Toma un transistor desconocido y averigua de qué tipo es, así como la disposición de sus terminales. Seguidamente, se exponen algunas ideas para conseguirlo.

Primero determinamos cuál de los terminales del transistor corresponde a la base. Esto se consigue midiendo la resistencia con el óhmetro entre los diferentes terminales. En un transistor en buen estado, la resistencia entre el colector y el emisor es siempre muy alta, cualquiera que sea la polaridad aplicada por el óhmetro; cuando se haga esta verificación, el otro terminal correspondiente a la base.

Una vez localizada la base, conectamos la punta de prueba positiva en ella y la negativa en cualquiera de los otros dos terminales del transistor; si la resistencia obtenida es muy baja (se ha polarizado la unión de uno de los dos diodos por efecto de la tensión positiva aplicada con el óhmetro a la base P) se trata de un transistor tipo NPN; si obtenemos una resistencia muy alta (no se ha polarizado la unión) se trata de un transistor PNP.

Por si te sirve de ayuda, en la Tabla 9.2 se indican las medidas de resistencia que se dan en cada caso para los dos tipos de transistores.

Con este sencillo procedimiento también se puede llegar a averiguar cuál de los terminales corresponde al emisor y cuál al colector. Para ello, hay que tener en cuenta que:

La resistencia y tensión de barrera de la unión base-colector es algo menor que la correspondiente a la unión base-emisor.

Tabla 9.2.

Tipo de transistor	Terminal	Resistencia	
		entre emisor y base	entre colector y base
NPN	colector	R_{em}	R_{ec}
	emisor	R_{em}	R_{ec}
	base	R_{eb}	R_{cb}
PNP	colector	R_{em}	R_{ec}
	emisor	R_{em}	R_{ec}
	base	R_{eb}	R_{cb}

Esta diferencia es más apreciable si medimos la tensión de barrera con un polímetro digital.

9.3.1. Comprobación del estado de un transistor

Para comprobar si un transistor está en buen estado utilizaremos el óhmetro. Con él verificaremos la resistencia entre los terminales del transistor con las diferentes posibilidades de polarización, teniendo en cuenta que: a) con cualquier polaridad, la resistencia obtenida, al aplicar el óhmetro entre el colector y el emisor, es siempre muy alta para un transistor en buen estado; b) al polarizar directamente cualquiera de las uniones entre base-colector y base-emisor, la resistencia obtenida para un transistor en buen estado debe ser baja.

Por otro lado, los polímetros digitales suelen ir equipados con un dispositivo, llamado *transistómetro*, para poder conectar el transistor y así poder determinar su ganancia. Para ello dispone de dos filas de tres conexiones, una para transistores PNP y otra para NPN, tal como se muestra en la Figura 9.16.

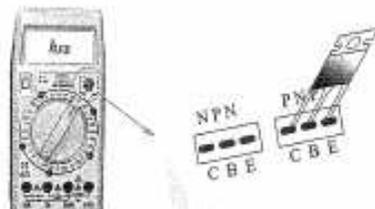


Figura 9.16. Medida de la ganancia mediante polímetro digital.

Con este dispositivo podemos medir la ganancia de un transistor una vez conectado en el apartado que le corresponde, según su tipo y en el orden de terminales correcto. Aprovechando el *transistómetro*, se puede verificar el estado de un transistor, ya que si este está en buen estado tendrá que medirse una ganancia aceptable. Con este sistema también es posible comprobar la disposición de los tres terminales del transistor, ya que hasta que este no se conecta adecuadamente al *transistómetro* no se mide ganancia alguna.

9.3.2. Encapsulado de transistores

El tamaño de la capsula de un transistor depende de la potencia que es capaz de disipar. Los transistores se fabrican en diferentes tipos de encapsulados normalizados en fun-

ción de la aplicación. En la Tabla 9.3 se muestra un resumen de los encapsulados más utilizados y la disposición de sus terminales.

Tabla 9.3. Encapsulado de transistores.

	Se emplean para transistores de pequeña señal. El cuerpo está formado por una carcasa metálica.
	Muy utilizado en transistores de pequeña señal. El cuerpo es de plástico.
	Se emplean para transistores de pequeña potencia y existe la posibilidad de fijarlos a aletas de refrigeración mediante un tornillo, gracias al orificio central con el que viene dispuesto.
	Se utilizan para transistores de algo más de potencia que los anteriores. Aquí también es posible la fijación de una aleta de refrigeración.
	Se emplean en transistores de gran potencia. Su cuerpo es metálico y se suelen fijar a aletas de refrigeración a través de dos terminales. Solo dispone de dos terminales, ya que el colector se conecta directamente al cuerpo metálico.

9.3.3. Identificación de componentes semiconductores

Para identificar a los semiconductores se inscribe en su encapsulado un código de designación normalizado, como por ejemplo el BC107. Este código nos proporciona información básica sobre el tipo de componente semiconductor.

En la actualidad existen tres tipos de códigos según el país de origen:

Código	País
BC107	Europa
2N4001	Estados Unidos
2N1025	Japón

Actividad propuesta 9.1

Averigua el significado de los siguientes códigos de designación: BC107-BSX51-1N4001-2N1025-2SB984.



Para poder resolver esta actividad consulta en el MATERIAL WEB que se ha elaborado para este texto el documento: «Identificación de componentes semiconductores», donde podrás encontrar el significado de cada uno de los códigos según el país.

9.4. Intensidades de corriente en el transistor

En los apartados anteriores hemos estudiado, de una forma experimental, el funcionamiento del transistor. Completaremos a continuación algunos otros aspectos más particulares del mismo, como son la relación de intensidades de corriente que aparecen en cada uno de los terminales del transistor. Pero antes vamos a realizar un pequeño repaso de los conocimientos ya adquiridos, intentando, a su vez, dar una mayor profundidad a los mismos.

Este estudio lo realizaremos también sobre un transistor NPN. Este tipo es más utilizado que el PNP, ya que actúa algo más rápido y se adapta mejor a los sistemas donde se conecta el negativo a masa. No obstante, es fácil encontrar los dos tipos de transistores en un mismo circuito, ya que su combinación amplía las posibilidades del diseñador.

Tal como está polarizado el transistor NPN (Figura 9.17), el diodo formado por la unión del emisor y la base queda polarizado directamente con la tensión V_{BE} . Para que esto ocurra, será suficiente con una tensión mínima, superior a la umbral, que en el caso del silicio será de 0,6 V a 0,7 V. Este fenómeno de polarización directa hace que la resistencia base-emisor (R_{BE}) disminuya a un valor muy reducido (por debajo de los 100 Ω).

Por otro lado, el diodo formado por la unión de la base y el colector aparece polarizado inversamente por la tensión V_{CB} , que es de un valor mucho más alto que V_{BE} . De aquí, se deduce que la resistencia entre el colector y la base (R_{CB}) sea de un valor elevado (función 10 k Ω).

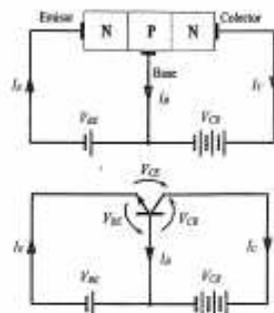


Figura 9.17.

Sin embargo, tal como se pudo apreciar en las experiencias llevadas a cabo, la corriente es capaz de atravesar tanto la unión polarizada directamente como la polarizada inversamente. De tal forma que el valor de la corriente que entra por el emisor I_E se acerca bastante a la del colector I_C , por tanto la corriente que sale de la base será muy pequeña.

Efectivamente, la región que ocupa la base del transistor es muy reducida y está mínimamente impurificada, por lo que posee muy pocos huecos. De esta forma, los electrones que emite el emisor superan sin dificultad la unión emisor-base, por estar polarizada directamente. Pero es probable que uno de estos electrones encuentre en la base un hueco libre con el que combinarse. Por ello, la corriente de base será muy débil. Sin embargo, estos electrones, una vez que superan la barrera de emisor-base, se sienten fuertemente atraídos por el potencial eléctrico positivo del colector, por lo que se establece un valor considerable de corriente de colector I_C .

Lo normal es que el 99 % de la corriente del emisor se dirija directamente al colector y que el 1 % restante lo haga a la base.

Se puede establecer una ecuación que relacione estas tres corrientes, de tal forma que:

$$I_E = I_C + I_B$$

A pesar de que la corriente de base es muy débil, esta es muy valiosa, ya que gracias a ella se puede gobernar la gran corriente que aparece en el colector. De tal forma que, si la corriente de base fuese nula, no habría corriente de colector. Téngase en cuenta que, al desaparecer la tensión de polarización de la unión emisor-base, los electrones del emisor no pueden superar esta barrera.

9.5. Ganancia de corriente o parámetro beta (β) de un transistor

La circunstancia de que una pequeña corriente de base controle las corrientes de emisor y colector mucho más elevadas, indica la capacidad que posee un transistor para conseguir una gran ganancia de corriente. Así, la ganancia de corriente de un transistor es la relación que existe entre la variación o incremento de la corriente de colector y la variación de la corriente de base.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Actividad resuelta 9.1

En el caso de que en un transistor se obtenga una variación de corriente de colector de 8 mA y de 0,08 mA en la corriente de base, la ganancia será:

$$\beta = \frac{8}{0,08} = 100$$

La ganancia de corriente de los transistores comerciales varía bastante de unos a otros. Así, nos podemos encontrar transistores de potencia que poseen una β de tan solo 20. Por otro lado, los transistores de pequeña señal pueden llegar a tener una β de 400. Por todo ello, se puede considerar que los valores normales de este parámetro se encuentran entre 50 y 300.

En las hojas de especificaciones técnicas, que facilitan los fabricantes de transistores, en vez de utilizarse β para identificar la ganancia de corriente, se suele utilizar h_{FE} . Así por ejemplo, para el transistor con referencia BC 108, se lee en sus hojas de características una h_{FE} entre 150 y 290; lo que nos indica que la ganancia de corriente de este transistor puede encontrarse entre estos valores.

La ganancia de corriente varía notablemente con la corriente de colector. Además, la temperatura ambiente influye positivamente en el aumento de dicha corriente. Hay que pensar que, al aumentar la temperatura de la unión del diodo colector, aumenta el número de portadores minoritarios y, por tanto, se produce un aumento de la corriente de colector.

9.6. Tensiones de ruptura

Al igual que ocurría con los diodos, cuando se polariza inversamente cualquiera de las uniones de un transistor, aparecen pequeñas corrientes inversas, que no provocarán la ruptura de dichas uniones, si la tensión que se aplica no supera los valores máximos fijados en las hojas de especificaciones técnicas. Se pueden dar dos casos diferentes a tener en cuenta:

a) **Tensión inversa colector-base (V_{CBO}) con el emisor abierto:** en la Figura 9.18 se ha abierto el circuito del emisor; observa cómo la unión formada por la base y el colector están polarizadas inversamente con la tensión V_{CB} . Como ocurría con los diodos, esto provoca la circulación de una pequeña corriente de fuga (I_{CBO}) que no será peligrosa hasta que no se alcance la tensión de ruptura de la unión. Normalmente esta tensión suele ser elevada (del orden de 20 a 300 V).

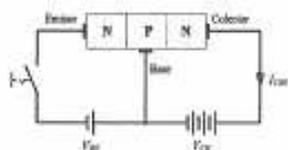


Figura 9.18. Transistor con el emisor abierto.

Nunca deberá trabajarse, por supuesto, con una tensión superior a la indicada por el fabricante en sus hojas técnicas. Este dato suele aparecer indicado con las siglas V_{CBO} .

b) **Tensión inversa colector-emisor (V_{CEO}) con la base abierta:** en este otro caso, se ha abierto la base y, por tanto, se aplica una tensión entre el colector y el emisor que es igual a la suma de las tensiones de las dos fuentes (Figura 9.19). Esta fuerte diferencia de potencial provoca un pequeño flujo de electrones que emite el emisor y que se sienten fuertemente atraídos por el potencial positivo de la fuente. El resultado es una pequeña corriente de fuga de emisor a colector (I_{CEO}). Al igual que ocurría anteriormente, el valor de esta corriente está determinado por la tensión colector-emisor (V_{CEO}) aplicada. En las hojas técnicas también aparece la tensión máxima de funcionamiento (V_{CE0}), que en ningún caso debe ser superada, para evitar el peligro de destrucción del semiconductor.

Así, por ejemplo, para el transistor BC 108, en las hojas de especificaciones técnicas aparecen los siguientes valores para las tensiones de ruptura: $V_{CBO} = 30$ V y $V_{CEO} = 20$ V, lo que significa que este transistor nunca deberá operar con tensiones superiores a estos valores especificados.

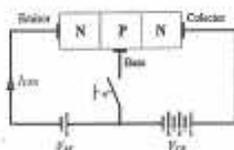


Figura 9.15. Transistor con la base abierta.

9.7. Características de los transistores bipolares

Las curvas características del transistor relacionan entre sí todas las magnitudes de tensión e intensidad de corriente que se dan en él, como son: la tensión colector-emisor (V_{CE}), la tensión base-emisor (V_{BE}), la tensión colector-base (V_{CB}), la corriente de base (I_B), la corriente de colector (I_C) y la corriente de emisor (I_E). De esta forma, conociendo las curvas características, se puede entender el funcionamiento del transistor, así como determinar la mayor parte de los aspectos que lo definen, como pueden ser: parámetro β , resistencia de entrada y resistencia de salida, ganancia de tensión, determinación del punto de funcionamiento de un transistor y otras más.

9.7.1. Curvas características con el emisor común (EC)

La mayoría de los circuitos con transistores utiliza el emisor como terminal común entre la entrada y la salida, en vez de la base. En la Figura 9.20 se muestra el circuito básico con la configuración en emisor común (EC).

Ahora la base hace de electrodo de entrada y el colector de electrodo de salida.

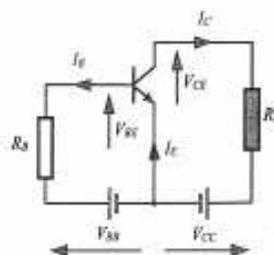


Figura 9.20. Transistor en emisor común.

El funcionamiento del transistor en este circuito es similar al de la configuración BC. Cuando la tensión de polarización directa V_{BE} del diodo emisor-base supera los 0,7 V (para transistores de silicio), los electrones libres, que provienen del emisor, traspasan la delgada capa de la base, en dirección al colector, empujados por el fuerte potencial eléctrico causado por la polarización inversa V_{CE} . Como podemos comprobar en las curvas características, el valor de la corriente de colector dependerá casi exclusivamente de la corriente de base.

Características $I_C = f(V_{CE})$ para $I_B = \text{cte}$

Estas características también son conocidas como familia de colector, ya que son las correspondientes a la tensión e intensidad del colector. En la Figura 9.21 se muestra una familia de curvas de colector para diferentes valores constantes de la corriente de base.

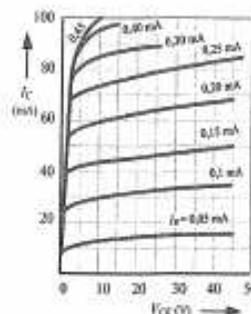


Figura 9.21. Curvas $I_C = f(V_{CE})$ para I_B constante.

Estas curvas representan, en cierto modo, la forma de funcionamiento del transistor. Se puede comprobar que, para una tensión constante de colector-emisor, si se producen pequeñas variaciones de la corriente de base (del orden de μA) se originan unas variaciones en la corriente del colector mucho más elevadas (del orden de mA). De lo cual se deduce la capacidad del transistor para amplificar corrientes.

Observa que, en la mayor parte de las curvas, la tensión V_{CE} afecta muy poco a la corriente de colector I_C . Si se aumenta V_{CE} demasiado (por encima de V_{CEO}), la unión del colector entra en la región de ruptura y este puede llegar a destruirse. Sin embargo, si la tensión V_{CE} es muy pequeña (por debajo de 0,7 V), la corriente de colector será muy

débil, por lo que se obtiene una ganancia de corriente muy baja. En conclusión, para conseguir que el transistor trabaje como amplificador de corriente, la tensión de polarización inversa V_{CE} debe mantenerse por encima de 0,7 V y por debajo de la tensión de ruptura.

Característica $I_B = f(V_{BE})$ para $V_{CE} = \text{cte}$

Mediante esta curva podemos determinar los efectos que producen las variaciones de la tensión de polarización V_{BE} sobre la corriente de base I_B . Estas gráficas reciben el nombre de curvas características de transferencia. Las curvas que se obtienen son muy similares a las de un diodo cuando se le polariza directamente. En la Figura 9.22 se muestra la diferencia existente entre la característica de un transistor de germanio y uno de silicio. El transistor de germanio comienza a conducir cerca de los 0,2 V y el de silicio a los 0,6 V, aproximadamente.

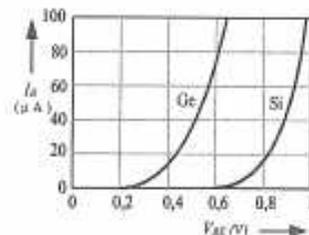


Figura 9.22. Curvas $I_B = f(V_{BE})$ para V_{CE} constante.

Estas tensiones permanecen prácticamente constantes, por lo que serán de gran ayuda para localizar averías en circuitos con transistores.

Los transistores de germanio se han ido dejando de utilizar paulatinamente, lo que ha dado paso a los de silicio, que son más baratos y responden mejor a las altas temperaturas. No obstante, el germanio ofrece algunas ventajas en determinadas aplicaciones.

9.7.2. Curva de potencia máxima de un transistor

Una de las aplicaciones de las curvas características de un transistor es que, a partir de estas, se pueden determinar sus límites de funcionamiento. Estos límites están determinados por la potencia máxima que puede desarrollar un transistor sin provocar su destrucción.

Veamos en qué consiste este fenómeno: el transistor posee una resistencia entre el colector y el emisor, que varía en función de la intensidad que se le aplique a su base I_B . Por esta resistencia variable circula una corriente I_C , relativamente grande, que provoca en ella una potencia calorífica, debido al efecto Joule. Esta potencia se calcula realizando el producto de la tensión V_{CE} , aplicada entre el colector y el emisor, por la intensidad de colector I_C .

$$P = V_{CE} \cdot I_C$$

Como esta potencia se transforma íntegramente en calor, provoca un aumento de la temperatura en el transistor que, en el caso de salirse de los límites admisibles, provocará la destrucción de este.

La potencia máxima de trabajo de un transistor es un dato que proporcionan los fabricantes en las hojas de especificaciones técnicas.

Actividad resuelta 9.2

Supongamos que poseemos un transistor con una potencia máxima de 600 mW.

Con este dato se puede trazar una curva de potencia máxima sobre la familia de curvas de colector, para así poder determinar para qué tensión de colector-emisor y corriente de colector es posible trabajar con el transistor sin que se deteriore.

De esta forma, para no superar los valores límite en nuestro ejemplo se deberá cumplir en todo momento la expresión:

$$P_{\text{máx}} = V_{CE} \cdot I_C = 600 \text{ mW} = 0,6 \text{ W}$$

Luego la curva de potencia máxima para este transistor será tal que el producto de V_{CE} por I_C sea igual a 0,6 W.

En la Figura 9.23 se muestran las curvas correspondientes a la familia de colector del transistor de nuestro ejemplo, y en las que se ha añadido la curva de potencia máxima. Para trazarla, se ha procedido de la siguiente forma:

Primero, se fijan una serie de tensiones de colector-emisor, por ejemplo: 0 V, 5 V, 10 V, 15 V, 20 V, 25 V, 30 V, 35 V, 40 V y 45 V. Seguidamente, se calculan las corrientes máximas que podrán circular por el colector para cada una de estas tensiones, sin que se

sobrepase la potencia máxima de 0,6 W. Los diferentes valores de I_C vendrán dados por la fórmula:

$$I_C = \frac{P_{\text{máx}}}{V_{CE}}$$

De esta forma tendremos que:

$$\text{Para } V_{CE} = 0 \text{ V, } I_C = \frac{0,6}{0} = \infty \text{ A}$$

$$\text{Para } V_{CE} = 5 \text{ V, } I_C = \frac{0,6}{5} = 0,120 \text{ A} = 120 \text{ mA}$$

Siguiendo este mismo proceso, podrás comprobar que aparecen las siguientes parejas de valores:

V_{CE} (V)	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45
I_C (mA)	∞	120	60	40	30	24	20	17	15	13

Una vez hecho esto, se llevan los valores obtenidos a la familia de curvas de colector, formando el resultado de la unión de los puntos una hipérbola como la que se muestra en la Figura 9.23.

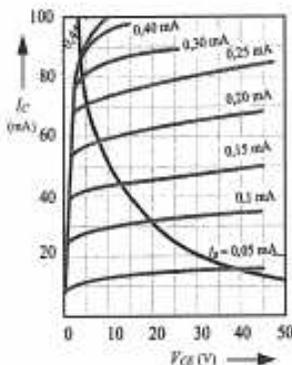


Figura 9.23. Curva de potencia máxima de un transistor.

Esta hipérbola divide la característica en dos zonas claramente diferenciadas: la zona prohibida de funcionamiento, que queda por encima de ella y en la cual la potencia es superior a 600 mW y, por tanto, es ahí donde el transistor corre peligro de destrucción por la acción del calor; y la zona de trabajo, que queda por debajo de la hipérbola y en la cual la potencia es inferior a 600 mW.

Influencia de la temperatura ambiente en la potencia máxima de un transistor

La potencia máxima que un transistor puede disipar en forma de calor depende de la temperatura máxima permitida en la unión del colector T_j (máx). Esta temperatura nunca debe ser superada, ya que a partir de ella se puede destruir el transistor. Este dato aparece en las hojas de características del componente. Así, por ejemplo, el transistor BC 107 posee una T_j (máx) de 175 °C.

La potencia máxima a que puede trabajar un transistor también depende de la temperatura ambiente. Hay que tener en cuenta que el calor producido en las uniones se conduce a través del encapsulado del transistor y se disipa al aire que lo rodea. Cuanto mayor sea la temperatura de este aire (temperatura ambiente), peor será la ventilación del transistor y, por tanto, menor la potencia máxima que se le puede exigir.

Por lo general, en las hojas técnicas se indica la potencia máxima para una temperatura ambiente de 25 °C.

En el caso de que la temperatura ambiente fuese superior, habría que encontrar la potencia máxima de funcionamiento para que el transistor trabaje dentro de sus límites de temperatura admisibles. En algunas hojas de especificaciones técnicas aparece una curva de relación, como la que se muestra en la Figura 9.24.

La curva de la Figura 9.24 nos indica que para una temperatura ambiente de 25 °C la potencia máxima es de 125 mW. Sin embargo, para 55 °C, la potencia disminuye a 50 mW.

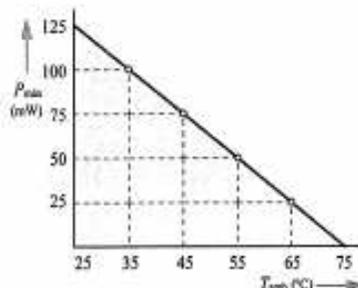


Figura 9.24. Relación de la potencia máxima de un transistor con la temperatura ambiente.

Aletas de refrigeración

En el caso de que se desee aumentar la potencia de un transistor, se puede aceptar un disipador de calor, o aleta de refrigeración en la superficie de la cápsula. De esta forma

se consigue que el calor se evacúe con mayor facilidad hacia el aire exterior. En otras ocasiones se une, mediante tornillos, la cápsula del transistor con el chasis, que en este caso actúa como disipador de calor, por tener una gran superficie (Figura 9.25).

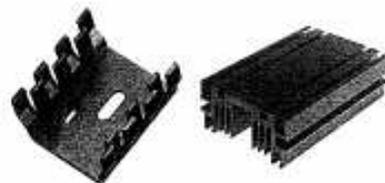


Figura 9.25. Aletas de refrigeración.

9.7.3. Recta de carga de un transistor

En apartados anteriores hemos estudiado el comportamiento de un transistor en todas sus posibilidades de funcionamiento mediante las curvas características. Pero, ¿cómo se comportaría este en el caso de que trabaje con una determinada resistencia de carga R_L ? La solución está en trazar una línea de carga en las curvas de colector para poder determinar los puntos de funcionamiento.

En la Figura 9.26 se muestra un transistor NPN en configuración de emisor común. Para determinar la corriente que circula por el colector, podemos aplicar la ley de Ohm entre los extremos de la resistencia de carga R_L . La tensión aplicada a esta resistencia se corresponderá con la tensión total aplicada por la fuente V_{CC} menos la caída de tensión que se produce entre el colector y el emisor V_{CE} . De esta manera obtendremos la siguiente expresión, que se corresponderá con la ecuación de la recta de carga:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_L}$$

Para dibujar esta recta sobre la curva característica, tal como se muestra en la Figura 9.27, lo primero que hay que hacer es encontrar sus extremos ($I_C = 0$ y $V_{CE} = 0$):

$$\text{Para } V_{CE} = 0, \quad I_C = \frac{V_{CC} - 0}{R_L} \rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

$$\text{Para } I_C = 0, \quad 0 = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_L} \rightarrow V_{CE} = V_{CC}$$

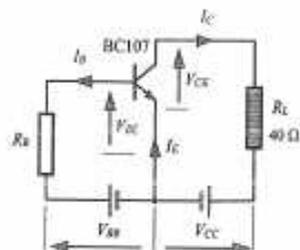


Figura 9.26. Transistor NPN en emisor común.

Llevando estos valores a las curvas características de colector, obtenemos la recta de carga de la Figura 9.29 para una determinada resistencia de carga R_L y una tensión de fuente V_{CC} .

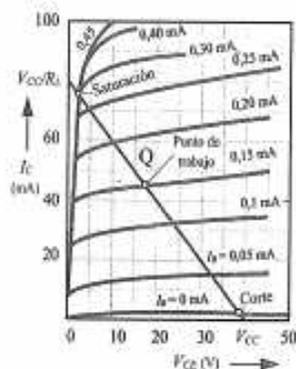


Figura 9.27. Recta de carga de un transistor.

A lo largo de la recta de carga se pueden distinguir tres partes fundamentales: punto de corte, punto de saturación, punto de trabajo.

El punto de corte es donde la línea de carga corta a la curva correspondiente a la corriente de base igual a cero ($I_B = 0$). Dada la escasa polarización directa a que queda sometido el diodo de emisor-base, la corriente que aparece por el colector es prácticamente nula (solo circula una pequetísima corriente de fuga I_{CBO}). Haciendo una aproximación, se puede decir, sin equivocarse mucho, que el

punto de corte se da en la intersección de la recta de carga con el eje horizontal, es decir, cuando:

$$V_{CE_{corte}} \cong V_{CC}$$

El punto de saturación aparece donde la línea de carga corta a la intensidad de base de saturación (Figura 9.27). En este punto la corriente de colector es la máxima que se puede dar para la operación del transistor, dentro de los límites de la recta de carga. Haciendo una aproximación, se puede decir que el punto de saturación aparece en la intersección de la recta de carga con el eje vertical, es decir, cuando:

$$I_{C_{saturación}} \cong \frac{V_{CC}}{R_L}$$

Para corrientes de base superiores a la de saturación se produce también el efecto de saturación en el transistor.

El punto de trabajo es aquel en donde el transistor trabaja de una forma normal y que, habitualmente, se encuentra entre la zona de corte y saturación. Para determinar el punto de trabajo (Q) del transistor para una determinada corriente de base (I_B), se busca el punto de intersección de la recta de carga con la curva correspondiente a dicha corriente de base.

Actividad resuelta 9.3

Se trata de determinar la recta de carga para el circuito de la Figura 9.28 y determinar el punto de trabajo del transistor para una corriente de base de 0,15 mA, así como los puntos de corte y saturación.

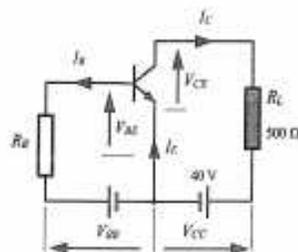


Figura 9.28.

Solución: Suponiendo que la familia de curvas de colector del transistor es la que se expone en la Figura 9.27, el punto de corte de la línea de carga con el eje horizontal ($I_C = 0$) vendrá determinado por:

$$V_{CE} = V_{CC} = 40 \text{ V}$$

El punto de corte de la línea de carga con el eje vertical ($V_{CE} = 0$) será entonces:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_L} = \frac{40}{500} = 0,080 \text{ A} = 80 \text{ mA}$$

Llevando estos valores a las curvas de la Figura 9.27, dibujamos la línea de carga.

El punto Q de trabajo del transistor para una corriente de base de 0,15 mA será el que determine la intersección de la recta de carga con la curva de dicha corriente, habiendo resultado los siguientes valores ($I_C = 45 \text{ mA}$, $V_{CE} = 17 \text{ V}$).

El punto de corte (el transistor se comporta como un interruptor abierto, $I_C \cong 0$) se da cuando la tensión de colector-emisor es de 40 V.

El punto de saturación del transistor (cuando se llega a este extremo de funcionamiento el transistor se comporta como un interruptor cerrado, con lo que no responde en ningún caso a las variaciones de la corriente de base; $I_C = \text{máx}$) se da cuando la corriente de colector es 80 mA y la corriente de base es superior a 0,45 mA.

Por último, hay que indicar que cuando se diseña un circuito para un transistor hay que procurar que el transistor nunca opere por encima de la curva de potencia máxima. Esto se consigue seleccionando valores adecuados de la tensión de fuente V_{CC} y de la resistencia de carga R_C , de tal forma que la recta de carga trazada con estos esté siempre por debajo de la curva de potencia máxima. En la Figura 9.29 se muestra un ejemplo al respecto.

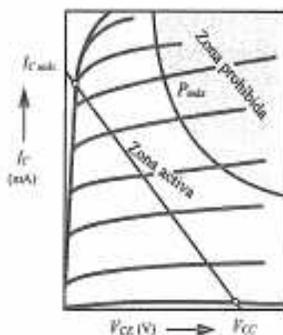


Figura 9.29. Zona de trabajo del transistor.

9.7.4. Hoja de características de un transistor

Partiendo de la hoja de características del transistor BC546 vamos a analizar los principales parámetros que figuran en las mismas.

En la Figura 9.30 se muestra el encapsulado del transistor. Se observa que se fabrica con la encapsulado TO-92, que es NPN y que las hojas de características se dan para la gama BC546 a BC550.

BC546/547/548/549/550

Switching and Applications

- High Voltage: BC546, $V_{CE0} = 65\text{V}$
- Low Noise: BC549, BC550
- Complement to BC556 ... BC560

TO-92
1. Colector 2. Base 3. Emisor

NPN Epitaxial Silicon Transistor

Figura 9.30. Encapsulado.

Como se puede observar, del recorte extraído de las hojas de características de la Figura 9.31, para el transistor BC546 la tensión inversa colector-base (V_{CB0}) es de 80 V, la tensión inversa colector-emisor (V_{CE0}) es de 65 V y la tensión inversa emisor-base (V_{EB0}) de 6 V. La corriente máxima por el colector es de 100 mA y la potencia máxima de 500 mW.

Absolute Maximum Ratings $T_J = 25^\circ\text{C}$		
Symbol	Parameter	Value Units
V_{CB0}	Collector-Base Voltage	80 V
	BC547/550	50 V
	BC548/549	30 V
V_{CE0}	Collector-Emitter Voltage	65 V
	BC547/550	45 V
	BC548/549	30 V
V_{EB0}	Emitter-Base Voltage	6 V
	BC546/547	5 V
I_C	Collector Current (DC)	100 mA
P_C	Collector Power Dissipation	500 mW
T_J	Junction Temperature	150 $^\circ\text{C}$

Figura 9.31. Valores máximos.

Del recorte de la Figura 9.32 se deduce que la ganancia de corriente se encuentra entre 100 y 800, que la tensión base

emisor que hay que aplicar para poner el transistor en saturación es de 900 mV (en este caso, la intensidad por la base es de 5 mA y la corriente por el colector llega a 100 mA, que se corresponde con la máxima).

Electrical Characteristics $T_J=25^\circ\text{C}$					
Symbol	Parameter	Test Condition	Min. Typ. Max. Units		
I_{CO}	Collector Cut-off Current	$V_{CE}=30\text{V}, I_B=0$		15	nA
β_{DC}	DC Current Gain	$V_{CE}=5\text{V}, I_C=2\text{mA}$	110	600	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C=10\text{mA}, I_B=0.5\text{mA}$ $I_C=100\text{mA}, I_B=5\text{mA}$	90	250	mV
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C=10\text{mA}, I_B=0.5\text{mA}$ $I_C=100\text{mA}, I_B=5\text{mA}$	700	900	mV
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$V_{CE}=5\text{V}, I_C=2\text{mA}$ $V_{CE}=5\text{V}, I_C=10\text{mA}$	580	660	mV
				720	mV

Figura 9.32. Características eléctricas.

En la Figura 9.33 se muestran las curvas características de la familia de colector.

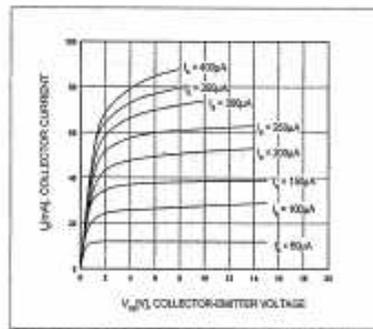


Figura 9.33. Curvas características de la familia de colector.

9.8. Polarización del transistor

Para conseguir que un transistor funcione adecuadamente, dentro de los límites indicados en el diseño, es preciso polarizarlo correctamente.

Polarizar un transistor consiste en suministrar las tensiones adecuadas de alimentación y conectar resistencias en el circuito con los valores oportunos, de forma que la señal introducida a la entrada del circuito no resulte deformada a la salida.

En la Figura 9.34 se muestra el ejemplo de un transistor NPN con polarización mediante dos fuentes de alimentación.

Aquí se ha conectado el transistor en configuración emisor común. La tensión V_{BE} que proporciona la fuente de 1,5 V polariza directamente la unión base-emisor a través de la resistencia de polarización R_B . Por otro lado, la fuente de 4 V proporciona la tensión V_{CE} que polariza inversamente el colector a través de la resistencia R_C . El objetivo que se persigue es determinar los valores de la resistencia R_C y los de la resistencia R_B para que la polarización del transistor sea correcta, o sea, para que la forma de señal introducida a la entrada del circuito no resulte deformada a su salida.

En un amplificador la señal de entrada suele ser de carácter variable, por ejemplo, la señal eléctrica de un micrófono o la aguja de un tocadiscos.

El condensador C_1 de la Figura 9.34 sirve para acoplar la entrada al transistor. Este condensador elimina la componente de corriente continua que pudiera aparecer en la señal de entrada.

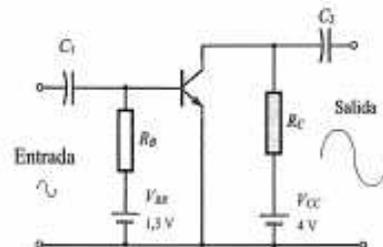


Figura 9.34. Polarización de transistor NPN mediante dos fuentes de alimentación.

La resistencia de polarización de base R_B se elige de forma que la corriente de base sea pequeña y de un valor determinado. La resistencia de carga del colector hace posible que entre el colector y el emisor aparezca una tensión variable en la salida.

Actividad resuelta 9.4

Seguidamente resolveremos el circuito presentado en la Figura 9.34 y trazaremos la recta de carga para determinar el punto de trabajo idóneo del transistor.

Aplicando la segunda ley de Kirchhoff en la malla del colector obtendremos la siguiente ecuación:

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$$

Para determinar los puntos de intersección de la recta de carga con los ejes de coordenadas de V_{CE} e I_C de las curvas características de colector, se procede como en otras ocasiones:

Para $I_C = 0 \rightarrow V_{CE(sat)} = V_{CC}$ (punto de corte)

Para $V_{CE} = 0 \rightarrow I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C}$ (punto de saturación)

Para el circuito que se mostró como ejemplo en la Figura 9.34, el punto de corte de la recta de carga se da para el valor de $V_{CE} = V_{CC} = 4\text{ V}$.

Para encontrar el valor adecuado de $I_{C(sat)}$ habrá que observar las curvas características de colector del transistor, que se corresponden con las indicadas en la Figura 9.35, de tal forma que la recta de carga a trazar no sobrepase en ningún caso a la curva de potencia máxima. En caso contrario entraríamos en la zona prohibida de funcionamiento del transistor, con riesgo de destrucción de este por sobrecalentamiento. Según estos consejos y observando detenidamente las curvas de la Figura 9.35, se ha seleccionado una corriente de colector de 100 mA para el punto de saturación de la recta de carga.

Una vez determinados los puntos de corte y saturación ($V_{CE} = 4\text{ V}$, $I_C = 100\text{ mA}$) se dibuja la recta de carga.

Ya podemos determinar el valor R_C :

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C} \rightarrow R_C = \frac{V_{CC}}{I_{C(sat)}} = \frac{4}{0,100} = 40\ \Omega$$

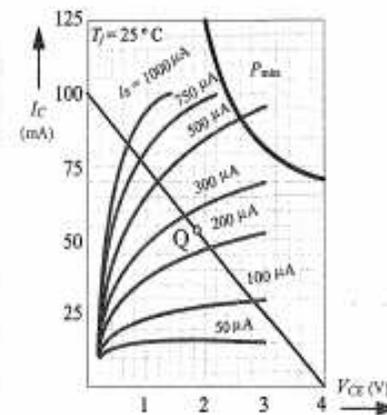


Figura 9.35. Determinación de $I_{C(sat)}$ mediante las curvas características.

Una vez hecho esto, ya solo nos falta determinar la resistencia de polarización R_B para un determinado punto de trabajo del transistor.

El punto de trabajo del transistor debe situarse aproximadamente en el centro de la recta de carga (equidistante de la zona de corte y de la de saturación). Recuerda que en el punto de saturación ($I_{C(sat)}$) el transistor se comporta como un interruptor cerrado, no respondiendo a las variaciones de la corriente de base; y que en el punto de corte ($V_{CE(sat)}$) el transistor se comporta como un interruptor abierto, y la corriente por el colector es aproximadamente igual a cero.

En el ejemplo que nos ocupa, se ha fijado el punto de trabajo para una corriente de base de 250 μA , tal como se puede apreciar en la Figura 9.35.

La razón por la cual se fija el punto de trabajo Q en el centro de la recta de carga es muy simple: téngase en cuenta que la señal que se aplica por la base para ser amplificada es variable y, por tanto, habrá que procurar que esta corriente no llegue a las zonas de corte y saturación del transistor. En caso contrario, se podría distorsionar la señal de salida.

Para entender mejor esta idea, a continuación se muestran tres formas en las que puede llegar a trabajar un amplificador con transistores.

En el ejemplo mostrado en la Figura 9.36 el punto de funcionamiento que se ha seleccionado se encuentra muy próximo al punto de saturación del transistor, por lo que se produce un recortamiento o distorsión en la señal de salida, al variar la corriente de base según la señal de entrada aplicada.

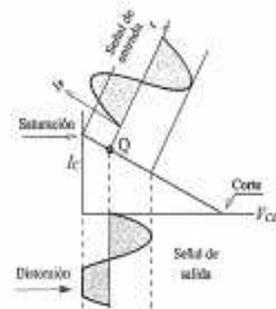


Figura 9.36. Distorsión de la señal de salida por saturación.

En el ejemplo de la Figura 9.37 se ha optado por un punto de trabajo muy próximo al punto de corte, por lo que también se produce distorsión en la señal de salida.

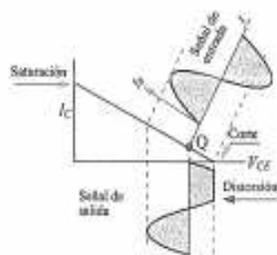


Figura 9.37. Distorsión en la salida por proximidad a la zona de corte.

En el ejemplo mostrado en la Figura 9.38 el punto de funcionamiento que se ha seleccionado parece el correcto, ya que no se produce distorsión en la señal de salida, al variar la corriente de base según la señal de entrada aplicada.

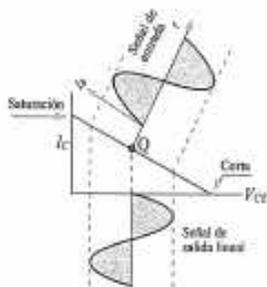


Figura 9.38. Señal sin distorsión.

Volviendo al ejemplo de aplicación que estamos resolviendo, ahora tenemos que calcular el valor de la resistencia de base R_B para que la corriente de base I_B sea de $250 \mu\text{A}$. Para ello aplicamos la segunda ley de Kirchhoff a la malla de la base del circuito de la Figura 9.39:

$$V_{BB} = R_B \cdot I_B + V_{BE}$$

de esta expresión se deduce que:

$$R_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_B}$$

Tomando como valor aproximado la tensión de polarización directa del diodo emisor $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$, la resistencia de polarización será igual a:

$$R_B = \frac{1,5 - 0,7}{250 \cdot 10^{-6}} = 3.200 \Omega$$

En la práctica escogeremos valores comerciales para las resistencias calculadas, siendo $R_B = 3,3 \text{ k}\Omega$ y $R_C = 39 \Omega$.

El punto de funcionamiento del transistor, polarizado de esta manera, varía excesivamente con β y con la temperatura, por lo que esta forma de polarización no es muy adecuada para los transistores que trabajan de una forma lineal.

9.8.1. Polarización del transistor por realimentación del emisor con divisor de tensión

A este tipo de polarización también se la denomina universal y es la que más se emplea en circuitos lineales de amplificación. En la Figura 9.39 se indica el esquema correspondiente a un circuito de polarización universal. Observa cómo existe un divisor de tensión formado por R_1 y R_2 . La tensión que aparece en R_2 es la que polariza directamente la unión base-emisor. Este circuito constituye un buen amplificador lineal y responde muy bien a las pequeñas variaciones de β , y además es estable entre amplios márgenes de temperatura.

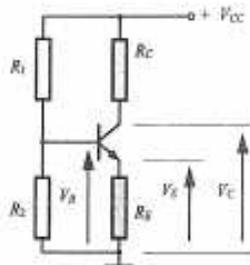


Figura 9.39. Polarización por divisor de tensión.

Actividad resuelta 9.5

Seguidamente, vamos a analizar las magnitudes que se dan en un circuito de este tipo. Para ello resolveremos el circuito ejemplo que se muestra en la Figura 9.40, para encontrar el punto aproximado de funcionamiento del transistor.

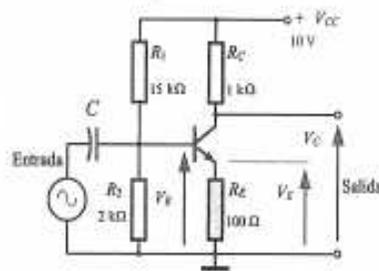


Figura 9.40.

El primer paso es determinar la caída de tensión que aparece en la resistencia de base R_2 . A esta tensión se la conoce por el nombre de tensión de base V_B (tensión de la base respecto a masa). Para ello, vamos a despreciar el pequeño valor de la corriente de base que atraviesa R_1 . En este caso, la corriente que fluye por R_1 estará delimitada por V_{CC} y la suma de R_1 y R_2 :

$$I = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

Si ahora aplicamos la ley de Ohm entre los extremos de R_2 , tendremos que:

$$V_B = R_2 \cdot I$$

Sustituyendo este valor en la primera ecuación, tendremos que:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$$

Si ahora aplicamos los valores correspondientes al circuito de nuestro ejemplo, resultará que:

$$V_B = \frac{2.000}{15.000 + 2.000} \cdot 10 = 1,176 \text{ V}$$

Para calcular la tensión V_E que aparece en el emisor (tensión del emisor respecto a masa), aplicamos la segunda ley de Kirchhoff a la malla correspondiente:

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

Dado que estamos trabajando con un transistor de silicio, se puede suponer con aproximación que la tensión de polarización directa del diodo emisor-base es de unos $0,7 \text{ V}$. Aplicando estos valores a la última ecuación concluida, tendremos que:

$$V_E = 1,176 - 0,7 = 0,476 \text{ V}$$

Aplicando la ley de Ohm a la resistencia de emisor R_E , podremos calcular la corriente de emisor I_E :

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{0,476}{100} = 4,76 \text{ mA}$$

Dado que la intensidad de base es muy pequeña se puede suponer que las intensidades de colector y emisor son iguales:

$$I_C \approx I_E \quad I_C = 4,76 \text{ mA}$$

A continuación, calcularemos la tensión que aparece en el colector V_C (tensión de colector respecto a masa), que será igual a la tensión V_{CC} de la fuente de alimentación menos la caída de tensión ($R_C \cdot I_C$) que aparece en R_C :

$$V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 10 - (1.000 \cdot 0,00476) = 5,24 \text{ V}$$

Por último, calcularemos la tensión que aparece entre el colector-emisor, la cual nos indicará el punto de trabajo del transistor. Esta tensión será igual a la diferencia de tensiones que aparece entre el colector y el emisor, es decir:

$$V_{CE} = V_C - V_E = 5,24 - 0,476 = 4,76 \text{ V}$$

Observa cómo la tensión V_{CE} ha quedado a un valor muy próximo a la mitad de la tensión de alimentación ($V_{CC} = 10 \text{ V}$). Esto significa que el punto Q de trabajo se encontrará aproximadamente en la mitad de la recta de carga, lo cual nos indica que el transistor trabaja en un punto estable de operación.

Conviene resaltar el hecho de que se han utilizado, para este circuito, las tensiones de base V_B , emisor V_E y colector V_C respecto a masa. El conocimiento de estas tensiones es siempre muy útil para la localización de las averías en un circuito, dada la facilidad con la que se pueden medir y contrastar con las originales aportadas por el diseñador.

9.9. Fototransistores

Al igual que ocurría con los diodos fotoemisores, también se fabrican transistores que son sensibles a la radiación luminosa: nos referimos a los fototransistores.

En la Figura 9.41 se puede apreciar el símbolo del fototransistor.



Figura 9.41. Símbolo del fototransistor.

El fototransistor se fabrica de tal forma que pueda llegar la luz hasta el cristal de la base. Cuando esto ocurre, se produce un aumento de portadores minoritarios que hacen que fluya una corriente eléctrica desde el emisor al colector. El valor de esta corriente depende de la intensidad de la radiación luminosa que incide en la base, tal como se puede apreciar en las curvas características de colector de la Figura 9.42.

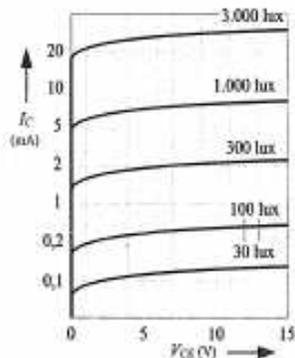


Figura 9.42. Curvas de colector de un fototransistor.

Dado que los fototransistores son más sensibles que los fotodiodos, ya que pueden producir una cierta amplificación de la señal luminosa aplicada a su base, se utilizan mucho más frecuentemente en la fabricación de optoacopladores. En la Figura 9.43 se puede apreciar la estructura de un circuito optoacoplador en el que se combinan las propiedades de un diodo fotoemisior con las de un fototransistor.

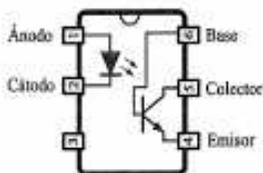


Figura 9.43. Optoacoplador con fototransistor.

En la Figura 9.44, se expone el circuito de un optoacoplador con fototransistor. La señal de entrada produce en el fotodiodo una radiación luminosa dependiente de la intensidad de corriente de dicha señal. Esta radiación incide en la base del fototransistor, lo que produce una señal en la salida que es proporcional a la aplicada a la entrada. Esta transferencia de la señal se realiza sin la intervención de ningún contacto eléctrico, por lo que se consigue aislar eléctricamente los circuitos de entrada y salida.

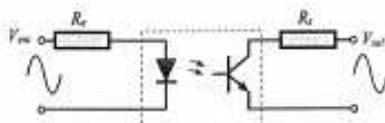


Figura 9.44. Circuito de optoacoplador con transistor.

Prácticas de laboratorio

9.1. Identificación de transistores mediante polímetro digital. Consigue varios transistores y comprueba con el polímetro digital cuáles son NPN y cuáles son PNP, así como la disposición de sus terminales.

Para poder llevar a cabo esta tarea con éxito tendrás que tener en cuenta las siguientes consideraciones:

Sitúa el selector del polímetro digital en el campo para medir diodos. Recuerda que en esta posición, el polímetro muestra en la pantalla digital la tensión de barrera directa.

En un transistor en buen estado, entre los terminales de colector y emisor no aparece ninguna tensión de polarización. En cualquier orden en el que pongamos las puntas de prueba entre estas dos terminales, el polímetro indicará «1», tal como se muestra en la Figura 9.45.

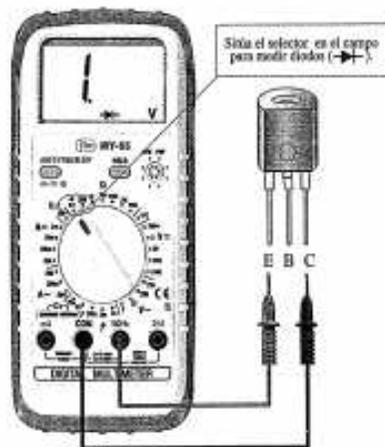


Figura 9.45. Entre el emisor y el colector no hay polarización.

Si colocamos la punta roja en la base y la negra en el emisor, para un transistor NPN en buen estado el polímetro indicará la tensión de barrera directa del diodo base-emisor. En el ejemplo de la Figura 9.46, indica que este valor es de 0,75 V.

Para un transistor PNP habría que cambiar el orden de las puntas de prueba para obtener el mismo resultado.



Figura 9.46. Polarización base emisor.

Si colocamos la punta roja en la base y la negra en el colector, para un transistor NPN en buen estado el polímetro indicará la tensión de barrera directa del diodo base-colector. En el ejemplo de la Figura 9.47, indica que



Figura 9.47. Polarización base colector.

este valor es de 0,745 V. Observa cómo la tensión de barrera en el diodo base-colector es algo inferior al de base-emisor. Esto nos servirá para definir cuál es el terminal emisor y cuál es el de colector.

Una vez hecho esto conéctalos al transistorómetro y determina la ganancia de corriente β . En el ejemplo de la Figura 9.48, el polímetro indica una ganancia de 476.



Figura 9.48. Medida de la ganancia de corriente.

9.2. Interruptor crepuscular. Se trata de realizar un circuito que sea capaz de activar una lámpara cuando el nivel de iluminación se reduce hasta valores propios de la oscuridad de la noche. Este circuito es muy útil para el encendido automático del alumbrado público en los cambios de día-noche. En la Figura 9.49 se muestra el esquema correspondiente al circuito en cuestión.

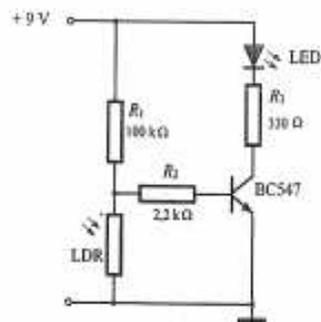


Figura 9.49. Circuito de un interruptor accionado por la luz.

A parte de la resistencia de polarización, para su montaje necesitaremos:

- Una LDR, que es la que va a hacer las veces de sensor luminoso.
- Un transistor BC 547 o similar, que es el que va a ser capaz de aportar la suficiente corriente para excitar iluminar el diodo LED.
- Un diodo LED que va a representar el alumbrado público.

El funcionamiento de este circuito es muy sencillo: en presencia de luz la LDR posee una resistencia relativamente baja, por lo que en el divisor de tensión, formado por R_1 y la LDR, la mayor parte de la tensión aparece en los extremos de la resistencia R_1 , quedando muy poca tensión en la LDR, por lo que el transistor recibe una tensión de base muy reducida e insuficiente para polarizarlo. El transistor está en corte y el diodo LED no luce.

Por el contrario, en el caso de que en LDR reciba una cantidad de luz suficiente, su valor óhmico aumenta y también lo hace la tensión en sus extremos, consiguiendo polarizar al transistor con una corriente de base suficiente para que este entre en saturación y el diodo LED se encienda.

Monta el circuito propuesto en la Figura 9.49 y comprueba su funcionamiento. Una vez montado el circuito y comprobado su funcionamiento, contesta a las siguientes cuestiones:

- Mide las diferentes tensiones del circuito para distintos niveles de iluminación. ¿En qué condiciones trabaja el transistor en corte y en saturación?
- ¿Qué tipo de polarización se ha empleado en el circuito?
- ¿Qué dispositivo hace las veces de resistencia de carga del transistor?

9.3. Circuito de encendido por presencia de luz. Se trata de conseguir que un diodo LED se encienda a través de un transistor cuando la luz que incide en una LDR se hace intensa (Figura 9.50).

El circuito funciona a la inversa que el anterior: en presencia de luz la LDR posee una resistencia relativamente baja, por lo que en el divisor de tensión, formado por R_1 y la LDR, la mayor parte de la tensión aparece en los extremos de la resistencia R_1 , quedando muy poca tensión en la LDR, por lo que el transistor recibe una tensión de base suficiente para polarizarlo. El transistor está saturación y el diodo LED luce.

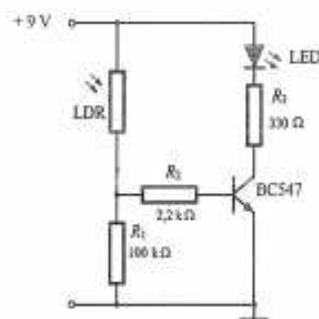


Figura 9.50. Circuito de encendido por presencia de luz.

Por el contrario, en el caso de que en LDR reciba una cantidad de luz insuficiente, su valor óhmico aumenta y también lo hace la tensión en sus extremos, quedando muy poca tensión en la R_1 , por lo que el transistor recibe una tensión de base muy reducida e insuficiente para polarizarlo. El transistor está en corte y el diodo LED no luce.

Monta el circuito de la Figura 9.50 y comprueba las diferentes magnitudes que se dan en él mediante el polímetro en ausencia y presencia de luz.

9.4. Circuito temporizador a la desconexión. Se trata de conseguir que un diodo LED se encienda a través de un transistor cuando accionemos un pulsador, y que permanezca encendido solamente durante el tiempo predeterminado por un circuito temporizador construido a base de una red RC (Figura 9.51).

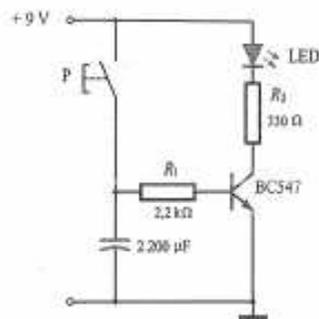


Figura 9.51. Circuito de temporizador a la desconexión de luz.

El funcionamiento de este circuito es así: dado que en un principio, no existe corriente por la base del transistor, el transistor permanece en corte y el diodo LED está apagado. Al cerrar el pulsador P, el condensador se carga y toda la tensión aparece en la base del transistor, por lo que este se polariza y el diodo LED se enciende.

En el momento que soltamos el pulsador, el condensador se descarga a través de la resistencia de base R_1 y la base del transistor durante un tiempo. Una vez descargado el condensador, el transistor entra en corte y el diodo LED se apaga. El tiempo de retardo de la desconexión será mayor cuanto mayor sea la capacidad del condensador.

Monta el circuito y comprueba las diferentes magnitudes que se dan en él mediante el polímetro al accionar el pulsador.

Actividades de comprobación

- 9.1. ¿Qué ocurre con la corriente de colector al aumentar la tensión de polarización directa V_{BE} aplicada entre la base y el emisor de un transistor?
- Aumenta.
 - Disminuye.
 - Se mantiene constante.
- 9.2. ¿Qué ocurre con la corriente de colector al disminuir la corriente de base de un transistor?
- Aumenta.
 - Disminuye.
 - Se mantiene constante.
- 9.3. ¿Cómo debe ser la resistencia que presenta un transistor en buen estado entre su colector y su emisor?
- Alta.
 - Baja.
 - Nula.
- 9.4. ¿Cuál de las corrientes de un transistor es más elevada?
- La del emisor.
 - La de la base.
 - Son todas iguales.
- 9.5. El parámetro β de un transistor relaciona
- La corriente de base y del emisor.
 - La corriente de base y del colector.
 - Las tensiones de base.
- 9.6. En un transistor se ha medido una variación de corriente de colector de 98 mA y una variación de 100 mA en la corriente de emisor. Teniendo en cuenta que en un transistor se cumple que $I_E = I_C + I_B$, determina el parámetro β .
- 9.7. ¿Qué significan las siglas V_{CEO} y V_{CBO} en un transistor? Indica las relaciones correctas.
- V_{CEO} = Tensión directa colector-base con el colector abierto.
 - V_{CEO} = Tensión inversa colector-emisor con la base abierta.
 - V_{CBO} = Tensión inversa colector-base con el emisor abierto.

- 9.8. En un circuito con transistor montado en configuración emisor común, ¿cuál es el electrodo donde se aplica la señal de entrada y por cuál aparece la salida?
- Entrada a la base y colector a la salida.
 - Entrada al emisor y colector a la salida.
 - Entrada a la base y emisor a la salida.
- 9.9. Indica cuál de las siguientes afirmaciones es cierta:
- En un transistor, con pequeñas modificaciones de la corriente de base, se consiguen grandes variaciones en la corriente de colector.
 - Cuando un transistor trabaja en la zona de saturación, los aumentos de corriente de base no producen aumentos en la corriente de colector.
 - Cuando un transistor trabaja en la zona de corte, se puede considerar que opera como si fuese un interruptor abierto.
 - Para que un transistor trabaje de una forma normal se polariza la unión base-emisor con tensión directa, mientras que la unión base-colector se hace con tensión inversa.
 - Conocida la curva de potencia máxima de un transistor, la zona prohibida se sitúa en la parte inferior de la misma.
- 9.10. ¿Cómo se puede conseguir aumentar la potencia de un transistor?
- No es posible.
 - Conectando un condensador entre la base y el emisor.
 - Unándolo a una aleta de refrigeración.
- 9.11. Determina la potencia máxima de un transistor si la corriente nominal de colector es de 50 mA y la tensión nominal de colector-emisor es de 5 V.
- 9.12. El transistor BC 548 posee una potencia máxima de 500 mW a $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$. ¿Cuál será la corriente máxima que podrá fluir por el colector si la tensión colector-emisor es de 5 V?
- 9.13. En la Figura 9.52 se muestra el circuito en configuración emisor común de un transistor. Valiéndose de las curvas de potencia de la Figura 9.53, dibuja la recta de

carga y determina los valores de I_C , V_{CE} e I_B en el punto de corte, en el punto de saturación y en el punto de trabajo para $I_B = 300 \mu\text{A}$.

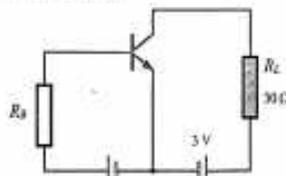


Figura 9.52.

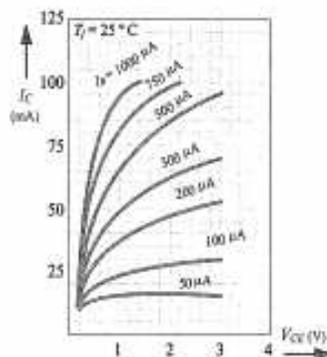


Figura 9.53.

9.14. Indica cuál de las siguientes afirmaciones es cierta:

- Cuando se diseña un circuito de polarización de un transistor conviene que el punto de trabajo del transistor quede fijado en las proximidades del centro de la recta de carga.
 - La polarización de un transistor en un circuito lineal debe fijar un punto de trabajo con el que se consiga distorsión en la señal de salida.
 - Los aumentos de temperatura de un transistor hacen disminuir su ganancia de corriente.
- 9.15. En el caso de que el transistor que aparece en el circuito de la Figura 9.54 sea de silicio, determina la corriente de colector y la tensión colector-emisor, así como los valores de V_{BE} , V_{CE} y V_{CE} .

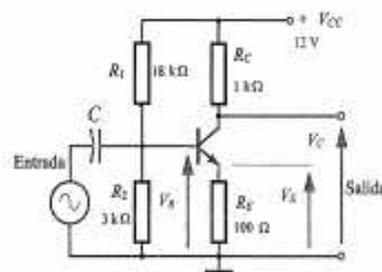


Figura 9.54.

Actividades de ampliación

9.1. Busca en Internet las hojas de características de algunos transistores de potencia y analiza los principales parámetros que figuran en las mismas, como por ejemplo: encapsulado, disposición de terminales, corriente máxima por el colector, potencia máxima, tensiones inversas, ganancia de corriente, etc.

A modo de ejemplo, en la Figura 9.55 se muestran unos recortes pertenecientes a la hoja de características del transistor de potencia 2N3055.

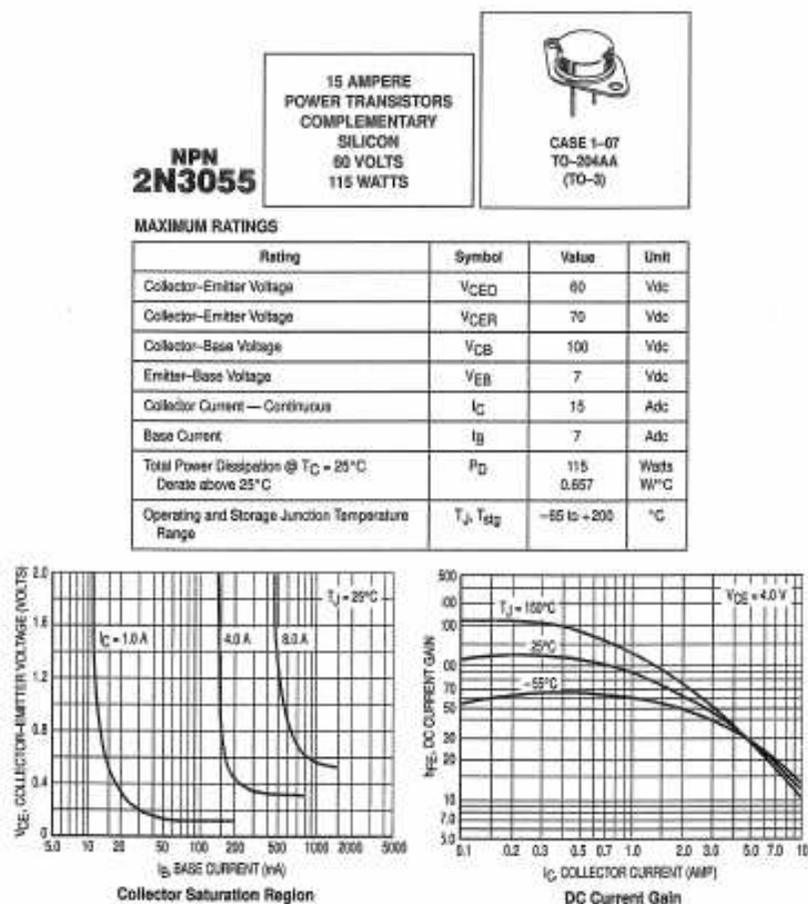
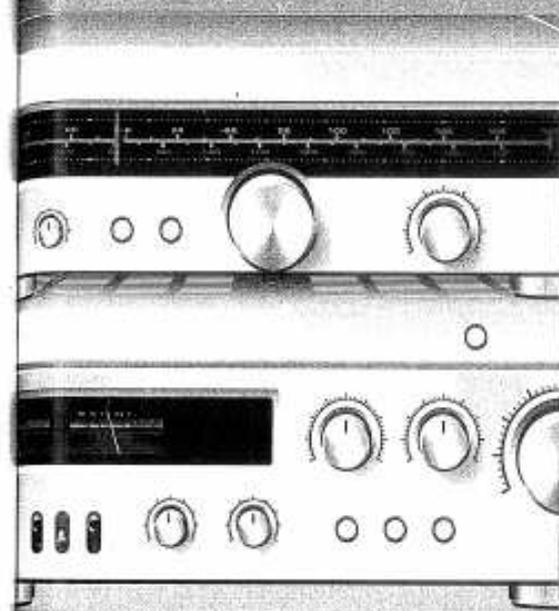


Figura 9.55. Hoja de características del transistor de potencia 2N3055.

Amplificadores



Contenidos

Objetivos

Los amplificadores son una rama básica de las electrónicas, tanto para las aplicaciones de potencia como para las de baja potencia. Los que captan las señales, resistencias, capacitores, inductores, micrófonos, sensores, etc., para después suministrarlos con su propia energía a los dispositivos que los necesitan, como los motores, altavoces, pantallas, etc.

En la actualidad los amplificadores se fabrican con circuitos de vacío (triodos, pentodos, etc.) pero la llegada de los transistores en los años cincuenta fue sucluyendo paulatinamente a estos por los transistores. Hoy en día se fabrican los nuevos tipos de semiconductores que en un solo elemento de la gran variedad de semiconductores, constituyendo sistemas de amplificación a base de uno o varios circuitos integrados, como por ejemplo el amplificador operacional. Es importante entender que los circuitos integrados de transistores son capaces de reducir de un 50% el consumo, en todas las impresiones más reducidas, mejor protección contra el ruido. Así que cuando se trata de amplificar señales en gran cantidad, se sigue utilizando el

10.1. Características del amplificador

En los amplificadores, gracias a los transistores, se consigue elevar la intensidad de los sonidos y de las señales en general. El amplificador posee una entrada por donde se introduce la señal débil y otra por donde se alimenta con C.C. La señal de salida se ve aumentada gracias a la aportación de esta alimentación, siguiendo las mismas variaciones que la de entrada (Figura 10.1).

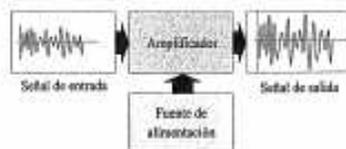


Figura 10.1. El amplificador eleva el nivel de la señal aplicada a su entrada.

En la Figura 10.2 se muestra la disposición básica de un amplificador de sonido. La señal de entrada, de bajo nivel (del orden de unos pocos milivoltios), la aportan dispositivos como: el micrófono (transforma las ondas sonoras en señales eléctricas que siguen las mismas variaciones que las primeras), el reproductor de discos (transforma las señales grabadas en los surcos del disco en señales eléctricas), el magnetófono (transforma las señales grabadas magnéticamente en una cinta, en señales eléctricas), etc. El amplificador de audio toma estas señales eléctricas y, manteniendo intacta sus cualidades, las eleva de valor (del orden de unos cuantos voltios). Estas señales ya son lo suficientemente fuertes como para poder ser transformadas en sonidos audibles por parte del altavoz.

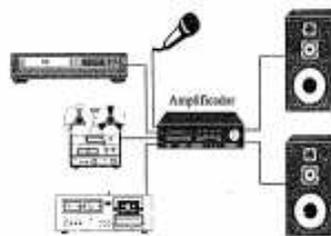


Figura 10.2. Amplificador de audio.

Estudiaremos a continuación algunas de las características de los amplificadores que nos ayudarán a entender la función propia de estos.

10.1.1. Ganancia de un amplificador

Cuando un amplificador realiza la función de elevar la señal que ha sido aplicada a su entrada, se dice que ha producido una determinada **ganancia**.

Se puede decir que la ganancia de un amplificador es la relación que existe entre el valor de la señal obtenida a la salida y el de la entrada.

Dependiendo de la magnitud eléctrica que estemos tratando, se pueden observar tres tipos de ganancias (Figura 10.3):

- **Ganancia de tensión:** que se obtiene midiendo el valor de la tensión de entrada y el de la salida y realizando su cociente.

$$A_v = \frac{V_{\text{salida}}}{V_{\text{entrada}}}$$

- **Ganancia de corriente:** se obtiene midiendo el valor de la intensidad de salida y el de entrada, efectuando su cociente.

$$A_i = \frac{I_{\text{salida}}}{I_{\text{entrada}}}$$

- **Ganancia de potencia:** se obtiene, al dividir la potencia obtenida en la salida, entre la potencia entregada a la entrada. Se puede comprobar con facilidad que, al realizar esta operación, el resultado que se obtiene coincide con el producto de las ganancias de tensión y corriente.

$$A_p = A_v A_i$$



Figura 10.3. El amplificador produce ganancia en la señal de entrada.

Es corriente encontrarlos con la ganancia expresada en decibelios (dB). El decibelio es una unidad que se emplea para medir el nivel sonoro. Para calcular la ganancia de un amplificador en dB aplicamos las siguientes expresiones:

- Ganancia de tensión: $\alpha_v = 20 \log A_v$
- Ganancia de corriente: $\alpha_i = 20 \log A_i$
- Ganancia de potencia: $\alpha_p = 10 \log A_p$

Actividad resuelta 10.1

La señal de entrada de un amplificador es de 10 mV y 1 mA. Determina la ganancia de tensión, potencia y corriente de este amplificador, si la señal que se obtiene en la salida es de 1 V y 10 mA.

Solución:

$$A_v = \frac{V_{\text{salida}}}{V_{\text{entrada}}} = \frac{1}{0,01} = 100$$

$$A_i = \frac{I_{\text{salida}}}{I_{\text{entrada}}} = \frac{10}{1} = 10$$

$$A_p = A_v A_i = 100 \cdot 10 = 1.000$$

En decibelios:

$$\alpha_v = 20 \log A_v = 20 \cdot \log 100 = 40 \text{ dB}$$

$$\alpha_i = 20 \log A_i = 20 \cdot \log 10 = 20 \text{ dB}$$

$$\alpha_p = 10 \log A_p = 10 \cdot \log 1000 = 30 \text{ dB}$$

En conclusión, con este amplificador hemos conseguido una ganancia de 100 veces para la tensión y de 10 para la corriente, por lo que se ha conseguido multiplicar por 1.000 la potencia de la señal de entrada.

10.1.2. Adaptación de impedancias en un amplificador

Los amplificadores poseen una característica fundamental, que es la impedancia que presentan a su entrada y a su salida.

- **Impedancia de entrada:** es la impedancia que ofrece un amplificador a la entrada, y se calcula aplicando la ley de Ohm entre sus extremos:

$$Z_v = \frac{V_{\text{entrada}}}{I_{\text{entrada}}}$$

- **Impedancia de salida:** es la impedancia que ofrece el amplificador a su salida:

$$Z_s = \frac{V_{\text{salida}}}{I_{\text{salida}}}$$

Para el amplificador del ejemplo anterior, la impedancia de entrada y salida sería:

$$Z_{\text{ent}} = \frac{V_{\text{entrada}}}{I_{\text{entrada}}} = \frac{0,01}{0,001} = 10 \Omega$$

$$Z_{\text{sal}} = \frac{V_{\text{salida}}}{I_{\text{salida}}} = \frac{1}{0,01} = 100 \Omega$$

La impedancia de entrada de un amplificador (Z_{ent}) limita el paso de corriente proporcionado por el generador de señales, de tal forma que se podría decir que es la carga que presenta a dicho generador de señales.

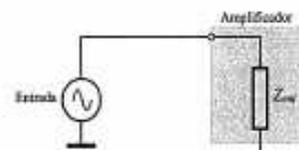


Figura 10.4. Impedancia de entrada del amplificador y del generador de señales.

Los generadores de señal también poseen una impedancia característica, dependiendo este valor del tipo de generador. Así, por ejemplo, para un receptor de radio, la antena es el generador de señales y su impedancia es de unos 50 Ω . En el caso de que el generador de señales fuera un micrófono, la impedancia podría ser algo mayor, del orden de los 10 k Ω .

Para que un sistema posea un rendimiento máximo, la impedancia del generador debe ser igual a la entrada del amplificador. Esto es lo que se conoce como «adaptación de impedancias».

Actividad resuelta 10.2

Para entender el concepto de adaptación de forma práctica vamos a suponer los siguientes tres casos:

- En el primer caso, tal como se muestra en la Figura 10.5, tenemos un generador de señales de 10 V con una impedancia Z_g de 50 Ω . La impedancia de entrada del amplificador Z_{ent} es también de 50 Ω .

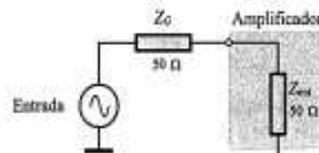


Figura 10.5. Impedancias iguales.

Las dos impedancias quedan en serie, por lo que la corriente que se establece en el circuito es igual a:

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{10}{50 + 50} = 0,1 \text{ A}$$

Suponiendo que las dos impedancias son resistivas, la potencia que aparece en el amplificador es:

$$P = Z_{\text{cál}} I^2 = 50 \cdot 0,1^2 = 0,5 \text{ W}$$

b) En el caso de que la impedancia de entrada del amplificador hubiese sido de 10 Ω, la potencia que aparecería en el amplificador se calcularía de la misma forma:

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{10}{50 + 10} = 0,166 \text{ A}$$

$$P = Z_{\text{cál}} I^2 = 10 \cdot 0,166^2 = 0,27 \text{ W}$$

c) Veamos qué ocurre cuando la impedancia de entrada del amplificador sea superior a la del generador. En este caso hemos supuesto que dicha impedancia es igual a 100 Ω.

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{10}{50 + 100} = 0,066 \text{ A}$$

$$P = Z_{\text{cál}} I^2 = 100 \cdot 0,066^2 = 0,44 \text{ W}$$

En conclusión, la máxima potencia en el amplificador se consigue cuando las dos impedancias son iguales.

La impedancia de entrada de los amplificadores depende fundamentalmente del tipo de configuración que se emplee. Seguidamente, proporcionamos una relación aproximada de estos valores:

Configuración	Impedancia de entrada	Impedancia de salida
Gran impedancia de entrada	Muy pequeña impedancia de entrada	Valor intermedio de impedancia de entrada
($Z_{\text{cál}} \approx 300 \text{ k}\Omega$)	($Z_{\text{cál}} \approx 50 \Omega$)	($Z_{\text{cál}} \approx 50 \text{ k}\Omega$)

10.1.3. Clasificación de los amplificadores

No todos los amplificadores son iguales; existen diferencias entre unos y otros, dependiendo de la magnitud de la señal que se va a amplificar, configuración, clase, acoplamiento y aplicaciones. En la Tabla 10.1 se hace una clasificación de estos:

Tabla 10.1. Clasificación de los amplificadores.

Según la potencia	De pequeña señal
	De señales fuertes o de potencia
Según el modo de conexión	Emisor común
	Colector común
	Base común
Según la frecuencia	De corriente continua
	De audiofrecuencia (AF)
	De videofrecuencia (VF)
	De radiofrecuencia (RF)
	De VHF y UHF

* Dependiendo de la señal: existen muchas aplicaciones donde el uso de una sola etapa amplificadora no es suficiente para elevar la señal de entrada al nivel deseado. Por esta razón, se emplean varias etapas amplificadoras acopladas adecuadamente, con el fin de imprimir en cada una de ellas el nivel de amplificación adecuado y, así, conseguir una señal de salida sin distorsión y con el máximo rendimiento por parte del conjunto del amplificador.

Así, por ejemplo, la señal de audio proporcionada por un micrófono o la señal recogida en la antena de un receptor de radio posee un nivel que en la mayoría de las ocasiones no alcanza unos pocos milivoltios o incluso microvoltios. En estos casos, se hace necesario por lo menos de dos, tres o más etapas amplificadoras. Este es el caso del ejemplo mostrado en la Figura 10.6, donde se aprecia la estructura de un amplificador de audio en un diagrama de bloques. Existe un amplificador previo, o preamplificador de pequeña señal, que toma la débil señal proveniente del micrófono y la eleva hasta un nivel adecuado. Esta señal se vuelve a amplificar en la etapa excitadora hasta obtener el nivel suficiente para excitar la etapa correspondiente al amplificador de potencia. Esta última etapa consigue elevar el nivel de la señal suficientemente como para excitar el altavoz de salida.

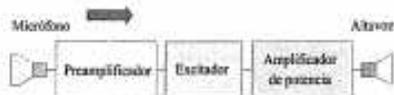
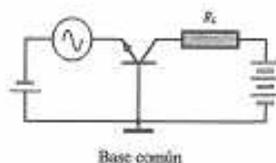


Figura 10.6. Diagrama de bloques de las diferentes etapas amplificadoras de un amplificador de audio.

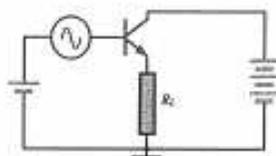
Los amplificadores de pequeña señal se utilizan en etapas previas y poseen una ganancia muy grande de tensión. Este tipo de amplificadores posee una respuesta lineal, es decir, debe ser fiel y no distorsionar las señales.

Un amplificador de potencia maneja señales más fuertes y se emplea en las etapas finales. En este amplificador la zona de trabajo es del todo lineal.

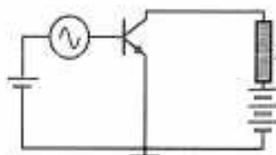
• Por su configuración (Figura 10.7).



Base común



Colector común



Emisor común

Figura 10.7. Clasificación de los amplificadores por su configuración.

* Por la frecuencia de la señal: Como las señales que se quieren amplificar son alternativas, es necesario diseñar los circuitos amplificadores, teniendo en cuenta el valor de la frecuencia de estas.

Los amplificadores de corriente continua trabajan con señales no alternativas y, por tanto, poseen una frecuencia cero.

Los de audiofrecuencia o de baja frecuencia trabajan con frecuencias audibles en un margen de 20 Hz a 20 kHz.

Los amplificadores de videofrecuencia se utilizan para señales en un margen de frecuencias de entre 20 Hz y 15 MHz.

Los amplificadores de radiofrecuencia o de alta frecuencia, se utilizan en sistemas de transmisión de señales de radio y manejan frecuencias del orden de 200 kHz a 300 MHz.

Los de VHF y UHF trabajan en frecuencias de cientos o miles de MHz y se utilizan para la transmisión de señales de audio y televisión.

10.2. Amplificadores de pequeña señal con transistores

Una vez que ya conocemos las distintas polarizaciones y características de un amplificador, vamos a estudiar, con detenimiento, los procesos que se dan en los amplificadores de pequeña señal en sus tres configuraciones posibles.

Por otro lado, gracias al acoplamiento entre diferentes etapas amplificadoras podemos conseguir las características deseadas del amplificador a diseñar.

10.2.1. Amplificador de emisor común

Este tipo de amplificador es muy empleado en etapas previas en los amplificadores de audio, ya que proporciona una respuesta lineal.

En la Figura 10.8 se muestra un amplificador de emisor común.

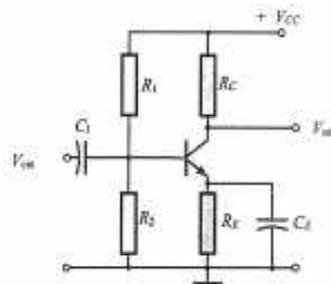


Figura 10.8. Amplificador de emisor común.

Este circuito es similar al que ya estudiamos en los circuitos de polarización de la Unidad 9, con la única diferencia de que aquí aparece un condensador C_2 conectado en par-

lelo con la resistencia de emisor R_E . A este se lo conoce por el nombre de condensador de paso.

La señal de entrada se introduce al amplificador a través del condensador de acoplamiento C_C y la señal de salida aparece amplificada entre los terminales del colector y masa.

La tensión V_{CC} de la fuente de alimentación y las resistencias R_1 , R_2 y R_E consiguen fijar y estabilizar el punto de trabajo del transistor, sin intervenir en la amplificación de la señal inyectada a la entrada.

El transistor debe estar polarizado adecuadamente con un punto Q de funcionamiento próximo a la mitad de la recta de carga. De esta forma, conseguimos que el amplificador opere de una forma lineal o de alta fidelidad (sin distorsión en la salida).

Para que el transistor trabaje dentro de la zona lineal, las fluctuaciones de la señal deben abarcar una pequeña parte de la recta de carga. En el caso de que esta señal fuese demasiado grande, el transistor entraría en las zonas de corte y saturación y la señal de salida aparecería distorsionada.

Así, por ejemplo, si un amplificador de audio distorsiona la señal, en el altavoz aparece un sonido no deseado, que ya no se corresponde con el sonido original.

La señal que aparece en la salida de este amplificador queda desfasada 180° respecto a la señal de entrada; es decir, cuando la señal de entrada crece en sentido positivo, la señal de salida lo hace en sentido negativo. A este fenómeno se lo conoce por *inversión de fase*.

A continuación, vamos a ocuparnos de la misión de los condensadores de acoplamiento y de paso, así como a determinar las ganancias de tensión, resistencias de entrada y salida mediante circuitos equivalentes.

Condensador de acoplamiento

Al estudiar las polarizaciones del transistor ya indicamos cómo este condensador permite el paso de la señal de C.A. proveniente del generador de señales y bloquea la componente continua que pudiese contener esta.

Así, por ejemplo, si realizamos un circuito equivalente, como el que se muestra en la Figura 10.9, donde únicamente aparezca la impedancia del generador de señales, el condensador de acoplamiento y la impedancia de entrada del amplificador, podremos analizar más fácilmente los fenómenos que se producen.

Se ha supuesto que tanto la impedancia del generador como la de entrada del amplificador son resistencias, de ahí que aparezcan con las notaciones R_G y R_{in} .

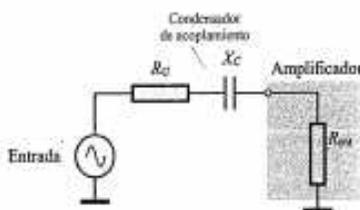


Figura 10.9. Circuito equivalente con condensador de acoplamiento.

Como el circuito está en serie, la resistencia total será: $R = R_G + R_{in}$. Para calcular la corriente que se establece en este circuito, aplicamos la ley de Ohm para C.A.:

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{V}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$$

Como el condensador no debe bloquear el paso de la corriente eléctrica, la reactancia capacitiva X_C deberá ser bastante menor que la resistencia total del circuito R .

Para un buen diseño, X_C debe ser menor o igual que el 10 % de R para la frecuencia más baja de trabajo del amplificador, es decir $X_C \leq 0,1 R$. Cumpliendo esta norma se consigue que la corriente disminuya solo un 1 %.

Actividad resuelta 10.3

Determina la capacidad del condensador de acoplamiento, si el amplificador que se muestra en la Figura 10.10 trabaja dentro de las frecuencias de audio (20 Hz a 20 kHz).

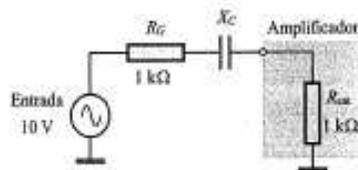


Figura 10.10.

Solución: La resistencia en serie del circuito es:

$$R = 1.000 + 1.000 = 2.000 \Omega$$

y para la frecuencia más baja la reactancia del condensador será:

$$X_C \leq 0,1 R \quad ; \quad X_C = 0,1 \cdot 2.000 = 200 \Omega$$

Determinaremos ahora la capacidad del condensador para una frecuencia de 20 Hz.

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 200} = 3,98 \cdot 10^{-5} \text{ F} = 39,8 \mu\text{F}$$

Consultando en un catálogo comercial encontraremos que el condensador más aproximado por exceso es el de 47 μF .

Actividad propuesta 10.1

Determina el valor de la corriente por el circuito con el condensador de 47 μF y sin él. ¿Se cumple la relación mínima del 1 % indicada en la exposición teórica?

Resultado; 4,98 mA con C y 5 mA sin C; sí, se cumple.

Condensador de paso

El condensador de paso C_E se conecta en paralelo con la resistencia de emisor R_E , de tal forma que esta quede prácticamente cortocircuitada para la señal de C.A. Sin embargo, la componente continua fluye por R_E como si no hubiese condensador.

En la Figura 10.11(a), se muestra cómo el condensador hace que la componente alterna de la corriente de emisor se derive directamente a masa, mientras que la continua atraviesa a la resistencia R_E .

En la Figura 10.11(b) se ha hecho un circuito equivalente para la C.C. El condensador actúa para la C.C. como un interruptor abierto.

En el circuito equivalente para la C.A. de la Figura 10.11(c), el condensador cortocircuita R_E y pone el emisor directamente a masa. Por esta razón, cuando a un amplificador de emisor común se le conecta un condensador de paso

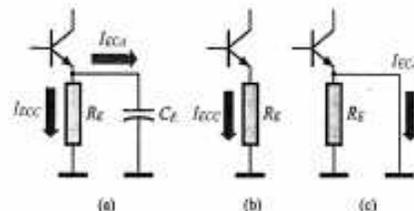


Figura 10.11. (a) Condensador de paso. (b) Circuito equivalente de C.C. (c) Circuito equivalente de C.A.

entre el emisor y masa, se lo conoce como *amplificador con emisor a masa*. Como ya veremos más adelante, este condensador mejora notablemente la ganancia del amplificador.

Recuerda que la función primordial que posee el condensador de paso C_E es la de aumentar la ganancia del amplificador.

El uso de condensadores de paso resulta ventajoso para aquellos casos en que la frecuencia no es muy baja. Hay que tener en cuenta que cuanto más baja es la frecuencia mayor es la reactancia del condensador, aspecto que no interesa, ya que se recomienda que para que este sea efectivo $X_C \leq 0,1 R_E$.

Impedancia de entrada y salida

Resulta muy interesante conocer la impedancia de entrada y salida de un amplificador, sobre todo en los casos en que se desea acoplar diferentes etapas en serie.

En un amplificador de emisor común este valor viene a ser del orden de 50 k Ω .

Por otro lado, la impedancia de salida de C.A. es del orden de 1 k Ω , dependiendo fundamentalmente de la resistencia de colector R_C .

Por último, haremos un resumen de los aspectos de más interés del amplificador de emisor común:

- En este amplificador el emisor del transistor es común a la señal de entrada y a la de salida.
- La señal alterna de entrada hace que varíen la corriente de base y colector y la tensión de salida.
- La tensión de salida aparece amplificada según la ganancia ($V_{out} = -A \cdot V_{in}$) y con una inversión de fase de 180° .
- El punto estático de funcionamiento del amplificador debe estar en el centro de la recta de carga y la variación pico a pico de la corriente de colector deberá ser menor del 10 % del valor estático. Así, se elimina la posibilidad de distorsión.
- La ganancia de tensión depende de los valores de la resistencia de colector y de emisor.
- El condensador de paso del emisor aumenta la ganancia de tensión.

10.2.2. Amplificador de colector común (CC)

Este circuito amplificador, del cual se muestra el esquema en la Figura 10.12, también se conoce por el nombre de *seguidor de emisor*.

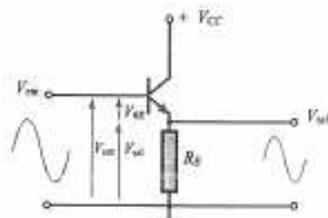


Figura 10.12. Amplificador de colector común.

Estos amplificadores poseen una impedancia de entrada muy elevada, del orden de cientos de miles de ohmios. Esta característica hace que el amplificador de colector común sea ideal en los casos en que el generador de señales posea una impedancia característica muy elevada. De esta forma, se consigue que la señal de C.A. no se pierda en la impedancia alta de dicho generador. Después de este amplificador, puede seguir una etapa amplificadora con emisor común, que posee una mayor ganancia de tensión.

Vamos cómo opera este amplificador.

Según se puede apreciar en la Figura 10.12, la tensión de entrada se aplica directamente a la base del transistor y la tensión de salida aparece en el emisor. Esta tensión es siempre algo inferior a la de entrada, tal como se deduce de la siguiente relación:

$$V_{out} = V_{em} - V_{BE}$$

Así, por ejemplo, si $V_{em} = 10 \text{ V}$, como V_{BE} en un transistor de silicio es $0,7 \text{ V}$:

$$V_{out} = 10 - 0,7 = 9,3 \text{ V}$$

De aquí se deduce que la ganancia de tensión en este amplificador siempre será menor que la unidad.

La tensión de salida sigue las mismas variaciones que la de entrada, por lo que se puede afirmar que no existe desfase entre las mismas.

Este amplificador apenas provoca distorsión en la salida. Por lo que, si se aplica una tensión senoidal a la entrada, se puede comprobar cómo aparece en la salida una tensión de tipo senoidal sin distorsión.

Utilidad del amplificador de colector común

La impedancia de entrada de este amplificador es extremadamente elevada, mientras que la impedancia de salida del mismo es muy baja, del orden de unas decenas de ohmios. Por esta razón, este amplificador posee un gran campo de aplicación como adaptador de impedancias; a veces también se lo conoce por el nombre de *amplificador de aislamiento*.

Este amplificador es ideal en aquellas aplicaciones en las que el generador de señales posee una impedancia característica muy alta, ya que su gran impedancia de entrada representa una carga muy leve para este. En estas circunstancias, la corriente que debe ceder el generador es muy pequeña, con lo que este se ve aislado de la carga que soportaría el resto del circuito.

Por último indicar que, al poseer este amplificador una ganancia cercana a la unidad, habrá que utilizarlo en combinación con los amplificadores de emisor común para conseguir los efectos de amplificación deseados, tal como se muestra en el ejemplo de la Figura 10.13.

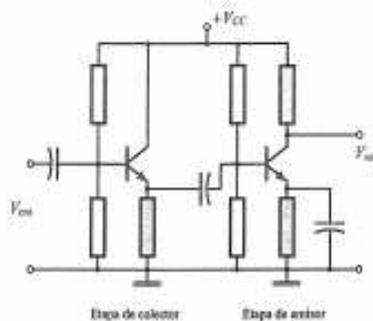


Figura 10.13. Combinación de un amplificador de colector común de gran impedancia de entrada con uno de emisor común de gran ganancia.

10.2.3. Amplificador de base común (BC)

En este amplificador, la base es común a las señales de entrada y salida, tal como se muestra en el circuito de la Figura 10.14. La señal de entrada se aplica al emisor y la señal de salida se obtiene en el colector. Las resistencias R_1 y R_2 forman un divisor de tensión que polariza la base. El condensador C_1 conecta la señal de C.A. de la base a masa.

La impedancia de entrada de un amplificador de base común es muy baja, del orden de decenas de ohmios (aproximadamente se cumple que $Z_{em} = r_e$). Esto lo hace muy útil para las etapas de amplificación en las que existen generadores de baja impedancia.

Sin embargo, la impedancia de salida es muy elevada.

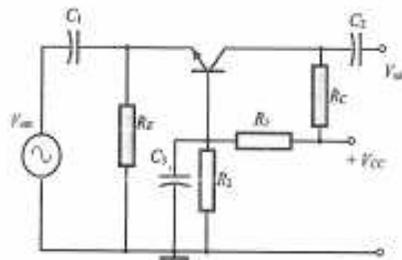


Figura 10.14. Amplificador de base común.

La ganancia de tensión de este amplificador es bastante buena, muy parecida a la del amplificador de emisor común.

También responde excelentemente a las frecuencias altas, por lo que constituye un buen amplificador de radiofrecuencia (RF). En los sistemas de recepción de RF el generador de señales es la propia antena del receptor. Esta proporciona una señal muy débil y su impedancia característica es baja, de unos 50Ω , lo que hace que la impedancia de entrada de un amplificador de BC se adapte perfectamente a ella. En la Figura 10.15, se muestra el circuito de un amplificador de radiofrecuencia con base común.

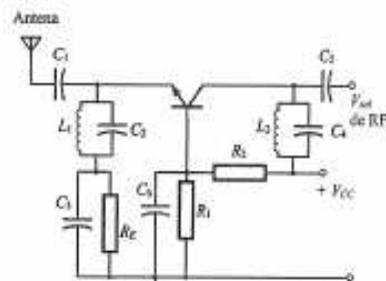


Figura 10.15. Amplificador de radiofrecuencia en configuración base común.

10.2.4. Cuadro resumen de las características de los amplificadores

En la Tabla 10.2 se expone un cuadro comparativo de las diferentes características de los amplificadores en sus distintas configuraciones básicas.

Tabla 10.2. Características de los amplificadores.

	Impedancia de entrada	Impedancia de salida	Ganancia de tensión
	Si	No	Si
	Si	Si	No
	Intermedia ($\approx 1 \text{ k}\Omega$)	Muy grande ($\approx 300 \text{ k}\Omega$)	Pequeña ($\approx 50 \Omega$)
	Intermedia ($\approx 50 \text{ k}\Omega$)	Pequeña ($\approx 300 \Omega$)	Muy grande ($\approx 1 \text{ M}\Omega$)
	Si	No	No
Aplicación	Universal	Amplificador de aislamiento	Amplificador de RF

10.3. Acoplamiento de amplificadores

Normalmente la ganancia producida por una sola etapa amplificadora es insuficiente para producir la amplificación deseada. En estos casos se acoplan dos, tres o más etapas en cascada, tal como se indica en el diagrama de bloques de la Figura 10.16.

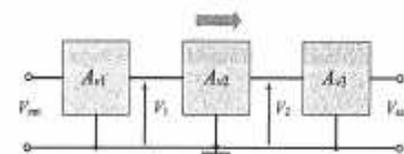


Figura 10.16. Diagrama de bloques del acoplamiento de amplificadores.

La ganancia total que se consigue con este acoplamiento es:

$$A_{T} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

Teniendo en cuenta que las ganancias que se consiguen en cada una de las etapas se calculan así:

$$A_{1} = \frac{V_1}{V_{in}}, \quad A_{2} = \frac{V_2}{V_1}, \quad A_{3} = \frac{V_{out}}{V_2}$$

Operando, llegamos a la conclusión de que:

$$A_T = A_1 A_2 A_3$$

El resultado obtenido nos indica que la ganancia de un amplificador con varias etapas en cascada es igual al producto de las ganancias de cada una de ellas.

Actividad resuelta 10.4

Así, por ejemplo, si se acoplasen dos etapas en cascada que poseyeran una ganancia de 100 cada una, se conseguiría una ganancia en conjunto igual a:

$$A_{\text{ca}} = 100 \cdot 100 = 10.000$$

Para realizar este acoplamiento pueden utilizarse condensadores, transformadores, un acoplamiento directo y otros sistemas que estudiaremos a continuación.

10.3.1. Acoplamiento con condensador o RC

En la Figura 10.17 se muestra el acoplamiento de dos amplificadores de emisor común mediante el condensador C_c .

Esta forma de acoplamiento es válida cuando las señales de entrada son de corriente alterna. El condensador bloquea las señales de C.C. de un amplificador a otro y permite el paso de la señal de C.A. De esta forma, se consigue que las diferentes etapas queden aisladas en lo que se refiere a la C.C. y, así, se evita el desplazamiento de los puntos Q de funcionamiento del transistor de cada etapa.

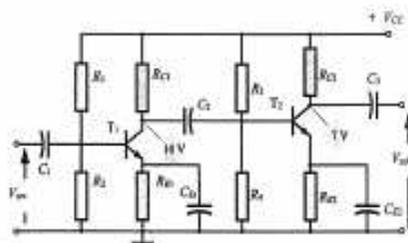


Figura 10.17. Acoplamiento de amplificadores con condensador.

Actividad resuelta 10.5

Para entender mejor esto, tomemos como ejemplo el amplificador en cascada de la Figura 10.17. Al medir la tensión estática del colector de T_1 , nos da una tensión de 10 V. Sin embargo, la tensión estática de la base de T_2 es algo inferior, unas 7 V. En este caso, cada

uno de estos transistores posee un punto de funcionamiento independiente. Esto se consigue gracias al aislamiento que produce el condensador a la C.C.

En el caso de que se cortocircuite el condensador de acoplamiento C_c , la tensión de 10 V quedaría aplicada a la base de T_2 , llevando a este transistor a la saturación y la respuesta de este último ya no sería lineal.

El tipo de condensadores que se suelen utilizar para este tipo de acoplamiento son los electrolíticos. Con ellos, se consigue un valor elevado de la capacidad; que resulta un aspecto de gran interés para reducir la reactancia de estos a las bajas frecuencias de las señales de C.A. No obstante, este tipo de acoplamiento deja de ser ventajoso para frecuencias demasiado bajas, por lo que se puede afirmar que su aplicación es aceptable para frecuencias de señal de C.A. superiores a los 10 Hz.

10.3.2. Acoplamiento directo

En la Figura 10.18 se muestra un acoplamiento directo de dos etapas amplificadoras. Este tipo de acoplamiento se utiliza cuando la frecuencia de la señal es inferior a 10 Hz. Para estas frecuencias tan bajas, los condensadores tendrían que poseer una capacidad elevada; lo que es inviable en la mayoría de los casos.

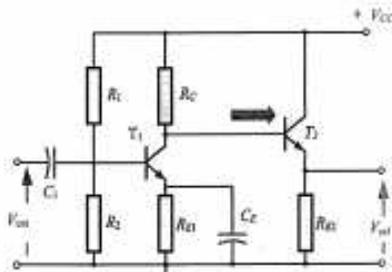


Figura 10.18. Acoplamiento directo de amplificadores.

El acoplamiento directo también se aplica para trabajar con señales de C.C., como es el caso de los instrumentos de medida y los osciloscopios, que en algunos casos operan con este tipo de corriente.

Estos amplificadores han de diseñarse de forma que las conexiones directas no desvíen los puntos de trabajo de cada transistor. Así, por ejemplo, en el amplificador de la Figu-

ra 10.18 hay que tener en cuenta que la tensión de emisor de T_1 es la misma que la base de T_2 . Todas las etapas necesitan puntos de funcionamiento con tensiones comunes, lo que complica el diseño en los casos en que hay que acoplar muchas etapas.

Con este acoplamiento se aumenta la sensibilidad a los cambios de temperatura. Por ejemplo, si aumenta la temperatura en la primera etapa, la corriente de fuga se eleva, aumentando también β ; esto hace desplazar el punto de funcionamiento del transistor de la siguiente etapa, haciendo al sistema muy inestable.

Otro inconveniente es que se amplifican las variaciones de tensión que se producen en la alimentación.

Tanto en el acoplamiento RC como en el directo, la relación de fase entre la entrada y la salida dependerá del número de etapas y del desfase que produzca cada una de ellas sobre la señal de entrada. Así, por ejemplo, en el caso de que todas las etapas estén en configuración EC, la salida estará en fase con la entrada para un número par de etapas, produciéndose un desfase de 180° , si es impar.

10.3.3. Amplificador Darlington

En la Figura 10.19, se muestra un procedimiento ampliamente utilizado para acoplar directamente dos transistores en configuración colector común. A este circuito se lo conoce como conexión Darlington. La ganancia de tensión que se obtiene del conjunto es aproximadamente la unidad. Sin embargo, se consigue una gran ganancia de corriente, ya que esta es aproximadamente igual al producto de las ganancias de cada uno de los transistores.

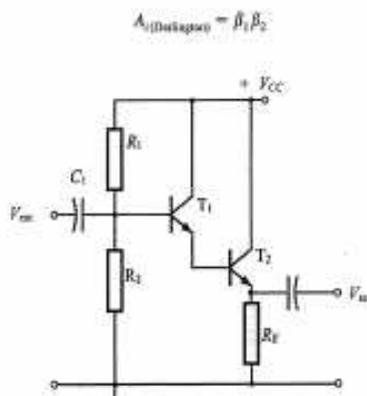


Figura 10.19. Amplificador Darlington.

Actividad resuelta 10.6

Así, por ejemplo, si los transistores de un par Darlington tienen una ganancia de 150 cada uno, se conseguirá una ganancia de conjunto igual a:

$$A_c = 150 \cdot 150 = 22.500$$

La gran ventaja de este circuito es que posee una impedancia de entrada muy grande y una impedancia de salida pequeña. Este hecho, unido a la gran ganancia de corriente, hace que este circuito sea de gran interés en aquellas aplicaciones en donde sea necesario aislar las fuentes de señal con impedancia elevada de las cargas con pequeña impedancia.

Las parejas de transistores que forman el circuito Darlington se suelen fabricar en una sola cápsula con solo tres terminales, tal como se muestra en la Figura 10.20.

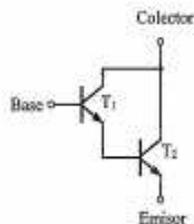


Figura 10.20. Transistor Darlington.

10.4. Amplificadores de potencia

Los amplificadores de potencia son necesarios en aquellos circuitos donde sea necesario entregar una gran cantidad de energía a la salida, como puede ser un altavoz, un relé, un tubo de rayos catódicos, etc.

10.4.1. Diagrama de bloques de un amplificador de audio

En la Figura 10.21 se representan en un diagrama de bloques simplificado las diferentes etapas amplificadoras de que se compone un equipo básico de audio.



Figura 10.21. Diagrama de bloques de un amplificador de audio.

El micrófono proporciona una pequeña señal de C.A. proporcional a las modulaciones de la presión sonora a él aplicada. Como esta señal es muy pequeña, se eleva posteriormente mediante dos etapas amplificadoras de pequeña señal y, por último, para poder excitar el altavoz, se aumenta la potencia de la misma mediante una etapa final amplificadora de potencia.

Las primeras etapas previas de amplificación poseen la función de elevar todo lo posible la pequeña tensión aplicada a ellas, por lo que han de tener una ganancia de tensión elevada. Sin embargo, en las etapas finales se trata de elevar la potencia de señal para que se pueda mover la membrana del altavoz. Para conseguirlo, se emplean los amplificadores de potencia.

En definitiva, un amplificador de potencia también es un amplificador de tensión, con la diferencia de que, debido a que la resistencia de la carga en las últimas etapas es bastante baja (como por ejemplo un altavoz de 4 Ω), las corrientes de colector han de ser más elevadas.

Los transistores utilizados para este tipo de amplificadores poseen una potencia nominal superior a los empleados en amplificadores de pequeña señal (para los primeros $P_{ce} > 1/2 \text{ W}$, para los segundos $P_{ce} < 1/2 \text{ W}$).

10.4.2. Rendimiento de un amplificador

Como ya sabemos, el objeto de un amplificador es ceder una potencia a la señal de salida a costa de la potencia de corriente continua entregada por la fuente de alimentación de C.C. (Figura 10.22).

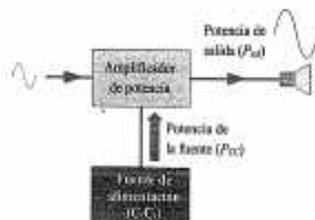


Figura 10.22. La fuente de alimentación proporciona energía para el amplificador de potencia.

En un amplificador de potencia es muy importante que la potencia que entrega la fuente sea aprovechada al máximo para conseguir la mayor potencia de señal de salida. Es decir, que el rendimiento de un amplificador se determina mediante la siguiente relación:

$$\eta \% = \frac{P_{sal}}{P_{cc}} \cdot 100$$

η % = Rendimiento en tantos por ciento.

P_{sal} = Potencia de la señal de salida.

P_{cc} = Potencia de C.C. cedida por la fuente.

Actividad resuelta 10,7

Así, por ejemplo, si para que el amplificador de la Figura 10.35 proporcione al altavoz una potencia de 10 W se necesita suministrar por la fuente 20 W, el rendimiento será entonces:

$$\eta \% = \frac{10 \text{ W}}{20 \text{ W}} \cdot 100 = 50 \%$$

El rendimiento de un amplificador de potencia es mucho más importante que uno de pequeña señal.

Actividad resuelta 10,8

Supongamos que un amplificador de audio posee una potencia de salida de 200 W y un rendimiento de tan solo el 10 %. La potencia que deberá entregar la fuente en este caso será:

$$P_{cc} = \frac{P_{sal}}{\eta \%} = \frac{200}{10} \cdot 100 = 2.000 \text{ W}$$

Para esta potencia tan grande, es necesario una fuente de alimentación muy voluminosa y cara; aparte del gran inconveniente de los calentamientos producidos, ya que de los 2.000 W entregados por la fuente, 1.800 W se convierten en calor.

10.4.3. Amplificador de potencia push-pull

Una forma de aumentar el rendimiento de un amplificador es conseguir que el transistor tenga su punto de trabajo en la zona de corte, así se logra que este no conduzca hasta

que no aparezca señal en la entrada. A esta forma de hacer trabajar a un amplificador se le conoce como clase B (Figura 10.23).

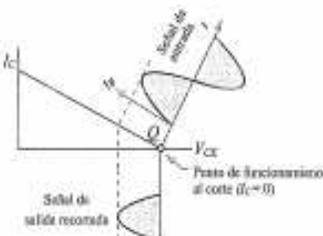


Figura 10.23. Punto de funcionamiento de un amplificador de clase B.

Para conseguir este punto de operación, la polarización de la unión base-emisor debe ser nula. En consecuencia, el transistor no comenzará a conducir hasta que la señal de entrada proporcione la polarización adecuada. Con esta forma de trabajo se consigue eliminar el consumo constante de potencia suministrado por la fuente de alimentación, por lo que el rendimiento aumenta considerablemente. Sin embargo, se presenta un inconveniente: la tensión que aparece en la salida es únicamente la correspondiente a los semiciclos positivos de la señal de entrada y, en consecuencia, la distorsión que se produce es muy grande.

La forma de evitar el problema de la distorsión es utilizar dos transistores en contrafase o en conexión push-pull.

En la Figura 10.24 se muestra un amplificador de potencia push-pull trabajando en clase B.

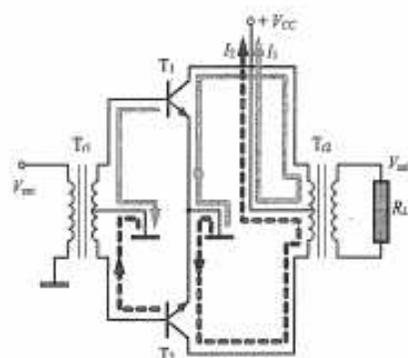


Figura 10.24. Amplificador push-pull de clase B.

Uno de los transistores amplifica la mitad positiva de la señal de entrada y el otro la negativa. Los transistores utilizados para este circuito son dos NPN, siendo necesario también el uso de dos transformadores, el T_{10} (transformador de entrada) y el T_{20} (transformador de salida). Este circuito funciona así: mientras no exista señal de entrada, los transistores T_1 y T_2 permanecen en corte y no fluye corriente alguna por ellos. Cuando se aplica una señal senoidal a la entrada, la parte positiva de esta polariza adecuadamente, a través del secundario del transformador de entrada, al transistor T_1 , el cual hace circular una corriente I_1 a través del primario del transformador de salida. En el secundario de este transformador aparece entonces el semiciclo positivo de la señal de salida. Mientras tanto, el transistor T_2 permanece en corte.

En el siguiente semiciclo, cuando se invierte la señal alterna aplicada a la entrada, en el secundario de T_{10} aparece el semiciclo negativo, que hace que el transistor T_1 entre en corte y el T_2 se polarice correctamente, proporcionando una corriente I_2 al transformador de salida que, a su vez, produce la aparición del semiciclo negativo amplificado en la salida. En conclusión, este circuito amplifica la señal de entrada completa.

Existen otros circuitos push-pull que evitan el uso de transformadores. En la Figura 10.25 se muestra un ejemplo de uno de ellos.

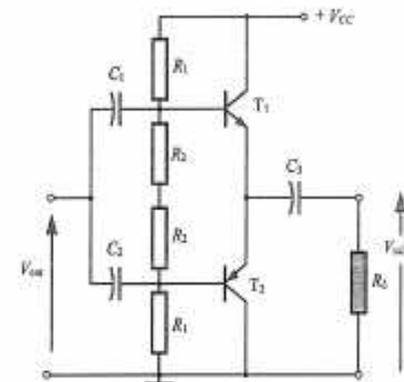


Figura 10.25. Amplificador push-pull sin transformadores.

En este caso se han conectado en contrafase un transistor NPN y un PNP. Las resistencias de polarización se calculan de tal forma que los transistores consigan su punto de funcionamiento estático en el punto de corte de la recta de carga. Además, existe una simetría en el circuito de polarización.

zación que hace que la caída de tensión en cada uno de los transistores sea la mitad de la tensión de alimentación. Los condensadores C_1 y C_2 desacoplan la componente continua de la señal de entrada y el C_3 aísla la señal de salida de la tensión continua de la fuente de alimentación.

Debido a que los dos transistores trabajan en configuración emisor común, este amplificador presenta una impedancia alta a la entrada y muy baja a la salida, lo que le hace ideal para funcionar en etapas finales de audio, donde los altavoces presentan una impedancia de 4 a 8 ohmios.

10.4.4. Amplificadores integrados de potencia

Hoy en día es posible sustituir por un solo circuito integrado, tanto la etapa final de potencia de un amplificador de audio, como la mayor parte de los componentes que constituyen el conjunto del amplificador. Así, se consiguen simplificar satisfactoriamente los circuitos y obtener unas características de funcionamiento muy aceptables. En el mercado existe una amplia gama de amplificadores integrados que satisfacen ampliamente la mayor parte de las necesidades, cuyas características se pueden consultar en los *data books* que editan los fabricantes.

Un ejemplo de amplificador integrado es el LM384, que proporciona una potencia de salida de 5,5 W y una ganancia de tensión de 50. En la Figura 10.26, se muestra un ejemplo de aplicación de este tipo de amplificador integrado, en el que se puede apreciar la pequeña cantidad de componentes que se necesitan para completar el circuito.

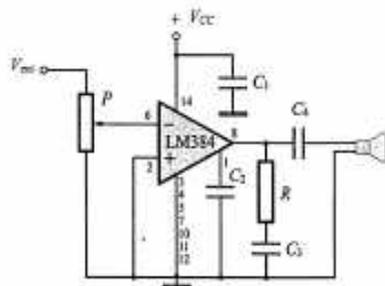


Figura 10.26. Amplificador integrado LM384.

En la Figura 10.27 se muestra el aspecto del circuito integrado LM384 y la disposición de sus terminales.

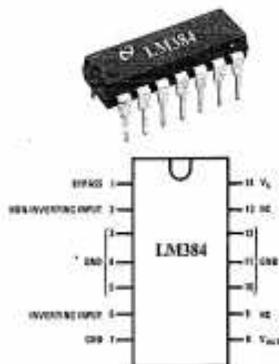


Figura 10.27. LM384.



En el MATERIAL WEB que se ha preparado para este texto, se incluyen los hojitas de características del amplificador integrado LM384.

10.5. Localización de averías y reparación en un amplificador

Los pasos a seguir para reparar un amplificador son similares para todos los tipos. Lo principal es conocer el funcionamiento básico de los circuitos y la experiencia será la que dicte, en cualquier caso, cuál será el método más adecuado a seguir.

Para localizar una avería hay que seguir siempre los siguientes pasos:

- Observar los síntomas que provoca el mal funcionamiento.
- Estudiar las posibles causas de la avería.
- Reducir las posibilidades.

Junto con la observación de los síntomas, antes de comenzar a estudiar las causas posibles de la avería, conviene comprobar si todos los mandos y conexiones del equipo amplificador están en buen estado. En muchas ocasiones la avería puede estar en un fusible fundido o en una conexión de la alimentación mal hecha; incluso podría ser debida a una mala conexión de los altavoces o de la selección de entrada de señales (micrófono, giradiscos, pletina, etc.). Para realizar estas comprobaciones, es necesario dedicar

tan solo unos minutos. Merece la pena esta inversión de tiempo, antes de desmontar el aparato de su caja.

En el caso de que sea necesario desmontar el aparato, conviene seguir unas mínimas medidas de seguridad, como son:

- Desenchufar el equipo de la red.
- Una vez desenchufado, accionar el interruptor de puesta en marcha del equipo durante un pequeño tiempo. Así, se descargarán los condensadores electrolíticos y se evitarán descargas molestas.
- Seguir las instrucciones de desmontaje señaladas en los manuales por el fabricante. Así, evitaremos errores que puedan ocasionar nuevas averías.
- Emplear herramientas adecuadas para cada operación.
- Ordenar y guardar las piezas de sujeción y demás componentes del equipo que se desea desmontar.

Una vez desmontado el equipo, conviene realizar una exploración visual del circuito con objeto de detectar alguna anomalía evidente, como puede ser:

- Cables y componentes rotos.
- Componentes quemados o sin color.
- Objetos extraños que ocasionan cortocircuitos, como tornillos, clips, etc.
- Placas de circuito impreso quemadas o agrietadas.
- Terminales de componentes en contacto, por estar doblados.

En caso de no encontrar la causa de la avería, habrá que observar los síntomas. Estos pueden ser:

- Ausencia de señal de salida.
- Señal de salida débil.
- Distorsión y ruido en la señal de salida.

Comencemos por el primero.

10.5.1. Ausencia de señal de salida

La falta de salida en un amplificador puede ser debida a:

- Un fallo en la fuente de alimentación.
- Altavoces defectuosos.
- Una etapa amplificadora defectuosa.

Para localizar el posible fallo de la fuente de alimentación, seguiremos las recomendaciones dadas en la Unidad 8.

Para comprobar si un altavoz está defectuoso, es suficiente con conectar una pila de 1,5 V en sus bornes (Figura 10.28).

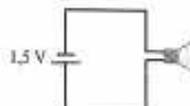


Figura 10.28. Verificación de un altavoz.

En el caso de que el altavoz esté en buen estado, emitirá un pequeño sonido. Esta comprobación también se puede realizar con el polímetro utilizado como óhmetro, aprovechando la pila que este lleva en su interior.

En el caso de que el altavoz y la fuente de alimentación se encuentren en buen estado, habrá que encontrar la avería en alguna de las etapas del amplificador. En la Figura 10.29 se muestra el diagrama de bloques de un amplificador de audio de tres etapas.



Figura 10.29. Diagrama de bloques de un amplificador de tres etapas.

Cualquier interrupción en una parte del circuito dejará la salida sin señal. El método a seguir, en este caso, para localizar la avería es encontrar la etapa defectuosa y aislarla para determinar, posteriormente, el fallo de algún componente de esta. Para realizar esta operación, se pueden utilizar dos métodos:

- Por inyección de la señal.
- Por seguimiento de la señal.

Localización de averías por inyección de señal

Este método se basa en la inyección de una señal de prueba de 1.000 Hz mediante un generador de señales.

El procedimiento a seguir es: se comienza inyectando una señal de prueba a la última etapa amplificadora. Si el altavoz percibe la señal, esto será indicativo de que la etapa está en correcto estado (Figura 10.30). Seguidamente, se prueba con la siguiente etapa y, así, sucesivamente, hasta encontrar la etapa defectuosa que no produce salida en el altavoz.

Para realizar esta comprobación con corrección, es conveniente tener en cuenta las siguientes consideraciones.

- Seleccionar adecuadamente el nivel de la tensión de prueba, ya que una señal demasiado fuerte puede estropear un altavoz o algún otro componente.

- Antes de inyectar la señal, comprobar el esquema del circuito. Así, evitaremos conexiones incorrectas. En ciertos circuitos el chasis no se utiliza como masa del circuito, por lo que sería erróneo conectar el cable de masa del generador al chasis.

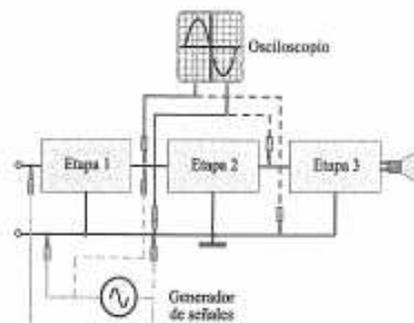


Figura 10.30. Localización de averías en un amplificador por inyección de señal.

Localización de averías por seguimiento de la señal

Para seguir este método, es necesario un polímetro o un osciloscopio. Consiste en ir comprobando si la señal aparece después de cada una de las etapas, realizando esta operación desde la primera hasta la última etapa. El fallo estará en aquella etapa amplificadora que no proporcione señal de salida.

Para conseguir buenos resultados con este método es muy importante seleccionar para cada circuito la sensibilidad adecuada del aparato de medida destinado al seguimiento de la señal. Así, por ejemplo, si las señales son de radiofrecuencia habrá que utilizar un osciloscopio que sea capaz de medir altas frecuencias. Por todo ello, es muy importante conocer el origen de la señal antes de comenzar con las medidas.

Una vez que se ha determinado cuál es la etapa averiada, el siguiente paso será encontrar el componente o componentes defectuosos de la misma. El método más utilizado para estos casos es el análisis de tensión.

Localización de averías por análisis de tensión

Este método se basa en ir comprobando todas las tensiones que aparecen en los diferentes puntos del circuito de la etapa amplificadora defectuosa. Las tensiones correctas las suele indicar el fabricante en los esquemas. Una vez detectada la tensión incorrecta, habrá que aplicar las leyes de los

circuitos para determinar el componente averiado. Veamos seguidamente un ejemplo:

En la Figura 10.31 se muestra un amplificador de dos etapas, acoplado por condensador.

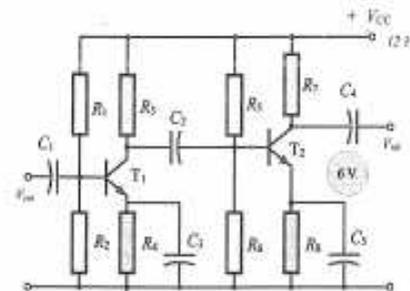


Figura 10.31. Amplificador de dos etapas acoplado por condensador.

Supongamos que en el colector del transistor T_2 se miden 12 V respecto a masa y, sin embargo, el fabricante indica que esta tensión debe ser de 6 V. Si toda la tensión de la fuente aparece en el colector, será porque por R_7 no fluye corriente alguna, ni por el transistor. Lo que nos indica que T_2 está en corte. Esta avería puede estar causada por los siguientes componentes:

- El transistor puede estar estropeado.
- R_7 puede estar abierta. Con lo cual se despolariza la base de T_2 y este entra en corte. Esto se puede comprobar midiendo la tensión en la base, que será cero si R_7 está efectivamente abierta.
- R_6 puede estar cortocircuitada. Esto es muy poco probable, pero de ser así, desaparece la tensión de polarización y el transistor entra en corte. En este caso también la tensión de base es cero.
- R_8 puede estar abierta. En este caso la tensión de 12 V de la alimentación aparecerá en los bornes de dicha resistencia.

En conclusión, lo más importante para localizar el componente estropeado es conocer cómo opera el circuito y las leyes que se dan en él.

También se da la posibilidad de que exista una avería en el circuito de la señal de C.A. que interrumpa la evolución de esta sin modificar sustancialmente las tensiones de C.C. Este tipo de averías pueden ser causadas por:

- Condensadores de acoplamiento abiertos.
- Transformadores de acoplamiento defectuosos.

Para encontrar el componente averiado, lo más habitual es emplear la inyección o seguimiento de la señal.

A continuación, estudiaremos el siguiente síntoma que se puede dar en un equipo amplificador averiado.

10.5.2. Señal de salida débil

Este síntoma es fácil de apreciar en un equipo de audio. Los altavoces producen un sonido muy débil aunque se sitúe el potenciómetro de volumen al máximo.

Antes de comenzar con ninguna comprobación compleja, conviene realizar todas las inspecciones rutinarias descritas al comienzo de este apartado.

Una señal de salida débil puede ser debida a:

- Una entrada baja de la fuente de señal.
- Un dispositivo de salida defectuoso.
- Una etapa amplificadora con baja ganancia.

Entrada baja de la fuente de señal

La entrada baja puede ser ocasionada por un deterioro en el micrófono, cápsulas fonocaptoras del giradiscos, etc. Para comprobar si la avería es causada por estos elementos, es suficiente con probar con otras fuentes de señal o con un generador de señales de prueba.

Dispositivo de salida defectuoso

En un equipo de audio el dispositivo de salida es el altavoz. Este puede haberse estropeado y haber aumentado su impedancia. Una forma de comprobarlo puede ser la de sustituir el altavoz del equipo por otro de las mismas características. También se puede sustituir el altavoz por una carga resistiva conocida.

Etapas amplificadora con baja ganancia

En el caso de que la señal de entrada y el dispositivo de salida funcionen correctamente, la avería puede estar causada por una o varias etapas que proporcionan una ganancia más baja de la especificada.

La localización de una avería de este tipo es un poco más complicada que cuando existe una interrupción de señal. Para ello, se necesita conocer muy bien el circuito y saber previamente cómo responde cada etapa. En estos casos, los esquemas y boletines de asistencia técnica serán de una gran ayuda, ya que suelen incluir en la información diagramas de las ondas que deben aparecer en un osciloscopio en las distintas partes del circuito.

En el caso de tratarse de amplificadores estéreo, el método es más simple, ya que existen dos circuitos idénticos, uno para cada canal, que podrán ir comparando hasta dar con la etapa de baja ganancia.

El seguimiento de la señal se hace, en cualquiera de los casos, avanzando desde la entrada hasta la salida.

Una vez que se ha detectado la etapa de baja ganancia, hay que localizar cuál de sus componentes es el que está defectuoso. Las causas que pueden llegar a provocar baja ganancia son:

- Condensador de paso abierto.
- Condensador de acoplamiento defectuoso.
- Tensión de alimentación inferior a la normal.
- Transistor mal polarizado.
- Transistor defectuoso.

En caso de sospechar que alguno de los componentes está defectuoso, se pueden realizar sustituciones. Así, por ejemplo, puede conectarse un condensador en paralelo con el que se cree que está abierto. Si la ganancia se mejora, será prueba de que este era el causante de la avería. Este método no se podrá realizar en aquellos casos en que las tensiones del circuito sean elevadas, ya que pueden ocasionar accidentes indeseables.

10.5.3. Distorsión y ruido en la señal de salida

Este síntoma se caracteriza por un ruido desagradable que aparece en los altavoces de salida. La señal de salida se presenta distorsionada debido a algún fallo del circuito.

Los ruidos que se pueden presentar en un amplificador de audio son muy variados. Si aprendemos a distinguirlos, será más fácil localizar la avería. Estos ruidos pueden ser:

- Zumbido.
- Sonido de fricción.
- Ruido constante (como de fricción o silbante).

Zumbido

Este ruido puede aparecer ocasionado por las siguientes causas:

- Rizado excesivo de la fuente de alimentación.
- Rotura de alguna conexión a masa.
- Cable apantallado defectuoso.

Para encontrar los fallos producidos por un excesivo rizado, es conveniente realizar medidas con el osciloscopio en los diferentes puntos de la alimentación.

Los cables apantallados se utilizan para evitar que se induzcan en los mismos señales de la frecuencia alterna de la red. Conviene comprobar el trenzado de estos cables, ya que un defecto en el mismo puede ocasionar zumbido en la señal de salida.

También habrá que comprobar el estado de todas las conexiones a masa y de los blindajes, en caso de que los hubiese.

Sonido de frotación

El sonido de frotación suele estar ocasionado por los diferentes potenciómetros del circuito (volumen, tono, etc.). Detectar este fallo es bien sencillo, basta con mover los potenciómetros hasta detectar el que causa la distorsión.

Esta avería se puede reparar momentáneamente, aplicando una sustancia limpiadora en las pistas del potencióme-

tro averiado, aunque lo más seguro es sustituirlo por uno nuevo.

Ruido constante

Este ruido puede ser debido a un transistor o circuito integrado defectuoso. Para localizar este tipo de averías, es de gran utilidad el método de inyección y seguimiento de una señal de prueba.

En ocasiones el ruido puede ser debido a una polarización inadecuada que distorsiona la señal (distorsión de cruce, recortamiento de la señal, etc.). En estos casos se inyecta una señal triangular, ya que es más fácil detectar una distorsión en ella.

Con estas consideraciones, ya nos podemos hacer una idea general de cómo son los procesos que se siguen para la localización de averías de un amplificador de audio.

Prácticas de laboratorio

10.1. Verificación de un amplificador. Consigue un amplificador de audio comercial y, con el esquema del circuito, identifica las diferentes etapas amplificadoras, así como los aspectos más significativos del mismo: características técnicas, posibilidades de conexión, etc.

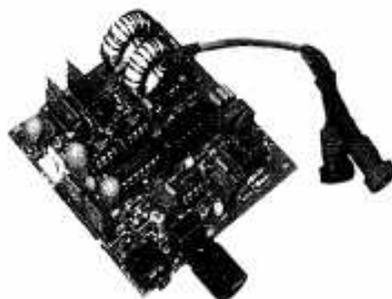


Figura 10.32.

Prueba del circuito: consigue un elemento para aplicar una señal de entrada al amplificador, como, por ejemplo, un reproductor de discos, un magnetófono, un sintonizador, o un simple micrófono. Además necesitarán un altavoz para conectar a la salida del amplificador. Así, podrás probar si el funcionamiento del amplificador y todos sus controles es correcto.

Verificación del circuito amplificador: esta prueba consistirá en introducir una señal de audiofrecuencia por una de las entradas e ir comprobando mediante el osciloscopio las modificaciones que se dan en la misma al transcurrir por los diferentes circuitos y llegar a la salida. Esta señal no podrá ser proporcionada por un magnetófono o por un plato, debido a que sus variaciones de nivel de frecuencia son difíciles de fijar. Por esta razón, es necesario inyectar una señal que sea fácil de medir y con una frecuencia fija, como puede ser la proporcionada por un generador de señales de baja frecuencia. La señal empleada para estos casos es la senoidal, con una frecuencia de 1.000 Hz (un buen oído humano es capaz de percibir señales desde 20 Hz hasta 20 kHz). La señal de 1.000 Hz cubre parte de las bajas frecuencias y de las altas.

El altavoz que normalmente se conecta a la salida del amplificador conviene que sea sustituido por una resistencia óhmica que posea los mismos valores de impedancia y potencia. Así evitaremos los ruidos molestos que emita dicho altavoz.

Una vez hechas estas consideraciones previas, inyecta a la entrada del amplificador una señal senoidal de 1.000 Hz y 3 mV y, con el osciloscopio, comprueba el nivel de la señal en las diferentes etapas amplificadoras. Una vez hecho esto, eleva el nivel de la señal de entrada hasta provocar la distorsión de dicha señal en la salida y anota los resultados, comprobando la relación de fase de las diferentes etapas, así como la ganancia y el nivel de distorsión.

10.2. Verificación de un amplificador de emisor común. Consigue el circuito de un amplificador de emisor común, o en su defecto monta en el entrenador didáctico o en una placa de circuito impreso el circuito que se muestra en la Figura 10.33.

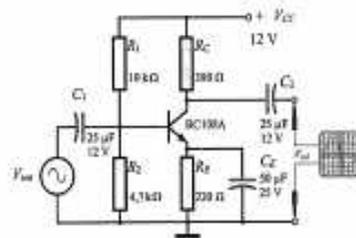


Figura 10.33.

Antes de realizar la verificación experimental del circuito, determina teóricamente los siguientes valores que se dan en el circuito: V_B , V_C , V_E , V_{CE} , así como la ganancia de tensión con el condensador de paso y sin él.

Seguidamente, comprueba mediante un voltímetro si los valores calculados anteriormente, de una forma teórica coinciden aproximadamente con los resultados de las medidas obtenidas en el circuito.

Una vez hecho esto, mediante un generador de señales, inyecta a la entrada del amplificador una señal senoidal de bajo nivel y de 1 kHz. Con un osciloscopio,

visualiza la señal de salida en el canal B y la de entrada en el A, ajustando el nivel de entrada de dicho generador de señales hasta obtener una señal de salida sin distorsión.

Ahora, dibuja los oscilogramas obtenidos, comprobando el desfase entre las señales de entrada y salida. Determina la ganancia de tensión. Retira el condensador de paso y comprueba el efecto producido sobre la ganancia.

En el MATERIAL WEB que se ha preparado para este texto se incluyen las hojas de características del transistor BC108A.

10.3. Acoplamiento de amplificadores. Se trata de comprobar la respuesta de un amplificador de dos etapas acopladas mediante RC, para posteriormente comparar los resultados obtenidos con un acoplamiento directo.

Para empezar, consigue un amplificador constituido por dos etapas en emisor común acopladas mediante RC, identificando la situación y función de cada uno de los componentes del circuito. En su defecto, monta en el entrenador didáctico el circuito que se sugiere en la Figura 10.34.

Al igual que se hizo en la Práctica de laboratorio 10.2 mediante un generador de señales, inyecta a la entrada del amplificador una señal senoidal de bajo nivel y de 1 kHz. Con un osciloscopio, visualiza la señal de salida en el canal B y la de entrada en el A, ajustando el nivel de entrada de dicho generador de señales hasta obtener una señal de salida sin distorsión.

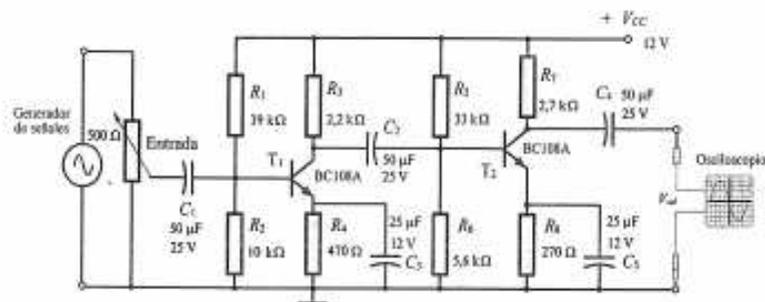


Figura 10.34.

Seguidamente, dibuja los oscilogramas obtenidos, comprobando el desfase entre las señales de entrada y salida. Ahora, conecta el canal B del osciloscopio a la salida de la primera etapa amplificadora. Dibuja los oscilogramas y determina la ganancia de tensión en la primera etapa y en el conjunto.

En estas condiciones, comienza a reducir la frecuencia de la señal de entrada hasta valores inferiores a 10 Hz. Comprueba hasta qué frecuencia el amplificador mantiene la señal en la salida sin distorsión.

Ahora, cortocircuita el condensador de acoplamiento C_3 , con lo que los amplificadores quedarán acoplados directamente. Repite todas las medidas realizadas anteriormente para este tipo de acoplamiento, comparando los resultados obtenidos. Por último, indica las ventajas e inconvenientes que observas en cada una de estas dos técnicas de acoplamiento de amplificadores.

10.4. Circuito amplificador de audio de 10 W con circuito integrado TDA2003. Se trata de conseguir, mediante solo un circuito integrado como elemento activo, un amplificador de audio que sea capaz de proporcionar una potencia de 10 W sobre un altavoz con un rango de impedancia de 2 a 8 ohmios.

En la Figura 10.35 se muestra el circuito para el montaje de este amplificador.

La fuente de alimentación que suministra la corriente continua a este circuito deberá de poder entregar, como mínimo, una intensidad de corriente de 2 A.

El circuito integrado TDA2003, del cual se adjuntan sus características en el MATERIAL WEB, es un amplifi-

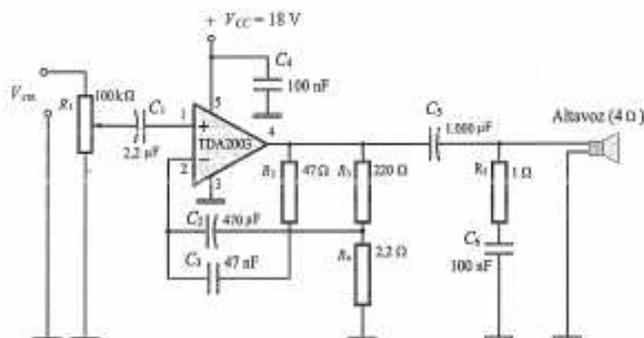


Figura 10.35.

dor integrado con una potencia de salida de 10 W y que habrá que montar un disipador de calor adecuado para evitar que se destruya por excesos de temperatura. Para conseguir estos 10 W de potencia, se recomienda conectar un altavoz de 4 ohmios de impedancia, siendo el nivel de la señal de entrada recomendada de 1 Vpp.

En la Figura 10.36 se muestra el aspecto del circuito integrado y la disposición de sus terminales.



Figura 10.36. TDA2003.

Monta el circuito y comprueba las diferentes magnitudes que se dan en él mediante el polímetro y el osciloscopio y un generador de señal.

10.5. Amplificador audio estéreo de 2x10 W con circuito integrado TDA2009. Se trata de conseguir, mediante solo un circuito integrado como elemento activo, un amplificador de audio estéreo que sea capaz de proporcionar una potencia de 2x10 W en ambos canales.

En la Figura 10.37 se muestra el circuito para el montaje de este amplificador.

En la Figura 10.38 se muestra el aspecto del circuito integrado y la disposición de sus terminales.

Monta el circuito y comprueba las diferentes magnitudes que se dan en él mediante el polímetro y el osciloscopio y un generador de señal.

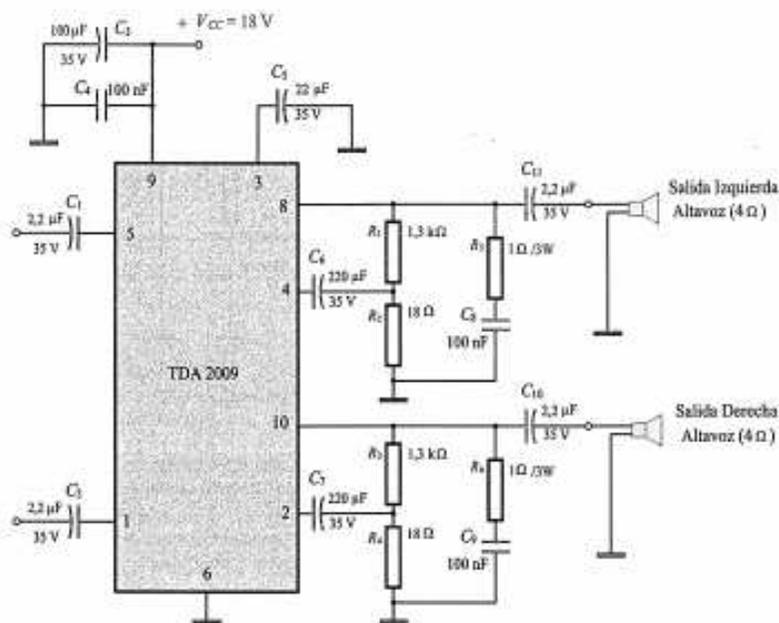


Figura 10.37.



Figura 10.38. TDA2009.

Actividades de comprobación

- 10.1. ¿Cuál de las configuraciones sería más adecuada para diseñar un amplificador que tuviese a su entrada un generador de señales de alta impedancia?
- Base común.
 - Colector común.
 - Emisor común.
- 10.2. ¿Por qué se caracteriza un amplificador de clase A?
- La señal de salida está distorsionada.
 - Solo aparece en la salida la parte positiva de la señal.
 - Aporta a su salida una señal sin distorsión.
- 10.3. La señal de entrada de un amplificador es de 8 mV y 2 mA. Determina la ganancia de tensión, potencia y corriente de este amplificador, si la señal que se obtiene en la salida es de 2 V y 20 mA.
- 10.4. En un amplificador de audio, debido a un error se ha polarizado al transistor, correspondiente a una de las etapas del mismo, en un punto muy próximo a la zona de corte. ¿Cuál piensas que puede ser el efecto creado en la salida del altavoz cuando se aplique una señal de audio de nivel medio a la entrada del amplificador?
- Se produce un recorte y distorsión en la audición.
 - No se produce ningún efecto apreciable.
 - Aporta a su salida una señal sin distorsión.
- 10.5. ¿Qué desfase se produce entre la señal de entrada y de salida en un amplificador de emisor común?
- Ninguno.
 - 180°.
 - 90°.
- 10.6. ¿Qué efecto se produce al eliminar el condensador de paso del emisor de un amplificador de emisor común?
- Aumenta la ganancia del amplificador.
 - Solo aparece en la salida la parte positiva de la señal.
 - Se reduce la ganancia del amplificador.
- 10.7. ¿Qué efecto produce la conexión de un condensador de acoplamiento a la entrada de un amplificador?
- Elimina la componente continua de la señal a amplificar.
 - Elimina la componente alterna de la señal a amplificar.
 - Aumenta la ganancia del amplificador.
- 10.8. ¿Qué aplicaciones se pueden hacer del amplificador en colector común? ¿Cómo son su impedancia de entrada y su ganancia? ¿Y para el amplificador de base común?
- Aquellas que requieran de una gran ganancia de tensión.
 - Aquellas que requieran de una gran ganancia de corriente.
 - Aquellas en las que el generador de señales posea una impedancia muy alta.
- 10.9. ¿Cómo son las impedancias de entrada y salida para un amplificador de base común?
- Impedancias de entrada y salida altas.
 - Impedancia de entrada baja y alta de salida.
 - Impedancia de entrada alta y baja de salida.
- 10.10. Un circuito amplificador de pequeña señal tiene conectado a su entrada un micrófono de 10 kΩ de resistencia interna. Averigua la capacidad recomendable para el condensador de acoplamiento con el amplificador si este posee una resistencia de entrada de 11 kΩ y se desea que trabaje dentro de las frecuencias de 10 Hz y 30 kHz.
- 10.11. Un amplificador proporciona una potencia en su salida de 10 W. Para ello, la fuente de alimentación de 12 V proporciona una corriente de 4 A. ¿Cuál será el rendimiento del amplificador?
- 10.12. Un amplificador posee un rendimiento del 25%. Determina la corriente que debe proporcionar una fuente de alimentación de 10 V al circuito, si la potencia de salida es de 15 W.
- 10.13. ¿Cuál es la ganancia de potencia de un amplificador, si $A_v = 200$ y $A_i = 150$?

■ Actividades de ampliación

10.1. Habrás podido comprobar cómo con un solo circuito integrado es posible construir un amplificador de forma sencilla. Entra en Internet y busca en un *datasheet*, como por ejemplo: <http://www.datasheetcatalog.com>, circuitos integrados para aplicaciones en amplificadores de audio y realiza una clasificación de los mismos. A su vez, busca en Internet circuitos prácticos de amplificadores y analiza su composición y funcionamiento.

A modo de ejemplo, en la Figura 10.39 se muestran unos recortes pertenecientes a la hoja de características del amplificador de audio integrado TDA1011.

2 to 6 W audio power amplifier

TDA1011

The TDA1011 is a monolithic integrated audio amplifier circuit in a 9-lead single in-line (SIL) plastic package. The device is especially designed for portable radio and recorder applications and delivers up to 4 W in a 4 Ω load impedance. The device can deliver up to 6 W into 4 Ω at 16 V loaded supply in auto-load applications. The maximum permissible supply voltage of 24 V makes this circuit very suitable for d.c. and i.c. apparatus, while the very low applicable supply volts of 3.6 V permits 6 V applications. Special features are:

QUICK REFERENCE DATA

Supply voltage range	V_{PS}	3.0 to 20 V
Peak output current	I_{PM}	max. 3 A
Output power at $d_{m} = 10\%$		
$V_{PS} = 16 V; R_L = 4 \Omega$	P_o	typ. 6.5 W
$V_{PS} = 12 V; R_L = 4 \Omega$	P_o	typ. 4.2 W
$V_{PS} = 8 V; R_L = 4 \Omega$	P_o	typ. 2.3 W
$V_{PS} = 6 V; R_L = 4 \Omega$	P_o	typ. 1.0 W
Total harmonic distortion at $P_o = 1 W, R_L = 4 \Omega$	THD	typ. 0.2 %
Input impedance		
pre-amplifier (pin 6)	$ Z_i $	> 100 k Ω
power amplifier (pin 4)	$ Z_i $	typ. 20 k Ω
Total quiescent current	I_{QM}	typ. 14 mA
Operating ambient temperature	T_{amb}	-25 to +150 °C
Storage temperature	T_{stg}	-55 to +150 °C

APPLICATION RECOMMENDATION

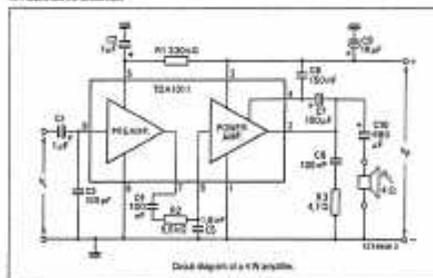
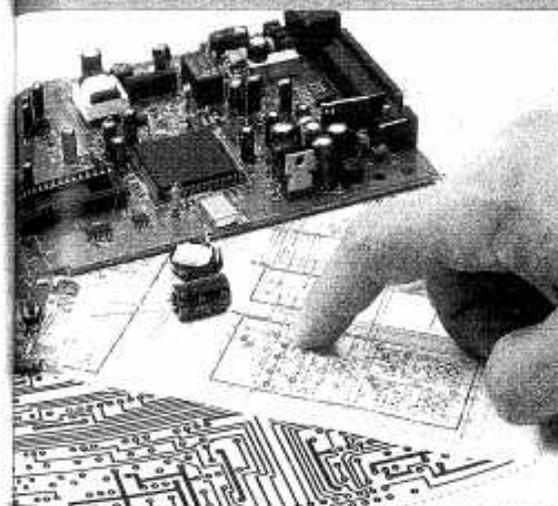


Figura 10.39. Hoja de características del amplificador de audio integrado TDA1011.

Amplificadores con transistores de efecto de campo



En esta unidad vamos a estudiar los transistores unipolares. Veremos cómo están estructurados y sus características. También veremos cómo se conectan en los circuitos. El tipo de transistores que vamos a estudiar son los FET (transistores de efecto de campo) y los MOSFET (transistores de efecto de campo de óxido metálico). La diferencia fundamental entre los transistores bipolares y los unipolares que los que vamos a estudiar es que en los unipolares mayoritariamente los portadores mayoritarios que los minoritarios, mientras que los unipolares funcionan solo gracias a los portadores mayoritarios.

En los unipolares, construidos con transistores unipolares de efecto de campo, la corriente que se obtiene por salida es proporcional a la tensión que se aplica a la entrada. En la parte de salida se consigue una elevada ganancia y una resistencia de salida considerablemente inferior. Esto nos hace

Contenidos



Objetivos

11.1. El transistor FET

El FET, transistor de efecto de campo o transistor unipolar, fue inventado en 1948, al mismo tiempo que el transistor normal o bipolar, pero no fue posible su implantación hasta 1970 debido a la alta tecnología necesaria para formar sus uniones.

No es muy común encontrarse en un circuito un transistor FET aislado, estos suelen aparecer, más bien, insertos en circuitos integrados. Otras veces aparecen incorporados, por ejemplo, en las cápsulas microfónicas, como un pequeño preamplificador de la señal débil que se produce en estas.

Un FET reúne las características más interesantes de las válvulas electrónicas, con las grandes ventajas de los componentes semiconductores. Según su composición, existen dos tipos de transistores FET, los FET de canal N y los FET de canal P.

En la Figura 11.1 se muestra la estructura de un transistor unipolar FET de canal N con su símbolo correspondiente.

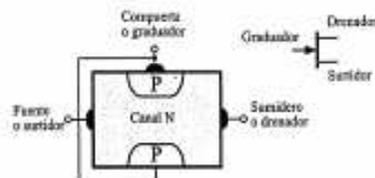


Figura 11.1. Transistor FET de canal N.

Este componente está formado por una delgada capa de material semiconductor tipo N denominado canal. A los lados de este aparecen dos regiones de material semiconductor tipo P. En cada uno de los extremos del canal se sitúa un terminal. Así, tenemos un terminal de fuente o surtidor (del inglés *source*) y otro de sumidero o drenador (*drain*). Las dos regiones P se interconectan entre sí y, exteriormente en el terminal de compuerta o gradador (*gate*).

Este componente funciona de la siguiente forma: en los transistores de unión bipolares, la corriente colector-emisor se controlaba gracias a la variación de la pequeña corriente que se aplica a la base, realizándose la conducción tanto por electrones como por huecos. Sin embargo, los transistores de efecto de campo funcionan solamente con un tipo de portadores de carga: huecos o electrones, según el tipo de canal. Así, por ejemplo, en un FET de canal N los portadores de carga son los electrones.

El transistor de la Figura 11.2 conduce siempre del terminal de surtidor al de drenador (sentido electrónico de la corriente). El canal N posee suficientes electrones libres para que se pueda establecer un paso de corriente. Si ahora sometemos el terminal de gradador a una tensión negativa, los electrones libres serán expulsados por repulsión fuera del canal. Esto hace que el canal se quede con menos portadores de carga y, por tanto, su resistencia aumenta considerablemente, lo que provoca una disminución de la corriente que atraviesa el canal del surtidor al de drenaje. En el caso de que la tensión sea suficientemente negativa, la corriente puede dejar de fluir.

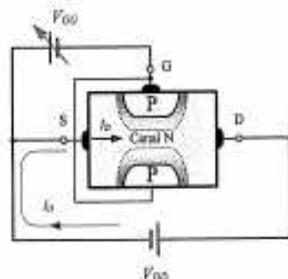


Figura 11.2. Funcionamiento de un FET de canal N.

A esta forma de trabajo se la denomina de *empobrecimiento*, es decir, que la tensión de control aplicada al gradador empobrece o extrae los portadores del canal, lo que hace que este se estreche al paso de la corriente.

En el FET de canal P de la Figura 11.3 se utiliza material semiconductor P para el canal y N para la puerta.

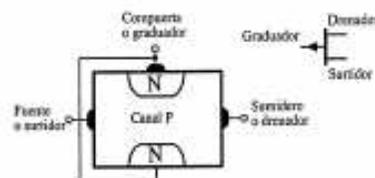


Figura 11.3. Transistor FET de canal P.

Observa que en este caso, la flecha del canal, en el símbolo, apunta hacia fuera. La tensión aplicada a la puerta se hace ahora positiva, con lo que se consigue así repeler los huecos existentes en el canal P y controlar de esta forma la corriente del surtidor. En cualquiera de los dos tipos de transistores unipolares, la tensión de polarización del diodo

(formado por la puerta y el canal se polariza inversamente. De esta forma evita que por esta unión fluya corriente eléctrica.

Todo el estudio del FET que vamos a realizar a continuación lo hacemos para el de canal tipo N.

11.1.1. Curvas características de drenador de un FET

En la Figura 11.4 se muestra un ejemplo de la familia de curvas características de surtidor común de un transistor FET de canal N, y en la Figura 11.5 el circuito correspondiente con el que se han obtenido dichas curvas.

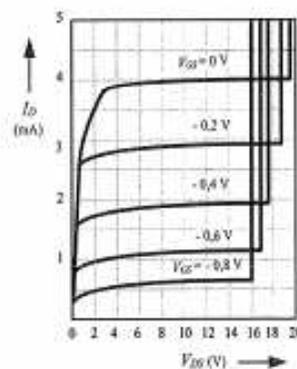


Figura 11.4. Curvas de drenador.

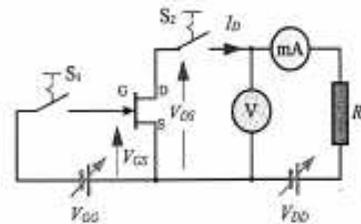


Figura 11.5. FET en surtidor común de un FET.

Examinando estas curvas podemos observar que la corriente de drenaje (I_D) se hace más pequeña a medida que aumenta la tensión negativa aplicada entre el gradador y el surtidor (V_{GS}).

Al igual que ocurría con los transistores bipolares, en estas curvas se pueden apreciar cuatro zonas de operación: región de ruptura, región activa, región de corte y región de saturación.

En la **región de ruptura**, cuando la tensión drenador-surtidor (V_{DS}) aumenta excesivamente, el FET entra en la región de ruptura y se produce una avalancha que puede destruir el transistor. En las curvas tomadas como ejemplo de la Figura 11.4 esta tensión es del orden de 16 V.

En la **región de corte**, el transistor entra en corte, es decir, no conduce (se comporta como un interruptor abierto). Esto ocurre cuando la tensión negativa del gradador o puerta es suficiente para estrangular totalmente el canal. Así, por ejemplo, en el transistor FET del circuito de la Figura 11.6 esta tensión V_{GS} es de $-1,2$ V. A esta tensión se la representa por $V_{GS(\text{corte})}$.

En la **región de saturación**, el transistor se convierte en un buen conductor (se comporta como un interruptor cerrado). Esto ocurre cuando se cortocircuitan los terminales de compuerta y fuente y $V_{GS} = 0$. Para este valor (observa las curvas características de la Figura 11.4), la corriente se mantiene prácticamente constante (aproximadamente $I_D = 4$ mA) a partir del codo de la curva (aproximadamente $V_{DS} = 3$ V).

A esta corriente se la conoce por I_{DSS} y es la máxima que se puede dar en el drenador de un FET con la puerta en cortocircuito.

La **región activa** del FET se encuentra entre las regiones de saturación y ruptura. Según las curvas expuestas, esta región se encontrará para los valores de 3 a 16 V de V_{DS} .

11.1.2. Corriente de fuga de gradador o compuerta

La unión que se establece entre los cristales del gradador y el surtidor se comporta como si fuese un diodo de silicio polarizado inversamente, por lo que la corriente inversa que fluye por el gradador es muy pequeña, prácticamente despreciable. Esta es la razón por la que solo se tiene en cuenta una corriente, la I_D .

11.1.3. Impedancia de entrada

Debido a que la corriente que circula por el terminal gradador es prácticamente cero, la resistencia o impedancia de entrada se hace elevadísima, del orden de miles de kilohmios. Por esta razón, este transistor se emplea más en aquellos casos en que se requiera una mayor impedancia de entrada.

11.1.4. Curvas de transferencia o transconductancia

Estas curvas nos indican los valores que toma la intensidad de drenador (I_D) en función de las variaciones que experimenta la tensión de gradador-surtidor (V_{GS}) para valores de V_{DS} constantes.

En general, la curva de transconductancia de cualquier FET posee la forma de una parábola, tal como se muestra en la Figura 11.6. Esta gráfica se corresponde con las curvas de drenador del FET de la Figura 11.4.

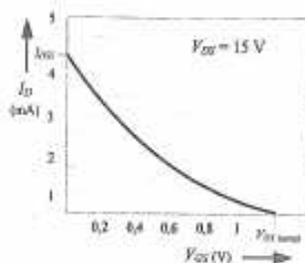


Figura 11.6. Curvas de transconductancia de un FET.

Esta curva se corresponde con la siguiente ecuación:

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(100\%)}} \right]^2$$

De esta forma, conociendo los valores de I_{DSS} y $V_{GS(100\%)}$ (datos que suele proporcionar el fabricante en las hojas técnicas) se puede determinar el valor de la corriente I_D para cualquier valor de la tensión V_{GS} aplicada al gradador.

Actividad resuelta 11.1

Se sabe que en un FET, $I_{DSS} = 4$ mA y $V_{GS(100\%)} = -1,2$ V. ¿Cuál será la corriente que fluye del surtidor a la fuente si la tensión $V_{GS} = -0,5$ V?

Solución: Aplicando la ecuación ya conocida

$$I_D = 0,004 \left[1 - \frac{-0,5}{-1,2} \right]^2 = 0,0014 \text{ A} = 1,4 \text{ mA}$$

11.1.5. Diferencias entre un transistor bipolar y uno unipolar

Un transistor bipolar no conduce hasta que se aplica corriente a la base, mientras que uno unipolar conduce hasta que la tensión de compuerta o gradador se hace lo suficientemente grande para hacer desaparecer totalmente los portadores del canal.

- El transistor bipolar está controlado por corriente, mientras que el unipolar lo es por tensión.
- El transistor bipolar posee menor impedancia de entrada que el unipolar.
- La alta impedancia de entrada de los transistores unipolares hace que estos posean una menor ganancia de tensión que un bipolar.
- Los FET son inmunes a las radiaciones y a los ruidos eléctricos. Además son muy estables con la temperatura, no influyendo los cambios térmicos en la corriente que fluye a través del canal.

11.1.6. Aplicaciones del FET

El FET posee bastantes aplicaciones, como son: interruptores analógicos, multiplexores, control automático de ganancia (CAG) en receptores de radio, amplificadores de pequeña señal en receptores de radio y televisión, trocadores, etc.

En la Figura 11.7 se muestra un ejemplo de un interruptor analógico con FET.

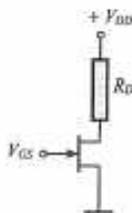


Figura 11.7. Interruptor analógico con FET.

Si a este circuito se le aplica una tensión $V_{GS} = 0$, el transistor entrará en saturación y se comportará como un interruptor cerrado. Por otro lado, si la tensión aplicada es $V_{GS} = V_{GS(100\%)}$, el transistor se pondrá en corte y actuará como un interruptor abierto.

Cuando se utiliza un FET como interruptor, se le hace trabajar únicamente en dos estados, corte y saturación.

11.2. El transistor MOSFET

Los MOSFET, o simplemente MOS (Metal-Oxide Semiconductor, Field Effect Transistor), son muy parecidos a los FET. La diferencia entre estos estriba en que en los MOS, el gradador o la puerta está aislado del canal, con lo que se consigue de esta forma que la corriente de dicho terminal sea muy pequeña, prácticamente despreciable. Debido a este hecho, la impedancia de entrada de este tipo de transistores es elevadísima, del orden de 10.000 MΩ a 10.000.000 MΩ, lo que les convierte en componentes ideales para amplificar señales muy débiles.

Existen dos tipos de MOSFET en función de su estructura interna: los de empobrecimiento y los de enriquecimiento. Los primeros tienen un gran campo de aplicación como amplificadores de señales débiles en altas frecuencias o radiofrecuencia (RF), debido a su baja reactancia capacitiva de entrada. Los segundos tienen una mayor aplicación en circuitos digitales y, sobre todo, en la construcción de circuitos integrados, debido a su pequeño consumo y al reducido espacio que ocupan.

11.2.1. MOSFET de tipo de empobrecimiento

Para que un transistor de efecto de campo funcione, no es necesario suministrar corriente al terminal del gradador o compuerta. Teniendo en cuenta esto, se puede aislar totalmente la estructura del gradador de la del canal. Con esta disposición se consigue eliminar prácticamente la corriente de fuga que aparecía en dicho terminal en los transistores FET. En la Figura 11.8 se puede apreciar la estructura de un MOSFET de canal N.

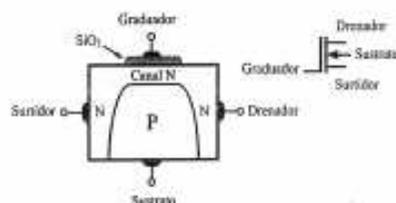


Figura 11.8. MOSFET del tipo de empobrecimiento.

El gradador suele ser metálico y está aislado del canal mediante una fina capa de óxido de silicio.

Este componente puede funcionar tanto en la forma de empobrecimiento [Figura 11.9(a)], como de enriquecimiento [Figura 11.9(b)].

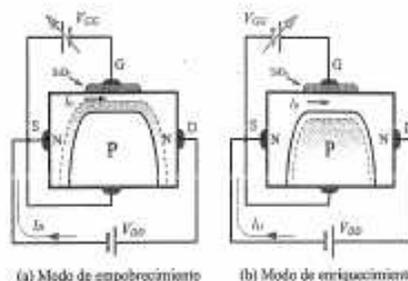


Figura 11.9. Funcionamiento de un MOSFET.

La forma de trabajo de empobrecimiento se explica como sigue [Figura 11.9(a)]: los electrones de la fuente pueden circular desde el surtidor hacia el drenador a través del canal estrecho del material semiconductor tipo N. Cuanto mayor sea la diferencia de potencial V_{DS} aplicada por la fuente, mayor será esta corriente. Como ocurría con el FET, la tensión negativa, aplicada al gradador, produce un estrechamiento en el canal debido al empobrecimiento de portadores, lo que hace que se reduzca la corriente de drenador. Aquí se aprecia claramente que el fenómeno de control se realiza a través del efecto del campo eléctrico generado por la tensión V_{GS} del gradador.

Debido a que el gradador está aislado del canal, se le puede aplicar una tensión positiva de polarización [Figura 11.9(b)]. De esta manera se consigue hacer trabajar al MOSFET en enriquecimiento. Efectivamente, la tensión positiva del gradador provoca un aumento o enriquecimiento de electrones libres o portadores del canal, de tal forma que, al aumentar la tensión positiva V_{GS} , aumenta también la corriente de drenador.

Curvas características

En la Figura 11.10, se muestra la familia de curvas de drenador de un MOSFET de empobrecimiento de canal N.

Observa cómo en esta curva aparecen tanto tensiones negativas de V_{GS} (trabajo en modo de empobrecimiento), como positivas (trabajo en modo de enriquecimiento). La corriente más elevada se consigue con la tensión más positiva de V_{GS} y el corte se consigue con tensión negativa $V_{GS(100\%)}$.

De esta familia de curvas se puede obtener la curva de transconductancia, que nos indica la relación que existe entre V_{GS} e I_D . Tiene la forma que se muestra en la Figura 11.11.

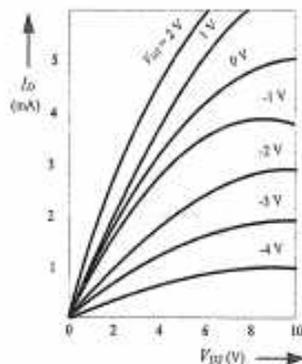


Figura 11.10. Curvas de drenador de un MOSFET.

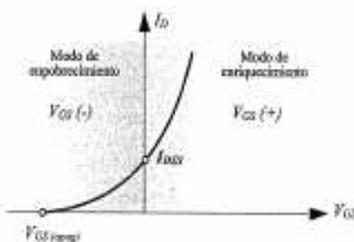


Figura 11.11. Curva de transconductancia de un MOSFET.

Observa cómo esta curva aparece dibujada en los dos cuadrantes del eje de tensiones. Esto es debido a que el MOSFET puede operar tanto con tensiones positivas como negativas. Por esta razón, la corriente I_{DSS} , correspondiente a la intersección de la curva con el eje de I_D , ya no es la de saturación.

Como ocurría con el FET, esta curva de transconductancia es parabólica y la ecuación que la define es también:

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(100\%)}} \right]^2$$

Según se puede apreciar en la curva de transconductancia de un MOSFET, este tipo de transistor es muy fácil de polarizar, ya que se puede escoger el punto correspondiente a $V_{GS} = 0$, $I_D = I_{DSS}$. Cuando este queda polarizado así, el

transistor queda siempre en conducción o, normalmente, encendido.

Símbolos de los MOSFET

En la Figura 11.12(a), podemos ver un transistor MOSFET de canal N (punta hacia adentro) con cuatro terminales disponibles. El terminal de sustrato está libre, en algunos casos, para dar al transistor un mayor control sobre la corriente de drenador.

Normalmente, el terminal del sustrato se conecta internamente con el surtidor, con lo que queda así un componente de tres terminales, tal como se muestra en las Figuras 11.12(b) (transistor MOSFET de empobrecimiento de canal N con tres terminales) y 11.12(c) (transistor MOSFET de canal P).

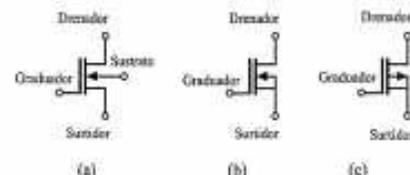


Figura 11.12. Símbolos del MOSFET de empobrecimiento: (a) de canal N con cuatro terminales; (b) de canal N con tres terminales; (c) de canal P.

11.2.2. MOSFET de enriquecimiento

Este tipo de MOSFET está diseñado de tal forma que sólo admite la forma de trabajo en modo de enriquecimiento. La aplicación fundamental de este transistor se realiza en circuitos digitales, microprocesadores, etc.

En la Figura 11.13, se muestran las curvas de drenador y en la 11.14 las de transconductancia de este tipo de MOSFET.

Como se podrá observar en las curvas características, este transistor solo conduce cuando son aplicadas tensiones positivas al drenador, por lo que normalmente estará en no-conducción o apagado.

Los símbolos que representan al MOSFET de enriquecimiento son los que se indican en las Figuras 11.15(a) (MOSFET de enriquecimiento canal N) y 11.15(b) (MOSFET de enriquecimiento canal P).

Observa cómo la línea del canal en estos transistores se representa como una línea punteada.

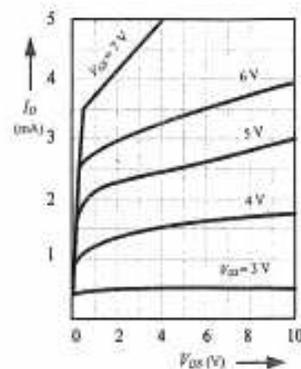


Figura 11.13. Curvas de drenador de un MOSFET.

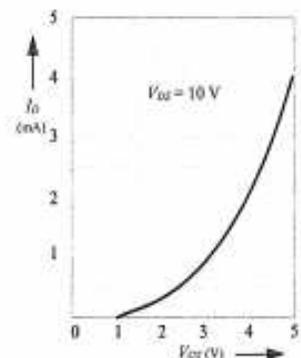


Figura 11.14. Curvas de transconductancia de un MOSFET.

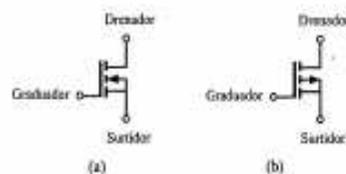


Figura 11.15. Símbolos del MOSFET de enriquecimiento: (a) Canal N, (b) Canal P.

11.2.3. Protección de los MOSFET

Tanto los MOSFET de empobrecimiento como los de enriquecimiento poseen una capa extremadamente delgada de aislante que separa el gradador del canal. Esta capa se destruye con suma facilidad, si se aplica una tensión V_{GS} por encima de la máxima soportable. Por esta razón, nunca debe operarse con una tensión superior a la V_{GS} (máx) prescrita en las características del MOSFET.

Aún así, dicha capa aislante es tan delicada que puede destruirse por otras causas, como pueden ser las sobretensiones provocadas, al insertar o retirar un MOSFET del circuito sin haber desconectado la fuente de alimentación. También puede ocurrir, en ciertos casos, que al tocar con las manos los terminales de un MOSFET se produzca una descarga electrostática entre ellos que los destruyan. En la Figura 11.16, se muestra a un operario soldando un MOSFET a un circuito impreso. Observa las precauciones que se han tomado: puesta a tierra del equipo de soldadura y de la muñeca del operario.

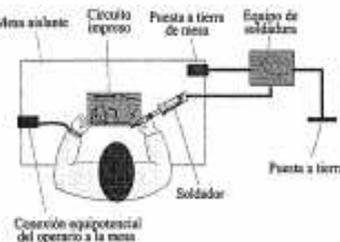


Figura 11.16. Medidas de seguridad para MOSFET.

11.3. Amplificadores con transistores FET

Los transistores FET ofrecen algunas ventajas que los hacen más adecuados en ciertas aplicaciones. Seguidamente, se exponen algunos de estos casos:

- La alta impedancia de entrada los hace ideales para aplicaciones en volímetros electrónicos, osciloscopios y otros instrumentos que requieran una alta impedancia de entrada para evitar cargar el circuito al que se le aplica la medida.

- Poseen una salida de ruido bastante baja, lo que hace que sean muy útiles en circuitos amplificadores previos de pequeña señal.
- Poseen una capacidad entre sus electrodos bastante reducida. Por esta razón, el FET es muy adecuado en amplificadores de radiofrecuencia, donde las altas frecuencias de funcionamiento pueden hacer que dicha capacidad altere el funcionamiento normal del transistor.

Como ocurría con los transistores bipolares, los FET se pueden conectar en tres configuraciones diferentes, como son: **surtidor común (SC)**, **drenador común (DC)** y **gradador común (GC)**. Las dos primeras configuraciones poseen una alta impedancia de entrada, lo que los hace muy recomendables para amplificadores de señales débiles. Sin embargo, el último amplificador (GC) posee muy pocas aplicaciones.

Seguidamente, vamos a estudiar el amplificador de surtidor común, por ser el de más uso.

11.3.1. Amplificador de surtidor común (SC)

En la Figura 11.17, se muestra un amplificador con FET en configuración **surtidor común**.

Este circuito es muy similar al del amplificador de emisor común con transistores bipolares. La tensión V_{GS} polariza inversamente la unión gradador-surtidor a través de la resistencia R_G . Esta debe poseer un valor muy elevado (del orden de 1 M Ω), ya que de ello depende el valor de la impedancia de entrada. Por otro lado, como apenas circula corriente por esta resistencia, la caída de tensión que se

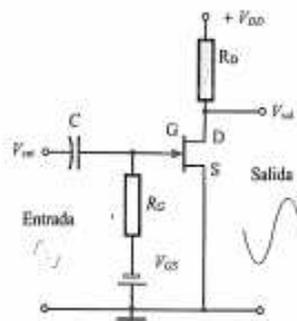


Figura 11.17. Amplificador con FET en configuración **surtidor común**.

producirá en ella se hace prácticamente despreciable y no afectará a la polarización del gradador.

La tensión de alimentación V_{DD} es positiva respecto a masa, por lo que la corriente del surtidor circulará hacia el drenador a través del canal N. La resistencia R_D limita el paso de esta corriente y produce una ganancia de tensión en la salida.

Para comprender mejor cómo se realiza el proceso de amplificación será necesario dibujar la recta de carga sobre la curva característica del drenador. Seguidamente, exponemos un ejemplo de cómo se traza dicha recta de carga.

Actividad resuelta 11.2

En la Figura 11.18, se muestra un amplificador FET en «SC» con polarización fija.

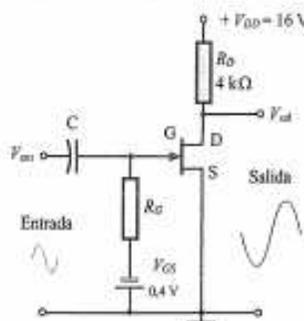


Figura 11.18. Amplificador con FET en «SC» con polarización fija.

Para trazar la recta de carga hay que encontrar sus extremos. Como siempre, el extremo inferior coincidirá con el valor de la tensión de la fuente, ya que según la ecuación de la recta:

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D}$$

para $I_D = 0$ se cumple que $V_{DS} = V_{DD} = 16$ V.

El extremo superior de la línea de carga se encontrará para $V_{DS} = 0$, es decir:

$$I_D = \frac{V_{DD}}{R_D} = \frac{16}{4.000} = 0,004 \text{ A} = 4 \text{ mA}$$

Si llevamos ahora estos valores a las curvas características de drenador, podremos trazar la recta de carga, tal como se muestra en la Figura 11.19.

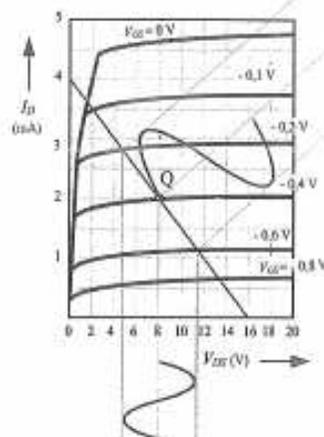


Figura 11.19. Recta de carga del amplificador y punto de funcionamiento.

En este caso, el punto de funcionamiento del FET lo determina la intersección de la recta de carga con la curva de la tensión $V_{GS} = -0,4$ V de polarización de puerta. Según se puede apreciar en la Figura 11.19, para este punto la tensión V_{DS} es igual a 8 V. Lo que es bastante aceptable, ya que se encuentra situado aproximadamente en la mitad de la tensión de alimentación y, por tanto, el transistor puede funcionar linealmente.

Si en estas condiciones inyectamos una señal alterna senoidal en la entrada con una variación entre picos de 0,4 V, la tensión V_{GS} de polarización variará a lo largo de la línea de carga entre los valores de $-0,2$ V y $-0,6$ V (Figura 11.19). Esto ocasiona que la tensión V_{DS} , que aparece en la salida, varíe entre 4,8 y 11,5 V. Es decir, 6,7 V entre picos.

La ganancia de tensión en este caso será:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{6,7 \text{ V}}{0,4 \text{ V}} = 16,75$$

Si observas atentamente la señal de entrada y la comparas con la de salida, apreciarás que esta última aparece con una inversión de fase de 180°, igual que ocurre en un amplificador de emisor común.

11.3.2. Amplificador con surtidor común con polarización de una sola fuente

Existe la posibilidad de eliminar la fuente de polarización del gradador, tal como se muestra en la Figura 11.20.

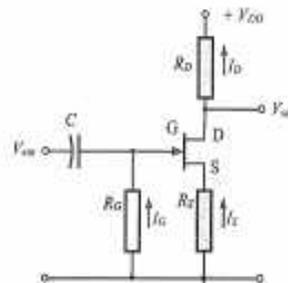


Figura 11.20. Amplificador FET en «SC» con polarización de una sola fuente.

A cambio de la fuente eliminada se conecta una resistencia R_S en serie con el surtidor. Al circular la corriente de surtidor por R_S , provoca una caída de tensión que hace que este terminal se haga positivo respecto al gradador. De esta forma, se consigue que dicho gradador quede sometido a una tensión de polarización negativa respecto al surtidor.

El cálculo de esta resistencia es muy sencillo, lo único que necesitamos conocer es la tensión de polarización y la corriente del surtidor en el punto de trabajo del transistor. Como $I_S = I_D$ e $I_G \approx 0$, aplicando las leyes de Kirchhoff a la malla formada por R_D , gradador-surtidor y R_S , tendremos que:

$$R_S = \frac{V_{GS}}{I_D}$$

Actividad resuelta 11.3

Se desea sustituir la fuente de polarización de la Actividad resuelta 11.2 por una resistencia R_S . Determina su valor óhmico.

Solución: Recordemos que las coordenadas del punto de trabajo en aquel caso eran $V_{GS} = -0,4$ V y $I_D = 2$ mA. Por tanto, el valor de la resistencia R_S será:

$$R_S = \frac{0,4}{2 \cdot 10^{-3}} = 200 \Omega$$

Esta forma de polarización es más económica que la de dos fuentes, pero aparece un pequeño inconveniente. La ganancia de tensión se modifica sensiblemente con los cambios de corriente del surtidor. Veamos cómo ocurre esto:

Cuando se aplica una señal positiva a la entrada del gradador, la corriente del surtidor aumenta y con ella también lo hace la caída de tensión de R_D , lo que provoca un aumento de la tensión negativa de polarización del gradador y, por tanto, una disminución de la corriente. En consecuencia, se reduce el efecto de amplificación de la señal de entrada y con ella la ganancia.

Cuando ocurre este efecto, se dice que el amplificador está realimentado. Si esta realimentación provoca disminución del efecto de la señal de entrada, se dice entonces que la realimentación es negativa.

La realimentación negativa provoca una disminución de la ganancia. Sin embargo, puede ser interesante en aquellas aplicaciones en que se quiera reducir la distorsión a costa de perder ganancia. Así, por ejemplo, si aumentamos la corriente a unos límites cercanos a la distorsión, la realimentación negativa la reduciría y la mantendría siempre en la zona de operación sin distorsión.

Existen otras aplicaciones en las que interesa obtener una ganancia máxima de tensión. Para conseguirlo, es necesario eliminar la realimentación negativa mediante la conexión de un condensador de desacople o de paso en derivación con R_D , tal como se muestra en la Figura 11.21 (al igual que se hacía en los amplificadores de emisor común).

Este condensador cortocircuita a masa la señal de C.A. y elimina el efecto de realimentación. Sin embargo, la polarización se mantiene fijada por R_D , ya que en este caso es la componente de C.C. la que actúa (la C.C. queda bloqueada

por el condensador). Al igual que se hacía en el amplificador de emisor común, este condensador debe poseer una capacidad considerable para que su reactancia sea baja a la frecuencia de la señal de entrada.

11.3.3. Amplificador con surtidor común con polarización por divisor de tensión

Lo mismo que ocurría con los transistores bipolares, los FET no poseen una característica exacta de trabajo y, por tanto, se hace necesario diseñar un circuito que trabaje dentro de los límites de las características del transistor. En este caso, el circuito de polarización fija mediante dos fuentes no es muy aconsejable, ya que posee un punto de trabajo fijo y en el instante en que varían los valores característicos del transistor, este no responderá adecuadamente.

Por otro lado, el circuito de polarización por fuente es más interesante, ya que, debido al efecto de R_D , existe una estabilización del punto de trabajo en un determinado margen de actuación. Así, por ejemplo, si el transistor condujese más corriente de la esperada, aumentaría la tensión negativa de polarización y dicha corriente tendería a reducirse. No obstante, para que este efecto sea óptimo, se hace necesario que la resistencia del surtidor sea lo más alta posible, para que, así, se haga más notable el efecto de estabilización. El problema que se plantea con una R_D demasiado alta es que la tensión de polarización V_{GS} se puede hacer tan elevada que ponga en corte al transistor. Este fenómeno se puede evitar con un circuito de polarización por divisor de tensión, tal como se muestra en la Figura 11.22.

Con el circuito de la Figura 11.22, se somete al terminal de gradador a una tensión positiva fija que evita que el tran-

sistor entre en corte por efecto de una tensión demasiado negativa respecto al surtidor. En definitiva, la tensión de polarización se establece por combinación entre el potencial positivo del divisor y el negativo que se produce a causa de R_D . En consecuencia, con este circuito sí que es posible utilizar una resistencia de surtidor de gran valor para conseguir el efecto de estabilización deseado.

Actividad resuelta 11.4

Analiza los valores que se dan en el circuito de polarización por divisor de tensión de la Figura 11.23.

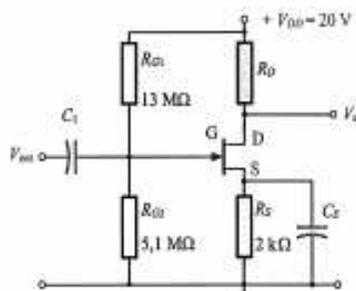


Figura 11.23.

Supongamos que el punto de funcionamiento de este circuito se encuentra para una corriente de 3,8 mA. Veamos cuál es la tensión de polarización en este caso. La tensión que aparece en el surtidor es:

$$V_S = R_S \cdot I_S = 2 \text{ k}\Omega \cdot 3,8 \text{ mA} = 7,6 \text{ V}$$

En el caso de que no existiese divisor de tensión, todo este potencial se convertiría en negativo respecto al gradador y pondría en corte a cualquier FET. Sin embargo, al existir dicho divisor de tensión, aparece una tensión positiva en el gradador igual a:

$$V_G = R_{G2} \cdot I \quad (I = \text{corriente del divisor})$$

Como $I = \frac{V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}}$, la ecuación resultante es:

$$V_G = R_{G2} \cdot \frac{V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}} = 5,1 \cdot 10^6 \cdot \frac{20 \text{ V}}{13 \cdot 10^6 + 5,1 \cdot 10^6} = 5,64 \text{ V}$$

La tensión V_{GS} de polarización será entonces:

$$V_{GS} = V_G - V_S = 5,64 - 7,6 = -1,96 \text{ V}$$

Lo que hace que el punto de trabajo no entre en la región de corte.

11.3.4. Amplificador de drenador común (DC)

En la Figura 11.24, se muestra un amplificador de drenador común. Observa que es similar al amplificador de colector común.

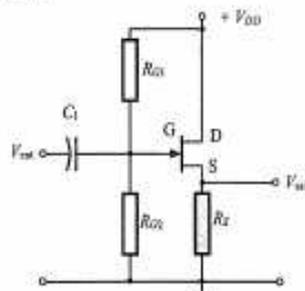


Figura 11.24. Amplificador FET de drenador común (DC).

Este amplificador funciona de forma muy similar a la del colector común. La tensión que aparece en la salida es una reproducción exacta de la de entrada, por lo que la ganancia es prácticamente igual a la unidad. Además, no existe inversión de fase.

Este circuito posee la ventaja de presentar una impedancia alta a su entrada y una impedancia baja a la salida, lo que le convierte en un circuito ideal en aplicaciones como entradas de instrumentos de medida electrónicos.

En definitiva, este amplificador cumple la función de aislamiento entre dos etapas. También se le conoce por el nombre inglés de *buffer*.

11.4. Amplificadores con MOSFET

Dado que en los transistores MOSFET el terminal de gradador está aislado del canal y que su corriente es prácticamente nula, estos semiconductores son ideales en aquellas aplicaciones donde se necesite un consumo de potencia reducido. Si a estas características les añadimos el pequeño espacio que puede llegar a ocupar en la elaboración de un circuito integrado, podremos encontrar con frecuencia C.I.

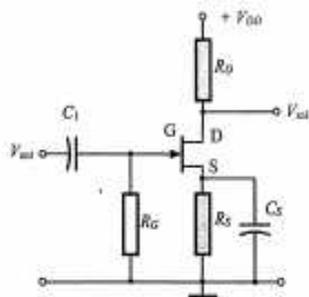


Figura 11.21. Condensador de paso en un amplificador en C.C.

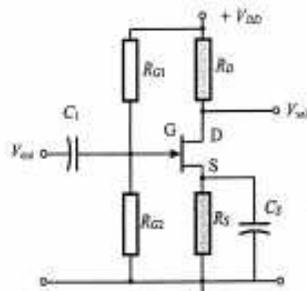


Figura 11.22.

construidos con transistores MOSFET, donde se utiliza la integración a gran escala (un solo chip puede llegar a contener miles de transistores). Aplicaciones típicas de estos componentes son: elaboración de microprocesadores y memorias que posteriormente se utilizan para la fabricación de ordenadores, calculadoras, sistemas de automatización complejos, etc.

En la Figura 11.25, se muestra un amplificador con MOSFET de empobrecimiento en surtidor común.

Con el circuito de la Figura 11.25, se consigue un funcionamiento lineal, ya que la polarización es nula. En este caso el terminal del gradador permanece aislado de la fuente de alimentación de C.C., lo que hace que la corriente por este terminal sea prácticamente nula. En estas condiciones, si la señal de entrada es positiva, la corriente por el drenador y el sumidero aumenta; por el contrario, si la señal se convierte en negativa, dicha corriente disminuye.

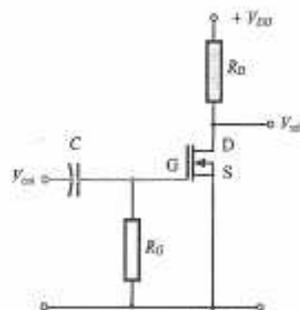


Figura 11.25. Amplificador con MOSFET.

Actividad propuesta 11.1

Busca en Internet circuitos amplificadores con MOSFET y describe sus aplicaciones y características.

A modo de ejemplo, en la Figura 11.26 se muestra el circuito de un amplificador de audio de 25 W con salida MOSFET.

Este amplificador se le puede inyectar directamente por la entrada la salida procedente de un reproductor de CD, sintonizadores de radio, etc. El potenciómetro de entrada de 5 K permite nivelar la señal de entrada para evitar que se sature la etapa previa del amplificador.

¿Cuáles son los transistores de tipo MOSFET?

¿Son los transistores MOSFET de potencia?

¿En qué configuración trabajan dichos transistores?

¿Se deben montar disipadores de calor para los transistores Q6 a Q9?

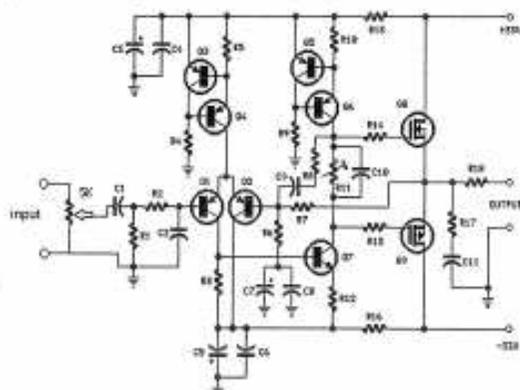


Figura 11.26. Amplificador de audio de 25 W con salida MOSFET.

Prácticas de laboratorio

11.1. Identificación de transistores unipolares. Consigue varios transistores FET y MOSFET, comprueba su aspecto y, con las hojas de características de los fabricantes de estos, identifica sus valores característicos más significativos.

11.2. Verificación de un amplificador con FET. Vamos a comprobar la respuesta de un amplificador en configuración surtidor común. Para ello, consigue un circuito de este tipo, o en su defecto, monta el que se propone en la Figura 11.27.

Al igual que se hizo en las actividades de la Unidad 10, inyecta una señal senoidal a la entrada de 1 kHz y de un nivel tal que no se produzca distorsión en la salida.

Con un osciloscopio visualiza los oscilogramas de entrada y salida, determinando la ganancia del amplificador, así como la relación de fase entre las señales de entrada y salida. Con él, mide también los potenciales V_D , V_G y V_S .

Para comprobar la cualidad que poseen estos amplificadores para trabajar con altas frecuencias, eleva la frecuencia de la señal de entrada y comprueba la respuesta del amplificador. ¿Cuál es el límite sin distorsión?



En el MATERIAL WEB que se ha preparado para este texto se incluyen las hojas de características del transistor 2N5484.

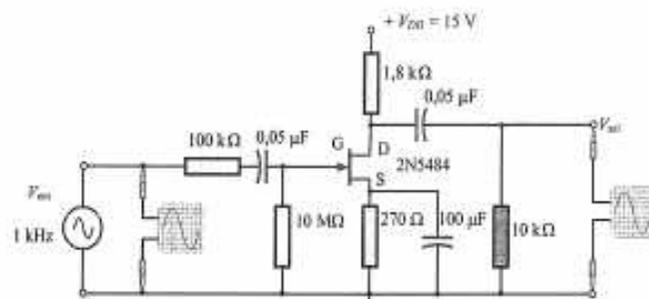


Figura 11.27.

Actividades de comprobación

11.1. ¿Cuál es la ventaja principal que poseen los transistores unipolares frente a los bipolares?

- La impedancia de entrada es muy elevada.
- Son más robustos y fáciles de manipular.
- Su conducción depende únicamente del efecto de la corriente de base.

11.2. ¿Qué tipo de dispositivo será más conveniente para utilizar en el circuito de entrada de señal de un osciloscopio?

- Transistor bipolar.
- Transistor unipolar.

11.3. ¿Cómo influye en la corriente de drenador el aumento de la tensión de polarización inversa aplicado a la puerta de un FET?

- Produce un aumento de dicha corriente.
- La corriente de drenador permanece fija en todo momento.
- Produce una disminución de dicha corriente.

11.4. ¿Qué diferencia fundamental existe entre un FET y un MOSFET del tipo de empobrecimiento?

- La impedancia de entrada del MOSFET es mucho más elevada que en el FET.
- La impedancia de entrada del FET es mucho más elevada que en el MOSFET.
- La corriente por el gradador del MOSFET es mucho más pequeña que en el FET.

11.5. ¿Puede trabajar un MOSFET del tipo de enriquecimiento de canal N con una tensión de polarización V_{GS} negativa?

- No.
- Sí.
- Es indiferente.

11.6. En la Figura 11.28, se muestran una serie de símbolos. Indica al lado de cada uno de ellos de qué componente se trata y el nombre de cada uno de sus terminales.

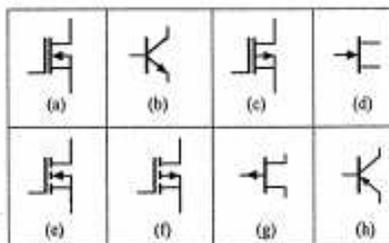


Figura 11.28.

11.7. ¿Cuál será el valor de la corriente de drenador de un FET, si $V_{GS} = -1$ V, sabiendo que $I_{DSS} = 12$ mA y $V_{GS(off)} = -3$ V?

11.8. Un FET posee la curva de transconductancia que se muestra en la Figura 11.29. ¿Qué valores les corresponde a I_{DSS} y $V_{GS(off)}$?

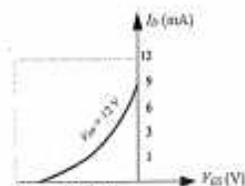


Figura 11.29.

11.9. ¿Qué aplicaciones se pueden hacer de los amplificadores con transistores unipolares de efecto de campo?

- Etapas de amplificación de potencia.
- Circuitos amplificadores previos de pequeña señal.
- Circuitos de entrada de osciloscopios e instrumentación electrónica de precisión.

11.10. ¿Cómo es la impedancia de entrada de los amplificadores con transistores de efecto de campo?

- Muy elevada.
- Muy reducida.
- De valor intermedio.

11.11. ¿Qué relación de fase existe entre las señales de entrada y salida de un amplificador con FET en surtidor común?

- 90° .
- 180° .
- 0° .

11.12. ¿Qué ventajas aportan los transistores MOSFET en los amplificadores?

- Reducción de consumo y una elevadísima impedancia de entrada.
- Una impedancia de entrada muy pequeña que limita su consumo.

11.13. Dibuja el circuito de un amplificador con FET y con polarización de una sola fuente. Posteriormente, determina el valor de la resistencia de polarización (R_G), si el punto de trabajo de este se encuentra para los valores: $V_{GS} = -3$ V e $I_D = 2$ mA.

11.14. ¿Qué método es conveniente utilizar en el amplificador del ejercicio anterior para limitar el efecto de la realimentación negativa sobre la ganancia?

- Conectar un condensador entre los terminales de gradador y surtidor del FET.
- Conectar un condensador en derivación con la resistencia del surtidor (R_D).
- Eliminar la resistencia de surtidor (R_D).

11.15. ¿De qué tipo es el amplificador que se muestra en la Figura 11.30?

- Gradador común con polarización por divisor de tensión.
- Surtidor común con polarización de una sola fuente.
- Surtidor común con polarización por divisor de tensión.

11.16. Determina la tensión de surtidor, de gradador y la tensión de polarización gradador-surtidor para el amplificador de la Figura 11.29 y para una corriente de surtidor de 5 mA.

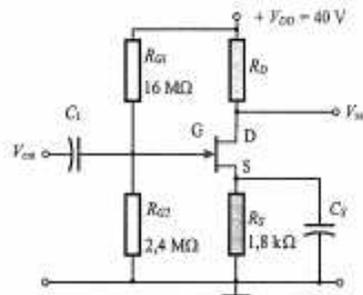


Figura 11.30.

Actividades de ampliación

11.1. Como en otras ocasiones, consulta en Internet sobre los temas relacionados con esta unidad e intenta contrastar y ampliar la información obtenida. Además, estudia el funcionamiento y la composición de diferentes circuitos prácticos de amplificadores de pequeña señal con amplificadores de efecto de campo, que puedas encontrar en Internet.

11.2. Busca en Internet las hojas de características de algunos transistores MOSFET y analiza los principales parámetros que figuran en las mismas, como por ejemplo: encapsulado, disposición de terminales, corriente máxima por el drenador, potencia máxima, tensiones inversas, ganancia de corriente, etc.

A modo de ejemplo, en la Figura 11.31 se muestran unos recortes pertenecientes a la hoja de características del transistor MOSFET IRF9630.

IRF9530

12A, 100V, 0.300 Ohm, P-Channel Power MOSFETs



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	IRF9530, RF1566305M	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage (Note 1)	V_{DS}	-100
Drain to Gate Voltage ($I_D = 20\text{mA}$) (Note 1)	V_{DGS}	-100
Continuous Drain Current	I_D	-12
$T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D	-7.5
Pulsed Drain Current (Note 2)	I_{DM}	-48
Gate to Source Voltage	V_{GS}	-8
Maximum Power Dissipation	P_D	75
Dissipation Derating Factor		0.8
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	E_{AS}	500
Operating and Storage Temperature	T_A, T_{STG}	-55 to 150
Maximum Temperature for Soldering		300
Leads at 0.003in (1.6mm) from Case for 10s	T_L	300
Package Body for 10s, See Technical 32M	T_{DB}	300

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = -250\text{mA}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, (Figure 11)	-100	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = -250\text{mA}$	-3	-	-4	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{GS} = \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{DS} = 0\text{V}$	-	-	-25	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(on)}$	$V_{GS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{DS} = 0\text{V}$, $T_C = 125^\circ\text{C}$, (Figure 7)	-	-	-250	μA
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{DS} = I_{D(on)}$ + load impedance, $V_{GS} = -10\text{V}$, (Figure 7)	-	-	1000	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(on)}$	$I_D = -8.5\text{A}$, $V_{GS} = -10\text{V}$, (Figure 8, 9)	-	0.250	0.300	Ω

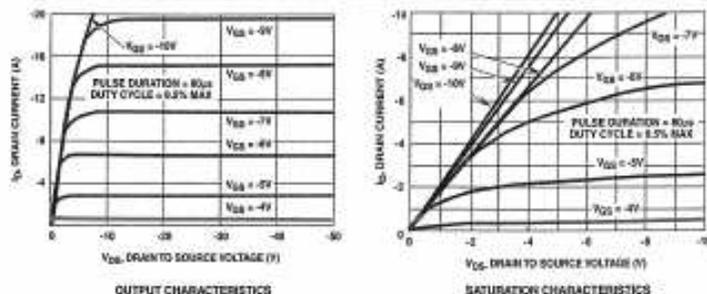
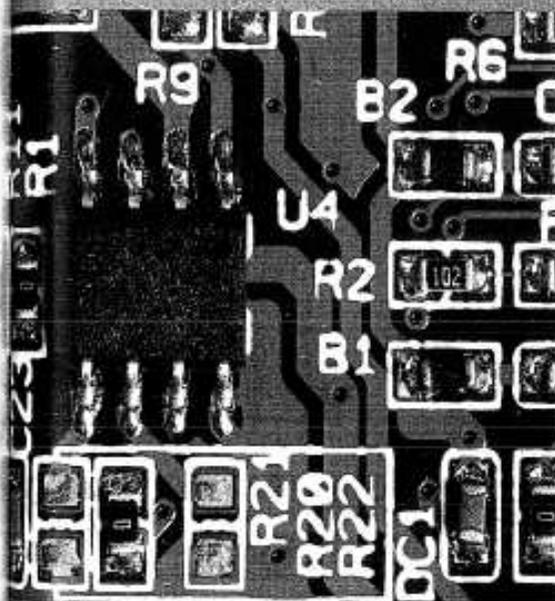


Figura 11.31. Hoja de características del transistor MOSFET IRF9530.

Realimentación en los amplificadores. El amplificador operacional



Contenidos

- 1. Introducción
- 2. El amplificador operacional
- 3. El amplificador operacional en configuración de inversor
- 4. El amplificador operacional en configuración de no inversor
- 5. El amplificador operacional en configuración de seguidor de voltaje
- 6. El amplificador operacional en configuración de sumador
- 7. El amplificador operacional en configuración de restador
- 8. El amplificador operacional en configuración de integrador
- 9. El amplificador operacional en configuración de derivador
- 10. El amplificador operacional en configuración de comparador
- 11. El amplificador operacional en configuración de generador de onda cuadrada
- 12. El amplificador operacional en configuración de generador de onda triangular
- 13. El amplificador operacional en configuración de generador de onda diente de sierra
- 14. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso
- 15. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso variable
- 16. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante
- 17. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo variable
- 18. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante
- 19. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud variable
- 20. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante
- 21. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase variable
- 22. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante
- 23. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia variable
- 24. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante
- 25. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud variable
- 26. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud constante
- 27. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud constante y de fase variable
- 28. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud constante y de fase constante
- 29. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia variable
- 30. El amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante

Objetivos

- 1. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de inversor.
- 2. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de no inversor.
- 3. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de seguidor de voltaje.
- 4. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de sumador.
- 5. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de restador.
- 6. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de integrador.
- 7. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de derivador.
- 8. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de comparador.
- 9. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda cuadrada.
- 10. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda triangular.
- 11. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda diente de sierra.
- 12. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso.
- 13. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso variable.
- 14. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante.
- 15. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo variable.
- 16. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante.
- 17. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud variable.
- 18. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante.
- 19. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase variable.
- 20. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante.
- 21. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia variable.
- 22. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante.
- 23. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud variable.
- 24. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud constante.
- 25. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud constante y de fase variable.
- 26. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud constante y de fase constante.
- 27. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia variable.
- 28. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante.
- 29. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud variable.
- 30. Comprender el funcionamiento del amplificador operacional en configuración de generador de onda de pulso de ancho de pulso constante y de periodo constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud constante y de fase constante y de frecuencia constante y de amplitud constante.

Gracias a la realimentación se consigue mejorar la distorsión en frecuencia y la distorsión alínea, así como ampliar el ancho de banda del amplificador. Además se consiguen valores más reducidos de las resistencias de entrada y salida del amplificador.

En esta unidad conoceremos el amplificador operacional inverting en el cual se aplican, habitualmente, las técnicas

12.1. Distorsión en los amplificadores

Como ya se pudo comprobar en unidades anteriores, sin un adecuado diseño del amplificador, la señal de salida de este puede que no responda exactamente a la aplicada a la entrada, en este caso nos encontramos ante el efecto indeseable de la distorsión.

La distorsión en la señal de salida es debida, básicamente, a que los componentes con los que se diseña el amplificador poseen unas características que no son del todo lineales. A esto hay que añadir las capacidades parásitas que se originan en los diferentes elementos del amplificador, así como las que corresponden a los condensadores utilizados en el circuito.

Dependiendo del factor que origina la distorsión, esta puede modificar algunas de las magnitudes propias de la señal. Así, tenemos tres tipos de distorsión: distorsión alínea, distorsión de frecuencia y distorsión de fase.

12.1.1. Distorsión alínea

Esta se produce por la alínealidad de los componentes utilizados, sobre todo, con los cambios de temperatura, lo que da como resultado una amplitud de la señal en la salida que no se corresponde exactamente con la de entrada en algunas partes del ciclo.

12.1.2. Distorsión de frecuencia y ancho de banda de un amplificador

Por lo general, cuando se amplifica una señal, esta no consta únicamente de una sola frecuencia, sino que está compuesta por la suma de un gran número de señales de diferentes frecuencias. Este es el caso, por ejemplo, de una señal de audio que provenga de un micrófono: las señales eléctricas que este produce recogen sonidos a muy distintas frecuencias, como el de las diferentes voces, instrumentos de cuerda y de viento, percusión, etc. Para que el amplificador sea fiel con la señal de entrada, deberá aplicar la misma ganancia a las distintas frecuencias para, posteriormente, aplicarlas a un altavoz. En el caso de que el amplificador no consiga amplificar adecuadamente las muy bajas frecuencias o las muy altas, se producirá una distorsión de frecuencia, que dará como resultado una pérdida de calidad en el sonido escuchado por el altavoz.

Esta distorsión es debida, fundamentalmente, a las capacidades que aparecen en los circuitos del amplificador, y que limitan su campo de actuación a una determinada gama de frecuencias. Así, tenemos que la ganancia de un amplificador se mantiene igual para un margen de frecuencias intermedias contenidas entre dos límites: superior (f_{ci}) e inferior (f_{cs}), denominadas frecuencias de corte. A la gama de frecuencias comprendida entre estos dos límites se la denomina *ancho de banda* (Figura 12.1).

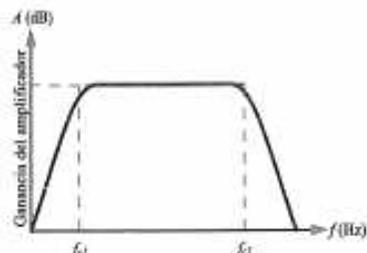


Figura 12.1. Ancho de banda de un amplificador.

Seguidamente, vamos a estudiar un ejemplo de cómo un amplificador puede provocar distorsión de frecuencia.

En la Figura 12.2, se muestra un amplificador de emisor común.

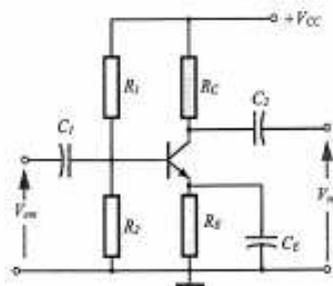


Figura 12.2. Amplificador de emisor común.

El condensador de entrada C_1 , el de salida C_2 y el de acoplamiento del emisor C_E presentan una alta reactancia capacitiva para las bajas frecuencias ($X_C = 1/2\pi fC$). Dado que estos están acoplados en serie con la señal de salida, esta queda atenuada para dichas frecuencias, con lo que queda reducida la ganancia del amplificador para las bajas frecuencias (Figura 12.3). Llamaremos f_{ci} a la frecuencia de corte inferior; ese debajo de esta la ganancia es inferior

a la de las frecuencias intermedias, tal como se muestra en el gráfico de la Figura 12.1.

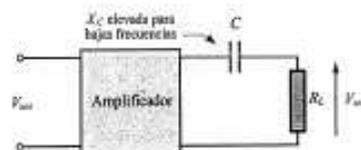


Figura 12.3. Reactancia equivalente a los condensadores de paso y acoplamiento.

Por otro lado, en el interior del transistor se forman una serie de capacidades entre sus electrodos, que actúan como si fuesen condensadores conectados en paralelo con la carga (Figura 12.4). Para las frecuencias bajas, la reactancia capacitiva generada ($X_C = 1/2\pi fC$) se hace muy alta y, por tanto, esta no interfiere en la señal de salida. Sin embargo, cuando la frecuencia aumenta por encima de la frecuencia de corte superior f_{cs} , dicha reactancia disminuye y provoca una especie de cortocircuito de la señal en la salida. En conclusión, la ganancia del amplificador disminuye al superarse esta frecuencia, por lo que puede llegar a anular la señal en la salida para muy altas frecuencias.

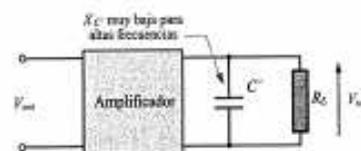


Figura 12.4. Reactancia capacitiva equivalente a la formada entre los electrodos del transistor.

En resumen, un amplificador posee una ganancia máxima en la banda media, es decir entre las frecuencias de corte f_{ci} y f_{cs} . Así, podemos definir el ancho de banda de un amplificador como:

$$\text{Ancho de banda} = f_{cs} - f_{ci}$$

Así, por ejemplo, si un amplificador posee una $f_{ci} = 20$ Hz y una $f_{cs} = 20$ kHz, su ancho de banda será:

$$\text{Ancho de banda} = 20.000 - 20 = 19.980 \text{ Hz}$$

En función de este criterio se pueden clasificar los amplificadores en *amplificadores de banda ancha* y *amplificadores de banda estrecha*.

Los amplificadores de banda ancha son aquellos que son capaces de amplificar una gran variedad de frecuencias sin provocar distorsión, como por ejemplo 15 MHz.

Los amplificadores de banda estrecha poseen un pequeño ancho de banda. Tal es el caso de los amplificadores sintonizados utilizados en radiofrecuencia.

12.1.3. Distorsión de fase

Esta distorsión hace que la señal de salida quede desfasada un cierto ángulo respecto a la de entrada. Al igual que la distorsión de frecuencia, este tipo de distorsión está provocada por las capacidades del circuito. Aquí también existe un ancho de banda entre el cual no se produce la distorsión. En la Figura 12.5, se muestra un diagrama en el que se relaciona el ángulo de desfase entre la señal de salida y la de entrada en función de la frecuencia de la señal.

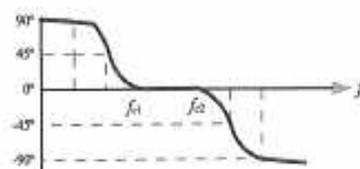


Figura 12.5. Diagrama donde se aprecia la distorsión de fase.

Para las frecuencias inferiores a f_{ci} , la señal de salida se adelanta respecto a la de entrada. Para frecuencias altas, superiores a f_{cs} , la señal de salida se retrasa respecto a la de entrada.

12.2. Realimentación en los amplificadores

La ganancia de un amplificador depende de las características de sus componentes. De tal forma que si, por alguna razón, un componente modifica su valor (cambios de temperatura, inexactitud en los valores de los componentes al ser sustituidos, etc.), el amplificador modifica su ganancia, entregando una señal en la carga diferente a la esperada. Además, se pueden producir fenómenos que causen distorsión en la señal de salida, como ruidos, atenuación de señales de baja o alta frecuencia, etc.

Un procedimiento para reducir estos fenómenos es la inclusión de una red de realimentación. La realimentación toma parte de la señal de salida y la retorna de nuevo a la entrada, consiguiendo que la señal de salida no dependa exclusivamente de las características de los componentes del amplificador (Figura 12.6). De esta forma se consigue eliminar la distorsión y estabilizar el funcionamiento del amplificador.

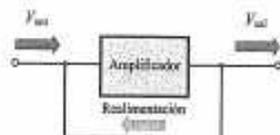


Figura 12.6. Realimentación en un amplificador.

El procedimiento que más se emplea para conseguir reducir la distorsión es la realimentación negativa. Consiste en tomar una parte de la tensión o corriente de la salida del amplificador y aplicarla, a través de la red de realimentación, en oposición de fase con la señal de entrada a amplificar.

De esta manera, si la señal de salida se incrementa, este incremento es aplicado en oposición de fase, a través de la red de realimentación, a la entrada, produciendo una disminución de la señal de entrada y, en definitiva, una compensación de esa tendencia al incremento de la señal de salida.

12.2.1. Principio de realimentación

La realimentación consiste en introducir, intencionadamente o no, parte de la señal de salida de un amplificador (tensión o corriente) en la entrada del mismo.

En la Figura 12.7 se muestra en un diagrama de bloques el sistema empleado en un amplificador realimentado.

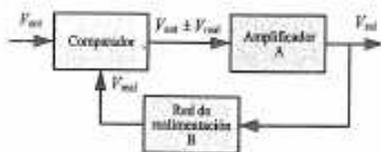


Figura 12.7. Diagrama de bloques de un amplificador realimentado.

V_{sal} es la señal que se introduce a la entrada del amplificador realimentado.

El amplificador proporciona a la salida una señal igual a V_{sal} .

La red de realimentación, compuesta generalmente por componentes pasivos, toma parte de la señal de salida del amplificador (V_{sal}) y la vuelve a introducir a la entrada.

El comparador es la vía por donde la señal V_{sal} se acopla a la entrada del amplificador.

Cuando la señal que se introduce en la entrada mediante la red de realimentación se resta con la señal de entrada, haciendo que esta disminuya su valor, nos encontramos ante una **realimentación negativa**. En este caso la ganancia del amplificador realimentado disminuye respecto a la del amplificador sin realimentar.

En el caso de que la señal realimentada se sume a la señal de entrada, el amplificador aumenta la tensión de salida, proporcionando una **realimentación positiva**, lo que hace que la ganancia del amplificador realimentado aumente respecto al no realimentado.

La realimentación que más se utiliza para circuitos con fines amplificadores es la negativa, dejando la realimentación positiva para los osciladores (circuitos capaces de generar una señal alterna en la salida a partir de la alimentación de C.C.); estos circuitos se estudiarán con detenimiento en la Unidad 14).

12.2.2. Ventajas de la realimentación

Por ser la realimentación negativa la utilizada para conseguir efectos beneficiosos en los amplificadores, nos referiremos a ella en este caso. Las ventajas que se obtienen con el uso de la realimentación negativa son:

a) Mejora de la distorsión a lineal

Dado que la ganancia de un amplificador depende de las características de sus componentes y que estos no son lineales, se produce una distorsión en la señal de salida del amplificador.

b) Mejora de la distorsión en frecuencia

Al reducir la realimentación negativa la ganancia de un amplificador, esta permanece más estable para un mayor margen de frecuencias, con lo que se consigue aumentar el ancho de banda del amplificador. En la Figura 12.8, se muestra el diagrama de respuesta en frecuencia de un am-

plificador con realimentación y la del mismo amplificador sin la realimentación. Observa cómo se consigue un ancho de banda más amplio con realimentación ($f_{c2} - f_{c1}$) respecto al amplificador sin realimentación ($f_{c2} - f_{c1}$).

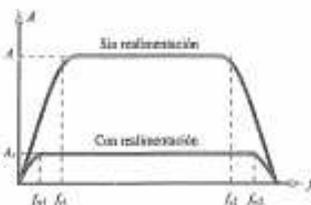


Figura 12.8. Respuesta en frecuencia de un amplificador con realimentación y sin ella.

c) Disminución del ruido

Supongamos que estamos trabajando con un amplificador de audio y que la señal recoge algún ruido (por ejemplo, el proveniente de una fuente de alimentación con rizado excesivo), por lo que dicho ruido aparecerá amplificado en la salida. Con la realimentación negativa, parte de este ruido es realimentado en oposición de fase con la señal de entrada, con lo que se consigue reducir gran parte del ruido introducido.

d) Mejora de las impedancias de salida y entrada

En muchos casos interesa proporcionar al amplificador una impedancia de salida o de entrada adecuada a la aplicación que se va a hacer de él. Así, por ejemplo, un amplificador de audio deberá poseer una baja impedancia de salida en su etapa final; de esta forma podremos entregar la máxima potencia a los altavoces que poseen una impedancia entre 4 y 8 Ω .

12.3. El amplificador operacional

Una de las grandes aplicaciones que se hace de la realimentación, tanto negativa, como positiva, es en los amplificadores operacionales (AO).

Un amplificador operacional es un ejemplo de un amplificador fabricado con las técnicas de los circuitos integrados. Este tipo de circuito ofrece a los diseñadores unas excelentes características a un precio reducido.

Con el uso de amplificadores operacionales se pueden conseguir grandes ganancias de tensión para aplicaciones de baja potencia, con lo que se puede trabajar en un amplio margen de frecuencias. Las aplicaciones que encuentra este tipo de amplificadores son múltiples: amplificación, filtros, fuentes de alimentación, generadores de señal, comparadores, reguladores de tensión, temporizadores, etc.

El AO es un elemento que posee una entrada diferencial, lo que significa que tiene dos entradas en oposición de fase. En la Figura 12.9, se muestra el símbolo que se emplea para representar el AO, junto con uno de los encapsulados típicos en C.I.

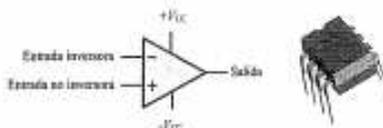


Figura 12.9. Representación esquemática del amplificador operacional y encapsulado.

Si aplicamos una señal a la entrada (-) inversora, obtendremos una señal en la salida en oposición de fase respecto a la aplicada a dicha entrada. Al contrario, si aplicamos la señal a la entrada (+) no inversora, la señal que se obtiene en la salida se mantiene en fase con la de entrada. Por otro lado, si aplicamos una señal entre ambos terminales de entrada, la señal obtenida en la salida es proporcional a la diferencia entre ambas señales.

Un amplificador operacional está compuesto por diferentes etapas, tal como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 12.10.

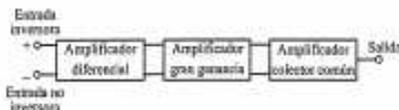


Figura 12.10. Diagrama de bloques de un amplificador operacional.

La primera etapa consta de un amplificador diferencial; elemento esencial para conseguir que la señal de salida dependa de la diferencia de las señales aplicadas a la entrada. La segunda etapa amplificadora es la que proporciona una alta ganancia. Por último, existe una etapa amplificado-

ra, habitualmente en colector común, que proporciona una baja impedancia de salida. En la Figura 12.11, se puede apreciar los circuitos típicos de un AO.

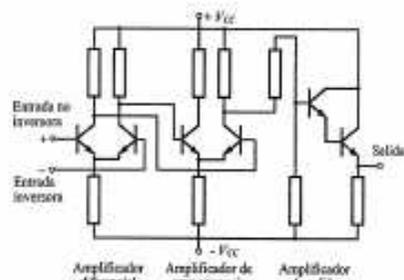


Figura 12.11. Circuitos típicos de un amplificador operacional.

12.3.1. El amplificador diferencial

El amplificador diferencial posee dos entradas y una salida. La señal que se obtiene a su salida es el resultado de la diferencia de las señales que se aplican a las entradas. En cierta forma este amplificador elimina o rechaza las partes comunes de las señales aplicadas a su entrada.

En la Figura 12.12, se muestra el circuito de un amplificador diferencial elemental.

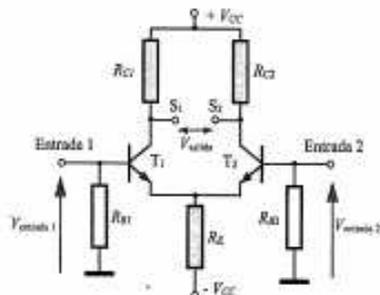


Figura 12.12. Amplificador diferencial.

Para la alimentación del circuito, es necesario utilizar una fuente de alimentación doble que proporciona las tensiones $+V_{CC}$ y $-V_{CC}$ de diferente polaridad y que proporcione una intensidad constante. Los transistores T_1 y T_2 son exac-

tamente iguales y están polarizados en el mismo punto de trabajo.

La tensión que aparece en la salida (V_{salida}) del amplificador se obtiene de la diferencia de las tensiones de salida V_{s1} y V_{s2} que aparecen en cada uno de los colectores de los transistores T_1 y T_2 .

$$V_{salida} = V_{s1} - V_{s2}$$

Dado que la ganancia de los dos transistores es idéntica, en la salida se obtiene una tensión proporcional a la diferencia de las tensiones de entrada.

Ganancia diferencial (A_{diff}): es la que consigue el amplificador, trabajando con la diferencia de señales de entrada. Esta ganancia suele ser muy elevada.

Ganancia en modo común (A_{com}): dado que es imposible construir amplificadores diferenciales que estén perfectamente equilibrados, es posible que aparezca una pequeñísima tensión en la salida, aunque las tensiones de entrada sean exactamente iguales. De esta forma, la ganancia en modo común es la que se produce con las señales que son comunes a las entradas del amplificador operacional. Por supuesto, esta ganancia suele ser muy pequeña.

Rechazo en modo común (CMRR): es evidente que la calidad de un amplificador diferencial será mayor cuanto menor ganancia en modo común posea. Para poder medir el grado de rechazo de las señales de modo común se utiliza el parámetro «rechazo en modo común» que se obtiene de la relación entre la ganancia de tensión diferencial y la ganancia de tensión común. La expresión para calcularla en decibelios quedaría así:

$$CMRR = 20 \log \frac{A_{diff}}{A_{com}}$$

12.3.2. Características del amplificador operacional

Un amplificador operacional ideal posee unas características muy similares a uno real. Veamos cuáles son estas:

Características de un AO ideal

- Ganancia de tensión infinita.
- Impedancia de entrada infinita.
- Impedancia de salida cero.

- Ancho de banda infinito (responde por igual a todas las frecuencias).
- La señal de salida no se ve alterada por cambios de temperatura.
- Tensión de salida cero en ausencia de tensiones de entrada o lo que es lo mismo factor de rechazo común igual a cero.

Características de un AO real

En un amplificador operacional real estas características se acercan bastante. Para poder conocer con detalles a estas, tendremos que consultar las hojas de especificaciones técnicas que nos facilitan los fabricantes. Seguidamente, explicamos las más significativas, tomando como ejemplo el AO comercial 741C.

Ganancia de tensión en lazo abierto (Open loop voltage gain): Nos indica la ganancia del AO sin el uso de realimentación. Esta ganancia suele variar con la temperatura ambiente y con la frecuencia. Para el AO 741C la ganancia suele estar en torno a 200.000.

Impedancia de entrada (Input impedance): El valor de la impedancia de entrada de un AO es muy elevada, así por ejemplo para el 741C tenemos una impedancia de unos 2 M Ω . Esta impedancia tiende a crecer con la frecuencia, por lo que los fabricantes nos facilitan unas gráficas para consultar esta dependencia.

Impedancia de salida (Output impedance): Este valor suele ser muy bajo.

Ancho de banda (Frequency response): El ancho de banda disminuye al aumentar la ganancia de tensión. Así por ejemplo, para el AO 741C el ancho de banda para una ganancia igual a la unidad (0 dB) es de 1 MHz, mientras que para una ganancia de 10.000 (80 dB) se reduce hasta los 100 kHz.

Rechazo en modo común CMRR (Common-Mode Rejection Ratio): Esta característica típica de los amplificadores diferenciales mide la capacidad del amplificador de rechazar las señales de modo común que aparecen en la entrada. El AO 741C posee un CMRR de 90 dB, lo que nos indica que el amplificador posee una ganancia 31.625 veces superior para las señales diferenciales que para las de modo común.

Tensión offset de entrada (Input offset voltage): A poco desequilibrio que exista en el amplificador diferencial del AO, este presentará una muy débil tensión de salida en ausencia de tensión de entrada. La tensión de offset de entrada es la tensión que hay que aplicar a la entrada para eliminar dicha tensión de salida y hacer que la misma sea cero.

Así, por ejemplo, para el AO 741C la tensión offset de entrada es de 2 mV.

La mayor parte de los AO comerciales llevan incluidos un par de terminales para conectar un circuito de corrección de offset, tal como se indica en la Figura 12.13. Hoy en día existen AO comerciales que corrigen automáticamente este efecto.

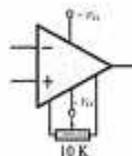


Figura 12.13. AO con circuito de corrección de offset.

Corriente offset de entrada (Input offset current): Es la diferencia de corrientes de entrada cuando la tensión de salida es cero. Al igual que la tensión de offset, se produce por los desequilibrios del amplificador diferencial. Para el AO 741C esta corriente es de 20 nA.

Corriente de polarización media de entrada (Input bias current): Es la pequeña corriente que necesita el amplificador diferencial para polarizarse. En el AO 741C esta corriente está en torno a los 80 nA. El uso de transistores FET en esta etapa amplificadora reduce sensiblemente estos valores.

Corriente de salida en cortocircuito (Output short-circuit current): Es la corriente máxima que puede proporcionar el AO. Para el AO 741C esta corriente es de 25 mA.

Tensiones de alimentación (Supply voltage): Son las tensiones con las que se alimenta al AO. Para el AO 741C estas tensiones son de ± 18 V.

Seguidamente, incluimos como ejemplo algunas características más del AO 741C.

Tensión diferencial de entrada (Differential input voltage): ± 30 V.

Tensión de entrada (Input voltage range): ± 15 V.

Potencia disipada (Power dissipation): 500 mW.

Rango de temperaturas de funcionamiento (Operating free-air temperature range): 0 a 70 °C.

En la Figura 12.14 se muestra, a modo de ejemplo, el aspecto de un AO 741C encapsulado en forma de circuito integrado, con la denominación de todos sus terminales.

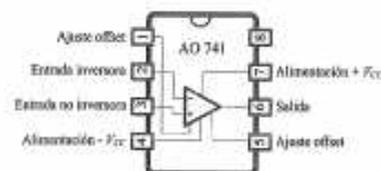


Figura 12.14. Conexiones internas del AO 741C.

A modo de ejemplo, en las Figuras 12.15, 12.16 y 12.17, se muestran unos recortes extraídos de las hojas de características del amplificador operacional comercial LM741C.

Absolute Maximum Ratings	
Supply Voltage	LM741C ±15V
Power Dissipation	500 mW
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage	±15V
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Junction Temperature	100°C

Figura 12.15. Valores máximos para el LM741C.

Electrical Characteristics				
Parameter	Conditions	LM741C		
		Min	Typ	Max
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_D \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 500\Omega$	0.0	4.0	mV
	$T_{AMB} \leq T_A \leq T_{MAX}$ $R_D \leq 500\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			7.5
Average Input Offset Voltage Drift				$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjusted Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_D = \pm 10\text{V}$	± 14		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{AMB} \leq T_A \leq T_{MAX}$	20	500	nA
Average Input Offset Current Drift				$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{AMB} \leq T_A \leq T_{MAX}$	80	500	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_D = \pm 10\text{V}$ $T_{AMB} \leq T_A \leq T_{MAX}$ $R_D \leq 20\text{V}$	0.2	2.0	M Ω
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{AMB} \leq T_A \leq T_{MAX}$	± 12	± 13	V

Figura 12.16. Características eléctricas del LM741C.

Electrical Characteristics				
Parameter	Conditions	LM741C		
		Min	Typ	Max
Output Voltage Swing	$V_D = \pm 10\text{V}$ $R_D \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 2\text{ k}\Omega$			V
	$V_D = \pm 15\text{V}$ $R_D \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 2\text{ k}\Omega$	± 12	± 14	V
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{AMB} \leq T_A \leq T_{MAX}$	0.5		mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMB} \leq T_A \leq T_{MAX}$ $R_D \leq 10\text{ k}\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$ $R_S \leq 500\Omega$, $V_{DS} = \pm 15\text{V}$	70	90	dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMB} \leq T_A \leq T_{MAX}$ $V_D = \pm 10\text{V}$, $V_D = \pm 5\text{V}$ $R_D \leq 500\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	77	86	dB
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.5	V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1.7	2.0	mA

Figura 12.17. Características eléctricas del LM741C (continuación).

12.4. Realimentación en los amplificadores operacionales

La forma habitual de trabajo de un AO es mediante las técnicas de realimentación negativa, dejando la realimentación positiva para los circuitos en los que se desea generar un estado de oscilación, como es el caso de los generadores de señal.

La ganancia de un amplificador operacional integrado para señales de baja frecuencia es muy elevada, pero muy inestable a los cambios de dicha frecuencia. Por esta razón, conviene disponer de menor ganancia a cambio de una mayor estabilidad dentro de unos límites de frecuencia más grandes. La forma de conseguir esto último es utilizando la realimentación negativa. Esta técnica consiste en tomar una parte de la señal de la salida del amplificador e introducirla de nuevo por la entrada inversora.

En el caso de que la señal de realimentación se introdujera por la entrada no inversora se trataría entonces de una realimentación positiva.

En la Figura 12.18, se muestra la relación existente entre la frecuencia y la ganancia de un amplificador operacional sin realimentación (bucle abierto) y con realimentación negativa (bucle cerrado). En este diagrama se observa cómo,

en un AO sin realimentar, la ganancia disminuye drásticamente para frecuencias superiores a 10 Hz, mientras que si hay realimentación, la ganancia se mantiene estable hasta los 100 kHz.



Figura 12.18. Ganancia de una AO con realimentación y sin ella.

Al igual que ocurría con los amplificadores construidos con transistores de unión, existen cuatro técnicas diferentes para la realimentación negativa de un AO.

12.4.1. AO con realimentación no inversora de tensión

En la Figura 12.19 se muestra el circuito correspondiente a esta técnica de realimentación.

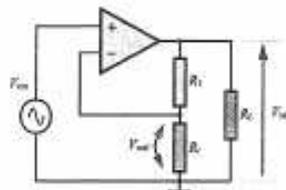


Figura 12.19. AO con realimentación no inversora de tensión.

La señal a amplificar (V_{in}) se aplica a la entrada no inversora de tensión y la realimentación (V_{out}) se realiza tomando una parte de la tensión de salida (V_{out}), que es aplicada a la entrada inversora del amplificador operacional. Como se puede apreciar en el circuito de la Figura 12.19, la tensión de realimentación se consigue mediante el divisor de tensión formado por R_1 y R_2 , al que se le ha aplicado la ten-

sión de salida. Así, se consigue que la tensión V_{out} , que aparece en los terminales de R_2 , sea proporcional a la de salida.

Esta forma de realimentación es una de las más sencillas y con ella se consigue una buena estabilidad, una resistencia de entrada alta y una resistencia de salida baja, lo que le convierte en un sistema muy adecuado para amplificadores lineales.

La ganancia de tensión de un amplificador operacional sin realimentación es bastante elevada. Con la realimentación negativa se consigue estabilizar la ganancia y aumentar el ancho de banda a costa de reducir esta ganancia. La ganancia a bucle cerrado depende en gran manera de la red de realimentación, pudiéndose decir, con bastante aproximación, que:

$$A_{V(CL)} \approx 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Actividad resuelta 12.1

Se desea calcular el valor que habrá de tener la resistencia de realimentación del circuito amplificador con realimentación no inversora de tensión de la Figura 12.20, si deseamos obtener a la salida una tensión de 10 V cuando apliquemos una señal de entrada de 99 mV.

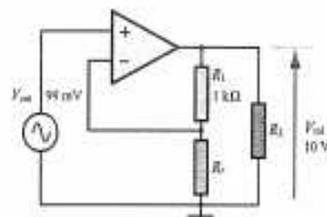


Figura 12.20.

Solución: Primero calculamos la ganancia de tensión a la que debe trabajar el amplificador:

$$A_{V(CL)} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{10}{0,099} = 101$$

De la expresión de la ganancia a bucle cerrado expuesta para este amplificador se deduce que la resistencia de realimentación es igual a:

$$R_2 = \frac{R_1}{A_{V(CL)} - 1} = \frac{1.000}{101 - 1} = 10 \Omega$$

12.4.2. AO con realimentación inversora de tensión

En la Figura 12.21, se muestra un amplificador con realimentación inversora de tensión.

La señal a amplificar (V_{ent}) se aplica a la entrada inversora a través de la resistencia R_1 , por lo que la señal de salida aparecerá invertida. La resistencia R_f toma una muestra de la tensión de salida y la introduce por la entrada inversora.

Este sistema de realimentación posee una impedancia de entrada bastante baja y por esta razón se le conecta, en serie con el generador de señales, una resistencia R_1 que evita las sobrecargas de este.

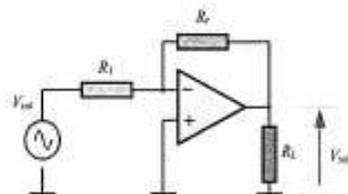


Figura 12.21. AO con realimentación inversora de tensión.

La ganancia de tensión a lazo cerrado está condicionada en este caso por las resistencias R_f y R_1 , de tal forma que se cumple la siguiente relación:

$$A_{v(LC)} = -\frac{R_f}{R_1}$$

El signo negativo indica que existe inversión de fase entre la entrada y la salida.

Actividad resuelta 12.2

Al amplificador de la Figura 12.22, se aplica una tensión de entrada de 10 mV. Calcula la tensión que aparecerá en la resistencia de carga de la salida.

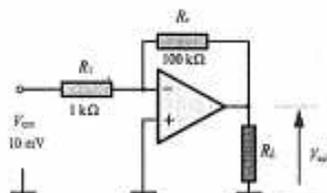


Figura 12.22.

Solución: La ganancia obtenida con este amplificador será igual a:

$$A_{v(LC)} = -\frac{R_f}{R_1} = -\frac{100}{1} = -100$$

La tensión en la salida será igual a

$$V_{sal} = A_{v(LC)} V_{ent} = -100 \cdot 0,01 = -1 \text{ V}$$

Si al AO de la Figura 12.21 se le suprime la resistencia R_1 , su impedancia de entrada tiende a cero. Dado que su impedancia de salida es también muy próxima a cero, este se comporta como un convertidor ideal de corriente a tensión. En la Figura 12.23, se muestra el circuito mencionado.

En estas condiciones se cumple que:

$$V_{sal} = R_f I_{ent}$$

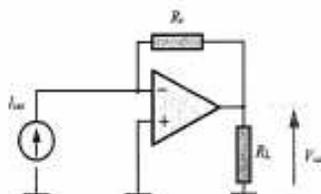


Figura 12.23. AO como convertidor ideal de corriente a tensión.

Actividad resuelta 12.3

Aprovechando las propiedades del convertidor de corriente a tensión del AO con realimentación inversora de tensión, se puede diseñar un amperímetro electrónico, tal como se muestra en la Figura 12.24.

Supongamos que las intensidades que deseamos medir sean de 100 μ A. Para este valor tan bajo de corriente, sería necesario un amperímetro de gran sensibilidad,

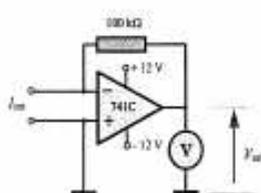


Figura 12.24. Amperímetro electrónico con AO.

con el consiguiente coste adicional. Utilizando la entrada del amplificador operacional de la Figura 12.24 como puntas de prueba de un amperímetro, se pueden obtener tensiones proporcionales a la corriente a través de un voltímetro.

En este caso el máximo alcance del voltímetro a utilizar será:

$$V_{sal} = R_f I_{ent} = 100 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 10 \text{ V}$$

La constante del voltímetro será:

$$K = \frac{10 \text{ V}}{100 \mu\text{A}} = 0,1 \text{ V}/\mu\text{A}$$

Es decir, por cada 0,1 V que indica el voltímetro, la corriente medida es de 1 μ A.

12.4.3. AO con realimentación no inversora de corriente

En la Figura 12.25, se muestra un circuito con este tipo de realimentación.

La señal del generador se aplica a la entrada no inversora del amplificador operacional. En la salida se obtiene una señal no invertida. En serie con la resistencia de carga R_L , se conecta una resistencia R_f , de la cual se toma la tensión de realimentación V_{sal} que, como en otras ocasiones, es aplicada por la entrada inversora. La realimentación que se consigue, es proporcional a la corriente de salida ($V_{sal} = R_f I_{sal}$).

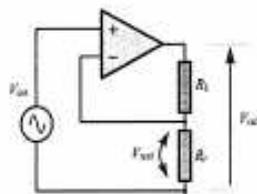


Figura 12.25. AO con realimentación no inversora de corriente.

Un amplificador con realimentación no inversora de corriente posee una resistencia de entrada y salida muy elevada, por lo que se puede considerar como un convertidor ideal de tensión corriente. Además, se cumple que:

$$I_{sal} \cong \frac{V_{ent}}{R_f}$$

Este tipo de circuito se utiliza en instrumentación para la construcción de voltímetros muy sensibles como convertidor de tensión a corriente. En la Figura 12.26 se muestra un ejemplo.

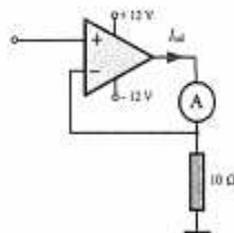


Figura 12.26. Voltímetro sensible con AO.

12.4.4. AO con realimentación inversora de corriente

En este caso (Figura 12.27) la señal se aplica a la entrada inversora del amplificador operacional. La realimentación se consigue, como en el caso anterior, tomando una muestra de la señal de salida proporcional a la corriente e introduciéndola por la entrada inversora.

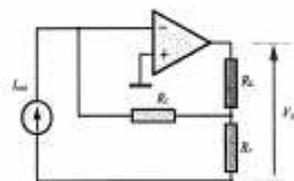


Figura 12.27. AO con realimentación inversora de corriente.

Este tipo de realimentación hace que el amplificador trabaje como un amplificador de corriente ideal y su impedancia de entrada es cero e infinita la de salida.

En este amplificador se cumple la siguiente relación:

$$I_{sal} = I_{ent} \left(\frac{R_f}{R_f} + 1 \right)$$

Expresión que nos indica que la corriente de salida es proporcional a la de entrada.

Actividad resuelta 12.4

Con este sistema de realimentación se puede construir un amperímetro sensible, tal como se muestra en la Figura 12.28.

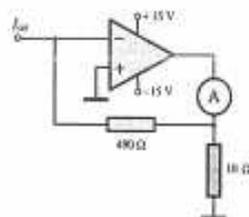


Figura 12.28. Amperímetro sensible con AO.

Así, por ejemplo, en el caso de que la corriente de entrada de este amperímetro sea 1 μA , en la salida aparecerá:

$$I_{sal} = 1 \mu\text{A} \left(\frac{490}{10} + 1 \right) = 50 \mu\text{A}$$

Lo que nos indica que para medir 1 μA es necesario situar un amperímetro de fondo de escala igual a 50 μA en la salida.

12.5. Aplicaciones de los amplificadores operacionales

Existe una gran multitud de aplicaciones con amplificadores operacionales, dado que estos poseen unas excelentes prestaciones y resultan muy económicos en la mayor parte de los casos.

Este tipo de amplificadores responde bien a las bajas frecuencias y su ganancia de tensión se puede ajustar, de una forma muy simple, utilizando las técnicas de realimentación negativa. Para aplicaciones en altas frecuencias, ya no son tan eficaces, pero existe una gama especial para estos casos que da muy buenos resultados.

Una de las aplicaciones que poseen los amplificadores operacionales es la de realizar operaciones matemáticas, como la de suma, resta, diferenciación e integración.

12.5.1. Amplificador sumador

Con este circuito se puede construir, por ejemplo, un mezclador de audio. Para ello inyectaríamos a las entradas las señales variables provenientes de micrófonos, lectores de discos, etc.; consiguiendo a la salida del amplificador la mezcla o suma de dichas señales.

En la Figura 12.29, se muestra el esquema de un amplificador sumador, en el que la tensión de salida (V_{sal}) proporcionada por el circuito resulta ser proporcional a la suma de las tensiones aplicadas a la entrada (V_{ent1} , V_{ent2}).

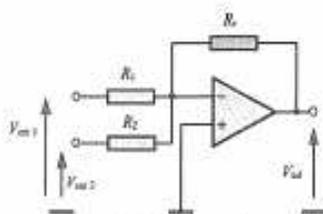


Figura 12.29. AO sumador.

Si observamos detenidamente el circuito, se puede apreciar que este está formado por un amplificador inversor por cada una de las entradas. En este caso se cumple la expresión:

$$V_{sal} = - \left(V_{ent1} \frac{R_f}{R_1} + V_{ent2} \frac{R_f}{R_2} \right)$$

En el caso de que las dos resistencias de la entrada sean iguales ($R_1 = R_2 = R$), tendremos que:

$$V_{sal} = - \frac{R_f}{R} (V_{ent1} + V_{ent2})$$

Así, por ejemplo, para construir un mezclador de señales de audio, sustituiríamos las resistencias fijas de entrada R_1 y R_2 por potenciómetros, consiguiendo así diferentes ganancias para cada una de las señales de entrada.

12.5.2. Amplificador restador

En el circuito de la Figura 12.30, se consigue que la tensión de salida sea proporcional a la resta de las tensiones aplicadas a la entrada.

En este caso la tensión de salida cumple la siguiente expresión:

$$V_{sal} = \frac{R_f}{R_2 + R_f} \frac{R_1 + R_f}{R_1} V_{ent2} - \frac{R_f}{R_1} V_{ent1}$$

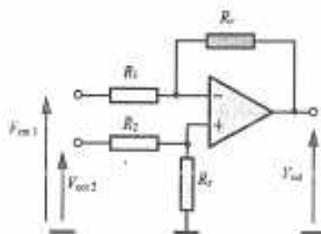


Figura 12.30. AO restador.

Si hacemos que se igualen las resistencias: $R_1 = R_2$ y $R_f = R$, tendremos que:

$$V_{sal} = \frac{R_f}{R_1} (V_{ent2} - V_{ent1})$$

Donde se consigue que la señal de salida sea proporcional a la diferencia de las señales de entrada.

¿Qué habría que hacer para conseguir que esta proporción sea igual a la unidad?

12.5.3. Comparadores

Este tipo de circuitos construidos a partir de amplificadores operacionales, como el de la Figura 12.31, consigue establecer una comparación entre una tensión de entrada (V_{ent}) y una tensión de referencia (V_{ref}) que fijamos con el divisor de tensión formado por las resistencias R_1 y R_2 .

$$V_{ref} = V_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

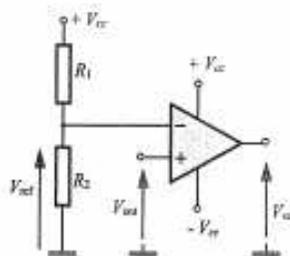


Figura 12.31. AO comparador.

En este circuito se cumple que, cuando la tensión de entrada es superior a la de referencia que hemos fijado, la tensión de salida se hace máxima (V_{sat}) (entre uno y dos voltios inferior a la tensión de alimentación V_{cc}). En este caso se dice que el amplificador se ha saturado. Para tensiones de entrada inferiores a la de referencia, en la salida del amplificador se presenta una tensión cercana a la tensión negativa de la alimentación ($-V_{sat}$).

La razón por la que esto ocurre es porque el amplificador operacional produce a su salida una tensión amplificada, que es proporcional la diferencia entre la tensión de entrada y la de referencia. Dado que el amplificador no dispone de realimentación negativa, la ganancia del mismo es tan alta que, a poca que sea la tensión diferencial a la entrada, esta produce una tensión tan elevada a la salida que tiende a saturar el amplificador, proporcionando una tensión muy próxima a la de alimentación.

12.5.4. Filtros activos

Estos circuitos son capaces de constituir una barrera para determinadas frecuencias, dejando pasar la señal de la gama de frecuencias que nos interesa y eliminando o atenuando el resto. Si estos filtros los constituimos con componentes pasivos (resistencias, bobinas y condensadores) la señal de salida obtenida en los mismos será siempre inferior a la de entrada. Con los filtros activos, construidos a partir de amplificadores operacionales, podemos conseguir aumentar con una cierta ganancia la señal de salida una vez filtrada.

Una aplicación típica de estos circuitos son los filtros que se colocan entre la salida de los amplificadores de audio y los altavoces. Estos filtros se diseñan para que solo dejen pasar a los altavoces la gama de frecuencias para la que responden adecuadamente, con lo que se elimina el resto. Así, podríamos tener altavoces especializados en tonos graves, agudos, medios, etc.

Existen tres tipos de filtros:

Filtro paso bajo: este filtro solo deja pasar las señales de una frecuencia que sea inferior a una de referencia marcada, denominada «frecuencia de corte» (f_c), tal como se muestra en la característica de transferencia de la Figura 12.32.

En la Figura 12.33, se muestra el circuito de un filtro de paso bajo con amplificador operacional.

En este circuito se ha utilizado el montaje típico de un amplificador no inversor, al que se le ha conectado un circuito con una resistencia R y un condensador C (RC) a la entrada no inversora.

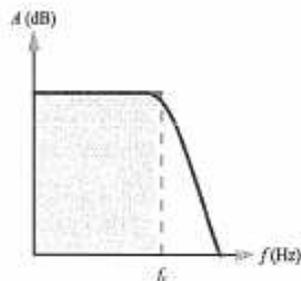


Figura 12.32. Característica de transferencia de filtro paso bajo.

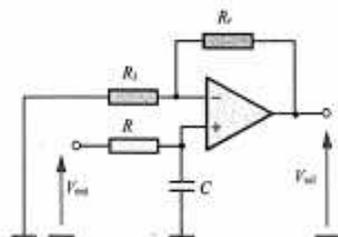


Figura 12.33. Filtro paso bajo con AO.

Para señales de entrada cuya frecuencia sea muy baja, la reactancia X_C del condensador se hace muy elevada ($X_C = 1/2\pi fC$) si la comparamos con el valor de R , por lo que prácticamente toda la señal de entrada aparece entre los terminales de C , con lo que se obtiene a la salida del amplificador una señal alta (obsérvese que el condensador está conectado directamente a la entrada no inversora del AO). Por el contrario, si la frecuencia es alta, la reactancia del condensador se hace muy baja y, por tanto, la tensión en este elemento se reduce drásticamente y, con ella, la tensión de salida del amplificador.

El valor de la frecuencia de corte (f_c) se establece cuando se igualan la reactancia del condensador X_C con el valor óhmico de la resistencia R .

$X_C = R$, de donde resulta que:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Actividad resuelta 12.5

A partir del circuito de la Figura 12.33, se desea diseñar un filtro de paso bajo para una frecuencia de corte superior de 1 kHz. Calcula el valor de R para un condensador C de 10 nF.

Solución:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow R = \frac{1}{2\pi f_c C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1.000 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 15.915 \Omega$$

Filtro paso alto: este filtro se caracteriza porque solo deja pasar las señales de una frecuencia superior a la de corte, tal como se muestra en la característica de transferencia de la Figura 12.34.

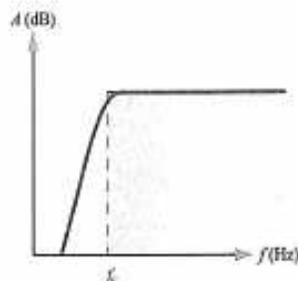


Figura 12.34. Característica de transferencia de filtro de paso alto.

En este caso se ha invertido la posición del condensador y la resistencia conectada a la entrada no inversora, tal como se muestra en el circuito de la Figura 12.35.

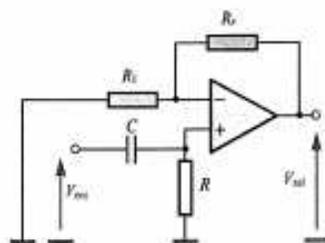


Figura 12.35. Filtro paso alto con AO.

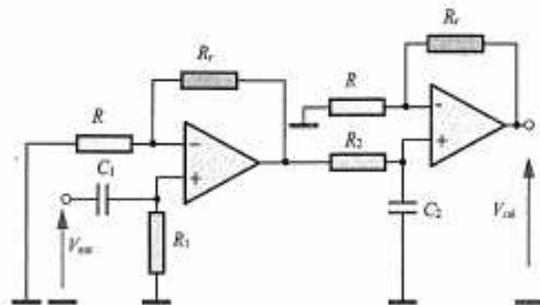


Figura 12.36. Filtro paso banda con AO.

Aplicando el mismo razonamiento que para el filtro de paso bajo, ahora el condensador actúa como un cortocircuito para las frecuencias inferiores a la de corte, la reactancia se hace muy elevada, por lo que la señal aplicada a la entrada queda bloqueada por este. La frecuencia de corte se calcula exactamente igual que en filtro de paso bajo.

Actividad resuelta 12.6

A partir del circuito de la Figura 12.35, diseña un filtro de paso alto para una frecuencia de corte inferior de 50 kHz. Calcula el valor de R para un condensador C de 10 nF.

Solución:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow R = \frac{1}{2\pi f_c C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 318 \Omega$$

Filtro paso banda: el filtro paso banda se construye con una combinación del filtro paso alto y el filtro paso bajo como el de la Figura 12.36.

Aquí se consigue que solo aparezcan en la salida las señales de entrada que estén comprendidas entre la frecuencia de corte inferior (f_{c1}) y la superior (f_{c2}), tal como se muestra en la característica de transferencia de la Figura 12.37.

La frecuencia de corte inferior f_{c1} se calcula como siempre, pero teniendo en cuenta los valores de R_1 y C_1 . De igual forma se calcula la superior f_{c2} con los valores de R_2 y C_1 .

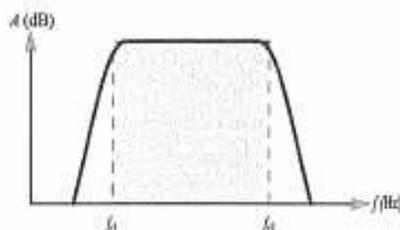


Figura 12.37. Característica de transferencia de un filtro de paso banda.

Actividad resuelta 12.7

A un filtro de paso banda como el de la Figura 12.36, se le aplica una señal de audio a su entrada con una gama de frecuencias que va desde los 2 Hz hasta los 20 kHz. Se desea aplicar la señal a unos altavoces para que se realice el sonido de los tonos bajos. ¿Qué valor deberán poseer las redes RC del filtro, si queremos que el altavoz realice los tonos entre 25 Hz y 100 Hz?

Solución: Para el paso alto, la frecuencia de corte debe estar en 25 Hz.

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \rightarrow R_1 C_1 = \frac{1}{2\pi f_{c1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 25} = 6,37 \cdot 10^{-3}$$

Si tomamos para el condensador C_1 una capacidad de 1 μF , tendremos que:

$$R_1 = \frac{6,37 \cdot 10^{-3}}{C_1} = \frac{6,37 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = 6.370 \Omega$$

Para el paso bajo la frecuencia de corte está en 100 Hz:

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \rightarrow R_2 C_2 = \frac{1}{2\pi f_{c2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100} = 1,59 \cdot 10^{-3}$$

Para una capacidad de $C_2 = 1 \mu\text{F}$, tendremos que:

$$R_2 = \frac{1,59 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = 1.590 \Omega$$

12.5.5. Amplificadores integradores y diferenciadores

Con los AO se pueden construir circuitos que realicen las operaciones matemáticas de integral y derivada. Este tipo de circuitos proporciona a su salida una señal no lineal respecto a la entrada, por lo que pueden ser muy útiles para la generación de señales.

Integrador

En la Figura 12.38, se muestra el circuito de un integrador con AO, donde se ha sustituido la resistencia de realimentación en un amplificador no inversor por un condensador C . Aquí se cumple que la tensión de salida es proporcional a la integral de la tensión de entrada:

$$v_{sal} = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_{ent} dt$$

Así por ejemplo, si la tensión que aplicamos a la entrada fuese constante, la tensión que obtenemos a la salida, una vez realizada la operación matemática de integración, sería la siguiente:

$$v_{sal} = -\frac{V_{ent}}{RC} t$$

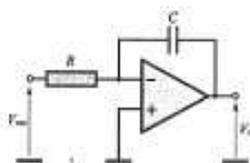


Figura 12.38. AO integrador.

Lo que nos indica que para una señal de entrada constante, como la de la Figura 12.39(a), la señal de salida que se obtiene es una rampa como la de la Figura 12.39(b). De aquí se deduce que el integrador se puede utilizar como generador de señales en rampa y triangulares.

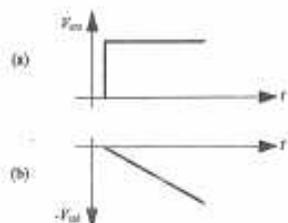


Figura 12.39. Respuesta de un integrador a una señal de entrada constante.

Diferenciador

En este circuito se conecta el condensador a la entrada no inversora, tal como se observa en la Figura 12.40. En este circuito la tensión de salida es proporcional a la derivada de la tensión de entrada:

$$v_{sal} = -RC \frac{dv_{ent}}{dt}$$

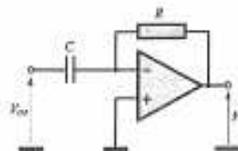


Figura 12.40. AO diferenciador.

Así por ejemplo, si la tensión que aplicamos a la entrada fuese proporcional al tiempo (forma de rampa), la tensión que obtenemos a la salida, una vez realizada la operación matemática de derivación, sería la siguiente:

$$v_{sal} = -RC v_{ent}$$

Por lo que para una señal de entrada en rampa, como la de la Figura 12.41(a), la señal de salida que se obtiene es un escalón como el de la Figura 12.41(b). En conclusión, con el diferenciador se pueden generar señales rectangulares a partir de señales en rampa.

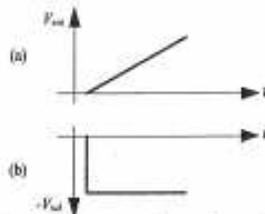


Figura 12.41. Respuesta de un diferenciador para una señal de entrada en rampa.

Prácticas de laboratorio

12.1. Análisis de un AO con realimentación inversora de tensión. Mediante este ejercicio práctico se pretende comprobar experimentalmente la dependencia de la ganancia del amplificador operacional comercial 741 al conectar una red de realimentación, así como comprobar su ancho de banda.

El circuito con el que realizaremos las comprobaciones es el de la Figura 12.42.

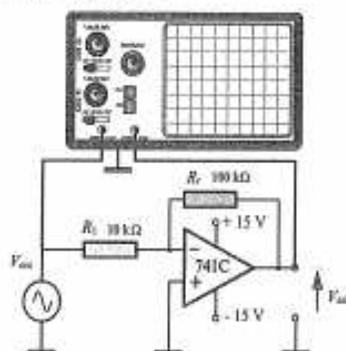


Figura 12.42. Circuito para el análisis de un AO.

- Para comenzar, monta el circuito de la Figura 12.42 en el entrenador didáctico, reservando un lugar para colocar diferentes valores óhmicos a la resistencia R_f de 1/2 W.
- Sitúa una resistencia $R_f = 10 \text{ k}\Omega$; conecta el canal B de un osciloscopio a la salida del amplificador operacional y el canal A a la entrada.
- Mediante un generador de señales, introduce una señal senoidal de 1 kHz y de 10 mV de tal forma que no llegue a generar distorsión en la salida. Dibuja los oscilogramas correspondientes a la señal de salida y entrada, determinando la ganancia obtenida por el AO con los valores pico a pico. Compara este valor con el calculado teóricamente ($A_{V_{OLC}} = -R_f/R_1$).

La ganancia y la tensión de salida para este amplificador sería de:

$$A_{V_{OLC}} = -\frac{R_f}{R_1} = \frac{100}{10} = 10$$

$$V_{sal} = A_{V_{OLC}} \cdot V_{ent} = 10 \cdot 10 = 100 \text{ mV}$$

En la Figura 12.43 se muestran las señales obtenidas en la pantalla del osciloscopio. Observa cómo la tensión de salida queda invertida en relación a la de salida.

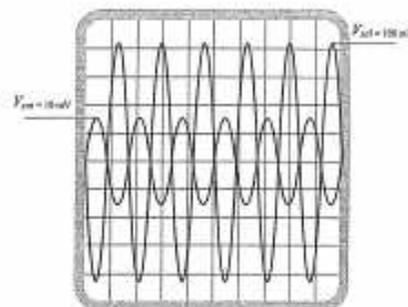


Figura 12.43.

- Una vez hecho esto, ve variando la frecuencia de la señal de entrada (desde unos pocos hertzios hasta unos cuantos miles), sin variar la amplitud. Mide la amplitud de la señal de salida para diferentes valores de frecuencia, determinando, aproximadamente, las frecuencias de corte inferior y superior (f_{ci} y f_{cs}) y el ancho de banda del amplificador. Seguidamente, dibuja sobre el papel la curva de respuesta del amplificador.
- Cambia la resistencia R_f por los valores 22 kΩ, 47 kΩ y 100 kΩ, comprobando el efecto que produce en la ganancia para una señal senoidal de 1 kHz.

12.2. Mezclador para audio. En la Figura 12.44 se muestra el circuito correspondiente a un mezclador de audio.

Tal como se puede observar en el circuito, con este mezclador podremos introducir tres señales de audio diferentes, con lo que se consigue a su salida una señal que será la suma de estas. La utilidad de este pequeño mezclador es muy variada, ya que puede introducir señales preamplificadas provenientes de diferentes fuentes: una cabeza lectora de una prela, un sintonizador, un micrófono, instrumentos musicales, etc. Un ejemplo de aplicación podría ser el poder hablar por un micrófono durante un evento mientras se escucha la música. 0

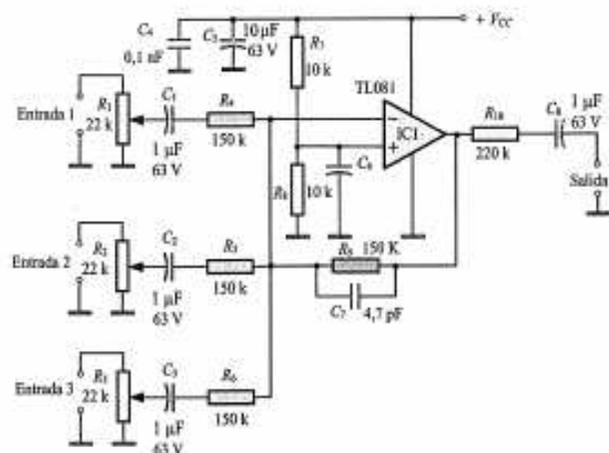


Figura 12.44. Mezclador de audio.

la mezcla que se produce de los diferentes instrumentos musicales en un concierto.

Este circuito consta básicamente de los siguientes elementos: tres entradas a las que se les conecta las diferentes señales a mezclar, tres potenciómetros (R_1 , R_2 , R_3) que se encargan de nivelar las señales de entrada según el efecto que se desea conseguir en el mezclado y un amplificador operacional (IC_1) que realiza la suma de todas las señales.

El amplificador operacional trabaja con realimentación inversora de tensión. Dicha realimentación se produce a través de la resistencia R_4 de 150 k Ω . Como las resistencias (R_1 , R_2 , R_3) aplicadas a la entrada son del mismo valor, la ganancia obtenida por el amplificador será de la unidad:

$$A_v = \frac{R_4}{R_1} = \frac{150 \text{ k}\Omega}{150 \text{ k}\Omega} = 1$$

La alimentación de este circuito se puede realizar con una tensión continua que esté comprendida entre 10 y 30 V. Sin embargo, la mayoría de los circuitos que utiliza amplificadores operacionales necesita de una fuente de alimentación simétrica que suministre una tensión doble de $+V_{CC}$ (por ejemplo, +15 V y -15 V). Este hecho complica notablemente el empleo de estos amplificadores, sobre todo si queremos hacer funcio-

nar nuestro mezclador aprovechando la alimentación de un equipo de audio, que casi siempre resulta ser monopolar.

Este problema se ha solucionado en nuestro circuito conectando el terminal 4 de IC_1 a masa y el 7 a la tensión positiva de alimentación. Además se ha polarizado el terminal 3 (entrada no inversora) con la mitad de la tensión de alimentación. Para realizar esta última operación se ha dispuesto un divisor de tensión formado por las resistencias R_1 y R_2 del mismo valor.

El amplificador operacional IC_1 es un integrado TL081 de la serie JFET, lo que nos indica que posee una elevada impedancia de entrada.

En la Figura 12.45 se muestran las conexiones del encapsulado de este integrado.

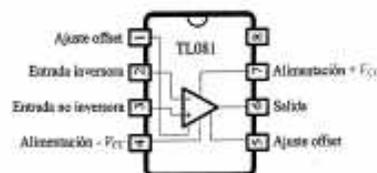
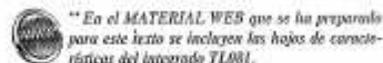


Figura 12.45. TL081 en cápsula CB-98.

Para obtener más información sobre este integrado, consulta en las especificaciones técnicas que nos facilita su fabricante (este circuito integrado también se puede encontrar en el mercado con las denominaciones: TL071-A771-LF351).



Realiza una lista con los materiales necesarios y monta el circuito del mezclador de audio de la Figura 12.44.

Prueba del mezclador: para probar el mezclador, conectamos a su salida una resistencia de 10 k Ω , que hará las funciones de carga. Por la entrada n.º 1 introducimos con un generador de funciones una señal senoidal de 1 kHz de bajo nivel y por la entrada n.º 2 otra señal de idénticas características que la primera. A la salida, se conecta un osciloscopio y se observa el aspecto de la señal de salida. Ahora comprobamos el efecto que se

produce en la señal de salida al modificar los potenciómetros R_1 y R_2 correspondientes a la regulación de las señales de entrada uno y dos.

12.3. Interruptor crepuscular con A.O. En la Unidad 9 ya se propuso la realización de un interruptor crepuscular en la Actividad 9.2. El circuito que ahora se propone es muy similar en su funcionamiento, pero se le añade un amplificador operacional que consigue una mayor sensibilidad para las variaciones obtenidas por el sensor luminoso LDR. En la Figura 12.46, se muestra el esquema del circuito y en la Figura 12.47, el diseño del circuito en circuito impreso.

Para su montaje necesitaremos:

- Una LDR, que es la que va a hacer las veces de sensor luminoso.
- Un transistor BC 337, que es el que va a ser capaz de aportar la suficiente corriente para excitar la bobina del relé electromagnético.

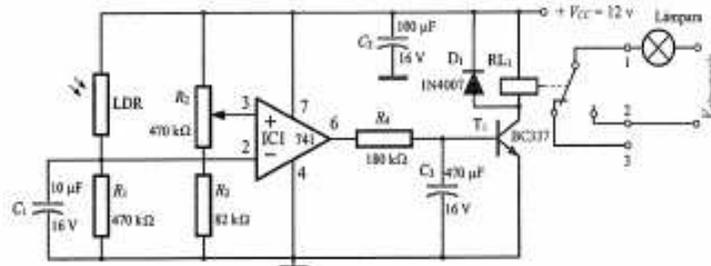


Figura 12.46. Circuito de un interruptor crepuscular con A.O.

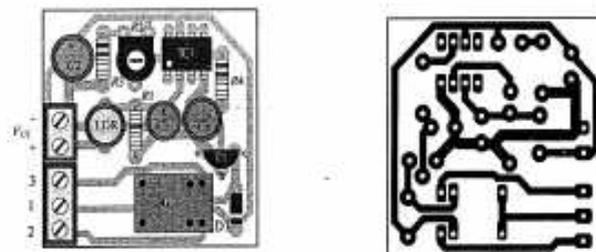


Figura 12.47. Diseño del circuito en circuito impreso. a) Disposición de componentes. b) Trazado de pistas de conexión.

- Un relé, que es el que va a abrir y cerrar el circuito principal de las lámparas de alumbrado.
- Un potenciómetro R_2 de 470 k Ω , el cual se ajustará para conseguir la activación del relé para una determinada iluminación.
- Un condensador C_2 de 100 μ F que se encarga de filtrar la tensión de alimentación. Un condensador C_1 de 10 μ F que evita que cambios bruscos en la LDR provocados por destellos luminosos activen el operacional. Un condensador C_3 de 470 μ F que evita cambios bruscos en la polarización del transistor.
- Un diodo D, 1N4001 para evitar la destrucción del transistor cuando se desconecta el relé (al desconectarse la bobina del relé, la energía acumulada por la misma, por el efecto de autoinducción, se manifiesta como una sobretensión inversa de descarga que puede llegar a destruir las uniones del transistor; el diodo conectado en derivación con dicha bobina descarga esta energía por sí mismo, protegiendo al transistor).

El funcionamiento de este circuito es como sigue:

El amplificador operacional está funcionando como un comparador. A la entrada no inversora se le conecta a una tensión de referencia que proporciona el divisor de tensión formado por R_2 y R_3 , y que compara con la tensión de entrada gracias al divisor de tensión formado por la LDR y R_1 .

Para niveles de iluminación elevados (luz de día), la LDR reduce su valor óhmico, por lo que la tensión que aparece en la LDR baja y la de R_1 sube. Esto hace que la tensión por la entrada inversora sea mayor que por la no inversora, produciendo a la salida del operacional

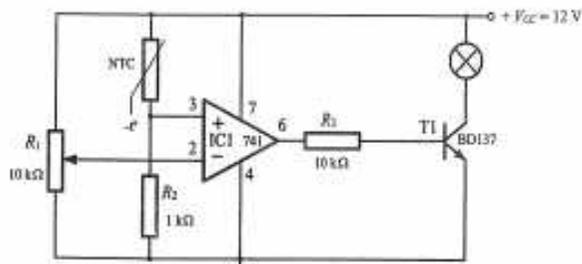


Figura 12.48.

una saturación hacia la tensión negativa de alimentación. En estas condiciones, la base del transistor NPN queda sometida a una tensión negativa y por tanto trabaja en corte y el relé permanece desconectado. Como la lámpara está conectada a un contacto normalmente abierto, este se mantendrá apagado.

Para niveles de iluminación bajos (luz de noche), ocurre lo contrario. La LDR sube de valor óhmico, lo que hace que la tensión a la entrada no inversora se reduzca por debajo de la tensión de referencia, haciendo que el operacional proporcione a la salida una tensión positiva cercana a la de alimentación y suficiente para poner el transistor en saturación, activar el relé y encender la lámpara.



** En el MATERIAL WEB que se ha preparado para este texto se incluyen las hojas de características del transistor BC337 y del operacional 741.

- 12.4. Señalización luminosa por aumento de temperatura. Se trata de conseguir que una lámpara de señalización se encienda cuando se supere un determinado nivel de temperatura. El circuito que se propone es el que se muestra en la Figura 12.48.

El circuito funciona de forma muy similar al de la práctica anterior, haciendo trabajar al operacional como un comparador.

Al aumentar la temperatura la resistencia NTC, esta reduce su valor óhmico, por lo que en el divisor de tensión, formado por esta resistencia y R_2 , aparece la tensión más alta en R_2 y la más baja en la NTC. Este aumento de la tensión en R_2 hace que la tensión aplica-

da a la entrada no inversora (+) aumente, de tal forma que, cuando (V+) sea mayor que la de la entrada inversora (V-), el amplificador operacional proporcionará una tensión de salida suficiente para hacer que el transistor T1 trabaje en saturación y haga que la lámpara se encienda.

Actividades de comprobación

- 12.1. La realimentación negativa en los amplificadores consigue:
- a) Reducir la distorsión en la frecuencia de la señal.
 - b) Aumentar el ruido de la señal de salida.
 - c) Aumentar la ganancia del amplificador.
- 12.2. Un amplificador operacional posee:
- a) Una impedancia de entrada elevada.
 - b) Una impedancia de salida elevada.
 - c) Un ancho de banda muy amplio.
- 12.3. En un amplificador operacional con realimentación inversora de tensión, la ganancia depende:
- a) De la tensión de alimentación.
 - b) De la ganancia a lazo abierto que indican los fabricantes.
 - c) De la relación entre las resistencias de entrada y de realimentación.
- 12.4. ¿Cómo se denomina a la tensión que hay que aplicar a la entrada de un amplificador para conseguir una tensión de salida nula en ausencia de señales de entrada?
- a) Tensión de offset.
 - b) Tensión en modo de rechazo común.
 - c) Tensión diferencial de entradas.
- 12.5. En la Figura 12.49 se muestra un amplificador operacional realimentado.
- a) ¿De qué tipo de realimentación se trata?
 - b) ¿Cuál será la ganancia de tensión a lazo cerrado?
 - c) ¿Qué tensión aparecerá en la salida, si se aplican 10 mV en la entrada?

Gracias a la resistencia variable R_1 , podemos seleccionar la temperatura a la que se desea activar la lámpara. Monta el circuito en el entrenador didáctico y comprueba las diferentes magnitudes que se dan en él mediante el polímetro con diferentes temperaturas.

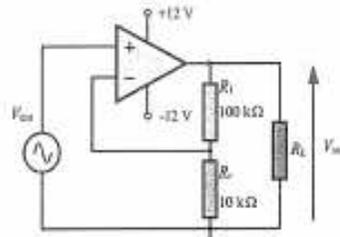


Figura 12.49.

- 12.6. ¿Qué tipo de realimentación es el que utiliza el amplificador operacional de la Figura 12.50?

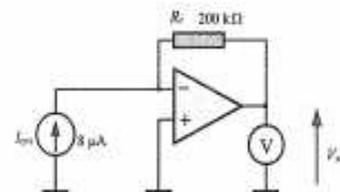


Figura 12.50.

- a) Realimentación inversora de tensión.
 - b) Realimentación no inversora de tensión.
 - c) Realimentación inversora de corriente.
- ¿Cuál es la tensión que indicará el volímetro de la Figura 12.50 conectado a la salida si se aplica a la entrada 8 μ A?
- 12.7. ¿Qué tipo de realimentación utiliza el AO de la Figura 12.51?
- a) Realimentación inversora de tensión.
 - b) Realimentación no inversora de tensión.
 - c) Realimentación inversora de corriente.

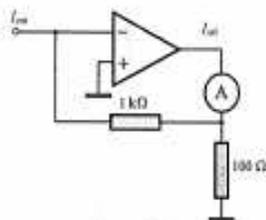


Figura 12.51.

¿Cuál será la corriente que aparecerá en la salida del circuito de la Figura 12.51, si en la entrada se aplica una corriente de $2 \mu\text{A}$?

12.8. Se trata de construir un microamperímetro de 0 a $10 \mu\text{A}$ mediante un voltímetro de 0 a 20 V y un amplificador operacional. Dibuja el circuito con el que se puede conseguir tal objetivo, determinando el valor de la resistencia de realimentación, así como la constante del voltímetro. ¿Qué corriente medirá este dispositivo, si el voltímetro indica 5 V?

12.9. En el amplificador de la Figura 12.52 se desea conocer el valor que tendrá que tener la resistencia de realimentación para conseguir a la salida una tensión de 0,5 V cuando se le aplique a la entrada una tensión de 10 mV.

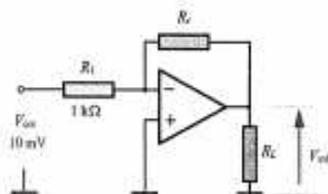


Figura 12.52.

12.10. ¿Cuál será la tensión que aparecerá a la salida del circuito de la Figura 12.53?

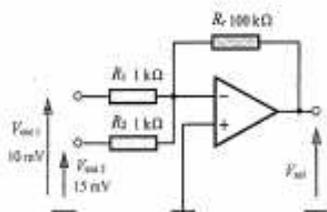


Figura 12.53.

12.11. En la Figura 12.54 se muestra el circuito con un amplificador operacional.

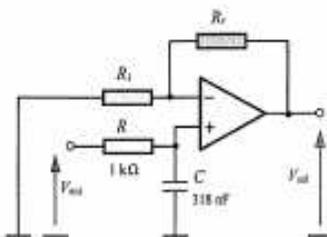
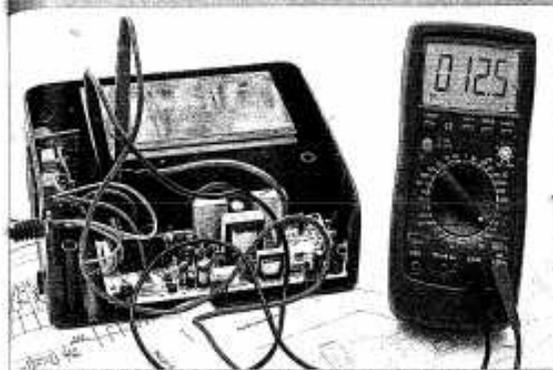


Figura 12.54.

- 1) ¿De qué tipo de circuito se trata?
 - a) Filtro de paso alto.
 - b) Filtro de paso bajo.
 - c) Filtro de paso banda.
- 2) Calcule la frecuencia de corte del filtro.

Fuentes de alimentación



Como resultado se puede encontrar en el estudio de las diferentes unidades, las fuentes de alimentación son un elemento fundamental para las tensiones continuas que se aplican, sean fijas o variables, construidas a base de semiconductores, como el puente amplificador, un equipo de recepción de radio, TV, etc. Además, las fuentes de alimentación son cada vez imprescindibles para la realización de ensayos en el laboratorio de Electrónica, tales como ensayos de componentes, Verificación de circuitos, simulación de prototipos, etc.

En la Unidad 8 se estudia la parte fundamental de una fuente de alimentación: los diodos rectificadores y convertidores C.A. a C.C. pulsante, y los filtros (reducen el contenido residual de la C.C. proporcionada por los diodos rectificadores). Para conseguir reducir aún más el rizado de la corriente obtenida por las fuentes de alimentación y para conseguir una mayor estabilidad de la tensión, analizando antes que de las justificaciones de la corriente de carga, se debe recurrir a los diodos de circuitos estabilizadores y reguladores. Para construirlos y aplicarlos, se utiliza el diodo Zener y el transistor. En la actualidad se fabrican reguladores de tensión integrados que simplificarán el estudio de esta técnica.

Comenzaremos con el estudio de los circuitos estabilizadores a base de la combinación del diodo Zener y el transistor, para continuar con los sistemas que ofrecen la posibilidad de regular la tensión de salida (variable). Posteriormente, se estudiarán los reguladores integrados, que hoy en día nos suministran los circuitos a base de microprocesadores. Acabaremos con el estudio de las fuentes de alimentación conmutadas, que

Contenidos

-
-
-
-

Objetivos

13.1. El diodo Zener

Para reducir al máximo la tensión de rizado de la salida, y así conseguir una tensión de C.C. lo más constante posible, se utilizan los circuitos estabilizadores (Figura 13.1). Una de las formas de conseguir este tipo de circuitos es con la utilización del diodo Zener.

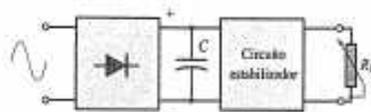


Figura 13.1. Circuito estabilizador de la tensión.

13.1.1. Características del diodo Zener

Al estudiar las características de los diodos de unión, podemos comprobar que, al aplicar una tensión de polarización inversa a un diodo de unión PN, la corriente inversa que fluye por la unión es muy débil (del orden de unos pocos μA o nA) y que, aunque se aumente la tensión inversa aplicada, esta corriente apenas se modifica. Por otro lado, al aumentar gradualmente la tensión inversa, se llega a provocar un aumento brusco de la corriente (efecto de avalanche).

A este efecto de ruptura de la unión se lo conoce con el nombre de **efecto Zener** y a la tensión inversa a la que se produce se lo denomina tensión Zener (V_Z). En la Figura 13.2 se pueden apreciar las diferentes partes de la curva característica de un Zener con $V_Z = 8 \text{ V}$.

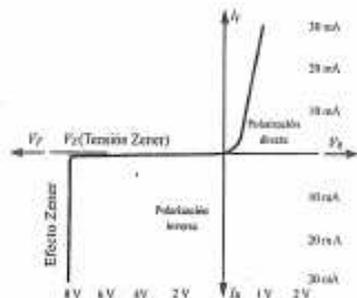


Figura 13.2. Curva característica del diodo Zener.

Existe un tipo de diodo fabricado de una forma especial, llamado Zener, que puede trabajar en estas condiciones de funcionamiento sin que la unión se destruya.

En la Figura 13.3, se puede ver el símbolo utilizado para la representación del diodo Zener.



Figura 13.3. Símbolo del diodo Zener.

El diodo Zener se comporta como un diodo normal al estar polarizado directamente, y comienza a conducir, aproximadamente, a una tensión de 0,7 V. Hay que indicar que este tipo de funcionamiento en los diodos Zener no es el habitual, ya que están diseñados para trabajar en polarización inversa.

Los diodos Zener se fabrican a base de silicio y en una gama de tensiones Zener escalonadas desde 2 hasta 200 V.

Corriente Zener máxima

La corriente Zener (I_Z) que puede soportar un diodo Zener, trabajando en polarización inversa, dependerá de la potencia (P_Z) que este pueda disipar térmicamente. Esta corriente aparece normalmente en las hojas de especificaciones técnicas que facilita el fabricante.

$$I_Z = \frac{P_Z}{V_Z}$$

Actividad resuelta 13.1

La potencia nominal del diodo Zener con la referencia ZPD3 es de 448 mW para una temperatura ambiente de 25° y una tensión Zener de 3,2 V. Averigua cuál será la corriente Zener máxima admisible.

Solución: Aplicando la expresión deducida con anterioridad, tendremos que:

$$I_Z = \frac{P_Z}{V_Z} = \frac{0,448}{3,2} = 0,14 \text{ A}$$

Resistencia Zener

Si observas atentamente la curva inversa de un diodo Zener, podrás apreciar que no es del todo vertical. Esto indica que, al aumentar la corriente inversa, aparece un pequeño aumento de la tensión. Este fenómeno aparece provocado por una pequeña resistencia dinámica, denominada resistencia Zener (R_Z).

13.1.2. El Zener como regulador de tensión

Una de las aplicaciones más extendidas del diodo Zener es la de estabilizador de tensión para fuentes de alimentación. Eso se consigue aprovechando la propiedad que poseen dichos diodos de conducir con tensiones de polarización inversa, manteniendo la tensión entre sus extremos prácticamente constante, aunque se modifique apreciablemente la intensidad de corriente inversa que fluye por los mismos.

En la Figura 13.4, se muestra el esquema correspondiente a un regulador de tensión conectado a la salida de un puente rectificador. El diodo Zener consigue mantener la tensión en la carga (V_L) a valores constantes, aunque existan variaciones de tensión (V) a la salida del circuito rectificador y aunque se modifique la corriente por la carga (I_L). La resistencia de polarización del Zener (R_Z), que se conecta en serie con el circuito de regulación, tiene como misión mantener la tensión de polarización del Zener entre unos valores aceptables, valiéndose para ello de las caídas de tensión que se producen en ella cuando la corriente que la atraviesa tiende a modificarse.

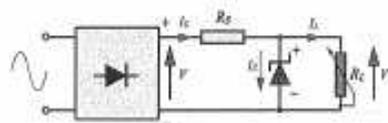


Figura 13.4. Estabilización de tensión mediante diodo Zener.

Los procesos que se dan en este circuito de regulación son los siguientes:

La tensión V_L que aparece en la carga y en el diodo Zener es el resultado de sustrair a la tensión de entrada (V) del regulador la caída de tensión que se produce en la resistencia de polarización (R_Z).

En el caso de que la tensión de entrada se eleve, el diodo Zener aumenta su corriente inversa (I_Z) para evitar, en todo momento, que la tensión del Zener se modifique.

Esto trae consigo un aumento de corriente por la resistencia R_Z y, por tanto, un aumento de la caída de tensión que esta produce en el circuito. De esta manera se consigue que el aumento de tensión de entrada quede compensado por dicha caída de tensión, manteniéndose la tensión en la carga (V_L) a un valor prácticamente constante.

En el caso de que la tensión de entrada disminuya, los procesos que se dan son similares; la corriente por el diodo

tiende a reducirse para mantener así una tensión constante entre sus terminales. Esto provoca una disminución en la corriente por la resistencia R_Z y, por tanto, una disminución de la caída de tensión en ella. El resultado es que la tensión en la carga no se reduce debido a esta disminución en la caída de tensión.

Para estudiar con más detalle cómo actúa este circuito, previamente vamos a eliminar la resistencia R_L que representa a la carga.

Cuando se conecta un diodo Zener (polarizado inversamente) en serie con una resistencia R_Z , se puede conseguir que la tensión que aparece en sus bornes, permanezca prácticamente constante (Figura 13.5).

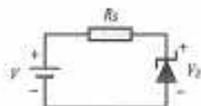


Figura 13.5. El Zener como regulador de tensión.

La resistencia R_Z cumple la función de limitadora de corriente. Para que el Zener comience a trabajar en la región de ruptura, hay que aplicar una tensión de fuente V superior a la de ruptura V_Z .

La corriente que se establece en el circuito de la Figura 13.5 se calcula de la siguiente forma:

$$I_Z = \frac{V - V_Z}{R_Z}$$

Igual que se hacía para el diodo de unión, aquí también se puede trazar una línea de carga en la correspondiente curva característica de polarización que nos defina el punto de trabajo del diodo Zener para una determinada resistencia R_Z y una tensión de fuente.

Así, por ejemplo, vamos a determinar el punto de funcionamiento del diodo Zener BZX85-C3V9 cuando la tensión de la fuente es de 7 V y la resistencia limitadora de 50 Ω (Figura 13.6).

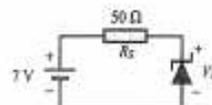


Figura 13.6.

Actividad resuelta 13.2

En la Figura 13.7, se ha dibujado la curva característica en polarización inversa del Zener en un cuadrante diferente al que le corresponde en realidad. Esto es debido a que en algunas hojas de especificaciones técnicas aparece de esta forma, ya que así es más fácil leer los datos.

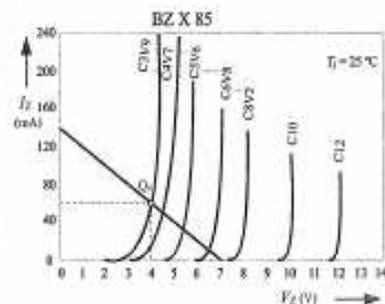


Figura 13.7. Recta de carga del Zener.

Para determinar el punto de trabajo Q_1 , es necesario dibujar previamente la recta de carga, para lo cual habrá que calcular los puntos de intersección de dicha recta con los ejes X e Y.

Para $V_Z = 0$:

$$I_Z = \frac{V - V_Z}{R_Z} = \frac{7 - 0}{50} = 0,14 \text{ A} = 140 \text{ mA}$$

Para $I_Z = 0$:

$$0 = \frac{7 - V_Z}{50} \Rightarrow V_Z = 7 \text{ V}$$

Llevando estos valores a la curva, obtenemos la recta de carga y, en la intersección, el punto de trabajo Q_1 . Este punto nos indica que el diodo Zener trabaja con una $I_Z = 60 \text{ mA}$ y $V_Z = 4 \text{ V}$, tal como se puede deducir en la Figura 13.7.

Para entender cómo trabaja el Zener en el proceso de estabilización de la tensión, vamos a suponer que, por cualquier causa, la tensión de la fuente se desestabiliza y se eleva de 7 a 9 V. Para encontrar el nuevo punto de trabajo del Zener, hay que determinar, previamente, la nueva recta de carga.

Para $V_Z = 0$:

$$I_Z = \frac{V - V_Z}{R_Z} = \frac{9 - 0}{50} = 0,180 \text{ A} = 180 \text{ mA}$$

Para $I_Z = 0$:

$$0 = \frac{9 - V_Z}{50} \Rightarrow V_Z = 9 \text{ V}$$

En la Figura 13.8 se muestra la nueva línea de carga.

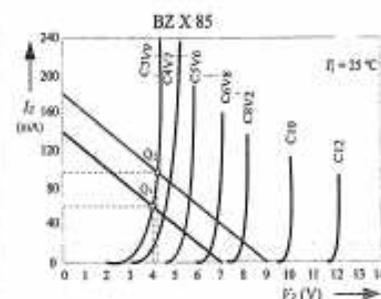


Figura 13.8. Nueva línea de carga del Zener.

El punto Q_2 viene determinado por los valores:

$$I_Z = 98 \text{ mA}$$

$$V_Z = 4,2 \text{ V}$$

Se puede apreciar claramente cómo se realiza el proceso de estabilización de la tensión y cómo esta se mantiene prácticamente constante gracias a la variación de la corriente provocada por el Zener (la tensión en el diodo Zener solo se incrementa de 4 a 4,2 V a pesar de que la tensión de la fuente aumenta de 7 a 9 V; por supuesto, esto se consigue a costa del aumento experimentado de 60 a 98 mA en la corriente por el Zener).

La pequeña variación que se produce en la tensión Zener es debida a que la curva característica está ligeramente inclinada o, lo que es lo mismo, que la resistencia Zener R_Z ejerce su influencia.

Habrás podido observar que, para conseguir una mayor estabilidad de la tensión, conviene trabajar en las zonas menos pendientes de la curva característica, evitando siempre el codo de la misma.

La pequeña variación de tensión ΔV_Z que produce un diodo Zener se puede calcular multiplicando la varia-

ción de corriente ocasionada ΔI_Z por la resistencia del Zener R_Z :

$$\Delta V_Z = \Delta I_Z \cdot R_Z$$

13.1.3. El diodo Zener ideal

Debido a que R_Z es de muy pequeño valor y a que, por este hecho, las variaciones de tensión de Zener V_Z , al variar I_Z , son muy pequeñas, se puede suponer, sin equivocarse mucho, que la tensión V_Z permanece siempre constante. Por supuesto, esto se cumplirá siempre que el Zener trabaje con tensiones y corrientes de polarización inversa que estén en torno a los valores nominales.

Actividad resuelta 13.3

El regulador, mostrado en la Figura 13.9, consta de un diodo Zener BZX85-C33, que según las hojas de especificaciones técnicas posee una tensión Zener V_Z de 33 V y una corriente máxima admisible de 33 mA. En el caso de que la tensión de entrada al regulador varíe de 45 a 55 V, ¿trabajarán el diodo Zener por debajo de su corriente máxima admisible cuando la resistencia de polarización sea 1.000 Ω ?

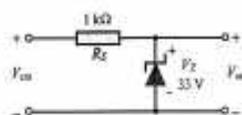


Figura 13.9.

Solución: Utilizando la aproximación del diodo ideal, tenemos que V_Z va a permanecer con un valor constante de 33 V.

La corriente mínima por el Zener se dará para la tensión de entrada más baja de 45 V.

$$I_{Z(\text{mín})} = \frac{V - V_Z}{R_Z} = \frac{45 - 33}{1.000} = 0,012 \text{ A} = 12 \text{ mA}$$

Y la corriente máxima para la tensión de entrada más elevada de 55 V:

$$I_{Z(\text{máx})} = \frac{55 - 33}{1.000} = 0,022 \text{ A} = 22 \text{ mA}$$

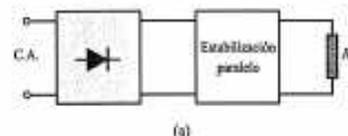
Se puede comprobar que los márgenes de corriente en los que trabaja el Zener son menores a la corriente máxima admisible de 33 mA.

13.2. Fuentes de alimentación estabilizadas en serie y paralelo

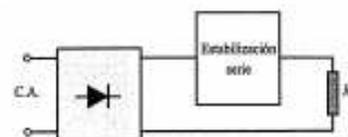
La necesidad de las fuentes de alimentación estabilizadas se debe a que la tensión de salida de una fuente de alimentación sufre variaciones, que pueden afectar al buen funcionamiento del receptor al que alimentan. Estas variaciones pueden ser causadas por dos factores:

- Variaciones en la tensión de la red de C.A. que producen, a su vez, variaciones del mismo carácter en la tensión de salida.
- Debido a que la fuente de alimentación posee una determinada resistencia interna, la corriente de carga produce una caída de tensión en ella, con lo que se producen variaciones en la tensión de salida al variar la demanda de energía de la carga.

La función que poseen los circuitos estabilizadores es la de mantener constante la tensión de salida de la fuente de alimentación, aunque varíe la corriente de carga o la tensión de la red. Para conseguirlo y en función de cómo se conecten entre la fuente y la carga, existen dos tipos de circuitos estabilizadores (también llamados reguladores): los estabilizadores en paralelo [Figura 13.10(a)] y los estabilizadores en serie [Figura 13.10(b)].



(a)



(b)

Figura 13.10. (a) Estabilizador en paralelo. (b) Estabilizador en serie.

13.2.1. Estabilizadores en paralelo

Un ejemplo de estabilizadores en paralelo es el que hemos realizado con el diodo Zener como regulador de tensión. En la Figura 13.11, se observa un circuito de este tipo. El diodo Zener, conectado en paralelo con la carga, consigue mantener la tensión Zener (V_Z) en dicha carga a costa de desviar parte de la corriente por sí mismo cuando la tensión se eleva por encima de V_Z .

Este tipo de regulador es muy poco utilizado, ya que se necesitan diodos Zener capaces de soportar grandes corrientes; además, la impedancia de salida que se obtiene con este tipo de regulador es algo elevada.

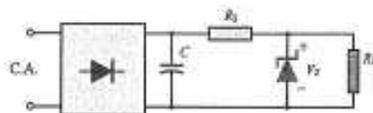


Figura 13.11. Estabilizador en paralelo con Zener.

13.2.2. Estabilizadores en serie

En los estabilizadores en serie el circuito de estabilización se coloca en serie con la carga. Este circuito variará su resistencia interna en función de la tensión que se presente en la carga, de tal forma que, si la tensión tiende a reducirse, dicha resistencia interna disminuye con el fin de que la caída de tensión que en ella se produce disminuya, compensando la reducción inicial; al contrario, si la tensión en la carga tiende a elevarse, se produce un aumento de resistencia interna del estabilizador, y con ella un aumento de la caída de tensión en la misma que da como resultado una compensación del aumento inicial.

Actividad resuelta 13.4

El rectificador de una fuente de alimentación proporciona una tensión de 16 V a una carga con un consumo de 100 mA. Determina la resistencia que deberá poseer el estabilizador en serie para conseguir una tensión estable de 12 V en la carga (Figura 13.12).

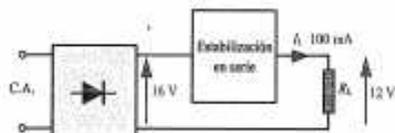


Figura 13.12.

Solución: En cualquier caso, se cumplirá siempre que la tensión en la carga sea igual a la proporcionada por el rectificador menos la caída de tensión que se produce en la resistencia interna del estabilizador:

$$V_L = V - r_i \cdot I_L$$

En este caso la resistencia interna del estabilizador debe absorber 4 V para mantener la tensión en la carga a 12 V ($12 \text{ V} = 16 \text{ V} - 4 \text{ V}$). Luego la resistencia interna se calcula aplicando la ley de Ohm:

$$r_i = \frac{4 \text{ V}}{0,1 \text{ A}} = 40 \Omega$$

¿Qué valor deberá tomar la resistencia interna del estabilizador, si la carga aumenta su demanda de corriente hasta 150 mA?

Solución: Como es lógico, para que se mantenga la tensión en la carga, la caída de tensión producida en el estabilizador debe mantenerse en los 4 V. Para que esto ocurra, la resistencia interna del estabilizador deberá disminuir hasta:

$$r_i = \frac{4 \text{ V}}{0,15 \text{ A}} = 26,7 \Omega$$

Para conseguir un regulador en serie necesitaremos, por un lado, de un elemento que pueda modificar su resistencia interna (dispositivo de control) y de un elemento sensible a los cambios de tensión (tensión de referencia), tal como se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 13.13.

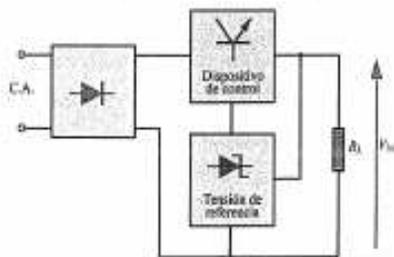


Figura 13.13. Diagrama de bloques de un estabilizador en serie.

Uno de los componentes que puede modificar su resistencia interna es el transistor. Mediante un elemento detector de los cambios de tensión, como un diodo Zener y un transistor, es posible construir un modelo sencillo de regulador en serie como el que se muestra en la Figura 13.14.

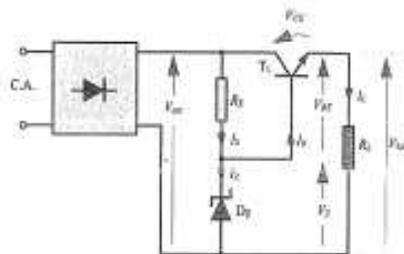


Figura 13.14. Regulador en serie simple.

El transistor T_1 está dispuesto en configuración colector común, lo que nos indica que es un seguidor de emisor. Según se puede apreciar en la Figura 13.14, la tensión de entrada del transistor, que se corresponde con la tensión del Zener, se aplica directamente a la base del transistor y la tensión de salida aparece en el emisor. La tensión de salida de este estabilizador es siempre algo inferior a la de entrada del Zener, tal como se deduce de la siguiente relación:

$$V_{sal} = V_Z - V_{BE}$$

De esta forma, si la tensión de entrada aplicada al estabilizador se modifica, la tensión Zener permanece constante, manteniéndose también constante la tensión de salida en la carga.

Hay que tener en cuenta que la tensión base-emisor del transistor es: $V_{BE} = V_i - V_{sal}$, por lo que si, por ejemplo, la tensión de salida tiende a disminuir por un aumento de la corriente en la carga, como la tensión V_Z de referencia se mantiene al mismo valor, la tensión base-emisor tiende a aumentar, lo que provoca un aumento en la conducción del transistor y, por tanto, una disminución de la caída de tensión entre colector y emisor que compensa la disminución inicial de V_{sal} .

El efecto de estabilización de la tensión se consigue gracias a la variación que se produce en la resistencia colector-emisor del transistor. Observa que dicha resistencia se encuentra en serie con la carga y que produce una caída de tensión V_{CE} que se resta a la tensión de entrada del estabilizador:

$$V_{sal} = V_{in} - V_{CE}$$

El diodo Zener está conectado en serie con la resistencia R_L . El valor óhmico de esta resistencia debe ser el adecuado para que el Zener trabaje siempre en la zona de ruptura dentro de unos límites de tensión preestablecidos.

Para entender mejor cómo funciona este circuito de estabilización en serie, supongamos que la tensión de entrada V_{in} tiende a aumentar. En este caso, el diodo Zener tenderá a mantener la tensión V_Z a costa de producir un aumento de la corriente I_Z que fluye por sí mismo. Este aumento de I_Z se traduce en un aumento de corriente por la resistencia limitadora R_L y, por consiguiente, en un aumento de la caída de tensión entre sus terminales. Como esta resistencia está conectada entre los terminales de colector y base, al aumentar dicha caída de tensión se produce un aumento de la polarización negativa colector-base, que trae como consecuencia un aumento de la resistencia colector-emisor. En definitiva, la tensión V_{CE} se hace mayor y el aumento de tensión de entrada inicial queda compensado, manteniéndose estable la tensión de salida.

Otro de los fenómenos de inestabilidad que se puede dar en la fuente de alimentación es que la carga sea variable. Supongamos que la corriente de carga I_C tiende a aumentar por una disminución de R_C . Como la corriente de emisor I_E es la misma que la de la carga, también aumenta, provocando una elevación de la caída de tensión V_{CE} entre colector y emisor, que trae consigo una disminución de la tensión de salida V_{sal} . A la vez que se produce el aumento de la corriente de emisor, la intensidad de base también tiende a aumentar ($I_B = I_E/\beta$), provocando una elevación de la tensión de polarización V_{BE} . Esto hace que la resistencia de colector-emisor se reduzca y con ella la caída de tensión V_{CE} , manteniéndose constante la tensión de salida en la carga.

Actividad resuelta 13.5

El puente rectificador de una fuente de alimentación proporciona una tensión continua de 14 V al estabilizador en serie de la Figura 13.15. Para conseguir una tensión estable en la salida, se conecta un diodo Zener de 8,2 V con una resistencia limitadora de 100 Ω . Si el transistor posee una ganancia $\beta = 80$, determina la tensión y corriente para una carga de 75 Ω , la corriente

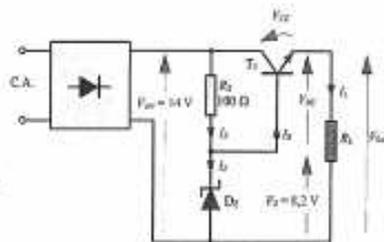


Figura 13.15.

por el Zener, así como la potencia que disipa el transistor.

Solución: La tensión en la carga será igual a:

$$V_{sal} = V_z - V_{BE} = 8,2 - 0,7 = 7,5 \text{ V}$$

La corriente por la carga la calculamos con la ley de Ohm:

$$I_L = \frac{V_{sal}}{R_L} = \frac{7,5}{75} = 0,1 \text{ A} = 100 \text{ mA}$$

La corriente por el Zener la calculamos aplicando la 1.ª ley de Kirchhoff:

$$I_z = I_s - I_L$$

La corriente por la resistencia limitadora es igual a:

$$I_r = \frac{V_{em} - V_z}{R_r} = \frac{14 - 8,2}{100} = 0,058 \text{ A} = 58 \text{ mA}$$

La corriente por la base la determinamos a partir de la ganancia del transistor:

$$\text{Como } I_E = I_L, \quad I_B = \frac{I_E}{\beta} = \frac{100}{80} = 1,25 \text{ mA}$$

$$I_r = 58 - 1,25 = 56,75 \text{ mA}$$

La potencia de disipación del transistor será igual a:

$$P = V_{CE} \cdot I_C = (V_{em} - V_{sal}) \cdot I_L = (14 - 7,5) \cdot 0,1 = 0,65 \text{ W}$$

13.2.3. Estabilizador en serie con realimentación

Este tipo de estabilizador mejora las características del estudiado con anterioridad, al añadir un dispositivo de comparación (comparador). Este dispositivo compara la tensión de salida con la de referencia del Zener, dando como resultado una tensión diferencial de realimentación que activa el dispositivo de control, y que consigue mantener la tensión de salida a un valor estable.

En el circuito de estabilización de la Figura 13.16, se ha empleado un amplificador operacional como elemento comparador. La tensión de realimentación se aplica a la entrada inversora y la de referencia del Zener a la no-inversora. En la salida del amplificador operacional se obtiene una tensión diferencial que activa al transistor de control.

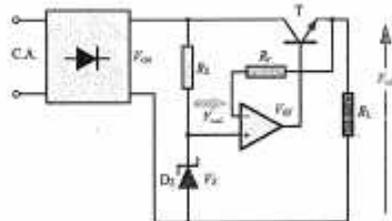


Figura 13.16. Estabilizador serie con AO.

13.3. Fuentes de alimentación con reguladores de tensión integrados

Debido al gran avance de las nuevas tecnologías en la integración de circuitos, hoy en día se fabrican una gran variedad de reguladores de tensión en forma de circuito integrado de tan solo tres terminales. Estos circuitos, que permiten integrar una gran cantidad de componentes discretos en una única cápsula (C.I.), hacen más fácil el trabajo del proyectista y abaratan considerablemente el producto final.

En la Figura 13.17 se muestra el circuito de una fuente de alimentación estabilizada mediante un regulador integrado.

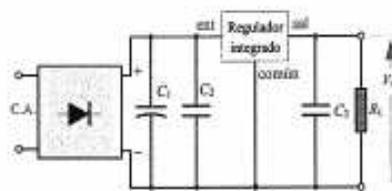


Figura 13.17. Fuente de alimentación con regulador integrado.

El regulador integrado consta de tres terminales: uno se corresponde con el de entrada de la tensión sin estabilizar y otro con el de salida de tensión estabilizada. El tercero se corresponde con el terminal común a la entrada y salida que, por lo general, se conecta a masa.

A modo de ejemplo, en la Figura 13.18 se muestra el aspecto del regulador integrado LM7805 y la disposición de sus terminales.

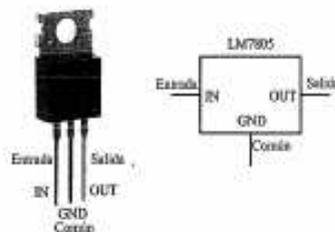


Figura 13.18. Regulador de tensión integrado LM7805.

Esta fuente de alimentación es muy sencilla, ya que, aparte de los componentes habituales (transformador, diodos rectificadores y condensador C_1 de alta capacidad, que hace las funciones de filtro), se compone del C.I. del regulador al que se le añaden un condensador C_2 de baja capacidad a la entrada del regulador y otro C_3 a la salida. Estos condensadores poseen la función de proporcionar una tensión a la entrada y salida del regulador más estable para ruidos de alta frecuencia.

Los reguladores de tensión integrados ofrecen muy buenas características para las diferentes aplicaciones. Seguidamente, indicamos una clasificación de las características más relevantes de estos según su aplicación:

- Según su polaridad:
 - Salida positiva (negativo a masa).
 - Salida negativa (positivo a masa).
- Según la corriente que pueden controlar:
 - De potencia.
 - De señal.
- Según la amplitud de la tensión de salida:
 - Tensión de salida fija.
 - Tensión de salida ajustable.
- Según sus protecciones:
 - Con limitación de corriente.
 - Sin limitación de corriente.
 - Con limitación ajustable de corriente.

En las hojas de especificaciones técnicas que proporcionan los fabricantes de reguladores integrados (Data Book) se pueden encontrar las características más significativas de estos, como son:

- Corriente máxima de salida.
- Tensión de regulación.
- Protecciones internas (al cortocircuito, sobrecargas, sobrecalentamientos, etc.).
- Tipo de encapsulado.

- Temperaturas de trabajo, temperatura máxima de la unión.
- Tensión de entrada máxima y mínima.
- Tensión de salida máxima, nominal y mínima.
- Tensión de rizado en la salida.

En el mercado existen una gran variedad de reguladores de tensión integrados. Seguidamente, vamos a estudiar, a modo de ejemplo, las características de alguno de los reguladores más representativos.

13.3.1. La serie de reguladores 7800

Dentro de esta serie, existe una variedad que proporciona tensiones fijas desde 5 hasta 24 V, tal como se muestra en la Tabla 13.1.

Tabla 13.1. Tensiones del regulador 7800.

Modelo	Tensión de salida (V)	Corriente máxima (mA)	Potencia máxima (W)
7805	+5 V	7	25
7806	+6 V	8	25
7808	+8 V	10,5	25
7805	+8,5 V	10,5	25
7812	+12 V	14,5	30
7815	+15 V	17,5	30
7818	+18 V	21	33
7824	+24 V	27	38

- Corriente de salida máxima: 1,5 A.
- Potencia máxima de disipación: 15 W.
- Temperaturas de trabajo: 0°C-150°C.
- Polaridad positiva (negativo a masa).
- Limitación de corriente de cortocircuito.
- Protección contra sobrecarga térmica.

Se fabrican en dos tipos de encapsulado:

- En metal, con la cápsula tipo TO-3 [Figura 13.19(b)].
- En plástico, con la cápsula tipo TO-220AB [Figura 13.19(a)].

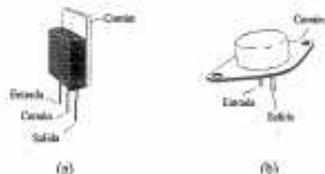


Figura 13.19. Encapsulados de reguladores integrados. (a) TO-220AB. (b) TO-3.

Electrical Characteristics LM7805						
Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Output Voltage	V _O	T _J = +25°C	4.8	5.0	5.2	V
		5.0mA ≤ I _O ≤ 1.0A, P _Q ≤ 15W V _I = 7V to 25V	4.75	5.0	5.25	
Line Regulation	Reg _{lin}	T _J = +25°C	-	4.0	100	mV
		V _O = 7V to 25V V _I = 8V to 12V	-	1.6	50	
Load Regulation	Reg _{load}	T _J = +25°C	-	9	100	mV
		I _O = 5.0mA to 1.5A I _O < 250mA to 750mA	-	4	50	
Quiescent Current	I _Q	T _J = +25°C	-	5.0	8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI _Q	I _O = 5mA to 1.0A	-	0.03	0.5	mA
		V _I = 7V to 25V	-	0.3	1.3	
Output Voltage Drift	ΔV _O /ΔT	I _O = 5mA	-	-0.8	-	mV/°C
Short Circuit Current	I _{SC}	V _I = 35V, T _A = +25°C	-	230	-	mA
Peak Current	I _{PK}	T _J = +25°C	-	2.2	-	A

Figura 13.20. Hoja de características del regulador integrado LM7805.

Con el encapsulado metálico se consigue mayor potencia de trabajo que con el de plástico, con lo que se pueden aumentar considerablemente estas potencias incorporando aletas de refrigeración.

La serie de reguladores de tensión 7900 posee polaridad negativa y las mismas características eléctricas que la serie 7800.

A modo de ejemplo, en la Figura 13.20 se muestra un recorte de la hoja de características del regulador integrado LM7805 con la interpretación de las especificaciones más relevantes.

13.3.2. Reguladores integrados con tensión ajustable

Mediante un regulador integrado es posible obtener en la salida una tensión ajustable a la salida. Para ello, se incluye entre los terminales de salida y común del regulador una resistencia fija R_1 y un potenciómetro R_2 , tal como se muestra en el circuito de la Figura 13.21.

Con este sistema, es posible ajustar el valor de la tensión de salida por encima de la tensión nominal del regulador. Estudiaremos detenidamente cómo se consigue esto.

En el circuito de la Figura 13.21 se ha tomado el regulador integrado LM7805, lo que implica que su tensión nominal de regulación es $V_a = 5$ V. Se trata de averiguar cuál será

la tensión máxima que se puede obtener en la salida al ajustar el potenciómetro R_2 a su valor máximo.

El terminal común del regulador no se ha conectado a masa, sino a la resistencia R_1 . Por otro lado, la tensión nominal del regulador V_a aparecerá de forma casi invariable entre el terminal común y el de salida, por lo que esta tensión queda aplicada entre los extremos de la resistencia R_1 . Todos los reguladores integrados derivan por su terminal común una pequeña corriente, conocida por el nombre de corriente de reposo I_Q . Esta corriente suele ser muy pequeña (casi nunca supera los 8 mA) y permanece prácticamente constante para las diferentes condiciones de trabajo. Así, tenemos que la tensión de salida del regulador será igual a la suma de la tensión en R_1 y R_2 :

$$V_{out} = V_a + R_2 I_{R2}$$

Como $I_{R2} = I_Q + I_{R1} = I_Q + \frac{V_a}{R_1}$, tenemos que:

$$V_{out} = V_a + R_2 \left(I_Q + \frac{V_a}{R_1} \right)$$

Donde queda clara la dependencia que posee la tensión de salida con las resistencias R_1 y R_2 .

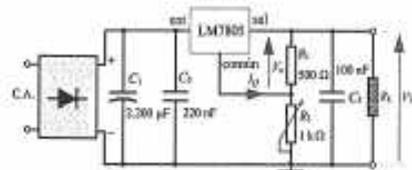


Figura 13.21. Fuente de alimentación con regulador de tensión ajustable.

Actividad resuelta 13.6

En nuestro ejemplo de la Figura 13.21, tomando 8 mA como corriente de reposo, obtendremos una tensión máxima igual a:

$$V_{out} = 5 + 1.000 \left(0,008 + \frac{5}{500} \right) = 23 \text{ V}$$

Actividad propuesta 13.1

¿A qué valor habrá que ajustar el potenciómetro R_2 para conseguir una tensión de salida de 10 V?

Resultado: 278 Ω

A pesar de que se puede construir una fuente de alimentación con tensión regulable con cualquier regulador integrado, existen en el mercado reguladores de tensión integrados específicos para realizar esta tarea de una forma más adecuada y que sean capaces de cubrir un mayor rango de regulación de tensión, como por ejemplo el LM317T. Este regulador posee una tensión nominal de tan solo 1,25 V. De esta forma puede entregar a la salida una tensión ajustable entre 1,25 V y 37 V.

La corriente máxima que puede proporcionar es de 1,5 A y es necesario el uso de un disipador de calor para evitar el exceso de temperatura. Incluye protección por sobrecarga de corriente y exceso de temperatura. En la Figura 13.22 se muestra el aspecto del regulador integrado LM317T y la disposición de sus terminales.

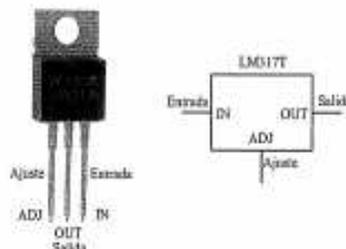


Figura 13.22. Regulador integrado de tensión ajustable LM317T.

Para el cálculo de la tensión a la salida de este regulador se aplican los mismos conceptos ya estudiados, con la diferencia de que el LM317T posee una corriente de reposo de 100 μA.

Actividad resuelta 13.7

En la Figura 13.23 se muestra el circuito típico de una fuente de alimentación con el regulador LM317T. Calcula la máxima tensión de salida.

$$V_{out} = 1,25 + 5,000 \left(0,0001 + \frac{1,25}{240} \right) = 32,29 \text{ V}$$

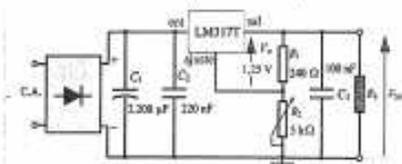


Figura 13.23.

*** Consulta en el MATERIAL WEB que se ha preparado para este texto, las hojas de características de la serie de reguladores LM7800 y LM7900.

13.3.3. Fuente de corriente con regulador integrado

Conectando una resistencia R_L en serie con la carga y conectando el terminal común del regulador integrado entre esta resistencia y la carga, se puede conseguir que la corriente que entregue el regulador a la carga sea fija, independientemente del valor óhmico que tome la resistencia de carga R_C . En la Figura 13.24, se muestra el circuito de este tipo.

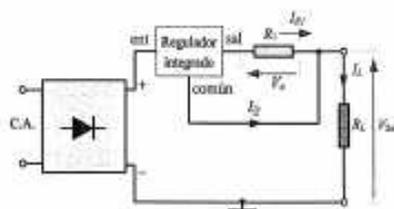


Figura 13.24. Fuente de corriente con regulador integrado.

En este circuito, se cumple que la intensidad I_L por la carga es igual a la suma de la corriente de reposo I_Q más la que fluye por la resistencia limitadora R_1 . Como la tensión de regulación queda aplicada en dicha resistencia, se cumple que:

$$I_L = I_Q + I_{R1} = I_Q + \frac{V_o}{R_1}$$

Actividad resuelta 13.8

Así, por ejemplo, si en el regulador LM7815 conectamos una resistencia limitadora de 20 Ω , la corriente quedará fijada para un valor aproximado de:

$$I_L = 0,008 + \frac{15}{20} = 0,758 \text{ A} = 758 \text{ mA}$$

Este valor se mantendrá fijo para diferentes valores óhmicos de carga.

Actividad propuesta 13.2

¿De qué potencia deberá ser como mínimo la resistencia limitadora en este caso? ¿Qué tensión aparecerá en una carga de 30 Ω ?

Resultado: 11,25 W; 22,74 V

Aparte de los reguladores integrados 78XX y 79XX existe una gran variedad de los mismos, como, por ejemplo, para tensiones fijas con tres terminales: LM109, LM209, LM309, LM123, LM223, LM323; para tensiones ajustables con tres terminales: LM117, LM217, LM317, LM137, LM237, LM337, LM138, LM238, LM338; reguladores con más de tres terminales: L200, LM105, LM205, LM305, TEA5110, A723, TEA7028, TEA7034 y otros muchos más, que hacen posible el diseño de fuentes de alimentación adecuadas a las necesidades del proyectista.

13.4. Fuentes de alimentación conmutadas

Dado el gran avance de la integración de circuitos, hoy en día se incorporan a la mayoría de los equipos de consumo del sector electrónico las fuentes de alimentación conmutadas. En un principio, este tipo de alimentación es mucho más compleja y cara, pero posee un rendimiento mucho mayor que las fuentes de alimentación convencionales (las fuentes de alimentación conmutadas consiguen hasta un rendimiento del 80 % frente al 40 o 50 % de las convencionales).

En las fuentes de alimentación convencionales, tanto los transistores de control como los reguladores de tensión integrados que se conectan en serie con la carga, consiguen controlar la tensión a un valor estable a costa de producir una caída de tensión entre los terminales de entrada y salida. De esta forma, estos elementos tienen que disipar una potencia igual a dicha caída de tensión por la intensidad máxima que fluye hacia la carga. Esta potencia se considera una pérdida y se transforma íntegramente en calor, por lo que el rendimiento que se consigue es bajo, aparte del inconveniente añadido de tener que deshacerse del calor generado con voluminosas aletas de refrigeración o, incluso, ventiladores.

Las fuentes de alimentación conmutadas utilizan otro método de trabajo, ya que hacen trabajar al transistor de control, que queda en serie con la carga, en forma de conmutación. Esto significa que dicho transistor va a trabajar únicamente en dos estados: en corte o en saturación (como un interruptor abierto o como un interruptor cerrado). De esta forma, se consigue que la disipación de potencia en el transistor de control en cualquiera de los dos estados sea mínima (en corte, la corriente es prácticamente nula, mientras que la resistencia colector-emisor es elevada; en saturación, la corriente es elevada pero la resistencia colector-emisor es muy pequeña), lo que puede aumentar la corriente que controla dicho transistor respecto al utilizado en una fuente de alimentación convencional.

En la Figura 13.25 se muestra en un diagrama de bloques las partes fundamentales de que consta una fuente de alimentación conmutada.

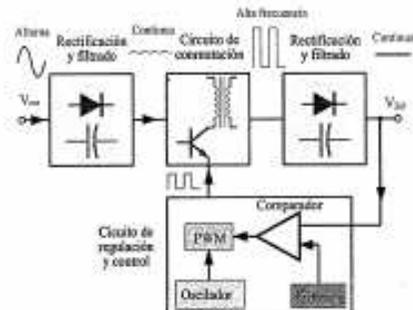


Figura 13.25. Diagrama de bloques de una fuente de alimentación conmutada.

En un primer paso, al igual que se hace en una fuente de alimentación convencional, aparece el circuito de rectificación y filtrado. Posteriormente, se dispone del circuito de conmutación, al que se le añade un transformador con núcleo de ferrita. A la salida de dicho circuito de conmutación se le conecta una nueva etapa de rectificación y filtrado. El circuito de control y regulación toma parte de la tensión de salida y la realimenta al circuito de conmutación.

El funcionamiento simplificado de este sistema viene a ser de la siguiente forma: una vez rectificadas y filtradas la tensión de entrada de C.A., el transistor de control conmuta (todo o nada) esta tensión continua a una frecuencia entre 20 y 50 kHz, con lo que se obtiene una tensión alterna de tipo triangular en su salida. Para conseguir la tensión estable deseada en la salida, el circuito de regulación gobierna al transistor de control, modificando la frecuencia de conmutación o variando el tiempo de conducción de dicho transistor. El transformador de ferrita, que se incluye en el circuito de conmutación, proporciona la tensión de salida adecuada y realiza funciones de separación con la red. Por último, se rectifica y filtra la onda cuadrada proveniente del circuito de conmutación, obteniendo al final una tensión continua estable del valor deseado.

Para cualquier desestabilización de la tensión de salida, el circuito de control y regulación ajusta automáticamente el funcionamiento del circuito de conmutación hasta conseguir el valor prefijado.

Uno de los problemas que suelen presentar las fuentes conmutadas son las radiaciones electromagnéticas que genera la onda rectangular de alta frecuencia del circuito de conmutación. Estas radiaciones pueden interferir en el funcio-

namiento de otras partes importantes del equipo al que se le suministra energía o provocar molestos ruidos parásitos en equipos de recepción de radio o televisión. Para evitar estos inconvenientes se añade a la entrada de la fuente de alimentación un filtro; además se apuntalan aquellos circuitos o componentes causantes de la radiación.

Las fuentes conmutadas se están imponiendo en el mercado gracias a la utilización de reguladores de conmutación integrados, que incluyen, entre otros componentes, osciladores, amplificadores operacionales, comparadores y circuitos digitales.

Un ejemplo de estos circuitos integrados es el TEA2018A (Figura 13.26) que en combinación con un transistor exterior de control puede proporcionar potencias superiores a los 90 W. Se aplica fundamentalmente en equipos de televisión, amplificadores Hi-Fi, generadores de funciones, videojuegos, ordenadores, etc.

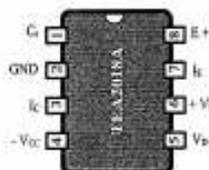


Figura 13.26. Circuito integrado TEA2018A para fuentes de alimentación conmutadas.

En la Figura 13.27 se muestra el aspecto de una fuente conmutada comercial.



Figura 13.27. Fuente de alimentación conmutada.

Una de las particularidades de estas fuentes es que se consigue reducir de forma considerable el tamaño del transfor-

moder. El ingenio consiste en hacer funcionar al transformador a una frecuencia elevada, por encima de la audible (para evitar ruidos molestos) entre 100 y 500 kHz. Cuando se aumenta la frecuencia de trabajo de un transformador, el nivel de inducción entre el primario y el secundario se hace mucho mayor, por lo que se necesita mucho menos flujo magnético para la transferencia de energía entre ambos bobinados. De esta forma se puede reducir el tamaño del núcleo magnético y el del número de espiras de los bobinados.

El inconveniente que se presenta, al trabajar el transformador a una frecuencia tan elevada, es que se produce un aumento exagerado en las pérdidas por corrientes inducidas (corrientes parásitas) en el núcleo magnético, que hacen inviable su funcionamiento para núcleos conductores

de la electricidad, como el hierro. La solución ha este problema es emplear núcleos que no sean conductores, como lo son los de ferrita.



Figura 13.20. Transformador con núcleo de ferrita.

Actividad propuesta 13.3

Entra en Internet y busca fabricantes de fuentes de alimentación conmutadas, consigue catálogos de las mismas y realiza una clasificación de las mismas según sus características técnicas y prestaciones.

A modo de ejemplo, en la Figura 13.29 se muestra el extracto de un catálogo comercial de fuentes conmutadas.

G3 Series	<p>Wattage 15W-150W</p> <ul style="list-style-type: none"> • Miniature size, non-IPC • High reliability, 5G vibration, 70°C operation • 300VAC input surge, all using 105°C capacitors • Suitable for critical applications • 2 outputs are isolated for RFD series <p>Features</p> <p>Single RS-15 / RS-25 / RS-35 / RS-50 / RS-75 / RS-100 / RS-130</p> <p>Dual RD-35 / RD-50 / RD-65 / RD-85 / RD-125</p> <p>Model No. Data Link RD-50 / RD-65 / RD-85 / RD-125</p> <p>Triple RT-50 / RT-65 / RT-85 / RT-125</p> <p>Quad RQ-50 / RQ-65 / RQ-85 / RQ-125</p>
SE Series	<p>Wattage 200W-1500W</p> <ul style="list-style-type: none"> • Non-IPC, complete protection • Economical medium to high power models with safety certificate <p>Features</p> <p>Model No. Data Link SE-200 / SE-350 / SE-450 / SE-600 / SE-1000 / SE-1300</p>
RSP Series	<p>Wattage 320W-3000W</p> <ul style="list-style-type: none"> • Low profile with PFC function • With complete functions for 750W-3000W • Built-in parallel function for 1000W-3000W <p>Features</p> <p>Model No. Data Link RSP-320 / RSP-750 / RSP-1000 / RSP-1500 / RSP-2000 / RSP-2400 / RSP-3000</p>
SDR Series	<p>Wattage 120W-400W</p> <ul style="list-style-type: none"> • Slim design and high efficiency up to 94% • Built-in active PFC function • Assemble on Industrial rail TS35 / 7.5 or 15 • Built-in DC-DC relay contact • 150% peak load capability <p>Features</p> <p>Model No. Data Link SDR-120 / SDR-240 / SDR-480 / SDR-800</p>

Figura 13.29. Fuentes de alimentación conmutadas (cortesía MEAN WELL).

Prácticas de laboratorio

13.1. Verificación de un diodo Zener. Para comprobar si un diodo Zener está en buen estado es necesario someterlo al ensayo que se indica a continuación:

Toma un diodo Zener, por ejemplo uno de $V_Z = 12\text{ V}$, y mediante una fuente de alimentación de tensión ajustable (0 a 30 V, 0,5 A) y una resistencia limitadora de $2\text{ k}\Omega/1\text{ W}$, monta el circuito de la Figura 13.30.

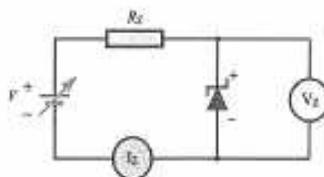


Figura 13.30. Verificación de un Zener.

Ahora, aumenta paulatinamente la tensión de la fuente y mediante el amperímetro y el voltímetro comprueba en cada momento las medidas de I_Z y V_Z . Para un Zener en buen estado, se debe mantener la tensión V_Z a un valor estable, en torno a los 12 V, siempre que en la fuente se suministre una tensión algo superior. Comprueba cómo aumenta la corriente por el diodo Zener cuando se aumenta la tensión de alimentación por encima de los 12 V nominales del Zener, teniendo en cuenta que nunca se deberá superar la $I_{Z\text{max}}$ recomendada por el fabricante.

13.2. Fuente de alimentación estabilizada con diodo Zener. En la Figura 13.31 se muestra el circuito correspondiente a una fuente de alimentación estabilizada. El puente rectificador y el filtro con condensador consiguen una tensión continua con una tensión de rizado determinada. El efecto combinado del diodo Zener y la resistencia de polarización consiguen reducir la tensión de rizado a valores muy pequeños y estabilizar la tensión en la carga, aunque esta se modifique.

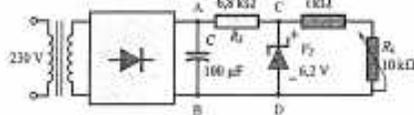


Figura 13.31.

El diodo Zener utilizado como regulador podría ser el BZX85-C8V2 o el BZY98-C8V2, es decir, un diodo que posea unos 6,2 V de tensión Zener. Para comprobar el efecto de estabilización cuando la carga se modifica, se ha utilizado un potenciómetro de 10 kΩ conectado a una resistencia fija de 1 kΩ.

a) Consigue el Zener, observa su aspecto e identifica sus terminales. Seguidamente, consulta en las especificaciones técnicas que facilita su fabricante y anota los valores característicos más relevantes del diodo seleccionado.

b) Monta el circuito de la Figura 13.30 en el entrenador didáctico y, antes de suministrar energía al primario del transformador, sitúa en su máxima resistencia al potenciómetro que simula a la carga variable.

c) Suministra energía al circuito y mediante un osciloscopio comprueba el aspecto de la tensión de salida en el puente rectificador (puntos A-B). Realiza la misma operación para la tensión de salida del regulador (puntos C-D) y compara los resultados obtenidos, poniendo especial atención en la disminución que el regulador produce en el rizado. Con un voltímetro de C.C. mide también las tensiones en dichos puntos.

d) Varía la carga mediante el potenciómetro, haciendo que su resistencia sea cada vez más pequeña. Repite las medidas del apartado (c) en cada una de las modificaciones de la carga y comprueba el efecto estabilizador del diodo Zener para cualquier régimen de carga.

13.3. Verificación de una fuente de alimentación. Comprueba a qué tipo pertenece la fuente de alimentación del laboratorio de electrónica y observa si existe en su circuito algún regulador de tensión integrado. Si es así, identifícalo y con la ayuda de un Data Book, obtén las características más significativas del mismo.

Seguidamente, conecta una carga a la salida de la fuente de alimentación y observa con un osciloscopio la calidad de la corriente continua en las diferentes etapas de la fuente de alimentación: después de los rectificadores, después del filtrado y después del regulador integrado.

A continuación, conecta a la salida un reóstato (resistencia variable de potencia) (Figura 13.32) y modifica la corriente de carga suministrada por la fuente de alimentación, comprobando el grado de estabilidad de la tensión en la carga y calcula el porcentaje de regulación obtenido, así como su resistencia interna.

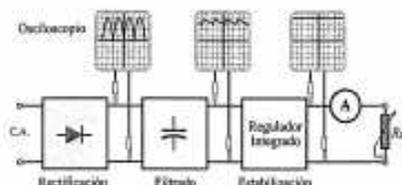


Figura 13.32. Verificación de una fuente de alimentación.

Por último, somete a la fuente de alimentación a corrientes de carga superiores a la nominal y comprueba cómo actúa el sistema de limitación de corriente.

13.4. Diseño de una fuente de alimentación regulada. Se trata de diseñar el circuito para una fuente de alimentación estabilizada mediante un regulador de tensión integrado de la serie 78XX.

Para dar mayor versatilidad a la fuente, se le podrá incorporar un potenciómetro con el fin de poder ajustar la tensión de salida dentro de unos valores determinados. De esta forma, el esquema del circuito podría ser el de la Figura 13.33.

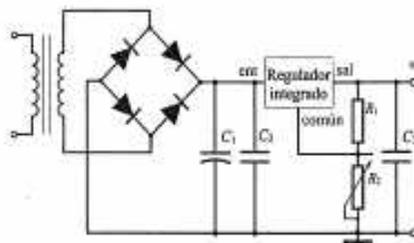


Figura 13.33.

El primer paso que habrá que dar será elegir la tensión y corriente nominal de salida. Con estos datos y con la ayuda de las especificaciones técnicas de los reguladores de tensión integrados, seleccionaremos el regulador que más se ajuste a nuestras necesidades.

Los valores del potenciómetro de ajuste R_2 y de la resistencia R_1 , del divisor de tensión se calcularán para obtener las tensiones de ajustes deseadas en la salida.

Para el filtro C_1 será necesario un condensador de 2.200 μF o superior. Los condensadores antiparásitos C_2 y C_3 podrán ser de 220 nF y 100 μF , respectivamente. Para la selección de los diodos de rectificación habrá que tener en cuenta la corriente nominal que van a suministrar, así como la tensión inversa que han de soportar. El transformador tendrá unas características tales que sea capaz de entregar la corriente nominal, así como la tensión requerida a la entrada del puente rectificador.

No olvidar que los reguladores de tensión integrados se calientan cuando realizan el proceso de estabilización. Por esta razón, es importante tener este factor en cuenta y fijar la cápsula del regulador a una aleta de refrigeración adecuada.

Para dar más calidad al diseño, se sugiere añadir las siguientes mejoras:

- Incluir un interruptor para cortar la alimentación del primario del transformador.
- Incluir un fusible de calibre adecuado a la salida del transformador, con el fin de proteger el rectificador y los filtros contra posibles cortocircuitos.
- Incluir un diodo LED, con su adecuada resistencia limitadora, a la salida del puente rectificador, con el fin de señalar el encendido de la fuente de alimentación.

Para el montaje de los componentes, será necesario el diseño de una placa de circuito impreso, donde se conectarán los mismos mediante soldadura.

Una vez encontrados los valores adecuados de los componentes necesarios para esta fuente de alimentación y diseñada la placa del circuito impreso, monta y conecta las diferentes partes del circuito y prepara la fuente para realizar las pruebas de verificación.

Verificación de la fuente de alimentación

Conecta una carga y un amperímetro a la salida de la fuente de alimentación y, mediante un osciloscopio, comprueba la calidad de la corriente continua en las diferentes etapas de la fuente de alimentación: después de los rectificadores y del filtro y después del regulador integrado.

Comprueba cómo la tensión de salida se modifica al actuar sobre el potenciómetro de ajuste.

A continuación, conecta a la salida un reóstato y modifica la corriente de carga suministrada por la fuente de alimentación, comprobando el grado de estabilidad de la tensión en la carga y calcula el porcentaje de regulación obtenido, así como su resistencia interna.

Por último, somete a la fuente de alimentación a corrientes de carga superiores a la nominal y comprueba cómo actúa el sistema de limitación de corriente.

En el caso de surgir algún inconveniente de funcionamiento o una posible avería del circuito, consulta el apartado dedicado a la reparación de fuentes de alimentación incluido en la Unidad 8.

13.5. Verificación del funcionamiento de una fuente conmutada. Consigue una fuente de alimentación conmutada y realiza las siguientes operaciones:

- Analiza sus partes y explica la función que cumplen en el circuito.
- Identifica los componentes más relevantes y busca en Internet sus hojas de características.
- Conecta la fuente a la alimentación eléctrica y comprueba con el polímetro y el osciloscopio las tensiones que aparecen en las diferentes etapas de rectificación.



Figura 13.34. Fuente de alimentación conmutada.

13.6. Fuente de alimentación simétrica. Se trata de construir una fuente de alimentación con salida simétrica de $\pm 15\text{ V}$ y 1 A con la ayuda de los reguladores integrados LM815 y LM915. Estos reguladores proporcionan a su salida 15 V estabilizados, debiendo proporcionar a su entrada una tensión 3 V superior como mínimo para que se pueda producir el proceso de regulación (Figura 13.35).

Aquí se puede observar cómo se ha utilizado el LM815 para la alimentación positiva y el LM915 para la negativa.

Monta el circuito en el entrenador didáctico y comprueba las diferentes magnitudes que se dan en él mediante el polímetro y el osciloscopio.

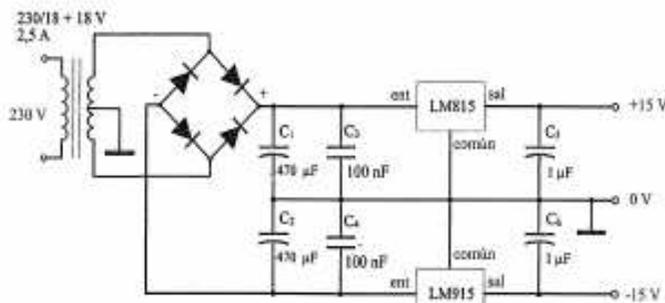


Figura 13.35. Fuente de alimentación simétrica de $\pm 15\text{ V}$.

Actividades de comprobación

- 13.1. El diodo Zener en un circuito de estabilización trabaja con polarización:
- Directa.
 - Inversa.
 - Por debajo de 0,7 V.
- 13.2. De los diodos Zener expuestos, ¿cuál sería más adecuado si aplicamos una tensión de entrada de 9 V en un circuito de estabilización en paralelo?
- BZX85-C8.
 - BZX85-C9.
 - BZX88-C16.
- 13.3. Los reguladores de tensión integrados:
- Solo son útiles en muy limitadas aplicaciones.
 - Encarecen las fuentes de alimentación.
 - Consiguen un buen efecto de estabilización en la tensión de salida y simplifican enormemente los circuitos.
- 13.4. ¿Cuál es la potencia que disipa un diodo Zener si que se le aplican 20 V y por el que circula una corriente de 30 mA?
- 13.5. Determina la variación de tensión que se provocará en un diodo Zener, si este posee una resistencia Zener de 7 Ω cuando la corriente fluctúa entre 15 y 40 mA.
- 13.6. Si el Zener del circuito de la Figura 13.36 posee una potencia nominal de 300 mW, determina el valor mínimo de R_p para que el diodo Zener no se destruya.

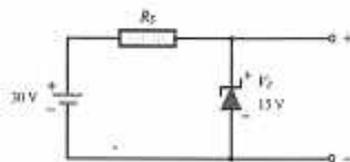


Figura 13.36.

- 13.7. ¿Cuál será la potencia a la que trabajará el diodo Zener del circuito de la Figura 13.36, si incluimos ahora en el circuito una resistencia de polarización R_p de 1 k Ω ?

- 13.8. Dibuja el circuito de una fuente de alimentación con un estabilizador en serie simple a base de un transistor de control y un diodo Zener. Si la tensión de salida del puente rectificador es de 22 V y se utiliza un transistor de potencia con una ganancia de 100, determina las características del diodo Zener, para una resistencia limitadora de 1,2 k Ω para obtener una tensión estable de 11,4 V en la salida y una corriente de 200 mA. Calcula también la potencia que disipa el transistor de potencia.
- 13.9. En el regulador de tensión integrado de la Figura 13.37 la corriente de reposo I_Q es de 6 mA. ¿De qué valor tendrá que ser el potenciómetro R_p para conseguir ajustar la tensión a un valor máximo de 16 V? ¿Qué tensión se conseguiría con un potenciómetro de 1 k Ω ? ¿Qué potencia tendrá que disipar el regulador para una carga de 100 mA, si en la entrada se le aplica una tensión rectificadora de 30 V y en la salida se obtienen los 16 V?

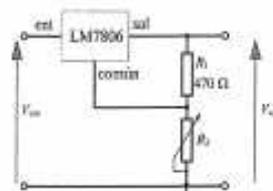
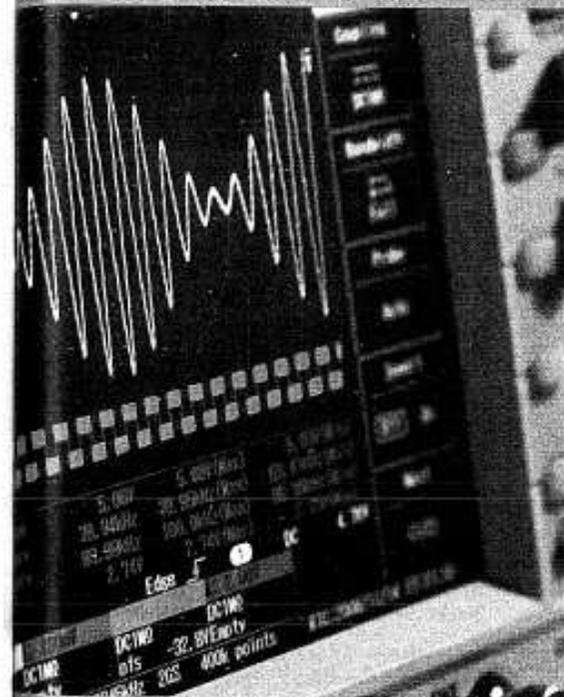


Figura 13.37.

- 13.10. Mediante un regulador LM7805, diseña un circuito para conseguir que este entregue a la carga una corriente fija de 508 mA.
- 13.11. ¿Qué fuente de alimentación posee mejor rendimiento y menor tamaño?
- Fuente de alimentación con regulador de tensión integrado.
 - Fuente de alimentación con Zener y transistor.
 - Fuente de alimentación conmutada.

Generadores de señal y osciladores



Una Unidad 6, se estudian los generadores de funciones. Requiere que los generadores de señales pueden producir ondas cuadradas de líneas de escape, ondas características y que a veces se elabora al parte de sim. como oscilador que a los y propiedad de producir una determinada forma de onda: triangular, cuadrada, impulsos.

Esta unidad se dedicaremos al estudio de los diferentes tipos de ondas: ondas senoidales, así como al estudio de los circuitos generadores de ondas de generación una onda cuadrada. Tanto en dedicamos un apartado especial a los generadores de onda cuadrada que se puede utilizar como

Contenidos

Objetivos

14.1. Generadores senoidales

Un generador de onda senoidal es un instrumento que suministra una señal alterna de tipo senoidal de amplitudes y frecuencias regulables y que se pueden conocer en todo momento.

Los generadores de señales proporcionan una gama de frecuencias de señal bastante amplia; aun así, es necesario especializar esta gama según el uso que se le vaya a dar al instrumento. De esta forma, tenemos: los *generadores de baja frecuencia*, que proporcionan señales comprendidas entre 1 Hz y 100 kHz (las señales audibles se encuentran entre 20 Hz y 20 kHz) y que son de gran utilidad para el análisis de equipos de audio; y los *generadores de alta frecuencia o radiofrecuencia*, que pueden llegar a aportar señales comprendidas entre 100 kHz y 1.000 MHz y que son imprescindibles para medir las características de los sintonizadores y las emisoras de radio.

Las señales que se suelen utilizar con más frecuencia con este tipo de generadores son siempre las de forma senoidal. Los tipos de osciladores que se utilizan para obtener la señal senoidal suelen ser los RC para las bajas frecuencias y los LC y los de cristal para las altas. Los osciladores proporcionan una frecuencia variable gracias a la incorporación de condensadores o bobinas variables. A continuación, estudiaremos el principio de oscilación y los diferentes tipos de osciladores senoidales.

14.1.1. Principio general de oscilación

Podríamos decir que un oscilador es un dispositivo electrónico dotado para generar una señal alterna, partiendo de una alimentación de corriente continua (Figura 14.1).

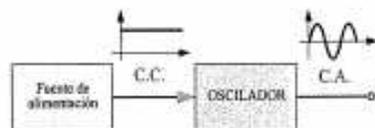


Figura 14.1. Oscilador.

Para la generación de la señal alterna se utilizan circuitos resonantes.

Recuerda que los circuitos resonantes se forman fundamentalmente mediante bobinas y condensadores conectados en serie o paralelo.

Un circuito resonante, aprovechando el intercambio de energía entre el condensador y la bobina, genera una señal de C.A. de frecuencia igual a la resonante, la cual se mantendría de forma indefinida, si tanto el condensador como la bobina fueran ideales.

Como cabía suponer, al no ser ideales estos componentes (ya que poseen una cierta resistencia óhmica), las pérdidas producidas por el condensador y la bobina provocan una oscilación en el circuito LC que se va atenuando con el tiempo, tal como se muestra en la Figura 14.2.

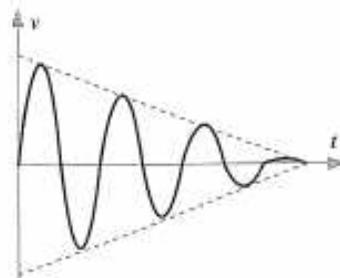


Figura 14.2. Oscilación amortiguada de un circuito resonante.

Para evitar la atenuación de la señal generada por el circuito resonante LC, y poder mantener su nivel de forma permanente, es necesario inyectar en cada ciclo de la señal la energía perdida, produciendo un efecto constante y regenerativo de la señal.

La regeneración de la señal se consigue gracias a un amplificador con una realimentación adecuada (habitualmente se utiliza la realimentación positiva). De esta forma, tendremos que un oscilador se compone básicamente de un circuito generador de la señal (circuito resonante) y de un amplificador con una realimentación que consigue regenerar la señal del circuito oscilante (Figura 14.3).

En principio, cualquier amplificador al que se le proporcione una red de realimentación positiva de la señal se



Figura 14.3. Diagrama de bloques de un oscilador.

puede convertir en un oscilador senoidal. Un ejemplo de esto podría ser el efecto que se produce cuando acercamos excesivamente el micrófono al altavoz de un amplificador de audio; en este caso se produce una especie de sonido vibratorio, que procede de la realimentación positiva que se produce al ser amplificadas de nuevo los sonidos provenientes del altavoz. El efecto de oscilación de un amplificador realimentado positivamente se debe a que este es capaz de generar y mantener su propia señal de entrada en un ciclo continuo y oscilante.

Para que un amplificador realimentado se convierta en un oscilador se deben dar dos condiciones imprescindibles:

1. Que la señal proporcionada por la red de realimentación esté en fase con la entrada del amplificador.
2. Que la ganancia conseguida entre el amplificador y la red de realimentación sea mayor o igual a la unidad.

En el caso de que la señal realimentada no estuviese en fase con la de entrada del amplificador, la señal se iría atenuando (esto ocurriría con una realimentación que proporcionase una inversión de fase en la salida, como, por ejemplo, en un amplificador de emisor común si conectamos su salida directamente con su entrada).

Si el conjunto formado por el amplificador y la red de realimentación poseen una realimentación igual a la unidad, la señal se auto-regenerará, lo que da como resultado una señal senoidal en la salida; sin embargo, si dicha ganancia es bastante superior a la unidad, el amplificador trabaja en los niveles extremos de corte y saturación, lo que produce una distorsión en la señal de salida que da como resultado una onda cuadrada.

De hecho, para que un oscilador senoidal consiga su propósito, debe ser capaz de poseer una ganancia superior a la unidad en el momento en que se le conecta a la alimentación de C.C., para así conseguir que la señal oscilante vaya creciendo. Posteriormente, conforme la amplitud de la señal va aumentando, dicha ganancia va disminuyendo hasta alcanzar la estabilidad en el valor igual a la unidad.

Una condición importante que deben cumplir los amplificadores utilizados en los osciladores es que deben tener una impedancia de entrada lo más elevada posible. De esta forma se consigue que la señal realimentada se vea influida por dicha impedancia. Por esta razón se utilizan, en multitud de ocasiones, circuitos osciladores con transistores de efecto de campo JFET y amplificadores operacionales.

14.1.2. Osciladores RC

Los osciladores RC se construyen partiendo de un amplificador de inversión de fase y una red de realimentación que es capaz de desfazar la señal de salida 180° e introducirla

de nuevo en la entrada, tal como se muestra en la Figura 14.4. El tipo de amplificador del que estamos hablando podría ser el de emisor común.



Figura 14.4. Diagrama de bloques de un oscilador RC.

En la Figura 14.5 se muestra el aspecto de una red de realimentación por desplazamiento de fase y en la 14.6 el diagrama vectorial de los sucesivos desfases de la señal de salida.

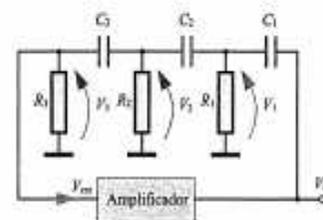


Figura 14.5. Circuito de un oscilador RC por desplazamiento de fase.

Su funcionamiento es como sigue: al aplicar la señal de salida, con tensión V_{out} , al circuito formado por R_1 y C_1 , aparece por dicho circuito una corriente I_1 , que quedará desfasada un ángulo ϕ en adelanto sobre dicha tensión. A su vez, esta corriente produce en R_1 una caída de tensión V_1 , que quedará igualmente desfasada un ángulo ϕ , tal como se puede comprobar en la Figura 14.6. De la misma forma, las tensiones V_2 y V_3 van quedando desfasadas en un determinado ángulo. Si escogemos adecuadamente las células RC, se puede conseguir una señal de realimentación en la entrada que quede desfasada 180° con respecto a la de salida.

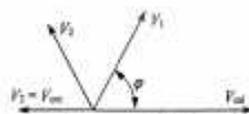


Figura 14.6. Diagrama vectorial de un oscilador RC.

En la práctica se escogen células RC que provoquen un ángulo de desfase de aproximadamente 60°. El desfase total de 180° de la red de realimentación se produce exclusivamente para una frecuencia determinada.

Las redes de realimentación RC se utilizan para osciladores de baja frecuencia y dejan las redes LC y los cristales para las altas frecuencias.

En el circuito de la Figura 14.7, se muestra el circuito de un oscilador RC por desplazamiento de fase mediante amplificador con FET y tres células idénticas RC.

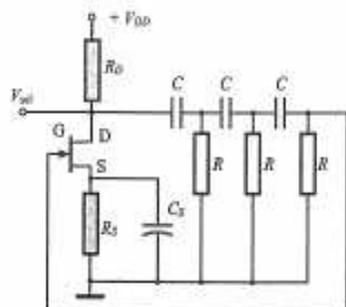


Figura 14.7. Oscilador RC mediante amplificador con FET.

La frecuencia de la señal de salida de este circuito oscilante se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$f = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{2N}}$$

Donde N es el número de células RC (en este caso N = 3).

De esta expresión se deduce que para modificar la frecuencia entregada por el oscilador basta con variar los valores de las capacidades de los condensadores a la vez o de las resistencias.

Actividad resuelta 14.1

Determina la frecuencia de la señal de salida de un oscilador RC por desplazamiento de fase si este consta de 3 células RC de igual valor; R = 10 kΩ y C = 5 nF.

Solución: La frecuencia obtenida por las tres células RC será igual a:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot 10.000 \cdot 5 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{2 \cdot 3}} = 1.300 \text{ Hz}$$

Para que un oscilador RC por desplazamiento de fase funcione de forma correcta se debe de cumplir la condición de que la ganancia de tensión que genere el amplificador realimentado sea superior a 29.

En la Figura 14.8 se muestra un oscilador RC por desplazamiento de fase diseñado con un amplificador operacional con realimentación inversora de tensión. La salida del operacional proporciona una tensión invertida 180°, a los que se les añade otros 180°, gracias a la red RC. Una vez desfasada la salida 360° se la conecta a la entrada inversora, consiguiendo así el efecto de realimentación positiva. Para que la ganancia sea superior a 29, se tiene que cumplir que $R_2/R_1 > 29$.

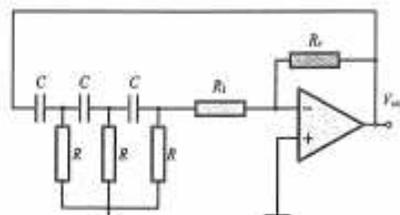


Figura 14.8. Oscilador RC con amplificador operacional.

Actividad resuelta 14.2

Se dispone de un oscilador RC con operacional como el de la Figura 14.8. Si los valores de R = R1 = 1 kΩ, calcula los valores de la capacidad de los condensadores para conseguir una frecuencia de oscilación de 5 kHz. ¿Qué valor deberá poseer como mínimo la resistencia de realimentación R2 para que el oscilador funcione correctamente.

Solución:

$$C = \frac{1}{2\pi f R \sqrt{2N}} = \frac{1}{2\pi \cdot 5.000 \cdot 1.000 \cdot \sqrt{2 \cdot 3}} = 1.299 \cdot 10^{-8} \text{ F} = 12,99 \text{ nF}$$

$$A_{V(OL)} = -\frac{R_2}{R_1} > 29 \rightarrow R_2 = 29 \cdot R_1 = 29 \cdot 1 = 29 \text{ k}\Omega$$

Oscilador en puente de Wien

Se puede decir que este oscilador también pertenece a los osciladores RC, ya que su red de realimentación consta también de redes RC, pero difieren considerablemente de las de desplazamiento de fase.

En la Figura 14.9, se muestra un oscilador formado por una red de realimentación en puente de Wien y un amplificador operacional. Para que la realimentación sea positiva, es necesario conectar la red de realimentación a la entrada no inversora de tensión. El circuito oscilante en puente de Wien consta de un circuito serie RC conectado con un circuito paralelo RC del mismo valor.

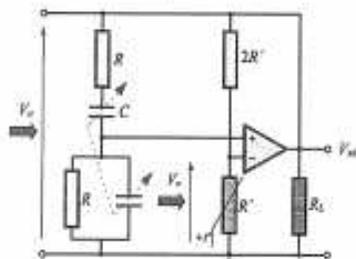


Figura 14.9. Oscilador en puente de Wien con AO.

El puente de Wien funciona de la siguiente forma: para frecuencias muy bajas el condensador en serie adquiere una gran reactancia capacitiva ($X_C = 1/2\pi f C$), lo que hace que este se comporte como un circuito abierto para la señal (V_s) que deseamos realimentar y que proviene de la salida del amplificador. A frecuencias muy altas, la reactancia capacitiva se hace muy pequeña, por lo que el condensador que está conectado en paralelo cortocircuita la señal (V_s). De esta forma, en ninguno de los dos casos se consigue señal (V_s) de realimentación. Sin embargo, para una frecuencia intermedia (f) se consigue una señal máxima de realimentación ($V_{s(max)}$) (Figura 14.10).

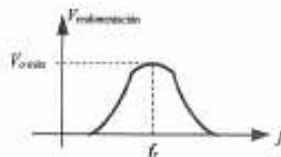


Figura 14.10. Ganancia de tensión.

Esta frecuencia coincide con la de resonancia del circuito, que viene expresada por la relación:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC}$$

Al puente de Wien también se lo conoce como red de adelanto-atraso, ya que consigue un ángulo φ de desfase entre la señal aplicada (V_s) y la señal obtenida (V_o) que depende de la frecuencia, tal como se expresa en la Figura 14.11. Para frecuencias muy bajas el ángulo de desfase entre las señales es positivo, mientras que para las muy altas es negativo. En la frecuencia de resonancia, se consigue que las señales estén en fase.

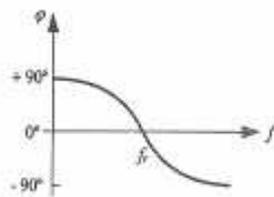


Figura 14.11. Desplazamiento de fase.

En el momento de conectar el oscilador de la Figura 14.9, se obtiene una ganancia mayor que la unidad en la salida del amplificador gracias a la realimentación positiva a través de la red RC. Como siempre existen pequeñas señales eléctricas con un gran espectro de frecuencias en los elementos conductores del amplificador, una de ellas (la de resonancia), que es la que se corresponde con la fase exacta de la entrada no inversora, es amplificada en repetidos ciclos de automejoramiento, por lo que en un tiempo muy reducido, aparece una señal oscilante senoidal en la salida del amplificador.

Una vez alcanzado el nivel de señal adecuado, entra en acción la realimentación negativa, con el fin de que la señal no alcance niveles de saturación.

Esto se puede conseguir de varias formas; una de ellas es la expuesta en el circuito de la Figura 14.9: la resistencia R' forma un divisor de tensión con la 2R' y la tensión que aparece en R' es aplicada a la entrada con realimentación negativa. La resistencia R' debe tener un coeficiente de temperatura muy elevado, de tal forma que, al fluir corriente por ella, su calentamiento aumente mucho su valor óhmico.

A tal efecto se han venido utilizando lámparas con filamento de wolframio. Al conectar en un primer momento el oscilador, el valor óhmico de R' es muy pequeño y, por tanto, su tensión también lo es, dando como resultado una realimentación negativa muy reducida. Al pasar corriente por dicha resistencia, esta se caldea y aumenta considerablemente su valor óhmico, aumentando también la caída de tensión en la misma y provocando, por tanto, un aumento de la realimentación negativa. De esta manera, se consi-

que alcanzar un equilibrio entre la realimentación positiva y la negativa, alcanzándose en la estabilidad del sistema una ganancia igual a la unidad.

Variando la capacidad o el valor óhmico de las resistencias del puente de Wien, es posible variar la frecuencia de la señal de salida en márgenes bastante amplios.

Actividad resuelta 14.3

Determina el margen obtenido en la frecuencia de la señal de salida de un oscilador en puente de Wien como el de la Figura 14.9, si la red de realimentación posee un valor de $R = 20 \text{ k}\Omega$ y una capacidad variable C entre 50 pF y 1 nF .

Solución: Aplicando la expresión de frecuencia de resonancia para los dos valores posibles de capacidad, tendremos que:

$$f_{r(\text{máx})} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-12}} = 159.155 \text{ Hz}$$

$$f_{r(\text{mín})} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 7.958 \text{ Hz}$$

Actividad propuesta 14.1

¿Qué valor debería poseer la capacidad variable para conseguir que el oscilador de la Actividad resuelta 14.2 obtuviera su salida un margen de frecuencia de $1 \pm 10 \text{ kHz}$?

Resultado: entre $7,96 \text{ nF}$ y $0,796 \text{ nF}$

Para la generación de frecuencias por encima de 1 MHz , los osciladores RC necesitan del uso de condensadores de muy baja capacidad y de resistencias de muy bajo valor óhmico, y en consecuencia se hace difícil conseguir osciladores fiables.

14.1.3. Osciladores LC

Como ya se indicó en el apartado anterior, los osciladores RC trabajan bien en la generación de bajas frecuencias (BF). Para señales de alta frecuencia (AF) es necesario diseñar otro tipo de circuitos oscilantes y uno de ellos es el circuito resonante LC. Este tipo de osciladores, también conocidos como amplificadores sintonizados, funciona bien hasta frecuencias del orden de MHz, es decir en la banda de radiofrecuencia (RF).

El principio de funcionamiento de este tipo de osciladores es similar a los ya estudiados. Ahora se combina una red de realimentación LC con un amplificador con el fin de que se mantenga la oscilación. Basándose en este principio se pueden construir diferentes clases de osciladores, como el oscilador Hartley y el oscilador Colpitts.

Tanto el oscilador Hartley como el Colpitts se basan en una red de realimentación, formada por un circuito tanque con bobinas y condensadores. Como ya se indicó al principio de esta unidad, al acoplar circuitos LC se puede encontrar una frecuencia de resonancia, en la que las bobinas intercambian su energía con los condensadores generando una señal senoidal. Como los componentes poseen una cierta resistencia óhmica, la señal generada iría amortiguándose, si no fuese por la acción auto-regeneradora de un amplificador con realimentación positiva.

Oscilador Colpitts

Este oscilador es muy utilizado para generar altas frecuencias y su circuito es el que se muestra en la Figura 14.12. Las resistencias R_1 , R_2 y R_E , así como los condensadores C_1 y C_2 son los típicos elementos de un amplificador de emisor común, cuyo fin es el de polarizar correctamente al transistor.

El circuito oscilante en forma de tanque de la Figura 14.12 está compuesto por los condensadores C_1 , C_2 y la bobina L .

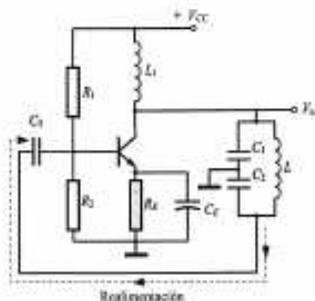


Figura 14.12. Oscilador Colpitts.

Dado que la configuración del amplificador con transistor bipolar es de emisor común, la tensión de salida queda desfasada 180° respecto de la de entrada, por lo que la red de realimentación tendrá que estar dispuesta de tal modo que haga girar a la señal otros 180° . Esto se consigue gracias al circuito resonante en paralelo, que logra la inversión de fase cuando se alcanza la frecuencia de resonancia.

Se puede observar que la señal de salida del amplificador es aplicada al condensador C_1 , mientras que la señal de

realimentación, aplicada a la base a través de C_2 , se obtiene de la tensión correspondiente al condensador C_1 . En estas circunstancias, la señal realimentada positivamente sustenta las oscilaciones generadas por el circuito tanque mientras que el amplificador proporciona suficiente ganancia en la frecuencia de oscilación del circuito resonante.

En el circuito del colector se sitúa una bobina L_1 , conocida por el nombre de choque de RF, y que proporciona alta impedancia para la conexión del colector con la alimentación; de esta forma se consigue que la señal de alta frecuencia no se desvíe hacia la fuente de alimentación.

La frecuencia de resonancia de este oscilador se puede calcular con bastante aproximación mediante la expresión ya conocida:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Como los dos condensadores están en serie, la capacidad equivalente se puede calcular así:

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Actividad resuelta 14.4

Determina la frecuencia de la señal obtenida en un oscilador tipo Colpitts como el de la Figura 14.12, si $L = 1 \text{ mH}$, $C_1 = 10 \text{ pF}$ y $C_2 = 100 \text{ pF}$.

Solución: Antes de calcular la frecuencia de resonancia del circuito tanque, calcularemos la capacidad resultante del circuito serie C_1 y C_2 :

$$C = \frac{10 \cdot 100}{10 + 100} = 9,1 \text{ pF}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{0,001 \cdot 9,1 \cdot 10^{-12}}} = 1,668 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 1,668 \text{ MHz}$$

Actividad propuesta 14.2

¿Qué valor deberá poseer la inductancia de la bobina del oscilador de la Actividad resuelta 14.3 para conseguir una frecuencia de resonancia de 1 MHz ?

Resultado: $2,78 \text{ nH}$

Oscilador Hartley

Otra configuración posible mediante circuito tanque LC es el oscilador Hartley, como el que se muestra en la Figura 14.13. Su funcionamiento es básicamente idéntico al Colpitts, con la diferencia de que ahora el circuito resonante está formado por dos bobinas L_1 y L_2 en serie y un condensador C en paralelo.

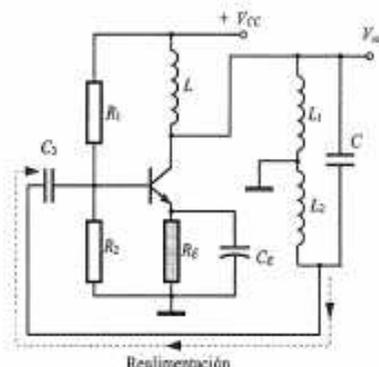


Figura 14.13. Oscilador Hartley.

En la práctica, se utiliza una sola bobina con una toma intermedia. La frecuencia de oscilación viene determinada por la resonancia del circuito tanque y se puede calcular según la expresión:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L_1 + L_2)}}$$

14.1.4. Osciladores de cristal

Existen multitud de aplicaciones en las que es necesario que la frecuencia de la señal generada por el oscilador sea mucho más estable que la generada por los osciladores LC (puede comprobarse cómo en un oscilador de alta frecuencia es fácil que se modifique la frecuencia de la señal de salida simplemente acercando un objeto al circuito tanque); además se pueden producir variaciones en la frecuencia de oscilación debido al envejecimiento de los elementos activos y pasivos con la temperatura. En estos casos, los osciladores de cristal proporcionan una frecuencia de oscilación muy estable.

En la Figura 14.14(a) se muestra el aspecto externo de un cristal de cuarzo y en la 14.14(b) su símbolo.

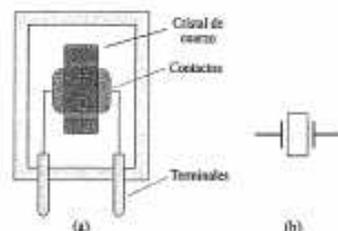


Figura 14.14. Cristal de cuarzo oscilador. (a) Estructura. (b) Símbolo.

Los cristales osciladores se construyen mediante sustancias, como el cuarzo, que poseen propiedades piezoeléctricas. El cristal suele ser muy delgado, fundamentalmente para trabajar en altas frecuencias y se encapsula en un recipiente metálico, haciendo las conexiones a ambos lados del cristal mediante un par de electrodos (Figura 14.15).

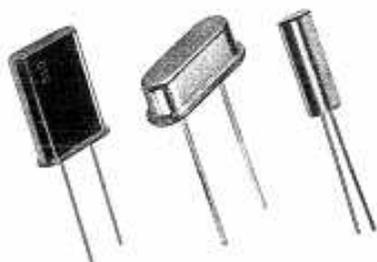


Figura 14.15. Aspecto de cristales de cuarzo comerciales.

La propiedad piezoeléctrica del oscilador de cuarzo consigue el siguiente efecto: si aplicamos una tensión eléctrica entre las caras del cristal, este tiende a expandirse (Figura 14.16(b)). Al retirar la tensión eléctrica aplicada, el cristal tiende a volver a su estado original, produciéndose una contracción del mismo (Figura 14.16(c)). Esta contracción mecánica genera una tensión eléctrica entre las caras de cristal de polaridad contraria a la primeramente aplicada, devolviendo así la energía eléctrica entregada.

De esta forma si aplicamos a un cristal de cuarzo una tensión alterna de una determinada frecuencia, éste tiende a vibrar a dicha frecuencia.

Se trata de una frecuencia propia de vibración muy estable y que se corresponde a la frecuencia propia de resonancia.

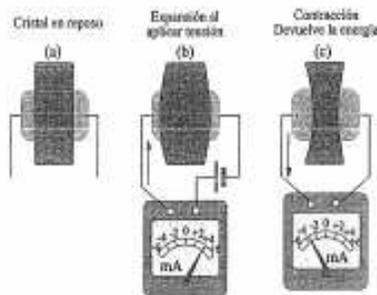


Figura 14.16. Funcionamiento del oscilador de cristal.

La frecuencia de resonancia de un cristal depende en gran manera del espesor del cristal; de tal forma que cuanto más grueso es el mismo, menor es dicha frecuencia.

En la Figura 14.17 se muestra el circuito resonante equivalente de un cristal de cuarzo. La red serie compuesta por L_1 y C_1 forma el circuito resonante serie del cristal. La resistencia en serie R_1 representa las pérdidas en el cuarzo y el condensador C_2 la capacidad que se establece entre los electrodos que se encuentran en ambas caras del cristal. Si no tenemos en cuenta la pequeña capacidad C_2 , la frecuencia de resonancia del cristal se determina cuando se igualan las reactivancias del circuito serie ($X_{L_1} = X_{C_1}$). En la práctica, el valor de la frecuencia de resonancia es algo inferior debido al efecto del condensador C_2 en paralelo.

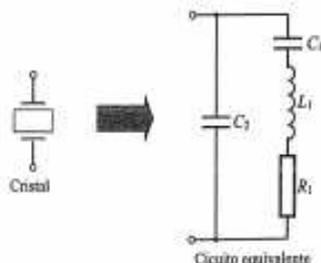


Figura 14.17. Circuito resonante equivalente de un cristal de cuarzo.

En la Figura 14.18 se muestra el circuito correspondiente a un oscilador de cristal. Obsérvese que la configuración es similar al Colpitts, con la diferencia de que ahora se ha sustituido la bobina por el cristal de cuarzo (XTAL), consiguiendo que el mismo resuene con los condensadores C_1

y C_2 . El funcionamiento de este circuito es igual al estudiado para el Colpitts, con la diferencia de que, eligiendo el cristal adecuado, podemos obtener una frecuencia exacta en la salida con una gran estabilidad.

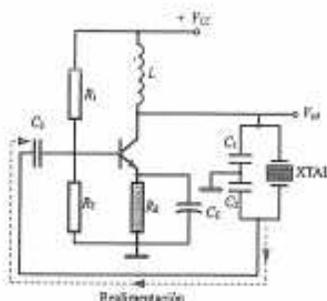


Figura 14.18. Oscilador con cristal de cuarzo.

En este caso, cuando los condensadores se descargan contra el cristal, este se expande y se carga de electricidad. Cuando el cristal se contrae, devuelve la carga al condensador, generándose un estado de oscilación.

Dada la gran estabilidad en la frecuencia de un oscilador a cristal (el desplazamiento de frecuencia de un cristal es menor a 1 Hz por cada 10^6 Hz), estos encuentran gran aplicación en: relojes, emisores y receptores de radio, telefonía móvil, micrófonos inalámbricos, etc.

Los cristales de cuarzo pueden proporcionar frecuencias de hasta 10 MHz sin gran dificultad. Para frecuencias más altas es necesario disminuir drásticamente el espesor del cristal, por lo que el cristal se vuelve muy frágil y difícil de manejar; en estos casos se recurre a los cristales de sobretono. Estos cristales se tallan específicamente para utilizar armónicos de la frecuencia fundamental. De esta forma, se obtiene un efecto multiplicador de la frecuencia que da como resultado cristales capaces de oscilar hasta unos 150 MHz.

Dado el gran avance de la electrónica digital, los cristales de cuarzo se han ido sustituyendo por sintetizadores de frecuencia digitales (circuitos digitales diseñados para sintetizar una gama amplia de frecuencias a partir de un cristal de cuarzo).

14.2. Multivibradores

A diferencia de los osciladores senoidales, los multivibradores son unos circuitos osciladores que son capaces de

generar señales cuadradas o impulsos a partir de una alimentación de C.C.

A este tipo de osciladores se los conoce por el nombre de osciladores de relajación.

Otro oscilador de este tipo es el generador de pulsos en diente de sierra mediante UFT, que ya estudiaremos en la Unidad 15, como elemento controlador del disparo de tiristores.

Dentro de los multivibradores existen tres tipos fundamentales:

- **Multivibrador estable:** es un circuito que no posee dos estados estables, por lo que genera un estado de oscilación (conducción, no-conducción) constante.
- **Multivibrador monoestable:** es un circuito que mantiene un estado de conducción estable una vez aplicada una señal externa; transcurrido un tiempo, se recupera el estado inicial.
- **Multivibrador biestable:** es un circuito que posee dos estados estables de conducción; mientras no se aplique un disparo externo, permanece en uno de los estados, saliendo de él al aplicar un nuevo disparo. A este circuito también se lo conoce como flip-flop y tiene gran aplicación en circuitos que utilizan técnicas digitales.

Realmente el único que posee la condición de oscilador es el multivibrador estable, que pasaremos a estudiar a continuación.

14.2.1. Multivibrador estable

En la Figura 14.19 se muestra el circuito de un multivibrador estable.

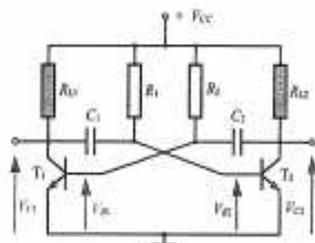


Figura 14.19. Multivibrador estable.

Con este circuito, es posible conseguir una señal cuadrada en cualquiera de los colectores de ambos transistores, tal

como se puede comprobar en los diagramas de la Figura 14.20, de tal forma que mientras uno de los transistores conduzca el otro no lo haga y viceversa, después de un cierto período de tiempo.

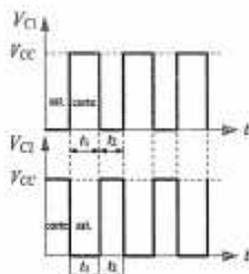


Figura 14.20. Diagramas de oscilación de un multivibrador astable.

Se funcionamiento es como sigue: en el momento de conectar el circuito a la fuente de alimentación, los transistores T_1 y T_2 tenderán a conducir y, como estos no son exactamente iguales, uno de ellos tenderá a conducir en mayor grado. Supongamos que es T_1 el que se inicia con la mayor conductividad, con lo que su colector pasa de ser positivo a negativo. Esta tensión negativa aparece en el condensador C_1 y queda acoplada, a través del mismo, a la base del transistor T_2 , por lo que este transistor pasa al corte. El potencial del condensador C_1 mantiene al corte al transistor T_2 hasta que la resistencia R_1 proporciona a dicho condensador una carga positiva capaz de polarizar la base de T_2 . Ahora es el transistor T_2 el que conduce, mientras que se repite el mismo proceso para T_1 , pasando este ahora al corte. Así tenemos que, si T_1 conduce, T_2 no conduce; transcurrido un período de tiempo el circuito bascula y T_2 conduce mientras que T_1 no conduce, repitiéndose este proceso de oscilaciones mientras se tenga conectada la fuente de alimentación.

En los diagramas de la Figura 14.20 se muestra cómo fluctúan las tensiones V_{C1} y V_{C2} correspondientes a los colectores de los transistores T_1 y T_2 respectivamente. Observa cómo la tensión V_{C1} adquiere el valor de la fuente de alimentación durante el período de tiempo t_1 , posteriormente será V_{C1} la que adquiera dicho valor durante t_2 .

Los períodos de tiempo (t_1 y t_2) que los transistores se mantienen en corte y en saturación dependen de las constantes de tiempo de las redes de temporización formadas por R_1-C_1 y R_2-C_2 . De esta forma, el tiempo en que el transistor T_1 se mantiene en corte está en función de la cons-

tante de tiempo de R_2 y C_2 ; de la misma forma T_2 se mantiene en corte en función de la constante de tiempo de R_1 y C_1 . Así, tendremos que un período T de la onda cuadrada consta de los tiempos t_1 y t_2 :

$$T = t_1 + t_2$$

Se puede afirmar, con una cierta aproximación, que el circuito RC necesita 0,693 constantes de tiempo para conseguir la tensión suficiente como para polarizar la base del transistor. Por ello, se puede establecer que el tiempo que se mantendrá cada transistor en corte será igual a:

$$t = 0,693 \cdot R \cdot C$$

Actividad resuelta 14.5

Determina la frecuencia de la onda cuadrada del multivibrador astable de la Figura 14.19, si

$$R_1 = R_2 = 25 \text{ k}\Omega \quad \text{y} \quad C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$$

Solución: Como las resistencias y los condensadores son iguales, obtendremos unos tiempos $t_1 = t_2 = T/2$, que se corresponderán con medio período de una onda cuadrada.

$$T/2 = 0,693RC = 0,693 \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9} = \\ = 1,7325 \cdot 10^{-5} \text{ segundos}$$

El período completo de la señal será igual a:

$$T = 2 \cdot 1,7325 \cdot 10^{-5} = 3,465 \cdot 10^{-5}$$

La frecuencia se calcula partiendo del valor del período:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{3,465 \cdot 10^{-5}} = 28.860 \text{ Hz}$$

Actividad propuesta 14.3

En relación con la Actividad resuelta 14.5, ¿qué ocurriría si los valores de R_2 y C_2 fuesen 24 k Ω y 2 nF, respectivamente y R_1 y C_1 se mantuviesen en los valores anteriores de 25 k Ω y 1 nF? ¿Seguiría siendo la onda cuadrada? ¿Cuál sería la frecuencia de la señal obtenida?

Resultado: 19.767 Hz

14.3. El circuito integrado 555

El circuito integrado 555, también llamado temporizador integrado, es muy conocido por todos los diseñadores de circuitos electrónicos; ya que con él se pueden construir multitud de circuitos de temporización de una forma sencilla y económica, como: multivibradores astables y monoestables, temporizadores electrónicos desde microsegundos hasta horas, etc. (véanse las próximas actividades resueltas).

En la Figura 14.21, se puede apreciar la disposición y numeración de los diferentes terminales del CI 555.



Figura 14.21. Encapsulado del CI 555.

En la Figura 14.22, se muestra el diagrama de bloques del circuito integrado 555.

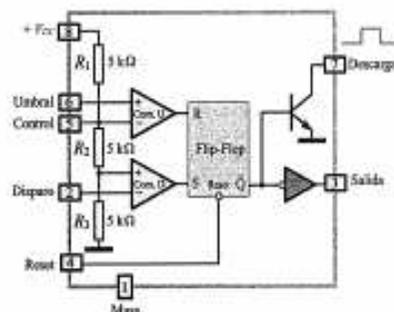


Figura 14.22. Diagrama de bloques del circuito integrado 555.

El 555 contiene dos comparadores: el de umbral (comp. U) y el de disparo (comp. D); además incorpora un multivibrador biestable o flip-flop, una entrada (2) para provocar el disparo o inicio de la temporización, un terminal de Reset o puesta a cero (4), una etapa de salida (3), y un transistor que provoca la descarga del condensador principal de temporización.

Veamos cómo se comportan estos circuitos:

Los comparadores son circuitos que proporcionan una salida alta o baja dependiendo del valor de las tensiones aplicadas a sus entradas, de tal forma que si la tensión aplicada al terminal (+) es mayor que la aplicada al terminal (-), en la salida aparece una tensión de nivel alto; al contrario, si la tensión al terminal (-) es mayor que la aplicada al terminal (+), en la salida obtenemos una tensión de nivel bajo.

El biestable posee dos entradas (R y S) y una salida \bar{Q} que presenta un nivel de tensión alto o bajo en función del nivel de tensión que apliquemos a sus entradas, de tal forma que si el terminal R presenta un nivel alto y el S uno bajo, se obtiene una salida de nivel alto; al contrario si el terminal de entrada R presenta un nivel bajo y el S uno alto, en la salida \bar{Q} tendremos un nivel bajo.

El biestable también posee un terminal de Reset que se conecta a la patilla 4 del integrado (puesta a cero). Si este terminal se conecta a masa en la salida del biestable, aparece una tensión de nivel alto, sean cuales sean los niveles de las tensiones de entrada por R y S.

La etapa de salida la constituye un inversor que hace que la salida \bar{Q} del biestable se invierta (si se le aplica un nivel de tensión alto, aparece un nivel bajo en su salida; al contrario, si se le aplica a su entrada un nivel bajo, proporciona a la salida un nivel alto). Observa cómo la salida del inversor se conecta a la patilla (3) del integrado y que es aquí donde obtenemos la señal de salida del CI.

El funcionamiento de todos estos bloques entre sí es como sigue:

Las resistencias R_1 , R_2 y R_3 son de igual valor (5 k Ω) y se conectan entre el terminal positivo de alimentación $+V_{CC}$ y masa formando un divisor de tensión, apareciendo en cada una de ellas 1/3 de la tensión V_{CC} de alimentación.

El comparador umbral (Comp. U) toma como tensión de referencia en su terminal de entrada (-) la proporcionada por el punto de unión de R_1 y R_2 , que coincide con 2/3 de la de alimentación.

De esta forma, mientras que la tensión aplicada a la entrada umbral (6) permanezca a un nivel que sea inferior a 2/3 de la tensión de alimentación, la tensión de salida de Comp. U se mantendrá baja. Ahora bien, cuando la tensión aplicada a (6) sea superior a 2/3 de la de alimentación, la salida de este comparador pasará a ser alta. En este momento la entrada R del biestable se hace alta y por tanto la salida \bar{Q} del mismo se hace también alta. La etapa de salida invierte la señal, apareciendo entonces una tensión de salida en (3) de nivel bajo. En conclusión, se puede decir que con el terminal (6) umbral conseguimos finalizar el ciclo de temporización.

El comparador de disparo (Comp. D) obtiene la tensión de referencia en su terminal de entrada (+) del punto de conexión de R_2 y R_3 , que proporciona 1/3 de la tensión de alimentación.

En este caso, cuando la tensión proporcionada por el terminal (2) de disparo es inferior a 1/3 de la tensión de alimentación, la salida de Comp. D toma un valor alto, que aplicado al terminal S de entrada del biestable hace que este basecle y proporcione una tensión de salida en Q de nivel bajo. En este caso el inversor de la etapa de salida proporciona en (3) una tensión de nivel alto.

Hay que hacer notar que cuando la tensión en la salida (3) se hace baja, el transistor de descarga se polariza directamente y entra en estado de saturación. Por el contrario, cuando dicha tensión se hace alta, este se pone en corte.

En el caso de que conectemos el terminal (4) de Reser a masa, la salida Q pasa inmediatamente a nivel alto sea cual sea la entrada del biestable, apareciendo en la salida (3) una tensión de nivel bajo. A su vez, el transistor de descarga pasa a saturación. Esto hace que se interrumpa el ciclo de temporización.

Si aplicamos una cierta tensión al terminal (5) de control podemos modificar la tensión de referencia del comparador de umbral (tómese en cuenta que dicha tensión de referencia en un principio es fija y viene determinada por el divisor de tensión formado por las tres resistencias en serie). En el caso de no hacer uso de esta opción, es conveniente conectar un condensador de 10 nF entre el terminal (5) y masa. Así se eliminan las posibles perturbaciones o ruidos que pudiesen surgir.

El CI 555 puede funcionar en un amplio margen de tensiones de alimentación, entre 4,5 y 16 voltios. La corriente que este circuito puede proporcionar a la salida (terminal 3) viene a ser de unos 200 mA a una tensión que se aproxima mucho a la de alimentación.

De todas las aplicaciones que se pueden hacer del 555 pasaremos a estudiar su funcionamiento en modo astable y en modo monoestable.

 En el MATERIAL WEB que se ha preparado para este texto se incluyen las hojas de características del temporizador integrado 555.

14.3.1. Funcionamiento del CI 555 en modo astable

Con este modo de funcionamiento conseguimos generar una onda cuadrada de frecuencia fija, es decir, se comporta

como un multivibrador astable. En la Figura 14.23, se muestra el circuito para hacer funcionar el CI 555 en modo astable.

Con este circuito se consigue una señal cuadrada como la de la Figura 14.24, en la que los tiempos t_1 y t_2 dependen de los ciclos de carga y descarga del condensador principal de temporización C.

El tiempo t_1 de carga viene determinado por la constante de tiempo de la red formada por las resistencias $R_1 + R_2$ y el condensador C, mientras que el tiempo t_2 de descarga depende de la red formada por R_2 y C.

$$t_1 = 0,693(R_1 + R_2)C$$

$$t_2 = 0,693 \cdot R_2 \cdot C$$

Observa cómo en este circuito se han unido las entradas de disparo (2) y de umbral (6), por lo que ambas quedan sometidas a la misma tensión. De esta forma, al conectar la tensión de alimentación, si el condensador C está descargado, ambos terminales se encuentran a una tensión igual a la de masa, por lo que la tensión que aparece por el terminal (3) de salida será de nivel alto. Además, el transistor de descarga se pondrá en corte. Con esta disposición, el condensador C comenzará su ciclo de carga a través de las resistencias conectadas en serie $R_1 + R_2$.

Cuando la tensión en el condensador (V_C) alcanza un valor igual a 2/3 de la de alimentación (período de tiempo t_1), la tensión de salida por el terminal (3) se hace baja y el transistor de descarga entra en saturación. A partir de este momento comienza la descarga del condensador C a través de la resistencia R_2 (período de tiempo t_2) hasta que la tensión de dicho condensador sea igual a 1/3 de la de alimentación. En este instante la tensión de entrada S del biestable se hace alta y este basecula para comenzar un nuevo ciclo.

Estos ciclos de carga y descarga se repiten indefinidamente hasta que se desactive la alimentación y producen una señal cuadrada en el terminal de salida, tal como se muestra en la Figura 14.24.

La duración de un ciclo será igual a la suma de los tiempos de carga y descarga del condensador:

$$T = t_1 + t_2 = 0,693(R_1 + 2R_2)C$$

Siendo la frecuencia de oscilación:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2)C}$$

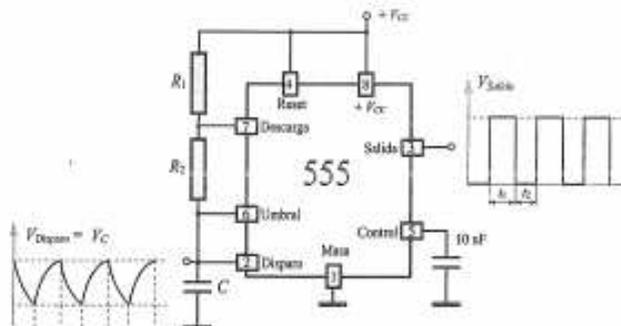


Figura 14.23. CI 555 funcionando en modo astable.

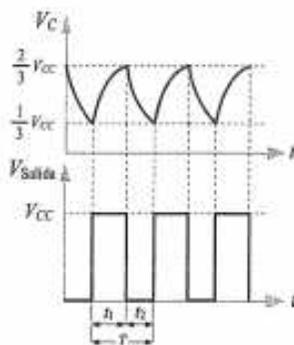


Figura 14.24. Tensión del condensador (V_C) y tensión de salida (V_{salida}) del 555 en modo astable.

$$t_1 = 0,693 \cdot R_1 + R_2 \cdot C = 0,693 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6} = 1,386 \cdot 10^{-3} \text{ s} = 1,4 \text{ ms}$$

$$T = t_1 + t_2 = 2,079 \cdot 10^{-3} + 1,386 \cdot 10^{-3} = 3,465 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{3,465 \cdot 10^{-3}} = 288,6 \text{ Hz}$$

El diagrama de oscilación de la tensión de salida será el que se muestra en la Figura 14.25.

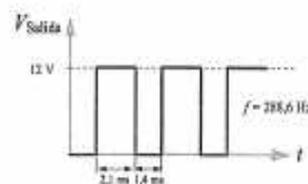


Figura 14.25.

Actividad resuelta 14.6

El multivibrador astable con CI 555 de la Figura 14.23 posee los siguientes componentes exteriores: $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ y $C = 1 \mu\text{F}$. Si la tensión de alimentación es de 12 V, dibuja la señal de salida y calcula la frecuencia de oscilación.

Solución: Calculamos primero los tiempos de carga y descarga del condensador C:

$$t_1 = 0,693(R_1 + R_2)C = 0,693(1 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3)1 \cdot 10^{-6} = 2,079 \cdot 10^{-3} \text{ s} = 2,1 \text{ ms}$$

Actividad propuesta 14.4

En relación con la Actividad resuelta 14.6, ¿qué valor debería tener el condensador C para conseguir que este multivibrador astable trabaje con una frecuencia de 1 kHz?

Resultado: 288 nF

14.3.2. Funcionamiento del CI 555 en modo monoestable

En este modo de funcionamiento podemos hacer funcionar al 555 como si fuese un temporizador, de tal forma que podemos hacer que se active la salida (3) durante un tiempo determinado cuando enviamos un impulso de disparo al terminal (2). En la Figura 14.26, se muestra el circuito para hacer funcionar el CI 555 en modo monoestable.

Con este circuito se consigue un ciclo de temporización, manteniéndose la salida activada durante un tiempo t después de un impulso de disparo, tal como se muestra en los diagramas de la Figura 14.27. El tiempo t de temporización depende de los valores del condensador C y de la resistencia R y se calcula de la siguiente forma:

$$t = 1,1 \cdot R \cdot C$$

Veamos cómo funciona este circuito:

Mientras la entrada de disparo (2) se encuentre a un nivel superior a $1/3$ de la tensión de alimentación, la tensión de salida (V_{Sal}) por (3) se mantiene a un nivel bajo, que hace que el transistor de descarga se sature y mantenga descargado el condensador C . Ahora bien, cuando dicha tensión de disparo se reduce por debajo de $1/3 V_{CC}$, el bistable del 555 bascula y hace que el terminal de salida (3) aparezca a un nivel de tensión alto (comienzo del ciclo de temporización). A su vez, el transistor de descarga pasa a corte y hace que el condensador C comience su ciclo de carga a través de la resistencia R . Este proceso continúa hasta que

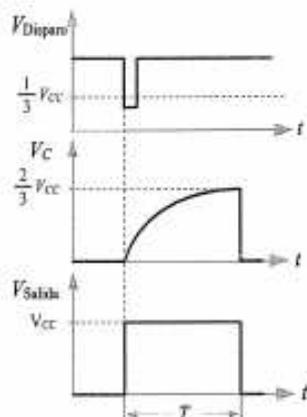


Figura 14.27. Impulso de disparo ($V_{Disparo}$), tensión del condensador (V_C) y tensión de salida (V_{Salida}) del 555 en modo monoestable.

la tensión que aparece en el terminal umbral (6) se hace igual o superior a $2/3$ de la tensión de alimentación (fin del ciclo de temporización). En este momento, el bistable vuelve a bascular, produce un nivel de tensión de salida baja y hace que el transistor se sature y se descargue, dejando preparado el circuito para un nuevo ciclo de temporización y a la espera de un nuevo pulso de disparo ($V_{Disparo}$).

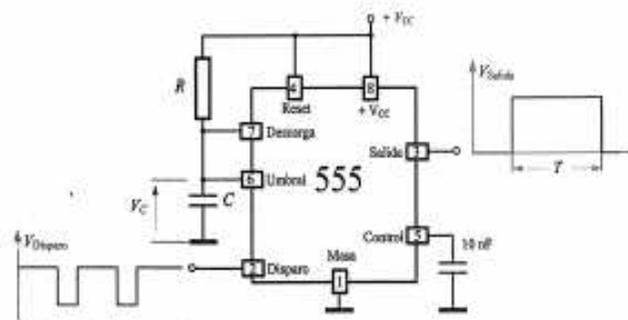


Figura 14.26. CI 555 funcionando en modo monoestable.

Actividad resuelta 14.7

Se desea construir un temporizador con el multivibrador monoestable con CI 555 de la Figura 14.26 con un condensador de temporización $C = 10 \mu\text{F}$. Se trata de calcular el valor de la resistencia R para conseguir que la tensión en la salida durante un ciclo de temporización sea de 11 segundos.

Solución: De la expresión $t = 1,1 \cdot R \cdot C$

$$R = \frac{t}{1,1 \cdot C} = \frac{11}{1,1 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 1.000.000 \Omega = 1 \text{ M}\Omega$$

Actividad propuesta 14.5

En relación con la Actividad resuelta 14.7, ¿qué valor debería tener el condensador C y R para conseguir que este multivibrador monoestable trabaje con un ciclo de temporización de 1 minuto?

Resultado: $54,54 \mu\text{F}$ y $1 \text{ M}\Omega$.

14.4. Osciladores integrados

Al igual que ocurre con la mayor parte de los circuitos, hoy en día existe en el mercado toda una gama de osciladores construidos en un solo circuito integrado. Un CI de estas características puede generar distintos tipos de señales, como senoidales, triangulares, cuadradas, etc., y dentro de una amplia gama de frecuencias (desde menos de una milésima de Hz hasta varios cientos de kHz).

Un ejemplo de este tipo de osciladores es el ICL8038, que proporciona señales con un nivel bajo de distorsión. En la Figura 14.28, se muestra un ejemplo de aplicación de este oscilador integrado.

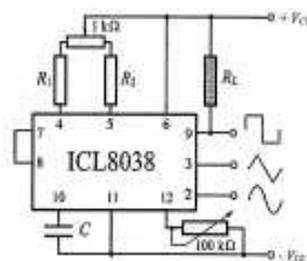


Figura 14.28. Oscilador integrado ICL8038.

La frecuencia de oscilación de la señal de salida la podemos fijar seleccionando valores adecuados para ello de las resistencias R_1 , R_2 y del condensador C :

$$f = \frac{5}{3} \frac{1}{R_1 C \left(1 + \frac{R_1}{2R_1 - R_2} \right)}$$

Si deseamos conseguir una frecuencia variable, se elimina el cortocircuito entre los terminales 7 y 8. Ahora podremos variar la frecuencia de salida sometiendo al terminal 8 a diferentes tensiones.

Prácticas de laboratorio

14.1. Características de los generadores de señal. Consigue los manuales técnicos de los generadores de señal incluidos en el instrumental del laboratorio de electrónica, comprueba sus características técnicas, así como sus posibilidades de funcionamiento.

14.2. Verificación de un oscilador. Se trata de conseguir ya montado alguno de los osciladores senoidales estudiados en esta unidad, analiza sus componentes y determina su esquema eléctrico, así como identifica el tipo de oscilador que es. En cualquier caso, de no disponer de estos circuitos, se puede montar en placa de circuito impreso el oscilador de la Figura 14.29.

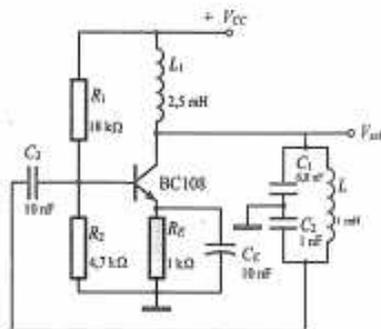


Figura 14.29.

¿De qué tipo es este oscilador?

¿Cuál tendría que ser la frecuencia de la señal senoidal obtenida en la salida?

Mide con un osciloscopio la señal de salida, determinando los valores de amplitud y frecuencia de la señal. Compara los resultados obtenidos teóricamente con el resultado de la medida.

Modifica cualquiera de los valores de los componentes del circuito (tanque $(L, C_1$ o $C_2)$) y repite las medidas.

14.3. Verificación de un multivibrador estable. Consigue el circuito de un multivibrador estable o, en su defecto, monta el propuesto en la Figura 14.30.

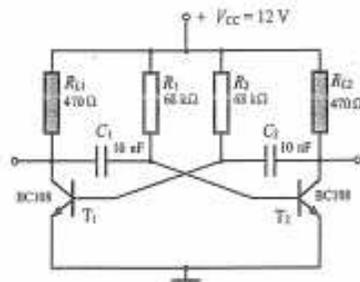


Figura 14.30.

- Conecta el circuito a la alimentación y mide con un osciloscopio la forma de onda en el colector de T_1 y T_2 , así como en la base de T_1 y T_2 . Conviene disponer de un osciloscopio de dos canales para poder medir y comparar las diferentes señales medidas.
- Teniendo en cuenta los componentes utilizados en el circuito, calcula el valor teórico de la frecuencia de este multivibrador y compárala con la medida obtenida por el osciloscopio.
- Sustituye la resistencia R_1 por un potenciómetro. Ajusta dicho potenciómetro a diferentes valores óhmicos, observando el efecto que produce en las formas de onda del colector de uno de los transistores.

14.4. Luces para semáforo. Se trata de que diseñes un circuito de dos luces (una verde y otra roja) para semáforo. Para ello puedes utilizar el circuito típico de un multivibrador estable, sustituyendo las resistencias de carga por diodos LED polarizados adecuadamente (también se pueden colocar relés que accionen lámparas incandescentes). Mientras la luz roja está encendida, la luz verde permanecerá apagada y viceversa. Los tiempos de encendido y apagado de cada una de las lámparas se podrán controlar con un par de potenciómetros. Selecciona los componentes adecuados para una alimentación de 12 V.

14.5. Verificación de oscilador con CI 555. Se trata de que montes en el entrenador didáctico el circuito de la Figura 14.31 y analices su funcionamiento con el osciloscopio.

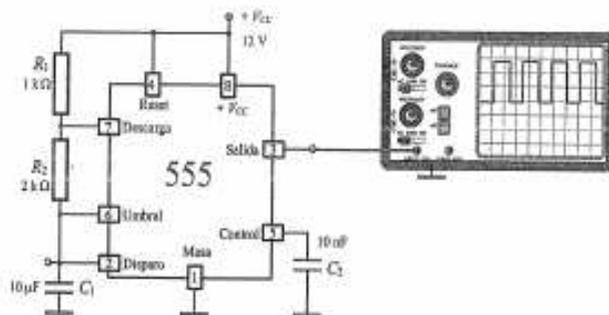


Figura 14.31.

¿De qué tipo es este oscilador?

¿Cuál es la frecuencia teórica obtenida a la salida?

Dibuja los oscilogramas obtenidos en el osciloscopio, determina la frecuencia real obtenida y compara este resultado con el teórico.

Cambia el condensador C_1 por uno de menor capacidad, como por ejemplo 47 nF y vuelve a medir con el osciloscopio la frecuencia conseguida.

Sustituye la resistencia R_1 por un potenciómetro de 100 kΩ y comprueba el efecto de variación de la frecuencia que se produce al modificar su valor óhmico.

14.6. Circuito de un temporizador monoestable con 555.

Se trata de la típica aplicación del temporizador 555 trabajando como temporizador monoestable, el que se le ha incorporado una resistencia variable de 100 kΩ con el fin de poder regular el tiempo del impulso de temporización a la salida (Figura 14.32).

Recuerda que este tiempo se calcula mediante la expresión:

$$t = 1,1 RC$$

En nuestro circuito, $R = R_1 + R_2$ y $C = C_1$.

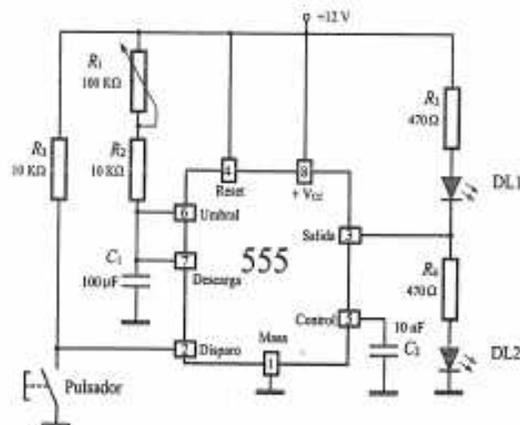


Figura 14.32.

En estado de reposo, el diodo LED DL1 permanece encendido, mientras que el DL2 está apagado, ya que la salida (3) se encuentra en un nivel bajo. Al accionar el pulsador se conecta a masa el terminal (2) de disparo, lo que introduce un pulso de disparo que produce una señal de salida por el terminal (3), que hace que el LED DL1 se apague y el DL2 se encienda durante el tiempo de temporización \rightarrow .

Para variar el tiempo de temporización basta con ajustar el valor de la resistencia R_1 al valor deseado.

Monta el circuito en el entrenador didáctico y comprueba las diferentes magnitudes que se dan en él mediante el polímetro y el osciloscopio. Modifica el valor de R_1 y comprueba cómo cambia ahora el tiempo de temporización.

- 14.7. **Circuito de alarma activada por luz.** Se trata de construir una alarma que se activa mediante el fotodiodo D1 ante la presencia de luz. Este pone en marcha un multivibrador estable basado en el CI 555. El mismo está

configurado para producir una señal audible de unos 480 Hz en un altavoz (Figura 14.33).

El fotodiodo D1 se encuentra en polarización inversa a través de la resistencia R_3 . Al incidir la luz en él, aumenta su corriente inversa y la base del transistor PNP se hace más negativa respecto a su emisor, lo que produce que el transistor T1 entre en conducción y el CI 555 quede debidamente alimentado con los 5 V de la alimentación. Al activarse el multivibrador estable, se produce una señal de oscilación que queda aplicada al altavoz, logrando que este emita una señal audible. En ausencia de luz, el transistor T1 entra en corte y apaga el oscilador.

Monta el circuito en el entrenador didáctico y comprueba su funcionamiento. Observa los valores de R_3 , R_2 y C_1 y calcula la frecuencia teórica de oscilación del multivibrador.

¿Cómo se podría cambiar la tonalidad del sonido emitido por el altavoz?

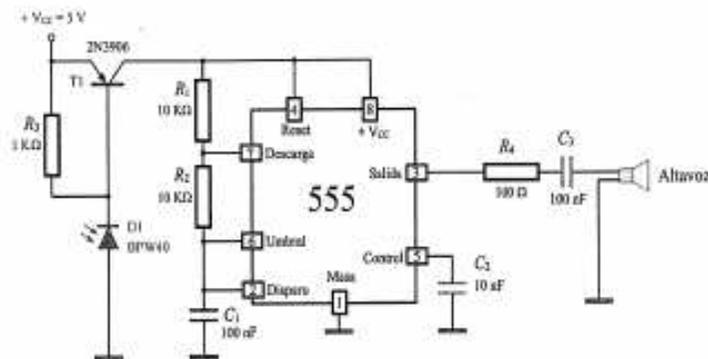


Figura 14.33.

Actividades de comprobación

- 14.1. ¿Qué requisitos debe reunir un amplificador para convertirse en un oscilador?
- Poseer una impedancia de entrada elevada y una red de realimentación positiva.
 - Poseer una impedancia de entrada reducida y una red de realimentación negativa.
 - Poseer una impedancia de entrada elevada y una red de realimentación negativa.
- 14.2. ¿Qué red de realimentación se utiliza más para conseguir osciladores de alta frecuencia?
- La red RC.
 - La red LC.
 - La red simétrica.
- 14.3. ¿Qué oscilador consigue una frecuencia más estable?
- El oscilador RC.
 - El oscilador LC.
 - El oscilador de cristal.
- 14.4. ¿Qué valor posee la tensión de referencia del comparador umbral del CI 555?
- 1/2 de la de alimentación.
 - 1/3 de la de alimentación.
 - 2/3 de la de alimentación.
- 14.5. ¿Qué valor posee la tensión de referencia del comparador de disparo del CI 555?
- 1/2 de la de alimentación.
 - 1/3 de la de alimentación.
 - 2/3 de la de alimentación.
- 14.6. En el circuito de la Figura 14.26 se hace funcionar al CI 555 como monoestable. ¿Qué ocurre si se conecta a masa el terminal (2) de disparo?
- Aparece un nivel de tensión alto en el terminal (3) de salida.
 - Aparece un nivel de tensión bajo en el terminal (3) de salida.
 - Aparece una señal cuadrada en el terminal (3) de salida.
- 14.7. Determina la frecuencia de la señal de salida de un oscilador RC por desplazamiento de fase, como el de la Figura 14.8, si consta de una red de realimentación con tres células RC de valores $R = 25 \text{ k}\Omega$ y $C = 18 \text{ pF}$.
- 14.8. ¿Cuál será el valor capacitivo que deberán poseer los condensadores de un puente de Wien, como el de la Figura 14.9, para conseguir una señal de salida de frecuencia igual a 1 kHz, teniendo en cuenta que $R = 50 \text{ k}\Omega$?
- 14.9. Calcula la frecuencia de la señal de salida de un oscilador Colpitts, como el de la Figura 14.12, si los componentes del circuito tanque son: $L = 20 \mu\text{H}$ y $C_1 = C_2 = 100 \text{ pF}$.
- 14.10. ¿De qué valor tendrá que ser la suma de inductancias de un oscilador Hartley, como el de la Figura 14.13, para conseguir una señal senoidal en la salida de 10 MHz, si el condensador del circuito tanque es igual a 10 pF?
- 14.11. Calcula los tiempos t_1 y t_2 que permanecerán en saturación los transistores T_1 y T_2 del multivibrador estable de la Figura 14.34, así como la frecuencia de la onda cuadrada asimétrica obtenida.

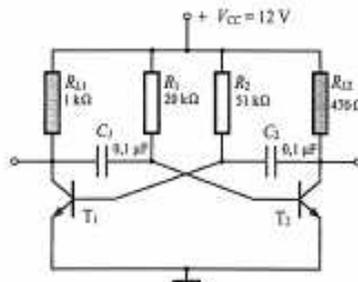


Figura 14.34.

- 14.12. Observa el circuito de la Figura 14.35 y contesta a las siguientes preguntas:
- ¿Qué utilidad tiene este circuito?
 - Genera una onda cuadrada asimétrica.
 - Genera un pulso de temporización.
 - Funciona como multivibrador monoestable.

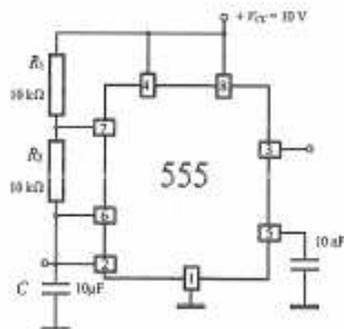


Figura 14.35.

- b) Calcule la frecuencia de oscilación.
 c) ¿De qué valor tendrá que ser el condensador C para conseguir una frecuencia de 1 MHz?

Actividades de ampliación

14.1. Busca en Internet la hoja de características del temporizador integrado 555 y analiza los principales parámetros que figuran en la misma.

A modo de ejemplo, en la Figura 14.36 se muestran unos recortes pertenecientes a la hoja de características del temporizador integrado 555.

LM555/NE555/SA555 Single Timer

Absolute Maximum Ratings (T_A = 25°C)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	16	V
Lead Temperature (Soldering 10sec)	T _{LEAD}	300	°C
Power Dissipation	P _D	800	mW
Operating Temperature Range LM555/NE555 SA555	T _{OPR}	0 - +70 -40 - +85	°C
Storage Temperature Range	T _{STG}	-65 - +150	°C

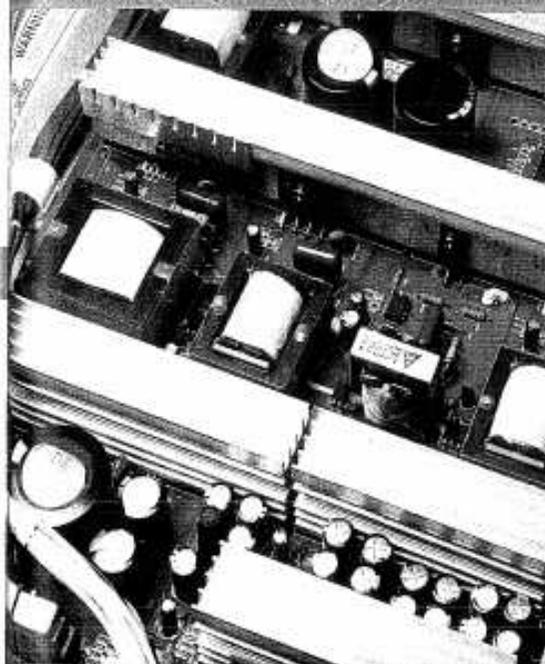
Electrical Characteristics

(T_A = 25°C, V_{CC} = 5 - 15V, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	-	4.5	-	16	V
Supply Current ¹ (Low Static)	I _{CC}	V _{CC} = 5V, R ₁ = ∞ V _{CC} = 15V, R ₁ = ∞	-	3	10	mA
Control Voltage	V _C	V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V	0.0	10.0	11.0	V
Threshold Voltage	V _{TH}	V _{CC} = 15V V _{CC} = 5V	-	16.0	-	V
Threshold Current ²	I _{TH}	-	-	0.1	0.25	μA
Trigger Voltage	V _{TR}	V _{CC} = 5V V _{CC} = 15V	1.1	1.67	2.2	V
Trigger Current	I _{TR}	V _{TR} = 0V	0.01	2.0	-	μA

Figura 14.36. Hoja de características del CI 555.

Electrónica de potencia-tiristores



Contenidos

Objetivos

Los tiristores son una serie de componentes semiconductores que poseen unas características que los hacen ideales para trabajar en el control de grandes corrientes eléctricas. Este tipo de semiconductores tiene un gran campo de aplicación en la electrónica industrial o en electrónica de potencia. Con ellos es posible controlar la potencia de receptores en C.C. y en C.A. De esta forma, es posible regular la velocidad de motores eléctricos, controlar la intensidad luminosa de equipos de alumbrado, sustituir a los relés y contactores electromecánicos en el control y abastecimiento de dispositivos de potencia por relés estáticos a base de semiconductores, convertir la corriente

15.1. Tiristores

Los tiristores trabajan en forma de conmutación; es decir, poseen dos estados de funcionamiento: conducen o no conducen. De esta forma es posible controlar grandes corrientes eléctricas sin que el semiconductor se caliente excesivamente. Como ejemplo de tiristores tenemos el rectificador controlado de silicio (SCR) y el triac. El SCR es similar a un diodo rectificador, pero al que se le ha añadido un tercer terminal de puerta con el que se consigue iniciar la conducción del mismo [Figura 15.1(a)]. El triac también posee un tercer terminal de puerta, pero está preparado para conducir en ambos sentidos, a diferencia del SCR que conduce en uno solo, por lo que es capaz de controlar los dos semiciclos de la C.A. [Figura 15.1(b)].

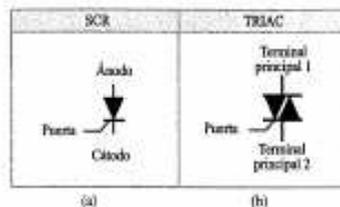


Figura 15.1. Representación esquemática de tiristores. (a) El SCR. (b) El triac.

Los tiristores son unos componentes semiconductores que poseen tres uniones, a diferencia de las dos con las que se construyen los transistores comunes. Estudiaremos primero el diodo PNPN de cuatro capas, o posteriormente pasaremos al estudio concreto del tiristor o rectificador controlado de silicio (SCR).

A partir de este elemento, aparecen otros con algunas variantes, como son los diac, triac y UJT.

15.2. El rectificador controlado de silicio (SCR)

Este elemento constituye uno de los dispositivos electrónicos más adecuados para sustituir al relé electromagnético. Su funcionamiento es muy rápido, seguro y, al no poseer contactos móviles, de gran duración.

Para entender mejor el funcionamiento de este dispositivo, vamos a ocuparnos primero de analizar un circuito denominado candado, o cerrojo, formado por dos transistores bipolares y que actúa de una forma similar al SCR. En la Figura 15.2, se muestra dicho circuito.

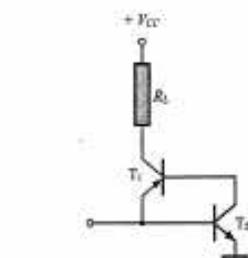


Figura 15.2. Candado a base de dos transistores.

En este circuito, existen dos transistores, uno PNP y otro NPN. El emisor de T_1 se conecta directamente con la base de T_2 y, a su vez, el colector de T_2 está conectado con la base de T_1 . Este conjunto forma un elemento de memoria, que actúa de la siguiente forma:

Si aplicamos una tensión positiva al terminal libre de la base del transistor T_2 , este entra en conducción, lo que hace que la corriente de su colector aumente y ponga en conducción al transistor T_1 . Esto provoca, a su vez, la aparición de corriente en el emisor de T_1 , que por estar conectado a la base de T_2 , hace que T_2 conduzca más, por tanto, también lo hará T_1 . Este aumento alternativo de las corrientes en ambos transistores continúa hasta que estos se saturan. Si en estas condiciones retiramos la tensión de polarización de la base de T_2 , los transistores no cambiarán de estado de conducción, ya que existe un ciclo continuo de realimentación de corriente. En este momento se dice que el candado está cerrado. Por esta razón, para cerrar un candado es suficiente con aplicar al terminal de la base de T_2 un pequeño impulso de corriente de polarización directa, tal como se muestra en la Figura 15.3.

Otra forma de cerrar el candado formado por T_1 y T_2 es aplicando una tensión de alimentación V_{CC} muy grande. Así se consigue forzar a los transistores a entrar en ruptura.

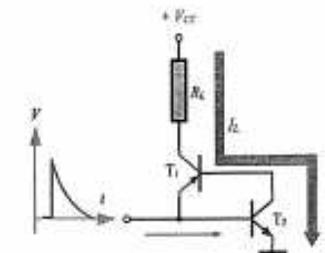


Figura 15.3. El candado se cierra con un impulso de polarización directa.

En el momento en que cualquiera de estos comience a conducir, aparecerá un ciclo continuo de realimentación que los pondrá en saturación. Es decir, se cerrará el candado y fluirá corriente por la resistencia de carga.

Para abrir el candado, es suficiente con interrumpir el circuito de alimentación; de esta manera se elimina la corriente de regeneración y los transistores, en un proceso continuo de disminución de corriente de polarización, entran en corte.

Otra forma de producir la apertura del candado es aplicando una tensión de polarización negativa a la base de T_2 en forma de impulso de corta duración.

En resumen, el candado posee dos estados fundamentales de funcionamiento, uno es en corte y otro en saturación. En otras palabras, como interruptor abierto o como interruptor cerrado.

El circuito candado formado por los transistores T_1 y T_2 (Figura 15.3) se puede integrar en un solo componente denominado diodo de cuatro capas, o rectificador controlado de silicio (SCR). En la Figura 15.4 se puede apreciar su composición y su símbolo.

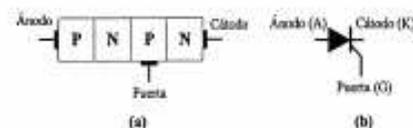


Figura 15.4. Rectificador controlado de silicio (SCR). (a) Composición. (b) Símbolo.

En la Figura 15.5 se muestra el aspecto físico de algunos SCR y la disposición de sus terminales.

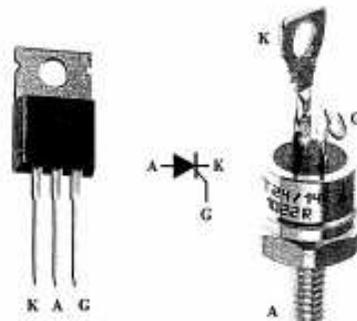


Figura 15.5. SCR.

Este dispositivo conduce únicamente en un sentido cuando se cumplen las condiciones de disparo que, como en el caso del candado, se darán cuando se excite positivamente la puerta o cuando se supere la tensión de ruptura del mismo. En las hojas de especificaciones técnicas de los SCR se facilitan los valores de tensión y corriente de disparo. Así, por ejemplo, el tiristor 2N689A posee una tensión de disparo de ruptura directa (V_{BO}) de unos 500 V.

Por lo general, los SCR no están preparados para ser activados por tensión de ruptura; por esta razón, estos casi siempre se diseñan para cerrarse por disparo de puerta.

15.2.1. Curvas características del SCR

En la Figura 15.6 se muestra la curva característica de tensión-corriente directa de un SCR.

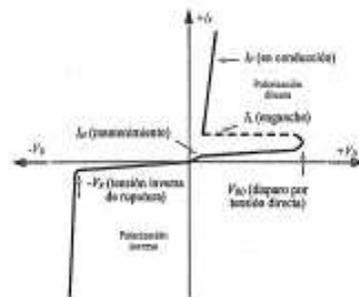


Figura 15.6. Curva característica del SCR.

En esta curva no se ha tenido en cuenta la corriente de polarización de puerta (se ha trazado para $I_G = 0$). En ella, se puede observar que, para que el SCR entre en conducción, es necesario aplicar una tensión directa (V_{BO}) bastante elevada entre el ánodo y el cátodo.

Una vez disparado el SCR, este se pone en conducción y aumenta su corriente directa, comportándose como un interruptor cerrado. Por lo general, las corrientes directas que son capaces de conducir los SCR pueden llegar hasta algunos miles de amperios, lo que los hace ideales para aplicaciones de tipo industrial (control de potencia de elementos de calefacción, iluminación, motores eléctricos, etc.). Así, por ejemplo, el SCR 2N689A es capaz de conducir una corriente (I_T) de 25 A con una pequeña corriente de disparo (I_G) de 40 mA; o el CR100AL, que es capaz de manejar una corriente (I_T) de 100 A con una corriente de disparo (I_G) de 100 mA.

Es importante observar en las curvas que, para que el SCR permanezca en el estado de conducción, es necesario que por el circuito una corriente mínima de mantenimiento (I_H). Para el 2N689, esta corriente es de 50 mA. En la región de polarización inversa el SCR se comporta como un diodo normal.

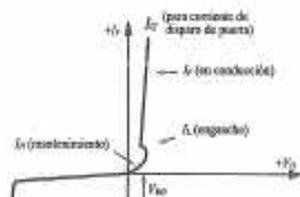


Figura 15.7. Disparo del SCR por corriente de puerta (I_T).

En las curvas de la Figura 15.7, se le ha aplicado al SCR una corriente I_G por la puerta, suficiente para que este entre en conducción. Observa cómo en estas condiciones de funcionamiento el SCR consigue comenzar a conducir con una tensión de disparo V_{BO} muy pequeña.

En resumen, la forma habitual de disparar un SCR es aplicando a la puerta un pulso. Para desactivar el SCR bastará con reducir la corriente directa de este hasta un valor inferior a la de mantenimiento.

A modo de ejemplo, en la Figura 15.8 se muestra un recorte de la hoja de características del rectificador controlado de silicio BT151-500R, junto a la interpretación de las especificaciones más relevantes.

Thyristors BT151-500R

GENERAL DESCRIPTION
Passivated thyristors in a plastic envelope, intended for use in applications requiring high bidirectional blocking voltage capability and high thermal cycling performance. Typical applications include motor control, industrial and domestic lighting, heating and static switching.

TO220AB

PIN	
1	cathode
2	anode
3	gate
tab	anode

LIMITING VALUES

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	UNIT
V_{DRM}, V_{RRM}	Repetitive peak off-state voltages	500	V
$I_{T(AV)}$	Average on-state current	7.5	A
I_{GM}	Peak gate current	2	A
V_{GM}	Peak gate voltage	5	V
P_{GM}	Peak gate power	5	W
T_{JM}	Storage temperature	150	°C
T_J	Operating junction temperature	125	°C

STATIC CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	TYP.	MAX.	UNIT
I_{GT}	Gate trigger current	2	15	mA
I_L	Latching current	10	40	mA
I_H	Holding current	7	20	mA
V_{GT}	Gate trigger voltage	0.6	1.5	V

Interpretación de especificaciones:

- Tensión directa máxima
- Corriente máxima directa
- Corriente máxima en la puerta
- Tensión máxima en la puerta
- Potencia máxima en la puerta
- Corriente de disparo de puerta
- Corriente de enganche
- Corriente de mantenimiento
- Tensión de disparo de puerta

Figura 15.8. Hoja de características del SCR BT151-500R.

Observa cómo este SCR se puede utilizar para tensión de hasta 500 V y corrientes de 7,5 A. Se puede disparar con una corriente de puerta de entre 2 y 15 mA y una tensión de puerta de entre 0,6 y 1,5 V. La corriente mínima de mantenimiento para que el SCR permanezca en conducción está entre 7 y 20 mA.

15.2.2. Aplicaciones del SCR

La mayor parte de los SCR son componentes capaces de manejar grandes corrientes, desde un amperio hasta algunas miles de amperios. Por esta razón, se emplea fundamentalmente en aplicaciones donde sea necesario controlar grandes cantidades de energía, como el control de potencia en motores, calefactores, etc.

15.2.3. Control de potencia en C.C. con un SCR

En la Figura 15.9, se muestra el circuito de control de potencia de una carga (como ejemplo, hemos conectado como carga la resistencia calefactora de 10 Ω correspondiente a una estufa eléctrica).

En el circuito de la Figura 15.9(a), podemos hacer que el SCR entre en conducción, aplicando un pequeño impulso, de unos 2 V, a su puerta. Mediante este pequeño impulso podemos controlar la gran corriente que fluye por el SCR hacia la carga, que será aproximadamente de unos: $I = V/R = 200/10 = 20$ A (para hacer este cálculo no se ha tenido en cuenta la pequeña caída de tensión que se produce entre el ánodo y cátodo del SCR, ya que esta es del orden de 1 V). Por supuesto, las características nominales del SCR deberán ser tales que soporten la intensidad de la carga sin sufrir daños.

Una vez disparado el SCR, este continúa conduciendo, aunque el impulso de puerta desaparezca, tal como se muestra en los gráficos de la Figura 15.9(b). Para provocar

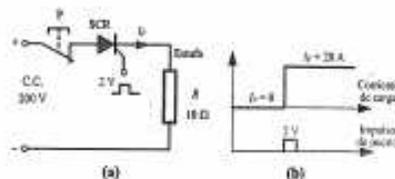


Figura 15.9. Circuito de control de una estufa mediante SCR. (a) Esquema eléctrico. (b) Impulso de disparo del SCR.

la desconexión del SCR es necesario disminuir la corriente de carga a un valor inferior al de mantenimiento. Esto se consigue accionando el pulsador P durante un corto período de tiempo (este tiempo puede llegar a ser menor a 50 μ s).

15.2.4. Control de potencia en C.A. con un SCR

Seguidamente, vamos a mostrar un ejemplo de aplicación del SCR como elemento de control de potencia de una lámpara de C.A. En la Figura 15.10 aparece un circuito de este tipo.

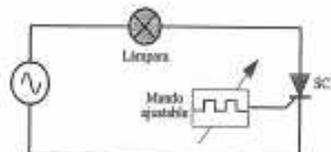


Figura 15.10. Control de potencia de una carga de C.A. mediante SCR.

El SCR conduce únicamente cuando se le aplica un impulso de corriente de polarización en su terminal de puerta y se desactiva automáticamente cuando la corriente pasa por cero. Para poder controlar el tiempo de disparo del SCR, hay que accionar el mando ajustable del generador de impulsos que activa la puerta.

En el caso de que el SCR se dispare al comenzar el ciclo positivo, este conducirá durante dicho semiciclo hasta que la corriente sea inferior a la de mantenimiento del tistor; es decir, aproximadamente hasta que esta se haga cero, tal como se muestra en la Figura 15.11(a). En este caso el SCR está activado durante el tiempo t_1 y, por tanto, se comporta como un rectificador de media onda. La potencia que se transfiere a la lámpara es la máxima y esta luce con toda su intensidad.

En la Figura 15.11(b) el SCR es disparado después de comenzado el ciclo, por lo que la corriente circula por la lámpara tan solo durante el tiempo t_2 . En este caso la lámpara baja su intensidad luminosa.

En las Figuras 15.11(c) y (d), se ha reducido drásticamente el tiempo de conducción del SCR, por lo que la potencia que se entrega a la lámpara es mínima. De esta forma, con una pequeña corriente de control de los impulsos de disparo del SCR podemos controlar grandes cantidades de potencia de la carga.

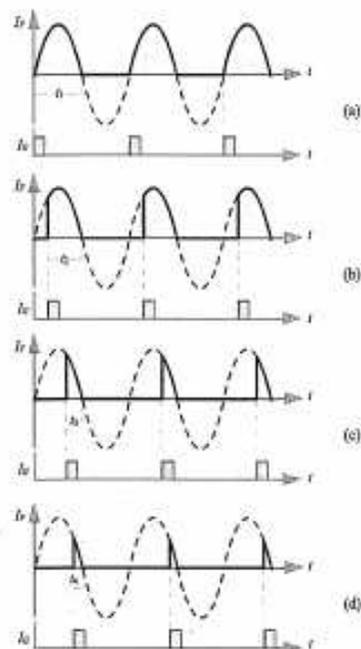


Figura 15.11. Impulsos de disparo y tiempos de conducción del SCR.

Al circuito de control de luminosidad de una lámpara eléctrica mediante tiristores, como el de la Figura 15.10, se le conoce por el nombre de *dimmer*. En la Figura 15.12 se muestra un *dimmer* comercial controlando la potencia de una lámpara.

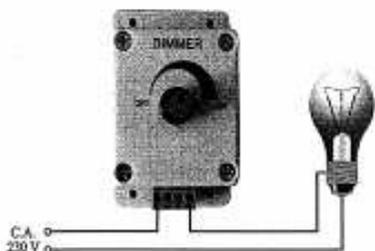


Figura 15.12. Dimmer.

El circuito utilizado para la construcción del *dimmer* podría ser el que se muestra en la Figura 15.13. El SCR controla el ángulo α de disparo de la tensión que llega a la lámpara solamente durante los semiciclos positivos de la C.A. aplicada (véase la variación de conducción del *dimmer* en la Figura 15.14).

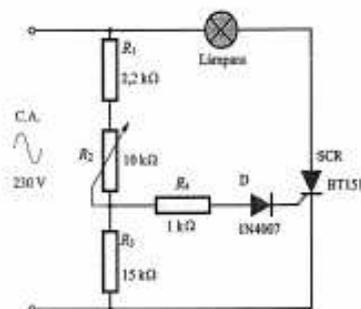


Figura 15.13. Circuito de control de una lámpara con SCR.

Para el circuito de control de disparo del tiristor, se ha utilizado una red de resistencias y un diodo D que solo permite corrientes en la puerta durante los semiciclos positivos. Al variar la resistencia del potenciómetro R_2 se consigue modificar el punto del semiciclo donde el tiristor comienza a conducir (más o menos ángulo α de disparo). Cuanta más resistencias ajustemos en el potenciómetro, mayor tendrá que ser la tensión del semiciclo, que consiga una corriente de puerta (I_G) suficiente para disparar el tiristor, y por tanto se aumentará el ángulo α en el que comienza a conducir (Figura 14.14(b)), haciendo que la lámpara luzca con menos intensidad. Si reducimos el valor óhmico del potenciómetro, la tensión aplicada a la puerta se hará

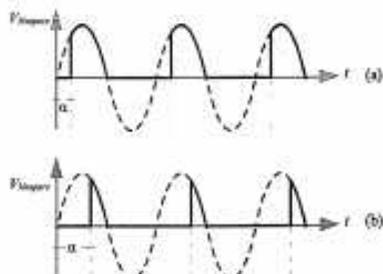


Figura 15.14. Variación del ángulo de conducción.

mayor en cada semiciclo, por lo que el SCR iniciará antes su conducción (ángulo α más pequeño) (Figura 14.14(a)), haciendo que la lámpara luzca con más intensidad.

Para conseguir un mayor control sobre los ángulos de conducción de los tiristores se recurre al uso de redes RC y de un nuevo componente, el DIAC.

15.3. El diac

A diferencia del SCR, que únicamente admite el paso de la corriente en un sentido, el diac permite que esta fluya en ambos sentidos. Este dispositivo solo posee dos terminales. En la Figura 15.15 se puede observar su aspecto físico y su símbolo.

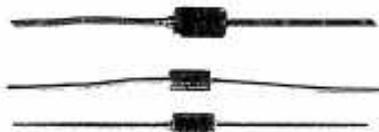


Figura 15.15. Aspecto y símbolo del diac.

La aplicación fundamental de este dispositivo es la de producir los impulsos de disparo para los SCR y triacs.

Un diac está constituido por dos diodos de cuatro capas conectados en paralelo y en oposición, a los que se les ha desprovisto del terminal de puerta. En la Figura 15.16, se muestra su constitución y su símbolo.

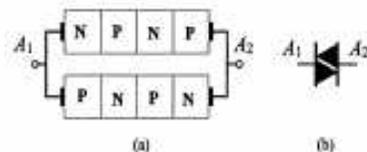


Figura 15.16. Diac. a) Composición. b) Representación esquemática.

El resultado obtenido son dos candados conectados en derivación. Dado que no existe terminal de puerta, la única forma de que exista conducción en cualquiera de los dos diodos es aplicando una tensión directa superior al de ruptura de la unión polarizada.

Así, por ejemplo, si se aplica a los terminales de un diac una tensión con la polaridad que se muestra en la Figura 15.17(a), el diodo inferior se disparará y la corriente fluirá por el mismo en el sentido indicado. En el caso de que la tensión aplicada sea opuesta a la primera, tal como se indica en la Figura 15.17(b), el diodo se quedará polarizado y será el superior, y por tanto, la corriente fluirá por el mismo en sentido contrario al anterior.

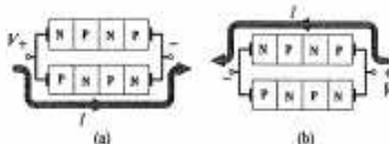


Figura 15.17. Conducción del diac.

La forma como deje de conducir un diac, una vez disparado, es reduciendo la corriente directa a un valor inferior al de mantenimiento.

En la Figura 15.18, se puede apreciar la curva característica de un diac:

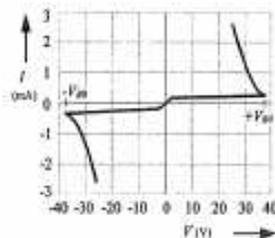


Figura 15.18. Curva característica del diac.

Aquí se puede comprobar que, hasta que no se supere la tensión de ruptura V_{BO} , el diac no entra en conducción y además esta puede ser positiva ($+V_{BO}$) o negativa ($-V_{BO}$).

Si aplicamos un C.A. a un diac, este conduce en ambos sentidos cuando la tensión supere a la de ruptura.

La tensión de disparo del diac suele ser bastante inferior a la del SCR, siendo su valor más frecuente en torno a 30 V.

15.3.1. SCR controlado por diac

En la Figura 15.19, se muestra una de las aplicaciones que se puede hacer del diac. Se trata de controlar la potencia de

una lámpara mediante un SCR y un diac. Para ello alimentamos al circuito con una C.A. senoidal y, mediante el potenciómetro R_2 , regulamos el tiempo de disparo del SCR gracias al circuito formado por el condensador C y el diac.

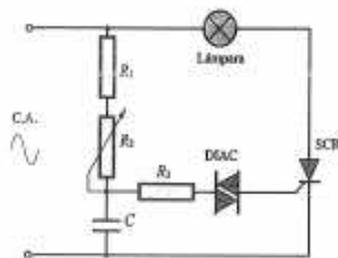


Figura 15.19. Control de potencia de una carga de C.A. mediante SCR controlado por diac.

Al disminuir el valor óhmico de R_2 , se consigue que el tiempo de carga del condensador C sea menor. Al alcanzarse la tensión de ruptura del diac, este entra en conducción y descarga el condensador hacia la puerta del SCR, provocando el disparo del mismo. De esta forma, variando el valor del potenciómetro R_2 podemos conseguir variar el período de conducción del SCR y con él la potencia de la lámpara. En este circuito el SCR solo conduce durante el semiciclo negativo, permaneciendo bloqueado durante el semiciclo positivo. Para conseguir que este circuito alimente al receptor durante los dos semiciclos, será necesario el empleo de un nuevo componente: el triac.

15.4. El triac

El triac es un elemento que, al igual que el diac, admite el paso de la corriente en ambas direcciones. Este dispositivo posee tres terminales y se comporta como dos SCR invertidos en paralelo.

Al igual que el diac, el triac se forma al conectar en paralelo dos diodos de cuatro capas en oposición, con la diferencia de que ahora se conserva el terminal común de puerta. En la Figura 15.20(a), se puede ver su constitución y en la 15.20(b), su símbolo.

El funcionamiento de este dispositivo es básicamente como el del diac, con la gran diferencia de que ahora se le puede disparar mediante impulsos aplicados al terminal de puerta. Por esta razón, la tensión de ruptura de un triac suele ser bastante elevada.

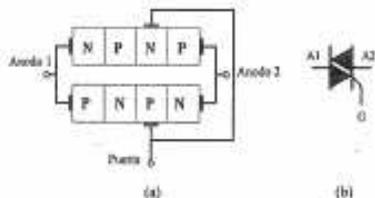


Figura 15.20. Triac. (a) Constitución. (b) Representación esquemática.

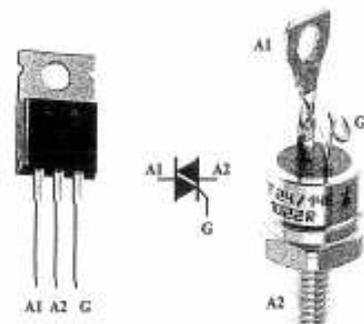


Figura 15.21. Aspecto físico y disposición de terminales del triac.

Según la polaridad de la tensión aplicada a los terminales del triac, así será la polaridad del impulso aplicado al terminal de puerta para que este se dispare. De esta forma, un triac funcionaría como un SCR pero con la particularidad de poder conducir en dos sentidos. Veamos un ejemplo que aclare lo expuesto.

Si aplicamos una tensión de la polaridad indicada en la Figura 15.22(a), será necesario aplicar un pulso positivo a la compuerta. Así, conseguimos disparar el caslado inferior, siendo el sentido de la corriente el que se indica en la figura. Por el contrario, si la tensión aplicada al triac es opuesta

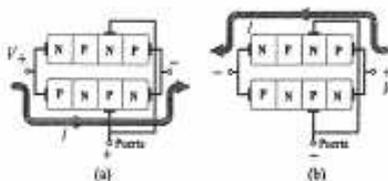


Figura 15.22. Conducción del triac.

a la anterior [Figura 15.22(b)], habrá que aplicar un impulso negativo a la compuerta para hacerle disparar. En este caso, el sentido de la corriente será opuesto al anterior.

En la Figura 15.23 se muestra la curva característica del triac.

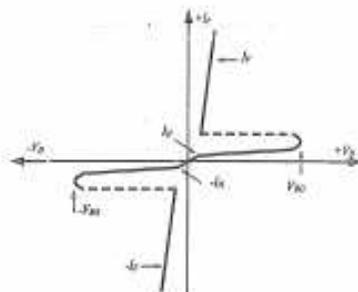


Figura 15.23. Curva característica del triac.

La aplicación fundamental de los triacs está en el control y regulación de potencia en C.A.

En el circuito de la Figura 15.24 se muestra un sencillo ejemplo de aplicación de cómo se puede controlar la iluminación de una lámpara incandescente de gran potencia en C.A. Para ello, nos valemos de un triac, un diodo, una resistencia y un conmutador de tres posiciones. Cuando el conmutador S se sitúa en la posición 1, la lámpara permanece apagada, ya que la puerta del triac no ha sido activada. Para la posición 2 del conmutador, el terminal de puerta del triac recibe corriente a través del diodo, pero solo en los semiciclos positivos, lo que provocará que el triac únicamente conduzca durante este período, dando como resultado una disminución de la potencia transferida a la lámpara. En la posición 3 del conmutador, a la puerta se le suministra corriente en los dos semiciclos, lo que provoca la conducción del triac tanto en los semiciclos positivos como en los negativos; en este caso la lámpara trabaja a plena potencia, suministrando una luminosidad máxima.

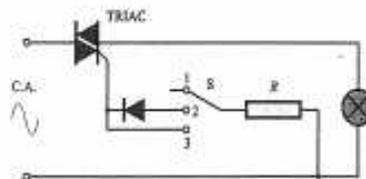


Figura 15.24. Circuito de control de potencia de una lámpara de C.A. mediante triac controlado por diac.

La misión de la resistencia R conectada en serie con el circuito de puerta es la de limitar la tensión y corriente de puerta a unos valores adecuados para su correcto funcionamiento.

Al igual que un diac puede utilizarse como elemento para controlar el disparo del SCR, es posible también hacerlo para controlar a un triac. En la Figura 15.25 se muestra el circuito de control de potencia de una lámpara en C.A. Regulando el valor de la resistencia variable R_2 conseguimos controlar el tiempo de carga del condensador C. Una vez alcanzada la tensión de ruptura del diac, el triac se dispara y conduce. El diac puede disparar el triac tanto en el semiciclo positivo como en el negativo, con lo que se puede controlar la corriente por el triac en todo el ciclo completo. El resultado es que es posible controlar la potencia de la carga en un margen mucho más amplio que con el obtenido por el SCR.

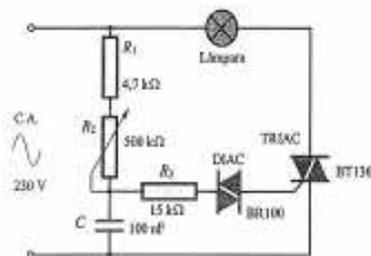


Figura 15.25. Circuito de control de potencia de una lámpara de C.A. mediante triac controlado por diac.

En la Figura 15.26 se puede observar como ahora el triac conduce tanto en los semiciclos positivos como en los negativos. En la Figura 15.26(a) el ángulo de disparo del triac es pequeño, por lo que las lámparas lucen con más intensidad. En la Figura 15.26(b) se ha aumentado el ángulo

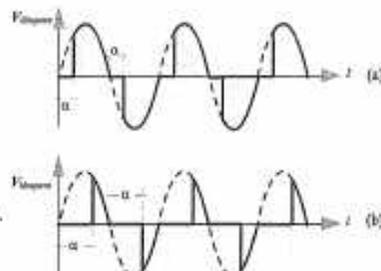


Figura 15.26. Variación del ángulo de conducción de un triac.

lo α de disparo, y el triac conduce durante menos tiempo, haciendo que la lámpara luzca con menos intensidad. A este efecto, se puede comprobar cómo este circuito de control sería más efectivo para la construcción de un dimmer que el utilizado con un SCR.

15.5. El transistor de unijuntura (UJT)

Este dispositivo se utiliza, fundamentalmente, como generador de pulsos de disparo para SCR y triacs.

El UJT es un componente que posee tres terminales: dos bases y un emisor, tal como se muestra en la Figura 15.27.

En la Figura 15.27(a), se puede apreciar la constitución de un UJT, que en realidad está compuesto solamente por dos cristales. Al cristal P se lo contamina con una gran cantidad de impurezas, presentando en su estructura un número elevado de huecos. Sin embargo, al cristal N se lo dopa con muy pocas impurezas, por lo que existen muy pocos electrones libres en su estructura. Esto hace que la resistencia entre las dos bases R_{BB} sea muy alta cuando el diodo del emisor no conduce. Para entender mejor cómo funciona este dispositivo, vamos a vernos del circuito equivalente de la Figura 15.28.

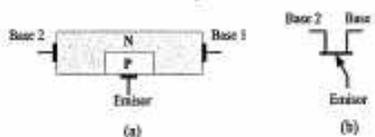


Figura 15.27. Transistor de unijuntura (UJT). (a) Constitución. (b) Representación esquemática.

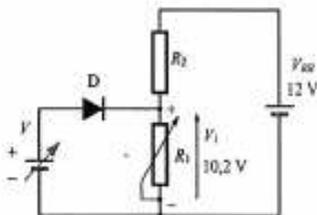


Figura 15.28. Circuito equivalente del UJT.

R_1 y R_2 equivalen a la resistencia de los tramos de cristal N comprendidos entre los terminales de las bases. El diodo D

equivale a la unión formada por los cristales P-N entre el terminal del emisor y el cristal N.

Mientras el diodo del emisor no entre en conducción, la resistencia entre bases es igual a:

$$R_{BB} = R_1 + R_2$$

Si en estas condiciones aplicamos una tensión de alimentación V_{BB} entre las dos bases, la tensión que aparece entre el emisor y la base 1 será la que corresponda en el circuito equivalente a R_1 , es decir, en el divisor de tensión se cumplirá que:

$$V_1 = R_1 \cdot \frac{V_{BB}}{R_1 + R_2} = \frac{R_1}{R_{BB}} \cdot V_{BB}$$

Si llamamos

$$\eta = \frac{R_1}{R_{BB}}$$

la ecuación queda:

$$V_1 = \eta V_{BB}$$

El término η representa la relación intrínseca existente entre las tensiones V_1 y V_{BB} .

Actividad resuelta 15.1

Así, por ejemplo, si un UJT posee una relación intrínseca característica igual a 0,85 y queremos determinar la tensión que aparecerá entre el terminal de emisor y la base 1 al aplicar 12 V entre bases (Figura 15.28), bastará con operar de la siguiente forma:

$$V_1 = \eta V_{BB} = 0,85 \cdot 12 = 10,2 \text{ V}$$

Al valor de V_1 se lo conoce como tensión intrínseca, y es aquella que hay que aplicar para que el diodo comience a conducir. En nuestro ejemplo, si aplicamos una tensión de 8 V al emisor, este no conducirá, ya que en el cátodo del diodo D existe un potencial positivo de 10,2 V, correspondientes a la tensión intrínseca, por lo que dicho diodo permanecerá polarizado inversamente. Sin embargo, si aplicamos una tensión superior a 10,9 V (los 10,2 V de V_1 más 0,7 V de la tensión de barrera del diodo D), el diodo comenzará a conducir, produciéndose el disparo o encendido del UJT.

En resumen, para conseguir que el UJT entre en estado de conducción, es necesario aplicar al emisor una tensión superior a la intrínseca.

Una vez que conseguimos que el diodo conduzca, por efecto de una tensión de polarización directa del emisor

respecto a la base 1, los portadores mayoritarios del cristal P (huecos) inundan el tramo de cristal de tipo N comprendido entre el emisor y dicha base (recuérdese que el cristal P está fuertemente contaminado con impurezas y el N débilmente). Este efecto produce una disminución repentina de la resistencia R_1 y con ella una reducción de la caída de tensión en la base 1 respecto del emisor, lo que hace que la corriente de emisor aumente considerablemente.

Mientras la corriente de emisor sea superior a la de mantenimiento (I_p), el diodo permanecerá en conducción como si de un candado se tratase. Esta corriente se especifica normalmente en las hojas de características y suele ser del orden de 5 mA.

En la Figura 15.29 se muestra el aspecto de una de las curvas características de un UJT. V_p (punto Q_2) nos indica la tensión pico que hay que aplicar al emisor para provocar el estado de encendido del UJT (recordar que $V_p = V_1 + 0,7$).

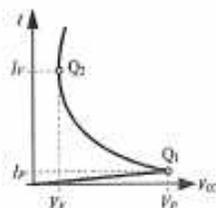


Figura 15.29. Curva característica del UJT.

Una vez superada esta tensión, la corriente del emisor aumenta (se hace mayor que I_p), provocándose el descebado del UJT cuando la corriente de mantenimiento es inferior a la de mantenimiento I_v (punto Q_1).

15.5.1. Aplicaciones del UJT

Una de las aplicaciones del UJT más común es como generador de pulsos en dientes de sierra. Estos pulsos resultan muy útiles para controlar el disparo de la puerta de triacs y SCR.

En la Figura 15.30 se muestra el esquema de uno de estos circuitos.

So funcionamiento es como sigue: al aplicar una tensión V_{CC} al circuito serie R-C, formado por la resistencia variable R_2 y el condensador C_2 , este comienza a cargarse. Como este condensador está conectado al emisor, cuando se supera la tensión intrínseca, el UJT entrará en conducción. Debido a que el valor óhmico de la resistencia R_1 es muy pequeño, el condensador se descargará rápidamente, y en el terminal de B_1 aparecerá un impulso de tensión. Al dis-

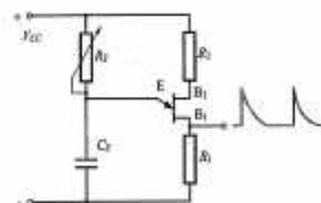


Figura 15.30. Generador de pulsos de dientes de sierra mediante UJT.

minuir la corriente de descarga del condensador sobre el emisor del UJT, por debajo de la de mantenimiento, este se desceba y comienza otro nuevo ciclo de carga y descarga del condensador. Así se consigue que en el terminal de la base 1 aparezca una señal pulsante en forma de dientes de sierra, que puede utilizarse para controlar los tiempos de disparo de un SCR o de un triac. Para regular el tiempo de disparo, es suficiente con modificar el valor óhmico de la resistencia variable R_2 , ya que de esta depende la constante de tiempo de carga del condensador.

En la Figura 15.31, se muestra una típica aplicación del generador de pulsos de dientes de sierra con UJT para controlar el disparo de un SCR. Mediante este circuito controlamos la velocidad de un motor en serie (o de cualquier otro tipo de carga: estufas, lámparas, etc.) gracias a la regulación de la corriente que realiza sobre medio ciclo el SCR. Para controlar la velocidad del motor, basta con modificar la frecuencia de los pulsos en dientes de sierra, lo cual se consigue variando el valor del potenciómetro R_2 .

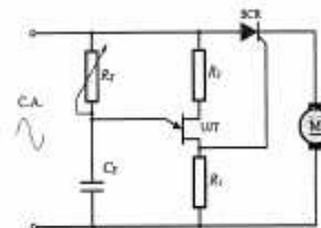


Figura 15.31. Control de velocidad de un motor mediante SCR y UJT.

15.6. Modulación PWM

Una de las aplicaciones típicas de los sistemas electrónicos de potencia son los circuitos de conversión C.C./C.A., co-

nocidos por el nombre de **onduladores** o **inversores** (Figura 15.32).

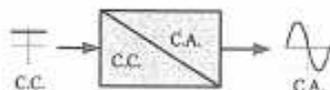


Figura 15.32. Un inversor convierte la C.C. en C.A.

Estos equipos son capaces de generar una corriente alterna a partir de una fuente de corriente continua. Son muy utilizados en:

Sistemas autónomos: obtienen corriente alterna a partir de baterías, como por ejemplo en un sistema de energía solar fotovoltaica.

SAI: sistemas de alimentación ininterrumpida que alimentan equipos, como por ejemplo, un ordenador, aun cuando falle la alimentación eléctrica. En este caso unas baterías almacenan la energía eléctrica en forma de C.C. que será convertida a C.A. cuando falle la línea de alimentación.

Control de velocidad de motores C.A.: la alimentación se obtiene a partir de la tensión de red, obteniendo una etapa intermedia de corriente continua. A continuación se coloca el inversor que modificando la frecuencia consigue variar la velocidad del motor.

Existen diferentes formas para conseguirlo, una de las más corrientes es la modulación por ancho de pulso (PWM - Pulse Width Modulation). Inicialmente, esta técnica se utilizaba casi exclusivamente para el control de potencia y velocidad de motores de corriente continua, pero en la actualidad se ha ido ampliando su campo de aplicación, por ejemplo, en las fuentes de alimentación conmutadas, inversores, etc. Con ella se ha conseguido realizar dispositivos de mayor rendimiento y menos voluminosos.

La modulación por ancho de pulso consigue un alto rendimiento gracias a que los semiconductores de potencia operan como interruptores, es decir en corte y saturación, minimizando así las pérdidas de energía.

Este tipo de modulación consigue generar una señal senoidal partiendo de una señal continua un tanto peculiar. En la Figura 15.33(a) se muestra la señal senoidal que se desea conseguir y en la Figura 15.33(b) la señal que realmente se obtiene con la PWM. A pesar de que la señal obtenida no es de tipo senoidal sigue siendo igual de útil que si lo fuese. Además posee la ventaja de que es muy fácil de regular su frecuencia.

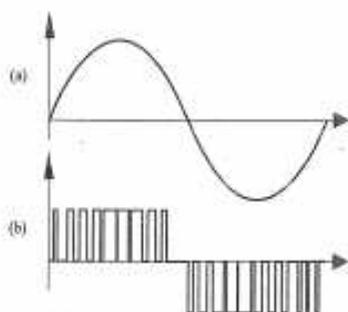


Figura 15.33. a) Señal senoidal pura. b) Señal modulada por ancho de pulso.

La base de este método consiste en generar un tren de pulsos de altura fija, pero con un ancho que sea proporcional a la amplitud o altura de la onda senoidal que se desea reproducir.

En la Figura 15.34 se muestra el esquema básico de un inversor. Aquí se ha situado la carga o el receptor en medio de cuatro transistores de potencia alimentados con corriente continua.

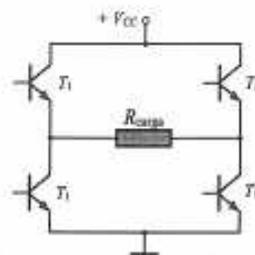


Figura 15.34. Esquema básico de un inversor.

Estos transistores se polarizan de tal forma que funcionen en corte o saturación. Dependiendo de la combinación de su conducción, la corriente que fluye por la carga tendrá una dirección u otra. Así, por ejemplo, si conducen el T₁ y el T₄, la corriente fluirá de izquierda a derecha [Figura 15.35(a)], mientras que si lo hacen el T₂ y el T₃ irá de derecha a izquierda [Figura 15.35(b)].

Para conseguir que cada transistor conduzca en el momento adecuado se utiliza la técnica de modulación de ancho de pulso PWM, que consiste en alimentar la base de cada transistor con la salida de un comparador de tensión.

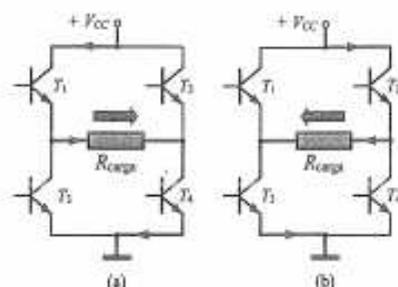


Figura 15.35. Funcionamiento del inversor.

En las técnicas de codificación digital lo habitual para codificar una señal es modularla en amplitud; es decir, se toman muestras de la señal analógica cada cierto tiempo y la señal codificada es proporcional a su amplitud (valor de la tensión en un punto), tal como se muestra en la Figura 15.36.

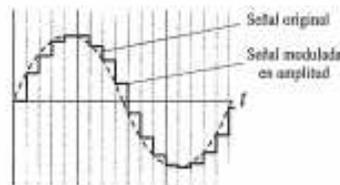


Figura 15.36. Señal modulada en amplitud.

Observa cómo la señal modulada en amplitud está formada por pulsos de anchura fija y de amplitud variable en función del muestreo de la señal original.

Por otro lado, la modulación de ancho de pulso PWM consigue codificar la información de una señal eléctrica variable, en pulsos que varían su anchura en función del módulo de la señal a codificar, tal como se muestra en la Figura 15.37.

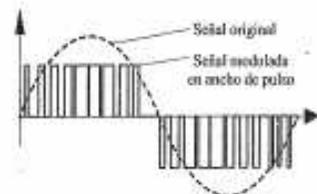


Figura 15.37. Señal modulada de ancho de pulso PWM.

Observa cómo en la señal modulada, la amplitud del pulso es fija y su anchura es mayor o menor en función de la amplitud de la señal original.

El circuito electrónico que es capaz de realizar la modulación PWM consiste en un comparador como el que se muestra en la Figura 15.38. A una de las entradas del comparador se introduce la señal a reproducir, que en un inversor será la señal senoidal, y en la otra una señal triangular de frecuencia elevada y de amplitud constante.

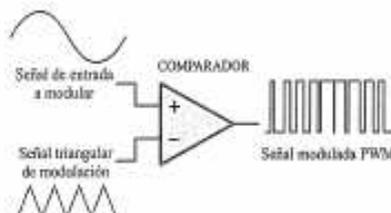


Figura 15.38. Modulación PWM mediante comparador.

Este circuito compara las dos señales de entrada y proporciona a su salida una señal positiva, de tensión fija, cuando el valor de la tensión de la señal senoidal a reproducir (señal de entrada) sea superior a la tensión de la señal triangular (moduladora).

En la Figura 15.39 se muestra la modulación de una señal senoidal mediante una señal triangular de mayor frecuencia.

Como la señal cuadrada PWM está formada por una gran cantidad de frecuencias armónicas, es necesario utilizar un filtro adecuado, para eliminar estas y obtener una señal con una única frecuencia.

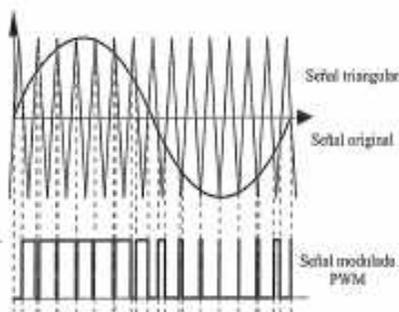


Figura 15.39. Modulación PWM con señal triangular.

Prácticas de laboratorio

15.1. Identificación de tiristores. Consigue un SCR, un triac, un diac y un UJT, comprueba la disposición de sus terminales y consulta sus características en las hojas de especificaciones técnicas que facilita el fabricante de los mismos.



Figura 15.40. Conjunto de tiristores.

15.2. Circuito de control de la iluminación de lámparas incandescentes. En la Figura 15.41 se muestra el circuito completo para realizar el control de luminosidad de una o varias lámparas incandescentes. Al realizar este circuito con un triac, obtendremos un control total de la potencia entregada a la lámpara en todo el ciclo completo de C.A. El control del triac lo conseguimos gracias al diac. Los ciclos de cebado del diac son controlados por la carga del condensador C_1 a través del potenciómetro R_1 . El resto de componentes se utiliza para mejorar las prestaciones del circuito; así, por ejemplo, con la resistencia R_2 se evitan los efectos que provocarían un valor excesivamente bajo al ajustar el potenciómetro R_1 .

El condensador C_2 y la resistencia R_4 hacen las veces de filtro, consiguiendo que las fuertes variaciones de

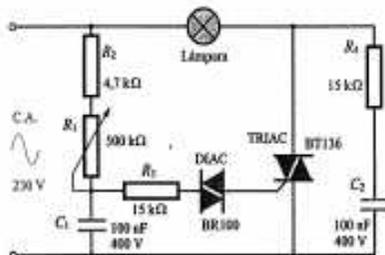


Figura 15.41. Circuito de control de la iluminación de lámparas incandescentes.

tensión entre los ánodos del triac se mantengan en unos valores aceptables, evitando así el disparo del triac de forma inesperada.

Consigue los componentes necesarios para la realización de este circuito (la selección del triac y del diac dependerá de las características de la lámpara o lámparas a controlar) y monta el circuito en el entrenador o en un circuito impreso. Comprueba su funcionamiento, y mediante un osciloscopio obtén los oscilogramas relativos a los ciclos de encendido y apagado del triac y del diac.

15.3. Relé estático mediante triac. Mediante el sencillo circuito de la Figura 15.42 podemos poner en marcha y parar un motor de C.A. El circuito trata de sustituir la acción de un relé o contactor electromagnético por medio de un triac. Al accionar el pulsador de marcha M , proporcionamos, a través de R_1 , suficiente corriente a la puerta del triac, provocando el disparo del mismo. Al estar en estado de conducción el triac, la red formada por R_2 y C_1 es sometida a casi toda la tensión de alimentación, por lo que la corriente que aparece por dicha red queda desfasada prácticamente 90° respecto a dicha tensión. Debido a este desfase, esta corriente, que fluye a través del terminal de puerta, alcanza su valor máximo cuando la tensión es prácticamente nula, por lo que cada vez que el triac tiende a descebarse, dicha corriente provoca un nuevo disparo del triac, dando como resultado un encendido continuo del triac. Para desactivar el triac basta con accionar el pulsador de paro P , el cual elimina el autoarranque del triac.

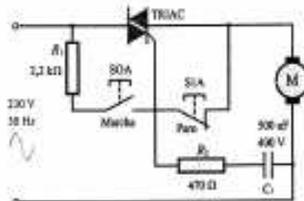


Figura 15.42. Circuito de relé mediante triac.

Como en otras ocasiones, consigue los componentes necesarios para la realización de este circuito (la selec-

ción dependerá de las características del motor) y monta el circuito en el entrenador o en un circuito impreso. Comprueba su funcionamiento.

15.4. Termostato electrónico. Se trata de diseñar un circuito que, aprovechando la sensibilidad de las resistencias NTC a los cambios de temperatura, pueda controlar el encendido y apagado de una estufa eléctrica, de tal forma que la temperatura ambiente de la estancia a calentar se mantenga a una temperatura prefijada.

Para entender cómo actúa un termostato, estudiaremos el siguiente ejemplo:

En la Figura 15.43 se muestra el circuito de un termostato bimetalico que controla el encendido y apagado de una estufa.

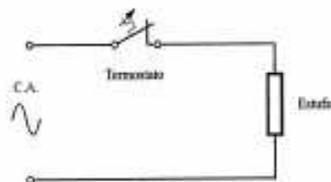


Figura 15.43. Circuito de control de una estufa mediante termostato.

Este termostato posee un contacto, a modo de interruptor, que se acciona por una lámina bimetalica. Esta lámina posee la propiedad de deformarse por un fenómeno de dilatación con los cambios de temperatura. Mientras la temperatura ambiente no sea superior a la fijada en el termostato, el contacto del mismo permanece cerrado y la estufa caldea el ambiente. Alcanzada la temperatura de referencia, el bimetal se deforma y el contacto se abre, interrumpiendo el funcionamiento de dicha estufa hasta que la temperatura ambiente vuelva a reducirse.

Diseña un circuito electrónico que sustituya la función del termostato bimetalico. Para ello, puedes utilizar transistores como elementos de amplificación de los cambios de resistencia de la NTC con la temperatura, un potenciómetro para ajustar la temperatura de referencia y relés o tiristores como elementos de accionamiento de potencia de la estufa.

Incluir un diodo LED, con su adecuada resistencia limitadora, con el fin de señalar la puesta en marcha de la estufa.

Para el montaje de los componentes será necesario el diseño de una placa de circuito impreso, donde se conectarán los mismos mediante soldadura.

Una vez encontrados los valores adecuados de los componentes necesarios para este termostato electrónico y diseñada la placa del circuito impreso, monta y conecta las diferentes partes del circuito y comprueba su funcionamiento.

15.5. Oscilador de relajación con UJT. Se trata de montar el circuito de la Figura 15.44 y comprobar mediante el osciloscopio las formas de ondas y la frecuencia obtenidas a su salida al variar el potenciómetro R_2 .

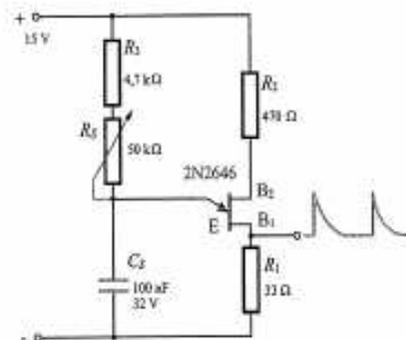


Figura 15.44. Oscilador de relajación con UJT.

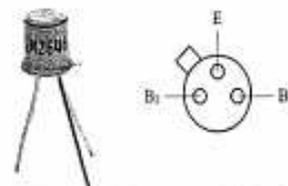


Figura 15.45. Aspecto y disposición de terminales del UJT 2N2646.

Actividades de comprobación

- 15.1. ¿Cómo se suele provocar habitualmente el disparo de los SCR?
- Aplicando una tensión directa disruptiva.
 - Aplicando una pequeña corriente en el terminal de puerta.
 - Aplicando una tensión inversa.
- 15.2. ¿Cuál es la diferencia entre un SCR y un triac?
- El SCR puede conducir en ambos sentidos, mientras que el triac solo lo hace en uno.
 - El triac se dispara por tensión directa elevada y el SCR por tensión inversa.
 - El triac puede conducir en ambos sentidos, mientras que el SCR solo lo hace en uno.
- 15.3. El SCR y el triac consiguen controlar la potencia de una carga:
- Modificando gradualmente la corriente de disparo.
 - Controlando los tiempos de conducción y no conducción.
 - Modificando gradualmente la tensión directa.
- 15.4. ¿Cómo se suele provocar habitualmente el disparo de un diac?
- Aplicando una fuerte corriente.
 - Aplicando una pequeña corriente en el terminal de puerta.
 - Aplicando una tensión directa o inversa de ruptura.

- 15.5. El SCR de la Figura 15.46 posee una corriente característica de disparo de 0,1 A. Determina la tensión V_g que habrá que aplicar a la puerta para que el SCR se dispare, teniendo en cuenta que en el terminal de puerta aparece una caída de tensión de 0,7 V.

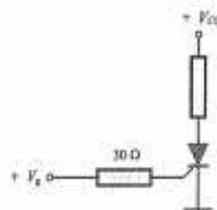


Figura 15.46.

- 15.6. Si el UJT de la Figura 15.47 posee una relación intrínseca de 0,8, determina la tensión V_g que hará disparar el UJT.

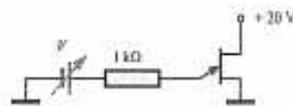


Figura 15.47.

Solución a las actividades de comprobación

- 1.1 b)
1.2 b)
1.3 c)
1.4 a)
1.5 c)
1.6 a)
1.7 c)
1.8 $V_{AV} = 0,7 \text{ V}$; $V_{SA} = 0,3 \text{ V}$
1.9 c)
1.10 a) y b)
1.11 c)
1.12 c)
1.13 a) 63; b) 341; c) 23
1.14 a) 10110110010;
b) 101000100;
c) 1010110
1.15 a) 10100110;
b) 11101110111100;
c) 100100001011100;
d) 1010111011001011010;
e) 10100101100
1.16 a) 312; CA_{10} : 100000010_{BCD}
b) 1256₆; $2AE_{16}$: 11010000110_{BCD}
1.19 $S = \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot C + \bar{A} \cdot B \cdot C + A \cdot B \cdot \bar{C}$
1.20 $S = A \cdot (A \cdot B + C)$
2.1 a) $S = \bar{A} + \bar{B}$
b) $S = \bar{A}\bar{B} + B\bar{C} + \bar{B}C$
c) $S = \bar{A}B + A\bar{B}\bar{C} + \bar{A}C + BC$
d) $S = \bar{A}D + BCD$
e) $S = \bar{A}\bar{C}D + ABCD + \bar{B}C\bar{D} + \bar{A}C\bar{D}$

- 2.2 a) $S = A \cdot \bar{B}C$
b) $S = \bar{\bar{A}C} \cdot \bar{\bar{A}D} \cdot \bar{\bar{B}D}$
c) $S = \bar{\bar{A}D} \cdot \bar{\bar{A}B}C \cdot \bar{\bar{C}D}$
2.3 $S_1 = \bar{\bar{A}BCD} + \bar{\bar{A}BCD}$
 $S_2 = \bar{\bar{A}BCD}$
2.4 $S = \bar{\bar{A}BCD} + \bar{\bar{A}BCD} + ABCD + \bar{\bar{A}BC}$
3.1 a)
3.2 b)
3.3 c)
3.4 c)
3.6 a)
3.7 b)
3.8 c)
3.10 a)
3.11 b)
3.12 a)
3.13 b)
3.14 a)
3.15 c)
4.1 b)
4.2 b)
4.3 a)
4.4 a)
4.5 c)
4.6 a)
4.11 1E, 2D, 3F, 4A, 5C, 6B

- 4.12 b)
 4.13 a)
 4.14 a) 100 Hz
 5.1 b)
 5.2 a)
 5.3 c)
 5.4 a)
 5.5 b)
 5.6 a)
 5.7 b)
 6.1 $R_1 = 27 \text{ k}\Omega \pm 10\%$; $R_2 = 12 \text{ k}\Omega \pm 2\%$;
 $R_3 = 1.500 \text{ M}\Omega \pm 5\%$
 6.2 R_1 : (rojo, amarillo, naranja, oro), R_2 : (azul, gris, naranja, plata), R_3 : (marrón, marrón, amarillo, rojo).
 6.3 R_1 : (1 k Ω)
 R_2 : (1,2 k Ω)
 R_3 : (150 k Ω)
 R_4 : (3,9 Ω)
 R_5 : (0,56 Ω)
 R_6 : (5,62 k Ω)
 R_7 : (71,52 k Ω)
 6.4 R_1 : (Sí - E24 5%)
 R_2 : (No)
 R_3 : (No)
 R_4 : (Sí - E48 2%)
 R_5 : (No)
 R_6 : (No)
 R_7 : (Sí - E12 20%)
 6.5 c)
 6.6 c)
 6.7 c)
 6.8 c)
 6.9 c)
 6.10 0,004 C; 0,02 C; 0,1 C
 6.11 $C_1 = 27 \text{ nF} \pm 5\%$, 630 V
 $C_2 = 12 \text{ nF} \pm 1\%$, 250 V
 $C_3 = 2,5 \text{ nF} \pm 10\%$, 400 V
 6.12 Disco = 6,3 nF. Tubular = 3,3 nF; $\pm 1\%$
 6.13 C_1 = naranja, naranja, verde, negro
 C_2 = verde, violeta, azul, gris
 C_3 = marrón, verde, violeta, rojo

- 6.14 C_1 : (47 nF $\pm 5\%$ /630 V)
 C_2 : (68 nF $\pm 10\%$ /500 V)
 C_3 : (40 nF $\pm 5\%$)
 C_4 : (22 pF/5%)
 C_5 : (10 nF $\pm 10\%$ /400 V)
 C_6 : (470 pF $\pm 5\%$)
 C_7 : (0,1 μF /250 V)
 C_8 : (47 nF $\pm 5\%$ /100 V)
 C_9 : (22 pF $\pm 20\%$)
 7.1 c)
 7.2 b)
 7.3 350 mW
 7.4 9,3 mA
 7.5 0,85 V; 0,83 A, 706 mW
 7.6 1N4003
 7.7 246,5 Ω
 7.8 a)
 7.9 b)
 7.10 2,7 k Ω /1 W
 8.1 c)
 8.2 a) y c)
 8.3 283 V
 8.4 7,4 V
 8.5 62,8 V
 8.6 a) $I_D = 106 \text{ mA}$, $V_{\text{enrojecimiento}} = 33,9 \text{ V}$, $V_{\text{sat}} = 10,6 \text{ V}$,
 $I_{\text{sat}} = 106 \text{ mA}$
 b) $I_D = 52 \text{ mA}$, $V_{\text{enrojecimiento}} = 33,9 \text{ V}$, $V_{\text{sat}} = 10,4 \text{ V}$,
 $I_{\text{sat}} = 104 \text{ mA}$
 c) $I_D = 104 \text{ mA}$, $V_{\text{enrojecimiento}} = 33,9 \text{ V}$, $V_{\text{sat}} = 20,7 \text{ V}$,
 $I_{\text{sat}} = 207 \text{ mA}$
 8.7 1N914
 8.8 1N4001
 8.9 $C = 865 \mu\text{F}$, $V_{\text{cc}} = 14,7 \text{ V}$, $V_{\text{sat}} = 1,7 \text{ V}$,
 $I_{\text{cc}} = 147 \text{ mA}$
 8.10 $V_{\text{cc}} = 2,6 \text{ V}$; Factor de rizado = 8,3 %
 9.1 a)
 9.2 b)
 9.3 a)
 9.4 a)
 9.5 b)
 9.6 $\beta = 49$
 9.7 b) y c)
 9.8 a)

- 9.9 a), b), c) y d)
 9.10 c)
 9.11 250 mW
 9.12 100 mA
 9.13 corte ($I_C = 0$; $V_{CE} = 3 \text{ V}$; $I_B = 0$);
 saturación ($I_C = 80 \text{ mA}$; $V_{CE} = 0,6 \text{ V}$);
 $I_B = 1.000 \mu\text{A}$;
 trabajo ($I_C = 55 \text{ mA}$; $V_{CE} = 1,4 \text{ V}$; $I_B = 300 \mu\text{A}$)
 9.14 a)
 9.15 $I_C = 10 \text{ mA}$, $V_{CE} = 1 \text{ V}$; $V_D = 1,7 \text{ V}$; $V_E = 1 \text{ V}$;
 $V_C = 2 \text{ V}$
 10.1 b)
 10.2 c)
 10.3 $A_2 = 333$, $A_1 = 10$, $A_3 = 3.330$
 10.4 a)
 10.5 b)
 10.6 c)
 10.7 a)
 10.8 c)
 10.9 b)
 10.10 7,6 μF
 10.11 20,8 %
 10.12 6 A
 10.13 30.000
 11.1 a)
 11.2 b)
 11.3 c)
 11.4 a) y c)
 11.5 a)
 11.6 a) MOSFET de empobrecimiento de canal N,
 b) Transistor bipolar NPN,
 c) MOSFET de empobrecimiento de canal P,
 d) FET de canal N,
 e) MOSFET de enriquecimiento de canal N,
 f) MOSFET de enriquecimiento de canal P,
 g) FET de canal P,
 h) Transistor bipolar PNP.
 11.7 5,33 mA
 11.8 9 mA, -4 V
 11.9 b) y c)
 11.10 a)
 11.11 b)
 11.12 a)
 11.13 $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$

- 11.14 b)
 11.15 c)
 11.16 $V_D = 9 \text{ V}$; $V_O = 5,22 \text{ V}$; $V_{\text{CC}} = -3,78 \text{ V}$
 12.1 a)
 12.2 a) y c)
 12.3 c)
 12.4 a)
 12.5 b), $A_{\text{V}_{\text{MOS}}} = 11$, $V_{\text{sat}} = 110 \text{ mV}$.
 12.6 a), lectura del voltímetro = 1,6 V
 12.7 c), lectura del amperímetro = 22 μA
 12.8 $R_1 = 2 \text{ M}\Omega$; 2,5 μA ; $K = 2 \text{ V}/\mu\text{A}$
 12.9 50 k Ω
 12.10. -2,5 V
 12.11. 1) b); 2) 500 Hz
 13.1 b)
 13.2 b)
 13.3 c)
 13.4 600 mW
 13.5 175 mV
 13.6 750 Ω
 13.7 225 mW
 13.8 $V_1 = 12 \text{ V}$, $I_1 = 6,25 \text{ mA}$, $P = 2,12 \text{ W}$
 13.9 $R_2 = 533 \Omega$; $V_{\text{sat}} = 24,8 \text{ V}$; $P = 1,4 \text{ W}$
 13.10 $R_1 = 10 \Omega$
 13.11 c)
 14.1 a)
 14.2 b)
 14.3 c)
 14.4 c)
 14.5 b)
 14.6 a)
 14.7 144,4 Hz
 14.8 3,18 nF
 14.9 5,03 MHz
 14.10 25,33 μH
 14.11 $t_1 = 1,39 \text{ ms}$, $t_2 = 3,53 \text{ ms}$, $f = 203 \text{ Hz}$
 14.12 a) a); b) $f = 4,81 \text{ Hz}$; c) 48 μF
 15.1 b)
 15.2 c)
 15.3 b)
 15.4 c)
 15.5 3,7 V
 15.6 16,7 V

Recursos de aprendizaje en MATERIAL WEB

1	<ul style="list-style-type: none"> • Actividades resueltas de sistemas de numeración • Actividades resueltas de diseño de circuitos con puertas lógicas • Equivalencias del código ASCII • Manual del Universal Trainer • Hoja de características de los circuitos integrados: 74F00, 74F02, 74F04, 74F08, 74F12, 74F86, 74AHCT00, 74AHCT02, 74AHCT04, 74AHCT08, 74AHCT10, 74AHCT12, 74AHCT16, 74AHCT18, 74AHCT20, 74AHCT22, 74AHCT24, 74AHCT28, 74AHCT30, 74AHCT32, 74AHCT36
2	<ul style="list-style-type: none"> • Actividades resueltas de simplificación de funciones lógicas • Actividad propuesta 2.1 • Actividad propuesta 2.2
3	<ul style="list-style-type: none"> • Actividad propuesta 3.1 • Actividad propuesta 3.2 • Actividad propuesta 3.3 • Hoja de características de los circuitos integrados: 74LS47, 74HC138, 74HC147, 74HC154
4	<ul style="list-style-type: none"> • Hoja de características de los circuitos integrados 74HC112, 74LS90, 74AHCT4
5	<ul style="list-style-type: none"> • Manual del usuario del polímetro digital (FluKa) • Características y ventajas de los osciloscopios digitales (Tektronix) • Menú del osciloscopio (Tektronix) • Ejemplo de Manual del usuario de un osciloscopio analógico (Hameg) • Ejemplo de Manual del usuario de un osciloscopio digital (Tektronix) • Manual técnico del analizador lógico (Tektronix)
6	<ul style="list-style-type: none"> • Código JIS para identificación de condensadores • Ejemplos prácticos de identificación de condensadores
7	<ul style="list-style-type: none"> • Hoja de características de los diodos 1N4001 a 1N4007
9	<ul style="list-style-type: none"> • Códigos de identificación de semiconductores • Hojas de características de los transistores BC107 – 109, BC546 – 550, BD135 – 139
10	<ul style="list-style-type: none"> • Hojas de características de los transistores BC108A, BD136 – 139 • Hojas de características del amplificador de los amplificadores de audio integrados LM384, TDA2003 y TDA2009
11	<ul style="list-style-type: none"> • Hojas de características de los transistores 2N5457 – 5459
12	<ul style="list-style-type: none"> • Hojas de características del transistor BC337 • Hojas de características de los amplificadores operacionales LM741 y del TL081
13	<ul style="list-style-type: none"> • Hojas de características de los reguladores integrados LM78xx, LM79xx, LM317 y TEA2018 • Hojas de características de los diodos Zener BZX85-c3v6 - c62 y ZPD2,7 – 51. • Hojas de características del transistor 2N3055
14	<ul style="list-style-type: none"> • Hoja de características del temporizador integrado 555 • Hoja de características de los transistores 2N3006, BC556 – 560 • Hoja características BC036 – 640 • Hoja de características del fotodiodo BPW40
15	<ul style="list-style-type: none"> • Hoja de características del SCR BT151_SERIES_2 • Hoja de características del Triac BT136-600P • Hoja de características del IUT 2N2646

Instrucciones para el acceso al MATERIAL WEB

Desde la ficha web de la obra (en www.ponwinfo.es) y mediante un sencillo registro desde la sección «Recursos previo registro», que encontrarás en ella, podrás acceder a todos los recursos de aprendizaje y materiales elaborados para el texto de Electrónica.