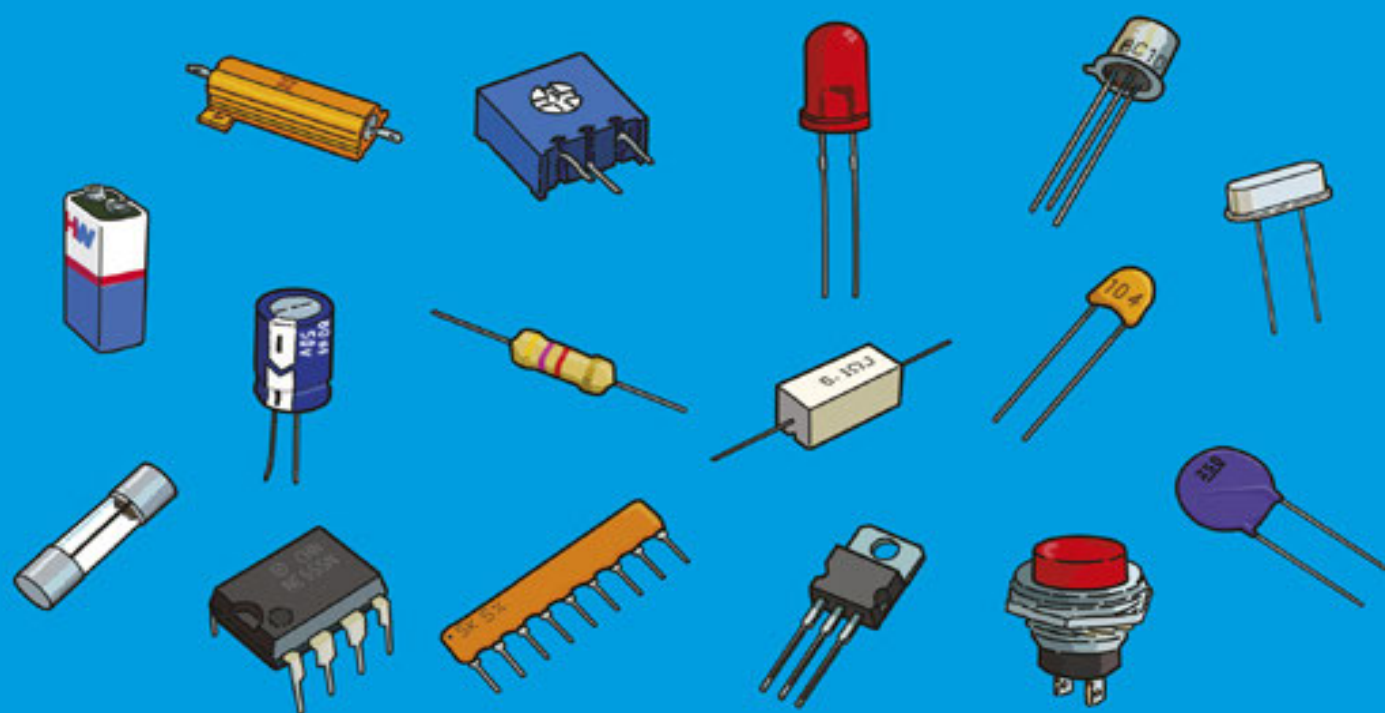


Paolo Aliverti

Electrónica trucos y secretos

130 ideas para resolver cualquier problema



- Resistores y condensadores, motores, relés, altavoces y micrófonos
- Amplificadores operacionales
- Nociones básicas: corriente, tensión, resistencia e impedancia
- Diodos, transistores y semiconductores

Electrónica

trucos y secretos

A collection of various electronic components including resistors, capacitors, diodes, transistors, and integrated circuits. The components are scattered across a blue background. There are several resistors of different shapes and colors (orange, yellow, white). There are capacitors, including a large electrolytic capacitor with a blue and white label and several smaller ceramic capacitors. There are diodes, including a red LED and a purple diode. There are transistors, including a black TO-18 package and a larger TO-18 package with a red top. There are integrated circuits, including a black DIP package and a black DIP package with a white label. There are also some other components like a small white component and a small black component.

- Marcombo  1945-2020 **75** años

Electrónica trucos y secretos

130 ideas para resolver cualquier problema

Acceda a www.marcombo.info
para descargar gratis
contenido adicional
complemento imprescindible de este libro

Código:

ARDUINO9

Electrónica trucos y secretos

130 ideas para resolver cualquier problema

Paolo Aliverti



Edición original publicada en italiano por Edizioni LSWR

con el título: Elettronica trucchi e segreti | 130 idee per risolvere ogni problema

© Paolo Aliverti 2020.

Título de la edición en español:

Electrónica: trucos y secretos | 130 ideas para resolver cualquier problema

Primera edición en español, año 2021

© 2021 MARCOMBO, S. L.

www.marcombo.com

Traducción: Sònia Llena

Correctora: Beatriz García

Directora de producción: M.^a Rosa Castillo

Cualquier forma de reproducción, distribución, comunicación pública o transformación de esta obra solo puede ser realizada con la autorización de

sus titulares, salvo excepción prevista por la ley.

Esta publicación contiene opiniones del autor y tiene por objeto proporcionar información clara y precisa. El procesamiento de textos, incluso si se realiza con una atención escrupulosa, no puede asumir la responsabilidad específica del autor y/o editor de los posibles errores o imprecisiones.

El editor ha hecho todo lo posible para obtener y citar las fuentes exactas de las ilustraciones. Si en algunos casos no ha sido posible encontrar alguna con derechos de autor, está disponible para hacer frente a las omisiones involuntarias o los errores en las referencias citadas.

ISBN: 978-84-267-3273-6

Producción del ePub: booqlab

Índice

INTRODUCCIÓN

El canal de video

Estructura del libro

Quién soy

Advertencias

1. NOCIONES BÁSICAS

Corriente eléctrica

Tensión

Ley de Ohm

Conexiones en serie y en paralelo

Generadores

La metáfora acuática

Potencia

Leyes de Kirchhoff

Teoremas de Thevenin y Norton

Funciones matemáticas y sinusoidales

Tiempos y frecuencias

Fasores

Operaciones sobre fasores

Ley de Ohm en corriente alterna

Condensadores en corriente alterna

Inductores en corriente alterna

Impedancia

Potencia en los circuitos en corriente alterna

Decibelios

2. COMPONENTES PASIVOS

1. Leer el valor de una resistencia

2. Leer el valor de una resistencia de montaje superficial (SMD)

3. Medir una resistencia

4. Conectar resistencia en serie y en paralelo

5. Calcular la resistencia equivalente de cualquier red

6. Calcular la resistencia equivalente de una red en estrella (o en triángulo)

7. Conectar baterías en serie o en paralelo

8. Elegir un alimentador

9. Resolver un circuito electrónico simple

10. Adaptar un divisor de tensión
11. Adaptar un divisor de corriente
12. Calcular la resistencia para encender un led a 12 V
13. Utilizar un generador real
14. Adaptar la potencia para una resistencia
15. Resolver una red compleja con Kirchhoff
16. Resolver un circuito con Thevenin
17. Reconocer un condensador y leer su valor
18. Combinar varios condensadores
19. Reconocer un inductor y leer su valor
20. Combinar varios inductores
21. Calcular el tiempo de carga de un condensador
22. Calcular el tiempo de carga de un inductor
23. Calcular la reactancia de un condensador
24. Calcular la reactancia de un inductor
25. Resolver circuitos con impedancias genéricas
26. Impedancias en serie
27. Impedancias en paralelo
28. Divisor capacitivo
29. Encender un led a 230 V

30. Calcular correctamente la potencia en un circuito genérico

31. Cómo funciona un transformador

32. Combinar los devanados de un transformador

33. Pulsadores, interruptores y cruzamientos

34. Desviar la corriente de una parte a otra

35. Luz con doble cruzamiento

36. Elegir o utilizar un relé

37. Relés con retención de posición

38. Flash con relé

39. Motores

40. Controlar un motor con un cruzamiento

41. Controlar el movimiento de un motor con un relé

42. Añadir un final de carrera a un motor

43. Micrófonos

44. Altavoces, zumbadores y sensores piezoeléctricos

45. Varistores

46. Fusibles

3. DIODOS, TRANSISTORES, SEMICONDUCTORES

47. ¿Cómo funciona un diodo?

[48. Elegir un diodo](#)

[49. Utilizar un diodo](#)

[50. Utilizar un diodo zener](#)

[51. Probar un diodo](#)

[52. Cómo funciona un puente de diodos](#)

[53. Proteger las entradas de alimentación](#)

[54. Proteger las entradas digitales con diodos](#)

[55. Encender un led](#)

[56. Puertas lógicas con diodos](#)

[57. El transistor bipolar](#)

[58. Elegir un transistor bipolar](#)

[59. Comprobar un transistor](#)

[60. Utilizar un transistor como conmutador](#)

[61. Tipos de etapas con transistor y su polarización](#)

[62. Polarizar un amplificador con emisor común con características gráficas](#)

[63. Obtener el equivalente de Thevenin del circuito de entrada de un amplificador con emisor común](#)

[64. Planificación empírica para un amplificador con emisor común](#)

[65. Amplificador de colector común](#)

[66. Amplificador diferencial](#)

[67. Amplificador push-pull](#)

- [68. Conectar varias etapas en los amplificadores de transistor](#)
- [69. Relé controlado por luz \(o por temperatura\)](#)
- [70. Led fotosensible con apagado gradual](#)
- [71. Intermitente con transistor](#)
- [72. Luz de batería baja con transistor](#)
- [73. El transistor JFET](#)
- [74. Elegir un JFET](#)
- [75. Utilizar un JFET como amplificador](#)
- [76. Autopolarizar un JFET \(self biasing\)](#)
- [77. Resolver un circuito con JFET con fórmulas](#)
- [78. Circuito de prueba sencillo para un JFET de canal N](#)
- [79. Método empírico para un amplificador JFET de fuente común](#)
- [80. El transistor MOSFET](#)
- [81. Elegir un MOSFET](#)
- [82. Comprobar MOSFET y JFET](#)
- [83. Utilizar un MOSFET de enriquecimiento de canal N](#)
- [84. Usar un MOSFET de empobrecimiento de canal N](#)
- [85. Controlar un relé con un MOSFET de enriquecimiento de canal N](#)
- [86. Controlar un relé con un MOSFET de empobrecimiento de canal N](#)
- [87. Amplificadores con MOSFET](#)

88. Polarización de una etapa de amplificación de fuente común con MOSFET de enriquecimiento de canal N

89. Proteger la alimentación de un circuito con P-MOSFET

90. SCR

91. Elegir un SCR

92. Utilizar un SCR con una corriente continua

93. Utilizar un SCR con una corriente alterna

94. Comprobar un SCR con un tester

95. Los TRIAC

96. Elegir un TRIAC

97. Comprobar un TRIAC

98. Utilizar un TRIAC como interruptor de baja tensión

99. Los DIAC

100. Probar un DIAC

101. Regulador de intensidad con TRIAC

102. Utilizar un optoTRIAC

103. Diodo de cuatro capas o diodo Shockley.

104. SCS

105. Transistores uniunión UJT y PUT

106. IGBT

107. Comprobar un IGBT

108. Fotodiodos

109. Utilizar un fotodiodo para obtener luz

110. Fototransistores

111. Utilizar un fototransistor para detectar luz

112. Optoacopladores

113. Utilizar un optoacoplador para controlar una corriente mayor

4. AMPLIFICADORES OPERACIONALES

114. Los amplificadores operacionales

115. Elegir un amplificador operacional

116. Comparador de tensiones

117. Búfer

118. Amplificador inversor

119. Amplificador no inversor

120. Crear una alimentación dual a partir de una individual

121. Sumar varias señales con un amplificador operacional

122. Amplificador diferencial

123. Integrador de señal

124. Diferenciador

125. Potenciar la salida de un amplificador operacional

126. Convertidor corriente/tensión

127. Controlar un relé con un amplificador operacional

128. Convertidor tensión/corriente

129. Disparador de Schmitt (histéresis)

130. Oscilador de onda cuadrada

131. Oscilador sinusoidal

Introducción

Han pasado ya unos años desde la publicación de mi primer libro sobre electrónica, *Electrónica para makers*. Un libro que ha gozado de una gran acogida, pero que, desafortunadamente, surgió en un periodo difícil. En aquellos tiempos, estaba empezando a trabajar por mi cuenta y todavía estaba en la empresa de ferrocarriles. Para escribirlo, me levantaba cada día muy temprano. No obstante, aquel libro fue bien valorado por muchos makers que necesitaban ayuda para empezar. El espíritu con que lo ideé y, más tarde, escribí es precisamente el de tratar de ayudar al máximo a aquellos que empiezan desde cero.

Este nuevo trabajo sigue la estela de *Electrónica para makers* e intenta profundizar más en los argumentos. Además, en esta ocasión he decidido enfocarlo hacia trucos y secretos, para lo que he dividido los temas en píldoras de pocas páginas. Los temas tratados son los mismos que pueden encontrar en mi canal de YouTube, donde cada día publico un video de electrónica, programación o Arduino.

Escribir un libro de electrónica no es sencillo. Con la ayuda de los videos que publico, he conseguido comprobar en primera persona todos los temas que encontrarán en estas páginas. Esto me permite estar seguro de que las cosas funcionan y, para ustedes, es una garantía de calidad. Siempre surgirán errores, pero con este método creo que los he podido reducir de un modo considerable, pues han quedado relegados a errores de impresión o pequeños descuidos.

En un principio tuve previsto realizar 100 videos y, por tanto, 100 trucos. El hecho de definir una meta me ha servido para dibujar el objetivo que quería alcanzar. Tal como me imaginaba, el objetivo ha sido alcanzado y superado. ¡Existen muchos más de 100 temas que se pueden abordar cuando se habla de electrónica!

Si ya tienen Electrónica para makers, aquí se toparán con algunos temas ya sabidos y distintos conocimientos matemáticos. Para hacer frente a determinados argumentos, es necesario conocer algunos conceptos matemáticos avanzados o, como mínimo, tener una idea sobre ellos. He intentado explicarlo todo del modo más sencillo posible. Verán una primera sección introductoria sobre la electrónica. En las siguientes partes se encuentran los trucos que tratan, en primer lugar, sobre los componentes pasivos, para pasar después a semiconductores, transistores y amplificadores operacionales, todo ello acompañado siempre de ejemplos y experimentos prácticos.

¡Buena lectura!

El canal de video

Todos los trucos de este libro van acompañados de videolecciones publicadas en mi canal de YouTube (<http://www.youtube.com/user/zeppelinmaker>) y en una página web (<http://www.zeppelinmaker.it/elettronica100/>).¹ Cada uno de los temas del libro se explica en un video bastante conciso. Empecé a publicar material en YouTube en el año 2011, primero de forma bastante aleatoria y después cada vez con mayor criterio. Mis primeros videos eran muy brutos: grababa lo que había fabricado sin ninguna explicación ni ningún comentario. Con los años, YouTube ha crecido y se ha convertido en una auténtica red social. Me di cuenta de que podía ser un canal de comunicación potente y muy directo, por lo que estudié los videos de los youtubers de éxito para saber cómo debía subir los míos.

Para grabar un video, no se puede improvisar. A pesar de que muchos parezcan caseros, detrás de un video de éxito hay siempre una cierta preparación. Intenté crear algo de valor con un mínimo de estudio y organización. No basta con una simple cámara fotográfica. Esta es fundamental, pero debe ir acompañada de un buen audio. Recuperé un micrófono excelente y varios soportes. Otra cosa importante es la iluminación, la cual conseguí con varias lámparas, ¡y les aseguro que nunca son suficientes!

Mis primeros videos fueron grabados casi a oscuras, más por necesidad que por elección. El único sitio del que disponía era un espacio en mi desván y solo podía grabar videos cuando todos dormían. Ahora, cuando los miro, me doy cuenta de lo oscuros e incluso inquietantes que eran. ¡Mi voz se oía muy baja porque no podía hablar a gritos! Otro elemento fundamental es el

montaje, que requiere tiempo y paciencia. Audio y video deben ir unidos, y en el conjunto se deben eliminar ruidos, tartamudeos, pausas y errores. Para evitar divagaciones, cada video se prepara previamente en papel. No hay un gui3n real, pero cada uno de los argumentos es estudiado y probado.

Me equip3 as3 porque quer3a crear algo bueno: producir una cierta calidad. La mayor parte de los videos t3cnicos grabados en Italia son bastante toscos y decepcionantes.

A menudo no se consiguen los resultados, hay largas divagaciones. Algunos de estos videos fueron grabados con un tel3fono m3vil sin soporte: las im3genes tiemblan y se mueven. Al ver estos videos, me digo: «Sobre videos s3 poco, no soy tan guapo como Johnny Depp... pero soy capaz de hacer algo mejor que la media».

As3 que trabaj3 duro para grabar muchos videos: uno al d3a, todos los d3as, publicado a las 9. Vistas las opiniones, un compromiso importante.

Esta t3ctica ha hecho crecer mi canal hasta los 20 000 suscritos (en diciembre de 2019) y m3s de 2 000 000 de visualizaciones (que sigue siendo una gota en el oc3ano de YouTube). Un p3blico reducido de apasionados me escribe, comenta y critica cada d3a. Mis videos han gustado y muchos me han felicitado:

«Quiero darte las gracias por estos videos, que son los mejores de los que circulan por You-Tube (en cuanto a claridad y practicidad). Muchas gracias de coraz3n por lo que haces».

Roberto

«Un trabajo excelente, recomendaré tus videos a quienes necesiten manuales o instrucciones».

M.A.

Estos mensajes son la mejor recompensa por todo el tiempo invertido con pasión en mi actividad divulgativa.

Mi equipo

Muchas veces me preguntan qué equipo utilizo. No tengo secretos:

- cámara fotográfica canon D100;
- micrófono Røde Lavalier;
- minimezclador Xenyx con interfaz de audio USB;

- OpenBoard como pizarra con tableta gráfica Wacom Intuos;
- QuickTime para la grabación de la pantalla;
- iMovie para el montaje de los videos.

Estructura del libro

Los proyectos y los temas del libro están organizados en 130 unidades que he pensado definir como trucos. Cada truco presenta un tema completo y unitario. No existe un hilo lógico obligado: pueden leer el libro todo seguido o consultarlo como un manual para resolver los distintos casos con que se pueden encontrar al crear un prototipo.

Si alguno de ustedes ya dispone del libro Electrónica para makers, podrá encontrar temas similares. No he podido evitar copiar algunas partes, para algunos argumentos es inevitable, pero allí donde ha sido necesario he intentado añadir algo más o incluir una presentación distinta, de manera que igualmente haya informaciones nuevas e inéditas.

Los trucos del libro están organizados en cuatro secciones que se corresponden con los capítulos:

- un capítulo teórico de introducción con un resumen de las bases teóricas necesarias;
- componentes pasivos, resistores, condensadores y bobinas;
- diodos, transistores, MOSFET, SCR y TRIAC;

- amplificadores operacionales.

He publicado todas las listas y el material utilizado tanto en el libro como en los videos en www.zeppelinmaker.it/book/elettronica-trucchi-e-segreti.html

Quién soy

Todos estos años me he dedicado a muchas actividades y tecnologías cercanas al mundo de los makers. He experimentado con startups y empresas, e incluso he mudado de piel en muchas ocasiones para dar con un negocio que funcionara. En 2011 fundé Frankenstein Garage y más tarde FabLab Milano: una de las primeras startups que volvía a dedicarse al hardware en lugar de al software o a las apps.

Después abrí Fabb srl, dedicada, sin demasiado éxito, a la impresión 3D, hologramas y diseño IoT. Hace unos años puse en marcha REborn EElectronic Company (www.reelco.it), que realiza reparaciones electrónicas industriales. Cada día es un nuevo reto y nos encontramos con maquinaria de todo tipo que casi siempre reparamos con una enorme satisfacción. En poco tiempo he pasado de mi desván a un pequeño laboratorio de alquiler con la ayuda de cinco compañeros de viaje y colaboradores. Parece que este es un buen negocio y que, por fin, las cosas empiezan a moverse...

He escrito algunos libros como Il manuale del maker (el manual del maker), traducido al inglés por Make Media Press; algunas obras sobre impresión 3D y otros libros de esta colección como El manual de Arduino; Arduino. Trucos y secretos; Electrónica para makers; y Reparar (casi) cualquier cosa.

Pueden contactar conmigo a través de mi sitio web, www.zeppelinmaker.it, o por correo electrónico en esta dirección: paolo@zeppelinmaker.it.

Advertencias

La corriente eléctrica puede ser muy peligrosa: es invisible y, si uno no es consciente o no está seguro de lo que hace, puede sufrir accidentes graves o mortales. No utilicen nunca la tensión de red a 220 V para sus experimentos. Usen solo pilas, baterías y, de vez en cuando, alimentadores, pero siempre prestando la máxima atención.

Si no están seguros o les surgen dudas, pregunten a un experto, amigo o profesional. En Internet y en Facebook existen muchos sitios y grupos, aunque no es fácil saber si una persona es realmente experta basándonos solo en lo que escribe.

Ni el editor ni yo podemos asumir ninguna responsabilidad por los resultados obtenidos en los experimentos descritos en este libro. No podemos dar cuenta de los accidentes o daños que se podrían producir en cosas, personas o animales durante la realización de estos experimentos en casa. Pongan la máxima atención en todo cuanto hagan y traten de prever las consecuencias de sus acciones.

1N. del T.: Todos estos videos explicativos proporcionados por el autor se encuentran en italiano y no están traducidos.

Nociones básicas

Para entender el funcionamiento de los circuitos electrónicos, es preciso conocer algunos conceptos teóricos fundamentales: corriente, tensión, resistencia, impedancia. Hablaremos de las leyes de Thevenin, Kirchhoff, Norton, y de las técnicas para resolver circuitos en corriente continua y alterna.

En esta sección encontrarán algunos conceptos fundamentales relacionados con la electrónica y que serán útiles para afrontar los trucos presentados en el libro. Se tratarán las unidades fundamentales y las leyes necesarias para realizar cálculos sobre circuitos y obtener tensiones, corrientes y resistencias. Tomen este apartado como referencia, sobre todo en cuanto a los sistemas para la solución de circuitos. He intentado reducir al mínimo la información necesaria para no penalizar el resto del libro. Se encontrarán con muchos conceptos matemáticos y electrónicos condensados en pocas líneas. He tratado de minimizar las fórmulas y, allí donde ha sido necesario, presentarlas de manera que cualquiera pueda comprenderlas. Algunos de los conceptos matemáticos incluidos se introducen, habitualmente, en cursos avanzados, pero se trata de cosas comprensibles para aquellos que tengan la paciencia y las ganas de dedicar un rato a entenderlas. Les aconsejo, si pueden, que complementen la lectura del libro con algún conocimiento suyo personal: usen algún libro de matemáticas o aprovechen los infinitos recursos de Internet, actualmente un canal imprescindible para quienes quieren adquirir conocimientos sobre una materia. Muchos de los temas presentados en estas páginas los pueden encontrar en mi canal de YouTube. Pueden decidir leer todo el capítulo o saltarlo para retomarlo más tarde, cuando sea, si lo es, necesario.

Corriente eléctrica

La corriente eléctrica se define como la cantidad de carga que pasa por una determinada sección en un determinado tiempo:

$$i = \frac{\text{número cargas}}{\text{tiempo}}$$

Si se fijan, parece una definición similar a la del flujo del agua, entendido como la cantidad de líquido que pasa por una determinada sección en un determinado tiempo. Para el agua, hablamos de litros por segundo, mientras que para la corriente deberíamos hablar de cargas por segundo. La unidad de

medida de la carga eléctrica es el culombio. Así, la corriente se mide en culombios por segundo, comúnmente conocidos como amperios.

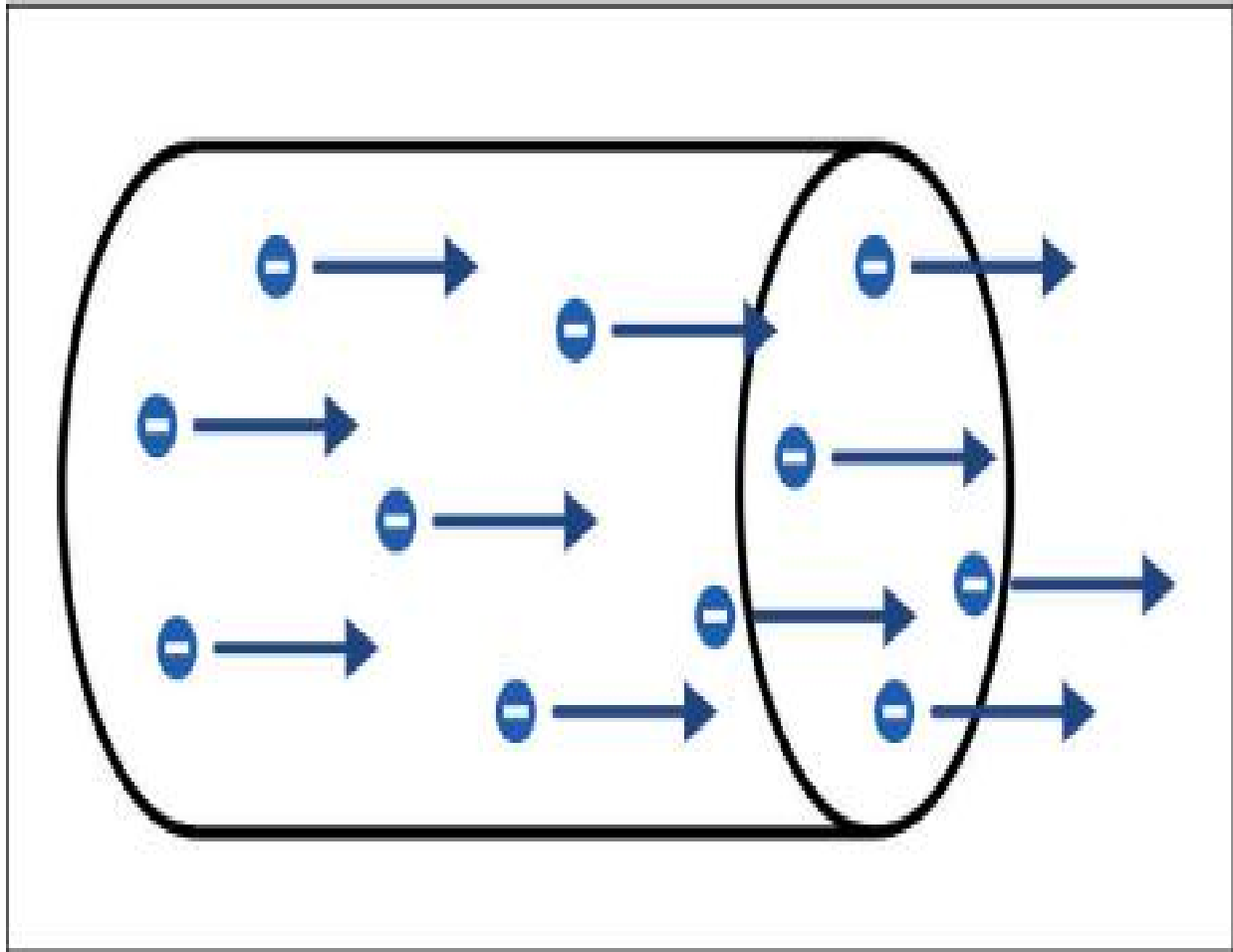


Figura 1.1 – La corriente se produce por el movimiento de cargas dentro de un material conductor.

Para llegar a una definición precisa, necesitaríamos un instrumento con el que medir el número de cargas eléctricas que pasan por una determinada superficie. Es muy difícil realizar una medida instantánea, por lo que imaginen que pueden realizar dos medidas a poca distancia una de otra y obtener el número de cargas resolviendo la diferencia entre las medidas en el

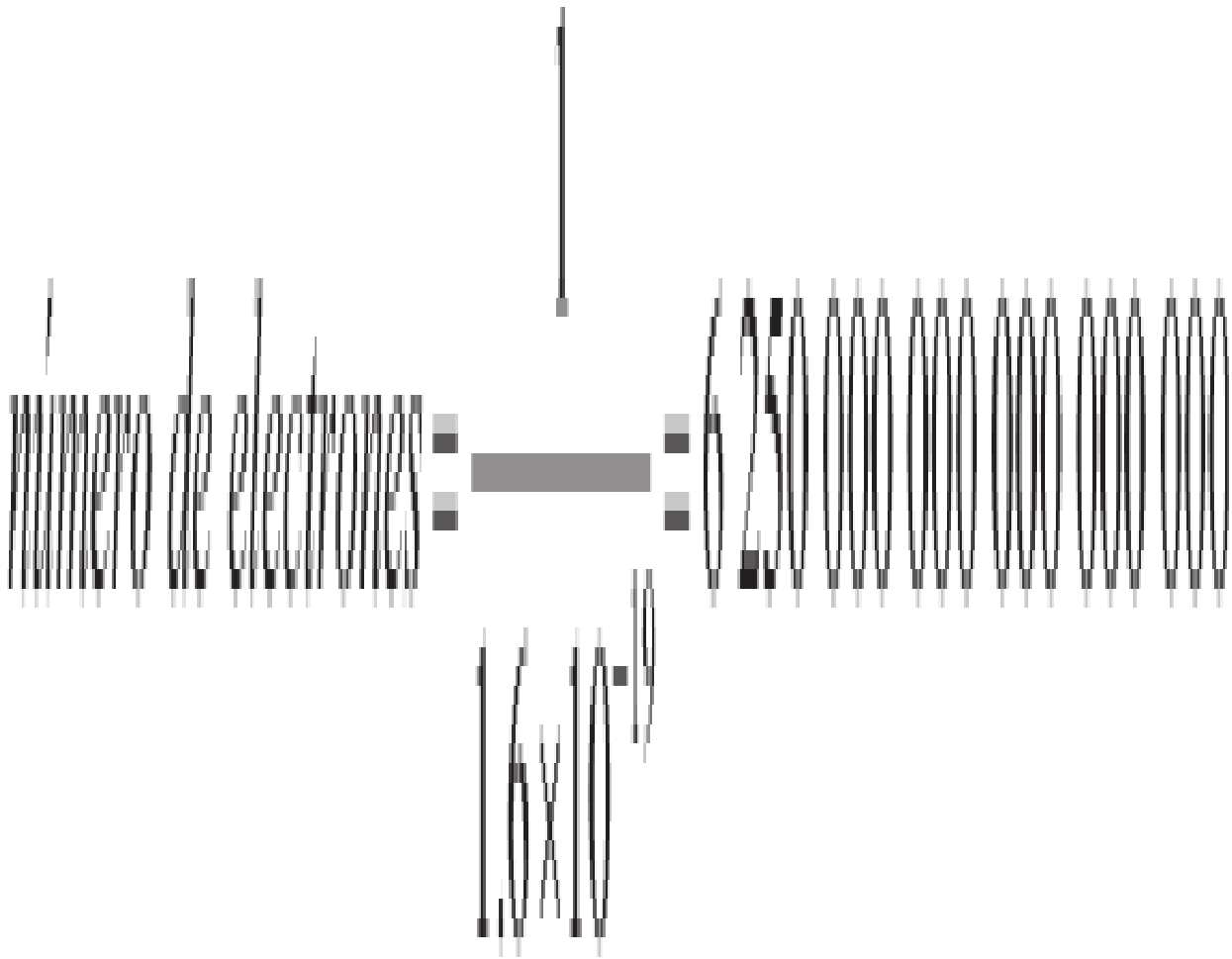
momento final y las obtenidas en el momento inicial. De este modo, la definición de corriente pasa a ser:

$$I = \frac{q_2 - q_1}{t_2 - t_1} = \frac{\Delta q}{\Delta t}$$

Las corrientes se indican normalmente con la letra I, a veces seguida de un número en subíndice, si se debe indicar más de una (por ejemplo i_1 , i_2 , i_3). Sin embargo, la definición que acabamos de ver indica una media matemática: durante un determinado periodo de tiempo, cuento las cargas que pasan por una determinada sección y, después, las divido por el tiempo transcurrido. Se puede llegar a una definición lo más exacta posible y, por tanto, instantánea, si se reduce al máximo el intervalo de tiempo que se ha de medir. Dicha definición se denomina operativa porque afronta el problema desde un punto de vista práctico y ofrece una solución que requiere el uso de instrumentos y medidas. Sin embargo, para medir la corriente, no utilizamos un detector de cargas eléctricas, sino un instrumento denominado

amperímetro, el cual nos proporciona directamente la medida en amperios. De hecho, un amperio equivale a una cantidad de carga igual a un culombio que pasa por una determinada sección en un segundo.

Sabiendo que un electrón tiene una carga de $-1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$, podemos obtener el número de electrones que dan vida a nuestro amperio:



El símbolo utilizado para indicar los amperios es la letra A. Por lo tanto, una corriente de 10 amperios se indicará de la siguiente manera:

$$i_1 = 10 \text{ A}$$

En electrónica, se suele trabajar con corrientes muy pequeñas, por lo que se utilizan fracciones de amperios, como los miliamperios ($1 \text{ mA} = 0.001 \text{ A}$ o 10^{-3} A) o los microamperios ($1 \mu\text{A} = 0.001 \text{ mA}$ o 0.000001 A o 10^{-6} A).

Las cargas de las que hablamos son los electrones, que pueden moverse libremente dentro de algunos materiales concretos, por lo general de tipo metálico y, por tanto, denominados conductores. Podemos obtener una corriente a partir de un generador que puede ser una batería o un alimentador. Las baterías y los alimentadores tienen dos polos, es decir, dos terminales (o bornes, como les gusta denominarlos a los electrotécnicos), uno positivo e identificado con el signo +, y otro negativo e identificado con el símbolo -. En un principio, se pensaba que la corriente estaba determinada por el movimiento de cargas positivas que salen del polo positivo, que fluyen por un circuito y terminan en el polo negativo. Estudios posteriores descubrieron que la corriente estaba generada por el movimiento de cargas negativas, los electrones, y que, por tanto, el sentido correcto era del polo negativo al positivo. A fines prácticos, decir que las cargas positivas se mueven del polo positivo al negativo o que las cargas negativas se mueven del polo negativo al positivo es lo mismo.

Para tener una muestra visual de cómo circula la corriente por un circuito, es habitual indicarla en los esquemas electrónicos con una flecha superpuesta o flanqueada por las ramas de un circuito. En la figura 1.2 podemos ver un simple circuito donde el generador está representado por una batería B1 a la cual se encuentra conectado un componente genérico C1. En los extremos de este componente encontramos la misma tensión proporcionada por la batería B1. La corriente que surge del generador no puede hacer otra cosa que pasar a través del componente C1 para, después, regresar al polo negativo de la batería.

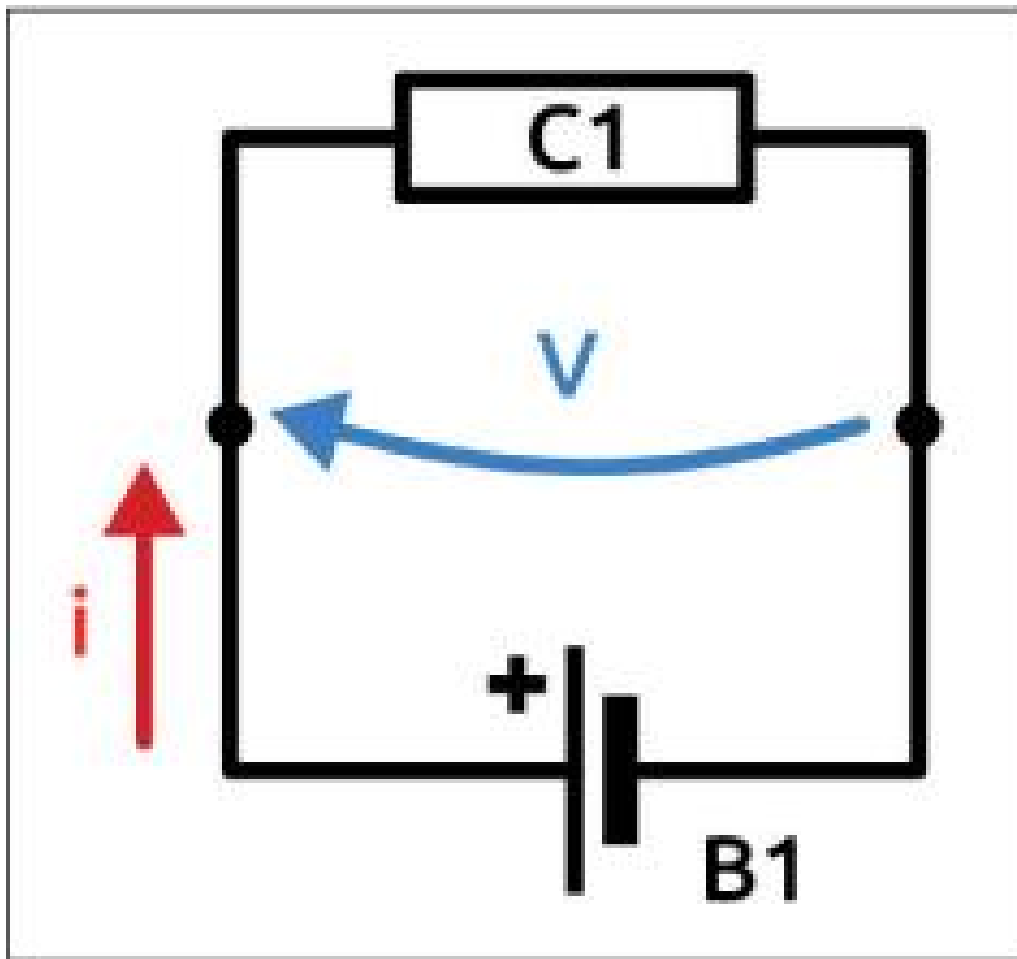


Figura 1.2 – Generador conectado a un componente eléctrico. La corriente y la tensión están indicadas mediante dos flechas.

Podemos tener corrientes continuas y, por consiguiente, caracterizadas por un flujo constante de cargas que se desplazan de un polo al otro de nuestro generador, o bien corrientes variables. Una corriente continua es mucho más sencilla de tratar que una corriente variable. Las corrientes variables pueden ser de naturaleza distinta. Podemos tener corrientes que varían de un modo regular, por ejemplo, con un movimiento de onda o sinusoidal, y que, por ello, tienen una determinada frecuencia, o corrientes que cambian de un modo más complejo. Las corrientes variables se pueden analizar y estudiar mediante fórmulas matemáticas más o menos complejas. En cualquier caso,

incluso las ondas más complicadas se pueden describir como una suma más o menos compleja de ondas simples.

Tensión

Hemos dicho que la corriente se origina por un movimiento de cargas eléctricas. ¿Qué puede hacer desplazar las cargas eléctricas? Un campo eléctrico. Podemos crear un campo eléctrico cuando tenemos concentraciones de cargas en el espacio. Si han probado alguna vez a frotar un globo sobre un jersey de lana, ya sabrán de qué estamos hablando. Al frotar el globo sobre la superficie, se carga eléctricamente y podemos detectar la presencia de cargas porque, si acercamos el globo a nuestro pelo, si todavía nos queda alguno, su superficie los atrae. Este es un sencillo ejemplo de campo eléctrico.

Al conectar un conductor entre dos polos de un generador, cerramos un circuito y conseguimos que dentro del conductor se establezca un campo eléctrico. Las partículas presentes en el campo eléctrico sufrirán una fuerza, denominada fuerza electromotriz, que las pondrá en movimiento y, por tanto, podremos generar una corriente. Cuando hablamos de tensión o de voltaje, nos referimos a la diferencia de potencial entre dos puntos. El potencial de un punto lo produce la energía (potencial) que posee una partícula en dicha posición. En cambio, la diferencia de potencial eléctrico es el trabajo necesario para mover una carga de un punto a otro.

Retomando la metáfora acuática, podemos decir que la tensión es comparable a la altura desde la cual cae el agua o a la inclinación de un tubo. Si queremos que circule el agua, el tubo debe inclinarse.

La tensión es una medida relativa y siempre se refiere a dos puntos. Hablaremos de tensión entre el punto A y B indicándolo con las letras VAB.

$$V_{AB} = V_A - V_B$$

La letra V se utiliza tradicionalmente para indicar la tensión. Cuando esta muestra una única letra, no es absoluta, pero significa que se refiere a masa o al punto de tierra, es decir, a un punto que por convención asumimos que tenga un potencial 0 y, normalmente, corresponde al negativo del generador o la batería que utilizamos para alimentar el circuito.

De forma parecida a la corriente, podemos dar una definición operativa de la tensión de este modo:

$$V_{AB} = \frac{U_A - U_B}{q} = \frac{\Delta U}{q}$$

La tensión se obtiene de la relación entre la diferencia de energía potencial de dos puntos, dividida entre la cantidad de carga. Sin olvidar que el joule es la unidad de medida de la energía, podemos medirlo así:

$$\frac{1\text{V}}{10} = 100\text{mV}$$

La unidad de medida es el voltio. Podemos medir fácilmente una diferencia de potencial con un voltímetro o un multímetro común.

Ley de Ohm

Una de las leyes fundamentales de la electrónica necesaria para la resolución de circuitos es la ley de Ohm, que vincula la tensión y la corriente a través de la resistencia:

$$V = I \cdot R$$

La resistencia se mide en ohmios, unidad de medida que toma el nombre del físico alemán Georg Ohm, quien, a principios de 1800, estudió las relaciones entre corriente y tensión, y los efectos producidos sobre distintos materiales. El símbolo del ohmio es la letra griega omega: Ω . Los componentes que se utilizan normalmente en electrónica tienen resistencias que van de fracciones de ohmio (miliohmios) a megaohmios. El símbolo que se suele utilizar para representar las resistencias es una línea en zigzag con dos terminales o, en algunos casos, un simple rectángulo. Las resistencias se indican con la letra R normalmente numerada en subíndice: R1. Las resistencias son componentes sin polarizar: es posible invertir sus terminales sin que cambie su comportamiento. El efecto producido por una resistencia es el de frenar el paso de los electrones y, por tanto, determinar una caída de tensión. Es comparable, volviendo a la metáfora hidráulica, a un tubo estrangulado.

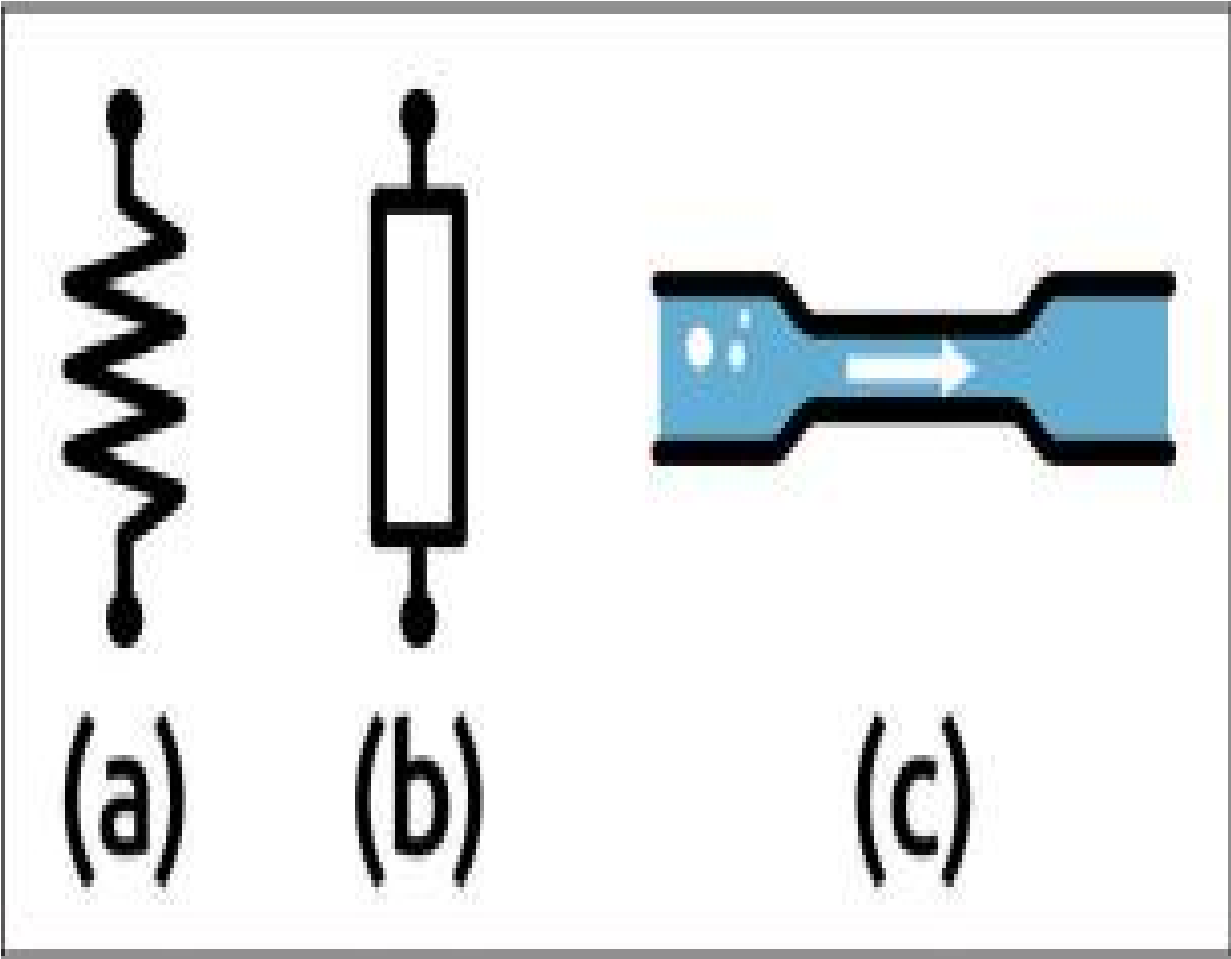


Figura 1.3 – Símbolos (a) (b) utilizados normalmente para indicar una resistencia y un dibujo (c) que la representa como un tubo estrangulado.

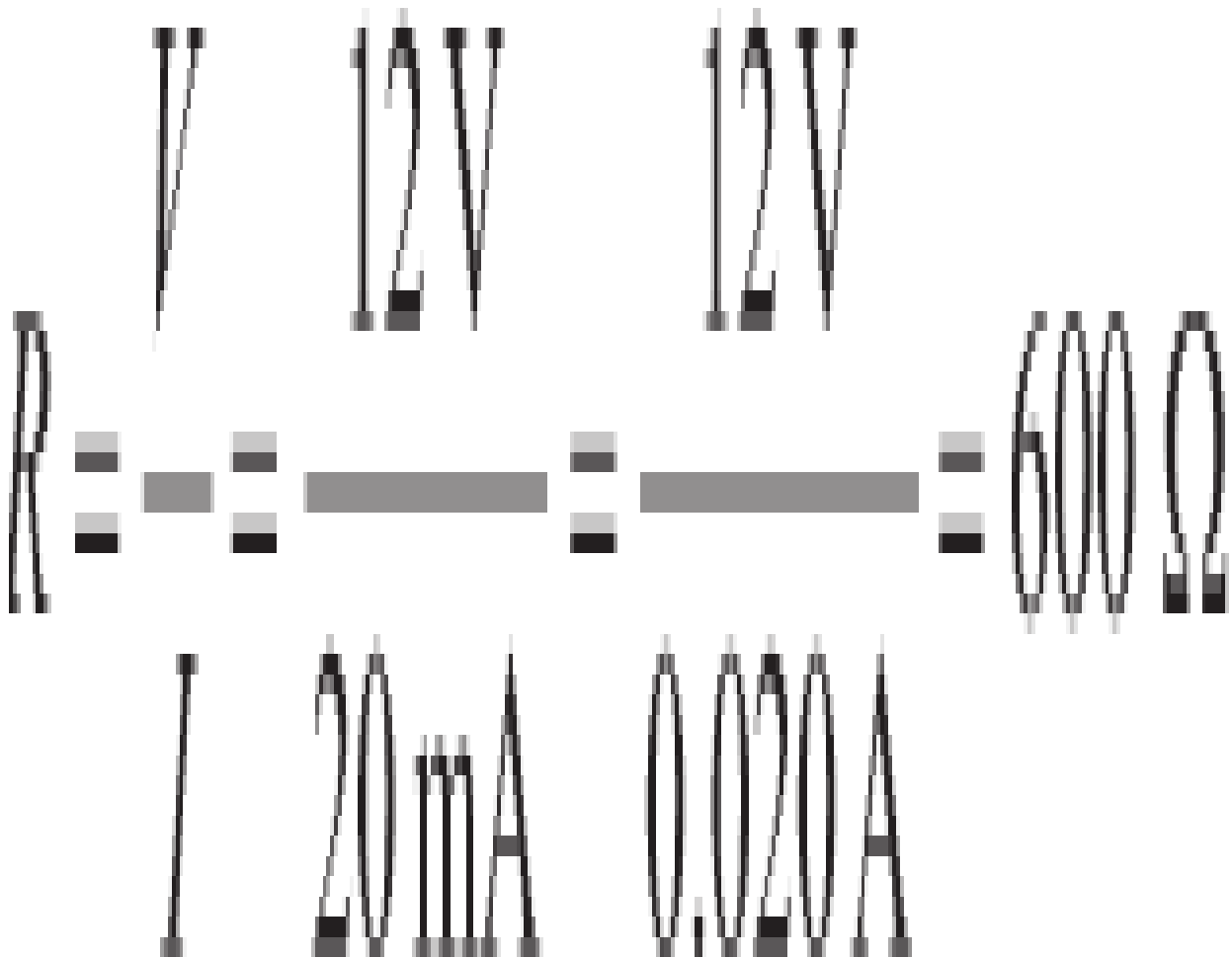
A menudo, en electrónica también se trabaja con el inverso de la resistencia, es decir, la conductancia, indicada habitualmente con la letra G (también en minúsculas). La conductancia se mide en siemens. El símbolo se indica unas veces con una s y otras con un ohmio invertido o bien con $1/\text{ohm}$.

En el campo electrónico tenemos dispositivos que funcionan como generadores, que proporcionan corriente y tensión, y dispositivos que se comportan como usuarios. Un resistor es un dispositivo que cuenta con dos

terminales que opone una cierta resistencia al paso de la corriente. Si conectamos un generador al resistor, estamos aplicando una tensión V a sus extremos. La corriente absorbida por el resistor depende precisamente de su resistencia y está definida por la ley de Ohm.

La corriente suele ser representada con una flecha apoyada o superpuesta a uno de los terminales, mientras que la tensión es una flecha que va de un punto a otro del circuito. En algunos casos, en lugar de una flecha se utilizan los signos $+$ y $-$.

Vamos a suponer que tenemos un generador de tensión que puede proporcionar un voltaje de 12 V. Al conectar a sus bornes una resistencia, fijaremos la corriente que circula en el circuito. Suponiendo que medimos 10 mA, podemos obtener el valor de la resistencia conectada:



Existe una segunda formulación de la ley de Ohm, denominada macroscópica, de tipo más experimental. Teniendo en cuenta que todos los materiales pueden transportar corriente más o menos bien o no transportar nada (aislantes), es posible obtener un coeficiente de resistividad (ρ). Conociendo la resistividad de un material, podemos obtener el valor de su resistencia, el cual está vinculado a la longitud (l) y a su sección (S).

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S}$$

Cuanto mayor es la longitud del material, mayor será la resistencia medida. En cambio, la resistencia disminuye cuando crece la sección: a mayor sección, menor resistencia. La resistividad de los metales depende también de la temperatura.

Tabla 1.1 – Resistividad de algunos materiales.

■

Material	Resistividad (Ωm)

Plata	1.63×10^{-8}
Cobre	1.72×10^{-8}
Hierro	6.54×10^{-8}
Aluminio	2.82×10^{-8}
Vidrio	1012
Teflón	1023

■

Conexiones en serie y en paralelo

Un circuito eléctrico está formado por un conjunto de componentes eléctricos conectados entre sí. Los componentes también se conocen como dipolos, para indicar que están dotados de dos terminales definidos como polos o hilos conductores. Podemos tener dos tipos de conexión fundamentales:

- conexión en serie;
- conexión en paralelo.

En la conexión en serie, los componentes están conectados de modo que realizan un recorrido único por la corriente que fluirá a través de ellos. El terminal de un componente está directa y únicamente conectado al terminal del componente siguiente. La tensión se aplicará a los terminales libres situados en los extremos de la serie.

En la conexión en paralelo los componentes tienen sus dos terminales conectados a dos líneas de las cuales toman la tensión de alimentación. La corriente se dividirá entre los distintos componentes según las características de cada elemento individual. A los extremos de cada componente se aplicará la misma tensión de alimentación.

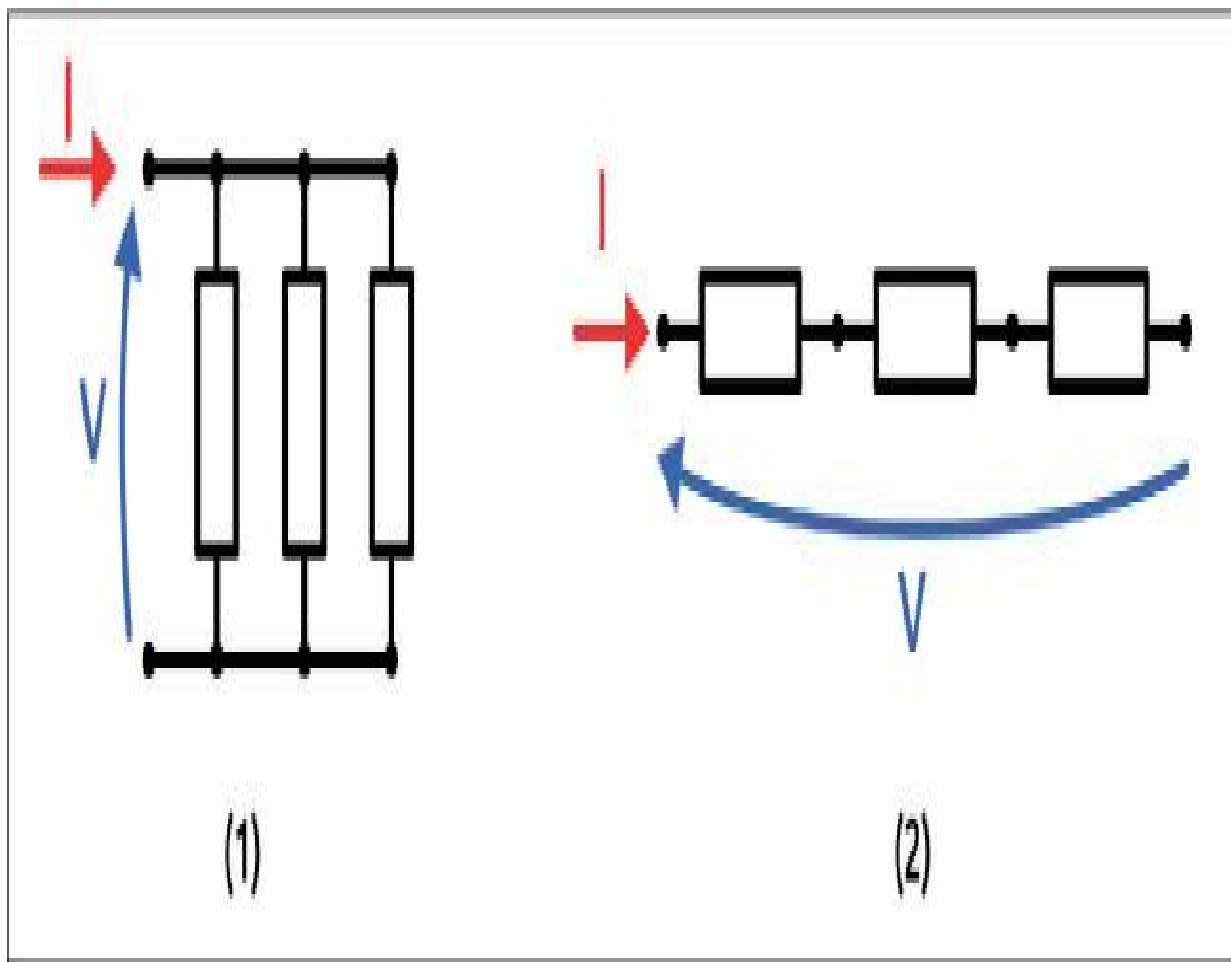


Figura 1.4 – Conexión de varios dipolos en paralelo (1) y en serie (2).

Por todos los resistores en serie fluye la misma corriente y el valor total de todos los componentes será igual a la simple suma de cada uno de los valores:

$$R_{tot} = R_1 + R_2 + R_3 + \dots = \sum_{i=1}^N R_i$$

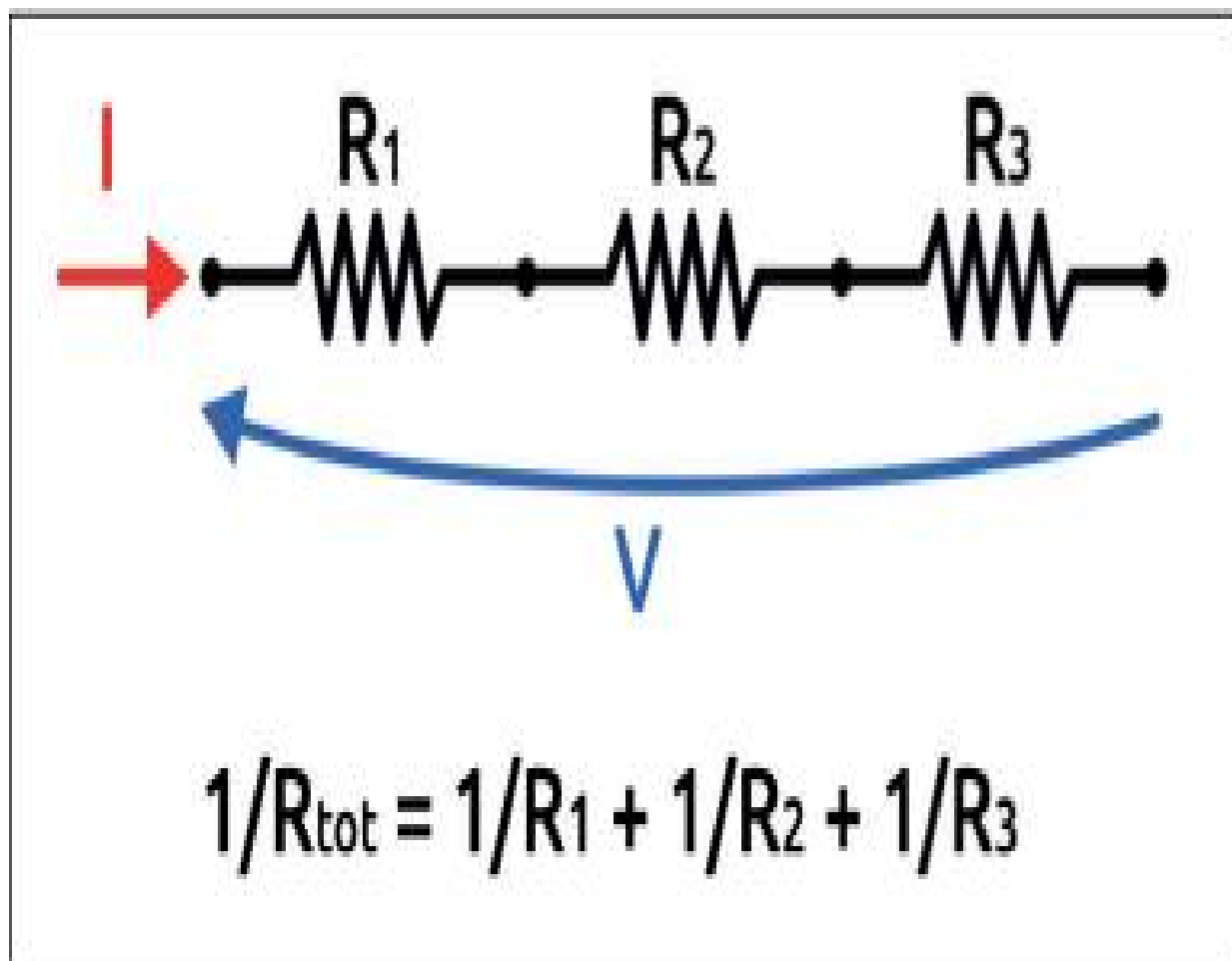


Figura 1.5 – Conexión de varios resistores en serie: por cada uno de ellos pasa una única corriente.

Varios resistores en paralelo se encuentran sometidos a la misma tensión. La corriente proporcionada se divide entre las distintas resistencias. El cálculo del valor de la resistencia equivalente es más complejo:

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_N}$$

Debemos calcular el valor de la suma de los valores inversos de cada una de las resistencias y después invertirlo para obtener la resistencia equivalente.

En el caso de que haya solo dos resistencias en paralelo, la fórmula se simplifica y se puede escribir de este modo:

$$\frac{1}{R_{\text{tot}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2}$$

Así, al invertirla, sería como sigue:

$$R_{\text{eq}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Si las resistencias tienen el mismo valor, el valor de la resistencia equivalente es igual a la mitad de su valor nominal:

$$R_{tot} = \frac{R \cdot R}{R + R} = \frac{R^2}{2R} = \frac{R}{2}$$

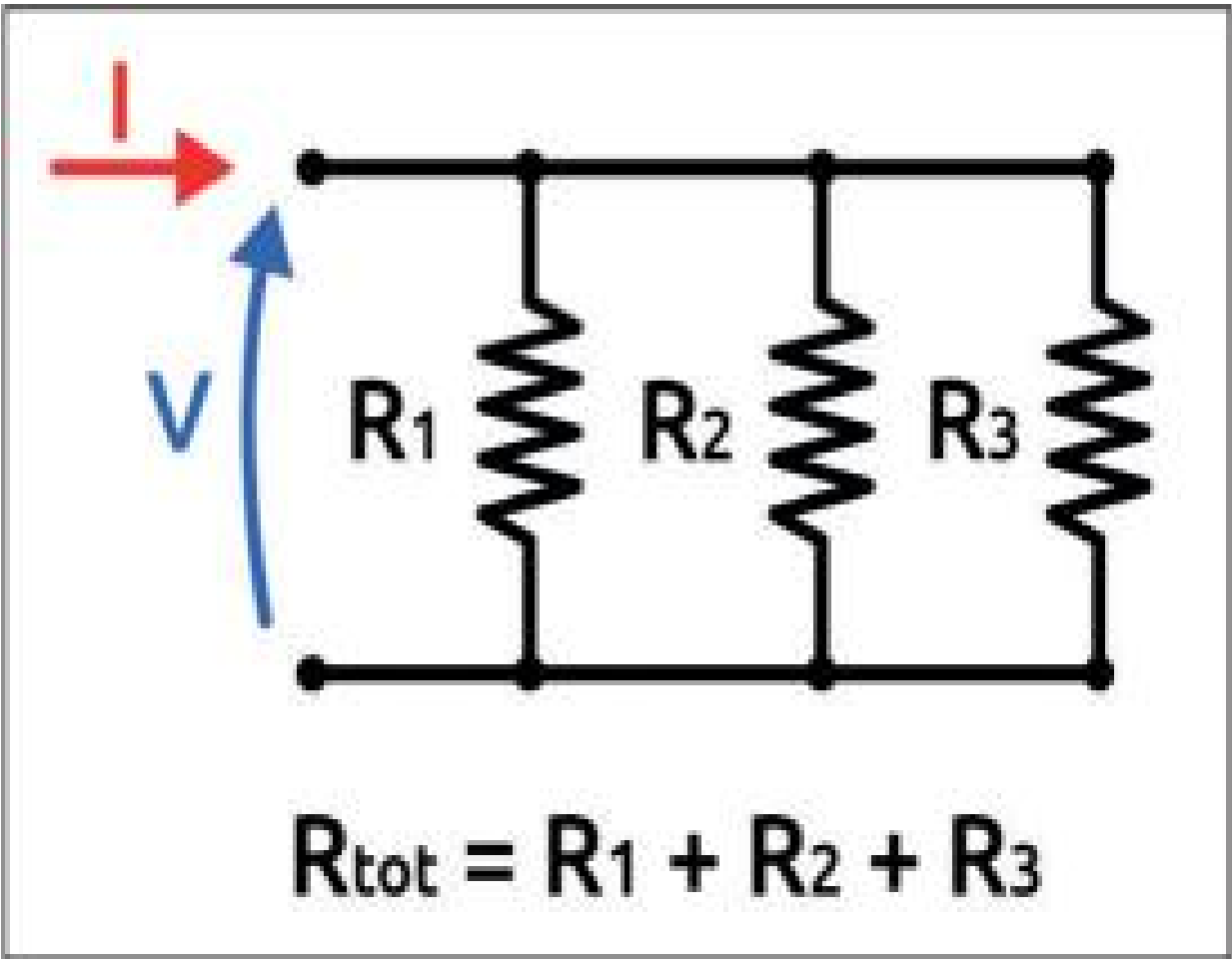


Figura 1.6 – Conexión de varias resistencias en paralelo: se aplica una única tensión a los extremos de todos los resistores.

Conexión en estrella y en triángulo

De forma ocasional podríamos encontrarnos con conexiones distintas a aquellas en serie y en paralelo que se denominan conexiones en estrella o en triángulo. En la conexión en estrella las tres resistencias tienen uno de sus terminales conectado en común, mientras que en la conexión en triángulo las resistencias forman, precisamente, un triángulo. Una configuración de este

tipo dentro de un circuito podría dar algún problema, pero habitualmente se puede resolver simplificándolo y pasando de una configuración a otra.

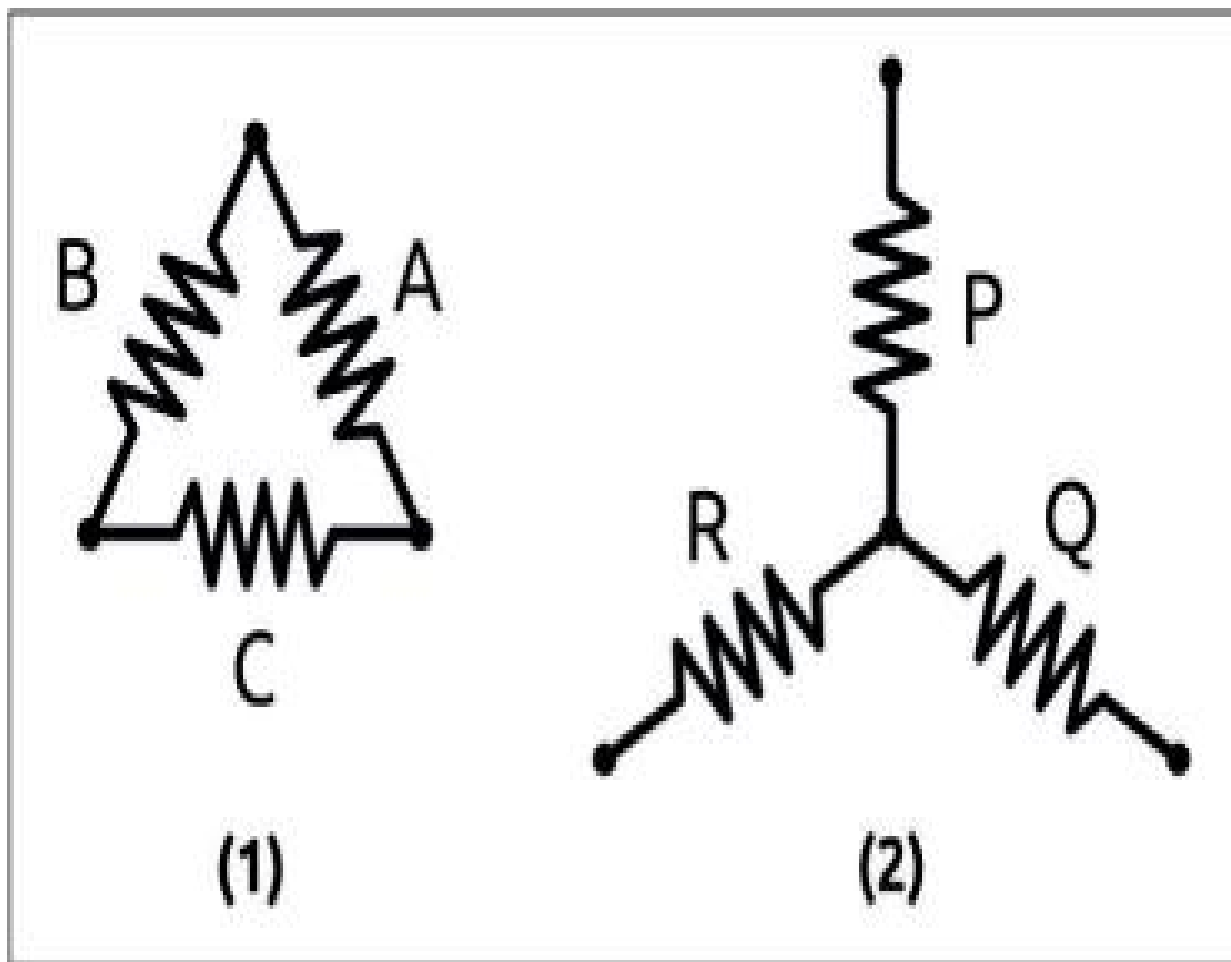


Figura 1.7 – Conexión de varios resistores en una configuración en triángulo (1) y en estrella (2).

Las fórmulas para pasar de una configuración a otra no son sencillas y requieren la comparación de dos circuitos, teniendo en cuenta caso por caso aquello que se observa en un par de terminales cada vez. A continuación, les presento solo las fórmulas finales. Para el paso de triángulo a estrella, haciendo referencia a los nombres de las resistencias visibles en la figura 1.7, tenemos que:

$$P = \frac{A \cdot B}{A + B + C}$$

$$Q = \frac{A \cdot C}{A + B + C}$$

$$R = \frac{B \cdot C}{A + B + C}$$

En cambio, para pasar de estrella a triángulo, utilizaremos las siguientes fórmulas:

$$A = \frac{PQ + QR + RP}{R}$$

$$B = \frac{PQ + QR + RP}{Q}$$

$$C = \frac{PQ + QR + RP}{P}$$

Generadores

En esta breve descripción acerca de qué son la corriente y la tensión eléctrica ha aparecido un generador, representado como una batería. En electrónica tenemos dos tipos de generadores:

- generadores de tensión;
- generadores de corriente.

Los generadores de tensión son aquellos que nos son más familiares, porque es más fácil encontrarlos en nuestra vida cotidiana. Una batería podría considerarse con bastante fidelidad un generador de tensión, es decir, un dispositivo capaz de proporcionar una tensión fija en sus extremos. Mientras la tensión es fija, la corriente es variable y depende de aquello que conectemos al generador. Un generador teórico o ideal puede proporcionar una corriente que parte de 0 y llega hasta el infinito. El primer caso se comprueba con un circuito abierto, mientras que el segundo se hace con un cortocircuito. El valor de la corriente se puede determinar mediante la ley de Ohm.

Los generadores se consideran dispositivos activos, es decir, capaces de proporcionar corriente y tensión a un circuito. Se representan como dipolos, es decir, con un símbolo gráfico dotado de dos terminales o bornes con polaridad. Un borne corresponde al polo positivo (+ y de color rojo) y el otro

se asocia al polo negativo (- y de color negro). Por convención, en sus extremos encontraremos tensión cuando la corriente salga del polo positivo.

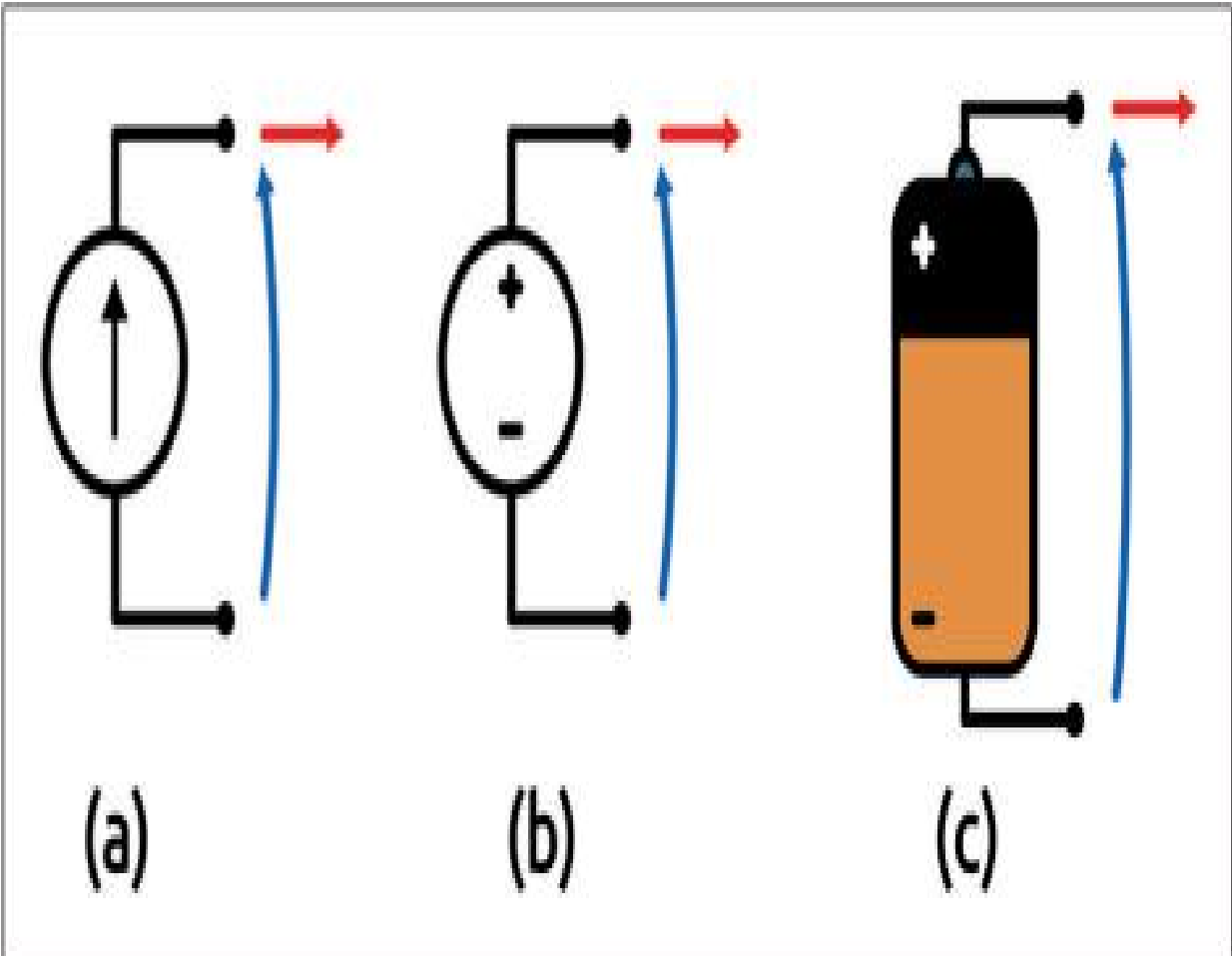


Figura 1.8 – Por convención, los generadores proporcionan una corriente que surge de su terminal positivo (la corriente se indica con una flecha de color rojo).

Los generadores de corriente se comportan de manera dual y pueden proporcionar una cantidad predeterminada de corriente. En este caso, aquello que variará será la tensión en los extremos del generador, que dependerá de lo que le conectemos.

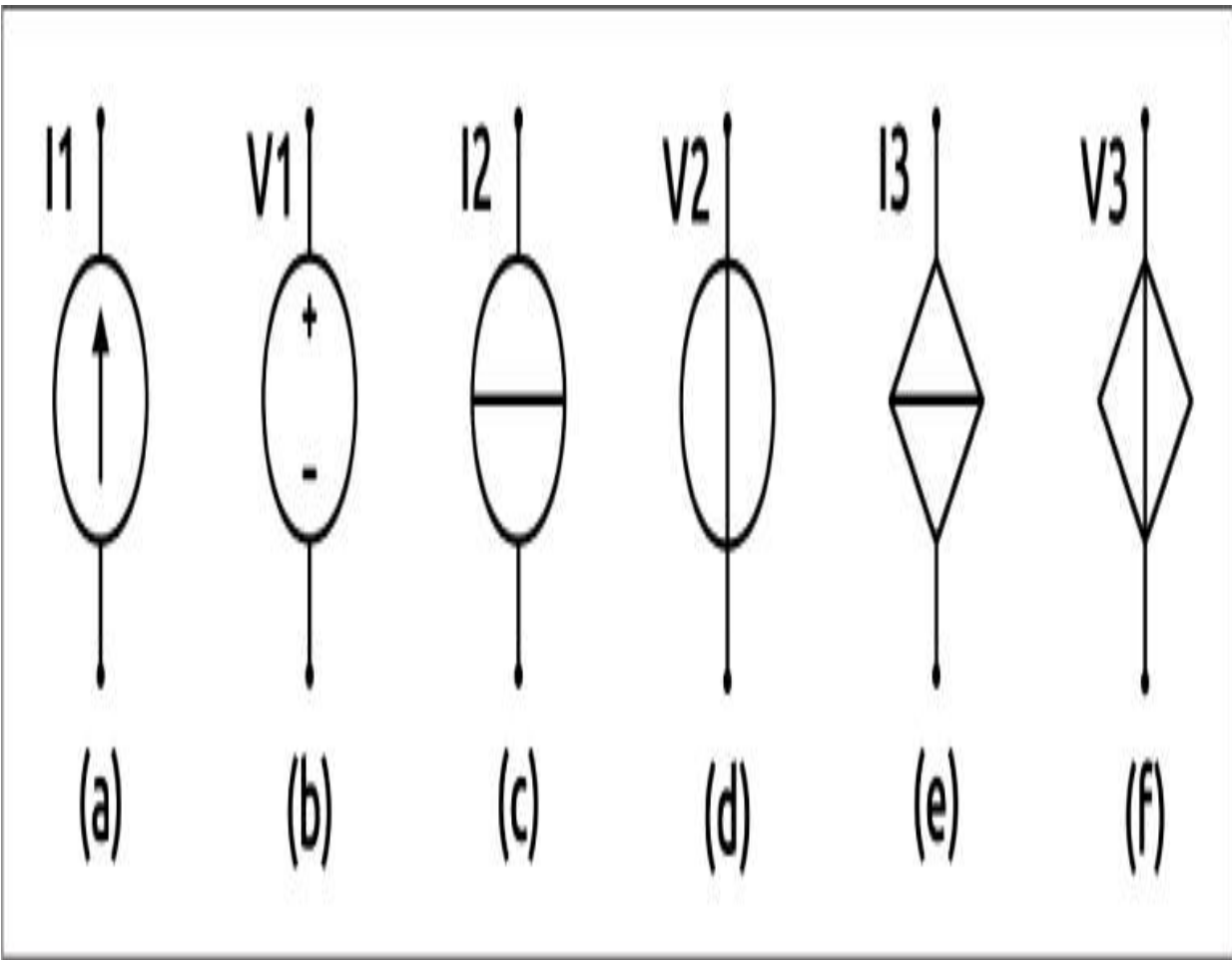


Figura 1.9 – Símbolos de algunos tipos de generadores: (a) generador de corriente, (b) generador de tensión, (c) generador de corriente (símbolo alternativo), (d) generador de tensión (símbolo alternativo), (e) generador controlado por corriente, (f) generador controlado por tensión.

En electrónica también se suelen utilizar generadores controlados. Este tipo de generadores no existe realmente porque son solo modelos útiles para tratar tipos de componentes concretos. En la figura 1.9 se puede ver el símbolo de un generador controlado por corriente (e) y de un generador controlado por tensión (f). Un generador de corriente controlado produce una corriente que depende de otras magnitudes (tensiones o corrientes)

detectadas dentro del circuito en el cual se encuentra. El generador de tensión controlado se comporta del mismo modo, detecta una magnitud eléctrica a la entrada y produce una tensión controlada. Un ejemplo podría ser un amplificador que produce una tensión de salida V_0 al tomar la tensión de entrada V_i y aplicarle una ganancia A_v .

$$V_o = V_i \cdot A_i$$

Los generadores reales se comportan de forma distinta a los teóricos. El alimentador de laboratorio es el objeto más parecido a un generador de tensión. Podemos aplicar una tensión de trabajo y el alimentador, una vez conectado a una carga o a un circuito, proporcionará una corriente que podrá llegar al valor máximo previsto para aquel tipo de alimentador. Un alimentador de laboratorio común puede alcanzar, por ejemplo, los 5 o 10 A: esta es la capacidad máxima que tiene de proporcionar corriente y se puede consultar en el manual o en alguna etiqueta colocada sobre el objeto. Podemos crear un modelo matemático para los generadores reales simplemente añadiendo una resistencia en serie a un generador ideal. Para obtener un generador de corriente real (objeto más o menos común), añadiremos una resistencia en paralelo al generador de corriente. La resistencia interna permite tener en cuenta posibles caídas de tensión y disipación de potencia inversa. Cuando se conecta una carga, la tensión o la corriente nominales mensurables en sus terminales varían en función de la carga conectada.

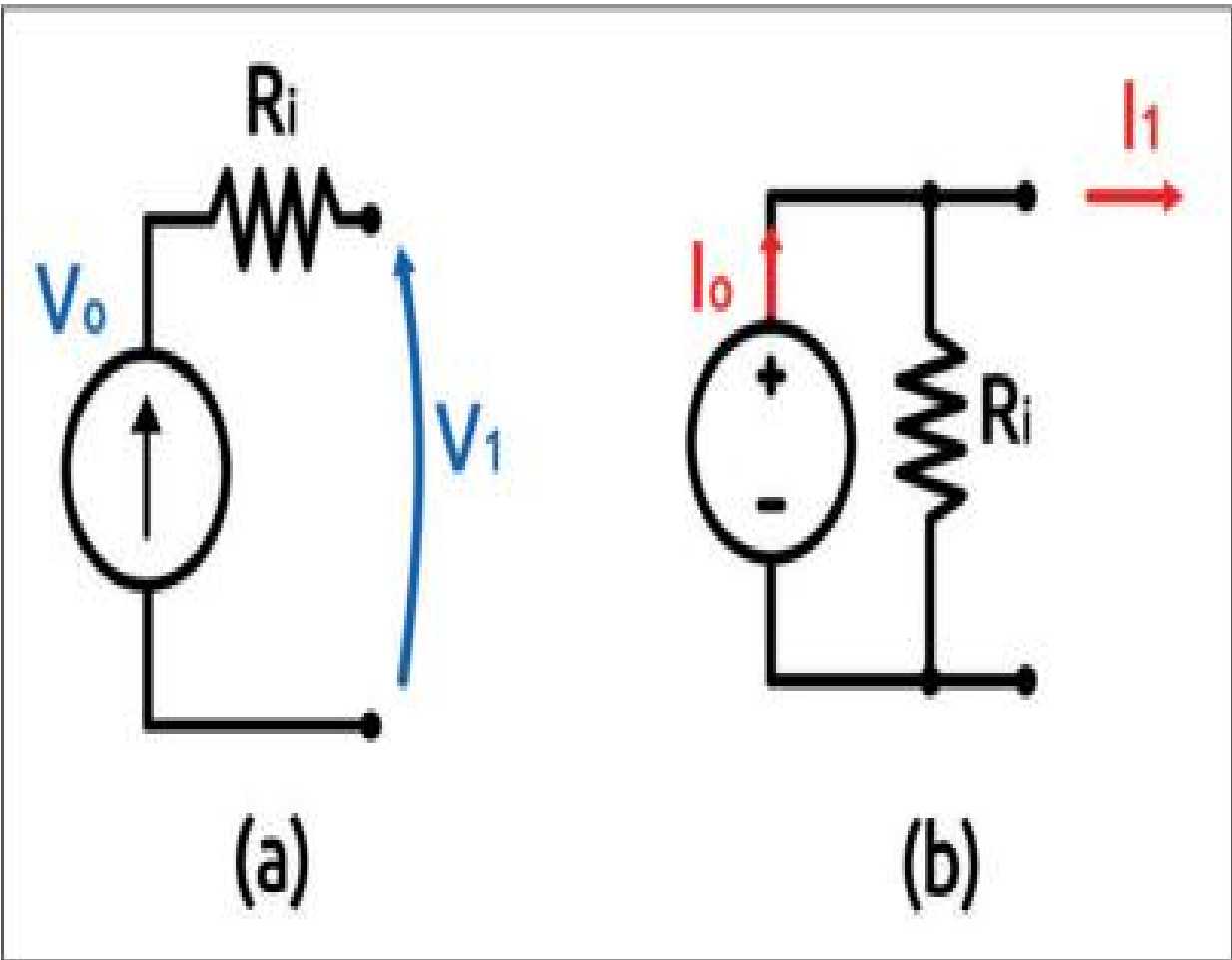


Figura 1.10 – Modelo de un generador de tensión real (a) y de un generador de corriente real (b).

En el modelo de generador de tensión real (figura 1.10), la tensión nominal V_0 se detecta en ausencia de carga. Debido a la presencia de la resistencia interna R_i al conectar una carga al generador, la corriente real detectada (V_1) será sensiblemente distinta a V_0 , según la carga conectada. Ocurre algo parecido con un generador de corriente.

La metáfora acuática

Cuando empecé a interesarme por la corriente eléctrica, a los diez años, leí un libro divulgativo donde la corriente eléctrica se comparaba con el agua que circula por las tuberías. Esta metáfora ayuda a comprender muchas cosas y a hacerse una idea inicial de lo que puede ocurrir dentro de los cables y los componentes eléctricos. La corriente, igual que un fluido, se propaga por el interior de los cables hasta llegar a los distintos componentes. La tensión, en este modelo acuático, queda representada con la inclinación del tubo, necesaria para que el agua pueda ponerse en movimiento.

Por tanto, tenemos un generador del que surge este fluido invisible, pero necesitamos también una descarga donde recogerlo y volver a ponerlo en circulación. Un concepto común tanto en el enfoque eléctrico como en el hidráulico es la idea de circuito, es decir, un recorrido cerrado por donde el fluido pueda circular.

Sin embargo, la corriente no es un fluido, e intentar aplicar esta metáfora a los casos con que podemos encontrarnos mientras estudiamos electrónica nos puede hacer cometer errores bastante gordos. Aunque la corriente eléctrica está generada por un movimiento de partículas cargadas, imaginarlas como un montón de pelotas de ping-pong que rebotan dentro de un tubo puede conllevar problemas de interpretación. El agua y las pelotas de ping-pong son objetos con una determinada materialidad y que podemos tocar con la mano: tienen una masa y una velocidad. En algunos casos, se ha llegado a pensar que estas pelotas emplean un tiempo concreto para alcanzar los distintos elementos de un circuito, precisamente porque se caracterizan por una determinada masa y están sometidas a una fuerza o presión. Esto implica también un concepto de dirección: el agua circula desde el grifo,

dentro del circuito, hasta llegar al desagüe. Uno de los mayores problemas de este enfoque es que, cuando un principiante se enfrenta a un simple circuito formado por una batería en serie con una lámpara y una resistencia, podría llegar a pensar que el comportamiento del circuito depende del orden de los componentes.

Si un cable es equiparable a un tubo y el agua circula partiendo del polo positivo hasta llegar al polo negativo, y si una resistencia es un estrechamiento del tubo, entonces la posición de la resistencia es importante. Si el flujo encuentra primero la resistencia y después la lámpara, esta emitirá poca luz, porque el agua se ralentizará a causa del estrechamiento del tubo (la resistencia) para pasar después a la lámpara. En cambio, si la lámpara está colocada antes de la resistencia, entonces la resistencia no tendrá ningún efecto.

En realidad, el hecho de que la resistencia esté antes o después de la lámpara no cambia nada. Para explicarlo en términos sencillos, es como si la corriente no tuviera en cuenta el camino, sino el circuito que debe recorrer en su totalidad... como si fuera visionaria.

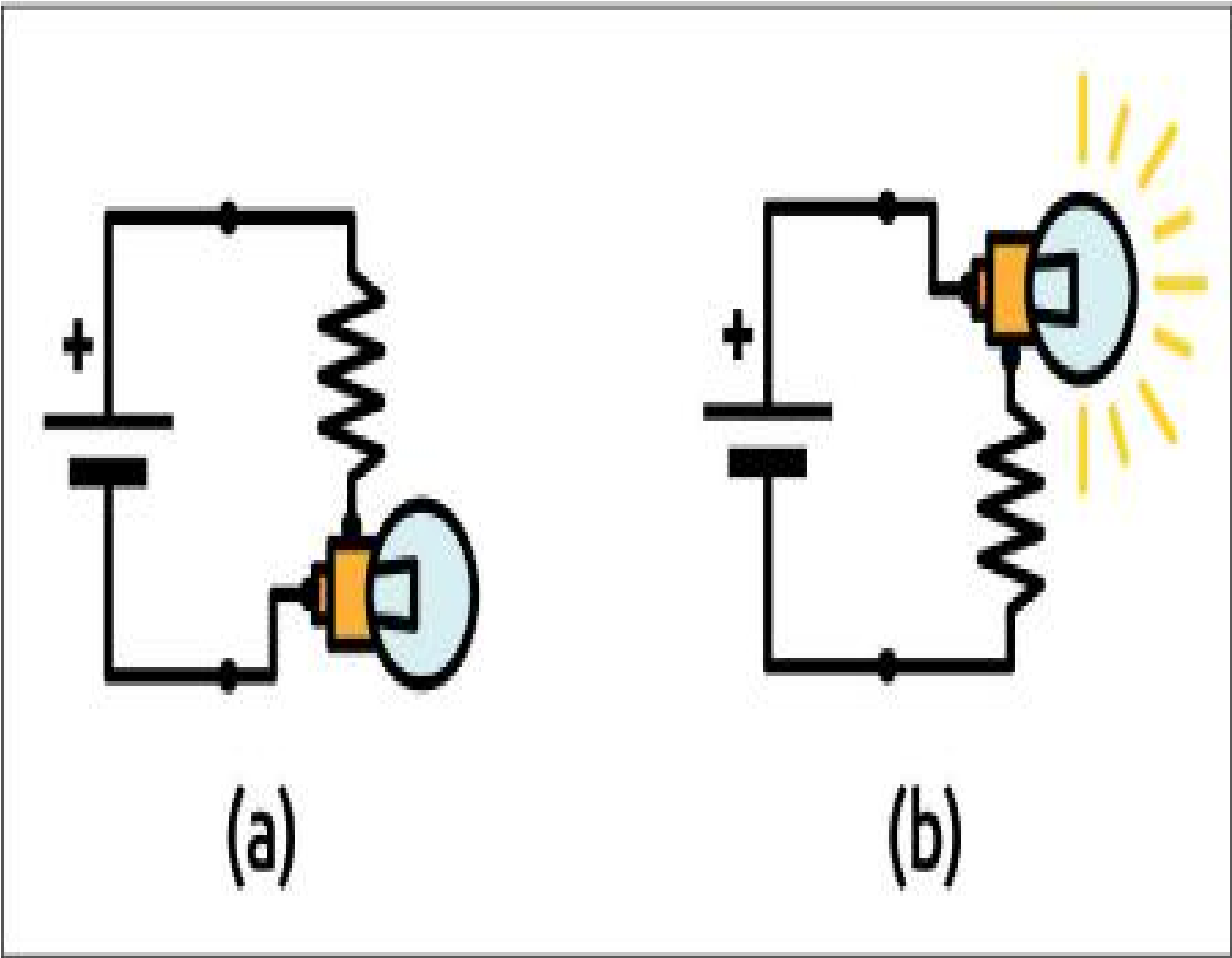


Figura 1.11 – Circuito con batería, resistencia y lámpara... Si invierto la posición de lámpara y resistencia, ¿cambia algo? ¡En realidad, ambos casos son idénticos!

Realmente, la corriente eléctrica se manifiesta porque se establece un campo eléctrico dentro del conductor. Esto ocurre en cuanto cerramos los contactos del circuito y conectamos un generador cuyos polos están situados a distintos niveles de potencial eléctrico. Las cargas eléctricas, los electrones, no son pelotitas: la física moderna los describe como nubes de probabilidad compuestas de elementos cuánticos. Por lo tanto, pueden entender que el tema no es tan sencillo.

Potencia

Seguramente se habrán dado cuenta de que la definición de potencia, en electrónica, resulta un tema bastante espinoso. De hecho, existen múltiples maneras de definirla y medirla que generan bastante confusión.

Para desarrollar cualquier tipo de trabajo, se necesita energía. Si quieren subir diez pisos por la escalera y van con el estómago vacío, sin duda alguna se cansarán. Para hacer que sus piernas se muevan, antes deberán incorporar energía en forma de comida, como un plato de espaguetis. La comida puede proporcionar la energía necesaria para realizar un trabajo.

Una vez captada la energía, pueden decidir la velocidad con que la consumiremos. Si suben tranquilamente, llegarán al décimo piso sin quedarse sin aliento, como sí habría ocurrido si hubieran subido las escaleras corriendo. La cantidad de energía necesaria siempre es la misma; lo que cambia es el tiempo necesario para llevar a cabo la operación, es decir, la potencia empleada definida, precisamente, como energía de la unidad de tiempo. Cuanto menor sea el tiempo utilizado para llevar a cabo un trabajo, mayor será la potencia. En electrónica y electrotecnia, cuando se debe trabajar con magnitudes continuas, la potencia se define con una fórmula muy simple:

$$P = V \cdot I$$

La potencia se obtiene del producto de la tensión por la corriente que se aplican a un dispositivo o a un componente. Una definición más precisa de potencia explica que esta es igual al trabajo aplicado a una carga eléctrica en un segundo. La potencia es, por tanto, el trabajo necesario para desplazar una carga eléctrica inmersa en un campo eléctrico. La potencia se mide en vatios.

Si nos imaginamos que tenemos una lámpara de 12 V por la cual circula una corriente de 0,5 A, podemos concluir que la lámpara absorbe una potencia igual a:

$$P = 12V \cdot 0.5A = 6W$$

Un dispositivo con una potencia mayor, como ya sabemos, es capaz de desarrollar un trabajo mayor: un taladro de 600 W es mucho más potente que uno de 250 W.

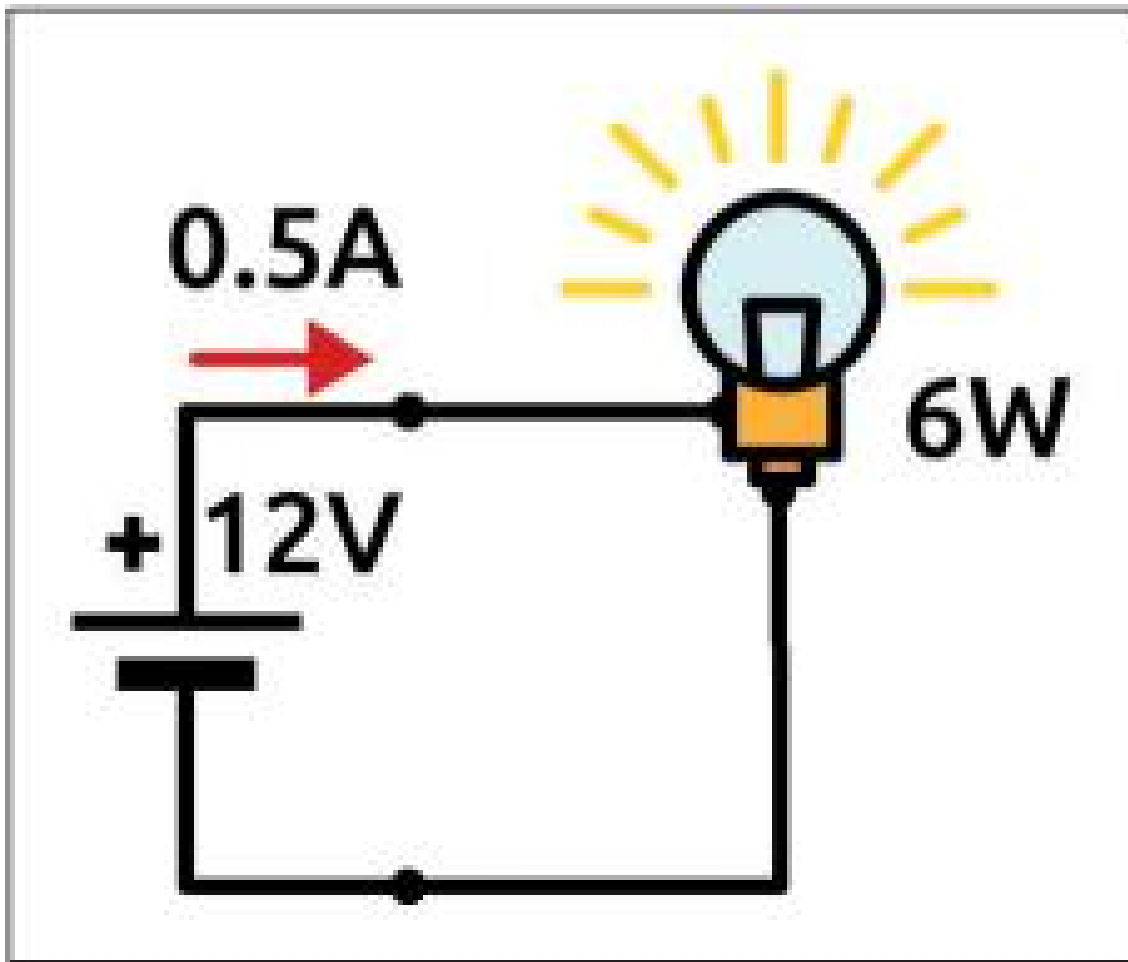


Figura 1.12 – Una lámpara de 12 V que absorbe 0,5 A de potencia consume 6 W de potencia.

La potencia instantánea se calcula mediante las magnitudes instantáneas, como hemos hecho en el ejemplo de la lámpara, es decir, medidas en un determinado instante. En electrotecnia, se habla también de potencia media y existen distintas definiciones que dependen de cómo se mide.

Combinando la ley de Ohm con la fórmula de la potencia, es posible obtener fórmulas para calcular la potencia conociendo el valor de la resistencia y la

tensión o bien la resistencia y la corriente. Con la ley de Ohm, con la fórmula:

$$V = R \cdot I$$

y sustituyéndola en la fórmula de potencia, se obtiene:

$$P = V \cdot I = (R \cdot I) \cdot I = R \cdot I^2$$

Se puede hacer igual con la corriente. Para la ley de Ohm podemos escribir:

$$I = \frac{V}{R}$$

y al sustituirla en la fórmula de la potencia tenemos:

$$P = V \cdot I = V \cdot \left(\frac{V}{R} \right) = \frac{V^2}{R}$$

Leyes de Kirchhoff

Para resolver un circuito eléctrico, es necesario previamente definir unas convenciones, es decir, establecer un sentido predefinido, el cual será considerado como positivo para la circulación de las corrientes y las tensiones. Imaginemos que tenemos un simple circuito formado por un generador y una resistencia. Ya hemos visto que los generadores están considerados dipolos activos, con la corriente en salida de su polo positivo. En un circuito tenemos componentes activos y pasivos. A los extremos de un componente o dipolo pasivo encontramos una tensión y por él pasará una corriente. Por convención veremos que la corriente entrará en el borne positivo. Si indicamos gráficamente la tensión como una flecha en los extremos del dipolo, la corriente entrará en el terminal tocado por la punta de la flecha de la tensión (figura 1.13).

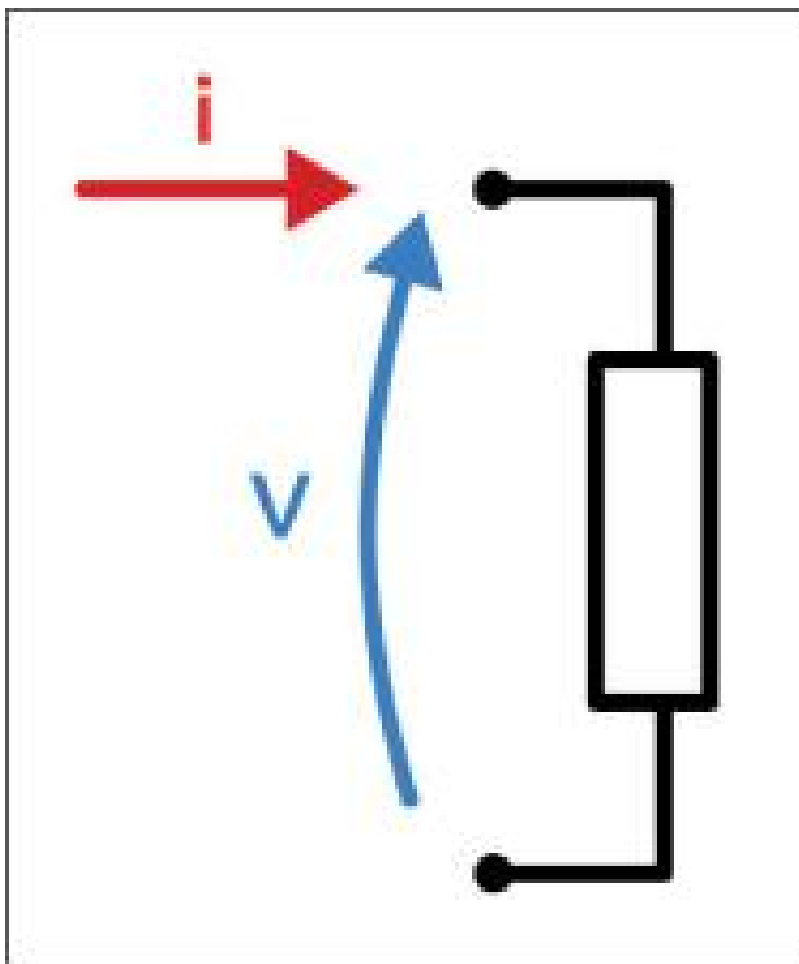


Figura 1.13 – En un dipolo pasivo, por convención, la corriente entrará en el terminal que corresponde al polo positivo (punta de la flecha de la tensión aplicada).

Para resolver circuitos simples, formados solo por resistencias, no se necesitan cálculos complejos y habitualmente basta con combinar entre sí las distintas resistencias hasta llegar a una única resistencia equivalente. Podrán consultar algún ejemplo de resolución de este tipo de circuitos más adelante en este libro. Los circuitos reales son normalmente más complejos y no presentan simples redes de resistores. Para resolverlos, se necesitan métodos más adecuados, como el uso de las dos leyes de Kirchhoff, que son aplicaciones prácticas del principio de conservación de la energía. El objetivo de las leyes de Kirchhoff es el de ayudarnos a escribir un

determinado número de ecuaciones para resolver el circuito. Para hacerlo sin ambigüedades, necesitamos como mínimo una ecuación para cada incógnita.

La ley de Kirchhoff para las tensiones afirma que:

la suma de las tensiones en una malla siempre es igual a cero.

$$V_1 + V_2 + V_3 + \dots = 0$$

O de un modo más compacto:

$$\sum_{\text{loop}} V_i = 0$$

Para entender mejor el funcionamiento, necesitamos un circuito eléctrico formado por varios resistores. El circuito propuesto incluye varias mallas y la ley de Kirchhoff vale para cada recorrido cerrado que podemos identificar: ¡sería como una especie de sudoku!

Consideremos el circuito de la figura 1.14, formado por varios generadores y alguna resistencia.

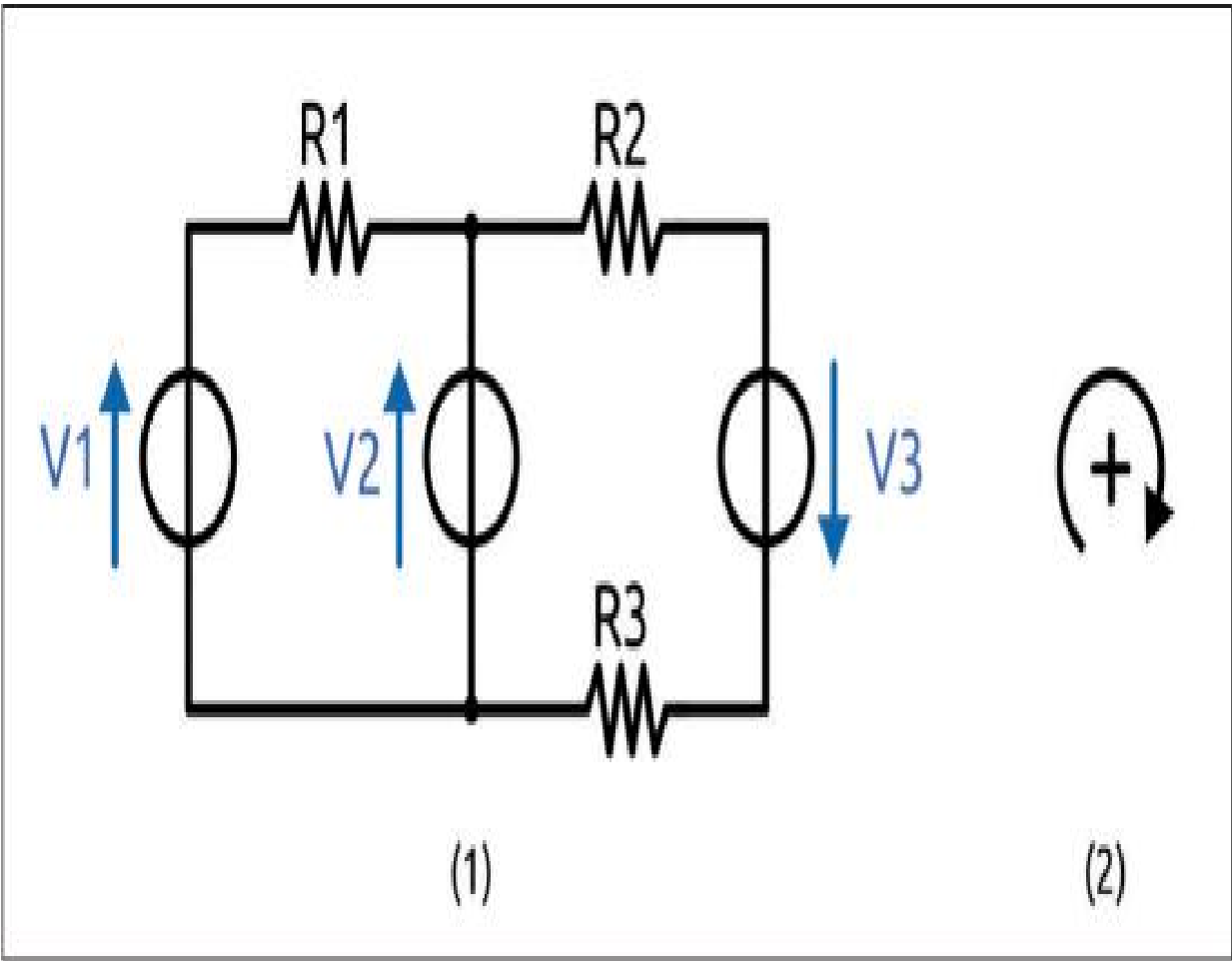


Figura 1.14 – Circuito formado por generadores y resistencias (1); la convención que se debe utilizar para las tensiones (2).

Antes de reflexionar acerca del circuito, debemos definir una convención para las tensiones. Normalmente se elige un sentido de rotación, como se ve en la figura 1.14 (2). Una vez elegida una malla, todas las tensiones que se orientan como en la convención escogida se considerarán positivas. Los sentidos de las tensiones los elegimos a nuestro gusto, pero habitualmente se intenta seguir la convención para generadores y dipolos pasivos.

Si dibujamos la tensión como una flecha por encima de los componentes, tendremos para los generadores la punta de la flecha de la tensión sobre el terminal positivo del cual sale la corriente, mientras que para los dipolos pasivos, la punta de la flecha de la tensión estará en el terminal por el cual entra la corriente.

Cuando empezamos a analizar un circuito, no sabemos todavía cuáles serán los valores y los sentidos finales de las tensiones y las corrientes y, por tanto, nos contentaremos con marcar las tensiones intentando respetar estas reglas. Descubriremos si nuestras hipótesis son correctas solo tras haber completado todos los cálculos.

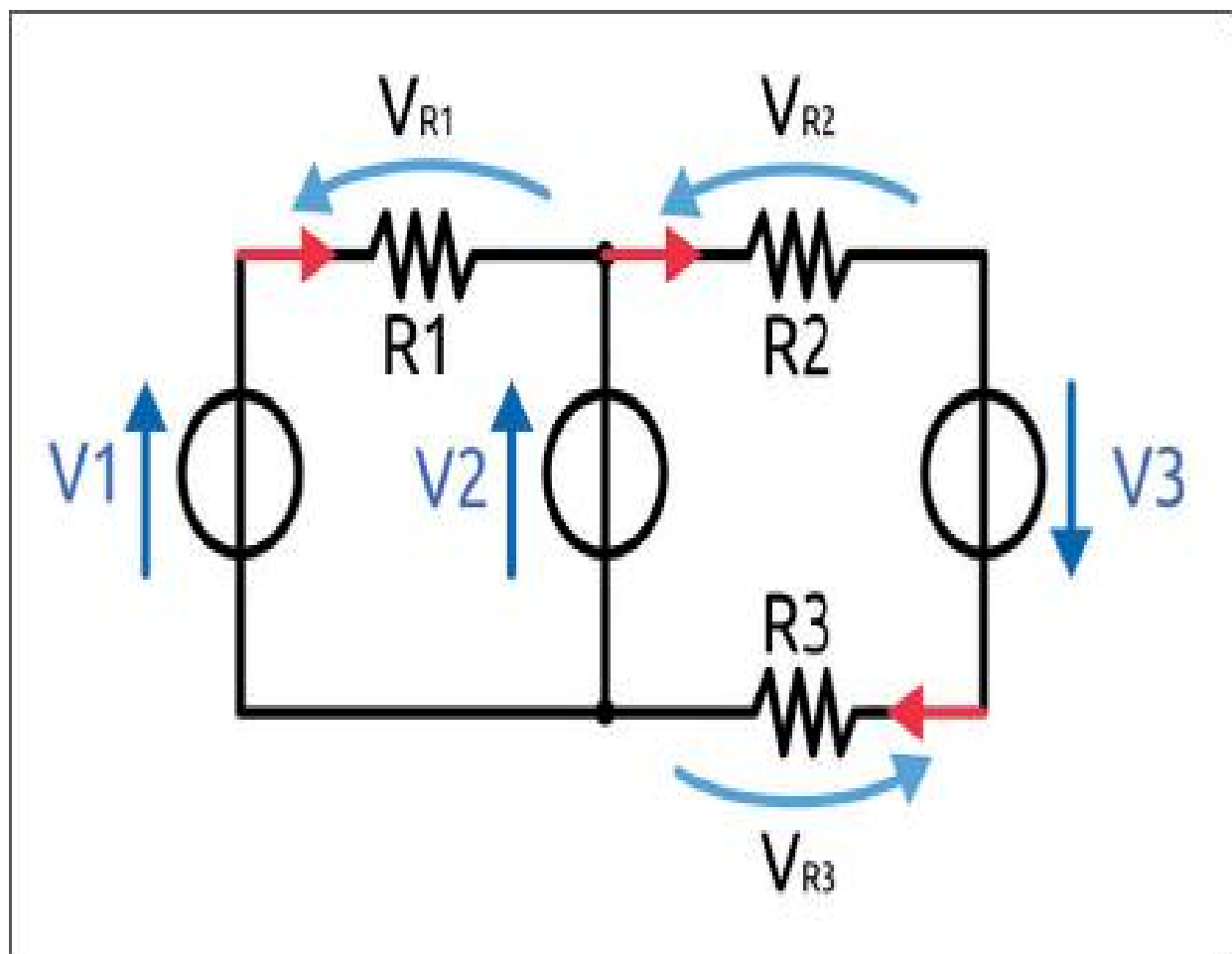


Figura 1.15 – Asociamos las tensiones a los componentes del circuito.

Después de haber asociado las tensiones a los distintos componentes, podemos empezar a elegir los circuitos. El circuito que estamos examinando presenta tres mallas.

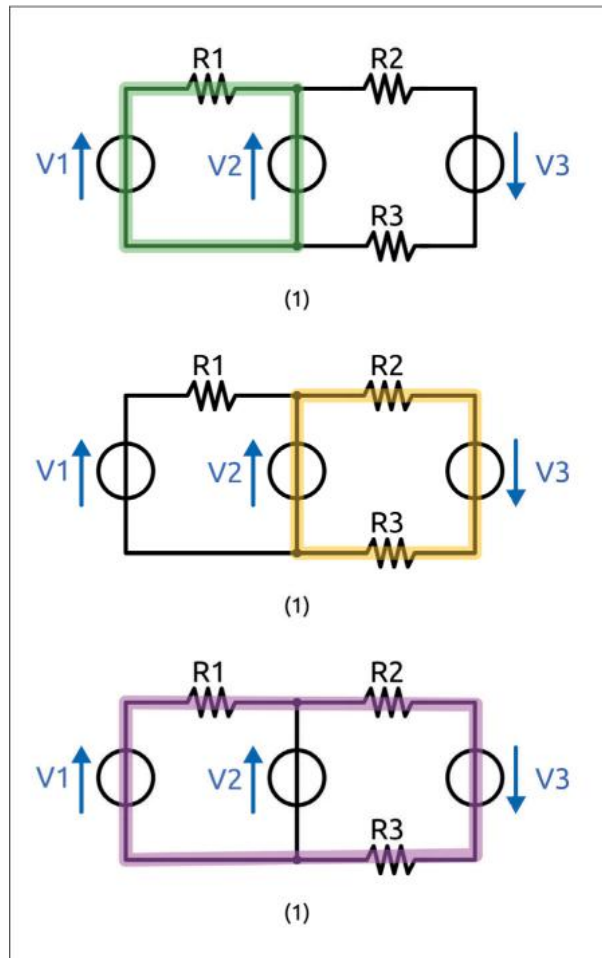


Figura 1.16 – Las tres mallas presentes en el circuito.

Para cada malla debemos escribir una ecuación. Consideramos la primera malla y nos imaginamos que la recorremos partiendo del generador V_1 .

Todas las flechas de la tensión presentes en la malla, que se corresponden con la convención que hemos elegido (sentido horario = positivo), tendrán el signo positivo, mientras que las flechas dispuestas en sentido contrario las marcaremos con signo negativo. Así, para la primera malla tenemos:

$$V1 - VR1 - V2 = 0$$

Para la segunda malla tenemos:

$$V2 - VR2 + V3 - VR3 = 0$$

Y para la tercera:

$$V1 - VR1 - VR2 + V3 - VR3 = 0$$

Ahora sale a ayudarnos la segunda ley de Kirchhoff, que se ocupa de las corrientes y afirma que:

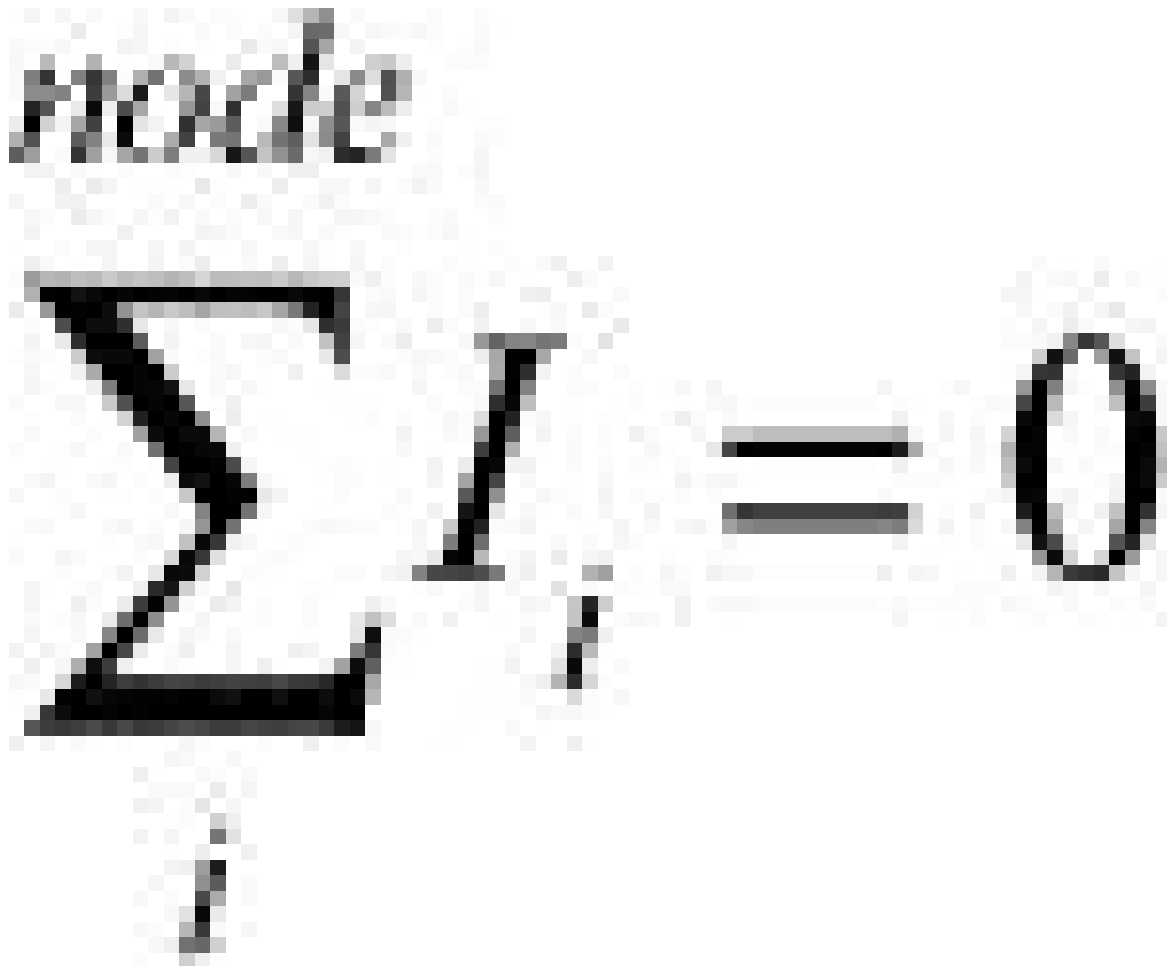
la suma de las corrientes entrantes en un nodo es igual a la suma de las corrientes salientes.

También en este caso tenemos una conservación de energía y todo parece razonable. La corriente que sale de un nodo no puede ser distinta a la que

entra. Por nodo entendemos un punto en el cual confluyen varios terminales, procedentes de distintos componentes del circuito.

$$I_1 + I_2 + I_3 + \dots = 0$$

O de un modo más resumido:



node

$$\sum I_i = 0$$

Para sumar las corrientes sin problemas también necesitamos una convención. Podemos asumir que las corrientes que entran en un nodo siempre son positivas y las que salen son negativas. Por tanto, podemos

proceder a la elaboración de las ecuaciones que pueden ser escritas para cada nodo del circuito. Llegados a este punto, está claro que, si conocemos todos los valores de las resistencias y los generadores de tensión de nuestro circuito, las incógnitas serán las corrientes que circulan por las distintas ramas. Las ecuaciones de Kirchhoff permiten calcular estas corrientes para todo tipo de circuito. Si conocemos las corrientes, podemos obtener también los valores de tensión presentes en cada rama del circuito. Con el circuito presentado en la figura 1.17 podemos identificar dos nodos, A y B, y, por tanto, podemos escribir las ecuaciones para las corrientes mediante la convención por la cual las corrientes que entran en el nodo son positivas.

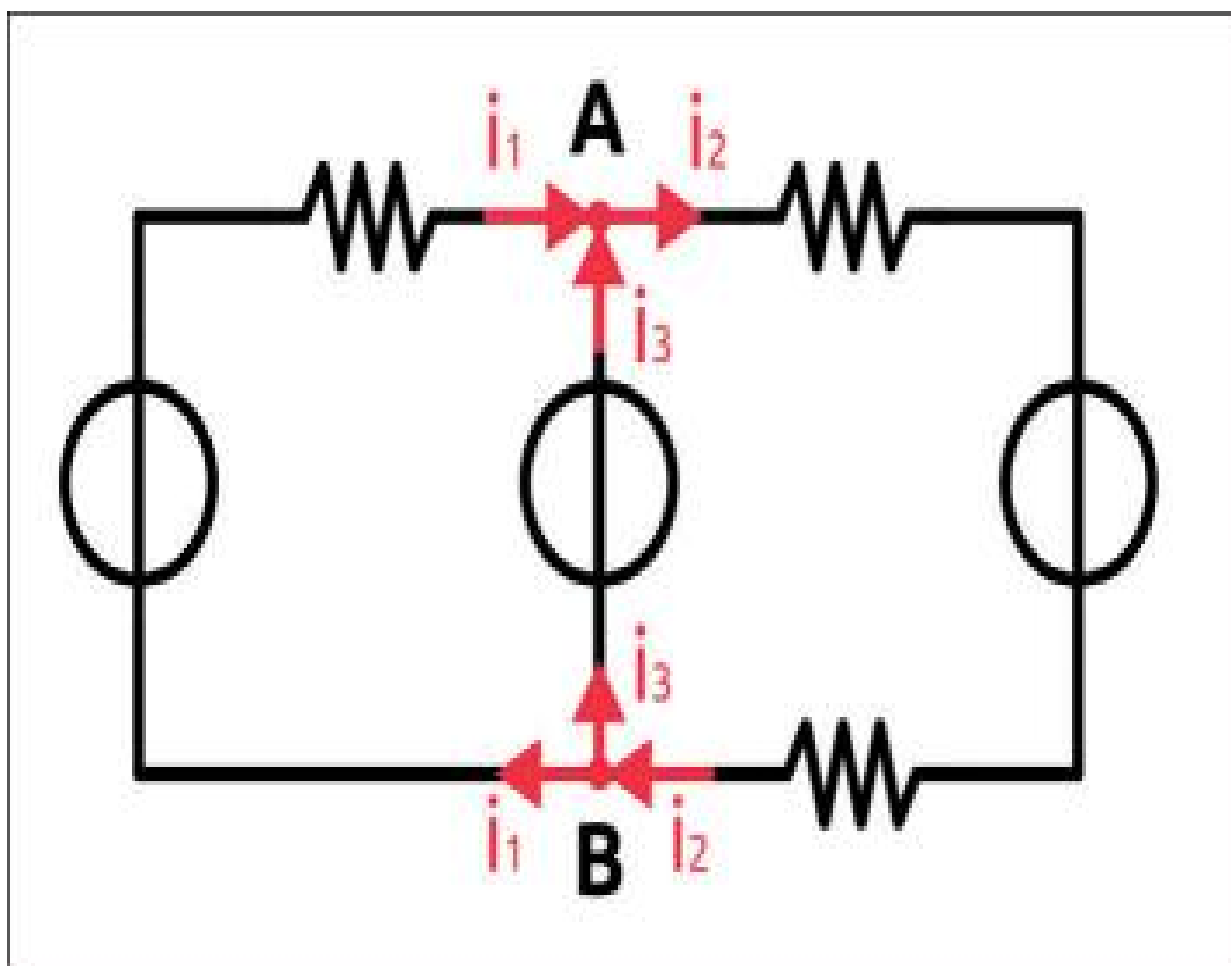


Figura 1.17 – El circuito con las corrientes entrantes y salientes en los nodos A y B destacadas.

Tomemos en consideración el nodo A y procedamos a suponer las corrientes que circulan por él. Si, sin saber aún los resultados finales, lo anoto con una i_1 y una i_2 entrantes, y una i_3 saliente y, a continuación, tras haber desarrollado los cálculos, obtengo:

$$I_1 = 1A, I_2 = 1.5A, I_3 = 2.5A$$

significa que he elegido correctamente el sentido de las flechas que indican las corrientes en el nodo. En cambio, si me encuentro una corriente con signo negativo:

$$I_1 = -1A, I_2 = 2A, I_3 = 1A$$

significa que el sentido que he supuesto para i_1 simplemente es erróneo y estaría al revés: i_1 no es entrante, sino saliente.

Por tanto, podemos escribir la ecuación para el nodo A del siguiente modo:

$$I_1 - I_2 + I_3 = 0$$

Consideremos ahora el nodo B. Observando bien el circuito, podemos realizar hipótesis sobre las corrientes y vemos que en el nodo B circulan las mismas corrientes I_1 , I_2 e I_3 , pero con sentidos distintos. De hecho, puedo

pensar que por una rama de mi circuito la corriente que sale de un extremo puede ser igual a la que entra por la parte opuesta. Así, para el nodo B tenemos:

$$-I_1 + I_2 - I_3 = 0$$

Nuestro circuito tiene, por consiguiente, tres incógnitas en total, que equivalen a las tres corrientes, I_1 , I_2 e I_3 . Para determinar sus valores, debo recoger como mínimo tres ecuaciones. Si las ecuaciones para el nodo A y B son prácticamente idénticas, puedo escribir un sistema que utilice solo tres de las ecuaciones que hemos escrito, y elijo estas:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 - I_2 + I_3 = 0 \\ V_1 - V_{R1} - V_2 = 0 \\ V_2 - V_{R2} + V_3 - V_{R3} = 0 \end{array} \right.$$

Utilizando la ley de Ohm, puedo volver a escribir las últimas dos ecuaciones sustituyendo la tensión en los extremos de las resistencias y haciendo que aparezcan las corrientes:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 - I_2 + I_3 = 0 \\ V_1 - I_1 R_1 - V_2 = 0 \\ V_2 - I_2 R_2 + V_3 - I_3 R_3 = 0 \end{array} \right.$$

Al resolver el sistema, obtengo los valores para I_1 , I_2 e I_3 y, por tanto, puedo conocer todas las magnitudes eléctricas dentro de mi circuito.

Saber generar las ecuaciones y desarrollar los cálculos es importante y no habría que perder nunca la práctica; sin embargo, en las tareas cotidianas o

para tener una respuesta rápida y segura, es mejor confiar en un simulador de circuitos.

Teoremas de Thevenin y Norton

A veces puede que tengamos que enfrentarnos a un circuito muy complejo, tanto que requiera un elevado número de ecuaciones para su resolución (con Kirchhoff). El teorema de Thevenin nos puede ayudar a resolver estos casos intrincados siempre que el circuito que hay que examinar esté formado por resistores y generadores de tensión y de corriente. El concepto básico es considerar dos terminales del circuito y pensar que todo el circuito, por complejo que sea, se puede resumir en una especie de caja negra (black box) con dos simples terminales. Detrás de estos dos terminales encontramos simplemente una resistencia y un generador de tensión equivalentes que resumen el comportamiento de toda la red. Los terminales que elijamos son, obviamente, los que nos interesan, por ejemplo, un punto concreto acerca del cual deseamos conocer la tensión y la corriente presentes. A menudo estos dos puntos son los terminales de un componente presente. En este caso, tendremos que eliminar (ideal o realmente) el componente para obtener el equivalente de Thevenin del circuito existente. El teorema de Thevenin prevé dos fases:

1. en primer lugar se mide la tensión presente en los terminales del circuito;
2. en una segunda fase se eliminan los generadores y se sustituyen con circuitos abiertos o cortocircuitos, y se calcula la resistencia equivalente.

Consideremos el circuito que se muestra en la figura 1.18, formado por una red con varios generadores. El circuito no presenta realmente terminales y nos interesa medir tensión y corriente en los extremos de la resistencia R_x .

Por esta razón, eliminamos la resistencia y la consideramos como una carga que conectaremos más tarde.

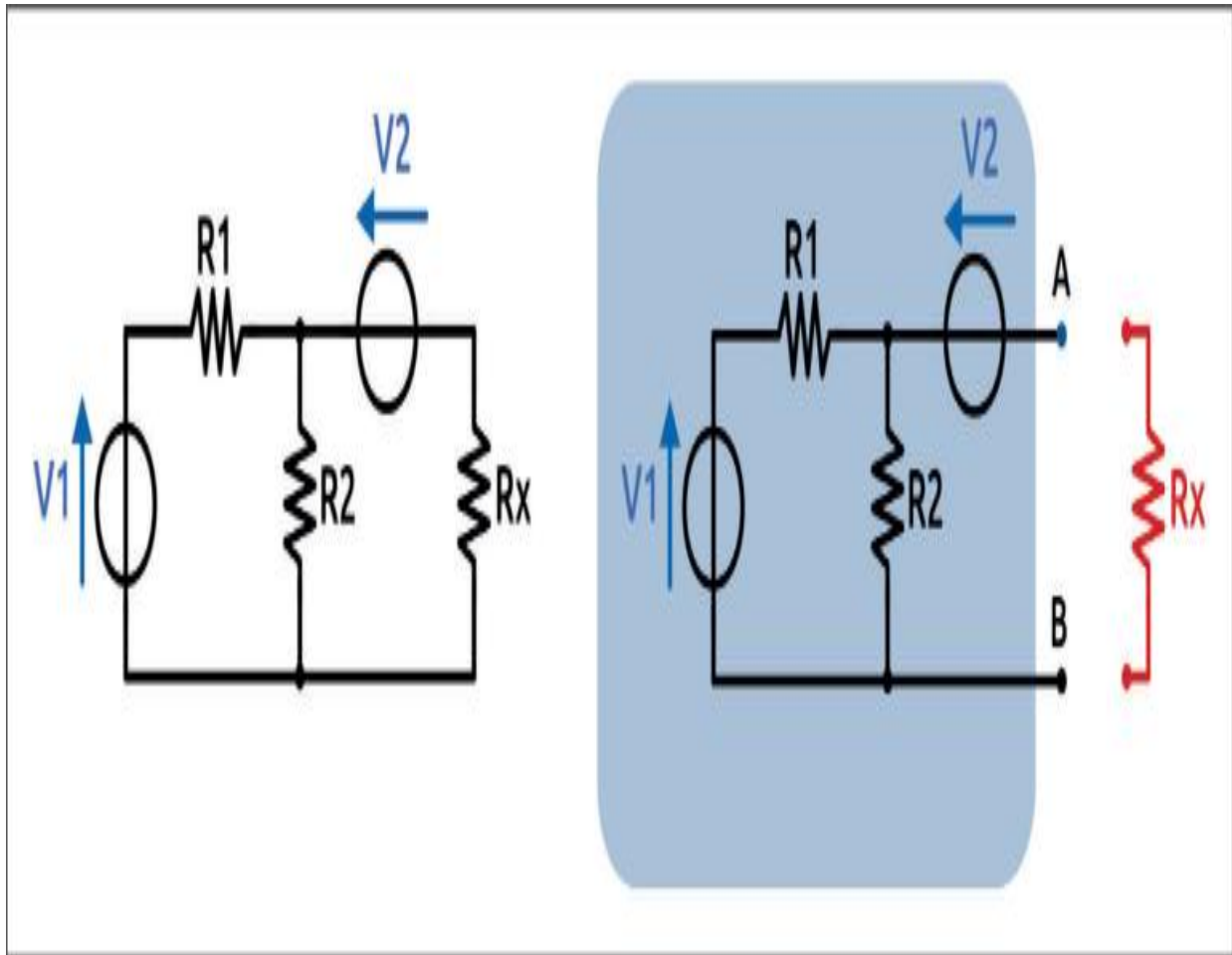


Figura 1.18 – Circuito de ejemplo para calcular el equivalente de Thevenin. A la derecha observamos el circuito al cual se ha eliminado la resistencia R_x .

Una vez eliminada la resistencia, hemos obtenido los dos terminales, A y B (figura 1.18) a los cuales llega el resto de la red que consideramos como una caja negra. Como hemos dicho, para resolver el circuito en los terminales A-B previamente debemos extraer la tensión existente en los terminales. Podemos utilizar a Kirchhoff para obtener la tensión presente entre A y B.

La tensión entre A y B es la tensión equivalente de Thevenin. Pasemos a calcular la resistencia equivalente modificando el circuito de este modo:

- sustituyendo con un cortocircuito los generadores de tensión;
- eliminando los generadores de corriente (sustitución con circuito abierto).

Una vez hemos sustituido los generadores presentes, podemos calcular el valor de la resistencia equivalente de Thevenin, es decir, la resistencia visible en los terminales A y B.

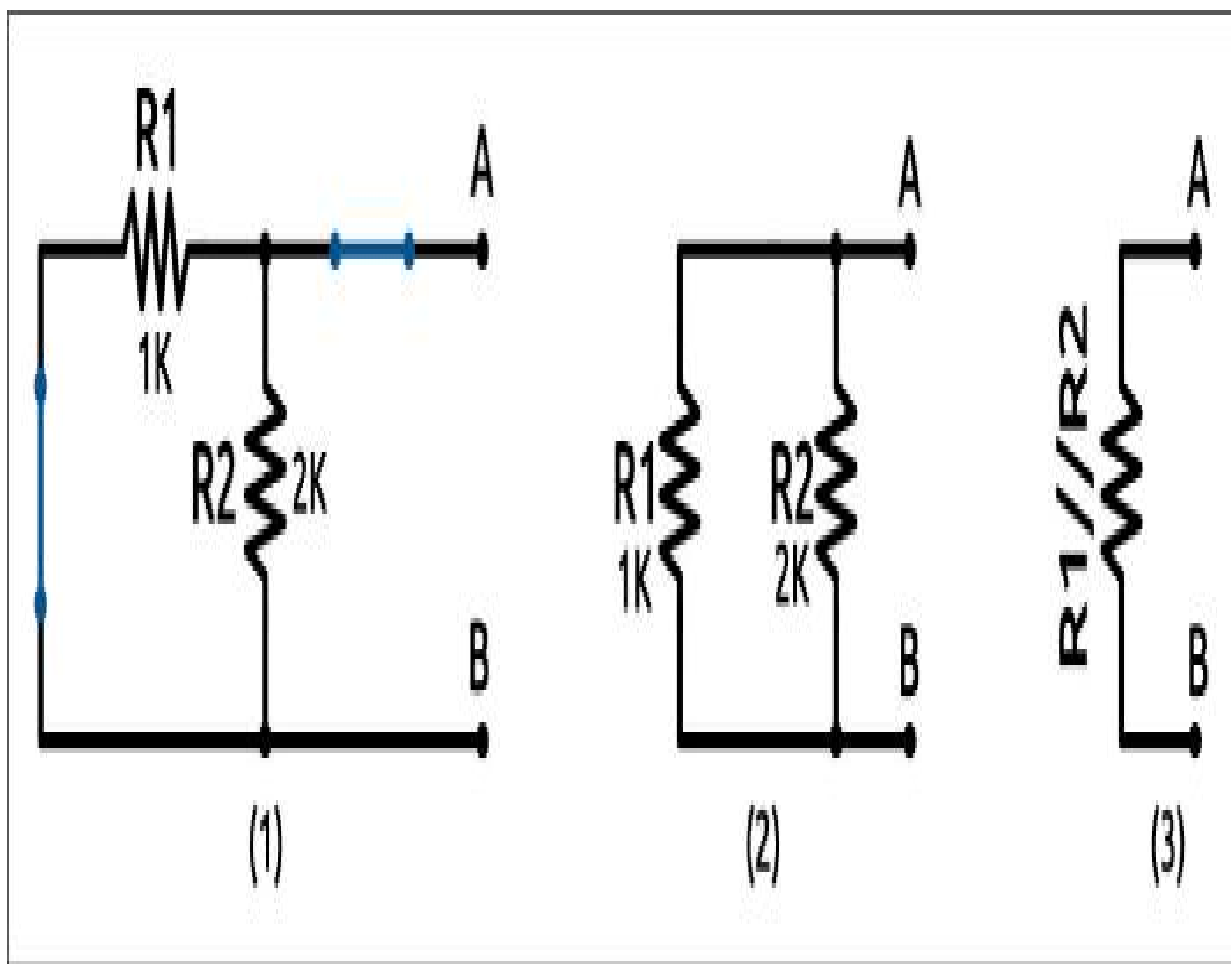


Figura 1.19 – El circuito modificado con los generadores de tensión cortocircuitados.

Ahora podemos dibujar el circuito equivalente de Thevenin formado por la resistencia R_{eq} en serie con el generador de tensión V_{eq} (figura 1.20).

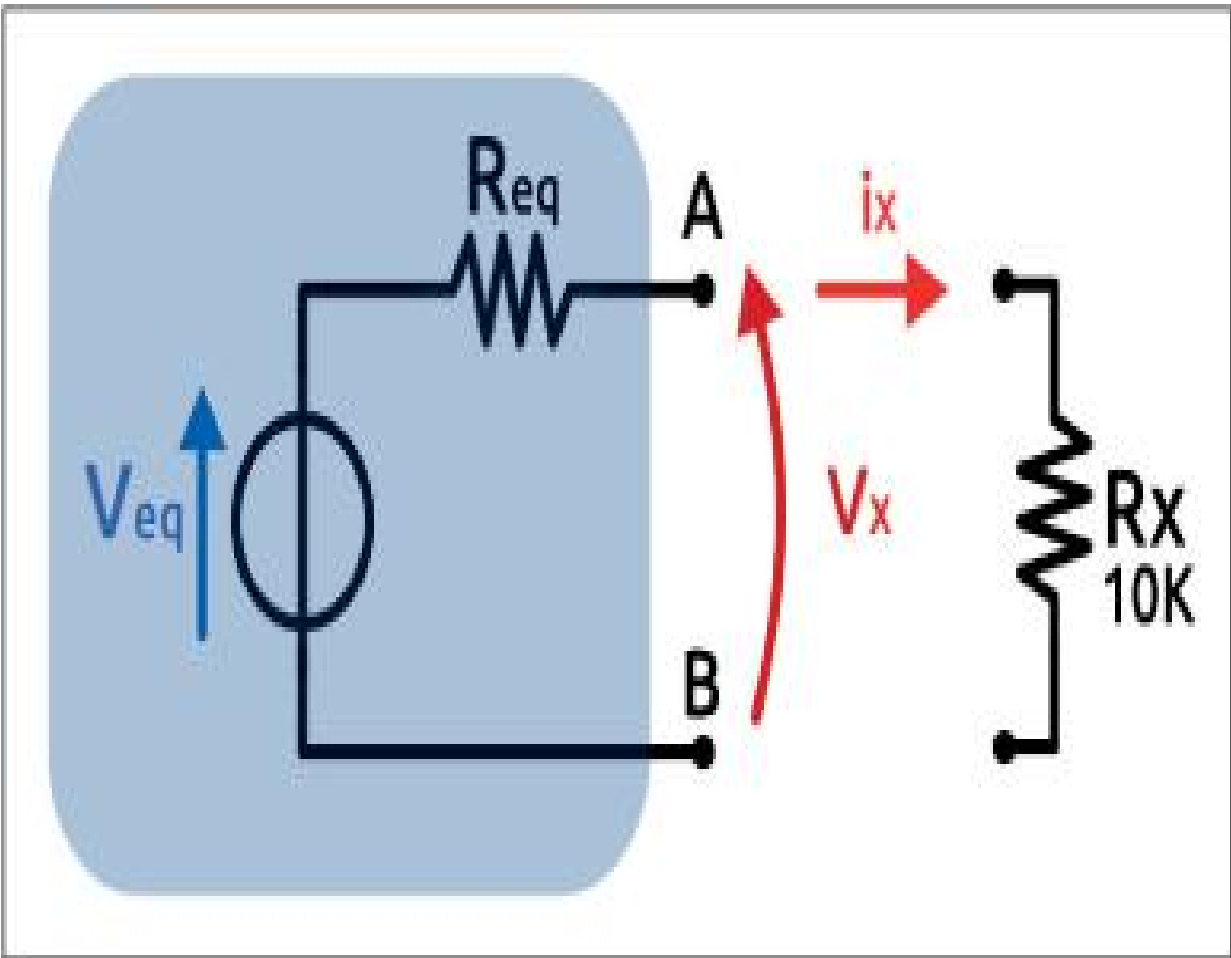


Figura 1.20 – El circuito equivalente de Thevenin al cual conectamos la R_x .

Al volver a conectar la resistencia R_x que hemos desconectado al inicio, podemos realizar los cálculos necesarios para determinar la corriente que pasa por ella y la tensión que medimos en sus extremos.

Existe una versión dual del teorema de Thevenin denominada teorema de Norton, según la cual, con un procedimiento idéntico al mostrado, es posible obtener una versión equivalente de un circuito formado por resistencias y generadores de tensión y corriente con un simple generador de corriente con

una resistencia equivalente en paralelo. En este caso, es necesario identificar dos terminales y extraer la corriente que se obtendría cortocircuitándolos. Después hay que determinar la resistencia equivalente que se puede calcular cortocircuitando los generadores de tensión y eliminando todos los generadores de corriente.

Funciones matemáticas y sinusoidales

En electrónica y electrotécnica a menudo se trabaja con conceptos matemáticos que pueden no ser demasiado sencillos. Para entender y estudiar algunos argumentos, se necesita algún conocimiento de análisis matemático y, por tanto, de algunos instrumentos que se explican normalmente en los últimos cursos de instituto o en la universidad.

No pretendo transmitir aquí todo el conocimiento matemático necesario para afrontar cálculos complejos de análisis, pero sí me gustaría darles algunos conceptos fundamentales para entender algunas de las fórmulas con que nos encontraremos. Todas las magnitudes electrónicas pueden ser expresadas con una regla que trata de explicar cómo se comportan. Normalmente, en matemáticas, estas reglas se conocen con el nombre de funciones, un concepto que la mayoría ya debieran conocer. Podemos imaginarnos una función como una caja mágica que toma un número a la entrada y proporciona un número a la salida. El número proporcionado a la entrada, también denominado variable de entrada, normalmente se indica con una x , mientras que el resultado se indica con la letra y .

Podemos indicar una función genérica así:

$$y = f(x)$$

Con este término no estamos diciendo mucho, solo que la variable y está determinada por una operación matemática aplicada a la x . Estas

operaciones genéricas se indican con la letra f .

Podemos ser más precisos y tratar de describir el comportamiento de la función añadiendo términos que trabajan sobre la variable x inmediatamente después del signo $=$. Este es un ejemplo de función matemática:

$$y = 12 \cdot x^2 + 10 \cdot x - 8$$

También podemos trazar sobre un gráfico la función para estudiar su tendencia. En electrónica, las funciones dependen a menudo del tiempo y de la frecuencia. Por tanto, encontraremos textos similares a este:

$$y = f(t)$$

donde la variable independiente es, esta vez, el tiempo (t), pasado como argumento a la función genérica f . La y se conoce como variable dependiente porque su valor depende de la t , que podemos elegir según nuestras preferencias.

A veces, las funciones expresan relaciones entre varias magnitudes eléctricas y, en lugar de x e y , podemos tener corrientes y tensiones. Por ejemplo, podríamos encontrar una función como esta:

$$ID = f(VGS)$$

En este caso no debemos dejarnos desorientar por esta escritura menos familiar, sino simplemente tratar la VGS como si fuera la x y la ID como si fuera la y.

Una función muy concreta que se encuentra a menudo en electrónica es el seno (o el coseno).

Estas funciones tienen propiedades concretas que permiten trabajar con distintos tipos de señales con facilidad, tratándolos también desde el punto de vista matemático.

$$y = \sin(t)$$

Una senoide produce una señal regular y repetitiva que podemos dibujar en un gráfico.

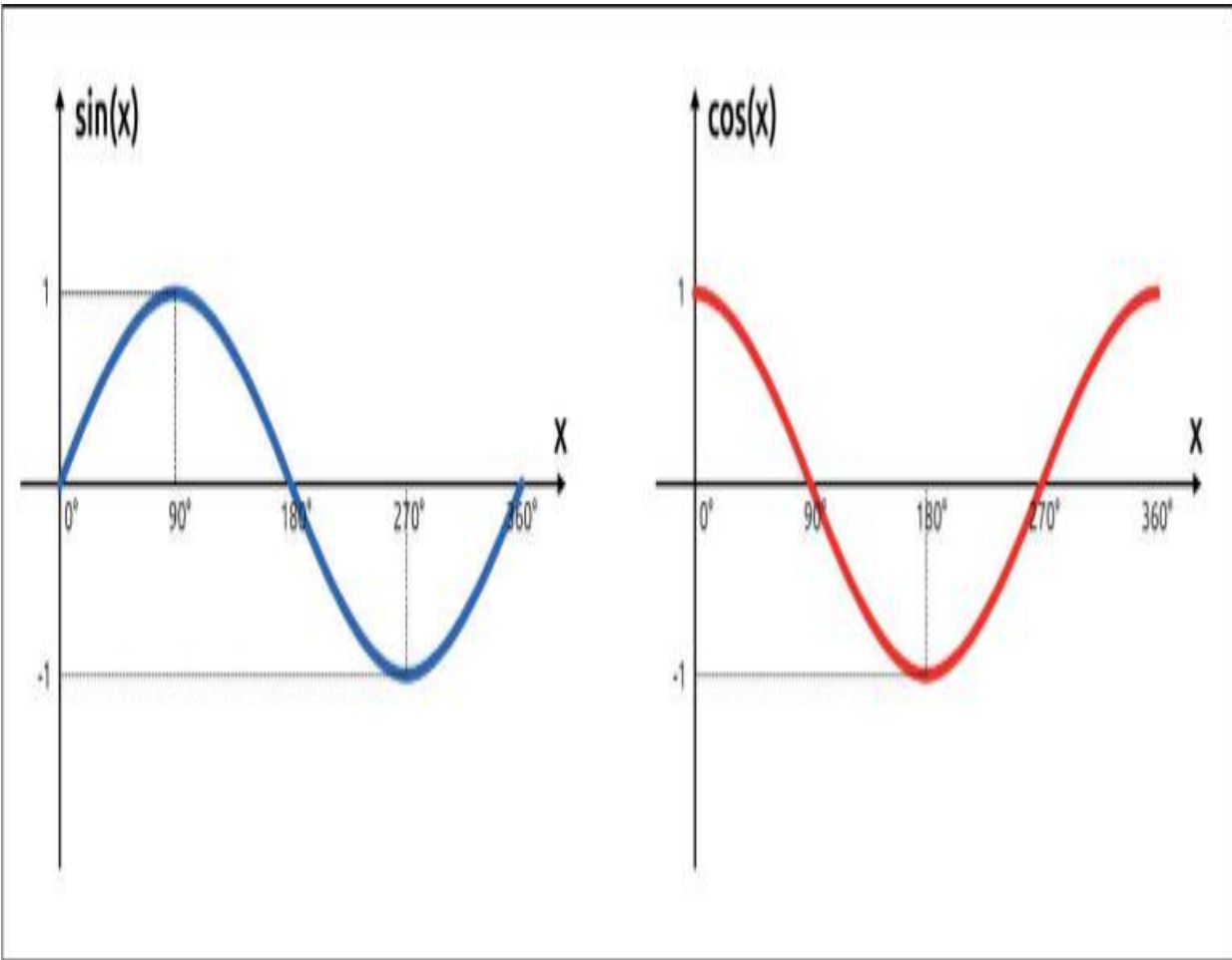


Figura 1.21 – El trazado del seno parte del origen y se repite subiendo y bajando de forma regular. El trazado del coseno empieza desde 1 y se repite oscilando regularmente.

La senoide parte del origen y, después, se repite subiendo y bajando hasta el infinito, pasando continuamente de 1 a -1 . El coseno es igual, pero empieza desde el valor 1 para después oscilar entre 1 y -1 .

El número x que pasamos a estas funciones se denomina también argumento y, en el caso de seno y coseno, es normalmente un valor angular que puede ser expresado en grados sexagesimales¹ o radianes.

Los radianes son un sistema distinto para indicar un ángulo. Una aguja del reloj parte de 0° cuando señala las doce; después, mientras gira, llega a 90° cuando toca las 3, para llegar a 180° a las 6, 270° a las 9 y, después, 360° a las doce, para volver a empezar desde 0.

El ángulo completo, que equivale a 360° , se conoce también como ángulo perigonal. Podemos imaginar que el trazado de la senoide es como la aguja del reloj, que gira y, cuando esta realiza un giro entero del cuadrante, la onda realiza un trazado completo partiendo de 0 y pasando por 1 y -1, para, a continuación, desaparecer.

Los radianes son un modo alternativo para indicar los ángulos, preferido por los matemáticos, y van de 0 a 2π . Por tanto, son un número que empieza en el 0 y llega a unos 6.28.

Tabla 1.2 – Correspondencia entre ángulos sexagesimales y en radianes.

■

Ángulo sexagesimal	Ángulo en radianes
0°	0
30°	$\pi/6$
45°	$\pi/4$
60°	$\pi/3$
90°	$\pi/2$

180°	π
270°	$3\pi/2$
360°	2π

■

Es posible convertir un ángulo en radianes en uno sexagesimal o viceversa, utilizando para ello una simple proporción:

$$\alpha : 360^\circ = \alpha_{rad} : 2\pi$$

Para obtener un ángulo en radianes a partir de uno sexagesimal, usaremos:

$$\alpha_{rad} = \frac{\alpha \cdot 2\pi}{360^\circ} = \alpha \cdot \frac{\pi}{180^\circ}$$

Para obtener un ángulo en grados sexagesimales a partir de uno en radianes:

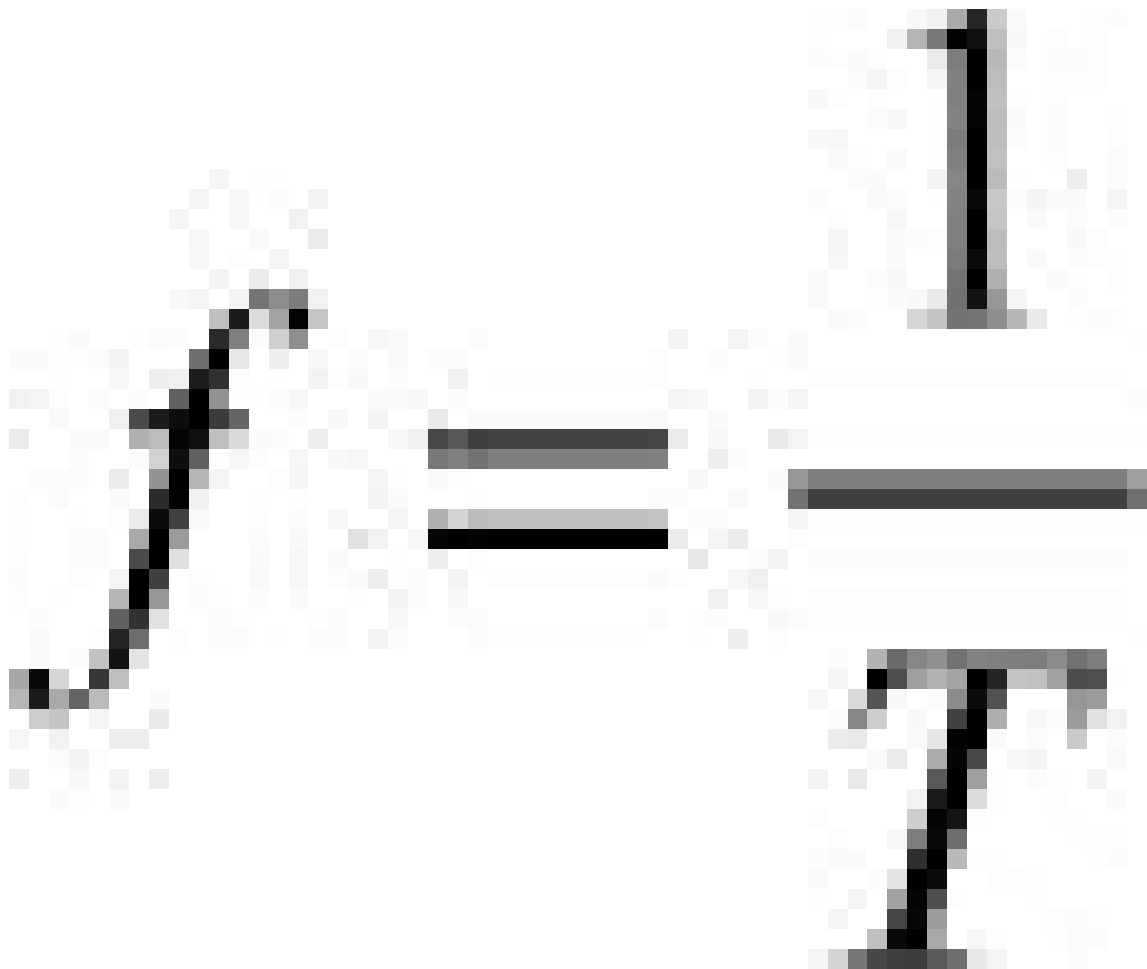
$$\alpha = \frac{360^\circ \cdot \alpha_{\text{rad}}}{2\pi} = \alpha_{\text{rad}} \cdot \frac{180^\circ}{\pi}$$

Tiempos y frecuencias

El tiempo y la frecuencia son dos magnitudes fundamentales en el estudio de la electrónica. Tiempo y frecuencia están estrechamente vinculados, sobre todo cuando nos encontramos ante señales o eventos cíclicos (es decir, que se repiten en el tiempo). Si golpeamos una baqueta sobre un tambor cuatro veces en un segundo, estamos produciendo un sonido de cuatro hercios. Por tanto, los golpes están separados entre sí por un tiempo equivalente a:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{4 \text{ Hz}} = 0.25 \text{ s}$$

La fórmula para calcular la frecuencia es:


$$f = \frac{1}{T}$$

La letra T indica el periodo, es decir, la duración total de un evento que se repite. Para una corriente alterna, el periodo es el tiempo necesario para que la corriente realice un ciclo completo, partiendo de 0, llegando al máximo, bajando hasta el valor mínimo y regresando a 0. Podemos hablar de periodo y, por tanto, de frecuencia para toda señal que se repite en el tiempo.

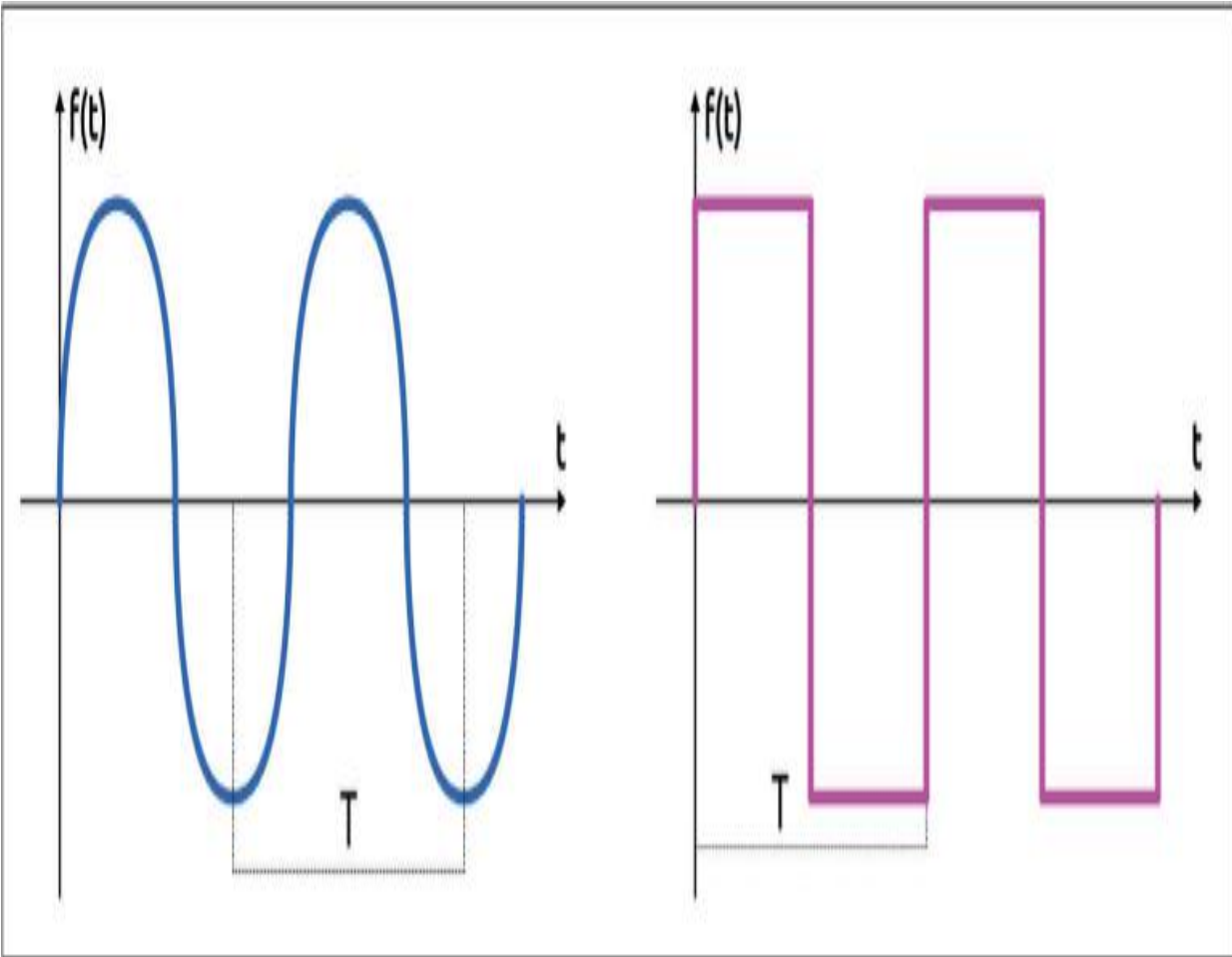


Figura 1.22 – El periodo es el tiempo necesario para realizar un ciclo completo.

Ya sabemos que a los electrónicos no les gustan demasiado los números con comas y ceros, y que son muy perezosos. ¡Por eso prefieren hablar de hercios (Hz) que de eventos que se comprueban cada 0.00000012 s!

Las corrientes continuas tienen una frecuencia igual a 0 Hz, por lo que nunca cambian.

Fasores

La fórmula del seno utilizada en electrónica depende normalmente del tiempo, pasado como parámetro. Por ejemplo, podemos expresar una tensión que cambia en el tiempo con una tendencia sinusoidal con un texto de este tipo:

$$v(t) = \sin(t)$$

Sin embargo, el trazado que obtenemos no es muy lógico porque faltan informaciones fundamentales para una señal sinusoidal. De hecho, no tenemos ningún control sobre su frecuencia, es decir, sobre el número de repeticiones por segundo, ni su amplitud. Habitualmente se prefiere escribir una señal sinusoidal con un texto como el siguiente:

$$v(t) = A \cdot \sin(2\pi ft + \varphi)$$

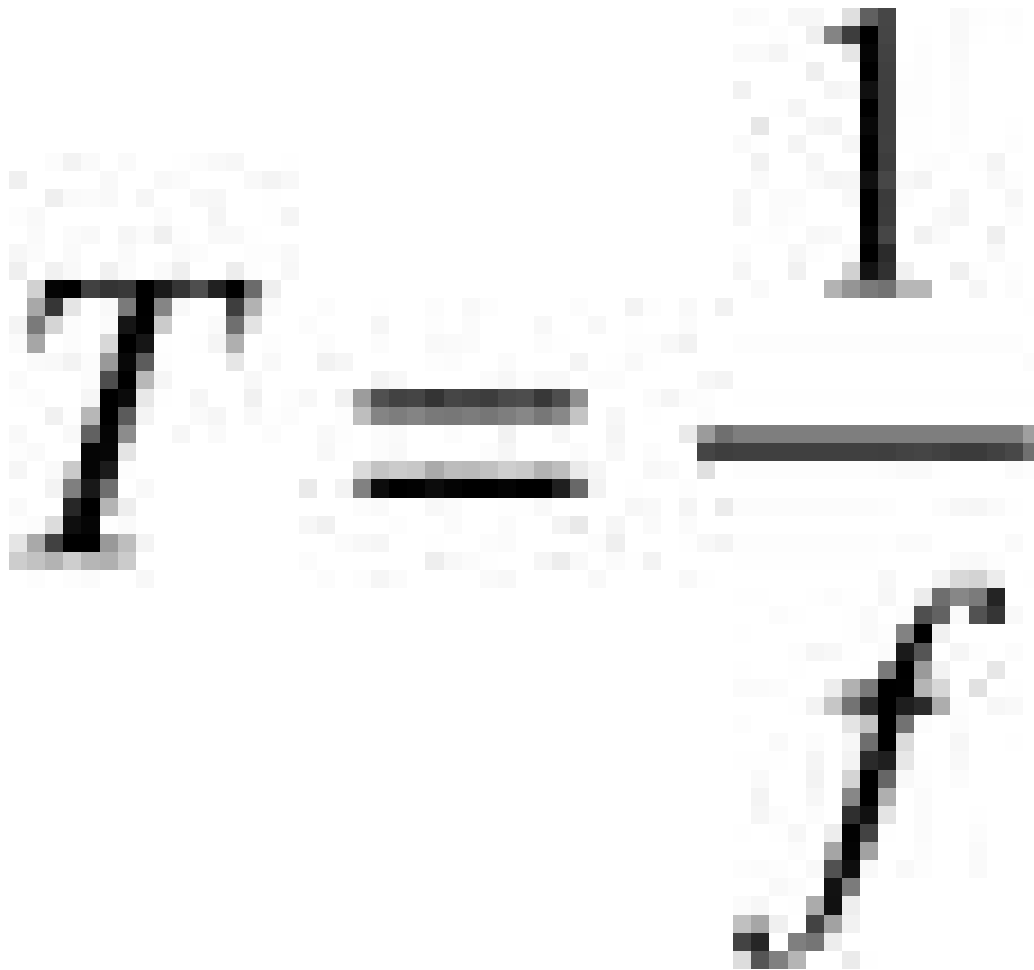
Esta expresión nos permite definir la amplitud de la señal que depende del valor de A. La senoide pura oscila entre 1 y -1, mientras que de esta manera podemos obtener una señal que va de A a -A. Si A fuera igual a 10, tendríamos una señal que pasa de 10 a -10 V. Entre paréntesis observamos un texto más complicado. Concentrémonos en la primera parte, que determina la frecuencia de oscilación de la onda. Para configurar la frecuencia de oscilación y utilizar el tiempo como variable, necesitamos el siguiente texto:

$$2\pi ft$$

La onda sinusoidal se repite de forma periódica tras un cierto periodo de tiempo T. Este tiempo se denomina periodo de la onda y es exactamente el inverso de la frecuencia:

$$\sin(\omega t) = \frac{1}{T}$$

o bien:



es una velocidad angular porque expresa en cuánto tiempo la senoide regresa al punto de partida, y puede expresarse en ángulos por segundo. Hemos visto que 2π es igual al ángulo perigonal, es decir, 360° , que dividimos por el periodo T de la onda. Al multiplicar esta velocidad angular por el tiempo t , puedo conocer en qué punto se encuentra mi senoide, si me imagino que está trazada por una aguja que gira dentro de un cuadrante de reloj.

El último parámetro de nuestra senoide es la fase (ϕ)³, necesaria en el caso en que se desee que la onda empiece en un punto distinto a 0.

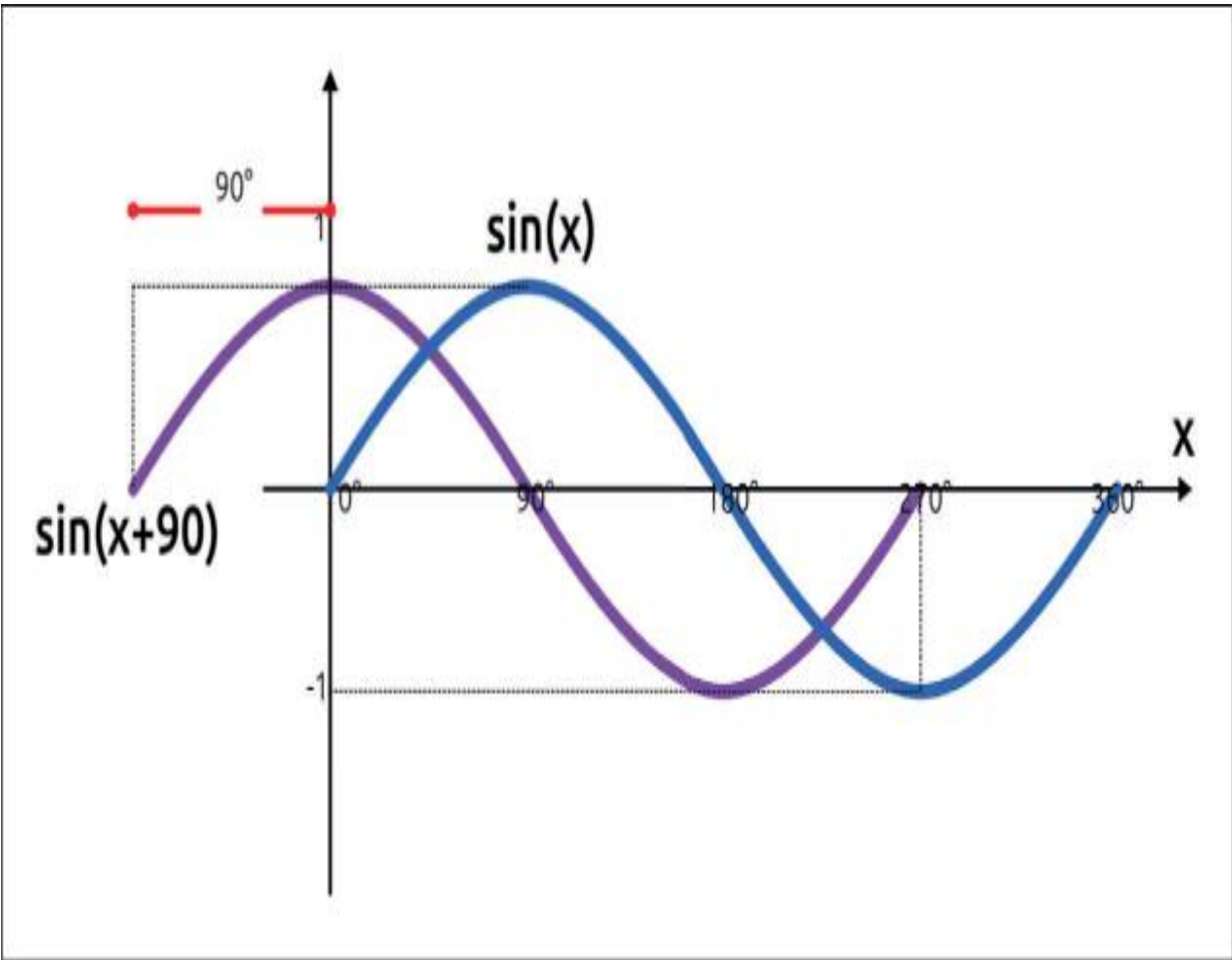


Figura 1.23 – Efecto de la fase sobre la senoide.

Cuando se estudian circuitos donde circulan corrientes sinusoidales, puede resultar cómodo utilizar una descripción alternativa y más práctica para realizar los cálculos en lugar de tratar directamente con las sinusoides. Al aplicar una señal a una determinada frecuencia a un circuito formado por componentes comunes (resistencias, inductancias, condensadores), todas las magnitudes eléctricas presentes cambiarán con la misma pulsación (a la misma frecuencia). En estos casos puedo simplificar las cosas y mantener solo lo indispensable. Considero una onda cosinusoidal (simplifico los cálculos a continuación):

$$v(t) = A \cdot \cos(2\pi ft + \varphi)$$

de la cual solo me ocupo de:

$$A, \varphi$$

porque la frecuencia será la misma para todo el circuito. Estos dos números expresan una amplitud y un ángulo y pueden dibujarlos sobre un gráfico. Estamos acostumbrados a utilizar gráficos cartesianos, donde las coordenadas se indican sobre dos ejes perpendiculares entre sí. Un modo alternativo de indicar un punto es mediante las coordenadas polares, que especifican, en lugar de la x y la y, la distancia del punto de partida y el ángulo de inclinación respecto a un eje de referencia.

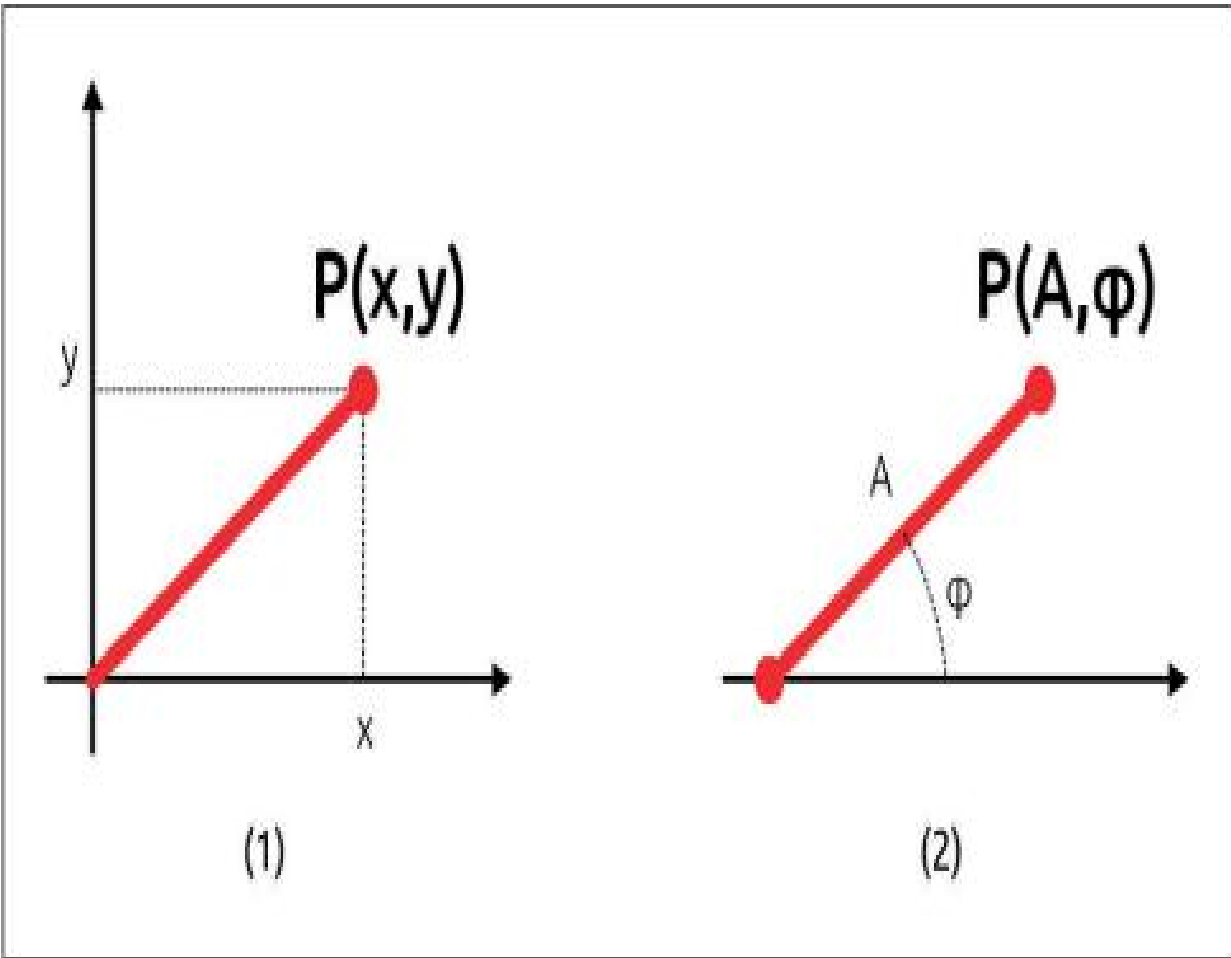


Figura 1.24 – Coordenadas rectangulares (1) y polares (2).

Obviamente, siempre se puede pasar de un sistema de coordenadas al otro mediante algún cálculo (necesitarán una calculadora científica, un seno y un coseno). Por ahora no necesitamos realizar ningún paso de coordenadas, por lo que seguiremos adelante... Sabemos indicar las coordenadas de un punto en el plano cartesiano y podemos hacerlo escribiendo, por ejemplo, las coordenadas entre paréntesis, separadas por comas:

$$P = (a,b)$$

Con las coordenadas polares, podemos hacer algo parecido a esto:

$$P = (A, \varphi)$$

Los primeros matemáticos e ingenieros que estudiaron estas señales prefirieron utilizar una versión mucho más elegante que el simple espacio cartesiano formado por dos coordenadas, x e y, y adoptaron aquello que se conoce como números complejos (o imaginarios), que permiten combinar x e y en un único número (disculpen la definición poco precisa y algo folclórica). Así, podemos indicar el mismo punto P de esta forma:

$$P = a + jb$$

La j que vemos antes de la b es la unidad imaginaria que, a veces, también se indica con una i. Podemos dibujar en un gráfico cartesiano este número como si fuera un punto común con una abscisa (la x) que equivale a la a, y una ordenada (la y) que equivale a la b. Podemos transformar un número imaginario en su representación polar. Tampoco en este caso tendremos dos números desvinculados, sino que podemos escribir el conjunto de un modo más compacto:

$$P = A \cdot e^{j\varphi}$$

A es igual a la longitud del segmento que une el origen con el punto, mientras que ϕ es la inclinación del segmento respecto al eje horizontal.

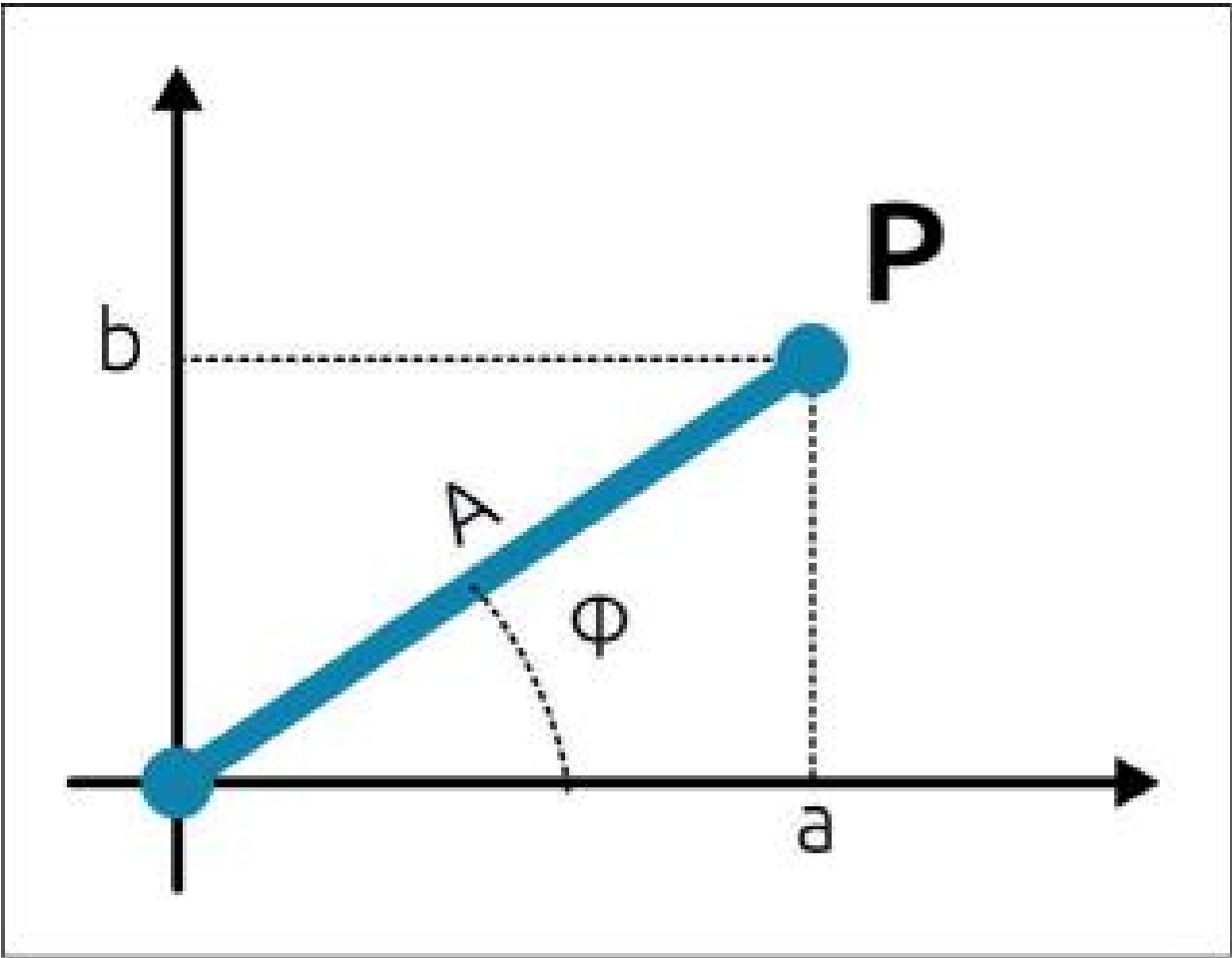


Figura 1.25 – El punto P representado en el plano imaginario, en coordenadas cartesianas y polares.

Hemos partido de una senoide para llegar a una representación suya concreta que tiene en cuenta solo sus componentes fundamentales: amplitud y fase.

Por lo tanto, podemos decir que:

$$A \cdot \cos(2\pi ft + \varphi)$$

equivale a:

$$A \cdot ej\varphi$$

Esta última representación se puede denominar fasor y, cuando se trata con las corrientes alternas, simplifica mucho los cálculos. Además, puedo pasar de una senoide de forma clásica a un fasor, y viceversa. Sin embargo, a la práctica, cuando se trabaja con fasores, no se tiene en cuenta la amplitud original de la onda sinusoidal, sino que se divide su valor por la raíz cuadrada de 2, porque así se trabaja con el valor efectivo de la senoide. El valor efectivo se puede definir para cada magnitud periódica y está relacionado con los valores medios. Si consideramos una senoide y la observamos durante un periodo de tiempo, esta tendrá una zona toda positiva y una, idéntica, negativa. Su valor medio es, por tanto, igual a 0, porque la onda es durante tanto tiempo positiva como negativa. Podría parecer que una onda sinusoidal no sea capaz de combinar nada si, al final, tiene un valor medio igual a 0.

Sabemos muy bien que esto no es así, puesto que, si no, en nuestras casas no tendríamos corriente alterna. Por esta razón se utiliza el valor eficaz o RMS (Root Mean Square), que es igual al valor de la corriente continua que produciría la misma disipación de potencia (media) sobre una carga resistiva. Para calcular el valor eficaz de una onda sinusoidal, se necesita calcular el área de la senoide al cuadrado, dividida por su periodo, y todo ello bajo una raíz cuadrada. El cálculo proporciona un resultado muy sencillo y familiar para todos los electrónicos:

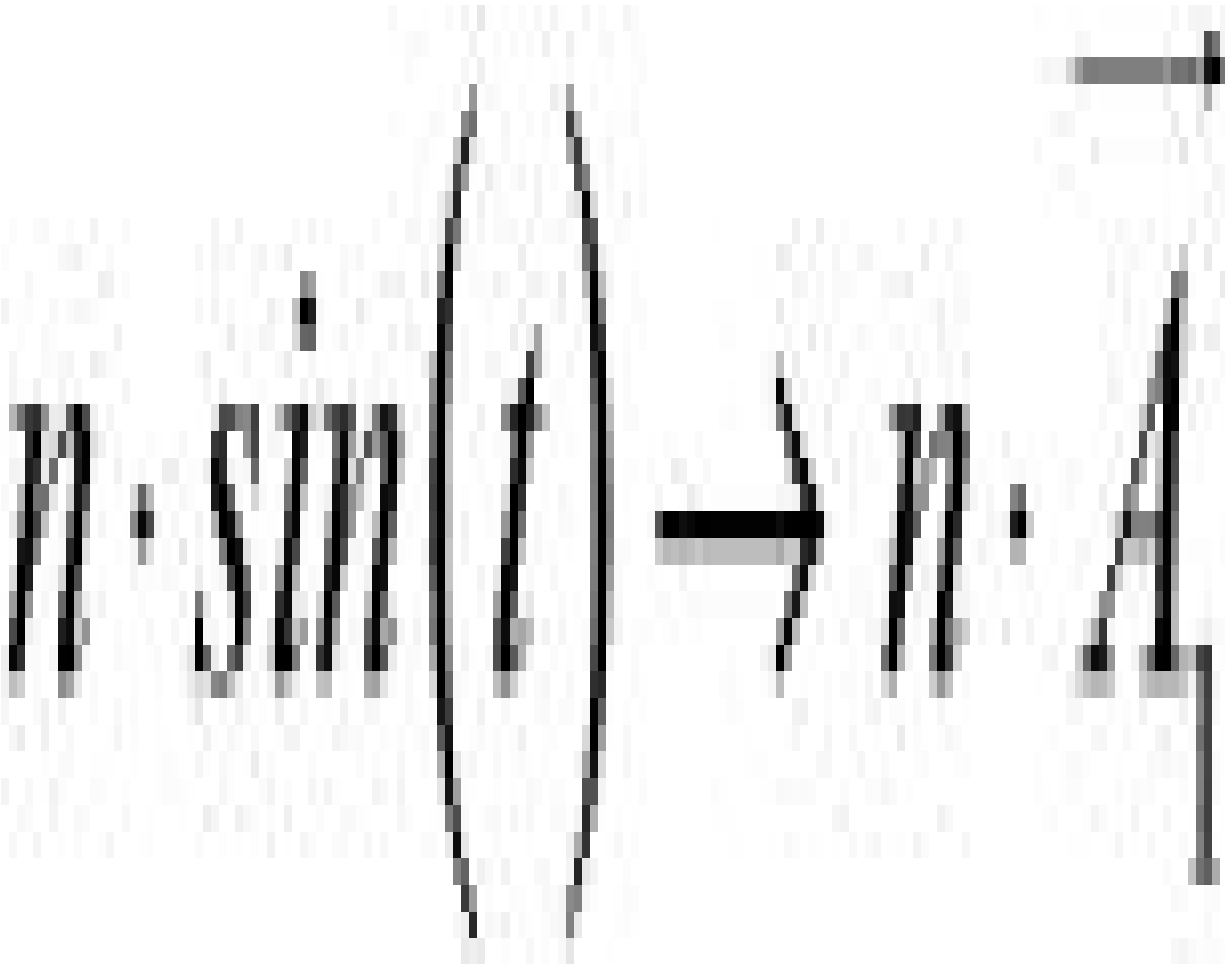
$$V_{eff} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}}$$

Operaciones sobre fasores

Hemos definido un fasor y hemos aprendido que corresponde a una representación cómoda para una senoide. Cuando utilizamos fasores, debemos basarnos en estas reglas.

Producto de un fasor por una constante

Una tensión sinusoidal $s_1(t)$ corresponde a un fasor A_1 . Si multiplico (o amplifico) la senoide $s_1(t)$ por n veces, obtengo que también la amplitud del fasor se amplificará con la misma magnitud y será igual a:

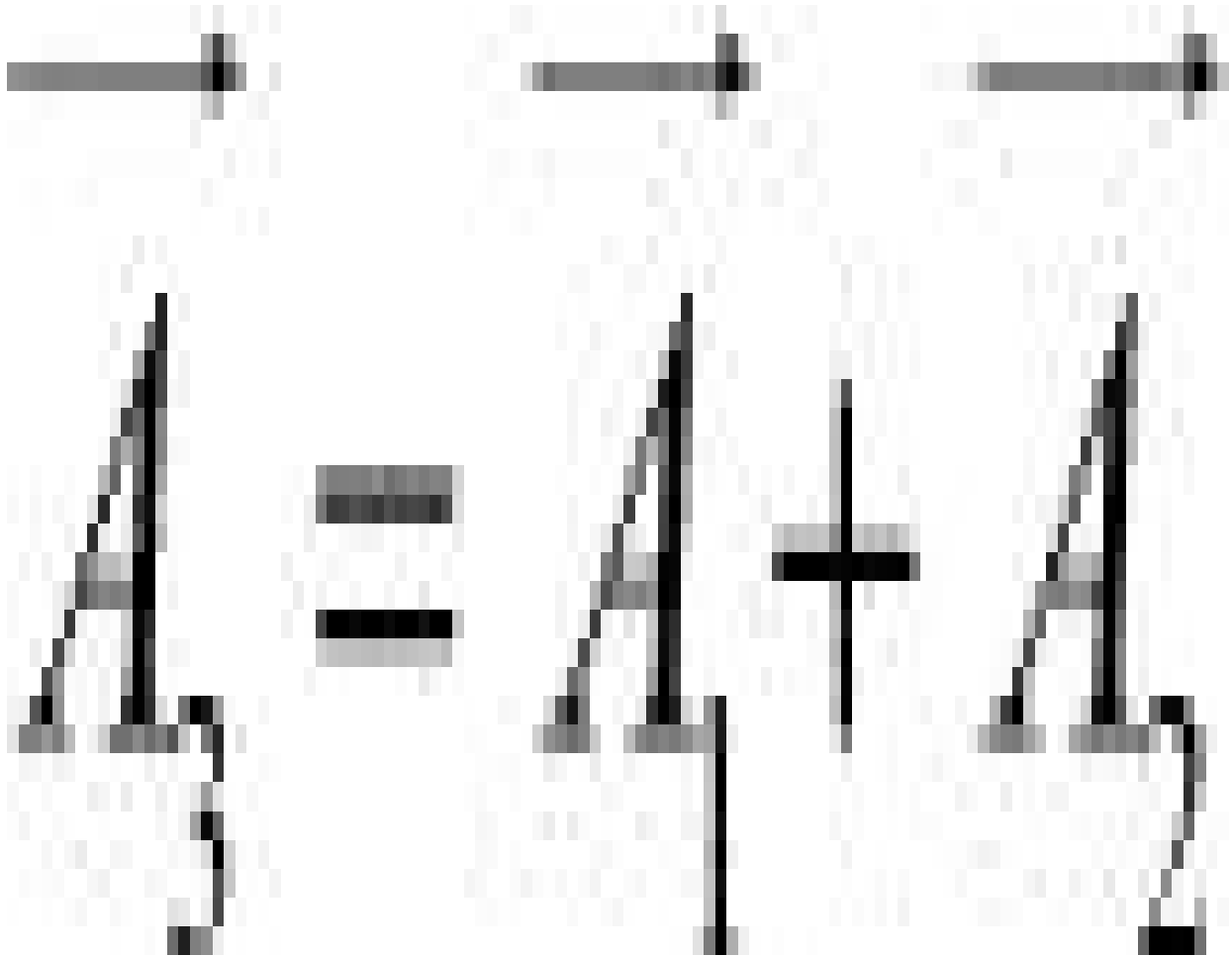


Suma de fasores

Si tengo dos magnitudes sinusoidales s_1 y s_2 , puedo sumarlas y obtener:

$$S_3(t) = S_1(t) + S_2(t)$$

La suma no cambia si utilizamos los fasores:



Derivada de un fasor

En las fórmulas electrónicas, a menudo hay que tener en cuenta la variación de la señal. Si tengo $s_1(t)$, me podría interesar conocer la rapidez con que cambia la señal en el tiempo, lo que equivale a saber la pendiente de la curva. En muchas fórmulas electrónicas, es necesario calcular este tipo de variaciones. Por ejemplo, al estudiar los condensadores observamos que la corriente que pasa por ellos es proporcional a la variación en el tiempo de la tensión en las placas. La variación de la tensión en el tiempo es comparable a la pendiente de la curva. Cuando queremos medir la pendiente de una calle, medimos cuánto sube y a lo largo de qué distancia. Con las dos medidas podemos determinar la pendiente, que, por último, se puede

expresar como porcentaje. Cuando, mientras conducimos, nos encontramos con un cartel que indica que la pendiente de la carretera es del 10 %, significa que la carretera subirá como mínimo 10 m por cada 100 m que recorramos.

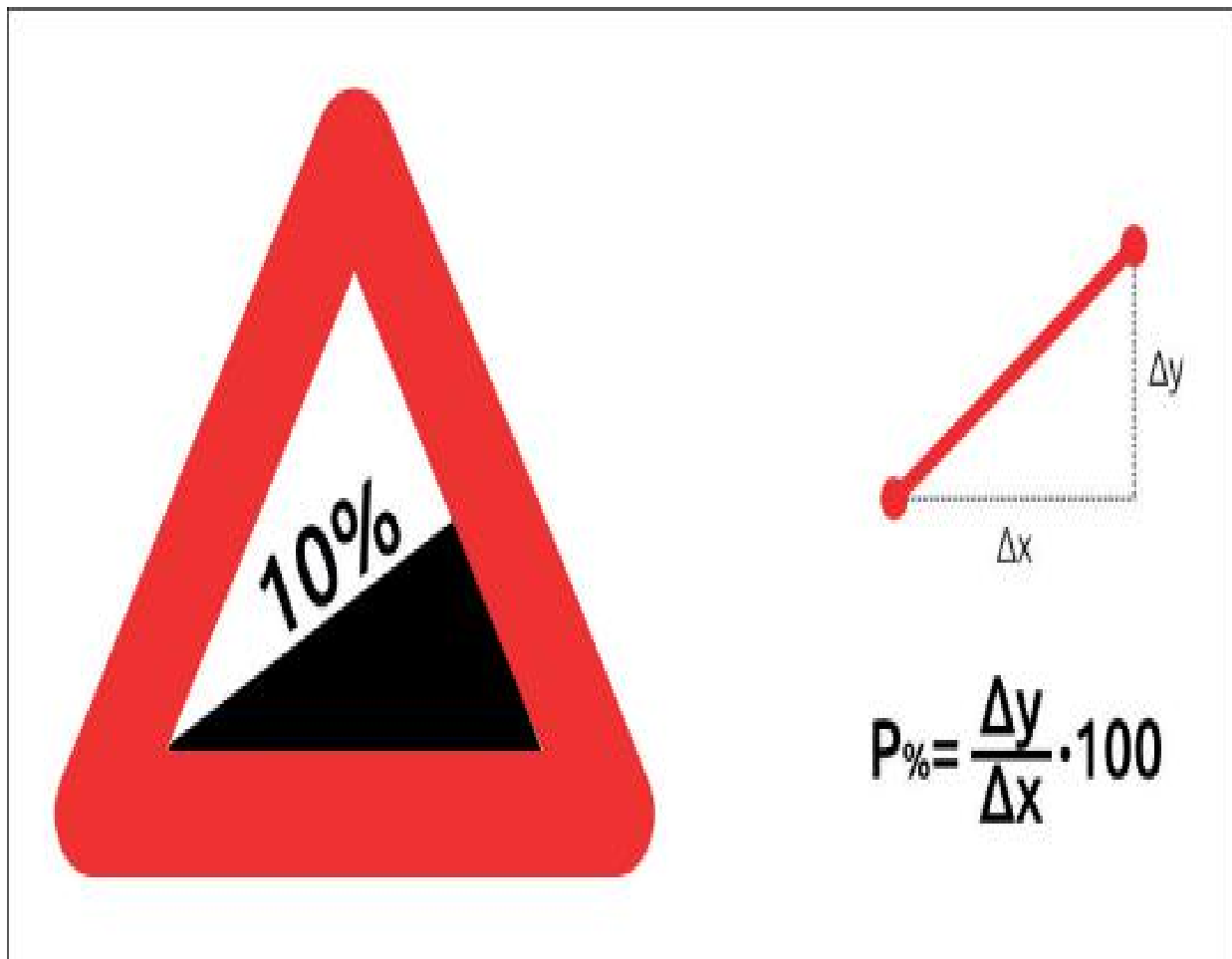


Figura 1.26 – Cartel que indica una pendiente del 10 % y gráfica para el cálculo de la pendiente.

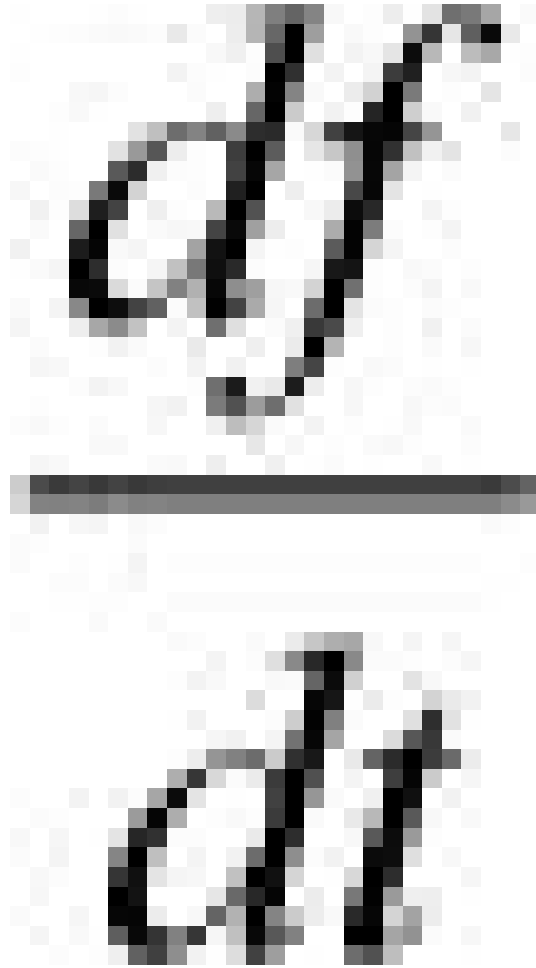
Para medir la pendiente, debemos medir dos intervalos, uno a lo largo del eje x y otro a lo largo del eje y. Estos intervalos también se conocen como delta y se escriben así:

$$\Delta t = t_2 - t_1$$

Imaginemos que tomamos un intervalo muy pequeño, y reducimos al máximo la distancia de los dos puntos. Supongamos que llevamos esta distancia prácticamente hasta 0. En matemáticas, esta operación equivale a calcular el límite, llevar la distancia entre dos puntos de forma ideal hasta 0. En esta condición cambia también la manera de escribir la delta, que es prácticamente infinitesimal. Así, escribiremos lo siguiente:

$$dt$$

Para indicar que estamos derivando una función respecto a una de sus variables, por ejemplo, una función que dependa del tiempo t , escribiremos:



Para calcular la derivada de una función cualquiera, se necesitan algunos conocimientos de análisis matemático. El procedimiento no es complicado, aunque es preciso recordar algunas reglas sencillas que podemos consultar en un libro de matemáticas. Por ahora basta con haber comprendido (o recordado) que la derivada de una función equivale a calcular una nueva función que representa la pendiente de la función de partida punto por punto.

Volviendo a las sinusoides y los fasores, si tenemos una senoide:

$$s_1(t) = A \cdot \cos(2\pi ft + \varphi)$$

o:

$$s_1(t) = A \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

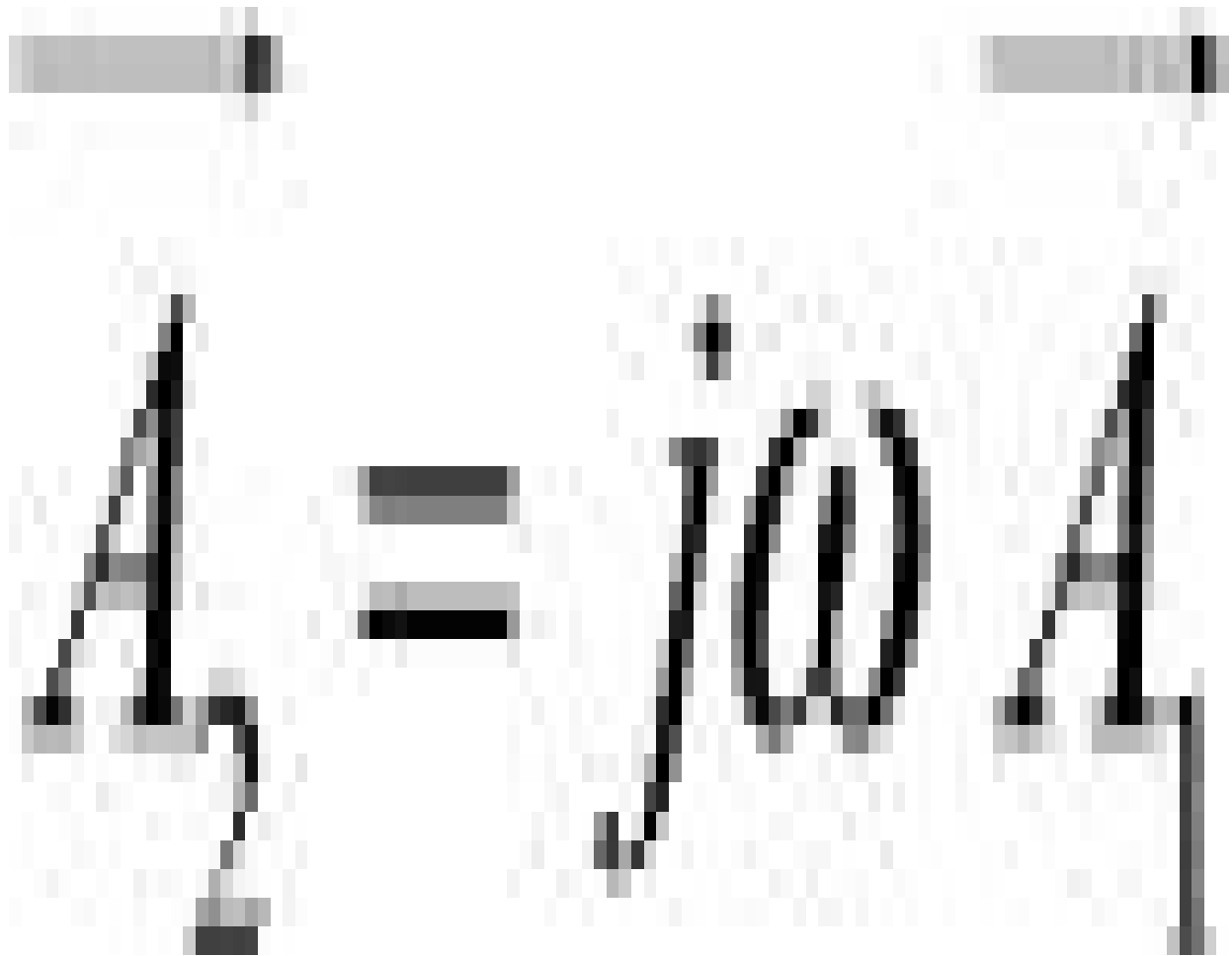
utilizando:

$$2\pi f = \omega$$

y queremos calcular su derivada:

$$v(t) = \frac{d}{dt} s(t) = 0 \cdot A \cdot \sin(\omega t + \phi)$$

observamos que, pasando a los fasores, obtenemos:



Si tenemos en cuenta que los fasores se caracterizan por una distancia y un ángulo, se pueden trazar gráficamente. El resultado que hemos obtenido corresponde a rotar el fasor 90° . Esta información nos servirá más adelante, cuando apliquemos la senoide a componentes electrónicos como condensadores e inductancias.

Ley de Ohm en corriente alterna

La ley de Ohm se aplica también en circuitos alimentados con corriente alterna. Podemos imaginar que tenemos un generador que produce una tensión alterna y lo aplicamos a una resistencia R con un simple circuito, como el que se muestra en la figura 1.27.

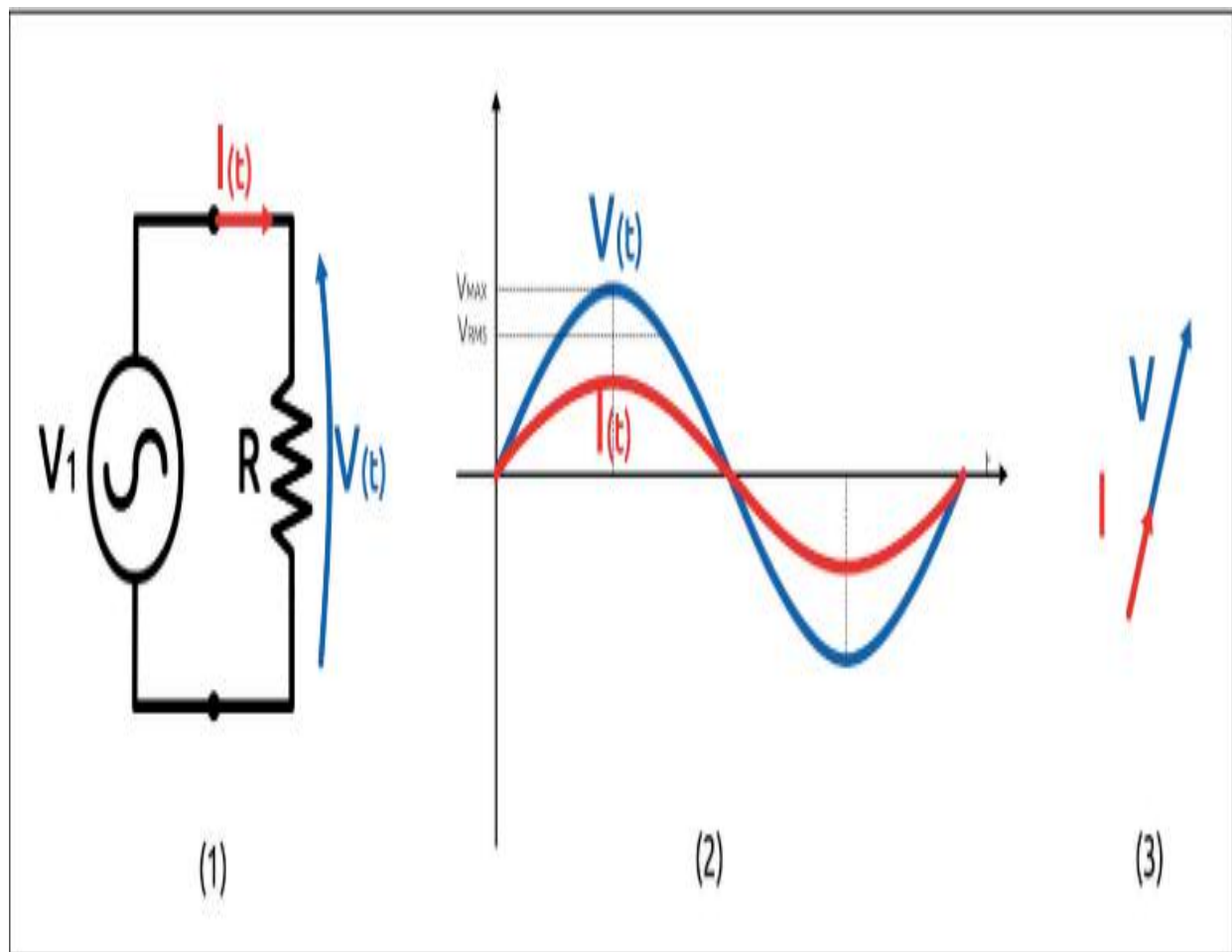


Figura 1.27 – Generador sinusoidal conectado a una resistencia R .

La señal utilizada será:

$$V_1(t) = V \cdot \cos(2\pi ft)$$

La corriente que circula en el circuito se puede determinar simplemente con la ley de Ohm:

$$I(t) = \frac{V(t)}{R} = \frac{V \cdot \cos(2\pi ft)}{R} = \frac{V}{R} \cdot \cos(2\pi ft)$$

Podemos observar que tanto la expresión de la tensión como la de la corriente tienen la misma forma, ambas son cosenos, con la misma frecuencia. Por tanto, tenemos dos ondas simples sincronizadas, es decir, en fase entre ellas. La resistencia no modifica la señal sinusoidal y no presenta desfases. También podemos escribir las ecuaciones mediante los fasores. La ley de Ohm adopta esta forma:

$$\vec{I} = \frac{\vec{V}}{\vec{R}}$$

donde $\vec{e}$ son los fasores que corresponden a $V_1(t)$ e $I(t)$.

Condensadores en corriente alterna

Un condensador es un componente electrónico muy sencillo que se crea acercando dos superficies metálicas denominadas placas. Estas placas están conectadas a los dos terminales. Si se conecta una batería a los dos terminales, no pasará la corriente, solo de forma momentánea. De hecho, el condensador permite el paso solo de corrientes variables en el tiempo, mientras bloquea las continuas.

Cuando aplicamos una tensión continua, sobre las dos superficies se forma una distribución de cargas eléctricas, positivas sobre una placa y negativas sobre la otra. Esta distribución de cargas origina un campo eléctrico estable una vez que la corriente se está ejecutando. La corriente que detectamos en la fase de carga es una corriente aparente, por el hecho de que las armaduras se están cargando y, por tanto, es como si absorbieran cargas eléctricas, con lo que da así la impresión de que circula algo de corriente en el circuito (displacement current). La cantidad de carga presente en las placas de un condensador es proporcional a la diferencia de potencial aplicada. La constante que indica esta proporción se denomina capacidad y se indica con la letra C .

$$Q = C \cdot V$$

La capacidad es una magnitud similar a la resistencia: de hecho, caracteriza el condensador e indica su capacidad de almacenar cargas eléctricas. Además, es un número siempre positivo. La capacidad de un condensador se mide en faradios y en submúltiplos de faradio.

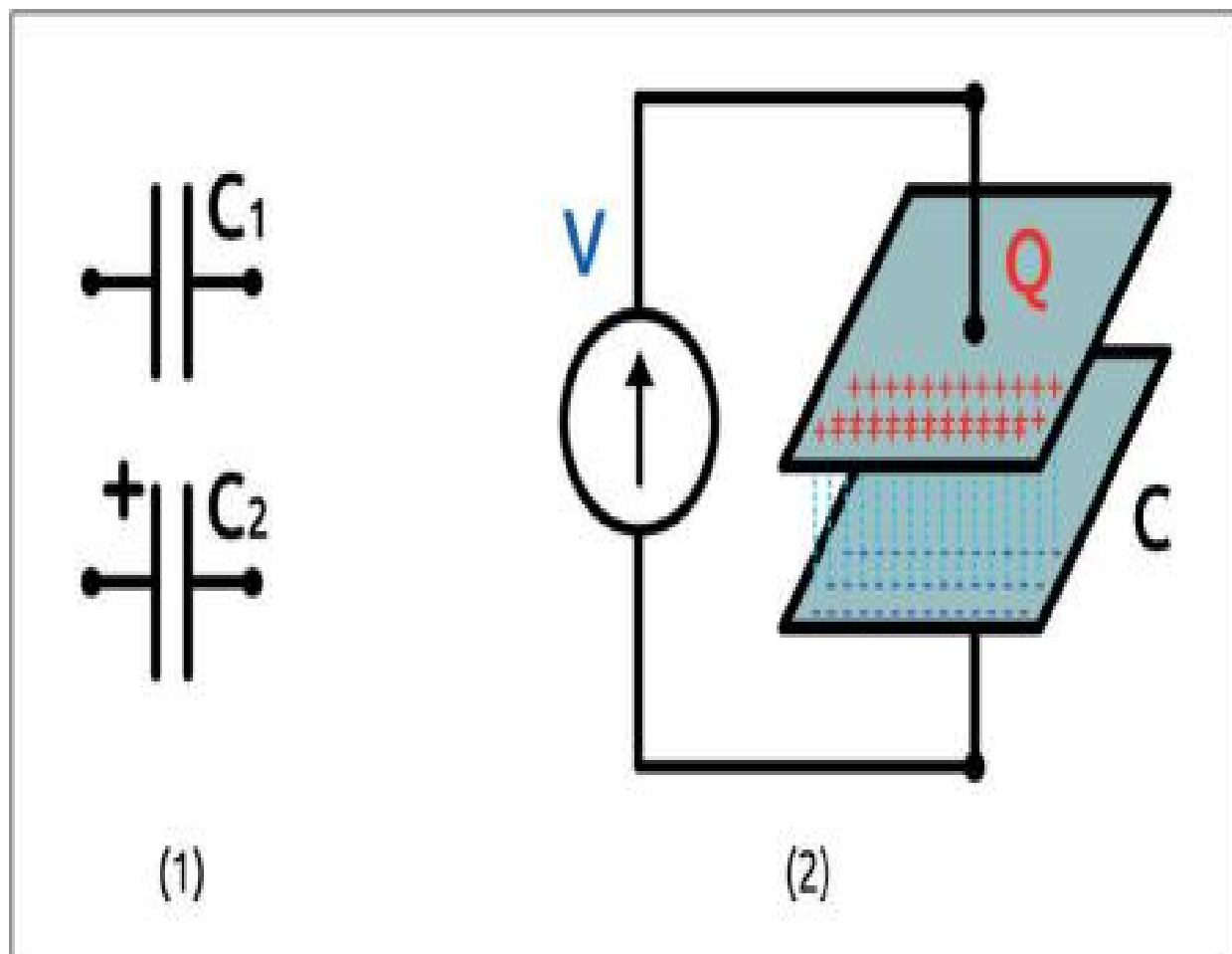


Figura 1.28 – Símbolos de condensadores, polarizados y no, y representación gráfica de las placas cargadas.

Hemos podido ver al inicio de este capítulo que la corriente puede describirse como la variación de carga en el tiempo. En la primera expresión hemos utilizado las deltas. Obviamente, la fórmula se puede escribir como una derivada y, por tanto, será:

$$i = \frac{dq}{dt}$$

Recordemos que esta expresión significa que nos interesa conocer la tendencia de las variaciones de carga en el tiempo. Tratemos de aplicar la derivada en la ecuación que describe la relación entre carga y tensión sobre un condensador ($Q = CV$):

$$\frac{dQ}{dt} = C \cdot \frac{dV}{dt}$$

El primer término es, precisamente, la corriente, por lo que, si realizamos la sustitución, tenemos:

$$i = C \cdot \frac{dV}{dt}$$

También podemos analizar la fórmula con fasores. Supongamos que aplicamos una tensión sinusoidal al condensador:

$$V(t) = V \cdot \cos(2\pi ft + \varphi)$$

El fasor correspondiente será y lo aplicaremos a la fórmula para la corriente:



La fórmula me dice que el fasor , aplicado al condensador, producirá el fasor , desfasado 90° . También podemos comprobar esta propiedad de los condensadores dibujando en un gráfico el progreso de $V(t)$ e intentando calcular gráficamente su derivada. Como ya hemos dicho, la derivada es igual a la pendiente de la curva punto por punto. La función $\sin(t)$ parte en el punto de origen de los ejes con una inclinación de 45° . El valor de su derivada y de la pendiente será igual a 1.

Cuando $\sin(t)$ está a 90° , se encuentra en su punto máximo de altura y se prepara para bajar: la pendiente es igual a 0.

A 180° $\sin(t)$ va de bajada y pasa por el eje horizontal a 45° , por lo que su pendiente será de -1 .

A 270° su pendiente es aún de 0 para, a continuación, volver, a 360° , a 1.

Si dibujamos la curva de las pendientes, hemos obtenido la tendencia de $i(t)$ y podemos observar que la corriente tiene un desfase de 90° (de antemano) respecto a la tensión.

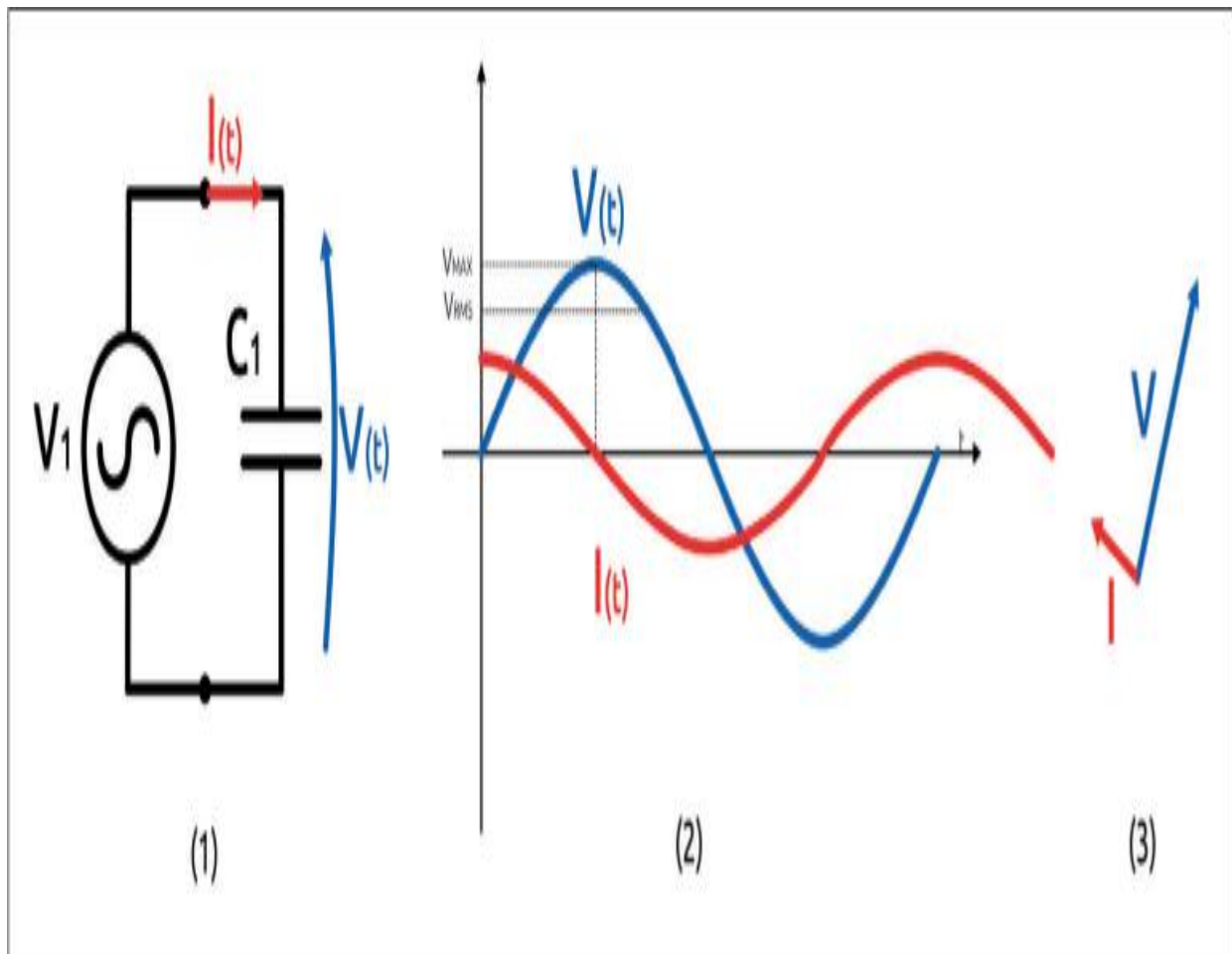


Figura 1.29 – Tendencia de una tensión sinusoidal aplicada a un condensador.

La tensión aplicada cambia continuamente, por lo que en el condensador circulará una corriente y este podría comportarse de forma similar a un resistor. A diferencia de un resistor, un condensador no disipa energía, sino que actúa desfasando entre ellos la tensión y la corriente aplicadas. Este comportamiento se asemeja al de una resistencia, pero, como hemos visto, tiene como efecto el de desfasar ambos componentes. Así, podemos describirlo como una relación entre tensión y corriente que se llama reactancia y se mide en ohmios. Normalmente la reactancia se representa con la letra X. La reactancia del condensador es igual a:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC}$$

La reactancia depende de la frecuencia y, cuando esta es muy elevada, tendremos un valor muy bajo que subirá a medida que la frecuencia disminuye. Cuando la frecuencia es igual a 0, el valor de inductancia es infinito. Por esta razón, los condensadores dejan pasar las señales variables, pero no las continuas.

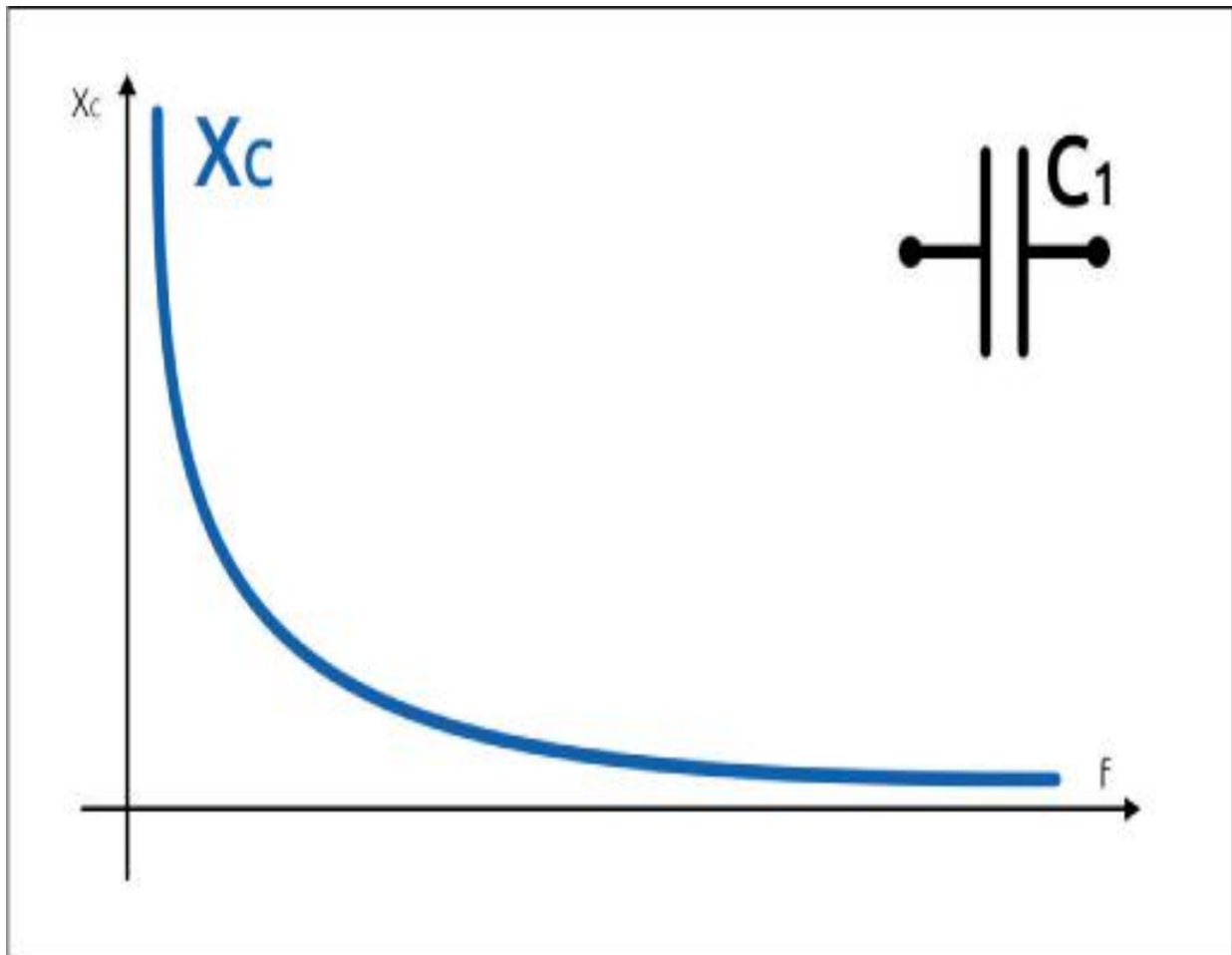


Figura 1.30 – Tendencia de la reactancia de un condensador al cambiar la frecuencia de la señal aplicada.

Inductores en corriente alterna

Un inductor es un componente eléctrico cuyo comportamiento es opuesto al de un condensador. Los inductores también tienen una estructura muy simple. De hecho, se hacen enrollando un cable eléctrico varias veces hasta obtener una bobina formada por múltiples espiras situadas unas junto a otras. Mientras que los condensadores utilizan un campo eléctrico, los inductores deben sus propiedades al campo electromagnético que se establece entre las espiras alimentadas por una corriente. Si conectamos una batería a los dos terminales, conseguimos un paso de corriente. Sin embargo, si la corriente aplicada cambia en el tiempo, observaremos cierta oposición al paso de las cargas a medida que va aumentando la frecuencia. Un inductor bloquea las corrientes variables y deja pasar, en cambio, las corrientes continuas. Si aplicamos una corriente al componente, entre las espiras se establece un campo magnético que obstaculiza las variaciones de corriente. El campo magnético que se forma depende de las características de la bobina: número de espiras, longitud, diámetro del bobinado. La tensión en los extremos de un inductor depende de las variaciones de la corriente y, por tanto, podemos escribir:

$$V = L \cdot \frac{di}{dt}$$

La tensión en los extremos del inductor está vinculada a los cambios de corriente mediante el valor de inductancia (L). La inductancia se mide en henrios y submúltiplos de henrios. La inductancia es una magnitud similar a la resistencia; de hecho, caracteriza al inductor e indica su capacidad de almacenar energía electromagnética. L siempre es un número positivo.

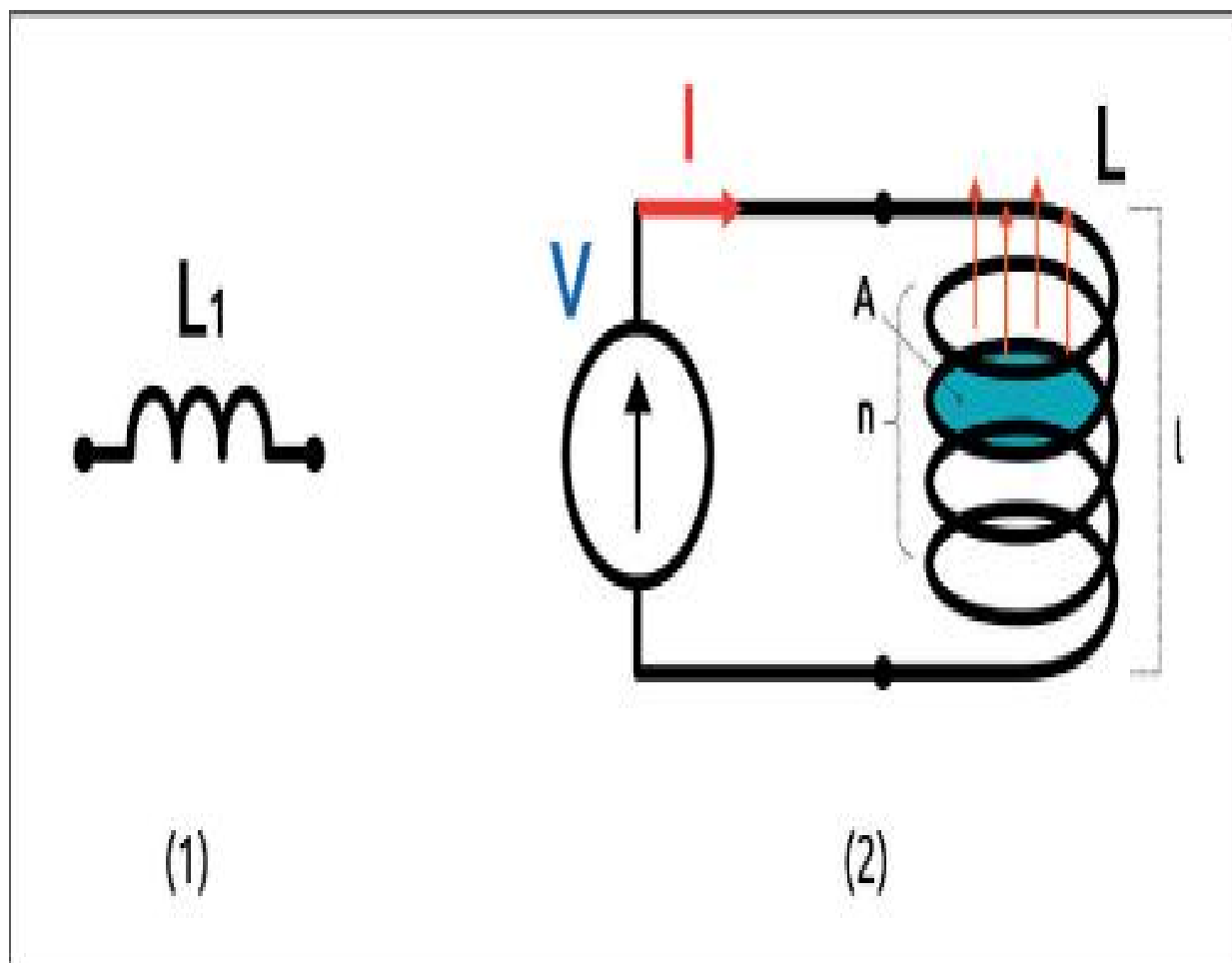
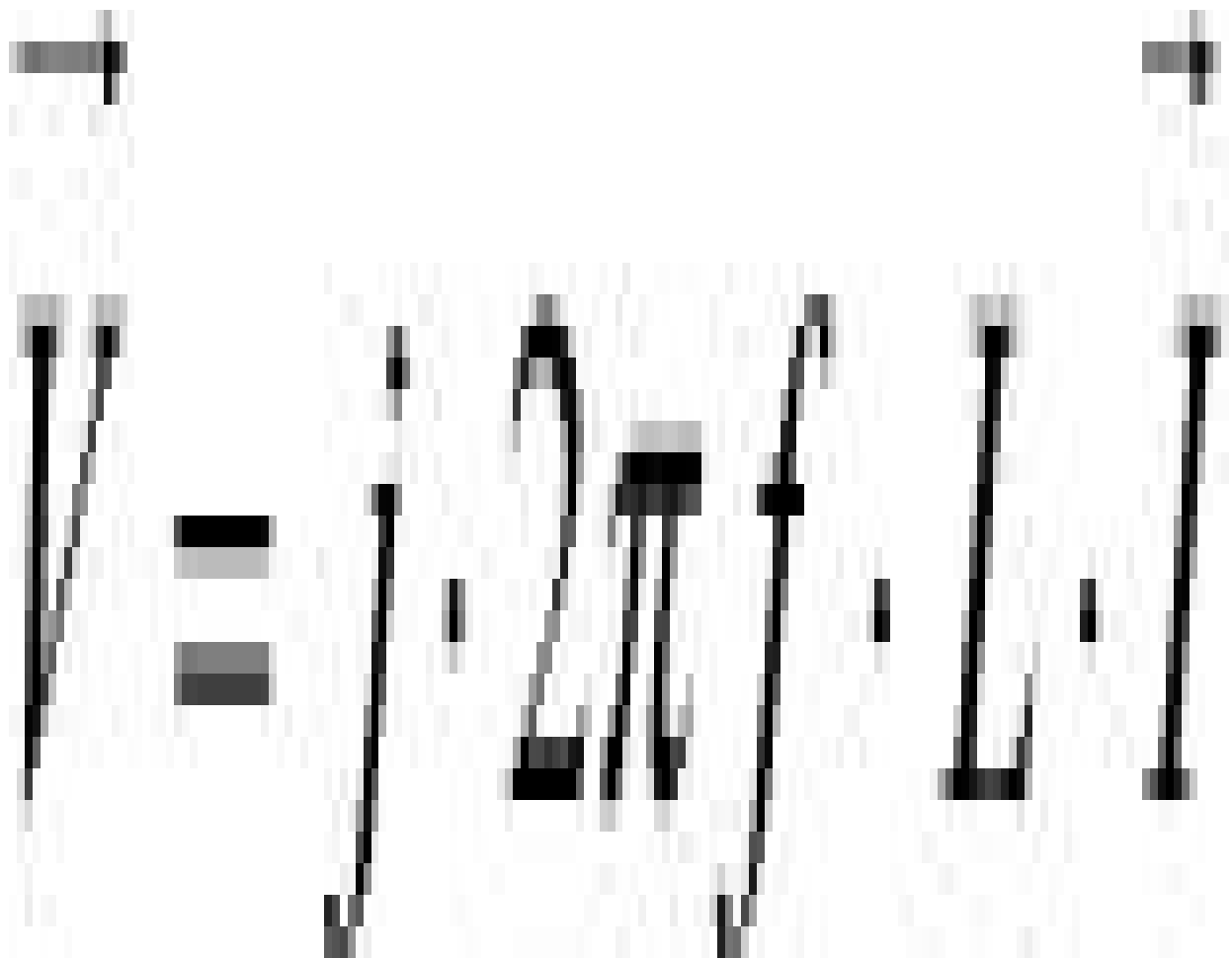


Figura 1.31 – Símbolo de un inductor y representación gráfica de la bobina con el campo eléctrico.

Podemos volver a escribir la fórmula de la inductancia con fasores:
imaginemos que aplicamos una corriente sinusoidal al inductor:

$$I(t) = I \cdot \cos(2\pi ft + \varphi)$$

El fasor correspondiente será y lo aplicaremos a la fórmula para la tensión:



La fórmula me revela que el fasor , aplicado al inductor, producirá el fasor , con un desfase de 90° . Otra forma de observar esta propiedad de los inductores es dibujando sobre un gráfico la tendencia de $I(t)$ y tratando de calcular gráficamente su derivada, como hemos hecho para el condensador. Podemos observar que la curva de la tensión se desfasa 90° (con retraso) respecto a la corriente.

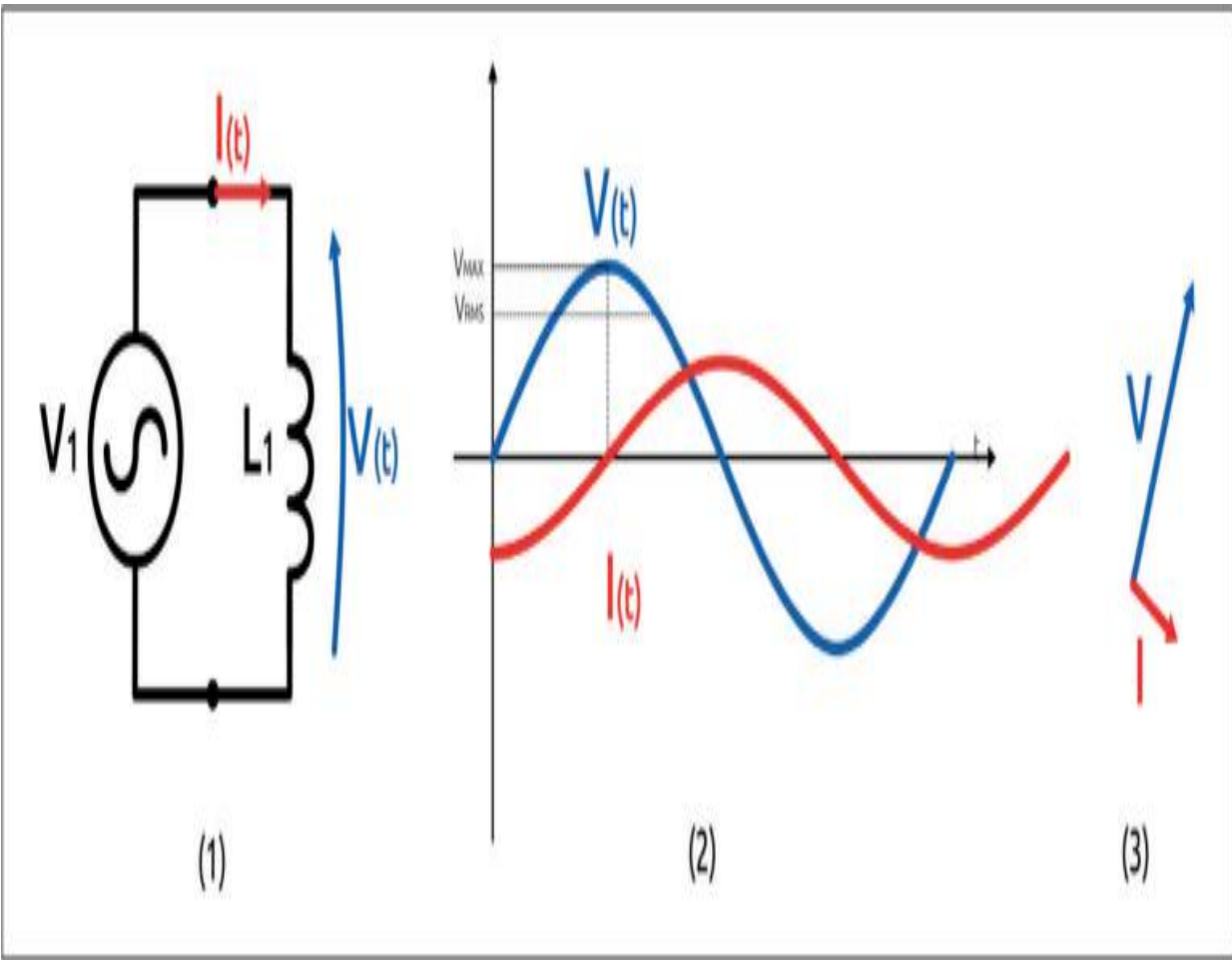


Figura 1.32 – Tendencia de una corriente sinusoidal aplicada a un inductor.

La tensión aplicada varía continuamente y, por tanto, por el inductor pasará una corriente que tendrá dificultades en circular, porque este se comporta de forma similar a un resistor. A diferencia de un resistor, un inductor no disipa energía, sino que actúa desfasando entre ellos la tensión y la corriente aplicadas. Este comportamiento se asemeja al de una resistencia, pero, como hemos visto, tiene como efecto desfasar ambos componentes. Por esta razón, podemos describirlo como una relación entre tensión y corriente que se llama reactancia y se mide en ohmios. Normalmente la reactancia se representa con la letra X . La reactancia del inductor es igual a:

$$X_L = 2\pi fL$$

La reactancia depende directamente de la frecuencia: al aumentar el valor de una, también aumentará el de la otra, que será 0 cuando existe corriente continua. Por esta razón, los inductores dejan pasar las señales continuas y obstaculizan las variables.

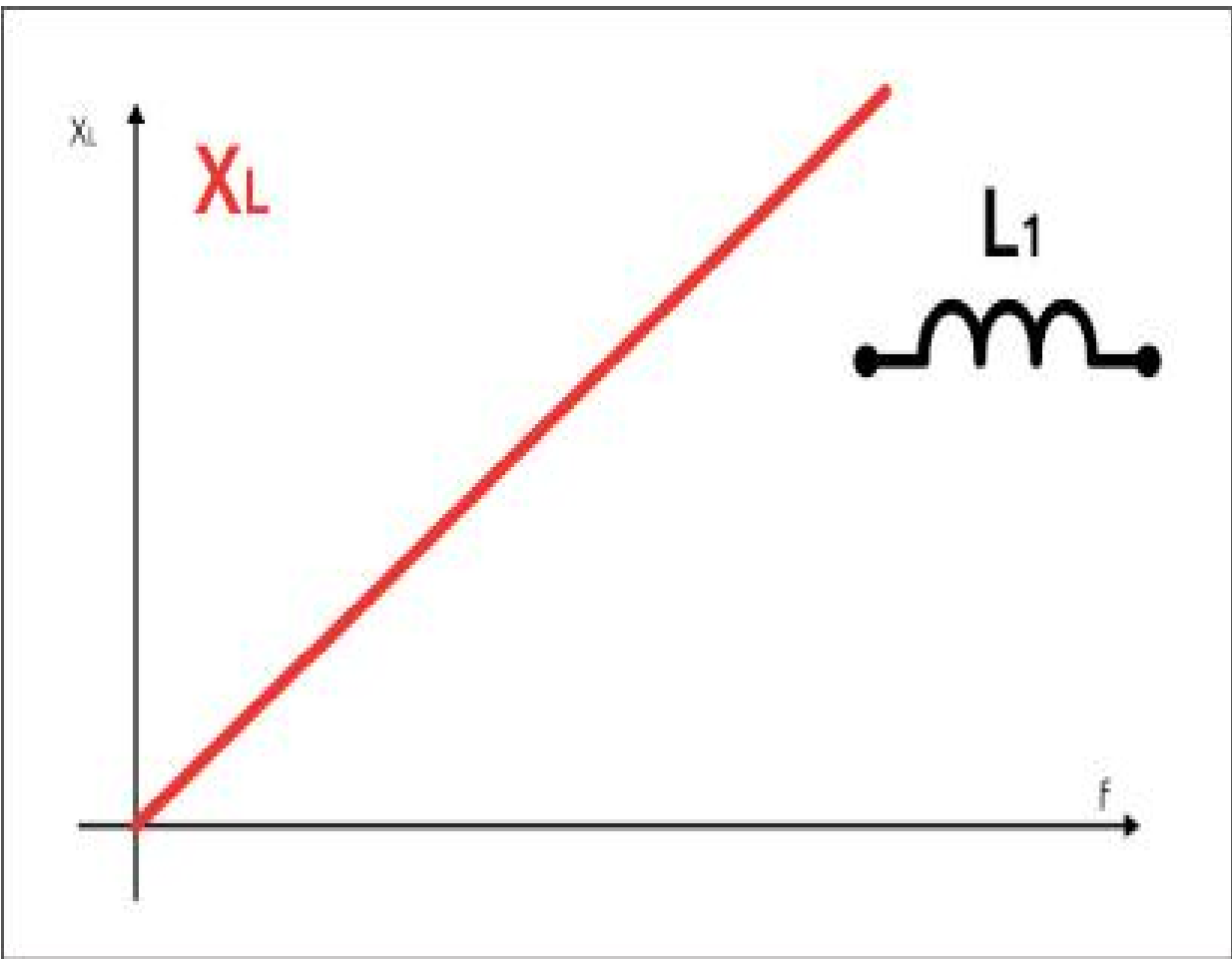
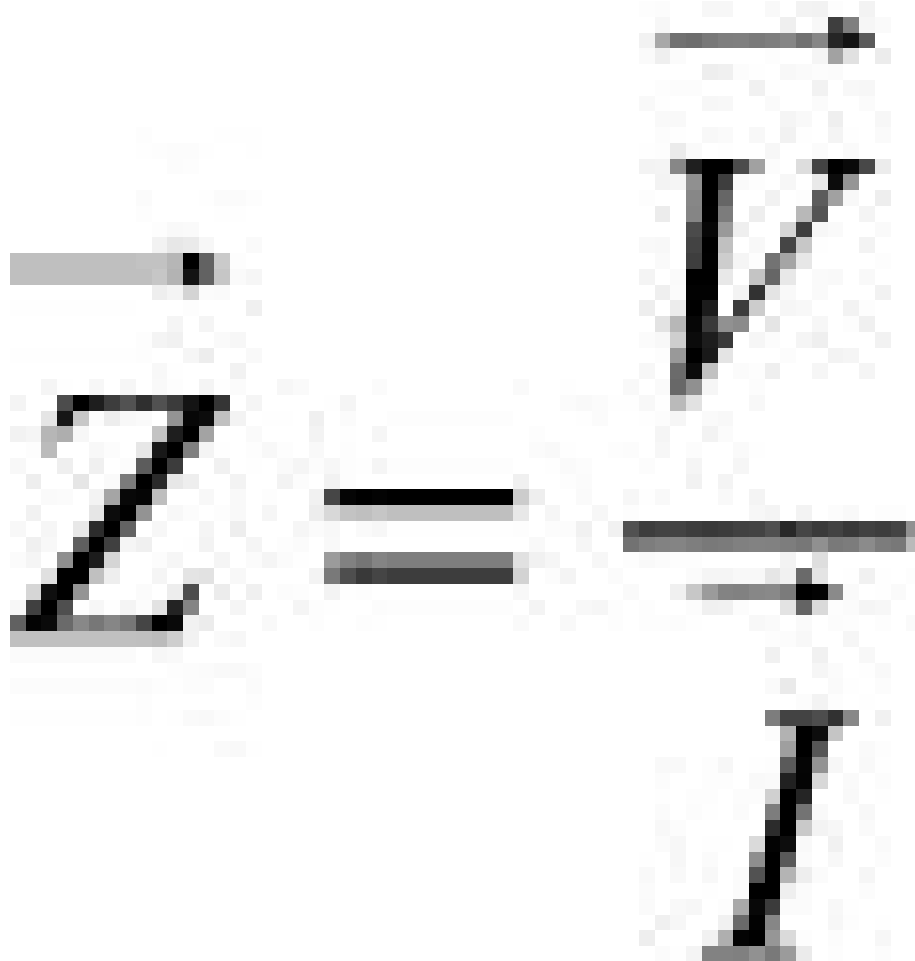


Figura 1.33 – Tendencia de la reactancia de un inductor cuando varía la frecuencia de la señal aplicada.

Impedancia

Cuando una corriente alterna circula por un circuito eléctrico, puede sufrir cierta resistencia a su flujo, como ocurre en una corriente continua. En estos casos, no hablamos simplemente de resistencia, sino de impedancia (Z), que siempre se mide en ohmios y es un número complejo. Esto significa que está formado por dos componentes, como si fuera una especie de coordenada.

A diferencia del caso continuo, donde solo los resistores se oponen al paso de la corriente, en la corriente alterna o variable también pueden influir otros dipolos. Como ya hemos visto, condensadores e inductancias tienen un comportamiento que varía con la frecuencia de la señal. En concreto, ofrecen una resistencia mayor o menor según la frecuencia que los atraviesa. Estos dipolos, además de ofrecer resistencia al paso de la corriente, también actúan modificando la fase entre los componentes de tensión y corriente. La impedancia es, por tanto, una generalización de la ley de Ohm, y podemos expresarla como una relación entre el componente de tensión y corriente (expresadas como fasores):

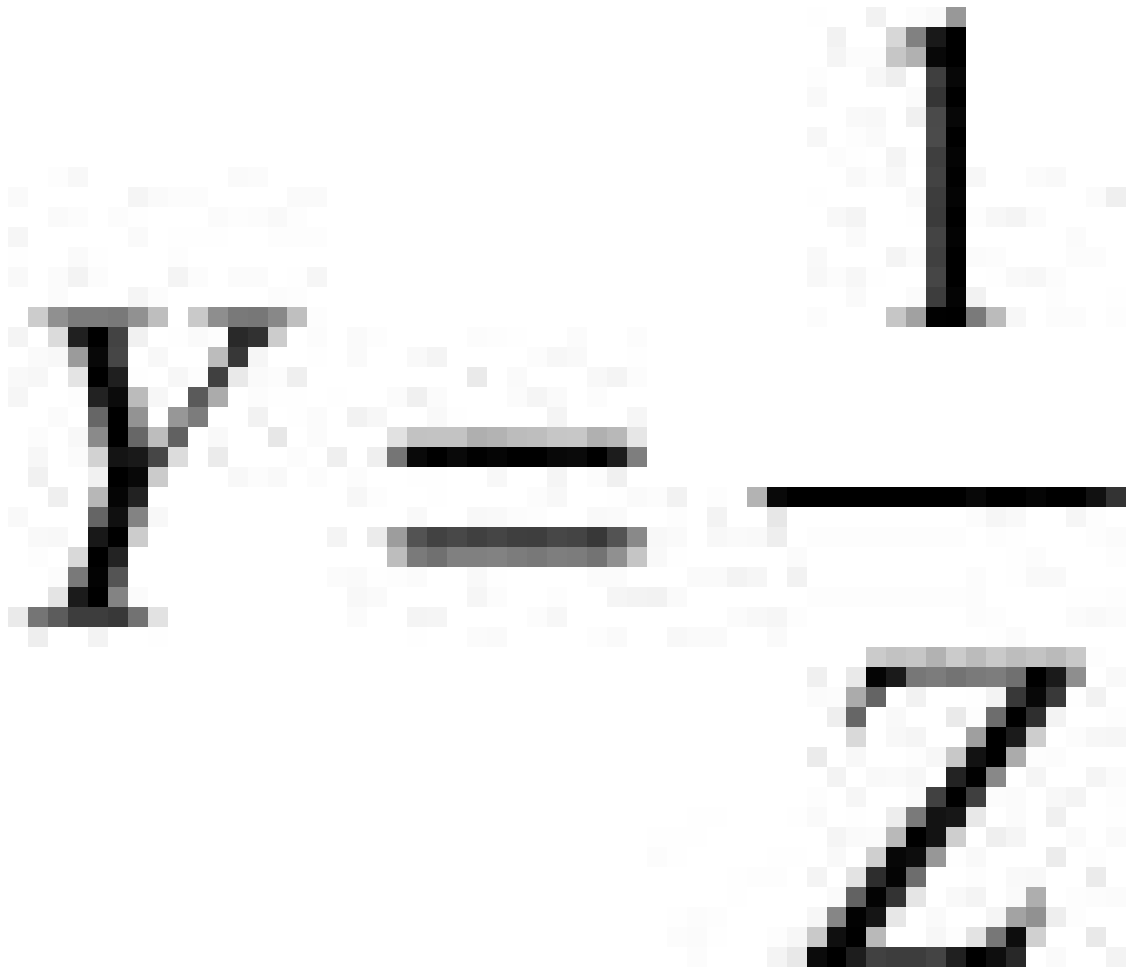


Como ya hemos visto, un fasor es un número complejo, es decir, un número formado por dos componentes que pueden ser trazados sobre dos dimensiones. Así, la impedancia puede expresarse de este modo:

$$Z = R + jX$$

El componente horizontal R es igual a una resistencia auténtica, mientras que el componente X, situado sobre el eje vertical, se denomina reactancia y se debe a la presencia de bobinas y condensadores.

A veces también se habla de admitancia, que no es más que lo contrario de la impedancia y se expresa con la letra Y:



Podemos crear circuitos formados por dipolos caracterizados por un valor de impedancia que depende de la frecuencia a la cual trabaja el circuito. Los dipolos pueden ser combinados en serie o en paralelo, como ocurre con una simple resistencia. En el caso de los dipolos en serie, la impedancia resultante será igual a la suma de las impedancias de cada uno de los componentes:

$$Z_{tot} = Z_1 + Z_2 + Z_3 + \dots = \sum_{i=1}^N Z_i$$

Varios dipolos en paralelo tienen una admitancia equivalente a la suma de las admitancias de cada uno de los dipolos:

$$Y_{tot} = Y_1 + Y_2 + Y_3 + \dots = \sum_{i=1}^N Y_i$$

Podemos volver a escribir el conjunto de un modo más familiar, diciendo que el inverso de la impedancia de varios dipolos es igual a la suma de los inversos de cada una de las impedancias:

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \dots = \sum_{i=1}^N \frac{1}{Z_i}$$

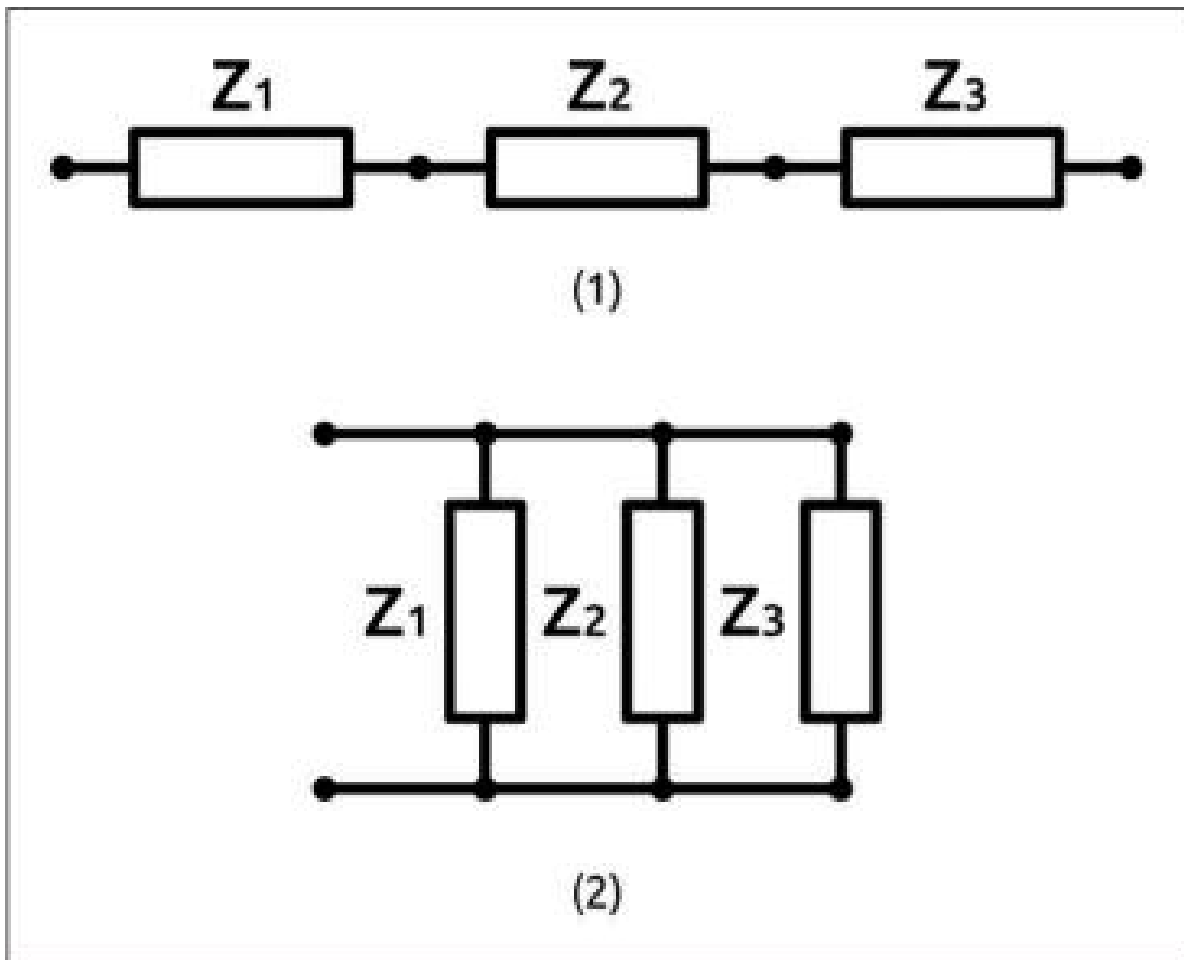


Figura 1.34 – Dipolos en serie (1) y en paralelo (2).

Potencia en los circuitos en corriente alterna

La fórmula para el cálculo de la potencia que hemos visto anteriormente no funciona para un circuito que contenga condensadores e inductores. Como ya hemos comprobado, estos componentes pueden almacenar energía que luego liberan y la energía proporcionada al circuito es en parte absorbida y en parte disipada (si existen componentes resistivos). Así, las cosas se van complicando y se habla de potencia aparente, que se calcula de forma muy parecida, aunque tenga, como ya hemos visto, un significado distinto.

$$VA = V_{eff} \cdot I_{eff}$$

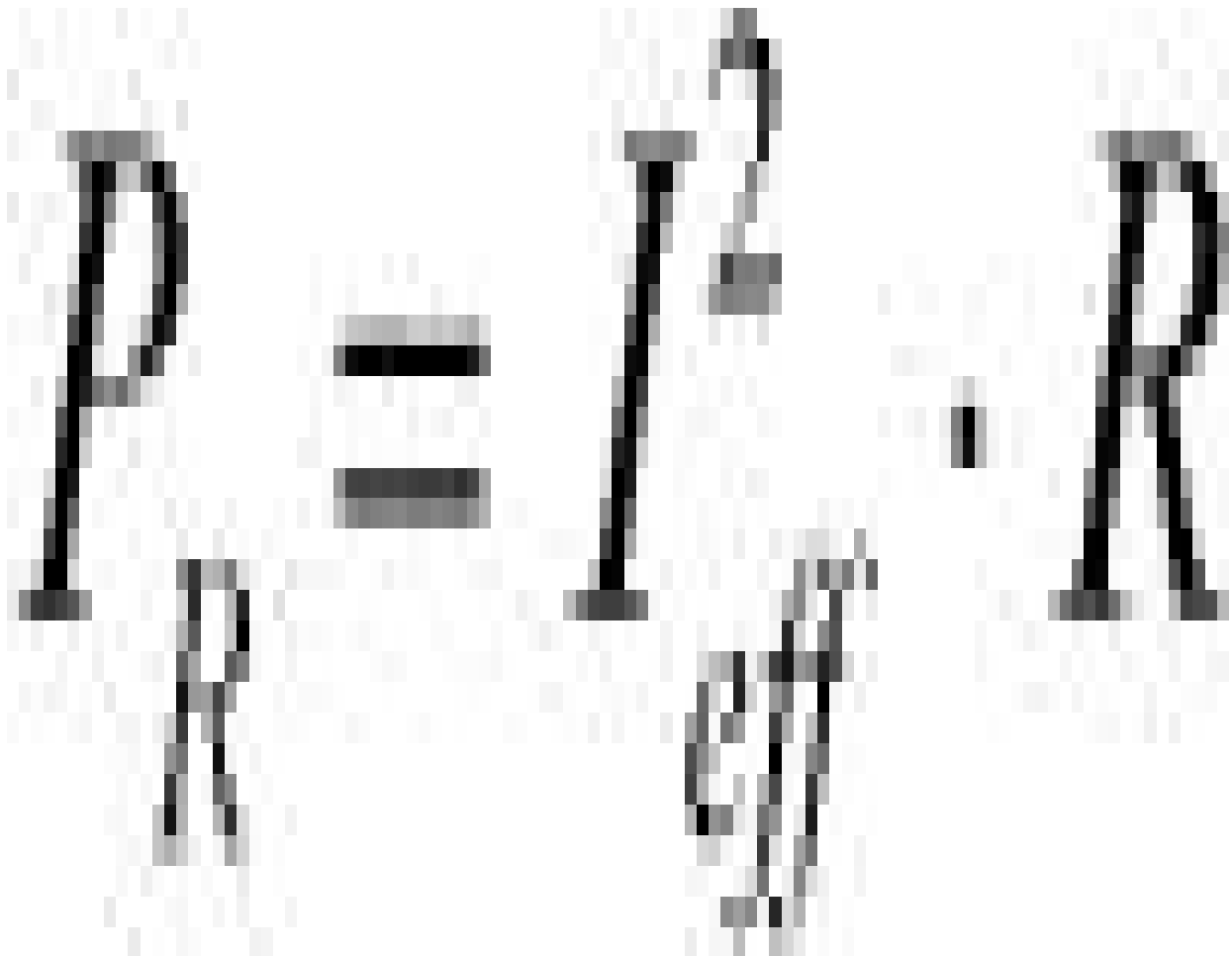
En lugar de expresarla con la letra P, se utiliza la sigla VA y no se mide en vatios, porque no tendría mucho sentido, sino en VA (voltiamperios).

Imaginemos que tenemos un circuito formado por un generador de tensión sinusoidal conectado a una impedancia. El generador tiene una tensión efectiva que indicamos mediante V_{eff} o V_{RMS} , que es igual a la tensión de pico dividida por la raíz cuadrada de 2. Estamos acostumbrados a expresar la tensión alterna utilizando su valor eficaz. Por ejemplo, sabemos que la tensión de red que llega a nuestras casas tiene un valor de 230 V, que equivale a la tensión efectiva (o RMS), mientras que su valor de pico es de unos 325 V.

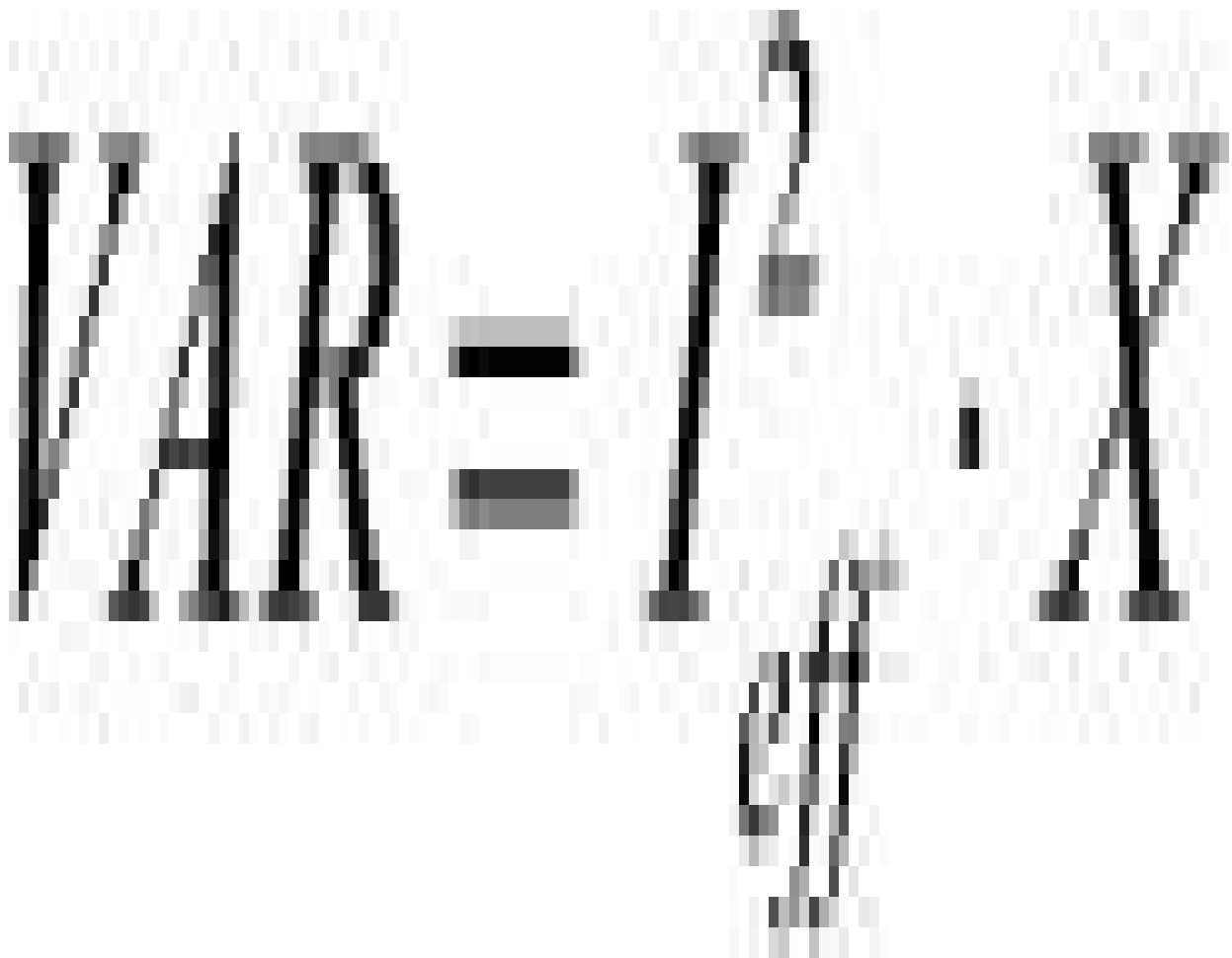
Podemos expresar la impedancia conectada al generador con un número complejo Z:

$$Z = R + jX$$

Este número tiene un componente R , denominado real, que corresponde a los componentes resistivos presentes en el circuito, y un componente X , denominado reactivo, que tiene en cuenta los efectos energéticos imputables a bobinas y condensadores presentes dentro del circuito. Los componentes resistivos dispensan una potencia real y expresada en vatios:



Para los componentes reactivos hablaremos de potencia reactiva, que se expresará con el término VAR y se medirá en VA (voltiamperios):



Se nos podría ocurrir sumar las dos potencias para obtener la potencia aparente, pero estaríamos cometiendo un error:

$$PR + VAR \neq VA$$

Debemos tener en cuenta la fase que tienen los distintos componentes para poder combinarlos de manera correcta.

Otro parámetro importante que podemos encontrar en este tipo de circuitos es el factor de potencia (power factor), con el cual se indica el equilibrio o desequilibrio de las potencias reactivas en un circuito. La expresión es muy sencilla y se expresa normalmente como porcentaje:

$$PF = \frac{P}{VA}$$

En el numerador podemos ver la potencia resistiva, mientras que en el denominador tenemos la potencia aparente.

Decibelios

Los decibelios se utilizan para indicar fácilmente la relación entre dos magnitudes que pueden ser muy distintas. Según el tipo de magnitudes que se están comparando, se utilizan dos fórmulas distintas: una para comparar magnitudes como simples tensiones y otra para comparar potencias. Para ejecutar el cálculo se debe utilizar un logaritmo de base diez: sin profundizar en ello, pueden encontrar la función en una calculadora científica o en una hoja de cálculo. El logaritmo es un operador que simplifica los números y ayuda en las comparaciones cuando estamos comparando números muy grandes con números muy pequeños. La fórmula para las tensiones es:

$$dB = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{V_2}{V_1} \right)$$

La fórmula para las potencias es:

$$dB = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{V_2}{V_1} \right)$$

El logaritmo tiene un comportamiento particular. De hecho, si la relación entre las tensiones es mayor que 1, los decibelios tienen el signo más; si la relación es igual a 1, tendremos 0 decibelios, y para las relaciones menores de 1, tendremos decibelios negativos.

1El sistema sexagesimal para medir la amplitud de los ángulos parte de 0° y llega hasta 360° .

2La letra griega π (PI) se utiliza para indicar una constante matemática igual a aproximadamente 3.14.

3Letra griega fi.

Componentes pasivos

Los componentes pasivos son fundamentales para la creación de circuitos. Resistores, condensadores y bobinas tienen propiedades y comportamientos distintos cuando se alimentan con corriente continua o alterna. Trataremos también motores, relés, altavoces y micrófonos.

1. Leer el valor de una resistencia

Aprendemos a leer el valor de una resistencia en 4 o 5 bandas de colores.

Las resistencias son los componentes electrónicos más conocidos dentro de los circuitos electrónicos. El formato más común es el denominado de agujero pasante (through-hole), es decir, formado por un componente similar a una pequeña salchicha con dos terminales metálicos. Las resistencias tienen valores que van de algunos ohmios o fracciones de ohmio a millones de ohmios. Se utilizan para introducir tensión o corriente dentro de los circuitos. El modelo más habitual es el que tiene una tolerancia del 5 % medida a 25 °C, lo que significa que una resistencia de 100 Ω podría tener un valor de entre 95 y 105 Ω . En el mercado se pueden encontrar componentes con las siguientes tolerancias: 1 %, 2 %, 5 %, 10 % y 20 %. El valor más o menos preciso depende de la tecnología utilizada en la construcción, así como del proceso mismo, que puede ser más o menos preciso.

Las resistencias del 5 % se identifican porque tienen cuatro bandas de colores y una de las líneas, situada en un extremo, es de color dorado. Para leer la resistencia, mantenemos la banda dorada a nuestra derecha y, a continuación, leemos las bandas de izquierda a derecha, utilizando el esquema de los colores que muestra la figura 2.1 y descrito en la tabla 2.1.

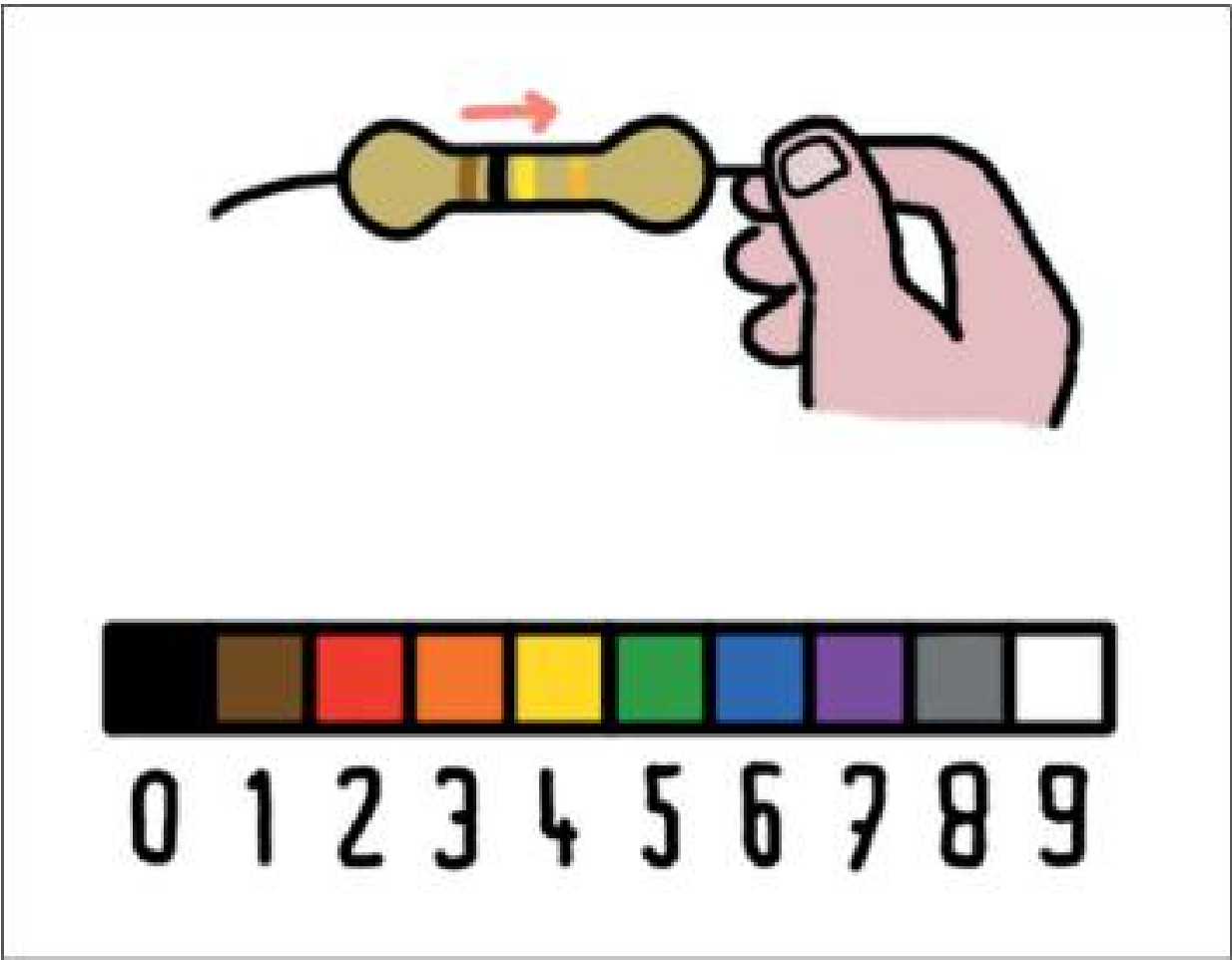


Figura 2.1 – Lectura del valor de una resistencia.

Tabla 2.1 – Códigos de color para la lectura de los resistores.

■

Color	Valor	Multiplicador
Plata	—	x 0.01
Oro	—	x 0.1

Negro	0	x 1
Marrón	1	x 10
Rojo	2	x 100
Naranja	3	x 1000
Amarillo	4	x 10 000
Verde	5	x 100 000
Azul	6	x 1 000 000
Morado	7	x 10 000 000
Gris	8	—
Blanco	9	—

■

Supongamos que tenemos una resistencia con las bandas de color marrón, negro, amarillo y oro:

1. sujetamos el componente manteniendo la banda dorada a nuestra derecha;
2. empezamos a leer las bandas de izquierda a derecha;
3. la primera banda es de color marrón;
4. anotamos 1 en un papel;
5. la segunda banda es negra, por lo que escribimos 0;
6. la tercera banda es amarilla, por lo que escribimos 4;
7. sobre el papel, hemos escrito 1 0 4 (¡esto todavía no es el valor de la resistencia!);

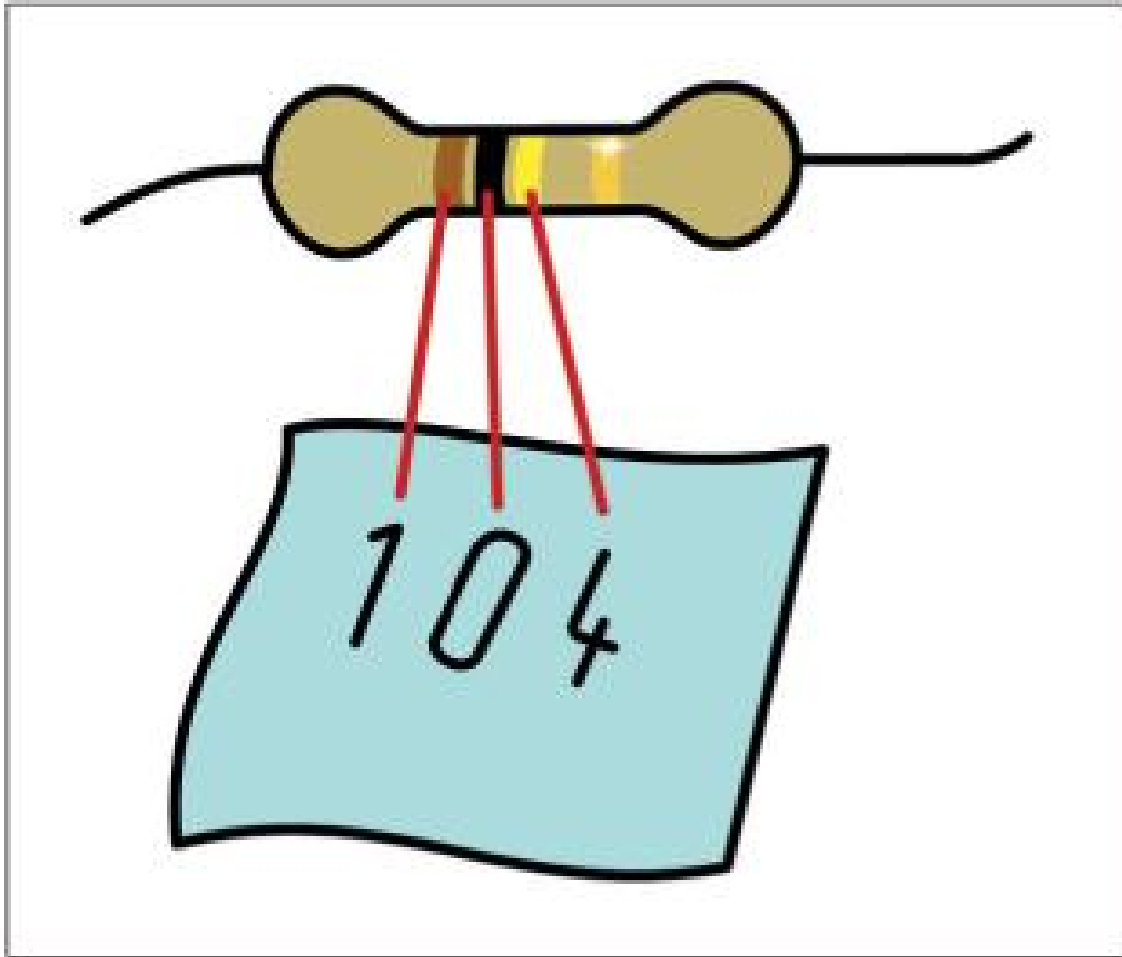


Figura 2.2 – Leemos las bandas del resistor y anotamos en un papel el código que corresponde a cada color.

8. eliminamos la tercera cifra y la sustituimos por el número de ceros igual al valor de la cifra; eliminamos el número 4 y escribimos en su lugar cuatro ceros: 0 0 0 0;

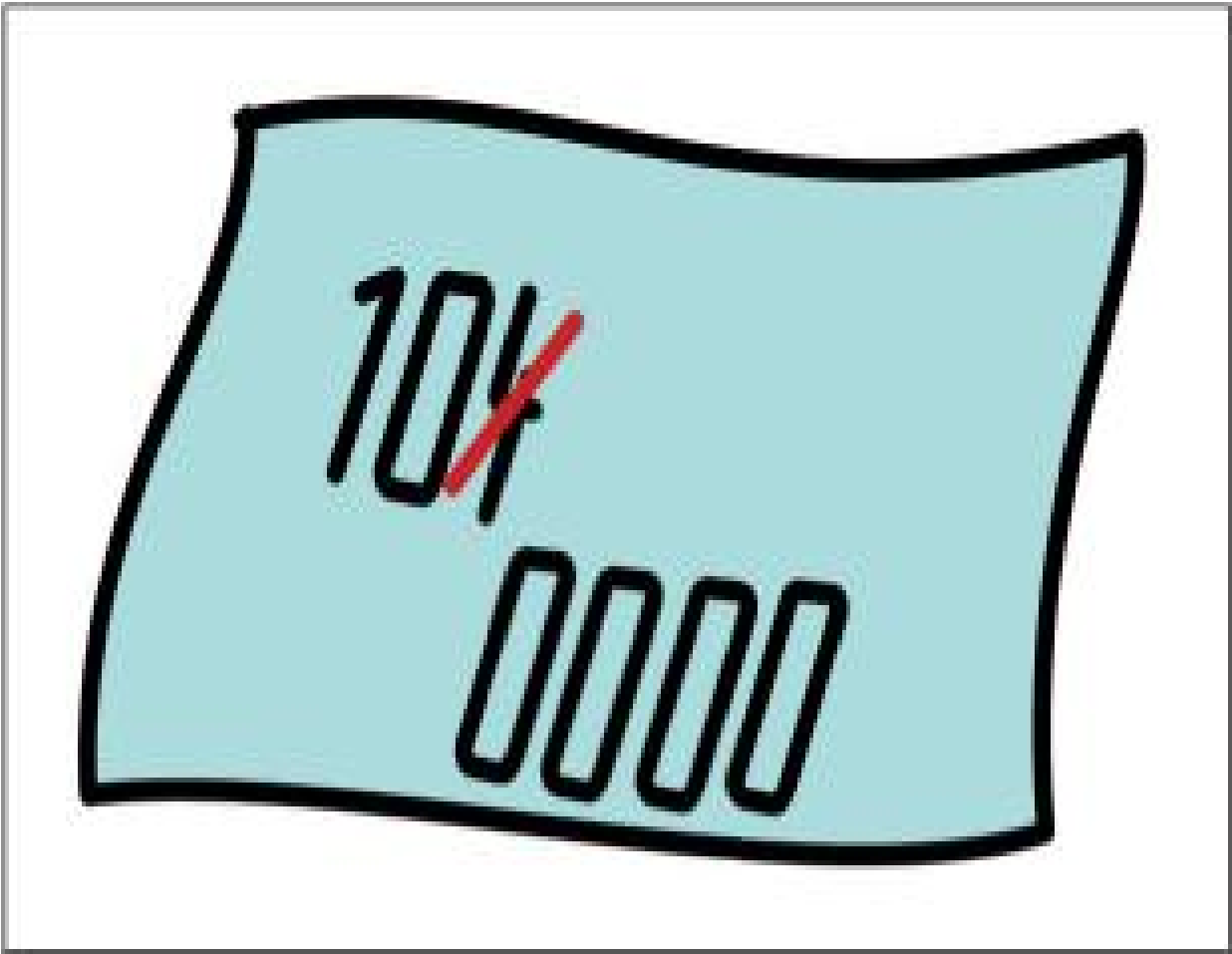


Figura 2.3 – Sustituimos la tercera cifra con el correspondiente número de ceros.

9. ¡la resistencia vale 100 000 Ω !

Sin embargo, en lugar de escribir 100 000 Ω , los electrónicos prefieren escribir 100 k Ω . Los números hasta 999 se escriben sin abreviaciones. Los números por encima del millar se escriben con una k que significa kilo:

- $1 \text{ k } \Omega = 1000 \Omega$

- $10 \text{ k } \Omega = 10\,000 \Omega$

- $100 \text{ k } \Omega = 100\,000 \Omega$

Tras los k tenemos los mega, M. Si tenemos un resistor de un millón de Ω , 1 000 000 Ω , escribiremos 1 M Ω . ¡A veces el símbolo k o M se utiliza también como coma! Veamos algún ejemplo con el cual podríamos encontrarnos:

- $2\text{k}2 = 2200 \Omega$

- $4\text{k}7 = 47\,000 \Omega$

- $3\text{M}3 = 3\,300\,000 \Omega$

Las resistencias del 5 % se producen solo en una serie limitada de valores. Los valores permitidos respetan esta escala: 1, 1.2, 1.5, 1.8, 2.2, 2.7, 3.3, 3.9, 4.7, 5.6, 6.8, 8.2, 10. No encontraremos nunca una resistencia de 20 Ω , sino de 22 Ω o de 18 Ω . No existen componentes de 500 k Ω , sino de 470 k Ω o de 560 k Ω .

Tratemos de leer algunas resistencias con cuatro series de bandas como se muestra en la figura 2.4. El primer resistor tiene estas bandas de color: marrón, negro, negro, oro. Su valor es, por tanto, de $10\ \Omega$. La segunda resistencia tiene estas bandas de color: amarillo, morado, naranja y oro. Su valor es de $47\ \text{k}\Omega$. La tercera resistencia tiene las bandas de color marrón, negro, oro y oro. Por tanto, tendremos 1, 0, es decir, 10, que se deberá multiplicar por el multiplicador oro, que es igual a 0.1: así, obtendremos $1\ \Omega$. La última resistencia tiene las bandas de color rojo, rojo, plata y oro. Si recordamos que la banda de plata corresponde a un multiplicador igual a 0.01, obtendremos un valor de $0.22\ \Omega$.

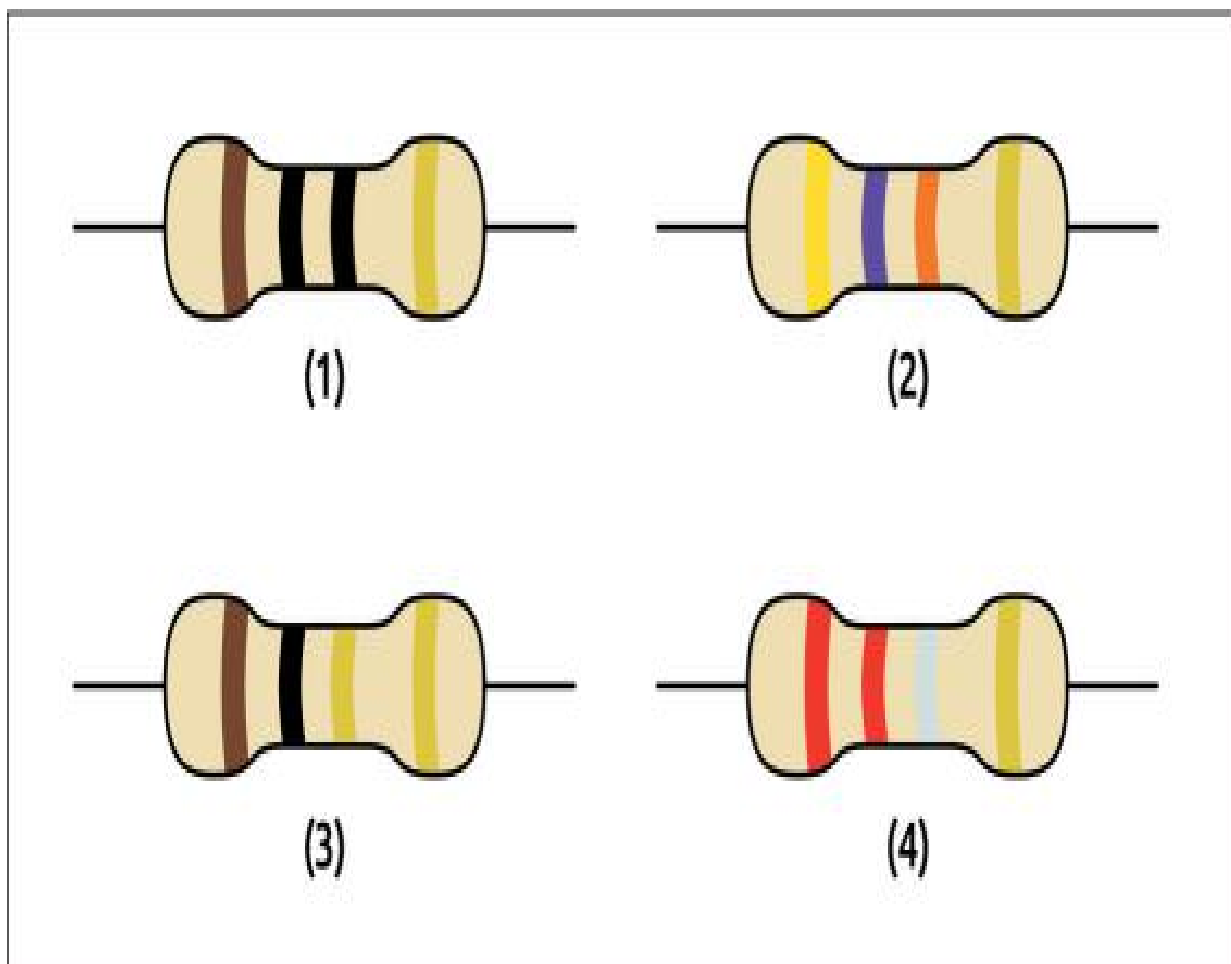


Figura 2.4 – Resistores del 5 %: (1) $10\ \Omega$, (2), $47\ \text{k}\Omega$, (3) $1\ \Omega$, (4) $0.22\ \Omega$.

Existen resistores más precisos que los del 5 % y el procedimiento para su interpretación es exactamente igual. Estos modelos también tienen bandas sobre su cuerpo, aunque en este caso son cinco en lugar de cuatro. El método de lectura es idéntico: la cifra se compone leyendo las cuatro primeras bandas y tratando la cuarta como multiplicador. La quinta banda indica la precisión y para las resistencias del 1 % es de color marrón, mientras que para las del 2 % es de color rojo. En la figura 2.5 podéis ver dos resistores con cinco bandas. El primero tiene las bandas de color marrón, rojo, negro, rojo y marrón. Para las primeras cuatro, traducimos los colores en números y obtenemos 1202. Sustituimos el último número, el 2, por dos 0 y obtenemos 12 000 y, por tanto, 12 k Ω del 1 %, porque la última banda es de color marrón. Para la segunda resistencia, tenemos los colores blanco, marrón, negro, rojo, rojo. La última banda es de color rojo y, por tanto, la resistencia es del 2 %. Las otras bandas se traducen en el número 9102. Sustituimos la última cifra por dos ceros y obtenemos 91 000, es decir, 91 k Ω .

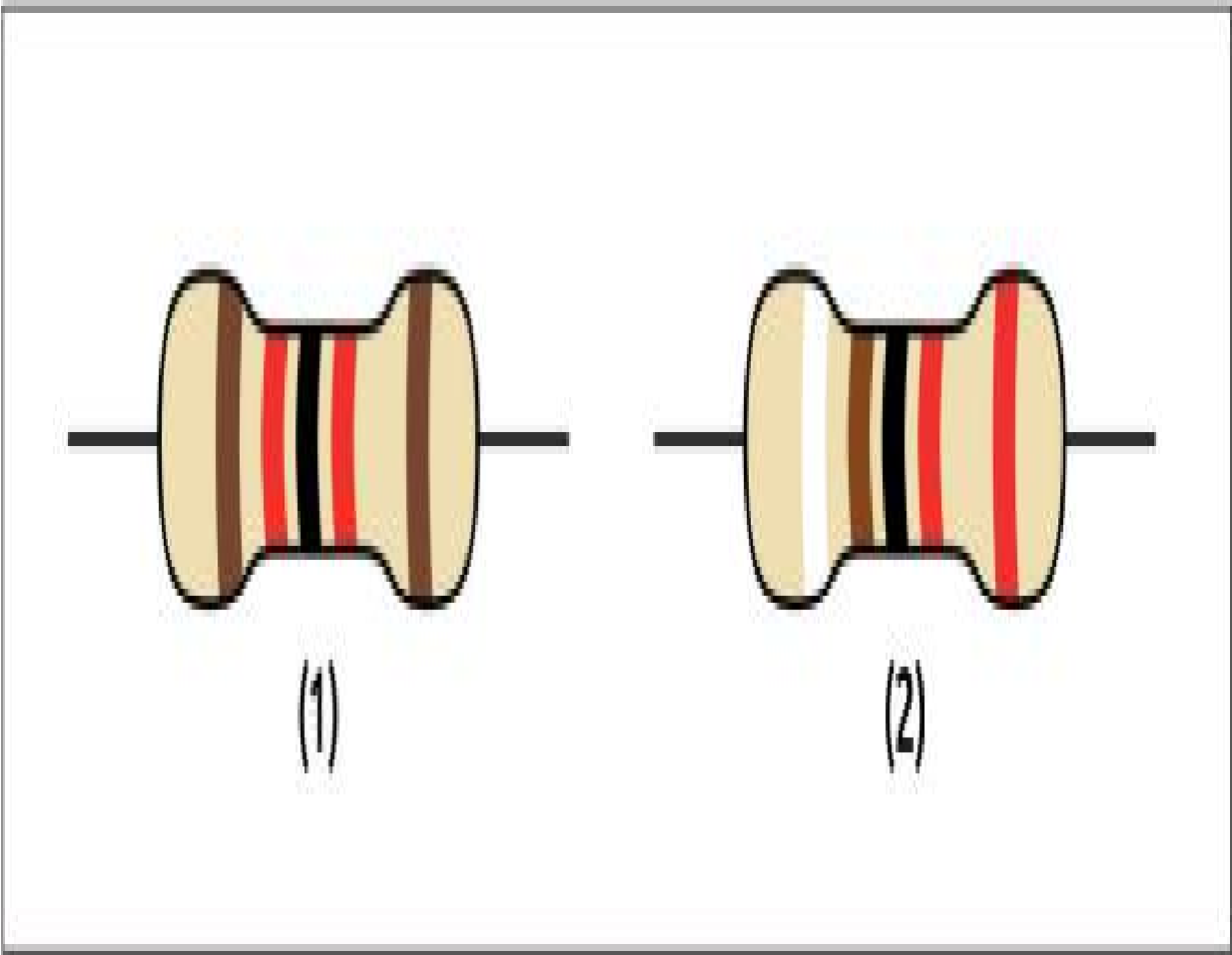


Figura 2.5 – Resistor al 1 % de 12 k Ω y resistor al 2 % de 91 k Ω .

En algunas resistencias como las de hilo o las cerámicas, el valor está impreso directamente sobre el cuerpo del componente, por lo que, a menos que el color del texto se desgaste, su lectura no supone ninguna dificultad. En una resistencia de 10 Ω y 5 W de potencia, sería posible, por ejemplo, encontrar un texto parecido a este: 5 W 10 J. La letra J indica la tolerancia, en este caso, del 10 %. En este tipo de resistencias, también es posible encontrar una R, que significa simplemente ohmios y también se utiliza como coma. Estos serían algunos ejemplos:

• $0R1 = 0.1 \, \Omega$

• $1R5 = 1.5 \, \Omega$

• $R01 = 0.01 \, \Omega$

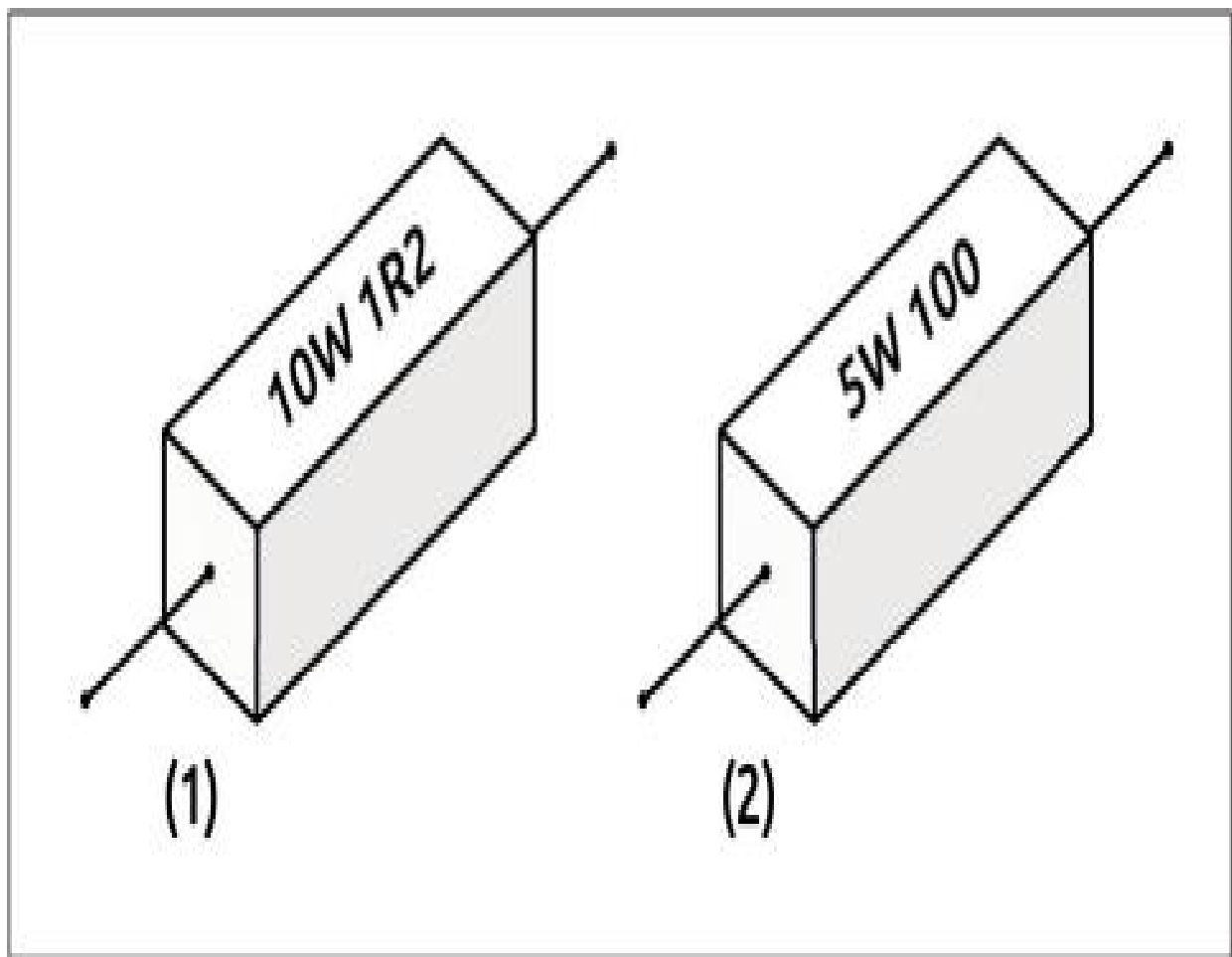


Figura 2.6 – Resistores de potencia: (1) $1.2 \, \Omega$ y $10 \, W$, (2) $100 \, \Omega$ y $5 \, W$.

2. Leer el valor de una resistencia de montaje superficial (SMD)

Aprendemos a leer el valor de una resistencia de montaje superficial (SMD o SMT).

Los circuitos electrónicos modernos están creados con tecnologías de montaje superficial (SMT, Surface Mount Technology) y utilizan componentes de dimensiones muy pequeñas (SMD, Surface Mount Device) que no requieren la perforación de las placas para permitir el paso de los terminales. Los resistores de este tipo están disponibles en distintos formatos. Unos son muy parecidos a una resistencia sin terminales: pequeños cilindros con placas conductoras a sus extremos. Este tipo de componentes se denomina MELF (Metal Electrode Leadless Face) o mini-MELF, según las dimensiones. Se trata de resistencias con un coeficiente térmico muy bajo y una buena estabilidad (su valor cambia poco cuando varía la temperatura). La lectura del valor de estas resistencias es sencilla, porque se encuentran marcadas con el mismo sistema de bandas de colores de los resistores de agujero pasante. Una resistencia MELF tiene 5.8 mm de largo y un diámetro de 2.2 mm.

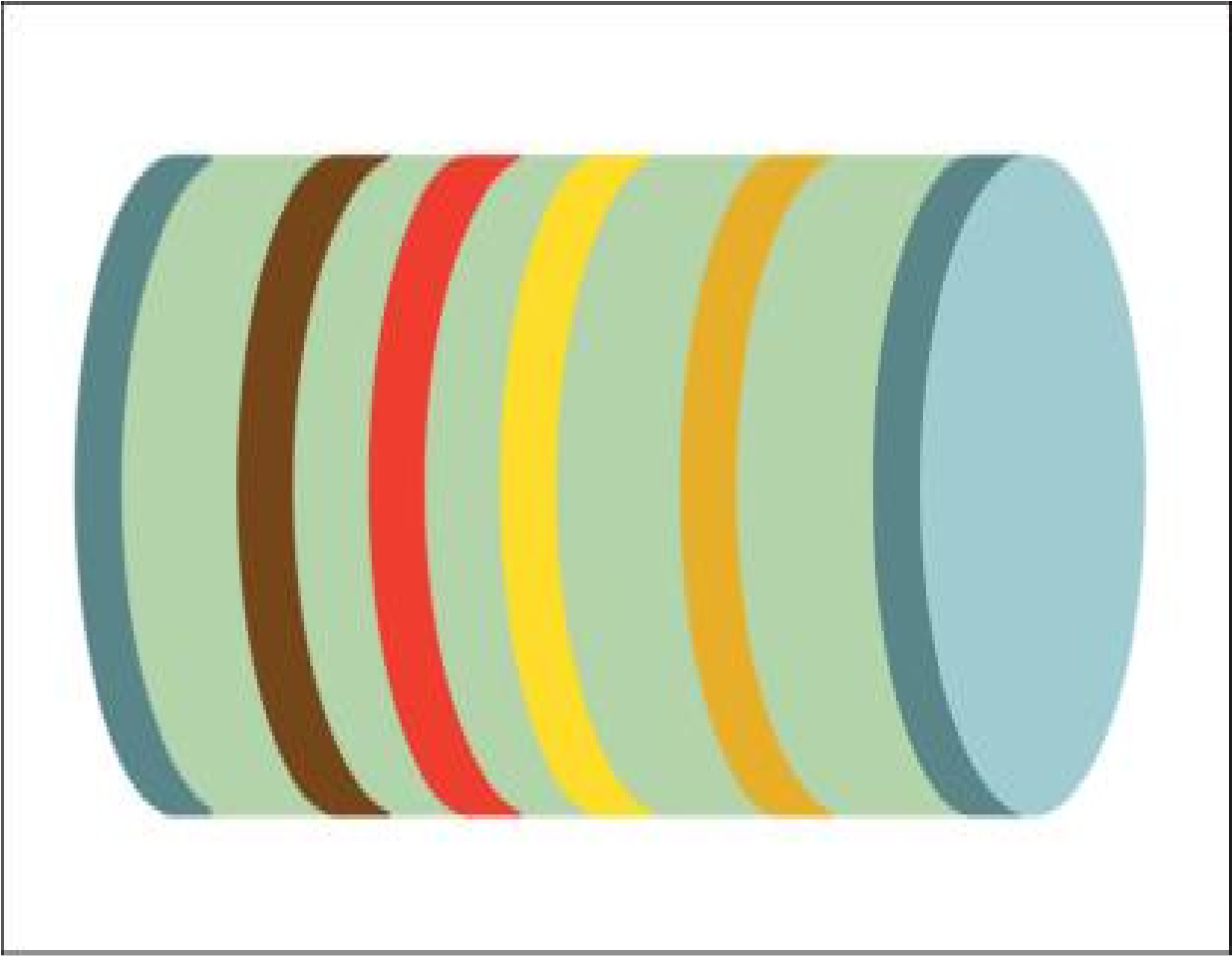


Figura 2.7 – Resistor MELF de 120 k Ω del 5 %.

La otra tipología de resistencias incluye las que tienen forma rectangular, mucho más sencillas de soldar sobre un circuito impreso, pero mucho más pequeñas. Estas resistencias tienen la forma de una pequeña placa de color negro y muestran textos de fácil interpretación que indican el valor de la resistencia. Las dimensiones de este tipo de resistencias se expresan en fracciones de pulgadas. Los formatos utilizados son 0201, 0402, 0603, 0805, 1206, 1210, 1218, 2010, 2512. Uno de los más utilizados es el 0603, el cual corresponde a una resistencia de 0.06 x 0.03 pulgadas.

Las resistencias SMD utilizan un sistema similar al de las resistencias de hilo y sobre su cuerpo, de dimensiones muy reducidas, se puede ver impreso directamente el valor expresado en 3 o 4 cifras. Según el caso, se podrían leer expresiones como la siguiente: 223. La lectura es similar a la interpretación de las bandas de colores; de hecho, la última cifra es el multiplicador y, para obtener el valor del componente, solo tendrán que sustituirlo con el número correspondiente de cero. Así, 223 se convierte en 22 000 y, por tanto, en 22 k Ω . Estos son otros ejemplos:

- 102 equivale a 1 k Ω

- 103 equivale a 10 k Ω

- 2202 (de cuatro cifras) equivale a 22 k Ω

- 1R0 equivale a 1 Ω

- R10 equivale a 0.10 Ω

- 0 equivale a 0 Ω , normalmente utilizada como jumper para saltar pistas.

La letra R se utiliza en lugar de la coma para tener una mayor legibilidad. Las resistencias con valores por debajo de 10 Ω no disponen de multiplicador.

En algunos casos pueden aparecer siglas formadas por números y una letra. Esta expresión sigue un estándar denominado EIA-96 y, para interpretar el valor, es necesario utilizar una tabla de conversión. Las primeras dos cifras indican el valor y la letra final es el multiplicador.

Tabla 2.2 – Códigos EIA-96 para marcar las resistencias SMD.

Código	Valor	Código	Valor	Código	Valor	Código	Valor	Código	Valor	Código	Valor
01	100	17	147	33	215	49	316	65	464	81	681
02	102	18	150	34	221	50	324	66	475	82	698
03	105	19	154	35	226	51	332	67	487	83	715
04	107	20	158	36	232	52	340	68	499	84	732
05	110	21	162	37	237	53	348	69	511	85	750
06	113	22	165	38	243	54	357	70	523	86	768
07	115	23	169	39	249	55	365	71	536	87	787
08	118	24	174	40	255	56	374	72	549	88	806
09	121	25	178	41	261	57	383	73	562	89	825
10	124	26	182	42	267	58	392	74	576	90	845
11	127	27	187	43	274	59	402	75	590	91	866
12	130	28	191	44	280	60	412	76	604	92	887
13	133	29	196	45	287	61	422	77	619	93	909
14	137	30	200	46	294	62	432	78	634	94	931
15	140	31	205	47	301	63	442	79	649	95	953
16	143	32	210	48	309	64	453	80	665	96	976

Tabla 2.3 – Multiplicadores para los códigos EIA-96.

■

Código	Multiplicador
A	1
B o H	10
C	100
D	1000
E	10 000
F	100 000
X o S	0.1
Y o R	0.01
Z	0.001

■

Utilizando las tablas 2.2 y 2.3, es posible interpretar el valor que aparece sobre el cuerpo de la resistencia. Si leyéramos el código 01A, primero deberíamos buscar en la tabla 2.2 el valor correspondiente a la posición 01 (en este caso 100) y, después, buscar el multiplicador A dentro de la tabla 2.3. La resistencia, por tanto, tendrá un valor igual a $100 \times 1 = 100 \Omega$.

Aquí tienen otros ejemplos:

•66X que se lee $475 \times 0.1 = 47.5 \Omega$

•85Z que se lee $750 \times 0.001 = 0.75 \Omega$

•36H que se lee $232 \times 10 = 2320 \Omega$, es decir $2.32 \text{ k} \Omega$

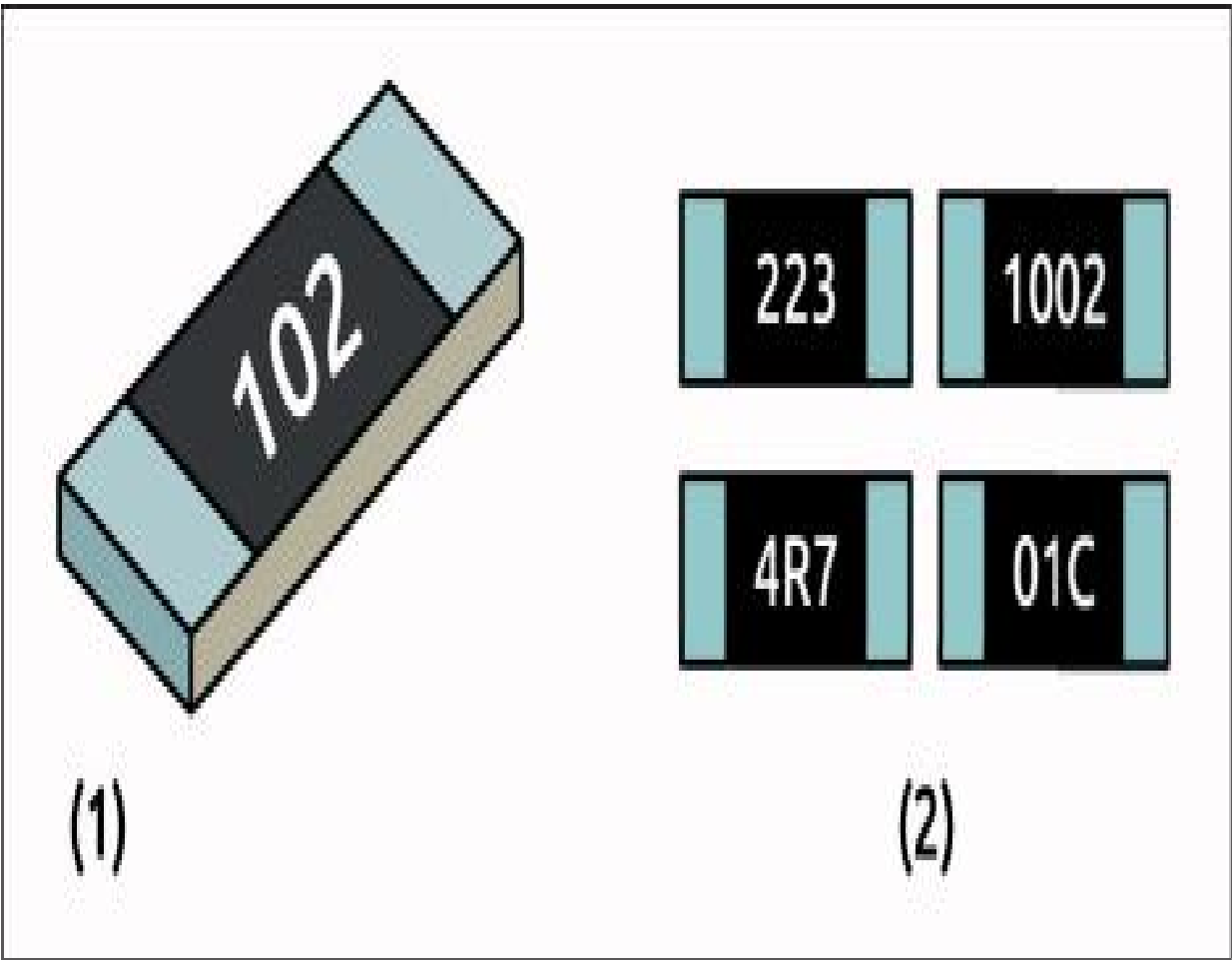


Figura 2.8 – Resistores SMD: (1) componente SMD 0603 de 1 k Ω , (2) algunos ejemplos de expresiones de valores de 3 y 4 cifras con sistema clásico y EIA-96.

3. Medir una resistencia

Podemos medir el valor de una resistencia utilizando un tester o un multímetro.

En caso de duda o para comprobar la lectura del valor de un resistor, es posible utilizar un tester o un multímetro. Para medir el componente deben:

1. conseguir un tester o un multímetro digital;
2. tener acceso a los terminales de la resistencia y, en caso de que se encuentre soldada en un circuito, soltar uno, si puede ser desoldándolo;
3. configurar el tester en la unidad de las resistencias;
4. seleccionar el flujo para que esté en el intervalo superior al que hay que medir (si la resistencia es de $100\ \Omega$, configurar el tester en $200\ \Omega$). Si no conocen este valor, empiecen por la configuración máxima y reduzcanla hasta obtener la unidad más precisa;
5. comprobar que las sondas estén conectadas en los terminales COM y V/ Ω ;

6. tocar firmemente con las puntas de las sondas los dos terminales del resistor y esperar unos instantes a que la lectura se estabilice.



Figura 2.9 – Inserten las sondas en los terminales COM y V/Ω.



Figura 2.10 – Seleccionen el flujo adecuado y, en el caso de que no se conozca la resistencia, empiecen por el más alto y vayan bajando.



Figura 2.11 – Toquen con las puntas el componente que se desea medir. En esta foto, para tener un contacto más estable, he utilizado pinzas de cocodrilo.

A menudo tendremos la tentación de medir el componente directamente sobre la placa en la que se encuentra montado, sin extraerlo. En estas condiciones, los componentes existentes influyen sobre el valor leído por el tester y, obviamente, este valor no es fiable. Este tipo de medida puede servir solo como comprobación aproximada para saber si un componente se acerca más o menos al valor indicado: no es fiable en absoluto. Presten mucha atención a no realizar medidas de este tipo sobre circuitos con corriente. Para medir con seguridad el valor de la resistencia, esta no debe estar alimentada.

Un resistor dañado presenta un aspecto parduzco y quemaduras evidentes, y también podría tener los colores alterados o mostrar expresiones ilegibles. En el caso de que se interrumpa, no medirá nada, aunque a veces puede presentar un valor alterado y, por tanto, medir de un modo incorrecto. Habitualmente, un resistor dañado presenta un único punto de ruptura: con la ayuda de una lupa pueden identificar el punto de interrupción y medir las dos partes para obtener el valor original, sumando los valores detectados.

También pueden obtener el valor de una resistencia en modo operativo, sin medirla directamente, sino identificando la corriente que pasa por ella y la tensión en sus extremos. Utilicen la ley de Ohm para obtener su valor.

$$R = \frac{V_{medida}}{I_{medida}}$$

Si en los extremos de un resistor se detectan 12 V y consiguen medir que la corriente que lo atraviesa es igual a 10 mA, su valor será:

$$R = \frac{12V}{10mA} = 1.200 \Omega$$

4. Conectar resistencias en serie y en paralelo

Veamos cómo conectar resistores en serie y en paralelo, observando qué les ocurre a la corriente y la tensión aplicadas. Evaluamos la potencia disipada por los componentes para elegirlos de manera adecuada.

Conectar resistencias en serie o en paralelo no debería presentar ningún problema para aquellos que se inician en la electrónica. Estos dos tipos de conexión son fundamentales para construir cualquier tipo de circuito y se encontrarán con ellos muy a menudo en todas sus creaciones. Podríamos preguntarnos por qué hay que combinar dos resistencias en serie o en paralelo. Pueden existir varios motivos, el primero de los cuales es, normalmente, la ausencia del componente. Aunque las resistencias tienen un conjunto de valores predefinidos, estos son muchos y raramente tenemos en nuestro cajón todos los valores que podríamos necesitar.

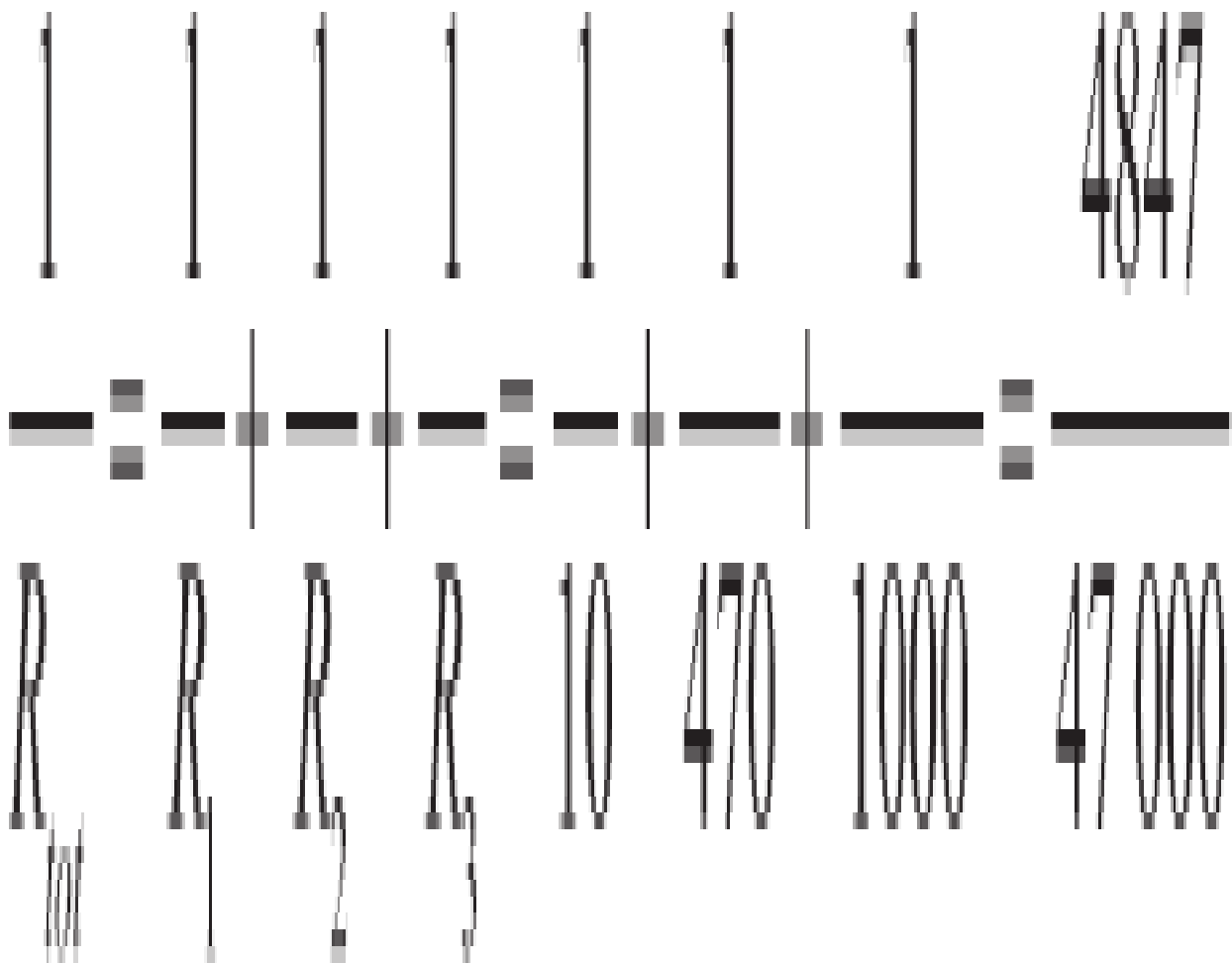
Otras veces, en cambio, se necesita un valor que no se encuentra en el mercado. En estos casos, podemos obtenerlo combinando dos o tres resistores distintos. Un tercer caso podría surgir por motivos económicos relacionados con el coste de los componentes o su tamaño: suele ser mejor utilizar varios resistores en serie que una única resistencia que, sin embargo, debe soportar una potencia total mayor. Veamos algún ejemplo. Empezamos a combinar algunos resistores entre sí y los conectamos en serie.

Utilizaremos tres resistores con valores de $220\ \Omega$, $1.2\ \text{k}\Omega$ y $4.7\ \text{k}\Omega$ (figura 2.12-1). Para obtener la resistencia total, bastará con sumar los tres valores:

$$R_{tot} = R1 + R2 + R3 = 220\Omega + 1.2\ \text{k}\Omega + 4.70\ \text{k}\Omega = 220\Omega + 1200\Omega + 4700\Omega = 6120\Omega$$

Al conectar las resistencias en serie, la corriente que entra en la primera pasará por todas las otras.

Veamos cómo calcular el valor resultante para tres resistencias en paralelo de $10\ \Omega$, $470\ \Omega$ y $1000\ \Omega$ (figura 2.12-2). Si aplicamos la fórmula que utiliza el inverso del valor, tenemos:



Por lo tanto, si invertimos la fracción obtenida:

$$R_{\text{tot}} = \frac{47000}{4847} = 9.69 \, \Omega$$

Si las resistencias son dos, del mismo valor, el cálculo es inmediato, porque es igual a la mitad del valor de una única resistencia. Tomemos dos resistores de $1000 \, \Omega$ en paralelo:

$$\frac{1}{R_{\text{tot}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2}$$

Para los cuales, si invertimos la fórmula:

$$R_{tot} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Si R1 es igual a R2, el valor resultante es igual a la mitad del valor de una de las dos resistencias (figura 2.12-3):

$$R_{\text{in}} = \frac{R}{2} = \frac{1000}{2} = 500 \Omega$$

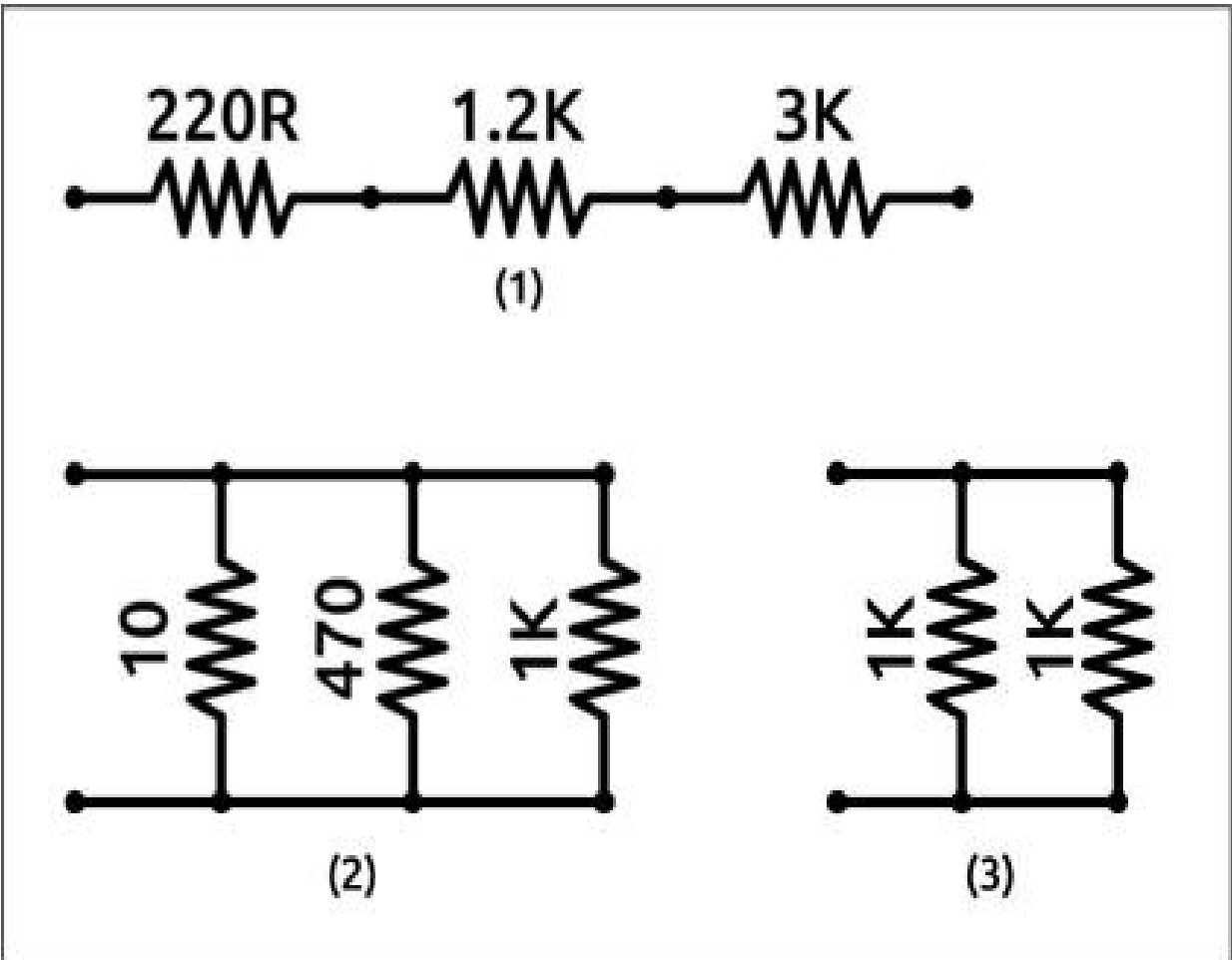
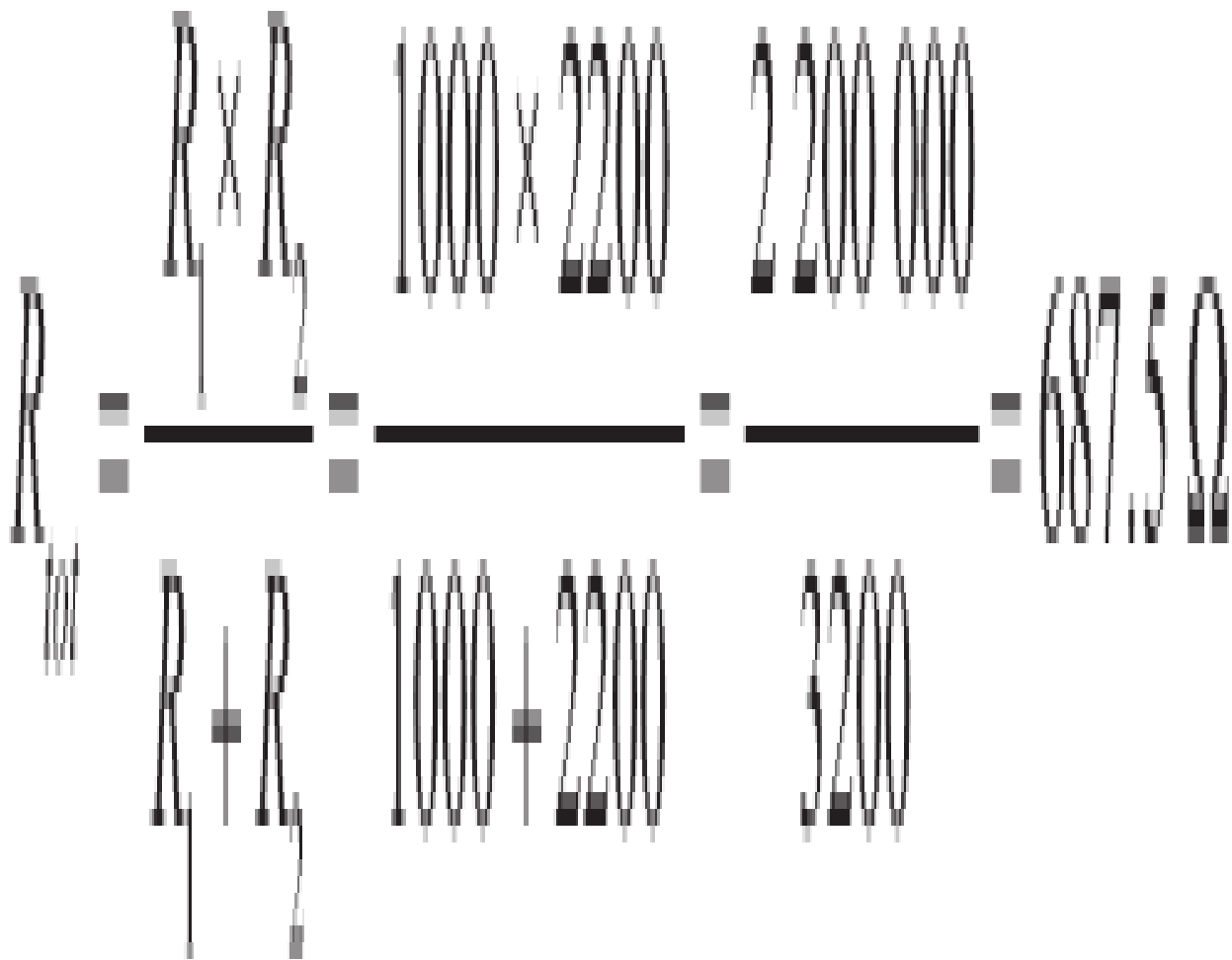
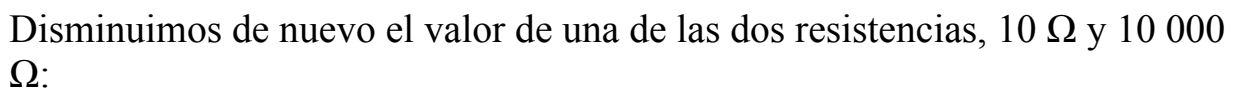


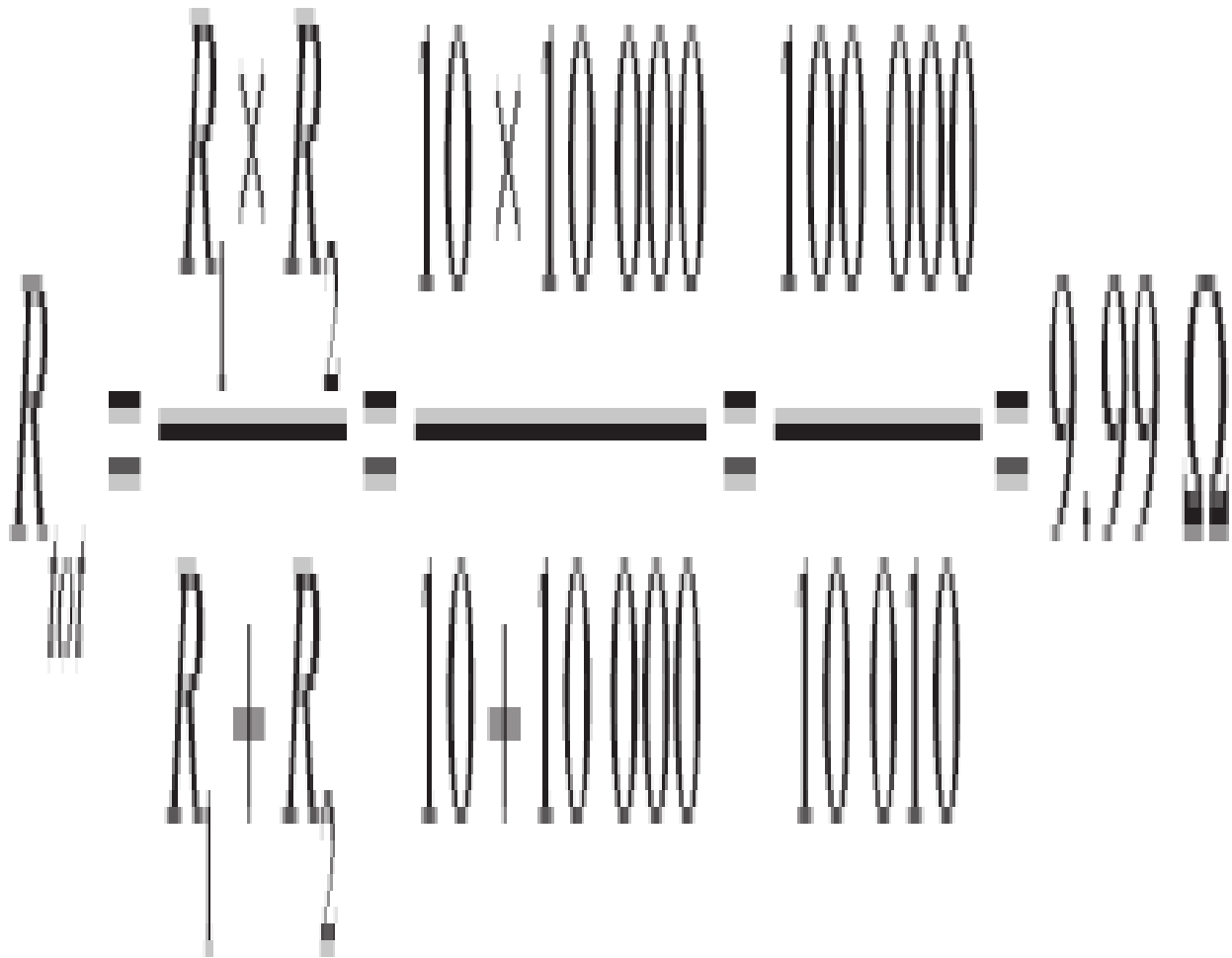
Figura 2.12 – Ejemplos de resistencias conectadas en serie y en paralelo.

Observemos cómo cambia el valor de la resistencia equivalente a la modificación del valor de las dos resistencias. Vamos a recalcular el paralelo de las dos cuando valen $1000\ \Omega$ y $2200\ \Omega$:



Volvemos a calcular una vez más el valor para $1000\ \Omega$ y $10\ 000\ \Omega$:





Podemos ver que, cuanto más alta es la diferencia entre ambos valores, más predomina el valor de la resistencia de valor bajo. Podríamos suponer que, si tiene dos caminos por seguir, la corriente elija siempre la que cansa menos y que, por tanto, prefiera siempre la resistencia con el valor más bajo.

A veces podemos utilizar una resistencia con un valor inexistente. Conociendo el valor de la R_{tot} deseada y fijando una o varias de las otras resistencias, vemos cómo obtener el valor de la resistencia que falta. Utilizamos solo dos resistencias, aunque es fácil extender el razonamiento a más de dos componentes.

$$R_{tot} = R1 + R2$$

Si conocemos R_{tot} y $R1$, podemos obtener $R2$:

$$R2 = R_{tot} - R1$$

Supongamos que queremos obtener una resistencia de 740Ω disponiendo de una de 560Ω . El cálculo que hay que seguir es el siguiente:

$$R2 = 740 \Omega - 560 \Omega = 180 \Omega$$

Si la resistencia no existiera, se elegirá el valor más cercano.

Para las resistencias en paralelo, el cálculo es un poco más complejo.
Supongamos que conocemos el valor de R_{tot} y $R2$, y que queremos calcular $R1$:

$$R_{tot} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\left(R_1 + R_2\right) \times R_{tot} = R_1 \times R_2$$

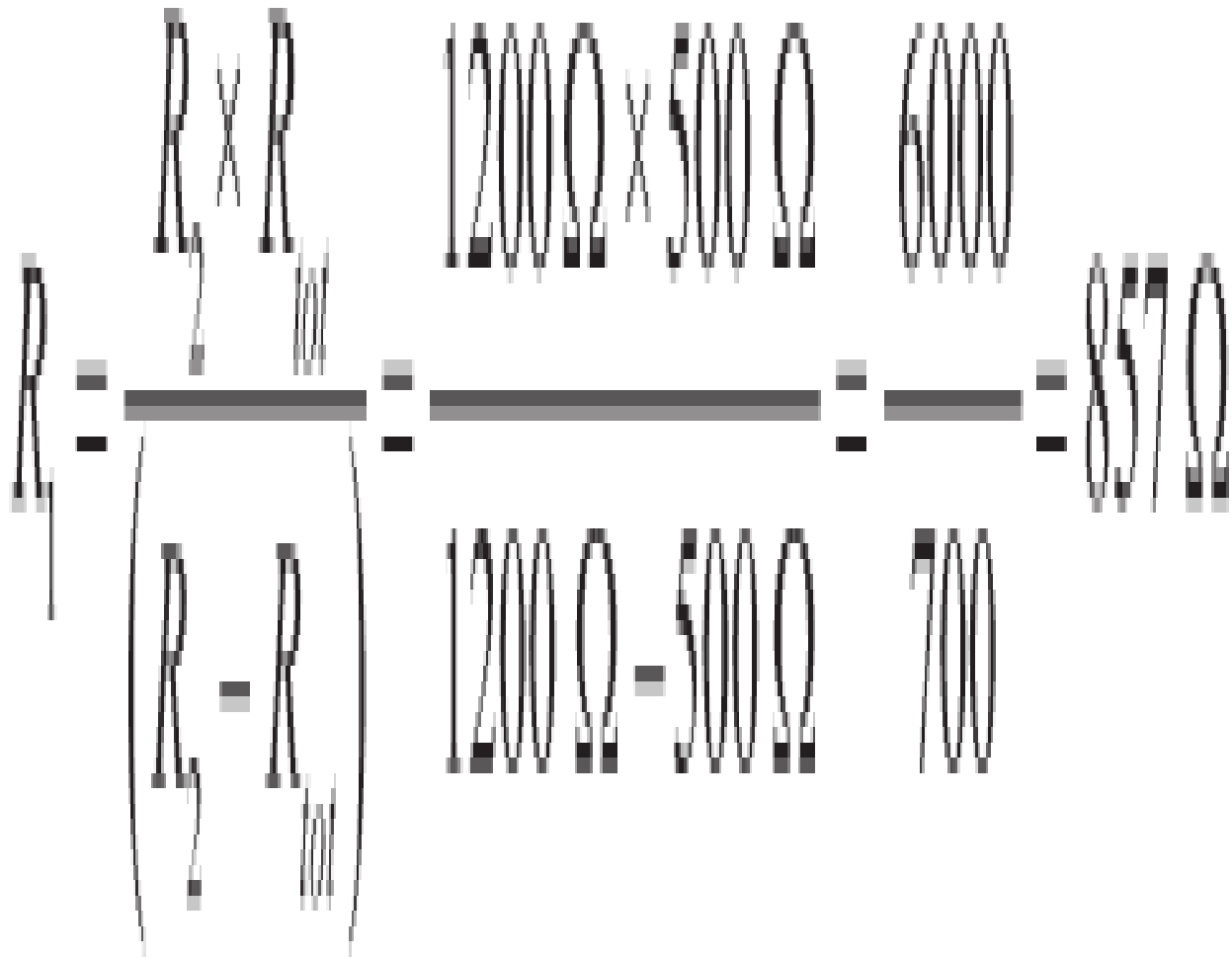
$$R_1 \times R_{tot} + R_2 \times R_{tot} = R_1 \times R_2$$

$$R_1 \times R_{tot} - R_1 \times R_2 = -R_2 \times R_{tot}$$

$$R_1(R_{tot} - R_2) = -R_2 \times R_{tot}$$

$$R_1(R_2 - R_{tot}) = R_2 \times R_{tot}$$

Si suponemos que R_{tot} tiene un valor de $500 \, \Omega$ y que R_2 vale $1200 \, \Omega$, R_1 deberá calcularse sustituyendo en la fórmula:



Como ya hemos dicho, un motivo para utilizar resistencias en serie en lugar de una única resistencia puede ser la optimización de costes llevada a cabo por un diseñador. En muchos electrodomésticos, se detecta la tensión de red utilizando un divisor conectado directamente a la tensión de red rectificada. Para disminuir la tensión de unos 300 a unos cuantos voltios, tendremos que utilizar una resistencia con un valor de unos kiloohmios. Aunque la corriente que circula en el divisor es baja, el valor elevado de la resistencia hace que la potencia que hay que disipar también pueda ser notable. Si tenemos en cuenta que la potencia disipada por una resistencia se puede escribir de la siguiente forma:

$$P_{disipada} = i^2 \times R$$

podemos observar que esta depende directamente del valor de R . Por esa razón, si pudiéramos reducir R , conseguiríamos utilizar resistencias con una potencia nominal menor, las cuales habitualmente son más económicas.

Imaginemos un caso real donde tenemos dos resistencias conectadas en serie a una línea de 300 V (figura 2.13). Tenemos una resistencia conectada a tierra que debe tener en sus extremos 10 V. Para reducir los 300 V, debemos conectar una resistencia en serie a la primera. Por tanto, en la segunda resistencia tendremos 290 V. Para calcular cuánta potencia deberá disipar, hay que extraer la corriente que podemos obtener observando la primera resistencia que vale 1 k Ω y tiene en sus extremos 10 V. Así, por la ley de Ohm, tenemos:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{10V}{10} = 0.01A = 10mA$$

Conociendo la corriente que pasa por ambas resistencias, podemos determinar el valor de R_x :

$$R_x = \frac{290\text{ V}}{10\text{ mA}} = 29\,000\,\Omega$$

La potencia que tendrá que disipar la resistencia R_x será igual a:

$$P_x = i^2 \times R = 0.012 \times 29\,000 = 2.9\text{ W}$$

Así, para que el circuito no quede dañado, tendremos que utilizar una resistencia de 3 W como mínimo, componente seguramente más caro que una simple resistencia. Si en lugar de una única resistencia colocáramos tres de 10 k Ω en serie (aproximando el valor de 29 k Ω para simplificar), la potencia que disiparía cada una de las resistencias sería menor y podríamos utilizar componentes más modestos:

$$P_{10\text{ k}\Omega} = i^2 \times R = 0.012 \times 10\,000 = 1\text{ W}$$

Con seis resistencias de 4.7 k Ω la potencia sobre cada resistencia sería aún más baja y podríamos utilizar componentes de medio vatio:

$$P_{4.7\text{ k}\Omega} = i^2 \times R = 0.012 \times 4\,700 = 0.47\text{ W}$$

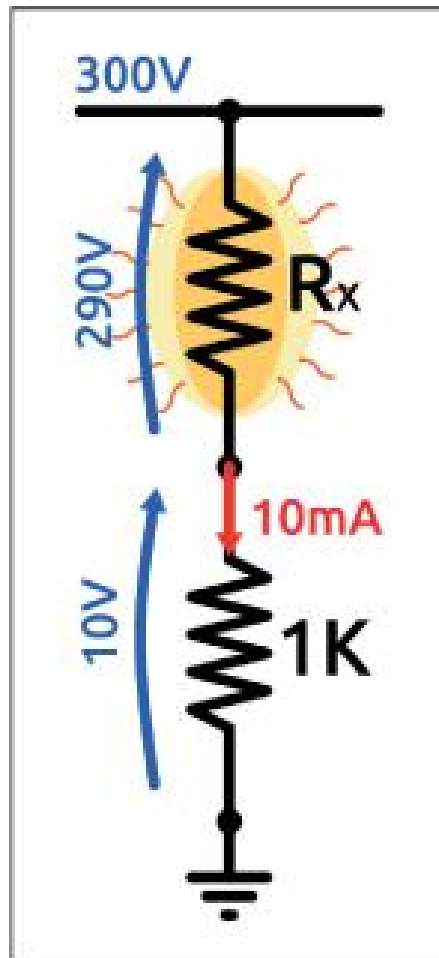


Figura 2.13 – Consideraciones energéticas sobre la reducción de la tensión de 300 a 10 V con una única resistencia.

Si conectáramos varios resistores en serie y paralelo, podríamos preguntarnos si existe alguna repercusión sobre la potencia que podrá soportar su combinación.

Cuando conectamos resistencias en serie, debemos preocuparnos del componente con un valor más bajo de potencia nominal. La corriente que pasa por la serie es la misma para todos los resistores y, por tanto, la potencia que deben disipar los componentes depende de su valor de R (además del de la i que circula).

Observemos la figura 2.14, donde tenemos dos resistores de $100\ \Omega$ conectados en serie y recorridos por una corriente de $100\ \text{mA}$. En el primer caso, ambas resistencias deben disipar una potencia equivalente a $1\ \text{W}$. Si tenemos en cuenta que las dos resistencias son de $1\ \text{W}$, no deberíamos tener ningún problema (aunque sería mejor que la potencia que debe soportar el resistor fuera ligeramente mayor que la que debe disipar). En el segundo caso, una de las dos resistencias puede soportar como máximo medio vatio, pero puede disipar el doble de potencia. La resistencia se quemará.

En la figura 2.15 tenemos la misma situación con un par de resistores en paralelo. También en este caso, la máxima potencia que podrá soportar la combinación depende de la tensión y de los valores de las resistencias. Para evitar que el circuito se dañe, es preciso comprobar que la potencia que soportarán ambos resistores sea superior a la aplicada.

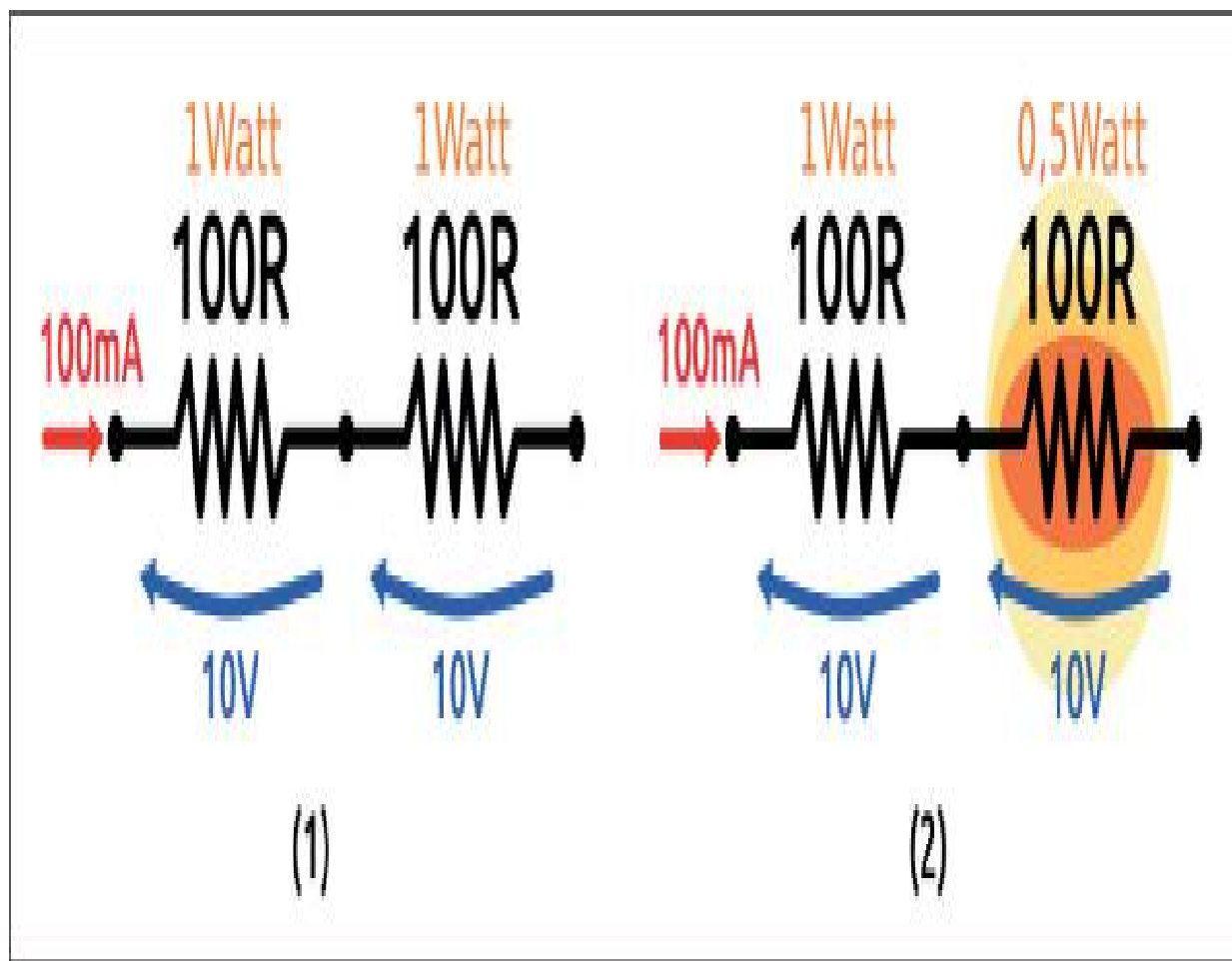


Figura 2.14 – En una serie de resistores, se debe tener en cuenta el componente que puede soportar la potencia más baja.

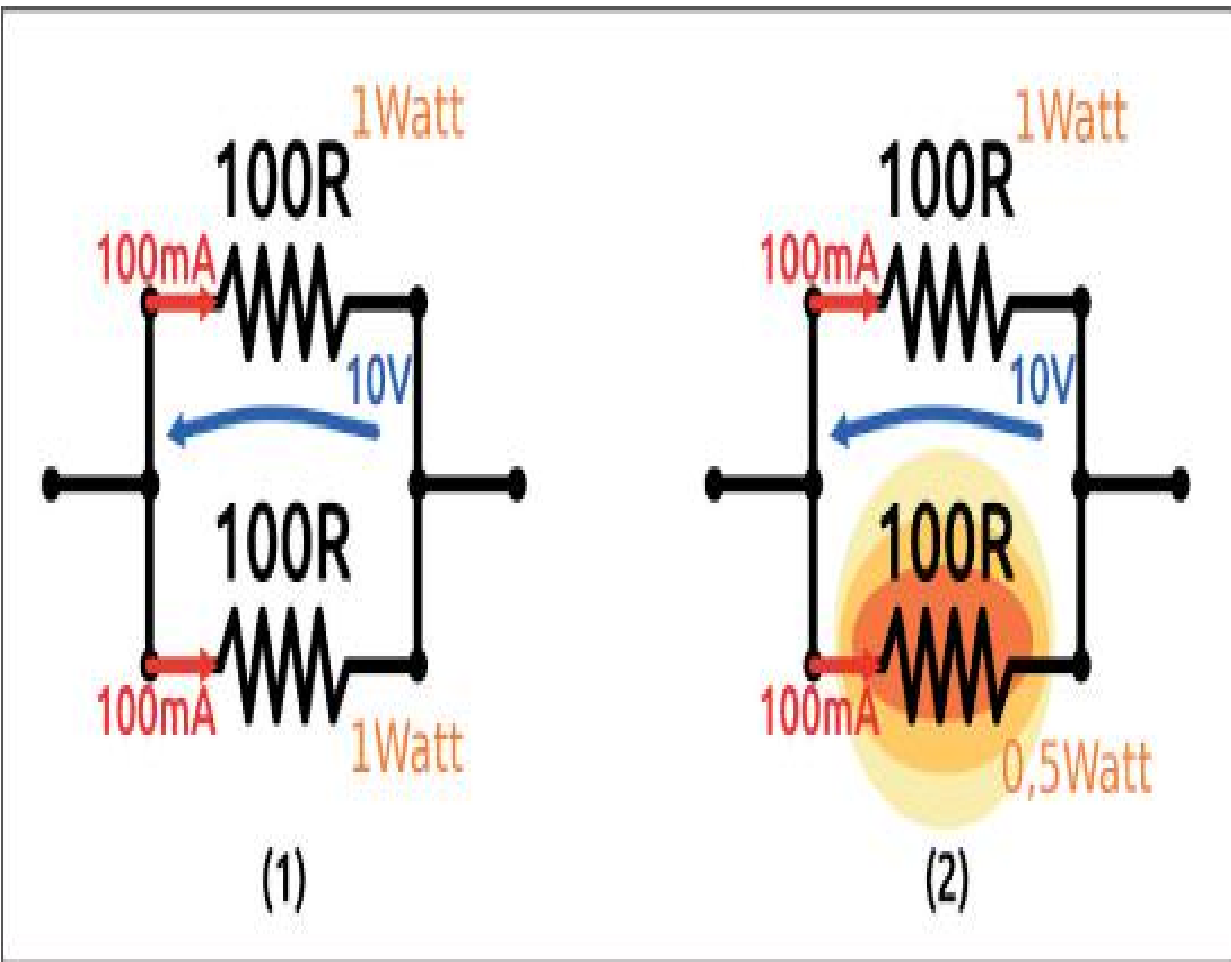


Figura 2.15 – En un circuito paralelo de resistores, se debe tener en cuenta el componente que puede soportar la potencia más baja, evaluando la corriente que circula por cada rama (o la tensión aplicada).

Como última observación, vemos cómo se modifica la tolerancia total de dos resistores conectados en serie o en paralelo. El cálculo no es sencillo porque se necesitan ciertas consideraciones estadísticas.

Podemos observar que la tolerancia es algo vinculado a la probabilidad. El valor de una resistencia será siempre distinto al valor nominal (dentro de la

tolerancia indicada). El valor de una resistencia de $100\ \Omega$ del 5 % oscilará siempre entre 95 y $105\ \Omega$.

Sin embargo, la distribución de este valor no es homogénea, sino que se dispone a lo largo de una especie de campana: es más probable que el valor real del resistor se acerque más al valor nominal que a los valores extremos.

Por este motivo, si combináramos dos resistores de $100\ \Omega$ con la misma tolerancia, tendríamos muy mala suerte si ambos valieran $105\ \Omega$. Podemos obtener una única fórmula, según la cual, al combinar n resistores con la misma tolerancia, obtenemos que la tolerancia total disminuye:

$$t_{total} = \frac{t_{individual}}{\sqrt{n}}$$

Para dos resistores del 5 %, en serie o en paralelo, tenemos que:

$$t_{tot} = \frac{5\%}{\sqrt{2}} = 3.53\%$$

La fórmula tiene en cuenta un caso concreto donde todos los componentes tengan el mismo valor. Podemos utilizar una simplificación considerando que la tolerancia total será, como mínimo, igual a la de cada uno de los componentes.

5. Calcular la resistencia equivalente de cualquier red

Es posible simplificar una red formada por resistencias individuales reduciéndola a una única resistencia equivalente, con la cual calcular posteriormente de forma sencilla la corriente absorbida por el circuito.

Nos podemos encontrar con circuitos formados por una red de resistores. Aunque la red parece muy compleja, en la mayoría de los casos se puede simplificar y reducir a una única resistencia.

El procedimiento mostrado sirve para reducir el conjunto a un único componente y después calcular todas las tensiones y las corrientes presentes. El proceso completo incluye primero la reducción de la red a una única resistencia equivalente con la cual calcular la corriente absorbida por toda la red. Si conocemos este primer dato, después podemos aplicarlo a la red, y expandirla de nuevo para obtener el valor de la corriente y de la tensión en cada uno de sus puntos.

La reducción de la red siempre es posible si los componentes están conectados mediante combinaciones en serie o en paralelo.

Vamos a intentar reducir la red que se muestra en la figura 2.16 hasta obtener el valor de la resistencia equivalente.

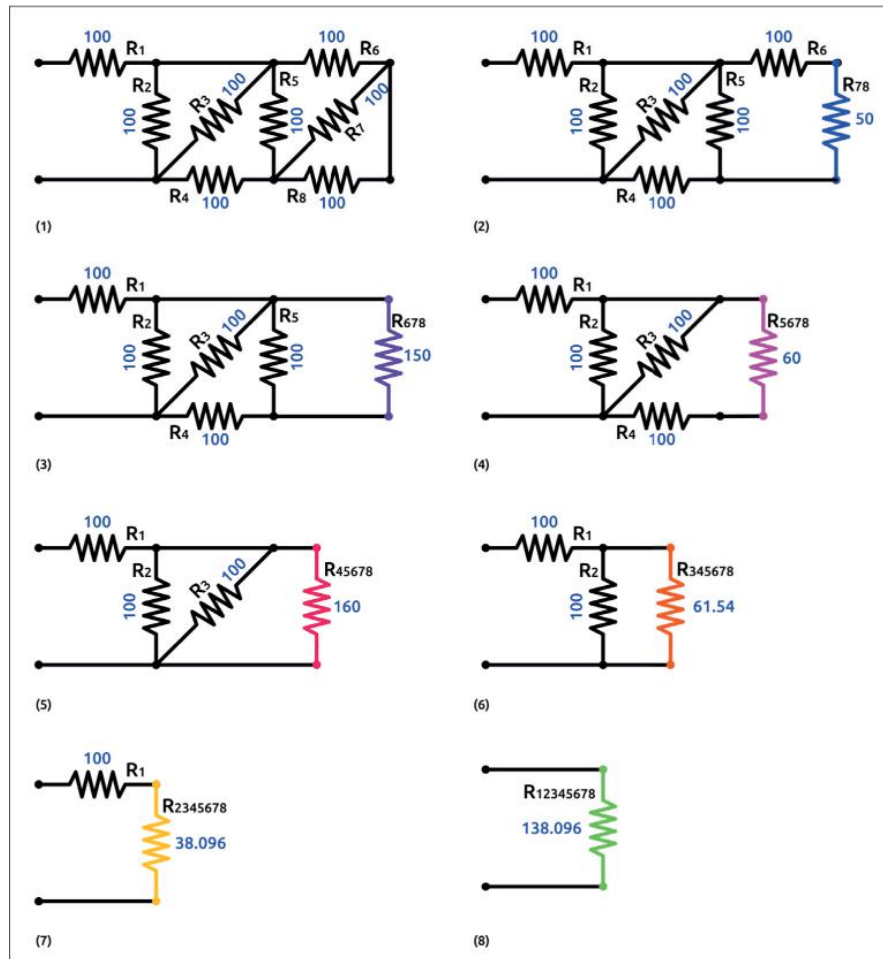


Figura 2.16 – Cálculo de la resistencia equivalente de una red de resistores.

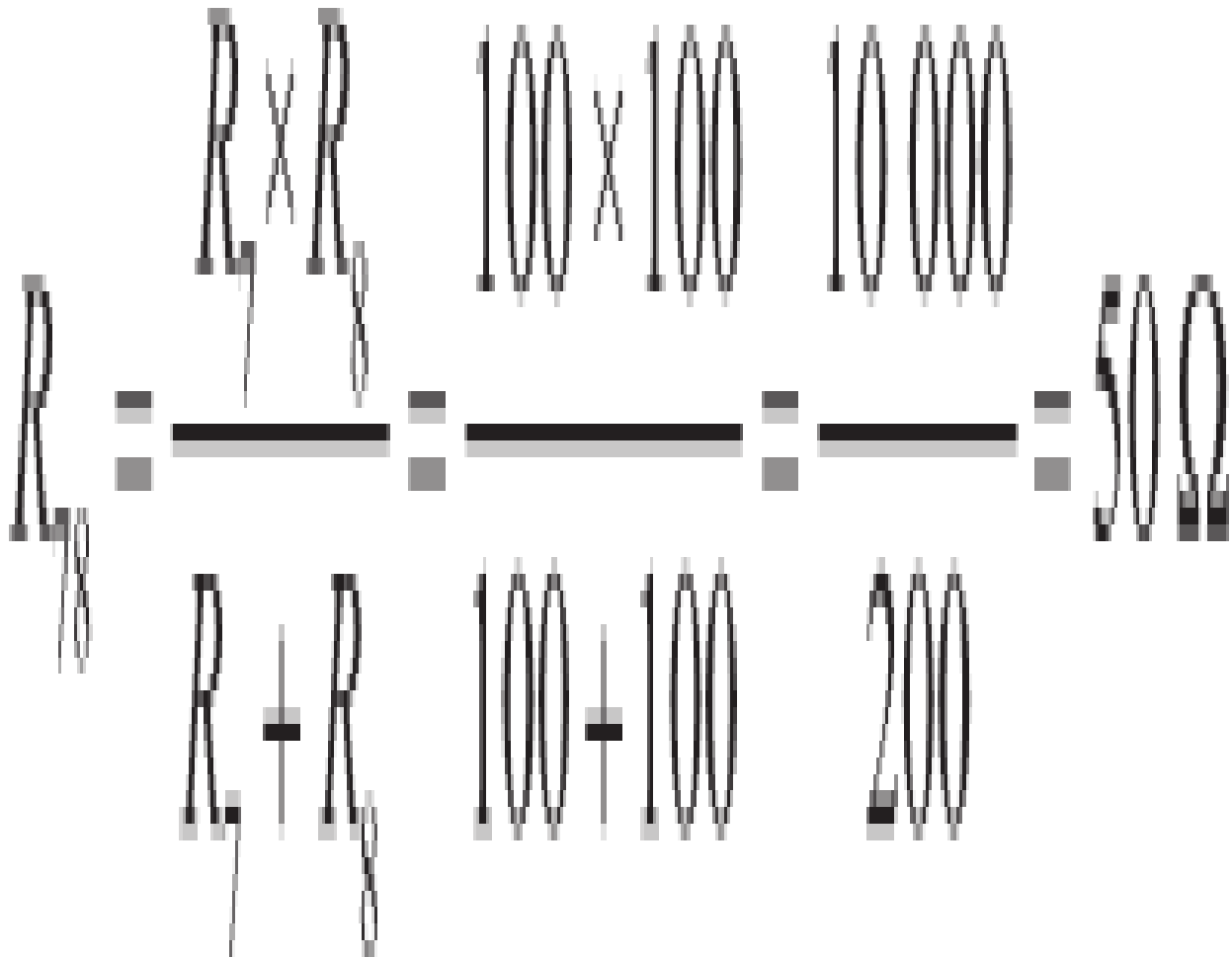
En función de la red que tengamos delante, podemos empezar en el punto que nosotros elijamos, pero a veces no tenemos esta posibilidad y el procedimiento que debemos seguir es obligado. Esto depende de cómo se ha realizado la red. Para proceder, es necesario:

1. localizar las configuraciones en paralelo y en serie que podemos simplificar;

2. calcular el valor de la resistencia equivalente en serie o en paralelo;
3. sustituir la resistencia equivalente a las dos de partida;
4. rediseñar la red con las nuevas resistencias;
5. analizar de nuevo la red buscando otras configuraciones básicas.

El procedimiento se repite hasta que se obtiene un único resistor.

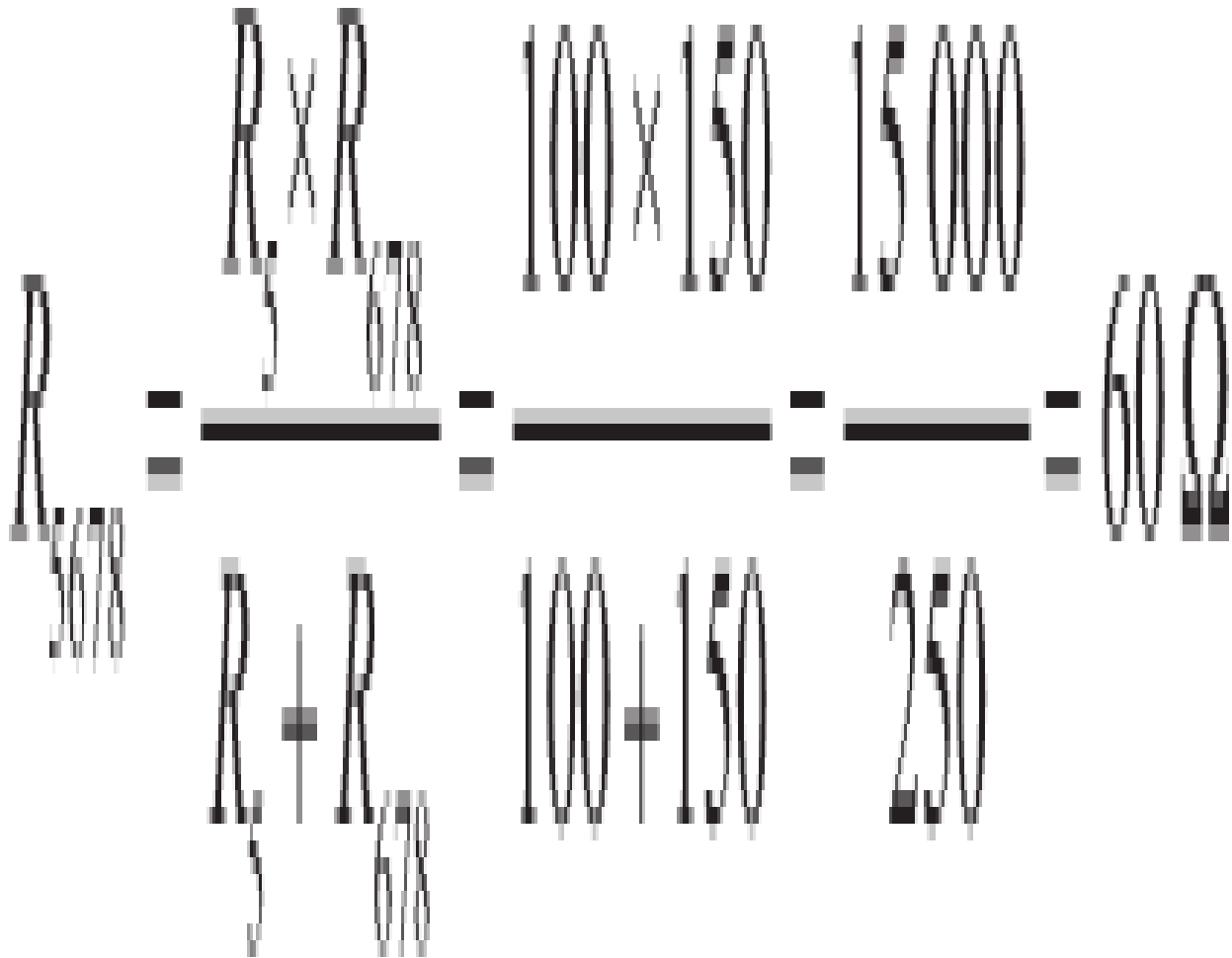
En la red de la figura 2.16 empezaremos por el paralelo de R7 y R8, aunque también podríamos haberlo hecho por el paralelo de R2 y R3. El resultado final es, obviamente, el mismo, independientemente del camino elegido. Por razones de simplicidad, todos los resistores tienen un valor igual a $100\ \Omega$. Al calcular el paralelo de R7 y R8, obtenemos el valor:



Ahora observamos que, si tenemos en cuenta la serie de R78 y R6, el cálculo de R678 es sencillo:

$$R_{678} = R_6 + R_{78} = 100 + 50 = 150 \, \Omega$$

Podemos continuar calculando la resistencia equivalente del paralelo entre R678 y R5:



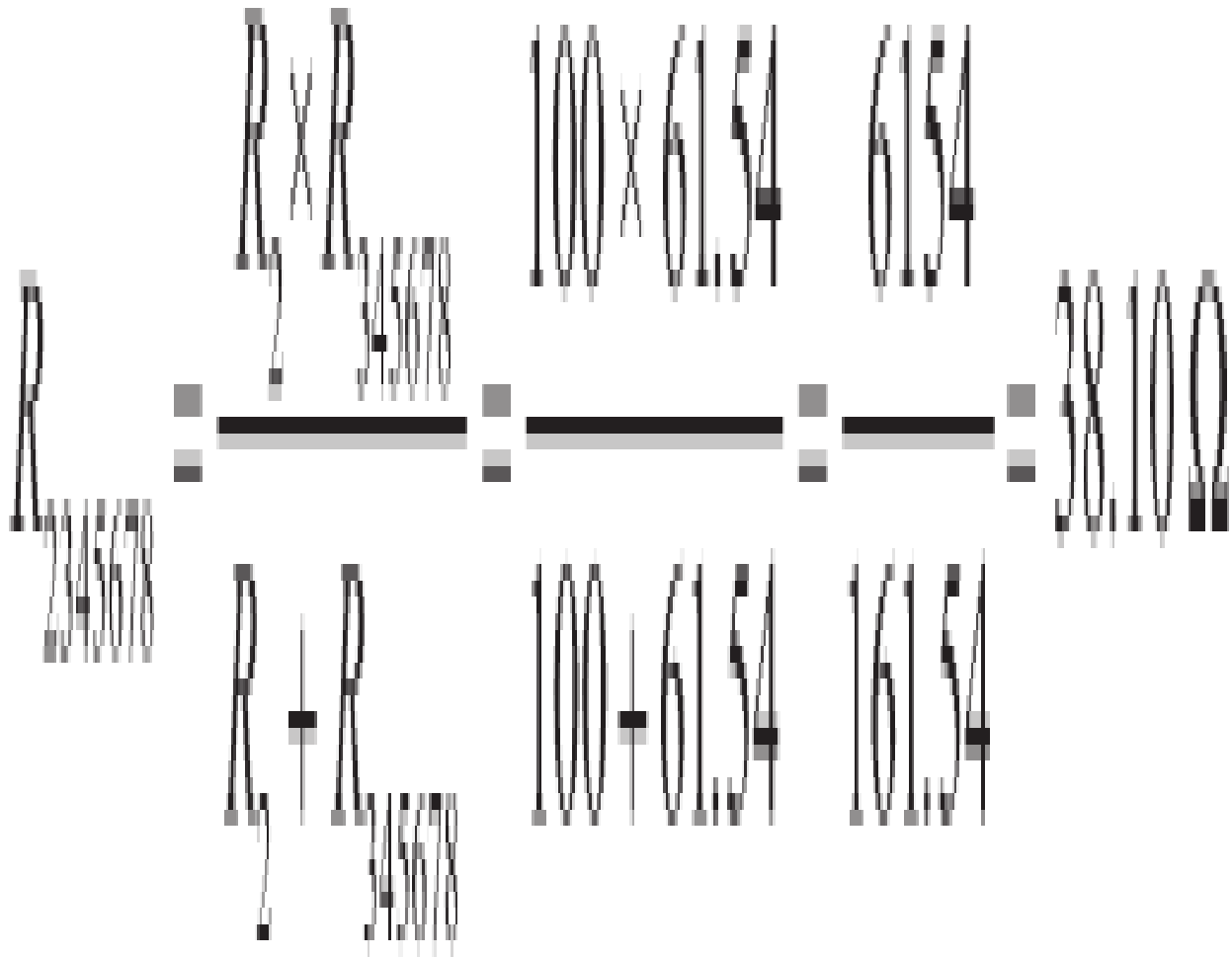
Ahora tenemos la serie de R5678 y R4:

$$R_{45678} = R_4 + R_{5678} = 100 + 60 = 160 \, \Omega$$

Calculamos la combinación en paralelo de R45678 y R3:

$$\begin{array}{r}
 R \\
 \parallel \\
 R \times R \\
 \parallel \\
 100 \times 160 \\
 \parallel \\
 16000 \\
 \parallel \\
 61540
 \end{array}$$

Ahora calculamos el paralelo de R345678 y R2:



Por último, tenemos R1 en serie con R345678:

$$Req = R12345678 = R1 + R2345678 = 100 + 38.10 = 138.10 \Omega$$

6. Calcular la resistencia equivalente de una red en estrella (o en triángulo)

Calculamos la resistencia equivalente de una red compleja donde encontramos una conexión en estrella o en triángulo.

En un circuito, los componentes no siempre están cableados utilizando las conexiones en serie y en paralelo.

A veces puede haber configuraciones en estrella o en triángulo que nos lo podrían complicar un poco. Si intentáramos trabajar en un circuito como el de la figura 2.17, nos bloquearíamos enseguida y no sabríamos cómo seguir. ¡No serían configuraciones resolubles!

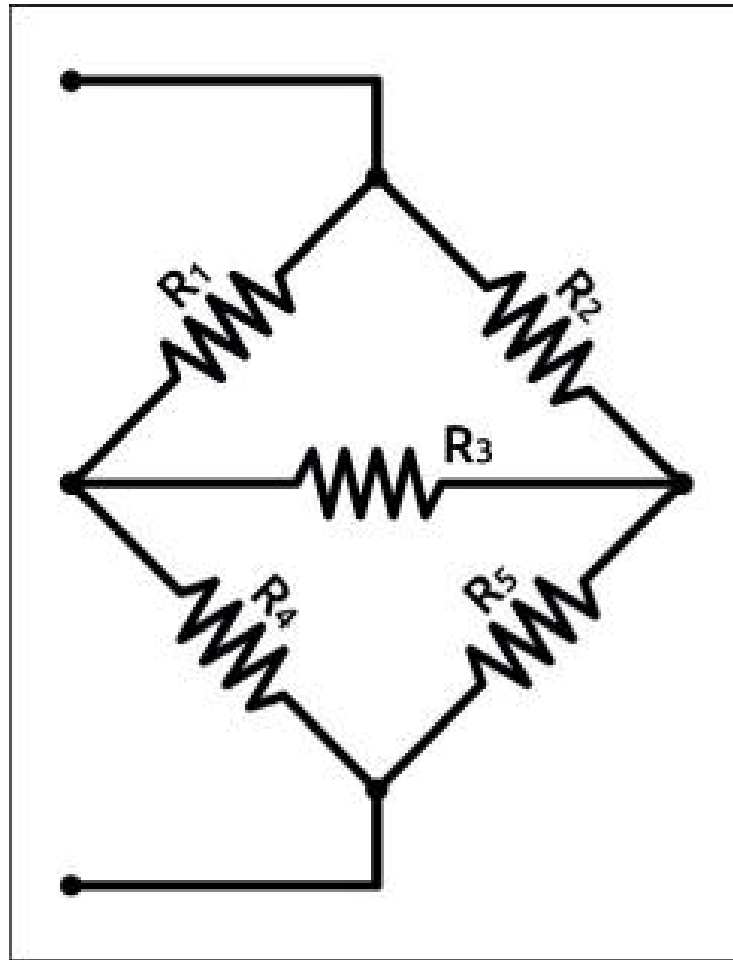


Figura 2.17 – Un circuito que no se puede resolver de inmediato con configuraciones en serie y en paralelo.

Para resolver este tipo de circuitos, necesitamos un pequeño truco; de hecho, no se pueden considerar en serie o en paralelo ninguna de las resistencias sin una pequeña ayuda.

El sistema que debemos adoptar es el de intentar localizar dentro de la red una configuración en triángulo o en estrella y convertirla en su opuesto. Es decir, buscaremos un triángulo y lo transformaremos en su equivalente en

estrella, o bien buscaremos una estrella y la convertiremos en su equivalente en triángulo.

Podemos tener en cuenta el triángulo formado por las resistencias R_1 , R_2 y R_3 e intentar transformarlo en una estrella. La estrella estará formada por tres nuevos resistores denominados R_A , R_B y R_C cuyo valor debemos calcular.

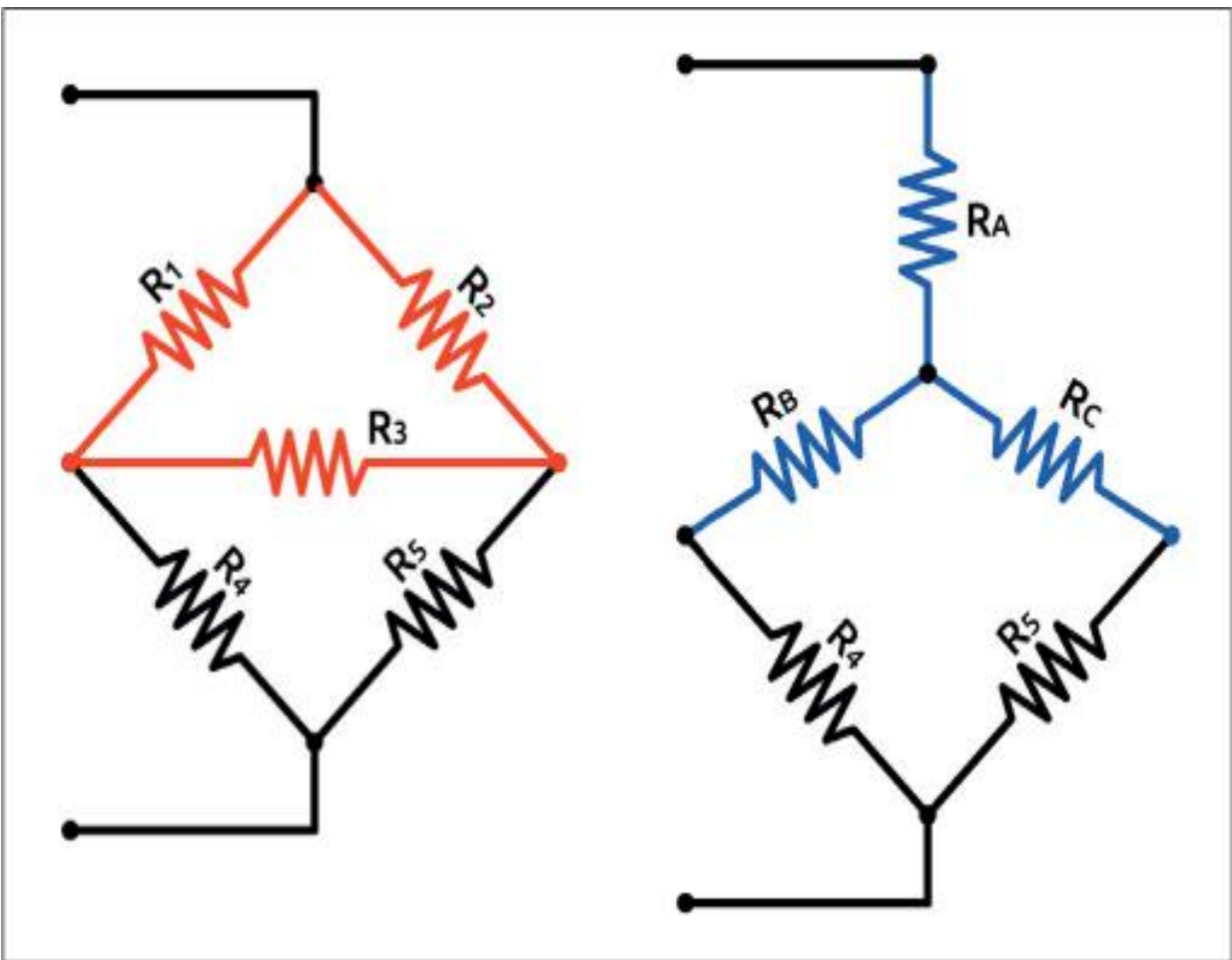


Figura 2.18 – Localizamos una configuración en triángulo y la transformamos en su equivalente en estrella.

Como podemos ver en la figura 2.18, una vez realizada la conversión, el circuito se simplifica y se convierte en resoluble con los métodos clásicos que conocemos. Para el cálculo, utilizamos las fórmulas descritas en el primer capítulo. Las incluyo a continuación por comodidad, y hago referencia a las denominaciones de los componentes de la figura 2.18:

$$R_A = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$R_B = \frac{R_1 \times R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$R_C = \frac{R_2 \times R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

Por simplicidad, todas las resistencias del circuito valen $100\ \Omega$. Empezamos a calcular el valor de las resistencias que componen la estrella:

$$R_A = \frac{100 \times 100}{100 + 100 + 100} = \frac{10\,000}{300} = 33.3\,\Omega$$

$$R_B = \frac{100 \times 100}{100 + 100 + 100} = \frac{10\,000}{300} = 33.3\,\Omega$$

$$R_C = \frac{100 \times 100}{100 + 100 + 100} = \frac{10\,000}{300} = 33.3\,\Omega$$

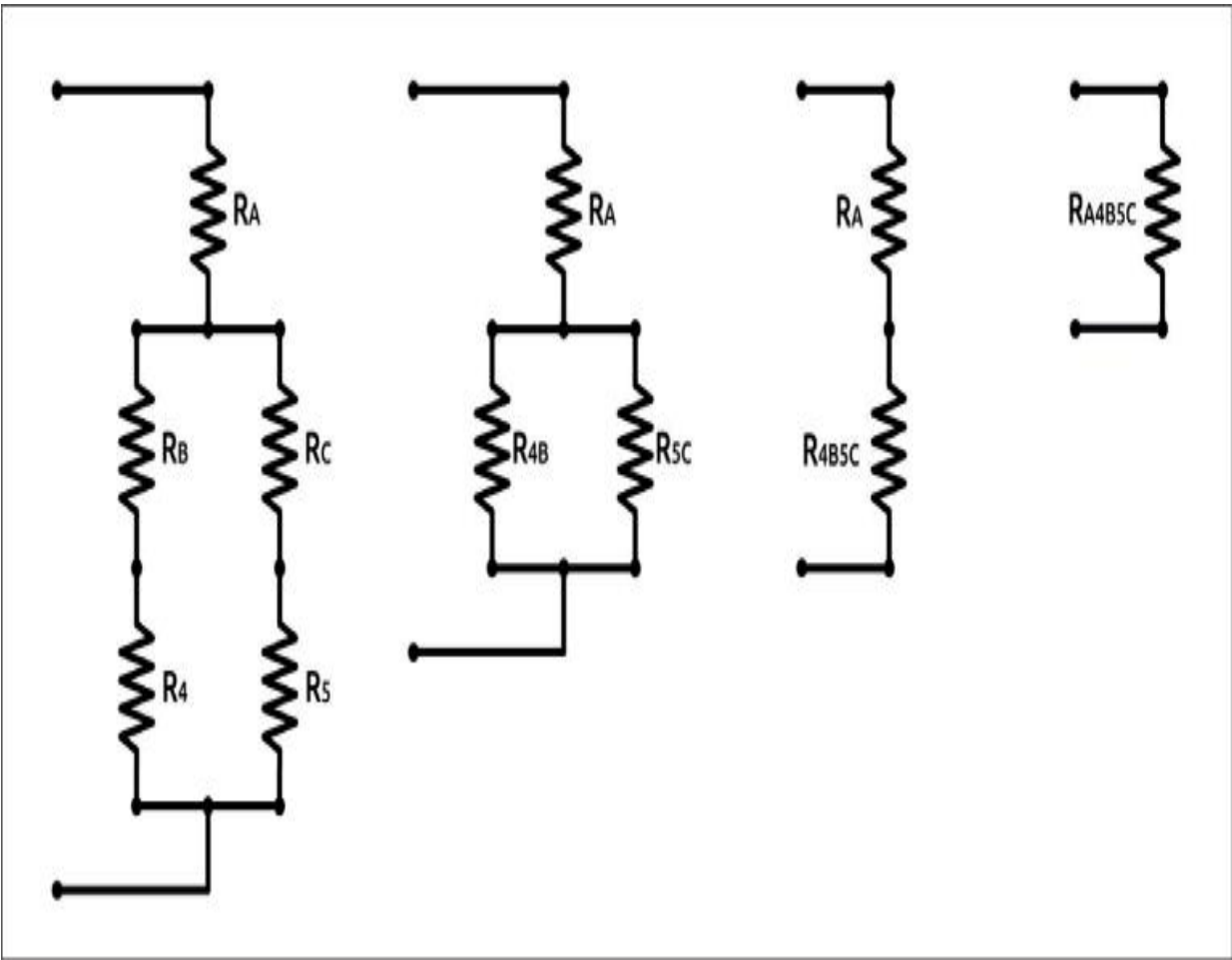


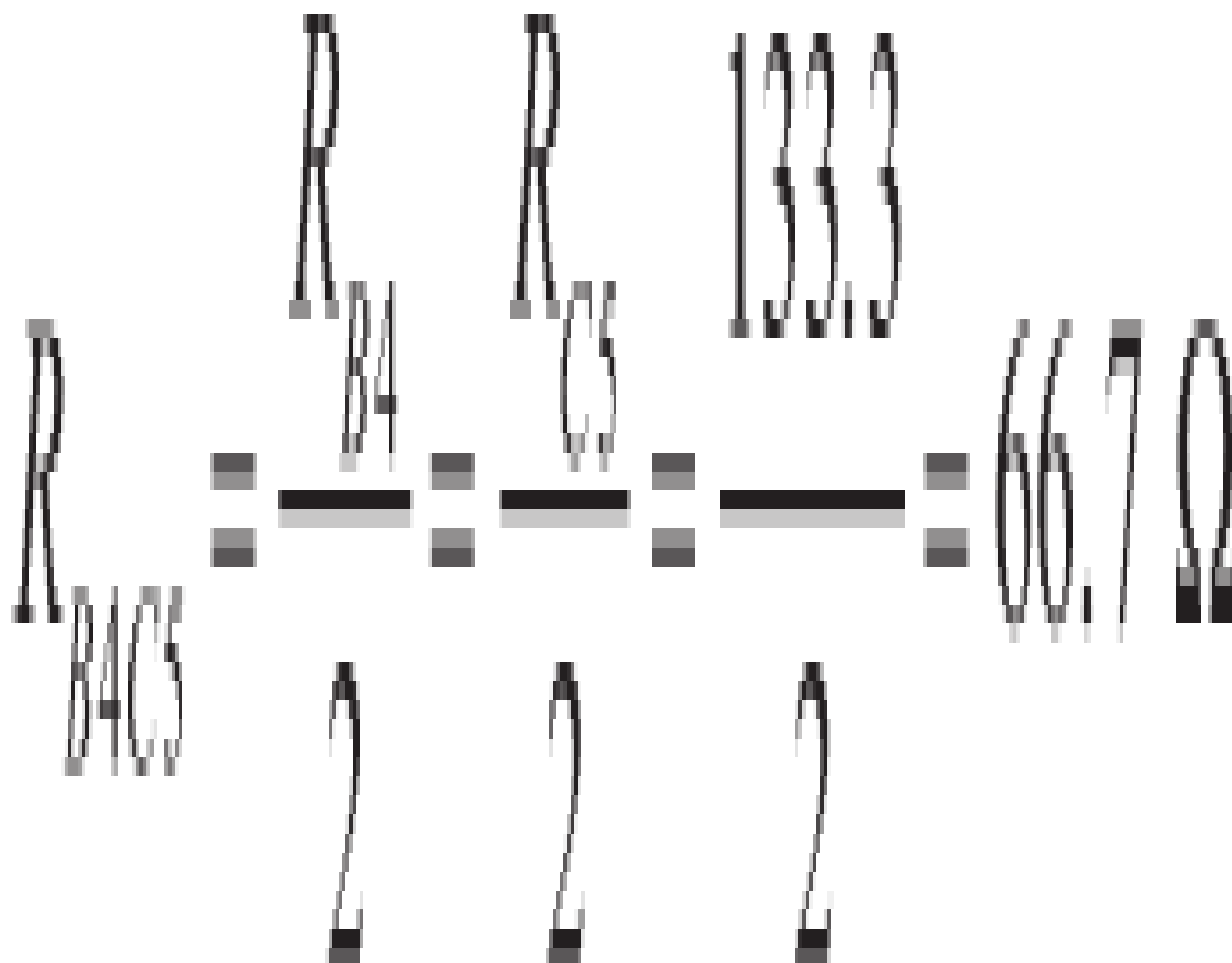
Figura 2.19 – Resolución del circuito presentado en la figura 2.18.

Una vez obtenida la estrella, podemos proceder sin problemas calculando la serie de RB con R4 y de RC con R5:

$$R_{B4} = R_B + R_4 = 33.3 + 100 = 133.3 \, \Omega$$

$$R_{C5} = R_C + R_5 = 33.3 + 100 = 133.3 \, \Omega$$

RB4 y RB5 están en paralelo y tienen el mismo valor, por lo que su paralelo será igual a:



y la resistencia equivalente será:

$$Req = R_{AB4C5} = R_A + R_{B4C5} = 100 + 66.7 = 166.7 \, \Omega$$

7. Conectar baterías en serie o en paralelo

Conectamos varios paquetes de baterías para obtener una tensión más elevada y una corriente mayor.

Para alimentar un circuito, podemos utilizar baterías. A pesar de la variedad para elegir, no siempre podremos encontrar la batería correcta para alimentar un circuito. Con un convertidor step-up o step-down podemos obtener cualquier tensión deseada, pero, si no queremos complicar la electrónica, podemos utilizar una solución mucho más sencilla, combinando distintos tipos de baterías.

Una batería tiene distintas características que debemos tener en cuenta cuando diseñamos un circuito:

- tensión, expresada en voltios;
- capacidad, expresada en Ah o mAh, que indica la posibilidad de alimentar una carga durante un determinado periodo de tiempo;
- dimensiones;

- peso;
- tecnología de fabricación de la batería (química);
- modalidad de recarga;
- tipo de contactos;
- coste.

Si no encontramos una única batería que con su tensión y capacidad pueda satisfacer nuestras exigencias, podemos conectar dos o más mediante distintas posibilidades de conexión:

- en serie;
- en paralelo;
- en serie y en paralelo.

La conexión de varias baterías en serie sirve para aumentar la tensión manteniendo la misma capacidad de corriente ofrecida por una única batería.

Para conectar en serie las baterías, uniremos el positivo de una batería con el negativo de la siguiente y extraeremos los terminales principales a los extremos de la serie.

Cuando se conectan baterías entre sí, es muy importante elegir las lo más parecidas posible. Si combinamos baterías en serie con distintas capacidades, se producirá una descarga no uniforme de cada uno de los elementos. La batería con menor capacidad se agotará antes que las otras. La recarga de las baterías, cuando no se encuentran al mismo nivel, podría representar un problema debido a las distintas absorciones de corriente de cada unidad, así como reducir la vida útil de las baterías. Para obtener una conexión en paralelo, debemos conectar entre sí los polos negativos de las baterías y, a parte, todos los polos positivos. La tensión resultante será igual a la de cada una de las baterías, mientras que la capacidad total surgirá de la suma de las capacidades. En este caso también es preferible utilizar baterías compatibles, con la misma tensión y la misma capacidad. Si fueran necesarias tensiones y capacidades muy elevadas, también se puede recurrir a combinaciones de baterías en serie y en paralelo.

Los cables utilizados para las conexiones son muy importantes y no deben sobrevalorarse, sobre todo si las corrientes que están en juego son elevadas. En estas condiciones, si se utilizan cables inadecuados, demasiado largos o con una sección reducida, se producirán pérdidas o sobrecalentamientos que podrían causar, incluso, accidentes. Deben tener en cuenta que un cable con una sección demasiado pequeña, si se producen corrientes fuertes, podría ofrecer una resistencia importante y que, en algunos casos, podría producir funcionamientos incorrectos o comportamientos indeseados. Traten de realizar cableados ordenados, con cables rojos y negros, y conecten los cables rojos al polo positivo y los negros, al negativo. Utilicen cables de longitud correcta, ni demasiado largos ni demasiado cortos, y manténganlos todos con la misma longitud. Recuerden que otras personas podrían tocar sus circuitos y, si no se respetan las convenciones, esto podría causar confusión y hasta accidentes.

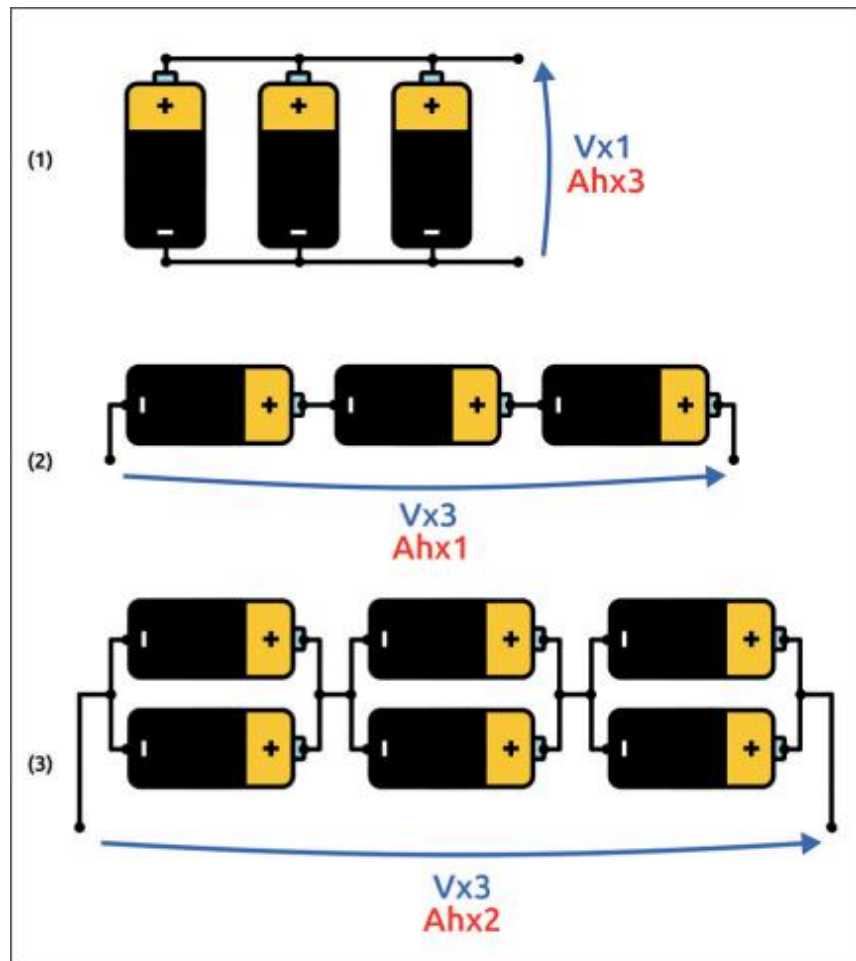
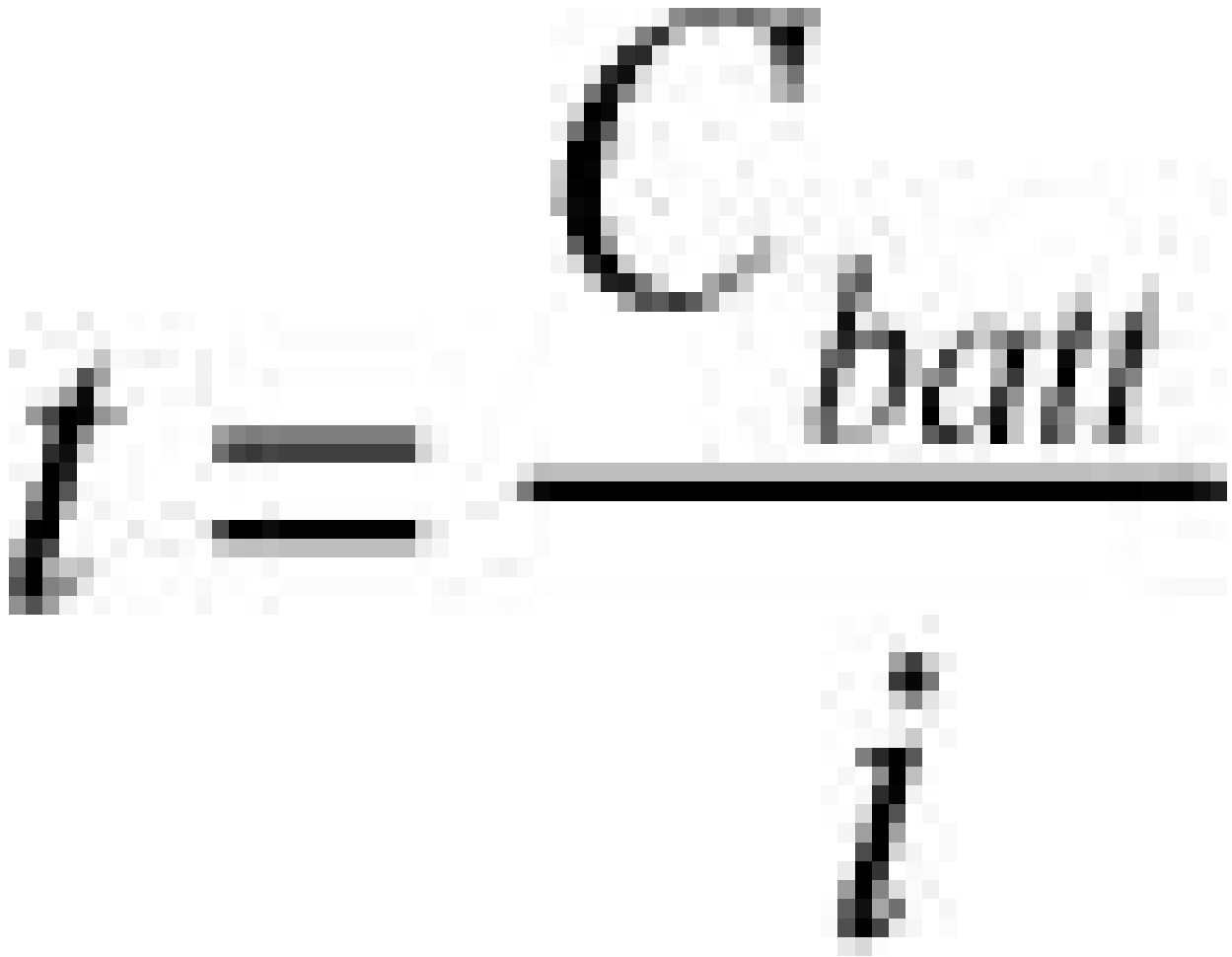


Figura 2.20 – Tres modalidades de conexión de baterías: (1) en paralelo, (2) en serie y (3) en serie y en paralelo.

Si conocemos la capacidad de una batería y cuánta corriente absorbe un circuito, podemos calcular durante cuánto tiempo podremos alimentarlo:



Supongamos que tenemos una batería con 1000 mAh de capacidad y que le conectamos un circuito que absorbe 10 mA. El tiempo teórico de funcionamiento es de:

$$t = \frac{1000 \text{ mAh}}{10 \text{ mA}} = 100 \text{ h}$$

La batería se descargará progresivamente y no mantendrá inalteradas sus prestaciones hasta el último momento. En la fase de descarga su tensión disminuirá hasta que, a un cierto punto, el circuito se apagará antes del tiempo previsto.

Podemos calcular la capacidad necesaria para garantizar un determinado tiempo de funcionamiento de un circuito. También en este caso debemos saber cuánta corriente absorbe el circuito para poder realizar el cálculo:

$$C_{batt} = t \times i$$

Para mantener encendido durante un día entero un circuito que absorbe 10 mA, se necesita una batería con una capacidad equivalente a:

$$C_{batt} = 24h \times 10 \text{ mA} = 240 \text{ mAh}$$

8. Elegir un alimentador

Para alimentar un circuito sin dañarlo, debemos ajustar correctamente la tensión aplicada y comprobar que el generador elegido pueda proporcionar la corriente necesaria.

Para alimentar un circuito correctamente, sin dañarlo, es preciso comprobar que:

- la tensión proporcionada sea correcta;
- exista suficiente corriente.

La alimentación de un circuito la proporciona un generador, término con el cual se designa a un alimentador, una batería, un panel solar o cualquier objeto capaz de proporcionar corriente y tensión.

La tensión proporcionada por el generador y la solicitada por el circuito deben coincidir. Si la tensión del alimentador es inferior a la tensión requerida por el circuito, este no funcionará.

Si queremos alimentar un dispositivo eléctrico que necesita tres baterías de 1.5 V con una única batería, difícilmente el dispositivo dará señales de vida. Si conectáramos el dispositivo a cuatro o cinco baterías, correríamos el riesgo de quemarlo.

Por lo general es posible y recomendable proporcionar una tensión ligeramente inferior a la solicitada para obviar errores de medida de los instrumentos y tolerancias de los componentes. Si el circuito necesita 5 V y lo alimentan con un alimentador de laboratorio, conviene ajustarlo a 4.9 V. Debido a la tolerancia de los componentes y a posibles disipaciones y pérdidas, aunque el circuito reciba una tensión ligeramente superior (por ejemplo, 5.1 – 5.3 V), no quedará dañado, si bien es absolutamente recomendable no hacerlo. Si el circuito incluye chips lógicos, hay que comprobar cuál es su tensión de alimentación máxima y respetarla para no dañar los componentes.

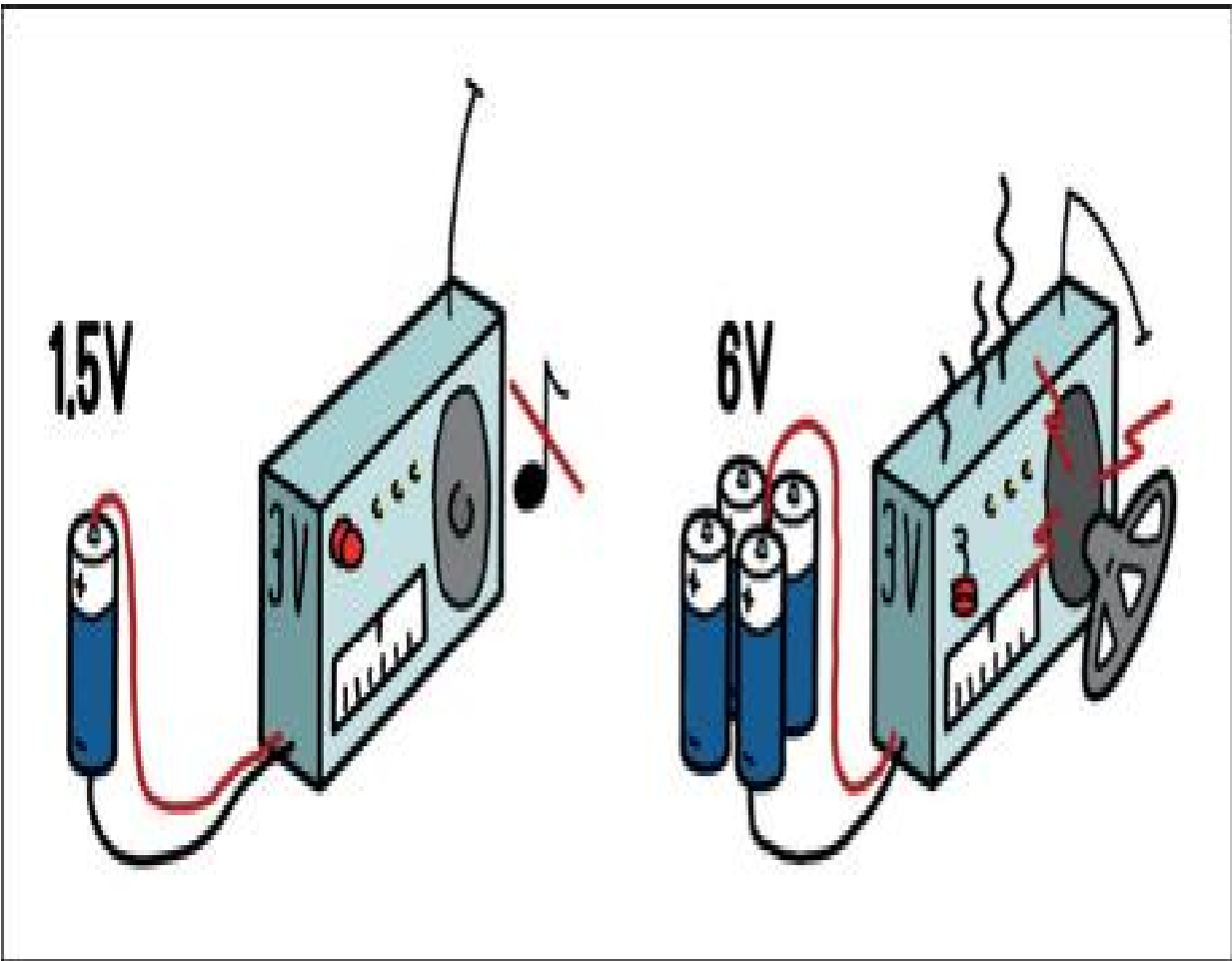


Figura 2.21 – Para poder funcionar, todos los dispositivos necesitan una tensión adecuada.

Para hacernos una idea de lo que podría ocurrir, retomamos la analogía hidráulica para los circuitos. Supongamos que el alimentador es una cascada de agua y que el circuito está representado por el aspa de un pequeño molino. Si la rueda del molino es demasiado grande, la cascada no conseguirá llenarla para que se mueva. En cambio, si la cascada es demasiado alta y la rueda del molino es muy pequeña, la caída del agua dañará o destruirá completamente la rueda. La altura correcta de la cascada será la misma que el diámetro de la rueda, por lo que:

la tensión de alimentación correcta de un dispositivo electrónico debe coincidir con la nominal.

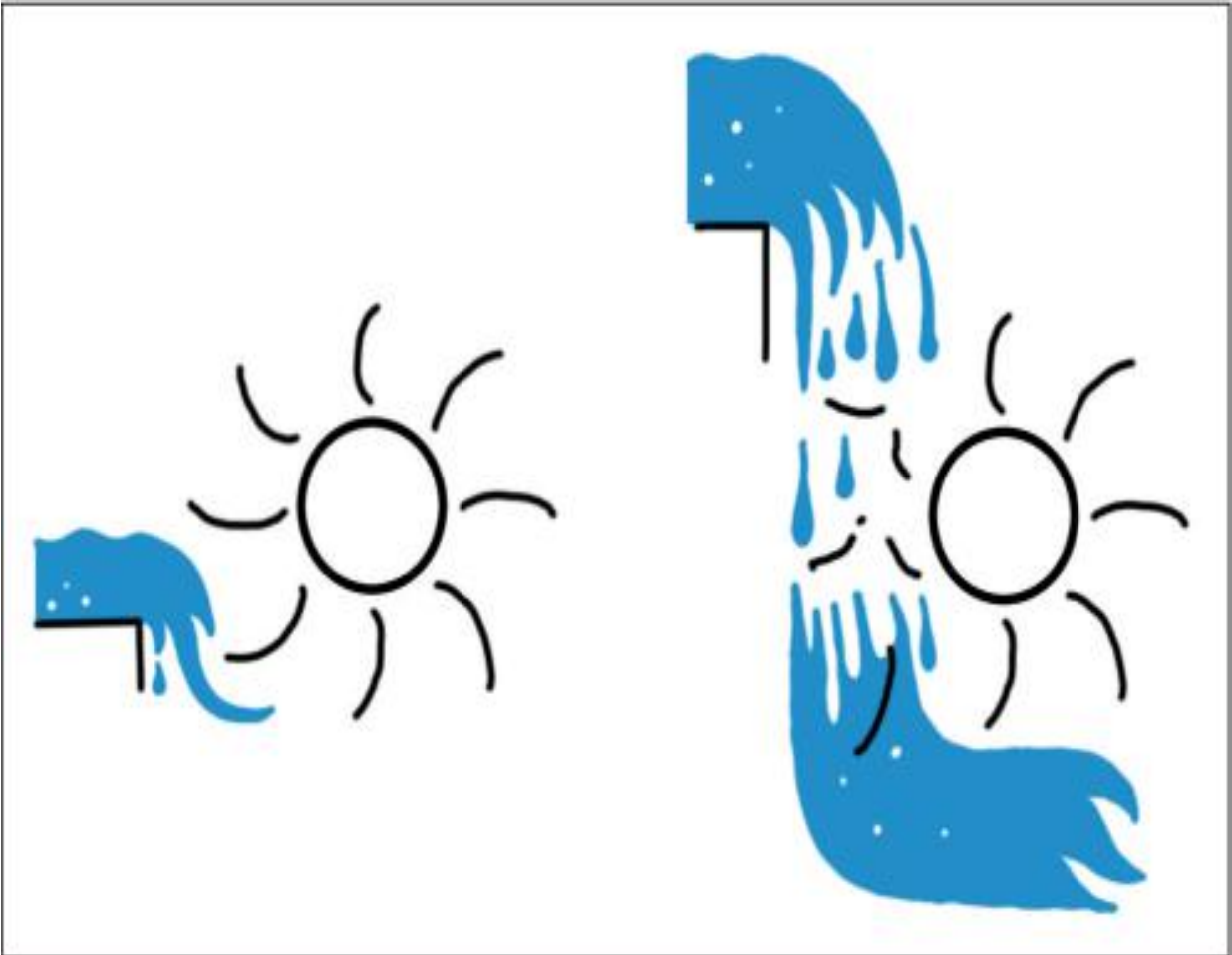


Figura 2.22 – Para hacer que la rueda del molino se mueva, la cascada de agua debe tener la altura adecuada.

Cada dispositivo eléctrico consume una determinada cantidad de corriente. Si le proporcionamos poca corriente, el circuito no funcionará o se encenderá de manera incorrecta. Retomemos una vez más la metáfora acuática e imaginemos que nos encontramos a la orilla del río Po. Por el río circula una gran cantidad de agua porque tiene un gran caudal (1540 m³/s). Sumergimos un tubo en el río y extraemos agua para hacer rodar las aspas de

nuestro molino. El tubo se llenará completamente de agua para que la rueda del molino trabaje.

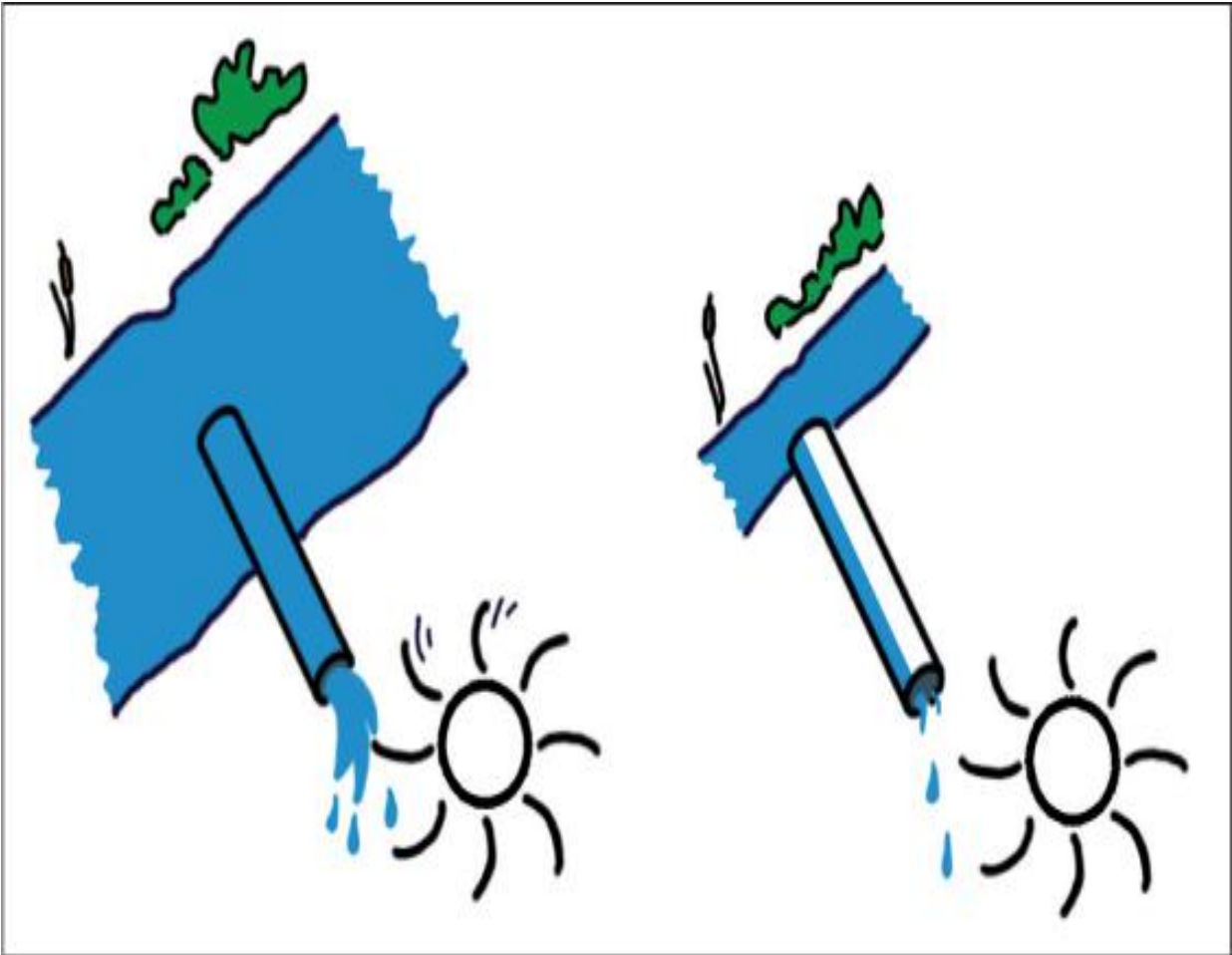


Figura 2.23 – Un río con un gran caudal puede proporcionar toda el agua necesaria.

Ahora imaginemos que estamos a la orilla de una pequeña y poco llena zanja de riego en Lodi, municipio de la Lombardía. Si las abejas nos lo permiten, tratamos de sumergir el tubo en el agua, al cual esta vez le costará llenarse: la rueda del molino no girará. A diferencia de lo que sucede con la tensión, tener un alimentador que puede proporcionar una corriente mayor no representa ningún problema para su circuito, es más, a veces es preferible.

Durante el funcionamiento normal, el circuito absorberá una determinada cantidad de corriente, por ejemplo, 100 mA. Si nuestro generador (alimentador o batería) tiene una capacidad superior, funcionará como un depósito de corriente: seguramente podrá proporcionar la corriente necesaria y, además, conseguirá hacer frente a demandas imprevistas debidas a accionamientos de motores, relés o conmutaciones varias.

En mi laboratorio tengo un alimentador regulable donde puedo configurar la tensión y la corriente según las necesidades. Para encender un circuito que funciona a 5 V y que requiere 1 A de corriente, debo ajustar la regulación de la tensión exactamente a 5 V (o un poco menos). Si elevara la tensión por encima del nivel indicado, correría el riesgo de dañar el circuito. Este tipo de alimentadores tiene también una regulación para la corriente. Si la corriente se ajusta a 0 A, el circuito está alimentado, pero no funciona, aunque la tensión sea correcta, porque no llega corriente. Es como si hubiera puesto mi tubo en un torrente seco. Si elevamos la corriente unas decenas de miliamperios, el circuito podría empezar a encenderse. Si la corriente no basta, algunos dispositivos podrían no funcionar bien. Si aumentamos la corriente, el circuito funcionará correctamente.

¿Qué ocurriría si lleváramos la corriente hasta 15 A? ¿Explosionaría todo? ¡Por supuesto que no! Sería como si hubiéramos sumergido nuestro tubo en el Po: el tubo se llena del todo y el molino tiene toda el agua que necesita, y toma del río solo cuanto precisa para funcionar.

Únicamente existe una contraindicación a la acción de proporcionar una corriente mayor de la necesaria: en caso de cortocircuito, el generador suministrará toda la corriente disponible y, por tanto, se podría ocasionar un daño proporcional a la corriente aplicada. ¡Corrientes de 10 o más amperios pueden provocar que los componentes se disipen o explodan! Cuando alimenten un circuito, valoren siempre la corriente que absorbe. Si lo han creado ustedes, deberían saber cuánto absorberá y, si se dan cuenta de que el

alimentador proporciona más de lo previsto, apáguelo enseguida y vuelvan a controlar el circuito. Los circuitos electrónicos (no de potencia) no absorben más de unas decenas, como máximo centenares de miliamperios.



Figura 2.24 – Alimentador de laboratorio con corriente y tensión regulables.

9. Resolver un circuito electrónico simple

Resolvemos el circuito electrónico más simple, formado por un generador y una resistencia, y obtenemos la corriente que circula por la malla.

El circuito más sencillo es aquel formado por un generador conectado a una simple carga. Aunque aparentemente parezca inútil, esta configuración es muy común para resolver cualquier tipo de circuito. Cuando simplificamos una red de resistores, al final obtenemos una única resistencia equivalente que nos sirve para determinar la corriente absorbida en total por el circuito.

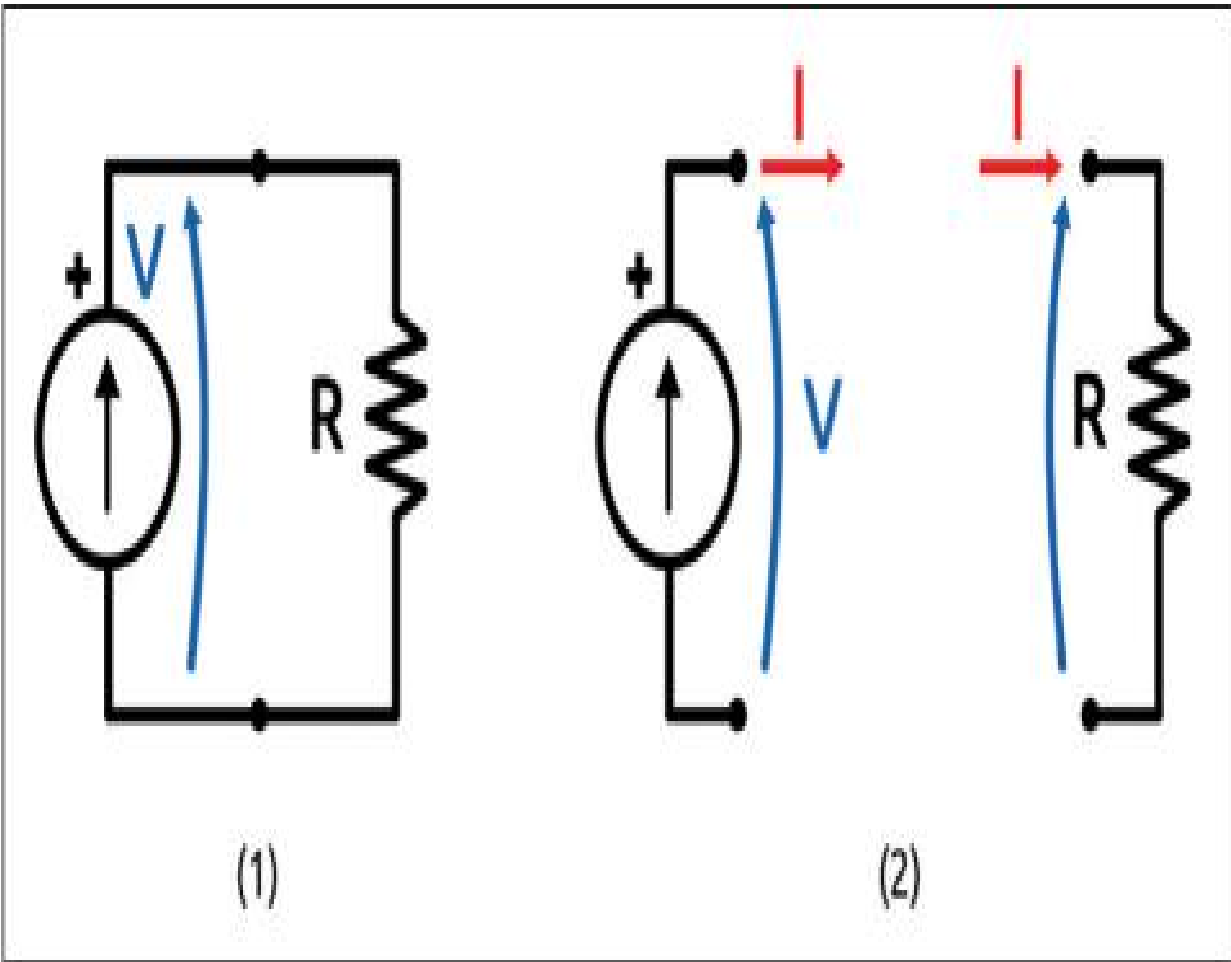


Figura 2.25 – Circuito formado por un generador de tensión conectado a un resistor (1). La tensión proporcionada por el generador se aplica directamente al resistor (2).

Consideremos un simple generador de tensión conectado a un resistor, como se muestra en la figura 2.25. Los dos elementos forman una única malla. La tensión proporcionada por el generador es la misma que se aplica a los extremos del resistor, el cual, con su valor, mediante la ley de Ohm, fijará el valor de la corriente que circula en el circuito. El valor de la resistencia determinará la corriente que pasa por el circuito. Si la resistencia fuera un circuito abierto (resistencia infinita), no pasaría corriente. Si sustituimos la resistencia por un cortocircuito (0Ω), tendremos una corriente infinita. Un generador de tensión ideal ofrece una tensión estable, mientras que la

corriente depende de aquello que le conectemos y, por tanto, no presenta ninguna dificultad para proporcionar una corriente infinita. Un generador real, en cambio, podría dañarse. Los alimentadores de laboratorio normalmente prevén la posibilidad de limitar la corriente suministrada para evitar que pueda causar daños al circuito.

Supongamos que conocemos la tensión V proporcionada por el generador y el valor de R . Para determinar la corriente, podemos observar que la tensión es la misma aplicada directamente a los terminales del resistor, por lo que podemos utilizar de forma inmediata la ley de Ohm:

$$I = \frac{V}{R}$$

Si nos imaginamos que tenemos un generador que proporciona 12 V y que le conectamos una resistencia de 1 k Ω , la corriente será igual a:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{12\text{ V}}{1000\ \Omega} = 0,012\text{ A} = 12\text{ mA}$$

Si, en cambio, queremos obtener una corriente determinada, podemos invertir la fórmula para que obtenga el valor de R:

$$R = \frac{V}{I}$$

Ahora imaginemos que volvemos a tener el generador de 12 V y que queremos que circule por el circuito una corriente equivalente a 100 mA:

$$I = \frac{12V}{0.1A} = 120\Omega$$

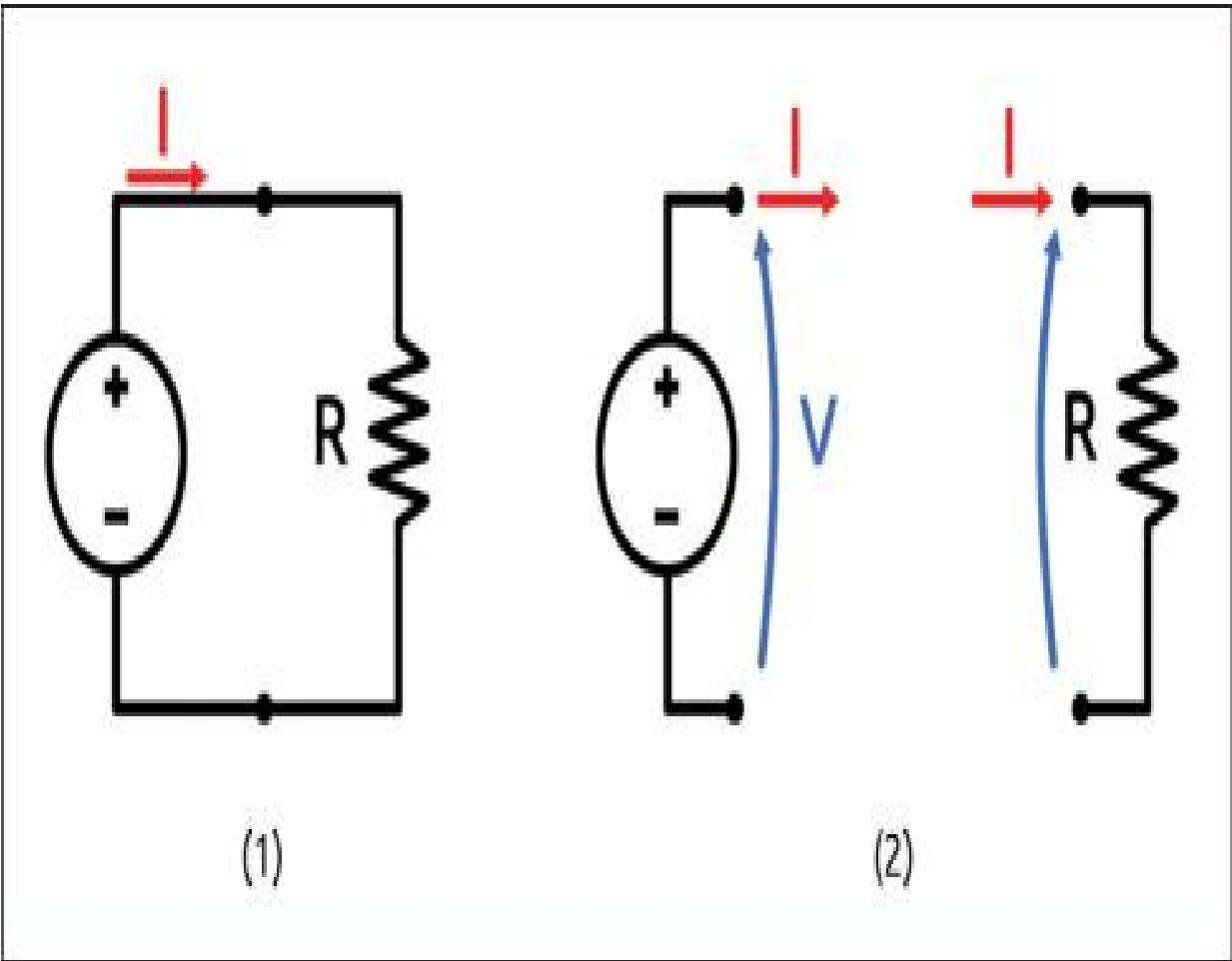


Figura 2.26 – Circuito formado por un generador de corriente conectado a un resistor (1).

La corriente proporcionada por el generador pasa por el resistor conectado (2).

De igual forma, podemos repetir los cálculos para un generador de corriente, aunque en un caso real es algo más difícil de encontrar (lo encontramos fabricado con un transistor dentro de circuitos concretos o integrados). El generador de corriente proporciona una corriente específica y fija, mientras que en sus extremos podemos encontrar cualquier tensión, impuesta por la carga que conectaremos. Al otro lado del generador de tensión, conectándole

una resistencia infinita (circuito abierto), la tensión será infinita, mientras que, si conectamos una resistencia nula (cortocircuito), la tensión será nula.

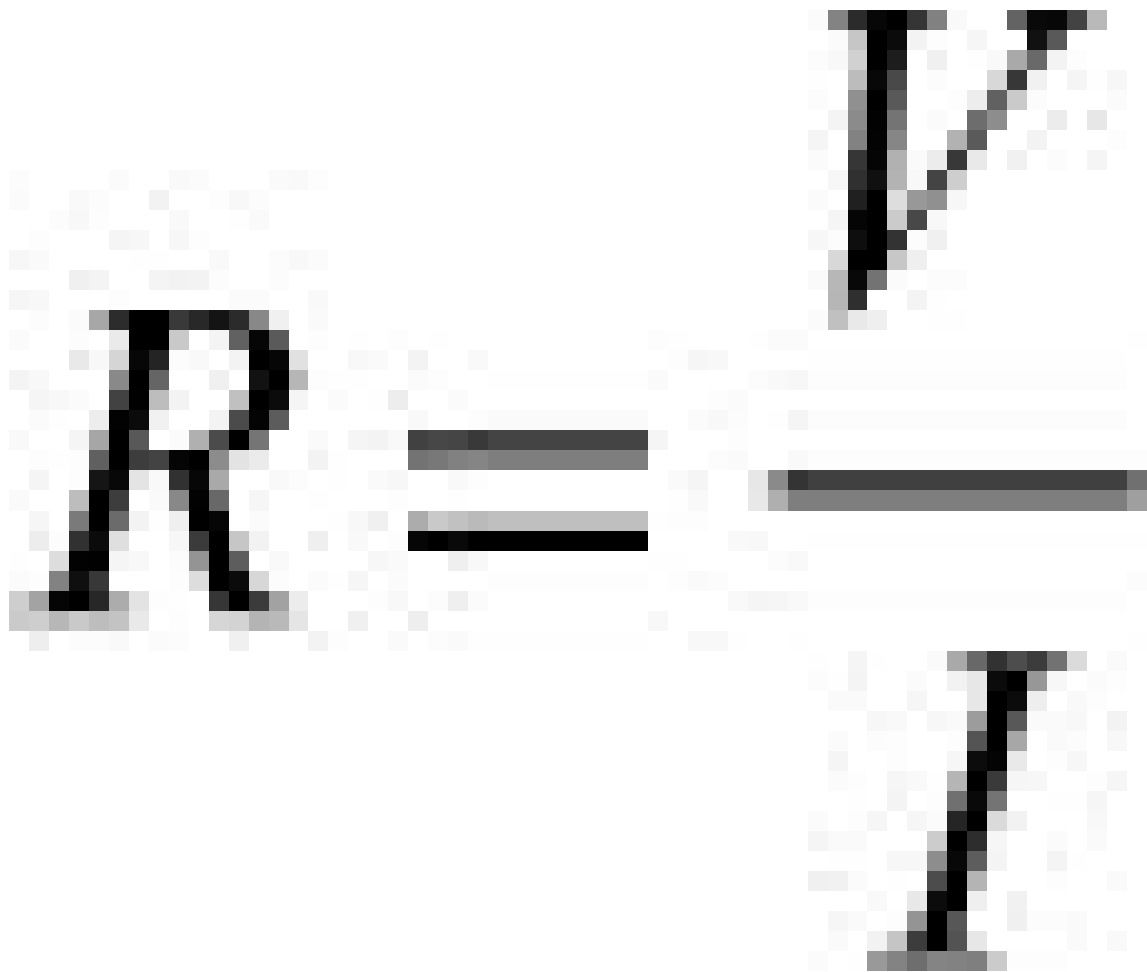
Con relación a la figura 2.26, supongamos que conocemos la corriente I proporcionada por el generador y el valor de R . Para determinar la tensión, observamos que la corriente que sale del generador entra directamente en los terminales de la resistencia, por lo que podemos utilizar inmediatamente la ley de Ohm:

$$V = I \times R$$

Si nos imaginamos que tenemos un generador que proporciona 1 A y que le conectamos una resistencia de 10 Ω , la tensión será igual a:

$$V = 1 \text{ A} \times 10 \text{ } \Omega = 10 \text{ V}$$

Si, en cambio, queremos obtener una tensión específica, podemos invertir la fórmula para obtener el valor de R :



A hand-drawn diagram illustrating the formula for resistance. On the left is a large, stylized letter 'R'. In the center is an equals sign '='. To the right of the equals sign is a horizontal line. Above this horizontal line is a large, stylized letter 'V'. Below the horizontal line is a large, stylized letter 'I'. The entire diagram is drawn with thick, black, hand-drawn lines on a white background.

$$R = \frac{V}{I}$$

Pensemos ahora que volvemos a tener el generador de 1 A y que queremos tener una tensión igual a 10 V en los extremos de la resistencia R:

$$R = \frac{10\text{ V}}{1\text{ A}} = 10\ \Omega$$

10. Adaptar un divisor de tensión

Creamos un divisor de tensión estudiando su comportamiento cuando le conectamos una carga resistiva.

Si conectamos dos resistencias en serie, estamos creando un divisor de tensión, un circuito que sirve para dividir la tensión y reducirla según las necesidades. El divisor se necesita cuando queremos obtener una tensión de 3 V a partir de una batería de 9 V. Pero la tensión extraída por un divisor es muy delicada, en el sentido de que ,si la utilizamos como referencia o para obtener una tensión de alimentación, será influida por aquello que le conectaremos. Por lo general, la tensión definida por el divisor se toma de un búfer que no modifica el equilibrio del divisor. Veamos cómo podemos configurar un divisor para obtener una tensión deseada y qué ocurre cuando le conectamos una carga o un circuito que alimentar (representado por una simple resistencia).

El circuito que analizaremos está formado por un generador de tensión y dos resistencias en serie. Según los casos que se presentan, podemos proceder de distintas maneras. Podemos:

- calcular la tensión en los extremos de dos resistencias conocidas;
- adaptar las resistencias para obtener tensiones específicas;

- adaptar las resistencias para obtener tensiones específicas y una absorción de corriente determinada.

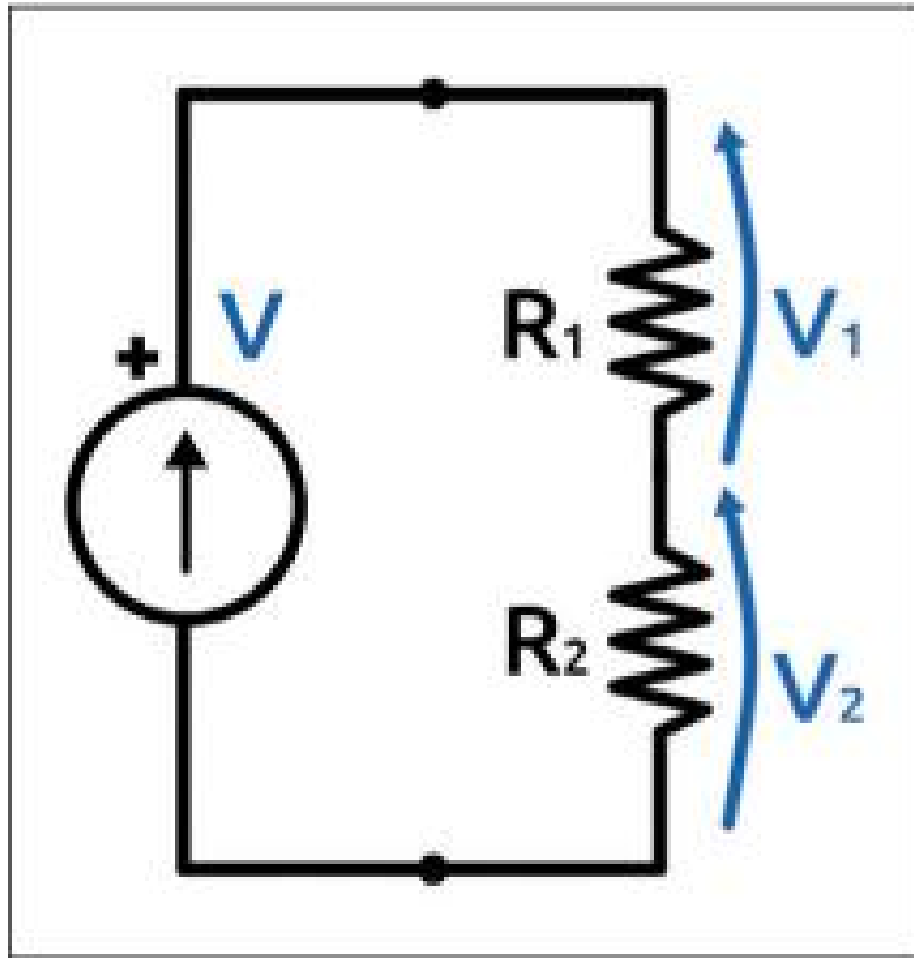


Figura 2.27 – Esquema eléctrico de un divisor de tensión conectado a una batería de 12 V.

Empezamos con el primer caso, en el cual suponemos tener un generador de tensión de 12 V conectado a una serie de dos resistencias: R_1 de 10 k Ω y R_2 de 2.2 k Ω . Para determinar la tensión a los extremos de los dos resistores, simplificamos la red de resistencias y obtenemos la resistencia equivalente. Con dos simples resistencias en serie, la operación es sencillísima y basta con sumar sus valores.

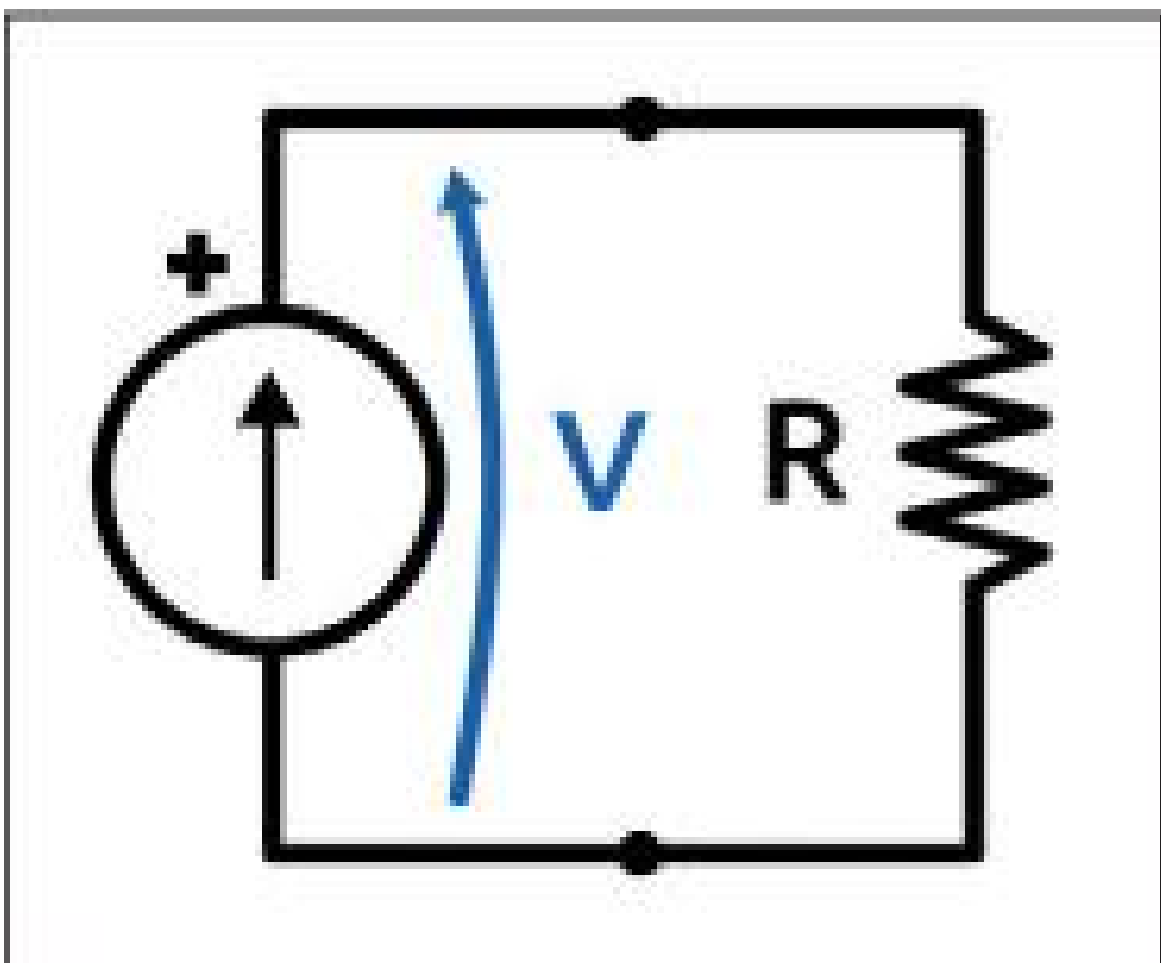


Figura 2.28 – Esquema eléctrico equivalente para la resolución del divisor de tensión.

Sumamos las dos resistencias:

$$R_{eq} = R1 + R2 = 10\,000 + 2200 = 12\,200\,\Omega$$

Con relación al circuito equivalente mostrado en la figura 2.28, calculamos con la ley de Ohm la corriente que circula en la única malla presente:

$$I = 0.98 \text{ mA}$$

Regresamos ahora al circuito mostrado en la figura 2.27: la corriente I pasa por ambos resistores y provocará una caída de tensión a los extremos de ambos componentes que podemos obtener aplicando la ley de Ohm:

$$V1 = I \times R1 = 0.98 \text{ mA} \times 10\,000 = 9.83 \text{ V}$$

Realizamos el cálculo para comprobar también la $V2$:

$$V_2 = I \times R_2 = 0.98 \text{ mA} \times 2200 = 2.16 \text{ V}$$

La suma de V_1 y V_2 debería dar como resultado 12 V, es decir, la tensión aplicada por el generador. Debido a las aproximaciones introducidas en los cálculos, su suma no es precisamente 12 V. Pueden observar que la tensión aplicada por el generador se divide proporcionalmente entre el valor de las resistencias existentes. Si R_1 y R_2 hubieran sido iguales, a sus extremos habríamos encontrado exactamente la mitad de la tensión de alimentación. En el segundo caso presentado, queremos obtener una tensión determinada utilizando el divisor. Supongamos que queremos obtener 5 V a los extremos de R_2 . Para determinar el resto del circuito, necesitamos otra variable. Vamos a tratar de calcular el valor que deberían tener R_1 y R_2 en serie (el valor de R de la figura 2.28):

$$R_{tot} = R_1 + R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

De este modo, vinculamos la corriente que circulará en la malla, que podemos calcular con la ley de Ohm:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{12V}{1000\Omega} = 0.0012A = 1.2mA$$

Después, obtenemos R2:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{5\text{ V}}{0,0012\text{ A}} = 4166\ \Omega$$

Podemos obtener R1 por la diferencia:

$$R1 = R_{\text{tot}} - R2 = 10\ 000 - 4166 = 5834\ \Omega$$

Estos valores muy concretos no se encuentran en el mercado y tendremos que aproximarlos con los valores comerciales más parecidos. Para obtener exactamente 5 V a los extremos de R2, tendremos que realizar más de un intento. Por ejemplo, podríamos utilizar para R1 una resistencia de 5.6 k Ω y para R2 elegir un valor de 3.9 k Ω . Si volvemos a realizar los cálculos, obtendríamos en este caso una V2 igual a 4.93 V, un valor aceptable. A menudo podemos tener la tentación de utilizar un divisor de tensión como si

fuera un regulador de tensión. Desafortunadamente, cuando conectamos otro circuito a su salida, estamos modificando el circuito y, si no estamos atentos, podríamos tener una sorpresa desagradable. Consideremos un divisor similar al que acabamos de adaptar, que proporciona 5 V a los extremos de la resistencia R_2 . Este divisor, que se muestra en la figura 2.29, está formado por dos resistencias ideales con valores de $700\ \Omega$ para R_1 y $500\ \Omega$ para R_2 .

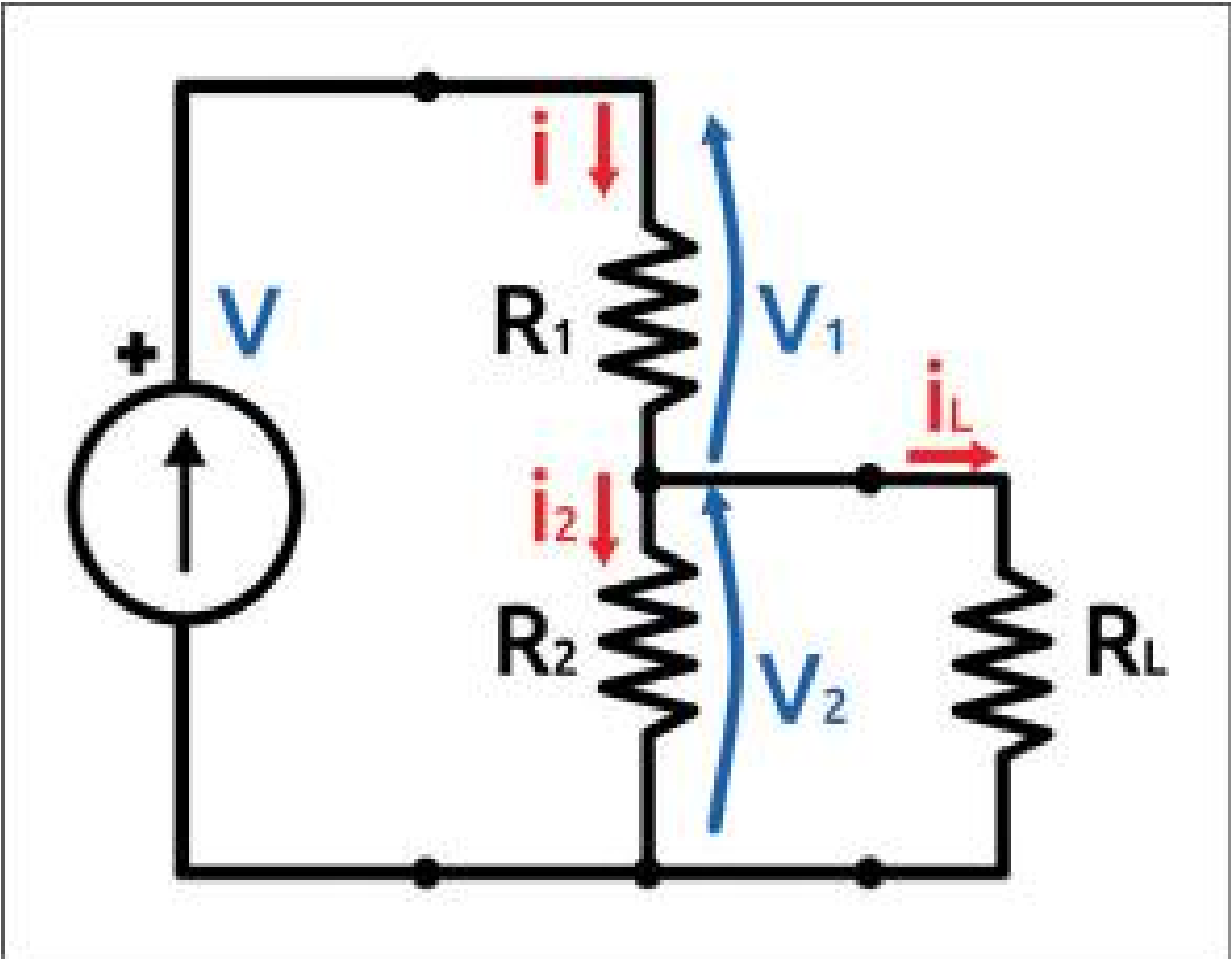
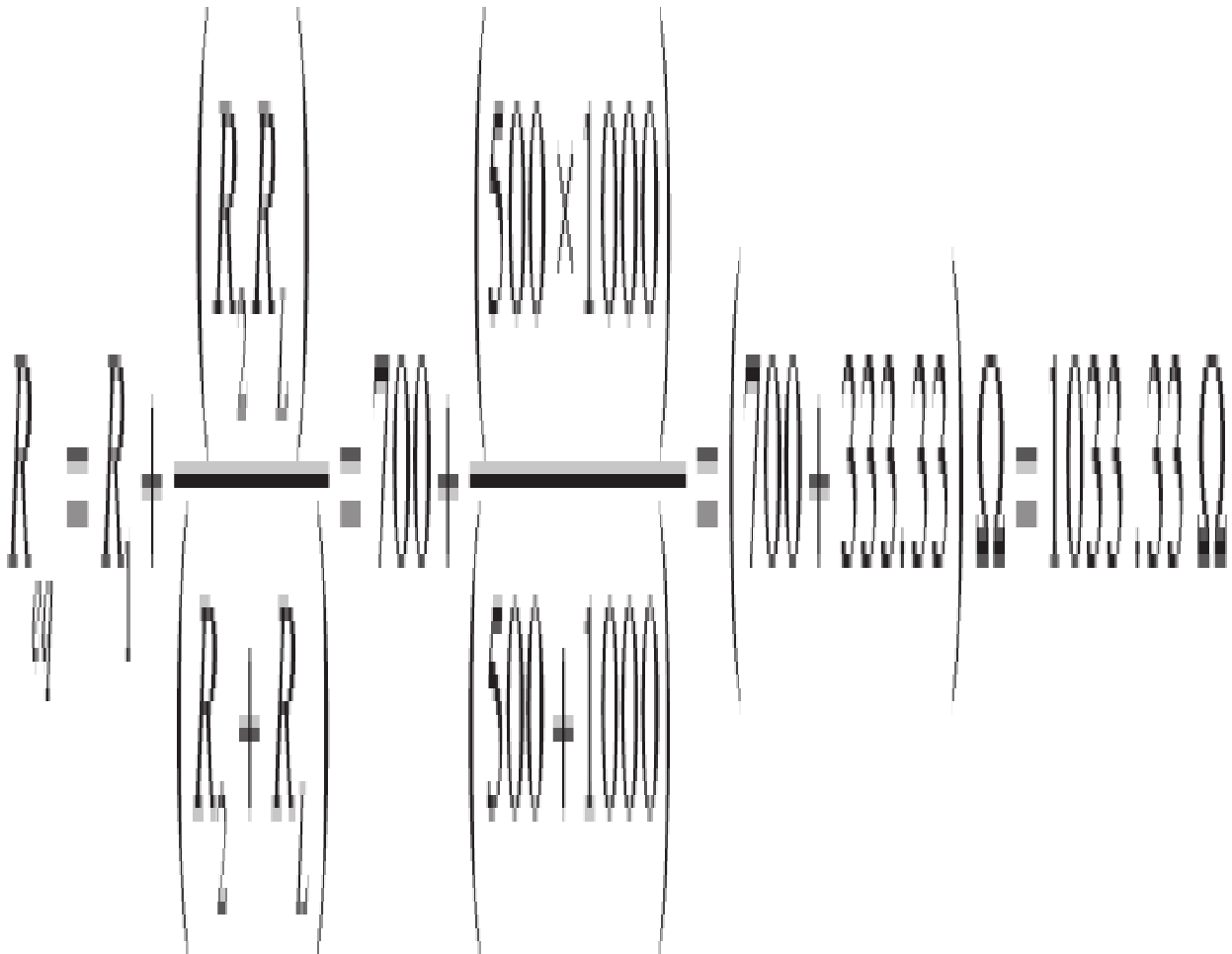


Figura 2.29 – Divisor de tensión con una carga conectada.

El generador conectado a las resistencias es de 12 V. Vamos a imaginar que queremos utilizar este sencillo circuito para alimentar otro circuito al que denominamos genéricamente carga. Para simplificar las cosas, nos

imaginamos que conectamos una resistencia R_L con un valor de $1\text{ k}\Omega$. De forma totalmente ingenua, esperaremos encontrar a sus extremos 5 V , pero desgraciadamente las cosas no funcionan así. Al introducir la resistencia de carga, hemos modificado el circuito: ¡ya no es una simple malla! La corriente que salía del generador y pasaba por R_1 y después por R_2 ahora se encuentra con una encrucijada y, después de R_1 , debe dividirse y discurrir un poco por R_2 y un poco por la carga. El hecho de haber añadido la R_L ha modificado la resistencia equivalente del circuito y, por tanto, la corriente total será distinta, así como las tensiones V_1 y V_2 . Vamos a realizar algún cálculo. En primer lugar, obtenemos la nueva resistencia equivalente, proporcionada por el paralelo de R_2 y R_L , después en serie con R_1 :



La corriente que sale del generador:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{12V}{1033,33\Omega} = 0,0116A = 11,61mA$$

La tensión V2 será proporcionada por la corriente I multiplicada por el paralelo de R2 y RL:

$$V_2 = I \frac{R_L}{R_1 + R_L} = 0.0116 \text{ A} \times 333.33 \Omega = 3.87 \text{ V}$$

Un valor muy distinto al previsto de 5 V. Si modificamos el valor de R_L , vemos que el valor de V_2 cambia de forma notable. Traten de insertar fórmulas en una hoja de cálculo para ver qué le ocurre a la tensión V_2 cuando R_L cambia. Pueden consultar algunos resultados en la tabla 2.4.

Tabla 2.4 – Variación de la tensión a los extremos del divisor con distintas cargas.

■

$R_L (\Omega)$	$V_2 (\text{V})$

10	0.17 V
100	1.27
1 k	3.87
10 k	4.85
100 k	4.95

■

Podemos observar que, cuanto mayor es la carga, menor será la corriente absorbida y la tensión V_2 permanecerá más cercana al valor que hemos supuesto de 5 V. El problema surge del paralelo entre R_2 y R_L : como hemos visto en páginas anteriores, la resistencia equivalente de una conexión en paralelo está fuertemente influenciada por el componente con el valor menor. Si queremos tener un divisor que modifique poco las tensiones asignadas, debemos reducir el valor de las resistencias que lo componen. Esto hará que aumente la corriente absorbida por el circuito y tendremos que buscar un equilibrio entre la carga que deseamos conectar y los elementos del divisor. Por este motivo, los divisores de tensión se utilizan rara vez como solución para alimentar circuitos, pues se prefieren circuitos que utilicen diodos Zener u otros tipos de reguladores.

Si aun así se ven obligados a utilizar un divisor resistivo, pueden utilizar un procedimiento empírico que define cómo se elegiría la R_2 en función de la carga que se deba conectar.

La carga está definida en términos de tensión y corriente absorbida. En tal caso, imaginemos que tenemos una carga con:

- tensión de alimentación de 3 V;
- corriente de alimentación requerida de 100 mA.

Nos referimos a la figura 2.29, donde esta vez el generador tendrá una tensión de 5 V. El procedimiento que hay que seguir es este:

1. al conocer la corriente que fluye por la carga (I_L), obtenemos empíricamente la I_2 , de manera que sea igual al 10 % de I_L ;
2. si sabemos la I_2 y conocemos cuál es la tensión que se debe aplicar a la carga, obtenemos la R_2 , también denominada bleeder resistor o resistencia de purga;
3. obtenemos la corriente que pasa por R_1 a partir de la suma de I_L y I_2 ;
4. si conocemos I_1 y la tensión a los extremos de R_1 , ya podemos determinar R_1 .

Vamos a realizar algún cálculo. Determino la I_2 :

$$I_2 = 10\% I_L = 0.1 \times 0.1 = 0.01 \text{ A} = 10 \text{ mA}$$

Obtengo el valor de R_2 :

$$R = \frac{V_{load}}{I_2} = \frac{3V}{0.010A} = 300\Omega$$

Redondeo el valor de R2 eligiendo el valor comercial que se acerque más al calculado:

$$R2 = 330\Omega$$

Vuelvo a calcular la I2 utilizando el valor correcto de R2:

$$I = \frac{3V}{330\Omega} = 0.0091A = 9.1mA$$

Ahora calculo la corriente que pasa por R1 teniendo en cuenta el nodo formado por el divisor y la carga:

$$I = I_2 + I_L = (0.0091 + 0.1)A = 0.1091 A$$

Por último, obtengo el valor de R1 teniendo en cuenta la diferencia de potencial a sus extremos ($V - V_{LOAD}$) y la corriente I que la atraviesa:

$$R = \frac{(V - V_w)}{I} = \frac{(5 - 3) \text{ V}}{0.1091} = 18 \Omega$$

En lugar de R1, puedo utilizar una resistencia de 19 o 15 Ω , o bien buscar otra del 1 % con el valor exacto.

Una vez consideradas las corrientes en juego, debo elegir adecuadamente la potencia de los componentes que voy a utilizar. A continuación pueden ver el cálculo de las potencias disipadas por las dos resistencias:

$$P1 = I^2 \times R1 = (0.1091)^2 \times 19 = 0.226 \text{ W}$$

$$P2 = I^2 \times R2 = (0.0091)^2 \times 330 = 0.027 \text{ W}$$

Para R1 deberíamos utilizar un resistor de 0.5 W como mínimo (de hecho, es preferible utilizar el doble del valor calculado). Para R2 podemos utilizar un resistor común de 0.25 W.

11. Adaptar un divisor de corriente

Del mismo modo que el divisor de tensión, existe también el divisor de corriente. Vamos a intentar adaptar uno.

Igual que en el caso de un divisor de tensión, dos (o más) resistores en paralelo forman un divisor de corriente y dividen una corriente en distintas ramas del circuito. Un divisor de corriente puede servir para crear una corriente de referencia, necesaria para un dispositivo en concreto. El circuito sufre los mismos problemas de sensibilidad y dependencia de factores externos que hemos indicado para el divisor de tensión. Por esta razón, en electrónica, para obtener corrientes específicas, se prefieren otros sistemas más precisos e independientes de la carga aplicada.

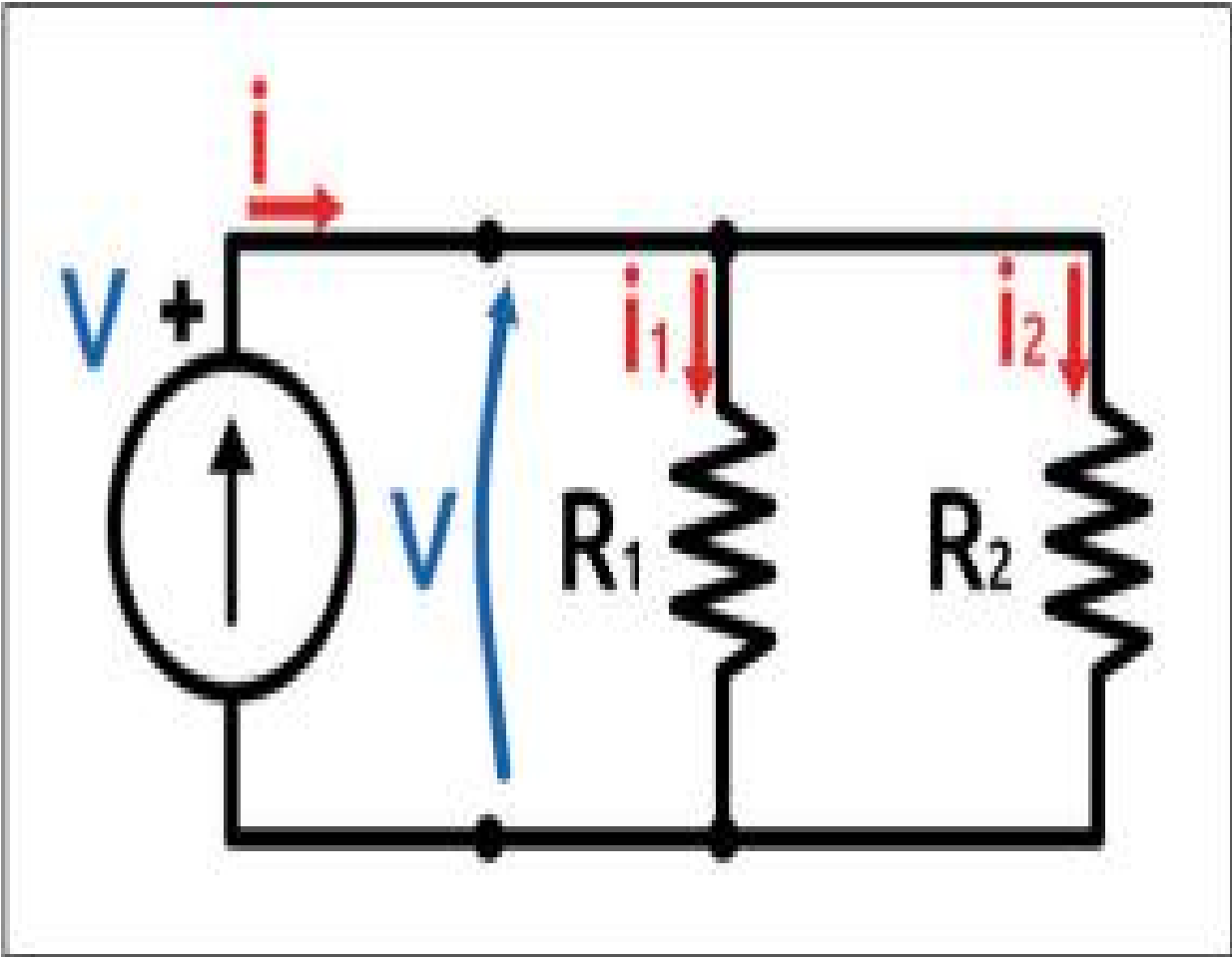


Figura 2.30 – Esquema eléctrico de un divisor de corriente conectado a un generador de tensión.

Para el divisor de corriente también pueden darse dos casos: el análisis o su diseño. Vamos a intentar diseñar un divisor con dos ramas por las cuales queremos que pasen 10 y 20 mA. A continuación vemos la información que conocemos:

- $V_{\text{batería}} = 9 \text{ V}$

- $I_1 = 10 \text{ mA}$

- $I_2 = 20 \text{ mA}$

En este caso, podemos determinar rápidamente las resistencias necesarias para obtener las corrientes solicitadas, porque a los extremos de los resistores hay 9 V. Mediante la ley de Ohm, tenemos:

$$R_1 = \frac{V_{bateria}}{I_1} = \frac{9 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 900 \Omega$$

$$R_2 = \frac{V_{bateria}}{I_2} = \frac{9 \text{ V}}{30 \text{ mA}} = 450 \Omega$$

Podemos obtener la resistencia total conectada a la batería a partir del paralelo R_1 y R_2 :

$$R_{total} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{450 \times 900}{450 + 900} = 300 \Omega$$

La corriente total proporcionada por la batería será igual a la suma de la corriente en las dos ramas, o bien se puede obtener verificando mediante la división de la tensión de la batería entre la resistencia total:

$$I_{\text{tot}} = \frac{9\text{V}}{300\Omega} = 0.030\text{A} = 30\text{mA}$$

12. Calcular la resistencia para encender un led a 12 V

Calculamos la resistencia correcta para encender un led sin dañarlo.

Adaptar la resistencia adecuada para encender un led es un problema habitual con el que se encuentra un diseñador electrónico. A menudo elegimos una resistencia al azar de entre las disponibles sin preocuparnos demasiado de cómo funciona este sencillo circuito. En otros casos, omitimos del todo la resistencia y conectamos el led al alimentador, con lo que corremos el riesgo de quemar el led y, por tanto, acortamos bastante su vida útil. Recordemos que el led es un componente electrónico que puede emitir luz, en el cual la corriente circula en un único sentido y que, para encenderse, necesita una tensión específica. Si se conecta en serie con un resistor, trataremos de ajustar correctamente la tensión y la corriente. Para encender un led, debemos aplicarle una tensión de entre 1.2 y 3 V, y una corriente de entre 10 y 20 mA: los valores dependen del tipo de led y del color de la luz (véase la tabla 2.5).

Tabla 2.5 – Tensiones de alimentación para led de distintos colores.

■

Color	Tensión (V)
Rojo	1.8
Amarillo	1.9

Verde	2.0
Azul	3.5
Blanco	3.0
Infrarrojo	1.3

■

Existen ledes capaces de emitir luz no visible, en la gama de los infrarrojos: son los que se utilizan en los mandos a distancia o en los visores nocturnos como fuentes de iluminación invisibles. Además de los ledes comunes de 3 a 5 mm, existen otros con formas especiales, cuadrados o triangulares, que se pueden utilizar como indicadores sobre paneles.

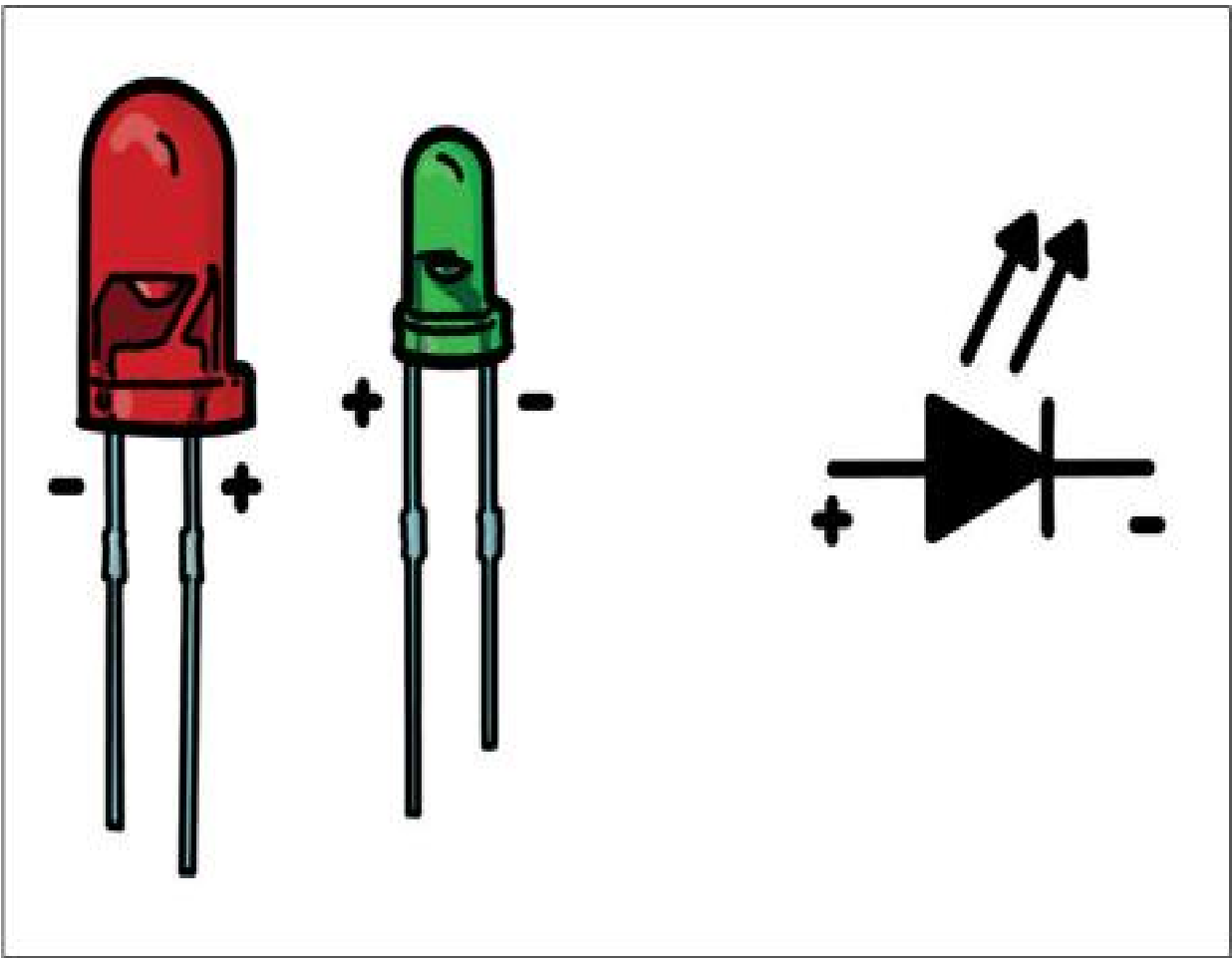


Figura 2.31 – Algunos ledes y su símbolo electrónico.

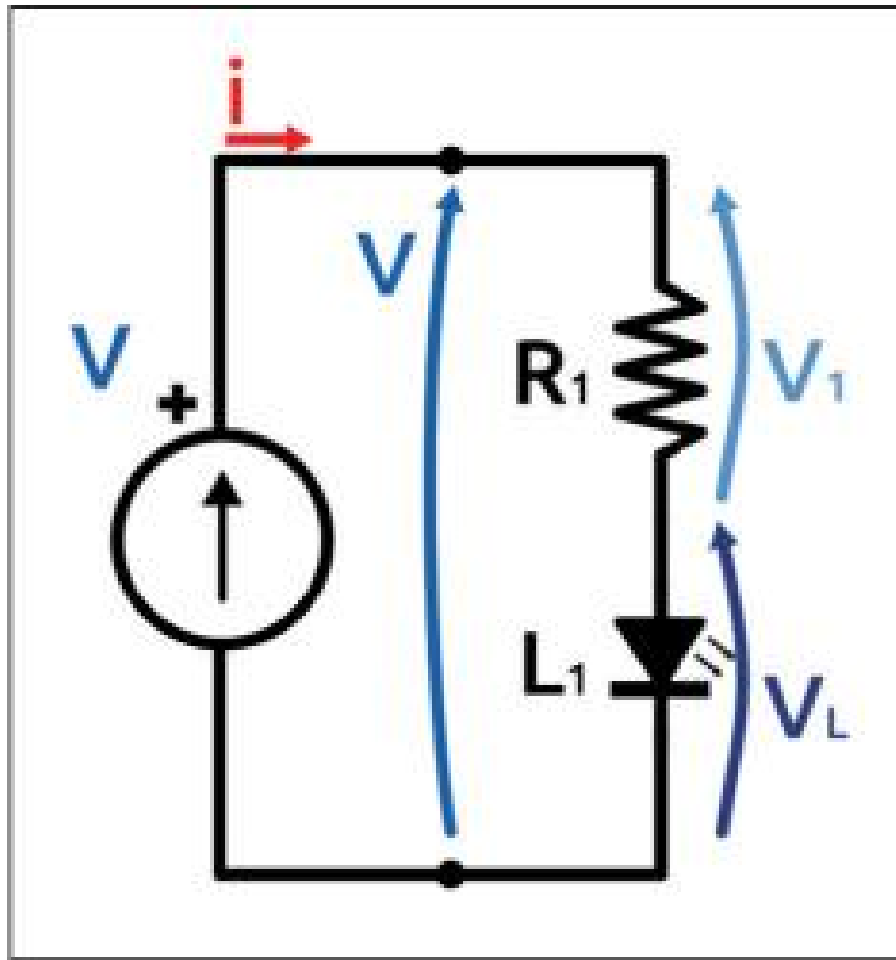


Figura 2.32 – Esquema del circuito simple que queremos calcular.

La pregunta que muchos se hacen cuando tienen un led en las manos es: ¿qué resistencia debo utilizar para no quemar el led? Para que el led se encienda correctamente, necesitamos una resistencia que haga que en el componente haya una caída de tensión de unos 2 V. Supongamos que utilizamos un generador de 12 V y un led verde que requiere una V_L de 2 V. La caída de tensión sobre la resistencia será, por tanto, de 10 V. Debemos elegir un valor adecuado para R_1 con el fin de que la corriente que circula por la malla formada por el generador, el led y la resistencia sea igual a 10 mA.

Si conocemos la caída de tensión y la corriente para la R1, utilizamos la ley de Ohm para calcular el valor:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{10V}{0.010A} = 1000\Omega$$

En este caso, el valor de la resistencia se puede encontrar en el mercado y no debemos utilizar aproximaciones.

Si la tensión de alimentación fuera distinta, bastaría con recalcular un nuevo valor para R1. Ahora supongamos que queremos alimentar el led a 24 V y que se encienda un poco más. Aumentamos la corriente a 15 mA. La resistencia que utilizaremos será:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{(24-2) \text{ V}}{0.015 \text{ A}} = 1467 \Omega$$

La tensión a los extremos de R1 surge de los 24 V de los cuales sustraemos la tensión del led. Esta vez no encontraremos en el mercado una resistencia de 1467 Ω y debemos sustituirla por una de 1500 Ω . Calculamos la corriente efectiva:

$$I = \frac{2V}{1500} = 0.0146A = 14.6mA$$

Si en el circuito de la figura 2.32 hubiéramos encontrado primero el led y después la resistencia, no habría cambiado nada. No es importante que la resistencia preceda al led para ralentizar la corriente: siempre hay que tener en cuenta una malla cerrada, con todos los componentes que hay en su interior. No importa si la resistencia está antes o después; lo importante es que esté. Los cálculos son exactamente idénticos. Recuerden que la metáfora acuática muchas veces no funciona y puede inducir a errores y confusiones.

13. Utilizar un generador real

¿Cómo se comporta un generador real? ¿Qué impacto tiene sobre un circuito y cómo podemos detectar la presencia de una resistencia interna en el generador?

Hasta ahora, hemos estado tratando con generadores ideales, capaces de proporcionar una tensión o una corriente precisas, sin limitaciones. Si realizamos un circuito electrónico y lo alimentamos con una batería, enseguida nos damos cuenta de que existen discrepancias con nuestros cálculos teóricos. Al pasar de un esquema electrónico a la realidad, son muchos los factores secundarios que intervienen y, si queremos ser muy concretos, daríamos con innumerables posibilidades para complicar el modelo de nuestro circuito y hacerlo lo más realista posible. Podríamos, por ejemplo, considerar también la resistividad de los cables o utilizar modelos más precisos para nuestros componentes. La mayor parte de las veces, este tipo de complicaciones son injustificadas y poco útiles a fines prácticos. Sin embargo, puede ser interesante tener en cuenta cómo se comportan un generador real o una batería e incluir estas observaciones en nuestro esquema electrónico.

Una batería real, por ejemplo, de 9 V, presentará una tensión nominal en sus extremos que en un principio podría acercarse a la tensión declarada. Podemos comprobarlo midiéndola de vacío con un tester. En cuanto conectamos la batería al circuito, modificamos su estado. Empiezan a fluir electrones, se llevan a cabo reacciones químicas y la tensión en los terminales varía. Para tener en cuenta los fenómenos internos, se utiliza un modelo que incluya una resistencia interna. Su presencia explica por qué medimos una tensión distinta en vacío y con carga, así como por qué la

batería se calienta durante su uso. El valor muy pocas veces se indica en las especificaciones técnicas y probablemente, si nos interesa, solo nos quedará intentar obtenerlo de forma empírica o suponerlo (lo habitual es que sea un valor muy bajo, de ohmios o fracciones de ohmio).

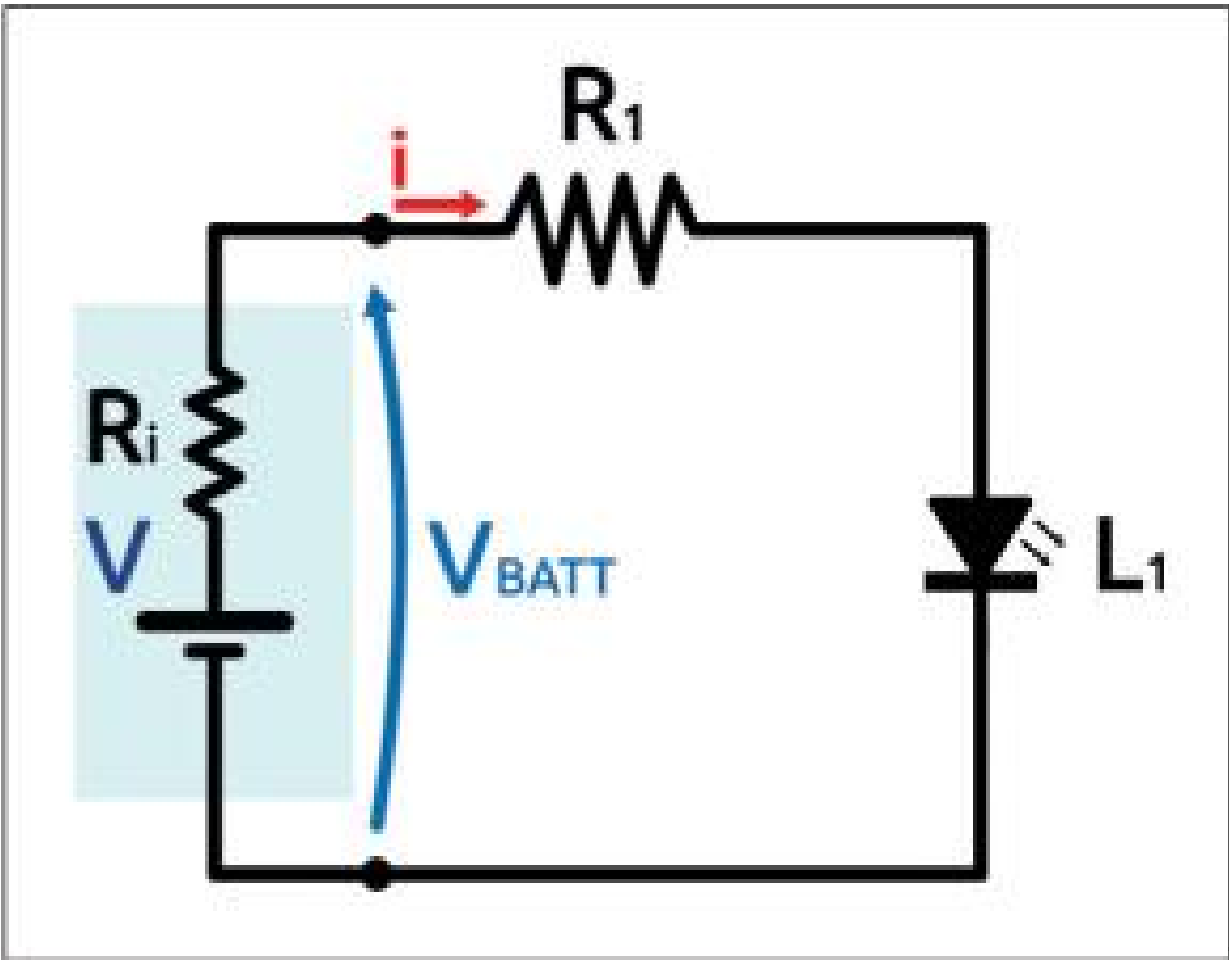


Figura 2.33 – Modelo de generador real conectado a un led y una resistencia.

Vamos a intentar realizar algún cálculo basándonos en la figura 2.33, en la cual vemos una batería de 9 V, conectada a un led, y una resistencia de 470 Ω . La resistencia interna R_i del generador equivale a 1 Ω . Cuando la batería se desconecta del circuito, si medimos la tensión en sus extremos,

obtendremos exactamente 9 V, porque no pasa corriente a través de R_i y, por tanto, en sus terminales encontramos justo la tensión V . Al conectar led y resistencia, en el circuito se establece la corriente i que podemos calcular:

$$i = \frac{V - V_{LED}}{R_i + R} = \frac{(9 - 1.8) \text{ V}}{(1 + 470) \Omega} = 0.0153 \text{ A} = 15.3 \text{ mA}$$

Si conocemos la corriente i , podemos determinar la caída de tensión en R_i y, así, obtener la tensión presente en los extremos de la batería con carga:

$$V_{BAT} = V - i \times R_i = 9 - (0.0153 \times 1) = 8.985 \text{ V}$$

Mayor será la corriente que circula en el circuito, por ejemplo, al conectar una carga de bajo valor resistivo, y mayor será la caída de tensión en los extremos de la batería.

14. Adaptar la potencia para una resistencia

Si una corriente demasiado elevada atraviesa una resistencia, esta puede dañarse irreparablemente. Calculamos la potencia absorbida por un componente resistivo y vemos cómo elegir con seguridad una resistencia.

Las resistencias, cuando las atraviesa una corriente, se calientan. Si la corriente que pasa es notable, la resistencia podría calentarse mucho y llegar a dañarse. La potencia disipada siempre debe ser menor que la potencia máxima que puede soportar el componente. Los resistores más comunes son los de $\frac{1}{4}$ de vatio (0.250 W o 250 mW). También es posible encontrarlos de $\frac{1}{8}$ (0.125 W o 125 mW) de vatio, o bien un poco más grandes para potencias de $\frac{1}{2}$, 1 o 2 W.

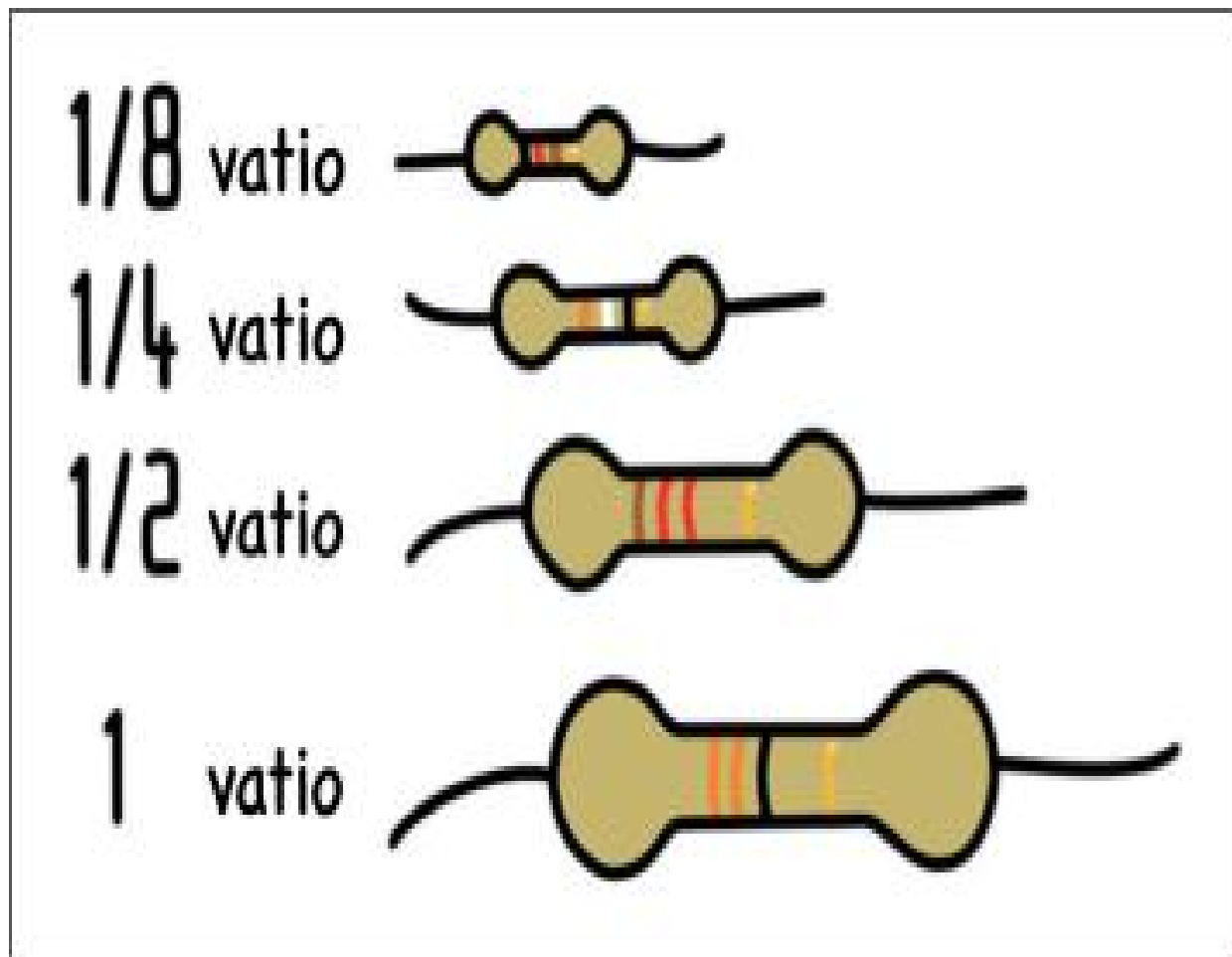


Figura 2.34 – Resistores capaces de soportar distintas potencias.

Existen resistores de cable con el envoltorio de cerámica o de cemento capaces de soportar potencias de desde 5 o 10 hasta incluso 20 W. Si la potencia que se debe disipar es notable, se pueden utilizar también resistores dotados de aletas de enfriamiento.

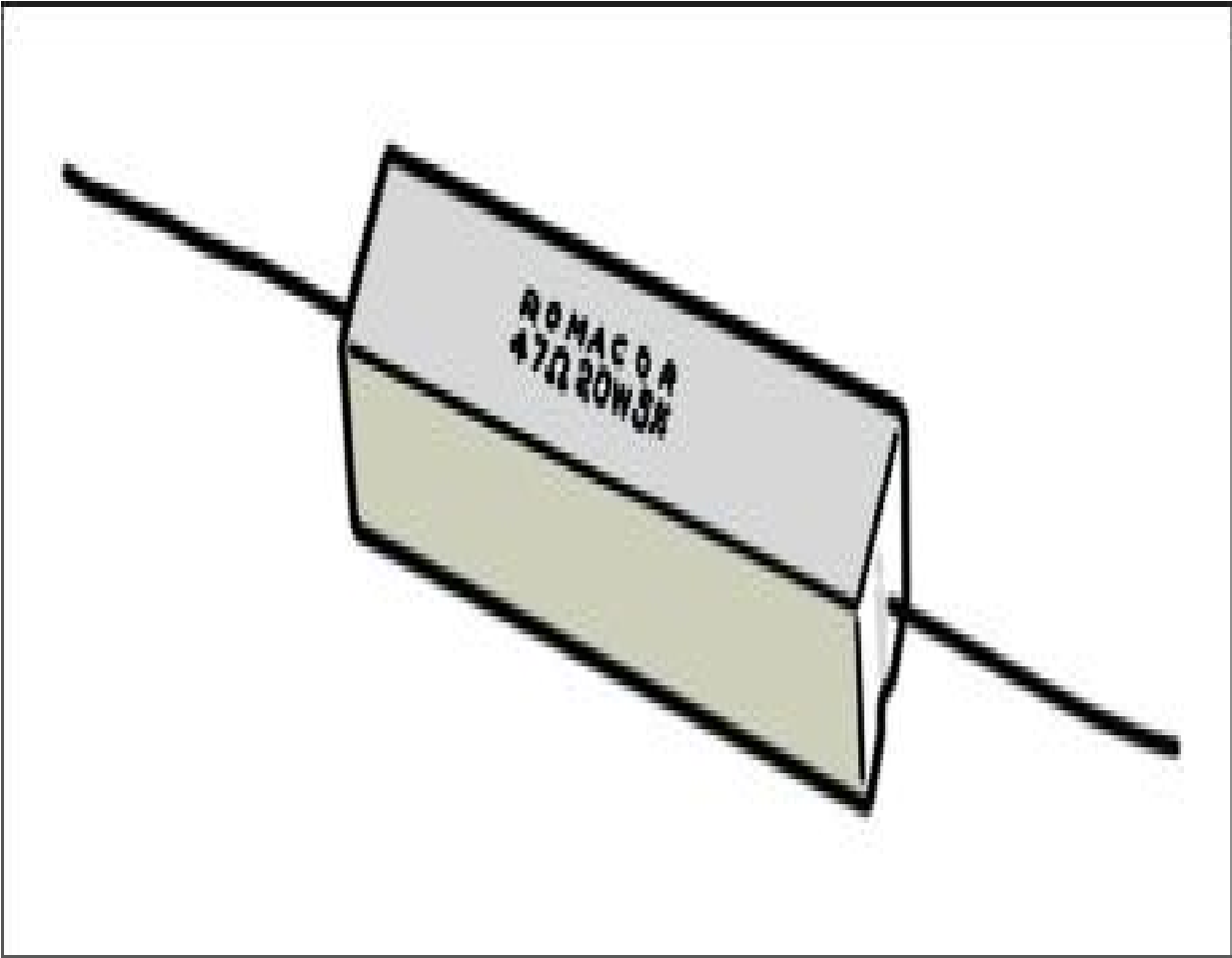


Figura 2.35 – Un resistor de cable de cerámica puede disipar potencias importantes.

Toda la potencia que disipa un resistor se transforma en calor y esto puede ser un problema si no lo tenemos en cuenta al diseñar un circuito. Tras haber determinado qué resistores necesitamos, siempre debemos preguntarnos qué potencia tendrán que disipar para poder elegir así el modelo adecuado. Los diseñadores suelen ser muy prudentes y doblan el valor calculado. Si una resistencia deberá soportar una potencia de 100 mW, se elige una de, como mínimo, 200 mW y, dado que no existe un modelo de este tipo, se opta por la clase de potencia que más se acerca, pero con el valor mayor: $\frac{1}{4}$ de vatio (0.250 W).

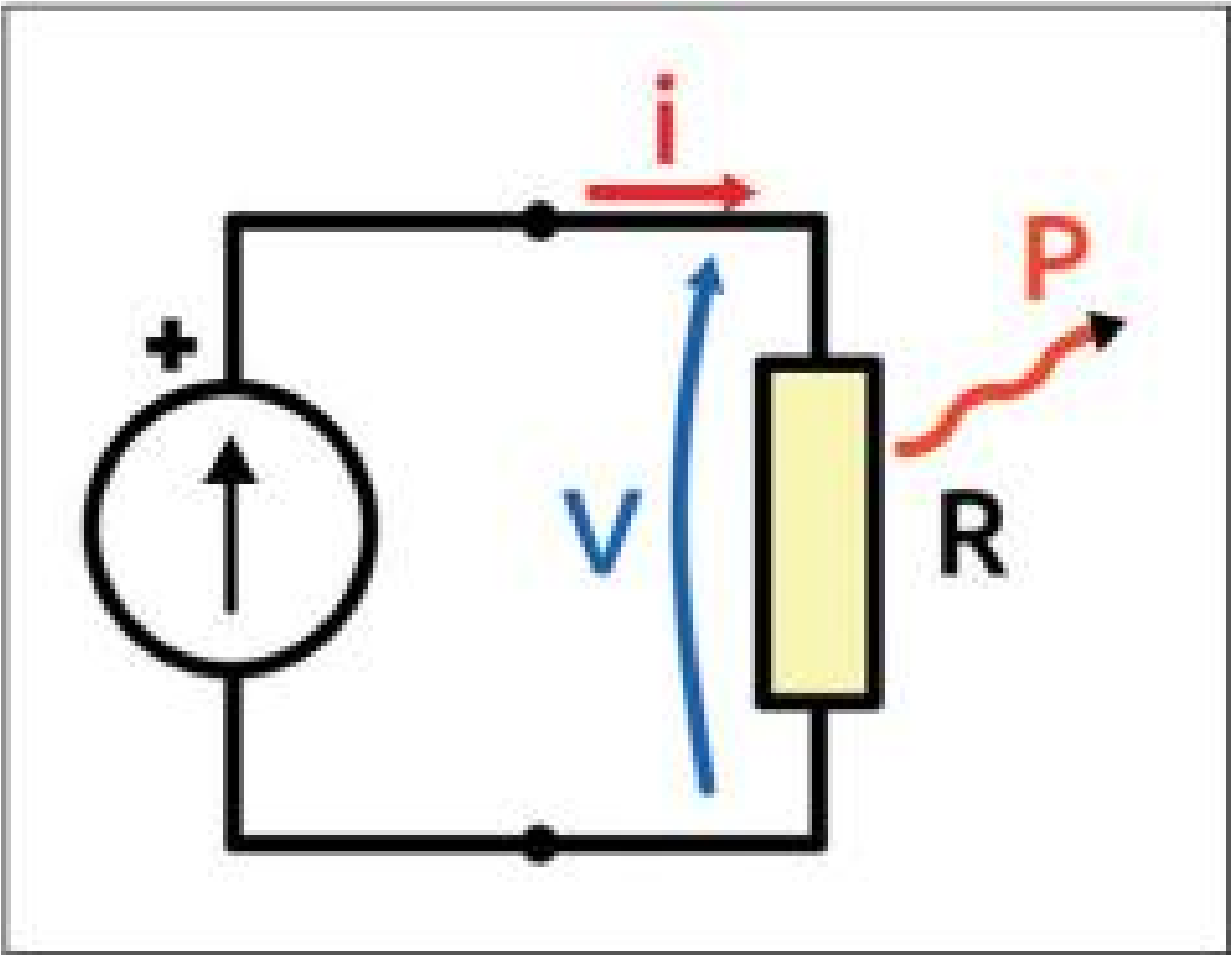


Figura 2.36 – Un componente electrónico al cual se aplica una tensión V y que absorbe una corriente i disipa una potencia equivalente a P .

Para calcular la potencia absorbida por un componente o por un circuito entero, podemos multiplicar la tensión aplicada por la corriente absorbida. Esta regla funciona si el componente o el circuito es puramente resistivo; de no ser así, el cálculo no es correcto: la energía absorbida podría no ser solo disipada en calor, sino utilizada para generar fotones, crear campos eléctricos o magnéticos, almacenarse en alguna parte... Sin embargo, la regla nos da una indicación aproximada del consumo energético del dispositivo y permite realizar algunas consideraciones respecto a la corriente absorbida o a la cantidad de calor generada.

En el caso más simple, podemos calcular la potencia disipada en calor de una resistencia o de un componente resistivo. Supongamos que tenemos un dispositivo, como se muestra en la figura 2.36, que se alimenta a 12 V y absorbe 1 A. La potencia disipada será:

$$P_{dis} = V \times I = 12 \text{ V} \times 1 \text{ A} = 12 \text{ W}$$

Si aplicamos esta fórmula a un generador, podemos, en cambio, conocer cuál será la potencia que podrá suministrar al circuito. Utilizaremos esta fórmula también sobre un dispositivo usuario, cuando no estemos seguros de cómo se utilizará la potencia. Este es el caso de un led, donde no existe una disipación en calor y la energía se transforma en luz. Si conocemos la potencia absorbida, podemos determinar la corriente. Si un componente disipa 100 W y se alimenta a 12 V, obtenemos la corriente absorbida:

$$I = \frac{P}{V} = \frac{100\text{ W}}{12\text{ V}} = 8.3\text{ A}$$

Cuando calculamos la potencia disipada por un resistor o un elemento resistivo, también podemos utilizar la siguiente fórmula, en la cual aparece el valor de la resistencia:

$$P = I^2 \cdot R = \frac{V^2}{R}$$

Este tipo de fórmula indica que el dispositivo usará la potencia disipándola en forma de calor.

En un circuito alimentado tenemos un equilibrio de potencias. La potencia proporcionada por el generador se divide entre los distintos componentes del circuito que la disipan o transforman.

$$P_{suministrada} = P_{utilizada}$$

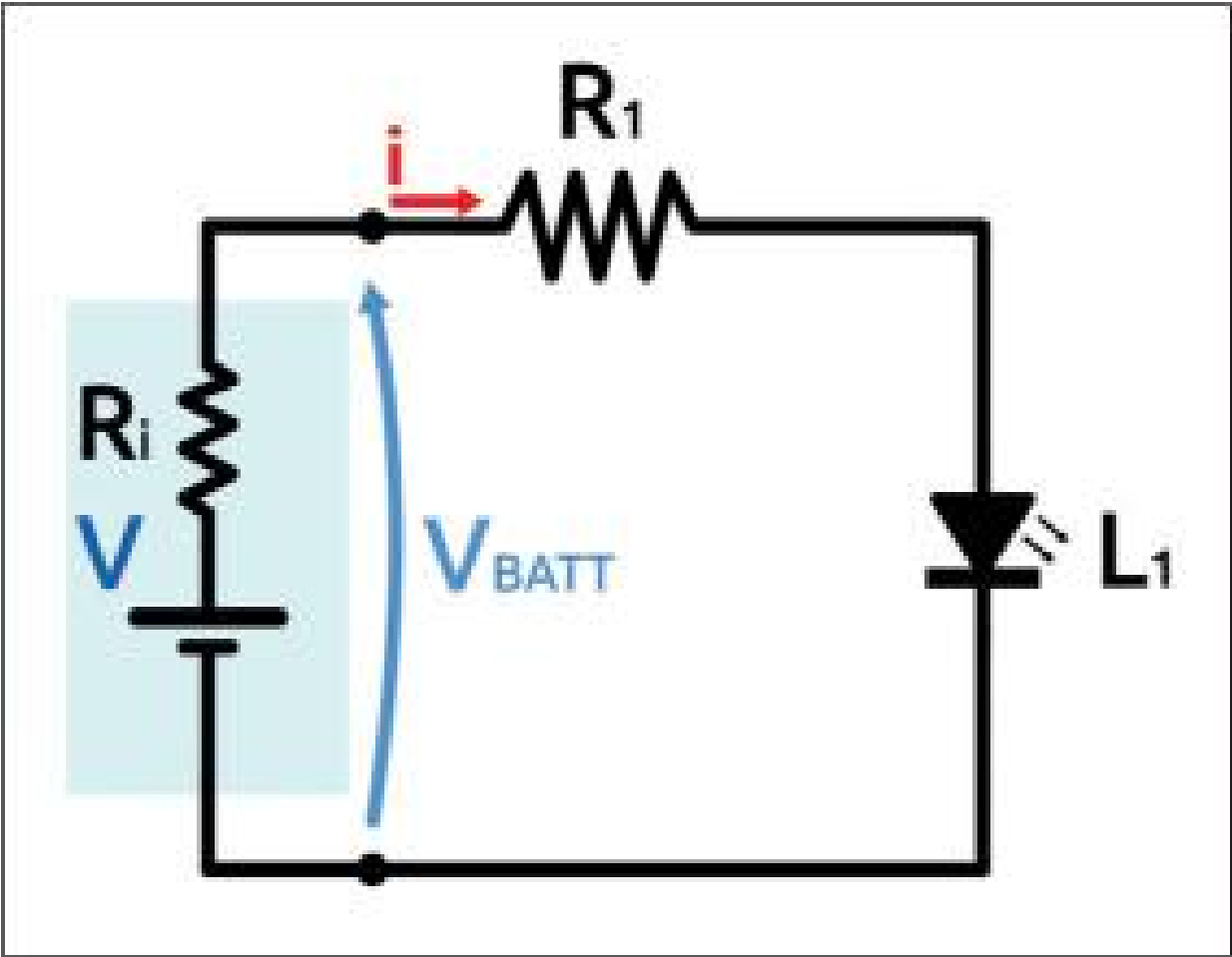


Figura 2.37 – Circuito eléctrico para el cálculo del equilibrio energético.

Utilizando el esquema que se muestra en la figura 2.37, vamos a tratar de realizar algunas consideraciones energéticas acerca del circuito.

Supongamos que está alimentado a 9 V por una batería y que la batería tiene una resistencia interna de 1 Ω . Conectamos a la batería una resistencia de 560 Ω y un led con una tensión de ignición de 1.8 V. Empezamos calculando la corriente que circula en la única malla existente:

$$i = \frac{(9 - 1.8) \text{ V}}{(560 + 1) \Omega} = 0.0128 \text{ A} = 12.8 \text{ mA}$$

Con la fórmula para la potencia, calculamos la potencia que puede suministrar la batería:

$$P_{\text{disponible}} = V \times I = 9 \text{ V} \times 12.8 \text{ A} = 115.2 \text{ mW}$$

Ahora calculamos las potencias disipadas o consumidas por los distintos elementos. Como es real, la batería también consumirá una determinada potencia, disipada en calor:

$$P_{bat} = I_2 \times R_i = 0.01282 \times 1 \Omega = 0.16 \text{ mW}$$

Después tenemos la potencia disipada por la resistencia R1:

$$P_{R1} = I_2 \times R_1 = 0.01282 \times 560 = 91.75 \text{ mW}$$

Para que la resistencia no resulte dañada, tendremos que utilizar un valor equivalente, como mínimo, al doble de la potencia absorbida, por lo que será necesario utilizar una resistencia de 0.25 W.

El led consume potencia que, sin embargo, no se disipa en forma de calor, sino que se transforma en luz. Estamos simplificando su modelo porque, si quisiéramos complicar las cosas, también el led tendría una resistencia interna y podríamos tener en cuenta la resistencia de los cables eléctricos. Para el led, por tanto, utilizaremos:

$$P_{LED} = V_{led} \times I = 1.8 \text{ V} \times 0.0128 \text{ A} = 23 \text{ mW}$$

El equilibrio de potencias será:

$$P_{disp} = P_{bat} + P_{R1} + P_{led} = 115.2 \text{ mW} \simeq (0.16 + 91.75 + 23) \text{ mW}$$

No hemos obtenido un equilibrio exacto debido a las aproximaciones introducidas.

15. Resolver una red compleja con Kirchhoff

Tratamos de resolver un circuito mediante la ley de Kirchhoff, identificando las mallas y los nodos presentes.

En el capítulo introductorio de este libro, hemos presentado las leyes de Kirchhoff para la resolución de un circuito. Como en muchas ocasiones tendremos que aplicar estos principios para resolver circuitos eléctricos y electrónicos, es importante tener presentes los conceptos básicos:

- fijar las convenciones para corrientes y tensiones;
- identificar el número de variables que hay que calcular;
- identificar mallas y nodos y un número igual a las variables existentes.

Aunque este tipo de procedimiento es muy útil y puede resolver muchos tipos de redes eléctricas, cuando el número de variables aumenta, los cálculos pasan a ser complejos. Las ecuaciones para nodos y mallas forman un sistema que se resuelve ejecutando un determinado número de cálculos y pasos, que pueden ser muchos y durante los cuales resulta muy fácil equivocarse. Se recomienda aprender el método que conviene aplicar en los casos más sencillos. Para los casos con más de tres ecuaciones, es preferible

utilizar un simulador o un sistema de cálculo automático como LTSpice o TinkerCAD circuits.

Vamos a intentar resolver una red con algunos generadores y resistencias que, para simplificar las cosas, asumimos que todos tienen un valor de $100\ \Omega$. El esquema eléctrico se muestra en la figura 2.38.

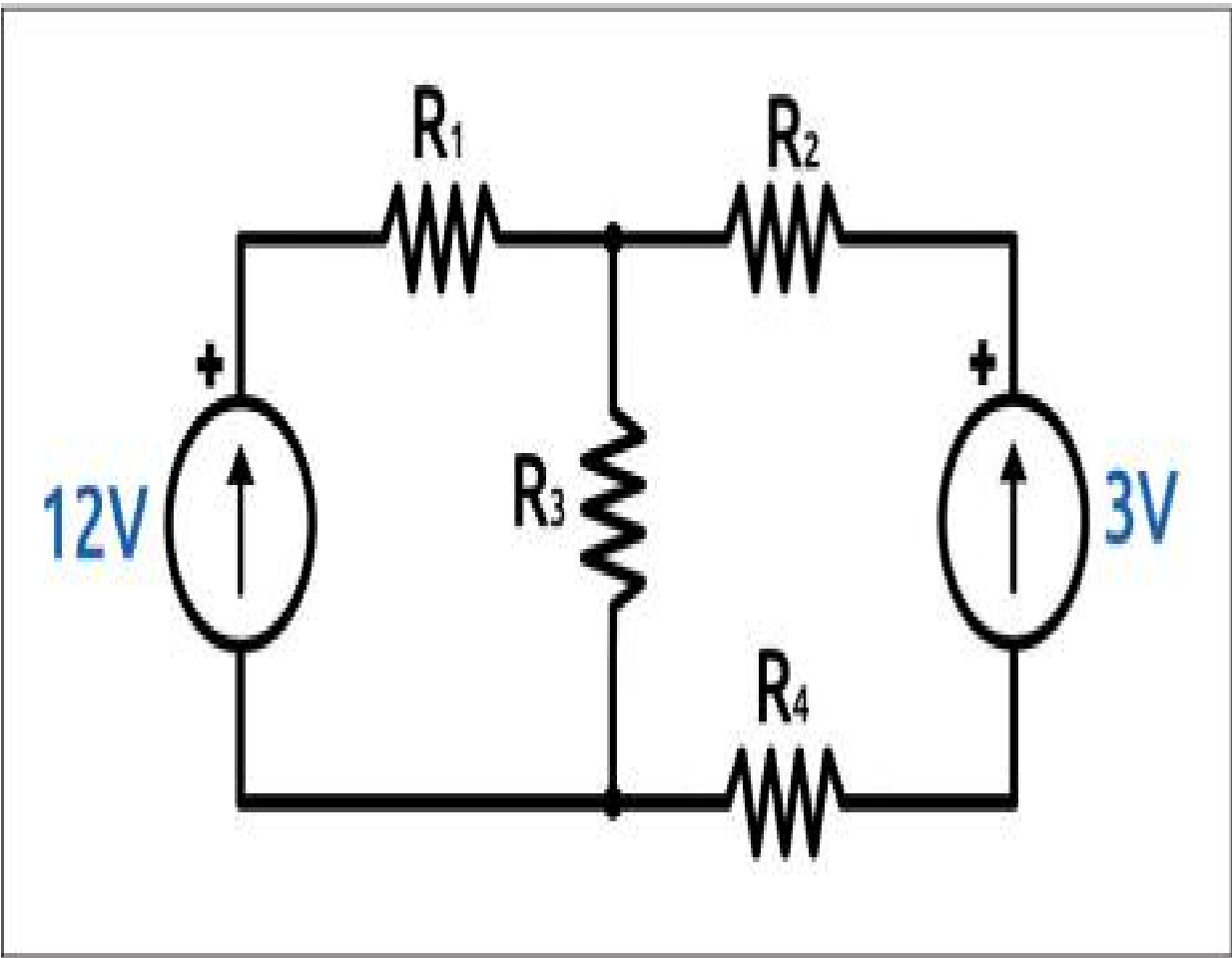


Figura 2.38 – Circuito eléctrico con generadores y resistores.

Fijamos las convenciones:

- las tensiones orientadas en sentido horario son positivas;
- las corrientes que salen de un nodo son positivas.

Queremos determinar todas las corrientes y las tensiones en la red. Podemos asumir que desconocemos todas las corrientes y que, por tanto, estas serán nuestras variables. Así, tenemos: i_1 , i_2 , i_3 e i_4 . Sin embargo, podemos observar que i_4 e i_2 son idénticas, porque circulan en la misma malla. Por tanto, tenemos solo tres incógnitas.

Analizaremos dos mallas y un nodo para extraer las ecuaciones resolutiveas. Anotamos el esquema, como se muestra en la figura 2.39, señalando las corrientes y las tensiones. Podemos ignorar el sentido de las corrientes y asignarlo según nos plazca. Los resultados finales confirmarán o desmentirán nuestras hipótesis. En el caso de encontrarnos con una corriente negativa, significaría que inicialmente hemos supuesto el sentido contrario al real. Bastará con girar su sentido.

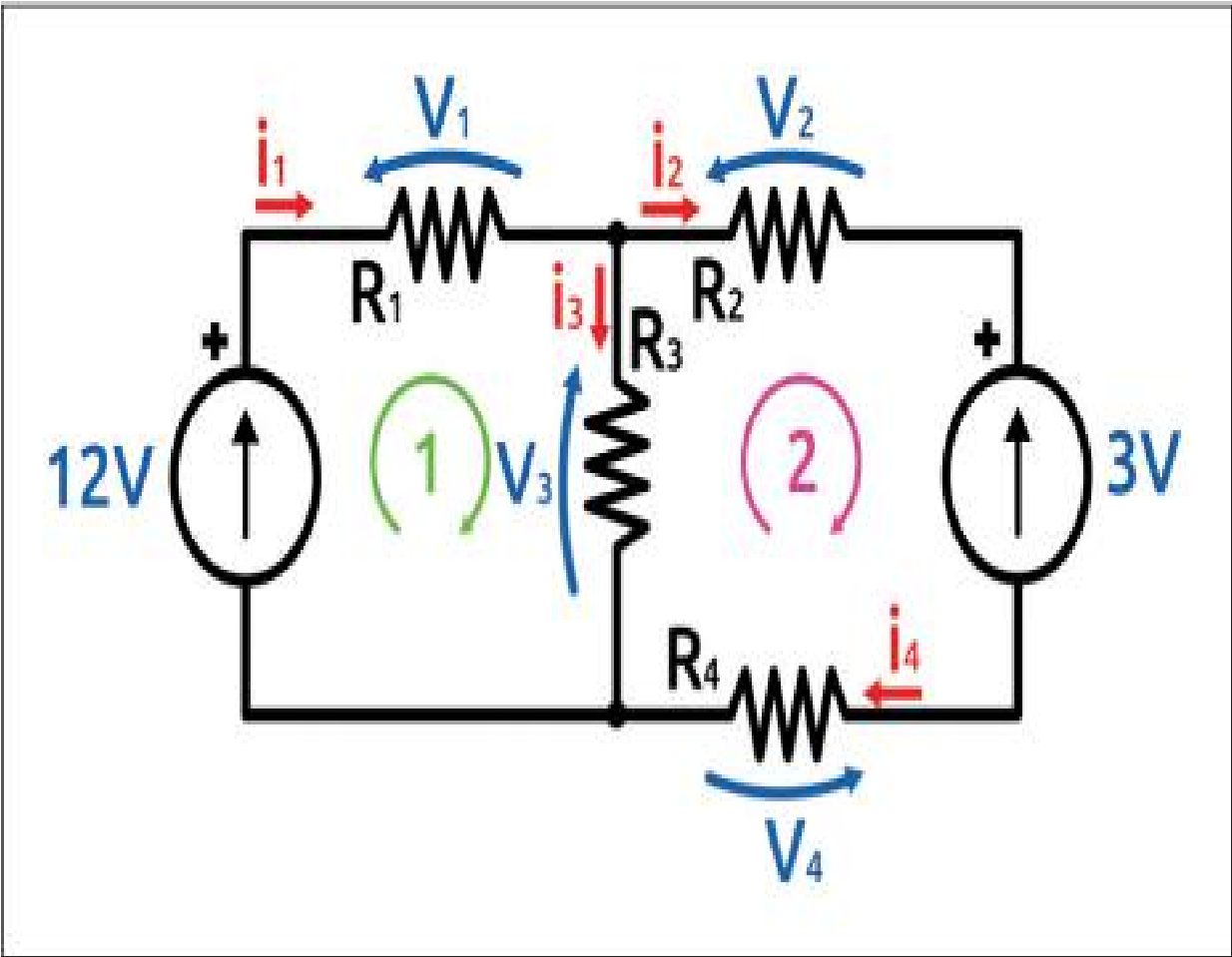


Figura 2.39 – Circuito eléctrico con generadores y resistores.

Señalamos las corrientes de manera que entren en las resistencias.
Recorremos la primera malla y escribimos la ecuación correspondiente:

$$12 \text{ V} - i_1 R_1 - i_3 R_3 = 0$$

Para la segunda malla:

$$i_3 R_3 - i_2 R_2 - 3 \text{ V} - R_4 i_2 = 0$$

Después, consideramos el nodo formado por R1, R2 y R3:

$$i_2 + i_3 - i_1 = 0$$

Tenemos un sistema formado por tres ecuaciones.

$$\left\{ \begin{array}{l} 12 \text{ V} - i_1 R_1 - i_3 R_3 = 0 \\ i_3 R_3 - i_2 R_2 - 3 \text{ V} - R_4 i_2 = 0 \\ i_2 + i_3 - i_1 = 0 \end{array} \right.$$

Podemos sustituir los valores de las resistencias en las ecuaciones:

$$\left\{ \begin{array}{l} 12 \text{ V} - 100i_1 - 100i_3 = 0 \\ 100i_3 - 100i_2 - 3 \text{ V} - 100i_2 = 0 \\ i_2 + i_3 - i_1 = 0 \end{array} \right.$$

Podemos incluir i_1 en la primera ecuación:

$$100i_1 = 12\text{ V} - 100i_3$$

$$i_1 = \frac{12\text{ V}}{100\ \Omega} - i_3$$

Resolvemos la segunda ecuación para i_2 :

$$200i_2 = 100i_3 - 3\text{ V}$$

$$i_2 = \frac{100}{200}i_3 - \frac{3\text{ V}}{200}$$

Ahora, el sistema es:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_1 = \frac{12 \text{ V}}{100} - i_3 \\ i_2 = \frac{100}{200} i_3 - \frac{3 \text{ V}}{200} \\ i_2 + i_3 - i_1 = 0 \end{array} \right.$$

Podemos sustituir las primeras dos ecuaciones en la tercera y obtener i_3 .

Con algún cálculo sencillo, deberían acabar obteniendo:

$$i_1 = 66 \text{ mA}$$

$$i_2 = 12 \text{ mA}$$

$$i_3 = 54 \text{ mA}$$

A continuación podemos obtener todas las tensiones del circuito, en concreto las que se encuentran sobre las resistencias:

$$V_{R1} = R_1 i_1 = 100 \times 66 \text{ mA} = 6.6 \text{ V}$$

$$V_{R2} = R_2 i_2 = 100 \times 12 \text{ mA} = 1.2 \text{ V}$$

$$V_{R3} = R_3 i_3 = 100 \times 54 \text{ mA} = 5.4 \text{ V}$$

$$V_{R4} = R_4 i_4 = 100 \times 12 \text{ mA} = 1.2 \text{ V}$$

Y comprobamos que la suma de las tensiones en las dos mallas sea efectivamente 0:

$$12 \text{ V} - 5.4 \text{ V} - 6.6 \text{ V} = 0 \text{ V}$$

Para la malla 2:

$$5.4 \text{ V} - 1.2 \text{ V} - 3 \text{ V} - 1.2 \text{ V} = 0 \text{ V}$$

16. Resolver un circuito con Thevenin

Aplicamos el teorema de Thevenin para simplificar un circuito y resolverlo sin dificultades. Con Thevenin aislamos dos terminales y calculamos el generador y la resistencia equivalentes a dos puntos elegidos.

El teorema de Thevenin nos ofrece un instrumento para el análisis de los circuitos con el cual medir tensiones y corrientes presentes en dos puntos cualquiera de un circuito eléctrico. El teorema se basa en la presencia de dos terminales en los que se realizarán las medidas, aunque los terminales, a menudo, no están presentes y, por tanto, los podemos obtener extrayendo un componente. El circuito restante se trata como una caja negra dotada de dos terminales. Una vez determinado el comportamiento de esta caja negra, al volver a conectar el componente extraído, podremos determinar la tensión y la corriente que lo atraviesan.

Utilizamos el circuito que se muestra en la figura 2.40, formado por una red con varios generadores. El circuito no presenta terminales y nos interesa medir tensión y corriente en los extremos de la resistencia R_x . Así, extraemos la resistencia considerándola una carga que conectaremos a continuación.

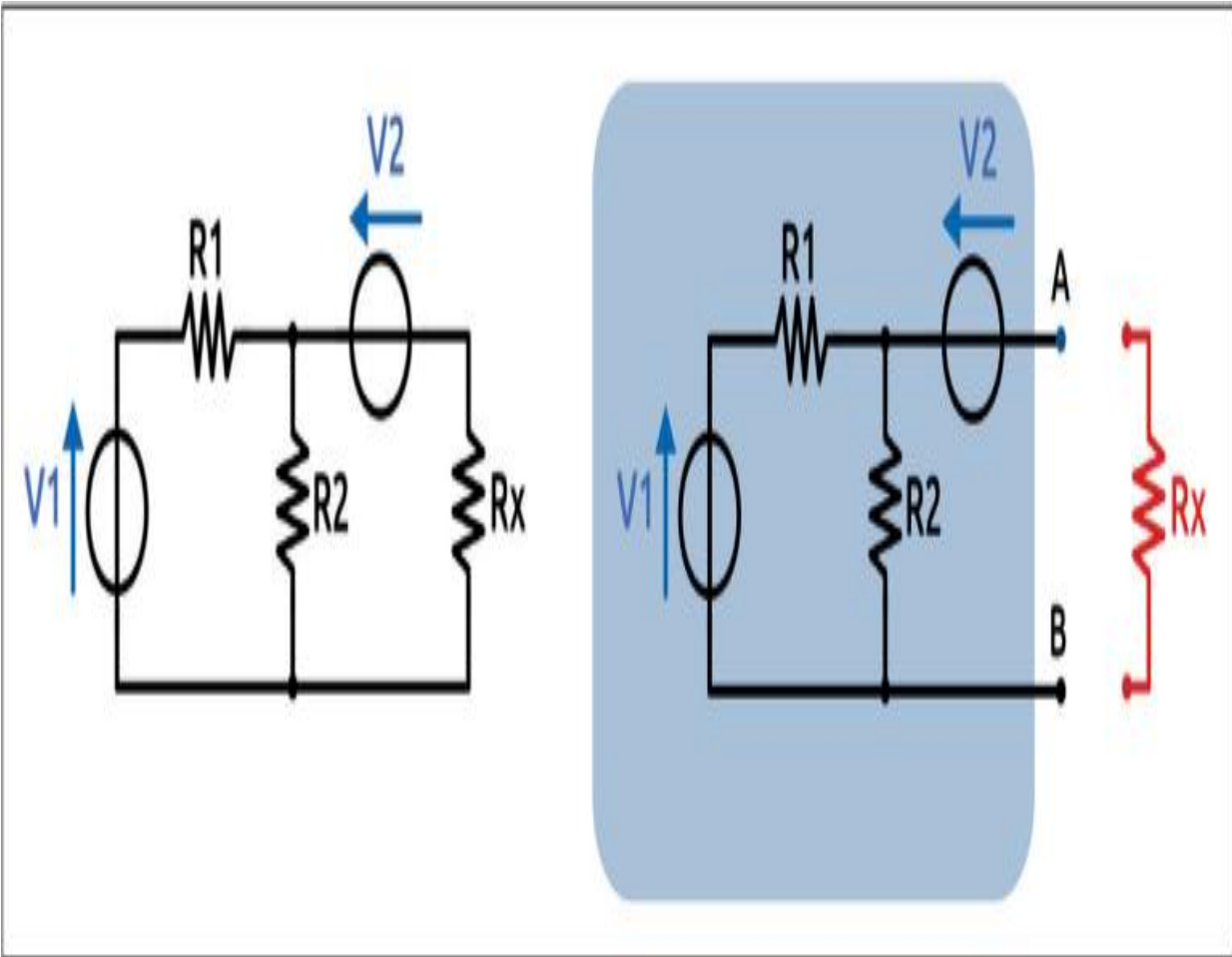


Figura 2.40 – Circuito de ejemplo para calcular el equivalente de Thevenin. A la derecha observamos el circuito al cual hemos extraído la resistencia R_x .

Una vez eliminada la resistencia, hemos obtenido los dos terminales, A y B (figura 2.40), en los cuales acaba el resto de la red que consideraremos una caja negra. Como hemos dicho, para resolver el circuito en los terminales A y B, primero debemos proceder a obtener la tensión que se detectará en ellos. Utilizamos Kirchhoff para obtener la tensión presente entre A y B.

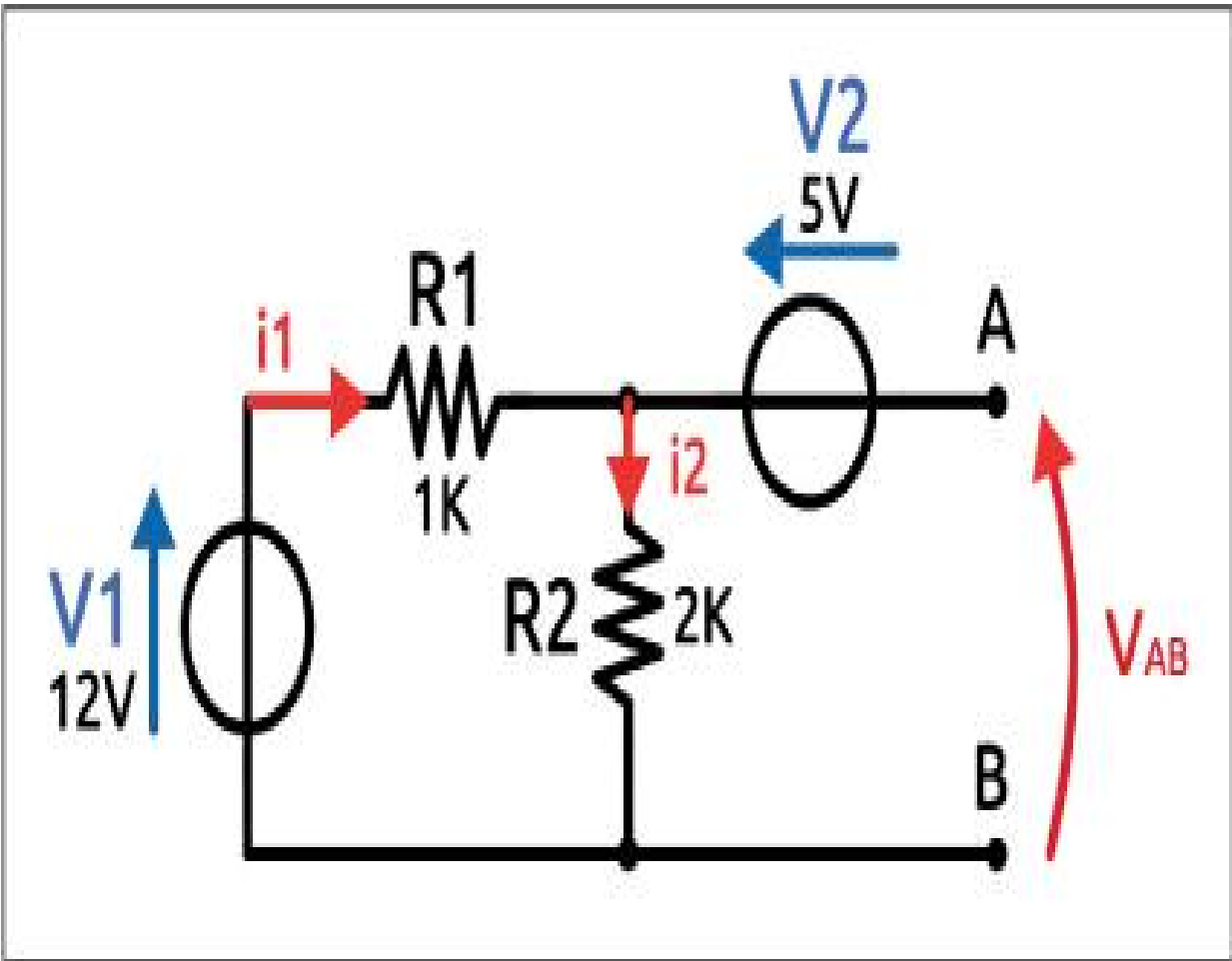


Figura 2.41 – Asignamos al circuito las tensiones y las corrientes para resolverlo con Kirchhoff.

Consideramos la malla formada por R1, R2 y por el generador V1, y escribimos su ecuación:

$$V1 - R1I1 - R2I2 = 0$$

Obtenemos la segunda ecuación observando el nodo al cual se encuentran conectados R1, R2 y el generador V2:

$$I_1 - I_2 + I_3 = 0$$

La corriente i_3 es aquella que procede del generador V2 que tiene, sin embargo, un terminal desconectado y que, por tanto, podemos afirmar que tendrá un valor de 0. Volvemos a escribir la ecuación:

$$I_1 - I_2 + 0 = 0$$

y, por tanto:

$$I_1 = I_2$$

Así, tenemos el sistema:

$$\begin{cases} V_1 - R_1 I_1 - R_2 I_2 = 0 \\ I_1 = I_2 \end{cases}$$

Si sustituimos la segunda ecuación en la primera, tenemos que:

$$V_1 = I_1(R_1 + R_2)$$

y, por tanto:

$$I_1 = \frac{V_1}{(R_1 + R_2)}$$

Sustituyendo los valores de generadores y componentes:

$$I = \frac{12\text{ V}}{(1\text{ k}\Omega + 2\text{ k}\Omega)} = 4\text{ mA}$$

y, por tanto:

$$I_2 = I_1 = 4\text{ mA}$$

La tensión entre A y B forma una segunda malla que podríamos resolver de un modo riguroso con Kirchhoff. También podemos observar que:

$$V_{AB} = R_2 I_2 - V_2$$

La tensión del generador V_2 reduce en los terminales A y B una tensión igual a su valor. Al sustituir los valores de los componentes, tenemos:

$$V_{AB} = 2 \text{ k}\Omega \times 4 \text{ mA} - 5 \text{ V} = 8 \text{ V} - 5 \text{ V} = 3 \text{ V}$$

La tensión entre A y B es la del generador equivalente de Thevenin. Ahora procedemos a calcular la resistencia equivalente modificando el circuito de este modo:

- sustituimos con un cortocircuito los generadores de tensión;
- extraemos los generadores de corriente y los sustituimos con un circuito abierto.

Tras haber sustituido los generadores presentes, podemos calcular el valor de la resistencia equivalente de Thevenin, es decir, la resistencia visible en los terminales A y B.

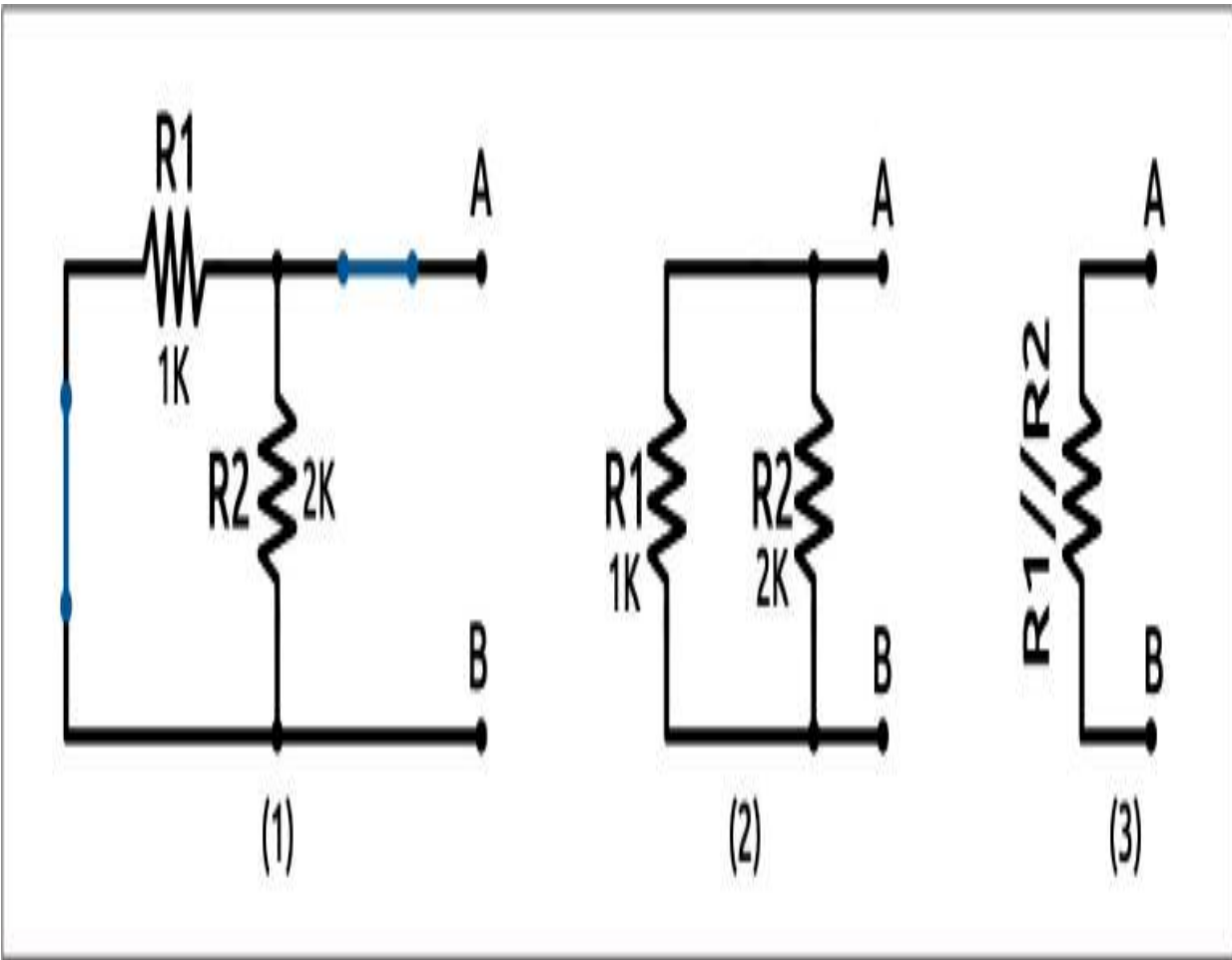


Figura 2.42 – El circuito modificado con los generadores de tensión cortocircuitados.

Si cortocircuitamos los generadores de tensión presentes en nuestro circuito, solo quedan dos resistencias en paralelo. El cálculo de la resistencia equivalente de Thevenin es, por tanto, muy sencillo:

$$R = \frac{10 \times 20}{10 + 20} = 0.66k\Omega = 667\Omega$$

The diagram illustrates the calculation of the equivalent resistance R_{eq} for a circuit. It shows a series combination of two parallel resistor networks. The first parallel network consists of a $10k\Omega$ resistor and a $20k\Omega$ resistor. The second parallel network also consists of a $10k\Omega$ resistor and a $20k\Omega$ resistor. The equivalent resistance of each parallel network is calculated as $\frac{10 \times 20}{10 + 20} = 0.66k\Omega$. Since these two networks are in series, the total equivalent resistance is $R_{eq} = 0.66k\Omega + 0.66k\Omega = 1.32k\Omega$. However, the diagram shows the calculation for one parallel network, resulting in $0.66k\Omega = 667\Omega$.

Ahora podemos dibujar el circuito equivalente de Thevenin formado por la resistencia R_{eq} en serie con el generador de tensión V_{eq} (figura 2.43).

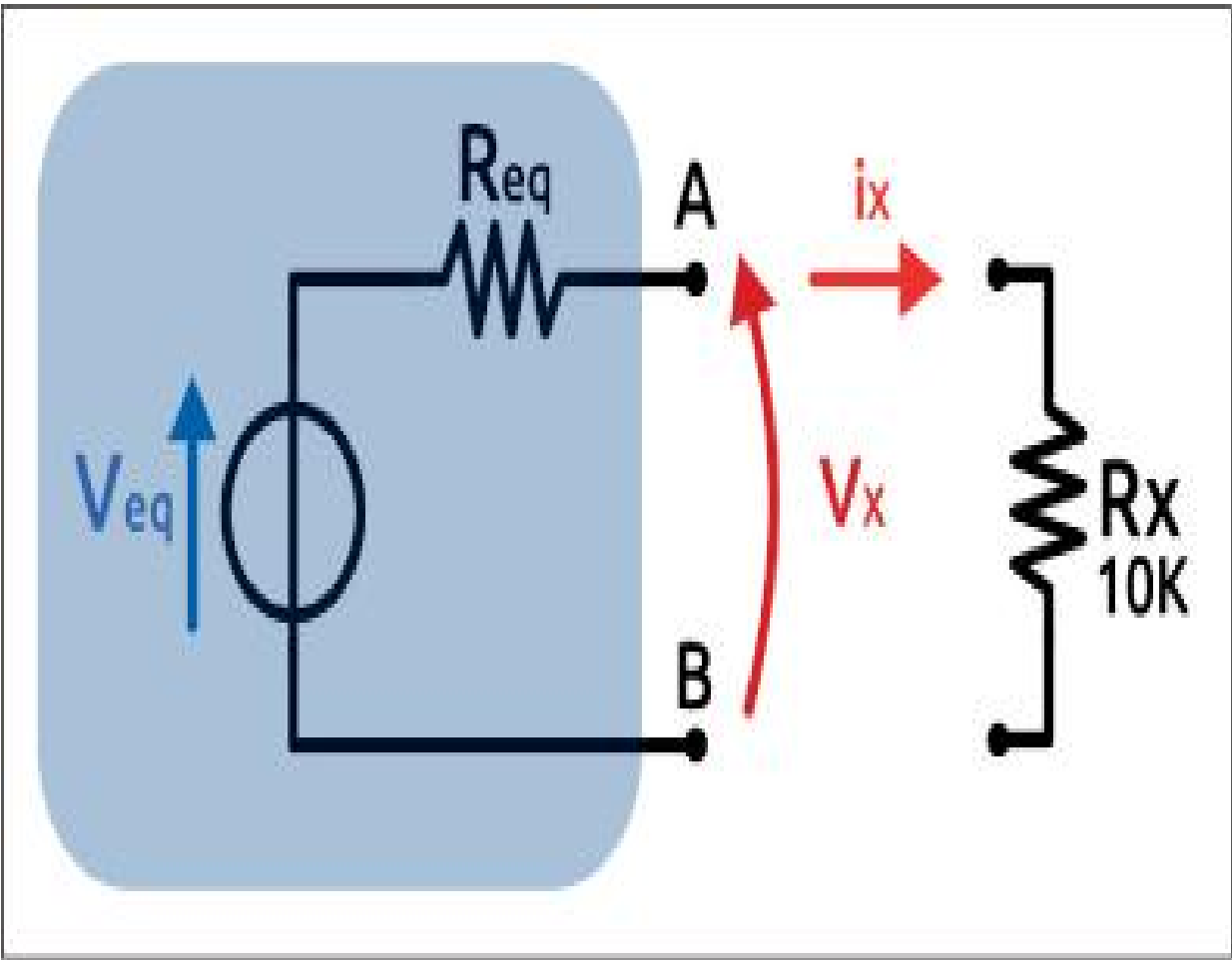


Figura 2.43 – El circuito equivalente de Thevenin al que conectamos la R_x .

Si volvemos a conectar la resistencia R_x que habíamos desconectado al inicio, podemos realizar los cálculos necesarios para determinar la corriente que la atraviesa y la tensión que medimos en sus extremos. Con relación a la figura 2.43 y considerando que R_x tiene un valor de $10\text{ k}\Omega$, tenemos:

$$V_{eq} - R_{eq} I_x - R_x I_x = 0$$

del cual obtengo la corriente IX:

$$i_x = \frac{V_{eq}}{R_x + R_{eq}} = \frac{3V}{10k\Omega + 667\Omega} = 0.28mA$$

En cambio, la tensión en los extremos de la resistencia Rx será:

$$V_x = R_x i_x = 0.28mA \times 10k\Omega = 2.81V$$

17. Reconocer un condensador y leer su valor

Aprendemos a reconocer e identificar los tipos más comunes de condensadores e intentamos leer su valor.

El condensador es un componente electrónico pasivo muy utilizado en todos los circuitos electrónicos. Como vimos en el primer capítulo, es capaz de acumular carga eléctrica en su carcasa, carga que puede mantener durante un determinado periodo de tiempo. Aunque pueda parecer poco útil, esta característica le permite actuar sobre las corrientes nivelándolas y suavizando eventuales picos o variaciones, así como ofrecer resistencia cuando pasa una corriente variable inversamente proporcional a la frecuencia aplicada. A diferencia de los resistores, los cuales utilizan códigos de color estándar, para los condensadores la situación es más compleja, debido a las múltiples tipologías de componentes disponibles y a la existencia de distintos estándares.

La capacidad de un condensador se mide en faradios (F), pero los valores utilizados realmente en los circuitos electrónicos siempre son mucho más pequeños. Los valores más comunes son de microfaradios (μF), nanofaradios y picofaradios.

La división más pequeña es la de los picofaradios, que equivalen a 10^{-12} faradios. Mil picofaradios son un nanofaradio (10^{-9} faradios). Mil nanofaradios son igual a un microfaradio (10^{-6} faradios). A menudo, la letra μ (micro) es sustituida por una u y, en alguna ocasión, además, por una m!

Tabla 2.6 – Relación entre los submúltiplos del faradio. 1 pF 1 000 000 pF

■

1 pF	0.001 nF	0.000001 μ F
1000 pF	1 nF	0.001 μ F
1 000 000 pF	1000 nF	1 μ F

■

Igual que para las resistencias, en el mercado no existen todos los valores de capacidad, sino valores racionalizados. Para un valor en concreto, pueden combinar dos o más elementos en serie o en paralelo. Para los condensadores cerámicos, cerámicos multicapa y de poliéster, los valores siguen esta escala (a veces ampliada con multiplicadores):

1.0, 1.2, 1.5, 1.8, 2.2, 2.7, 3.3, 3.9, 4.7, 5.6, 6.8, 8.2

Por tanto, podemos encontrar condensadores cerámicos de 1 pF, 1.2 pF, pero no de 5 pF. Existen condensadores de poliéster de 100 nF, 180 nF, 390 nF, pero no de 35 nF.

Si aplicamos multiplicadores, podemos hacer que la escala empiece por:

1 pF, 10 pF, 100 pF, 1 nF, 10 nF, 100 nF, 1 μ F

La capacidad se indica en el cuerpo de los componentes siguiendo distintas convenciones, las cuales iremos viendo poco a poco.

Sobre el cuerpo de los condensadores también aparecen, a veces, la tolerancia y la tensión máxima de funcionamiento. La tolerancia se indica con una letra.

Tabla 2.7 – Tolerancia de los condensadores.

■

Letra	Tolerancia
M	20 %
K	10 %
J	5 %

■

Después de la letra de la tolerancia podemos encontrar un número que indica el valor de la tensión máxima que puede soportar el componente. En muchas ocasiones, este número se indica sin ninguna unidad de medida, mientras que en otros casos puede aparecer también el valor máximo para la tensión continua y alterna. La tensión alterna va seguida de una tilde o de las letras AC. Por ejemplo: 100/275 AC para indicar un componente que puede trabajar a 100 VDC o, como máximo, a 275 VAC.

Si los condensadores están marcados con la codificación asiática y son de tamaño pequeño, normalmente de tipo cerámico y con una capacidad máxima de 100 pF, mostrarán un simple número, sin unidad de medida. Por ejemplo, un condensador cerámico de 2.2 pF mostrará simplemente el texto 2.2.

En caso de capacidades superiores a 100 pF, se sigue una regla similar a la de las resistencias, manteniendo las dos primeras cifras y sustituyendo los ceros restantes por un multiplicador. Un condensador de 1000 pF, es decir, de 1 nF, estará marcado como 102. Si los condensadores siguen la codificación europea, las siglas serán distintas. Para los cerámicos pequeños inferiores a 10 pF, veremos sencillamente un valor y, en lugar de la coma, la letra p. Por tanto, un condensador cerámico de 1 pF estará marcado con 1p0, uno de 4.7 pF mostrará 4p7. Los valores inferiores a 100 pF están marcados con un simple número, sin unidad de medida: 82 pF será, por tanto, 82. A partir de los 100 pF, se muestra la capacidad expresada en nanofaradios. También en este caso la n se utiliza como si fuera una coma. Así, la expresión n15 significa 0.15 nF o 150 pF. Un condensador marcado como 1n tendrá un valor de 1 nF, mientras que otro marcado como 100n valdrá 100 nF. En algunos casos, las unidades de medida superiores al microfaradio se indican con las letras m o también u. Un condensador que muestre 1m2 valdrá 1.2 μ F.

Por último, existe la codificación americana que, para los condensadores pequeños, hasta 10 pF, indica simplemente el valor sin unidad de medida. Para las capacidades a partir de 1 nF se utiliza como unidad de medida el microfaradio. Si leemos .001 estamos ante un condensador de 1 nF, pero, si la expresión es .1, el condensador es de 100 nF.

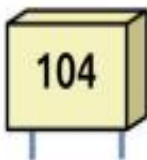
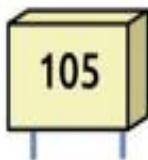
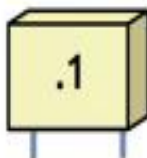
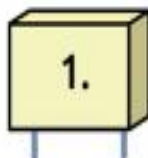
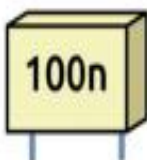
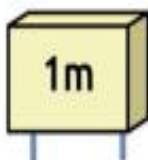
	2.2pF	330pF	1nF	27nF	100nF	1000nF
(1)						
(2)						
(3)						

Figura 2.44 – Condensadores cerámicos y de poliéster con distintas convenciones de marcado: (1) asiática, (2) americana y (3) europea.

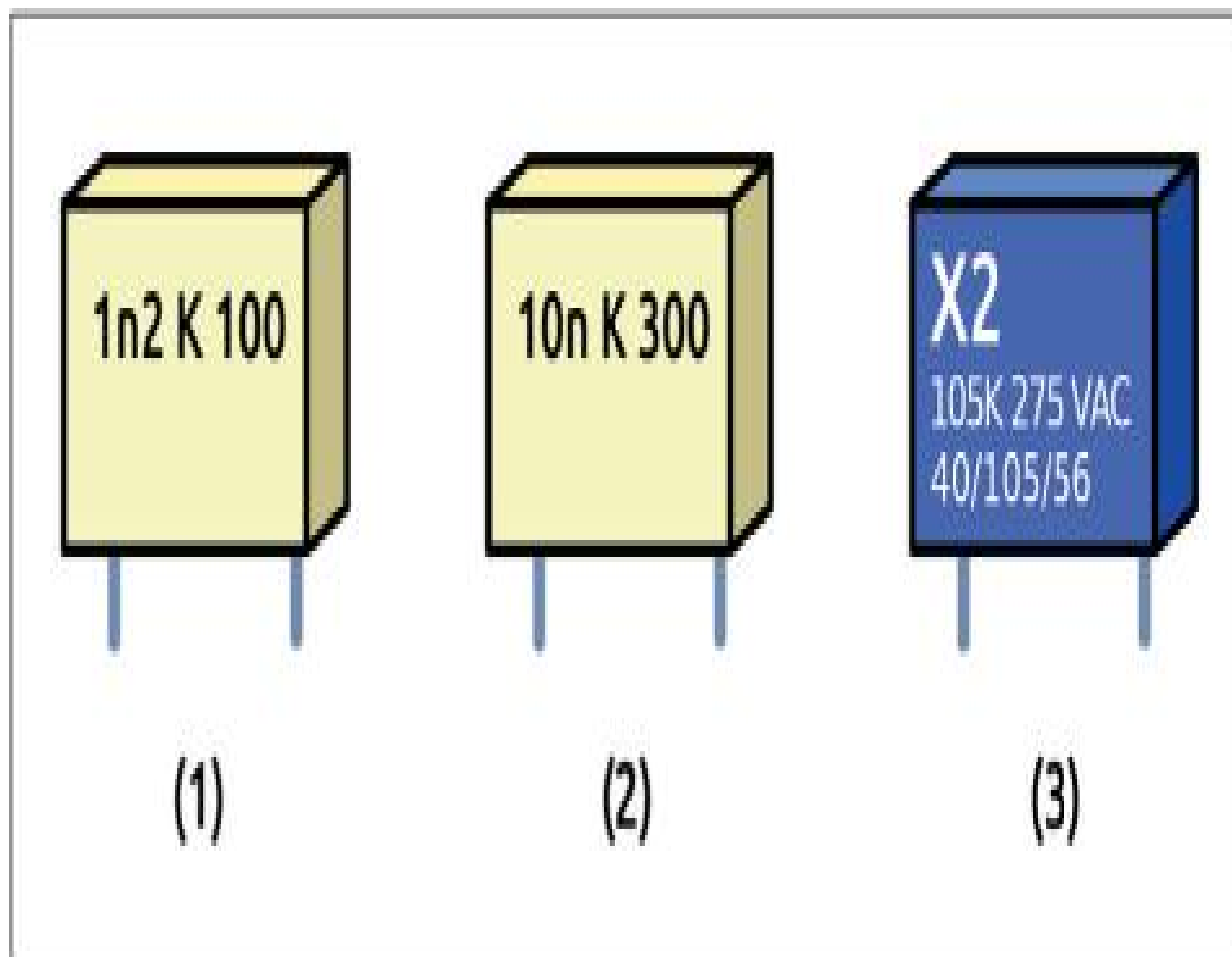


Figura 2.45 – Condensadores de película: (1) 1.2 nF con tolerancia del 10 % y tensión de 100 V, (2) 10 nF del 10 % y tensión de 300 V, (3) condensador de seguridad X2 de 1 μ F del 10 %, 275 VAC con clase climática 40/105/56 (de -40°C a 105°C durante 56 días).

Existen unos condensadores especiales de seguridad, de poliéster o materiales similares que se utilizan en las etapas de alimentación de los dispositivos electrónicos. Estos condensadores están marcados con las siglas X1, X2, Y1, Y2.

En la clasificación de seguridad, la X se refiere a los casos donde la ruptura del condensador no comporta un riesgo de shock eléctrico, mientras que la Y indica el caso en que sí existe este riesgo. Los condensadores de clase X se utilizan normalmente entre dos cables de línea, y los de clase Y, entre línea y tierra.

Si se rompiera un condensador de tipo X, solamente saltarían los fusibles, mientras que, si lo hiciera un condensador de tipo Y, la tensión de alimentación podría alcanzar el cuerpo (situación esta muy grave y peligrosa).

Tabla 2.8 – Clases X para condensadores de seguridad.

■

Clase	Impulso de pico
X1	$\geq 2.5 \text{ kV}$ y $\leq 4 \text{ kV}$
X2	$\leq 2.5 \text{ kV}$
X3	$\leq 1.2 \text{ kV}$

■

Tabla 2.9 – Clases Y para condensadores de seguridad.

■

Clase	Tensión nominal (VAC)
Y1	< 500
Y2	≥ 150 y < 300
Y3	≥ 150 y < 250
Y4	< 150

■

Es extraño encontrar condensadores de película pintados con bandas similares a las de las resistencias. Estos utilizan un código de cinco colores en el cual cada banda, partiendo de arriba abajo, representa:

- primera cifra
- segunda cifra
- multiplicador;
- tolerancia
- tensión de trabajo

Las primeras dos bandas indican el valor que se debe multiplicar por el multiplicador. El valor se obtiene en picofaradios. Pueden consultar la tabla 2.10 para descodificar los colores.

Tabla 2.10 – Códigos de color para condensadores de película.

Color	1. ^a cifra	2. ^a cifra	Multiplicador	Tolerancia	Tensión
Negro	-	0	-	20 %	-
Marrón	1	1	x 10	1 %	100 V
Rojo	2	2	x 100	2 %	250 V
Naranja	3	3	x 1000	-	-
Amarillo	4	4	x 10 000	-	400 V
Verde	5	5	x 100 000	5 %	-
Azul	6	6	-	-	630 V
Morado	7	7	-	-	-
Gris	8	8	-	-	-
Blanco	9	9	-	10 %	-

Vamos a suponer que nos encontramos un condensador con los siguientes colores (de arriba abajo): amarillo, morado, naranja, blanco y rojo.

Las dos primeras cifras identifican el número 47, que se debe multiplicar por el multiplicador (naranja), equivalente a 1000. El valor efectivo será, por tanto, 47 000 pF o 47 nF. La tolerancia es del 10 % y la tensión de trabajo será de 250 V.



Figura 2.46 – Condensador de película de 47 nF con una tolerancia del 10 % y tensión igual a 250 V.

Los condensadores electrolíticos suelen ser menos problemáticos de identificar, porque la tensión de trabajo y la capacidad siempre están claramente indicadas sobre el cuerpo del elemento. Cuando se utilizan siempre, hay que prestar atención a respetar la polaridad, para evitar insertarlos al revés. La polaridad siempre se indica con claridad sobre el cuerpo del componente con bandas o flechas situadas en el lado del ánodo o del cátodo. Si aplicamos una tensión inversa, dañaríamos el componente, y, si esta fuera suficientemente alta, podríamos incluso hacerlo explotar. Los condensadores electrolíticos también tienen valores estandarizados en el mercado. Los valores más comunes son:

10, 15, 22, 33, 47, 68

Pueden aplicar estos valores a los multiplicadores para obtener todos los valores posibles. Existen condensadores desde de décimas de microfaradios hasta de miles o decenas de miles de microfaradios. Los valores pueden variar según el fabricante, quien en ocasiones puede ofrecer una mayor cobertura. Las tensiones también son bastante estándar y siempre deben ser mayores que la teórica. Las tensiones de trabajo más comunes son:

5, 6.3, 10, 16, 20, 25, 35, 50, 63, 100, 250, 400 y 450 V

Lo más habitual es que la tolerancia de estos componentes sea del 20 %. También hay que tener en cuenta la temperatura máxima de funcionamiento, que normalmente es de 85 °C. Este parámetro no siempre está indicado, aunque es importante conocerlo, puesto que los condensadores electrolíticos son muy sensibles al calor y les puede acabar afectando (con el tiempo, el calor seca el electrolito y estropea el componente). Existen series de condensadores que pueden trabajar a temperaturas más elevadas (105 °C y 125 °C). Otro parámetro que se ha de tener en cuenta es el valor de ESR (resistencia serie equivalente). El modelo real de un condensador implica la presencia de efectos resistivos para justificar las pérdidas y los sobrecalentamientos. Estos efectos son equiparables a una resistencia de valor reducido situada en serie junto al condensador. La ESR entra en juego cuando existen corrientes alternas de valor elevado o circuitos de radiofrecuencia, y se indica en las hojas de especificaciones de los componentes. También se puede medir con instrumentos específicos. Un condensador dañado presenta una ESR elevada (de decenas de ohmios) y, por tanto, tiene un comportamiento en parte resistivo.

Existen condensadores electrolíticos definidos como bipolares o no polarizados. Se trata de un tipo de componente especial utilizado para aplicaciones concretas, como en circuitos de audio. Se puede construir uno conectando en antiparalelo (conectando junto a los ánodos) dos condensadores electrolíticos de doble valor. Si combinamos dos condensadores de $47\ \mu\text{F}$, podemos obtener un condensador electrolítico no polarizado de $23.5\ \mu\text{F}$.

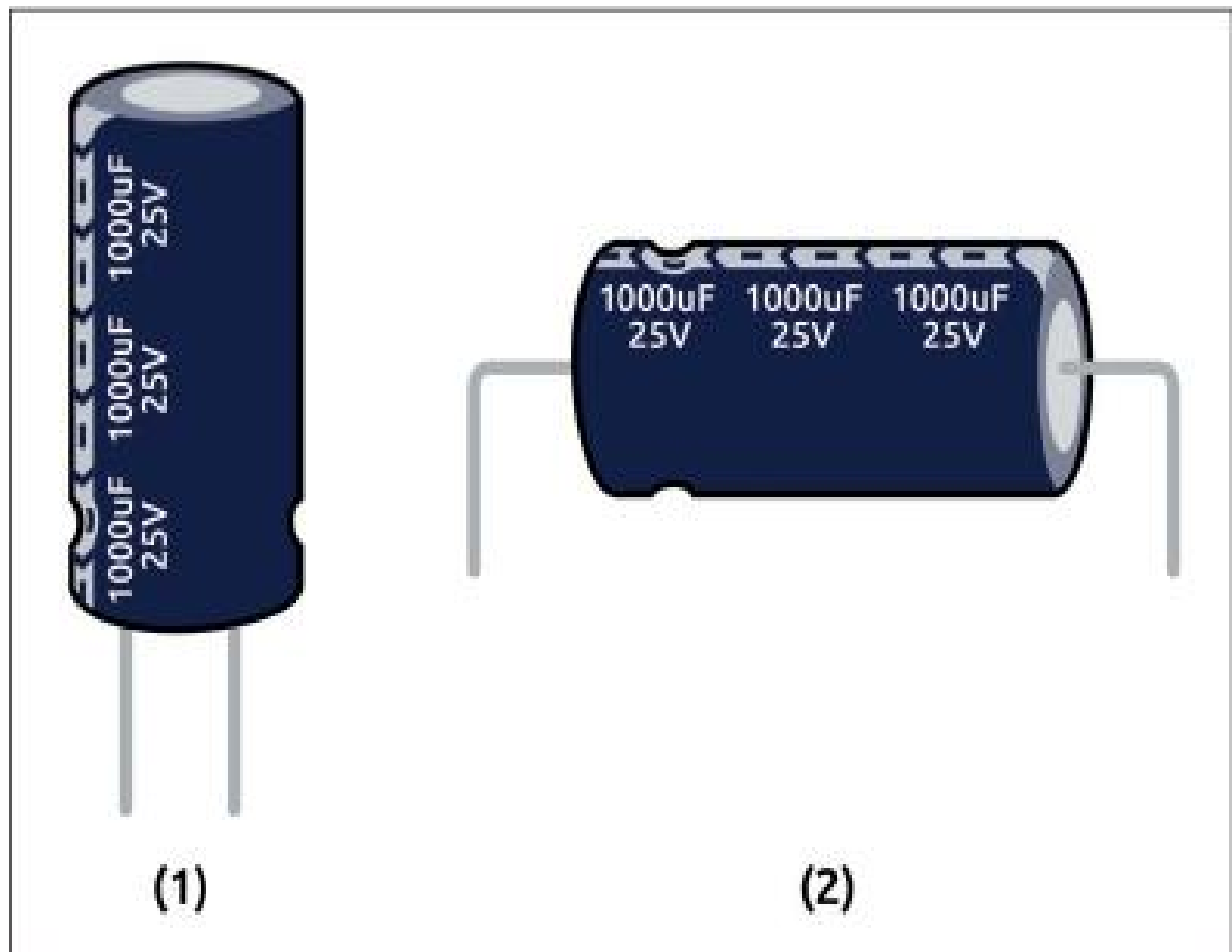


Figura 2.47 – Condensadores electrolíticos de $1000\ \mu\text{F}$ a $25\ \text{V}$ de tipo radial (1) y axial (2).

Los condensadores de tantalio son componentes polarizados que se caracterizan por una capacidad más estable y precisa respecto a los electrolíticos. Por ello, su precio es superior. Sobre cada componente pueden consultar su valor, la polaridad y la tensión de trabajo máxima, la cual debemos respetar porque son muy sensibles a los picos de tensión y a las inversiones de polaridad, y pueden dañarse e, incluso, explotar. Normalmente no alcanzan grandes valores de capacidad: como máximo llegan a un centenar de microfaradios. Su aspecto es diminuto: son como una pequeña gota con dos terminales. El ánodo se indica normalmente con un punto o con el signo +. Los componentes más antiguos están marcados con códigos similares a los de los condensadores de película. Hoy en día se prefiere imprimir directamente sobre el cuerpo la capacidad, expresada en microfaradios, pero sin unidad de medida, y la tensión de funcionamiento.

Tabla 2.11 – Códigos de color para los condensadores de tantalio.

Color	1. ^a banda	2. ^a banda	Punto	3. ^a banda
Negro	-	0	-	10 V
Marrón	1	1	x 10	1.6 V
Rojo	2	2	x 100	30 V
Naranja	3	3	-	35 V
Amarillo	4	4	-	6.3 V
Verde	5	5	-	16 V
Azul	6	6	-	20 V
Morado	7	7	:1000	-
Gris	8	8	:100	25 V
Blanco	9	9	:10	3 V

Los condensadores de tantalio también pueden estar marcados con un código de bandas de colores. Para leerlos se empieza siempre desde arriba.

Las dos primeras bandas indican el valor y el punto actúa como multiplicador. La tercera banda indica la tensión de funcionamiento. Si observamos el condensador de manera que el punto se encuentre sobre el lado frontal, el terminal positivo es el de la derecha.

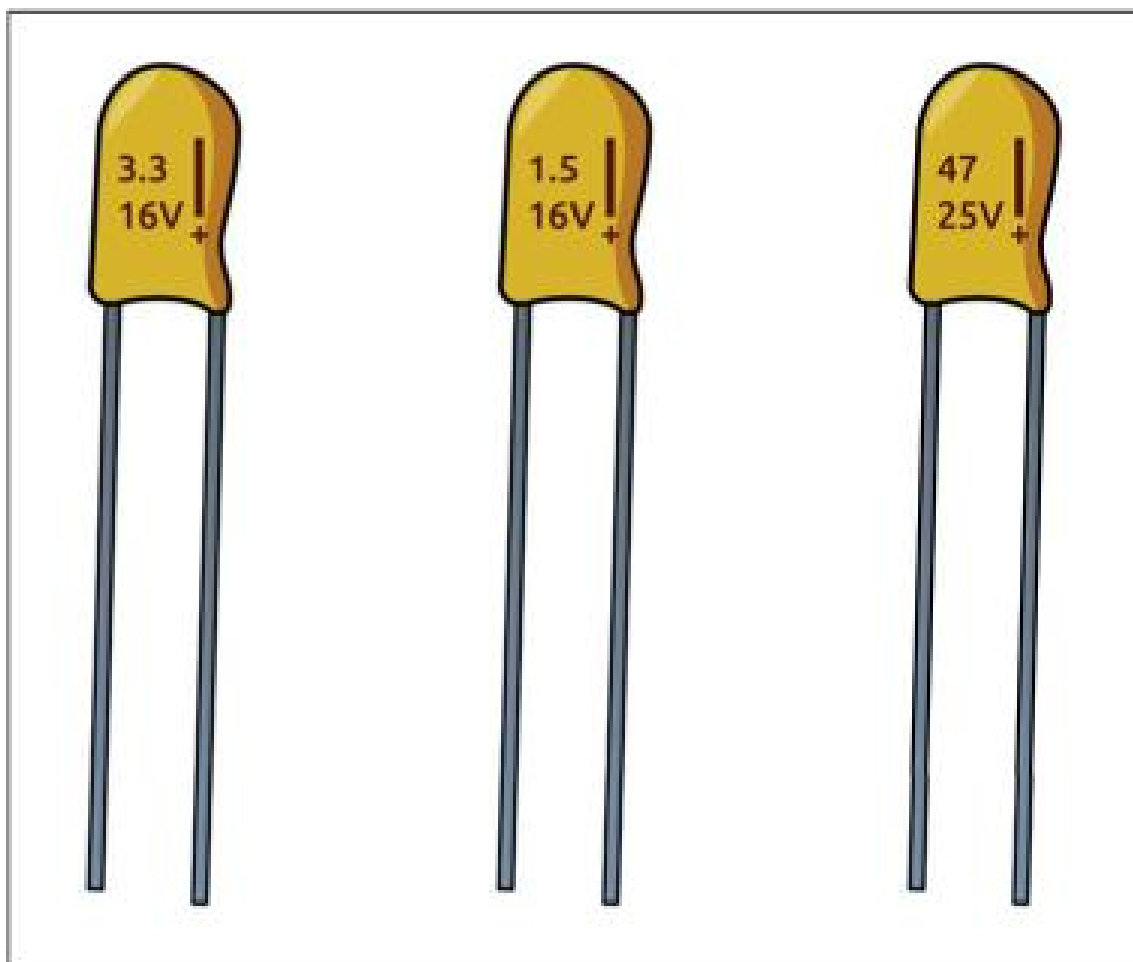


Figura 2.48 – Condensadores de tantalio de 3.3 μF 16 V, 1.5 μF 16 V y 47 μF 25 V.

18. Combinar varios condensadores

Veamos cómo conectar varios condensadores en serie y en paralelo, calculando la capacidad equivalente.

Podemos conectar dos condensadores en paralelo para obtener una capacidad mayor. En la conexión en paralelo, las capacidades de los dos condensadores se suman entre sí. Ambos condensadores se someten a la misma tensión y, por tanto, es como si tuviéramos un condensador con las carcasas más grandes, debido precisamente a la suma de la superficie de las carcasas de los dos condensadores. La capacidad resultante es entonces igual a la suma de cada uno de los valores:

$$C_{tot} = C1 + C2$$

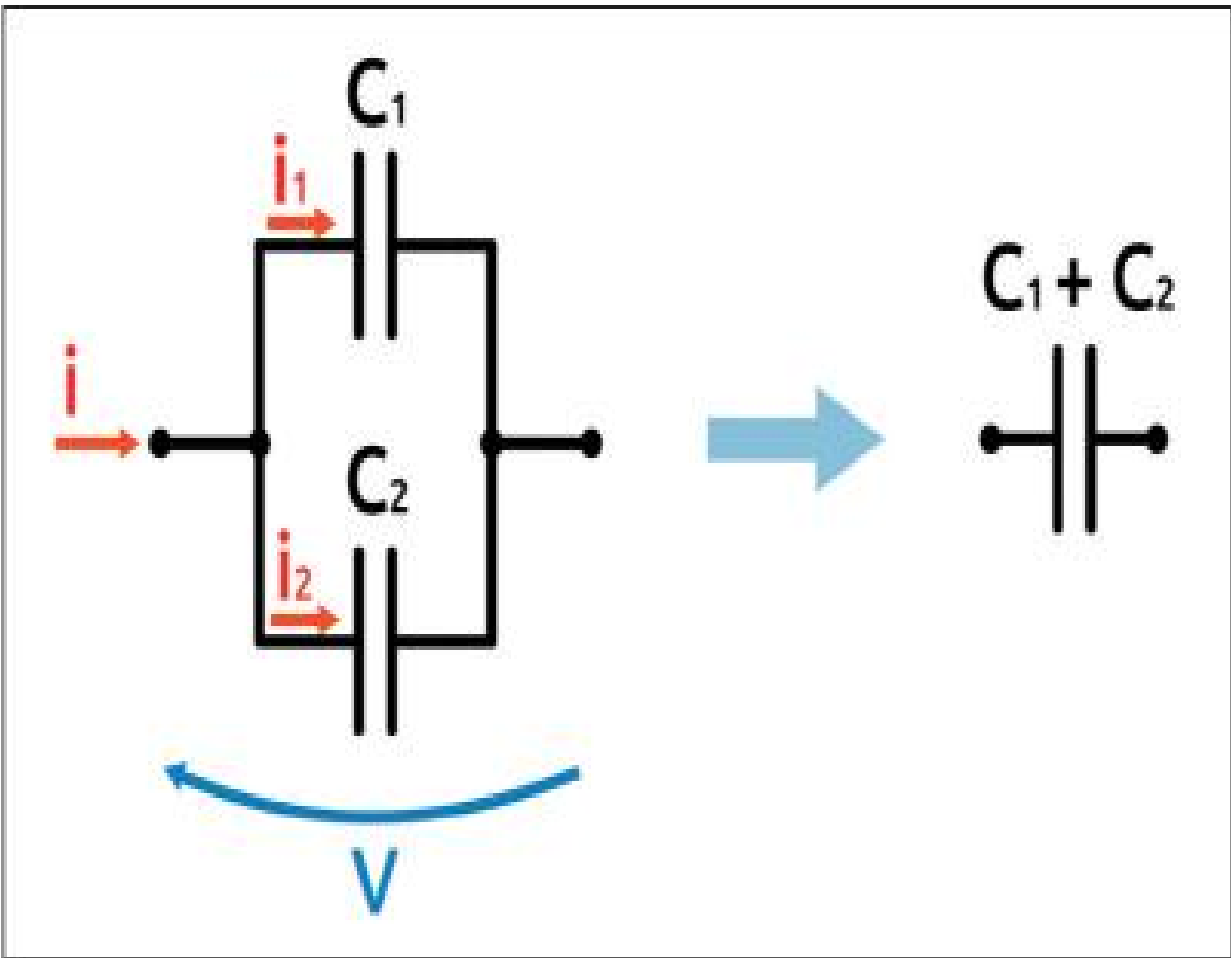


Figura 2.49 – Condensadores en paralelo.

Si conectamos dos condensadores en serie, obtendremos una capacidad inferior a las dos que combinaremos. El inverso de la capacidad total será igual a la suma de los inversos de cada uno de los valores (como ocurre para las resistencias en paralelo). En este caso, los condensadores serán atravesados por la misma corriente y habrá una distribución de cargas en todas sus carcasas. En la parte central, las cargas positivas compensarán las negativas y, por tanto, obtendremos una concentración neta de carga total inferior a la que podría existir en cada condensador. La fórmula para el cálculo es la siguiente:

$$\frac{1}{C_M} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

que podemos describir de un modo más útil:

$$C_{tot} = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$

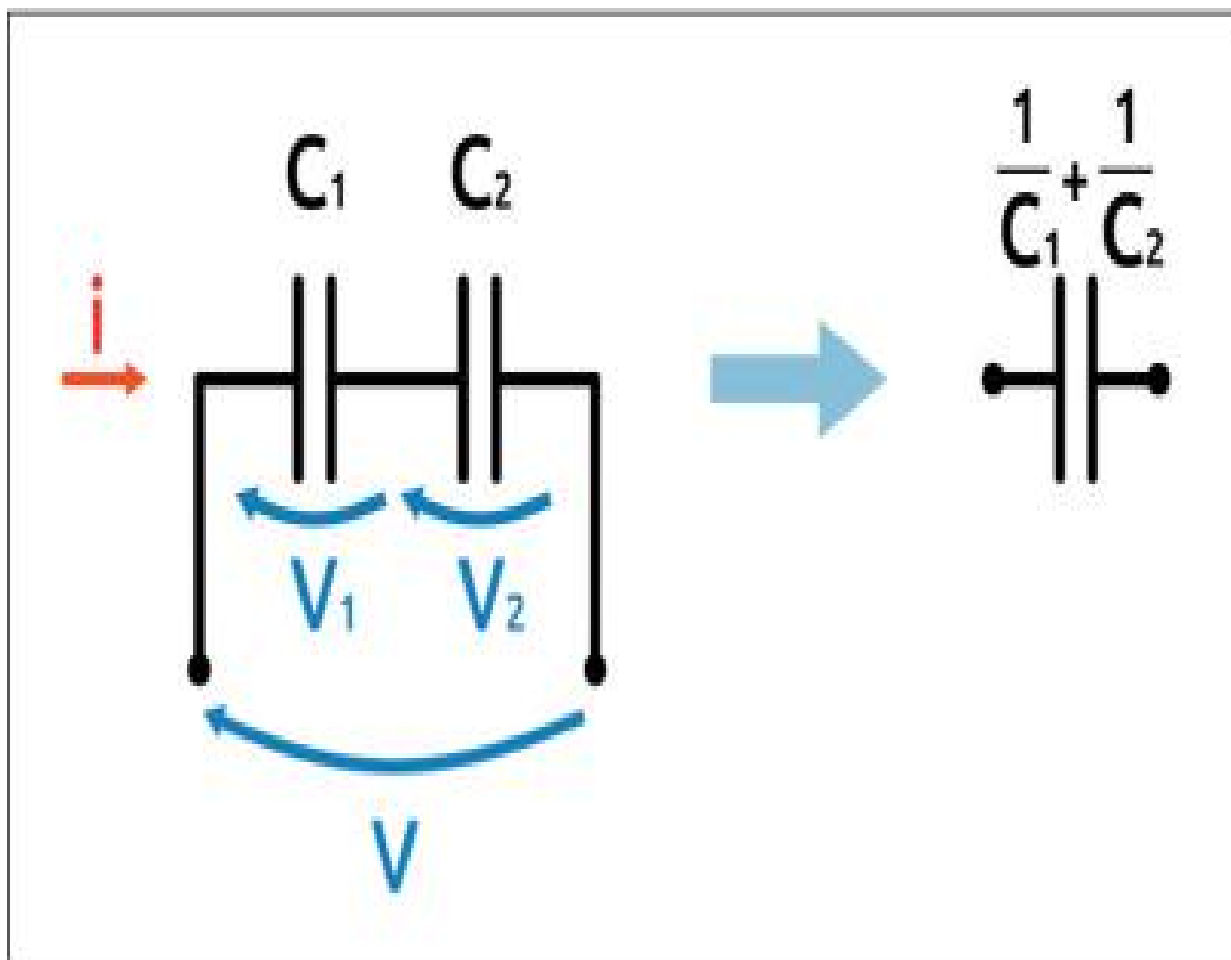


Figura 2.50 – Condensadores en serie.

Los esquemas de conexión también valen para los condensadores polarizados. En estos casos, hay que respetar las polaridades y mantenerlas siempre en concordancia.

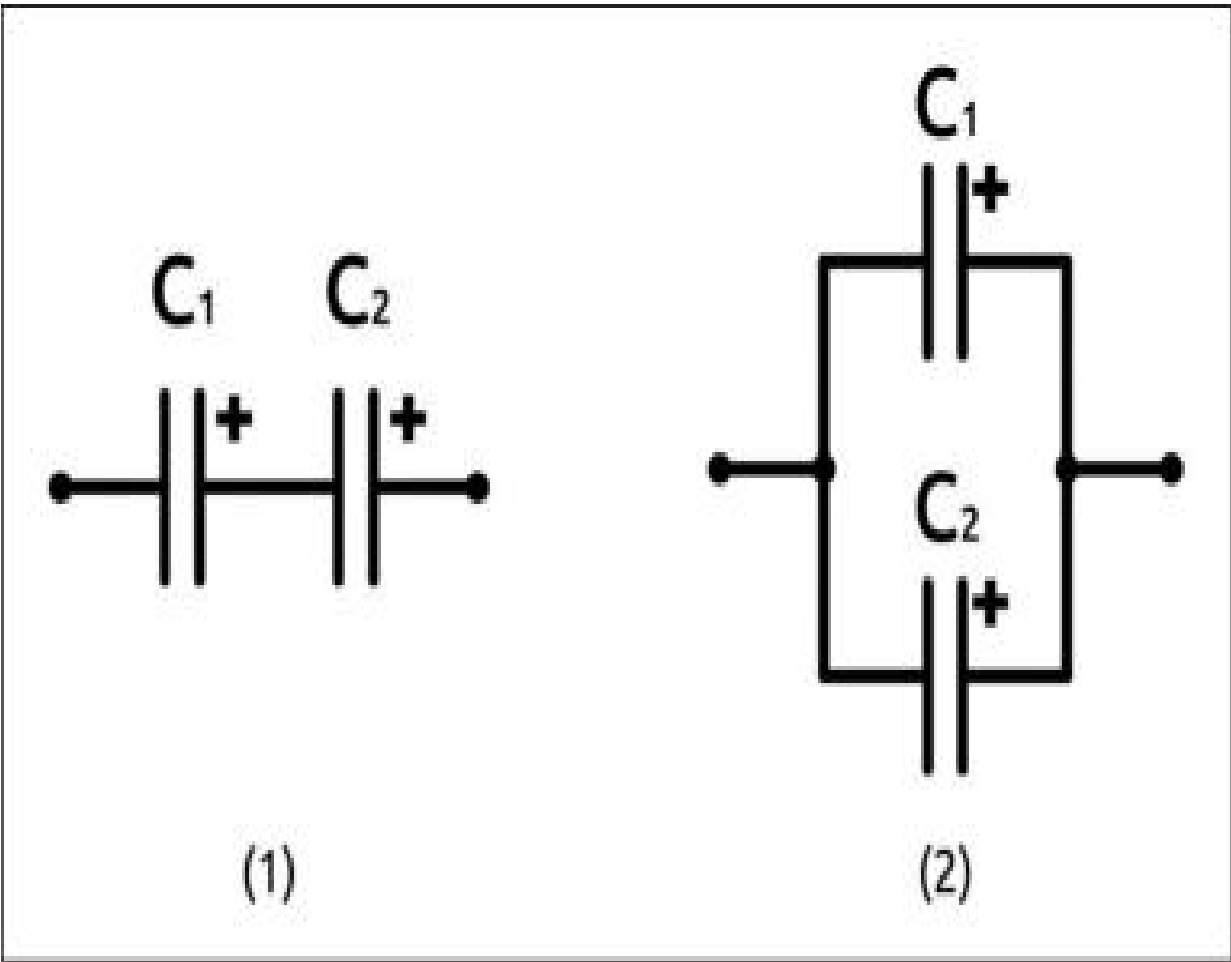


Figura 2.51 – Condensadores polarizados en serie (1) y en paralelo (2).

La corriente que circula en un condensador cuando se le aplica una tensión constante es una corriente definida como de desplazamiento (displacement current). De hecho, es como si fuera una corriente aparente, por el hecho de que parece que haya un movimiento de cargas, aunque estas en realidad se acumulan sobre las carcasas del condensador. Por tanto, el condensador, al cargarse, absorbe cargas y da la impresión de que circula corriente. Cuando las carcasas se saturan, la corriente es igual a 0. La corriente se genera por una variación de carga en el tiempo y, dado que la carga es, para un condensador, proporcional a su capacidad y a la tensión, podemos escribir:

$$I = \frac{dq}{dt} = \frac{d(CV)}{dt} = C \times \frac{dV}{dt}$$

Las variaciones de una magnitud se indican especificando una diferencia entre dos valores y utilizando la letra griega Δ (delta). La variación de tensión en dos instantes distintos se podría indicar de esta manera:

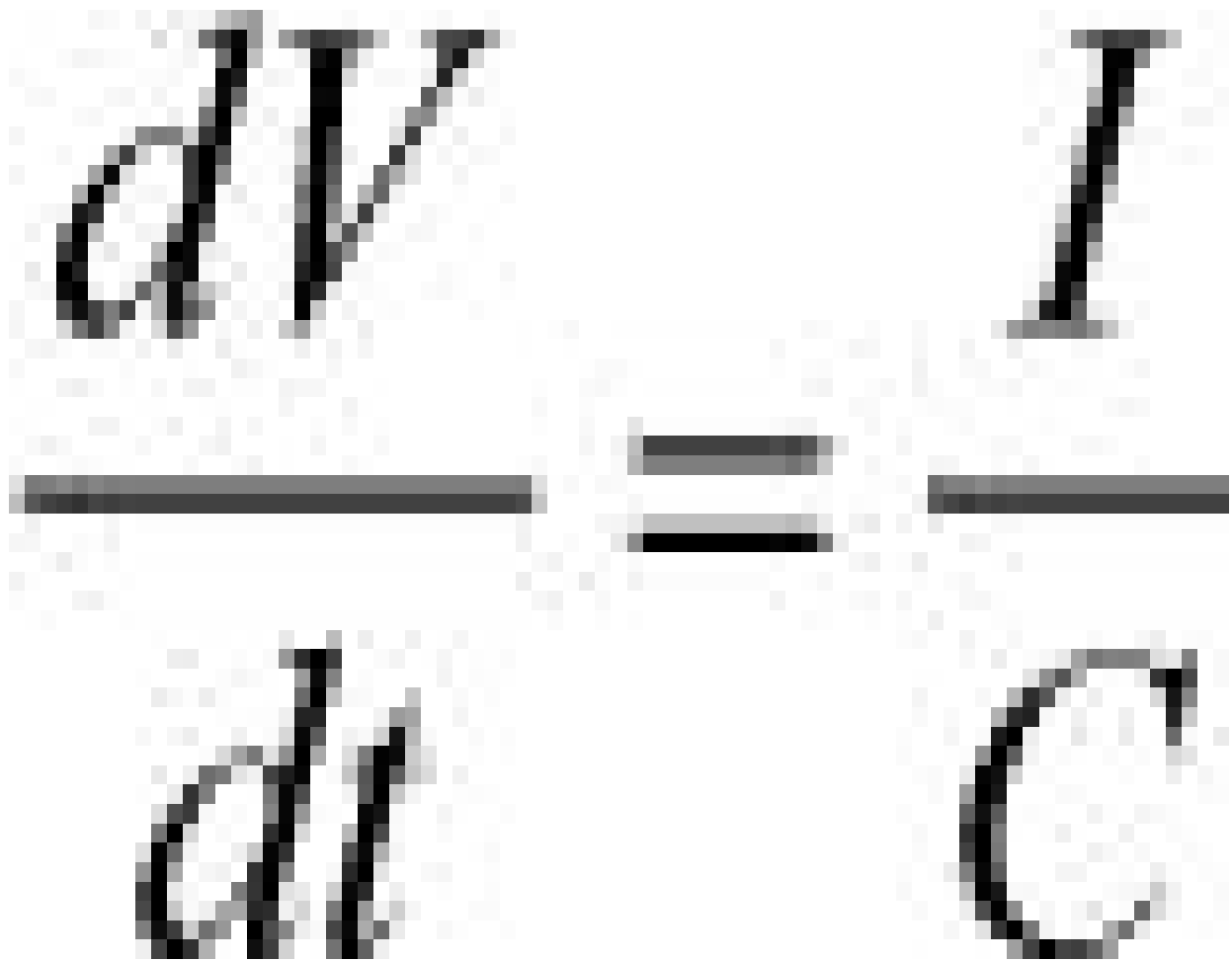
$$\Delta V = V(t_2) - V(t_1) = V_2 - V_1$$

Como vimos en el primer capítulo, podemos reducir el intervalo de tiempo entre las dos medidas hasta que llegue a ser infinitesimal. En ese caso, podemos expresarlo como dt . Para indicar que nos interesa esta variación respecto al tiempo, escribimos:

$$\frac{dV}{dt}$$

Esta expresión se define como la derivada de la función V , que suponemos que varía con el tiempo, respecto al tiempo, y equivale a evaluar la pendiente de la curva $V(t)$ punto por punto.

Regresamos a la fórmula para la corriente. Podemos obtener la tensión V en función de I , pero, como se pueden imaginar, no resulta fácil si no se tienen algunos conocimientos de análisis matemático. Invertimos la fórmula y tenemos lo siguiente:



¿Cómo podemos eliminar el efecto de la derivada? Existe un operador que anula su efecto y nos devuelve la función original $V(t)$ prácticamente intacta. Este operador se denomina integral. El nombre asusta, pero es algo bastante sencillo. Si la derivada V' expresa la inclinación de la curva $V(t)$ punto por punto, es como si me dijera a cada momento cuánto debo subir para seguir la curva original. Observen la figura 2.52. En la primera parte tenemos una función genérica $V(t)$ que empieza desde un punto situado a una altura C , después sube con un ángulo de 45° , permanece constante, y luego baja 45° . La derivada de esta función está representada en el segundo gráfico que se muestra en la figura. En la primera parte tenemos un valor igual a 1 porque la curva original subía con una pendiente de 45° : por cada metro recorrido, subo un metro. En la parte central, la pendiente de la curva original es igual a 0 y, al final, la pendiente será igual a -1 en el último tramo.

Si ahora quisiera reconstruir la curva original teniendo solo la derivada, ¿cómo podría hacerlo? Me situaría en el origen de los ejes y empezaría a reflexionar acerca de los valores asumidos por la derivada. En el primer tramo vale 1, lo que significa que tendré que subir 45° . Por cada metro o cuadrante de mi hoja de papel, subiré la misma distancia. A un cierto punto, la derivada es igual a 0 y, por tanto, proseguiré en llano para, después, bajar.

También podemos pensar en ello como en una suma. En el primer tramo, la derivada vale 1; después tomo una porción infinitesimal, calculo el área y la trazo sobre el gráfico. Hasta que la derivada tenga un valor constante, por cada paso infinitesimal que llevo a cabo sobre los ejes de las x , debo medir el área y sumarla a la que he calculado anteriormente. En el tramo donde la derivada vale 0, no sumaré nada, y en el tramo donde es negativa, restaré pequeñas áreas al valor actual. Esta operación de calcular el área de una función corresponde a la integración y se representa con un símbolo en forma de S alargada (que nos recuerda que se trata de una especie de suma). Como pueden ver en la figura 2.52, conseguimos recuperar la función original a costa de una constante, puesto que la función $V(t)$ partía de una altura C , que perdemos durante la derivación.

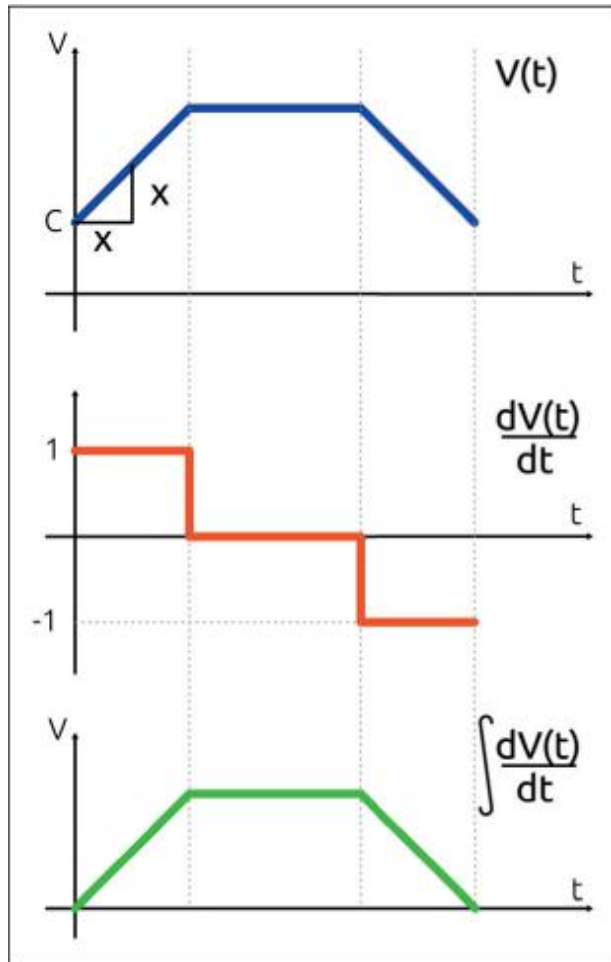


Figura 2.52 – La función $V(t)$, su derivada y la integral de su derivada, que reconstruye la $V(t)$ original a costa de C .

Volviendo a la fórmula del condensador, podemos obtener la $V(t)$ integrando la ecuación de la corriente. La integral anula la derivada aplicada a V :

$$V = \frac{1}{C} Idt$$

Con estos rudimentos matemáticos podemos analizar con detalle qué ocurre cuando combinamos dos condensadores en serie. En la figura 2.50 vemos que a los dos componentes se les aplica una tensión V . En ambos condensadores tendremos, por tanto, una tensión V_1 y V_2 que, si las sumamos, serán igual a la V aplicada. Así, podemos escribir:

$$V = V_1 + V_2$$

Hemos visto cómo podemos expresar la tensión en los extremos de un condensador. Sustituimos las expresiones de V_1 y V_2 , y obtenemos:

$$V = \frac{1}{C_1} \frac{d}{dt} + \frac{1}{C_2} \frac{d}{dt} = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \frac{d}{dt} = \frac{1}{C_{eq}} \frac{d}{dt}$$

de lo cual deducimos que:

$$\frac{1}{C_m} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

Para la conexión en paralelo, observemos la figura 2.49. Podemos apreciar que se ha aplicado a los dos componentes la misma tensión y que la corriente que les llega se divide, en el nodo de unión de ambos terminales, en los componentes i_1 e i_2 . Si escribimos la ecuación en el nodo, para las corrientes tenemos:

$$i = i_1 + i_2$$

Ahora sustituimos las ecuaciones que describen el comportamiento de los dos condensadores:

$$C_{tot} = C1 + C2$$

19. Reconocer un inductor y leer su valor

Los inductores son componentes especiales menos industrializados y estandarizados. A menudo se fabrican enrollando un cable alrededor de un núcleo ferromagnético. Existen inductores similares a los resistores, cuyo valor puede ser interpretado leyendo unas bandas de colores.

Los inductores son componentes muy sencillos aunque menos utilizados respecto a los condensadores. Están hechos con varios devanados de hilo que forman una bobina. Su comportamiento es opuesto al de los condensadores. Mientras que los condensadores actúan como circuitos abiertos para las corrientes continuas y dejan pasar las corrientes variables, los inductores dejan pasar las corrientes continuas, pero se oponen a las variaciones de corriente, al presentar una resistencia que es tan mayor cuanto más alta es la frecuencia.

Al ser menos frecuentes respecto a resistencias y condensadores, a menudo los encontramos creados a medida y en distintas formas que dependen del uso y del fabricante. En los circuitos por radiofrecuencia se fabrican con simples devanados de hilo esmaltado. Siempre se encuentran en los circuitos de alimentación conmutados, donde muchas veces tienen una forma cilíndrica muy parecida a la de una resistencia. A veces indican el valor expresado en fracciones de henrios: milihenrios (mH) o microhenrios (μ H).

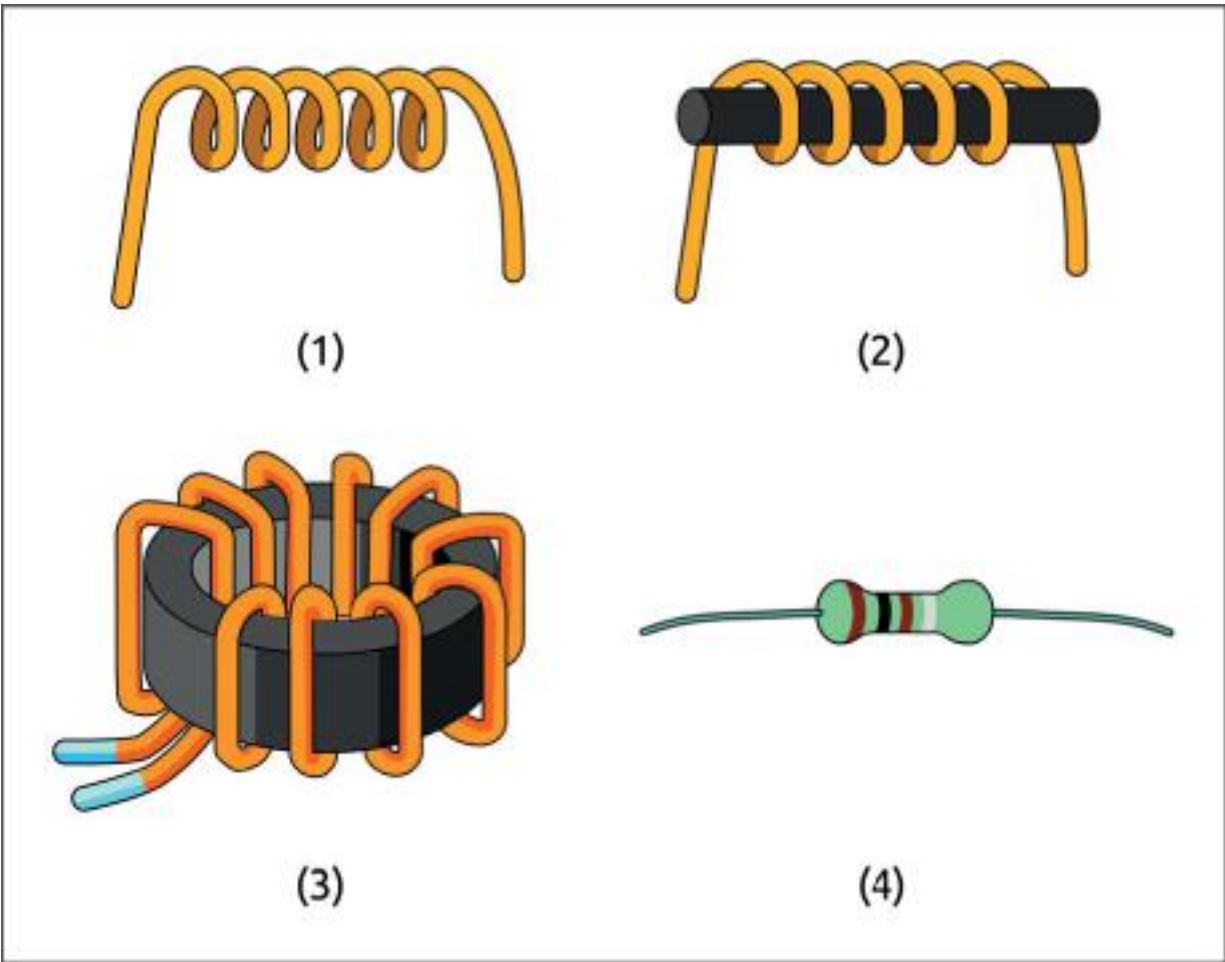


Figura 2.53 – Tipos de inductores: (1) simple hilo esmaltado enrollado al aire, (2) hilo esmaltado con núcleo de ferrita, (3) bobina toroidal, (4) inductor para uso genérico con marcas de colores.

Los inductores se pueden adquirir o fabricar; de hecho, basta con enrollar hilo de cobre esmaltado alrededor de un cilindro de papel que puede contener o no un núcleo de metal o de ferrita. La presencia de un núcleo modifica la inductancia de la bobina y mejora su factor de calidad: un parámetro, indicado con la letra Q , útil para entender la eficacia de la bobina. Un Q elevado indica que la bobina amortiguará más lentamente las oscilaciones.

Para la construcción de las bobinas, se pueden realizar fórmulas sencillas que indican las dimensiones que debe tener el componente. Los parámetros típicos son la sección del hilo, el diámetro de las espiras, la longitud de la bobina, el número de espiras, el espaciado y la forma del devanado.

El hilo que suele utilizarse para realizar las bobinas es de cobre, esmaltado. La presencia de un núcleo, es decir, el pequeño cilindro metálico que se introduce en el centro de la bobina, puede variar su valor, y aumentarlo o disminuirlo. Los materiales se caracterizan por una permeabilidad magnética μ que se utiliza en las fórmulas para calcular la inductancia. La permeabilidad magnética expresa la actitud de un material para magnetizarse en presencia de un campo magnético. La del vacío es igual a:

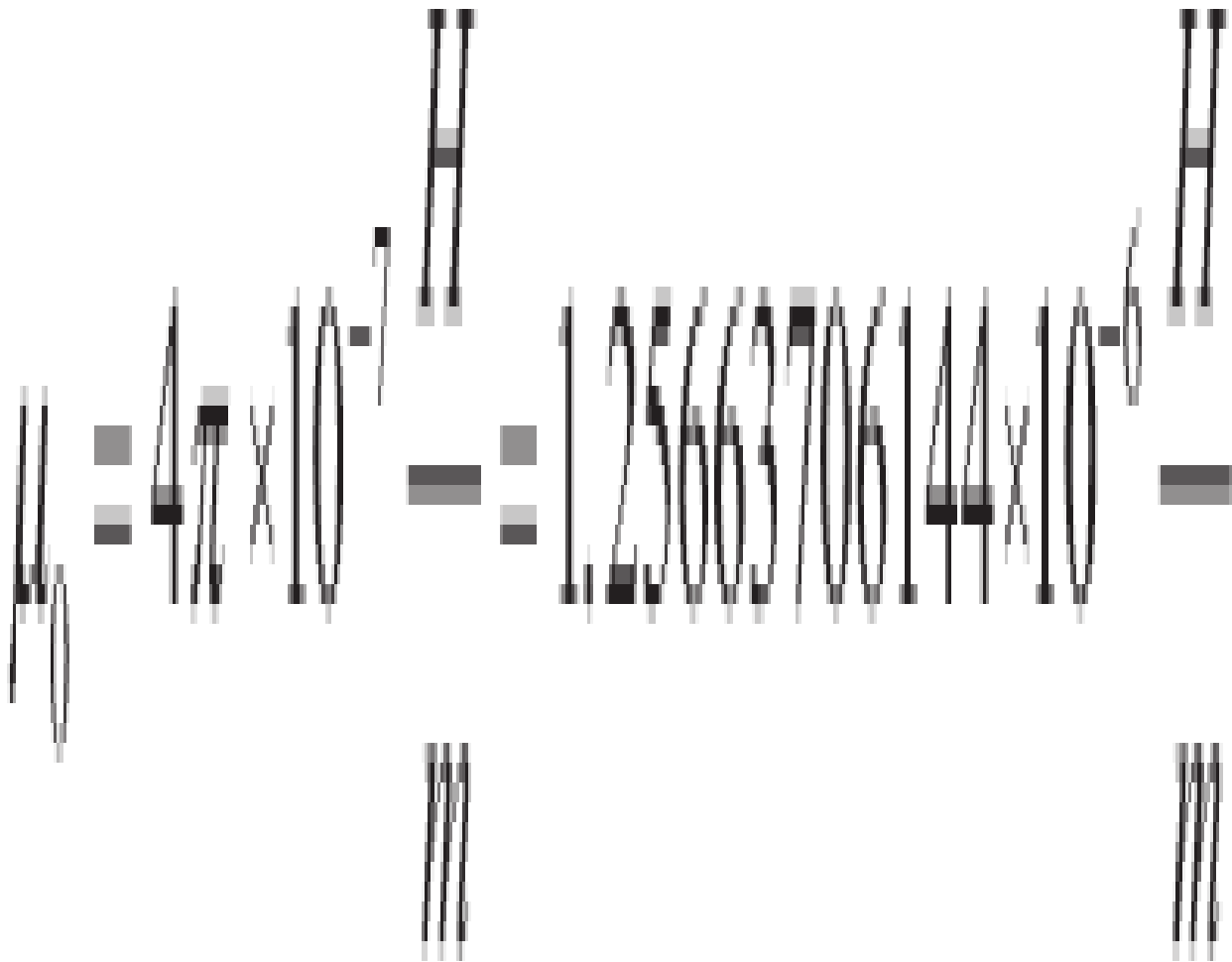


Tabla 2.12 – Permeabilidad magnética de algunos materiales.

■

Material	Permeabilidad (H/m)
Ferrita	8×10^{-4}
Cobre	1.2566290×10^{-6}
Aire	1.2566375×10^{-6}
Vacío	$4\pi \times 10^{-7}$
Superconductor	0

La fórmula para calcular la inductancia (L) de una simple bobina en aire es la siguiente:

$$L = \frac{(N \times r)^2}{9r + 10l}$$

La bobina se genera enrollando un simple hilo de cobre esmaltado alrededor de un soporte que después se extraerá, de manera que entre las espiras solo haya aire. Normalmente yo utilizo un lápiz o un bolígrafo para dar la forma a las espiras. Deben estar atentos a las dimensiones y al número de espiras (N). Para calcular el valor, necesitamos también medir el radio de las espiras (r) y la longitud (l) a la que están dispuestas. Las espiras deben estar estrechas, es decir, deben estar en contacto unas con otras (por eso se utiliza un hilo esmaltado). Realicen una sola capa de espiras y no las superpongan.

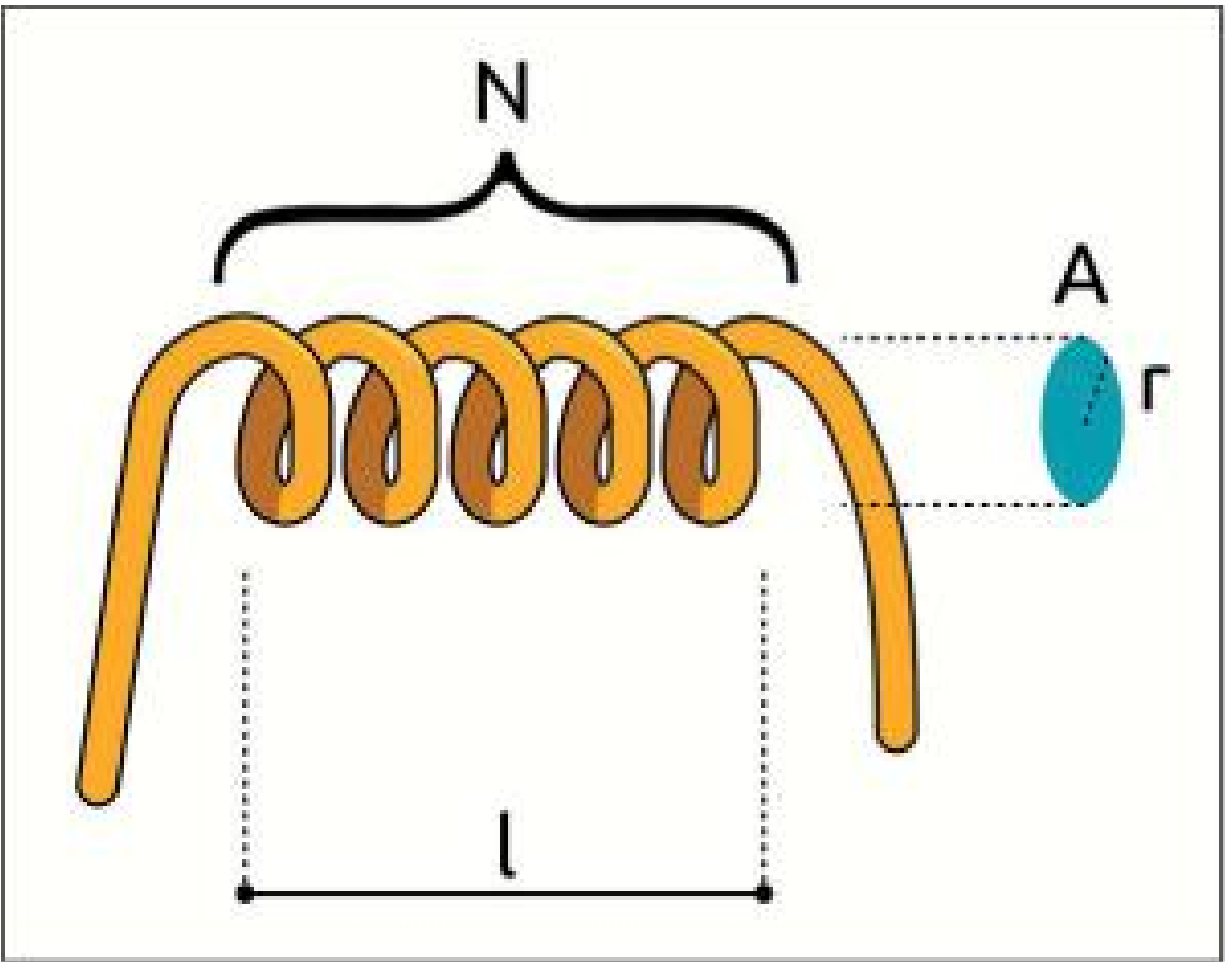


Figura 2.54 – Parámetros de una bobina enrollada al aire.

El componente obtenido podría acercarse al valor conseguido mediante la fórmula, aunque después siempre será necesario realizar algún ajuste añadiendo o eliminando espiras.

Para obtener bobinas aceptables, deben conseguir un medidor de inductancia, un instrumento fundamental para su construcción y comprobación. El medidor de inductancia se asemeja a un multímetro, pero

es especial para medir bobinas. Al conectar sus dos sondas a una bobina, podrán obtener de inmediato su valor.

Se puede construir bobinas con las formas más dispares y modificar su valor con distintos procedimientos o, simplemente, cambiando las características mecánicas del objeto. Por ejemplo, pueden ampliar el espacio entre las espiras, crear devanados de varias capas o insertar núcleos de distintos tipos (cilíndricos o toroidales). Existen fórmulas especiales para cada tipo de devanado.

Ahora bien, pueden evitar todo este trabajo y, para usos genéricos o no particularmente difíciles, confiar en las bobinas ya preparadas. Existe una amplia variedad de componentes de este tipo con marcajes no siempre estándares. Muchas veces las bobinas se asemejan a las resistencias en cuanto a la forma.

Estos componentes también utilizan un código de reconocimiento con bandas de colores. Con un poco de experiencia las podrán reconocer, pues tienen las extremidades ligeramente más redondeadas que un resistor. Si las medimos con un ohmímetro, podremos leer valores muy bajos, de unos cuantos ohmios.

Un componente como el que se puede ver en la figura 2.53 (4), que presenta bandas de color marrón, negro, marrón y plata, tiene un valor de $100\ \mu\text{H}$ con una tolerancia del 10 %. Normalmente, la unidad de medida básica es el μH , al cual se aplica el multiplicador que indica la tercera banda. Cuando se elige este tipo de inductores, hay que prestar atención a su factor de potencia, a menudo indicado como corriente máxima soportable.

Tabla 2.13 – Códigos de color para inductores.

Color	1. ^a banda	2. ^a banda	3. ^a banda - multiplicador	4. ^a banda - tolerancia
Negro	-	0	1	-
Marrón	1	1	10	-
Rojo	2	2	100	-
Naranja	3	3	1000	-
Amarillo	4	4	10 000	-
Verde	5	5	100 000	-
Azul	6	6	1 000 000	-
Morado	7	7	-	-
Gris	8	8	-	-
Blanco	9	9	-	-
Oro	-	-	0.1	5%
Plata	-	-	-	10%

20. Combinar varios inductores

Obtenemos el valor equivalente de una serie de inductores o de varios inductores conectados en paralelo.

Los inductores también se pueden conectar en serie y en paralelo. Las fórmulas se parecen, en cuanto a la forma, a las de las resistencias. Una serie de inductores se calcula con una simple suma:

$$L_{\text{tot}} = L1 + L2 + L3 + \dots$$

Para los inductores en paralelo, utilizaremos la fórmula habitual del revés:

$$L_{\text{tot}} = \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots}$$

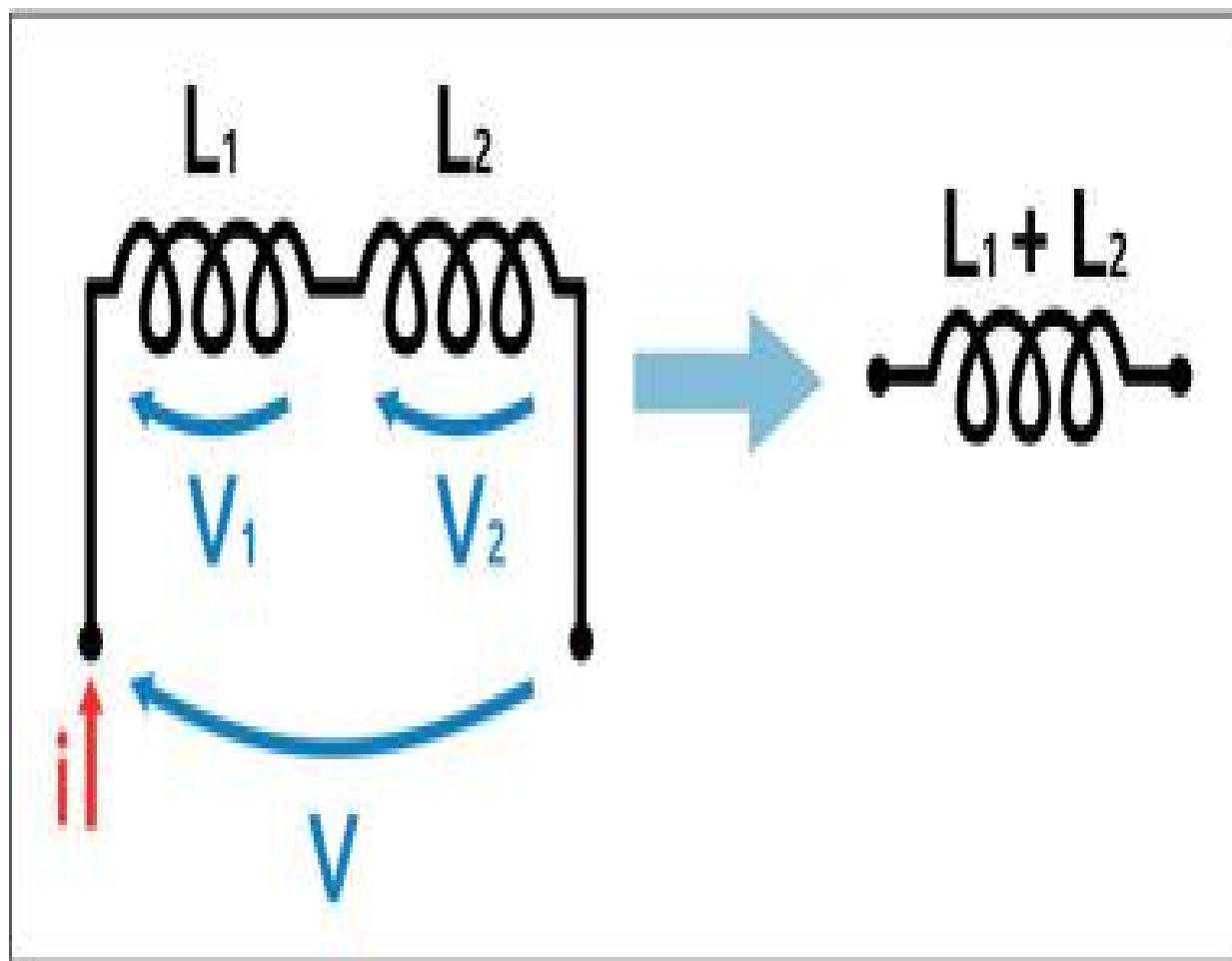


Figura 2.55 – Inductores en serie atravesados por la misma corriente.

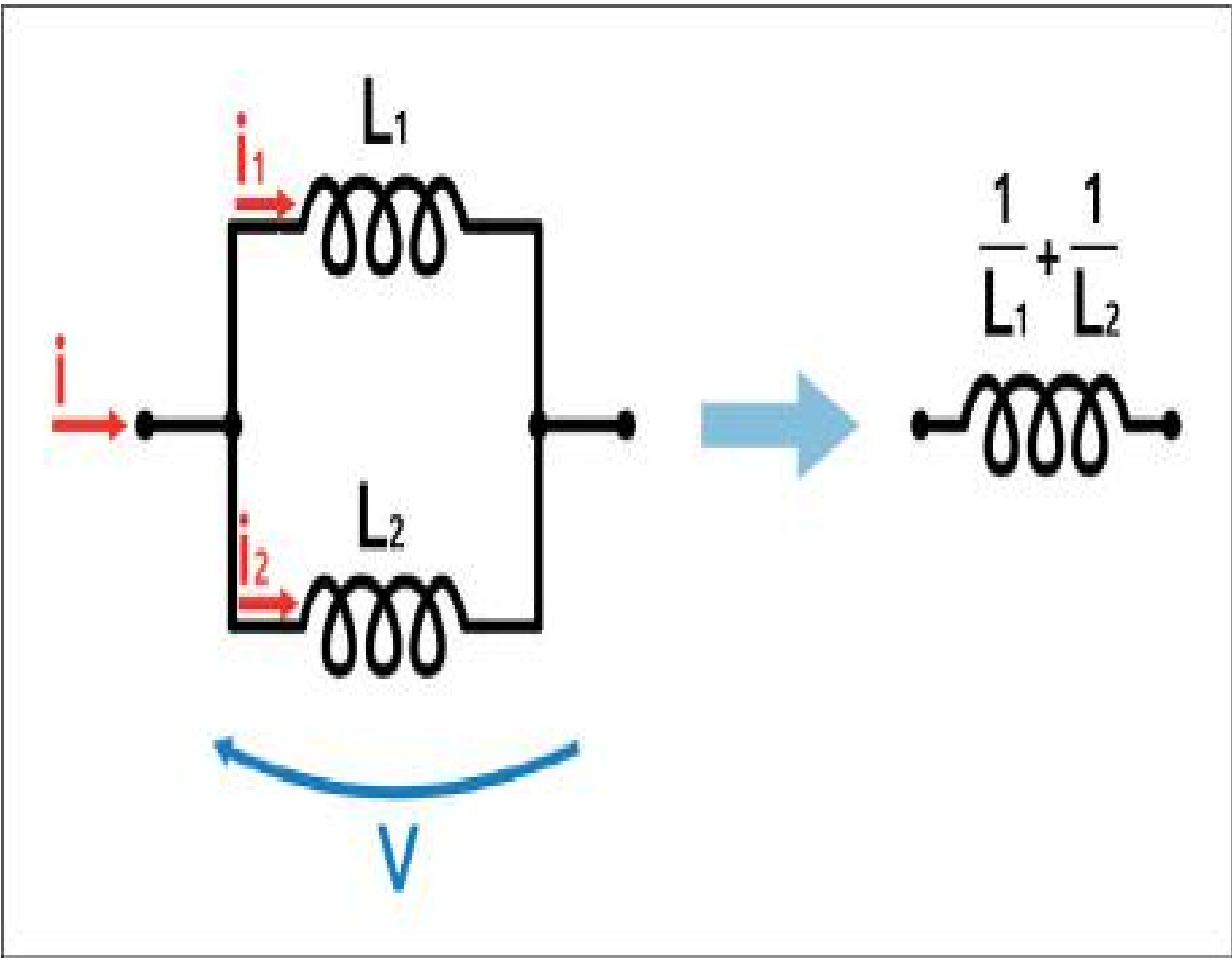


Figura 2.56 – Inductores en paralelo a los cuales se ha aplicado la misma tensión.

La tensión en los extremos de un inductor depende de las variaciones de la corriente, según la ley:

$$V = L \frac{di}{dt}$$

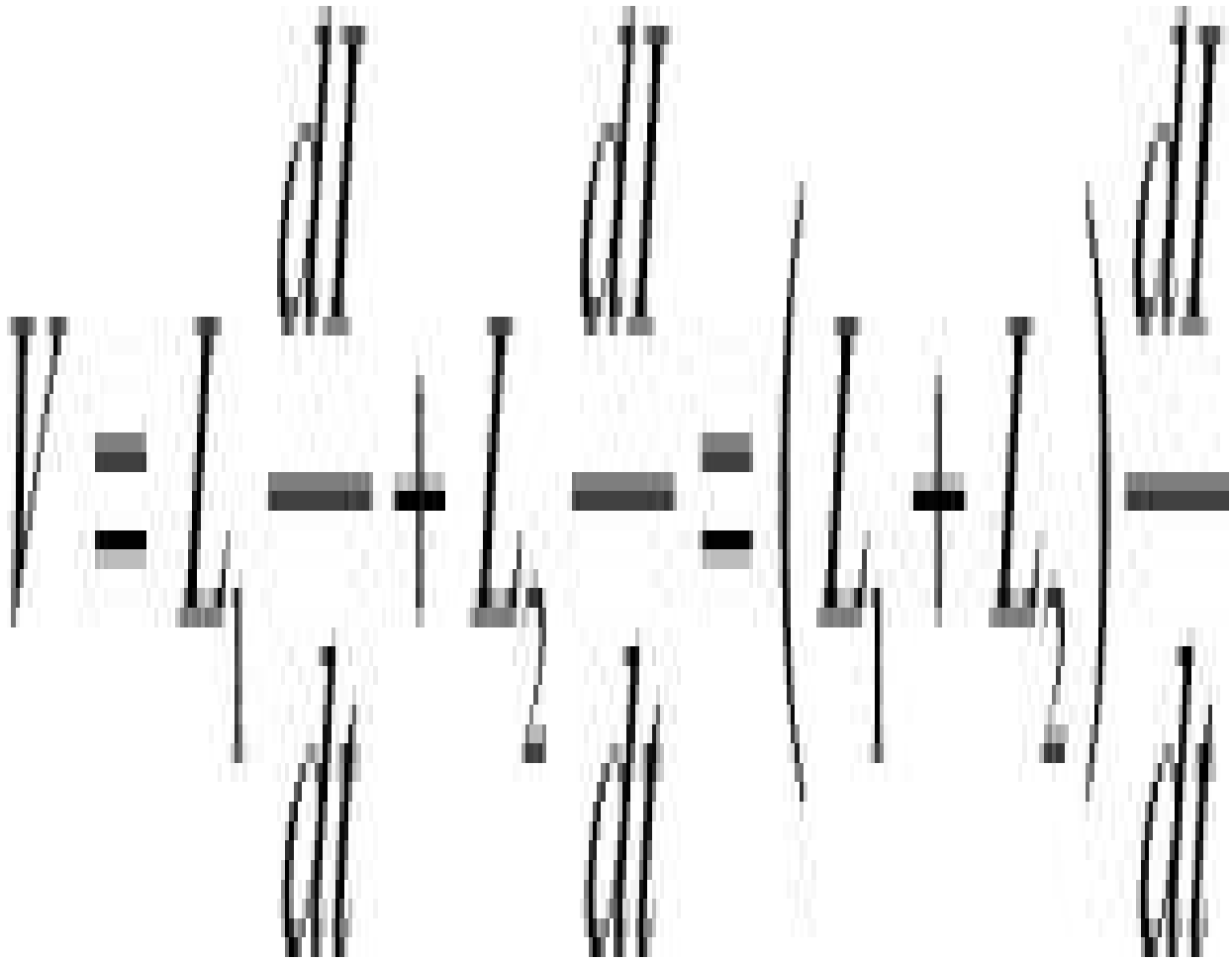
donde L es la inductancia del componente. Como hemos visto para los condensadores, es posible resolver la ecuación obteniendo la corriente. Para anular el efecto de la derivada, es necesario aplicar una integral:

$$I = \frac{V}{L_1 + L_2}$$

En la figura 2.55 tenemos dos inductancias conectadas en serie: la tensión aplicada a ambas (V) se divide entre cada uno de los componentes V_1 y V_2 , y ambas inductancias son atravesadas por la misma corriente I . Así, podemos escribir la igualdad:

$$V = V_1 + V_2$$

y, si sustituimos la expresión de la tensión para las inductancias, tendremos:



de lo cual podemos deducir que, para las inductancias en serie, vale:

$$L_{tot} = L1 + L2$$

En cambio, en la figura 2.56 tenemos dos inductancias en paralelo. A ambas se ha aplicado la tensión V, mientras que por cada una circula una corriente distinta. Podemos escribir una ecuación para las corrientes:

$$I = I1 + I2$$

Al sustituir en la ecuación la expresión de la corriente para el inductor, tenemos:

$$I = \frac{1}{L_1} \int V dt + \frac{1}{L_2} \int V dt = \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right) \int V dt$$

de lo cual podemos obtener, para las inductancias en paralelo, que:

$$\frac{1}{L_{tot}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}$$

21. Calcular el tiempo de carga de un condensador

Podemos cargar un condensador conectándolo a un generador. El tiempo de carga es previsible y depende de la capacidad y de la resistencia presentes en el circuito.

¿Cómo se comporta un condensador cuando le aplicamos una tensión y lo cargamos? Hasta ahora hemos tratado este hecho solo desde el punto de vista descriptivo, sin entrar en detalles, pero, viendo que cada circuito se puede resolver con una serie de cálculos, es natural preguntarse si y cómo es posible obtener alguna descripción matemática de la carga de un condensador. La respuesta es obviamente afirmativa, aunque se necesitan ciertos conocimientos matemáticos, y no precisamente elementales.

Observemos el circuito que aparece en la figura 2.57, donde tenemos una batería o un generador capaz de proporcionar una tensión V_0 . Conectamos un condensador C y una resistencia R al generador. En un principio, la batería está desconectada del resto del circuito y podemos conectarla cerrando un interruptor. En el momento en que cerremos el interruptor, aplicaremos una tensión al resistor y al condensador. El condensador dejará pasar una corriente aparente mientras se carga. Esta corriente estará limitada al resistor R . Después podremos ver una corriente que disminuirá hasta 0 cuando el condensador se encuentre cargado. En cuanto el condensador empieza a conducir, se comporta como un cortocircuito y, por tanto, la tensión en sus extremos será igual a 0, para después aumentar hasta el valor máximo (V_0).

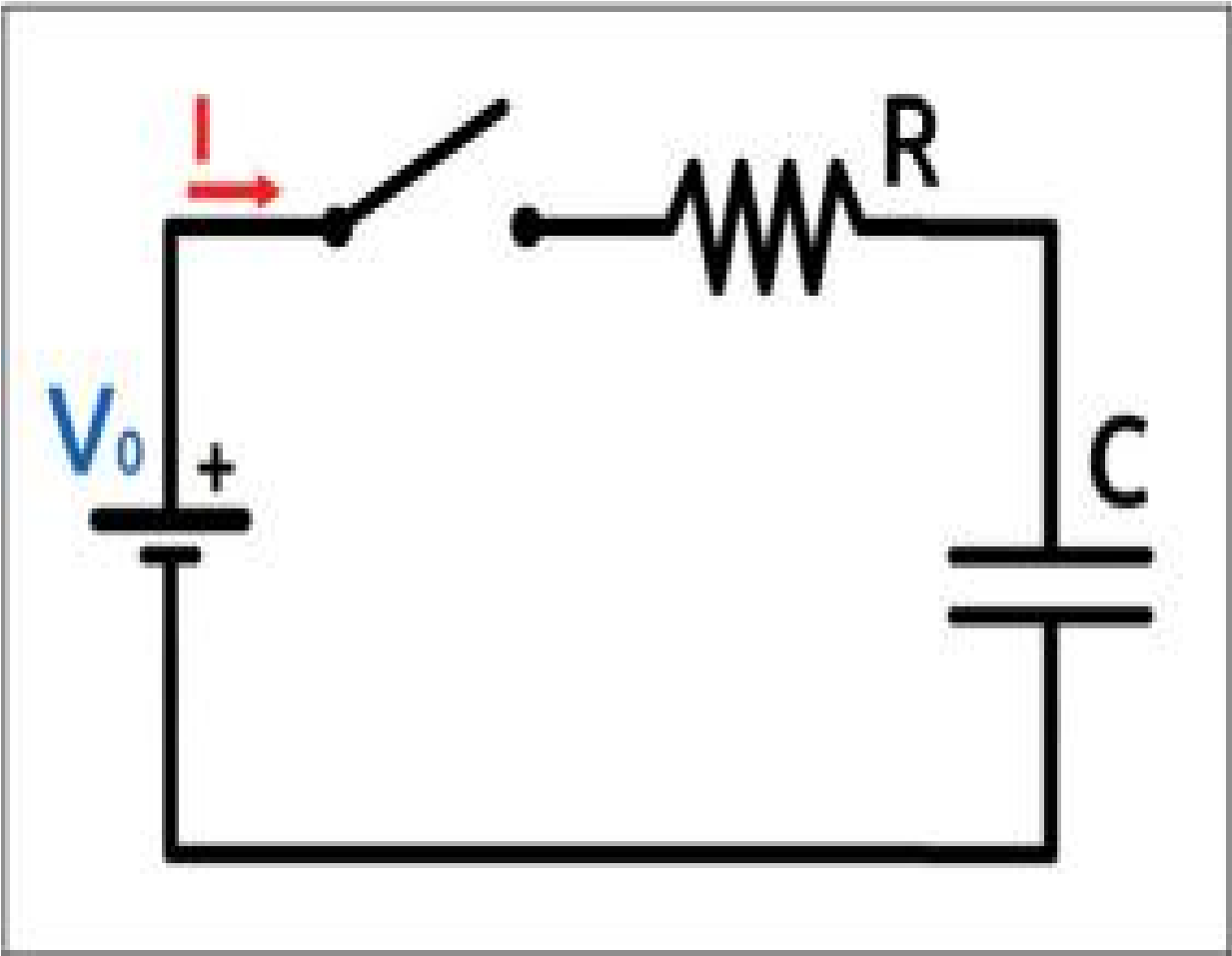


Figura 2.57 – Circuito para experimentar la carga del condensador.

Sabemos que la corriente que circula en una condensador se obtiene de la ley:

$$I = C \frac{dV}{dt}$$

Podemos tratar de utilizar la ley de Kirchhoff aplicándola a una única malla del circuito. Así, tenemos:

$$V_0 - V_R - V_C = 0$$

$$V_0 = V_R + V_C$$

La corriente que circula en la malla está determinada por la carga del condensador, por lo que podemos añadir algún detalle a nuestra ecuación. La tensión en los extremos del condensador surge de la fórmula:

$$V_c = \frac{1}{C} \int i_C dt$$

Por tanto, la ecuación de la malla se convierte en:

$$V_0 = IR + \frac{1}{C} \int dt$$

¡Esta ecuación no es nada sencilla! Si recordamos que la integral reconstruye una derivada y que la operación funciona también al revés, podemos tratar de derivarlo todo para eliminar la integración:

$$0 = -\frac{dI}{dC}R + \frac{1}{C}$$

El término V_0 se ha anulado porque es una constante y, por tanto, tiene una pendiente igual a 0. Por eso, si lo derivamos, obtenemos:

$$\frac{dV}{dt} = 0$$

Reordenamos la ecuación que hemos obtenido, a la espera de que algo nos ilumine:

$$\frac{RM}{dt} + \frac{1}{C} I = 0$$

Lo dividimos todo entre R:

$$\frac{dI}{dt} + \frac{1}{RC} I = 0$$

Lamentablemente es una ecuación diferencial: la incógnita es la I , que aparece también como derivada. Pero este tipo de ecuaciones se puede resolver y, es más, su solución es conocida (les remito a cualquier libro de matemáticas o a su confianza). La solución es:

$$e = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{1}{n}\right)^n$$

La e se conoce como constante de Napier y es un número omnipresente en matemáticas, un poco como la pi griega. El valor de e equivale a unos 2.7182818284...

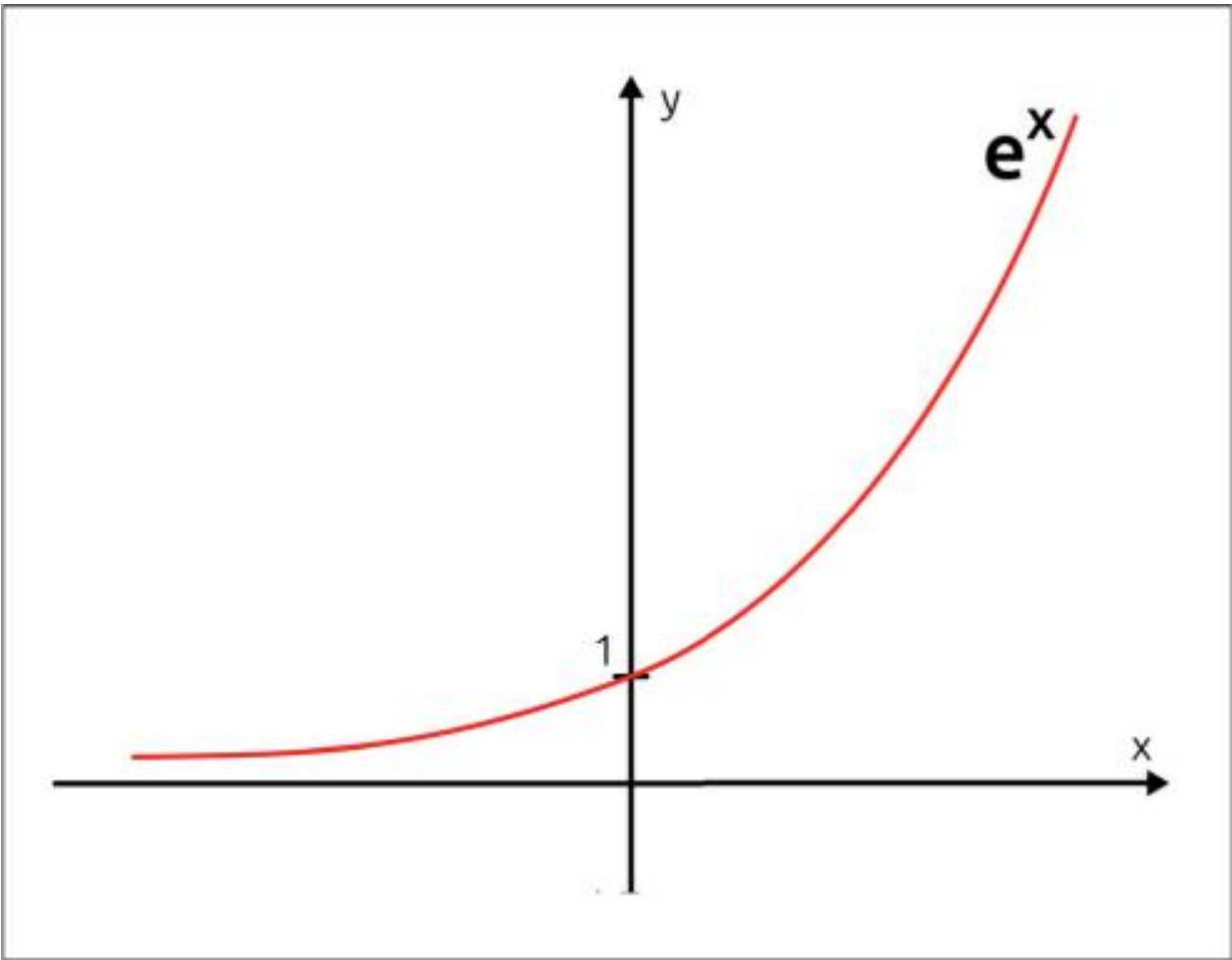


Figura 2.58 – Tendencia de la función e^x .

Ahora, conociendo la tendencia de la corriente, podemos obtener la tendencia de la tensión en los extremos del resistor R :

$$V = IR = R I e^{j\omega t} = V e^{j\omega t}$$

La tensión en los extremos del condensador, en cambio, la obtenemos como:

$$V_C = -\frac{1}{C} \int_0^t I_0 e^{-t/RC} dt$$

Para resolver esta ecuación, debemos calcular la integral. Cuando tratamos los condensadores, vimos que la integral es una especie de suma. En este caso, el símbolo devuelve un 0 y una t, lo que significa que nos interesa calcular la integral que va de 0 a un valor genérico t. Para solucionarlo, podemos ayudarnos de sitios como WolframAlpha (www.wolframalpha.com) o CyMath (www.cymath.com), capaces de realizar estos cálculos y de mostrar tanto el procedimiento como el resultado. Por ejemplo, para resolver una integral con CyMath, deberán introducir en el campo de búsqueda del sitio un texto del tipo:

integrate e^x for x from 0 to t

En unos instantes obtendrán la solución. Sin embargo, esta integral se puede resolver fácilmente a mano; de hecho, la expresión e^x es especial y muy sencilla de resolver porque su integral es igual a la misma función:

$$\int e^x dx = e^x$$

Por tanto, retomando nuestra expresión:

$$V_c = - \int_0^1 e^{RC} dt = - \int_0^1 e^{RC} dt$$

Hemos visto cómo resolver la integral para e^x , pero en el exponente tenemos una expresión más complicada que podría causarnos alguna dificultad.

Utilizamos un expediente, y lo sustituimos con una variable de conveniencia u. Así, escribimos la sustitución:

$$u = \frac{1}{RC} \left(\int i dt + R C i \right)$$

Ahora bien, si sustituimos la t, debemos sustituir también dt. Aplicamos la derivada y así obtenemos la expresión que debemos sustituir también en el lugar de dt:

$$du = \frac{-dt}{RC}$$

y, por tanto, para dt:

$$dt = -RCdu$$

Lo sustituimos todo en la expresión de VC:

$$V_C = -RC \int_0^t e^u du = -R \int_0^t e^u du = -V_0 \int_0^t e^u du$$

La solución es el mismo exponencial:

$$V_C = -V_0[e^u]$$

Ahora sustituimos de nuevo la u por la t :

$$V_C = -V_0 \left[e^{-\frac{t}{RC}} - 1 \right]$$

Debemos calcular la integral de 0 a h. Cuando obtengamos la solución, podremos calcular su valor en el intervalo deseado, sustituyendo antes la t y después el 0 dentro de la solución obtenida y calculando la diferencia:

$$VC = -V_0[e^{-t/RC} - e^{-0/RC}]$$

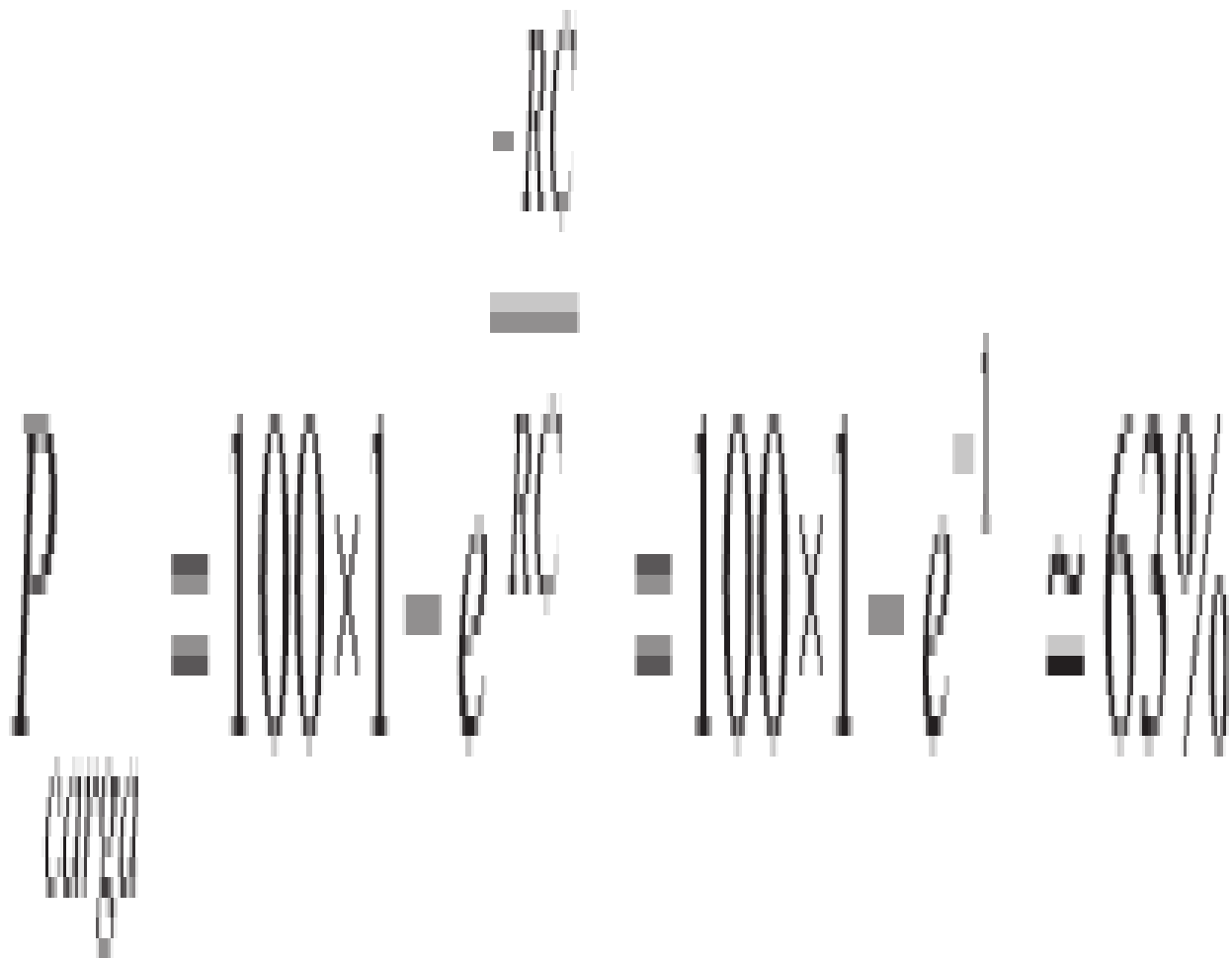
La función exponencial tiene un progreso curvilíneo que, partiendo de un valor cercano a 0, asume el valor 1 pasando por el 0 y, después, sube hasta valores infinitos. Así, tenemos:

$$ex = 1$$

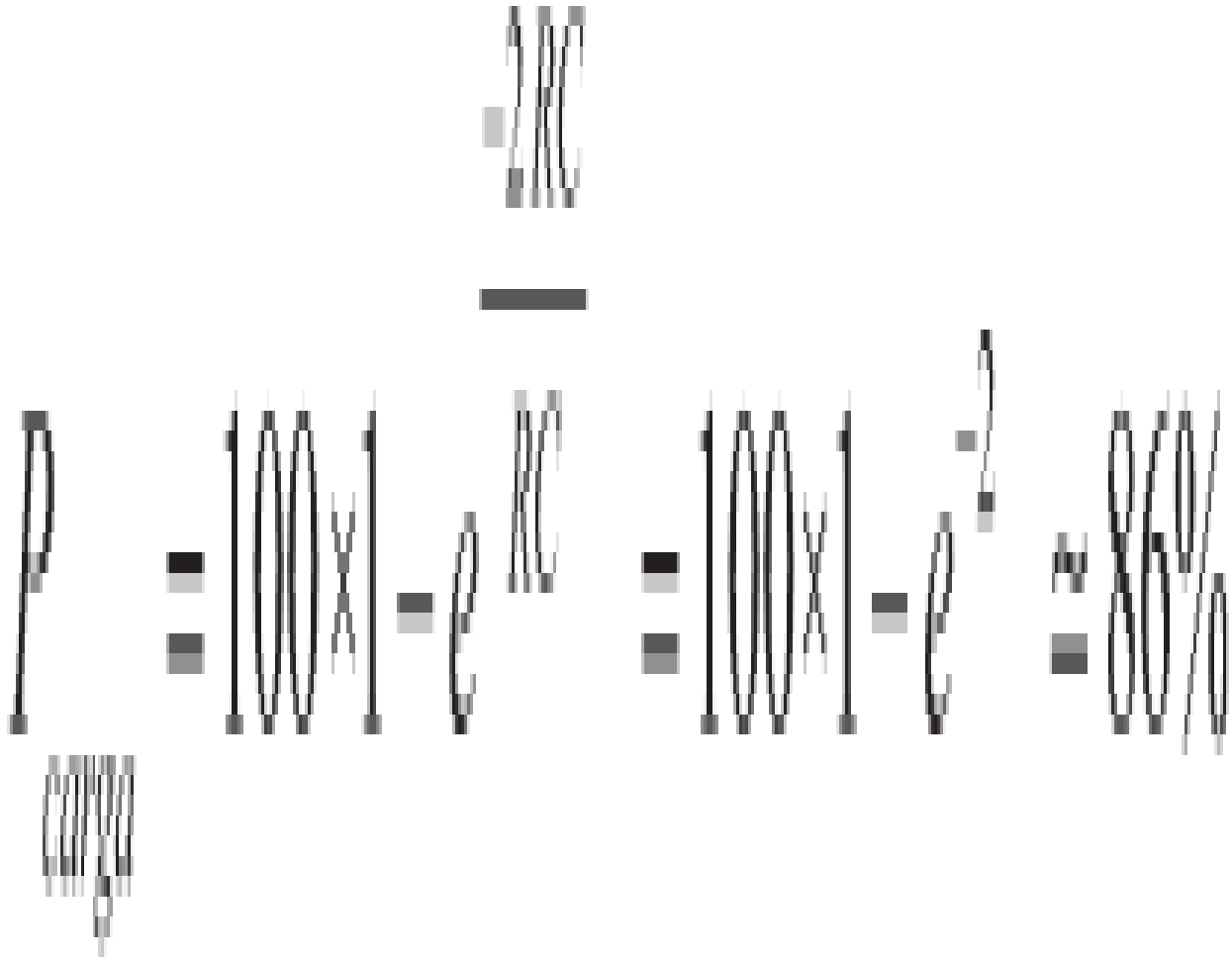
Volvemos a escribir la solución como:

$$V_c = -V_0 \left[e^{-\frac{t}{RC}} - 1 \right] = V_0 \left[1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right]$$

La tensión en los extremos del condensador empieza desde 0 y sube hasta alcanzar el valor máximo (V_0). En el exponente de la expresión obtenida vemos la constante RC , también denominada constante de tiempo. Cuando el tiempo transcurrido a partir del cierre del interruptor es igual a RC , la tensión en los extremos del condensador ha llegado a un 63 % de su valor. Podemos obtener el valor porcentual sustituyendo RC en la posición de t y suponiendo que V_0 vale 100:



Con un tiempo igual al doble de la constante de tiempo $t = 2 RC$, la carga es igual a:



Si t es igual a $5 RC$, la carga del condensador está prácticamente completa ($> 99\%$). Para un condensador de $1\ \mu\text{F}$ en serie con una resistencia de $1\ \text{k}\Omega$, la constante de tiempo vale:

$$\tau = 1\mu\text{F} \times 1\ \text{k}\Omega = 1 \times 10^{-6} \times 1 \times 10^3 = 10(-6+3) = 10^{-3} = 0.001\ \text{s}$$

Al aumentar la capacidad del condensador y el valor de la resistencia, los tiempos aumentan. Con un condensador de $10\ \mu\text{F}$ en serie con una resistencia de $10\ \text{k}\Omega$, la constante de tiempo vale:

$$\tau = 10 \mu F \times 10 k\Omega = 10 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = 100 \times 10^{(-6+3)} = 100 \times 10^{-3} = 10^2 \times 10^{-3} = 10^{-1} = 0.1 s$$

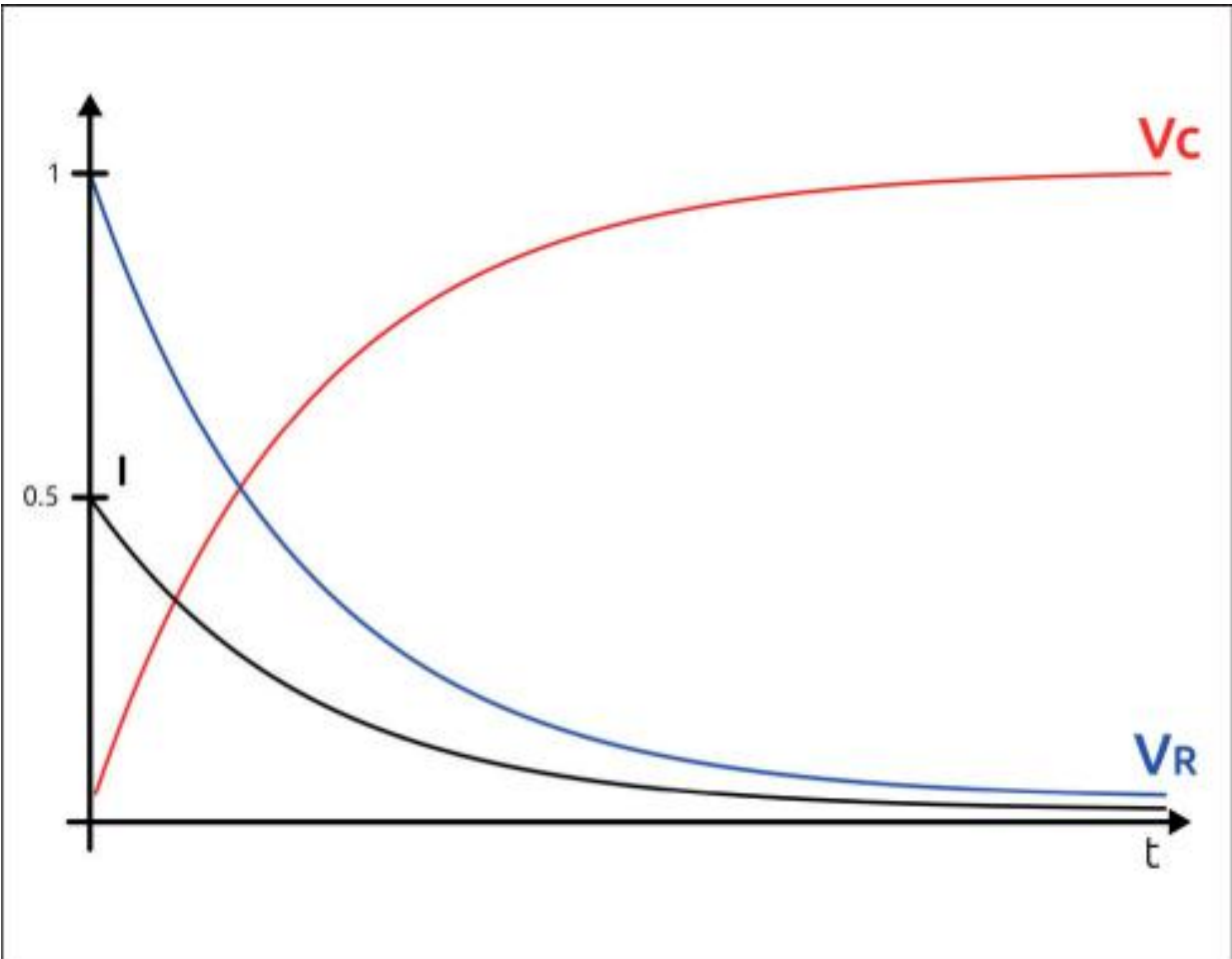


Figura 2.59 – Trazados normalizados (es decir, llevados a 1) para la tensión en los extremos de R y C, y para la corriente durante la fase de carga del condensador.

La fase de descarga es completamente igual y se lleva a cabo conectando el condensador a un resistor. En este caso, el componente partirá de una tensión inicial para, a continuación, descargarse progresivamente hasta llegar a 0 V. La tensión seguirá una curva con una tendencia exponencial similar a ex.

22. Calcular el tiempo de carga de un inductor

Podemos cargar un inductor conectándolo a un generador. El tiempo de carga es previsible y depende de la inductancia y de la resistencia presentes en el circuito.

¿Cómo se comporta un inductor cuando le aplicamos una tensión y lo cargamos? En este caso también podemos obtener descripciones matemáticas precisas del proceso de carga del inductor.

Observemos el circuito que se muestra en la figura 2.60, en el cual aparece un generador capaz de proporcionar una tensión V_0 . Conectamos al generador un inductor L y una resistencia R . Al principio, el generador está desconectado del resto del circuito. En el instante $t = 0$, cerramos el contacto aplicando una tensión a la serie del resistor y el inductor. El inductor primero se opondrá a la corriente mientras entre sus espiras se establece el campo electromagnético. La corriente crecerá hasta el valor máximo, determinado por el resistor R . Por tanto, podremos medir una corriente que aumentará progresivamente. En cuanto el circuito esté funcionando (cuando la corriente está estable), el inductor aparecerá como un cortocircuito y, por tanto, la tensión en sus extremos será igual a 0.

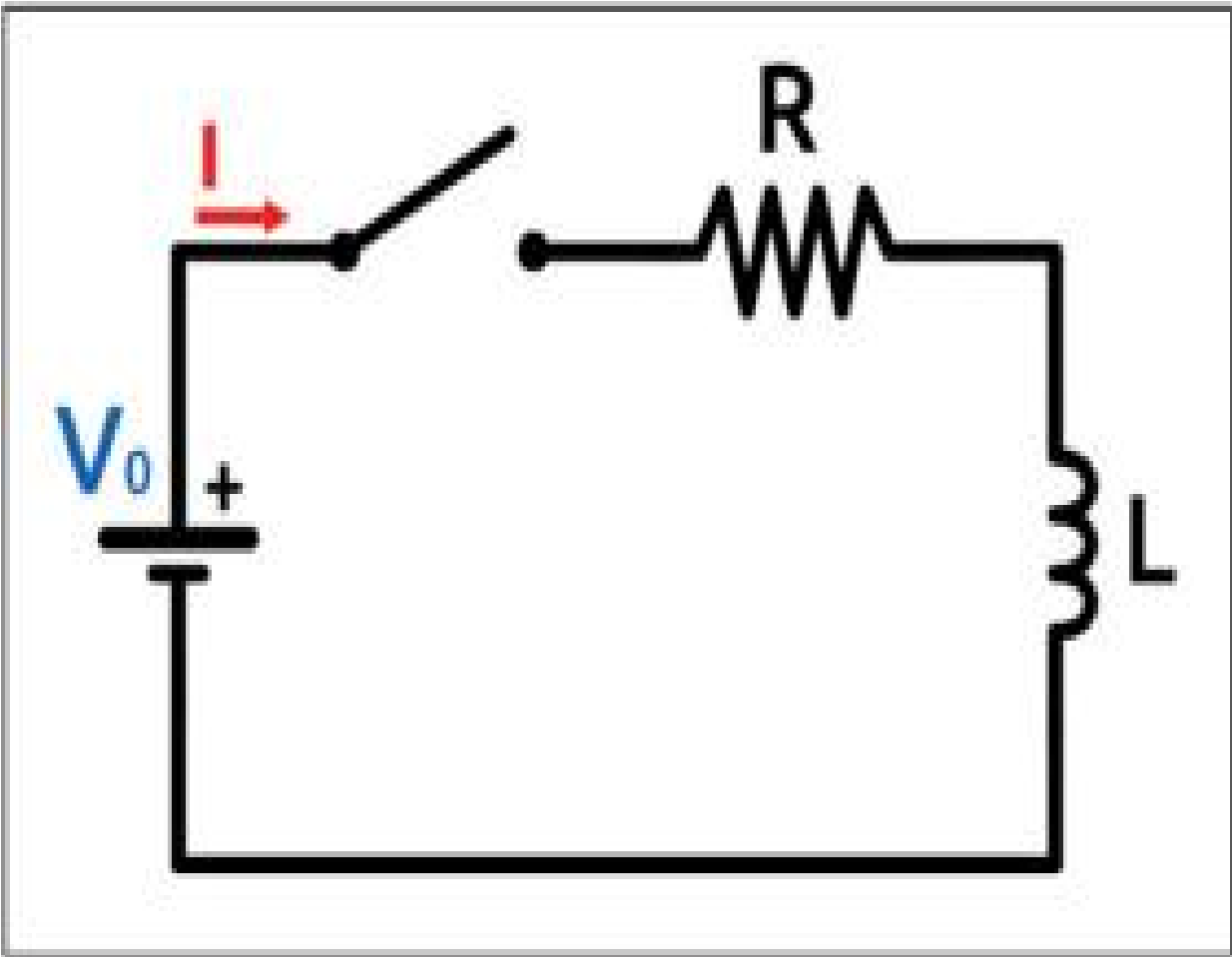


Figura 2.60 – Circuito inductor y resistencia.

Para analizar el circuito de un modo más preciso, debemos recordar cuál es la ley que describe el progreso de la tensión en los extremos de un inductor:

$$V_L = I \frac{dI}{dt}$$

Si observamos el circuito de la figura 2.60, podemos identificar una malla y, por tanto, escribir las tensiones que la recorren:

$$V_0 = V_R + V_L$$

Sustituimos la ley de Ohm para la resistencia y la expresión de la tensión en los extremos del inductor en la fórmula:

$$V_0 = R I + L \frac{dI}{dt}$$

Tratamos de reordenar la ecuación que hemos obtenido:

$$L \frac{di}{dt} + R i = V_0$$

Lo dividimos todo entre L:

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L}i = \frac{K_0}{L}$$

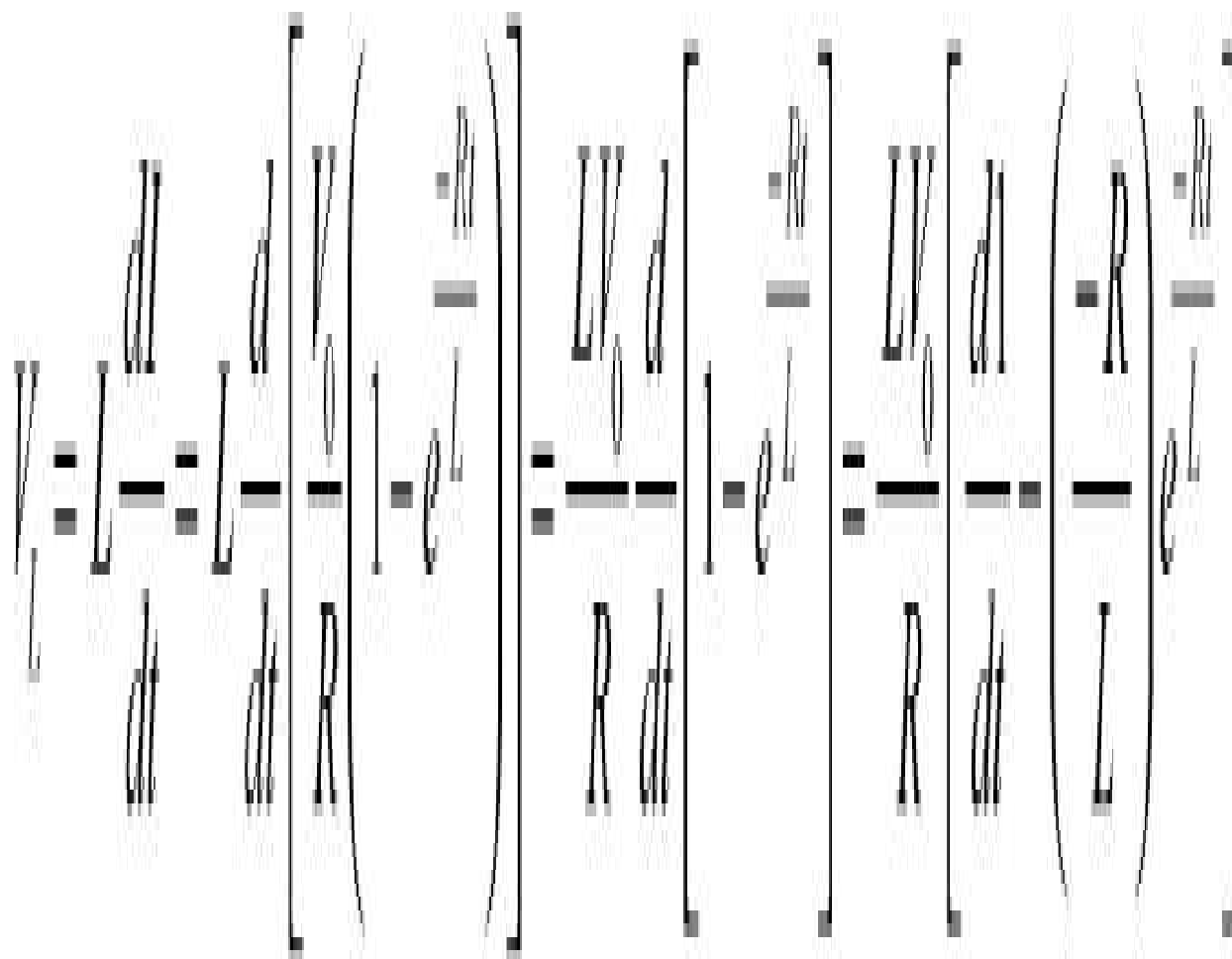
Esta también es una ecuación diferencial y no es sencilla de resolver sin nociones de matemáticas avanzadas. En este momento, hacemos trampa y le pedimos la solución a un amigo matemático. La solución de la ecuación es una expresión que contiene fundamentalmente un exponencial:

$$I = \frac{V_0}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{L/R}} \right) = \frac{V_0}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right)$$

Si conocemos la tendencia de la corriente en el tránsito inicial, podemos obtener la fórmula que describe la tensión en los extremos de la resistencia R:

$$V_R = RI = R \left(\frac{V_0}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) \right) = V_0 \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right)$$

Para calcular la tendencia de la tensión en los extremos del inductor, debemos aplicar una derivada. ¡La derivada de un exponencial es exactamente igual a la función misma!



Hay que precisar algo sobre el último paso. Es cierto que la derivada:

$$\frac{d}{dt} e^x = e^x$$

pero, si tenemos en el exponente una constante que multiplica la x, la derivada será

$$\frac{d}{dt} \left(e^{ax} \right) = ae^{ax}$$

Aquí nos puede ayudar el sitio web de Cymath. Si introducimos en el campo de búsqueda:

Differentiate $e^{(cx)}$

obtendremos el resultado del diferencial introducido.

Regresamos a la expresión de la tensión del inductor, donde vemos que tenemos la derivada de 1, que es un número constante, por lo que su

resultado es 0 (la pendiente).

En tal caso, escribimos:

$$V_L = \frac{LV_0}{R} \left[\frac{R}{L} - \frac{R}{L} e^{-\frac{R}{L}t} \right] = V_0 e^{-\frac{R}{L}t}$$

La fórmula se ha simplificado mucho y en este caso también podemos identificar una constante de tiempo escrita de este modo:

$$V = \frac{L}{R}$$

Igual que en el caso del condensador, si t es igual a la constante de tiempo (que depende de los valores de R y L utilizados), observaremos que la tensión baja un 63.2 % respecto del valor máximo.

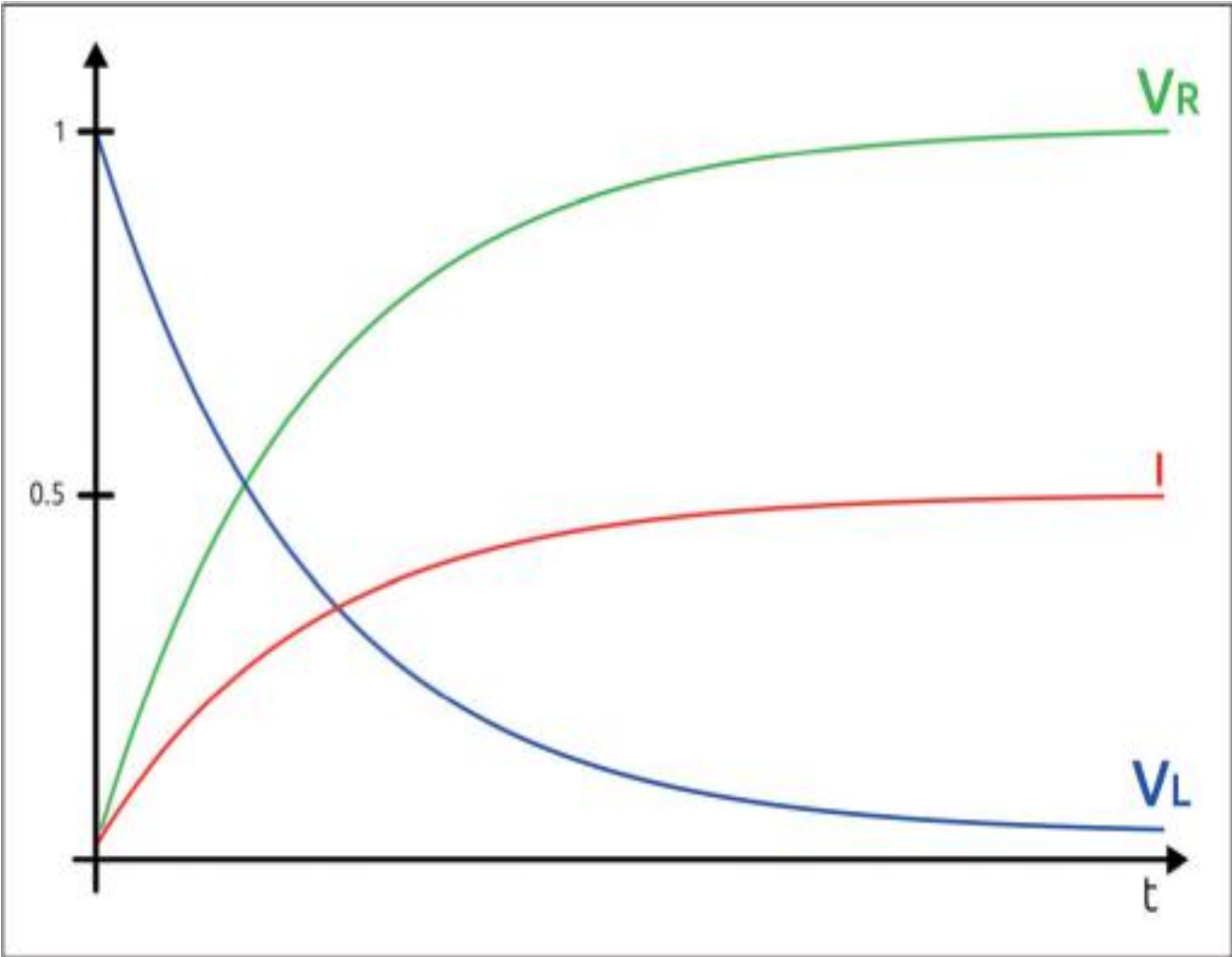


Figura 2.61 – Tendencias (normalizadas, es decir, llevadas a 1) de la tensión en los extremos del inductor L , de la resistencia y de la corriente durante el tránsito de carga.

23. Calcular la reactancia de un condensador

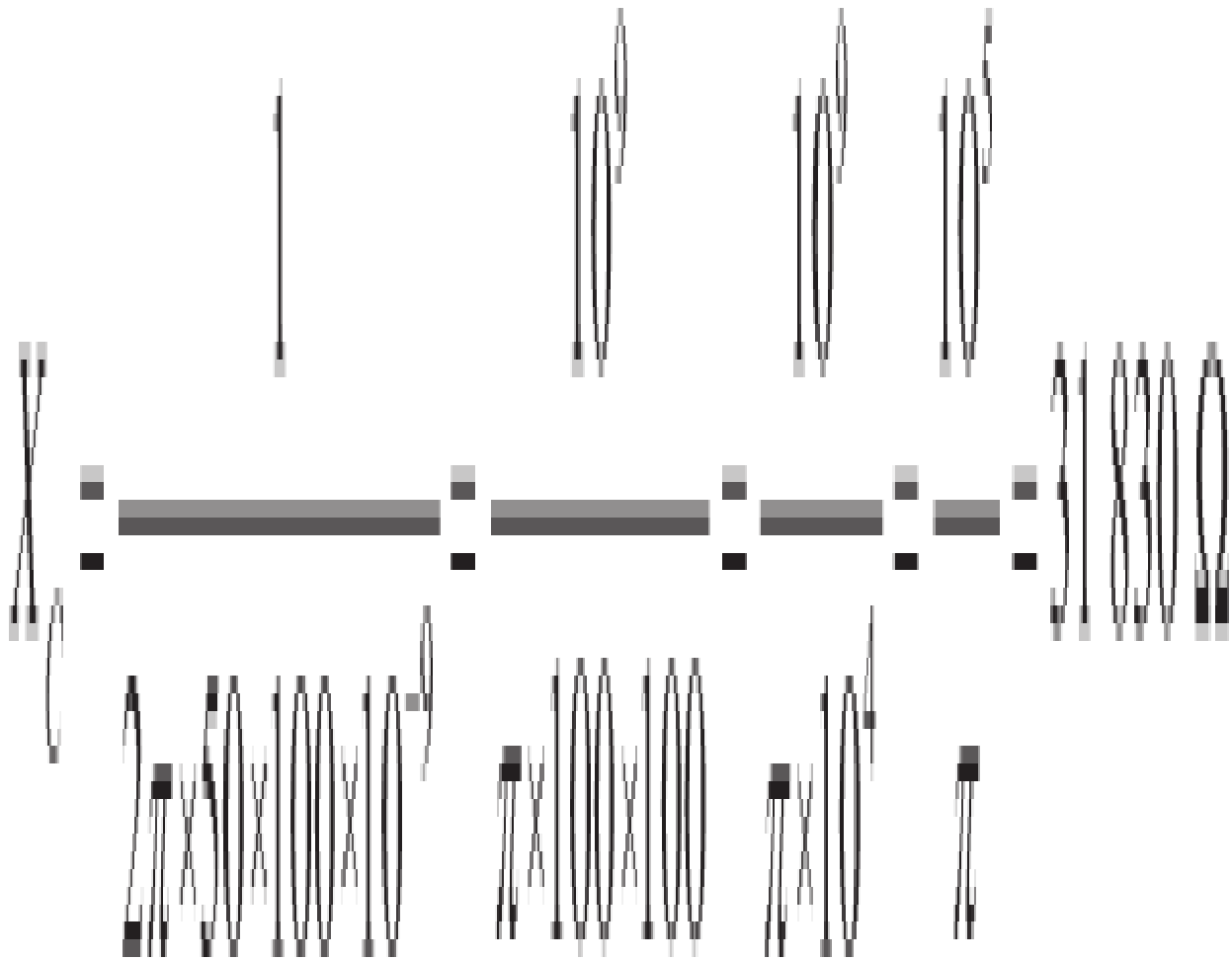
Un condensador que es atravesado por una corriente alterna se comporta como un resistor, presentando una resistencia denominada reactancia.

Los condensadores que son atravesados por una corriente variable a una determinada frecuencia se comportan como una resistencia. Sin embargo, en estos casos hablamos de reactancia y no de resistencia. La reactancia, como vimos en el capítulo 1, depende de la frecuencia (f) y del valor del condensador (C).

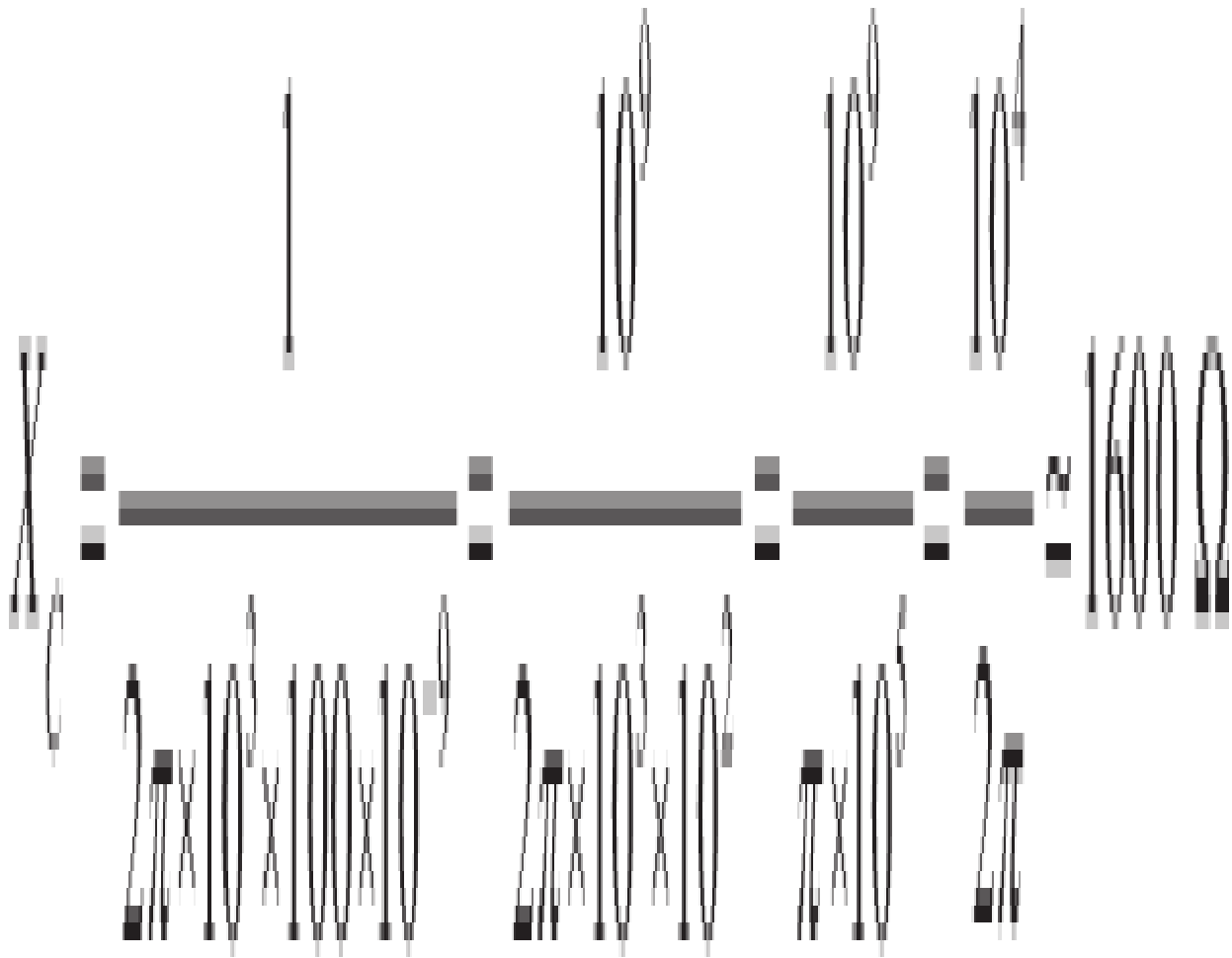
La reactancia se indica con la letra X y se calcula con la fórmula:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC}$$

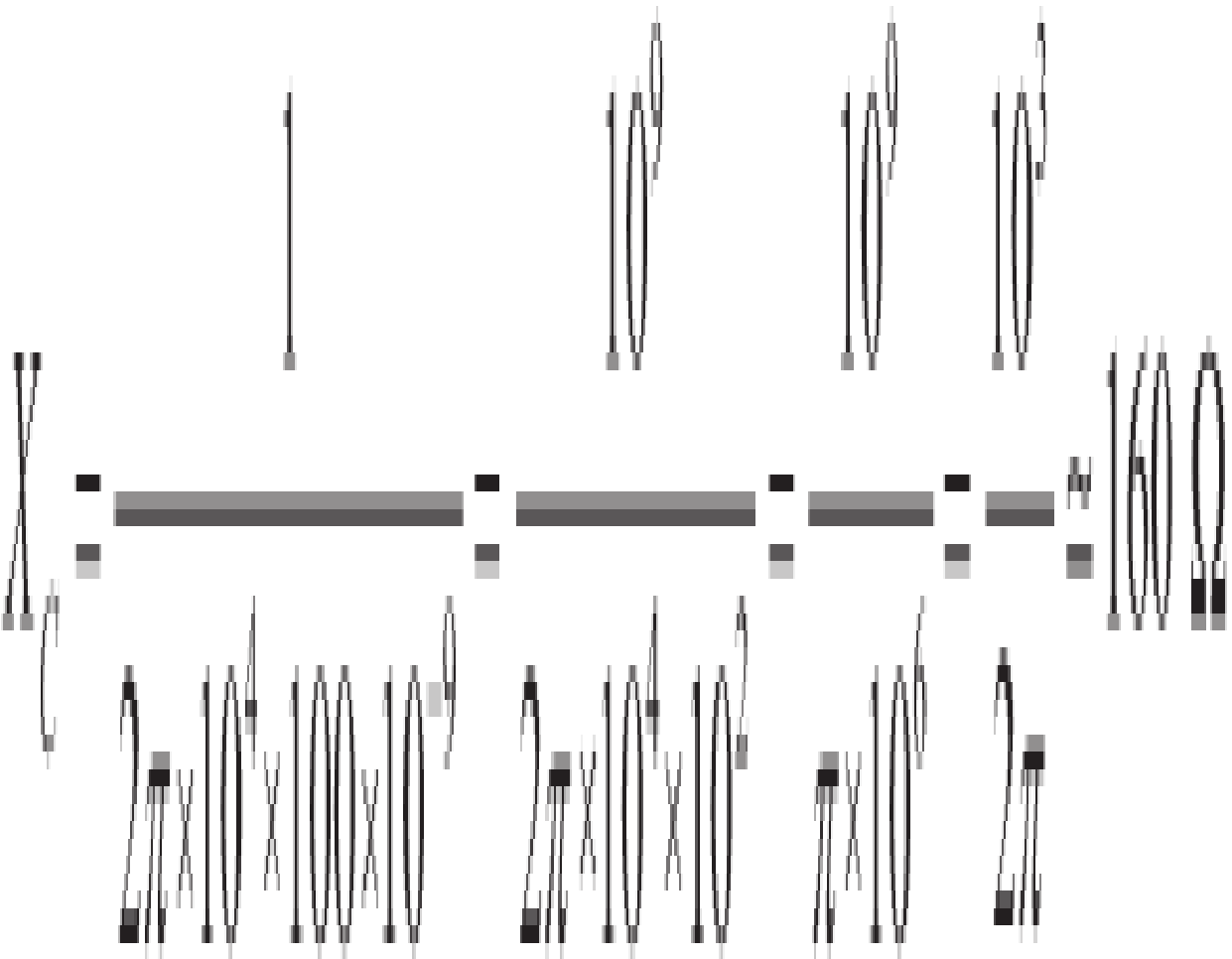
Supongamos que tenemos un generador sinusoidal que genera una frecuencia a 50 Hz y al que le conectamos un condensador de 100 nF (100×10^{-9}). Con la fórmula de la reactancia podemos saber cuál será la reactancia presentada por el componente a aquella frecuencia en concreto. A diferencia de un resistor, no tendremos disipación de calor, razón por la cual hablamos de reactancia y no de resistencia.



Si aumentamos la frecuencia del generador, deberíamos observar que la reactancia disminuye. Pueden observar que no depende del valor de la tensión del generador, del cual no hemos hablado. Vamos a intentar llevar la frecuencia a 1 kHz (103), de nuevo para un condensador de 100 nF:



Si aumentamos de nuevo la frecuencia a 100 kHz (104), obtenemos una resistencia aún más baja:



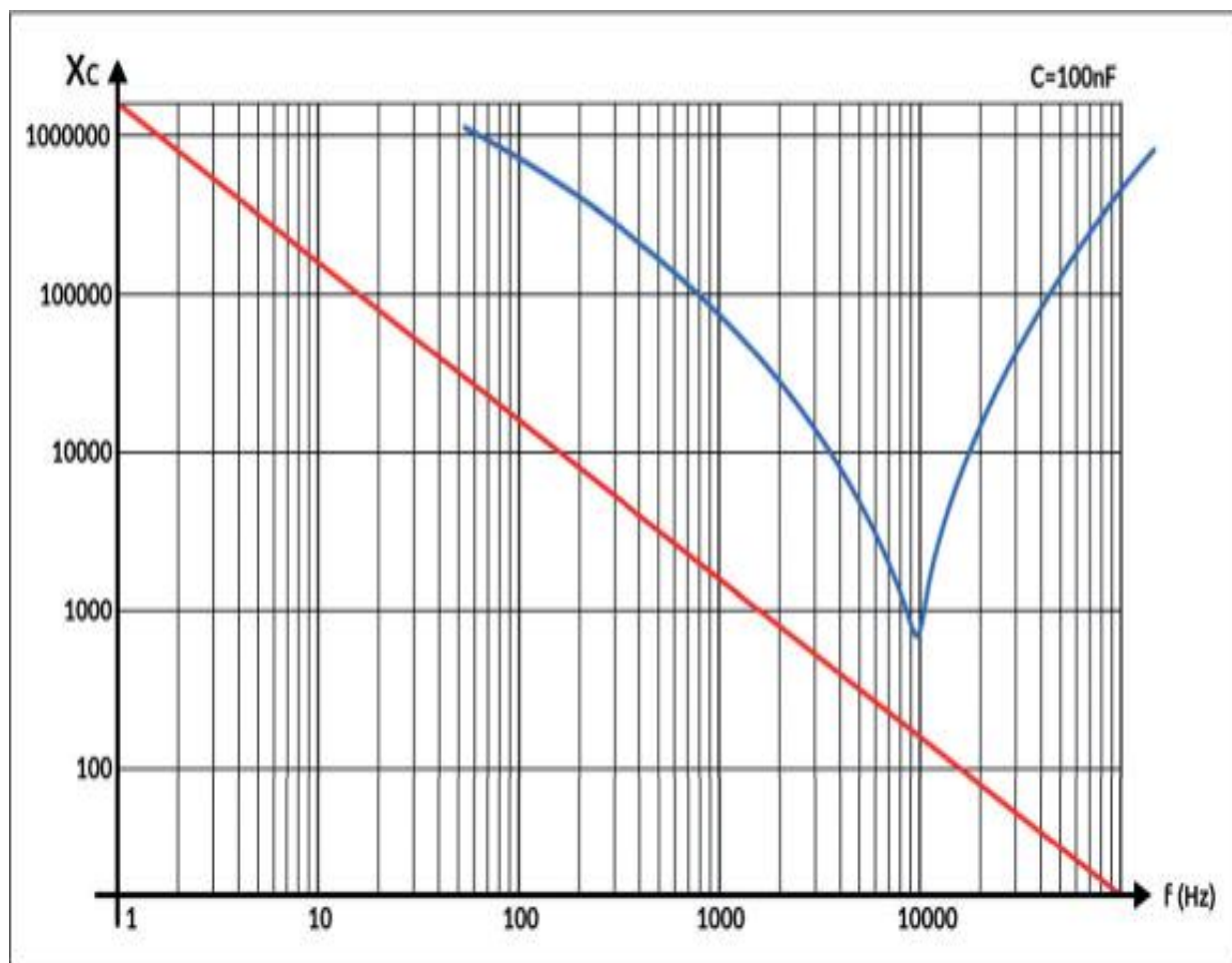


Figura 2.62 – Trazado sobre un gráfico a escala logarítmica de la reactancia de un condensador ideal (rojo). En azul se encuentra trazada la reactancia de un condensador real. Las diferencias se deben a los efectos parasitarios y secundarios sobre el componente.

El valor de la reactancia disminuye siguiendo un trazado proporcional de $1/x$. Podemos trazarlo sobre un gráfico logarítmico, donde se mostrará como una línea recta. Este tipo de gráficos se utiliza mucho en electrónica cuando se necesita obtener grandes intervalos de frecuencia. En este tipo de gráficos, la rejilla no cambia de manera uniforme, sino en múltiplos de 10. Para hacerlo más sencillo, el primer cuadrado vale 10; el segundo, 100; el tercero, 1000, etc.

24. Calcular la reactancia de un inductor

Una bobina que es atravesada por una corriente alterna se comporta como un resistor, y presenta una resistencia denominada reactancia.

Los inductores que son atravesados por una corriente variable se comportan como una resistencia denominada reactancia y que depende de la frecuencia (f) y del valor de la inductancia (L). La reactancia se indica con la letra X y se calcula con la siguiente fórmula:

$$XL = 2\pi \cdot f \cdot L$$

También en el caso de los inductores, la energía absorbida no se disipa en calor, sino que se almacena como campo electromagnético. Los inductores ideales, por tanto, no se sobrecalientan. En realidad, están presentes efectos parasitarios y secundarios que modifican su comportamiento y que pueden desarrollar calor.

Para una bobina de 100 μH (100×10^{-6}) a una frecuencia de 50 Hz, la reactancia tiene un valor igual a:

$$XL = 2\pi \times 50 \times 100 \times 10^{-6} = \pi \times 100 \times 100 \times 10^{-6} = \pi \times 10^4 \times 10^{-6} = \pi \times 10^{-2} = 0.0314 \, \Omega$$

Si llevamos la frecuencia a 1 kHz (103 Hz), la resistencia aumentará:

$$XL = 2\pi \times 103 \times 100 \times 10^{-6} = 2\pi \times 105 \times 10^{-6} = 2\pi \times 10^{-1} = 0.628 \, \Omega$$

Si la frecuencia sube hasta 10 kHz (104 Hz), tendremos:

$$XL = 2\pi \times 104 \times 100 \times 10^{-6} = 2\pi \times 106 \times 10^{-6} = 2\pi = 6.28 \, \Omega$$

Podemos trazar un gráfico que muestre la tendencia de la reactancia en función de la frecuencia aplicada (figura 2.63).

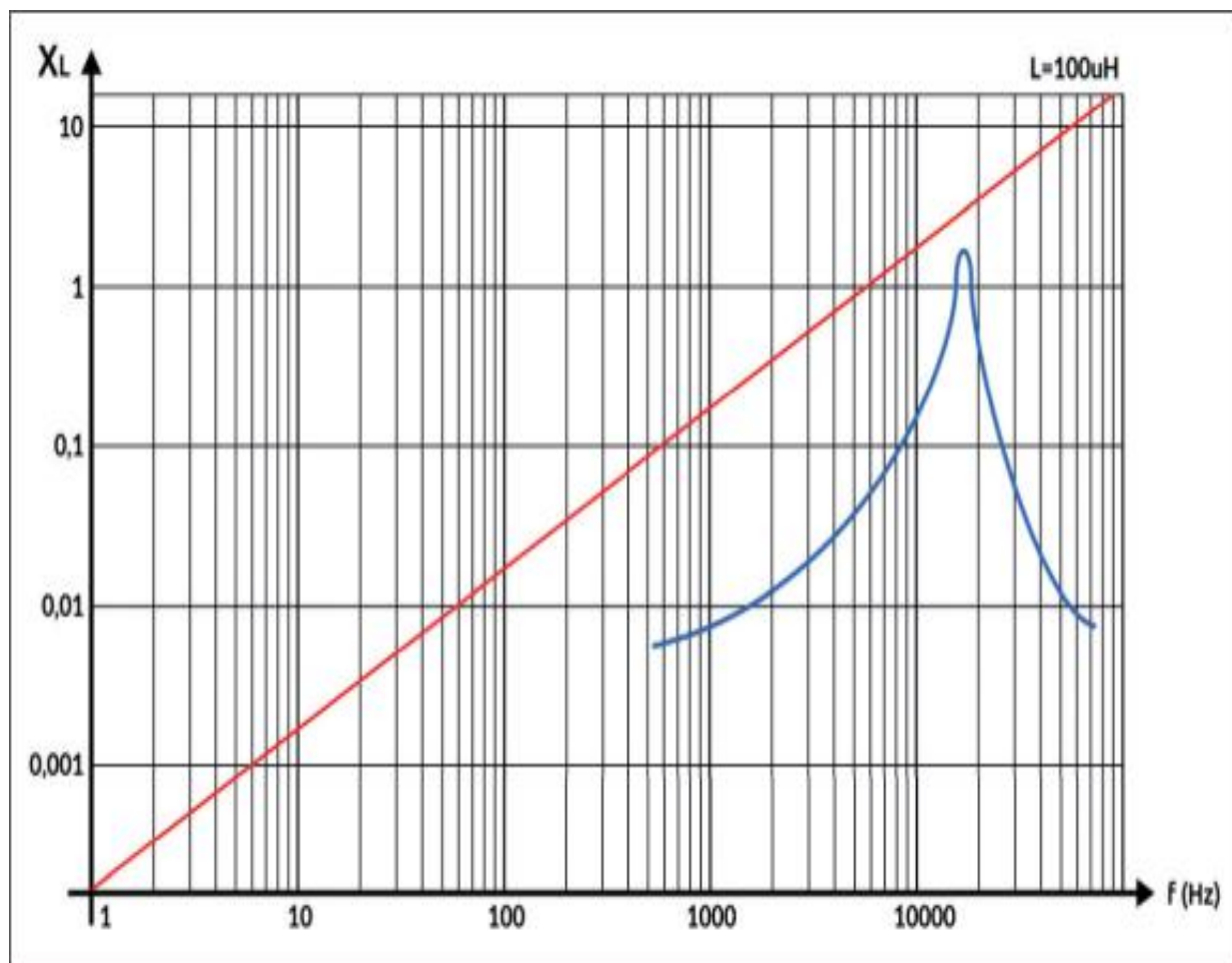


Figura 2.63 – Trazado sobre un gráfico a escala logarítmica de la reactancia de un inductor ideal (rojo). En azul se encuentra trazada la reactancia de un inductor real. Las diferencias se deben a los efectos parasitarios y secundarios sobre el componente.

25. Resolver circuitos con impedancias genéricas

En una red alimentada con una corriente alterna, podemos encontrar componentes caracterizados por resistencia y reactancia. La frecuencia en el circuito será constante, pero cambiarán la amplitud y la fase.

En estas páginas hemos aprendido el comportamiento de los distintos tipos de componentes básicos (R, L y C). Para cada uno de ellos, sabemos expresar una relación para la tensión y la corriente que los atraviesan. Mediante las leyes de Ohm, Kirchhoff y Thevenin, teóricamente podemos resolver cualquier tipo de circuito. Sin embargo, los problemas que surgen suelen ser de tipo matemático y dependen de la situación que queremos estudiar. Pensemos en un simple circuito formado por un generador de tensión sinusoidal conectado a un resistor en serie con un condensador y una inductancia (figura 2.64).

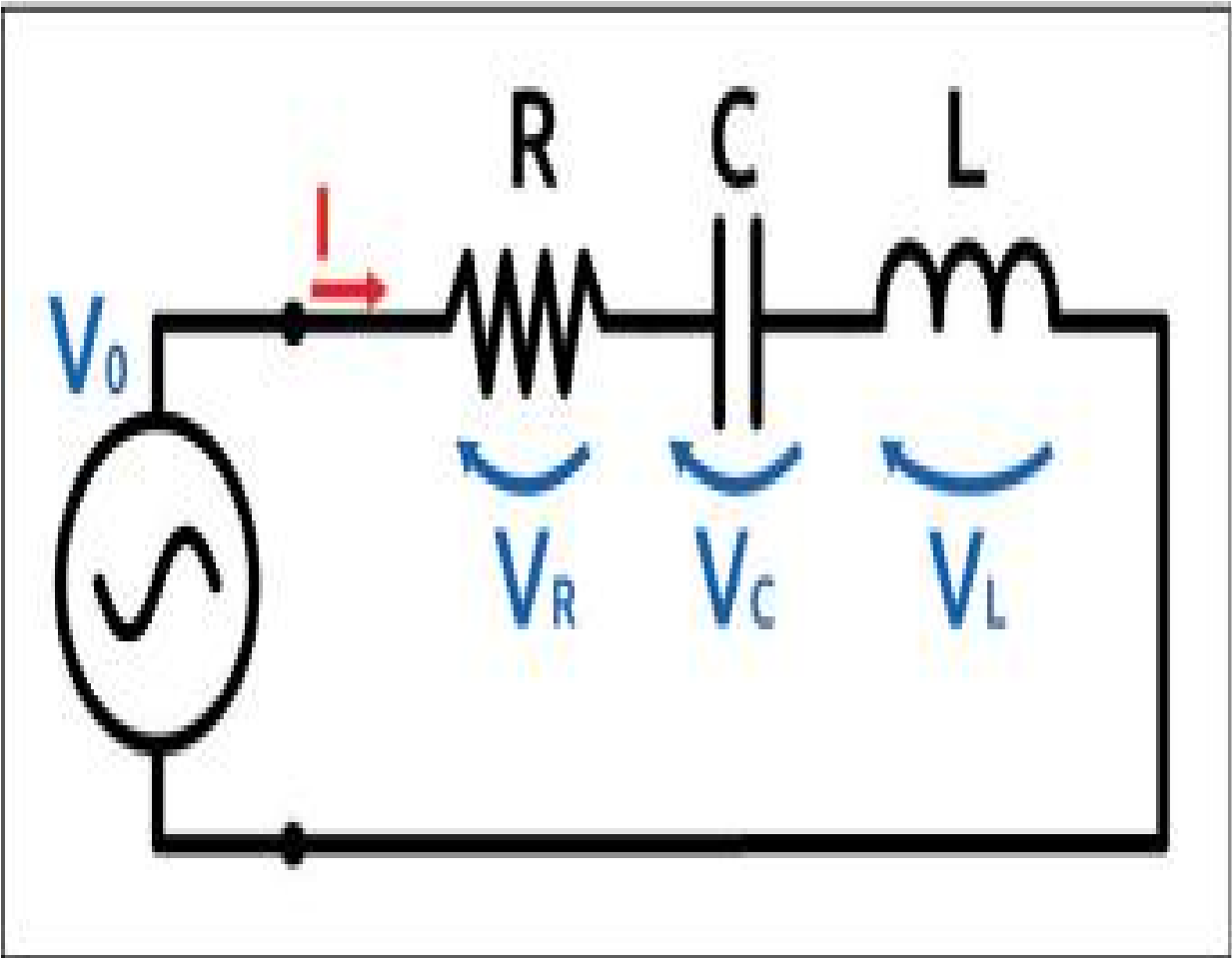


Figura 2.64 – Circuito formado por un generador sinusoidal conectado a un resistor en serie con un condensador y una inductancia.

Queremos examinar qué ocurre en el circuito mientras funciona, es decir, una vez que las tensiones y las corrientes se han estabilizado en el circuito. Utilizamos un generador de tensión sinusoidal como frecuencia igual a f y una determinada fase inicial ϕ :

$$V(t) = V_0 \cos(2\pi ft + \phi) = V_0 \cos(\omega t + \phi)$$

Para resumir, muchas veces se simplifica la expresión:

$$2\pi ft = \omega t$$

Ahora consideramos la única malla presente en el circuito y escribimos con Kirchhoff:

$$V(t) = V_R + V_L + V_C$$

Queremos determinar la corriente que circula en el circuito y la tendencia de las tensiones en los extremos de cada componente. Sabiendo para cada uno la expresión de la tensión en sus extremos, podemos escribir:

$$V \cos(\omega t + \phi) = R + L \frac{d}{dt} + \frac{1}{C} \int dt$$

No es para nada una ecuación sencilla de resolver. Podemos intentar diferenciarla para tratar de hacer desaparecer la integral. Si evitamos los pasos matemáticos, obtendremos:

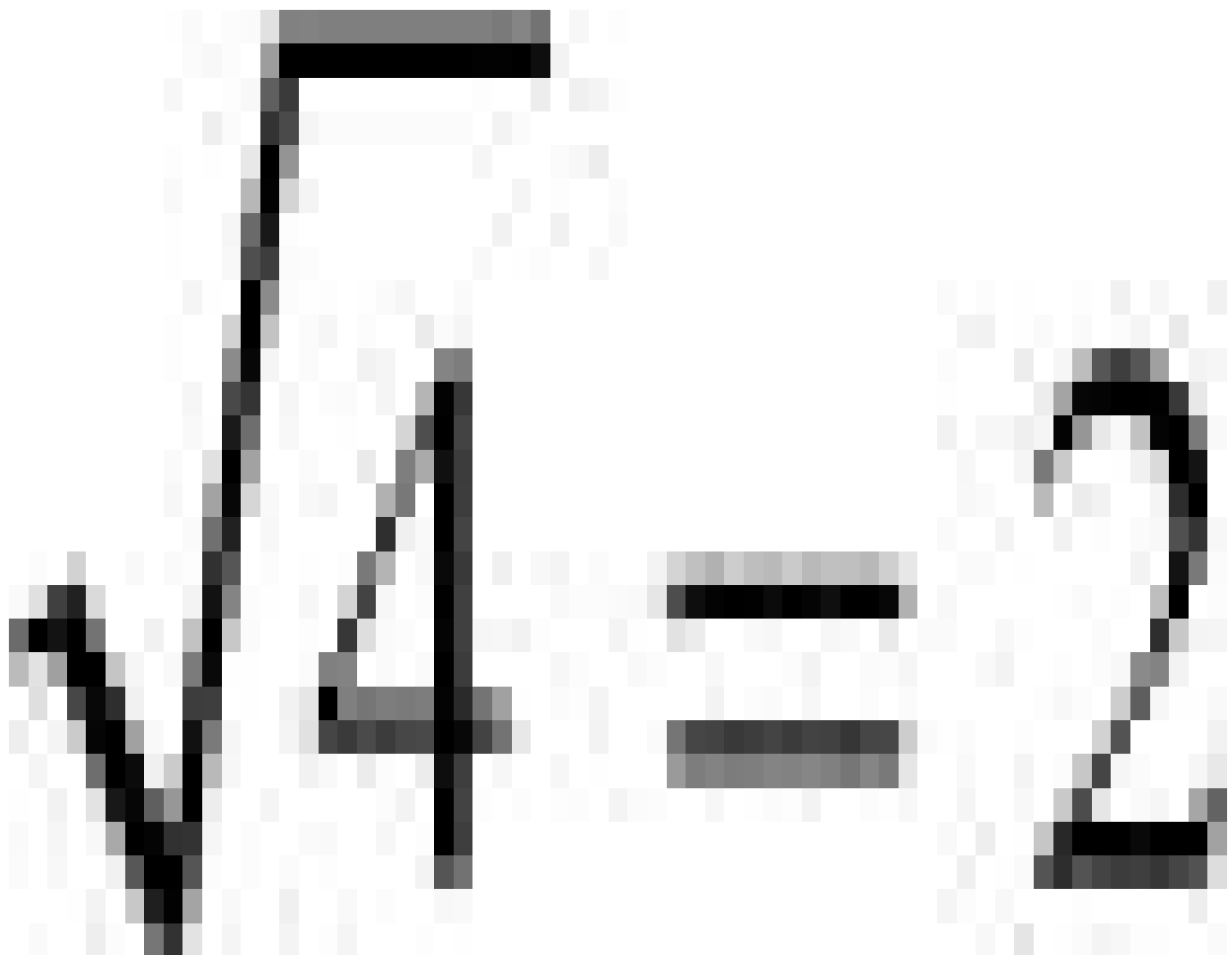
$$-0V \sin(\omega t + \phi) = R \frac{dI}{dt} + L \frac{d^2 I}{dt^2} + \frac{1}{C} \int I dt$$

¡La situación no ha mejorado nada y la ecuación que tenemos entre manos es de tipo integral de segundo grado! Sería posible resolverla e, incluso, encontrar una solución, pero nos damos cuenta de que no es un camino fácil. ¿Qué podemos hacer? Para resolver un circuito de este tipo sin demasiados problemas, debemos recuperar algunos de los conceptos teóricos mostrados en el primer capítulo, en concreto, necesitaremos los fasores. De este modo podremos tener en cuenta la inductancia L y la capacidad C como si fueran dipolos especiales, similares a resistores con un valor muy concreto; de hecho, tendrán un valor expresado en números complejos. Los números complejos son números especiales que se asemejan mucho a las coordenadas, expresadas con una escritura única, por ejemplo:

$$z_1 = 10 + j5$$

Los números complejos tienen dos componentes, uno denominado real y otro, imaginario. El componente imaginario siempre va precedido de la letra i o j , denominada unidad imaginaria. Matemáticamente hablando, la j permite encontrar una solución a la raíz cuadrada de -1 . Sabemos resolver raíces cuadradas de cualquier número, siempre que sea positivo.

Por lo tanto:

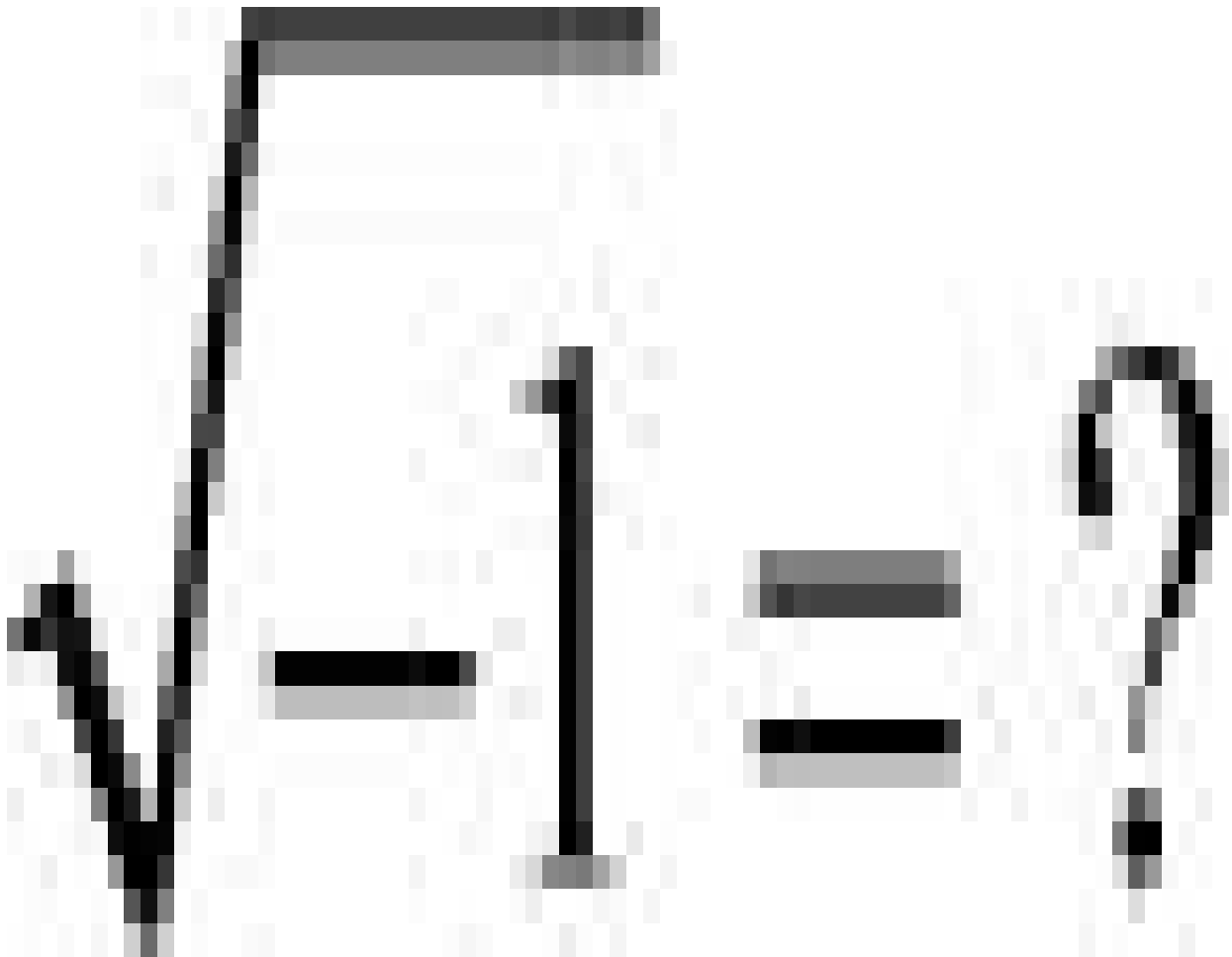


The image shows the equation $4 + j3 = 5\angle 36.9^\circ$ rendered in a pixelated, black and white style. On the left side, there is a horizontal line segment followed by a vertical line segment going down, representing the real part 4. To its right is another horizontal line segment followed by a vertical line segment going up, representing the imaginary part $j3$. These are separated by a plus sign. To the right of the plus sign is an equals sign, followed by a horizontal line segment representing the magnitude 5, and then an angle symbol followed by the number 36.9 and a degree symbol.

Y es válido también el contrario:

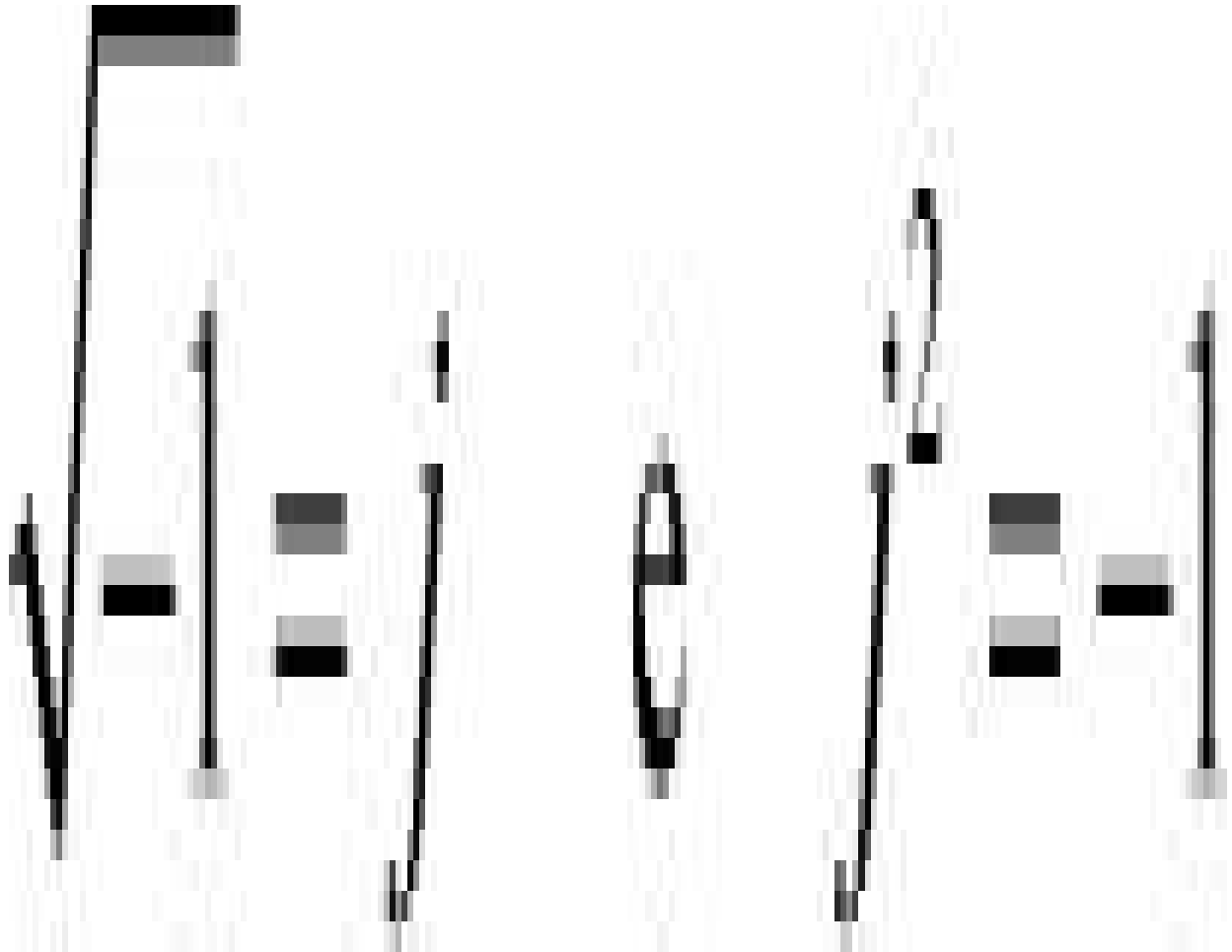
$$22 = 2 \times 2 = 4$$

Pero qué podemos decir de:



¿Se trata de una expresión sin sentido o podría existir una solución? La primera referencia a la raíz cuadrada de un número negativo se encuentra en torno al siglo I a. C. en los textos de Herón de Alejandría. De ello hablan también Tartaglia y Cardano, pero fue aceptada oficialmente solo con Wessel (1799) y Gauss (1832). Bien, parece que existe una solución a este dilema y

que es un número tan especial que casi no existe. Este número se denomina unidad imaginaria y vale j . Por lo tanto:



Es como si hasta ahora hubiéramos utilizado solo números reales que se pueden trazar sobre el papel y, llegados a un punto concreto, con una hoja muy afilada, cortáramos en dos el papel y dejáramos al descubierto una nueva dimensión: de hecho, los números complejos se pueden representar en dos coordenadas. Tomemos, por ejemplo, el siguiente número:

$$z = a + jb$$

Como hemos dicho, está formado por dos partes, una denominada real, que corresponde a la a , y otra imaginaria, que corresponde a la b . Podemos trazarlo sobre dos ejes perpendiculares, tomando la a como abscisa (la distancia sobre el eje horizontal) y la b como ordenada (la distancia sobre el eje vertical). La j por sí sola corresponde a un punto situado en el eje vertical en un punto igual a 1.

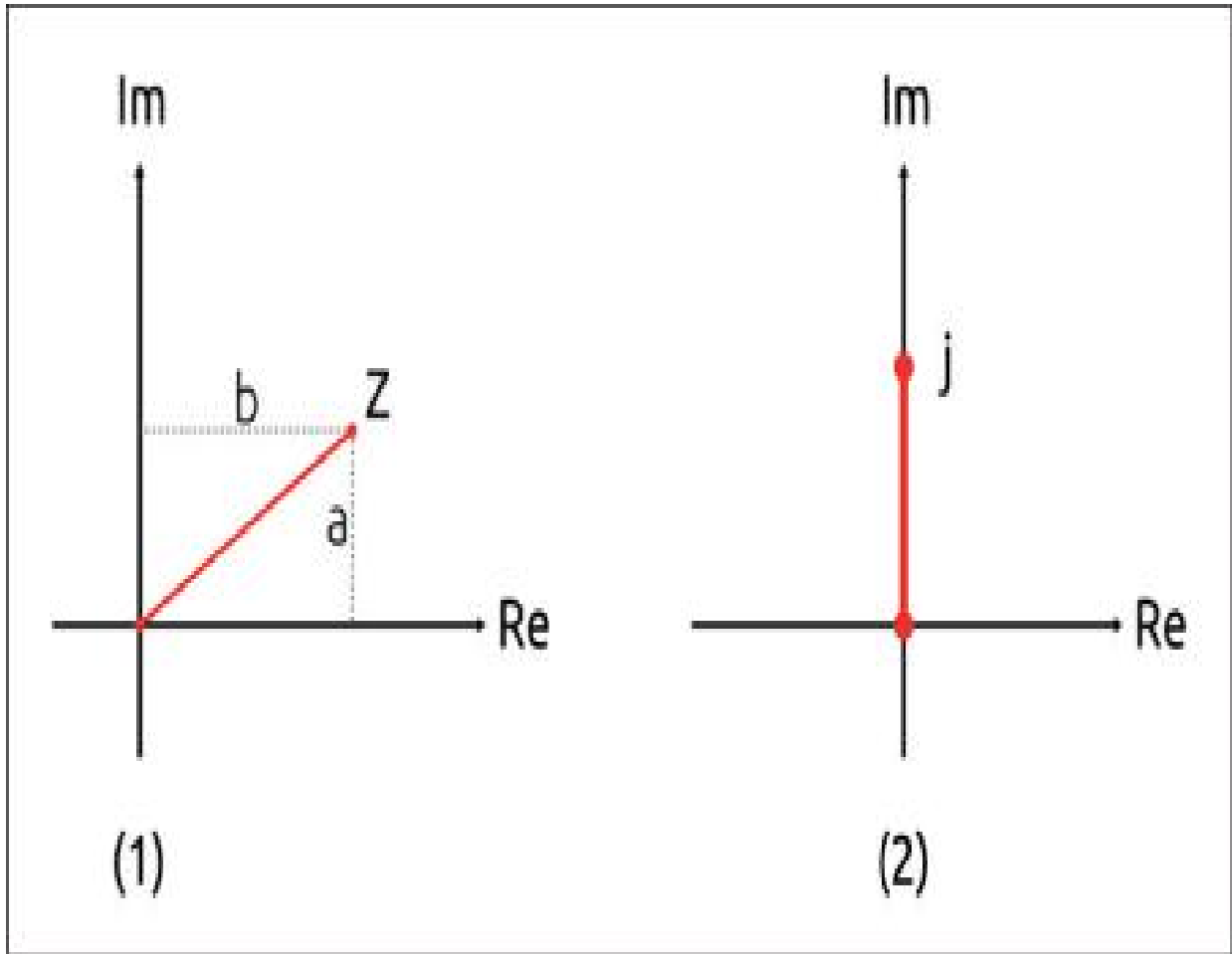


Figura 2.65 – Representación gráfica, sobre un plano, del número Z (1) y de la unidad imaginaria (2).

Todo número complejo, al estar definido por dos coordenadas, también se puede identificar a partir de un ángulo y de su distancia del origen. Para el

número z , la distancia se calcula simplemente utilizando el teorema de Pitágoras:

$$dZ = |z| = \sqrt{a^2 + b^2}$$

La distancia dZ también se conoce como módulo de z . El cálculo del ángulo es un poco más complicado porque requiere nociones de trigonometría. En particular, la relación entre a y b es proporcional al ángulo α y puede remitir al ángulo mediante la función denominada tangente.

$$\tan(\alpha) = \frac{b}{a}$$

Para obtener el ángulo (entre 90° y -90°), conociendo a y b , podemos utilizar la función inversa de la tangente:

$$\arctan \frac{b}{a} = \tan^{-1} \frac{b}{a} = \alpha$$

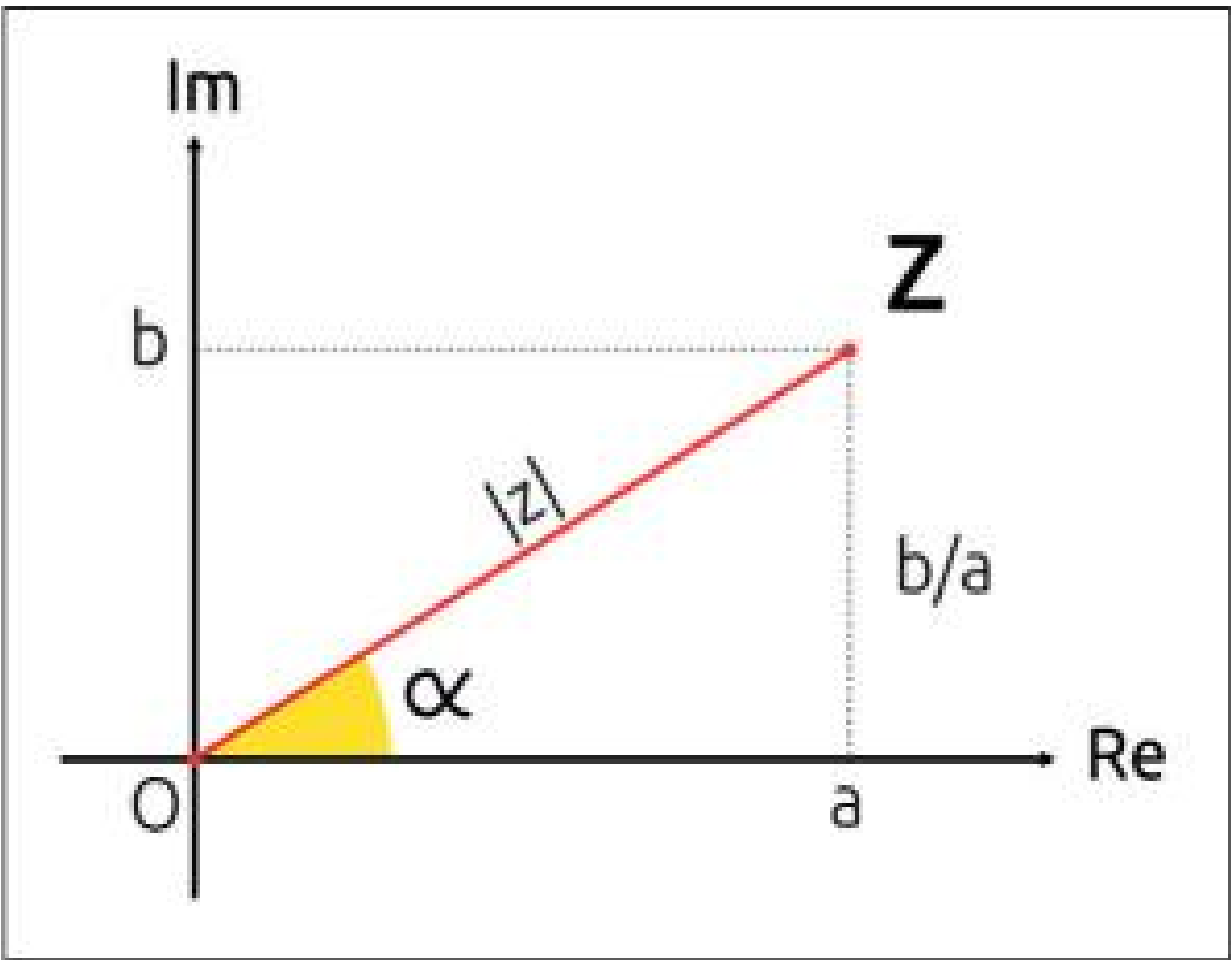


Figura 2.66 – Representación del número complejo Z , de su módulo y del ángulo que forma con el eje horizontal.

En el capítulo 1 vimos cómo se puede dar una representación abreviada de una tensión sinusoidal utilizando para ello números complejos. Una tensión como esta:

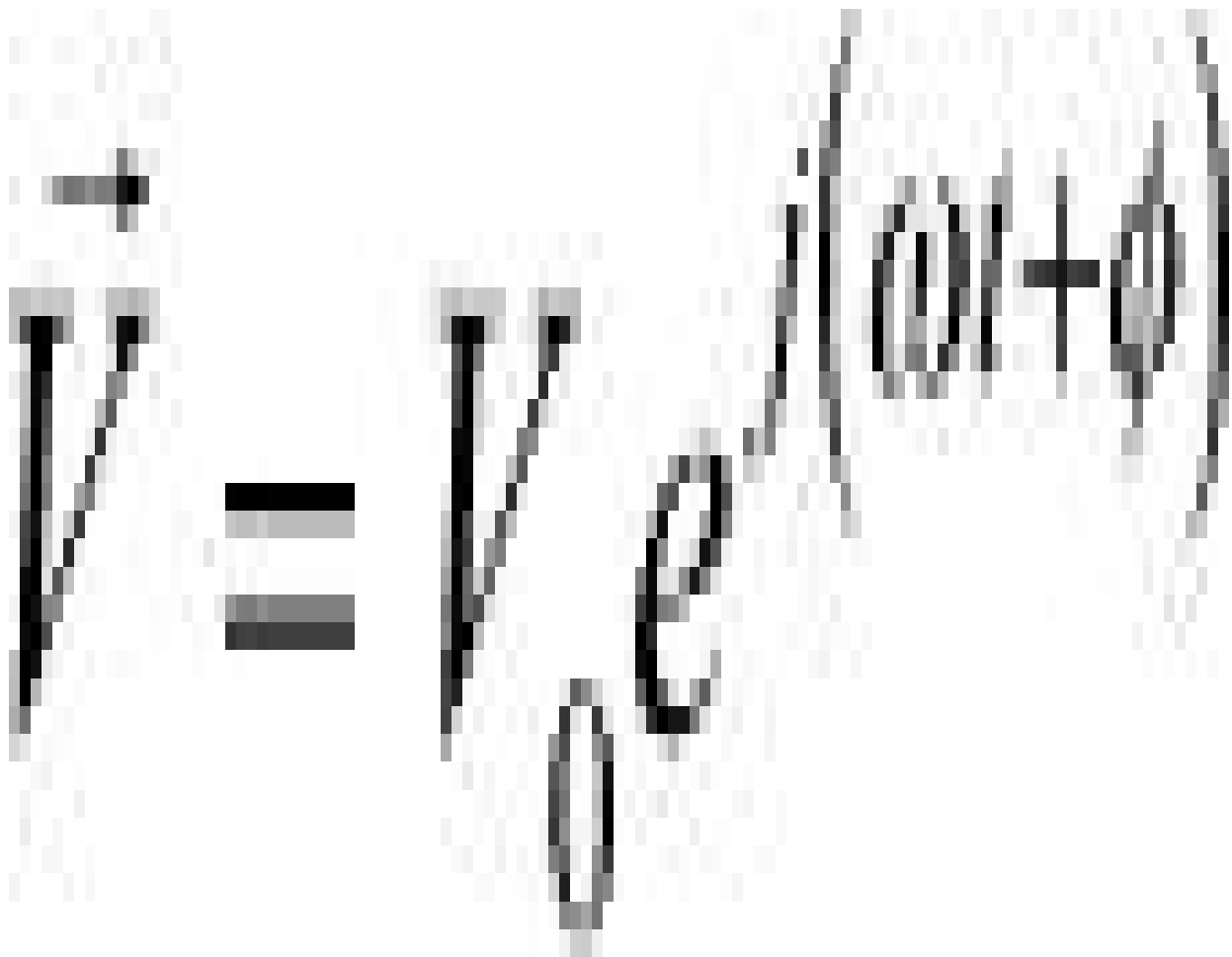
$$V = V_0 \cos(2\pi ft + \phi) = V_0 \cos(\omega t + \phi)$$

resumiéndola para simplificar como:

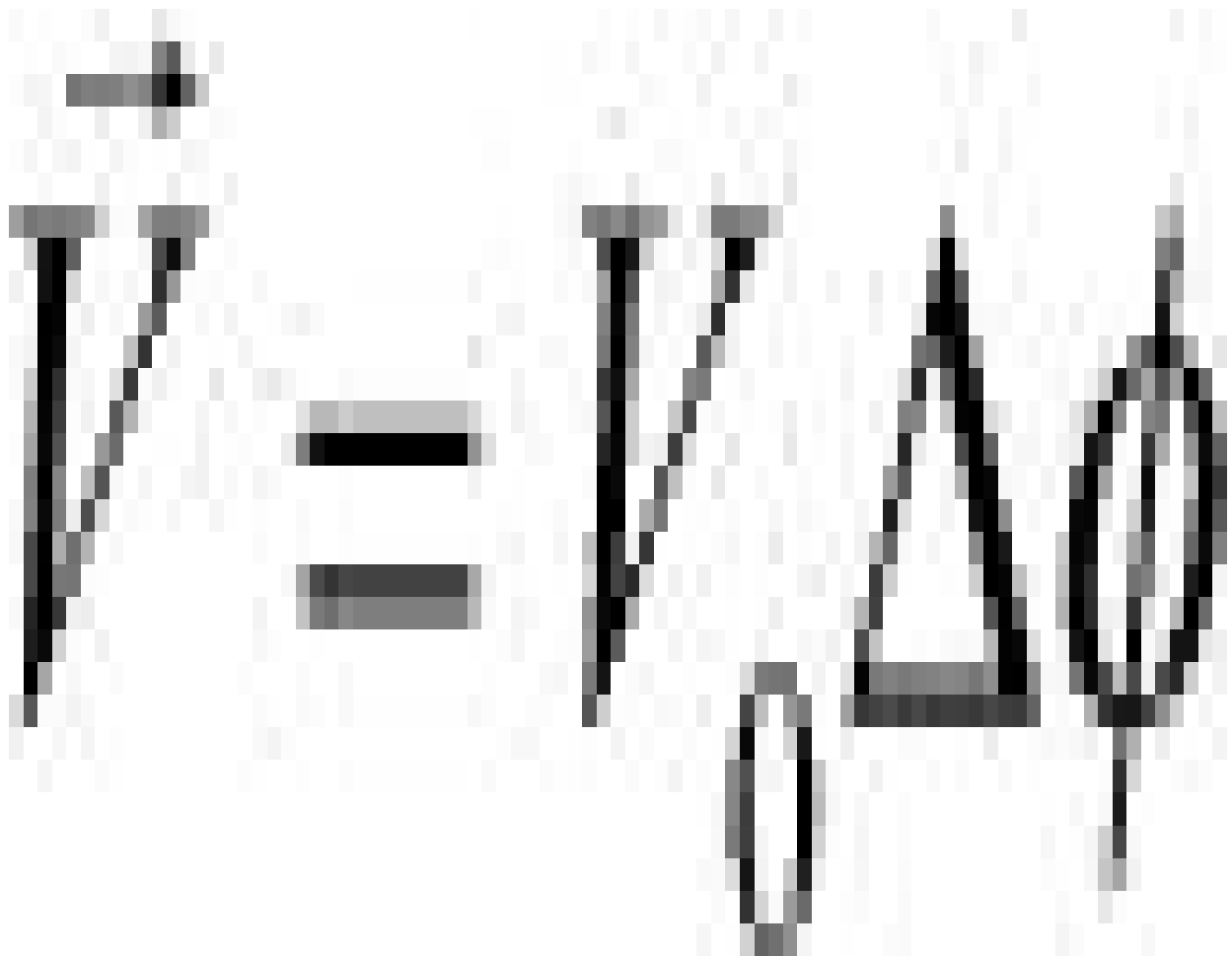
$$\omega t = 2\pi ft$$

se describe como un fasor, teniendo en cuenta solo la fase (ϕ) y su amplitud V_0 .

Así, podemos escribir en lugar de la expresión con el coseno:


$$V_0 = V_0 \cos(\omega t + \phi)$$

o todavía más sucintamente con la expresión: ?



A continuación, pasemos a repasar algunas situaciones típicas donde un generador sinusoidal se encuentra conectado a un resistor, un condensador y un inductor. Utilizaremos los fasores y obtendremos expresiones de estos componentes que nos permitan utilizarlos como si fueran resistores especiales.

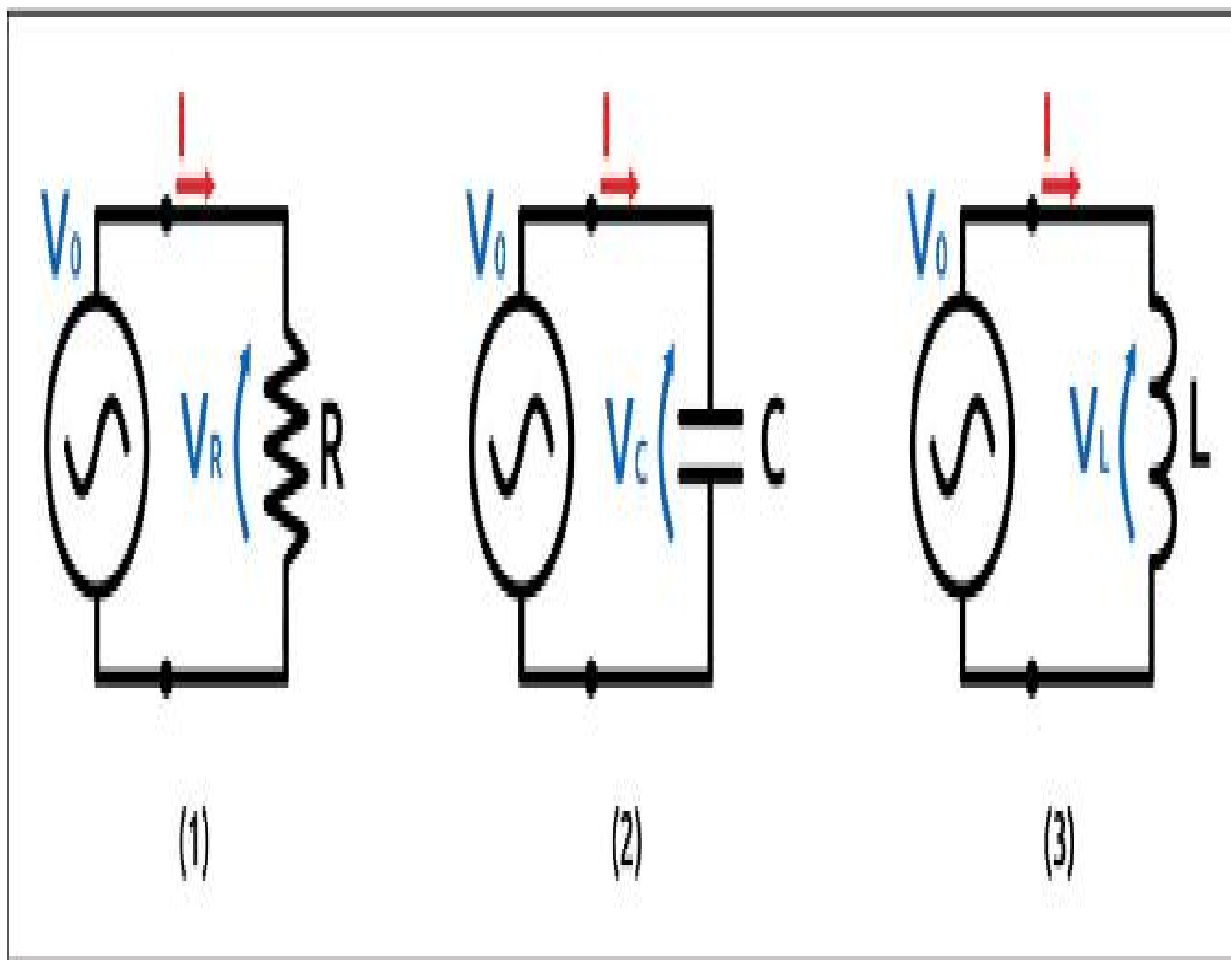


Figura 2.67 – Un generador sinusoidal conectado respectivamente a una resistencia (1), a un condensador (2) y a un inductor (3).

En estos casos, donde los circuitos se alimentan con un único generador sinusoidal, podemos pensar en utilizar dipolos genéricos que podrán presentar una resistencia tanto real como imaginaria (un número complejo). Por eso la llamaremos impedancia y la representaremos con la letra Z . Podemos tratar a los componentes como elementos completamente genéricos, dotados de una impedancia expresada con un número complejo. La tabla 2.14 recoge las expresiones que hay que utilizar para los componentes pasivos. Recuerden que el valor de la impedancia depende de ω y, por tanto, de la frecuencia de funcionamiento del circuito.

Tabla 2.14 – Impedancia de los componentes pasivos.

Componente	Referencia	Forma extendida	Forma reducida
R	Z_R	$R + j0$	R
C	Z_C	$0 - j\frac{1}{\omega C}$	$-j\frac{1}{\omega C}$
L	Z_L	$0 + j\omega L$	$j\omega L$
Genérico	Z	$a + j'b$	-

Para entender de dónde proceden las expresiones mostradas en la tabla, hay que realizar cálculos que pueden ser complejos. En las páginas siguientes encontrarán una explicación bastante detallada del proceso de cálculo y de solución de unas redes sencillas que utilizaremos para obtener las inductancias de R, L y C. Si les asustan los cálculos, se pueden saltar la siguiente sección y consultar solo la tabla. Si la red que quieren analizar es compleja, evalúen la opción de utilizar un simulador como los basados en SPICE u otros menos profesionales, aunque igualmente bastante precisos, como TinkerCAD Circuits de Autodesk (hablaremos de ello más adelante). Los simuladores son muy útiles para llevar a cabo análisis profundos en

situaciones más complejas, como los transitorios o la aplicación de señales mixtas (es decir, no sinusoidales). En estos casos, resulta muy complicado, si no imposible, realizar análisis manuales y los simuladores pueden proporcionar respuestas rápidas y precisas, y evitar un gran número de cálculos.

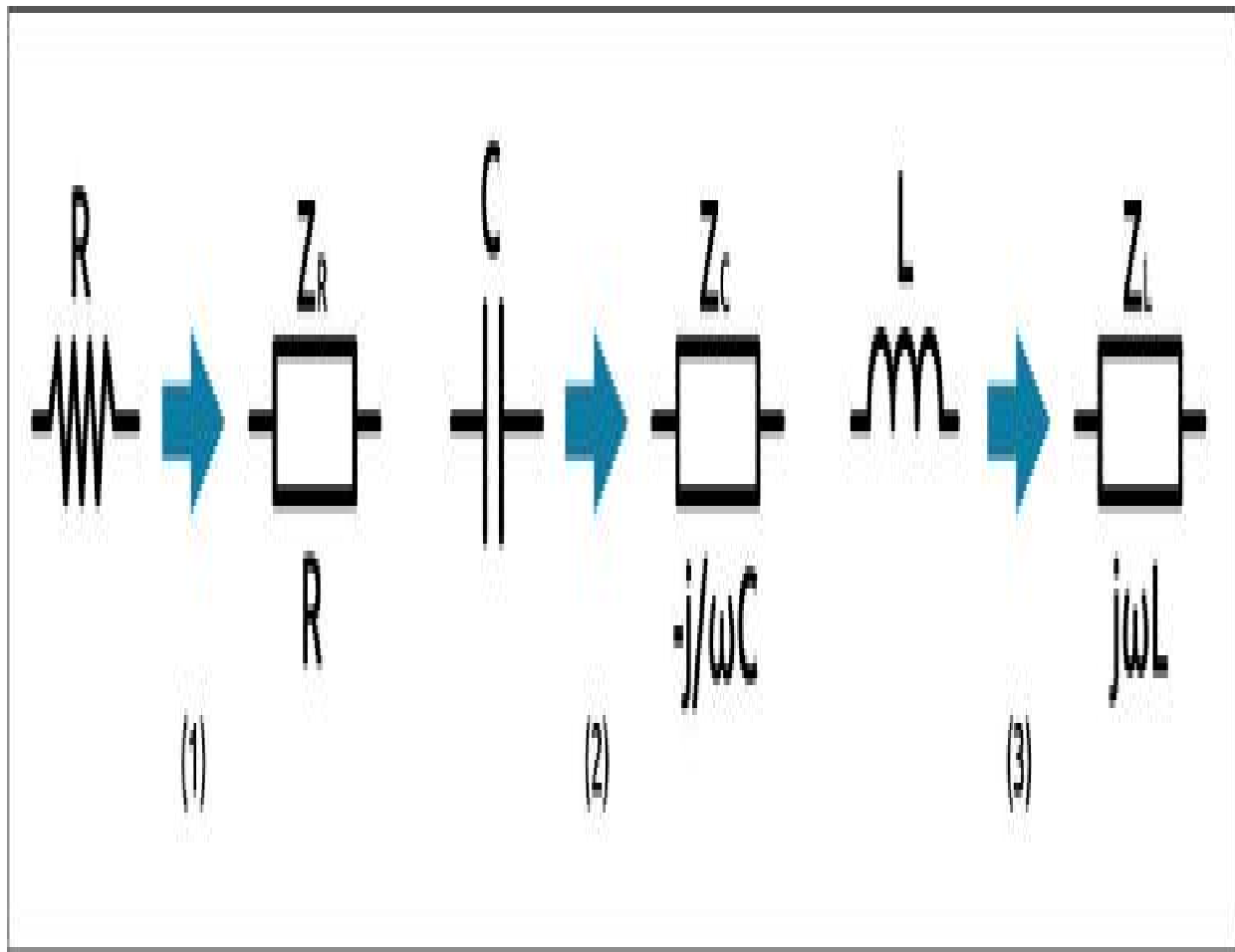


Figura 2.68 – Impedancia para un resistor (1), un condensador (2) y un inductor (3).

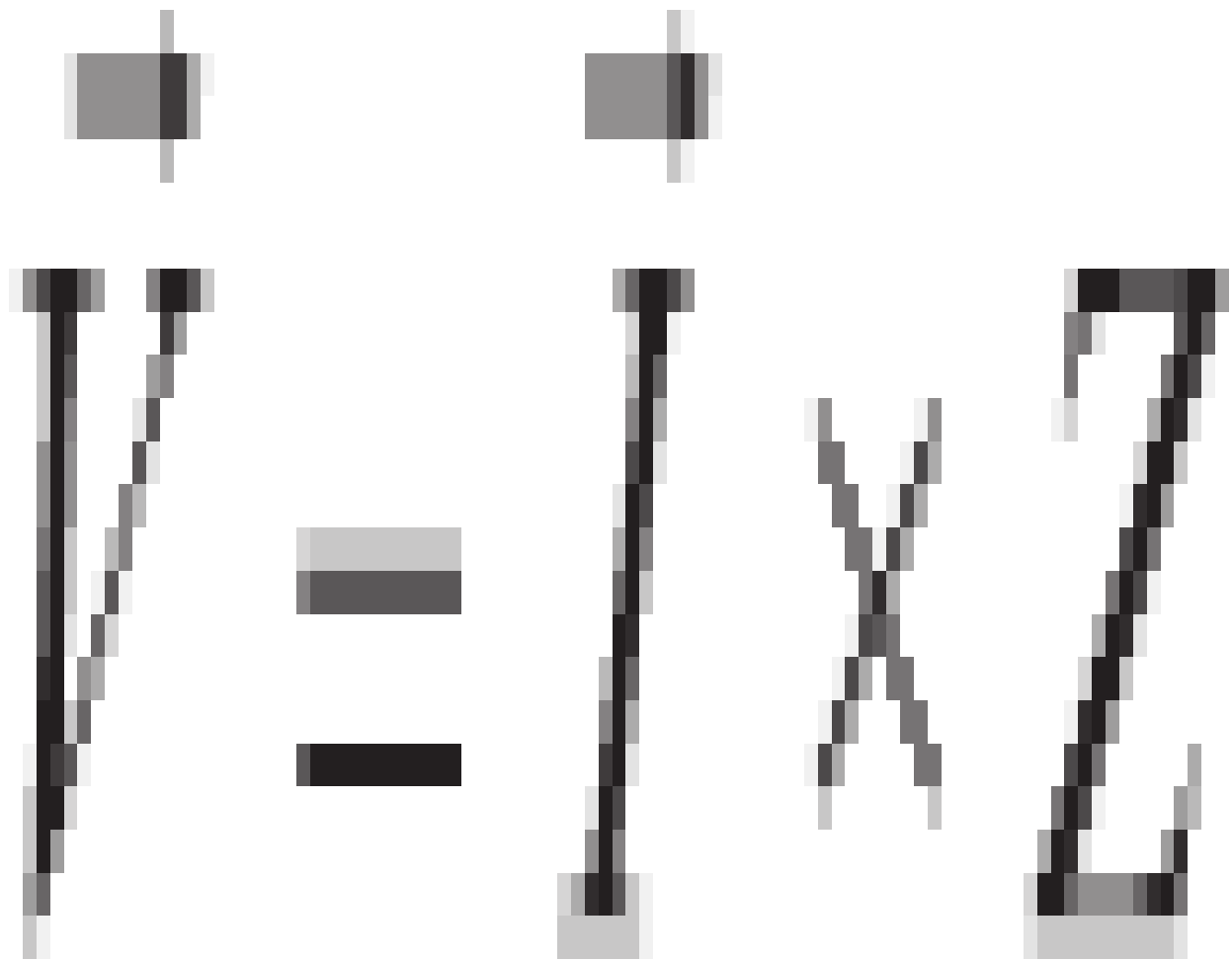
Empezamos observando que para un resistor la impedancia coincide con su valor resistivo:

$$Z_R = R$$

Para inductores y condensadores, en cambio, será algo de este tipo:

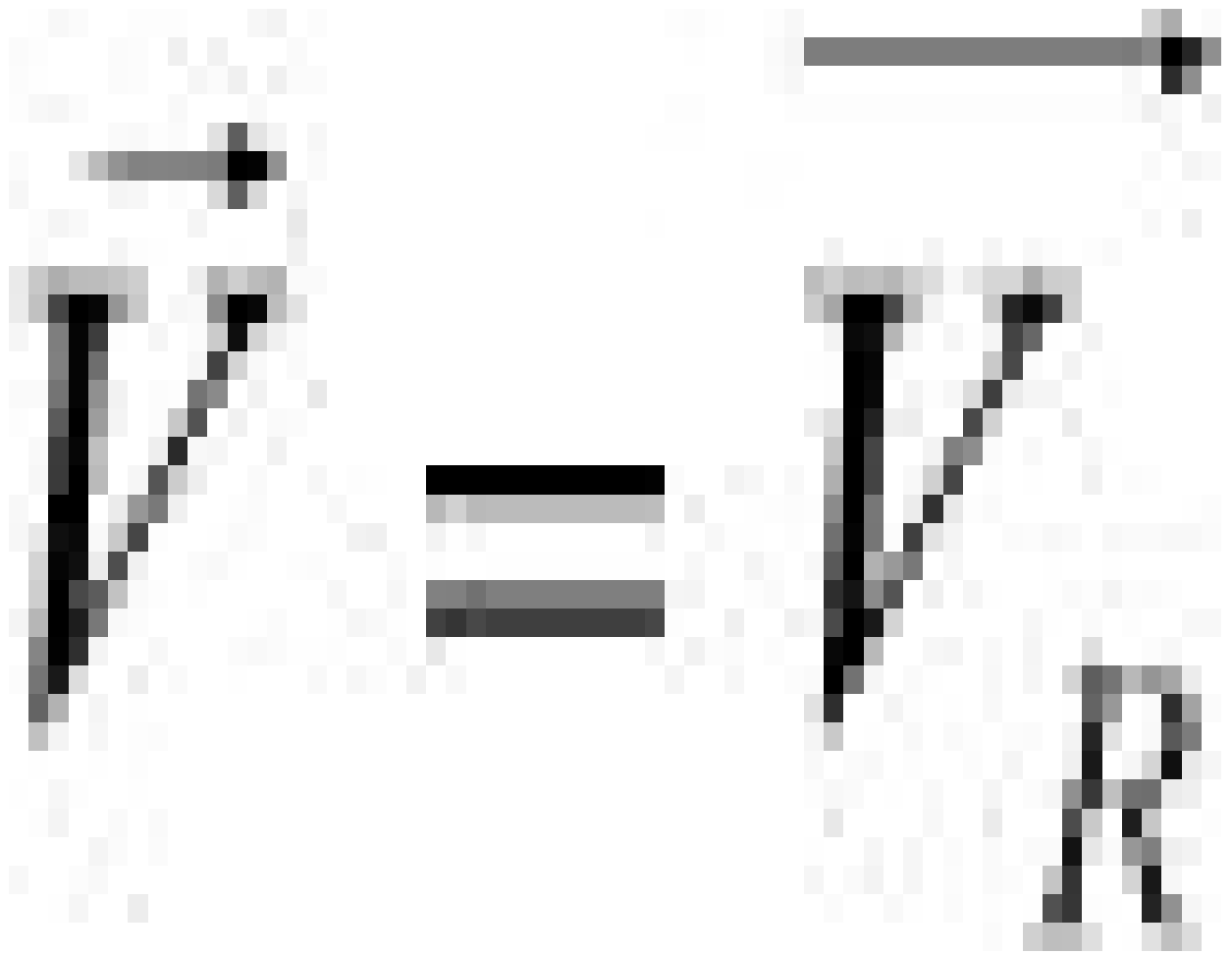
$$Z_C = 10 - j5; \quad Z_L = 5 + j12$$

Los valores de la parte real e imaginaria dependen de los componentes y de la frecuencia de uso. Resolver circuitos como los de la figura 2.67 no es tan complicado porque las inductancias valen todavía la ley de Ohm y las leyes de Kirchhoff. Vamos a intentar resolver el circuito 1 de la figura 2.67. El generador está conectado directamente al resistor R. La ley de Ohm para las inductancias será:

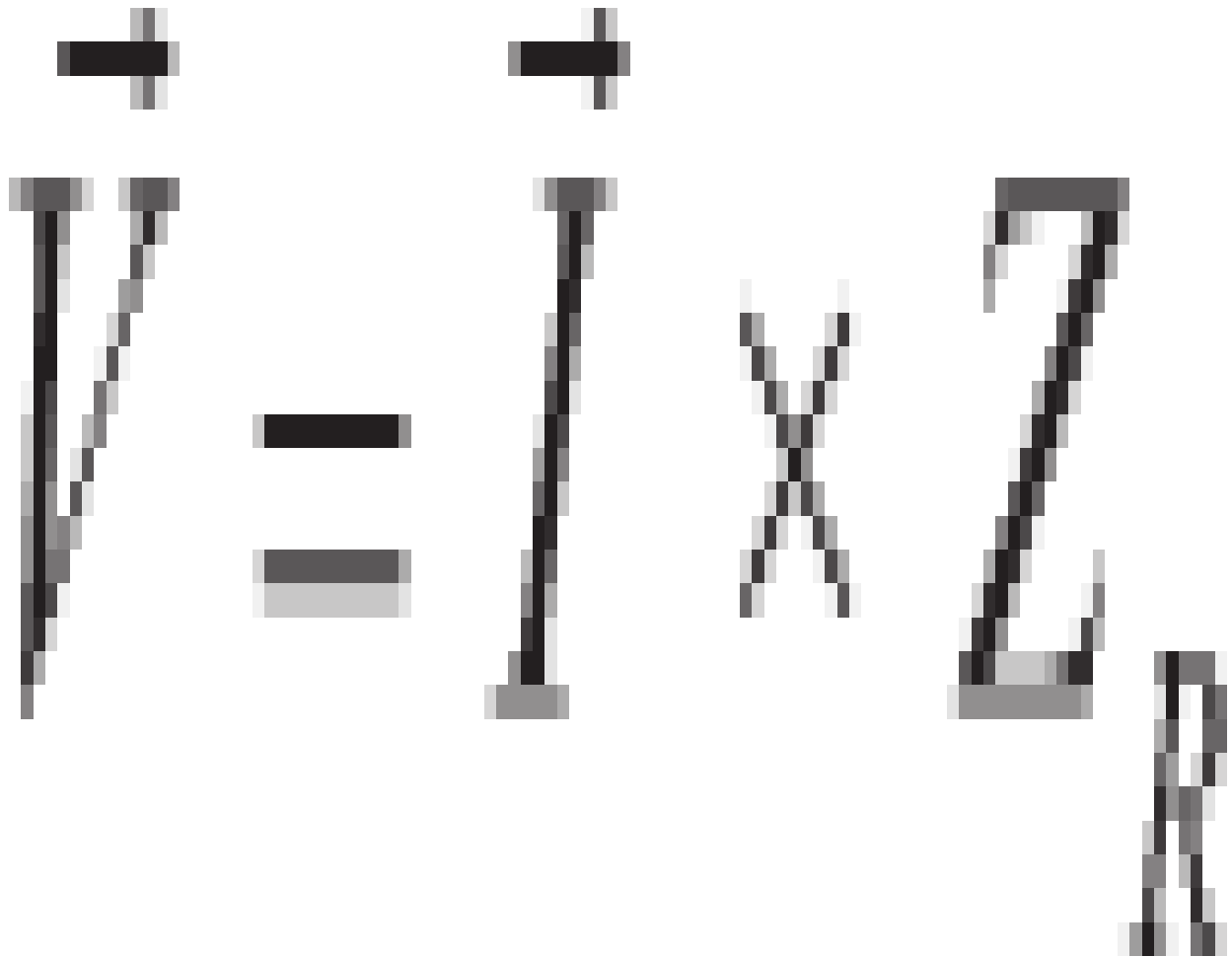


donde V e I son fasores.

La ley de Kirchhoff para la única malla que existe nos permite escribir:



Aplicando la ley de Ohm:



y la corriente:

$$\vec{V} = \vec{Z} \vec{R}$$

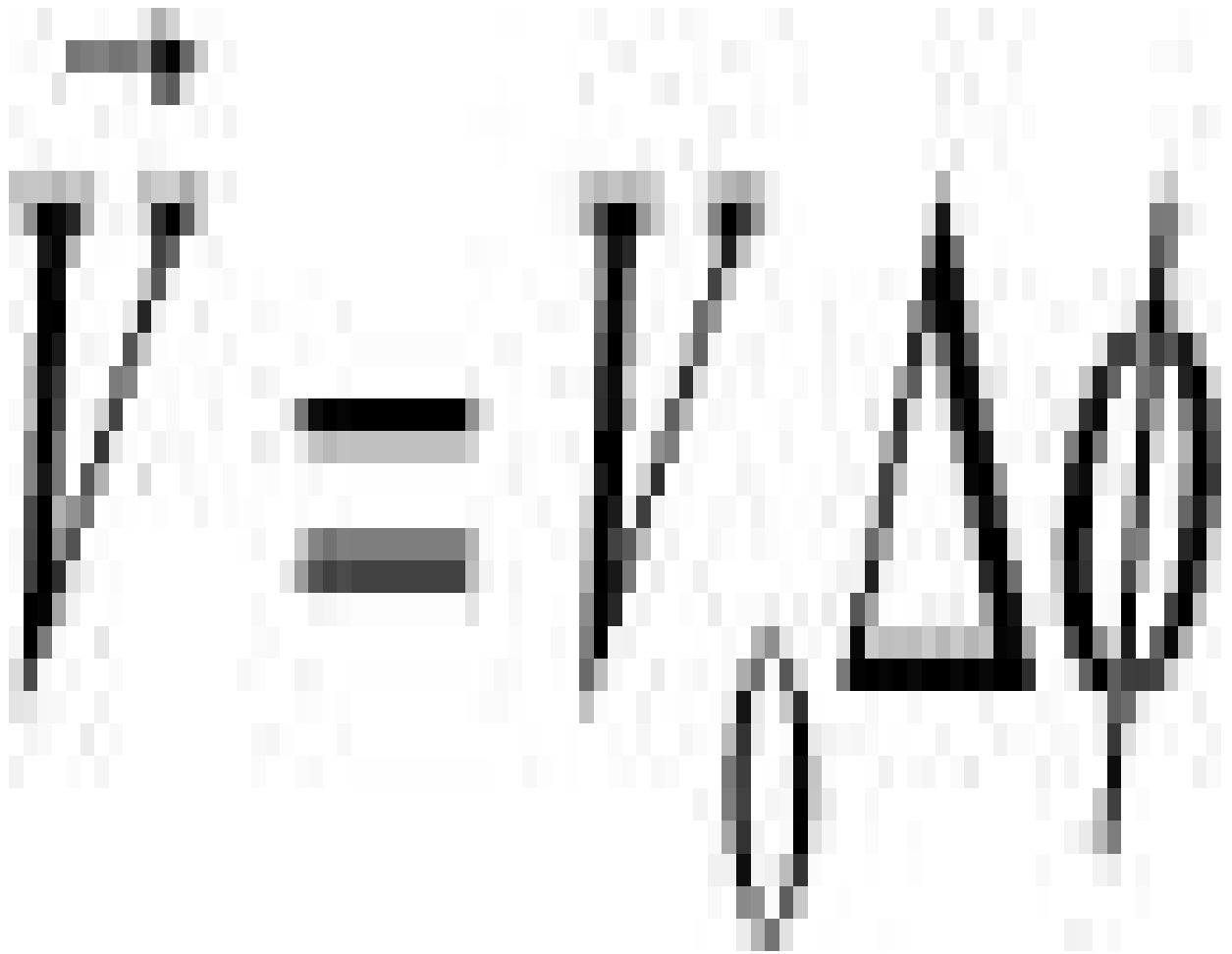
Para la resistencia, el valor de la inductancia es igual a:

$$Z_R = R + j0 = R$$

La tensión aplicada es una senoide con una amplitud V_0 que expresamos como fasor:

$$V = V e^{i\omega t + i\phi}$$

o todavía mejor:



Por lo tanto:

$$I = \frac{V_0 e^{j(\omega t + \phi)}}{R} = \frac{V_0 \Delta \phi}{R} = \frac{V}{R} \Delta \phi$$

La corriente será igual a una senoide con la misma frecuencia y la misma fase que la tensión y la amplitud, igual a V_0 en R .

En el segundo circuito que se puede ver en la figura 2.67, tenemos un condensador conectado al mismo generador sinusoidal de tensión. La expresión de la corriente para el condensador es:

$$I_c = C \frac{dV}{dt}$$

Si sustituimos la expresión de la senoide expresada en forma de fasor, tenemos:

$$I_c = C \frac{d}{dt} \left(V_0 e^{j\omega t + \phi} \right)$$

Debemos calcular la derivada del fasor, que se escribe con un exponencial.
Sabiendo que:

$$\frac{d e^x}{d x} = e^x$$

si la x del exponente se multiplica por alguna constante, tenemos:

$$\frac{d e^x}{dt} = a \times e^x$$

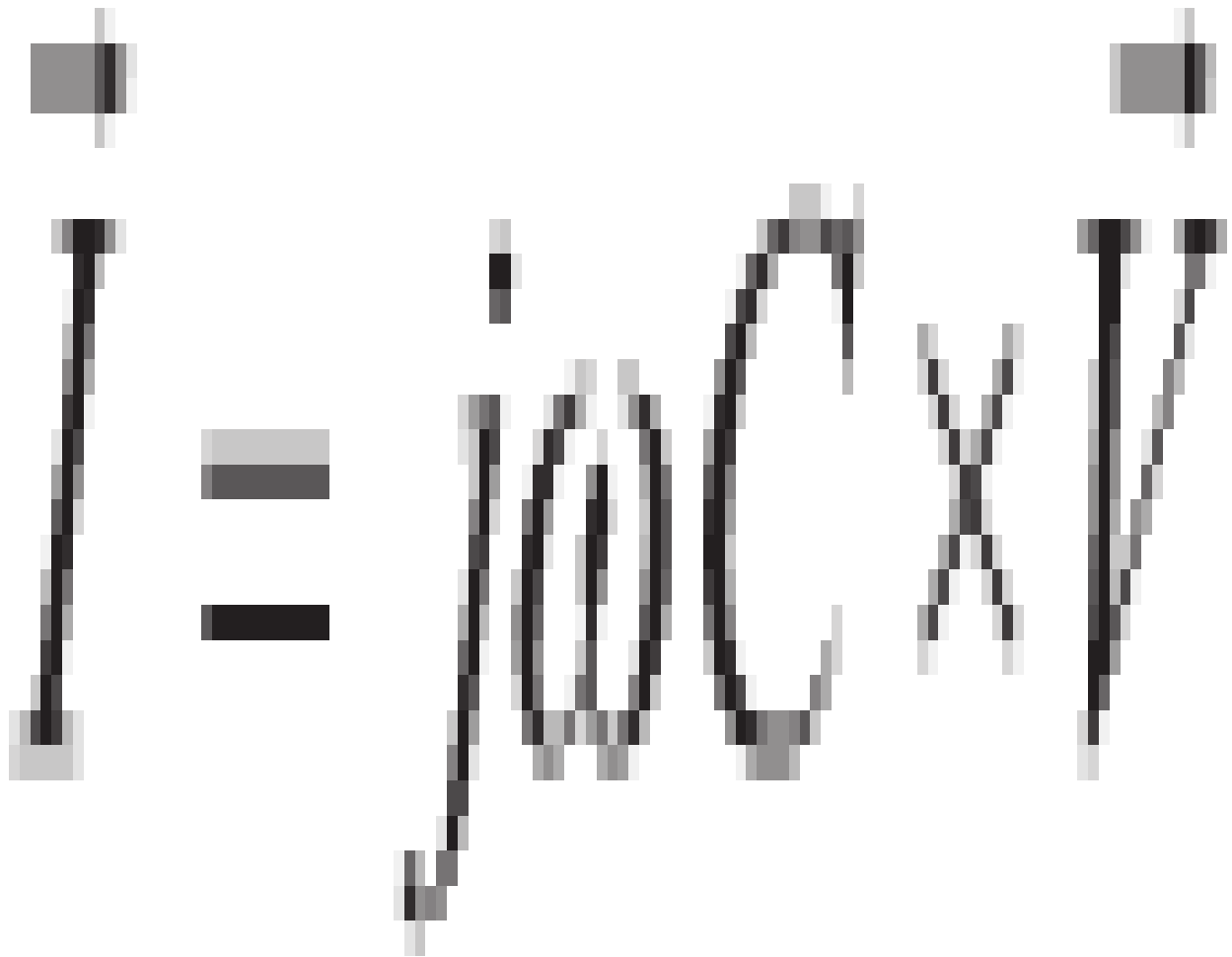
En cambio, toda constante, si es derivada, desaparece:

$$\frac{d e^{ax+c}}{dt} = a \times e^x$$

De este modo, la corriente para el condensador será igual a:

$$i = C \frac{d}{dt} v e^{j\omega t + \theta} = j\omega C v e^{j\omega t + \theta}$$

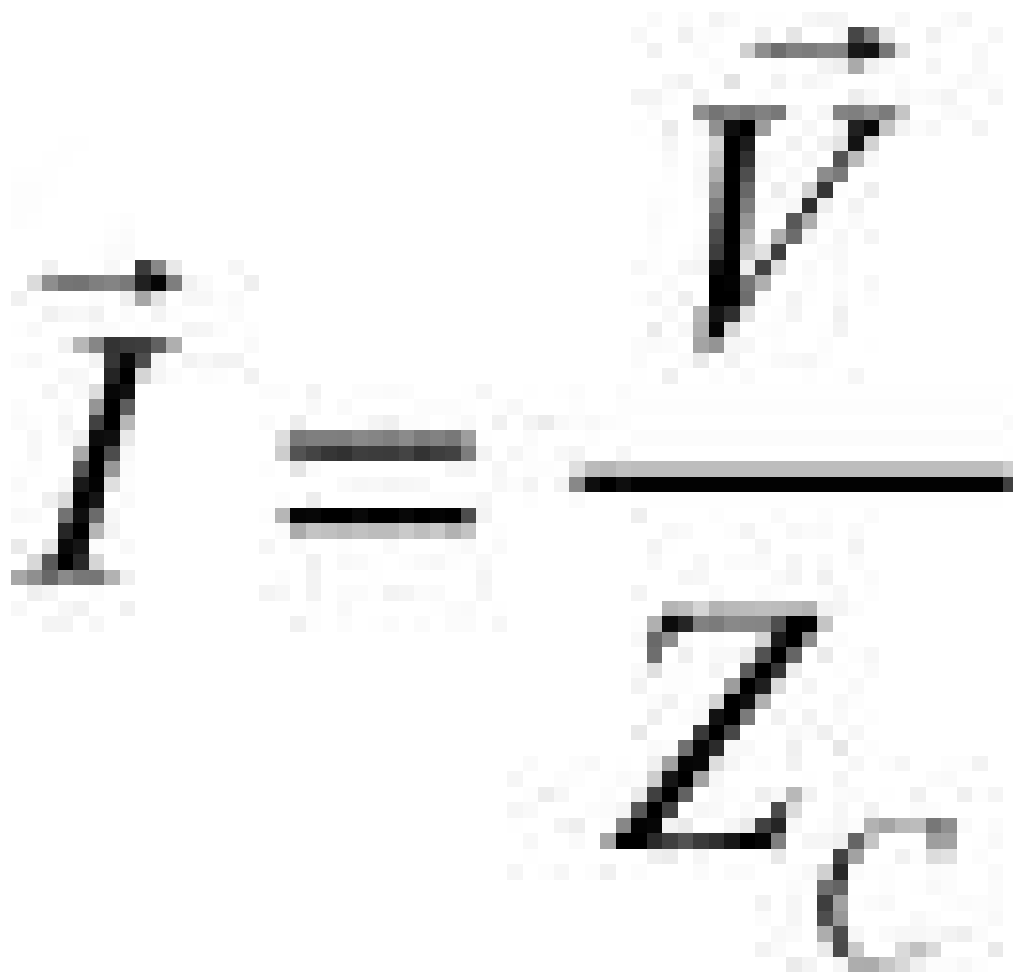
que, en términos de fasores, se puede escribir como:



La volvemos a escribir de este modo:

$$\vec{I} = j\omega C \times \vec{V} = \frac{\vec{V}}{\frac{1}{j\omega C}}$$

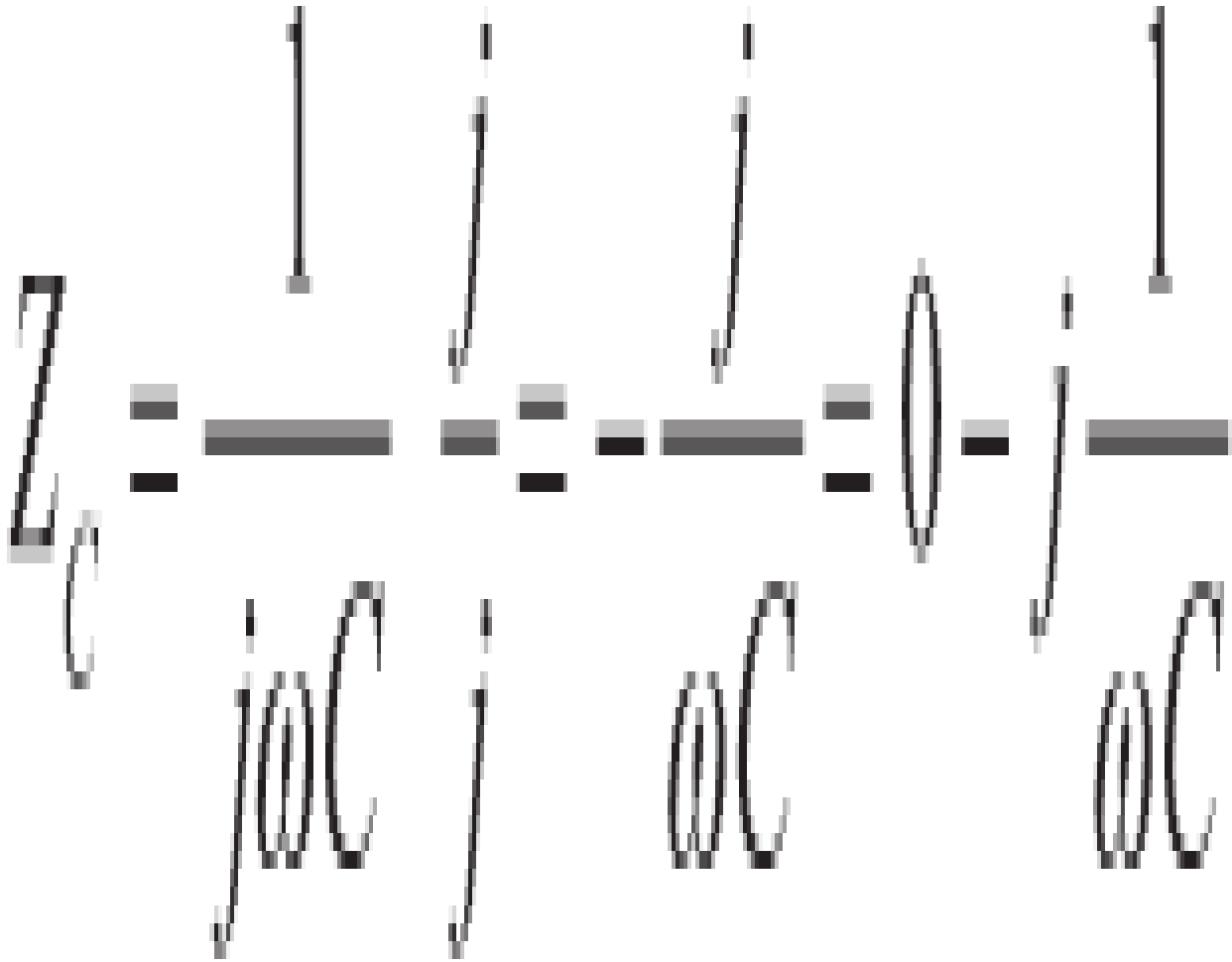
Si comparamos el condensador con un dipolo genérico con una determinada inductancia y aplicamos la ley de Ohm generalizada, tenemos:



Y, por tanto, podemos deducir que:

$$Z_c = \frac{1}{j\omega C}$$

Si queremos llevar la j al numerador, multiplicamos tanto arriba como abajo por j y obtenemos:



Podemos desarrollar cálculos parecidos también para el tercer circuito de la figura 2.67, donde encontramos un inductor conectado al generador de tensión sinusoidal. Los cálculos en este caso serán más exigentes, porque tendremos que trabajar con una integral. Si analizamos la única malla presente y recordamos que la corriente para un inductor vale:

$$i_L = \int V dt$$

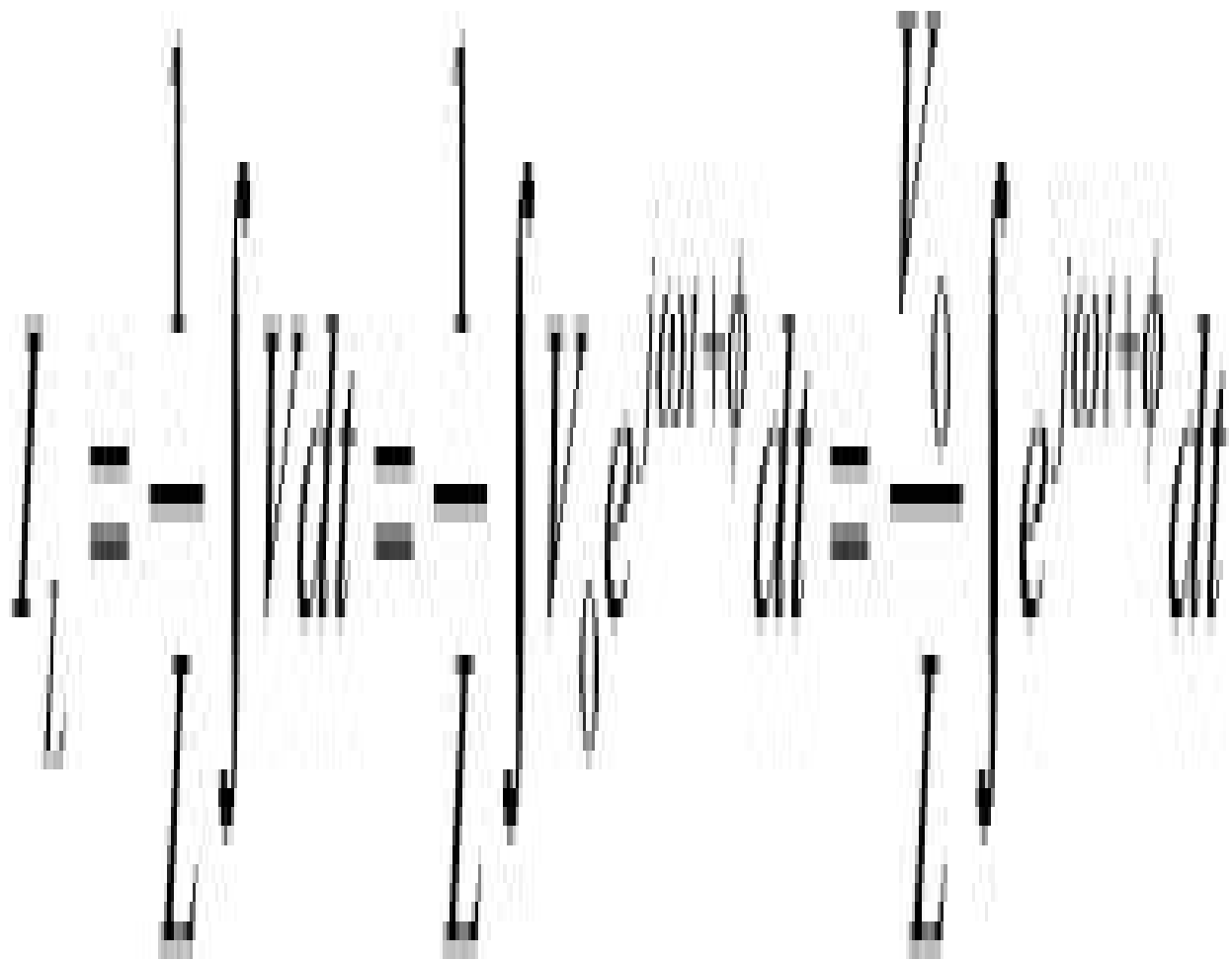
en este caso también tenemos en cuenta el inductor como si fuera un dipolo genérico y utilizamos la ley de Ohm generalizada:

$$V_L = I_L \times Z_L$$

También aquí utilizamos la tensión del generador expresada en la forma:

$$V = V_e \cos(\omega t + \phi)$$

Obtenemos así la corriente y, después, la impedancia de la inductancia:



Sabemos resolver la integral de e^x :

$$\int e^x dx = e^x$$

Si tenemos en el exponente no una x (o una t), sino una expresión más compleja, podemos sustituirla por una variable de conveniencia u :

$$j\omega t + \phi = u$$

Aplicamos la derivada a esta expresión para obtener dt :

$$j\omega dt = du$$

y después:

$$dt = \frac{du}{j\omega}$$

Sustituimos en la integral:

$$I_L = \frac{V_0}{L} \frac{1}{j\omega} \int e^{j\omega u} du$$

que resolvemos así:

$$I_L = \frac{V_0}{j\omega L} e^{j\omega t} = \frac{V_0 e^{j\omega t + \theta}}{j\omega L}$$

La expresamos utilizando los fasores:

$$\vec{I} = \frac{\vec{V}}{j\omega L}$$

De lo que, en comparación con la ley de Ohm generalizada, podemos deducir que:

$$Z_L = 0 + j\omega L = j\omega L$$

26. Impedancias en serie

Una serie de dipolos genéricos presenta una impedancia igual a la suma de cada una de las impedancias.

Cuando encontramos dos dipolos genéricos conectados en serie, podemos sumar el valor de sus inductancias, como si fueran dos simples resistores en serie.

$$Z_{tot} = Z1 + Z2$$

El único truco es estar atentos al sumar números complejos, sumar entre sí las partes reales y las imaginarias sin mezclarlas. Veamos un ejemplo. Supongamos que tenemos:

$$Z1 = 10 + j5$$

$$Z2 = 2 - j8$$

Por tanto, su serie es igual a:

$$Z_{tot} = (10 + j5) + (2 - j8) = (10 + 2) + j(5 - 8) = 12 - j3$$

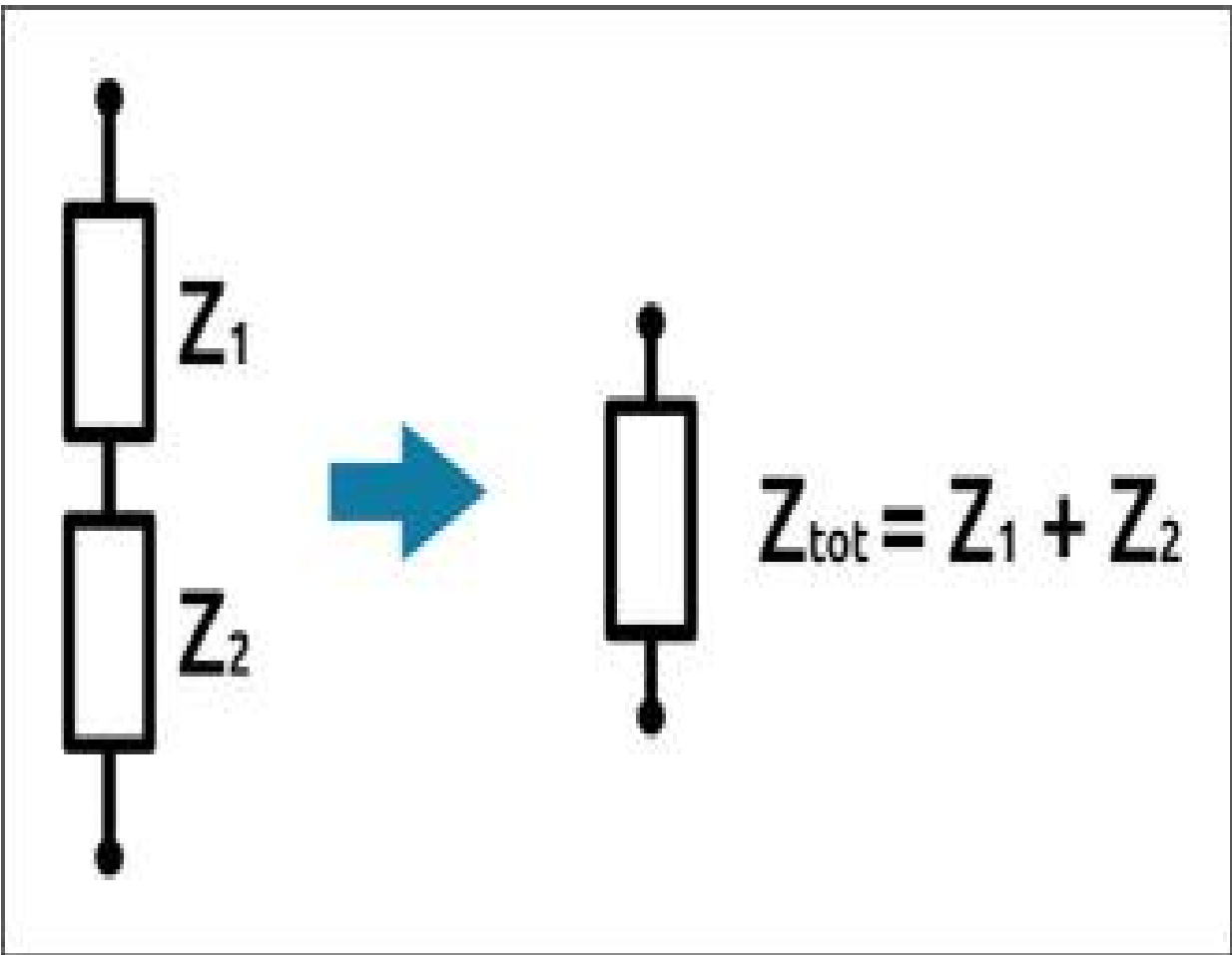


Figura 2.69 – La serie de dos impedancias es igual a la suma de cada uno de los valores.

Ahora intentaremos resolver un circuito con componentes pasivos conectados en serie. Consideramos los componentes como si fueran impedancias genéricas, alimentadas por un generador de tensión sinusoidal. Las tensiones y las corrientes presentes estarán todas a la misma frecuencia, condición fundamental para resolver este tipo de circuitos con el método de los fasores.

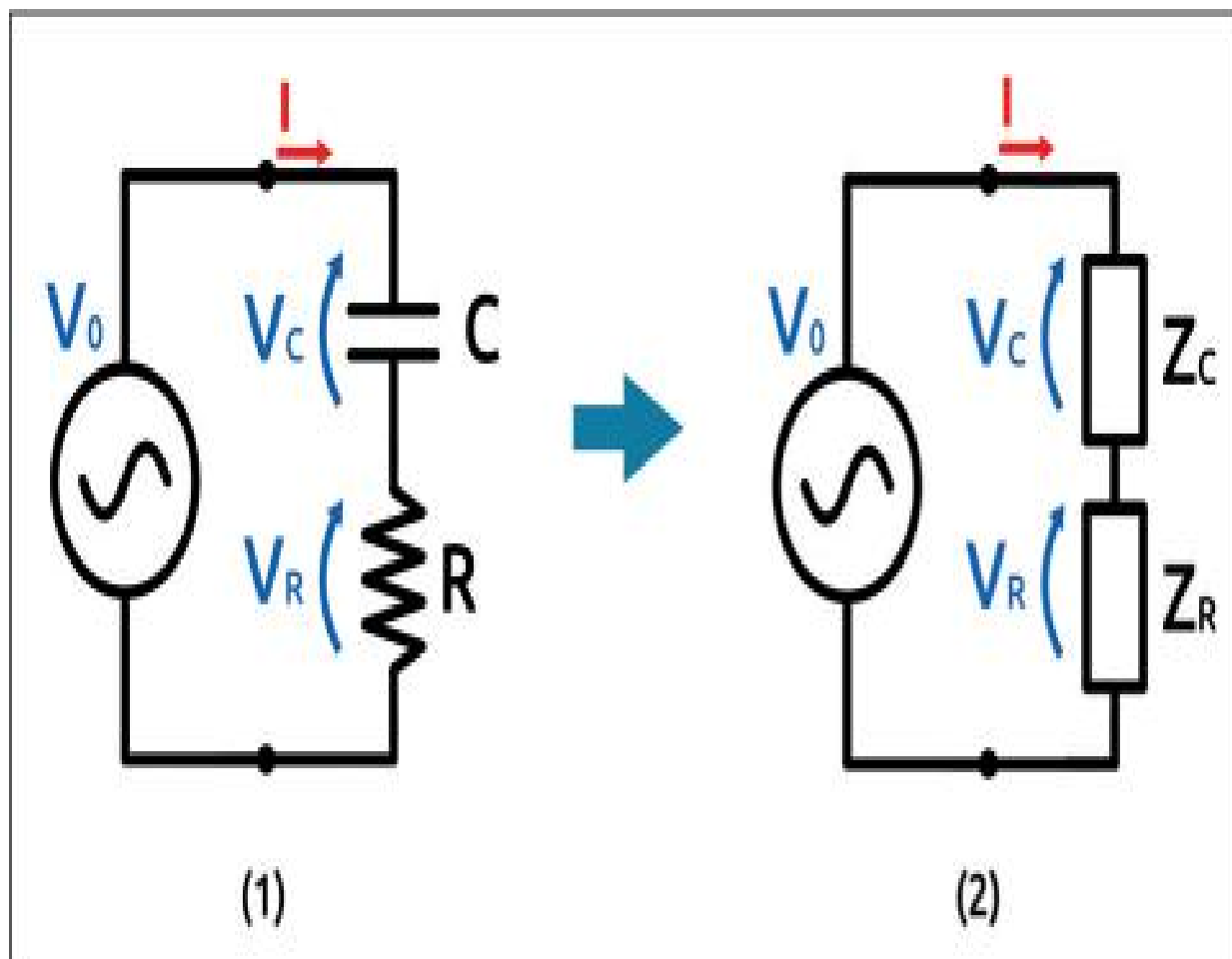


Figura 2.70 – Circuito formado por un condensador en serie con un resistor (1) y el mismo circuito analizado teniendo en cuenta los componentes como si fueran impedancias genéricas (2).

Suponemos que la frecuencia del generador es una senoide a 50 Hz con una amplitud de 24 V. El esquema del circuito se muestra en la figura 2.70, donde tenemos un resistor R de 100 k Ω en serie con un condensador C de 100 nF. La serie de estos dos componentes, si se utiliza para suprimir sobretensiones, se suele conocer como red snubber. En primer lugar, calculamos la impedancia de cada uno de los componentes. Después, como se trata de una conexión en serie, sumaremos sus valores.

$$Z_R = 100 \text{ k}\Omega + j0 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned} Z_C &= -j \frac{1}{\omega C} = -j \frac{1}{2\pi f C} = -j \frac{1}{2\pi 50 \times 100 \times 10^{-9}} = -j \frac{10^9}{\pi \times 100 \times 100} = -j \frac{10^9}{\pi \times 10^4} = \\ &= -j \frac{10^5}{\pi} = -j31.847 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

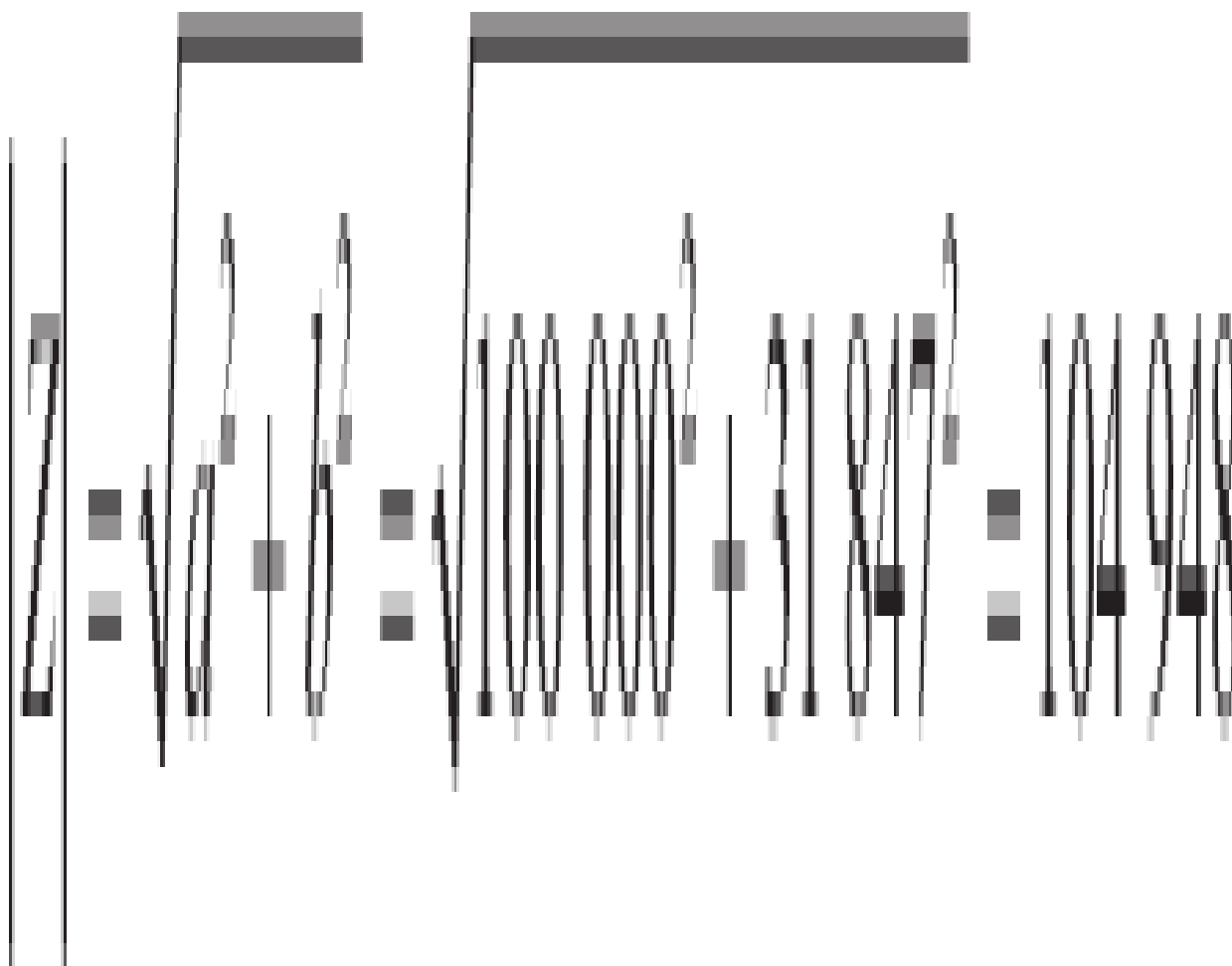
Por tanto, para las inductancias en serie, tenemos:

$$Z_{TOT} = Z_R + Z_C$$

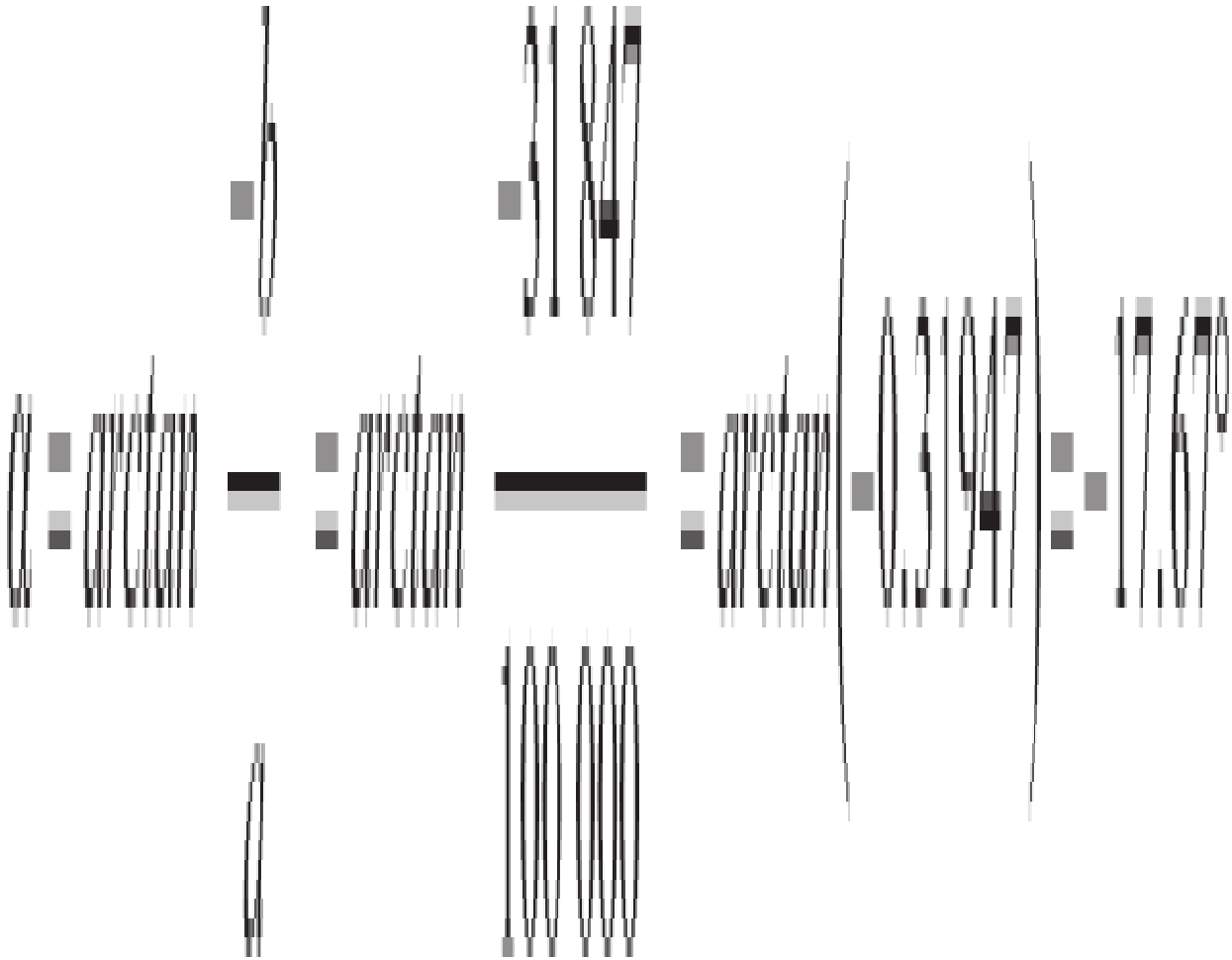
y para nuestros componentes, a una frecuencia de 50 Hz:

$$Z_{TOT} = 100 \text{ k}\Omega - j31.847 \text{ k}\Omega$$

Esto es un número complejo que puede ser representado sobre un plano porque corresponde a las coordenadas de un punto. También podemos obtener su expresión en coordenadas polares, es decir, con la distancia desde el origen de los ejes junto al ángulo formado con el eje horizontal. La distancia del punto desde el origen también se conoce como módulo del número complejo. Si observamos la figura 2.71, podemos intuir que el cálculo es sencillo mediante el teorema de Pitágoras. Por tanto, el módulo r es



El ángulo α formado con el eje x se calcula aplicando el arcotangente a la relación entre la coordenada vertical y la horizontal:



Si calculan el ángulo con la calculadora, comprueben que está ajustada en modo DEG (no en RAD o DEC) para obtener un resultado en grados sexagesimales (entre 0 y 360), y comprueben, observando las coordenadas, que el ángulo esté entre -90° y $+90^\circ$. El arcotangente no distingue entre ángulos inferiores y superiores a 90° , y quizás tengan que corregir el resultado añadiendo o restando los 90° que faltan.

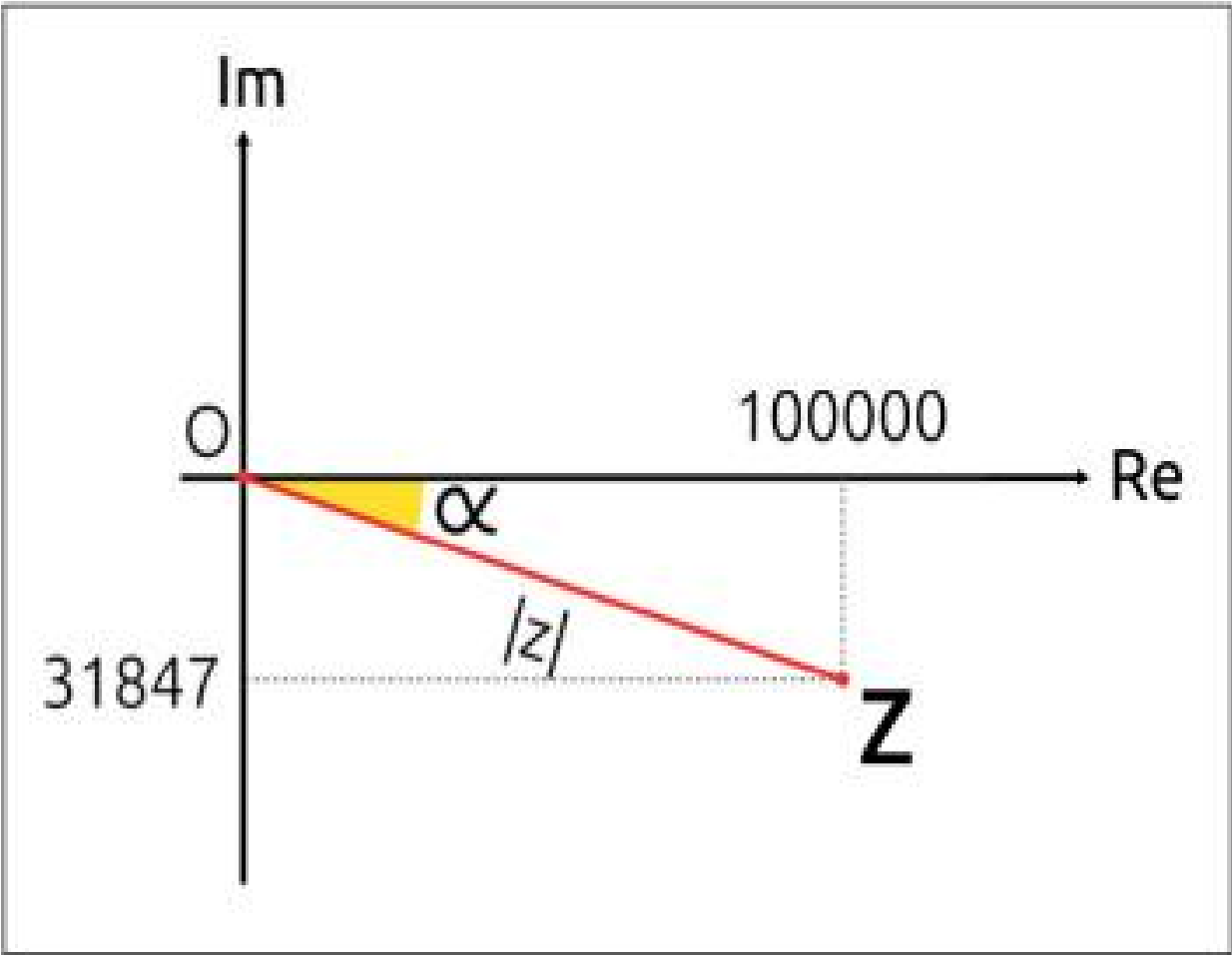
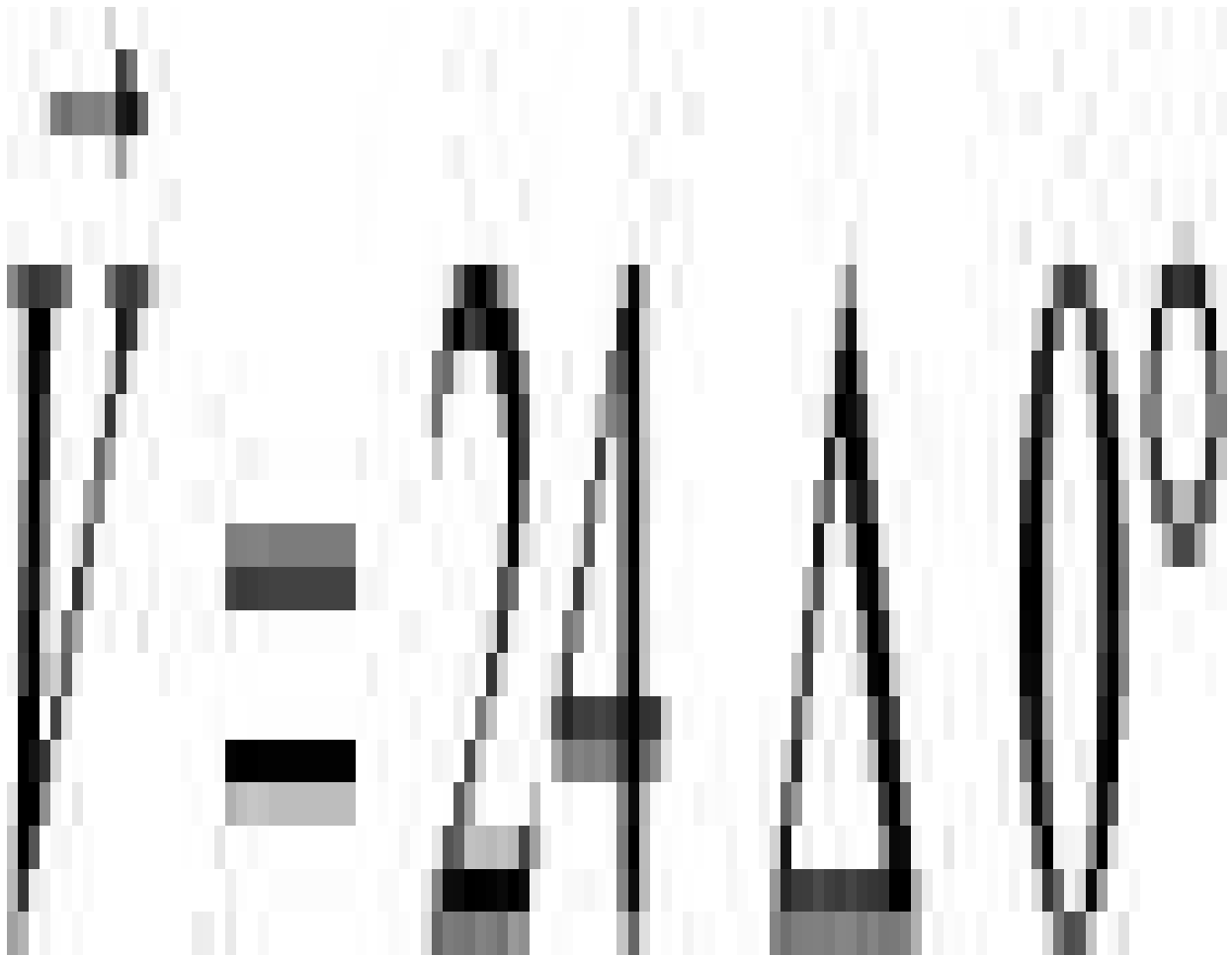


Figura 2.71 – Representación gráfica del punto correspondiente a ZTOT.

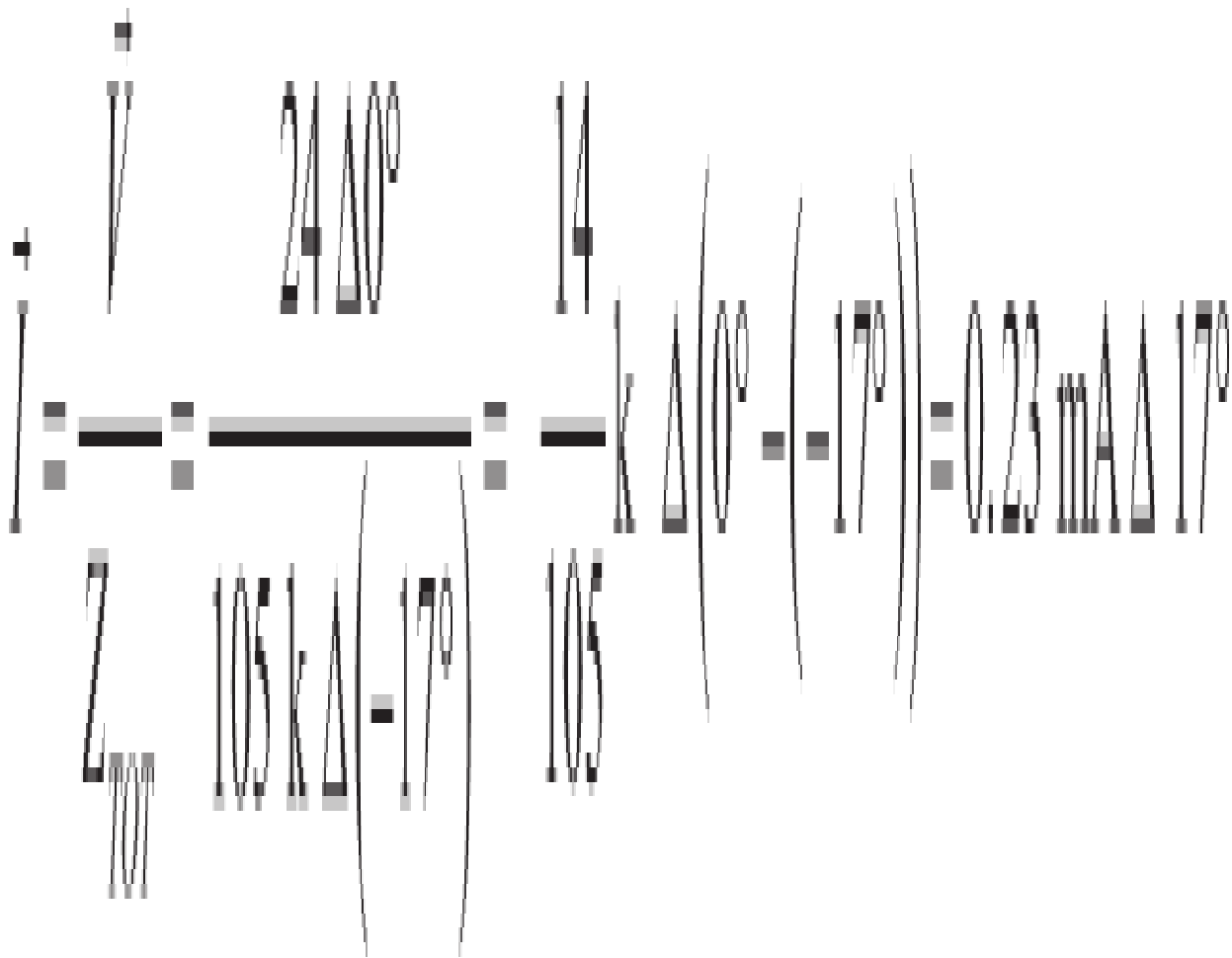
Ahora consideremos el generador sinusoidal: las únicas dos informaciones que nos interesan son su amplitud y el desfase. La tensión tiene una amplitud de 24 V: la consideraremos como amplitud y supondremos que la tensión que sale del generador tiene un desfase nulo. Podemos escribir el conjunto de este modo:



También podemos escribir así la impedancia calculada anteriormente:

$$Z_{TOT} = 104\,948 \angle (-17^\circ) \simeq 105\,k \angle (-17^\circ)$$

Ahora, obtener la tensión y la corriente es inmediato utilizando la ley de Ohm generalizada para las impedancias:



La corriente se expresa como un fasor. Podemos ver que tiene una amplitud de 23 mA y un desfase de 17° respecto a la tensión.

Con un procedimiento parecido, podemos calcular ahora las tensiones en los extremos del resistor y el condensador. Para el resistor encontramos el fasor V_R :

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{22 \angle 170^\circ}{0.23 \times 10^{-3} \angle 0^\circ} = \frac{22 \times 1000}{0.23} \angle (170^\circ - 0^\circ) =$$

$$95.65 \angle 170^\circ$$

Para el condensador, antes tenemos que transformar su impedancia en formato polar, es decir, obteniendo el ángulo que forma con los ejes. En este caso es fácil, porque su desfase es siempre igual a -90° (intenten dibujarlo):

$$Z_C = -j31\,847 \simeq 31.8\,k\Omega \angle -90^\circ$$

y, por tanto:

$$\begin{aligned}
 V &= \left(0.23 \sin \omega t \right) + \left(3.18 \sin \left(\omega t - 90^\circ \right) \right) = \left(0.23 \sin \omega t \right) + \left(1.79 \sin \omega t \right) = \\
 &= \left(3.42 \sin \omega t \right)
 \end{aligned}$$

Seguramente se habrán dado cuenta de que algo no va bien: sumando las tensiones en los extremos de la resistencia y el condensador, no obtenemos la misma tensión proporcionada por el generador. No debemos preocuparnos: es normal, porque estamos intentando sumar sinusoides que están desfasadas entre sí.

27. Impedancias en paralelo

Los dipolos genéricos, conectados en paralelo, presentan una impedancia igual a la suma de cada una de las admitancias.

Dos dipolos genéricos conectados en paralelo se comportan de forma similar a dos resistencias en paralelo. El contrario de la impedancia se denomina admitancia y se representa con la letra Y:

$$Y = Y_1 + Y_2$$

La admitancia de dos dipolos en paralelo es igual a la suma de cada una de las admitancias:

$$Y_{tot} = Y1 + Y2$$

Lo que equivale a escribir:

$$\frac{1}{Z_{tot}} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}$$

y, por tanto, a obtener la expresión en la forma:

$$Z_{tot} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

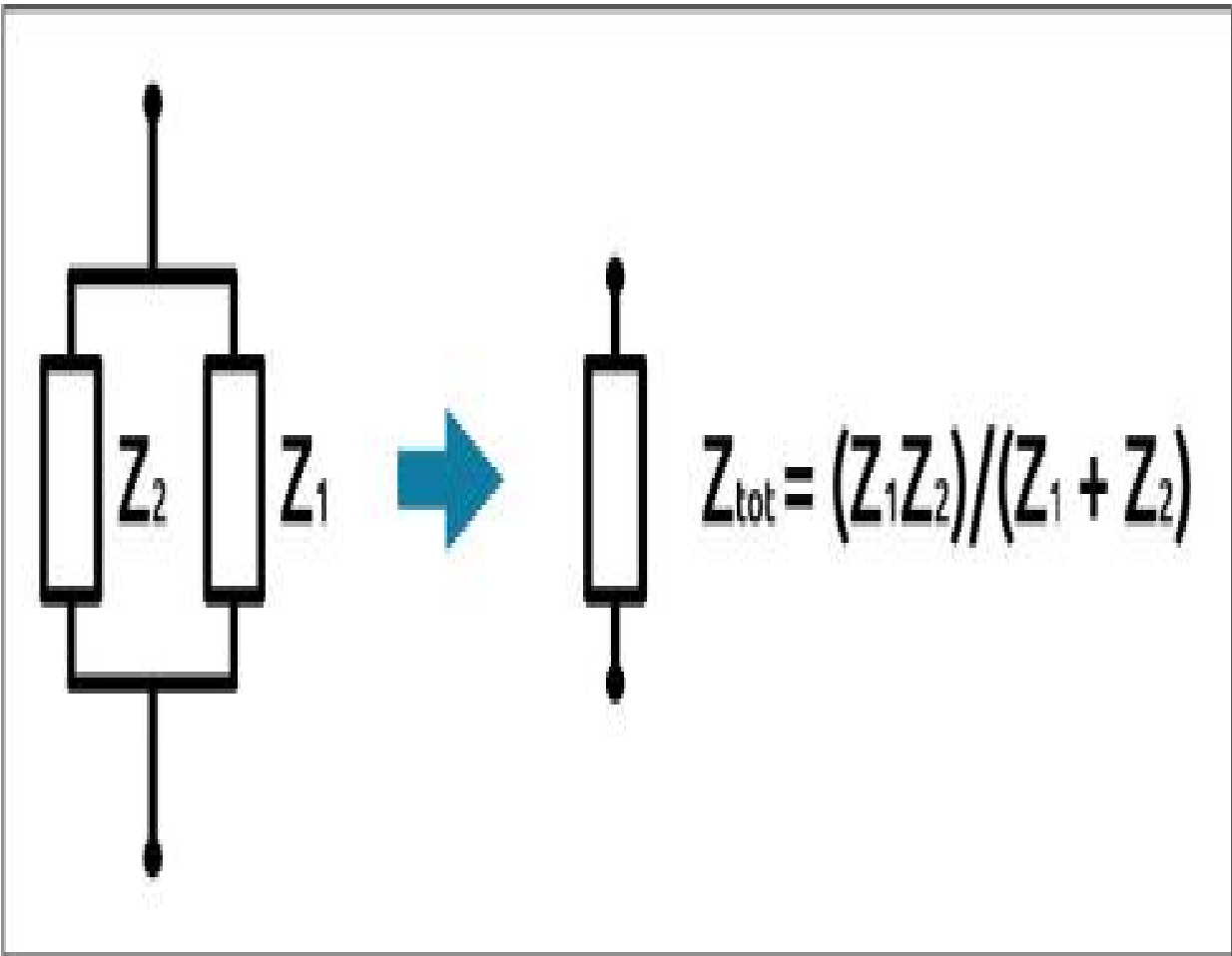


Figura 2.72 – Dos dipolos genéricos conectados en paralelo tienen una impedancia igual a la suma de cada una de las admitancias. La fórmula es similar a la que se utiliza para calcular dos resistores en paralelo.

28. Divisor capacitivo

Una aplicación interesante de los circuitos con condensadores es la posibilidad de realizar un divisor de tensión capacitivo. Obviamente este tipo de circuito funciona solo con corrientes alternas. El circuito se comporta exactamente como un divisor creado con dos resistores, divide la tensión entre dos componentes con relación a sus valores. El divisor creado de esta forma, a diferencia de los resistivos, no calienta porque no tenemos potencia disipada en forma de calor.

Analizamos el circuito de la figura 2.73, donde vemos dos condensadores en serie conectados a un generador de tensión sinusoidal del cual no nos interesa la frecuencia, sino solo la amplitud.

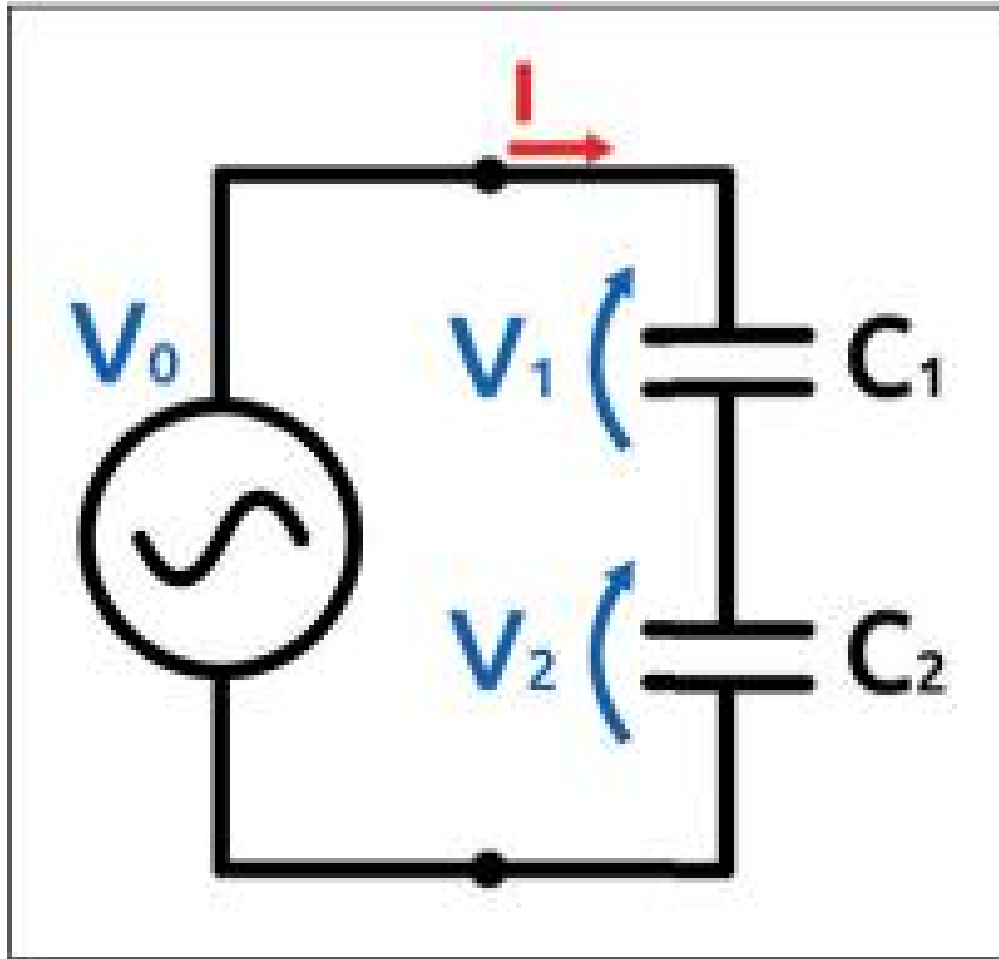


Figura 2.73 – Un divisor capacitivo formado por dos condensadores.

Si analizamos la única malla, podemos escribir:

$$V_0 = iZ_1 + iZ_2$$

La tensión y la corriente se expresan como fasores. Para los condensadores, tenemos en cuenta su impedancia. Una vez obtenida la corriente i , podemos

calcular la tensión en los extremos de los dos condensadores utilizando la ley de Ohm generalizada:

$$V_1 = iZ_1$$

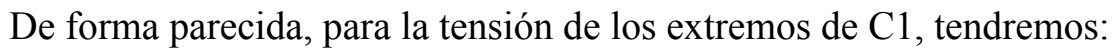
y:

$$V_2 = iZ_2$$

La corriente es, por tanto:

$$i = \frac{V_0}{Z_1 + Z_2}$$

y la tensión en los extremos de C2 es:



$$V_1 = V_2 = V_0 \frac{C_2}{C_1 + C_2}$$

Si probamos a utilizar un generador de 12 V y dos condensadores de 100 nF (C1) y 10 nF (C2), obtendremos las tensiones:

$$V_1 = 12 \frac{10 \times 10^{-9}}{10 \times 10^{-9} + 100 \times 10^{-9}} = 12 \frac{10}{110} = 1.09 \text{ V}$$

$$V_2 = 12 \frac{100 \times 10^{-9}}{10 \times 10^{-9} + 100 \times 10^{-9}} = 12 \frac{100}{110} = 10.91 \text{ V}$$

29. Encender un led a 230 V

Podemos aprovechar la reactancia de un condensador para encender un led a 220 V.

Si utilizamos un condensador y aprovechamos su reactancia, podemos encender un led a 230 V. El circuito que crearemos es crítico, no tanto por su complejidad, sino porque, si lo quieren hacer, tendrán que conectarlo directamente a la tensión de red, cosa siempre muy peligrosa. Tomen todas las precauciones necesarias y controlen las conexiones varias veces.

Tengan en cuenta que, aunque la tensión en los extremos del led es muy baja, el circuito es muy peligroso porque no está aislado. ¡Podrían sufrir una descarga simplemente tocando alguna de sus partes!

Para reducir la tensión de red, podemos utilizar un condensador, aprovechando su reactancia. El condensador, a diferencia de una solución con simples resistencias, no se sobrecalienta.

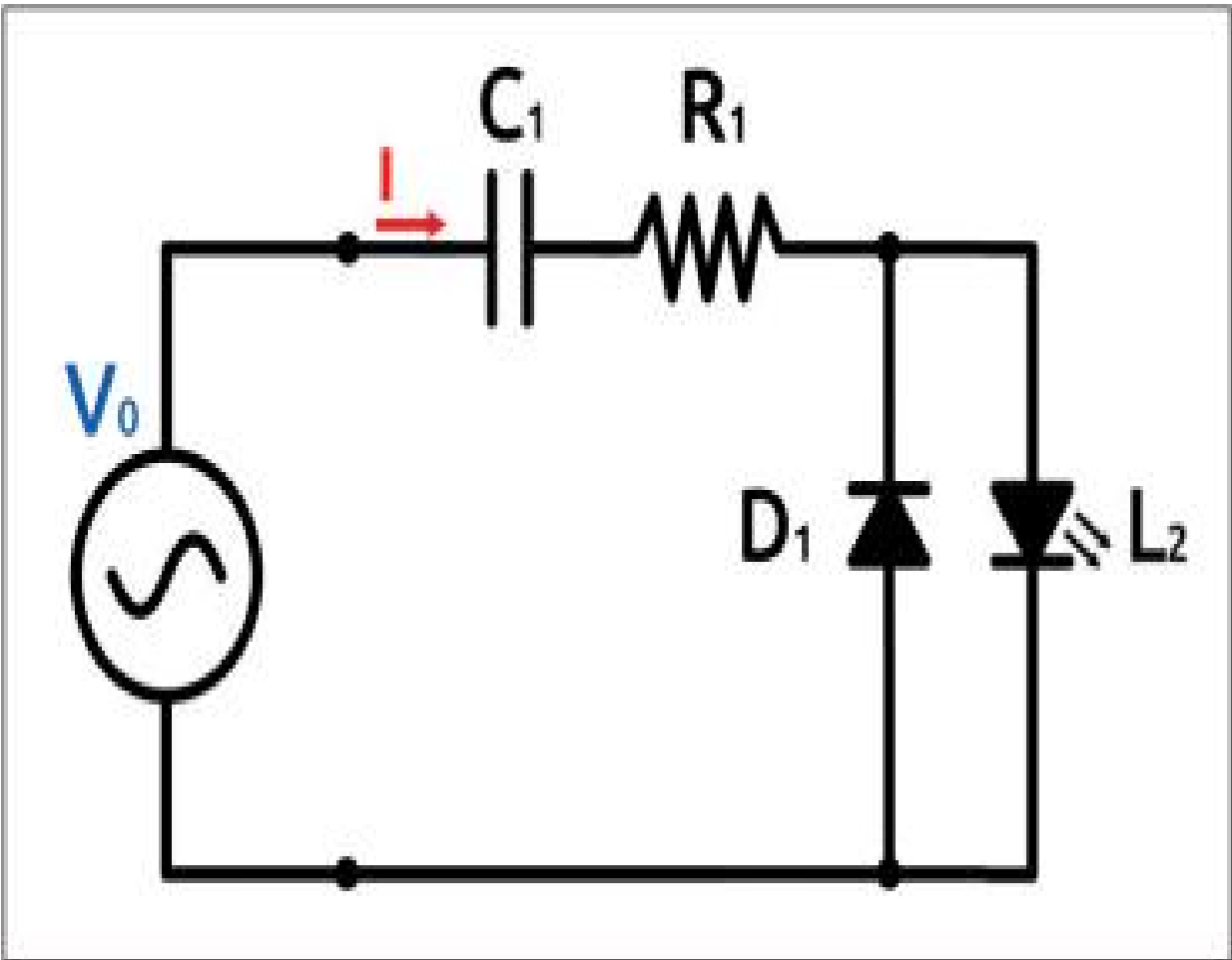


Figura 2.74 – Es posible encender un led con la tensión de red conectándolo en serie con un condensador apropiado.

Para reducir la tensión de red, utilizaremos un condensador con un valor apropiado. La tensión que detectaremos tendrá un valor de 230 V (eficaces). Sabiendo que los led, para encenderse, necesitan una tensión de unos 2 V con una corriente de unos diez miliamperios, podemos obtener, por diferencia, la tensión que tendremos que encontrar en los extremos del condensador, que valdrá unos 225 V. Calculamos 5 V para añadir un resistor de 390 Ω que sirve para hacer un poco más estable la luz del led. En el circuito de la figura 2.74 también vemos un diodo 1N4007, que evita que se aplique al led una tensión inversa que podría dañarlo.

La parte crucial del circuito es el condensador, cuyo valor podemos obtener de la fórmula que expresa su reactancia.

Si conocemos la tensión y la corriente que deberíamos encontrar en el condensador, obtenemos el valor de la reactancia:

$$Z_c = \frac{25\text{ V}}{10\text{ mA}} = 2500\text{ }\Omega$$

La fórmula para la reactancia del condensador es:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC}$$

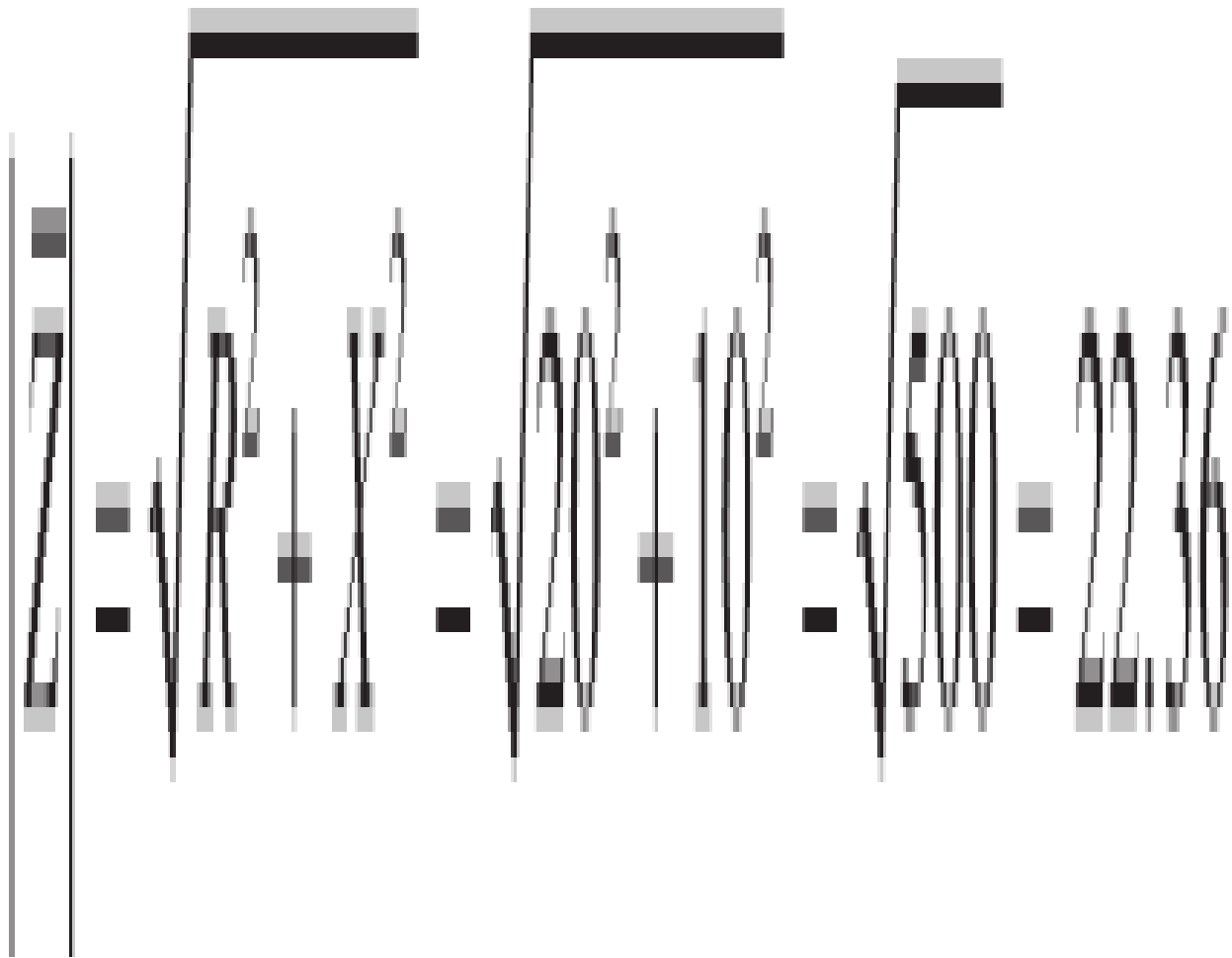
Para obtener el valor de C, invertimos la fórmula y sustituimos los valores.
La frecuencia de trabajo es de 50 Hz.

Este tipo de circuito es de muestra. No lo utilizéis para alimentar vuestros circuitos a baja tensión, a menos que sea la única solución posible. Este sistema de alimentación no está aislado, es peligroso y presenta muchas perturbaciones en vuestros circuitos.

30. Calcular correctamente la potencia en un circuito genérico

Un circuito genérico que se alimenta con una corriente alterna absorbe potencia resistiva disipada en calor y resistencia reactiva.

Cuando tratamos con tensiones y corrientes alternas y circuitos reactivos, el cálculo de la potencia se complica. Mientras que, para obtener la potencia en un circuito puramente resistivo, basta con multiplicar corriente por tensión, cuando las magnitudes en juego varían con el tiempo y existen impedancias, es necesario prestar una mayor atención. Vamos a considerar un circuito como el que se muestra en la figura 2.75, en el cual se aplica una tensión sinusoidal a una carga inductiva Z con un valor de $20 + j10$. Por tanto, tenemos una parte resistiva y una parte reactiva. La tensión efectiva es de 220 V. Podemos obtener la corriente efectiva que circula en el circuito utilizando la ley de Ohm generalizada. Sin embargo, antes debemos expresar la tensión y la impedancia en forma polar, es decir, con amplitud y fase. Para la tensión es muy sencillo, porque tiene una amplitud de 220 V y una fase nula. Para la impedancia debemos realizar algún cálculo para transformar el valor proporcionado en coordenadas polares. Calculamos la amplitud y la fase:



La fase se obtiene utilizando la función arcotangente:

$$\phi = \arctan \frac{X}{R} = \arctan \frac{10}{20} = 26.6^\circ$$

Después obtenemos la corriente efectiva:

$$I_{eff} = \frac{220}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{1}{\cos(26.6^\circ)}}} = 9.83 \text{ A} \quad \angle -26.6^\circ$$

Si conocemos la tensión y la corriente efectivas, podremos calcular la potencia aparente VA , la cual se expresa en voltiamperios:

$$VA = V_{eff} \times I_{eff} = 220 \times 9.83 = 4919.2 \text{ VA}$$

Para realizar los cálculos, podemos utilizar el sitio web de WolframAlpha, que realiza operaciones incluso con números complejos.

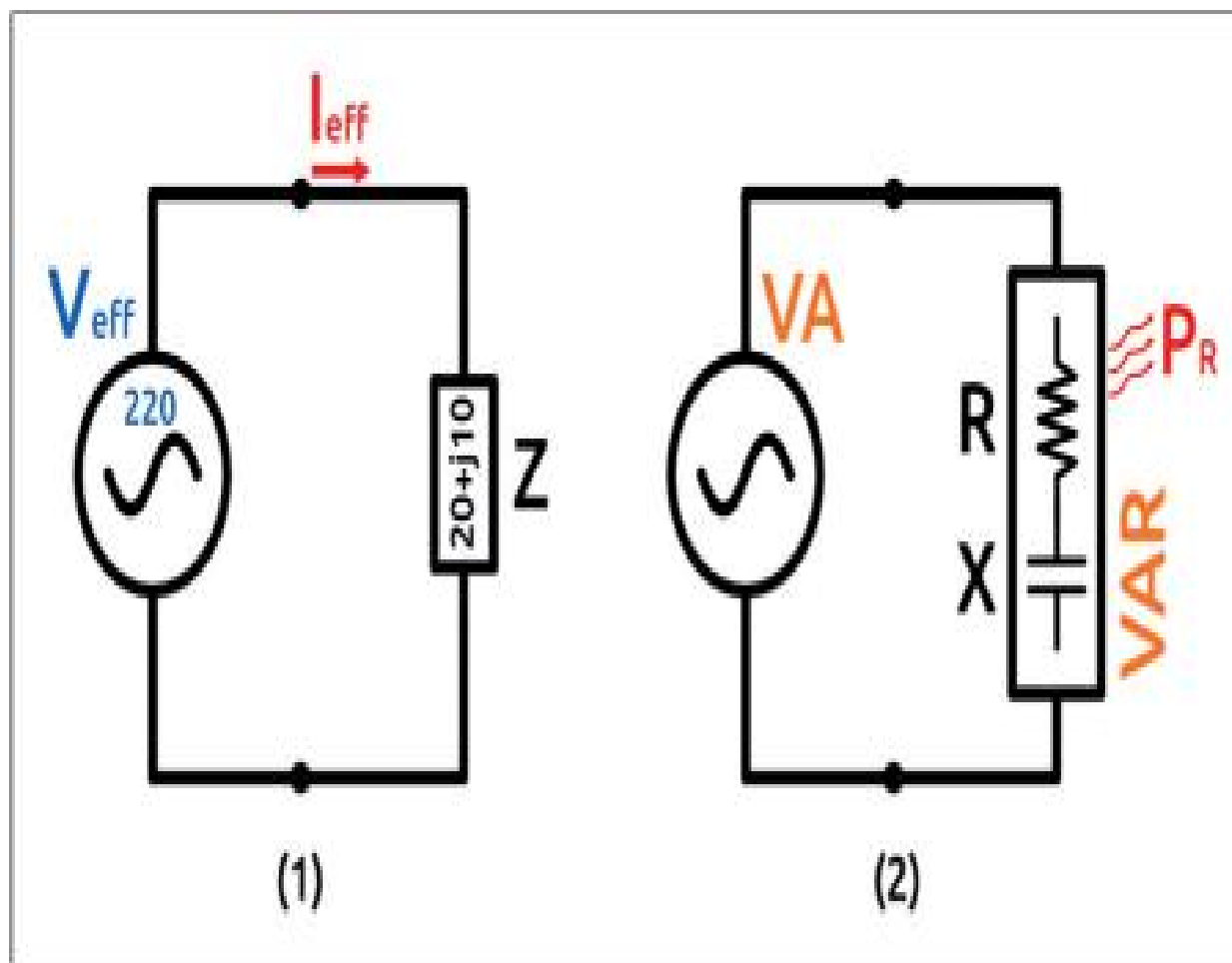


**Figura 2.75 – Impedancia alimentada por un generador sinusoidal (1).
La figura (2) muestra las potencias asociadas al circuito de la figura (1).**

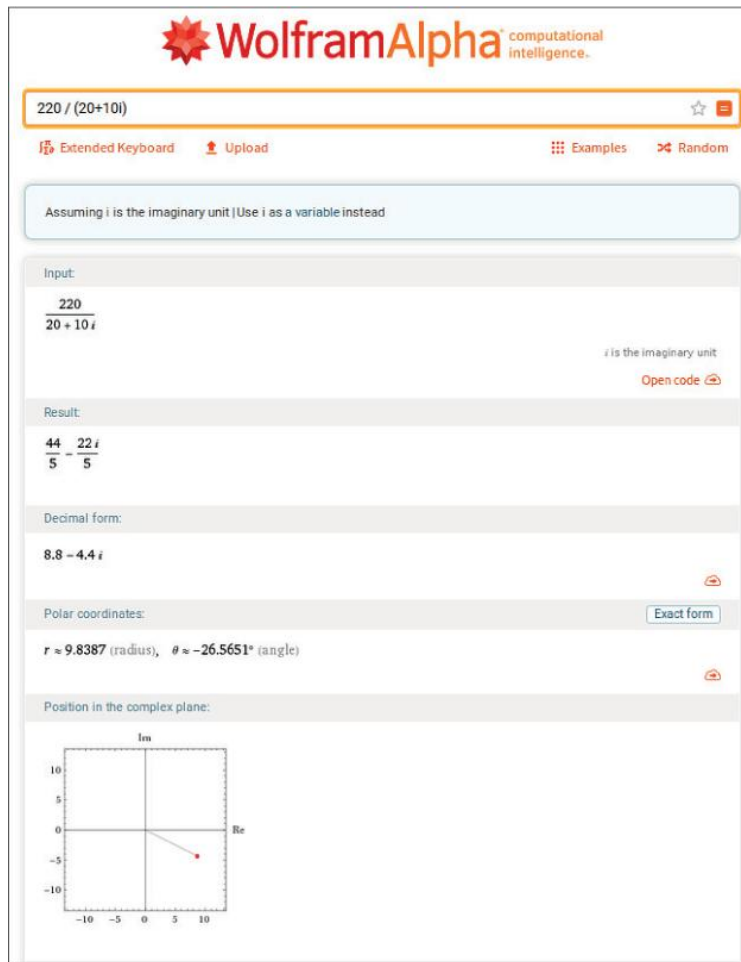


Figura 2.76 – El sitio web de WolframAlpha es de gran ayuda para desarrollar cálculos complejos con números imaginarios.

Ahora podemos calcular la potencia resistiva del circuito. La potencia resistiva está asociada solo a la parte resistiva y es la potencia que se disipa efectivamente del circuito.

$$Pr = I_{eff}^2 \times R = (9.83)^2 \times 20$$

La potencia reactiva VAR se calcula de forma parecida, utilizando la parte reactiva X de la impedancia:

$$VAR = I_{eff}^2 \times X = (9.83)^2 \times 10$$

31. Cómo funciona un transformador

Los transformadores pueden reducir o aumentar una tensión gracias a dos bobinas acopladas adecuadamente. Un transformador también sirve para aislar eléctricamente un circuito.

Si se combinan dos bobinas, es posible hacer que el campo electromagnético generado por una de las dos influya sobre la otra. Con este sistema, se puede inducir una tensión sobre la segunda bobina, sin que haya un contacto eléctrico entre ambas. Para aumentar la efectividad de la transferencia de una bobina a la otra, se puede añadir un núcleo de material ferroso. En los transformadores para corriente alterna, en lugar de un único núcleo, se prefiere utilizar una estructura formada por unas sutiles láminas metálicas aisladas entre sí y combinadas para formar una especie de 8. Con un núcleo de láminas se crean menos corrientes parásitas internas y el núcleo no se sobrecalienta. Para algunas aplicaciones (amplificadores de alta fidelidad), son muy apreciados también los transformadores con núcleo toroidal.

Por tanto, los transformadores funcionan solo en corriente alterna y sirven para aumentar o disminuir una tensión. Como no existe un contacto eléctrico entre las dos bobinas, también garantizan el aislamiento eléctrico entre los circuitos conectados a la bobina. Las dos bobinas se denominan devanados y adoptan el nombre de primario y secundario. El devanado primario corresponde a la entrada del transformador, mientras que el secundario es el punto donde se extrae la tensión a la salida. Un transformador, para reducir la tensión de red de 230 V a un valor mucho más bajo, tiene un devanado primario formado por muchas espiras de hilo de cobre esmaltado muy sutil. El devanado secundario tiene un número de espiras menor y el hilo utilizado tiene un diámetro mayor porque la corriente también será mayor. El

devanado primario, con un hilo más largo y sutil, tendrá una resistencia mayor que el secundario.

El transformador puede, por tanto, transferir energía de un circuito al otro manteniendo constante la potencia: recibe energía eléctrica con una tensión V_1 y una corriente I_1 , y la devuelve con una tensión V_2 y una corriente I_2 :

$$V_1 \times I_1 = V_2 \times I_2$$

La conversión es proporcional a la relación entre las espiras del devanado primario y del secundario:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2}$$

Si quieren tratar de medir la tensión sobre el secundario, no se olviden de aplicar una carga (una resistencia adecuada); si no obtendrán un valor de tensión (medida en vacío) superior al nominal. La tensión en vacío también puede ser un 10 % superior a la indicada.

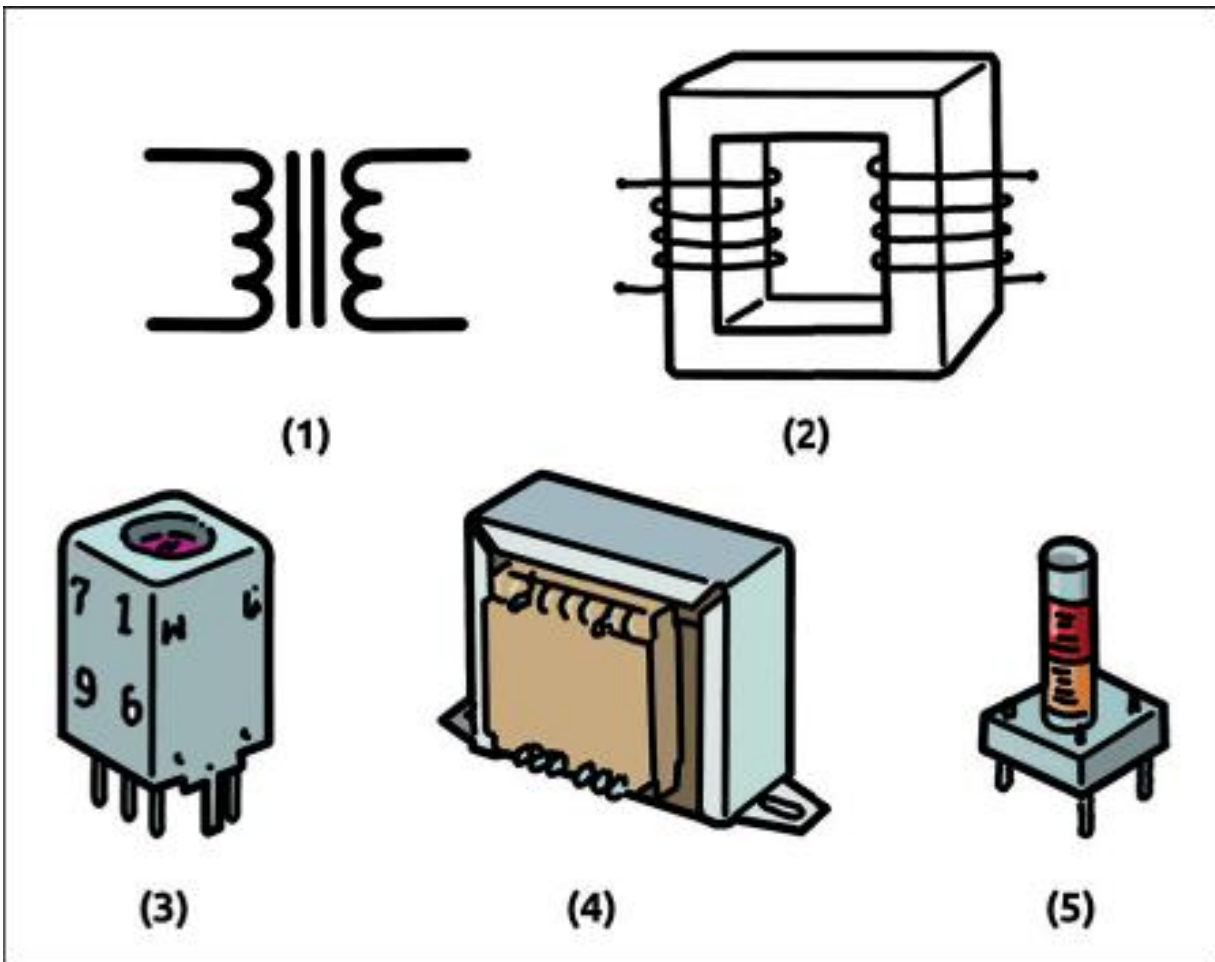


Figura 2.77 – Símbolo de un transformador (1), disposición de los devanados en torno a un núcleo (2), transformador por radiofrecuencia (3), transformador de alimentación (4), transformador enrollado sobre un núcleo de plástico y ferrita (5).

Si en el devanado primario tenemos 100 espiras y las mismas en el secundario aplicando una tensión alterna a la entrada del transformador, a la salida, en el secundario, veremos una tensión con el mismo valor. Si a la entrada aplicamos 12 V alternos, a la salida también tendremos 12 V. Si el número de espiras del devanado secundario es doble, la tensión de salida será igual a 24 V. Esto ocurre en teoría, después en la realidad se producirán pérdidas que hacen que la transferencia de energía no sea perfecta entre un devanado y otro. El rendimiento de la transferencia es normalmente del 94-

95 % y, por tanto, las pérdidas ascienden hasta un 5-6 %. Esto significa que, si queremos crear un transformador que trabaje con una relación 1:1 entre la entrada y la salida, tendremos que compensar las pérdidas sobre el devanado secundario aumentando el número de espiras un 5 o 6 %.

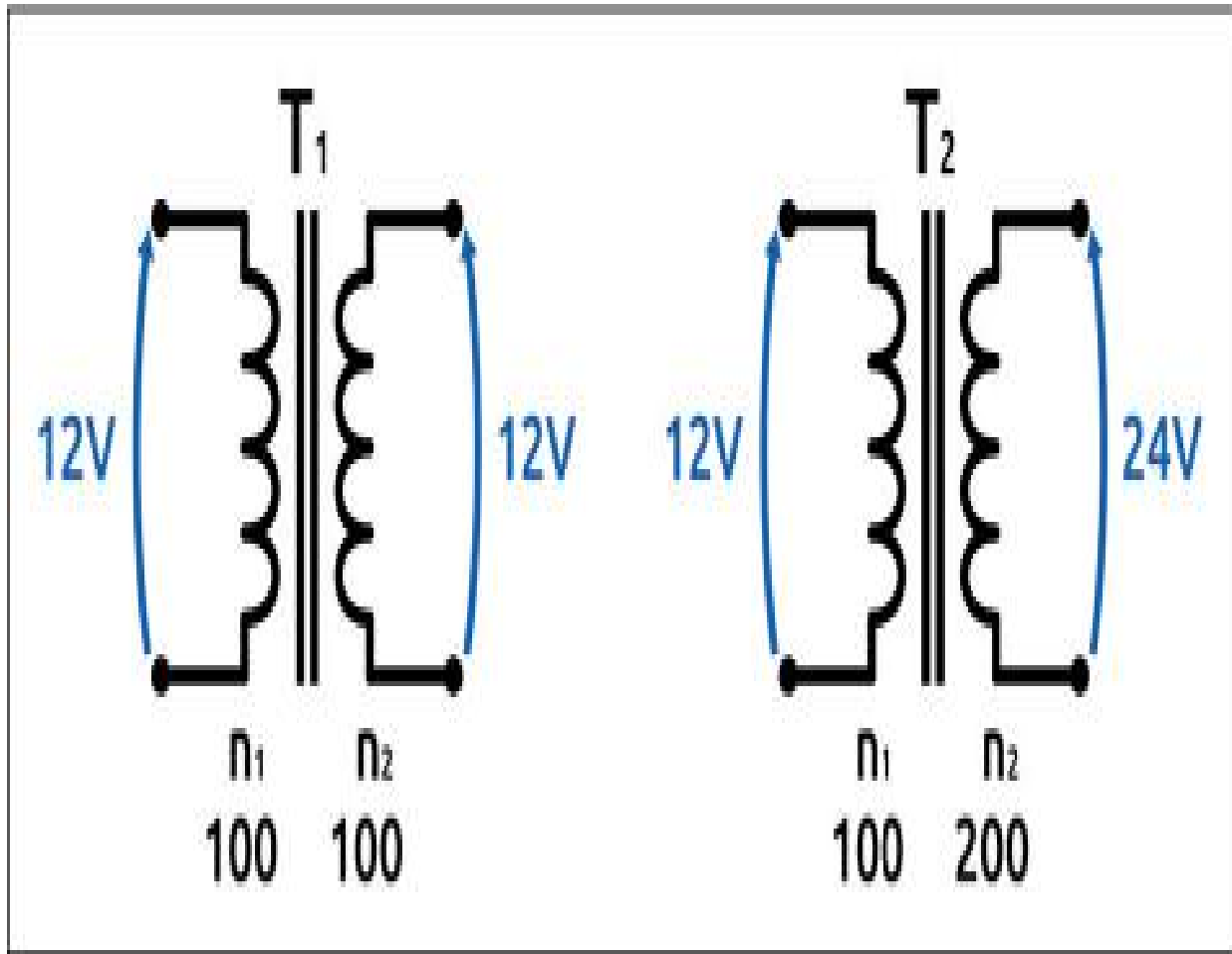


Figura 2.78 – El transformador T1 tiene el mismo número de espiras en el primario que en el secundario, por lo que la tensión de salida es igual a la de entrada. Si doblamos el número de espiras, como en el segundo transformador, tendremos a la salida una tensión doble.

Supongamos que queremos crear un transformador que reduzca la tensión de 230 a 12 V. Si tenemos un devanado primario con 1000 espiras, podemos

calcular un parámetro que exprese la relación entre las espiras y la tensión:

$$\frac{\text{espiras}}{\text{tensión}} = \frac{1000}{230} = 4.347 \frac{\text{espiras}}{\text{V}}$$

Conociendo esta relación, para tener a la salida 12 V, necesitaremos:

$$n_2 = 4.347 \times 12 \text{ V} \simeq 52 \text{ espiras}$$

Si sabemos que el transformador tiene el 6 % de pérdidas, debemos corregir el cálculo:

$$n_2 = 4.347 \times 12 \text{ V} \times 1.06 \simeq 55 \text{ espiras}$$

La potencia de un transformador se expresa en VA (voltiamperios) y se trata de una potencia aparente. Si después aplico una carga resistiva al secundario, ya puedo hablar de vatios. Manteniendo la energía constante en la transferencia, sobre el secundario, con una tensión inferior a la del primario, tendremos una corriente mayor, siempre según la expresión:

$$V_1 \times I_1 = V_2 \times I_2$$

La potencia aparente suele mostrarse en el cuerpo del transformador y es útil para tener una idea de la corriente que podrá suministrar. Obviamente el circuito que van a conectar no deberá solicitar más corriente de la que el transformador es capaz de proporcionar. Si sobre el secundario del transformador se produce un cortocircuito, la corriente aumentará, y hará que el transformador se sobrecaliente y, posteriormente, se queme. Cuando elijan un transformador para insertar en su circuito, comprueben cuál es la corriente necesaria y elijan un modelo que pueda proporcionar un valor igual o mayor. Para un transformador que puede suministrar a la salida 12 V a 1 A, la potencia será igual a:

$$VA = 12 \times 1 = 12 \text{ VA} = 12 \text{ W}$$

Existen transformadores dotados de dos o más devanados secundarios. En estos casos, la potencia del transformador se obtiene de la suma de las potencias aparentes de cada devanado.

Un transformador con dos devanados secundarios de 12 V y 1 A tendrá, por tanto, una potencia de 24 VA.

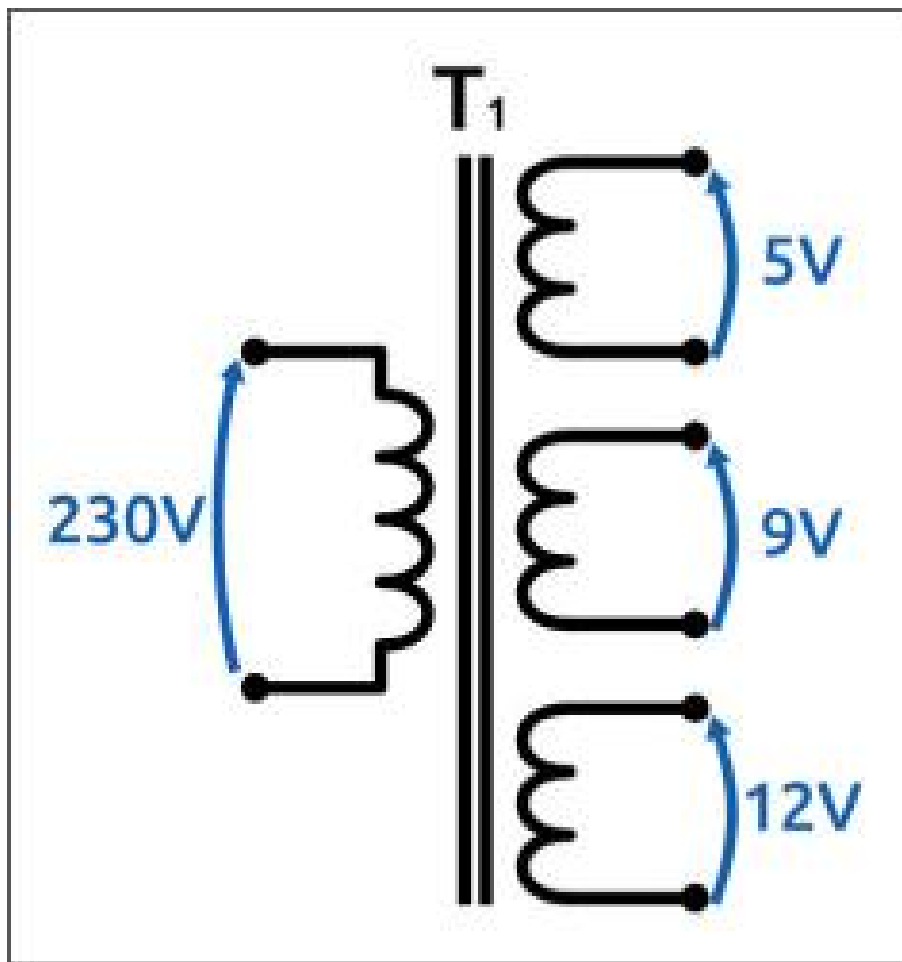


Figura 2.79 – Un transformador con varios devanados secundarios. Su potencia se obtiene de la suma de las potencias de cada devanado secundario.

32. Combinar los devanados de un transformador

Un transformador con varios devanados secundarios puede ofrecer una tensión mayor al combinar las tensiones secundarias o bien una corriente más elevada.

Como ocurre para las baterías, en el caso de un transformador con varios devanados secundarios, también podemos realizar conexiones en serie y en paralelo para modificar la tensión o la corriente proporcionada. Si conectamos en serie las bobinas de salida de un transformador, podemos sumar sus tensiones de salida.

En el ejemplo (1) de la figura 2.80 vemos cómo conectar las bobinas de un transformador con dos secundarios a 12 V.

La tensión que obtendremos será igual a la suma de las tensiones, es decir, a 24 V. Cuando se combinan las bobinas, debemos prestar atención a su orientación, que depende de cómo han sido enrolladas. Si disponen de la hoja de especificaciones del transformador, seguro que encontrarán la orientación de la bobina mediante un punto o una marca. El punto equivale al positivo de la batería, con la diferencia de que en este caso tratamos tensiones alternas. Si conectamos en antiserie dos bobinas como en el esquema (3) de la figura 2.80, pasaremos a sumar dos tensiones sinusoidales, una opuesta a la otra, y obtendremos una tensión nula a la salida.

Si deseáramos aumentar la corriente de salida del transformador, podríamos unir en paralelo dos devanados de salida que deben tener la misma tensión (esquema 2 de la figura 2.80).

Si nuestro transformador tiene dos devanados secundarios de 12 V y 0.5 A, al unirlos en paralelo respetando la orientación, obtendremos una tensión de salida siempre de 12 V, pero con una capacidad de corriente doble (1 A).

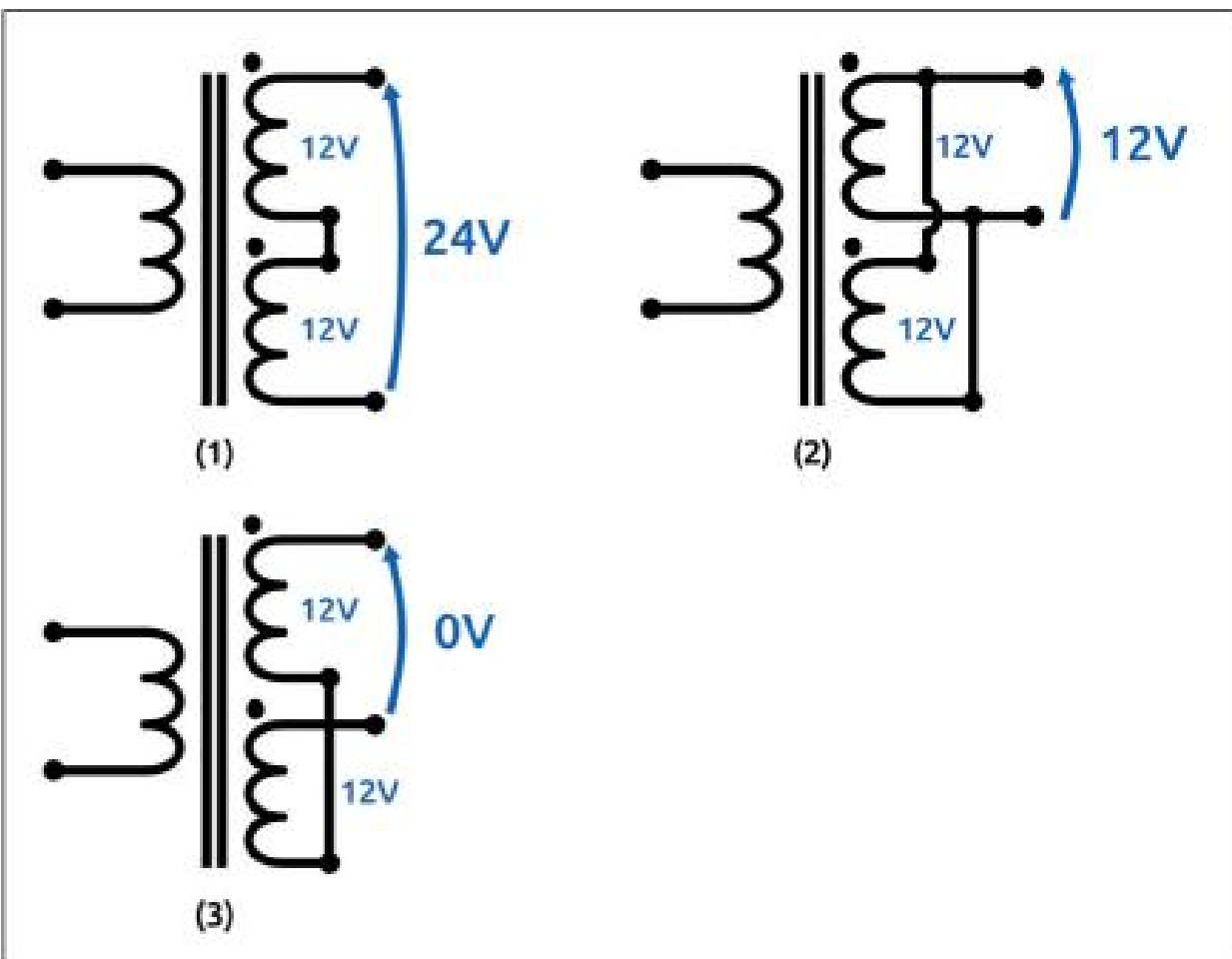


Figura 2.80 – Para doblar la tensión de salida del transformador, podemos conectar en serie las bobinas (1). Al conectar en paralelo dos bobinas, doblaremos la corriente (2). Si las bobinas están conectadas en antiserie, la tensión será nula (3).

33. Pulsadores, interruptores y cruzamientos

Una breve panorámica de los tipos de pulsadores e interruptores más comunes.

Incluso en los circuitos más modernos, siempre es necesario interrumpir físicamente un contacto y bloquear el paso de la corriente. Para ello, se utilizan interruptores, pulsadores, cruzamientos y conmutadores que, aunque actúan con principios similares, pueden llevar a cabo acciones distintas. En concreto:

- pulsadores: intervienen momentáneamente abriendo o cerrando un contacto;
- interruptores: cierran o abren un único contacto hasta que vuelva a ser accionado;
- cruzamientos: desvían el flujo de la corriente de un contacto a otro;
- conmutadores: desvían el flujo de la corriente hacia varios contactos.

Según las necesidades, elegiremos un tipo u otro de contacto. Todos estos componentes son de tipo mecánico y en su interior contienen mecanismos

más o menos complicados que intervienen abriendo, cerrando o desplazando contactos. Pueden ser de distintas formas y adecuados para soldarse o fijarse en paneles, ya sea mediante cuñas o tornillos. En el momento de elegir estos componentes, presten atención al uso que tendrán y escojan un modelo que pueda soportar la corriente y la tensión que va a ser aplicada.

Los pulsadores son de tipo normalmente abierto cuando el contacto interior está abierto o en posición off, y se cierran solo después de pulsar el elemento de accionamiento. Un pulsador que acostumbra a estar cerrado, en cambio, se interrumpe y abre el contacto en el momento en que se pulsa. Los pulsadores son adecuados para crear señales de control o accionamientos no permanentes.

Un interruptor utiliza un accionamiento estable, es decir, el contacto interno mantiene la posición hasta la próxima interacción: pulso una vez para cerrar el contacto y una vez más para abrirlo de nuevo. Son adecuados para interrumpir la alimentación de un circuito. Están disponibles en múltiples formatos: de botón, tipo rocker, de palanca, iluminados o no, antirrobo, de plástico o de metal. Realmente es una gozada. Al elegir un interruptor para conectarlo a la alimentación de un circuito, es muy importante comprobar la tensión y la corriente máximas permitidas; de no ser así, se podrían dañar los contactos internos del dispositivo.

Un cruzamiento contiene un doble contacto y permite desviar una corriente de una parte a otra. La corriente llega al pin central, denominado común, y una válvula la desvía hacia uno de los otros dos contactos. Existen cruzamientos individuales, dobles o, incluso, triples. En estos casos, se trata de dos cruzamientos acoplados, controlados desde un único accionamiento.

Los conmutadores son similares a un cruzamiento, con la diferencia de que utilizan varias líneas de salida y uno o más contactos comunes, según el

número de vías. Los modelos más utilizados son de tipo rotativo y tienen un deslizador que, según la posición ajustada, toca los distintos contactos.

Cuando utilicen pulsadores o conmutadores para tratar señales, presten atención a los rebotes que generan en cada accionamiento. En su interior hay muelles y contactos que rebotan, con lo que crean falsos contactos que pueden provocar interferencias. Existen técnicas denominadas de debouncing para atenuar o eliminar estos problemas. Las técnicas de debouncing se pueden aplicar añadiendo otros componentes o circuitos a los pulsadores, o bien mediante algún software, el cual impide durante algunos milisegundos la lectura de la señal procedente del contacto inmediatamente después de su accionamiento.

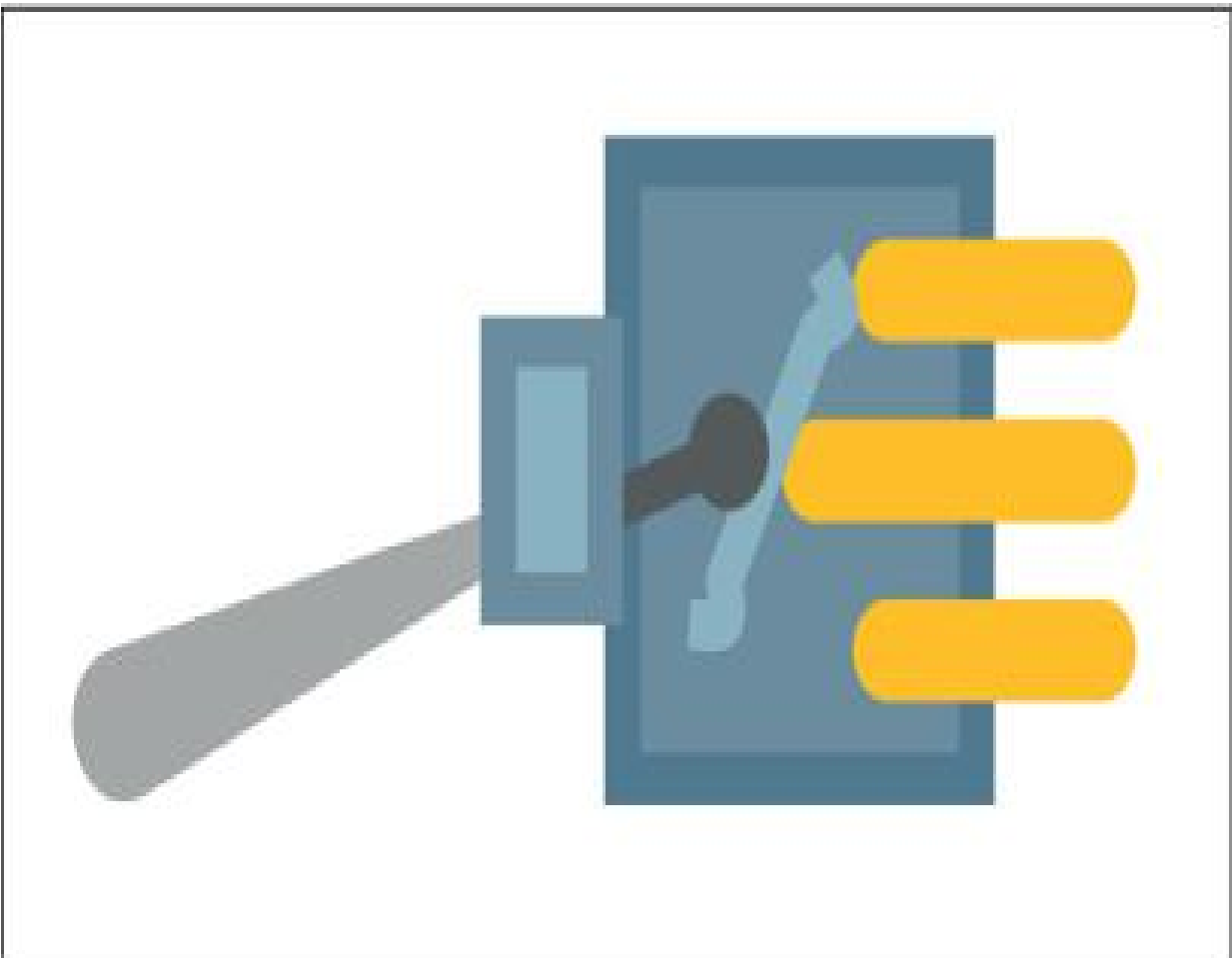


Figura 2.81 – Esquema de funcionamiento de un cruzamiento del tipo con palanca de pera. El contacto central está conectado a una pequeña válvula controlada por la palanca del interruptor.

Para definir el comportamiento de los interruptores, los cruzamientos y los conmutadores, se utiliza una nomenclatura con siglas en inglés. Un cruzamiento o un interruptor puede tener una o dos vías. La vía se indica con el término pole. Así, tenemos contactos:

- de un único polo (single pole) : SP;
- de doble polo (double pole) : DP.

El número de contactos se indica con el término vía, en inglés throw:

- una única vía (single throw) : ST;
- dos vías (double throw): DT;
- tres vías: 3T.

Un simple interruptor con una única vía será definido como SPST. Un interruptor doble, es decir, con un doble contacto accionado desde la misma palanca (o pulsador) se identificará con la sigla DPST.

Un cruzamiento con una única vía y dos contactos (como el de la figura 2.81) se identifica con la sigla SPDT; en cambio, si fuera doble, lo identificaríamos como DPDT.

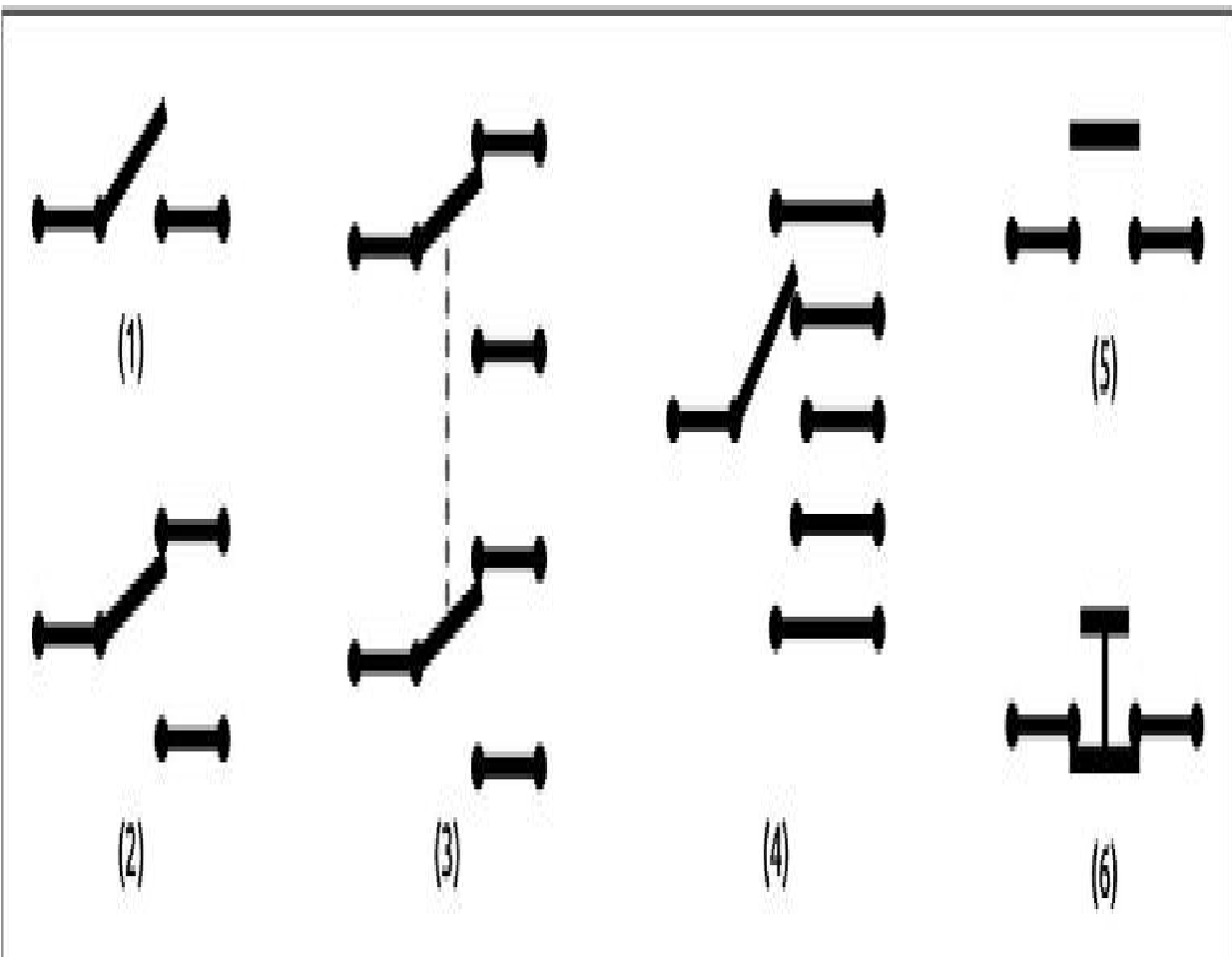


Figura 2.82 – Símbolos eléctricos utilizados para identificar interruptores, pulsadores y cruzamientos: (1) interruptor SPST, (2) cruzamiento SPDT, (3) cruzamiento doble DPDT, (4) conmutador SP5T, (5) pulsador normalmente abierto (n.o.), (6) pulsador normalmente cerrado (n.c.).

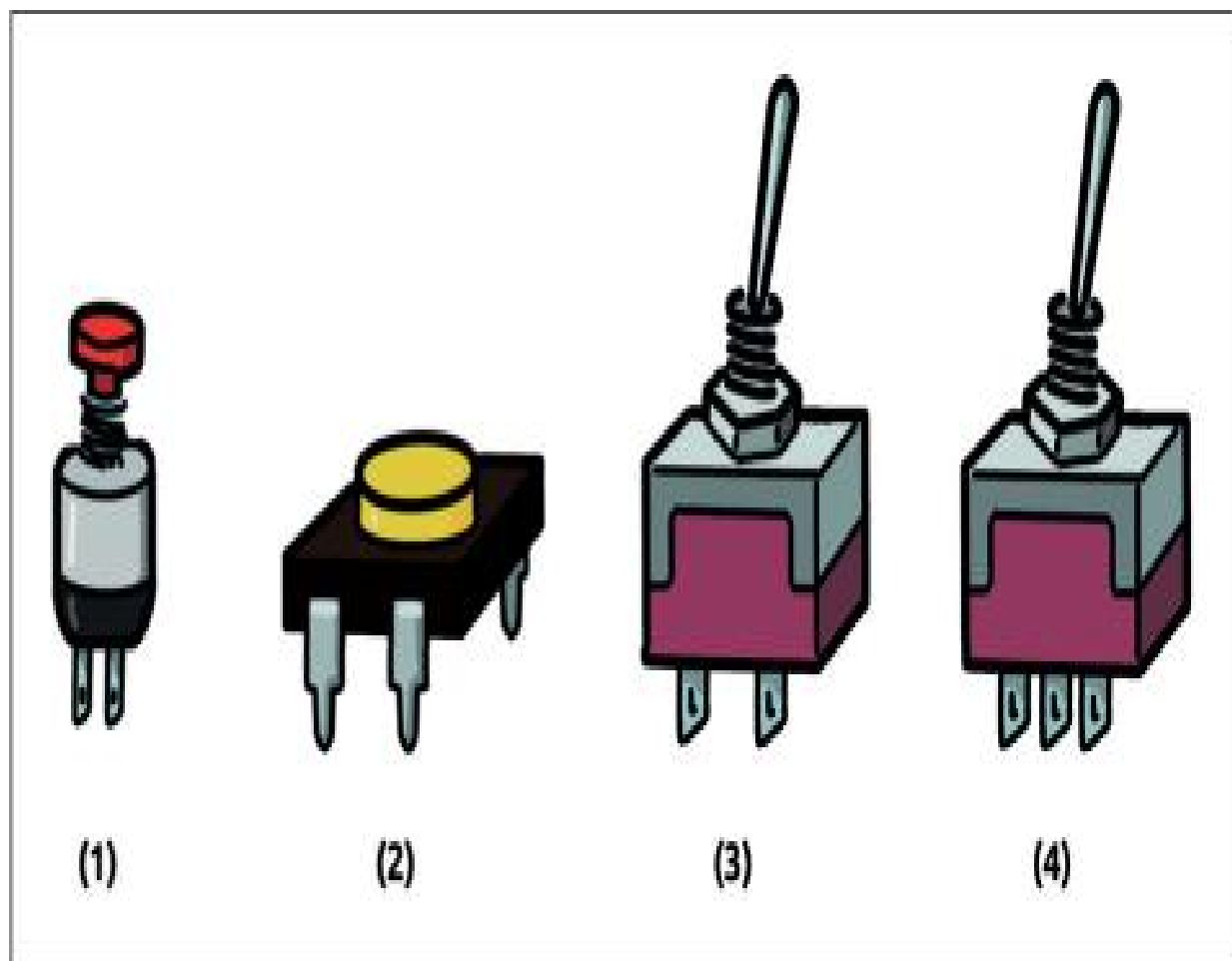


Figura 2.83 – De izquierda a derecha: (1) pulsador de panel, (2) pulsador táctil para circuito impreso, (3) interruptor con palanca de pera, de panel, (4) cruzamiento de pera con montaje en panel.

34. Desviar la corriente de una parte a otra

Utilizamos un cruzamiento para que la corriente fluya por dos ramas de un circuito.

Los cruzamientos se utilizan principalmente para desviar una señal o una corriente por dos o más ramas de un circuito. Si utilizamos el esquema que muestra la figura 2.84, podemos comprobar su funcionalidad con un simple experimento. Para realizar el circuito necesitarán los siguientes componentes:

- R 1 , R 2 , resistencias de $390\ \Omega$;

- SW 1 , cruzamiento SPDT;

- L 1 , led rojo;

- L 2 , led verde.

Pueden colocar los componentes sobre una placa de pruebas o breadboard y alimentarlos con un alimentador de 5 V. Al mover la palanca del cruzamiento de un lado a otro, debería encenderse primero un led y después

el otro. Los cruzamientos y los conmutadores electromecánicos son ideales también para desviar señales de audio o de baja frecuencia de un lado al otro de un circuito.

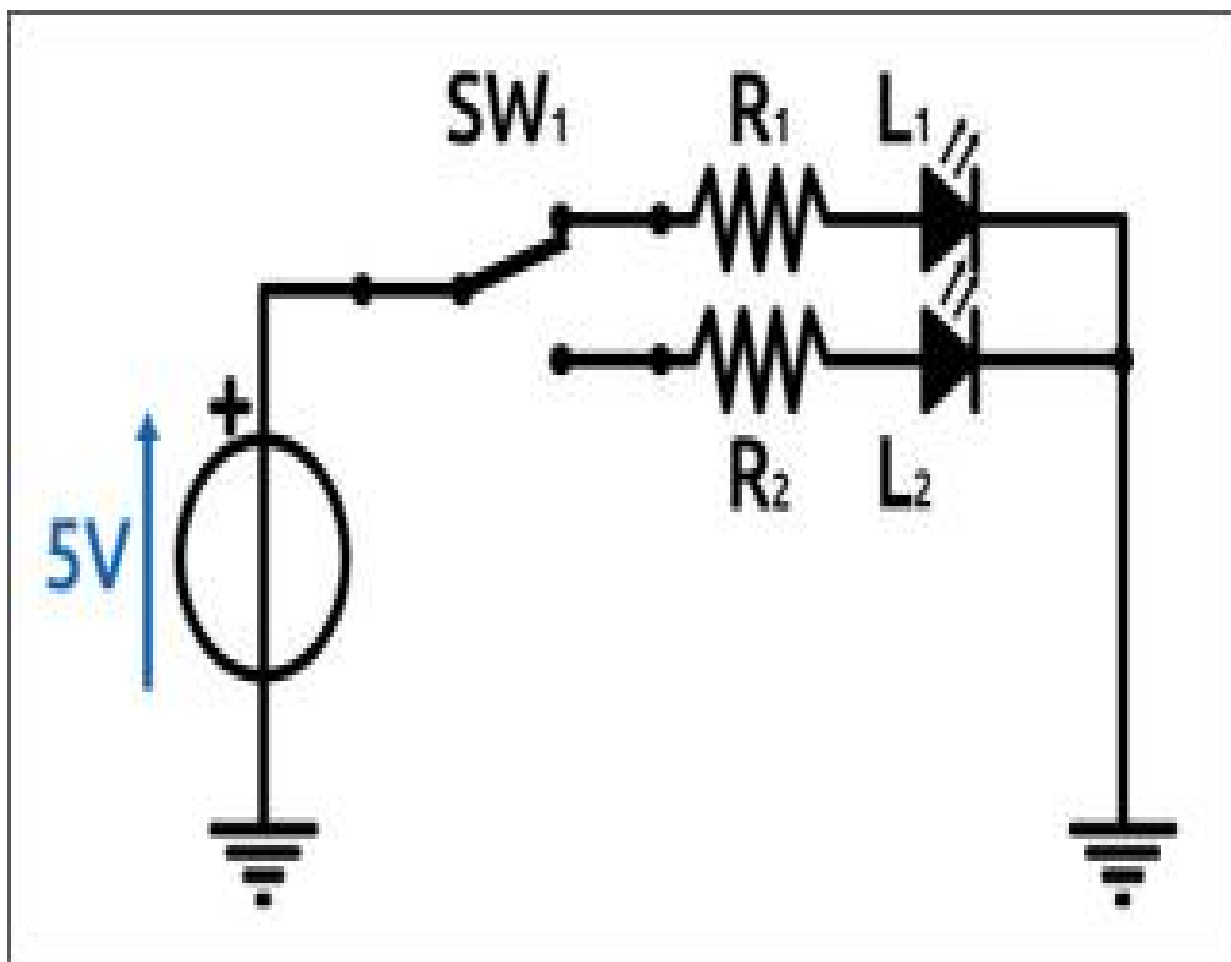


Figura 2.84 – Con un cruzamiento podemos hacer que la corriente llegue a uno de los dos ledes.



Figura 2.85 – Panel de control creado con cruzamientos, testigos e interruptores (foto de Nick Nice en Unsplash).

35. Luz con doble cruzamiento

Insertamos dos puntos de control para encender o apagar un led o una lámpara.

El circuito que aparece en la figura 2.86 es muy conocido por todos los electricistas: se utiliza para controlar una lámpara desde dos posiciones distintas. Normalmente en las instalaciones domésticas las lámparas se encienden tanto desde fuera como desde dentro de una habitación, o bien desde el inicio o el final de unas escaleras. Para crearlo sobre una placa de pruebas, necesitarán los siguientes componentes:

- R 1 , resistencia de $390\ \Omega$;
- SW 1 , SW 2 , cruzamiento SPDT;
- L 1 , led rojo.

Deben alimentar el circuito a 5 V. Como pueden ver en el esquema eléctrico, la corriente llega al primer cruzamiento SW1 que puede ser utilizado para encender o apagar el led; de hecho, uno de sus contactos se encuentra desconectado, mientras que el otro llega al led a través de SW2. SW2 también puede encender o apagar el led porque uno de sus contactos siempre estará conectado a SW1 y, por tanto, a los 5 V.

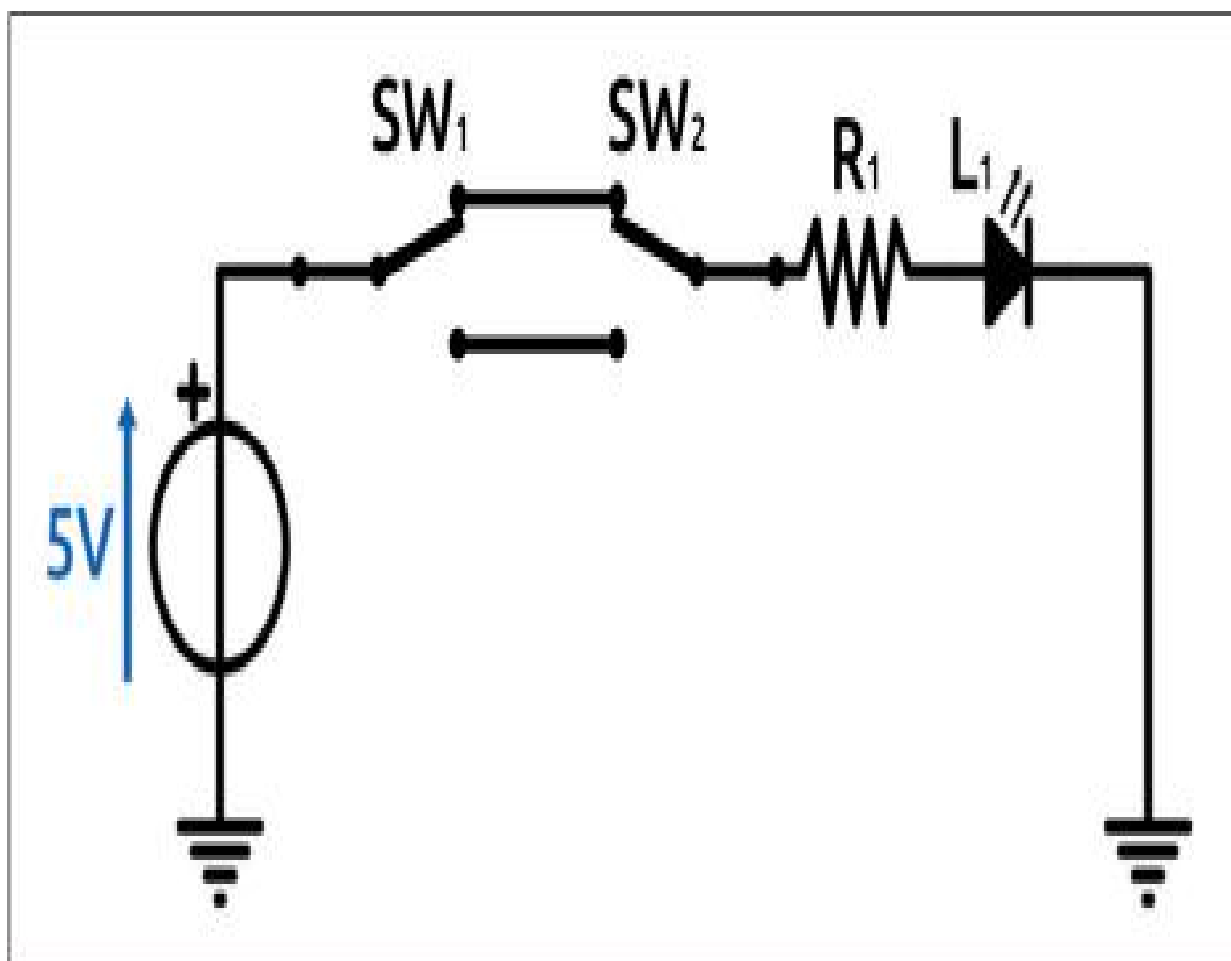


Figura 2.86 – Circuito con doble cruzamiento para encender un led o una lámpara desde dos posiciones.

36. Elegir o utilizar un relé

Examinamos los tipos más comunes de relé, la disposición de sus contactos y su uso habitual.

Un relé es un dispositivo electromecánico que puede controlar eléctricamente un interruptor o un cruzamiento. Son dispositivos muy utilizados en electrónica y electrotécnica, porque permiten controlar un circuito sin que haya un contacto eléctrico efectivo entre el circuito de control y el controlado. El mecanismo es simple: un electroimán atrae hacia él una lámina y hace saltar uno o más contactos. Cuando el contacto se dispara, se produce el característico clic de los relés. Cuando la bobina ya no está alimentada, el contacto vuelve a la posición de reposo. Como podemos intuir, se trata de accionamientos bastante lentos si se comparan con los tiempos de los circuitos electrónicos. Las conmutaciones se producen en decenas o cientos de milisegundos y, como se trata de contactos que saltan, podrían producirse rebotes.

Existen relés de todo tipo y dimensiones, desde los pequeños relés de señal a los de potencia capaces de controlar corrientes de decenas o centenares de amperios. La elección de un relé se lleva a cabo valorando:

- el tipo de contacto necesario;
- la tensión de alimentación de la bobina;

- las dimensiones del dispositivo.

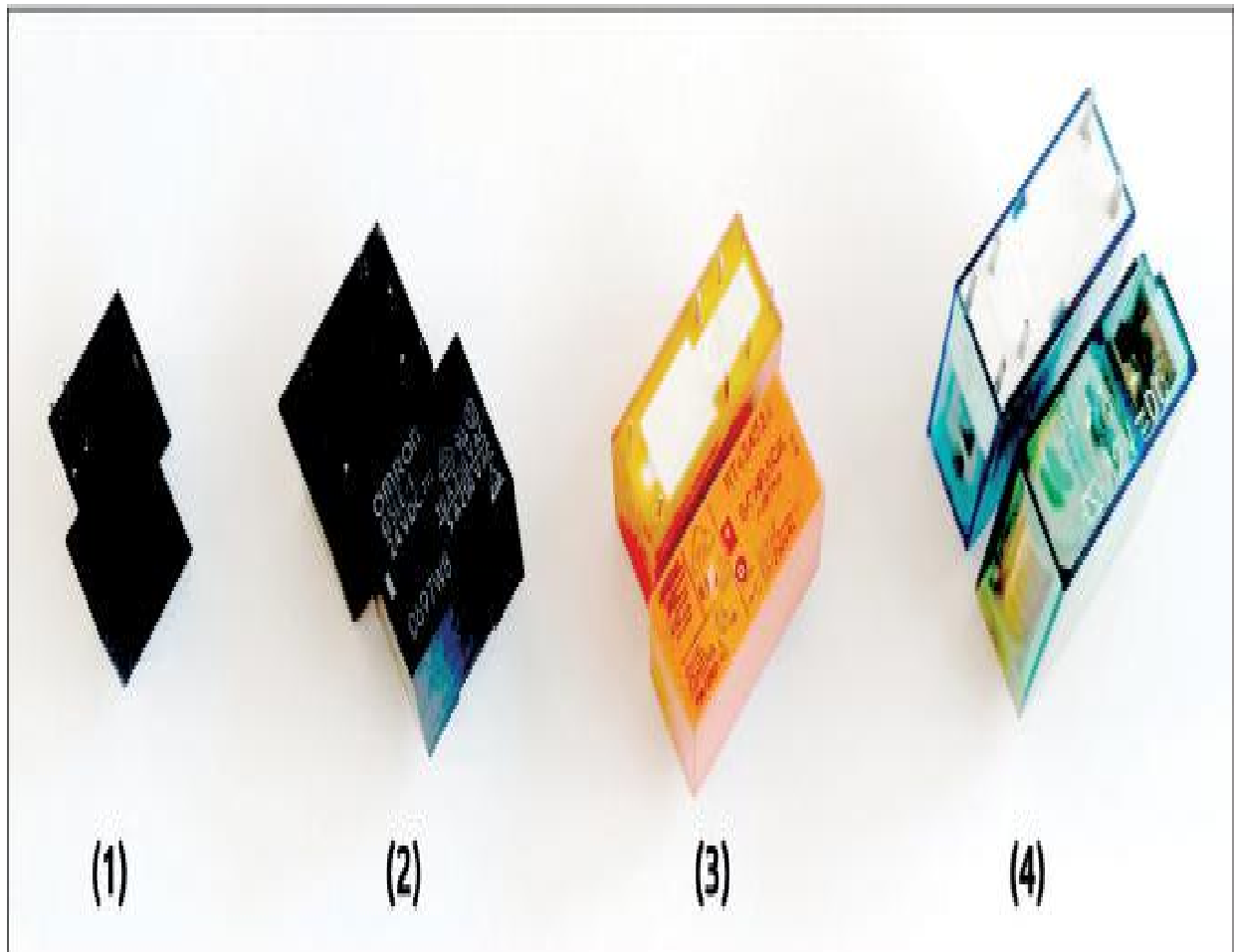


Figura 2.87 – Algunos tipos de relé de corriente continua: (1) bobina de 5 V y contactos DPST n.o., (2) 12 V SPDT, (3) 24 V DPDT, (4) 12 V DPST.

Los contactos se identifican con siglas parecidas a las de los interruptores y los cruzamientos. Así, podemos hablar de relés:

- SPST de contacto normalmente abierto o normalmente cerrado;
- DPDT (n.o. o n.c.);
- SPDT con el contacto formado por un cruzamiento;
- DPST con un cruzamiento doble;
- relé con varios contactos y también mixtos (interruptores y cruzamientos combinados en un único envoltorio).

Los contactos se caracterizan por una tensión y una corriente máximas de trabajo. Asegúrense de respetar los límites, puesto que, si no, el dispositivo podría dañarse. Estas informaciones, junto al tipo de contacto y, a veces, la disposición interna de la bobina, suelen estar indicadas en el envoltorio del relé o se pueden consultar en la hoja de especificaciones del componente. La mayor parte de los relés se identifican con siglas, normalmente nativas, que permiten intuir de qué tipo de dispositivo se trata o, como mínimo, cuál es la tensión de la bobina.

La bobina interna al relé está formada por un devanado de hilo de cobre esmaltado muy sutil. Cada relé tiene su propia tensión de alimentación característica, la cual debe respetarse si queremos que salte correctamente. Si la tensión aplicada a la bobina es demasiado elevada, corremos el riesgo de quemarla; mientras que, si es demasiado baja, el contacto sería débil y podría ser que no se verificara. En los relés clásicos, la tensión que se debe aplicar a

la bobina puede variar un 20 % más o menos sin que se comprueben daños o malos funcionamientos.

La corriente que se debe suministrar es de tipo continuo, aunque algunos relés funcionan en corriente alterna y otros están polarizados, es decir, están dotados de un diodo interno y, por tanto, presentan un ánodo y un cátodo que deben respetarse para hacer saltar el dispositivo. En el mercado también pueden encontrar relés biestables que mantienen la posición: aplicando una tensión o un impulso a la bobina, el contacto salta y, si queremos hacerlo volver a la posición de reposo, se necesita un nuevo impulso o aplicar una tensión inversa. En algunos casos también pueden tener dos bobinas. Las tensiones más comunes para la alimentación de las bobinas son: 5, 12, 24 V. Igualmente nos podemos encontrar tensiones mucho mayores o inferiores. Para los relés en corriente alterna, la tensión utilizada suele ser de 220 V (la tensión de red).

Los relés son dispositivos muy delicados que pueden dañarse por humedad, polvo o vibraciones. Por eso siempre están en contenedores y en ocasiones, incluso, sellados. Además de los relés de tipo electromecánico, también podemos encontrar de tipo reed o de lengüeta o de estado sólido.

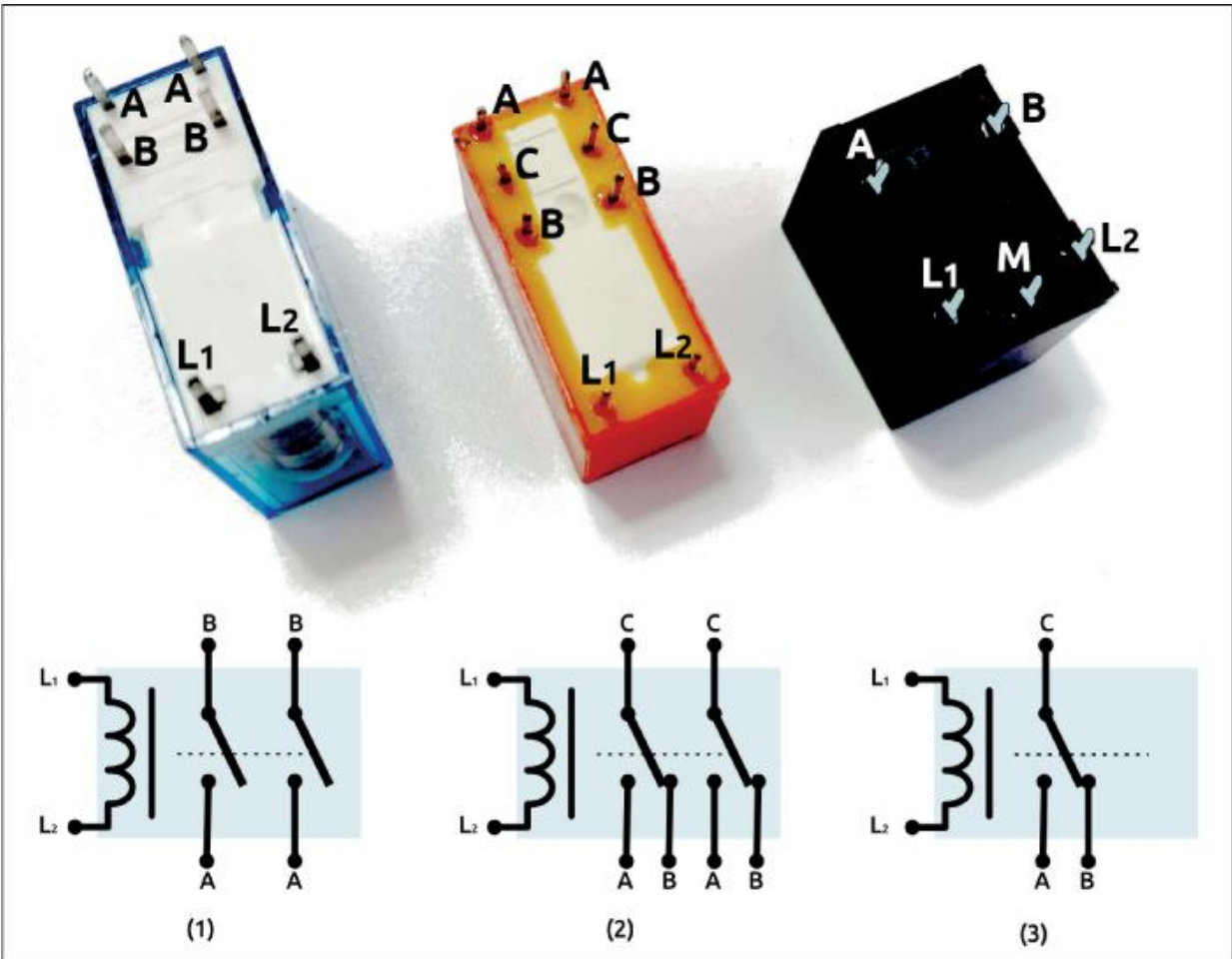


Figura 2.88 – Símbolos y disposición de los contactos para algunos tipos de relé: (1) DPST n.o., (2) DPDT, (3) SPDT.

Los relés reed contienen láminas que son atraídas por una pequeña bobina. Se utilizan para las conmutaciones de señal porque son más pequeños y, por tanto, más rápidos (los tiempos de conmutación son de milisegundos).

Los relés de estado sólido tienen en su interior componentes de potencia como MOSFET, TRIAC o IGBT, y son controlados ópticamente. Son elementos muy rápidos (nanosegundos) y pueden conmutar corrientes incluso si son muy elevadas (hasta unos cien amperios).

Un relé contiene una bobina que acumula energía y, en el momento en que pierde esta energía, genera un pico de tensión inversa que puede dañar el circuito de control. Por ese motivo, para los relés controlados en corriente continua, se añade siempre en paralelo a la bobina un diodo para absorber y cortocircuitar el eventual pico de tensión inversa. Como diodo se puede utilizar un 1N4005 o similar.

Cuando se utilizan relés que funcionan en corriente alterna, en lugar del diodo se introduce una red RC (snubber). Para el cálculo de la red, es aconsejable consultar las especificaciones del dispositivo, ya que podrían contener indicaciones prácticas. A título indicativo, es posible utilizar valores aproximativos que dependen de la corriente. Pueden hacer algún intento con un resistor de unos cientos de ohmios en serie con un condensador de película de una decena o, como máximo, unos cientos de nanofaradios.

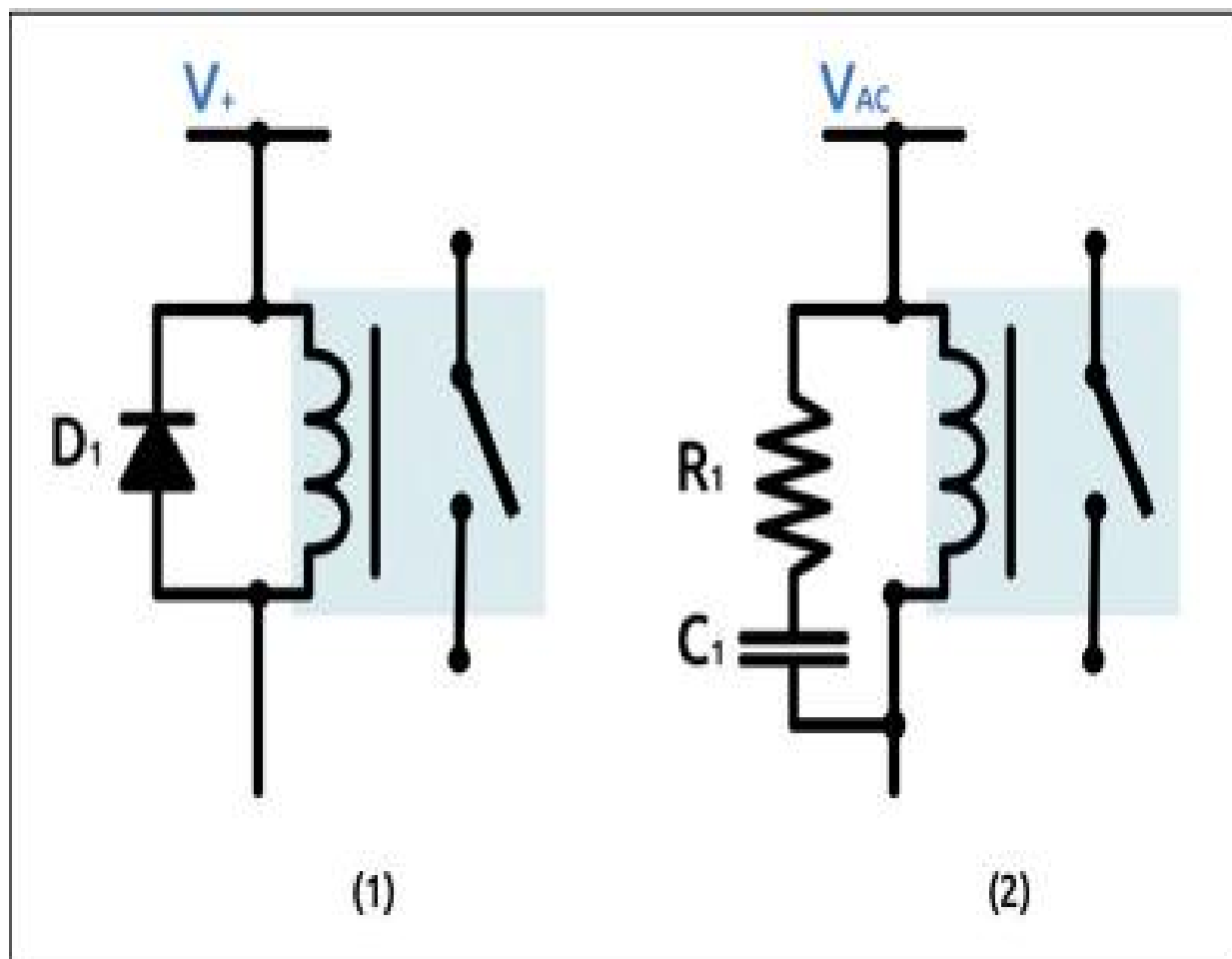


Figura 2.89 – Relé con un diodo conectado a la bobina (1) y un relé con red snubber RC para alimentaciones en corriente alterna (2).

37. Relés con retención de posición

Los relés con retención de posición permiten poner en marcha con seguridad una maquinaria y desactivarla si hay una ausencia de corriente, con lo que evitan que vuelva a iniciarse sin querer.

En muchas aplicaciones para la automatización industrial, existe un mecanismo de seguridad que implica que el usuario ponga en marcha de forma explícita la maquinaria, por ejemplo, pulsando un botón. Si, por algún motivo, dejara de llegar tensión, la maquinaria se alimentaría de nuevo, pero no podría empezar hasta que no se pulsara el botón de inicio. Este sistema implica también normalmente un botón de parada o de emergencia, el cual corta de inmediato la alimentación hacia el circuito y apaga todas las partes de potencia. Este mecanismo se puede realizar con un simple relé y su accionamiento se define como de retención de posición.

Para realizarlo, pueden seguir el esquema eléctrico que se muestra en la figura 2.90, utilizando los siguientes componentes:

- 1 pulsador normalmente abierto;
- 1 pulsador normalmente cerrado;
- R 1 , resistor de 1 k Ω ;

- L 1 , led rojo o verde;
- 1 relé de 12 V DPDT;
- D 1 , diodo 1N4005 (o similar).

Al pulsar el botón normalmente abierto, conectado a los 12 V, se proporciona tensión a la bobina del relé, que salta y cierra los contactos. El contacto SW1 está conectado a 12 V y, cuando el relé salta tras pulsar el botón, alimenta a la bobina. Ahora podemos soltar el botón de encendido porque la bobina se alimenta a través del contacto SW1. Si pulsáramos el botón STOP, cortaríamos la tensión a la bobina y haríamos que el relé se desactivara. Para tener una indicación visual de la activación del relé, se puede añadir un led con una resistencia en serie.

El relé está provisto de un segundo contacto que se utiliza para controlar el dispositivo que se debe encender con seguridad.

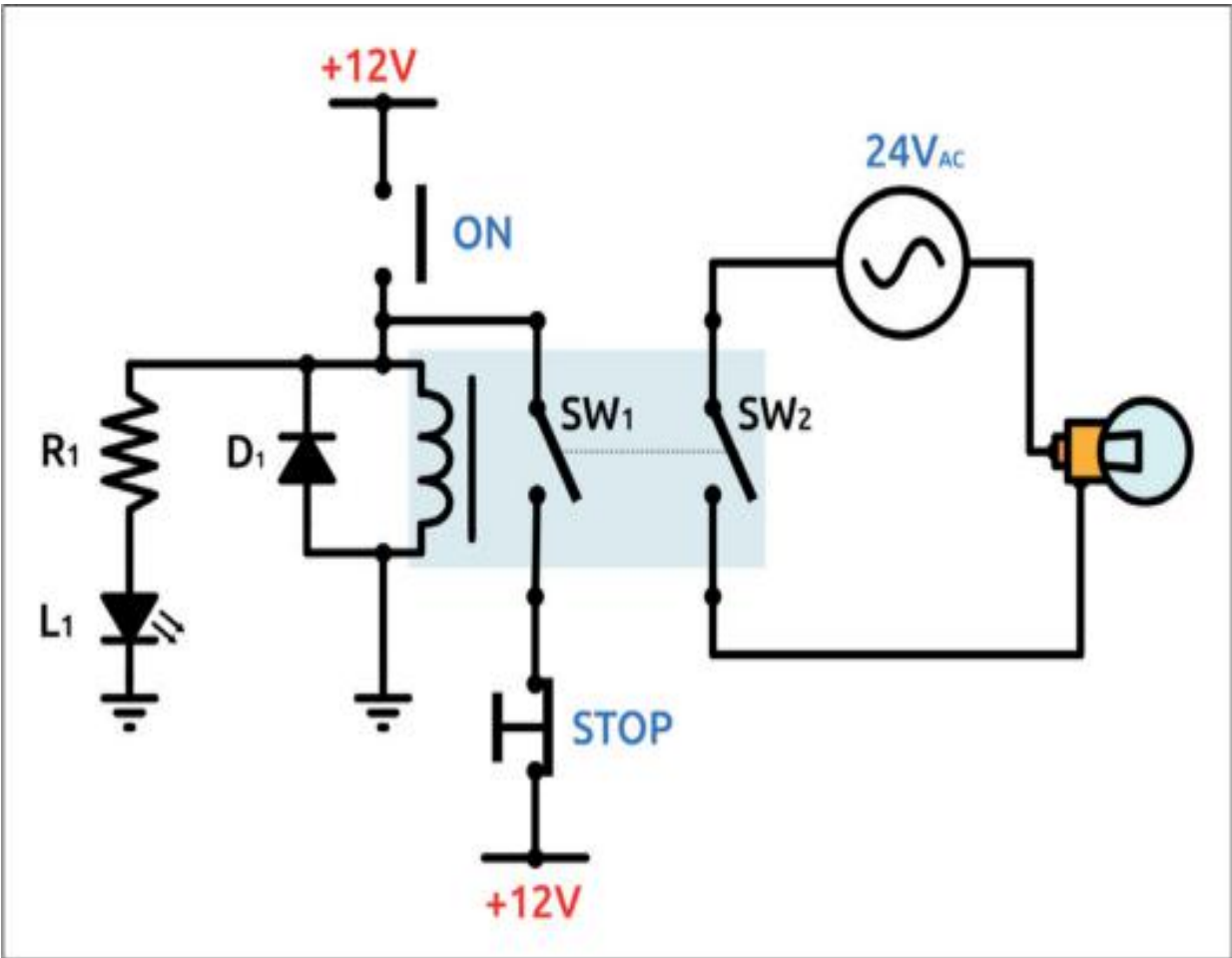


Figura 2.90 – Sistema de retención de posición con relé.

38. Flash con relé

Realizamos un sencillo flash con un relé y algunos componentes pasivos.

Al conectar de forma adecuada un relé a un condensador y una resistencia, se puede crear un simple flash sin utilizar componentes activos. Los componentes necesarios son los siguientes:

- 1 relé de 12 V SPDT;
- R 1 , resistor de 1 k Ω ;
- R 2 , resistor de 100 Ω ;
- C 1 , condensador electrolítico de 1000 μ F y, como mínimo, 16 V;
- D 1 , led rojo o verde.

Alimentando el circuito a 12 V a través del relé, empezaremos a cargar el condensador C1 a través de la resistencia R2 de 100 Ω . Primero la tensión

en los extremos del condensador será 0 y, después, irá subiendo exponencialmente. Como hemos visto, el tiempo de carga es proporcional a RC. Podemos dar por sentado que la carga está al 86 % cuando ha transcurrido un tiempo igual a 2RC. En nuestro caso, la constante de tiempo vale:

$$\tau = RC = 100 \, \Omega \times 1000 \, \mu F = 102 \times 103 \times 10^{-6} = 10^{-1} = 0.1 \, s$$

Podemos considerar que el condensador tiene una carga del 80-90 % una vez transcurrido un tiempo de 2 o 3τ . Para que el relé se dispare, basta con una tensión igual al 80 % de la tensión nominal y, por tanto, el tiempo de carga será de unos 0.2 o 0.3 segundos. Cuando el relé se dispare, SW1 conectará el led al condensador y lo hará saltar. La constante de tiempo para la descarga dependerá de la resistencia R1 y del led.

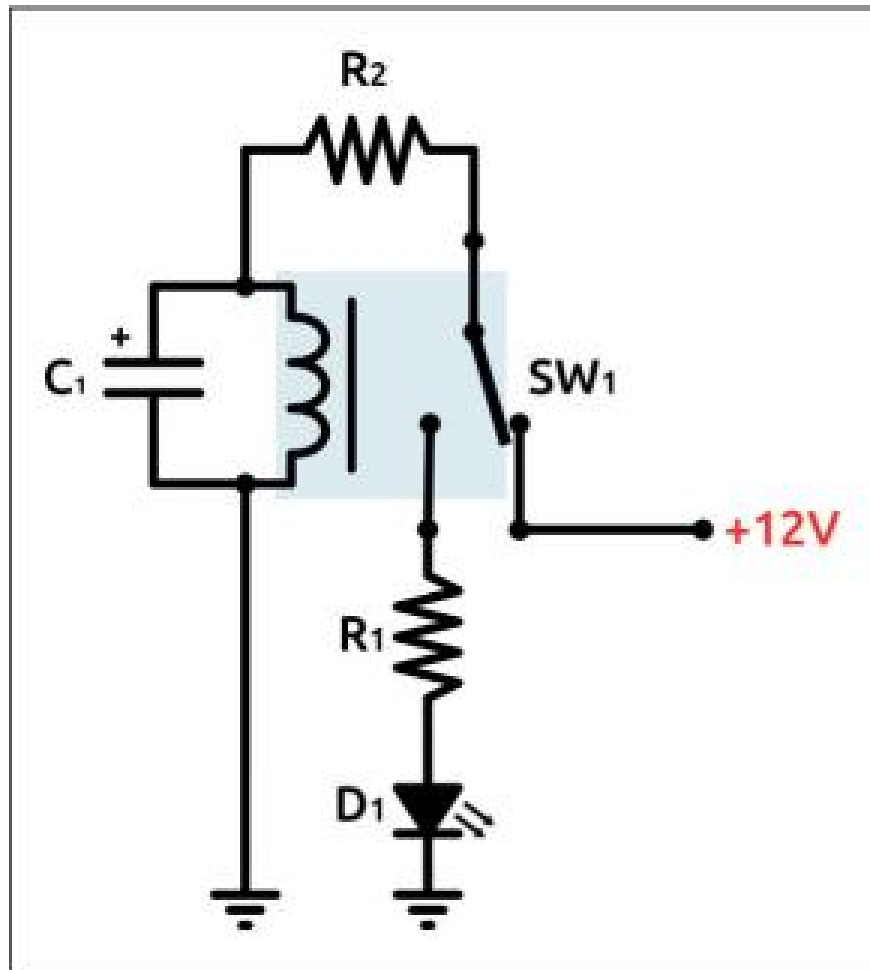


Figura 2.91 – Flash con relé.

Cuando la tensión en los extremos del condensador se enciende por debajo del 80 % de la tensión nominal del relé, el contacto volverá a su posición inicial, y alimentará de nuevo el C_1 . Para controlar mejor los tiempos del clic, se puede utilizar un relé de tipo DPDT, con un contacto para controlar el led y el otro para la carga y descarga del condensador.

39. Motores

Breve panorámica de los distintos tipos de motores y de sus modos de uso y de control.

Los motores eléctricos transforman la energía eléctrica en energía mecánica y, después, en movimientos y accionamientos. Para su uso, se necesitan normalmente trucos concretos que controlen las corrientes necesarias para que funcione: de hecho, los motores, mediante campos electromagnéticos, contienen devanados, es decir, bobinas, que requieren mucha corriente para que funcionen. El principio de funcionamiento aprovecha la posibilidad de crear campos electromagnéticos que pueden atraer o rechazar otras bobinas o piezas metálicas, y producen así un movimiento.

Existen distintos tipos de motores o accionamientos:

- motores de corriente continua;
- motores paso a paso;
- motores sin escobillas (brushless) ;

- servomotores RC;
- actuadores lineales;
- motores para la corriente alterna;
- válvulas solenoides.

Motores de corriente continua

Un motor de corriente continua se acciona alimentando una bobina, es decir, un electroimán, colocada sobre un núcleo que puede rotar y que por ello se denomina rotor. Cuando el rotor se alimenta, genera un campo electromagnético que se encuentra inmerso en otro campo magnético creado por un bloque magnetizado denominado estátor. El estátor es un imán permanente y está integrado en el cuerpo del motor. El principio utilizado es de los imanes que se atraen o se rechazan según su orientación. Un sistema de escobillas alimenta el rotor de manera que siempre se encuentre en contraste con el estátor y, así, haya una repulsión entre ambos: esta condición otorga la rotación al motor. Las escobillas tocan una serie de contactos que magnetizan el rotor con polarizaciones alternas. Con este ingenioso mecanismo, el motor se alimenta con una simple corriente continua. Los motores de corriente continua también pueden funcionar del modo contrario: al aplicar una rotación al rotor, es posible obtener una tensión variable en sus terminales. Las escobillas están frotando continuamente los contactos del rotor y pueden generar chispas o interferencias. Con el tiempo se desgastan y puede que sea necesario sustituirlas para restaurar la funcionalidad del motor. Para funcionar, un

motor debe estar alimentado correctamente, con la tensión oportuna y la corriente suficiente. Podríamos intentar controlar su velocidad limitando la corriente, o utilizando un potenciómetro o un trimmer, pero esta solución no es recomendable, porque solo conseguiríamos que el potenciómetro se calentara, con lo que correríamos el riesgo incluso de quemarlo. Para obtener un control más correcto, tendremos que alimentar el motor a la tensión y corriente máximas, pero con una señal PWM (una onda cuadrada o impulsos). Cuanto mayor es la amplitud de los impulsos respecto a las pausas, más rápida será la velocidad de rotación. Los sistemas más eficaces para controlar un motor c.c. son los que utilizan un MOSFET o un SCR controlado por una señal PWM para interrumpir el flujo de corriente que alcanza la bobina. En la figura 2.93 se muestra un esquema de ejemplo para controlar un motor de corriente continua. El motor produce interferencias debido al frotamiento de las escobillas, por lo que se añade un condensador cerámico de un centenar de nanofaradios (C2). El valor indicado es adecuado para motores a baja tensión. En paralelo a los terminales del motor, se conecta también un diodo para eliminar las corrientes que se generan cuando se corta la alimentación del motor (como ocurre para los relés). El condensador electrolítico C1 (de cientos hasta miles de microfaradios) se necesita para hacer frente a la señal que requiere el motor para ponerse en marcha.

Para controlar la dirección del motor, se pueden utilizar combinaciones de relés o bien configuraciones de transistor (bipolares o MOSFET) denominadas puentes H.

Al elegir un motor, es importante tener en cuenta ciertos parámetros, como su engranaje y la velocidad de rotación. El engranaje es, en la práctica, la fuerza del motor. El eje del motor rueda y puede hacer rotar una rueda o un engranaje que le podemos conectar. Su fuerza se mide en momentos, es decir, una fuerza aplicada a una determinada distancia, como un brazo de largo. Un motor con un engranaje de 1 kgm es, teóricamente, capaz de levantar una carga de un kilo situada a un metro de distancia. A menudo los engranajes se indican en Nm (newton por metro). 1 kgm es igual a 1 Nm.

El motor debería contar con especificaciones donde poder consultar las curvas para la velocidad, el engranaje y, por último, la potencia en función de la corriente aplicada.

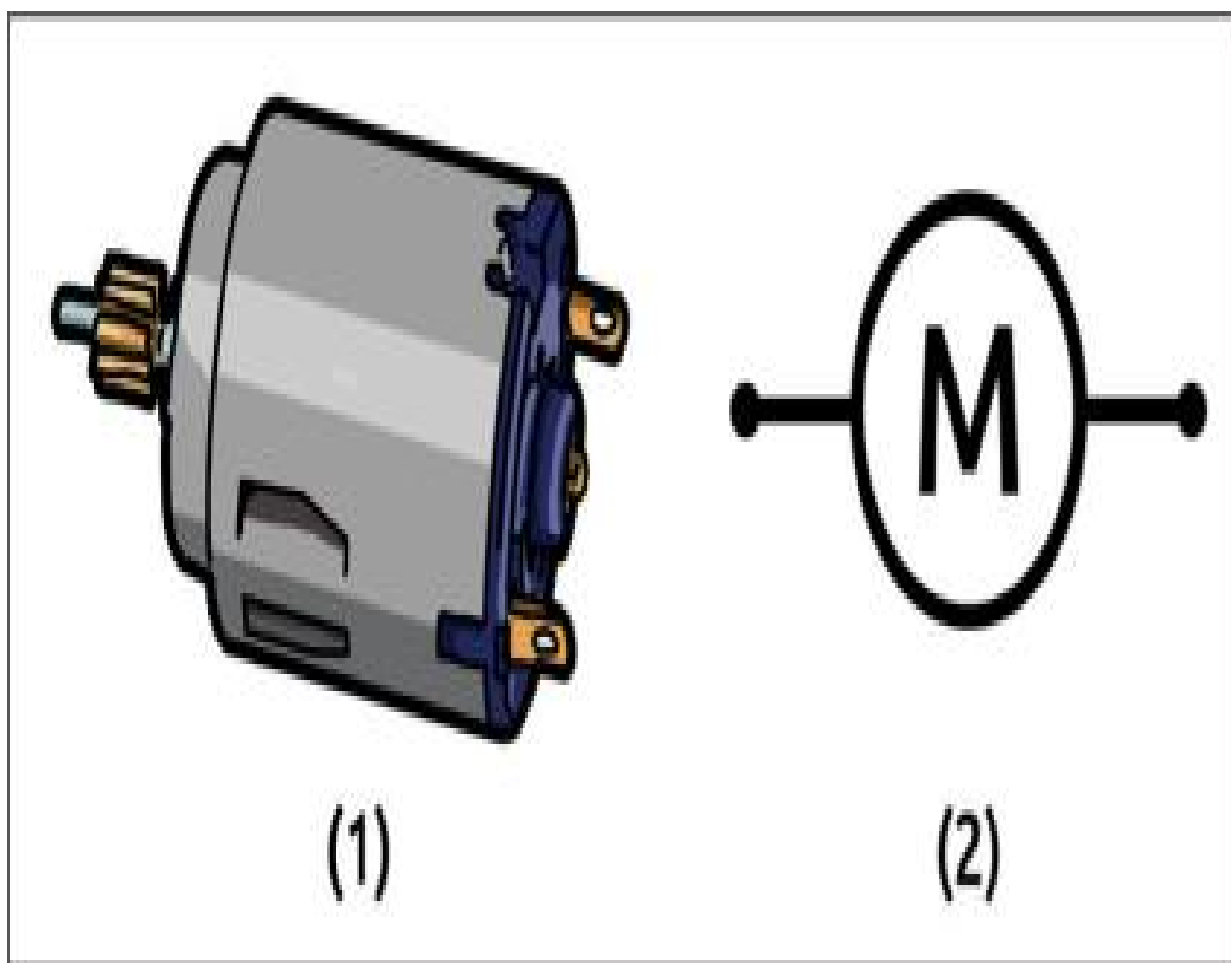


Figura 2.92 – Motor eléctrico de corriente continua (1) y su símbolo (2).

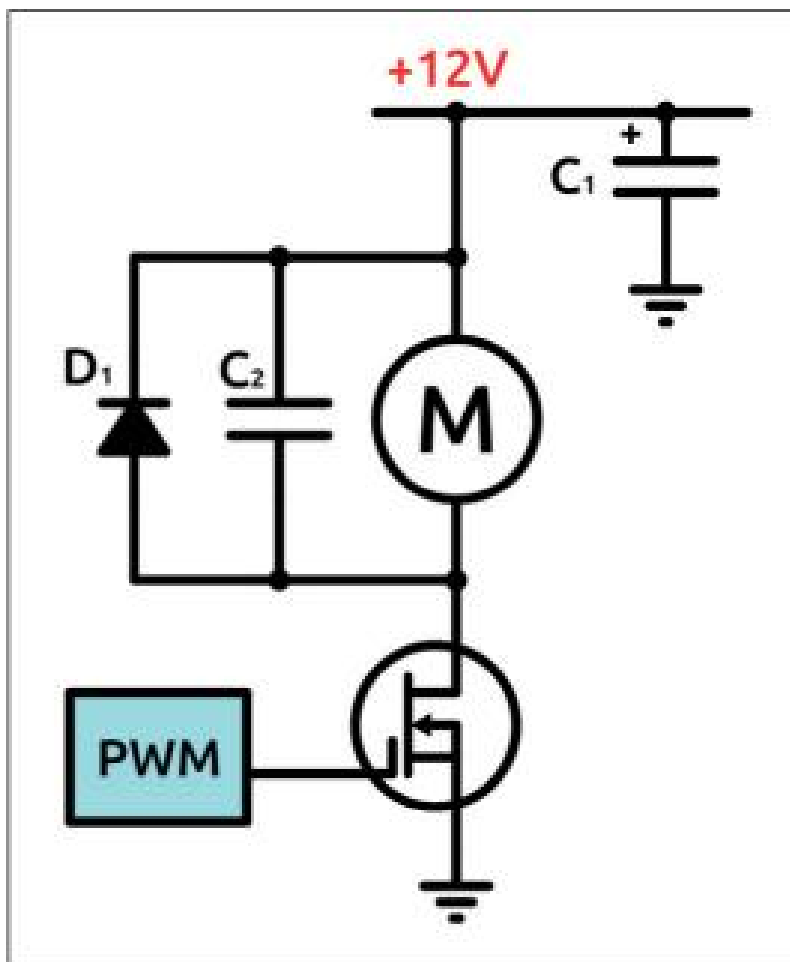


Figura 2.93 – Circuito de control con MOSFET, para un motor eléctrico en c.c.

Motores paso a paso

En los motores paso a paso, también conocidos como motores de pasos o stepper, el rotor no gira libremente, sino que ejecuta un paso (step) cada vez. En su interior tiene una serie de electroimanes conectados entre sí. Para hacer rotar el eje del motor, debemos alimentar los grupos de electroimanes en la secuencia correcta. Estos motores se reconocen porque tienen cuatro, seis u ocho cables de alimentación.

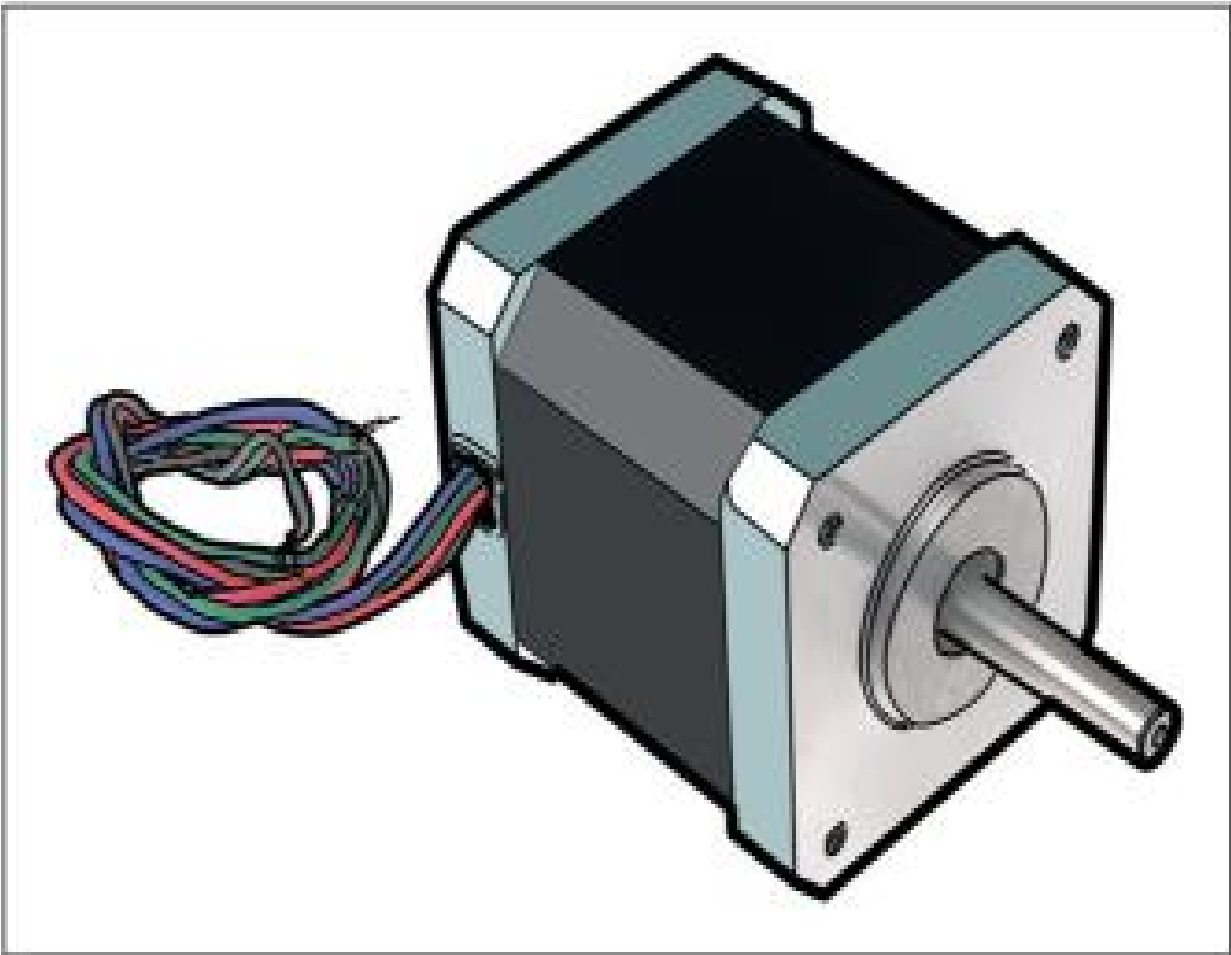


Figura 2.94 – Un motor paso a paso.

Con estos motores se pueden realizar posicionamientos precisos, sin utilizar un codificador, porque cada paso corresponde a un número concreto de grados de rotación y la amplitud del paso mínimo puede ser modificada con determinados ajustes. Los circuitos de control son más sencillos y permiten mover el motor en ambas direcciones, modificar la velocidad como se desee o detener el eje en una posición. En su interior no tienen escobillas y, por tanto, no tenemos los problemas de desgaste que encontramos en los motores de corriente continua.

El inconveniente de un stepper es que necesita un circuito de control y no puede alcanzar velocidades de rotación elevadas. La rotación se produce a trompicones y, por tanto, se pueden producir vibraciones que podrían generar problemas mecánicos.

Los motores paso a paso se utilizan mucho en robótica y automatización industrial porque son precisos; de hecho, cada paso corresponde siempre a un determinado número de grados.

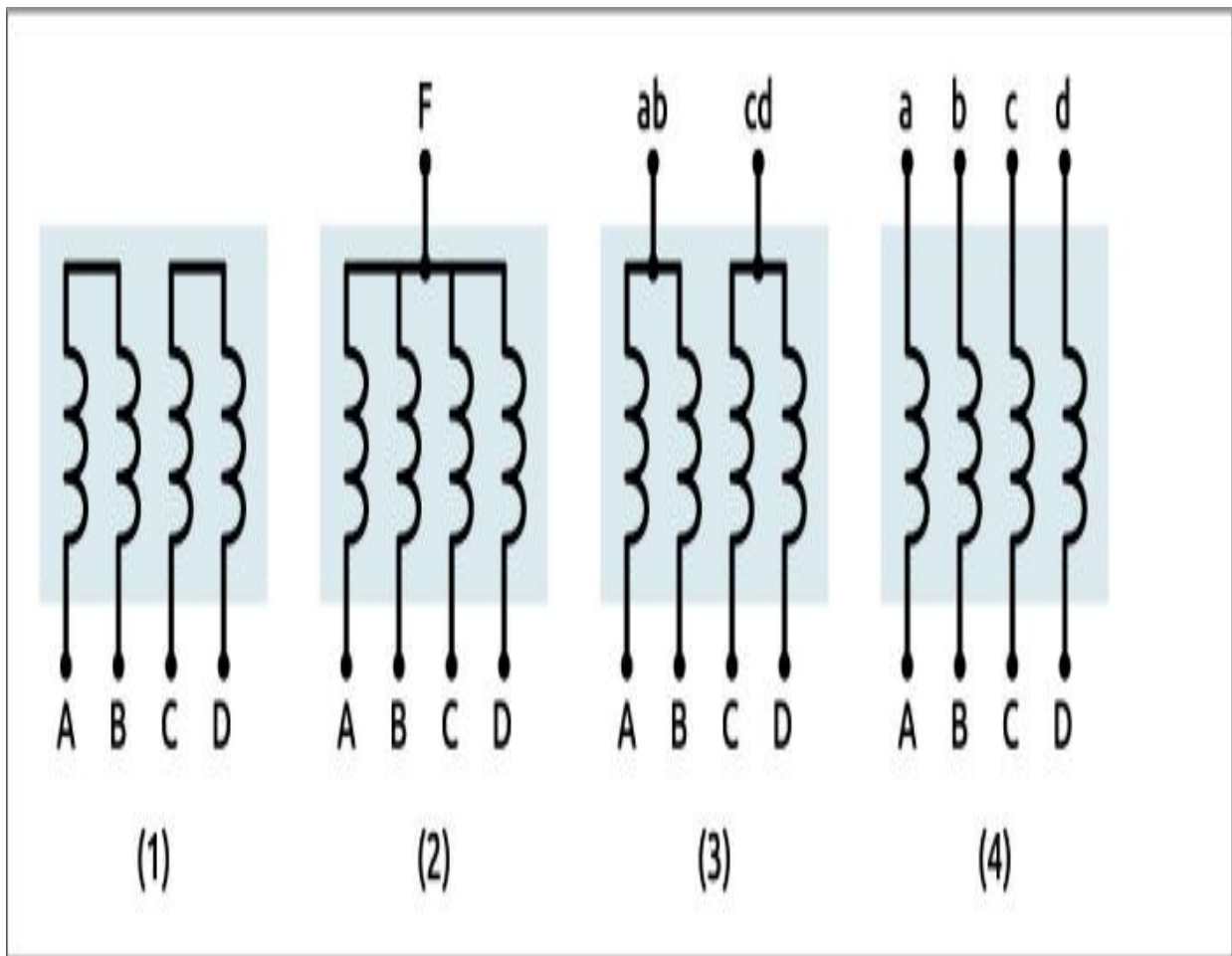


Figura 2.95 – Distintos modelos de motor stepper: (1) bipolar, (2) unipolar, (3) unipolar de seis cables, (4) universal.

Para los motores paso a paso existen distintas configuraciones que dependen de cómo están conectadas las bobinas internas. Los motores unipolares utilizan cinco cables: cuatro para las fases y uno que actúa como común. El común se puede conectar al positivo de alimentación del motor, mientras que las cuatro fases están controladas por transistores o circuitos integrados dedicados. Para que el motor rote, basta con alimentar una de las fases cada vez. Así, se obtiene un paso entero que, según el modelo, puede equivaler a 16, 100 o 200 saltos o divisiones por vuelta. Es posible avanzar por medios pasos (half step) alimentando dos fases adyacentes cada vez. Si se combinan las dos modalidades, se puede tener un mayor número de divisiones por vuelta. Para invertir el movimiento del motor, basta con invertir la secuencia de alimentación de las fases. Cuando se encienden dos fases a la vez, se logra obtener más fuerza y, por tanto, un engranaje 1.4 veces mayor. El circuito de control suele realizarse con MOSFET o transistores bipolares que deben contar con un diodo de recuperación para anular el efecto de las corrientes generadas en el momento en que se desactiva un devanado.

Los motores bipolares están dotados solo de 4 cables, pero su control es más complejo, porque en cada devanado se necesita que pase la corriente en un sentido o en el opuesto. Por esta razón, el control requiere puentes H, los cuales pueden invertir la tensión de alimentación y no simples transistores. Los puentes H también cuentan con un diodo de recuperación. La secuencia para el avance simple de pasos enteros se muestra en la tabla 2.15.

Tabla 2.15 – Alimentación de los devanados de un motor bipolar.

■

Paso	Orientación de I en la bobina AB	Orientación de I en la bobina CD
1	De A a B	0

2	0	De C a D
3	De B a A	0
4	0	De D a C

■

También existen motores stepper definidos como universales, con seis u ocho cables utilizados como unipolares o bipolares, según cómo estén conectadas las bobinas.

Motores sin escobillas (brushless)

Los motores sin escobillas utilizan un método totalmente distinto respecto a un motor común de corriente continua, y eliminan la necesidad de utilizar escobillas. En estos motores, el estátor está formado por numerosas bobinas, alimentadas de forma similar a cuanto ocurre en un motor paso a paso, mientras que el rotor es un imán permanente (un imán que no necesita alimentación). Si se alimentan los distintos grupos de bobinas, podemos hacer rotar el estátor sin que se necesite un sistema de escobillas. El controlador, que también puede estar integrado en el mismo motor, requiere un codificador para detectar la posición del estátor y, así, generar correctamente los campos electromagnéticos. Este tipo de motores produce menos interferencias y, además, tiene altos rendimientos (98 %) y un coste normalmente mayor respecto a los motores paso a paso o a los de corriente continua. Los modelos más conocidos tienen tres fases y, por tanto, tres devanados que deben ser alimentados adecuadamente. Para gestionar este tipo de motores, es conveniente utilizar un controlador específico o un circuito integrado dedicado, finalmente acoplado a MOSFET o IGBT para hacer frente a las corrientes más elevadas. Los controladores para motores sin escobillas suelen identificarse con las siglas ESC (Electronic Speed Control). Un tipo de ESC muy conocido es el que se utiliza en drones. Estos dispositivos acostumbran a estar controlados normalmente por un microcontrolador o por una placa Arduino (o similar) mediante una señal digital. La señal puede depender del tipo de controlador, pero, en el caso de los drones, es posible utilizar las mismas señales de control que se utilizan para los servomotores RC.

La señal tiene una amplitud de 5 V y debe respetar unas temporizaciones concretas. Si el controlador admite una señal parecida a la de un servomotor RC, el impulso mínimo tiene una longitud de 1 ms y los impulsos tienen una distancia entre ellos de 20 ms. Si aumentamos la amplitud del impulso mínimo respetando la ventana de los 20 ms, haremos que la velocidad aumente.

El controlador ESC se alimenta mediante una batería a través de dos cables y podría tener un par de cables marcados con las siglas BEC, los cuales proporcionan 5 V (compruébenlo siempre) para alimentar la lógica de control.



Figura 2.96 – Motor sin escobillas dentro de un disco fijo. Observen las bobinas del estátor (fuente: Wikipedia).

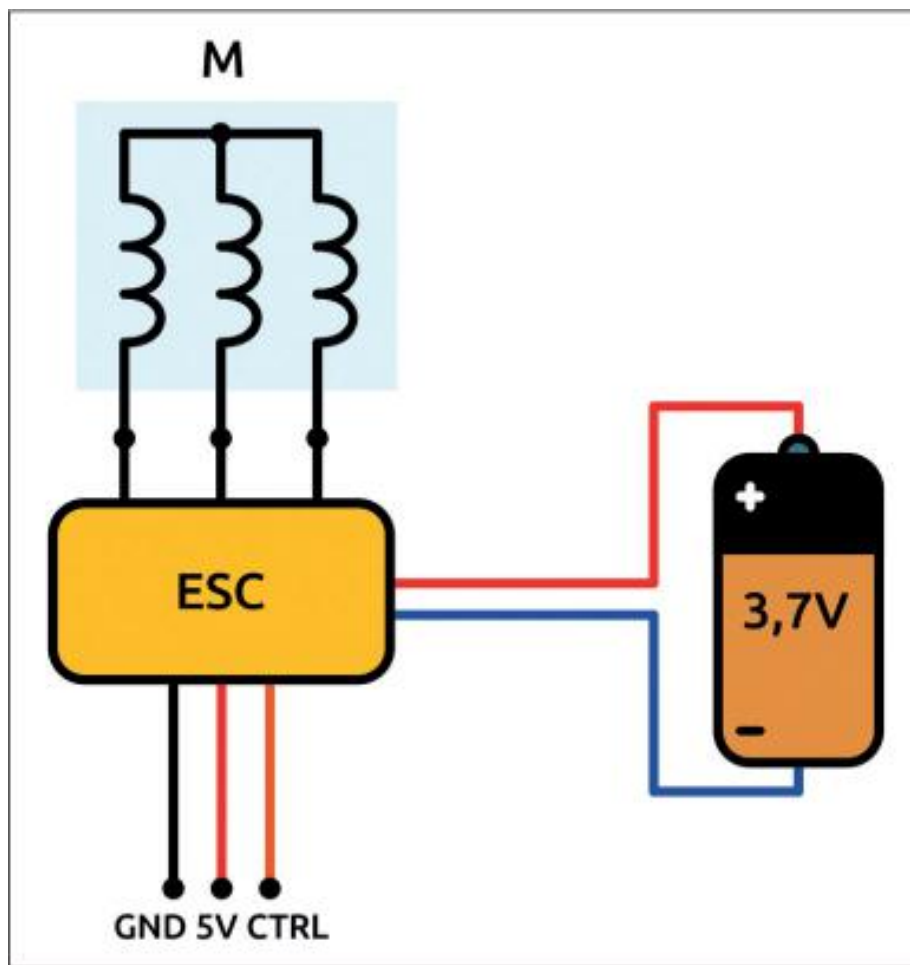


Figura 2.97 – Esquema de cableado de un motor sin escobillas (M) con un controlador ESC y una batería de 3.7 V.

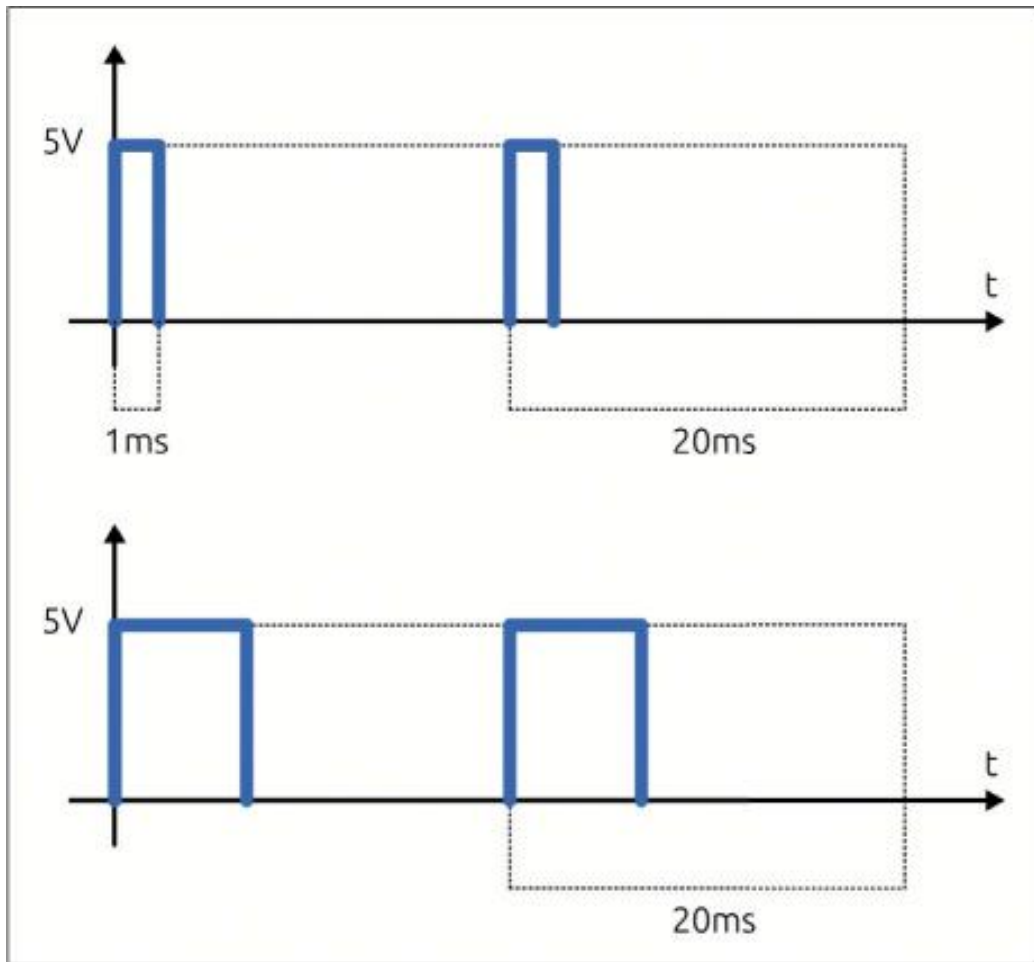


Figura 2.98 – La señal de control de un controlador ESC es similar a la que se utiliza para los servomotores: los impulsos que controlan la velocidad tienen un intervalo de 20 ms. Al ampliar la duración del impulso, la velocidad del motor aumenta.

Servomotores RC

Un servomotor (o también RC Servo, donde RC significa remote control, puesto que se utilizan en el modelismo por radiocontrol) es una pequeña caja que cuenta con un perno dentado capaz de girar. La rotación no es completa,

pero llega a un máximo de 180° o 270° , según el modelo. Los servomotores alcanzan la posición ajustada y la mantienen.

Dentro de un servomotor, encontramos:

- un motor de corriente continua;
- un potenciómetro, utilizado para detectar la posición del motor;
- un grupo de engranajes, para conectar el potenciómetro y el motor, y aumentar la potencia mecánica del dispositivo, multiplicando el motor;
- un pequeño circuito de control, que recibe la señal de control, acciona el motor y detecta su posición leyendo el potenciómetro.

Para utilizar un servomotor no se necesitan ajustes específicos ni un circuito de potencia para controlarlo: basta con alimentarlo correctamente proporcionando la corriente necesaria y la tensión correcta.

Del servomotor salen tres cables: el rojo y el negro sirven para la alimentación, y el tercero, amarillo o naranja, sirve para la señal de control.

Estos dispositivos son capaces de desarrollar fuerzas notables, que se miden como pares y, por tanto, se expresan en kilogrametros (kgm). Un servo con

un par de 2 kgm es capaz de levantar un peso de 2 kg unido a una vara de 1 m de largo conectada a su perno. Si reducimos la distancia de la vara a 0.5 m, conseguiremos levantar 4 kg a 50 cm. La señal de control debe respetar unos tiempos concretos. Normalmente la señal es de 0 o 5 V. Para llevar el perno a la posición 0° , debemos crear una secuencia de impulsos de 5 V, con una separación de 20 ms y una duración de 1 ms. Al aumentar la duración del impulso, el eje del servomotor se desplazará desde 0° hasta su valor máximo, por ejemplo, 180° , para impulsos con una duración de 2 ms. Para generar este tipo de señales, se suelen utilizar circuitos con temporizadores (timer), por ejemplo, el chip NE555), o microcontroladores.

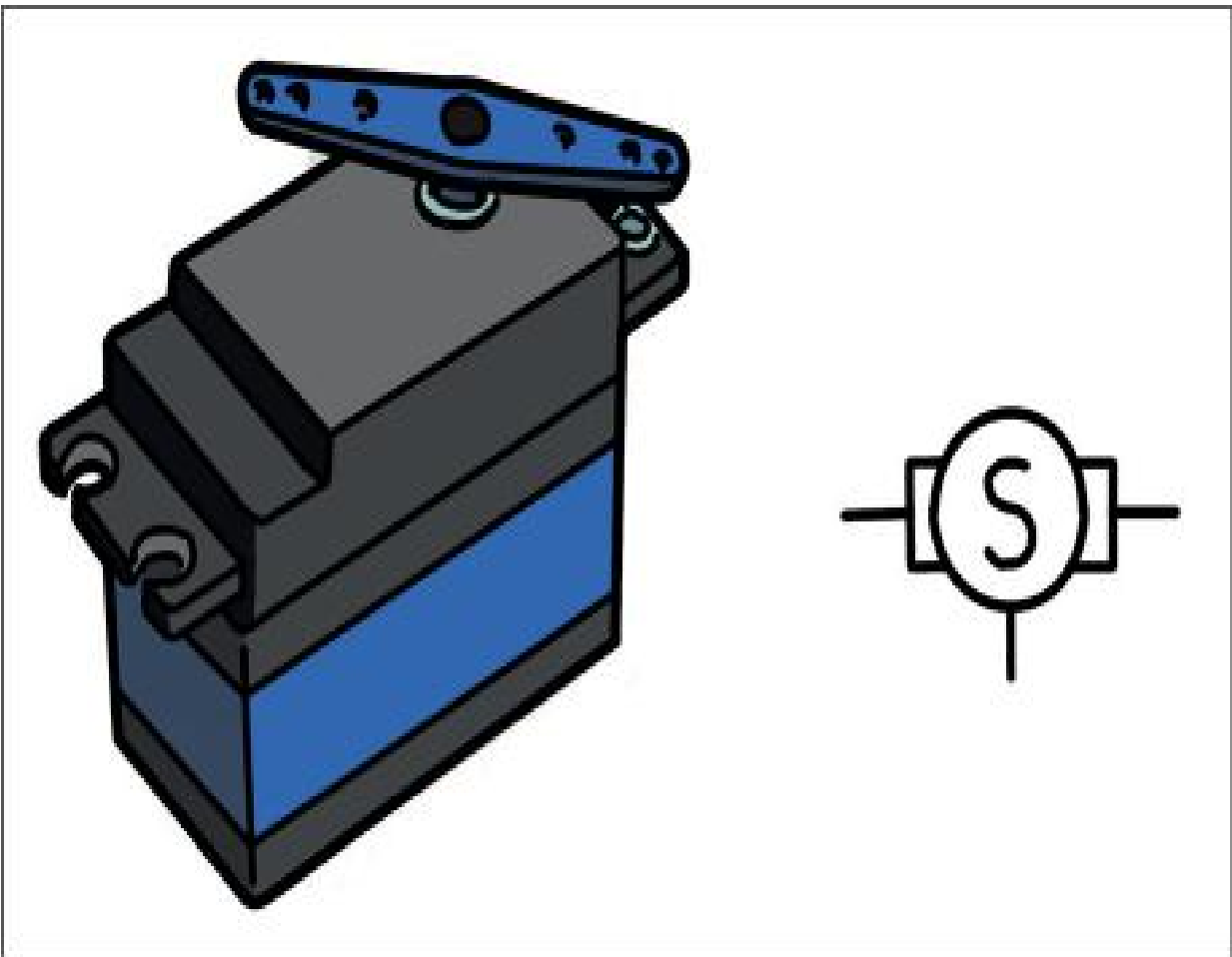


Figura 2.99 – Un servomotor y su símbolo eléctrico.

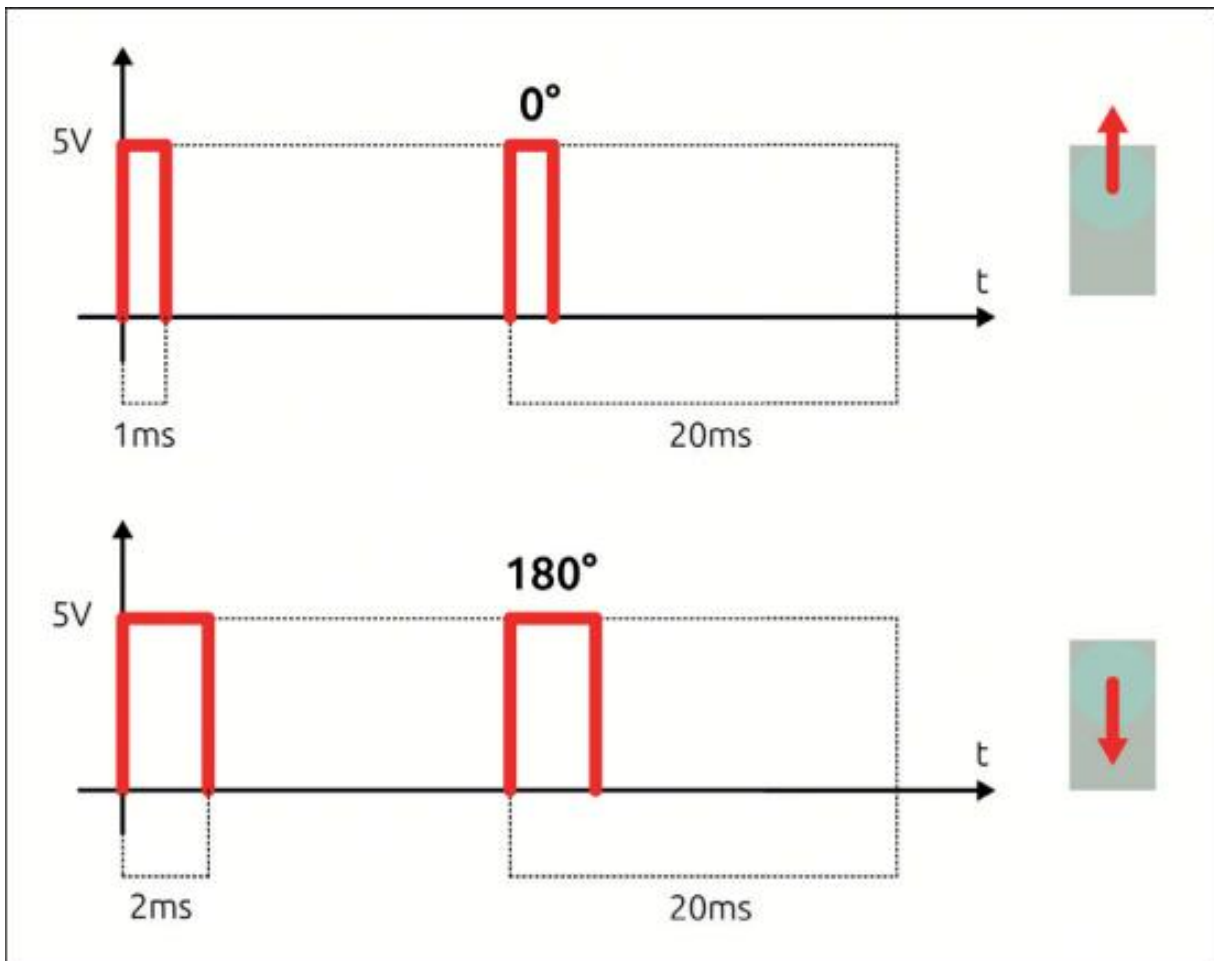


Figura 2.100 – Señal de control para un servomotor. Al modificar la amplitud del impulso, se cambia la apertura del dispositivo. Los impulsos se encuentran en una temporización de 20 ms.

Actuadores lineales

Un actuador lineal es un dispositivo que puede generar una fuerza a lo largo de una dirección concreta. Los hay de varios tipos: neumáticos, oleodinámicos y electromecánicos. A nosotros nos interesan estos últimos:

funcionan gracias a un motor situado en su interior que hace girar un tornillo sin fin sobre el cual pasa una espiral; esta transforma la rotación en un desplazamiento a lo largo de una dirección recta. El movimiento del tornillo sin fin puede ser producido por distintos tipos de motores (de c.c., paso a paso o de corriente alterna), y el sistema también puede incluir un codificador para detectar la extensión del desplazamiento. Algunos modelos incluyen interruptores de límite que cortan la alimentación del motor cuando el actuador ha alcanzado la apertura mínima o máxima. Estos dispositivos pueden lograr fuerzas importantes, del orden de miles de newtons (decenas de kilogramos) con intervalos de varias decenas de centímetros. La tensión de alimentación depende del tipo de motor utilizado.



Figura 2.101 – Foto de un actuador lineal a 12 V de 1500 N de empuje con intervalo de 250 mm.

Motores para la corriente alterna

También se puede hacer girar el rotor con una corriente alterna monofásica o trifásica aplicada de distintas maneras. Tenemos:

- motores monofásicos asíncronos alimentados solo con dos hilos (fase y neutro): son, por ejemplo, los motores de los electrodomésticos comunes, como licuadoras, secadores, ventiladores, etc.;
- motores trifásicos que se alimentan con la corriente trifásica que genera, en el estátor, un campo magnético giratorio;
- motores universales: motores de c.c. adaptados para funcionar en c.a.

Los motores monofásicos asíncronos se alimentan en corriente alterna, con dos simples cables. Se definen como asíncronos porque la velocidad de rotación del rotor es inferior a la velocidad de rotación del campo magnético producido por la corriente de alimentación. El problema principal de estos motores es la puesta en marcha, que se puede realizar con un devanado secundario, desfasado con respecto al principal. El desfase se obtiene añadiendo una inductancia adecuada. Estos motores requieren un condensador de inicio que sirve para dar el punto de partida. Después, el condensador se desconecta cuando el motor está en marcha utilizando varios sistemas, como un interruptor accionado por la rotación. El control de

velocidad para este tipo de motores se puede crear utilizando un TRIAC, que modifica la forma de la tensión sinusoidal, al realizar una especie de señal PWM en corriente alterna.

Algunos motores disponen también de varios devanados, para poder girar a distintas velocidades, ajuste que a menudo se utiliza en las unidades de ventilación.

Los motores trifásicos se alimentan con una tensión trifásica que se obtiene de la red o bien se genera con un circuito de control (controlador), a menudo indicado con el nombre de inverter, necesario cuando la tensión trifásica no está disponible. El inverter utiliza una tensión fija o alterna, la endereza y genera las tres ondas necesarias para el control del motor. Existen inverters más o menos caros según las prestaciones, la potencia o la pureza de las ondas generadas. Con un inverter también es posible modificar la velocidad de rotación del motor de un modo muy sencillo, actuando sobre un potenciómetro o bien interconectándose con señales eléctricas de control.

Se puede alimentar un motor trifásico, aunque con menos eficiencia, utilizando una tensión monofásica aplicada a dos terminales y un condensador para desfazar el componente que se aplicará en el tercer terminal del motor. El condensador se calcula adecuadamente y depende de las características del motor, de manera que genere el desfase correcto. Por convención, los terminales de los motores trifásicos se suelen indicar con las letras U, V y W.



Figura 2.102 – Foto de un motor trifásico a 380 V.



Figura 2.103 – Inverter para motores trifásicos.

Electroválvulas y solenoides

Aunque no se pueden considerar motores a todos los efectos, las electroválvulas y los solenoides presentan muchos aspectos comunes a este tipo de dispositivos. Las electroválvulas son dispositivos electromecánicos que pueden tener una o más vías, controlados en corriente alterna o continua, y con accionamiento momentáneo o biestable. Las válvulas se pueden utilizar para controlar, bloquear o desviar distintos tipos de líquidos o de gases. El accionamiento se lleva a cabo mediante bobinas que, como ocurre

en los relés, desplazan un diafragma o un mecanismo que interviene en el flujo que hay que controlar. También existen electroválvulas progresivas, cuya apertura depende de la señal aplicada o del tiempo de accionamiento, y que sirven para regular el flujo que las atraviesa. Como utilizan una bobina, presentan los mismos problemas que pueden surgir en motores y relés. Para su accionamiento se pueden utilizar transistores, MOSFET o SCR protegidos de forma adecuada con diodos para evitar las corrientes no deseadas generadas al desconectar la alimentación.

Por el contrario, el término solenoide se refiere a una bobina, a un electroimán que puede rechazar o atraer una parte metálica o un pequeño cilindro. Los solenoides se utilizan, por ejemplo, en cerraduras eléctricas o para producir pequeños desplazamientos mecánicos. Los pinball cuentan con muchos solenoides que se alimentan de corriente continua a 50 V, utilizados para impulsar la bola cuando esta toca dianas y topes.



Figura 2.104 – Electroválvula (fuente: www.valves-direct.com - valvola ASCO SCE210C094MO).

40. Controlar un motor con un cruzamiento

El circuito más sencillo para controlar la dirección de un motor utiliza un cruzamiento de doble vía.

Es posible controlar la dirección de rotación de un motor de corriente continua con un simple cruzamiento doble (DPDT). Si necesitan modificar el sentido de la rotación sin tener que intervenir electrónicamente, el cruzamiento es la solución más sencilla e inmediata. El cruzamiento debe ser adecuado para el motor que se desea controlar, es decir, la tensión y la corriente nominal de sus contactos deben ser superiores a las requeridas por el motor. El esquema de conexión se muestra en la figura 2.105 y puede aplicarse a cualquier tipo de motor, incluso de gran tamaño, adecuando de forma oportuna todos los elementos. Conecten los dos polos comunes del cruzamiento a los terminales del motor. De los contactos comunes del cruzamiento llegará la corriente necesaria para que el motor funcione. El otro extremo de los cruzamientos deberá conectarse a la alimentación para que, cuando el cruzamiento se encuentre en una posición en los terminales del motor, llegue una tensión y, cuando el cruzamiento se encuentre en la posición opuesta, la tensión aplicada se invertirá.

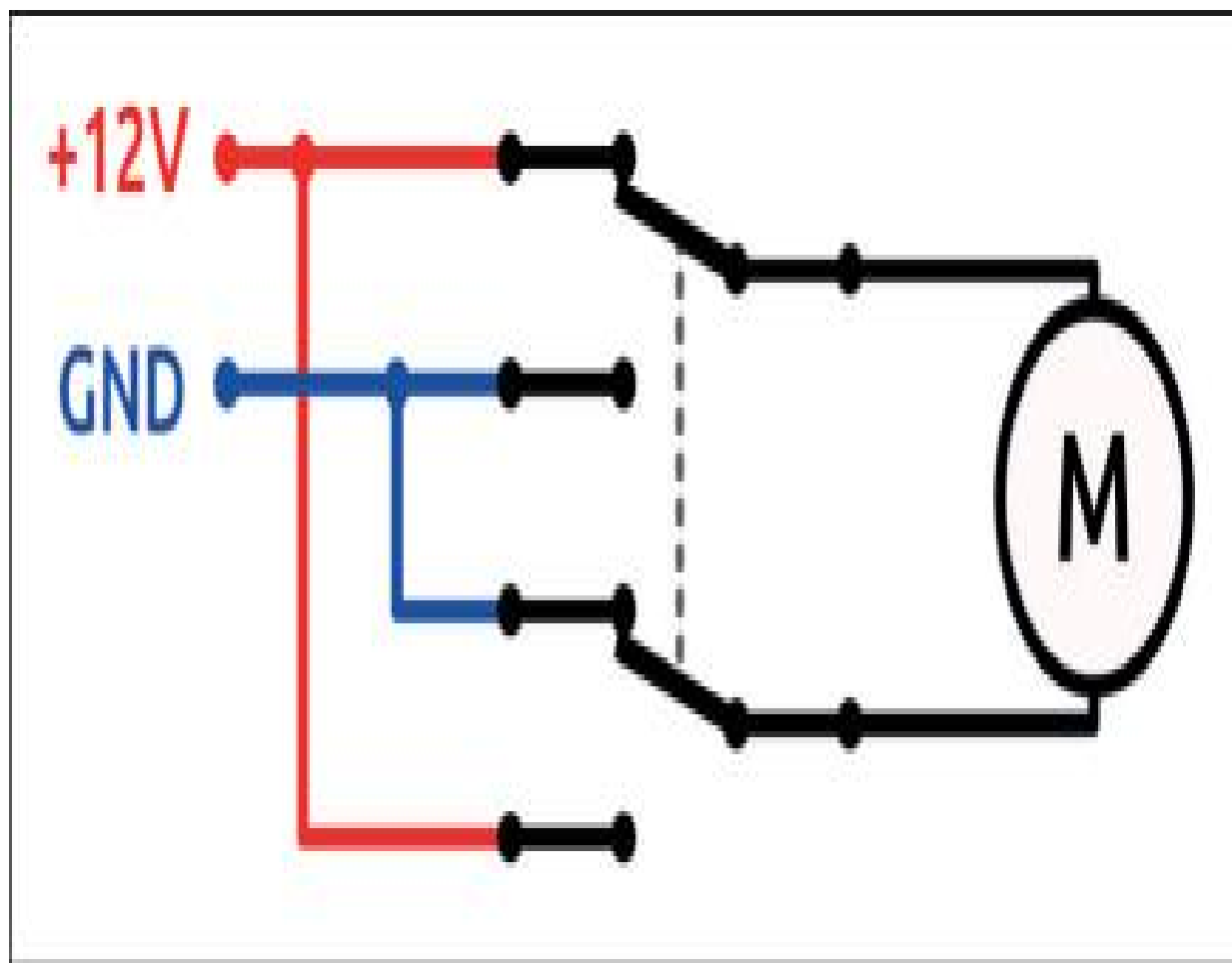


Figura 2.105 – Esquema de conexión de un motor con un cruzamiento doble para controlar la dirección de rotación.

No existen riesgos de que se produzcan cortocircuitos, porque con un cruzamiento doble tenemos la garantía de que los contactos se desconectarán a la vez. No realicen el circuito con dos cruzamientos individuales si no quieren provocar un cortocircuito. Se puede añadir un interruptor para apagar y encender el motor, conectándolo un poco antes de uno de los terminales del motor.

41. Controlar el movimiento de un motor con un relé

Con un interruptor y un cruzamiento doble podemos realizar un sistema para controlar un motor y su dirección de rotación.

Para modificar la dirección de un motor c.c. con una señal de control en lugar de con un cruzamiento, podemos utilizar un relé con dos conmutadores (DPDT). La conexión que se debe realizar es similar a la que se ha mostrado para el cruzamiento doble, donde el operador es el que interviene. Para elegir un relé, es importante considerar la tensión de trabajo de los contactos y, sobre todo, la máxima corriente soportable. Cuando se dispara el relé, se podrían comprobar pequeños arcos eléctricos entre los contactos. Para evitar estos problemas, hay que añadir redes RC (snubber) en paralelo a los terminales del motor.

La tensión de alimentación de la bobina depende del circuito que conecten y se puede controlar desde un transistor. En la figura 2.106 se muestra un sencillo esquema de conexión que utiliza un pulsador normal. Los contactos del motor están conectados directamente a los pines comunes de los dos cruzamientos que hay dentro del relé.

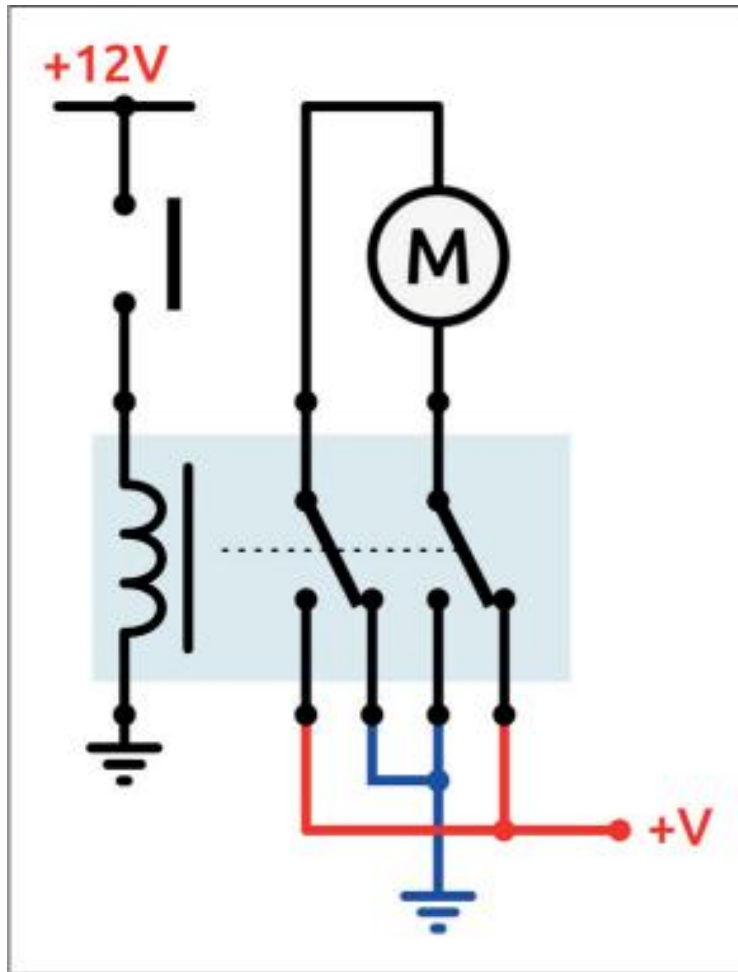


Figura 2.106 – Esquema de conexión de un motor con un relé para controlar la dirección de rotación.

La tensión de alimentación del motor se muestra en los contactos para que les llegue en un sentido o en otro. Se puede añadir un segundo relé que puede servir para detener el motor en caso de necesidad.

42. Añadir un final de carrera a un motor

Para limitar el movimiento de una máquina, se utilizan microinterruptores o pulsadores denominados de final de carrera, los cuales bloquean inmediatamente el movimiento del motor y permiten solo el retroceso.

En las creaciones prácticas en que se utiliza un motor para producir un movimiento, a menudo se necesita detener el motor antes de que llegue a una posición determinada. Para bloquear el motor de forma automática y evitar que las partes en movimiento produzcan daños, es posible insertar sensores de final de carrera, los cuales, en el caso más sencillo, son microinterruptores normalmente cerrados. Cuando las partes movidas por el motor alcanzan una posición límite, pulsan el sensor de final de carrera e interrumpen la alimentación del motor. En ese punto, es posible invertir la dirección de rotación y, con ello, el movimiento de la máquina. En cuanto se libera el sensor de final de carrera, regresa a su posición de reposo y cierra el contacto. En la figura 2.107 se muestra el esquema de conexión para un motor de corriente continua, controlado por un cruzamiento doble y con dos sensores de final de carrera.

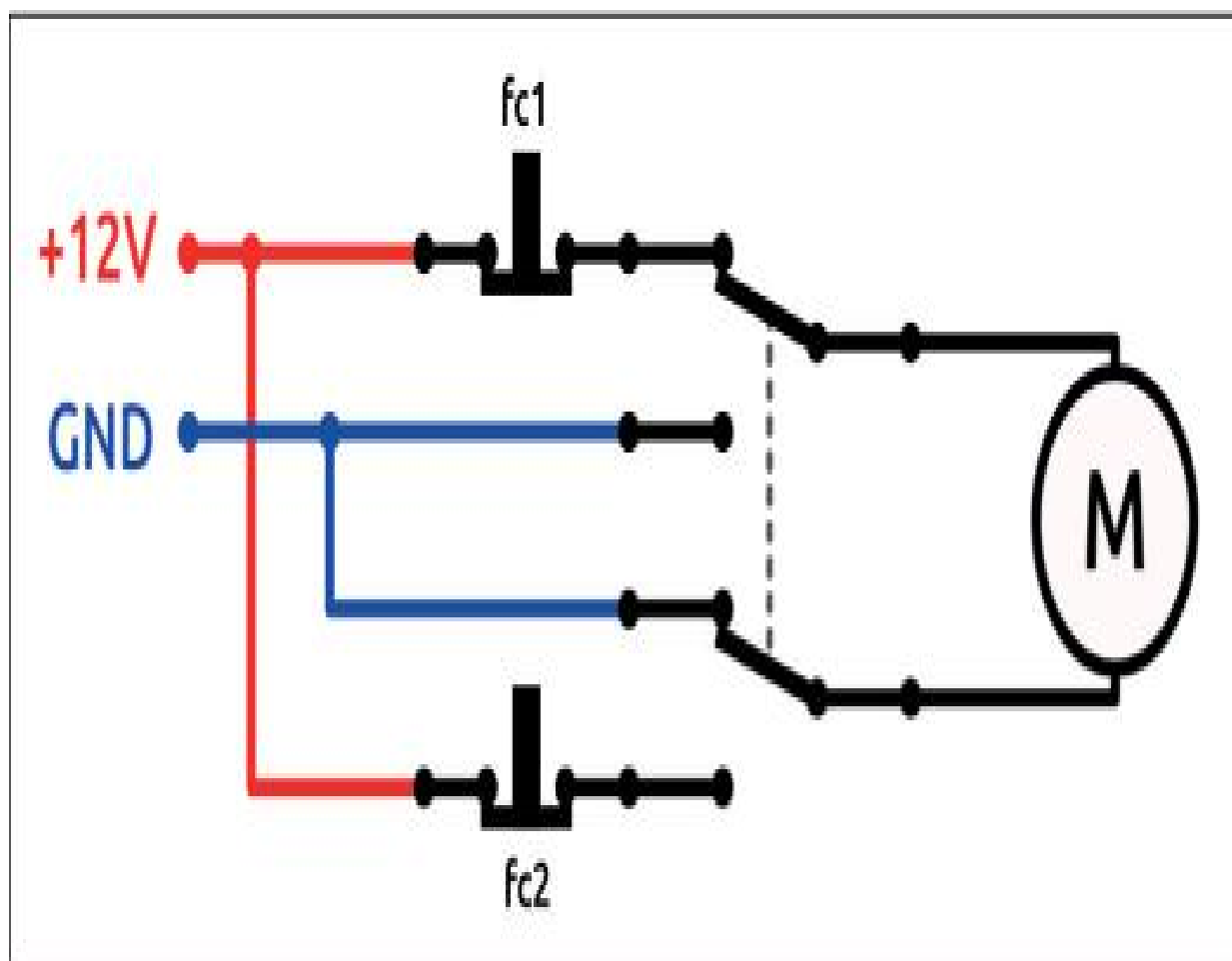


Figura 2.107 – Esquema de conexión de un motor c.c. con control de dirección y dos sensores de final de carrera.

43. Micrófonos

Breve panorámica de los tipos de micrófono más comunes y de su uso habitual.

Un micrófono convierte las vibraciones mecánicas en una señal eléctrica. Existen distintas soluciones para obtener esta conversión. Los micrófonos dinámicos cuentan con una bobina, conectada a una membrana sumergida en un campo eléctrico que genera una corriente proporcional al sonido captado. Las ondas sonoras vibran en el aire y estas variaciones, aplicadas a la membrana, producen una corriente variable. Este tipo de micrófonos tiene una baja impedancia de salida y no requiere una alimentación externa para funcionar.

Los micrófonos de condensador están hechos con el mismo principio de un condensador: una de las armaduras está conectada a la membrana del micrófono y con su vibración produce una señal eléctrica. Para que funcionen deben estar alimentados. La señal producida es débil y debe ser amplificada. Son adecuados para grabaciones de alta fidelidad. Los micrófonos electret son similares a los de condensador: emplean una pequeña placa de material cargado eléctricamente y un diafragma que, al moverse en el campo magnético, produce una señal eléctrica. Son micrófonos de tipo activo, adecuados para captar la voz humana, pero deben ser alimentados para poder funcionar.

Las cápsulas microfónicas utilizadas en los teléfonos antiguos utilizaban granos de carbono que, elevados mecánicamente, modificaban la resistencia de la cápsula donde se encontraban. También en este caso la cápsula estaba

alimentada adecuadamente. Es posible construir un micrófono con materiales piezoeléctricos que, por una serie de acciones mecánicas en su superficie, generan una corriente eléctrica. Los sensores piezoeléctricos se utilizan para detectar vibraciones o captar directamente el sonido de instrumentos musicales (en algunos tipos de unidades) o en las agujas de los tocadiscos. Las señales procedentes de un micrófono siempre son muy débiles y, para ser utilizadas, requieren una amplificación. Todos los micrófonos presentan en sus terminales una resistencia característica denominada impedancia. Existen micrófonos de baja impedancia con valores inferiores a los 500 Ω . Los micrófonos de alta impedancia presentan resistencias de entrada de decenas de kiloohmios.

La impedancia del micrófono depende de cómo ha sido construido y hay que tenerla en cuenta cuando se conecta el dispositivo a un amplificador y se lleva a cabo lo que se conoce como acoplamiento de impedancias (matching). Si el micrófono tiene una impedancia baja, debe conectarse a una fase con entrada de impedancia alta para que la fase no absorba corriente y, así, anule la señal. En estos casos, se recomiendan preamplificadores de señal de FET o MOSFET. Si el micrófono es de impedancia alta y lo conectamos a una entrada de impedancia baja, anularemos la señal. Existe una regla empírica según la cual el micrófono debe conectarse a un amplificador que tenga la impedancia como mínimo diez veces superior.

Las características de los micrófonos son las que siguen:

- respuesta en frecuencia: algunos micrófonos son más sensibles para determinadas gamas de frecuencias, algunos perciben mejor las bajas y otros son más sensibles a las frecuencias altas;
- sensibilidad: es la eficiencia para transformar la presión sonora en una tensión a su salida;

- directividad: indica si el dispositivo es, por ejemplo, direccional o si puede captar sonidos en distintas direcciones. La directividad se puede representar en diagramas, que para los micrófonos omnidireccionales tienen forma de corazón;

- impedancia: es la resistencia que ofrece el micrófono.

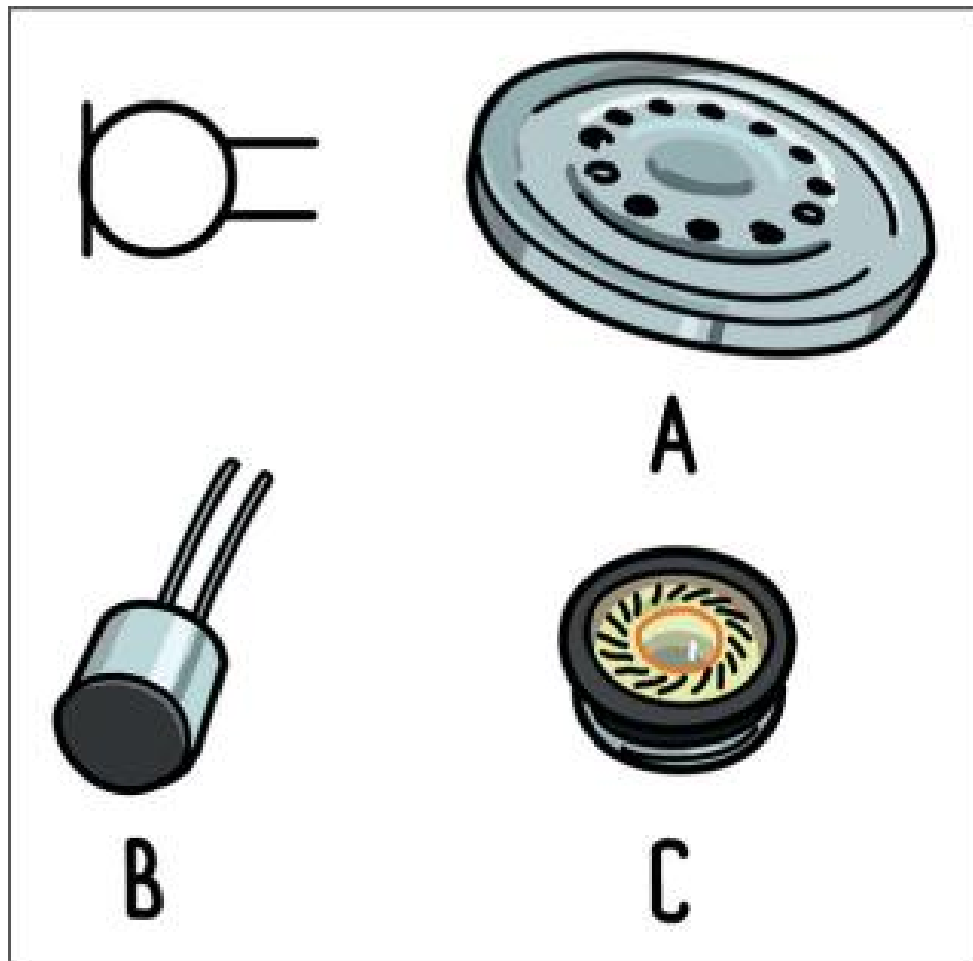


Figura 2.108 – Símbolo del micrófono y cápsulas microfónicas de distintos tipos: de carbón (A), electret (B), de membrana (C).

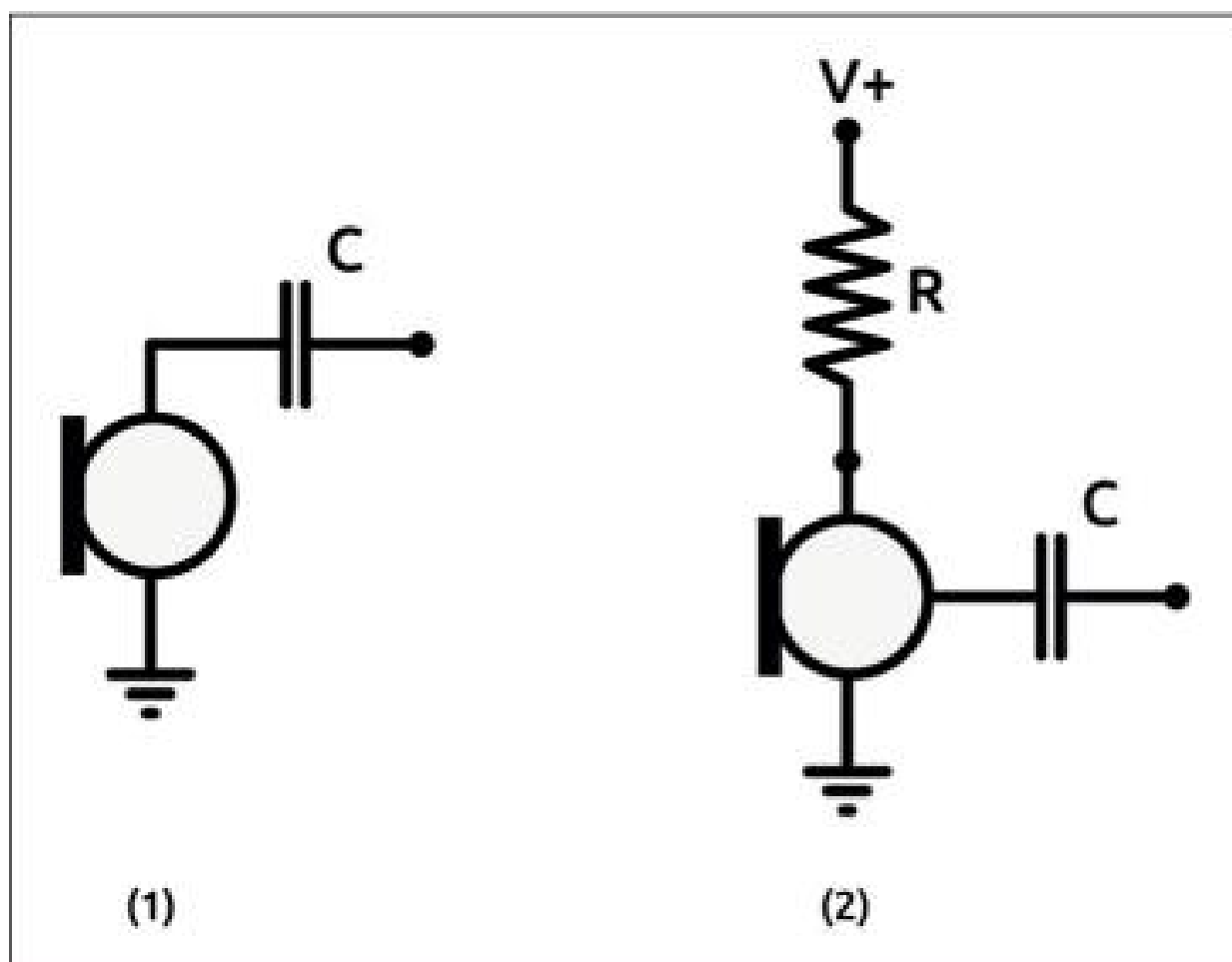


Figura 2.109 – Conexión de un micrófono dinámico (1), conexión de un micrófono de condensador que requiere una fuente de alimentación (2).

44. Altavoces, zumbadores y sensores piezoeléctricos

Breve panorámica de los dispositivos que se pueden utilizar para producir sonidos o alertas acústicas.

Un altavoz es un dispositivo electromecánico que convierte una corriente eléctrica en un sonido. Un altavoz clásico utiliza una bobina conectada a una membrana. La bobina puede circular libremente por un núcleo magnético y, al ser atravesada por una corriente, genera un campo electromagnético que contrasta con el del núcleo y la pone en movimiento. Al moverse, genera sonidos proporcionales a la señal aplicada. Para encender un altavoz se necesita una cantidad de corriente determinada, proporcionada por un amplificador. Los sonidos reproducidos son una gama que va de 20 a 20 000 Hz, las frecuencias que puede percibir el oído humano.

Las características de los altavoces son estas:

- impedancia: es la resistencia que ofrece el altavoz. Se expresa en ohmios y tiene valores muy bajos, habitualmente de 4, 8, 16 Ω ;
- potencia: la señal máxima que es capaz de soportar el altavoz sin dañarse;

- gama de frecuencias: los altavoces de grandes dimensiones pueden generar mejor las bajas frecuencias y se denominan woofer. Los altavoces para altas frecuencias se denominan tweeter, y los que se encuentran en el medio, mid-range o de rango medio. Para cubrir todas las frecuencias, se pueden combinar varios altavoces con filtros que dividen las frecuencias (filtros de cruce o crossover).

Los altavoces de dimensiones pequeñas alcanzan potencias de unos cuantos vatios y son adecuados para dispositivos portátiles. Se alimentan con tensiones bajas que alcanzan algunos voltios (3 o 5 V). Podemos obtener de forma aproximada la corriente que los atraviesa mediante la expresión de la potencia. Un altavoz de 3 W, alimentado a 3 V, es atravesado por una corriente:

$$I = \frac{P}{V} = \frac{3 \text{ W}}{3 \text{ V}} = 1 \text{ A}$$

Un altavoz de dimensiones medianas es un elemento que alcanza una decena de vatios, habitualmente alimentado por tensiones de hasta 12 V. Un altavoz de grandes dimensiones normalmente se alimenta con tensiones de unos 20-30 V y alcanza potencias de un centenar de vatios. Las grandes unidades de amplificación utilizan conos de cientos o miles de vatios alimentados con tensiones de un centenar de voltios.

Las frecuencias habituales de los woofer van de una veintena de hercios a 2000-3000 Hz. Los altavoces de medio rango son adecuados para reproducir frecuencias entre 300 y 12 000 Hz, mientras que los tweeter cubren las frecuencias desde 2000 Hz hasta 25 kHz. También existen altavoces universales que pueden reproducir una amplia gama de frecuencias y que son adecuados para aplicaciones no críticas para la reproducción del sonido en alta fidelidad. Las frecuencias cubiertas van desde decenas de hercios hasta 10-15 kHz.

Al conectar altavoces a un circuito, es aconsejable respetar la impedancia, expresada en ohmios y normalmente impresa en el cuerpo del componente. Si el amplificador ha sido diseñado para un altavoz de $8\ \Omega$ y le conectamos uno de $4\ \Omega$, corremos el riesgo de sobrecalentar las fases de salida que deberían proporcionar una corriente mayor. También hay que prestar atención cuando se conectan entre sí varios altavoces: en primer lugar, podemos tener en cuenta que sus impedancias (aunque tengamos bobinas) se combinan en serie y en paralelo. Para conectar varios altavoces a un amplificador, es preciso utilizar un filtro de cruce. Si se desea conectar un altavoz con una impedancia distinta, sería mejor utilizar un transformador que pueda adaptar la impedancia del altavoz a la prevista, para evitar así dañar los finales por sobrecalentamiento.

Para producir sonidos con nuestros circuitos, también podemos utilizar transductores piezoeléctricos y zumbadores. Un transductor piezoeléctrico aprovecha las propiedades de algunos materiales de modificar la propia estructura mecánica si son atravesados por una corriente. No son dispositivos muy potentes y tampoco tienen respuestas en frecuencia de sistemas de alta fidelidad, pero, para generar sonidos sencillos, son perfectos.

Los zumbadores son dispositivos electromecánicos, similares a los relés, que crean un sonido vibrante: un pequeño electroimán pone en movimiento una membrana que produce un zumbido.

Los zumbadores son simples sistemas de alerta y su sonido no se puede modificar.

Los auriculares son un método alternativo para reproducir sonidos que utiliza pequeños altavoces. Según su calidad, encontraremos una amplia respuesta en el campo de las frecuencias. Los modelos más económicos reproducen los sonidos desde unos cuantos hercios hasta unas decenas de kilohercios. Los modelos profesionales y más costosos cubren la gama entera audible de 20 a 22 000 Hz.

Para medir la calidad de un altavoz o de un auricular, se analiza su respuesta en frecuencia: cuanto más uniforme sea, mejor será el dispositivo.

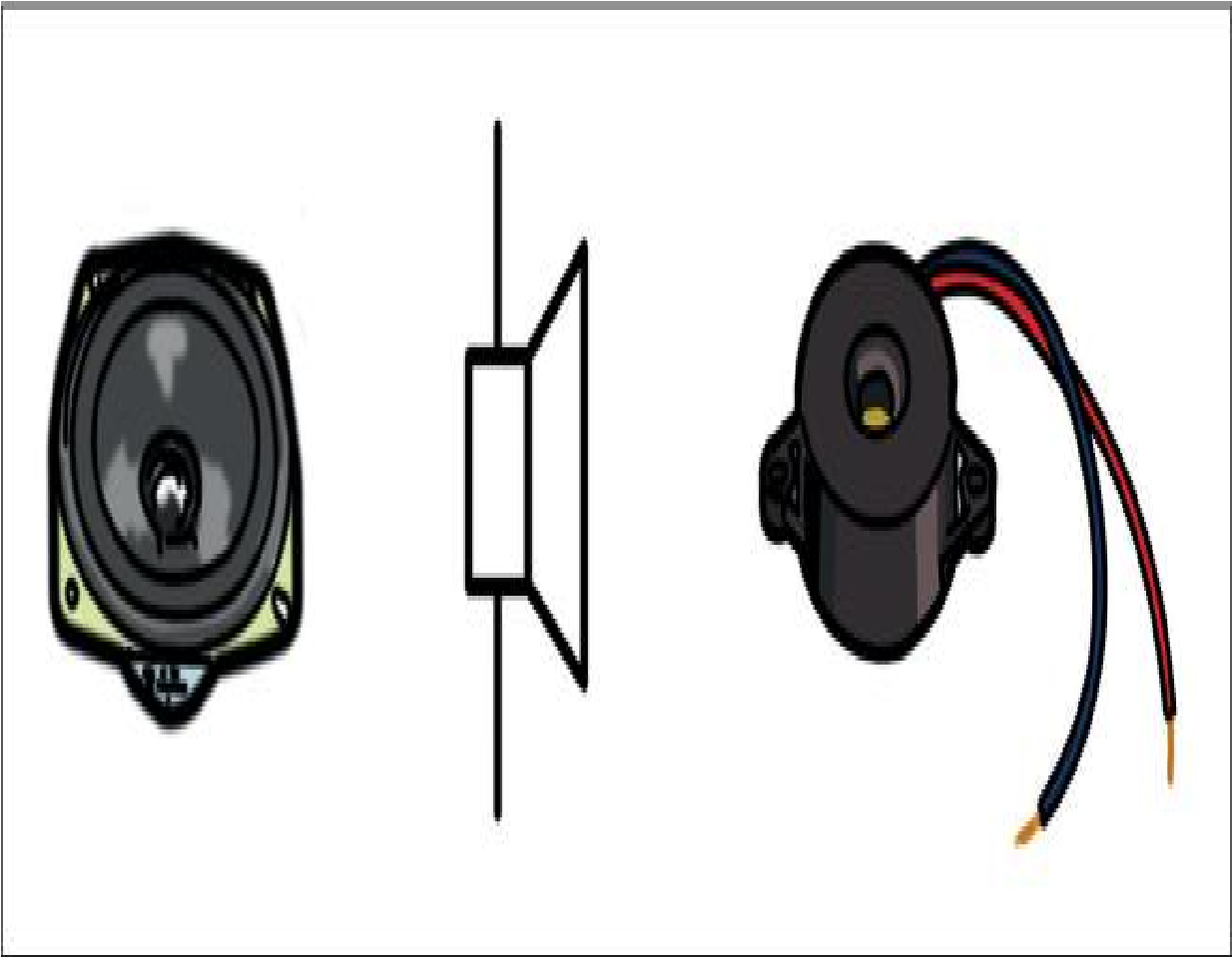


Figura 2.110 – Altavoz de membrana con su símbolo y zumbador piezoeléctrico.

45. Varistores

El varistor es un componente electrónico utilizado como dispositivo de protección para las sobretensiones.

El varistor es un componente electrónico similar a un resistor, cuyo valor cambia con la tensión aplicada. Cuanto mayor es la tensión, menor es la resistencia que se puede medir en sus terminales. Se utilizan como dispositivos de protección para las sobretensiones o transiciones, es decir, picos de tensión que alcanzan miles de voltios y duran microsegundos, a menudo generados por descargas, motores, relés u otras perturbaciones eléctricas. En condiciones normales, presentan una resistencia muy elevada, de decenas de megaohmios. Sin embargo, su comportamiento no es lineal, porque, al aumentar la tensión aplicada, la resistencia permanece constante hasta un determinado umbral para, a continuación, disminuir bruscamente. Por ese motivo se identifican con las siglas VDR (Voltage Dependent Resistor), es decir, resistores dependientes del voltaje. La tensión umbral varía según el componente y puede ir desde decenas hasta miles de voltios. Deben elegirse de forma adecuada, de manera que, ante una sobretensión (que puede estar generada por perturbaciones en la red o descargas atmosféricas), anulan la perturbación y lo llevan a tierra. A menudo, después de una descarga se dañan de forma irreparable y se fulminan o explotan, aunque protegen al resto del circuito del que forman parte.

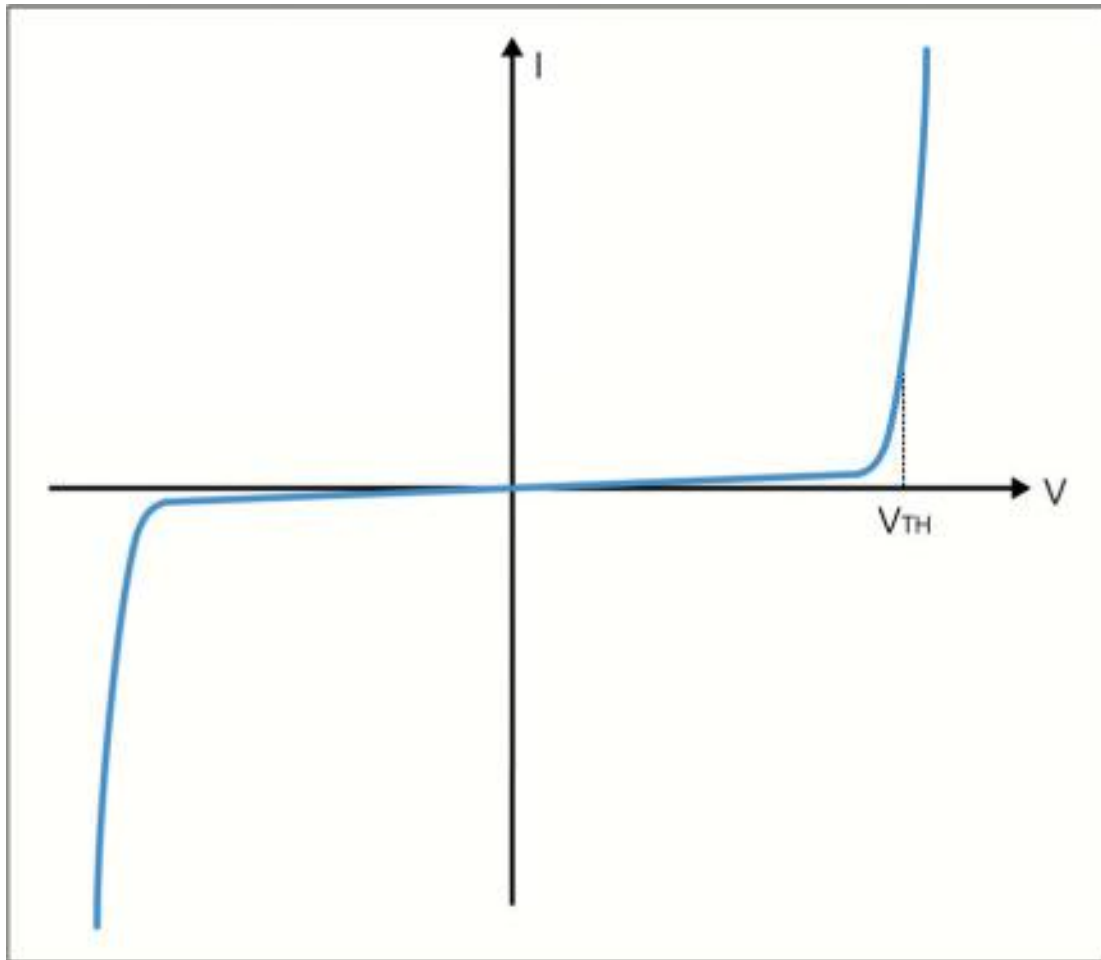


Figura 2.111 – Característica tensióncorriente de un varistor con la tensión umbral V_{th} .

Los varistores están hechos con distintas tecnologías que utilizan unos tipos de semiconductores concretos, como el selenio (Se) o el óxido de zinc (ZnO), que tienen una curva de codo donde la resistencia disminuye bruscamente coincidiendo con una tensión concreta. También existen varistores de óxido metálico, que se utilizan habitualmente para pequeñas potencias. Para elegir un varistor, es importante tener muy clara la fijación de voltaje (clamping voltage), que debe ser elegida adecuadamente según la tensión de alimentación del circuito del cual forma parte.

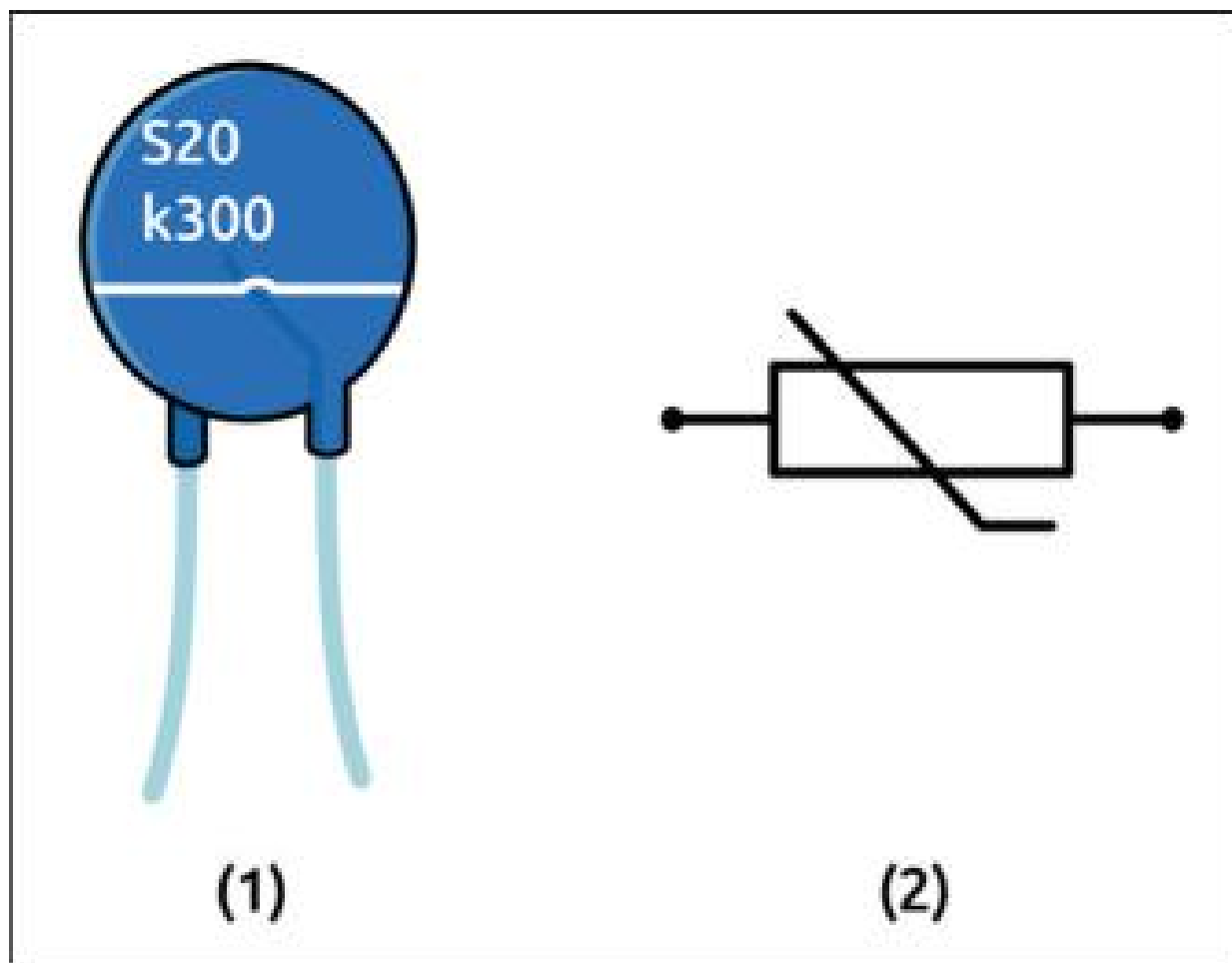


Figura 2.112 – Varistor a 300 V (1) y su correspondiente símbolo circuital (2).

Los varistores se conectan siempre a la entrada de un circuito, detrás de fusibles y filtros de red, y conectan las dos líneas de alimentación (fase y neutro para la tensión alterna). Los varistores no son el único sistema de protección de los circuitos. Podemos encontrar también diodos de supresión y tubos de descarga de gas. Los diodos de supresión de tensión transitoria (TVS) se utilizan para proteger los circuitos de sobretensiones imprevistas o momentáneas, como pueden hacer los varistores, pero son mucho más rápidos. Los diodos TVS son similares a los diodos zener y pueden ser unidireccionales o bidireccionales, para ser utilizados también con tensiones

alternas. Pueden soportar corrientes de 1 a 15 000 A con un tiempo de respuesta de 1 ps.

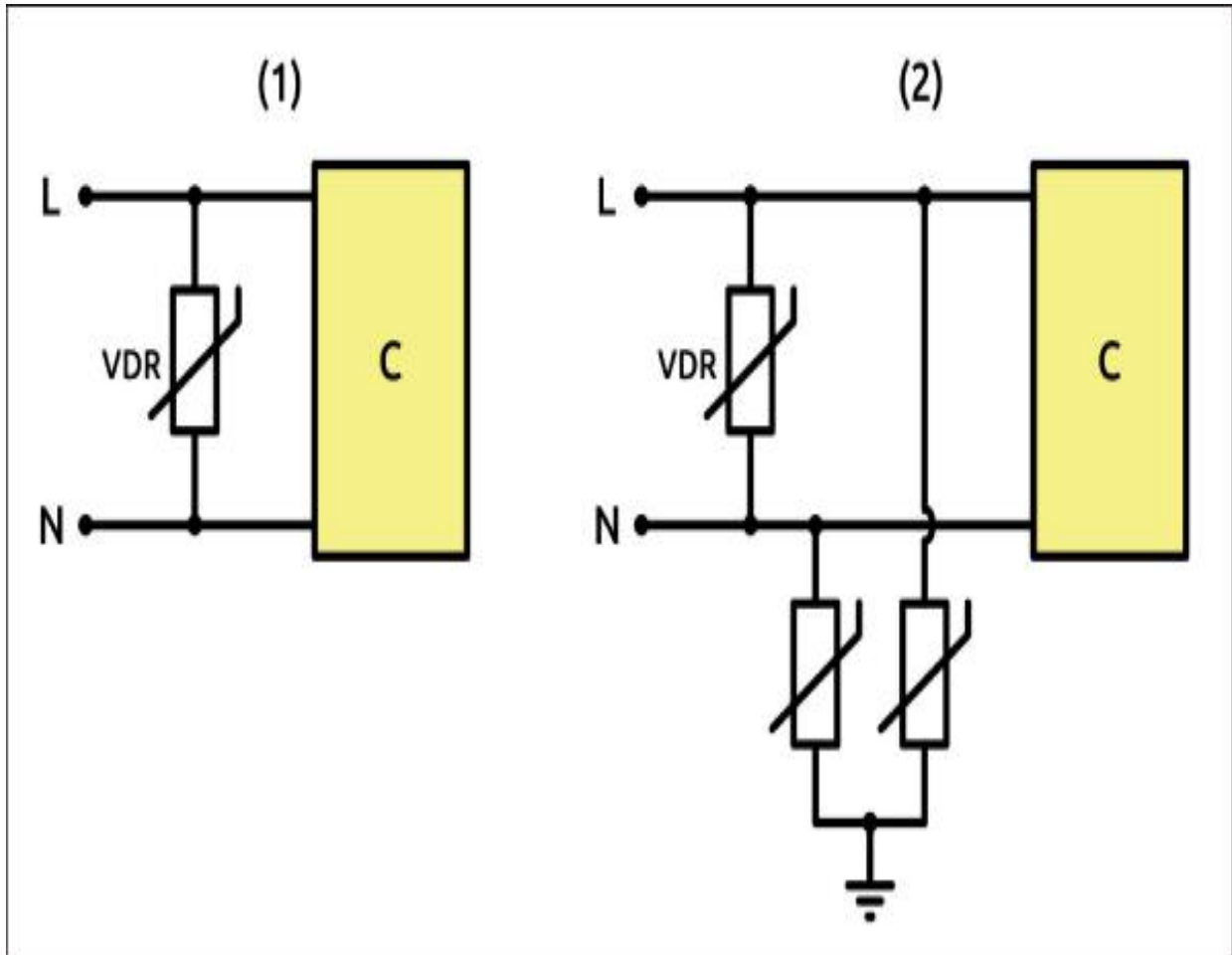


Figura 2.113 – Esquema de conexión de un varistor en el caso de alimentación de fase única (1) y con protecciones a tierra (2).

Los tubos de descarga de gas (GDT, Gas Discharge Tubes) son otro tipo de dispositivo para anular las sobretensiones que pueden producirse en un circuito. En estos componentes, tenemos dos electrodos sumergidos en un gas. Cuando llega una tensión demasiado elevada, se genera una descarga entre los dos electrodos que tiene el efecto de encender el gas y anularla. El dispositivo puede tener el aspecto de una pequeña lámpara de neón, aunque

los hay de otras formas, a veces similares a pequeños cilindros de cerámica. La tensión de activación depende de la mezcla de gas presente dentro y de su concentración. Normalmente se utilizan gases nobles, hidrógeno o vapores metálicos.

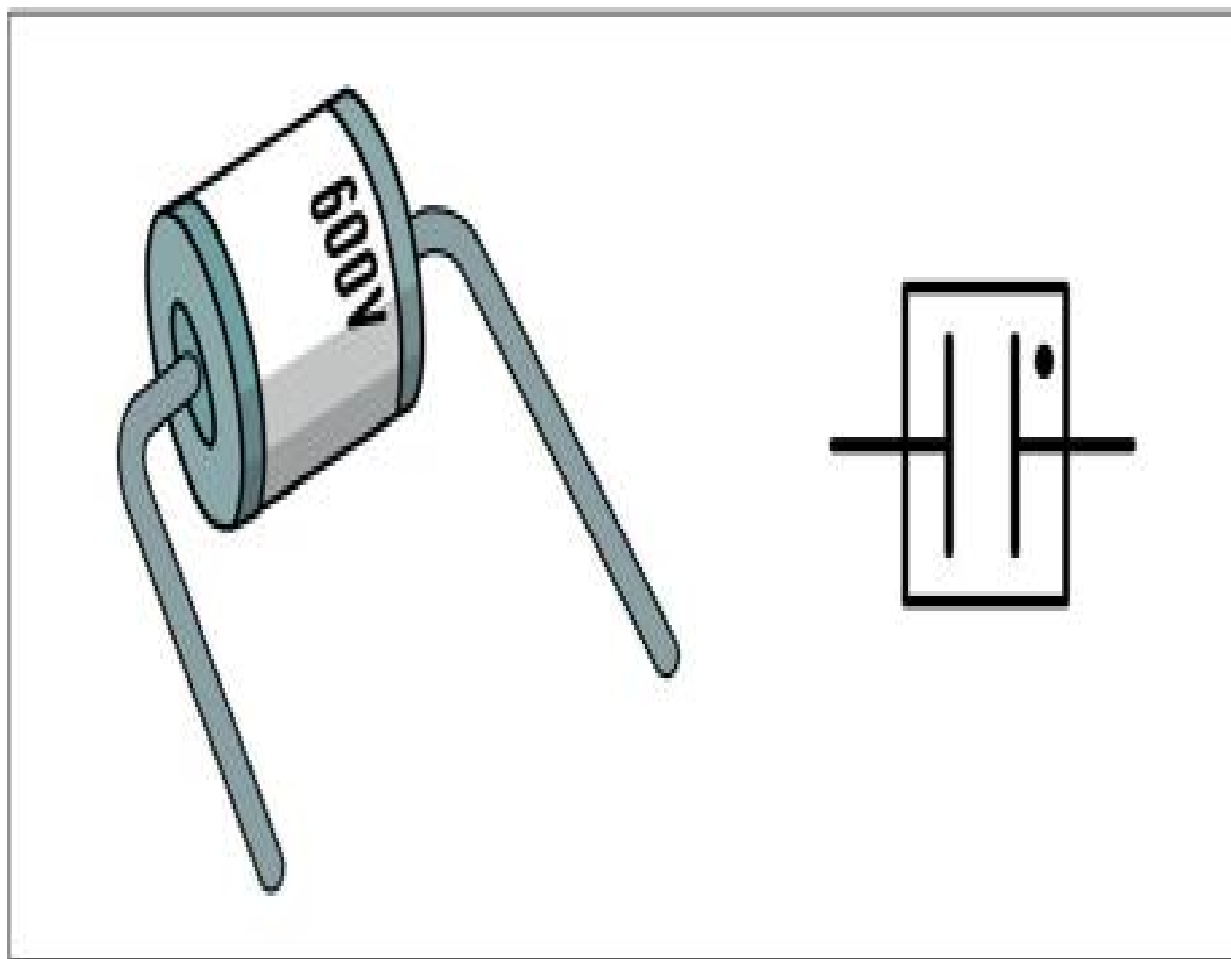


Figura 2.114 – Tubo de descarga de gas de 600 V con cuerpo de cerámica y su símbolo eléctrico.

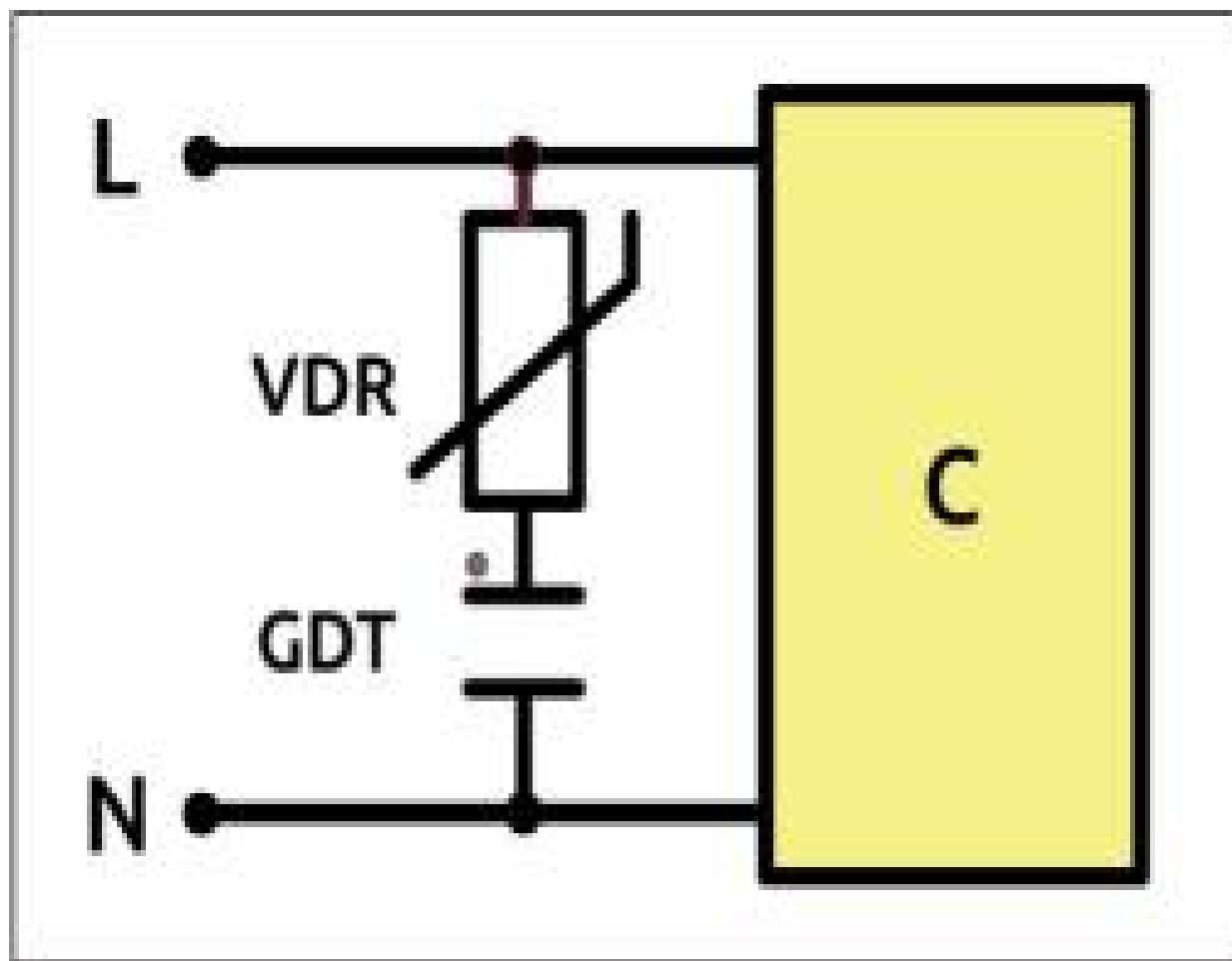


Figura 2.115 – Esquema típico de conexión de un tubo de descarga de gas (GDT).

46. Fusibles

Los fusibles protegen los circuitos a los que están conectados, al interrumpir el flujo de corriente que los atraviesa cuando esta es excesiva.

Los fusibles son el sistema de protección más utilizado en circuitos eléctricos y electrónicos. Se encuentran situados a la entrada de cualquier circuito o electrodoméstico, habitualmente justo después del interruptor de encendido. Su principio de funcionamiento es muy sencillo: cuando la corriente requerida por el dispositivo es demasiado elevada y supera su valor nominal, se queman, con lo que interrumpen el circuito. Dentro del fusible, que suele estar hecho con un pequeño tubo de vidrio, hay un filamento metálico calibrado que se fundirá al alcanzar una determinada corriente preestablecida. Existen distintos formatos de fusibles: los más comunes son los que tienen un cartucho de 5 x 20 mm, de vidrio, pero podemos encontrarlos también de mayor tamaño, con el cuerpo de cerámica o plástico y de diferentes formas. Otros fusibles muy comunes son los que se utilizan en los vehículos definidos de cuchillas (blade).

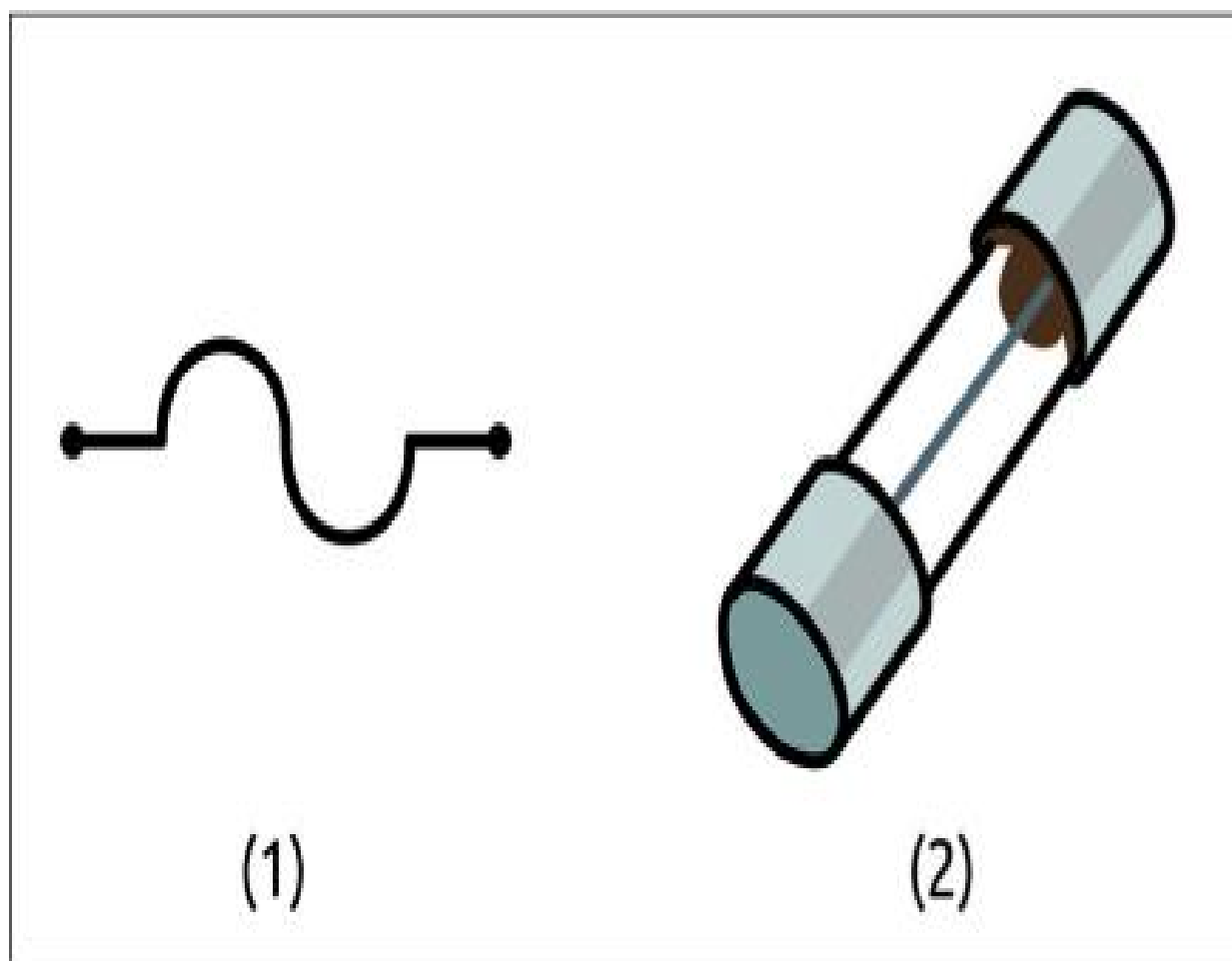


Figura 2.116 – Símbolo de un fusible (1) y fusible de cartucho (2).

Los fusibles pueden interrumpir corrientes a partir de unos cientos de miliamperios hasta llegar a decenas de amperios. Existen fundamentalmente de dos tipos: rápidos y lentos. Los fusibles de tipo rápido (fast blow) se interrumpen inmediatamente en cuanto la corriente supera su valor nominal, para garantizar una protección adecuada para los circuitos de los que forman parte. Los fusibles de tipo lento (slow blow) pueden soportar corrientes superiores a su valor nominal durante unas fracciones de segundo antes de interrumpirse. Suelen utilizarse en circuitos o máquinas que alimentan cargas inductivas (grandes motores) y que requieren un poco de corriente de entrada inicial antes de ponerse en marcha. Si el fusible estuviera calibrado exactamente en la corriente requerida por el dispositivo, saltaría antes de que

este se pusiera en marcha. Cuando tenemos que añadir un fusible a uno de nuestros proyectos, debemos tener una idea de la corriente que absorbe el circuito. Este valor se puede obtener mediante cálculos empíricos o realizando mediciones. El fusible se insertaría con un valor ligeramente superior al calculado (hasta un 50 % más).

1El operador módulo se indica con dos barras verticales situadas antes y después de la magnitud.

Diodos, transistores, semiconductores

Los semiconductores son imprescindibles para crear circuitos electrónicos. Descubrimos el funcionamiento de la unión PN y de los diodos, para pasar, más adelante, a transistores bipolares, FET y MOSFET, fundamentales para el tratamiento de señales. También veremos TRIAC y SCR, utilizados para controlar potencias elevadas.

Los semiconductores son esenciales para realizar un circuito electrónico. Diodos y transistores permiten controlar las corrientes y generar todo tipo de señales: son como los bloques de construcción principales en los cuales se asientan las bases de todo proyecto.

La electrónica moderna utiliza un gran número de circuitos integrados especiales y microcontroladores, es decir, circuitos en los cuales cargamos el software (firmware), pero las funciones básicas como las que se necesitan para amplificar una señal o controlar un relé requieren el uso de componentes discretos.

Los mismos circuitos integrados están formados por cientos o miles de transistores combinados para realizar funciones más complejas.

En este capítulo exploraremos los componentes más comunes, partiendo de los diodos y pasando por transistores bipolares, FET, MOSFET y tiristores; descubriremos las fórmulas necesarias para entender su funcionamiento y presentaremos algunas aplicaciones prácticas.

47. ¿Cómo funciona un diodo?

Un diodo está formado por una unión PN, dos tipos distintos de semiconductores situados uno junto al otro. Los diodos dejan circular la corriente en una única dirección y se pueden utilizar para innumerables aplicaciones.

El diodo es un componente electrónico que sirve para hacer circular la corriente en una única dirección. Tiene dos terminales denominados cátodo y ánodo, los cuales normalmente se pueden identificar mediante un signo o una banda de color situada en el cuerpo del componente. En su forma más común tienen un pequeño cuerpo cilíndrico del cual salen los dos terminales. Cuando conectamos el polo positivo de un generador al ánodo del diodo y el polo negativo al cátodo, el diodo se dejará atravesar por la corriente: se dice que está en polarización directa e idealmente se comporta como un circuito cerrado. Si invertimos la polaridad, es decir, si conectamos el positivo de alimentación al cátodo y el negativo al ánodo, se dice que el diodo está polarizado inversamente. En esta condición no dejará pasar corriente y se comportará como un circuito abierto. Los diodos se utilizan para evitar inversiones de corriente, como referencias de tensión o en circuitos para convertir la corriente alterna en continua.

El símbolo del diodo tiene la forma de una flecha con un pequeño segmento situado en su punta, que corresponde al cátodo, mientras que el ánodo se encuentra en la parte opuesta. Por este motivo, se dice que es un componente polarizado.

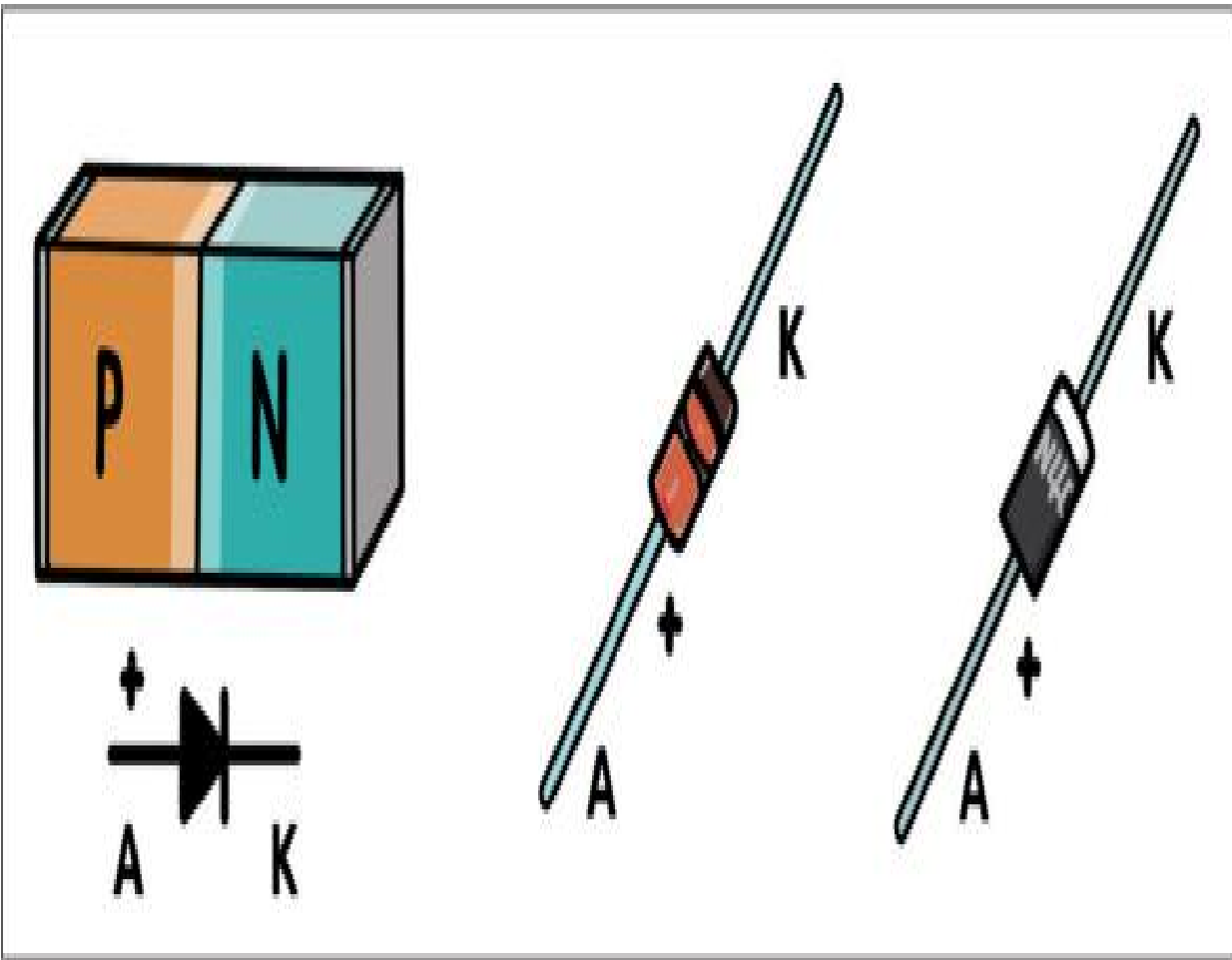


Figura 3.1 – Una unión PN con el símbolo del diodo; diodo con envoltorio de vidrio y diodo de material plástico con ánodo (A) y cátodo (K) indicados.

Los diodos se realizan situando, uno junto al otro, dos semiconductores con características distintas. Un material semiconductor es, por ejemplo, el silicio o el germanio. Son elementos que no se pueden clasificar ni como conductores ni como aislantes. Un semiconductor puro no resulta muy interesante y tampoco tiene propiedades relevantes, sobre todo porque no tiene electrones libres dentro de su estructura. Si modificamos su composición, añadiendo alguna impureza, se puede modificar su comportamiento eléctrico. El silicio es actualmente el semiconductor más utilizado para realizar dispositivos electrónicos. Cada átomo de silicio está

formado por un núcleo y algunos electrones. Sus cuatro electrones más periféricos se utilizan para unirse a otros átomos vecinos. El fósforo es un elemento químico que dispone de cinco electrones para unirse a los otros átomos. Si introducimos impurezas de fósforo al silicio, añadiremos al material electrones libres que pueden moverse y generar una corriente cuando aplicamos una tensión en los extremos del material. Este tipo de modificación se define como dopaje del componente. Si añadimos fósforo u otros elementos similares como el arsénico o el antimonio, obtendremos un semiconductor dopado de tipo N. De manera similar, podemos dopar el componente con boro (o galio o indio), un elemento químico que tiene una ausencia de electrones libres respecto al silicio (solo tiene tres). La ausencia de un electrón se puede considerar como la presencia de una carga de signo contrario, en este caso denominada hueco. El semiconductor dopado con este tipo de impureza se define de tipo P.

Si juntamos un semiconductor dopado de tipo N con uno de tipo P, creamos un diodo, es decir, un dispositivo donde la corriente puede circular en un único sentido. Entre los dos semiconductores se crea una zona de agotamiento (depletion layer) que genera una especie de zona de guardia, donde los huecos y los electrones cercanos al límite entre los dos materiales se cruzan, se encuentran y se anulan entre sí, con lo que crean una barrera aislada. La zona N corresponde al cátodo y la P, al ánodo.

Si aplicamos una tensión positiva en la zona P y una tensión negativa en la zona N, haremos que los electrones procedentes del cátodo se impulsen hacia la zona central de agotamiento. De la parte del ánodo, los huecos también se impulsarán hacia la zona central. Si la diferencia de potencial supera un valor mínimo, los electrones y los huecos conseguirán cruzar la zona de agotamiento y establecer una corriente. Se trata de la corriente directa que se establece cuando el diodo está en conducción.

Si invertimos la polaridad de las tensiones aplicadas al diodo, haremos que electrones y huecos se alejen de la zona central de agotamiento. En esta situación, no circulará ninguna corriente por el diodo. Si la tensión inversa aplicada en la unión es demasiado elevada, el componente podría romperse (breakdown).

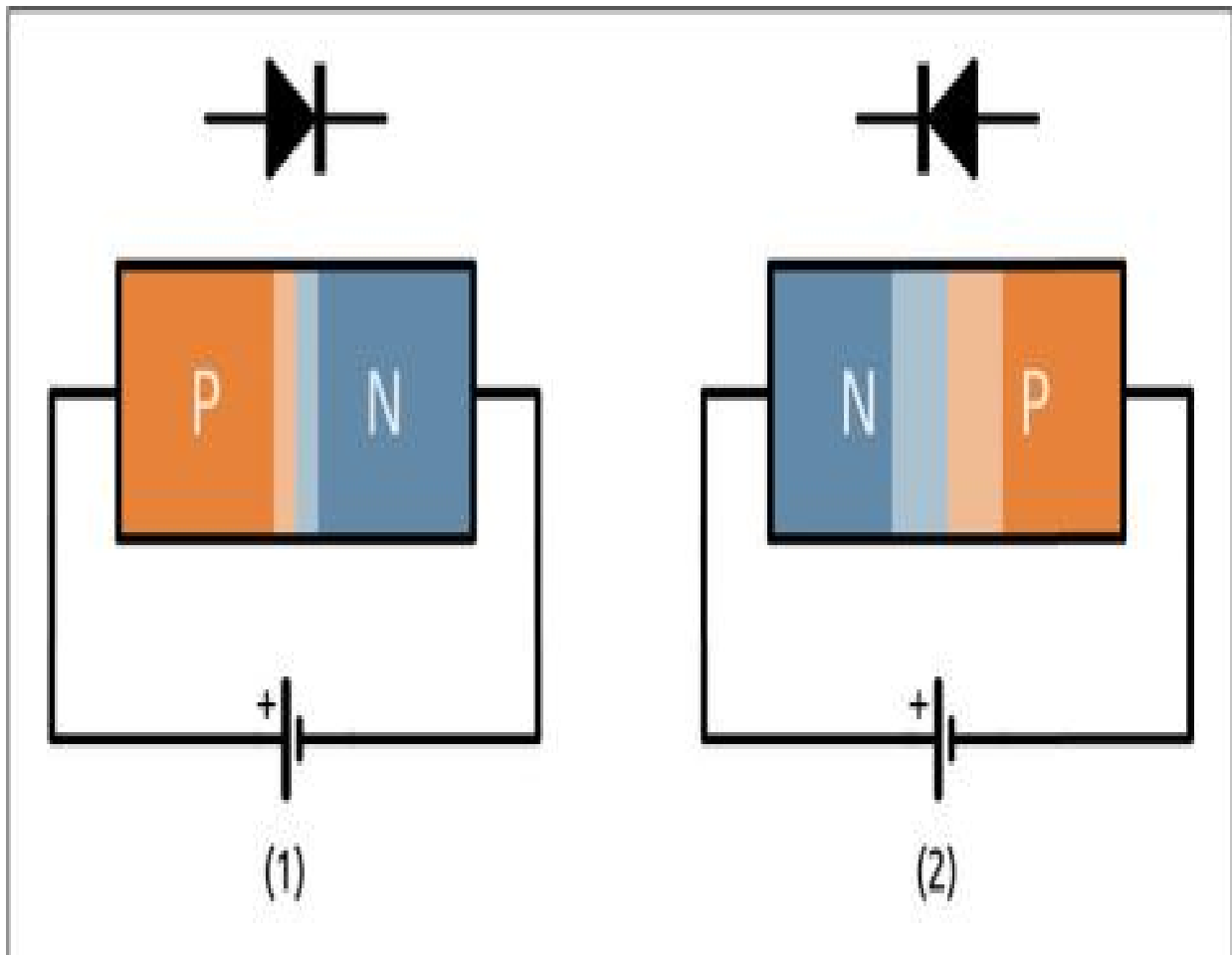


Figura 3.2 – Unión PN polarizada directamente (1) e inversamente (2). La zona de agotamiento es visible entre las dos regiones de semiconductor dopado. Cuando el diodo está polarizado inversamente, la región se amplía, al tiempo que se encoge en polarización directa.

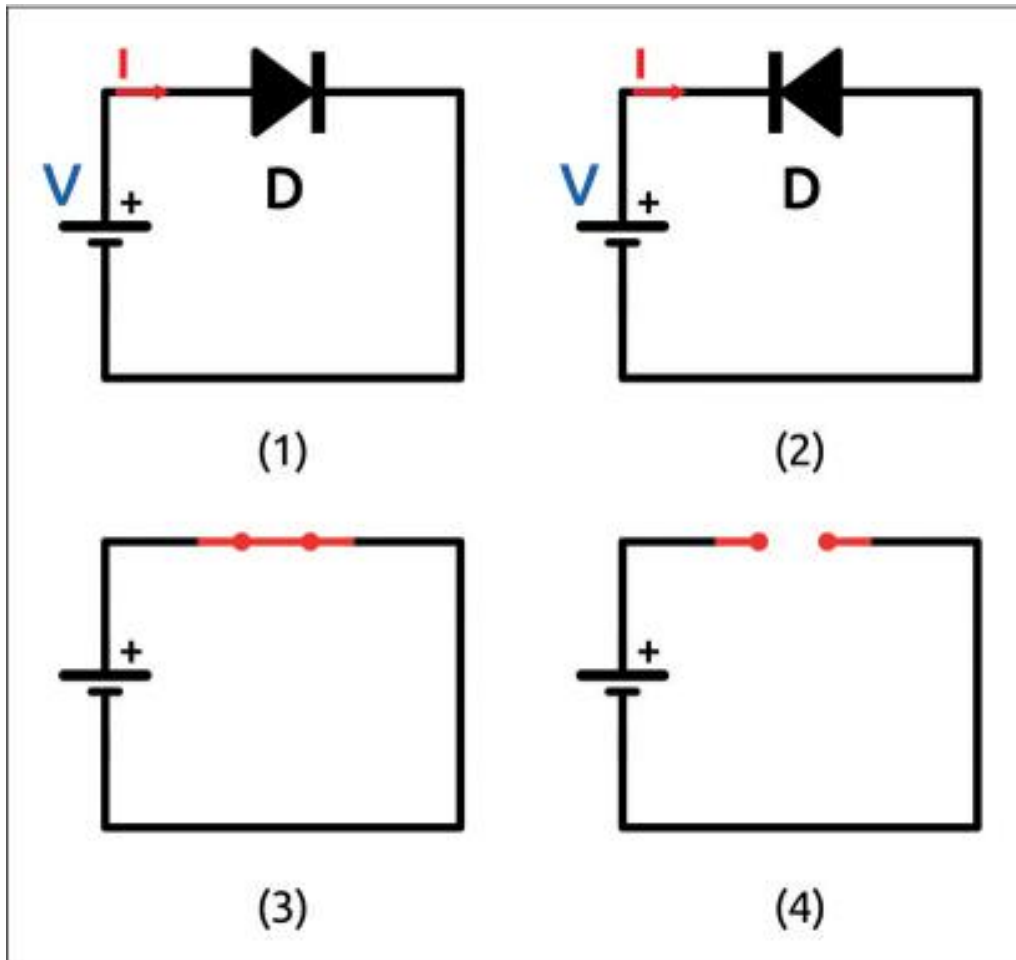


Figura 3.3 – Circuito con diodo polarizado directamente (1) e inversamente (2). Un diodo polarizado directamente puede ser considerado, en una primera aproximación, como un cortocircuito (3). Cuando el diodo está polarizado inversamente, se comporta como un circuito abierto (4).

Podemos describir el comportamiento de un diodo utilizando su curva característica, es decir, un gráfico que describe la tendencia de la corriente cuando la tensión cambia. Cuando la tensión es 0, obviamente no hay corriente alguna. El modelo más simple del diodo implica que, al aplicar una mínima tensión positiva y después polarizarlo directamente, este empiece a conducir. Cuando la tensión se invierte en sus extremos, estamos en polarización inversa y, por tanto, no tenemos paso de corriente. Si

dibujáramos un gráfico con estas informaciones, obtendríamos la característica ideal del diodo¹, que tiene la forma de una L (figura 3.4-1).

En realidad, los diodos reales se comportan de un modo ligeramente distinto y la conducción en polarización directa se produce solo al superar una tensión mínima que va de 0.5 a 0.7 V (figura 3.4-2). Podemos trazar una curva todavía más precisa y realista con tendencias curvilíneas (figura 3.4-3).

Cuando el diodo está polarizado directamente, podemos ver que la corriente es 0 y que estamos por debajo de la tensión umbral V_F ; después, la corriente subirá de forma brusca.

Si polarizamos inversamente el diodo, podemos ver sobre la curva una línea que coincide casi con la línea horizontal. De hecho, en polarización inversa, el diodo deja pasar una corriente muy pequeña, de unos μA , que podemos considerar prácticamente igual a 0. Al aumentar la tensión inversa más allá de un determinado límite, alcanzamos la región de rotura (breakdown), donde el diodo ya no puede retener las cargas y estas, si bien en polarización inversa, lo atraviesan. La situación es extrema y destructiva.

Los primeros diodos que aparecieron en el mercado utilizaban germanio en lugar de silicio. Los diodos realizados con germanio tienen una tensión de polarización directa muy baja (de 0.1 a 0.3 V). Actualmente los diodos de germanio han sido sustituidos casi por completo por los de silicio, que tienen mejores características eléctricas, sobre todo cuando la temperatura de uso aumenta. De hecho, los diodos de germanio quedan inutilizables si superan los 80-85 °C.

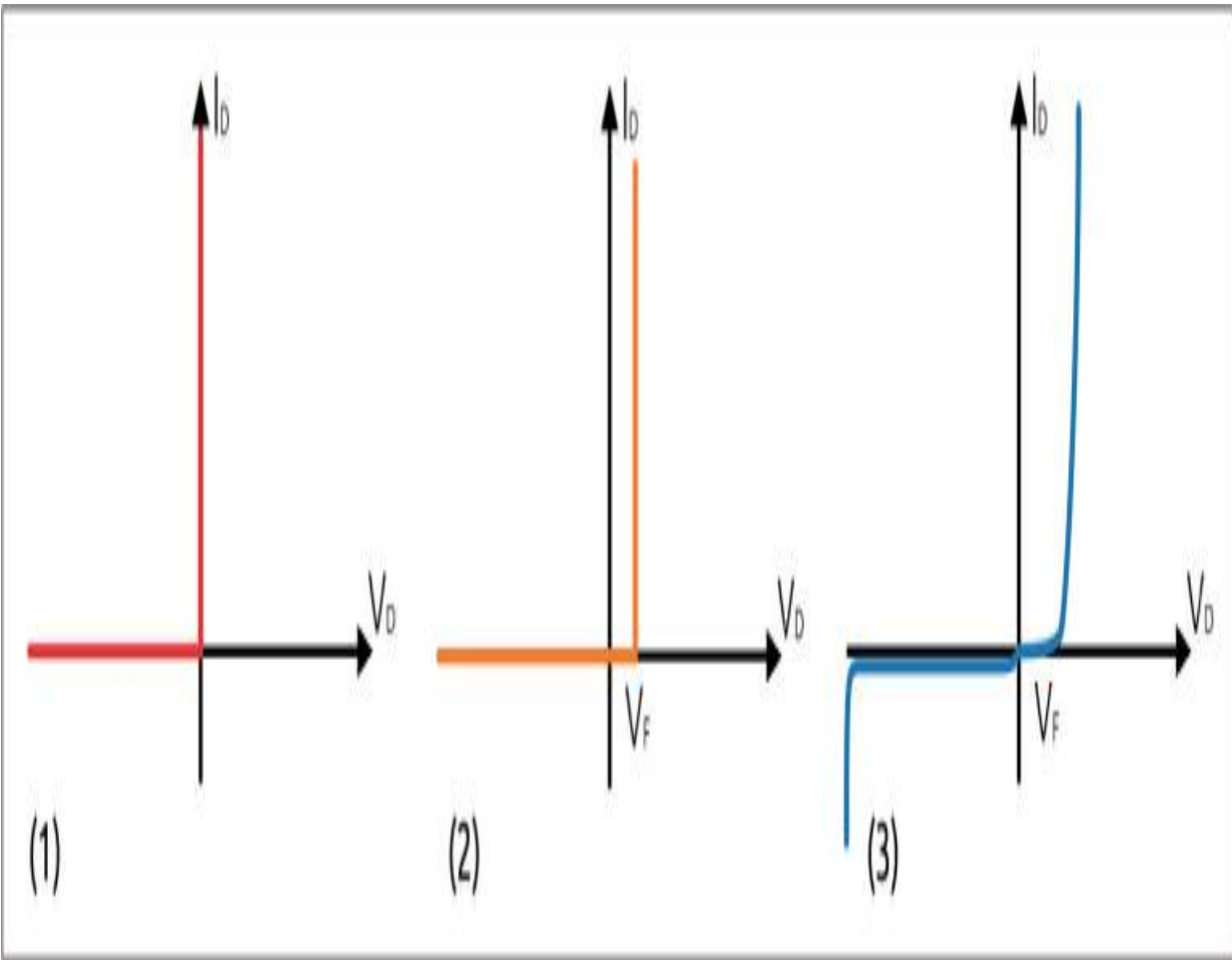


Figura 3.4 – Característica del diodo ideal (1); característica del diodo idealizada, pero con una tensión de polarización no nula (2); característica real del diodo (3).

La tabla 3.1 muestra algunos modelos de diodos que se pueden encontrar en las tiendas. Sus características se pueden consultar en la hoja de especificaciones. Los parámetros más comunes son estos:

- I_D : es la corriente directa máxima que puede atravesar el componente;

- V_F : es la tensión de polarización directa (forward voltage) que se consigue a la máxima potencia que puede soportar el diodo. Para detectar la tensión correcta (que estará en torno a los 0.7 V), es necesario comprobar las curvas que aparecen en las especificaciones;

- V_R o V_B : es la máxima tensión inversa (reverse voltage) que puede soportar el componente, a veces también indicada como tensión de ruptura;

- V_{RPR} : es la tensión inversa de pico repetitivo (repetitive peak reverse voltage) que el componente puede soportar al límite de la ruptura;

- I_R : es la corriente que atraviesa el componente en polarización inversa.

Tabla 3.1 – Características técnicas de algunos diodos.

Símbolo	Tipo	I_d	$V_{F(max)}$	V_{R0} V_B	V_{RRP}	I_R
1N4148	Silicio	0.3 A	1V	75 V	100 V	50 μ A
1N4005	Silicio	1 A	1V	420 V	600 V	5 μ A
1N60	Germanio	0.03 A	0.25 V	40 V	45 V	0.1 μ A

Vamos a intentar realizar un circuito sencillo con un diodo y una resistencia. El circuito está formado por una simple malla por donde puede pasar la corriente. El diodo se polarizará directamente y la resistencia nos permitirá ajustar correctamente la corriente que deberá atravesarlo, para evitar que se dañe.

El esquema se muestra en la figura 3.5. Supongamos que utilizamos un generador de 12 V y que queremos calcular la resistencia R necesaria para ajustar la corriente que circula a 100 mA.

Asumimos que el diodo sea un 1N4005 y que la tensión de polarización directa sea de 0.8 V a temperatura ambiente (25 °C). Podemos consultar estas informaciones en las especificaciones del componente.

Podemos establecer la ecuación del anillo:

$$V1 = V_R + V_D$$

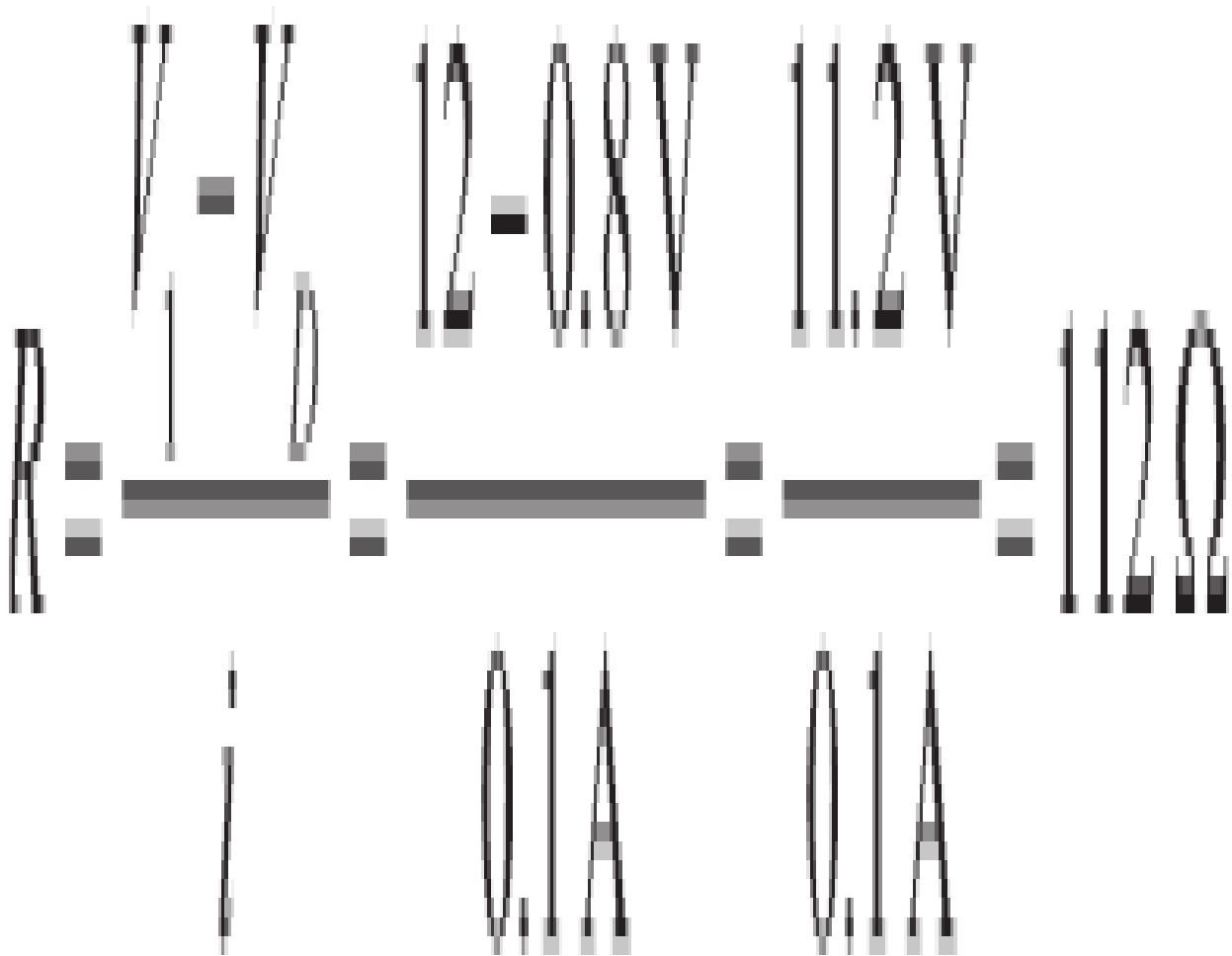
Suponiendo que en el circuito circula una corriente y utilizando la ley de Ohm, tenemos:

$$V1 = iR + V_D$$

Volvemos a escribir la ecuación:

$$iR = V1 - V_D$$

y obtenemos la R:



Si invirtiéramos el diodo, lo polarizaríamos inversamente y, en este caso, la corriente será de 0 A, mientras que la tensión en los extremos del diodo será de 12 V, exactamente como la tensión de alimentación si en lugar del diodo hubiera un circuito abierto.

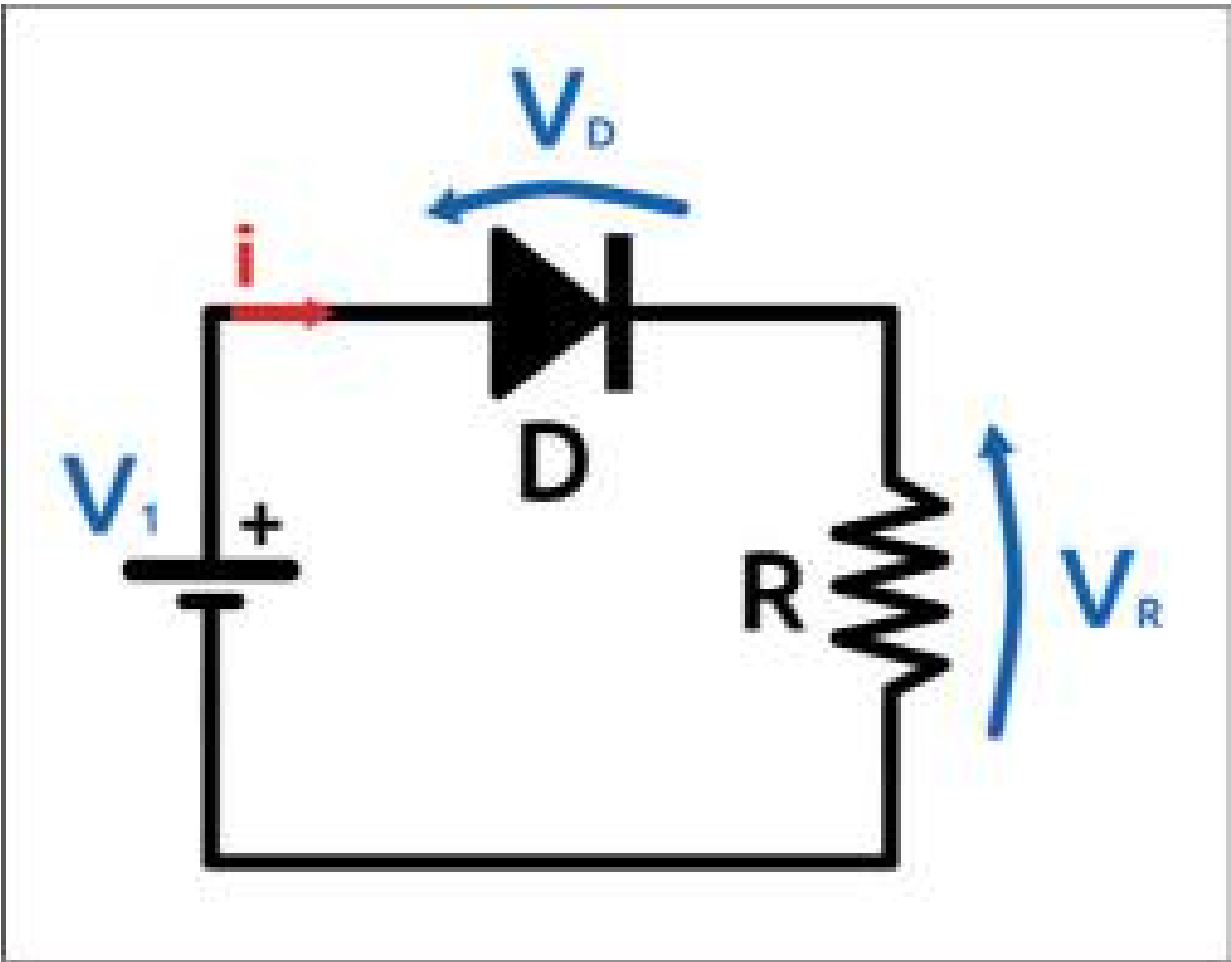


Figura 3.5 – Esquema de conexión de un diodo en polarización directa.

48. Elegir un diodo

Breve panorámica sobre los diodos más comunes, mostrando su funcionamiento y las posibles aplicaciones con los modelos más conocidos.

Los fabricantes de diodos utilizan silicio, germanio y otros materiales para crearlos, y obtienen características distintas. Al modificar el tipo de semiconductor, es posible obtener numerosas variantes de este componente tan versátil. Así, existen distintos tipos de diodos para varios usos. Los principales son los que siguen:

- de silicio
- de germanio
- zener
- schottky, rápidos y ultrarrápidos
- led

- láser

- varicap o varactor

- túnel

- fotodiodos

Todos estos diodos tienen comportamientos bastante similares entre sí y entre las distintas tipologías podemos encontrar una cierta homogeneidad en el comportamiento. Veremos diferentes tensiones de polarización directas o inversas. Según el modelo y sus dimensiones, podrán circular corrientes más o menos elevadas. Realicen siempre los cálculos como hemos visto en el truco anterior, con una resistencia en serie con el diodo, con el fin de limitar la corriente que circula. Tengan siempre en cuenta también la potencia que deberá disipar, para evitar dañar el dispositivo por sobrecalentamiento.

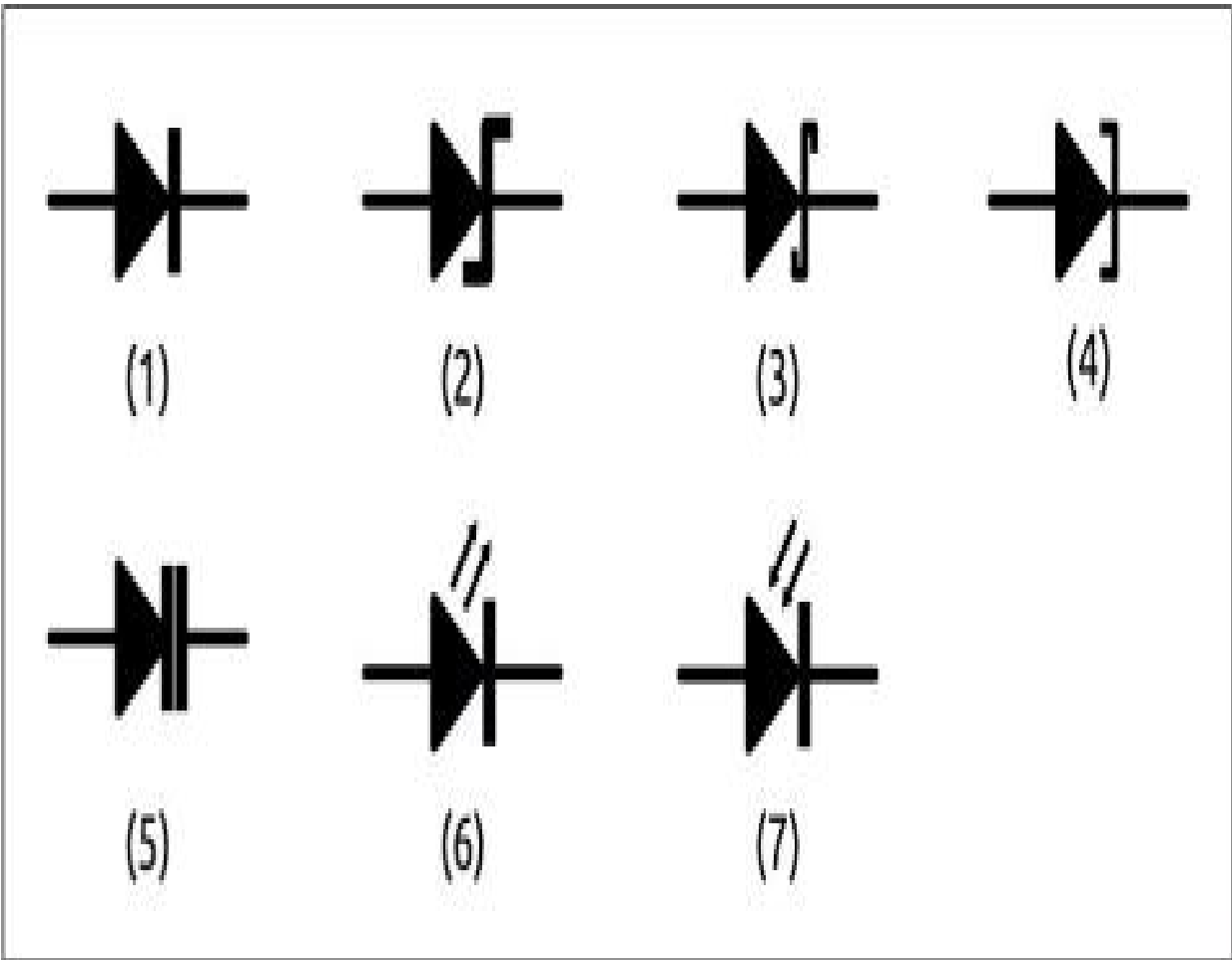


Figura 3.6 – Símbolos de algunos tipos de diodo: (1) diodo común, (2) diodo zener, (3) diodo schottky, (4) diodo túnel, (5) diodo varicap, (6) LED o diodo LASER, (7) fotodiodo.

Diodos de silicio

Son los diodos que más se utilizan y de tipo común. Utilizan el silicio como semiconductor y presentan una tensión de polarización de unos 0.6 o 0.7 V. Estos diodos se utilizan normalmente como rectificadores o para condicionar la corriente, es decir, para obligarla a circular en un único sentido (por ejemplo, en la entrada de alimentación de un circuito). Según la potencia que

pueden disipar, podemos hablar de diodos de señal o de potencia. Algunas siglas de referencia son estas:

- 1N4148: diodo de señal
- 1N4005: diodo rectificador de 1 A y 600 V
- 1N4007: diodo rectificador de 1 A y 1000 V

Cuando están polarizados directamente, al aplicar al ánodo una tensión más positiva respecto al cátodo, empiezan a conducir. La tensión habitual en polarización directa varía entre 0.5 y 0.7 V. Si se polarizan inversamente, no conducen y se comportan como un circuito abierto, aunque en realidad hay una corriente muy pequeña (corriente de saturación inversa), normalmente insignificante. Si la tensión aplicada es superior a la máxima tensión que puede soportar el dispositivo, se llega a la zona de ruptura (breakdown), donde el componente se daña irreparablemente. Los diodos también se pueden dañar si los atraviesa una corriente directa demasiado elevada, por lo que es necesario adaptar el circuito donde se encuentran, normalmente añadiendo una resistencia en serie al componente para controlar y limitar esa corriente.

Diodos de germanio

Los diodos de germanio preceden históricamente a los de silicio. Son diodos muy parecidos a los de silicio, pero con una tensión umbral de unos 0.3 V. Actualmente son bastante raros, puesto que el silicio tiene características

mejores que el germanio y se comporta mejor en temperaturas altas. Un diodo de germanio célebre es el modelo OA90, utilizado a menudo en los radios para detectar las señales captadas.

Diodos zener

Cuando un diodo está polarizado inversamente, se comporta como un circuito abierto. Si aumentamos la tensión inversa aplicada a sus terminales llegamos a la tensión de ruptura que, en un diodo común, conlleva la ruptura del dispositivo. Los diodos zener, en cambio, pueden funcionar en la zona de ruptura sin dañarse. Con precauciones especiales, los fabricantes consiguen fijar la tensión de ruptura en cualquier valor. El diodo zener, en lugar de dañarse, mantendrá una tensión constante en los propios terminales (la tensión de zener). La tensión de zener depende, en realidad, de la temperatura, pero en los usos comunes se puede considerar bastante estable. Por esa razón, estos diodos se pueden utilizar para estabilizar la tensión o para crear referencias de tensión. En la figura 3.7 podemos observar la característica de un diodo zener: cuando el componente está polarizado directamente, se comporta como un diodo común, y empieza a conducir una vez supera la tensión V_F . Si polarizamos inversamente, podemos observar un codo correspondiente a la tensión V_Z , también conocida como tensión de zener. Para elegir un diodo zener, es necesario tener en cuenta también la potencia que el componente es capaz de absorber, para evitar dañarlo.

Algunas siglas de referencia son estas:

- 1N4732A: diodo zener de 4.7 V y 0.5 W de potencia

- BZX85C12: diodo zener de 12 V y 1.3 W de potencia
- BZX85C9V1: diodo zener de 9.1 V y 1.3 W de potencia
- BZX79C5V1: diodo zener de 5.1 V y 0.5 W de potencia

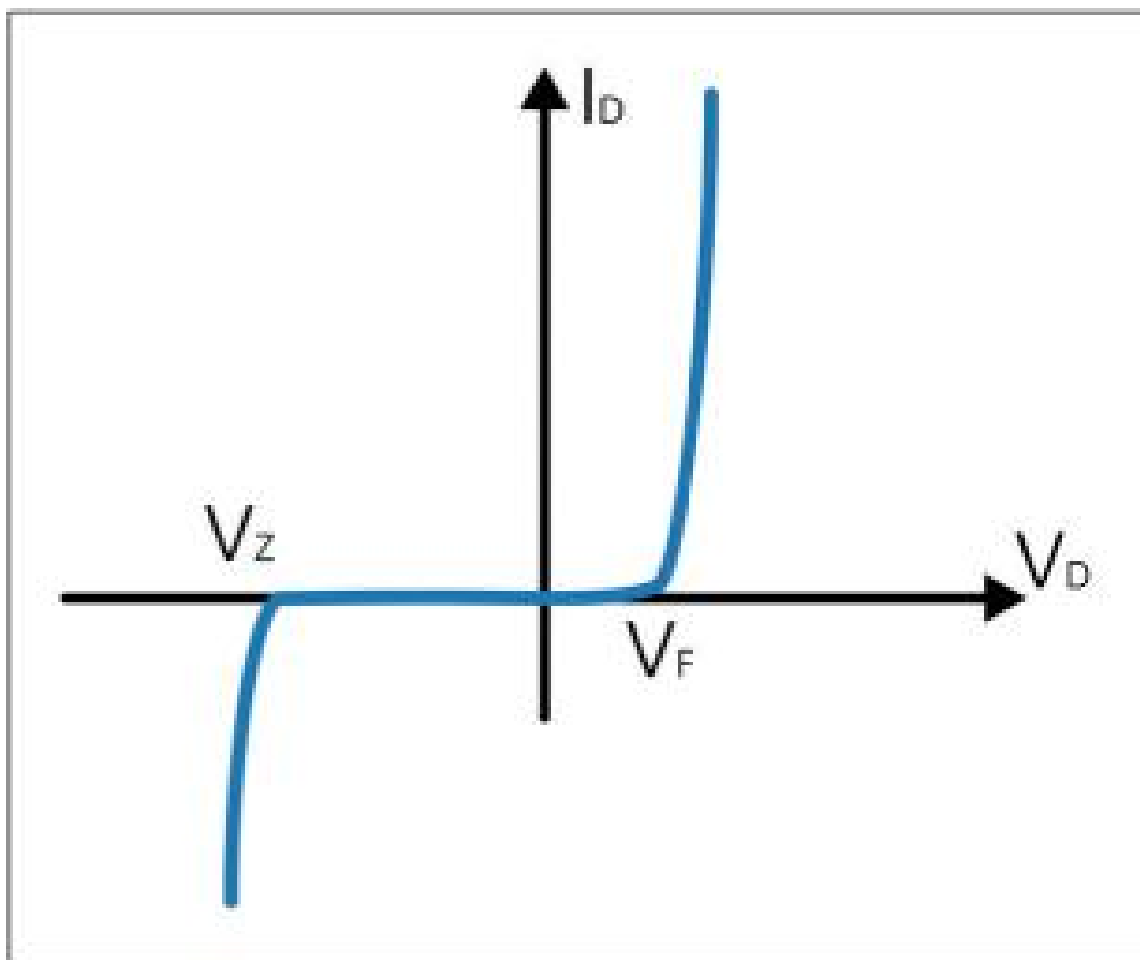


Figura 3.7 – La curva característica de un diodo zener.

Diodos schottky

Al combinar un semiconductor con un metal, se obtiene una unión particular, caracterizada por una tensión más baja, pero capaz de hacer circular la corriente en un único sentido. Las uniones generadas con esta tecnología pueden reaccionar más rápidamente a las variaciones de la corriente y los componentes realizados así se denominan diodos schottky. En un diodo común, es posible pasar de un estado de polarización a su opuesto en solo un centenar de nanosegundos. En los diodos schottky, el tiempo de conmutación es de un centenar de picosegundos o, como máximo, una decena de nanosegundos. Por ello, se utilizan donde se precisan tiempos rápidos, como en alimentadores switching o en circuitos por radiofrecuencia. Los diodos schottky también se conocen como diodos veloces o ultraveloces. La tensión de polarización típica de este tipo de componentes es de unos 0.35 V. La curva característica de un diodo schottky es muy parecida a la de un diodo de silicio común. Estos son algunos modelos de referencia:

- 1N5817: es un diodo schottky a 1 A, tensión inversa de 20 V y 0.45 V de polarización
- 1N5821: diodo schottky a 3 A y 30 V con 0.38 V de polarización

Diodos led

Los ledes también son diodos, de hecho, su nombre es un acrónimo que significa diodo emisor de luz (Light Emitting Diode). Por ese motivo, se comportan exactamente igual que un diodo de silicio. Tienen tensiones de polarización más elevadas que dependen del color de la luz emitida. Cuanto

mayor sea la frecuencia de la radiación luminosa, mayor será la tensión de polarización y la corriente necesaria para que se encienda. Los ledes comunes absorben unos 10-15 mA de corriente, mientras que los modelos de alta luminosidad necesitan como mínimo el doble. En los últimos años han surgido ledes especiales de luminosidad muy alta y un gran rendimiento, denominados también COB (LED Chip On Board), que absorben corrientes elevadas (unos amperios) y requieren ajustes muy concretos para ser utilizados (corriente constante, disipación de calor). Un led COB es, en realidad, un pequeño chip formado por varios ledes conectados entre sí y, por último, acompañados de electrónica de control.

Diodos láser

Hasta hace unos años, para obtener luz láser² se necesitaban tubos de gas u otros sistemas voluminosos y bastante complejos de gestionar. Con la evolución de los ledes, se ha conseguido producir diodos láser capaces de emitir una luz coherente aprovechando las propiedades de una unión PN. Los diodos láser pueden emitir luz con una potencia no especialmente elevada, pero útil para muchos objetivos. Sin los diodos láser no habríamos podido utilizar lectores de CD y DVD. Actualmente podemos encontrar en las tiendas diodos láser de varios vatios de potencia, capaces de realizar pequeños cortes o incisiones. Son muy sencillos de utilizar aunque necesitan cierta atención para evitar que el componente se sobrecaliente y sufra algún daño. Normalmente hay que controlar y limitar la corriente proporcionada, que oscilará, según el modelo, entre los 20 y los 30 mA. Cuando se utilizan fuentes de luz láser, es preciso tomar precauciones, porque son muy peligrosas para la vista.

Diodos varicap o varactores

Si polarizamos inversamente un diodo en la zona de la unión, tenemos un agotamiento de carga que se acumula a los lados de la zona de unión, como ocurre en los condensadores. Es como si en paralelo al diodo hubiera un pequeño condensador. El valor de la capacidad está vinculado a la tensión inversa aplicada al diodo: cuanto mayor es la tensión aplicada, menor es la capacidad. Un diodo varicap convencional tiene una capacidad que va de 1 pF a unos 500 pF. No son valores muy elevados, pero permiten realizar circuitos donde el valor de un condensador está controlado por la tensión aplicada. Se pueden utilizar dentro de osciladores (VCO = Oscilador controlado por tensión) y circuitos de radio.

Diodos túnel

Este tipo de diodo especial fue inventado en los laboratorios de la empresa Sony y se utiliza para circuitos de microondas o para realizar triggers u osciladores. Se trata de un diodo muy peculiar cuya característica se muestra en la figura 3.8. Los semiconductores utilizados están dopados de manera muy fuerte; en esta situación, polarizando directamente el diodo, la corriente, superada por un determinado umbral, baja antes de volver a subir. La parte de la curva donde la corriente disminuye cuando aumenta la tensión es muy especial y se define como resistencia negativa, porque se comporta de forma contraria a cuanto ocurre normalmente en un resistor que ejecuta la ley de Ohm.

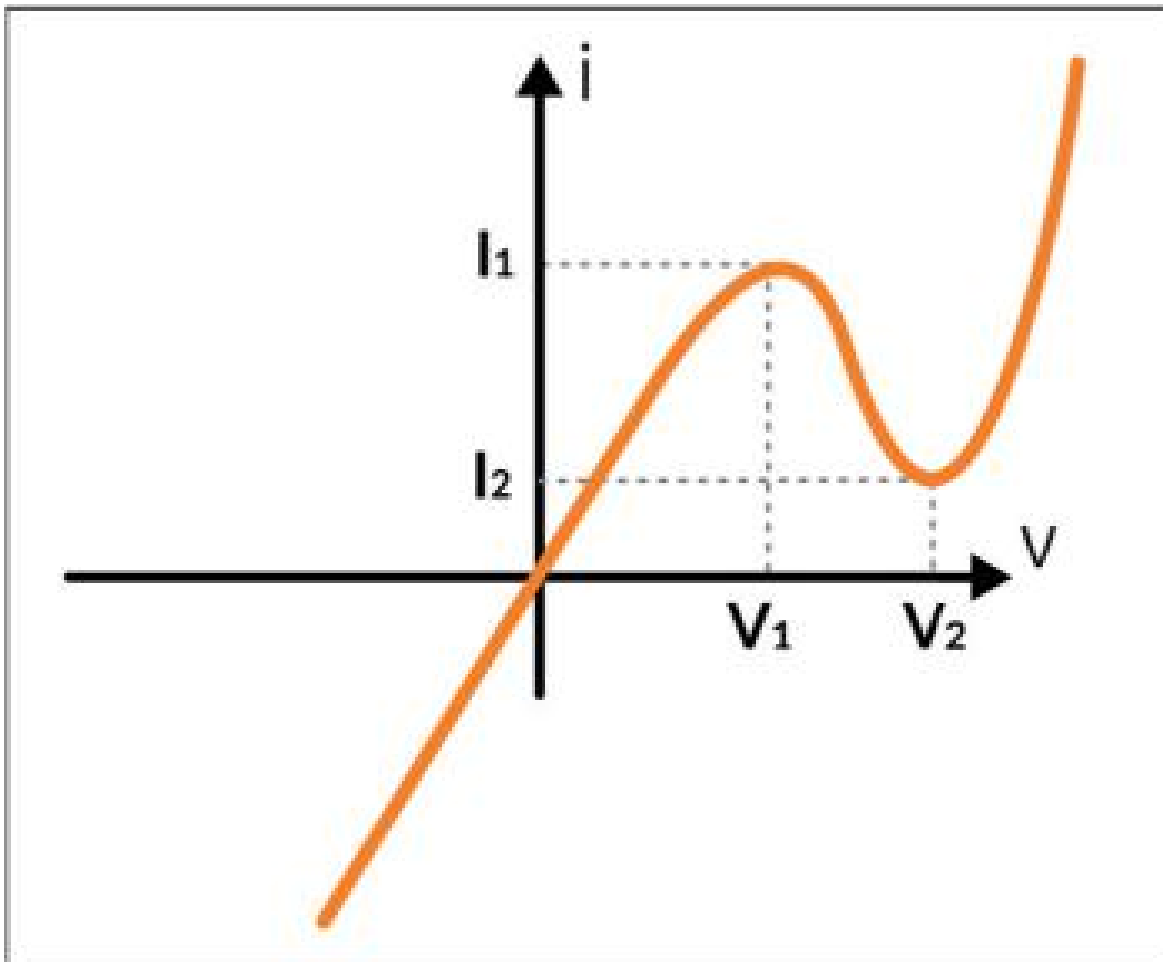


Figura 3.8 – Curva característica de un diodo túnel.

Fotodiodo

Si un fotón alcanza la unión PN de un diodo, puede suministrar energía al semiconductor y hacer que se libere un par electrón-hueco; es decir, si la luz golpea la unión, se generará una corriente proporcional a la luz recibida por el diodo. Algunos diodos se modifican para ser más sensibles y reactivos a la radiación luminosa. Estos dispositivos, denominados fotodiodos, se parecen a un led con la parte transparente muy oscura o bien con aperturas dotadas de lentes para recoger los haces de luz. Los fotodiodos se utilizan en

polarización inversa, cuando la corriente que los atraviesa es prácticamente nula, de manera que la corriente que se detecta en estas condiciones está casi generada por completo por la luz que alcanza el diodo. Se trata de dispositivos más sensibles, precisos y veloces que una fotorresistencia, y se utilizan para realizar mediciones precisas, así como en circuitos para transponder datos (por ejemplo, con las fibras ópticas).

49. Utilizar un diodo

Un diodo tiene dos modos de funcionamiento denominados polarización directa e inversa. Estudiamos su funcionamiento desarrollando algunos cálculos sencillos.

Observamos el primer esquema eléctrico que se muestra en la figura 3.9, donde tenemos un diodo polarizado directamente, conectado en serie con una resistencia. Vamos a realizar algunos cálculos para determinar el valor de la resistencia y la corriente que circula en el circuito. Supongamos que alimentamos el circuito a 5 V (V1). Tenemos una única malla, por lo que podemos escribir la ecuación:

$$V1 = V_D + V_R$$

Utilizamos la ley de Ohm y sustituimos V_R :

$$V1 = V_D + I \times R$$

En esta expresión, las únicas incógnitas son I y R . Podemos establecer el valor de la corriente I de manera que no sea excesivo para el diodo. Supongamos que utilizamos un diodo 1N4148. Si consultamos la hoja de especificaciones, podemos saber que para una tensión de polarización directa

de 0.7 V la corriente es de unos 10 mA. Con esta información podemos obtener el valor de R con algunos pasos matemáticos sencillos:

$$V_1 - V_D = I \times R$$

$$I \times R = V_1 - V_D$$

$$R = \frac{V_1 - V_D}{I}$$

Y, después, sustituyendo los valores numéricos:

$$R = \frac{(5 - 0.7) \text{ V}}{10 \text{ mA}} = \frac{4.3 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 430 \Omega$$

Si el diodo está polarizado inversamente, como se muestra en el segundo esquema eléctrico de la figura 3.9, los cálculos son todavía más sencillos, puesto que el diodo se puede equiparar a un circuito abierto y, por tanto, la corriente que circulará en el circuito será nula. La tensión en los extremos del diodo será exactamente igual a la tensión de alimentación, porque la caída de tensión sobre la resistencia será de 0 V.

Si aplicamos la ley de Ohm, vemos que:

$$V_R = I \times R = 0 \times R = 0 \text{ V}$$

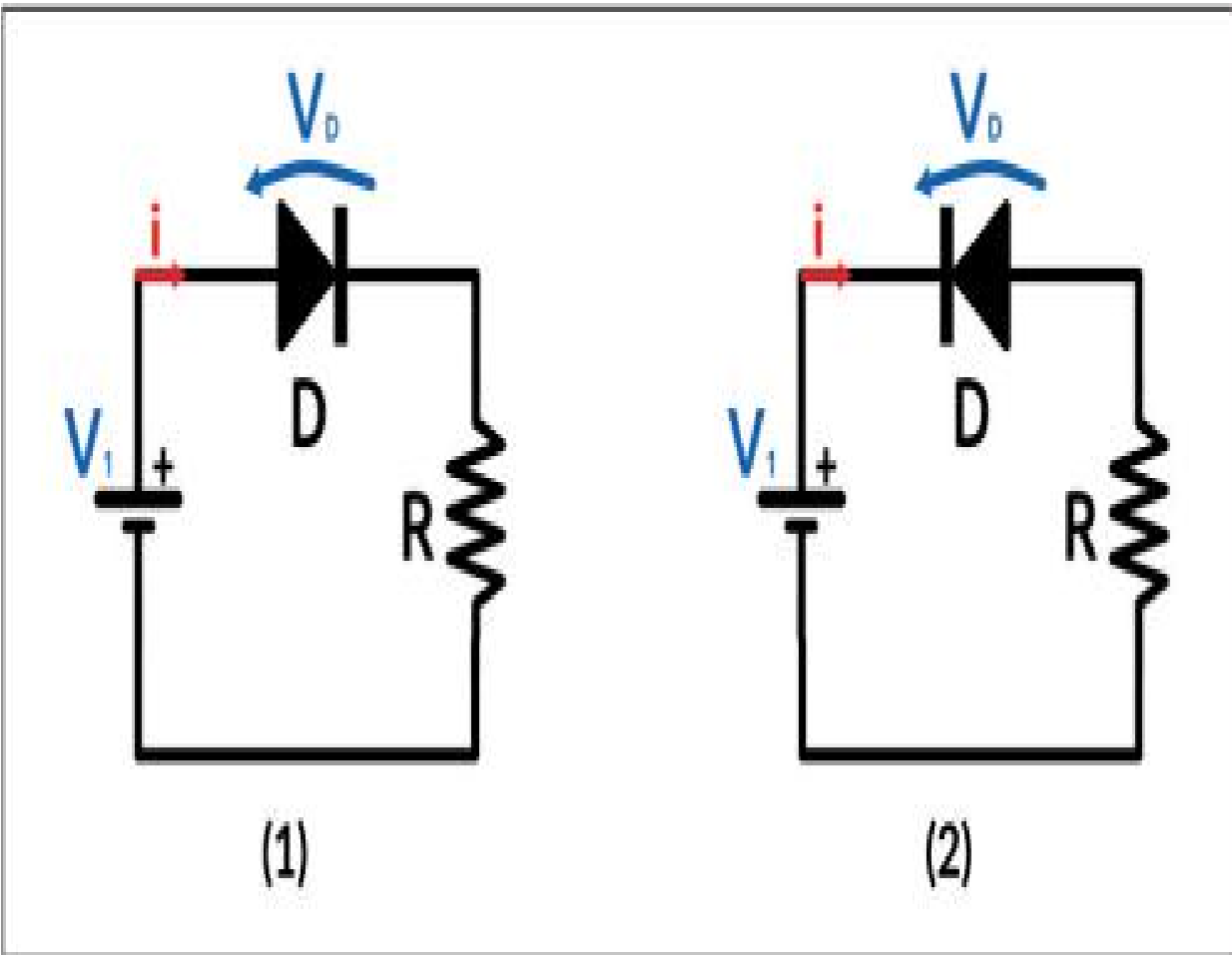


Figura 3.9 – Circuito con diodo polarizado directamente (1); circuito con diodo polarizado inversamente (2).

Se puede aprovechar la tensión de polarización directa de los diodos, que resulta bastante estable y constante, para generar referencias de tensión. Las tensiones generadas de este modo son estables, pero no muy precisas, porque dependen de la temperatura de funcionamiento. Para tener una referencia de tensión realmente fiable e independiente de la temperatura, conviene utilizar circuitos integrados diseñados para estos fines. Para aplicaciones que no son críticas, se pueden utilizar diodos conectados en serie. En la figura 3.10 podemos ver una serie de diodos en cuyos extremos podemos medir una tensión de referencia de unos 2.1 V. La tensión podrá variar en torno al valor

nominal en función de la temperatura y de la corriente que atraviesa el diodo. En este caso también es aconsejable añadir una resistencia, en serie con los diodos, para ajustar la corriente que deberá atravesarlos.

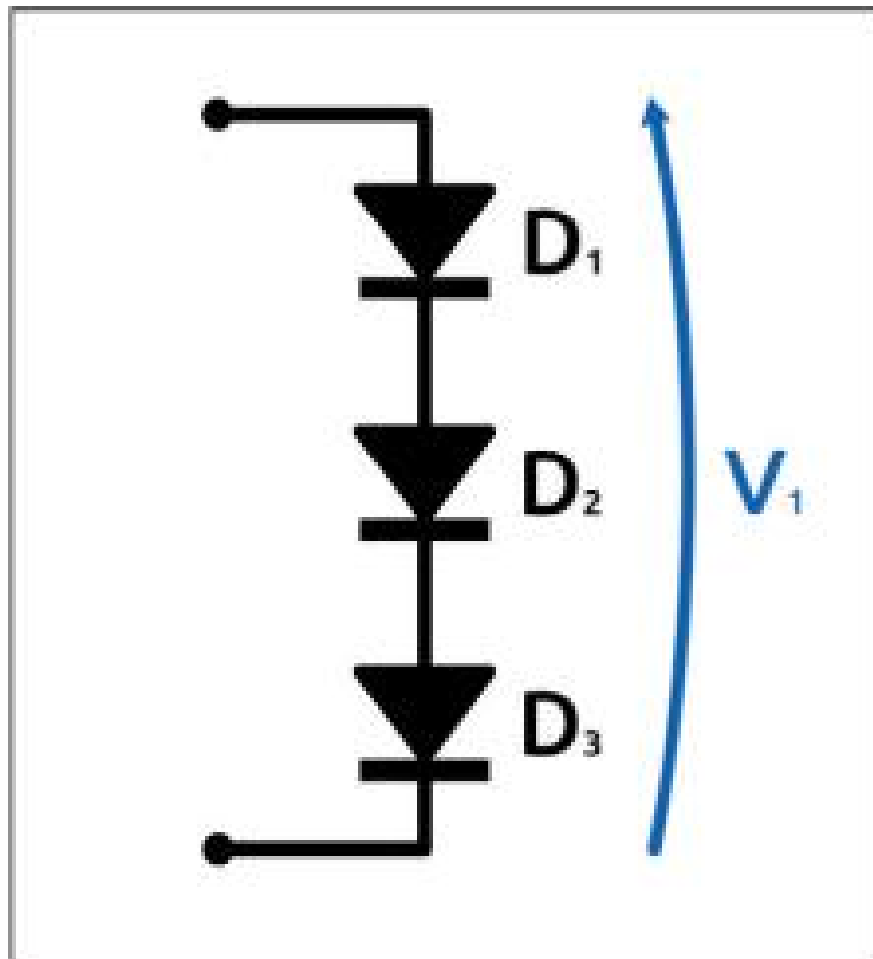


Figura 3.10 – Una serie de diodos puede ser utilizada para generar una tensión de referencia bastante estable.

50. Utilizar un diodo zener

Estudiamos un diodo zener calculando la resistencia necesaria para que funcione correctamente.

Los diodos zener se utilizan casi exclusivamente en polarización inversa. Un diodo común, en polarización inversa, no deja pasar corriente, mientras que los diodos zener, una vez superado un determinado umbral de tensión, sí que conducen. Por tanto, se pueden utilizar como simples reguladores o limitadores de tensión. Para ello, hay que realizar algún cálculo sencillo. Analizamos el circuito de la figura 3.11, donde tenemos solo un diodo zener a 4.7 V (por ejemplo, el modelo BZX55C4V7) en serie con una resistencia R1 de 39 Ω . El circuito se alimenta a 12 V (V1).

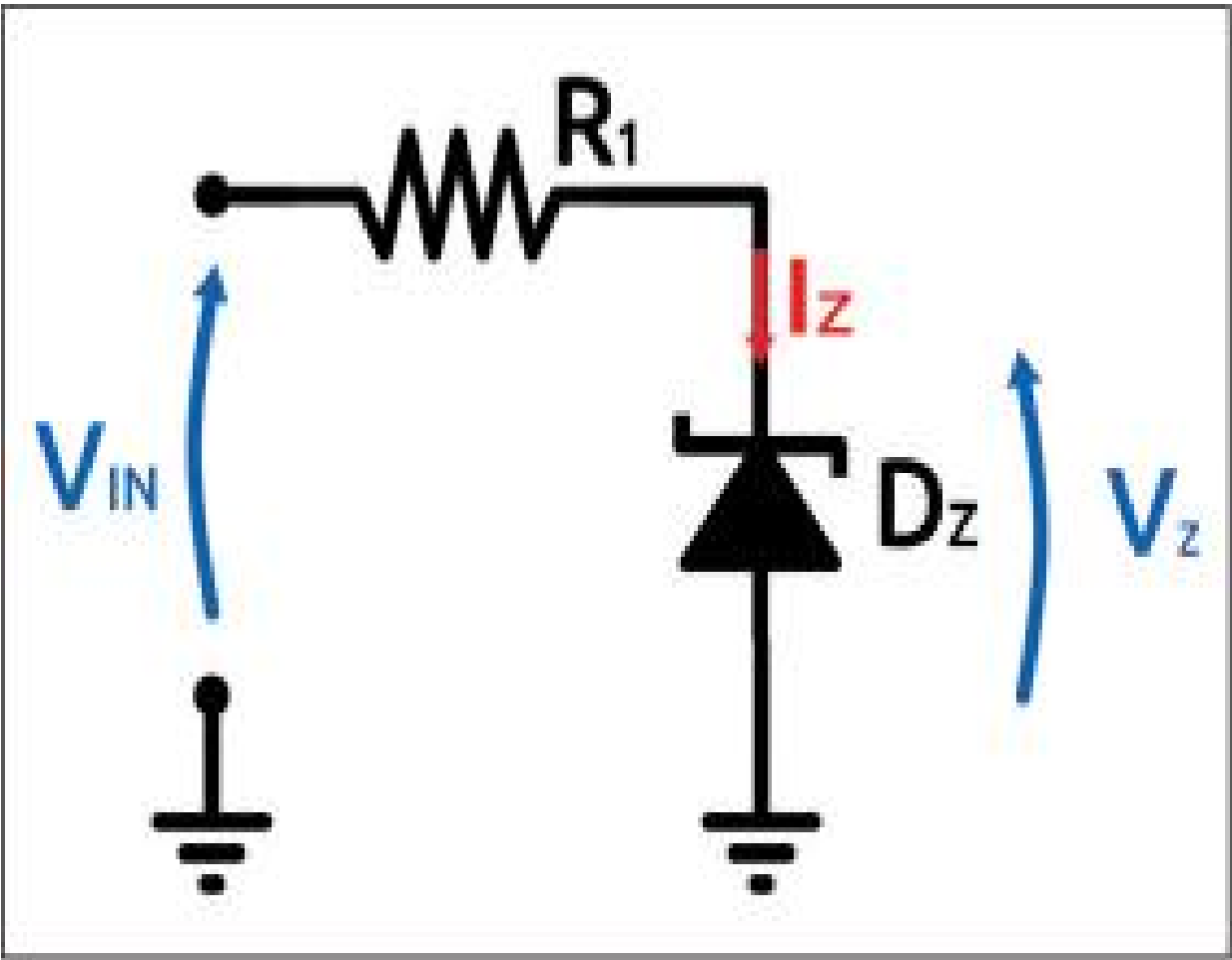


Figura 3.11 – Circuito para utilizar correctamente un diodo zener.

La ecuación de la malla única es

$$V_1 = V_R + V_Z$$

Aplicando la ley de Ohm a V_R podemos escribir:

$$V_1 = I \times R + V_Z$$

Así, obtenemos I igual que cuando trabajamos con un diodo común:

$$I = \frac{V_1 - V_Z}{R}$$

Sustituimos los valores recordando que la V_Z es la tensión de zener del diodo BZX-55C4V7 y es igual a 4.7 V.

$$I = \frac{V - V_Z}{R} = \frac{12 - 4.7}{390} = 0.0187 \text{ A} = 18.7 \text{ mA}$$

El diodo zener debe ser capaz de soportar una potencia igual a:

$$P_Z = V_Z \times I = 4.7 \times 0.0187 = 0.0879 \text{ W}$$

El diodo BZX55C4V7 soporta solo 0.5 W de potencia y, por tanto, el circuito tendrá una vida breve. Vamos a intentar recalcularlo teniendo en cuenta la máxima potencia que puede soportar el diodo. En este caso, partiendo de la potencia del diodo zener, obtendremos la corriente y, después, la resistencia.

Así, sabiendo que la potencia máxima que puede soportar el zener es de 0.5 W (la consultamos en las especificaciones), la dividimos entre dos (250 mW o 0.25 W) para estar seguros de tener un buen margen de seguridad, y escribimos:

$$P = V_Z \times I_Z = 0.25 \text{ W}$$

de donde obtenemos la corriente:

$$I_Z = \frac{P}{V_Z} = \frac{0.25 \text{ W}}{4.7 \text{ V}} = 0.053 \text{ A}$$

Ahora utilizaremos esta corriente para determinar el valor de la resistencia R1 en los extremos de la cual vemos una diferencia de potencial igual a la tensión de alimentación menos la tensión del diodo zener. Por tanto, por la ley de Ohm tenemos:

$$R_1 = \frac{(V - V_z)}{I_z} = \frac{(12 - 4.7)V}{0.053A} = 137.7\Omega$$

Para la resistencia, el valor comercial que más se acerca al calculado es 120 o 150 Ω . Elegimos el valor más elevado para que la corriente sea más baja que la prevista. Después, volvemos a calcular la corriente que circulará en el diodo:

$$I = \frac{(V - V_Z)}{R} = \frac{(12 - 4.7)V}{150\Omega} = 0.048A = 48mA$$

En esta situación, la potencia disipada en el diodo zener será de 229 mW, muy por debajo de su valor nominal. Conviene comprobar también la potencia disipada por la resistencia R1, que podrá calcularse con la siguiente fórmula:

$$P1 = IZ^2R1 = (0.048)^2 \times 150\Omega = 0.346W = 346mW$$

Para no dañar el resistor tendremos que utilizar uno capaz de disipar, como mínimo, el doble de la potencia calculada (692 mW) y adoptar uno de 1 W de potencia, también como mínimo.

Los cálculos y las consideraciones que hemos desarrollado hasta ahora se refieren a un caso muy concreto donde no existe ninguna carga conectada al circuito. Raramente se trabaja en una situación así, a menos que el circuito sirva para generar una tensión de referencia tomada a partir de una fase con una impedancia de entrada muy alta y, por tanto, que no robe corriente al circuito, al modificar su comportamiento.

Con un diodo zener como simple estabilizador de tensión, debemos tener en cuenta la carga que vamos a conectar. Suponiendo que la carga sea resistiva, nos encontraremos en la situación que se muestra en la figura 3.12.

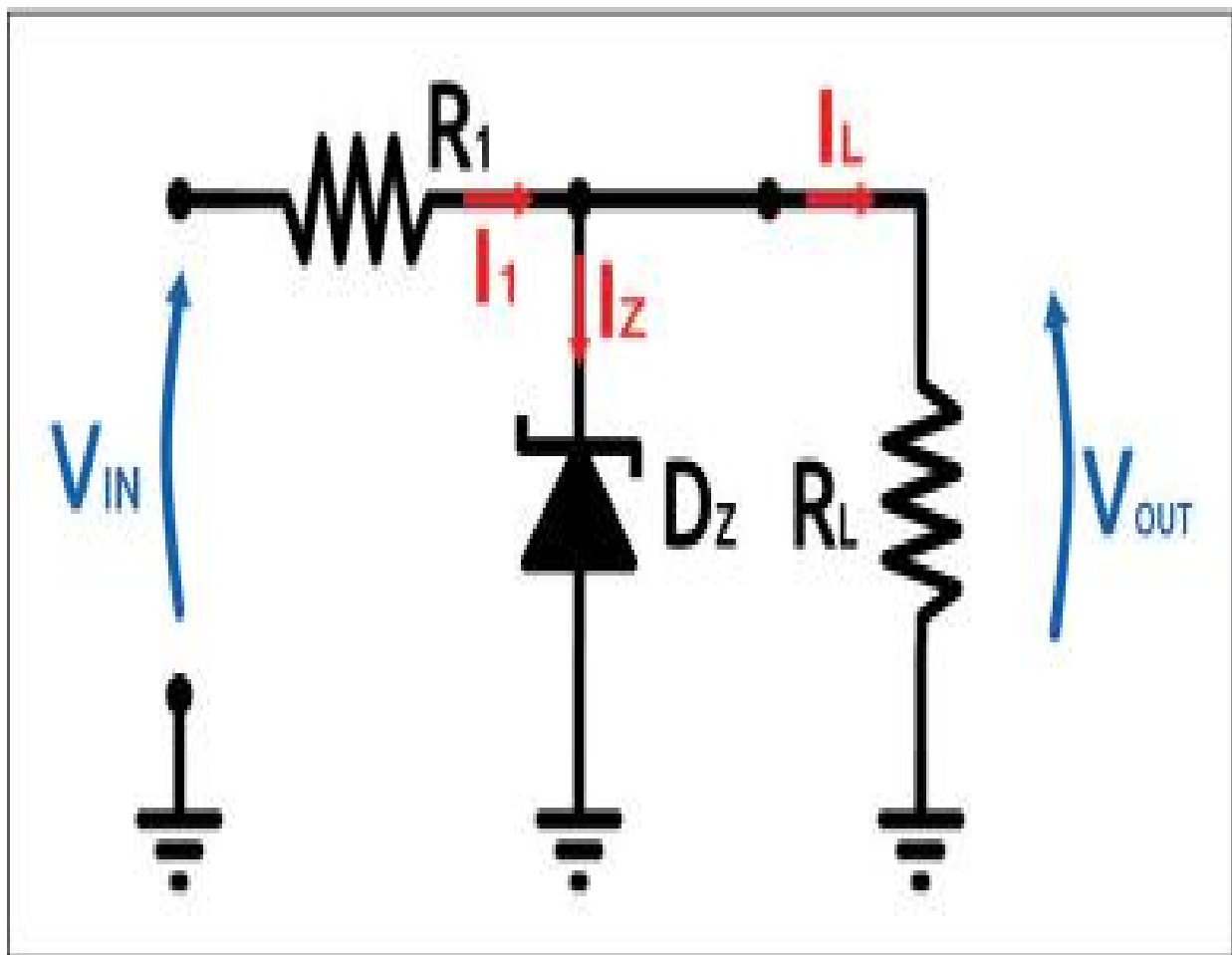


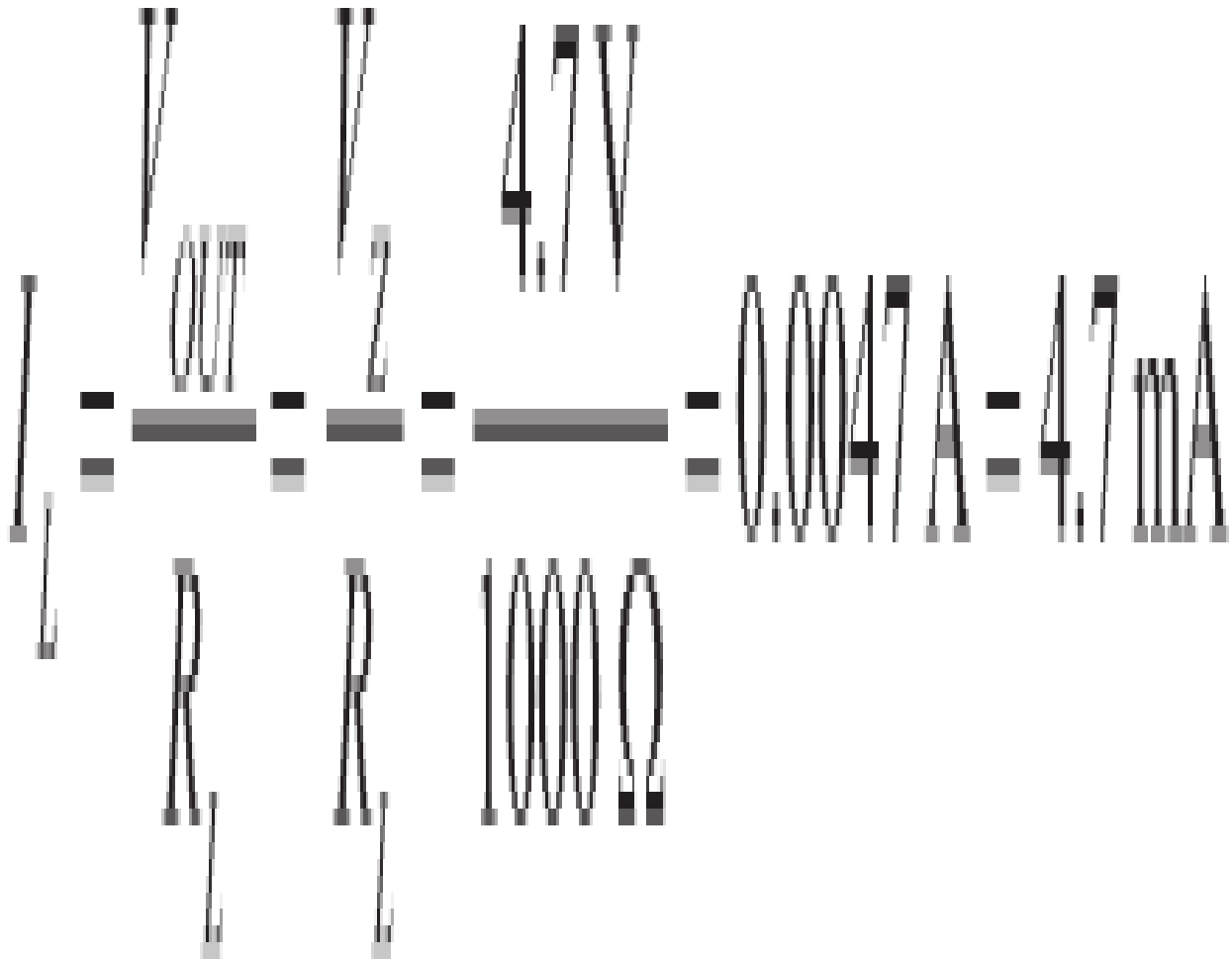
Figura 3.12 – Circuito con diodo zener y carga resistiva.

Parte de la corriente que atraviesa la resistencia $R1$ pasará en el diodo zener, mientras que cualquier otra circulará por la carga conectada. Vamos a tratar de analizar esta nueva situación suponiendo que conectamos una resistencia de $1000\ \Omega$. Las consideraciones que hemos visto en la figura 3.11 no son inútiles, sino importantes, porque, en el momento en que desconecten la carga del circuito, se encontrarán precisamente en el caso descrito anteriormente y, si $R1$ no se ha adaptado de forma correcta, podríandañar el diodo zener.

Supongamos que la tensión de alimentación del circuito todavía es de 12 V y que $R1$ es igual a $150\ \Omega$. Podemos calcular la corriente $I1$ que atraviesa $R1$ teniendo en cuenta que en los extremos de la resistencia tenemos, por un lado, la tensión de 12 V proporcionada por la alimentación y, por otro, 4.7 V del diodo zener.

$$I = \frac{(V_i - V_z)}{R} = \frac{(12 - 4.7) \text{ V}}{150 \Omega} = 0.048 \text{ A} = 48 \text{ mA}$$

La I_1 se divide: una parte fluye en el diodo zener y la otra, en la resistencia de la carga. Podemos calcular la corriente que fluye en la carga porque la tensión en los extremos de la carga es, precisamente, la tensión del diodo zener, por lo que:



Así, por diferencia, obtenemos la corriente que circula en el diodo zener:

$$I_Z = I_I - I_L = (48 - 4.7) \text{ mA} = 43.3 \text{ mA}$$

La corriente en el diodo es un poco inferior a la que hemos calculado en el caso de que el circuito no tenga carga, por lo que la potencia que deberá disipar será inferior a la nominal y no hay riesgo de daños. Como hemos visto, la situación más crítica es siempre aquella en que desconectamos la carga, pues toda la corriente disponible pasa a través del diodo zener.

Obviamente, cuanto menor es la resistencia de carga, mayor será la corriente absorbida. A un cierto punto, si la corriente de la carga es demasiado elevada y, por tanto, la del diodo zener es demasiado baja, el zener sufrirá una caída de tensión.

Los diodos zener son adecuados para realizar simples reguladores de tensión siempre que el circuito que alimentan no varíe con el tiempo sus condiciones. En estos casos, es mejor utilizar estabilizadores de tensión integrados (por ejemplo, LM78xx).

51. Probar un diodo

Los diodos se pueden dañar si se superan sus condiciones operativas máximas. Podemos comprobar con facilidad su estado mediante un tester o un multímetro.

Los diodos son componentes bastante fuertes, pero podrían dañarse debido a algún cálculo erróneo o a un accidente. Sobretensiones o cortocircuitos accidentales pueden hacer que la corriente que atraviesa el diodo supere el valor máximo o que la tensión aplicada sea demasiado elevada. En estos casos, el diodo queda dañado y se interrumpe o convierte en un cortocircuito. Los daños no siempre son evidentes, a menudo no se detectan signos superficiales que nos puedan hacer dudar. El sistema más rápido para probar un diodo es utilizar un simple tester o multímetro. Los multímetros modernos están dotados de la función Prueba de diodos, que proporciona una medida de la tensión detectada en la unión PN (normalmente en milivoltios). Para comprobar si su tester cuenta con esta función, busquen el símbolo del diodo en el selector de medidas. Después, ajusten el selector en la posición para la prueba de diodos y conecten las sondas de manera que la negra se encuentre en la entrada COM y la roja, en la entrada para la comprobación de diodos (normalmente es la misma que se utiliza para medir resistencias y tensiones). Al colocar las sondas en los terminales del diodo de manera que la sonda negra esté en el cátodo y la roja en el ánodo, deberían leer en la pantalla del multímetro la tensión detectada en la unión o un valor proporcional a la lectura (figura 3.13). Si invirtieran las sondas, es decir, si tocaran con la sonda roja el cátodo y con la negra, el ánodo, deberían obtener la lectura de circuito abierto o resistencia infinita (figura 3.14). La lectura depende del modelo del tester utilizado.



Figura 3.13 – Comprobación de un diodo con un multímetro con función Prueba de diodos. En la pantalla leemos el valor en milivoltios de la tensión detectada en la unión PN.



Figura 3.14 – Comprobación de un diodo: al invertir las sondas, se debería detectar un circuito abierto.

Si el diodo estuviera dañado, podrían detectar un cortocircuito tanto en un sentido como en el otro, o bien un circuito abierto. Los casos intermedios son muy raros, pero igualmente pueden ocurrir: el diodo podría aparecer como una simple resistencia. En caso de indecisión, no duden en sustituirlo. A veces, los diodos que hay que comprobar se encuentran soldados sobre un circuito. Para no falsear la lectura, es recomendable desconectar o desoldar, como mínimo, uno de los terminales del componente.

También se puede comprobar el diodo con un ohmímetro, ajustándolo sobre el valor adecuado, de manera que la tensión proporcionada por el tester para la medida de la resistencia baste para polarizar directamente el diodo.

Para comprobar un diodo zener, deben asegurarse de que el diodo presente la polarización correcta y que conduzca en un único sentido.

Después deberían comprobar si el diodo es capaz de proporcionar la tensión de zener correcta cuando está polarizado inversamente. Para esta comprobación es preciso adquirir un tester específico, o bien construir un simple circuito para alimentar el diodo en polarización inversa. Con un voltímetro, podrán comprobar si la tensión que existe es igual a la nominal del componente.

52. Cómo funciona un puente de diodos

Un puente de diodos puede rectificar una tensión sinusoidal y producir una serie de semiondas positivas. Los puentes de diodos se utilizan mucho en todos los circuitos de alimentación.

Al combinar cuatro diodos, podemos construir un puente rectificador (o puente de Graetz), un circuito muy utilizado en las placas electrónicas para convertir una tensión alterna en una secuencia de semiondas positivas.

Encontramos los puentes rectificadores en la fase de entrada de muchos alimentadores estabilizados, también de tipo switching. La configuración de los diodos se muestra en la figura 3.15. Los diodos combinan las dos semiondas, girando la negativa y combinándola con la positiva. El puente rectificador de diodos se conecta normalmente a un transformador que reduce la tensión de red. La configuración tiene un pequeño defecto: reduce la tensión unos 1.4 V.

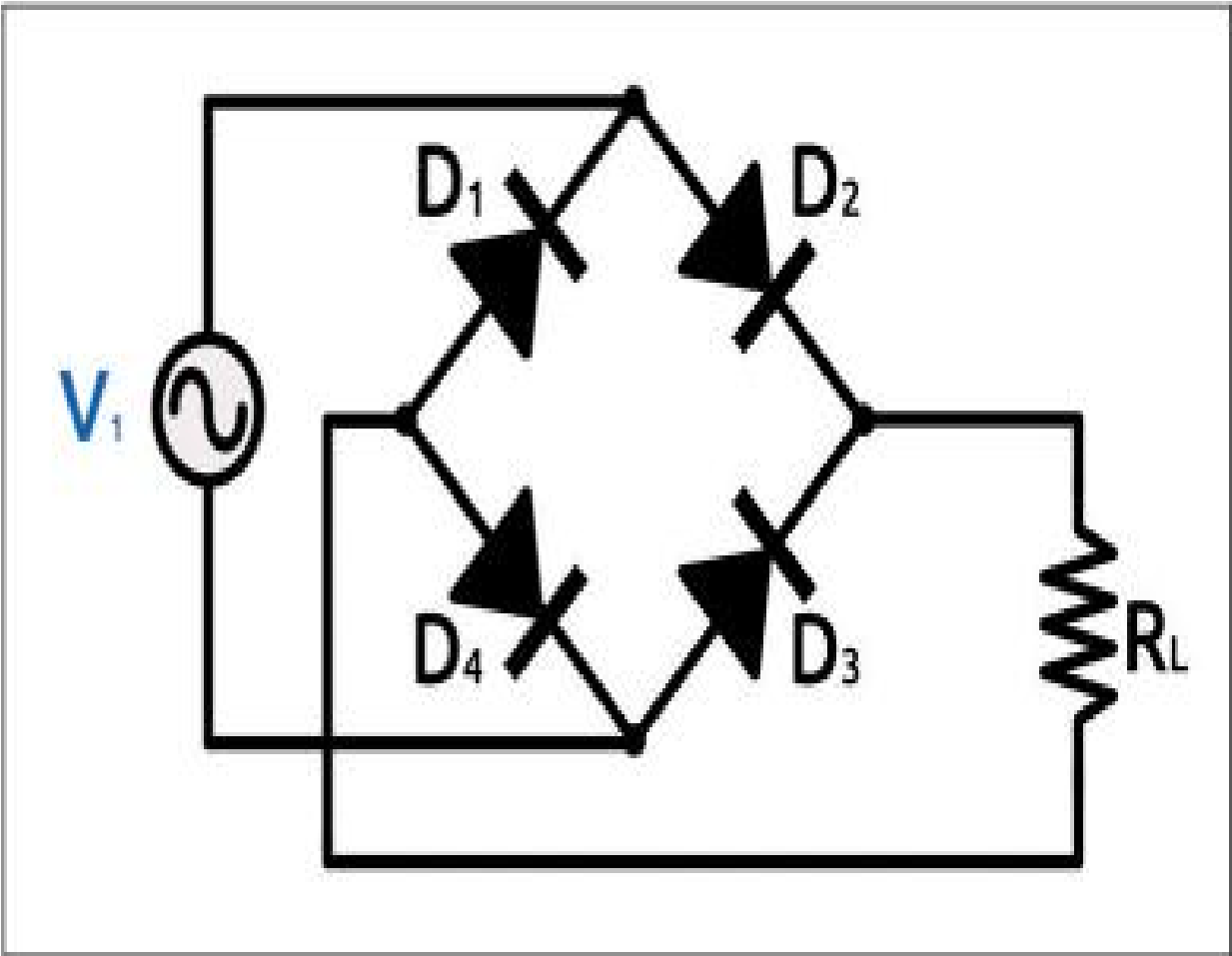


Figura 3.15 – Disposición de 4 diodos para formar un puente rectificador o puente de Graetz.

El funcionamiento del puente es bastante intuitivo si seguimos el flujo de la corriente durante las dos semiondas. Si observamos la figura 3.16 (1), vemos que, durante la semionda positiva, la corriente sale del lado superior del generador V_1 y, cuando llega al puente, solo puede entrar en el diodo D_2 , es decir, atravesar la carga R_L para regresar más tarde al generador atravesando el diodo D_4 . El circuito realmente seguido se muestra en la sección (3) de la figura 3.16 y podemos observar que la tensión V_1 se reduce por la caída de tensión de los dos diodos, que es igual a dos veces 0.7 V con un total de 1.4 V .

Cuando la tensión de alimentación V_1 pasa a ser negativa, la corriente sale del lado inferior del generador, entra en el diodo D_3 , atraviesa la carga RL y después regresa al generador a través de D_1 . En la sección (4) podemos observar el recorrido que ha seguido la corriente y aquí también detectamos una caída de tensión de 1.4 V. En el diagrama (5) de la figura 3.16 vemos la forma de onda original (gris) y cómo el puente la rectifica.

Se puede realizar un puente rectificador combinando cuatro diodos simples (por ejemplo, 1N4005 o similares) o bien se pueden adquirir componentes compactos dotados de cuatro pines y listos para ser usados. Los pines de entrada de un puente rectificador están marcados normalmente con una $\sim$, mientras que los de salida se pueden identificar con un $+$ y un $-$.

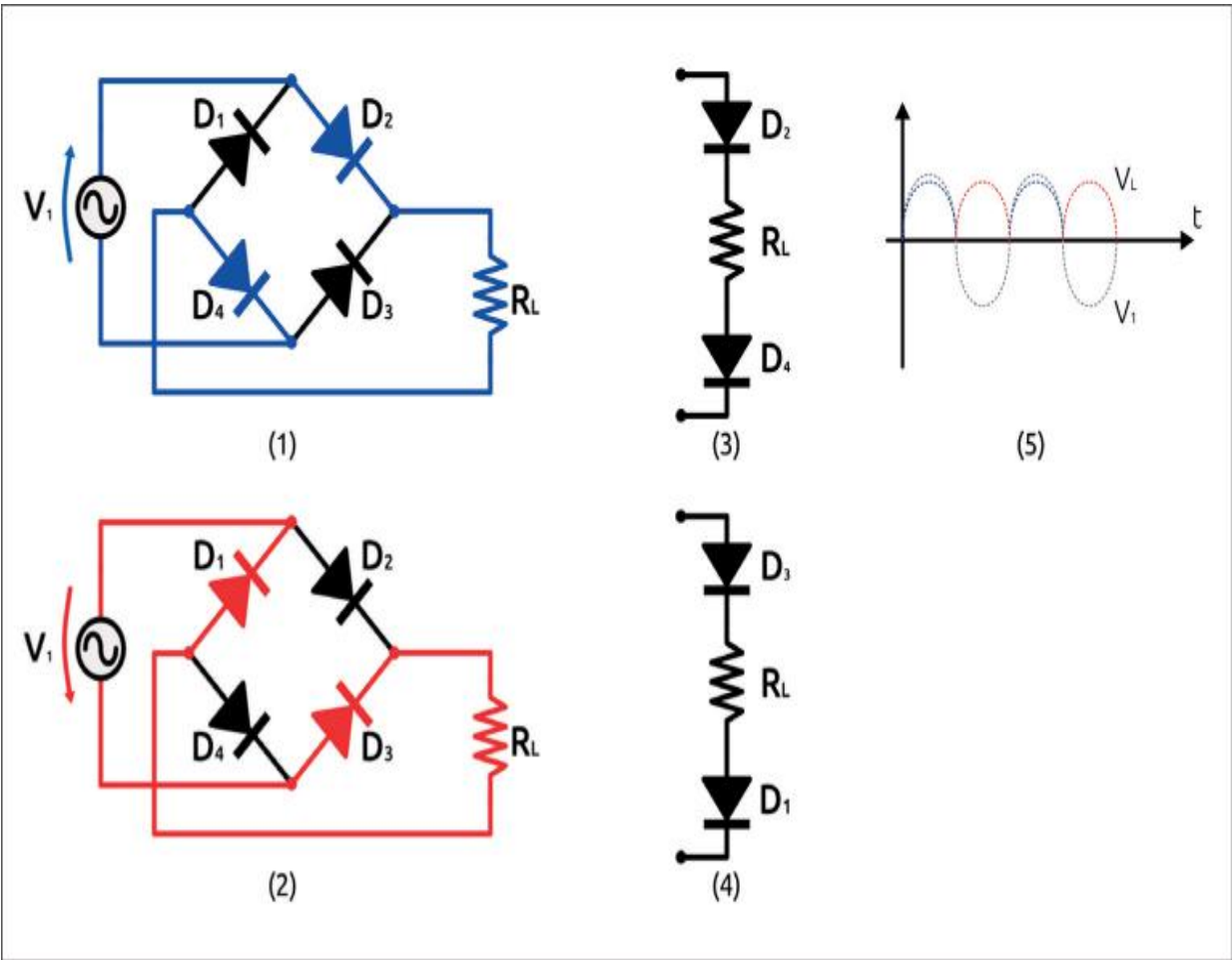


Figura 3.16 – La corriente atraviesa el puente circulando solo en dos diodos a la vez durante la semionda positiva (1) y en la negativa (2). Representación reducida de los diodos atravesados (3) y (4), y diagrama con la tensión en la entrada y en la salida del puente (5).

53. Proteger las entradas de alimentación

Los diodos se pueden utilizar para proteger las entradas de alimentación de un circuito y evitar así inversiones de polaridad.

Los diodos dejan pasar la corriente en una única dirección. Debido a esta propiedad, pueden ser utilizados para proteger los circuitos y evitar que, sin querer, se alimenten al invertir la tensión y hacer circular la corriente en sentido contrario. Si en el circuito hay circuitos integrados o microcontroladores, una inversión de polaridad puede ser muy dañina. La solución más sencilla para proteger un circuito consiste en insertar en la entrada del circuito, inmediatamente después del fusible de protección, un diodo adecuado. El diodo se elegirá en función de la corriente directa máxima que puede atravesarlo y de la tensión inversa que puede soportar. En caso de inversión de polaridad, el diodo se comportará como un circuito abierto y evitará que la corriente pueda entrar en el circuito.

Con un diodo común, debemos tener en cuenta la caída de tensión medida en sus extremos, de unos 0.7 V, así como la corriente que lo atravesará. Conocer la corriente es importante porque el diodo debe disipar potencias notables. Un diodo común como el modelo 1N4005 puede soportar una corriente de 1 A. La caída de tensión puede llegar a 1 V, lo que provoca que la potencia que el diodo debe disipar sea de 1 W.

En estos casos, podríamos pensar en utilizar un diodo schottky, que tiene una caída de tensión mucho más baja. Cuando este tipo de diodos es atravesado por fuertes corrientes, presenta una caída de tensión que va de 0.3 a 0.5 V. Si

tenemos una corriente de 1 A, deberíamos utilizar un diodo capaz de disipar una potencia de 0.5 W.

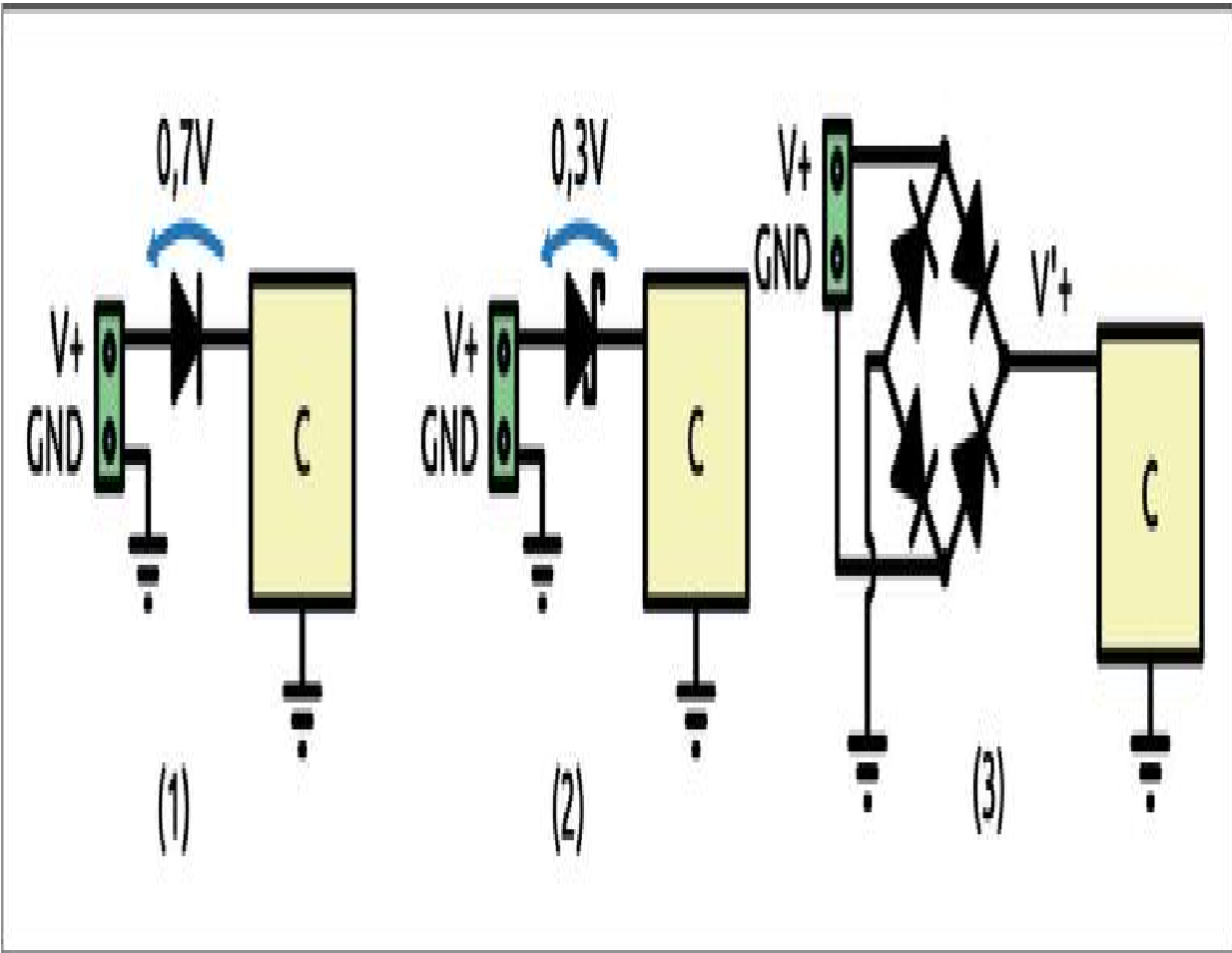


Figura 3.17 – Algunos sistemas para evitar las inversiones de corriente en un circuito: diodo simple (1), con diodo schottky (2) o con puente rectificador (3).

Un sistema sencillo e ingenioso para evitar una posible inversión de tensión es utilizar un puente rectificador situado inmediatamente después de los terminales de alimentación del circuito, aunque este se alimente en corriente continua. Como ya hemos visto, los puentes rectificadores pueden invertir una tensión y hacer que en sus terminales de salida siempre se encuentre

orientada de forma correcta. Por tanto, podemos alimentar el circuito conectando la alimentación indiferentemente en los dos terminales de entrada. Aunque la polaridad se invierta, en los terminales de salida del puente siempre tendremos el positivo y el negativo orientados correctamente. Para evitar malos funcionamientos, debemos proporcionar solo una tensión nominal ligeramente mayor, porque, como ya hemos visto, el puente rectificador toma unos 1.4 V de los dos diodos en serie recorridos por la corriente.

Para proteger una entrada de alimentación ante sobretensiones, se pueden utilizar unos diodos especiales denominados TVS (Transient Voltage Suppression) o transil. Estos diodos son especiales y se comportan como un doble diodo zener. Cuando ocurre un pico de tensión imprevisto, lo limitan muy rápidamente y evitan que este se propague por el circuito. Estos diodos no evitan inversiones de polaridad, sino que se comportan de forma similar a los varistores, y bloquean los transistores. Los hay tanto de tipo bidireccional como unidireccional. A veces, también pueden estar conectados en paralelo a la bobina de un relé para anular los picos transitorios.

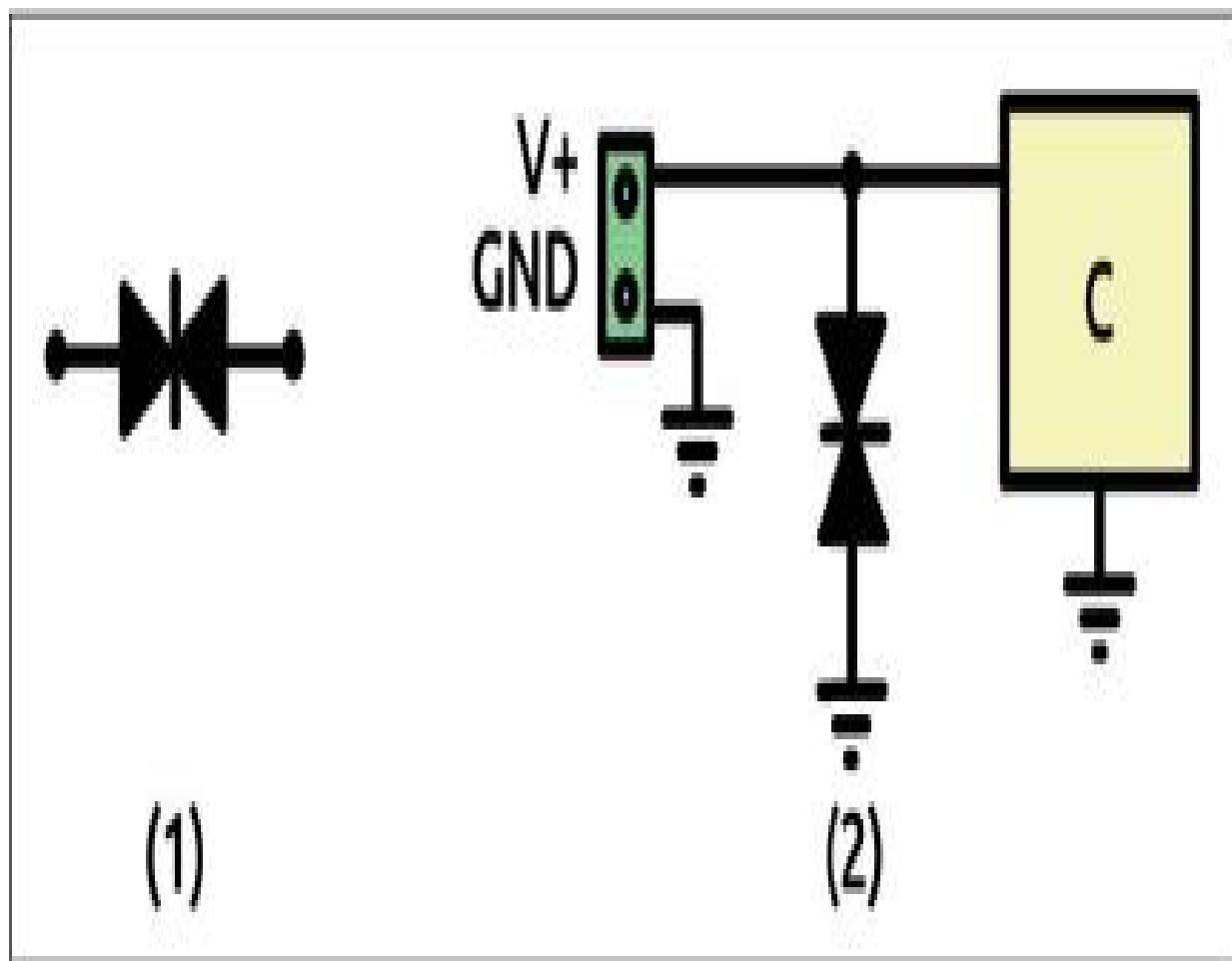


Figura 3.18 – Símbolo (1) y ejemplo de uso de un TVS (2).

También podemos proteger la entrada de alimentación añadiendo un MOSFET de tipo enriquecimiento de canal P. El MOSFET permite el paso de la corriente solo si la tensión se aplica correctamente; de no ser así, se comporta como un circuito abierto. Más adelante veremos cómo realizar este tipo de protección.

54. Proteger las entradas digitales con diodos

Un circuito digital o con microcontrolador está dotado de varias entradas que pueden recibir ruido o señales espurias que podrían dañar el circuito o provocar un mal funcionamiento. Descubrimos algunas técnicas de protección que también utilizan diodos.

A menudo, los diodos se utilizan para proteger las entradas de los circuitos digitales, pues son muy sensibles a los ruidos que pueden llegar de cables o conexiones externas. Un circuito digital, controlado en ocasiones por un microcontrolador, puede verse afectado por malos funcionamientos y falsas señales cuando está situado en un entorno ruidoso, como en instalaciones industriales o en maquinarias que utilizan motores o accionamientos que producen ruido, perturbaciones y saltos de tensión.

En estas situaciones, incluso un sencillo pulsador conectado mediante una larga línea a la placa principal puede recoger perturbaciones muy molestas que, en el mejor de los casos, pueden producir falsos contactos, pero que, en otras ocasiones, podrían llegar a dañar el circuito de forma irreparable.

Los diseñadores más expertos añaden componentes pasivos o diodos a las terminales de entrada de las placas.

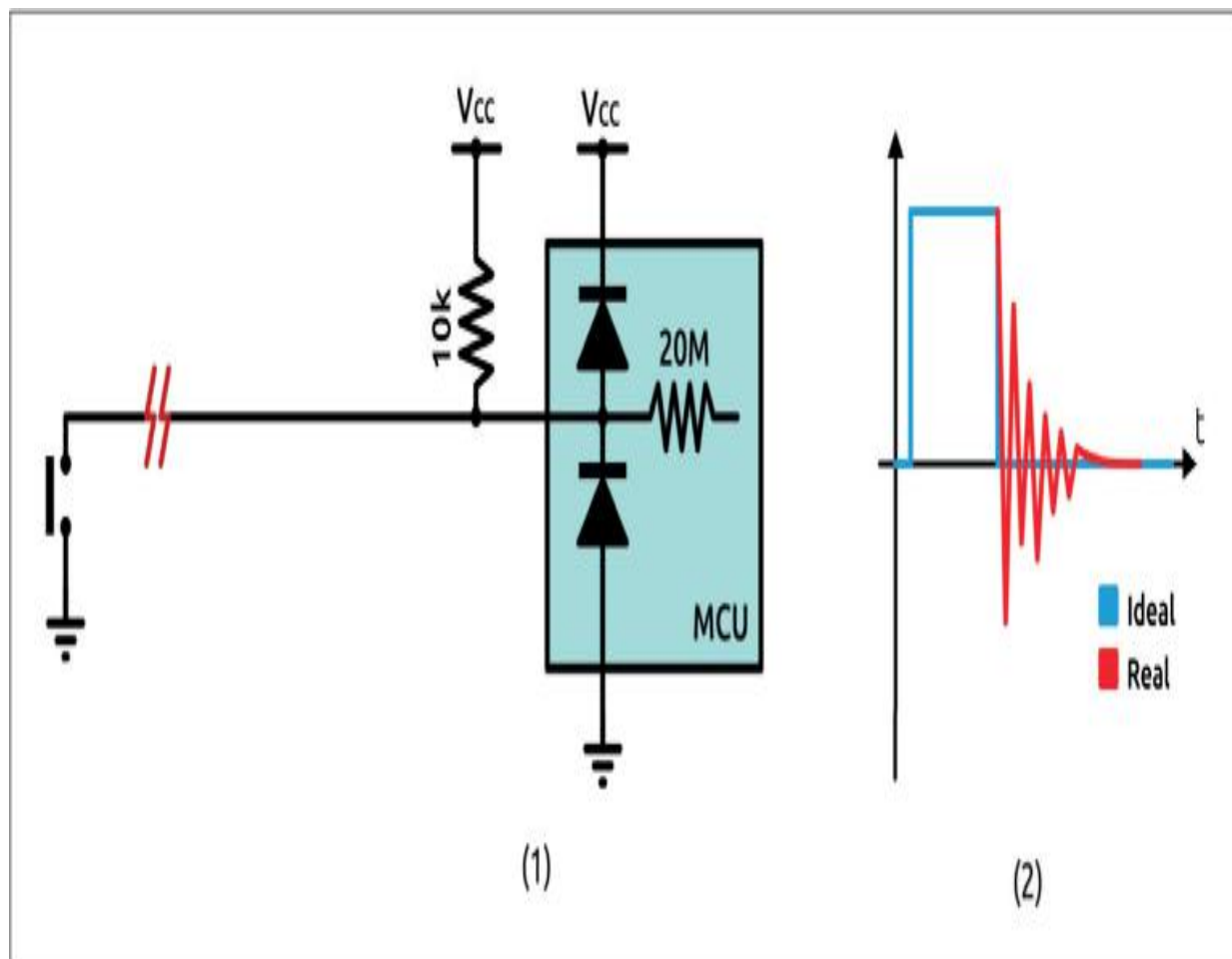


Figura 3.19 – Un pulsador conectado a la entrada de un microcontrolador digital puede recoger perturbaciones que hacen enloquecer al microcontrolador y, en ciertos casos, pueden incluso dañarlo (1). El gráfico muestra la señal que desearíamos recibir y la que realmente se recibe (2).

Una situación típica es aquella en que un pulsador se encuentra conectado a la entrada de un microcontrolador con un cable.

En la figura 3.19 se muestra un pulsador conectado en pull-up a un microcontrolador mediante una resistencia de una decena de kilohmios.

Esta es una situación común cuando se trabaja, por ejemplo, con Arduino. El resistor mantiene el pin de Arduino en el estado alto y la pulsación del botón se detecta cuando se cierra el contacto y el pin se lleva a GND. El cable dentro de una maquinaria puede tener una longitud de centímetros a metros y se comporta como un inductor. Al pulsar el botón, se pueden producir ruidos y perturbaciones que llegan directamente al microcontrolador. La simple pulsación del botón puede crear un impulso que oscila y asume también valores negativos.

Normalmente, los circuitos integrados tienen diodos de protección interna para limitar y anular las perturbaciones. Por desgracia, si las perturbaciones son demasiado elevadas o tienen una duración excesiva, pueden dañar los diodos internos.

Los diodos internos tienen una tensión de polarización directa de 0.5-0.7 V. Para protegerlos, podemos añadir un par de diodos schottky externos que tienen una tensión de polarización más baja y que, por tanto, intervienen antes que los internos. Si los impulsos de corriente que alcanzan los diodos externos fueran demasiado elevados, sería oportuno añadir una resistencia para limitar la corriente o bien elegir diodos que puedan soportar pequeños picos de corriente.

También podemos insertar en la entrada una resistencia con un valor de un centenar de ohmios, la cual limita la corriente que puede alcanzar el microcontrolador. La resistencia puede estar acompañada de un condensador de una decena de nanofaradios. Resistencia y condensador crean un filtro paso bajo que interviene anulando los ruidos más allá de determinadas frecuencias. El condensador debe elegirse con atención, porque podría filtrar también señales que, por el contrario, nos interesa recibir. Para determinar el valor de R_1 y de C , existe la siguiente regla empírica:

1. identifiquen la señal más rápida que llegará a la entrada (por ejemplo, 1 KHz);
2. determinen su periodo como el inverso de la frecuencia (1 ms);
3. tengan en cuenta la amplitud del borde ascendente (t_s) de la señal que se puede obtener empíricamente de 1 centésima parte del periodo total ($1 \text{ ms}/100 = 0.010 \text{ ms}$ o 10 ns);
4. elijan un valor para la resistencia R_1 (de 100 a 1000Ω) igual a no más de $1/10$ de la resistencia de pull-up (por ejemplo, $1 \text{ k}\Omega$);
5. extraigan C con la fórmula empírica:

$$C = \frac{t_s}{2.2 \times R}$$

En nuestro caso, C vale unos 4.5 nF y, por tanto, podríamos utilizar un condensador de 10 nF.

Cuando el pin que se desea detectar esté conectado en pull-down, podemos inventar una solución similar utilizando diodos y filtros paso bajo. En maquinaria industrial, es frecuente encontrar tensiones más altas que los 5 V utilizados por lógica. Las tensiones más comunes son de 24 y 12 V, porque se ven menos afectadas por el ruido: una interferencia sobre una señal de 5 V es más relevante respecto al mismo ruido sobre una señal a 24 V. Si el pulsador que se debe controlar está contenido en pull-down, probablemente el botón cerrará el contacto hacia una tensión positiva distinta de los 5 V. En este caso, también es necesario volver a condicionar la señal llevándola hasta una tensión más baja. Podemos limitar la tensión en la entrada con un diodo

zener de 4.7 V. En la figura 3.21 se muestra una posible solución, en la cual vemos de nuevo un diodo schottky y el filtro RC. El diodo zener limita las posibles sobretensiones.

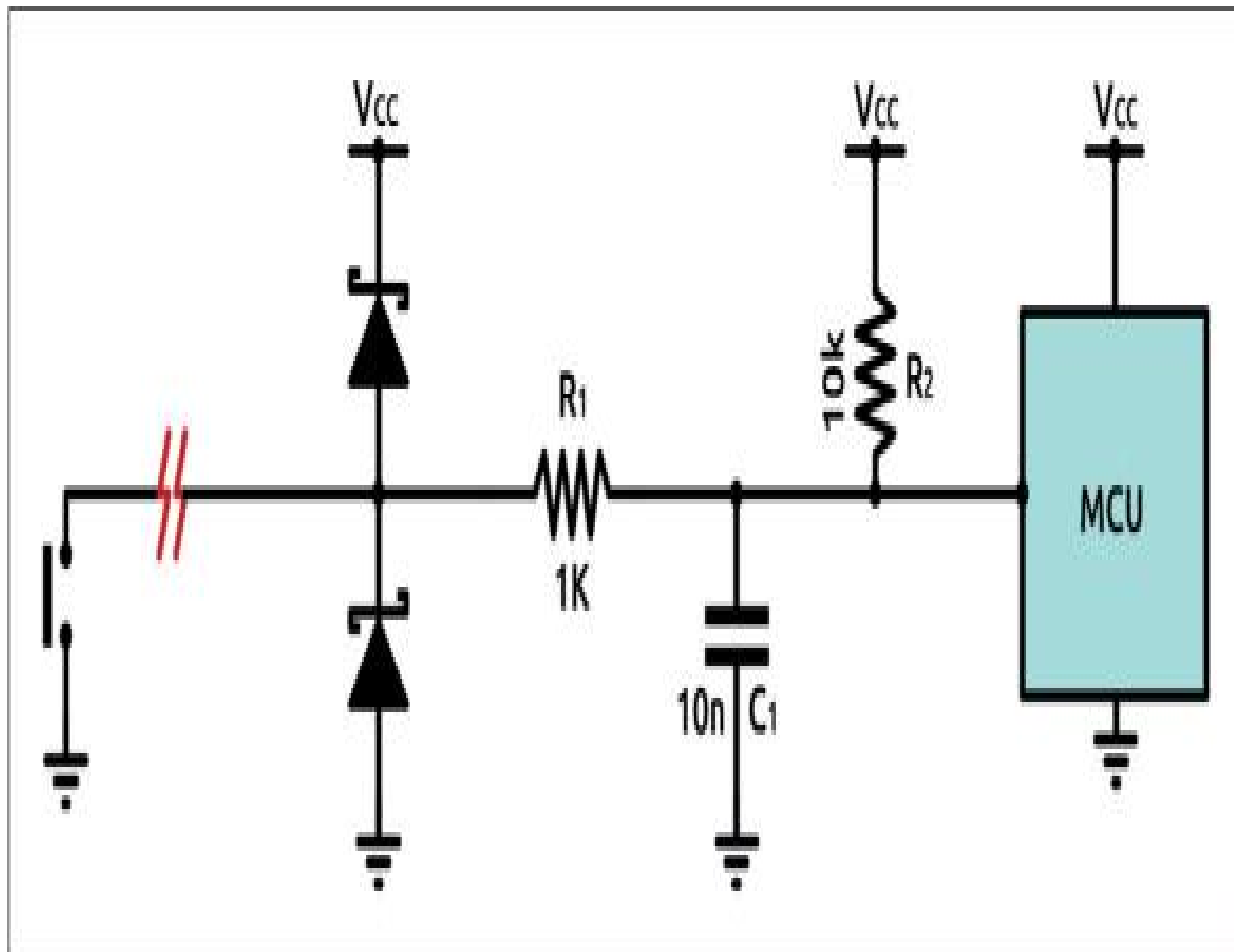


Figura 3.20 – Para limitar los ruidos interceptados por un pulsador conectado con resistencia de pull-up, se pueden conectar diodos schottky externos y un filtro paso bajo.

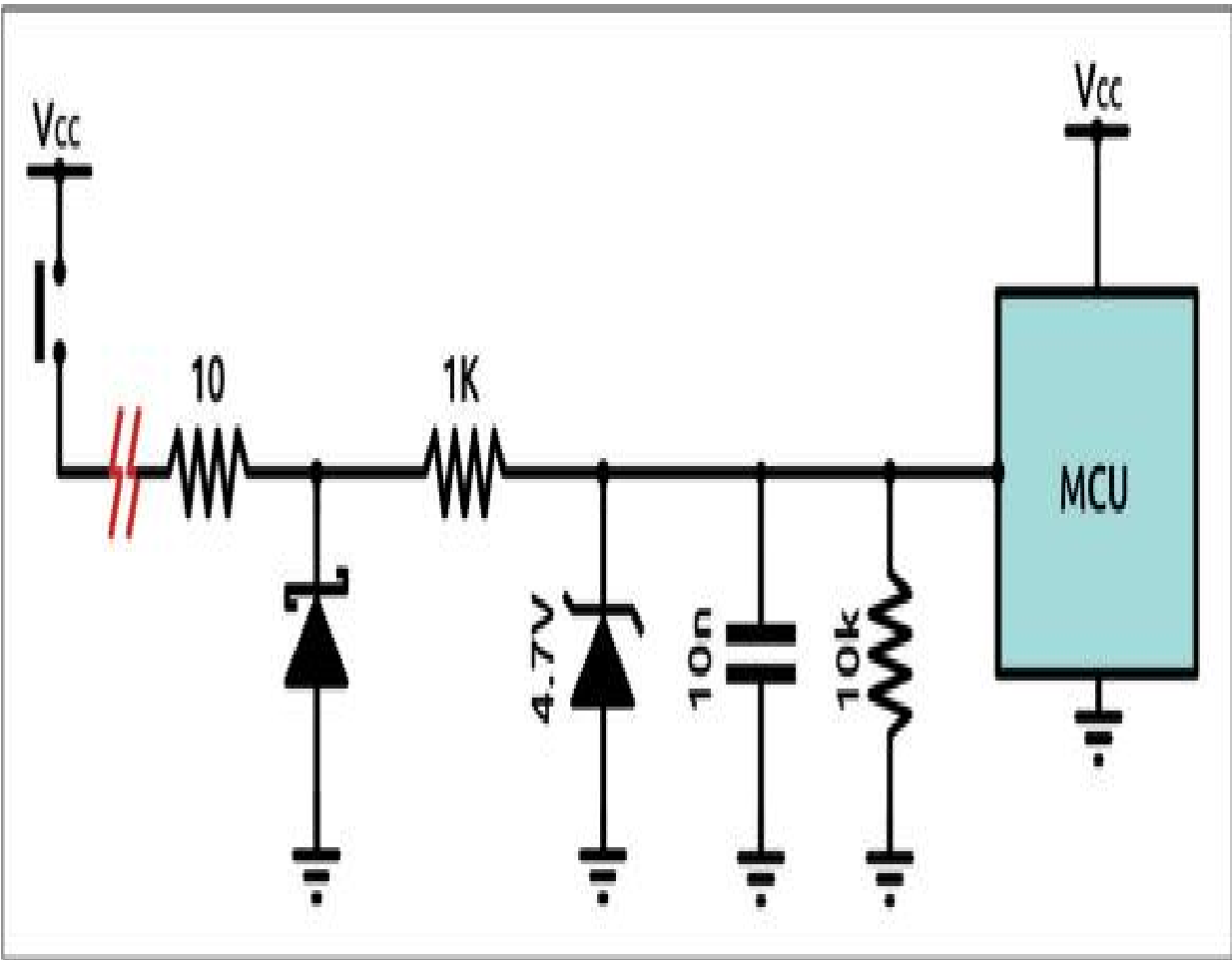


Figura 3.21 – Para limitar los ruidos interceptados por un pulsador conectado con resistencia de pull-down, es posible utilizar un diodo zener que limita las sobretensiones y un filtro paso bajo.

55. Encender un led

Los ledes son diodos emisores de luz. Para encenderlos correctamente, debemos proporcionarles una corriente suficiente y una tensión correcta. Vemos los cálculos necesarios.

Los ledes son diodos que emiten luz. Son componentes muy utilizados y su nombre, en realidad, es una sigla que significa diodo emisor de luz (Light Emitting Diode). Los ledes, como los diodos, son componentes polarizados y tienen dos terminales denominados ánodo y cátodo. En su interior encontramos una unión PN que puede estar polarizada directamente o inversamente aplicando distintas tensiones tanto en el ánodo como en el cátodo. El led se enciende solo cuando está polarizado directamente. Por lo general, los ledes no muestran ningún texto que nos permita identificar el fabricante o el modelo. En el tipo más común, el que tiene el cuerpo transparente, cilíndrico, coronado con una pequeña cúpula, el cátodo se reconoce porque es la terminal que, dentro de la cúpula, tiene la forma de palo de golf o de una L, si bien en los modelos de alta intensidad a veces este terminal corresponde al ánodo. Podemos identificar el cátodo también por una muesca sobre el cuerpo del led o por la longitud del terminal, porque siempre es el más corto de los dos.

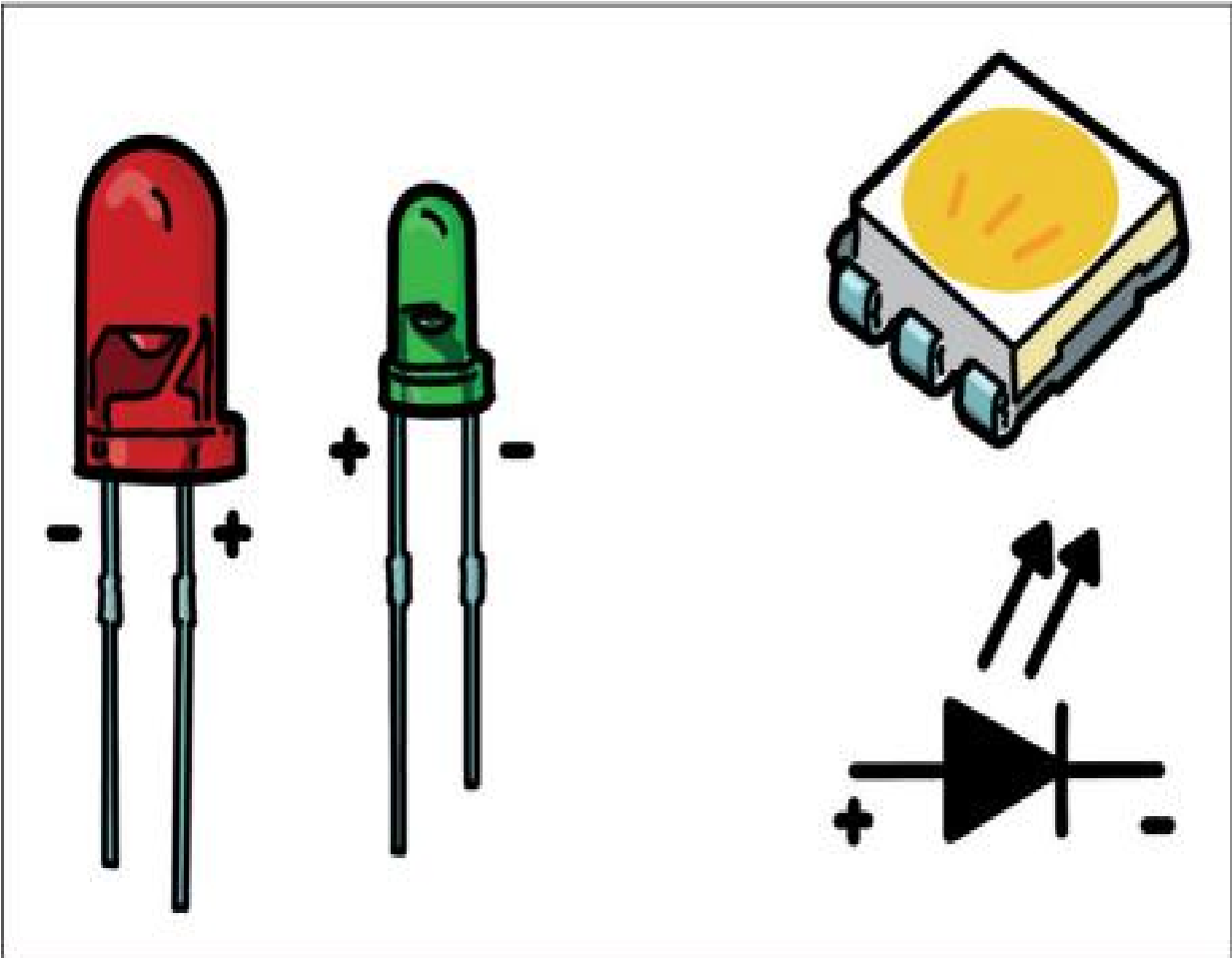


Figura 3.22 – Un led de 5 mm, uno de 3 mm, un modelo de montaje superficial (SMD) y el símbolo del componente. En el modelo de 5 mm, el cátodo es el terminal más corto, y coincide con una muesca y una forma particular.

La tensión de polarización directa es más elevada que la de los diodos comunes y, para encender un led, debemos aplicar una tensión que puede ir desde los 1.2 hasta los 3.5 V en función del color y del tipo de led (véase la tabla 3.2). Existen ledes capaces de emitir luz no visible, en la gama de los infrarrojos: se utilizan en mandos a distancia o en visores nocturnos como fuente de iluminación invisible. Además de los ledes comunes, de 3 y 5 mm, existen otros con formas especiales, cuadrados o triangulares, adecuados para ser utilizados como indicadores en paneles.

La corriente típica absorbida por el componente es de unos 10-20 mA.

Tabla 3.2 – Tensiones de alimentación para ledes de distintos colores.

■

Color	Tensión (V)
Rojo	1.8
Amarillo	1.9
Verde	2.0
Azul	3.5
Blanco	3.0
Infrarrojo	1.3

■

El esquema eléctrico para alimentar y encender un led se muestra en la figura 3.23. Un led se comporta exactamente como un diodo, pero se caracteriza por una tensión de polarización directa más elevada. Los ledes se pueden dañar fácilmente si la corriente aplicada es demasiado fuerte. Para ajustar la corriente, basta con añadir una resistencia con el valor correcto. Para realizar el cálculo, hay que conocer las características precisas del componente electrónico, las cuales pueden consultarse en sus especificaciones (cuando estas están disponibles). Desafortunadamente, los ledes no utilizan siglas y el único elemento que podemos identificar es su color (véase tabla 3.2).

Ajustamos los cálculos observando el esquema eléctrico que se muestra en la figura 3.23. Supongamos que el led sea de tipo común, de baja luminosidad y de color rojo; su tensión de polarización es de 2 V y la corriente, de 15 mA. Alimentaremos el circuito a 12 V.

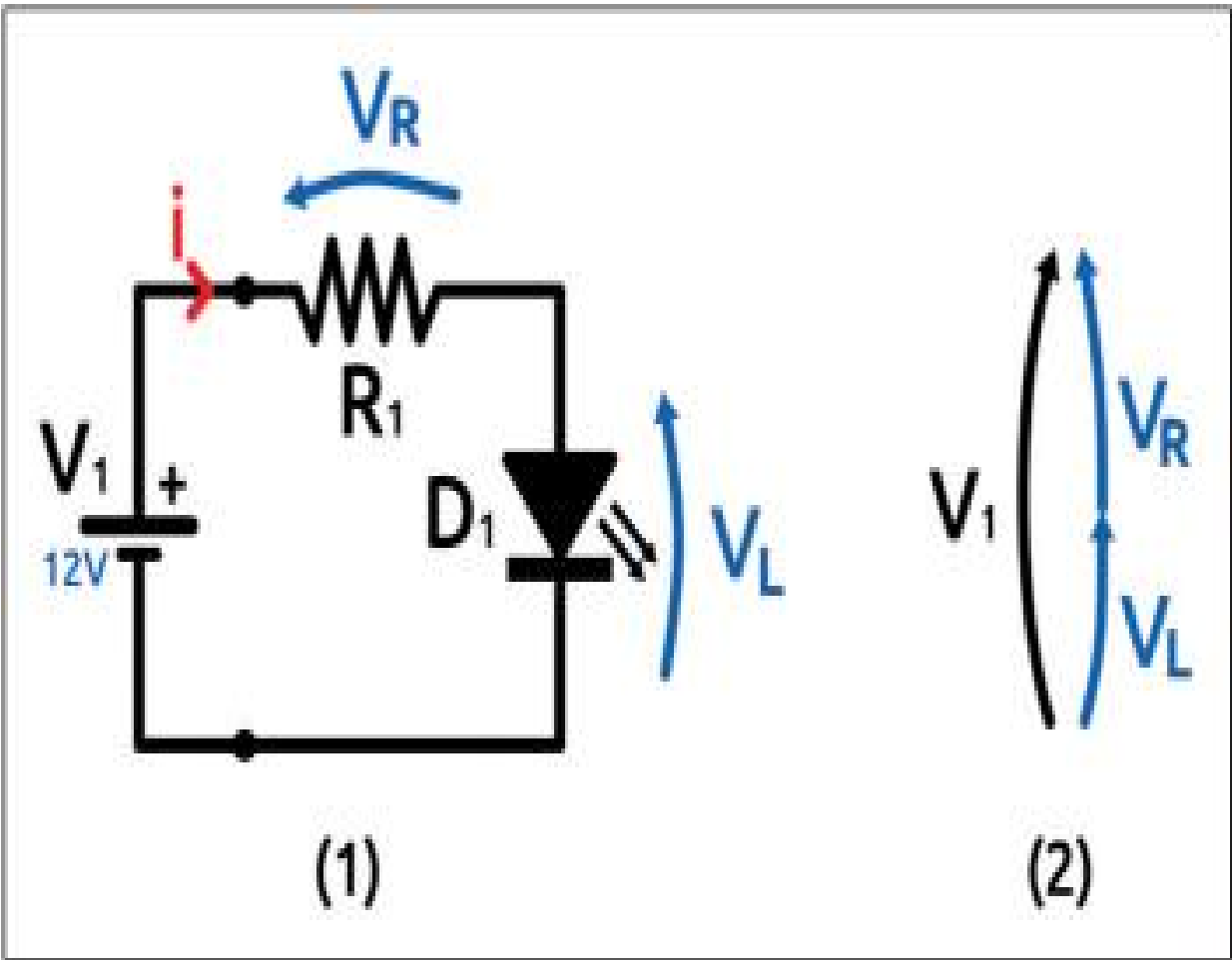


Figura 3.23 – Esquema eléctrico de alimentación de un led en serie con una resistencia (1).

Esquema de las tensiones presentes en la única malla del circuito (2).

Escribimos la ecuación de la malla presente en el circuito:

$$V_1 = V_R + V_L$$

Utilizando la ley de Ohm, volvemos a escribir la tensión en los extremos de la resistencia R1:

$$V_1 = iR_1 + V_L$$

Así, podemos obtener el valor de R1:

$$iR_1 + V_L = V_1$$

$$iR_1 = V_1 - V_L$$

$$R_1 = \frac{V_1 - V_L}{i}$$

Al sustituir los valores supuestos, tenemos:

$$R = \frac{(12 - 2)V}{0.010A} = 1000 \Omega$$

Podemos utilizar una resistencia común de 1 k Ω .

56. Puertas lógicas con diodos

Vemos un ejemplo didáctico en el cual, al combinar algunos diodos, creamos unas sencillas puertas lógicas.

Podemos utilizar diodos para crear puertas lógicas. No es habitual utilizar este tipo de soluciones sobre circuitos reales, si no es como recurso. De hecho, normalmente se prefiere utilizar puertas lógicas de verdad para combinar señales digitales. Una puerta lógica combina varias señales digitales y proporciona una señal alta o baja en salida, según los valores aplicados en las entradas.

La puerta OR con dos entradas tiene la salida alta cada vez que una de las entradas asume el valor alto (véase tabla 3.3). Si alimentamos el circuito a 5 V, tendremos un nivel alto igual a la tensión de alimentación y un nivel bajo a 0 V. Podemos realizar la puerta OR combinando dos diodos como en el esquema que se muestra en la figura 3.24.

Tabla 3.3 – Estados lógicos de una puerta OR.

■

A	B	Salida
0	0	0

0	1	1
1	0	1
1	1	1

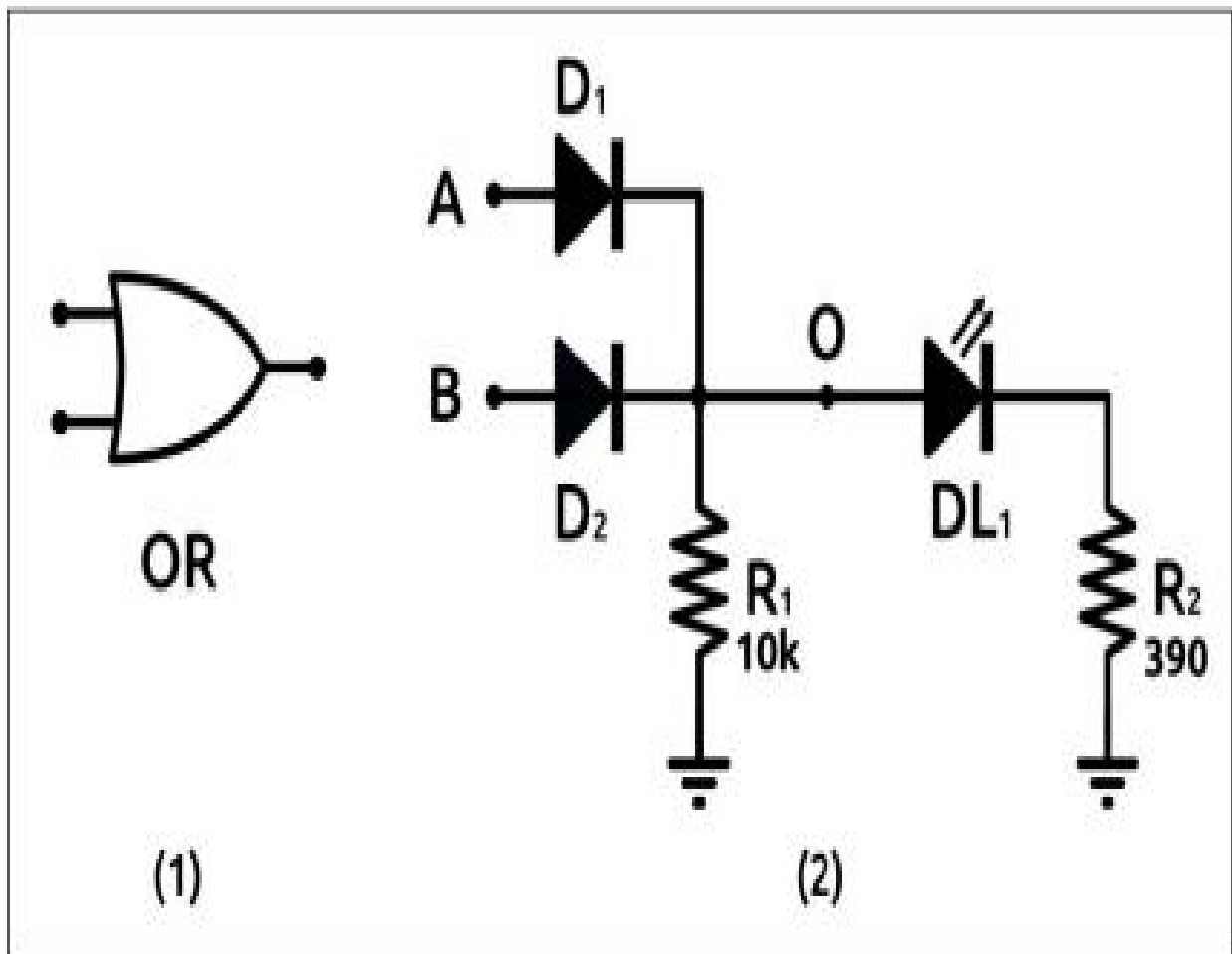


Figura 3.24 – Símbolos de una puerta OR (1) y esquema eléctrico de una puerta OR realizada con dos simples diodos (2).

Al conectar las entradas A y B de los diodos a 0 V , en los extremos de los diodos D_1 y D_2 tenemos tanto en el ánodo como en el cátodo 0 V y, por tanto, una diferencia de potencial de 0 . Así, los diodos están apagados y la salida, a nivel bajo (es decir, a 0 V). Podemos medir el nivel de salida con un tester o bien conectar un led y una resistencia de $390\ \Omega$ para visualizar inmediatamente el estado asumido por la salida del circuito.

Si aplicamos 5 V en la entrada B y dejamos a 0 V la entrada A, polarizaremos directamente el diodo D2 e inversamente el diodo D1. Por tanto, podemos considerar el diodo D1 como si fuera un circuito abierto, mientras que en el diodo D2 tendremos una caída de tensión de unos 0.5 V. En la salida O tendremos:

$$5 - 0.5 \text{ V} = 4.5 \text{ V}$$

Si en la salida O hemos conectado un led, veremos cómo se enciende. La resistencia R1 es necesaria para evitar tener que conectar directamente los diodos a 0 V. La resistencia limita la corriente que atraviesa el diodo y evita que este se dañe.

Si aplicamos 5 V en ambas entradas, polarizaremos los diodos, y la tensión en la salida O se mantendrá a nivel alto.

Al modificar el circuito utilizado para la puerta OR, podemos realizar un circuito que implementa una puerta AND (figura 3.25). En una puerta AND, la salida estará a nivel alto solo si ambas entradas se encuentran a este nivel (tabla 3.4).

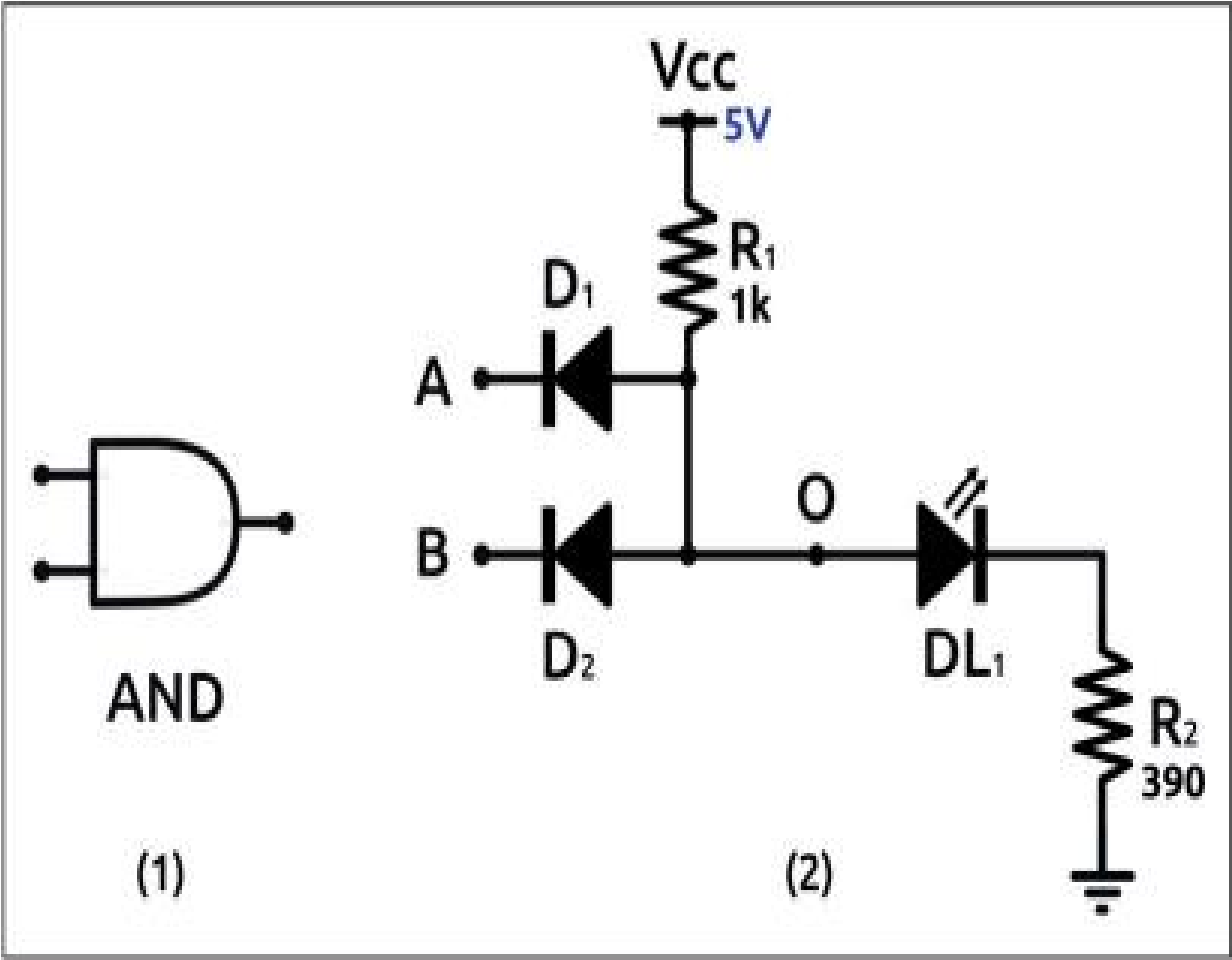


Figura 3.25 – Símbolo de una puerta AND (1) y esquema eléctrico de una puerta AND realizada con simples diodos (2).

Tabla 3.4 – Estados lógicos de una puerta AND.

■

A	B	Salida
0	0	0

0	1	0
1	0	0
1	1	1

■

Si conectamos ambas entradas, A y B, a 0 V, ponemos en conducción los diodos y, por tanto, en sus extremos tendremos 0.5 V, que encontraremos también en la salida O. La resistencia R1 también sirve, en este caso, para limitar la corriente y evitar que los diodos se dañen por una corriente excesiva.

Si conectamos la entrada A a 0 V, en los extremos del diodo D1 tendremos una diferencia de potencial de 0 V y, por tanto, el diodo no conducirá (es como si no estuviera). Cuando ambas entradas están conectadas a 0 V, ambos diodos están prohibidos y, por tanto, la salida estará conectada a 0 V. Si hemos utilizado una resistencia limitadora R1 con un valor de 1 k Ω , el led se encenderá muy poco. ¡Estos circuitos son más adecuados para finalidades didácticas y demostrativas que para usos prácticos!

57. El transistor bipolar

Los transistores bipolares pueden controlar eléctricamente una corriente que circula entre dos de sus terminales. Tienen varias regiones de funcionamiento que podemos aprovechar para amplificar señales o para conmutar corrientes. El funcionamiento está regulado por unas reglas sencillas.

Los transistores son dispositivos que sirven para amplificar o controlar señales eléctricas. Cuando utilizamos el término transistor, nos referimos en concreto a los transistores bipolares, si bien la palabra transistor se utiliza de manera más general para designar dispositivos que pueden modificar de distintas maneras el flujo de una corriente. El transistor bipolar es un dispositivo electrónico dotado de tres terminales que puede controlar el flujo de una corriente principal mediante una pequeña corriente de control. Por ese motivo, los transistores se definen como dispositivos controlados en corriente. A menudo, para mostrar su funcionamiento y haciendo referencia a la metáfora acuática, se compara con un grifo. Para cambiar el flujo del agua que sale del grifo, accionamos el mando. Pensemos en el transistor como en un grifo especial el cual, en lugar del mando, tiene un pequeño tubo. Desviando (o haciendo salir) agua del tubo, podemos modificar el flujo principal y llegar incluso a bloquearlo.

Los transistores cuentan con tres terminales denominados emisor, base y colector, normalmente señalados mediante sus iniciales (E, B y C). La corriente principal circula entre el emisor y el colector (o viceversa, según el modelo), mientras que el terminal de control es la base. Por tanto, podemos aplicar una corriente adecuada en la base para modificar o bloquear la corriente principal.

Los transistores bipolares tienen el aspecto de un sándwich de semiconductores. Por este motivo, hablamos de modelos NPN y PNP, según la estratificación utilizada. Un transistor NPN está formado colocando una capa de semiconductor dopado P entre dos capas de tipo N. La única diferencia entre PNP y NPN se encuentra en el sentido de las corrientes que lo atraviesan. Ambos modelos también pueden distinguirse por el símbolo utilizado. En el símbolo del transistor NPN, la flecha es de salida, mientras que en el símbolo del transistor PNP la flecha apunta hacia el interior. Para no confundirse, los anglosajones utilizan dos frases mnemotécnicas: para los PNP dicen *Points iN Perpetually* (siempre apunta hacia el interior) y para los NPN, *Never Points iN* (nunca apunta hacia el interior), haciendo referencia al sentido de la flecha.

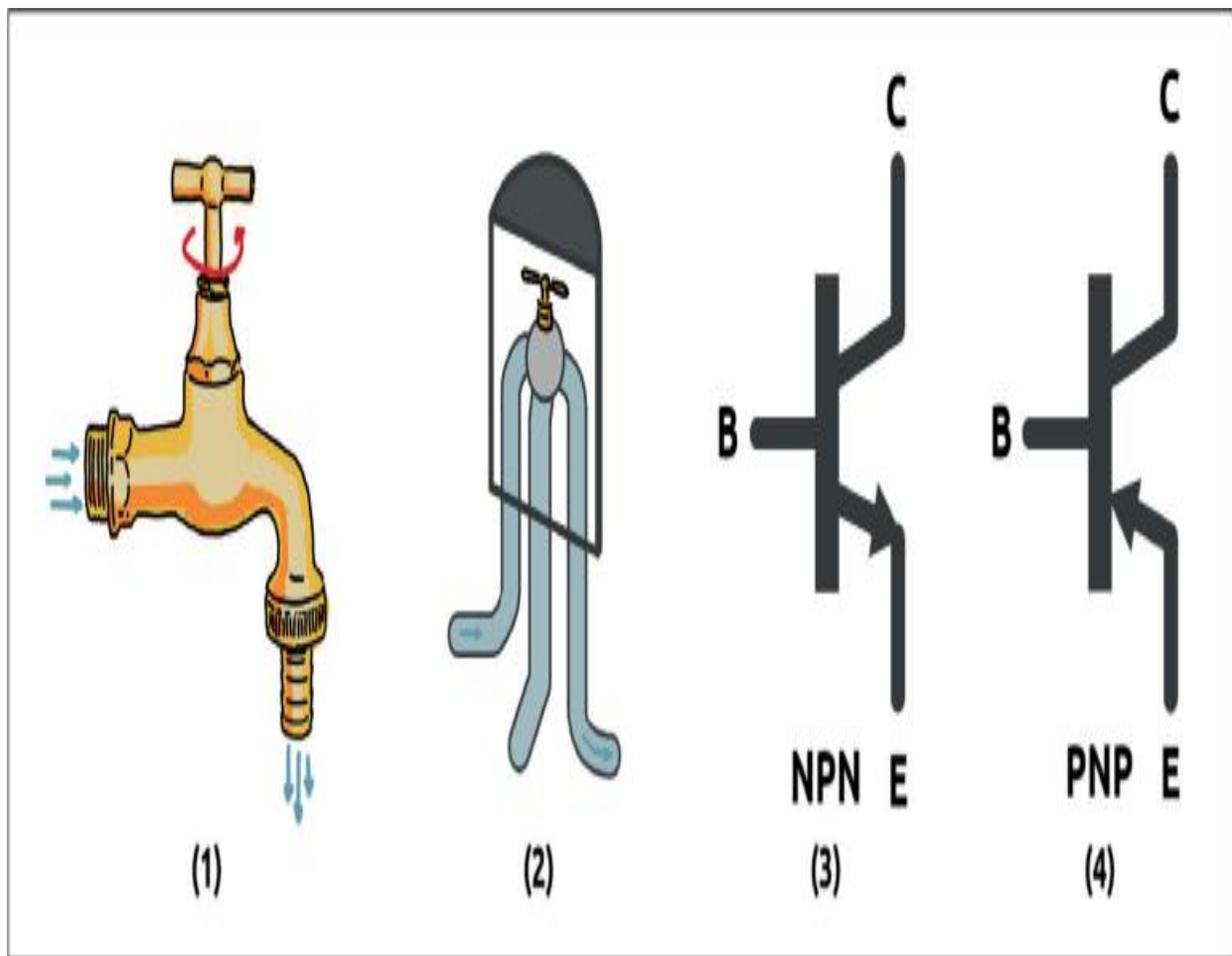


Figura 3.26 – Podemos imaginar un transistor como un grifo (1), con la particularidad de que, para controlar el flujo del agua, en lugar del mando, utilizaremos un tercer tubo (2) por el cual circulan pequeñas cantidades de agua. Existen transistores de tipo NPN y PNP, cada uno con su símbolo (3-4).

Tomando como ejemplo un modelo NPN, tendremos una corriente principal que lo atraviesa entrando desde el colector y saliendo por el emisor. La corriente de control entra por el pin de base y puede ser muy pequeña. El transistor se comporta un poco como una especie de palanca para la corriente: una pequeña variación en la corriente de entrada produce grandes variaciones sobre la corriente entre emisor y colector.

En el fondo, el transistor es un dispositivo muy sencillo, creado juntando capas de semiconductores dopados de manera distinta. Un transistor NPN podría imaginarse como si estuviera formado por dos diodos conectados con el ánodo en común. El mecanismo es, en realidad, más complejo y, al juntar dos uniones PN a nivel del semiconductor (a una distancia muy pequeña), como ocurre en el transistor, podemos observar que se manifiestan otros comportamientos más allá de los que tenemos en los diodos simples. He aquí por qué no es posible realizar un transistor simplemente conectando dos diodos. Al observar las uniones PN de la figura 3.27, también podríamos pensar que existe una especie de simetría, y que el colector y el emisor se pueden invertir tranquilamente. En los modelos reales, las zonas de semiconductor tienen dimensiones distintas y, por tanto, no es recomendable invertir el colector y el emisor, porque podrían producirse malos funcionamientos y, en algunos casos, incluso se dañaría el componente. En realidad, no están fabricados simplemente juntando las distintas zonas, sino que se utiliza un proceso definido como plano, y se realizan varias capas concéntricas y estratificadas.

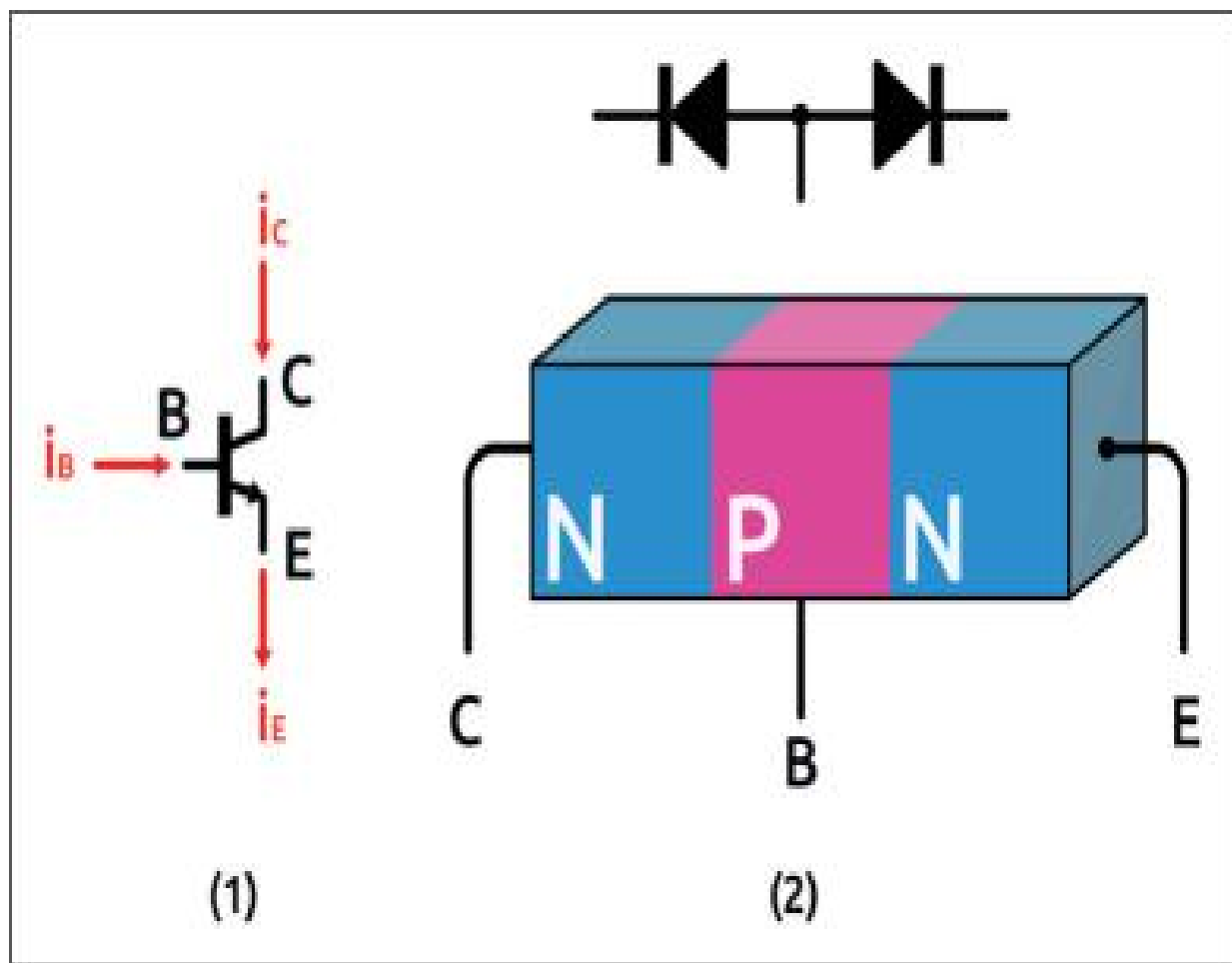


Figura 3.27 – Las corrientes que circulan en un transistor NPN (1) y una representación ficticia de una unión NPN comparada con un circuito equivalente con diodos discretos (2).

Vamos a intentar aplicar tensiones y corrientes a un transistor NPN (figura 3.28). Queremos controlar la corriente que circula entre el emisor y el colector de un transistor NPN y, por tanto, conectamos el colector a una tensión positiva, y el emisor, a 0 V. Para modificar el estado de funcionamiento del transistor, actuamos sobre la base. Primero, conectamos la base a 0 V. Aquí podemos observar que los terminales de la base y del emisor están conectados a una unión PN. Tanto la base como el emisor están a 0 V y, por tanto, la unión está apagada. Ocurre lo mismo para la unión PN

que vemos entre la base y el colector, que se polariza inversamente. En esta situación, en el transistor no circula corriente alguna.

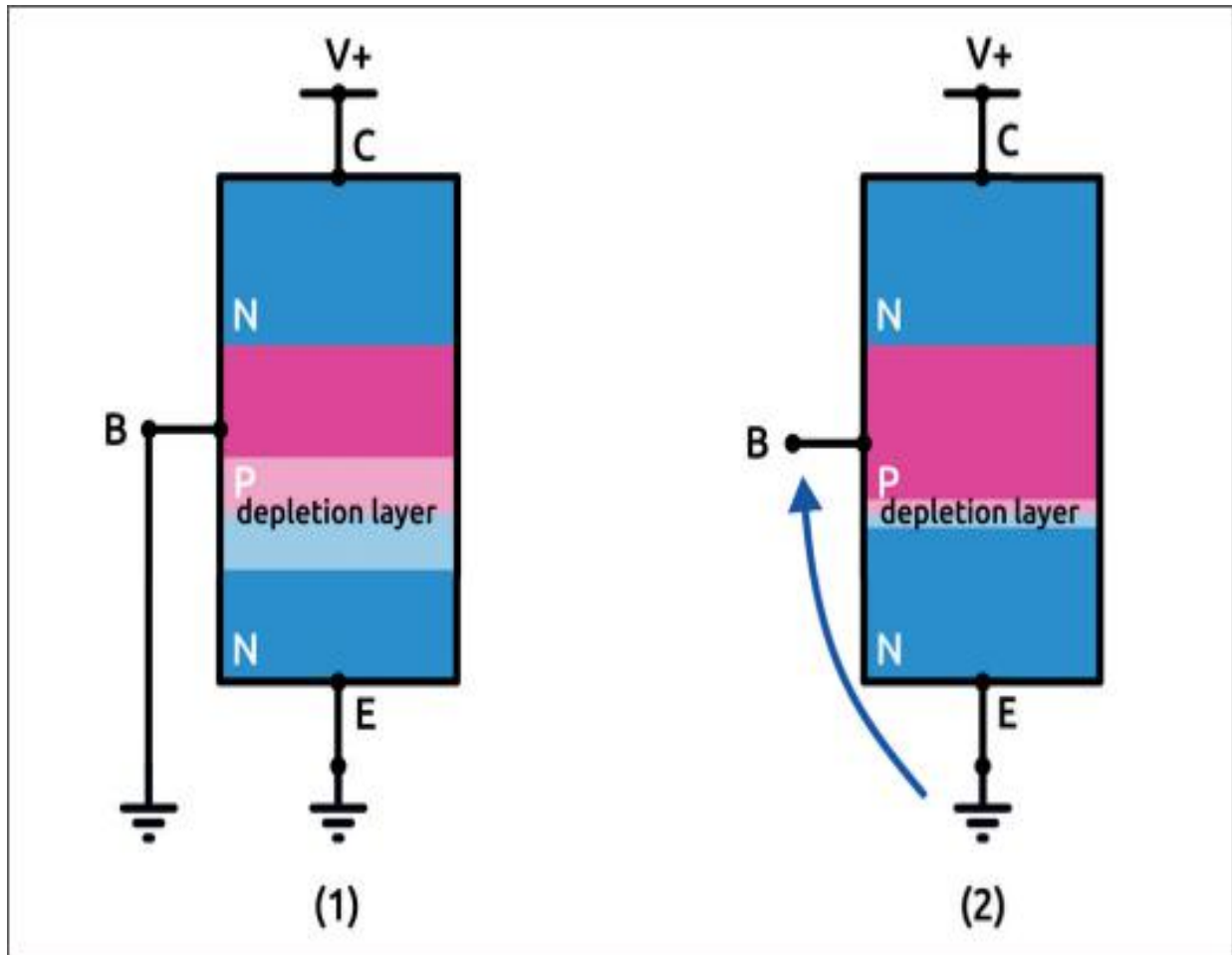


Figura 3.28 – Conectando la base de un transistor NPN a 0 V, la unión B-E está en polarización inversa y no circula corriente (1). Aplicando una tensión de 0.6 V en la unión B-E, el transistor empieza a conducir (2).

Tratamos ahora de polarizar directamente la unión PN entre la base y el emisor aplicando 0.6 V. La unión PN entre base y emisor está ahora polarizada directamente, mientras que aquella entre base y colector se encuentra todavía en polarización inversa. Sin embargo, debido a la cercanía

entre las uniones, ocurre que la unión B-C empieza a succionar las cargas que pasan en la unión B-E y, por tanto, se puede establecer una corriente entre emisor y colector. Si modificamos la corriente de base, podemos modular a voluntad este paso de corriente.

El comportamiento de los transistores se describe en los gráficos denominados de características que muestran una familia de curvas que representan la tendencia de la corriente del colector (I_C) cuando cambia la tensión entre colector y emisor (V_{CE}). Normalmente encontramos varias curvas, cada una de ellas asociada a una corriente de base (I_B) distinta. En las curvas podemos identificar tres zonas de funcionamiento principales:

- región de corte: el transistor se comporta como un circuito abierto y no circula corriente entre emisor y colector;
- región activa: el transistor se comporta como un amplificador y la corriente principal varía proporcionalmente en la corriente de base;
- región de saturación: el transistor se comporta como un circuito cerrado.

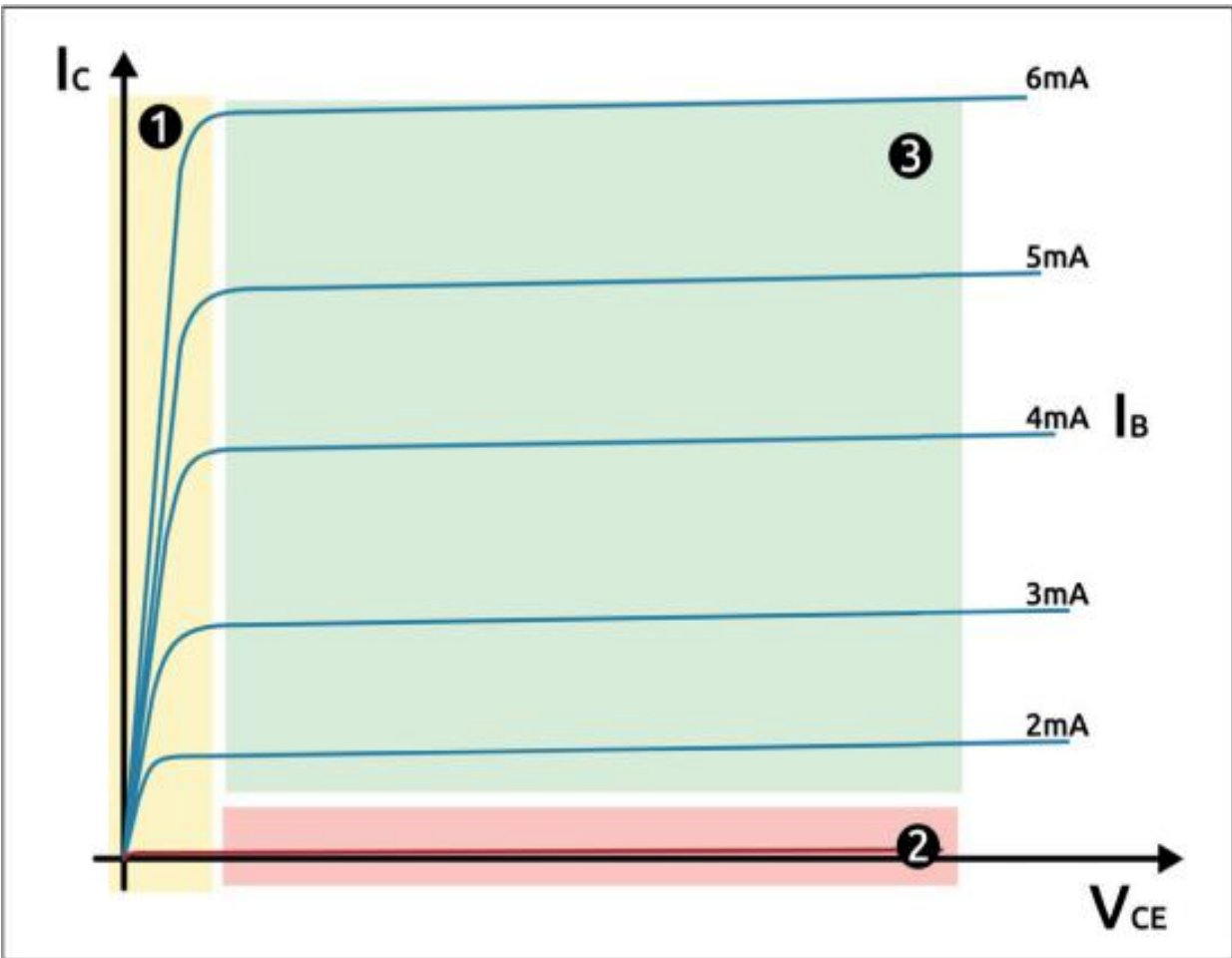


Figura 3.29 – Curvas características de salida del transistor: región de saturación (1), corte (2) y activa (3).

La curva que se muestra en la figura 3.29 normalmente se indica como característica de salida del transistor, porque muestra la tendencia de la corriente del colector y de la tensión entre colector y emisor del transistor. En la hoja de especificaciones también se pueden consultar las características de entrada del transistor que describen el vínculo entre la corriente de base y la tensión V_{BE} . Estas curvas dependen de la tensión aplicada entre colector y emisor, y son parecidas a las de un simple diodo, como podemos deducir de la descripción del comportamiento del transistor. La variación sobre la curva proporcionada por la V_{CE} es mínima y, a menudo, insignificante. Esta simplificación ayuda mucho en la fase de

cálculo porque, de otro modo, nos encontraríamos con un pez que se muerde la cola: ¡la salida depende de la entrada, y viceversa!

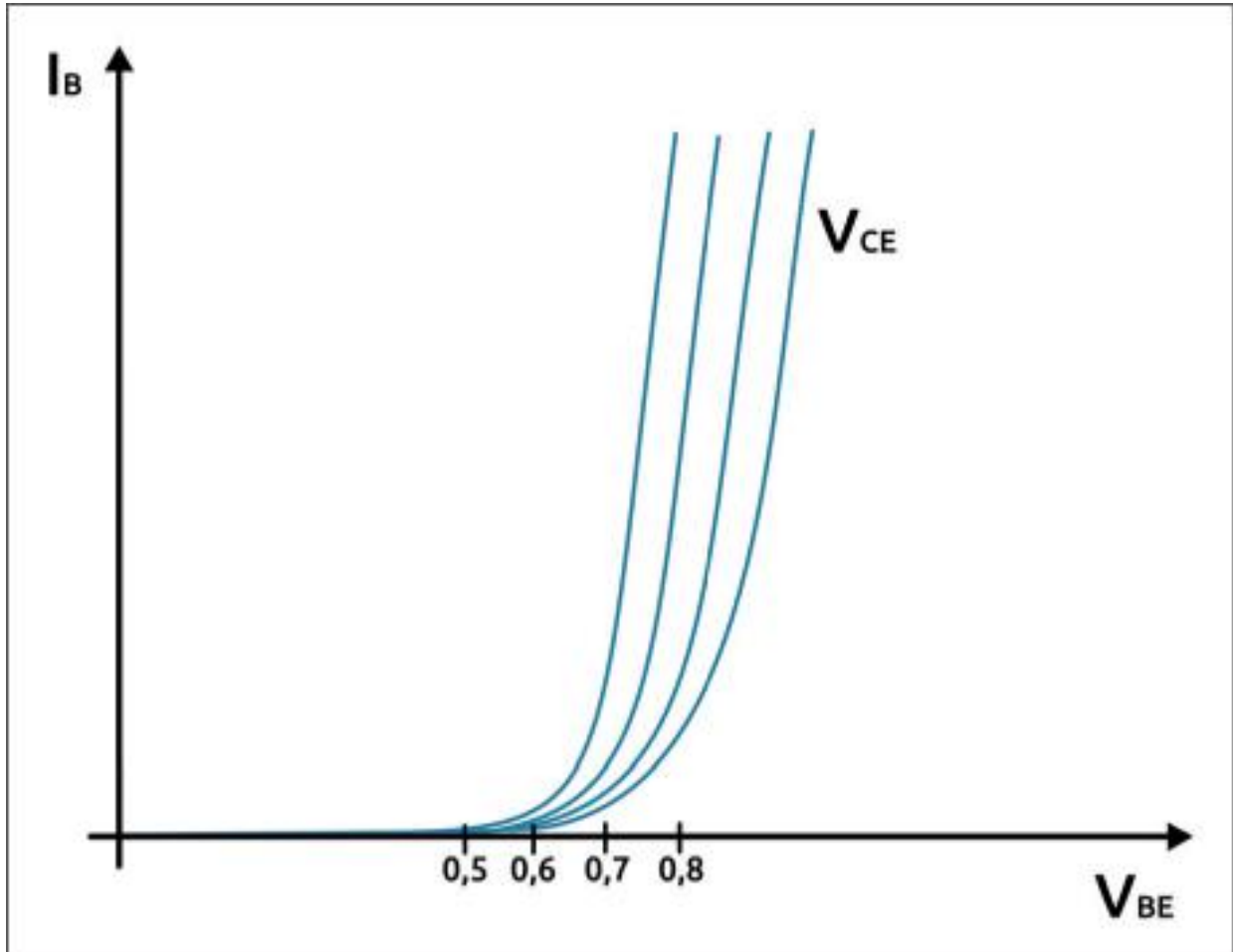


Figura 3.30 – Las curvas características de entrada del transistor se parecen a las de un diodo común, pero dependen de la tensión VCE aplicada.

El funcionamiento de los transistores se define por algunas reglas sencillas. Si suponemos que utilizamos un NPN, podemos aplicar estas reglas para fijar el punto de trabajo del dispositivo.

Regla 1 – La tensión aplicada al colector debe ser mayor que la del emisor, aunque sean unos milivoltios, para permitir la circulación de la corriente entre colector y emisor.

$$V_C > V_E$$

Regla 2 – La tensión entre base y emisor debe ser, como mínimo, de 0.5 V para conseguir que la correspondiente unión PN se polarice directamente.

$$V_{BE} \geq 0.5 \text{ V}$$

Regla 3 – La corriente del colector es proporcional a la corriente de base. La constante de proporcionalidad expresa la ganancia en corriente del dispositivo y, a menudo, se indica con la letra beta (β). Sin embargo, en las especificaciones, vemos indicado el parámetro HFE, que podríamos suponer, en una primera aproximación, que es igual a la beta.

$$I_C = \beta \times I_B \simeq HFE \times I_B$$

La beta es un valor que depende del modelo de transistor, aunque también de cada ejemplar. De hecho, dos transistores con la misma sigla pueden tener betas sensiblemente distintas. Además, la beta también cambia con la temperatura y depende en una mínima parte también de la VCE. Para llevar a cabo sin problemas los cálculos más comunes, podemos considerarlo como

constante. En las hojas de especificaciones normalmente se muestra un intervalo de valores: en estos casos, siempre conviene suponer el valor peor.

Regla 4 – Habitualmente podemos considerar la corriente del colector casi igual a la corriente del emisor y utilizar la siguiente relación:

$$I_C \simeq I_E$$

Para no dañar el transistor, es aconsejable comprobar siempre la hoja de especificaciones e identificar los valores máximos que puede asumir el dispositivo para la corriente del colector (I_C), la VCE y la disipación máxima de potencia.

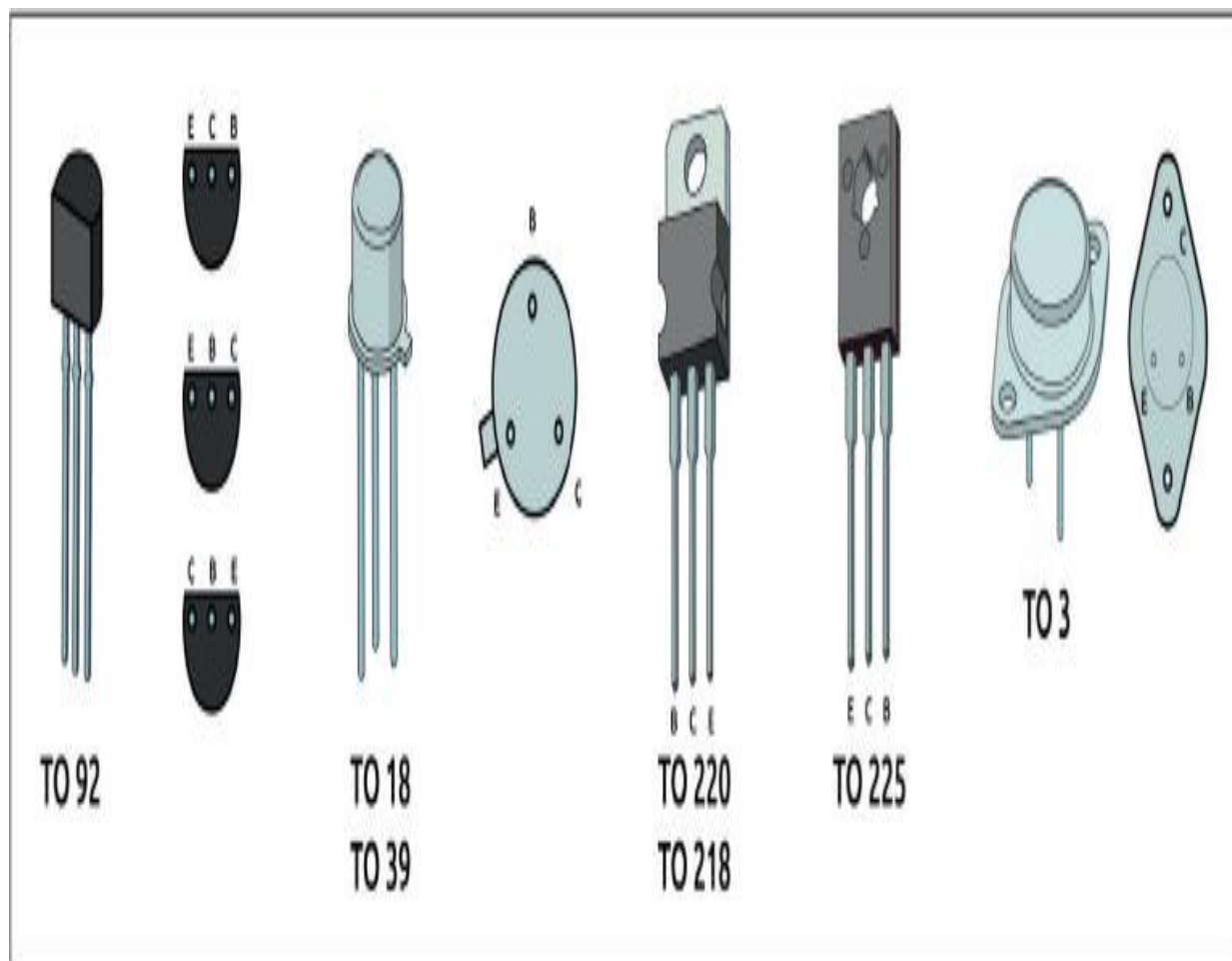


Figura 3.31 – Algunos contenedores para transistores con la disposición de los pines más utilizada indicada.

58. Elegir un transistor bipolar

Breve panorámica sobre los parámetros típicos de transistores bipolares, indicando algunos modelos NPN y PNP. Información sobre transistores darlington, digitales y matrices de transistores.

Cuando tenemos que elegir un transistor para un proyecto propio, es recomendable elegir el modelo en función de la corriente que deberá gestionar y la máxima potencia que puede soportar. Si las corrientes son limitadas y de unos centenares de miliamperios, no existen problemas en particular y podemos utilizar un modelo común sin características especiales. Normalmente estos dispositivos están en formato TO-92 y no requieren aletas de disipación del calor. Los transistores más comunes son aquellos que trabajan en baja frecuencia o para aplicaciones de conmutación (switching). En cambio, cuando las señales tienen frecuencias elevadas, es necesario prestar atención a la frecuencia máxima que el transistor deberá gestionar, pues, si este se escoge aleatoriamente, podría no resultar adecuado y llegar a filtrar o anular las señales que desean tratarse. En el cuerpo del transistor siempre veremos la sigla indicada, la cual podemos utilizar para buscar en las especificaciones, donde encontramos toda la información necesaria para su uso.

En las especificaciones veremos indicado:

- el tipo de transistor bipolar: NPN o PNP;

- el tipo de aplicaciones para las cuales ha sido diseñado, por ejemplo, conmutación (switching) , conmutación de potencia, aplicaciones lineales (amplificación), uso en baja o alta frecuencia, etc.;

- la disposición de los pines y los formatos disponibles;

- la V_{CE} máxima (V_{CEO}) indicada en la sección absolute maximum ratings, que no debe superarse para no dañar el dispositivo;

- la corriente máxima del colector I_C ;

- la potencia máxima que puede soportar;

- la ganancia de corriente (H_{FE}) típica, máxima y mínima;

- la frecuencia de corte (f_T).

Las hojas de especificaciones muestran también muchos otros parámetros que pueden ayudar al diseñador a utilizar el componente de la mejor manera posible. A veces, también se pueden encontrar las características de entrada y de salida para poder realizar evaluaciones cualitativas sobre el comportamiento del dispositivo.

Para trabajar con bajas señales y para aplicaciones simples de conmutación, conviene tener siempre en el cajón unos cuantos transistores NPN, como los modelos 2N2222, 2N3904 o BC237. Como modelos PNP, podríamos utilizar los 2N3906 o los BC327. Para gestionar corrientes más elevadas, pueden ir bien los BD139 (NPN) y BD140 (PNP). Estos son algunos modelos indicativos. Para elegir un transistor, es conveniente visitar el sitio web de algún proveedor de componentes e intentar configurar los filtros de búsqueda para dar con el modelo que más se adecúe a nuestras necesidades.

Tabla 3.5 – Algunos modelos de transistores bipolares con sus características principales.

Modelo	Tipo	IC (mA)	hFE	VCEO (V)	Potencia (mW)
2N2222	NPN	800	100-300	30	500
2N3904	NPN	200	100-300	40	625
BC237	NPN	100	120-800	45	500
2N3906	PNP	200	100-300	40	250
BC327	PNP	100	200-460	45	350
BD139	NPN	1.500	40-250	80	1250
BD140	PNP	1.500	40-250	80	1250
2N3055	NPN	15.000	5-70	60	115 000

Los transistores se pueden identificar por el acrónimo impreso sobre el cuerpo del componente. Existen distintas convenciones, como la japonesa, la europea o la americana, que permiten tener algunas informaciones a modo de resumen sobre el dispositivo, simplemente interpretando su sigla. En la codificación europea encontramos dos o tres letras que indican el tipo de transistor, un número y, por último, una letra para señalar la ganancia del transistor. La primera letra indica el tipo de semiconductor:

- A: dispositivo de germanio
- B: dispositivo de silicio
- C: arseniuro de galio
- R: otros tipos de semiconductor

La segunda letra especifica el tipo de dispositivo:

- A: diodo radiofrecuencia
- B: diodo varicap
- C: transistor para pequeñas señales

•D: transistor de potencia

•E: diodo túnel

•F: transistor de alta frecuencia para pequeñas señales

•K: dispositivo de efecto Hall

•L: transistor de potencia de alta frecuencia

•N: optoacoplador

•P: dispositivo sensible a las radiaciones

•Q: dispositivo emisor de radiaciones

•R: tiristor para bajas potencias

•T: tiristor de potencia

- U: transistor de potencia para conmutación

- Y: diodo rectificador

- Z: diodo zener

La tercera letra (X, Y, W, Z) es facultativa e indica si el componente es adecuado para usos industriales, comerciales o militares. Inmediatamente después del código alfanumérico, encontramos el número del modelo, que va de 100 a 9999. La última letra es facultativa e indica el grupo de ganancia (por ejemplo, A, B y C).

En la codificación americana, el código empieza siempre con un número:

- 1 para los diodos

- 2 para transistores

- 4 para los optoacopladores

El número va seguido de una N, que sirve simplemente como separador, de un código numérico identificativo (de 100 a 9999) y de una letra facultativa

que indica el tipo de ganancia:

- A: ganancia baja
- B: ganancia media
- C: ganancia alta

En la codificación japonesa, las siglas empiezan con un número:

- 1 para los diodos
- 2 para los transistores

El número inicial va seguido de una S y de dos letras que especifican la función del dispositivo:

- SA: transistor PNP
- SB: transistor PNP para alta frecuencia

- SC: transistor NPN

- SD: transistor NPN para alta frecuencia

- SE: diodos

- SF: tiristores

- SG: diodos gunn

- SH: UJT

- SJ: jFET o MOSFET canal P

- SK: jFET o MOSFET canal N

- SM: TRIAC

- SQ: led

- SR: diodo rectificador

- SS: diodo para señales

- ST: diodo de avalancha

- SV: diodo varicap

- SZ: diodo zener

La sigla utiliza también un número (de 100 a 999) y una letra final (facultativa). A menudo, sobre el cuerpo de los componentes, sobre todo de los transistores, se omite la parte inicial del código (2S).

No todos los fabricantes adoptan estas convenciones y muchas veces ocurre que encontramos componentes con siglas particulares. Unos transistores muy comunes son los de la serie TIP, dispositivos de potencia fabricados por Texas Instruments. Motorola también adopta siglas propias, por lo que podemos encontrar dispositivos cuyo código empieza con la letra J (transistor de potencia con envoltorio metálico) o MJE (transistor de potencia con envoltorio de plástico).

Transistor darlington

Cuando necesitamos una ganancia muy elevada, podemos utilizar transistores de tipo darlington. La ganancia en corriente de un transistor común llega como máximo a un centenar de unidades y, si tenemos que amplificar corrientes muy débiles, podría no ser suficiente. Los transistores darlington están hechos conectando dos transistores bipolares como en la figura 3.32. La ganancia total de la configuración es igual al producto de cada una de las ganancias de los transistores. Normalmente se utilizan como interruptores (switching) y para aplicaciones de conmutación, donde es necesario controlar dispositivos que requieren corrientes elevadas (solenoides, bobinas, relés, motores). En algunas fases también se pueden encontrar amplificadores de audio. Desafortunadamente su velocidad de conmutación no es muy alta y la caída de tensión entre base y emisor es el doble de la de un transistor simple. Los transistores disipan potencias mayores respecto a los transistores comunes y desarrollan una cantidad de calor mayor.

Tabla 3.6 – Algunos modelos de transistores darlington con sus características principales.

Modelo	Tipo	IC (A)	hFE	VCEO (V)	Potencia (W)
TIP122	NPN	5	1000	100	65
BDX53CG	NPN	8	750	100	65
BDX54CG	PNP	8	750	100	65

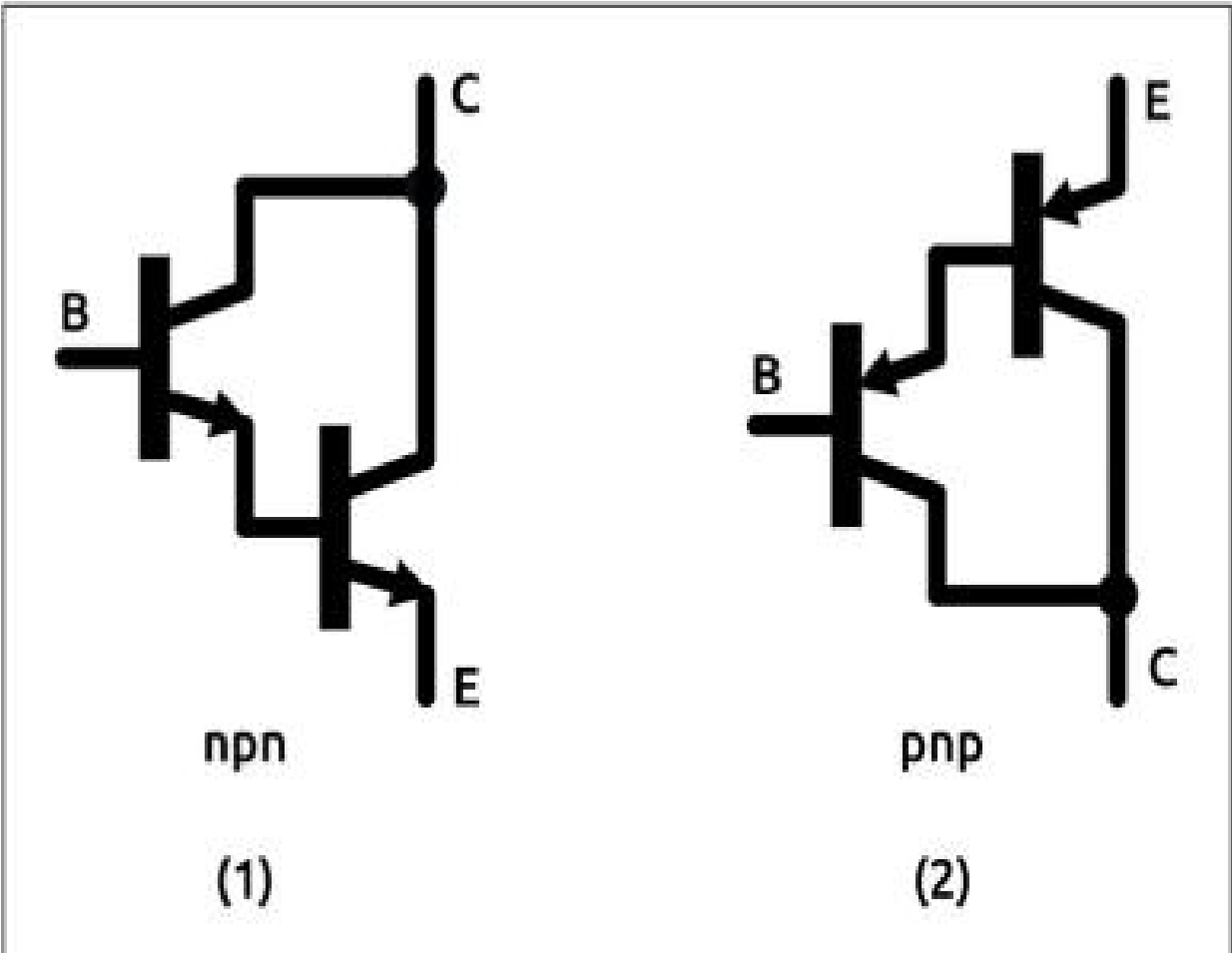


Figura 3.32 – Configuración darlington NPN (1) y PNP (2).

Transistor digital

Un transistor digital es un transistor que incluye algunas resistencias internas. La figura 3.33 muestra el esquema de conexión del transistor con dichas resistencias (habitualmente son un par).

La resistencia R_1 sirve para convertir la tensión de entrada en una corriente adecuada para controlar el transistor, de manera que el control sea más estable y regular. La resistencia R_2 sirve para descargar hacia la masa posibles corrientes espurias y ruidos (leakage current) que podrían proceder de los circuitos de control y hacer que el transistor saltara sin querer.

La resistencia R_2 protege también el transistor de posibles corrientes demasiado elevadas que podrían alcanzar la base y descargarla hacia la masa.

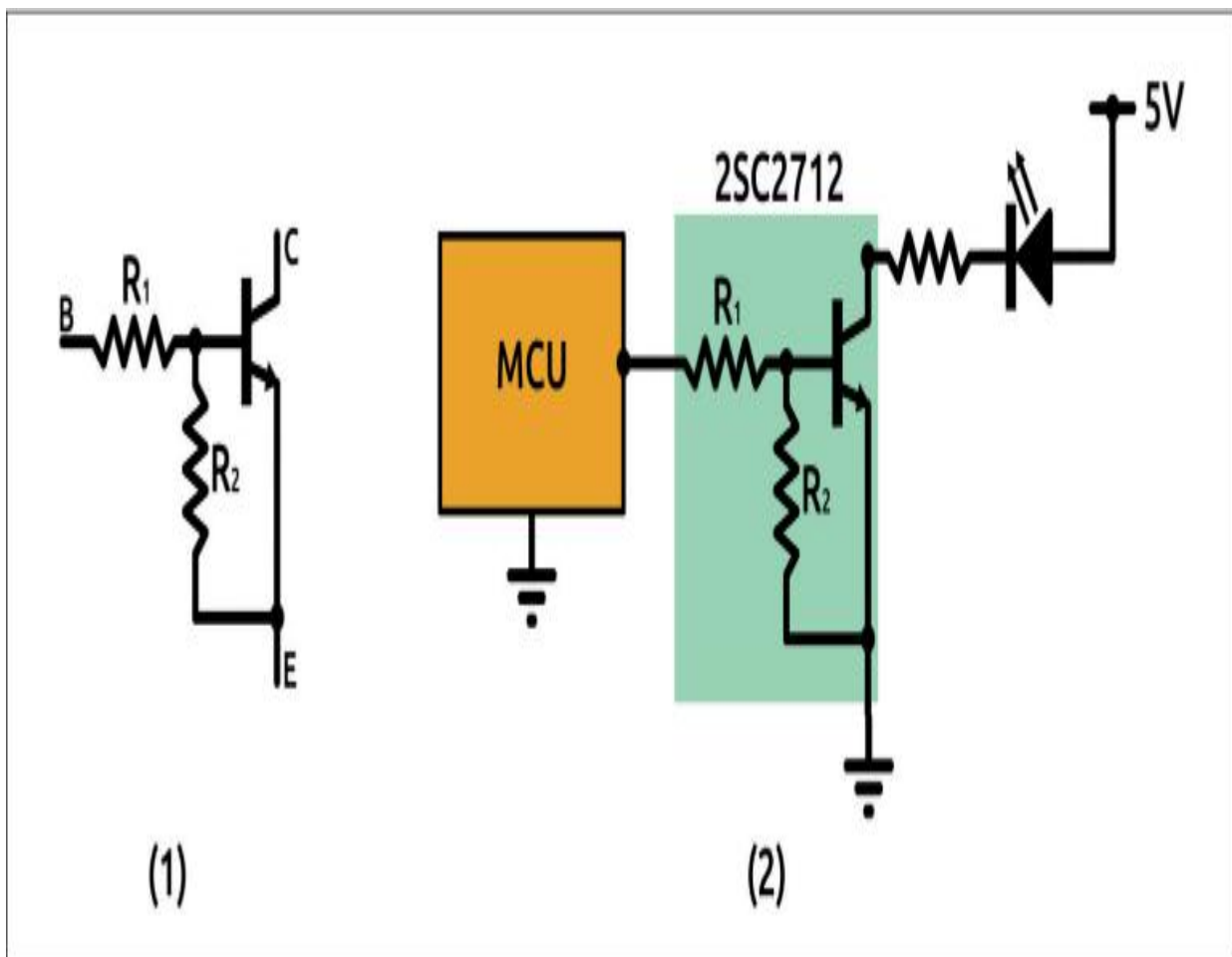


Figura 3.33 – Transistor digital con las resistencias internas indicadas (1); ejemplo de uso de un transistor digital para encender un led (2).

Matriz de transistores

Si deben realizar un proyecto donde sea necesario activar baterías de relé o recibir varias señales de entrada para amplificar, puede ser una buena idea utilizar una matriz de transistores.

Estos componentes son similares en cuanto a su aspecto a los circuitos integrados (de formato DIP o SMD) y permiten obtener montajes muy ordenados y compactos. Algunos de los componentes más utilizados son, por ejemplo, los ULN2003, ULN2004 o ULN2005, que normalmente se utilizan en circuitos con microcontroladores para gestionar filas de entradas o salidas digitales.

59. Comprobar un transistor

Un transistor dañado se puede comprobar con un tester que cuente con la función de prueba de diodos, para controlar así sus dos uniones PN.

Es posible controlar el estado de un transistor utilizando un multímetro común. Casi todos los multímetros digitales están provistos de una función para probar transistores, que sirve para medir la beta del dispositivo, pero para comprobar la corrección de un componente basta con utilizar la función de prueba de diodos o, simplemente, un ohmímetro. Con el tester ajustado en la función de prueba de diodos, podemos comprobar el estado de las uniones del dispositivo. Hemos visto que un transistor bipolar está formado por un sándwich de semiconductores que crean dos uniones PN.

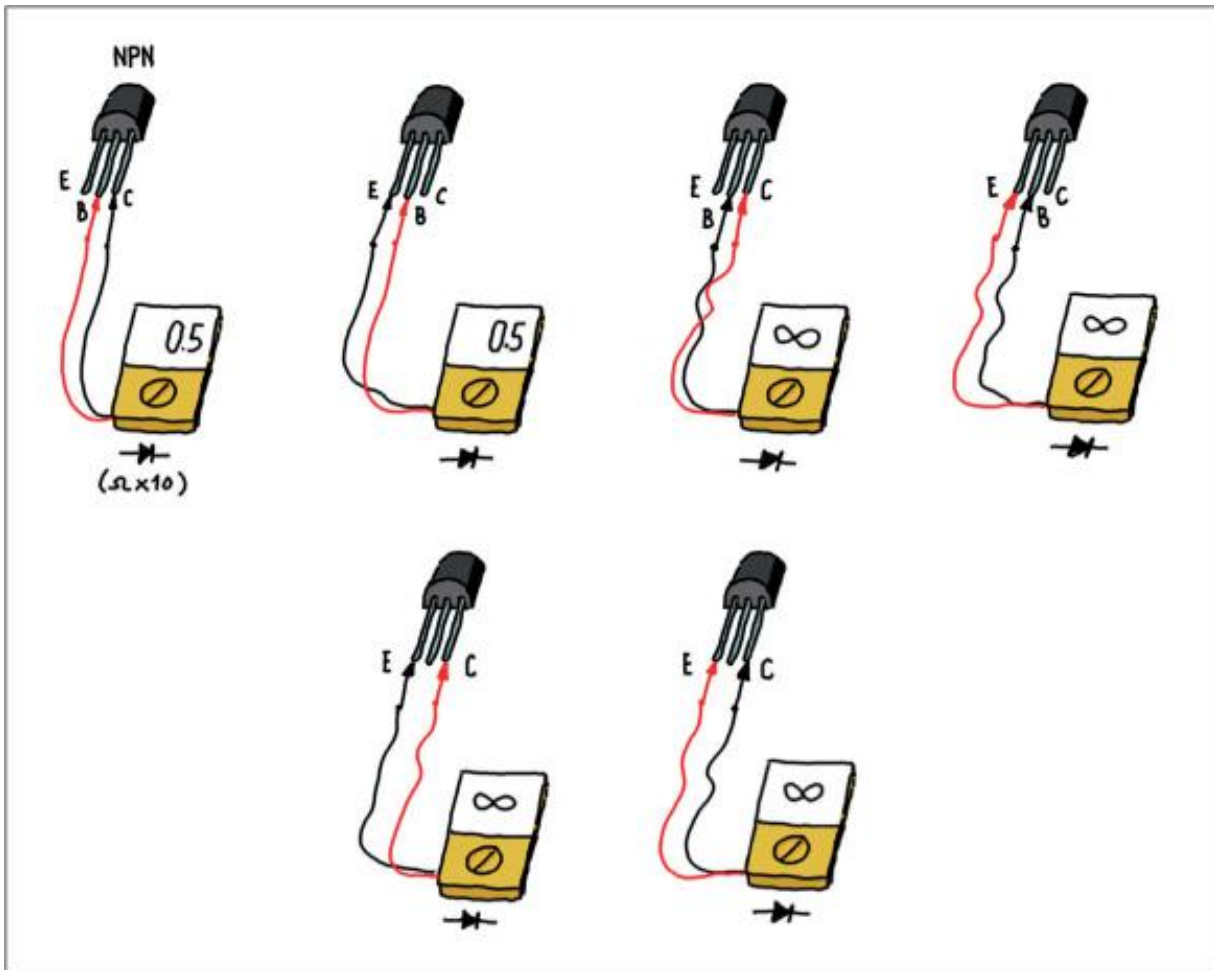


Figura 3.34 – Procedimiento de comprobación de un transistor bipolar utilizando un multímetro con la función de prueba de diodos.

Tomando la figura 3.34 como referencia y suponiendo que queremos comprobar un transistor NPN, podemos proceder del siguiente modo:

1. comprobamos la unión entre base y colector, apoyando la sonda roja sobre la base, y la negra, sobre el colector. El multímetro debería medir la tensión de polarización directa de la unión PN (igual a 0.5 V o 500 mV, según el modelo);

2. manteniendo la sonda roja sobre la base, llevamos la sonda negra sobre el emisor, donde deberíamos obtener la lectura de la unión PN entre base y emisor, polarizada directamente;

3. llevamos sobre el terminal de base la sonda negra y apoyamos la sonda roja sobre el colector. El tester debería detectar un contacto abierto;

4. manteniendo la sonda negra sobre la base del transistor, apoyamos la sonda roja sobre el emisor. Deberíamos detectar un contacto abierto;

5. llevando la sonda negra sobre el emisor y la roja sobre el colector, deberíamos detectar un circuito abierto;

6. invirtiendo la sonda roja con la negra, de manera que la negra esté sobre el colector y la roja sobre el emisor, deberíamos detectar un circuito abierto.

Para un transistor PNP, basta con invertir las sondas.

60. Utilizar un transistor como conmutador

Calculamos la corriente de base necesaria para llevar un transistor NPN o PNP en saturación y en corte.

Podemos utilizar un transistor como interruptor para controlar una carga. El transistor debe elegirse en función de la carga que se deba controlar y, por tanto, considerando la máxima corriente que lo atravesará (la I_C) y la potencia total que deberá disipar. Imaginemos utilizar el transistor para controlar un simple led. En este caso, podemos hacer referencia a la figura 3.35, donde tenemos un simple led de baja luminosidad que necesitará 2 V y una corriente de 10 mA para encenderse correctamente. La tensión de alimentación es de 5 V y el transistor que elegimos es un NPN modelo P2N2222A. Comprobamos las características del transistor leyendo sus especificaciones y vemos:

- potencia máxima: 625 mW
- corriente de colector I_C : 600 mA
- tensión máxima entre colector y emisor V_{CEO} : 40 V

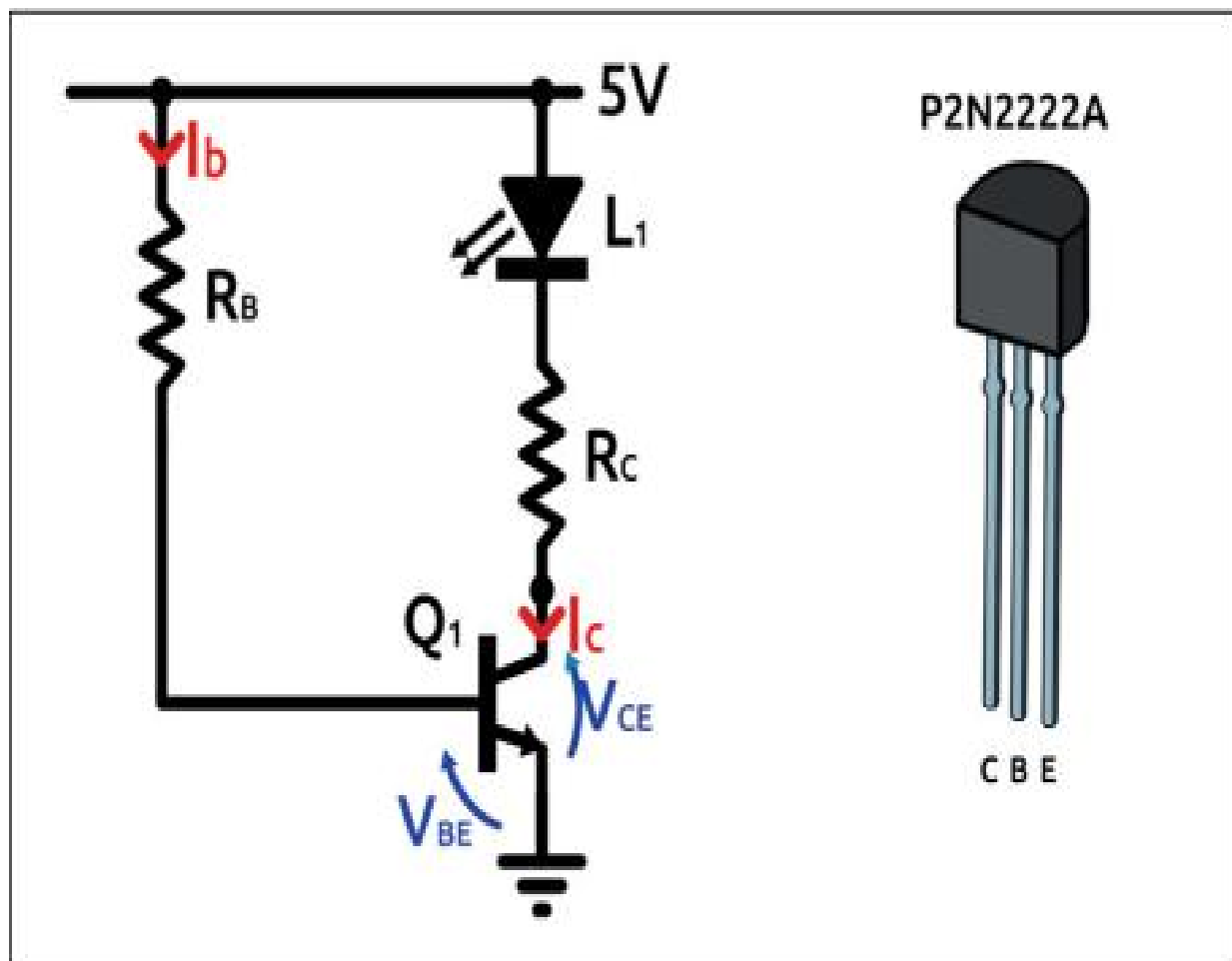


Figura 3.35 – Esquema eléctrico para utilizar un transistor NPN como interruptor y controlar una carga (en este caso, un simple led).

Cuando utilizamos el transistor como un interruptor (switch), ajustaremos las corrientes y las tensiones para llevarlo a la región de saturación y a la de corte, según la señal aplicada a la base. Para entender qué sucederá en saturación, debemos consultar las especificaciones en busca de alguna información. Para este transistor, veremos una sección titulada On characteristics que contiene datos e informaciones relativas al transistor en saturación y en la zona activa. Las informaciones acerca del transistor en corte se recogen en la sección off characteristics.

El P2N2222A tiene una beta que va de 100 a 300. Para realizar los cálculos, es recomendable ponerse en las peores condiciones y utilizar el valor más bajo proporcionado. Cuando este transistor está en saturación, su tensión VCE vale unos 0.1-0.3 V (dependiendo de la corriente de base).

Cuando la base está conectada a GND o 0 V, no fluye corriente en el transistor, el cual se apaga, es decir, queda en corte. La VCE es máxima y no circula corriente entre colector y emisor. El transistor se comporta como un circuito abierto. Si aumentamos la corriente de base, el transistor cambia a la región activa y la corriente de colector aumenta de manera proporcional a la corriente de base y a la beta. Más allá de un determinado valor, la corriente de colector ya no sigue de forma lineal la de base y el transistor se comportará como un interruptor cerrado.

Para realizar cálculos, debemos tener en cuenta la rama del circuito que pasa por el emisor y el colector del transistor, y escribimos una ecuación:

$$VCC = VLED + VRC + VCEsat$$

Ahora suponemos que la tensión de saturación del transistor sea de 0.1 V y que la corriente necesaria para encender el led sea de 20 mA. La corriente solicitada por el led será igual a la IC que pasará por el transistor. Volvemos a escribir la ecuación:

$$RCIC = 5\text{ V} - VLED - VCEsat$$

Ahora obtenemos la resistencia RC:

$$R_c = \frac{5V - V_{LED} - V_{CEsat}}{I_c}$$

Si sustituimos los valores conocidos, obtenemos:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} = \frac{5 - 2.01 \text{ V}}{0.020 \text{ A}} = 145 \Omega \approx 150 \Omega$$

Por tanto, elegimos una resistencia R_C de 150Ω porque es el valor comercial más cercano al calculado.

Ahora debemos calcular la resistencia de base necesaria para garantizar una corriente de base que pueda llevar al transistor en saturación. La corriente de base y la de colector están vinculadas cuando el transistor está en la región activa por la relación:

$$I_C = \beta I_B$$

En saturación, esta relación ya no es válida porque la corriente de colector cambia muy poco o nada cuando la de base cambia. Podemos utilizar esta fórmula para calcular el valor de la corriente de base I_B al límite de la región activa y poco antes de entrar en saturación. Conociendo la I_B próxima a la saturación, podremos elegir una resistencia de base adecuada, que garantice que la corriente sea un poco superior al valor calculado, para garantizar que el transistor se ponga en saturación. Para el 2N2222A hemos encontrado una beta que va de 100 a 300. Utilizaremos el valor mínimo que corresponde al peor caso que podemos encontrarnos. La corriente de colector que se debe utilizar es la necesaria para encender el led (20 mA).

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{20 \text{ mA}}{100} = 0.0002 \text{ A} = 0.2 \text{ mA}$$

Para calcular la resistencia de base, debemos tener en cuenta la rama del circuito que pasa por la resistencia R_B y por la unión BE del transistor. La

corriente que circula en la rama es exactamente la I_B y, por tanto, podemos escribir:

$$R_B I_B + V_{BE} = 5 \text{ V}$$

Obtenemos la R_B :

$$R_B I_B = 5 \text{ V} - V_{BE}$$

$$R_B = \frac{5 \text{ V} - V_{BE}}{I_B}$$

Suponemos que la V_{BE} es igual a 0.7 V y llevamos a cabo los cálculos:

$$R_B = \frac{(5.0V - 4.3V)}{0.2mA} = 215k\Omega$$

La resistencia con el valor comercial más cercano al calculado podría ser de 22 k Ω , pero, si eligiéramos un valor bastante más bajo (por ejemplo, 10 k Ω), tendríamos la garantía de tener una corriente de base suficiente para llevar el transistor en saturación sin incertidumbres.

Si probamos a realizar los cálculos con una beta de 300, podríamos encontrar una corriente mucho más baja, igual a 0.06 mA, y una R_B de 72 k Ω . También en este caso, con una resistencia de 10 k Ω , el transistor saltará seguro.

Para llevar el transistor en corte, basta con hacer que no entre corriente en la base o bien conectarla a 0 V (masa), de manera que la tensión V_{BE} esté a 0. Si la corriente de base es nula, también lo será la corriente de colector y, por tanto, el led estará apagado. Podemos modificar el circuito de la figura 3.35 añadiendo un pulsador que podemos utilizar para que la corriente llegue a la base del transistor. El esquema del circuito modificado se puede ver en la figura 3.36. La base está conectada de forma estable a tierra mediante un resistor de 10 k Ω para que, cuando el botón no esté pulsado, la base no quede flotante y el transistor no pueda conmutar al azar. Si pulsamos el botón, conseguiremos que una determinada corriente llegue a la base y lleve el transistor en saturación.

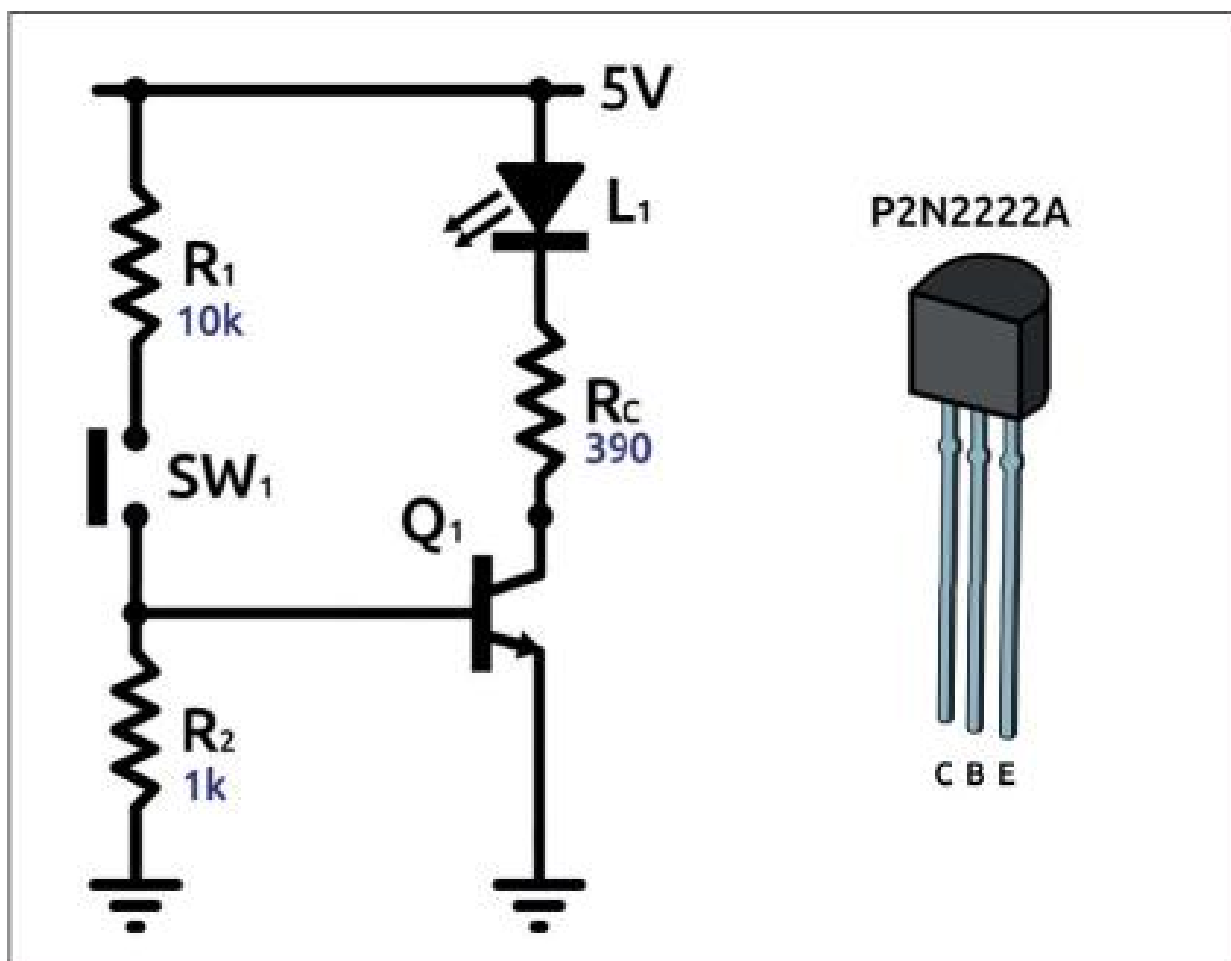


Figura 3.36 – Esquema eléctrico de un transistor NPN controlado por un pulsador.

Todo cuanto acabamos de ver también sirve para un transistor de tipo PNP. Por lo tanto, podemos realizar los mismos circuitos con la previsión de invertir los elementos. En un transistor PNP, el emisor estará conectado a la tensión positiva de alimentación y el colector se orientará hacia tierra. Así, el led y la resistencia R_C estarán conectados entre el colector y la masa. Los esquemas eléctricos para llevar el transistor en saturación y corte se muestran en la figura 3.37. En el primer caso tenemos la base conectada a tierra a través de la R_B del valor de $10\text{ k}\Omega$. En el transistor PNP la corriente sale de la base y alcanza la masa. Si la resistencia de base está bien calculada (los cálculos son idénticos al caso del dispositivo NPN), la corriente de base será suficientemente elevada para llevar el transistor en saturación. Cuando la base está conectada al positivo de alimentación, entre base y emisor habrá una diferencia de potencial de 0 V y, por tanto, el transistor estará apagado.

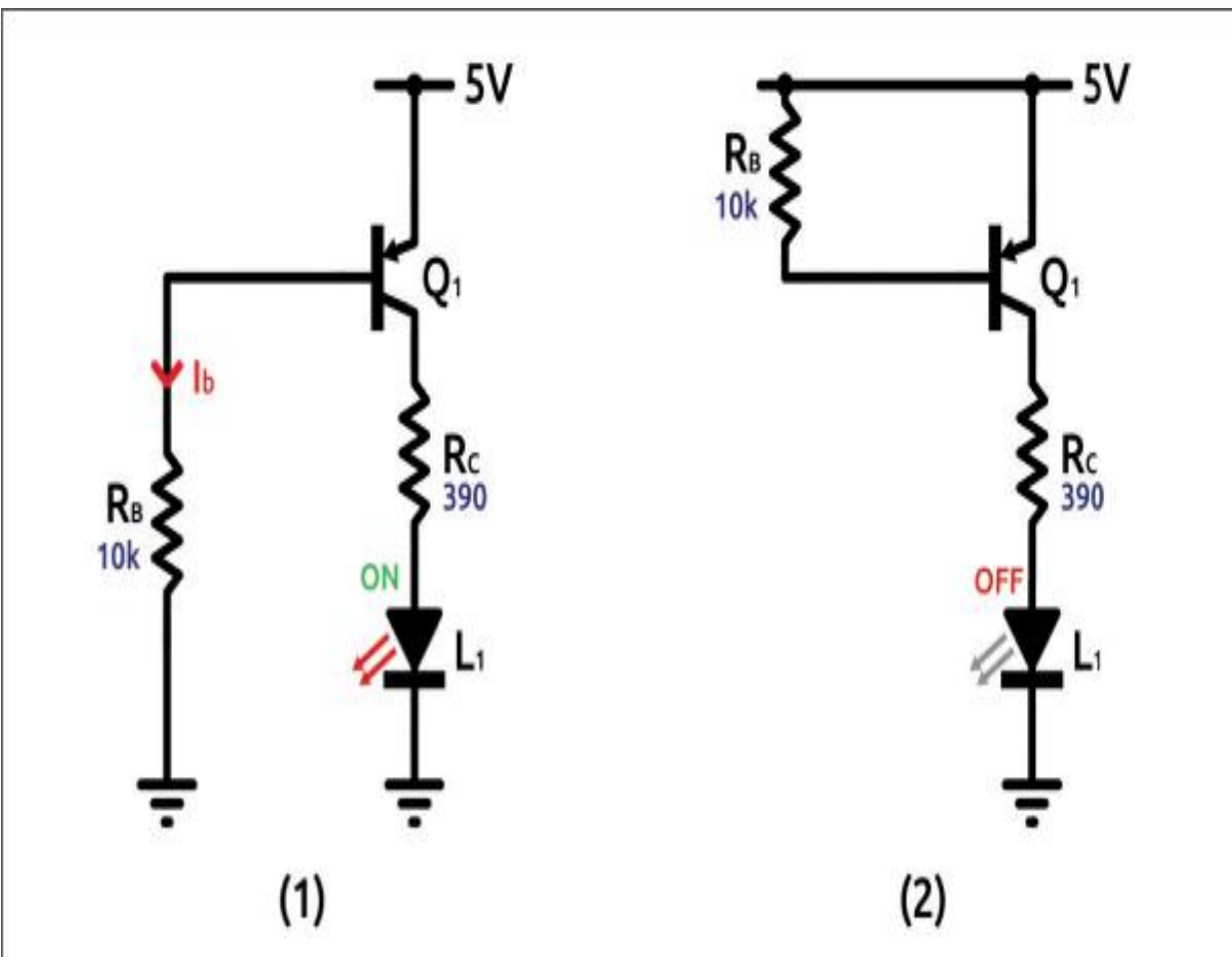


Figura 3.37 – PNP en saturación (1) y PNP en corte (2).

En cuanto a la potencia disipada por el transistor, debemos tener en cuenta la corriente de colector que lo atraviesa y la tensión entre emisor y colector. Cuando el transistor está en saturación, la corriente de base también contribuye de un modo que podría ser importante. Así, la potencia disipada por el transistor surge de la suma de la potencia imputable a la corriente de base, sumada a la potencia proporcionada por la corriente de colector:

$$P_{bjt} = P_C + P_B = I_C V_{CEsat} + I_B V_{BE}$$

Para nuestro caso (NPN en saturación), podemos escribir:

$$P_{bjt} = 0.020 \text{ A} \times 0.1 \text{ V} + 0.0002 \text{ A} \times 0.7 \text{ V} = 0.00214 \text{ W} = 2.14 \text{ mW}$$

Se trata de un valor muy inferior a la potencia máxima que puede disipar el transistor. Si el valor se acercara a la máxima potencia soportable, el componente se calentaría y sería oportuno añadirle una aleta de disipación para evitar que la temperatura suba demasiado y dañe al componente. Cuando el transistor está en saturación, la VCE asume un valor mínimo y, por tanto, la disipación de potencia es mínima respecto a cuando el componente funciona en su región activa, donde la VCE asume valores más elevados.

61. Tipos de etapas con transistor y su polarización

Descubrimos cómo polarizar un transistor y qué tipos de amplificador se pueden realizar con este dispositivo.

Polarizar un transistor significa calcular los valores de las resistencias que lo rodean con el fin de configurar un punto de trabajo y, así, definir de manera estable las corrientes que lo atraviesan y las tensiones en sus terminales. Normalmente se polariza para fijar unas condiciones que permitan al dispositivo funcionar como un amplificador sin distorsionar las señales que recibirá.

Polarizar un transistor es como intentar poner en equilibrio un balancín con brazos de longitudes distintas (figura 3.38). Para mantener el balancín en equilibrio y en horizontal, debemos colocar sobre el extremo más corto un peso adecuado. En esta condición de equilibrio, cada oscilación realizada sobre el lado más corto (B) producirá una oscilación más amplia sobre el lado más largo y, si el balancín está bien equilibrado, el extremo no tocará el suelo. En el caso en que el balancín esté mal equilibrado, si aplicamos oscilaciones sobre el lado más corto, obtendremos unas oscilaciones más amplias en el lado más largo, pero el balancín chocará contra el suelo. Si un amplificador de transistor no está polarizado correctamente, podremos observar distorsiones sobre la señal en salida, que no ocupará todo el intervalo de tensiones posible (dinámica), pero que podría resultar cortado (clipping).

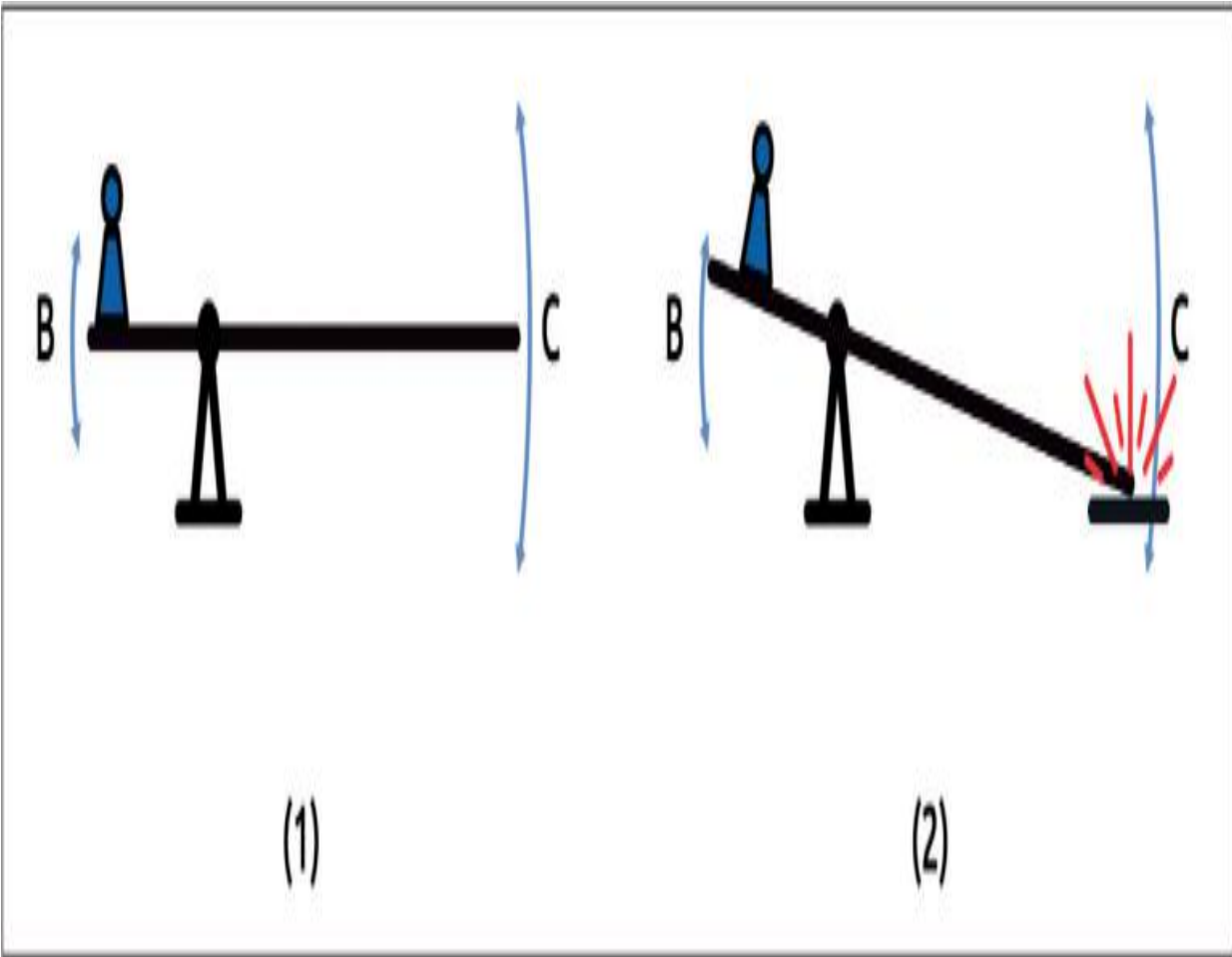


Figura 3.38 – Podemos imaginar un transistor como una palanca o un balancín (1). Si lo polarizamos, ponemos el balancín en equilibrio, pero, si este equilibrio no es correcto, corremos el riesgo de que uno de los extremos del balancín choque contra el suelo (2).

Existen tres configuraciones principales para realizar un amplificador con un transistor:

- emisor común

- colector común o rastreador de emisor (emitter follower)

- base común

Estas son las configuraciones más sencillas. Después existen otras más complejas que utilizan varios transistores. Todas las combinaciones se pueden realizar tanto con un transistor NPN como PNP. Aquí las veremos solo con transistores NPN.

La configuración con emisor común se utiliza mucho para amplificar señales de todo tipo. La señal se aplica en la base y se recoge en el colector del transistor, desfasado 180° . Esta configuración tiene una ganancia mayor que 1 y, por tanto, puede amplificar las señales. La configuración con colector común tiene una ganancia unitaria, es decir, no amplifica la señal y no la desfasa, y tiene una ganancia en corriente en lugar de en tensión. Se utiliza como búfer para separar la señal de la fuente y para darle potencia. La señal aplicada a la base es recogida por el emisor. La impedancia de entrada de esta etapa es elevada: esto significa que la corriente absorbida por la entrada es baja.

El amplificador de base común amplifica la señal aplicada sobre el emisor que presenta, en salida, sobre el colector.

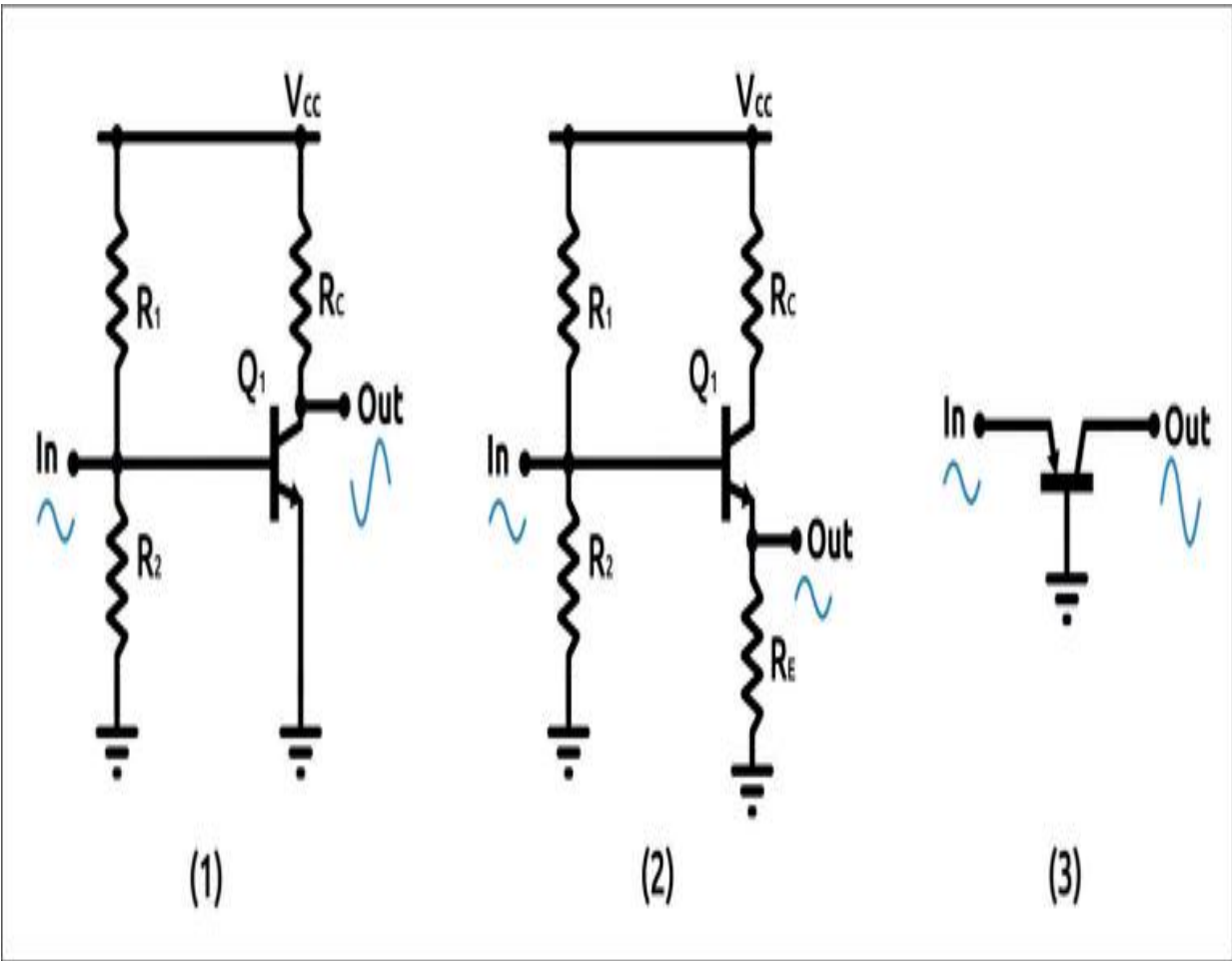


Figura 3.39 – Configuraciones del transistor como amplificador: con emisor común (1), con colector común (2) y con base común (3).

Podemos polarizar un transistor y calcular la red de resistencias que determinan su punto de equilibrio o de trabajo utilizando sus características gráficas o bien desarrollando una serie de cálculos. Vamos a tratar de describir el procedimiento gráfico, quizás más sencillo, pero a menudo impracticable, porque no siempre encontramos las características del transistor en las especificaciones proporcionadas. Hacemos referencia a un esquema simplificado donde tenemos un transistor NPN con la base conectada a una batería, el emisor conectado a tierra y el colector, a una segunda batería que proporciona la V_C , a través de una resistencia R_C (figura 3.40).

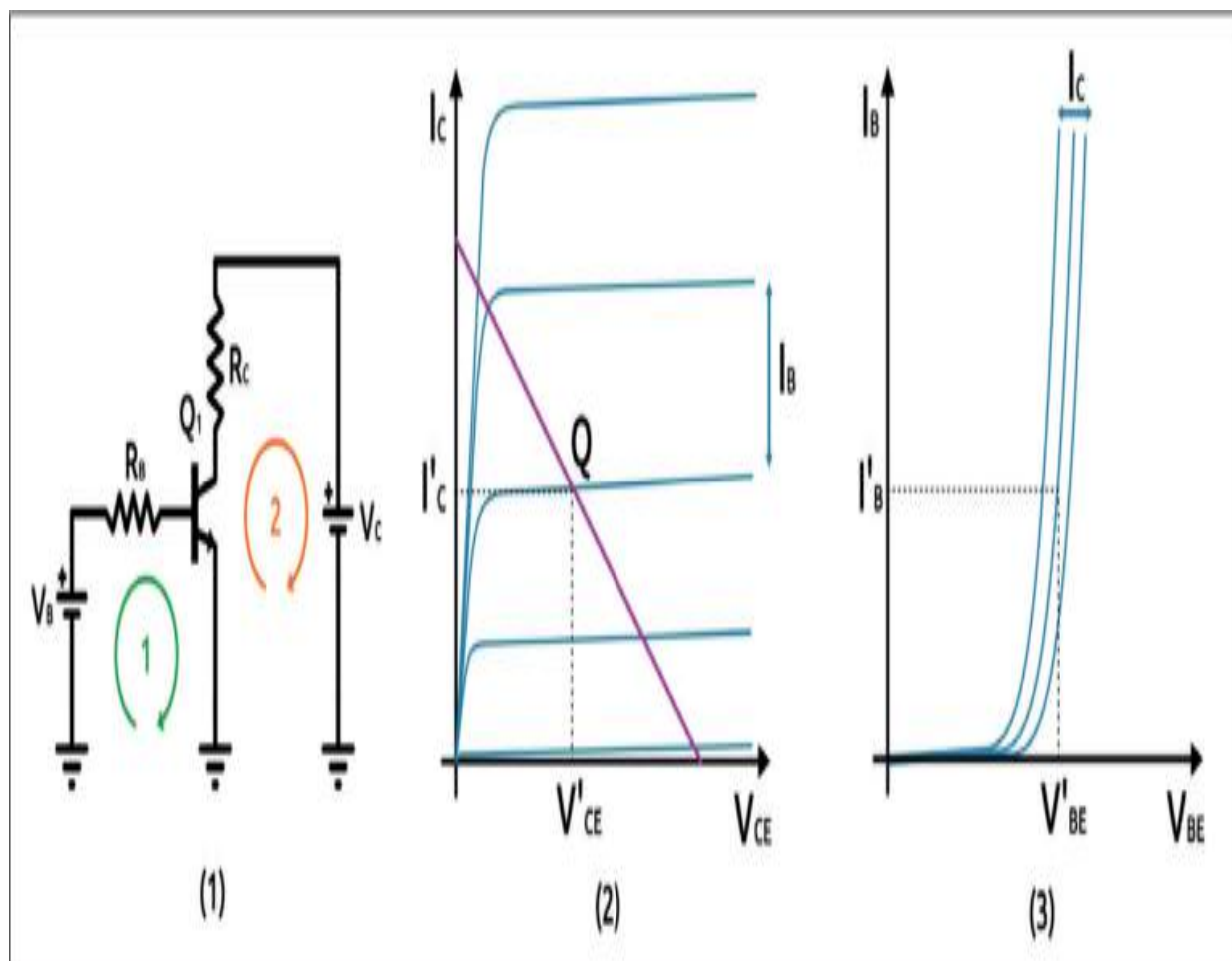


Figura 3.40 – Esquema eléctrico de un simple amplificador de transistor (1). Para su polarización, examinamos las características de salida trazando la recta de carga (2) y, una vez determinada la corriente de colector, obtenemos la corriente de base con las características de entrada (3).

En el esquema eléctrico que muestra la figura 3.40 (1) podemos identificar dos mallas: una en la entrada y otra en la salida. Se empieza por la malla de la derecha, imaginando la característica de salida del transistor, que expresa la tendencia de la corriente de colector en función de la V_{CE} , para una corriente de base prefijada. Si escribimos la ecuación para la malla de salida, obtenemos:

$$V_{CE} + I_{C}R_{C} = V_{CC}$$

Esta expresión corresponde a una recta (la recta de carga) que podemos trazar sobre las características de salida. La recta tendrá una pendiente que depende del valor de la resistencia R_C . Por tanto, la recta y la resistencia deben elegirse de manera que podamos obtener la configuración que dé las menores distorsiones sobre la señal de salida, como se muestra en la figura 3.41. La señal de entrada en la etapa de amplificación modificará la corriente de base y, por tanto, cambiará la posición del punto Q (desplazando hacia arriba o hacia abajo la curva de salida). Las variaciones de Q producirán cambios sobre la corriente del colector y sobre la tensión V_{CE} . Si la recta resulta demasiado comprimida o el punto Q se encuentra demasiado desplazado hacia los extremos, las variaciones de la señal no serán fiables y tendremos una limitación de la señal de salida (clipping).

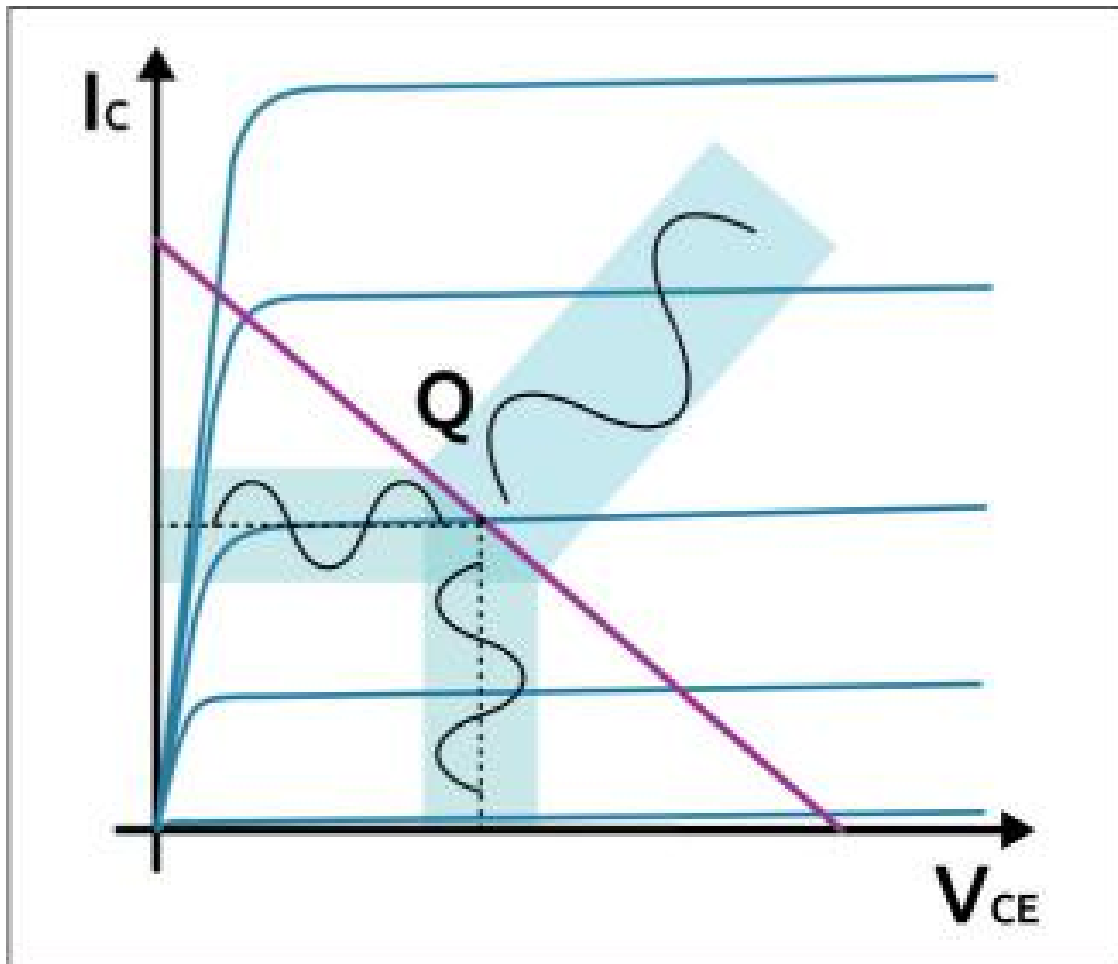
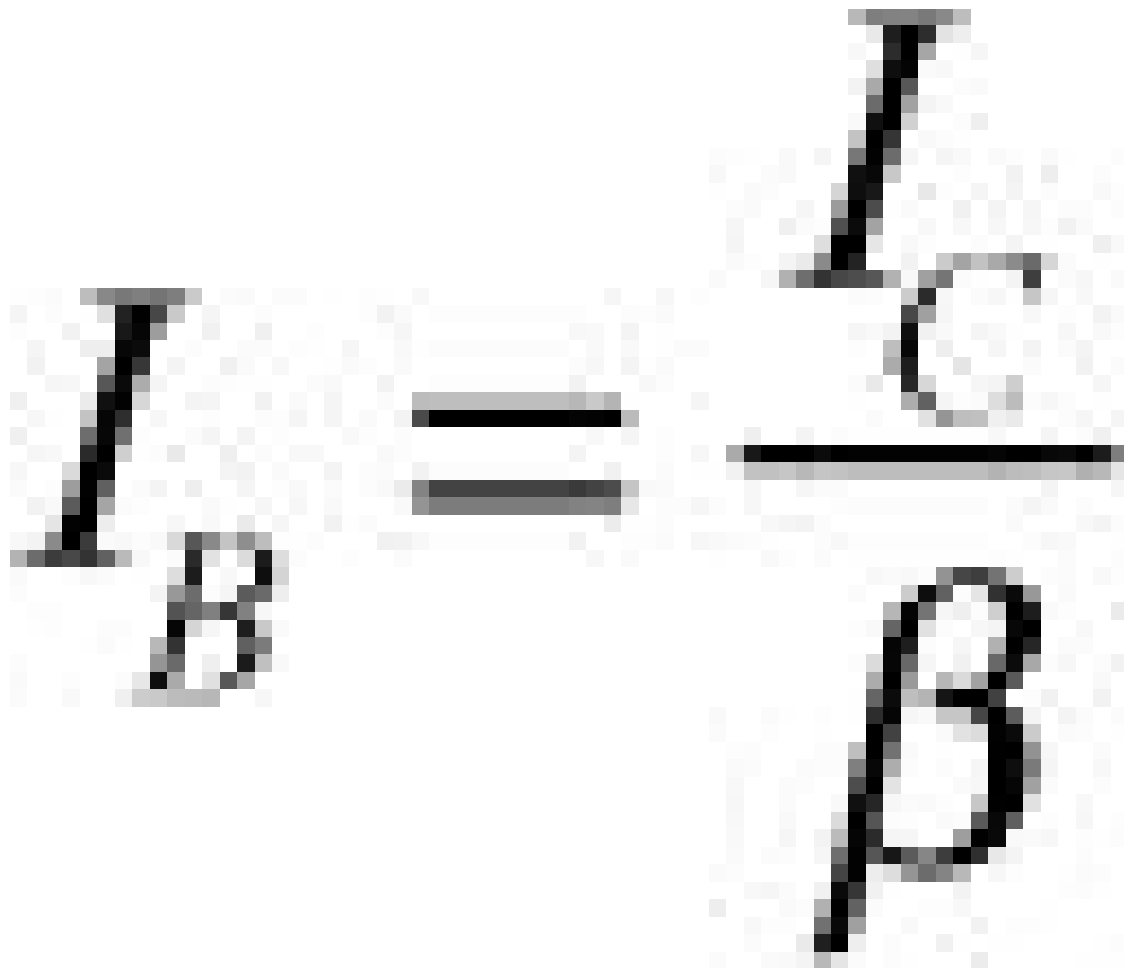


Figura 3.41 – En una situación óptima, las variaciones del punto de equilibrio Q generan variaciones de la corriente de colector y de la tensión V_{CE} , sin fenómenos de distorsión.

Una vez obtenida la corriente de colector, podemos extraer la corriente de base analizando la malla de entrada y cruzando la curva con la recta determinada por la resistencia conectada a la base. Por lo general, para simplificar los cálculos, se supone una tensión V_{BE} fija de unos 0.7 V y se utiliza para obtener la R_B . La corriente de base se puede obtener conociendo la beta del transistor:



Desafortunadamente, no siempre disponemos de las características concretas del transistor y el esquema eléctrico que se utiliza con frecuencia es distinto al que se muestra en la figura 3.40. El esquema más común para un amplificador de emisor común (figura 3.42) utiliza un divisor de resistencias para fijar la tensión y la corriente en la base, una resistencia de colector R_C y una resistencia de emisor R_E que sirve para dar una mayor estabilidad térmica al circuito y fijar la ganancia. Para las otras configuraciones, se procede de forma parecida. En los circuitos reales también encontramos dos condensadores de desacoplo (C_1 e C_2) situados a la entrada y a la salida del circuito. Los condensadores bloquean las corrientes continuas y aíslan la etapa de amplificación, con lo que evitan que las señales aplicadas puedan modificar el punto de trabajo. Los condensadores dejan pasar solo la señal auténtica, y permiten que el punto Q oscile siguiendo la señal. Los condensadores también evitan que una carga desequilibrada conectada a la salida o a la entrada pueda modificar la polarización de la etapa. En un

esquema real, en paralelo a la resistencia de emisor tenemos un condensador que sirve para cortocircuitar la resistencia en presencia de una señal. De hecho, la resistencia R_E sirve para polarizar el transistor, pero disminuye la ganancia total. El condensador la hace desaparecer a los ojos de la señal y hace que la ganancia aumente.

La etapa será alimentada por una única tensión y no por dos baterías (!). Para elegir el punto de trabajo, se intenta hacer que la tensión V_C sobre el colector sea igual a casi la mitad de la tensión de alimentación proporcionada, para dar a la señal la máxima dinámica posible. Si alimentamos a 12 V y el punto de equilibrio está a 6 V, la señal de salida podrá separar equitativamente tanto por encima como por debajo el valor de V_C .

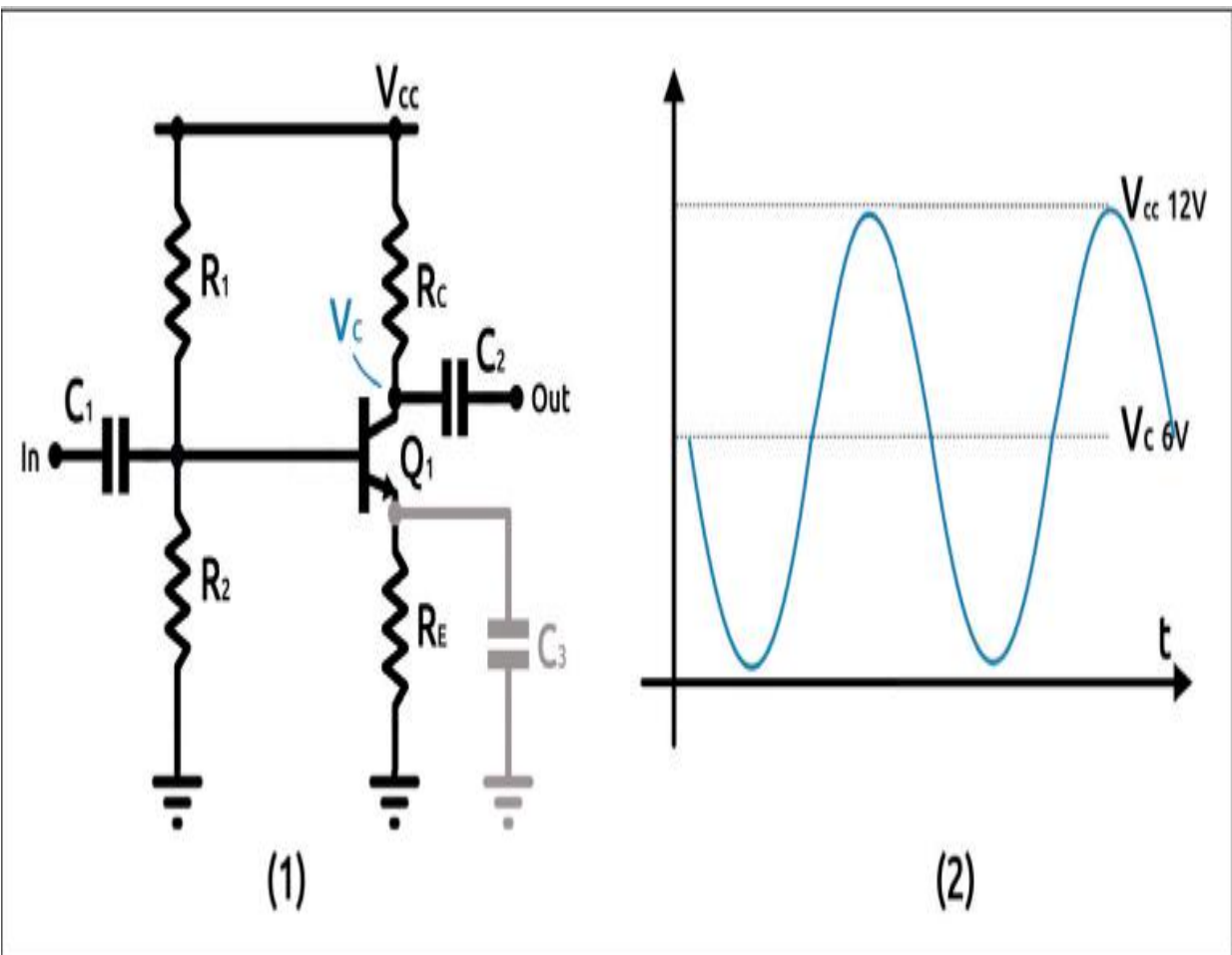


Figura 3.42 – Esquema práctico para la realización de una etapa de amplificación con emisor común (1). Fijando la VC a la mitad de la tensión de alimentación, obtendremos la máxima dinámica posible sin distorsiones (2).

62. Polarizar un amplificador con emisor común con características gráficas

Analizamos una etapa de amplificación con emisor común y desarrollamos los cálculos para su polarización.

Para estudiar o diseñar una etapa de amplificación de transistor con emisor común, a menudo se utiliza un esquema didáctico o simplificado como el que se muestra en la figura 3.43. En un esquema real tenemos algunos componentes añadidos y una única alimentación. El esquema no muestra el punto de entrada y de salida de la señal, porque sirve principalmente para configurar el punto de trabajo, es decir, la polarización del transistor. El emisor no está conectado directamente a tierra, si bien el esquema está definido como emisor común porque la resistencia R_E introduce una mejor estabilidad del circuito. La señal que se debe amplificar se aplicará a la base y se recogerá directamente sobre el colector. Las resistencias R_E y R_C sirven para ajustar la corriente de colector y la tensión VCE del transistor. En este esquema, para simplificar, las tensiones de alimentación están proporcionadas por baterías. Si observamos el circuito, podemos identificar dos mallas, una de entrada (1) y otra de salida (2).

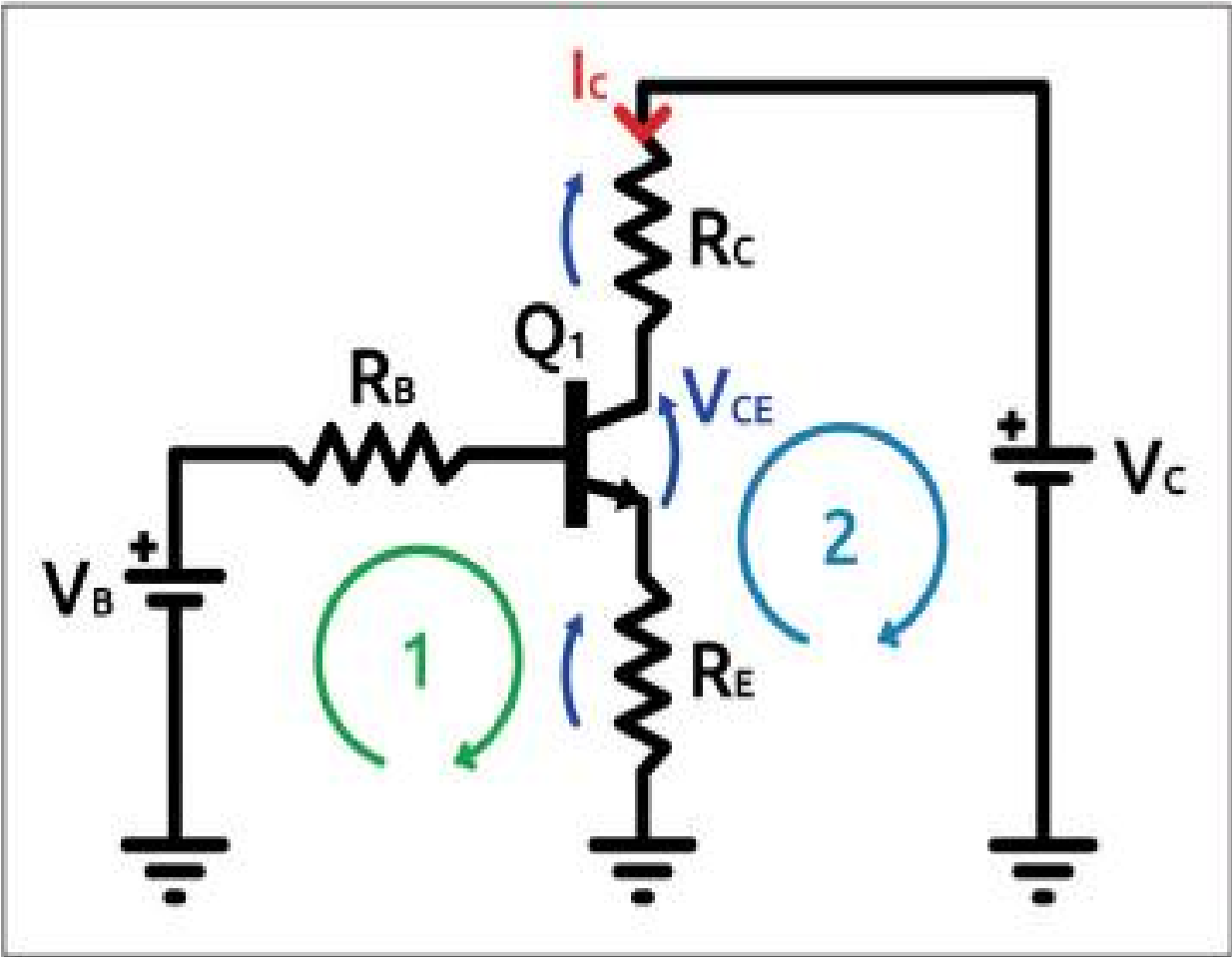


Figura 3.43 – Etapa de amplificación con emisor común de tipo didáctico.

Para la malla de salida (2) de la figura 3.43, fijamos una convención para las tensiones y obtenemos la ecuación:

$$I_E R_E + V_{CE} + I_C R_C = V_C$$

Teniendo en cuenta que la corriente de colector es casi igual que la corriente de emisor, podemos simplificar la ecuación utilizando solo la IC:

$$I_C R_E + V_{CE} + I_C R_C = V_C$$

Consideremos ahora la característica de salida de la Figura 3.44, donde tenemos la IC en las ordenadas (la y) y la VCE en las abscisas (la x). La ecuación que acabamos de escribir se puede trazar sobreponiéndola a la característica del transistor. De hecho, si la dibujáramos, obtendríamos una recta. Volvamos a escribirla de un modo más adecuado:

$$I_C R_E + I_C R_C = V_C - V_{CE}$$

$$I_C = \frac{V_C - V_{CE}}{R_E + R_C}$$

Para dibujarla, podemos fijar I_C en 0 V y calcular la V_{CE} que obtendremos:

$$0 = \frac{V_C - V_{CE}}{R_E + R_C}$$

Dividimos los dos términos situados en la parte derecha de la ecuación:

$$0 = \frac{V_C}{R_E + R_C} - \frac{V_{CE}}{R_E + R_C}$$

La volvemos a escribir de este modo para tener solo signos positivos:

$$\frac{V_{CE}}{R_E + R_C} = \frac{V_C}{R_E + R_C}$$

Simplificamos el denominador y obtenemos:

$$V_{CE} = V_C$$

Por tanto, podemos identificar un punto en el eje de las abscisas (x) situado en el mismo valor que V_C .

Ahora, fijamos V_{CE} en 0 y obtenemos IC. Utilizamos una vez más la ecuación de la malla de salida:

$$ICRE + ICRC = VC - VCE$$

a partir de la cual obtenemos que IC es igual a:

$$I_C = \frac{K_C}{R_E + R_C}$$

Después, identificamos un segundo punto situado exactamente sobre el eje vertical. Si unimos los dos puntos, trazamos aquello que se conoce como recta de carga.

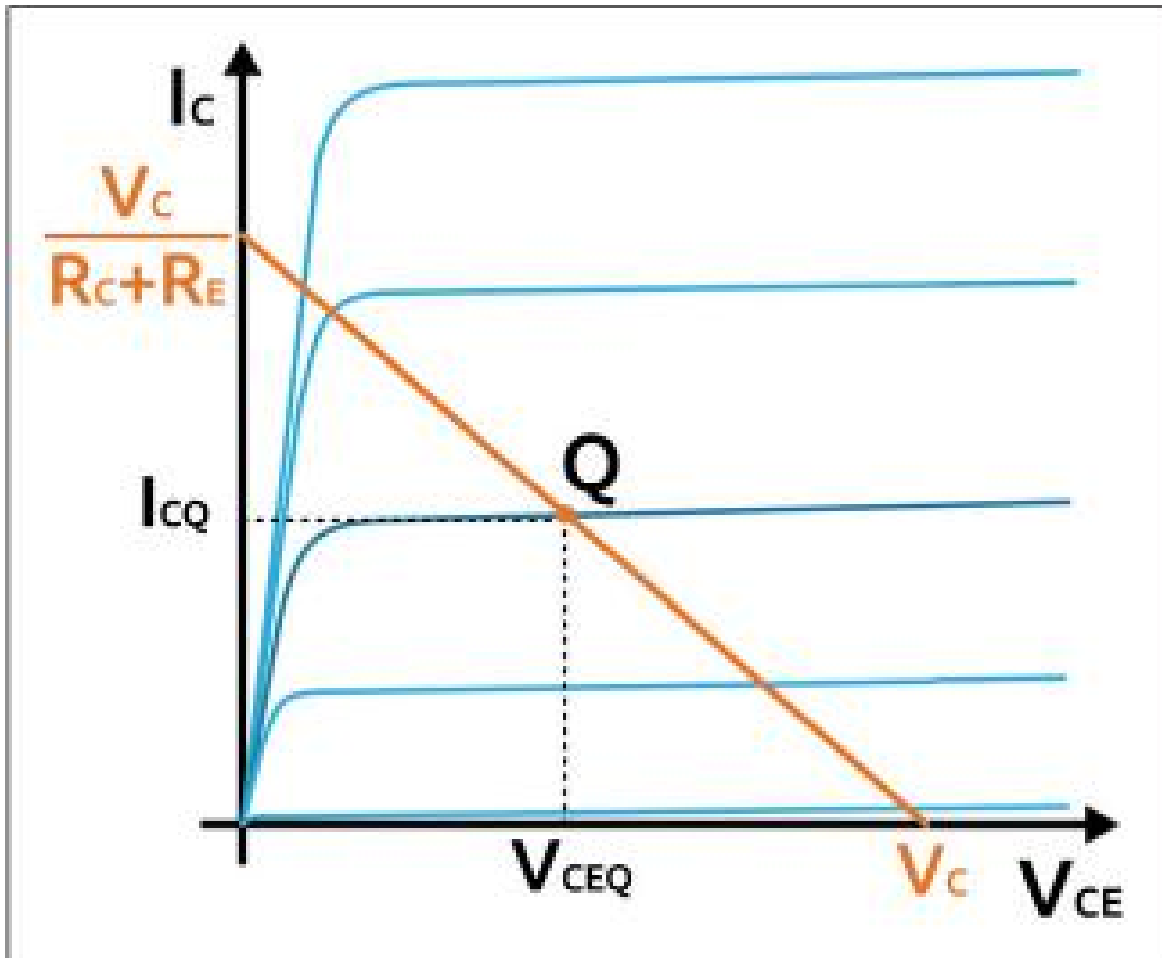


Figura 3.44 – Característica de salida del transistor con la recta de carga trazada.

La recta cruza las curvas de salida del transistor que, como ya sabemos, dependen de la corriente de base. Debemos elegir la característica más adecuada, es decir, la que produzca menos distorsiones y evite el fenómeno del clipping. Una vez identificada la curva, podemos fijar el punto de trabajo (Q). Al punto elegido, le corresponderán un valor de I_C y otro de V_{CE} de trabajo o inactivos, que en la figura 3.44 se indican de este modo: I_{CQ} y V_{CEQ} .

Una vez fijadas la corriente de colector y la tensión entre emisor y colector, podemos determinar el valor de las resistencias R_C y R_E . Teóricamente, si han identificado la curva de salida que se cruza con la recta de carga, ya deberían conocer también la corriente de base. De forma alternativa, la podemos obtener dividiendo la corriente de colector entre la beta del transistor.

Ahora consideremos la malla de entrada (visible en la figura 3.43), para la cual podemos escribir la ecuación:

$$V_B = R_B i_B + V_{BE} + R_E i_C$$

Aquí, las únicas incógnitas son la tensión V_{BE} y R_B . Para V_{BE} podemos analizar las características de entrada y realizar razonamientos similares a los que encontramos para las características de salida. En realidad, la variación de V_{BE} producida por I_C es mínima y, por tanto, podemos simplificar el procedimiento teniendo en cuenta la V_{BE} fija e igual a 0.7 V. Podemos obtener la resistencia de base resolviendo la ecuación:

$$R_B i_B + V_{BE} + R_E i_C = V_B$$

$$R_B i_B = V_B - V_{BE} - R_E i_C$$

$$R_B = \frac{V_B - V_{BE} - R_E i_C}{i_B}$$

El procedimiento mostrado no es especialmente complicado, pero solo es viable si se dispone de los gráficos de características del transistor, los cuales, desafortunadamente, no siempre están disponibles (¡ni en las especificaciones!).

63. Obtener el equivalente de Thevenin del circuito de entrada de un amplificador con emisor común

Para simplificar los cálculos de una etapa de amplificación con emisor común, podemos sustituir las resistencias de entrada con un generador y una resistencia equivalentes.

La etapa de amplificación con emisor común que hemos visto en el truco n.º 61 (figura 3.40) es un esquema ideal y didáctico. En cambio, un esquema muy común utiliza un divisor resistivo que fija la tensión sobre la base. El esquema se muestra en la figura 3.45 (1), donde vemos también otros esquemas posibles. En el segundo esquema de la figura 3.45 la polarización de base se realiza con una simple resistencia conectada a la línea de alimentación. En el tercer esquema la tensión de base está configurada con un diodo zener, con el fin de tener una tensión estable y bien definida.

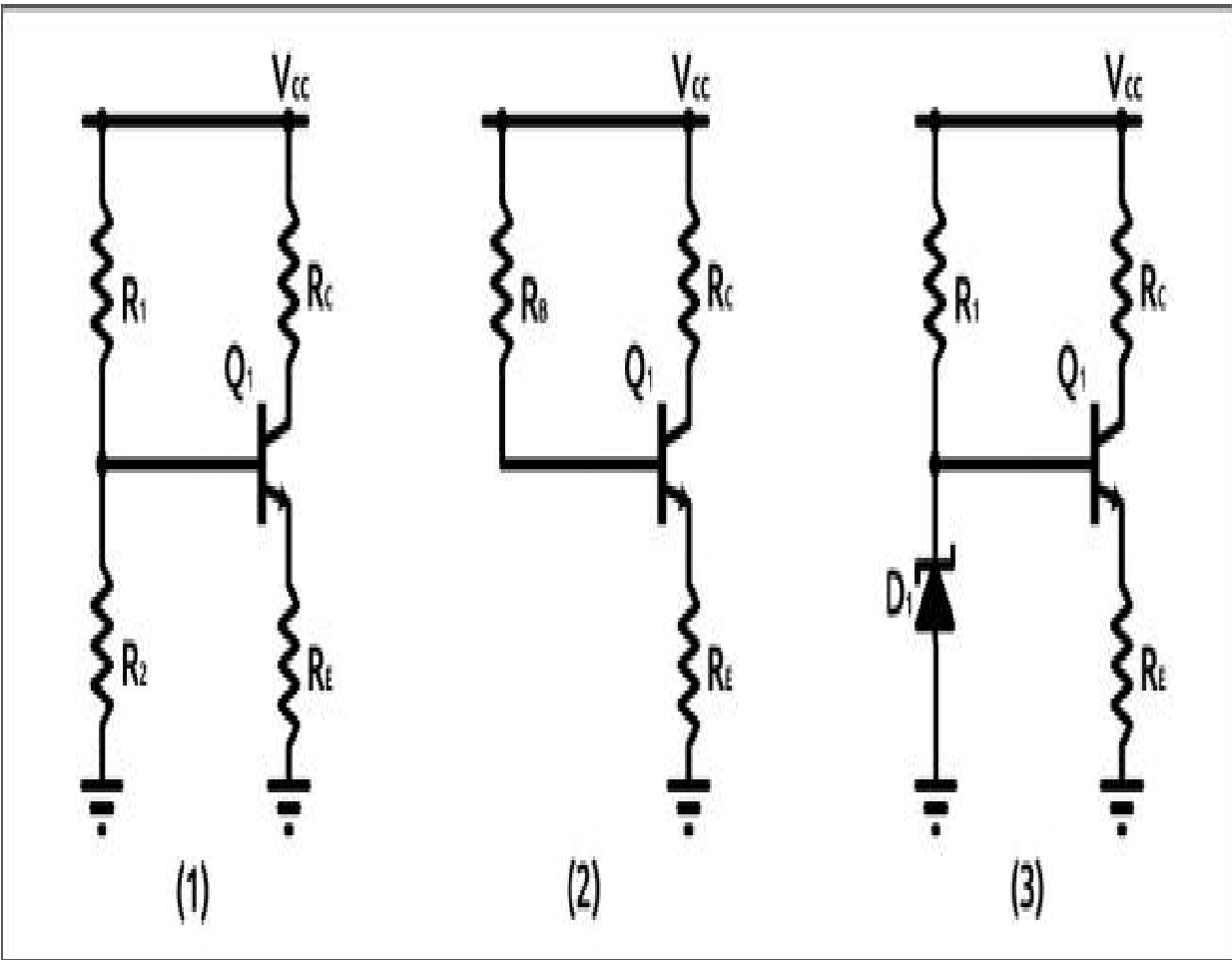


Figura 3.45 – Etapa de emisor común con divisor resistivo en la entrada (1).

Polarización con un simple resistor de base (2). Polarización con un diodo zener (3).

Analizaremos el primer esquema, redirigiéndolo hacia una forma más sencilla, pero equivalente, aplicando el teorema de Thevenin. El esquema del circuito se muestra claramente en la figura 3.46, donde vemos señalados dos terminales que utilizaremos para aplicar el Thevenin.

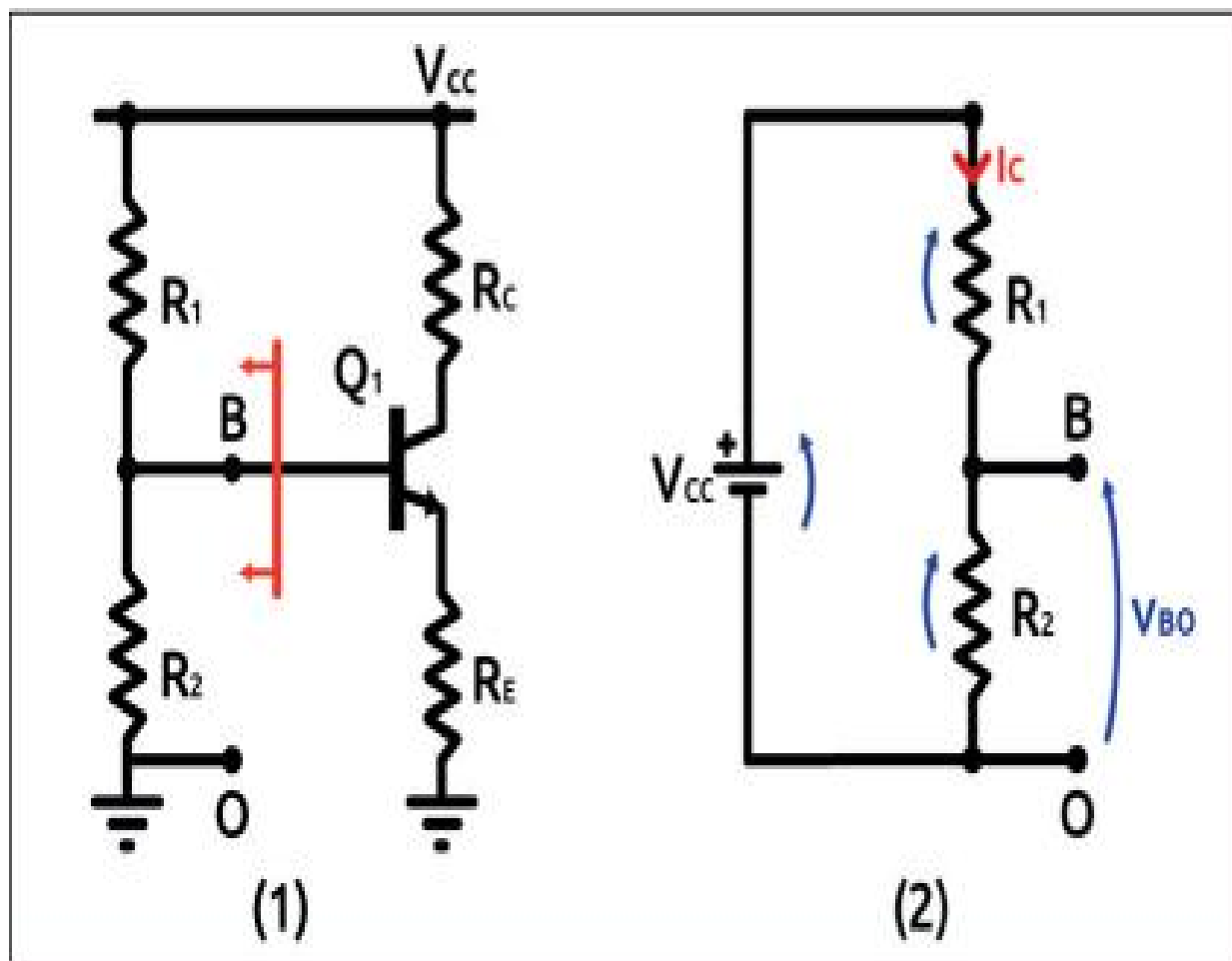


Figura 3.46 – Etapa de amplificación con divisor resistivo en la entrada (1) y los terminales que hay que utilizar para el cálculo con Thevenin señalados.

A la derecha: el circuito que se debe utilizar para el cálculo del generador y el resistor equivalentes (2).

Los dos terminales están indicados con las letras B y O. Aislamos el que está a la izquierda de los dos terminales e intentamos reconducirlo a un único generador equivalente en serie con una resistencia equivalente (figura 3.46-2). La tensión de alimentación V_{CC} está representada con una batería. Si tenemos en cuenta la malla formada por las baterías y por los dos resistores de entrada, tenemos:

$$V_{CC} = iR_1 + iR_2$$

Tratamos de obtener la corriente i que circula por toda la malla:

$$V_{CC} = i(R_1 + R_2)$$

$$i = \frac{V_{CC}}{(R_1 + R_2)}$$

En la parte derecha de la figura 3.46 hemos aislado el circuito de entrada con los dos resistores y la batería de alimentación. En los terminales B y O tendremos la tensión equivalente de Thevenin V_{BO} que podemos obtener fácilmente si ya conocemos la corriente i que circula en la malla.

$$V_{BO} = iR_2 = \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2}$$

A continuación, podemos proceder con el cálculo de la resistencia equivalente cortocircuitando los generadores de tensión presentes en el esquema (figura 3.47). Sustituyendo el generador (o la batería) VCC con un cortocircuito podemos observar que R1 y R2 están en paralelo. La resistencia equivalente se puede calcular fácilmente con

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

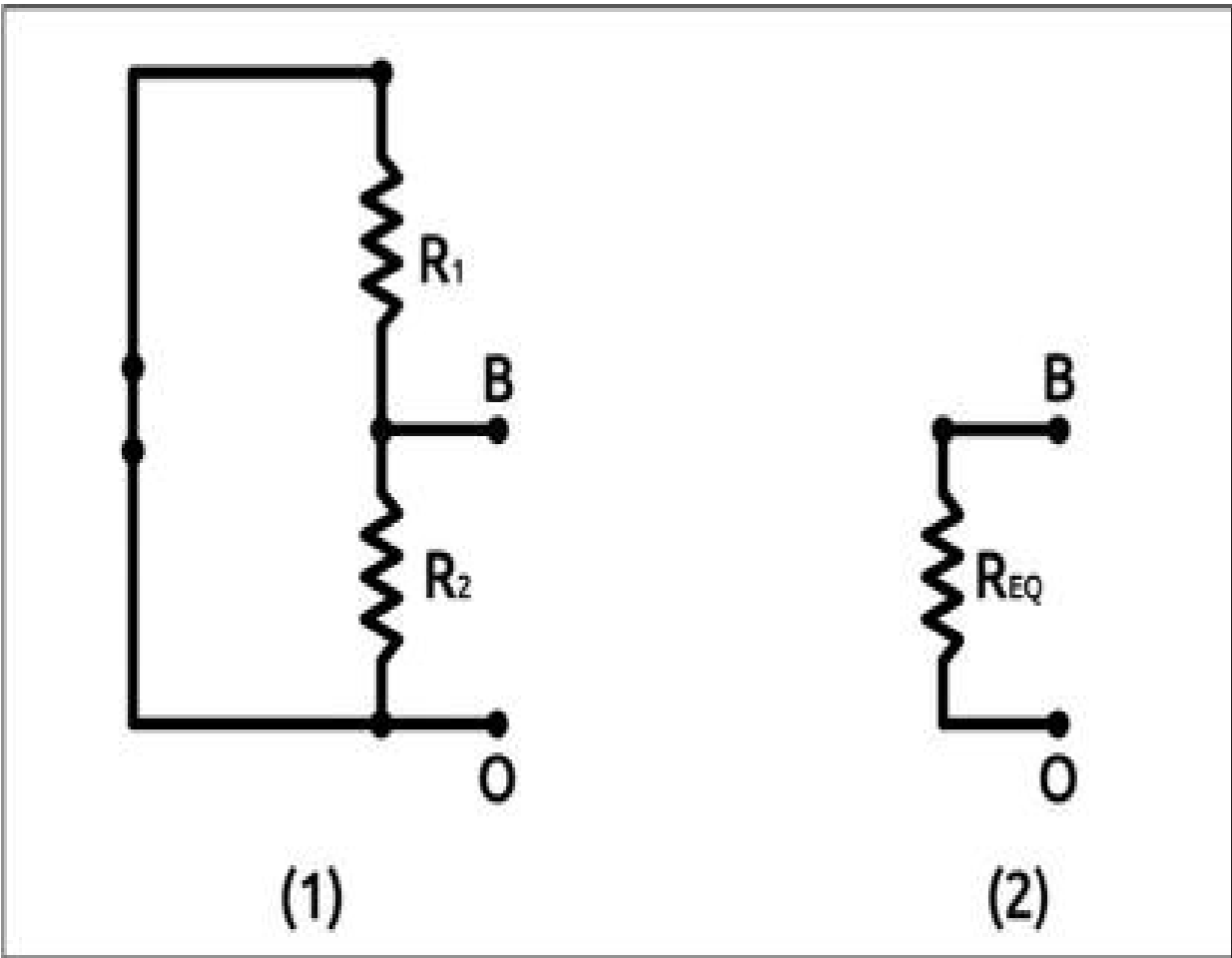


Figura 3.47 – Cálculo de la resistencia equivalente para la etapa de entrada del amplificador.

Los cálculos permiten obtener el valor de una resistencia y de un generador equivalentes que conectaremos a los terminales B y O (figura 3.48).

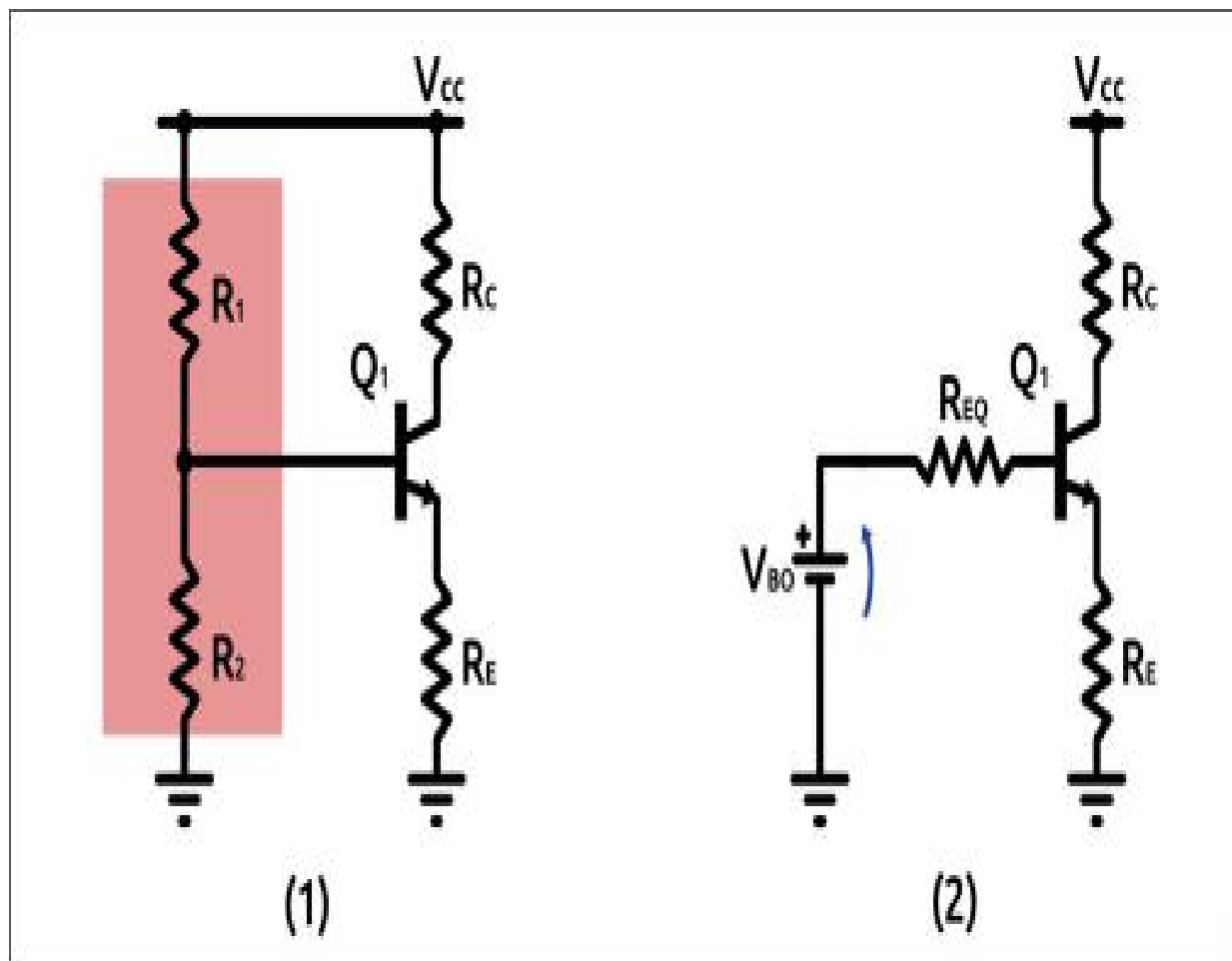


Figura 3.48 – El divisor resistivo a la entrada de la etapa de amplificación puede ser sustituido, en fase de cálculo, con un generador y una resistencia equivalentes.

Esta sustitución solo vale para cálculos. El circuito real será siempre el que tiene las dos resistencias R_1 y R_2 .

64. Planificación empírica para un amplificador con emisor común

Presentamos un método empírico, basado en la experiencia, y algunas consideraciones prácticas para diseñar una etapa de amplificación con emisor común.

Aprovechando la experiencia de los diseñadores electrónicos y analizando los trabajos que nos han dejado, podemos obtener un procedimiento para adaptar una etapa de amplificación con transistor utilizando fórmulas simples e inmediatas. Volveremos a trabajar con una etapa de amplificación con emisor común con un divisor resistivo situado en su entrada. El esquema se muestra en la figura 3.49, donde también podéis observar la presencia de algunos condensadores para desacoplar las señales. La resistencia sobre el emisor proporciona una mayor estabilidad en la etapa, pero disminuye su ganancia efectiva. Para hacer que la resistencia intervenga solo para la polarización y desaparezca ante las señales variables, lo conectaremos en paralelo a un condensador. En el esquema hemos utilizado también una resistencia de carga R_L .

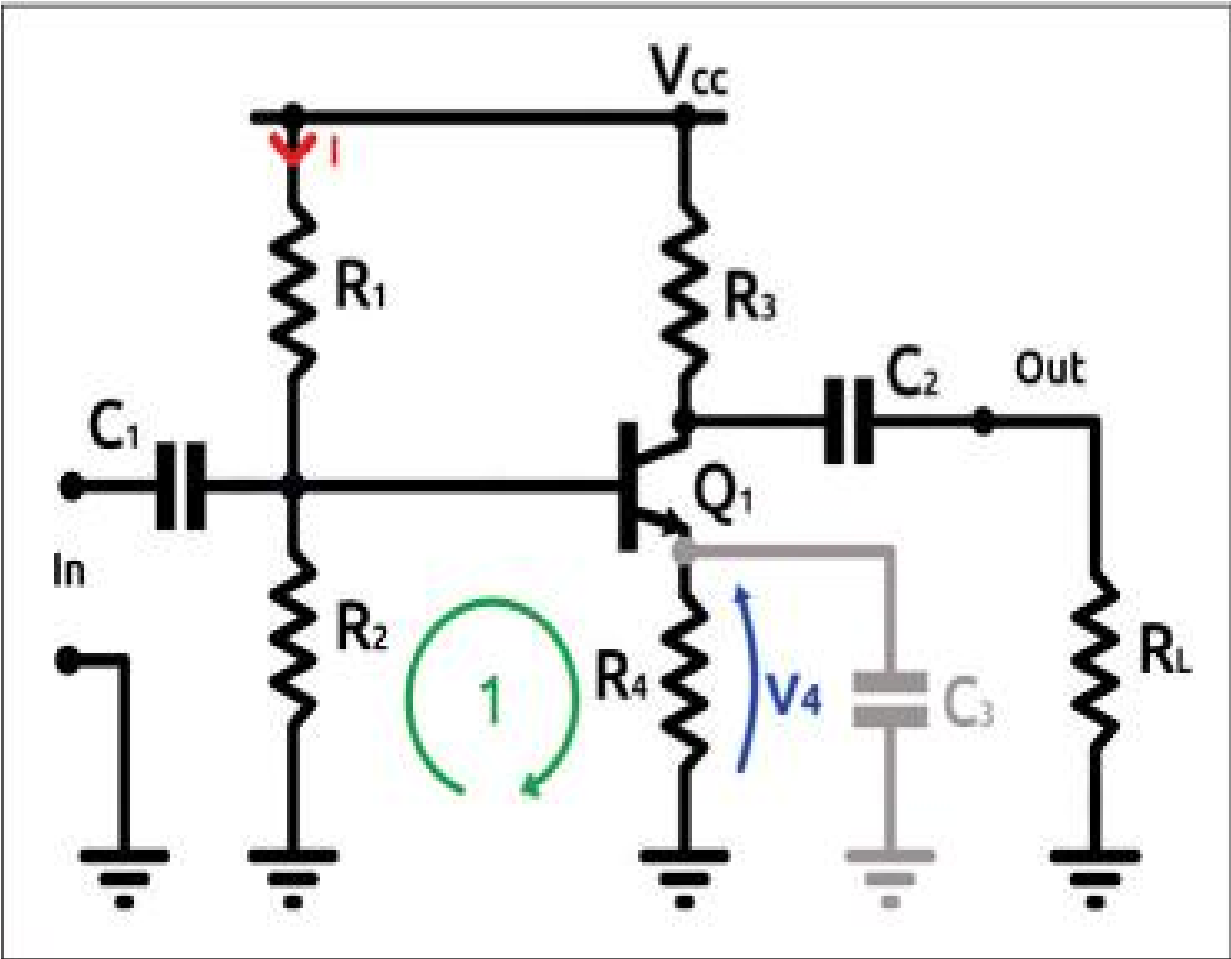


Figura 3.49 – Etapa de amplificación con emisor común con condensadores de desacoplo añadidos.

Fijamos la VCE de manera que la etapa pueda tener la máxima dinámica en salida. La primera regla empírica y el sentido común recomiendan configurar la VCE de manera que sea igual a la mitad de la tensión de alimentación:

$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$$

Por tanto, utilizando una tensión de alimentación igual a 12 V, tendremos que intentar tener una VCE de 6 V. Supongamos que tenemos un transistor NPN con una beta de 110 y que queremos obtener desde nuestra etapa de amplificación una ganancia de 10, es decir, si en la entrada aplicamos una señal de 0.1 V de amplitud, en salida será igual a 1 V. También tenemos en cuenta una carga de 47 kΩ.

Empezamos a determinar el valor de R3. La regla empírica recomienda fijar la resistencia para que sea igual a un tercio de la resistencia de carga:

$$R_2 = \frac{R_1}{2}$$

y, por tanto:

$$R_4 = \frac{47k\Omega}{3} = 15.6 \approx 10k\Omega$$

R4 sirve para configurar la ganancia que hemos ajustado a 10. La ganancia de este tipo de amplificador se puede obtener utilizando modelos matemáticos (por ejemplo, el modelo de Ebers Moll y el comportamiento para pequeñas señales del circuito) que van más allá del alcance de este libro y equivalen a una simple fórmula:

$$G = \frac{R_3}{R_4}$$

Así, podemos obtener el valor de R4:

$$R_4 = \frac{R_3}{G} = \frac{10k\Omega}{10} = 1k\Omega$$

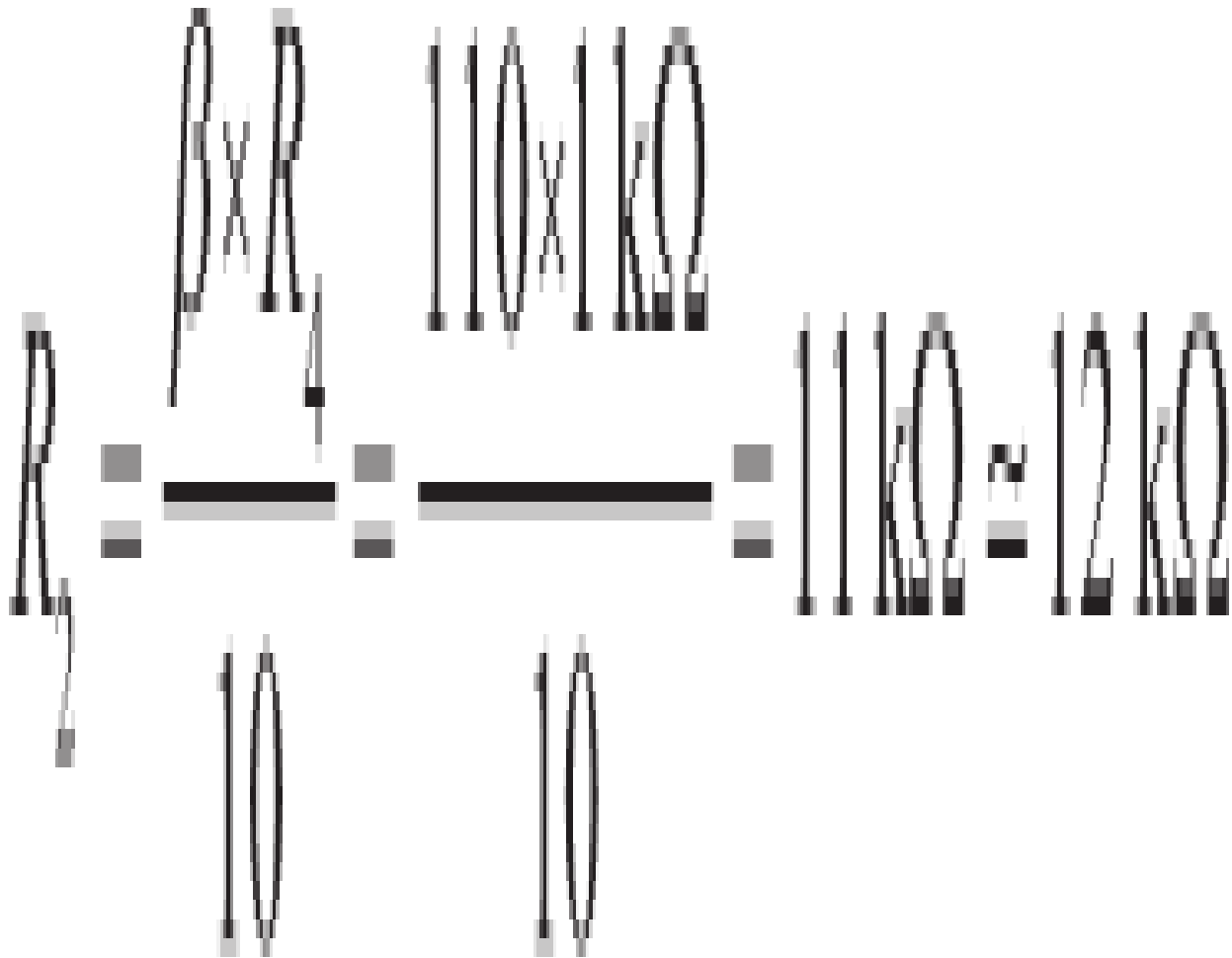
Ahora podemos calcular la corriente de colector porque tenemos los valores de R_3 , R_4 y de V_{CE} que hemos elegido igual a $V_{CC}/2$. Por tanto, podemos escribir:

$$I_c = \frac{\frac{V_{cc}}{2}}{R_3 + R_4} = \frac{6V}{11k\Omega} = 0.55 \text{ mA}$$

Ahora pasamos a calcular la tensión en los extremos de R4:

$$V_4 = i_{E4} R_4 \simeq i_{C4} R_4 = 0.55 \text{ mA} \times 1 \text{ k}\Omega = 0.554 \text{ V}$$

A continuación calculamos R2 con una fórmula aproximada que divide el producto de R4 entre la beta con una constante de 10:



Para obtener R_1 , tenemos en cuenta la malla 1, que incluye la unión BE y, de este modo, tenemos:

$$V_4 + V_{BE} = iR_2$$

La corriente i la podemos obtener considerando solo el divisor de entrada formado por R_1 y R_2 . También este cálculo es aproximado, aunque bastante realista, porque la corriente de base es insignificante. Así, obtenemos:

$$i = \frac{V_{cc}}{R_1 + R_2}$$

Si sustituimos la expresión de i en la ecuación anterior, tenemos:

$$V_4 + V_{BE} = \frac{R_2 \times V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

de la cual obtenemos el valor de R1:

$$R_1 = \frac{R_2 \times V_{CC}}{V_4 + V_{BE}} - R_2$$

Consideramos la V_{BE} constante e igual a 0.7 V. Así, obtendremos para R_1 :

$$R = \frac{12\text{K}\Omega \times 12\text{V}}{(0.554 + 0.7)\text{V}} = 12\text{K}\Omega \approx 100\text{K}\Omega$$

La ganancia de la etapa era uno de los datos iniciales y, por tanto, lo volveremos a encontrar a 10, a menos que hayamos aproximado los valores de las resistencias elegidas.

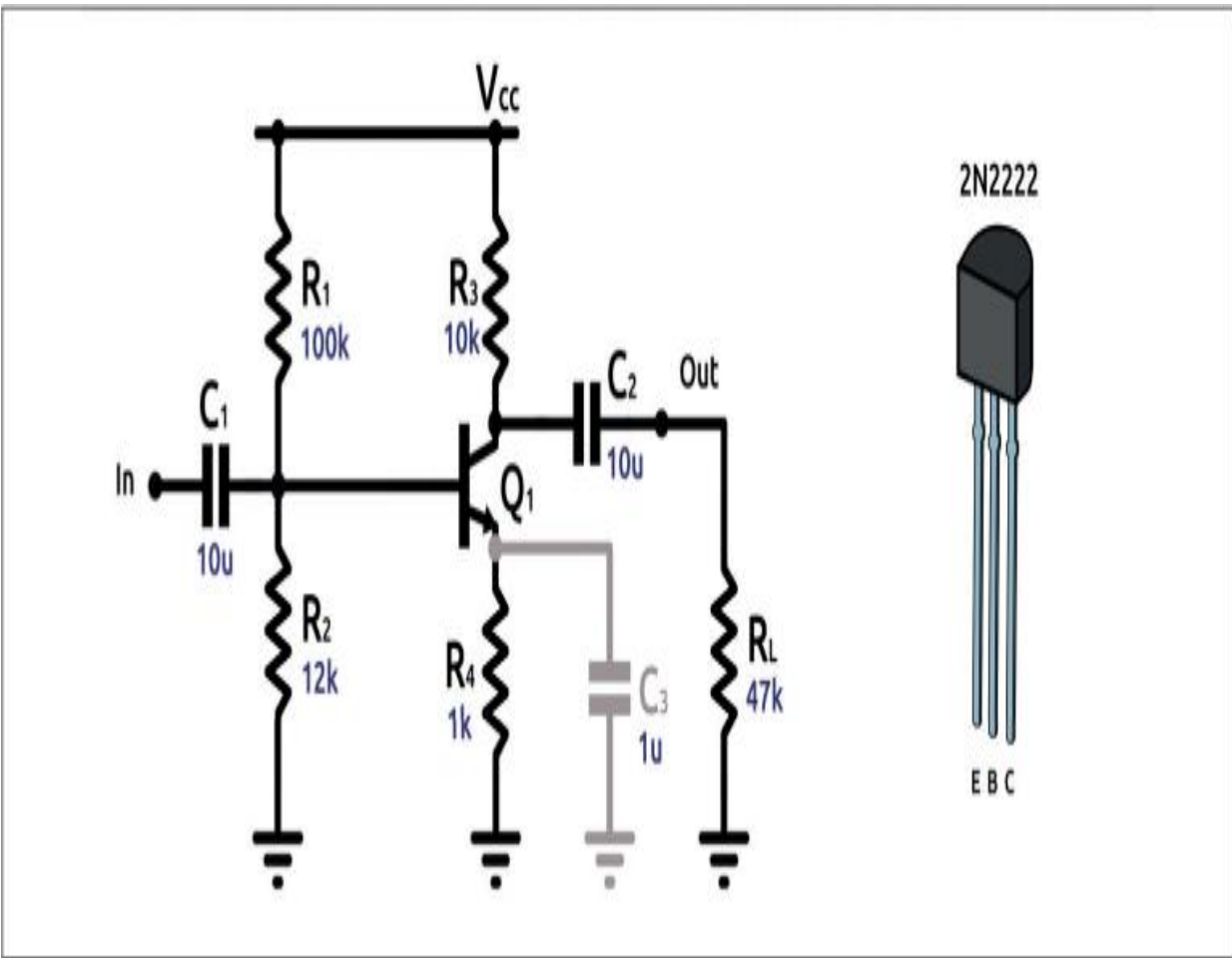
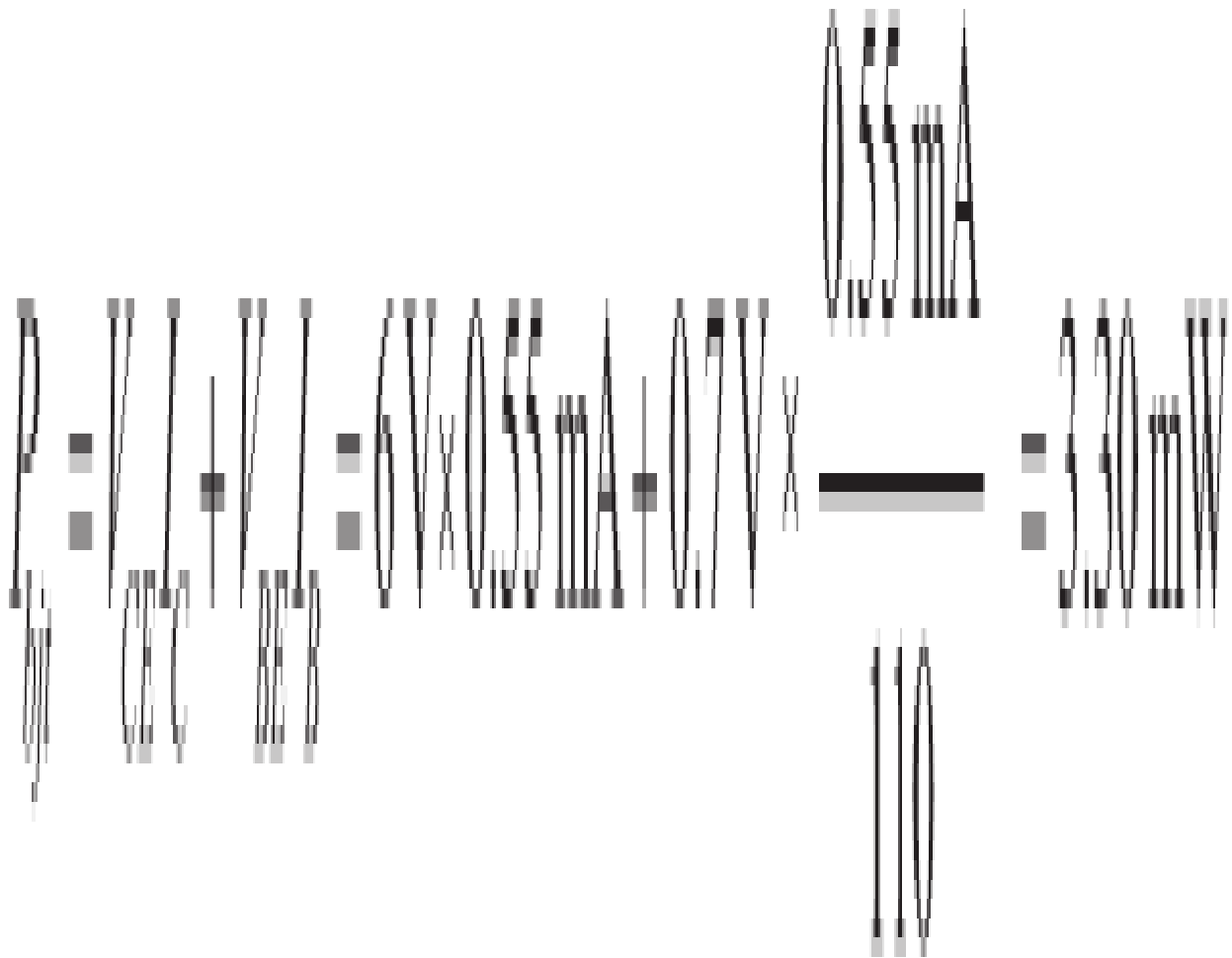


Figura 3.50 – Etapa de amplificación con emisor común con los valores de los componentes calculados.

Una última consideración tiene que ver con la potencia disipada por el transistor. Como hemos visto, los transistores en zona activa absorben una mayor cantidad de corriente respecto a cuando están en saturación, porque la potencia depende de la VCE (que en saturación es mínima). Para nuestro circuito tenemos una potencia igual a:



En los cálculos que hemos desarrollado no hemos obtenido la corriente de base que podemos calcular dividiendo la corriente de colector entre la beta del transistor. La potencia obtenida es muy baja, por debajo de los valores críticos para este tipo de transistor, por lo que no se necesita un disipador para evitar que se dañe.

65. Amplificador de colector común

La etapa de colector común tiene una ganancia unitaria y se utiliza como búfer, para proporcionar corriente a una carga. Ofrece una alta resistencia de entrada y no desfasa la señal aplicada.

El amplificador de colector común o rastreador de emisores (emitter follower) es otra configuración muy conocida, caracterizada por una ganancia unitaria. Este tipo de amplificadores funciona como un búfer, y proporciona corriente a la carga y absorbe poca de la fuente que le conectaremos. El esquema eléctrico que se muestra en la figura 3.51 es muy parecido al del amplificador de emisor común, pero el colector se encuentra conectado directamente a la tensión de alimentación. La ganancia es igual a 1 y no se produce desfase alguno entre la señal aplicada y la que surge de la salida.

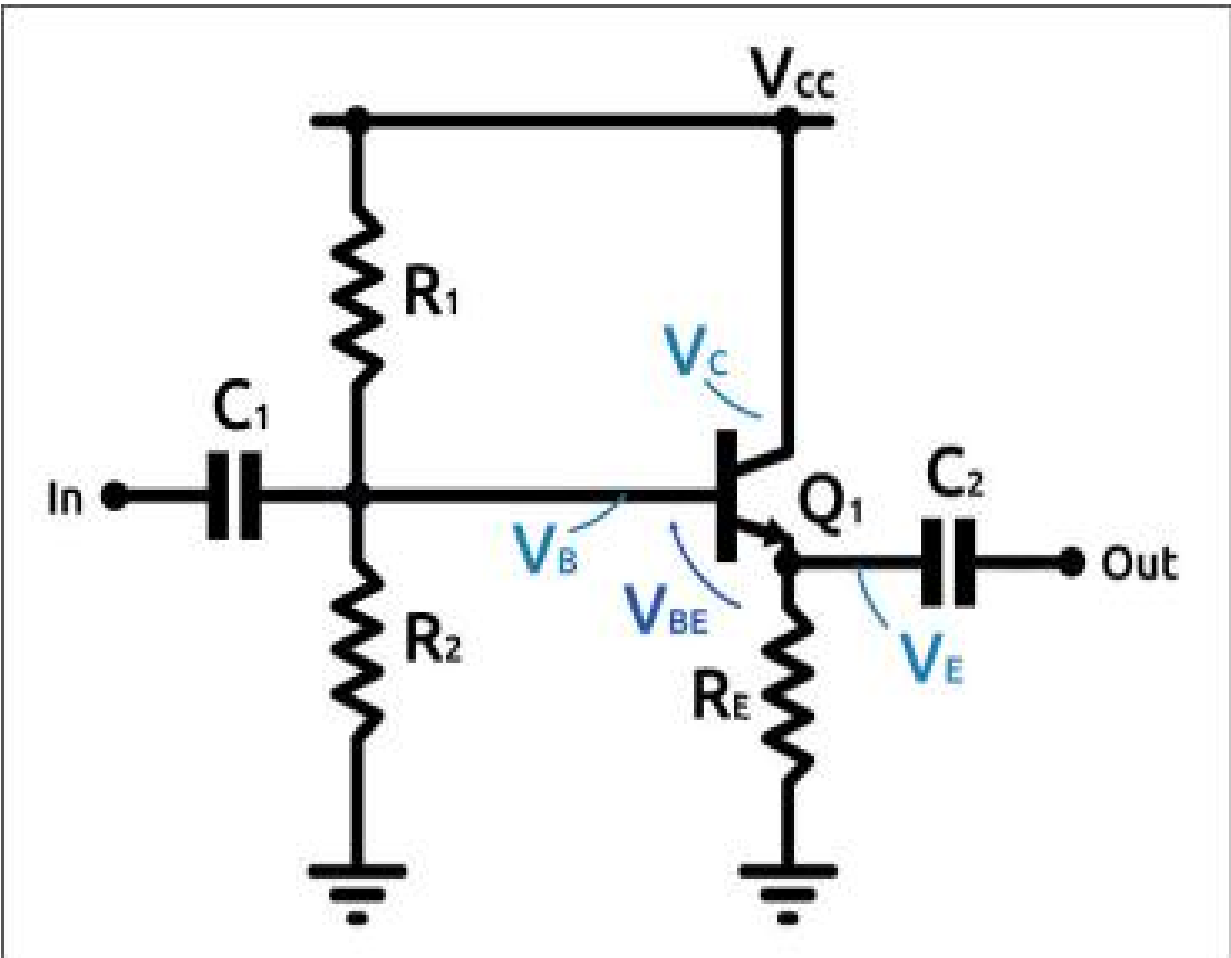


Figura 3.51 – Esquema eléctrico de un amplificador de colector común con transistor NPN.

La estructura del circuito es similar a la de la etapa con emisor común, por lo que la polarización también sigue los mismos pasos. Una característica importante de este circuito es la resistencia de entrada elevada. Su valor se puede obtener realizando un análisis más detallado mediante modelos matemáticos que van más allá de los objetivos de este libro. La resistencia de entrada es igual al valor de la resistencia de emisor multiplicada por la beta del transistor.

Para diseñar una etapa de este tipo, podemos configurar algunos datos:

- alimentación V CC igual a 10 V
- transistor NPN con una ganancia (beta) de 100
- corriente de colector igual a 1 mA

Continuamos también en este caso fijando un valor para la tensión presente en el emisor igual a la mitad de la tensión de alimentación:

$$V_E = \frac{V_{CC}}{2}$$

Para nuestro ejemplo tenemos una tensión en el emisor igual a 5 V. De este modo garantizamos que la señal en salida pueda tener la máxima dinámica posible separando de 0 a 10 V. Conociendo la V_E y la corriente de colector, podemos obtener la resistencia de emisor.

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \approx \frac{V_E}{I_C} = \frac{5V}{1mA} = 5k\Omega$$

Ahora analizamos la etapa de entrada. Nos interesa conocer la V_B y podemos llegar a su valor conociendo la V_E y la V_{BE} que asumimos fija e igual a 0.7 V:

$$V_B = V_E + V_{BE} = (5 + 0.7)V = 5.7V$$

Ahora obtenemos la corriente que circula en ambas resistencias de polarización de la base. Simplificamos los cálculos suponiendo que exista absorción de corriente por parte de la base del transistor (es decir, que la I_B sea insignificante) y escribimos la expresión para la malla de entrada:

$$V_{CC} = iR_1 + iR_2$$

Obtenemos la corriente:

$$i = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

Observando la R_2 , podemos ver que la tensión en sus extremos es igual a la V_B :

$$V_B = V_{R2} = iR_2$$

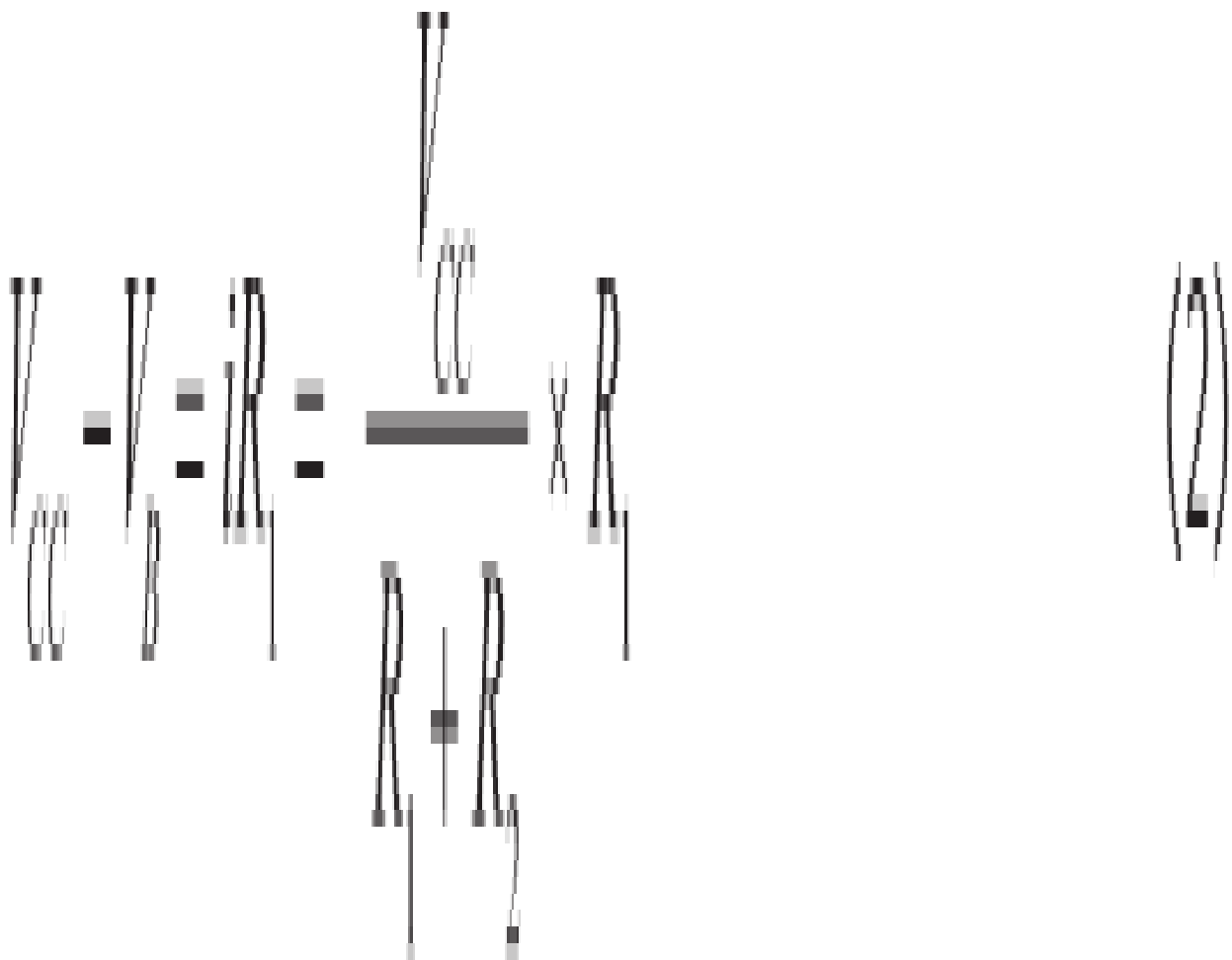
Si sustituimos la expresión para la corriente i en la ecuación, tenemos:

$$V_{CC} - V_B = iR_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{R_1 + R_2} R_1$$

La tensión en los extremos de R_1 la proporciona:

$$V_{CC} - V_B = iR_1$$

Si sustituimos la expresión para la corriente i en la ecuación, tenemos:



Ahora podemos escribir las ecuaciones (1) y (2) una junto a la otra:

$$iR_2 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \times R_2 = V_B$$

$$iR_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \times R_1 = V_{CC} - V_B$$

Consideramos solo la parte central y final de la igualdad que hemos escrito:

$$\frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \times R_2 = V_B$$

$$\frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \times R_1 = V_{CC} - V_B$$

Si ahora hacemos la relación entre las dos, obtenemos:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_B}{(V_{CC} - V_B)}$$

Teniendo en cuenta que V_B es igual a V_E más V_{BE} , podemos suponer que son casi iguales. El segundo término de la ecuación es igual a 1 y, por tanto, podemos afirmar que:

$$R_1 = R_2$$

El valor de las resistencias R_1 y R_2 se obtiene calculando un quinto del valor de la resistencia de entrada, que hemos dicho que era igual a

$$R_i = R_E \times \beta = (5 \times 100)k\Omega = 500 k\Omega$$

Esta relación se obtiene analizando el modelo para pequeñas señales del transistor (proceso que va más allá del alcance de este libro):

$$R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{i_b} = \frac{R_1 R_2 R_{i_b}}{R_1 R_2 + R_1 R_{i_b} + R_2 R_{i_b}} = 100 k\Omega$$

66. Amplificador diferencial

Los amplificadores diferenciales se usan mucho en electrónica. Aquí veremos una de sus implementaciones con transistores discretos. Este circuito amplifica la diferencia de las señales aplicadas en sus dos entradas y es óptimo para eliminar los ruidos que afectan a los sensores.

Un amplificador diferencial es un tipo especial de amplificador con dos entradas, capaz de amplificar la diferencia entre las señales aplicadas. Se puede realizar con dos transistores bipolares de emisor común acoplados. Aplicando una señal idéntica en las dos entradas, en salida no tendremos ninguna señal, porque el amplificador amplifica solo la diferencia entre ambas señales. Este tipo de amplificadores es ideal para amplificar señales muy débiles que proceden de sensores y que podrían verse afectados por ruidos y perturbaciones. De hecho, si conectáramos un sensor que proporcionara una señal de salida de unos milivoltios a un amplificador común, tendríamos dos problemas: el primero producido por la longitud del cable de conexión, que crearía una espiral con las masas. La presencia de campos electromagnéticos podría inducir en la espiral fuerzas electromotrices que se sumarían a la señal, interfiriendo con ella y distorsionándola. El segundo problema está producido por las referencias de masa. Si la masa del sensor no es la misma que la del amplificador y ambas están lejos, podría existir algún milivoltio de diferencia y, por tanto, posibles perturbaciones que se sumarían a la señal. Para obviar estos problemas, se suele utilizar un par que lleva la señal del sensor cerca del amplificador, utilizando su misma masa. Para reducir el área de la espiral, se utiliza un par trenzado, para que el área total de la espiral se reduzca y divida en muchas espirales más pequeñas. Sin embargo, en estos casos también pueden llegar hasta el amplificador posibles perturbaciones que intercepten el par. La solución es utilizar un amplificador diferencial que amplifique la diferencia de las señales aplicadas en sus dos entradas. Si se añadiera alguna

interferencia a la señal, esta se conectaría a ambos cables del par trenzado, y llegaría de forma idéntica a las dos entradas del amplificador, donde se anulará.

Actualmente es extraño que se realicen amplificadores diferenciales utilizando transistores bipolares individuales, sino que se prefiere utilizar amplificadores operacionales más prácticos que funcionan precisamente de este modo.

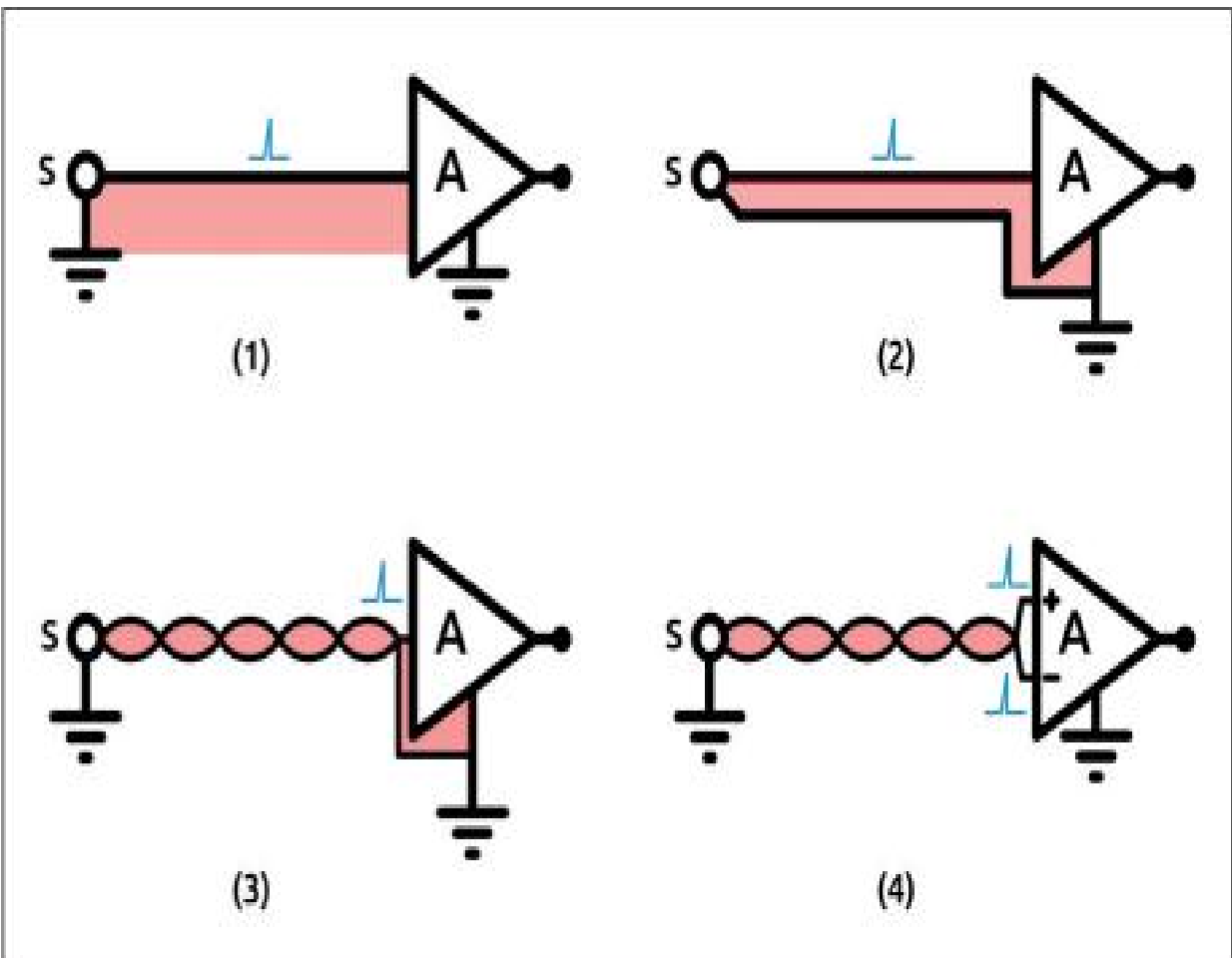


Figura 3.52 – Sensor conectado a un amplificador con masas separadas y afectado por perturbaciones (1) (en rojo el área de la espiral formada por los cables de conexión). Sensor con la masa conectada directamente

a la del amplificador (2). Con un cable trenzado, se reduce el área de la espiral (3). El amplificador diferencial suma las perturbaciones procedentes del cable del sensor para anularlas (4).

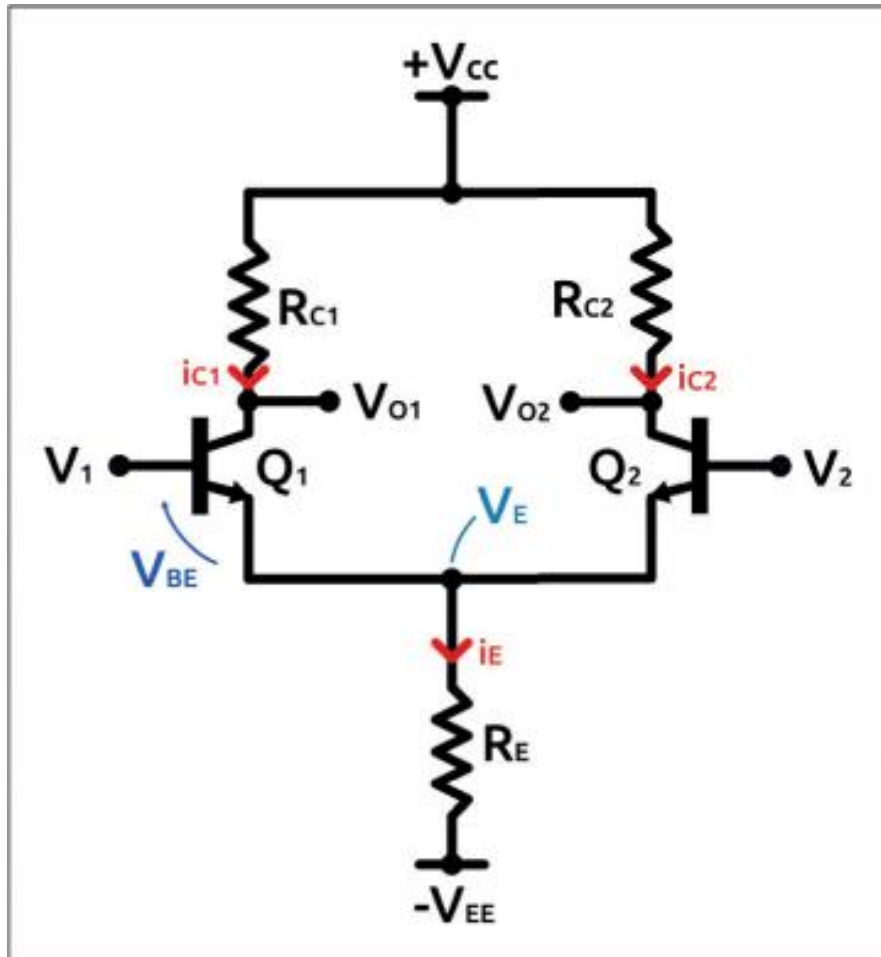


Figura 3.53 – Esquema para un amplificador diferencial con dos transistores bipolares de tipo NPN.

El circuito más sencillo para realizar un amplificador diferencial utiliza dos transistores bipolares con los emisores conectados entre sí (figura 3.53).

Los dos transistores utilizados en nuestro ejemplo son de tipo NPN, pero obviamente se puede diseñar un amplificador con dos transistores PNP. Los transistores deben ser idénticos, es decir, tener las mismas características y la misma beta. Los colectores del transistor están conectados a resistencias que deben tener el mismo valor. En una implementación real, sería oportuno utilizar resistencias al 1 % además de elegir un par de transistores con el mismo valor de beta (o, como mínimo, uno muy parecido). Se pueden seleccionar midiendo su beta con un tester con función de prueba de transistor. La alimentación proporcionada es dual: tendremos, por tanto, una tensión VCC y una VEE de signo negativo.

Para este tipo de etapa de amplificación también es necesario calcular la polarización, es decir, los valores de las resistencias y de las tensiones necesarias para que funcionen correctamente los dos transistores que deberían estar trabajando en la zona activa.

Aplicando dos señales idénticas en sus entradas, como los transistores son iguales y están conectados en configuración de emisor común, estas serán atravesadas por las mismas corrientes. La tensión en el colector de cada transistor se puede determinar con

$$V_{C1} = V_{CC} - I_{C1}R_{C1} \quad \text{e} \quad V_{C2} = V_{CC} - I_{C2}R_{C2}$$

Teniendo en cuenta que las resistencias de colector y las betas de los transistores son idénticos, tendremos que:

$$V_{C1} = V_{C2}$$

La tensión de salida la proporciona la diferencia de estas dos tensiones y, dado que son idénticas, será igual a 0. Si una de las tensiones aplicadas en la entrada es mayor que la otra, la tensión de colector correspondiente aumentará, y hará que la caída de tensión en la resistencia de colector disminuya, así como la corriente de colector. En el transistor opuesto registraremos un comportamiento opuesto que hará que la corriente del colector aumente. Las dos corrientes fluyen en la resistencia de emisor donde el valor de su suma permanecerá invariable. Por tanto, cualquier desequilibrio sobre la tensión de entrada provoca una variación simétrica sobre ambas corrientes de colector. Cuando las señales presentadas en la entrada son distintas entre sí, el circuito amplifica su diferencia un valor proporcional a RC y depende de un parámetro de los transistores denominado transconductancia (g_m). La transconductancia vincula la corriente de salida de un dispositivo con la tensión de entrada y, para los transistores bipolares, se puede obtener, como primera aproximación, con la siguiente fórmula:

$$g_m = \frac{I_E}{25\text{mV}}$$

y se mide en siemens (s). La ganancia de la etapa diferencial viene dada por:

$$A_{diff} = RCg_m$$

La tensión de salida se puede obtener con:

$$V_{OUT} = RCg_m (V_1 - V_2)$$

No obstante, en un amplificador real tendremos una señal no nula aunque en la entrada tengamos dos señales exactamente iguales. Podemos escribir la expresión para la tensión de salida e incluir una ganancia diferencial y una ganancia en modo común:

$$V_{OUT} = A_{diff} (V_1 - V_2) + A_{com} \left(\frac{V_1 + V_2}{2} \right)$$

Obviamente sería deseable que la ganancia en modo común fuera lo más baja posible respecto a la diferencial. Para indicar la corrección de un amplificador diferencial, se muestra la relación entre las dos ganancias, también conocida como rechazo al modo común (CMRR o Common Mode Rejection Ratio):

$$CMRR = \frac{A_{dm}}{A_{cm}}$$

Cuanto más elevado sea el CMRR, menor será el componente fijo insertado en la señal de salida. Un buen amplificador diferencial tiene un CMRR muy elevado. Un amplificador operacional común tiene unos valores de CMRR iguales a 1 000 000 o superiores.

67. Amplificador push-pull

Los amplificadores push-pull combinan un par de transistores y son capaces de controlar una carga suministrando toda la potencia necesaria.

Otra etapa de amplificación de transistor muy utilizada es el push-pull, donde combinamos un par de transistores NPN y PNP. Los dos transistores están conectados como en la figura 3.54. Ambos son complementarios y la señal de salida se recoge en sus emisores, que están conectados en serie. Las bases de los dos transistores también están conectadas entre sí y ofrecen el punto de entrada para la señal que se debe aplicar a la etapa de amplificación. La etapa necesita una alimentación dual (tanto positiva como negativa), puede proporcionar corrientes elevadas en salida (para controlar cargas, como unos altavoces) y tiene una dinámica muy amplia.

Como podemos intuir a partir del esquema, es como si tuviéramos dos rastreadores de emisor especiales, uno que trabaja para las señales positivas y otro que interviene cuando la señal aplicada es negativa.

Este tipo de amplificador se define como de clase B porque, si no aplico ninguna señal en la entrada (o una señal nula, a 0 V), no obtengo ningún paso de corriente a la salida. Para activar uno de los dos transistores, por ejemplo, el NPN, debo aumentar la señal aplicada a la entrada hasta que este lleve a conducción la unión BE de Q1. Cuando la señal de entrada ha llegado como mínimo a 0.5 V, el transistor empieza a conducir y ya tengo corriente en salida. Lo mismo ocurre para el transistor PNP cuando la señal aplicada baja a 0.5 V. Desafortunadamente, este comportamiento distorsiona la señal de salida, porque, para encender el dispositivo, debo superar un umbral de

0.5 V. Por tanto, tendré zonas donde, incluso en presencia de una señal de entrada, en salida no veré nada.

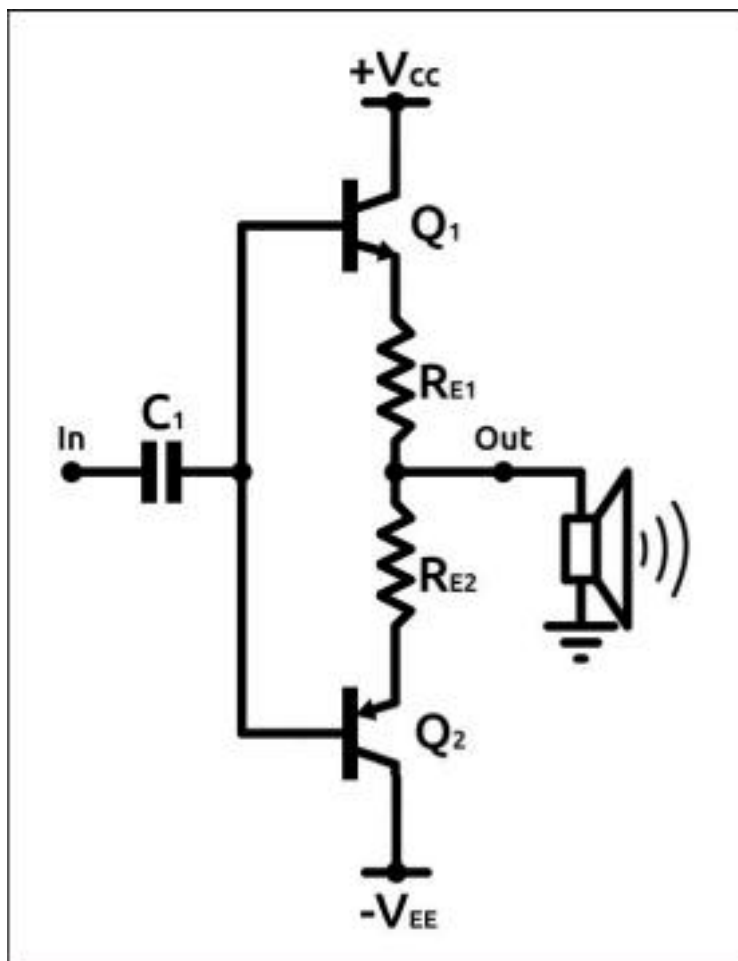


Figura 3.54 – Esquema para un amplificador push-pull de transistor.

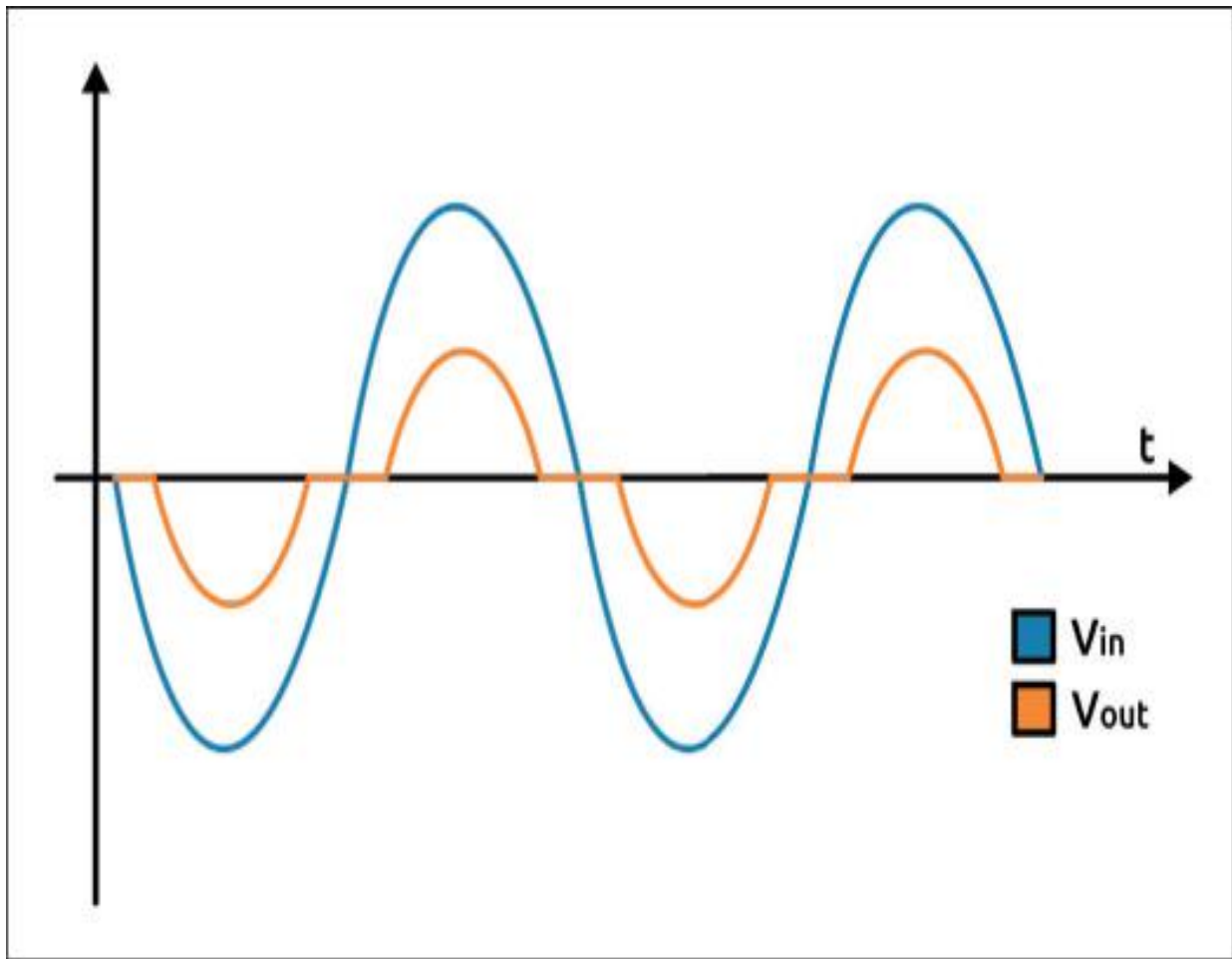


Figura 3.55 – Distorsión típica de la señal de salida en un amplificador push-pull.

Para eliminar el problema de la distorsión sobre la señal de salida, debemos hacer que los dos transistores estén en conducción y que, por tanto, sus uniones BE estén entre 0.5 y 0.7 V. Podríamos aplicar baterías o pequeños generadores o, incluso, insertar dos diodos polarizados directamente a través de una resistencia conectada a la alimentación para que mantengan encendidos los dos transistores. Aplicando esta modificación, obtendremos un amplificador de clase AB, donde los dos transistores funcionan cada uno para toda la parte de señal que le corresponde: el NPN para toda la parte positiva de la señal de entrada y el PNP para las señales negativas.

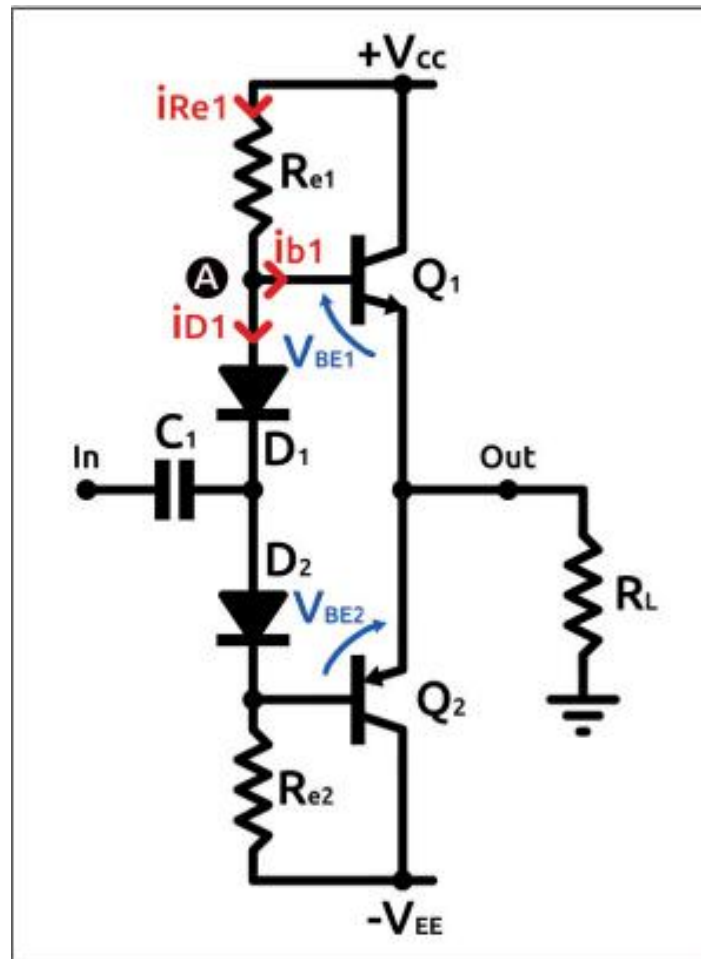


Figura 3.56 – Esquema modificado para un amplificador push-pull de transistor con diodos aplicados en las uniones BE de los transistores.

Con esta nueva configuración, observando los dos transistores y sabiendo que estarán siempre en conducción, podríamos detectar otro problema. Cuando los transistores están en conducción, podemos pensar en ellos como dos cortocircuitos; de no ser así, presentarán una resistencia baja entre emisor y colector. También podría ocurrir que la alimentación positiva se encontrara prácticamente en cortocircuito con la negativa. Esta situación se puede evitar con la presencia de resistencias conectadas a los emisores de los transistores que limitan la corriente que circula entre V_{CC} y V_{EE} . Estas

resistencias deben tener un valor bajo (normalmente de una decena de ohmios) para evitar que se limite la dinámica de la señal en salida.

No obstante, en muchos esquemas reales estas dos resistencias se omiten sobre todo si la carga aplicada tiene un valor muy bajo (por ejemplo, un altavoz con pocos ohmios de impedancia).

Si la alimentación es dual, el altavoz puede estar conectado directamente a la salida de la etapa de amplificación, porque uno de sus terminales se encuentra conectado a tierra, es decir, a 0 V. El condensador es necesario en el caso de que se utilice una alimentación individual y, por tanto, el punto central del amplificador, cuando este está en reposo, estaría a la mitad de la tensión de alimentación.

Así, consideramos un esquema donde tenemos:

- alimentación dual a $\pm 12\text{ V}$
- transistor 2N3904 (NPN) y 2N3906 (PNP)
- corriente de colector igual a 1 mA
- carga de salida de $8\ \Omega$

Para la adaptación de la etapa, empezamos teniendo en cuenta su entrada y el papel de los diodos necesarios para tener activos los transistores. La etapa push-pull es simétrica y, por tanto, podemos considerar solo la parte superior y adaptarla como si fuera una simple etapa de colector común. En el esquema no introducimos las resistencias de emisor porque en salida tenemos una carga que tendrá un valor muy bajo y está conectado sin condensador de salida. Por como ha sido diseñada la etapa, no se debería comprobar ningún cortocircuito entre VCC y VEE porque siempre tendremos un único transistor activo a la vez.

Para el cálculo hacemos referencia a la figura 3.56, en la cual vamos a considerar solo la mitad superior e intentaremos que el diodo D1 esté polarizado directamente. En el nodo marcado con la letra A hay tres corrientes: la corriente que pasa por la RD1, la que entra en la base del transistor y la que circula por el diodo D1. Por tanto, podemos escribir la siguiente relación:

$$i_{R1} = i_{D1} + i_B$$

Teniendo en cuenta que la corriente de base se puede expresar en función de la corriente de colector conociendo la beta:

$$I_D = \frac{V_D}{R_{D1}}$$

La corriente que pasa por el diodo D1 se puede obtener de su hoja de especificaciones si conocemos el modelo. Elegimos diodos de señal 1N4148 para los cuales la corriente directa es de unos 2 mA cuando la tensión en sus extremos vale 0.7 V (podemos obtener estos valores consultando las especificaciones). Con estos datos podemos determinar la corriente que pasa por la resistencia RD1, que es igual a:

$$i_{R1} = i_{D1} + \frac{i_{D1}}{\beta}$$

Teniendo en cuenta que la beta de los transistores elegidos es de unas cien unidades, el segundo término de la expresión es insignificante, por lo que podemos usar:

$$i_{R1} \simeq i_{D1}$$

Para calcular la R_{D1} , utilizamos la ley de Ohm, teniendo en cuenta que en sus extremos encontramos VCC y por el lado opuesto 0.7 V otorgados por el diodo en polarización directa.

$$R_{D1} = \frac{V_{CC} - V_{CE1}}{I_{C1}} = \frac{(12 - 0.7) \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 5.56 \text{ k}\Omega \approx 5.6 \text{ k}\Omega$$

Como valor de R_{D1} se puede utilizar un componente de 5600Ω . La ganancia de una etapa de colector común debería ser igual a 1, pero en la configuración push-pull siempre es inferior. Se puede determinar de forma precisa utilizando modelos matemáticos más detallados. Para nuestros objetivos resulta ideal saber que la ganancia será aproximadamente de 1. Para tener una ganancia más elevada, será necesario añadir una etapa de preamplificación antes de la etapa push-pull.

Podemos modificar el esquema eléctrico del amplificador push-pull clásico para crear algunas variantes. En la figura 3.57 podemos observar un push-pull realizado con transistores NPN individuales. En este caso, no tendremos que buscar un par de dispositivos perfectamente complementarios, sino seleccionar un par de NPN con la beta muy similar. Esta etapa funciona con

alimentación individual y, por ese motivo, la carga en salida (o el altavoz) deberá estar conectada mediante un condensador de desacoplo con un valor de un centenar de microfaradios. A la entrada de la etapa hay que añadir un tercer transistor para producir señales complementarias adecuadas para hacer que esta funcione. En el colector de Q1 veremos una señal desfasada 180° respecto a la señal presente en el emisor. Este proceso permite utilizar solo transistores de tipo NPN.

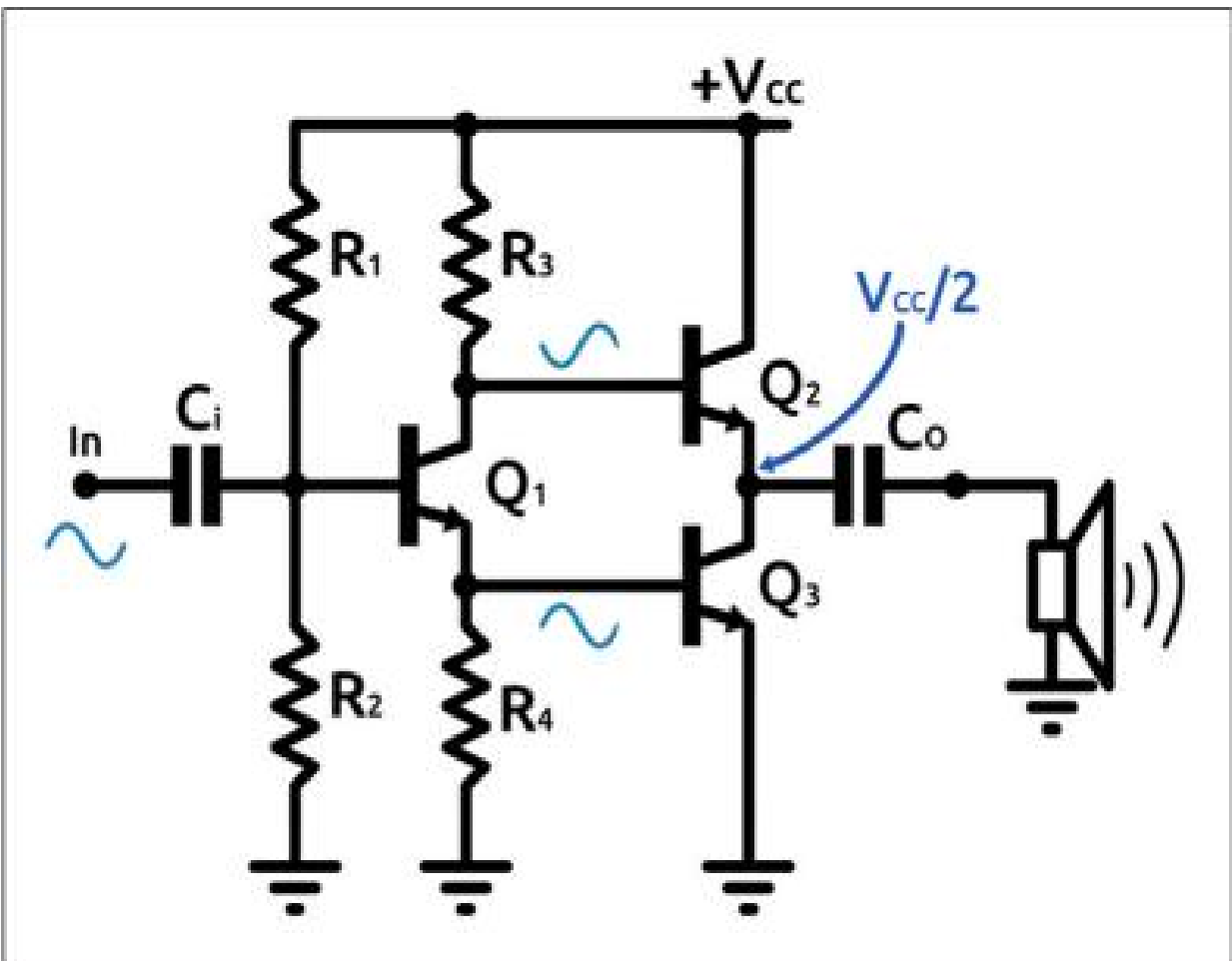


Figura 3.57 – Esquema eléctrico de un amplificador push-pull con alimentación individual y transistor NPN.

En la figura 3.58 vemos el esquema de un push-pull clásico con un par de transistores NPN y PNP con alimentación individual. En este caso, es importante añadir el condensador de salida C_O para evitar que el altavoz sea atravesado por corrientes importantes cuando no se aplican señales en la entrada. En ausencia de señal, la carga se encuentra conectada entre tierra y mitad de la tensión de alimentación.

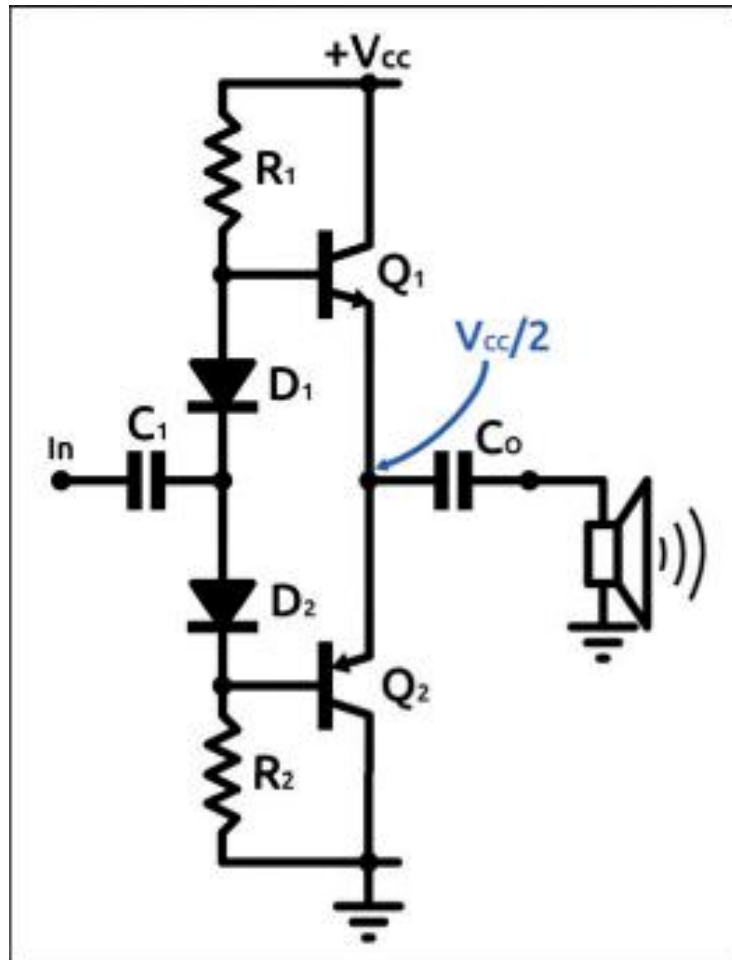


Figura 3.58 – Esquema de amplificador push-pull con alimentación individual y par NPN y PNP.

68. Conectar varias etapas en los amplificadores de transistor

Podemos realizar amplificadores con características mejores combinando varias etapas y mejorando la respuesta total del circuito resultante. Las etapas se pueden separar con simples condensadores, así como con transformadores.

Para obtener un amplificador con características óptimas, podemos combinar varias etapas diferentes. Estas etapas pueden estar alimentadas desde una única fuente de alimentación y deberán conectarse entre sí mediante condensadores para bloquear los componentes continuos y dejar pasar solo el fragmento de señal.

El uso de varias etapas permite obtener mayores ganancias y es siempre preferible, pues es difícil obtener un amplificador con una ganancia elevada y características óptimas. Podemos tener un amplificador con una ganancia 10 conectando en serie dos amplificadores con ganancia 3; de hecho, solo cuando se colocan amplificadores en un único circuito, la ganancia total de la etapa será igual al producto de los amplificadores por separado.

Los condensadores de desacoplo garantizan la separación de las etapas, los cuales funcionan como filtros de paso alto, bloqueando las tensiones continuas y dejando pasar solo las señales variables. Los condensadores aíslan también las distintas etapas e impiden que la polarización de una etapa se vea influenciada por las que la siguen o la preceden. La capacidad de

estos condensadores debe ser capaz de dejar pasar todas y únicamente las frecuencias de la señal útil, evitando atenuarla demasiado.

Por ejemplo, si se desea hacer pasar una señal de audio que tiene una banda de frecuencias comprendida entre 20 Hz y 20 kHz, deberíamos elegir una frecuencia de corte de 2 Hz, que es diez veces menor respecto al límite inferior de la banda de la señal. La capacidad del condensador de acoplo puede ser calculada con la fórmula obtenida de la expresión que indica la frecuencia de corte de un filtro RC:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

donde f es la frecuencia de corte y R , la resistencia de entrada de la etapa siguiente. En el caso de una etapa con emisor común con dos resistencias de

polarización conectadas a la base (figura 3.59), podemos asumir como resistencia de entrada un valor igual al paralelo de ambas resistencias. Por tanto, suponiendo una frecuencia mínima de la señal de 20 Hz, adoptaremos una frecuencia de corte diez veces inferior (2 Hz). Como resistencia de entrada consideramos la paralela entre las resistencias R1 y R2, que vale aproximadamente una decena de kilohmios para la primera etapa y 50 kΩ para la segunda. Así tenemos para C1:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f R} = \frac{1}{4\pi 10 \text{ k}\Omega} \approx 8 \mu\text{F}$$

y para C2:

$$Q = \frac{1}{2\pi f R} = \frac{1}{4\pi 50 \text{ k}\Omega} \approx 1.5 \mu\text{A}$$

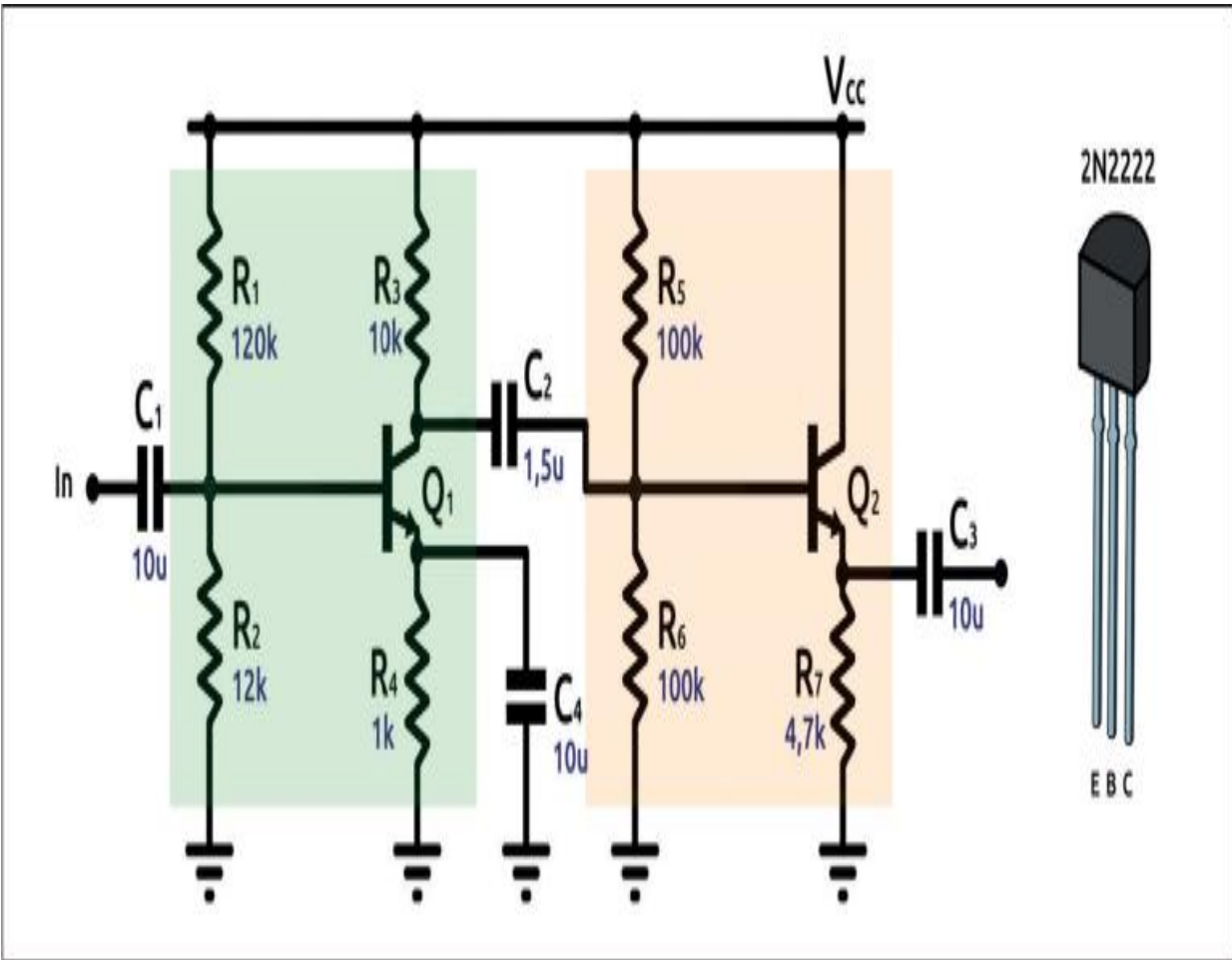


Figura 3.59 – Amplificador y transistor con distintas etapas.

Podemos combinar varias etapas como se muestra en la figura 3.59 para formar un amplificador completo. En la entrada del circuito vemos un amplificador con emisor común con el condensador C_1 a la entrada para separar la fuente de la señal de la primera etapa. El componente de señal es amplificado por Q_1 con una ganancia en tensión igual a unos 10. La señal pasa a la segunda etapa, un rastreador de emisor, a través del condensador C_2 . La segunda etapa tiene una ganancia unitaria y sirve para dar potencia a la señal de salida, la cual se recoge a través del condensador C_3 . La alimentación del circuito es única e igual a 12 V. En el ejemplo que muestra la figura 3.59 tenemos solo dos etapas, pero es posible añadir otras, según las necesidades del proyecto, siempre separándolas con condensadores. A veces,

en algunos esquemas, las etapas pueden estar conectadas mediante transformadores que adaptan las impedancias, con lo que se optimiza así la transferencia de la señal.

69. Relé controlado por luz (o por temperatura)

Con un transistor conectado a un sensor de luz o de temperatura, podemos hacer que un relé se dispare cuando la magnitud medida supera un determinado umbral.

Podemos hacer que un relé se dispare mediante un transistor si la cantidad de luz o la temperatura medida por un sensor superan un determinado umbral. El circuito es muy sencillo y solo necesita un transistor que pueda controlar el relé sin dañarse, es decir, que tenga una corriente de colector de un centenar de miliamperios. El esquema eléctrico se muestra en la figura 3.60, donde tenemos un divisor de entrada en el cual introduciremos una fotorresistencia o un termistor. Las fotorresistencias son unas resistencias especiales que modifican su valor en proporción a la cantidad de luz que les llega. Los modelos más comunes disminuyen la resistencia si llega una cantidad de luz más elevada. El circuito presentado funciona también con un termistor, es decir, una resistencia cuyo valor depende de la temperatura. Existen dos tipos de termistores: los que tienen un coeficiente de temperatura negativo (NTC), que disminuyen su valor cuando la temperatura aumenta, y los que tienen un coeficiente de temperatura positivo (PTC), que se comportan de forma contraria. Utilizar un modelo u otro no es muy importante en fase de diseño porque el circuito puede ser modificado para que se dispare cuando la magnitud que medimos es superior o inferior a un determinado umbral. El transistor utilizado en el esquema de la figura 3.60 es de tipo NPN (un modelo 2N2222 o 2N3904 podría ir bien). La base del transistor está conectada al divisor de entrada, formado por la fotorresistencia y por un trimmer conectado en serie con una resistencia de 1 k Ω . La resistencia R1 sirve para evitar que, cuando el trimmer está configurado a cero, pase una corriente demasiado elevada por la fotorresistencia. El potenciómetro (o el trimmer) P1 tiene un valor de unos diez kiloohmios y está conectado para formar un reóstato (resistencia

variable). El valor de la resistencia R_1 y del trimmer P_1 deberían ser elegidos con valores parecidos al de reposo del sensor utilizado. En este caso, suponemos que la fotorresistencia tiene un valor en reposo de unos kilohmios.

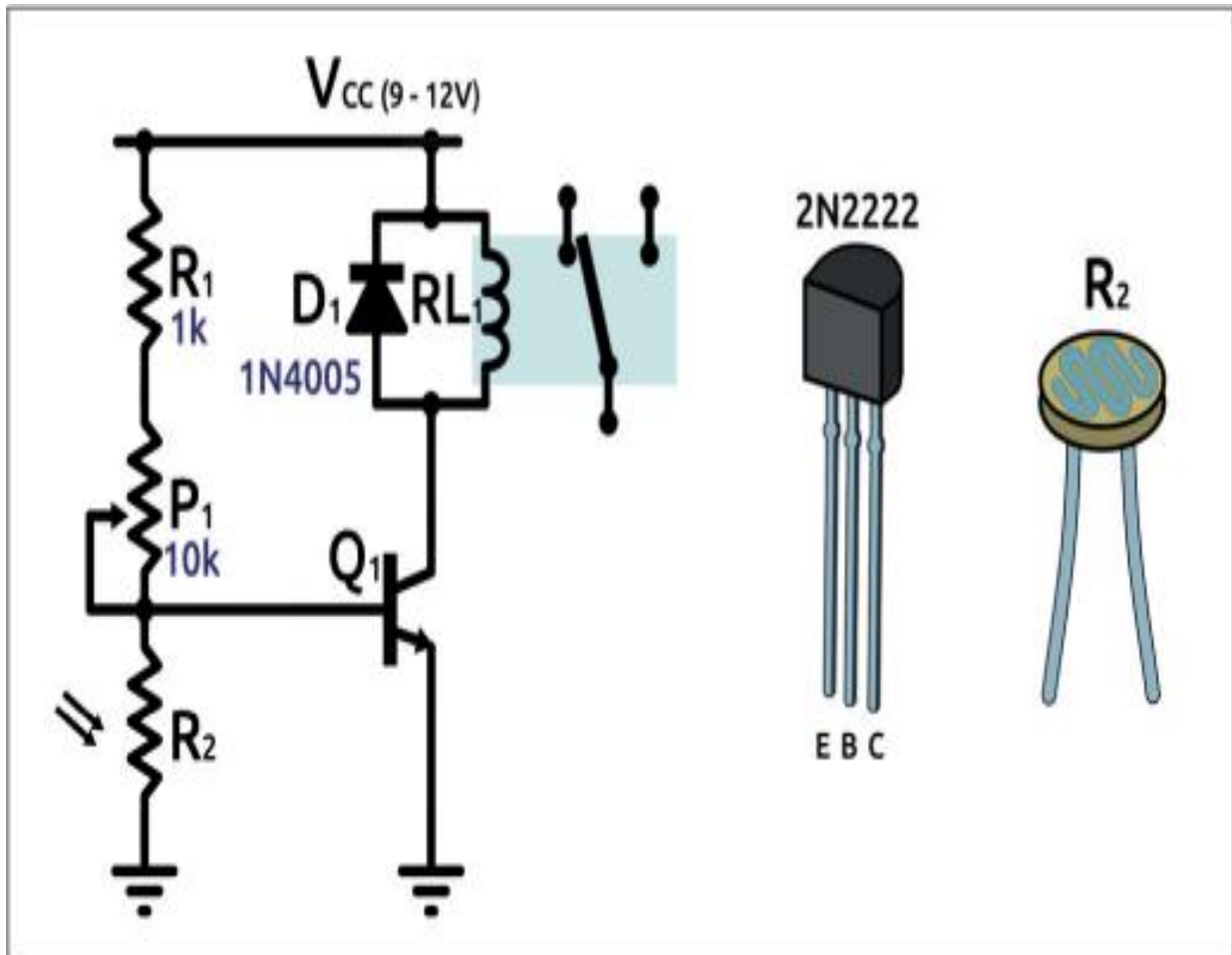


Figura 3.60 – Esquema eléctrico para controlar un relé al cambiar la cantidad de luz detectada por un fotorresistor: en ausencia de luz, el relé se disparará.

Cuando la luz llega al sensor, su resistencia disminuye y la tensión en la unión BE disminuye hasta que, a un determinado punto, el transistor pasa en corte y la corriente de colector será nula. Si la luz es poca, la resistencia del

sensor será elevada y, por tanto, la tensión en sus extremos condicionará la VBE del transistor, y lo llevará en saturación. Podemos ajustar el valor óptimo actuando sobre el trimmer. Cuando el transistor está en saturación, la corriente IC circulará por el relé, y lo excitará. En paralelo a la bobina del relé, es recomendable añadir un diodo (por ejemplo, un 1N4004 o similar) que interviene para neutralizar las corrientes adicionales que se generan durante las fases de conmutación de la bobina.

Para modificar el comportamiento del circuito, de manera que al aumentar la luz se dispare el relé, basta con invertir el divisor (figura 3.61-1). El relé que controlamos puede ser sustituido también por un simple led o una banda de led que alimentarán directamente. En este caso, el circuito estará alimentado con una tensión adecuada para encender la banda de led (normalmente, 12 V). Se darán cuenta, sobre todo si utilizan el circuito para controlar ledes, que la transición no es neta, sino gradual. Para obtener un disparo más decidido, es posible sustituir el transistor simple por un modelo darlington.

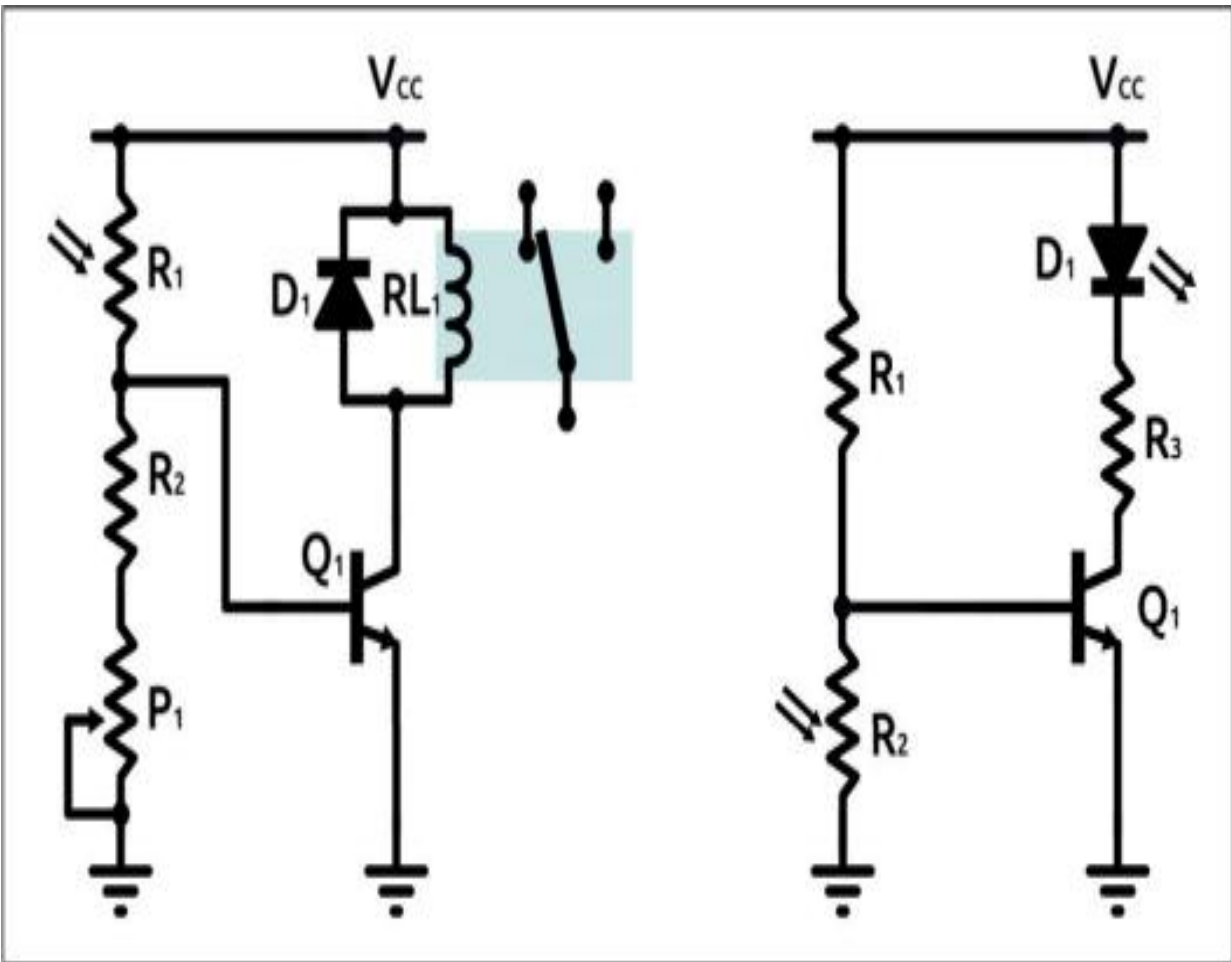


Figura 3.61 – El esquema para que se active el relé puede ser modificado para que el relé se dispare en presencia de luz (1). El relé puede ser sustituido también por un led o una banda de led de 12 V (2).

70. Led fotosensible con apagado gradual

Apagamos gradualmente un led con un transistor darlington y una fotorresistencia.

Si modificamos el circuito utilizado para encender un led o un relé con una fotorresistencia y un transistor, podemos obtener un efecto muy especial: si oscurecemos el sensor, el led se encenderá inmediatamente y se irá apagando de forma gradual. Si construimos más circuitos de este tipo, se pueden crear interesantes efectos luminosos, por ejemplo, bandas que se apagan gradualmente siguiendo el movimiento de la mano, como la fascinante mesa de luz creada por plylight (<https://www.plylight.com/>) hace unos años. La lista de componentes necesarios es la siguiente:

- 1 transistor darlington NPN (por ejemplo, un TIP142)
- 1 resistencia de $390\ \Omega$ y 1 de $1\ \text{k}\ \Omega$
- 1 trimmer de $10\ \text{k}\ \Omega$
- 1 fotorresistencia

- 1 condensador electrolítico de 220 μ F y una decena de voltios

- 1 led

El circuito de base se alimenta a 5 V y aprovecha la elevada ganancia de un darlington para que se encienda un led de alta luminosidad y se cargue un condensador. El sensor utilizado es una fotorresistencia de varios kilohmios. La fotorresistencia está conectada en serie con un trimmer de 47 k Ω . Este trimmer está conectado formando un reóstato con una resistencia de 1 k Ω en serie para limitar la corriente que circula en el divisor de entrada cuando el trimmer se encuentra en la posición 0 Ω . El transistor utilizado es un darlington NPN, modelo TIP142. El colector del transistor controla un led blanco de alta intensidad con una resistencia de 390 Ω conectada en serie. El condensador es de tipo electrolítico de varios centenares de microfaradios y una tensión de 10 o 16 V.

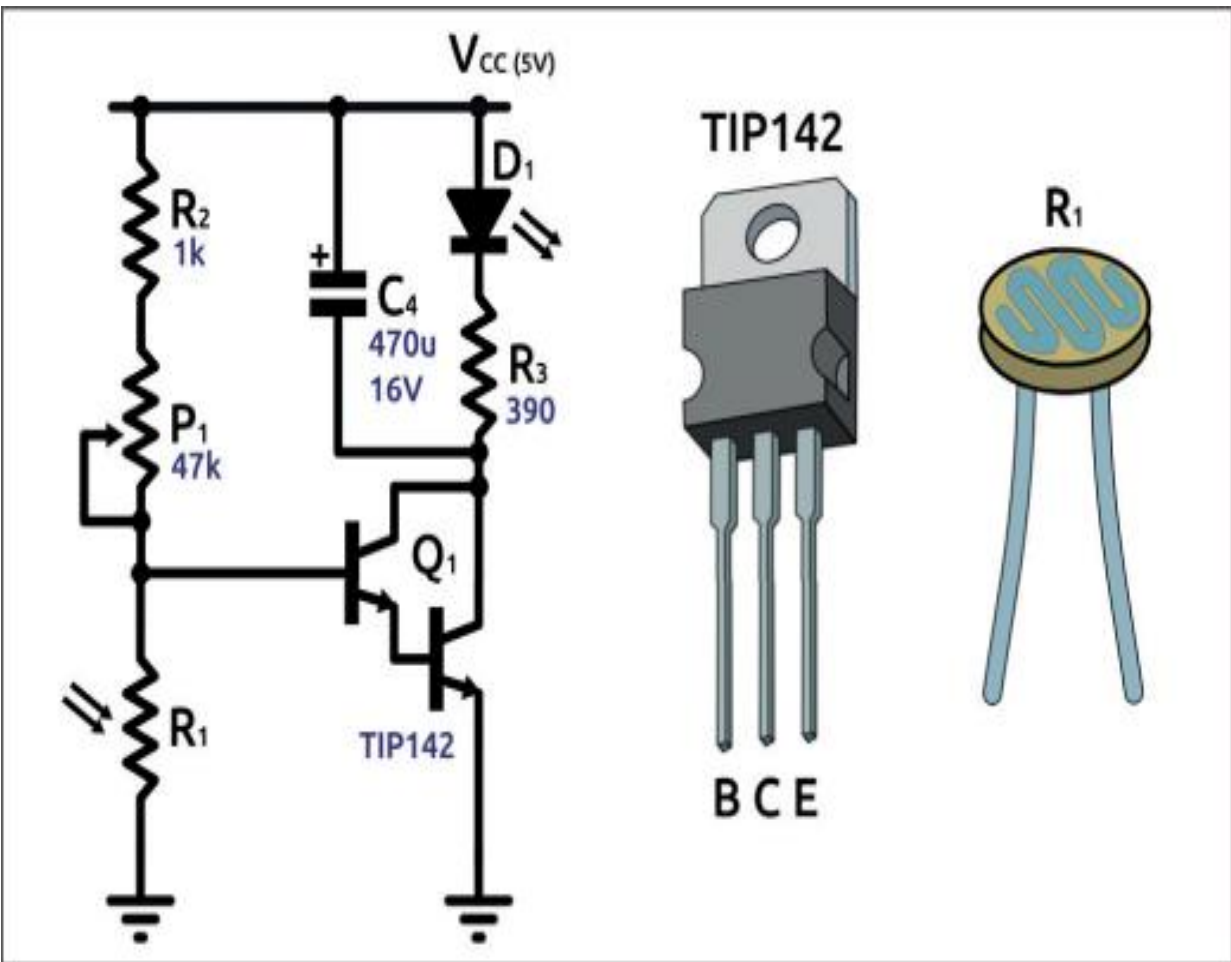


Figura 3.62 – Esquema eléctrico del circuito para encender un led con una fotorresistencia y hacer que se apague gradualmente.

Inicialmente el transistor está en corte y el led, apagado. Cuando la fotorresistencia se oscurece, su valor aumenta y lleva al transistor en conducción (porque la V_{BE} aumenta). Cuando el transistor pasa a saturación, la V_{CE} baja casi a 0 V y el led se enciende. Al mismo tiempo se carga también el condensador electrolítico. Cuando la fotorresistencia vuelve a recibir luz, lleva al transistor en corte y el led debería apagarse, pero a este punto interviene el condensador, que se carga mediante el led haciendo que la luz disminuya lentamente.

71. Intermitente con transistor

Con dos sencillos transistores bipolares y pocos componentes más es posible hacer que un par de ledes parpadeen. El circuito aprovecha dos condensadores para hacer que se enciendan alternativamente los dos transistores.

Un circuito simple e imprescindible en una colección de trucos electrónicos es aquel que permite crear un sencillo intermitente (blink) con transistor. Utilizaremos para ello dos transistores comunes NPN, como el modelo 2N2222 o el 2N3904. Lo importante es que los dos transistores sean del mismo tipo. La lista de componentes necesarios es la siguiente:

- 2 transistores NPN del mismo tipo
- 2 resistores de $390\ \Omega$
- 1 resistencia de $10\text{ k}\ \Omega$
- 1 trimmer de $10\text{ k}\ \Omega$
- 1 condensador electrolítico de $22\ \mu\text{F}$ y una decena de voltios

- 1 condensador electrolítico de 47 μ F y una decena de voltios

- 2 ledes

- 1 alimentador a 5 V

Los ledes están conectados al colector de los transistores a través de la resistencia de 390 Ω que sirve para limitar la corriente que los atraviesa y permite que no se quemen. Cuando el circuito está alimentado, a causa de las diferencias intrínsecas de los dos transistores (aunque el modelo sea el mismo, la beta puede variar), uno de los dos transistores estará en corte y el otro, en saturación. El led conectado al transistor en saturación estará encendido mientras el otro esté apagado. La resistencia R3 está conectada a través del C1 al colector de Q1. Supongamos que Q2 se encuentra inicialmente en corte y que Q1 está en saturación y que su VCE es casi de 0 V, por lo que C1 se cargará a través de la R3. La tensión del punto A subirá gradualmente mientras se carga el condensador. Ya hemos dicho que Q2 está en corte, pero, cuando la tensión del punto A llegue a unos 0.5 V, empezará a conducir. A Q2 hemos conectado el potenciómetro P1 en serie con el condensador C2. Cuando Q2 se encuentra en corte, su VCE es máxima y está cerca de VCC y, por tanto, C2 está conectado por una parte a VCC a través del ledD y R2. C2 se descargará a través de la base de Q1. Cuando la tensión del punto A es suficientemente alta para llevar a Q2 en saturación, la situación se invierte. A este punto, C2 se cargará y C1 se descargará. La tensión del punto B subirá hasta llevar de nuevo a Q1 en saturación. El proceso se repite de forma continua. Si modificamos la posición del trimmer, podemos intervenir sobre los tiempos de carga y descarga de C2 y, por tanto, sobre el ciclo de trabajo del intermitente.

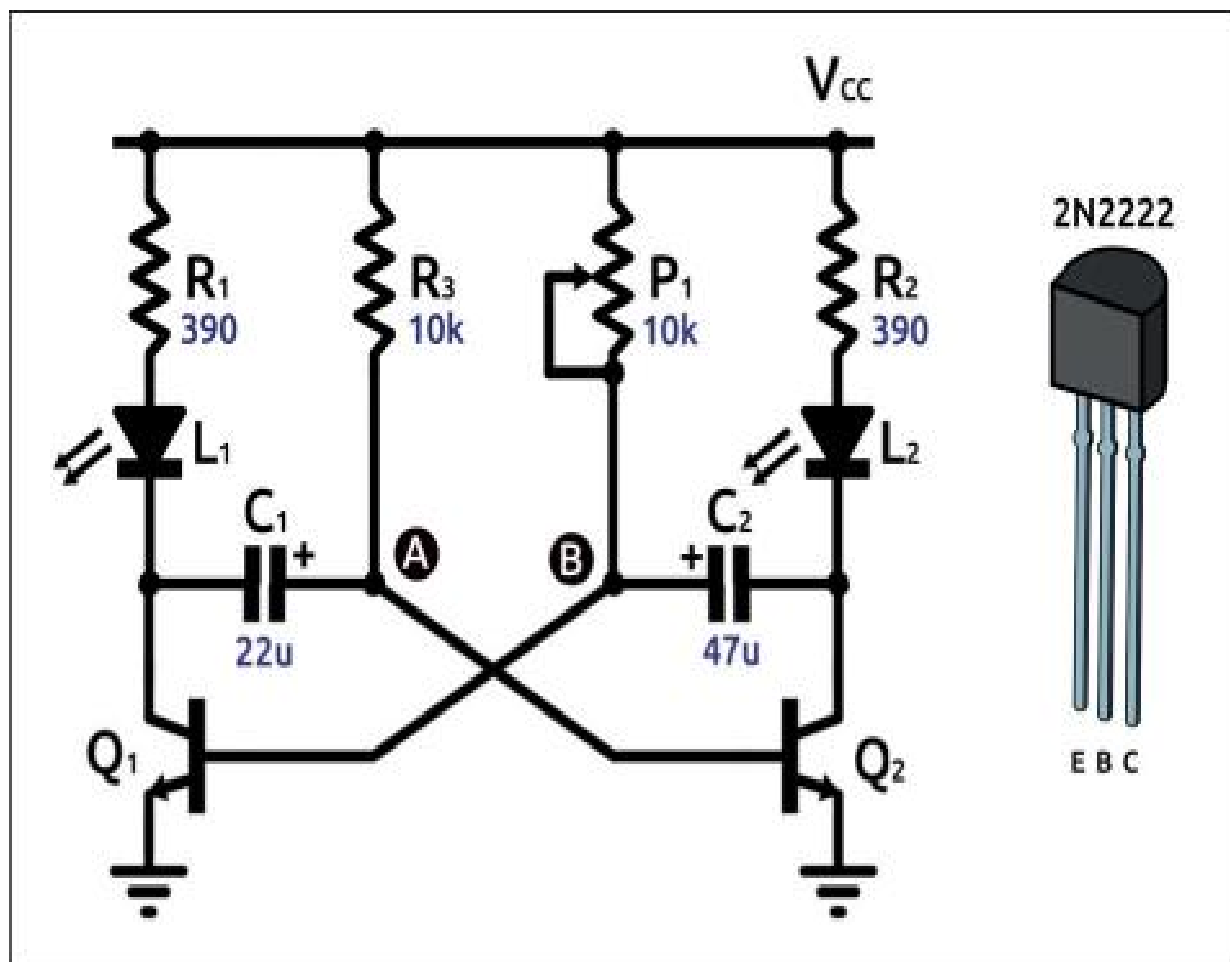


Figura 3.63 – Esquema eléctrico del intermitente con transistor. El proceso de carga y descarga de los condensadores, conectados a la base de los transistores, provoca el encendido de los ledes.

72. Luz de batería baja con transistor

Con dos transistores bipolares podemos realizar un circuito que indica cuándo una batería está descargada y se ha alcanzado la tensión nominal.

El circuito para comprobar el estado de carga de una batería requiere dos ledes y dos simples transistores bipolares NPN. El circuito presentado funciona entre 0 y 9 V. El esquema del circuito se muestra en la figura 3.64. El primer transistor, Q1, controla el led L1, el cual se encenderá cuando la tensión de alimentación supere un determinado valor prefijado. El umbral se ajustará utilizando el diodo zener D1 de 5.1 V. En serie al zener tenemos la resistencia R1 para limitar la corriente que lo atraviesa. Supongamos que hacemos aumentar la tensión de alimentación partiendo de cero. En un primer momento, el diodo zener no conduce porque se encuentra en polarización inversa. Hasta que la tensión de alimentación sea inferior a la tensión nominal del zener, en el punto 1 no tenemos ninguna tensión. En cuanto la tensión de alimentación supere su valor nominal, el diodo entra en conducción y hace circular la corriente a través de R1. En el punto 1 encontraremos una tensión igual a la diferencia entre la tensión aplicada y la tensión zener. La base del transistor está conectada entre D1 y R1 a través de la resistencia de base R2. Por tanto, en la resistencia R2 circulará una corriente igual a:

$$i_2 = \frac{(V_{CC} - V_{zener} - V_{BE})}{R_2}$$

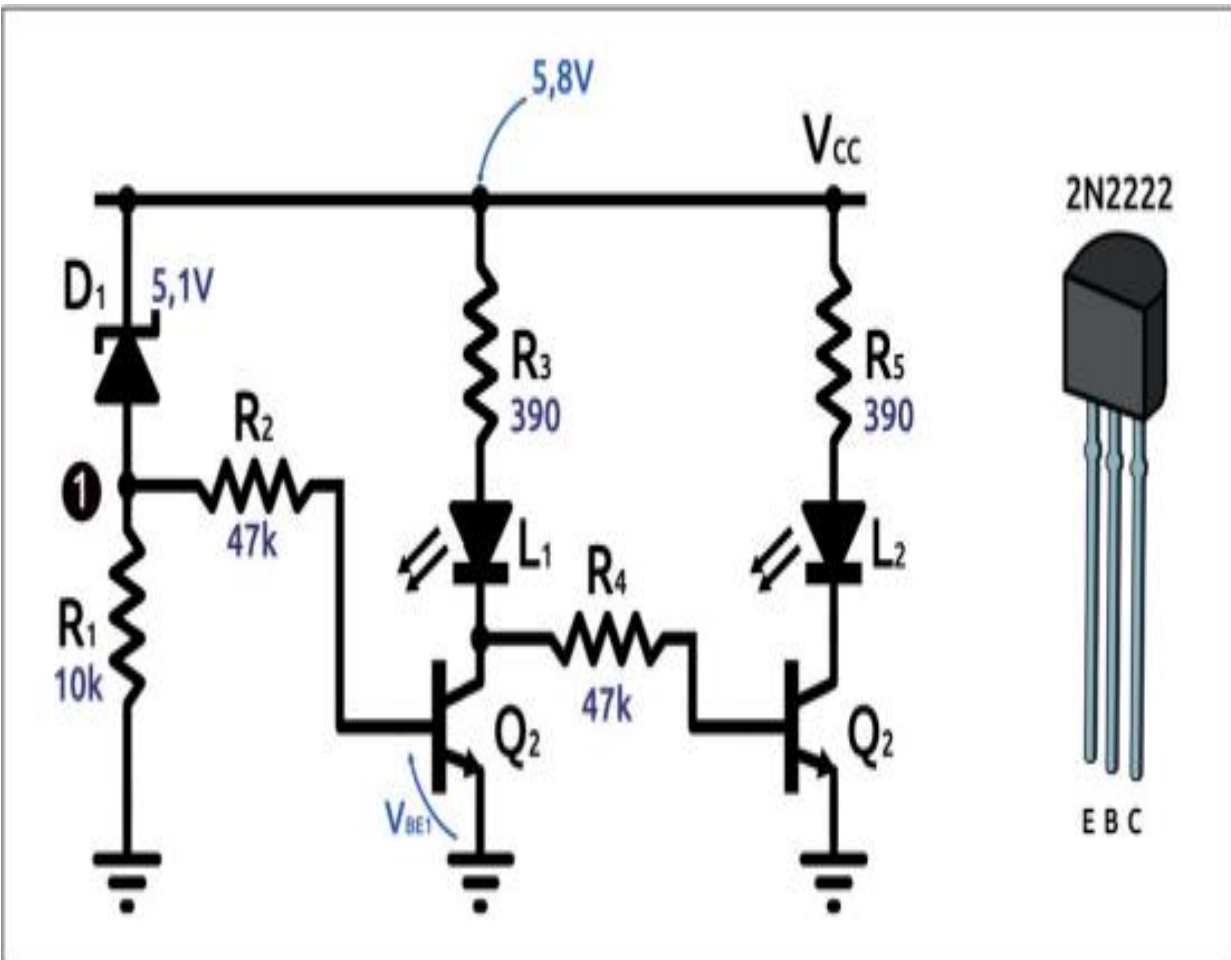


Figura 3.64 – Circuito indicador de carga de una batería con transistor.

Con el aumento de la tensión de alimentación, aumentará también la corriente que entrará en la base y, a un cierto punto, el transistor se disparará encendiendo el led L_1 . Por tanto, el led se encenderá cuando la tensión haya alcanzado el valor nominal del zener más el valor de la unión BE de Q_1 .

El segundo led L_2 se encenderá cuando la batería esté demasiado baja. El led lo enciende Q_2 , que está conectado al colector de Q_1 . Cuando el led L_1 está apagado porque estamos por debajo de los $5,8V$, Q_1 está en corte y R_4 está casi conectada al positivo de alimentación (lo está a través de L_1 y R_3).

Cuando el led L1 se dispara porque la tensión sube, el colector de Q1 baja a unos 0.1 V (Q1 se encuentra en saturación) y, por tanto, L2 se apaga.

Los ledes no se encenderán de golpe, sino de manera bastante gradual. Para hacer que este comportamiento sea más neto, podemos utilizar transistores darlington con amplificadores operacionales. Las ventajas de este circuito son su extrema simplicidad y rentabilidad.

73. El transistor JFET

Los transistores de efecto de campo (JFET) disponen de tres terminales denominados puerta, fuente y drenaje, y se pueden encontrar en dos variantes: de canal N y de canal P. Son dispositivos aptos para amplificar señales muy débiles porque tienen una alta impedancia de entrada.

El transistor bipolar no es el único tipo de transistor que existe. Al combinar de distintas maneras las capas de semiconductor, se han descubierto otras configuraciones con propiedades interesantes. En 1953 se consiguió el primer transistor de efecto de campo funcional: el JFET.

JFET es una sigla que significa transistor de efecto de campo con unión (Junction Field Effect Transistor). Este dispositivo es completamente igual que un transistor bipolar que dispone de tres terminales, denominados puerta, fuente y drenaje, pero que utiliza un principio de funcionamiento distinto: está dotado de un canal por el cual puede circular una corriente, cuyo flujo se puede controlar polarizando inversamente una unión PN que obstruirá, con su región de agotamiento, el espacio del canal. A diferencia del transistor bipolar, el JFET es un dispositivo controlado en tensión: la tensión aplicada entre puerta y fuente interviene polarizando una unión PN interna que modula y bloquea el paso de corriente entre drenaje y fuente.

Otra particularidad que los distingue de los transistores bipolares es que, aunque no apliquemos una tensión de control, la corriente puede fluir entre drenaje y fuente. En un transistor bipolar, en cambio, no circula corriente entre colector y emisor si este no se encuentra correctamente polarizado.

Esto es posible porque el canal de los JFET está realizado con un único tipo de semiconductor dopado que se comporta como un material resistivo.

Los tres terminales del dispositivo se denominan puerta, fuente y drenaje. La puerta es el terminal de control, equivalente a la base del transistor bipolar, mientras que la corriente circula entre el drenaje y la fuente. Los JFET pueden ser de tipo N o P, según el dopaje del semiconductor utilizado para realizar el canal situado entre drenaje y fuente. La mayor parte de los modelos disponibles en el mercado son de tipo N. El símbolo de los JFET de canal N se reconoce porque la flecha de la puerta señala hacia el interior del dibujo. En estos JFET el terminal de drenaje está conectado habitualmente al positivo y la fuente al negativo de alimentación. En el símbolo de los JFET de canal P, la flecha de la puerta señala hacia el exterior del dibujo. En estos JFET el terminal de drenaje está conectado habitualmente al negativo, mientras que la fuente lo está al positivo de alimentación. Para los JFET también podemos encontrar una analogía hidráulica; de hecho, podemos imaginarnos un JFET como una especie de grifo, controlado por un mando, pero con un flujo de agua que modifica la apertura de la válvula.

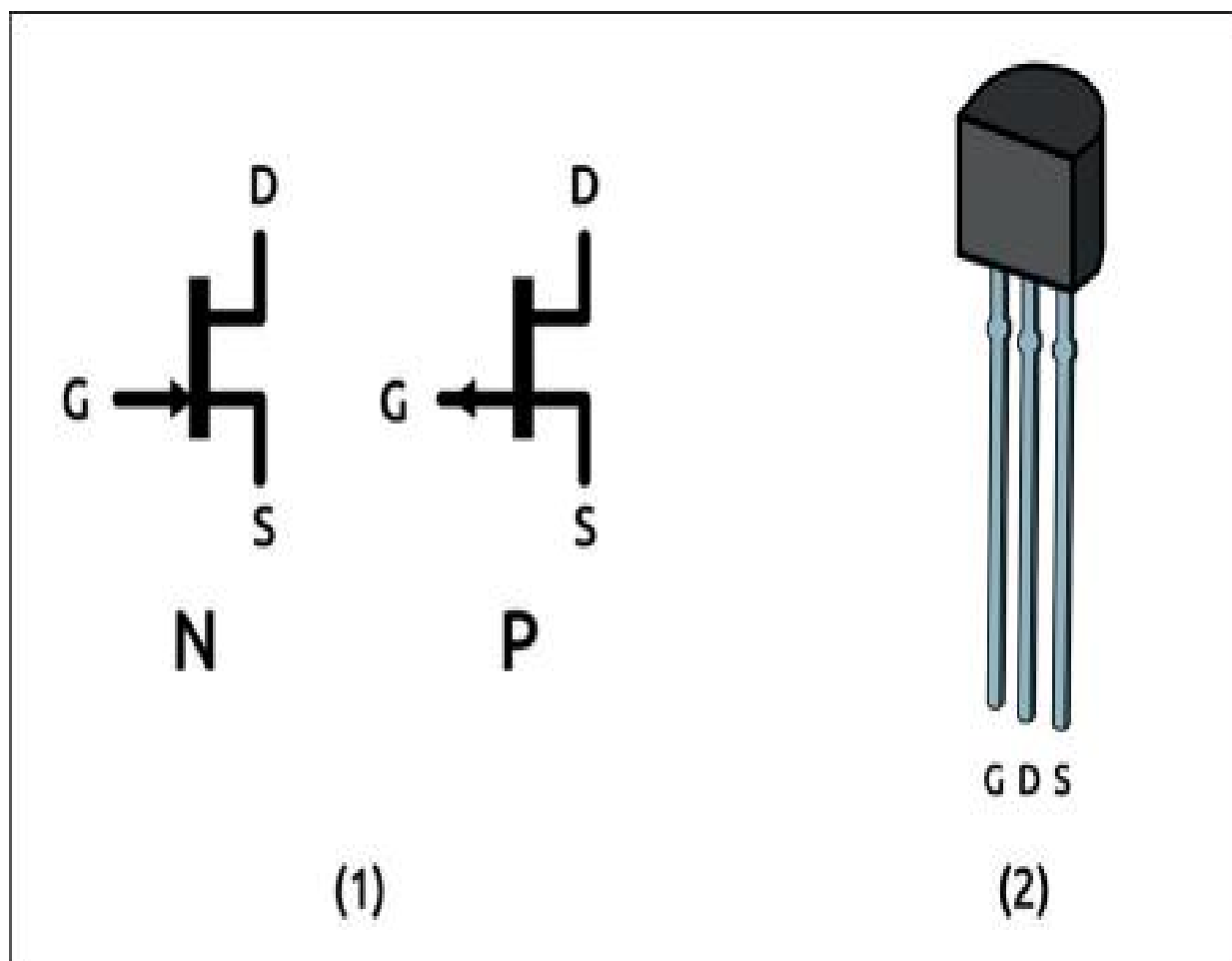


Figura 3.65 – Símbolos de JFET de canal N y P (1); los JFET tienen tres terminales y se pueden confundir con transistores bipolares (2).

Un JFET de tipo N está fabricado partiendo de un semiconductor dopado N que funciona como canal para el dispositivo. En esta capa se encuentran conectados el drenaje y la fuente. En los lados del canal se sitúan áreas con dopaje opuesto (P) que llegan hasta el terminal de puerta. En la figura 3.66 está representado un esquema simplificado de la estructura de un JFET de canal N. En realidad estos dispositivos están hechos con capas distintas a las que se muestran, que sirven para entender mejor el funcionamiento. Las dos pequeñas zonas con dopaje P, en contacto con el canal N, forman una unión PN. Si aplicamos una tensión negativa a la región P, polarizamos inversamente la unión PN. En un diodo en polarización inversa se forma una

región de agotamiento (depletion layer) que aumenta cuanto mayor es la tensión inversa aplicada e impide el paso de las cargas eléctricas.

En el JFET aprovechamos la región de agotamiento para modular la amplitud del canal N. Si modificamos la tensión de polarización inversa, conseguimos controlar la resistividad del canal y, por tanto, modificar el flujo de corriente que la atraviesa de forma proporcional a la tensión aplicada a la puerta. Aplicando una tensión adecuada, también podemos cerrarlo por completo. Si la fuente del JFET está conectada a 0 V, la tensión aplicada a la puerta tendrá que ser negativa. Esto no significa que exista una alimentación dual; de hecho, basta con que la tensión de la puerta sea inferior a la aplicada a la fuente: lo que importa es la diferencia. Si en la fuente tenemos 5 V, para tener una V_{GS} negativa basta con aplicar una tensión sobre la puerta inferior a 5 V. Por ejemplo, con 3 V tenemos:

$$V_{GS} = V_G - V_S = (3 - 5)V = -2 V$$

Una de las características más apreciadas de los JFET es la de absorber muy poca corriente de la puerta. Esto significa que una etapa de amplificación construida con un JFET no absorbe corriente del sensor que conectamos a su entrada, con lo que permite la amplificación de señales muy débiles. La corriente de entrada del JFET es, de hecho, aquella que absorbe la unión PN polarizada inversamente, con un valor de unos nanoamperios, y esto hace que su resistencia de entrada sea muy elevada.

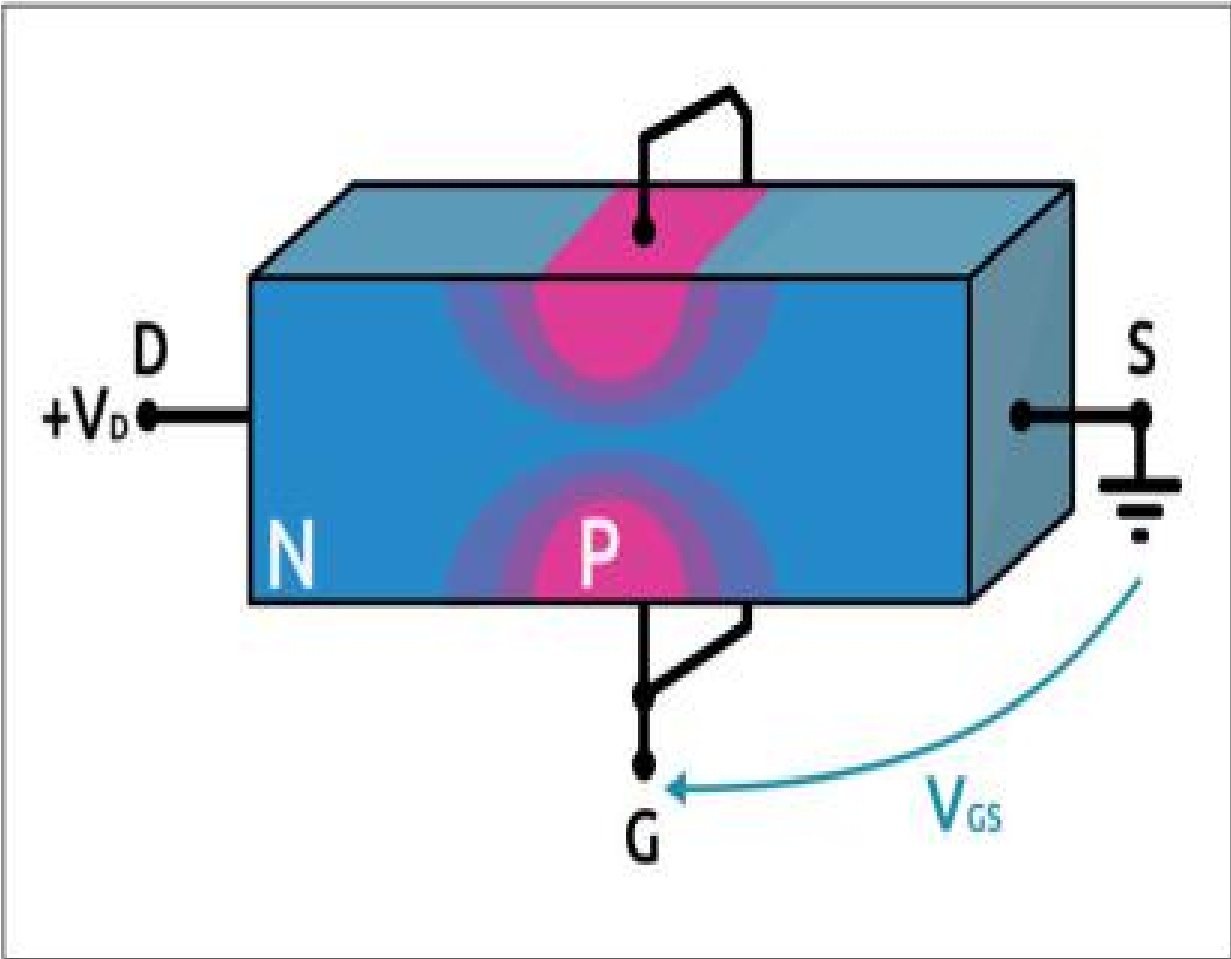


Figura 3.66 – Estructura simplificada de un JFET de canal N.
Aplicando una tensión positiva sobre la puerta, respecto a la fuente, la unión PN presente en el dispositivo se polariza inversamente y la región de agotamiento se expande en el canal, con lo que obstruye el paso de corriente.

El JFET también se caracteriza por unas curvas que describen su funcionamiento denominadas curvas características. La característica principal es la de salida, donde está representado el vínculo entre la corriente de drenaje (I_D) y la tensión entre drenaje y fuente (V_{DS}) cuando la V_{GS} varía. Tendremos también una familia de curvas que dependen de la tensión configurada en la puerta. Por cómo están realizados los JFET, podemos deducir que la corriente de fuente es casi la misma que la corriente de

drenaje, como ocurre más o menos para los transistores bipolares entre la corriente de colector y emisor. Para un dispositivo de canal N, la V_{GS} utilizada es negativa. Las curvas de los JFET tienen una tendencia característica que podemos ver en la figura 3.67. Una curva especial es aquella en la cual V_{GS} es igual a 0. Conseguimos esta situación de funcionamiento conectando entre sí la puerta y la fuente. Desgraciadamente las curvas no siempre aparecen en las especificaciones y, a menudo, solo lo hacen los valores típicos o máximos del dispositivo. Como se puede observar en la figura 3.67, la corriente de drenaje depende de la tensión aplicada entre puerta y fuente, y se pueden identificar distintas regiones de funcionamiento:

- región óhmica o resistiva, donde el dispositivo se comporta como una resistencia controlada por la tensión de la puerta;
- zona lineal, donde la corriente de drenaje depende de la tensión de la puerta;
- breakdown , es decir, la zona de ruptura del dispositivo;
- corte o cut-off o pinch-off , donde el canal está completamente cerrado y no existe circulación de corriente.

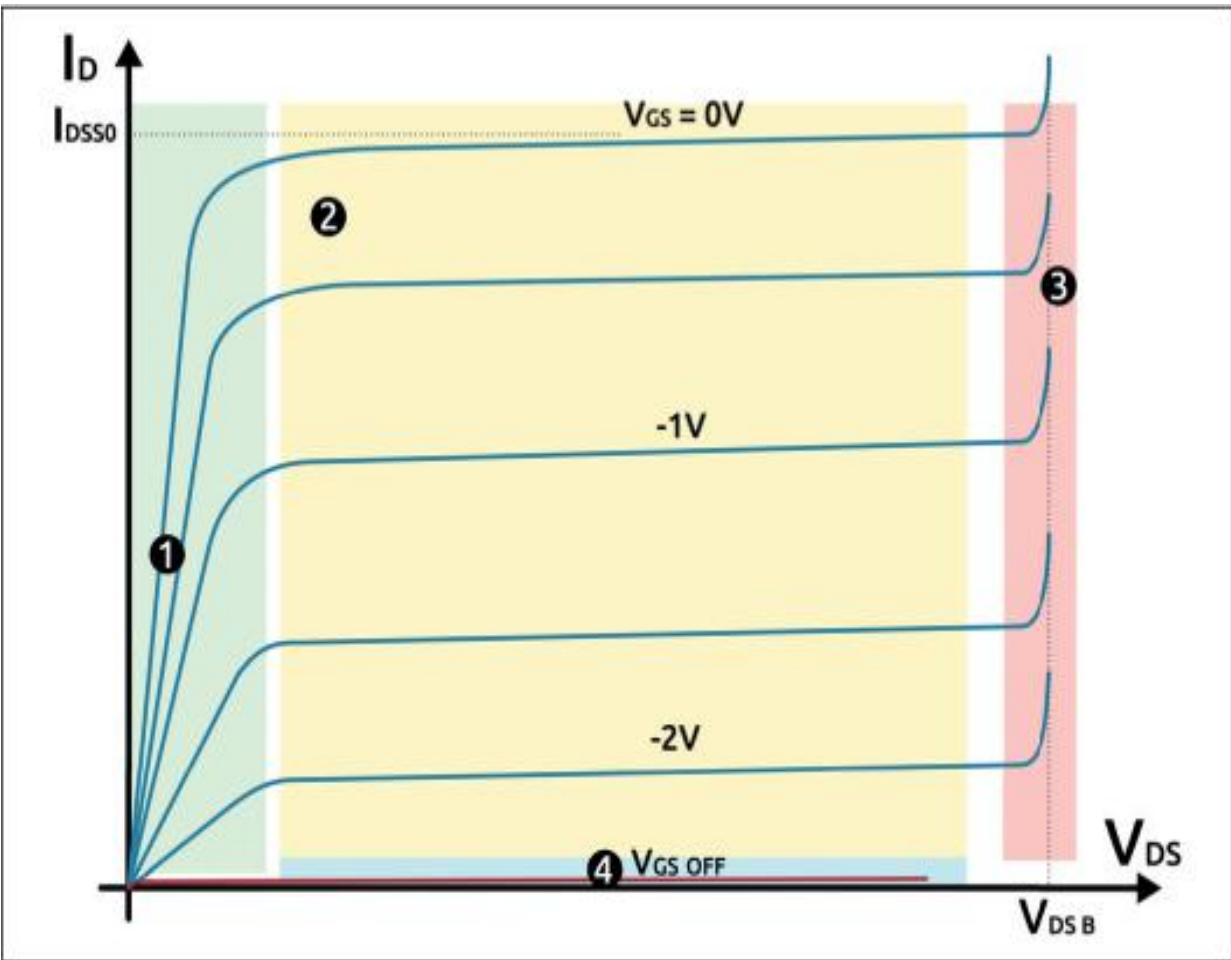


Figura 3.67 – Característica de salida de un JFET de canal N. Las curvas dependen de la V_{GS} aplicada. En el gráfico podemos identificar la región óhmica (1), la zona lineal (2), la de ruptura (3) y la de corte (4).

En la región lineal, la curva con la V_{GS} igual a 0 permite la circulación de una corriente máxima de drenaje indicada como I_{DSS0} en las hojas de especificaciones. Este parámetro es importante para utilizar las relaciones matemáticas que sirven para modelar el JFET en los circuitos. En las especificaciones podemos encontrar, además de la I_D máxima que puede soportar el dispositivo, la tensión de corte, también indicada como V_{GSoff} (o V_P). Para un JFET de canal N tendrá un valor negativo y, si se aplica al dispositivo, cierra completamente el canal, y lo lleva a la zona de corte.

La región de breakdown debe evitarse, porque el componente no está diseñado para trabajar más allá de ciertos límites y, si la tensión entre drenaje y fuente es demasiado elevada, a un cierto punto provocará la ruptura del componente, que dejará pasar libremente la corriente: de hecho, en el gráfico de la figura 3.67, podemos observar que la corriente se dispara improvisadamente.

Es posible trazar una característica de entrada del dispositivo que representa la relación entre la corriente de drenaje y fuente y la VGS aplicada. En esta característica también podemos identificar las zonas de funcionamiento del JFET para las distintas condiciones operativas.

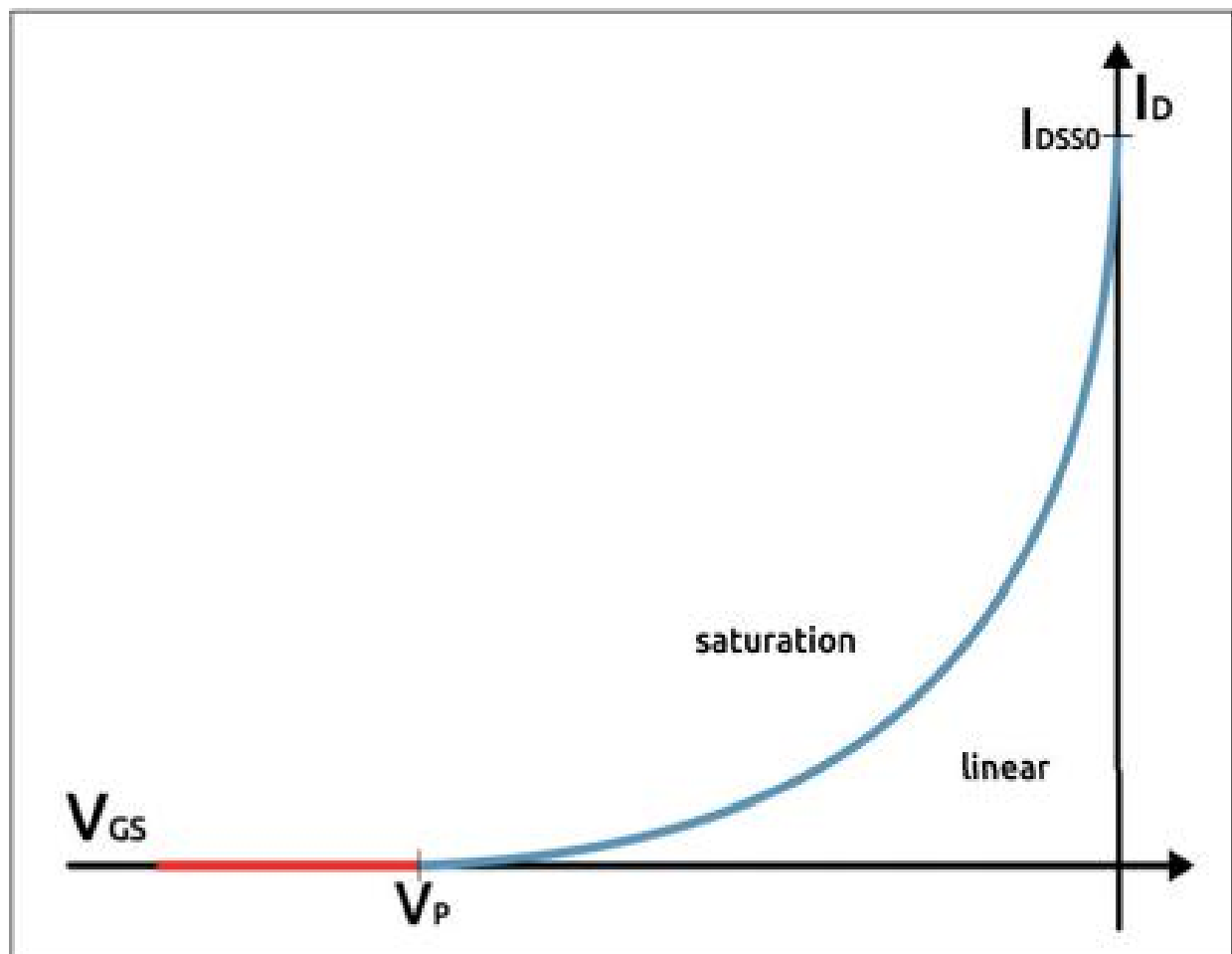


Figura 3.68 – Característica de entrada de un JFET de canal N. Las curvas muestran el vínculo entre la VGS aplicada y la IDS. En el gráfico podemos identificar la zona de funcionamiento lineal (más allá del área de la curva) y la zona de saturación (en la parte exterior). Cuando la VGS supera el valor de pinch-off (VP), el dispositivo está en corte.

El comportamiento de los JFET también se describe mediante algunas ecuaciones que desafortunadamente no son tan sencillas como las de los transistores bipolares.

En la región óhmica o resistiva, la corriente de drenaje sigue la siguiente ley:

$$I_D = I_{DSS} \left[2 \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}} \right) \frac{V_{DS}}{-V_{GSoff}} - \left(\frac{V_{DS}}{V_{GSoff}} \right)^2 \right]$$

Los valores de I_{DSS} y V_{GSoff} (o V_P , tensión de corte) se pueden extraer de las especificaciones del componente. Para la región activa, la ley es distinta y algo más sencilla:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}} \right)^2$$

El JFET en la zona óhmica presenta una resistencia que depende de la V_{GS} aplicada:

$$R_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} \approx \frac{V_{GSoff}}{2I_{DSS} \left(V_{GS} - V_{GSoff} \right)}$$

En cambio, en la zona lineal, la resistencia es constante y se puede extraer de las especificaciones donde, normalmente, se indica como r_{DSon} . Con los transistores en más de una ocasión hemos oído hablar de transconductancia (indicada como g_m). Este parámetro indica cuánto varía la corriente de drenaje con relación a la V_{GS} cuando está fijada la V_{DS} . La transconductancia es igual al inverso de la R_{DS} :

$$g_m = \frac{1}{R_{DS}}$$

También podemos obtener un valor concreto para la transconductancia, es decir, aquel que se obtiene cuando la VGS es igual a 0:

$$g_{m0} = - \frac{2I_{DSS}}{V_{GS0}}$$

Utilizando modelos matemáticos más complejos, podemos expresar la transconductancia en función de g_{m0} :

$$g_{\delta m} = g_{m0} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

74. Elegir un JFET

Breve panorámica de los parámetros típicos de los transistores JFET, indicando algunos modelos de canal N y P.

Cuando elegimos un transistor JFET, siempre debemos tener muy presente el tipo de aplicación que tenemos que realizar y las características eléctricas del dispositivo que vamos a elegir. Igual que para los transistores bipolares, debemos elegir el modelo adecuado en función de la corriente que deberá gestionar y de la máxima potencia que podrá soportar. Si las corrientes son limitadas y de varios centenares de miliamperios, no es demasiado problemático y podemos utilizar un modelo común, para señales, sin características especiales. Los JFET se utilizan habitualmente en las etapas de amplificación y para el tratamiento de señales débiles de baja y alta frecuencia y, normalmente, los encontramos en formato TO-92. Para tratar pequeñas señales, por lo general no se necesitan aletas de disipación de calor.

Sobre el cuerpo del transistor siempre veremos marcada la sigla identificativa, necesaria para buscar en las especificaciones, donde encontramos toda la información necesaria para su uso.

En la hoja de especificaciones se indica:

- el tipo de transistor JFET, canal N o canal P;

- el tipo de aplicaciones para las cuales ha sido creado, por ejemplo, conmutación (switching) , aplicaciones lineales (amplificación), uso en baja o alta frecuencia, etc.;

- la disposición de los pines y los formatos disponibles;

- la corriente de drenaje máxima (I_D) que no debe superarse para no dañar el dispositivo;

- la máxima tensión entre drenaje y fuente V_{DS} y la tensión de breakdown ;

- la máxima potencia que puede soportar;

- la tensión de corte (V_P);

- la corriente de drenaje cuando la tensión V_{GS} es igual a cero (I_{DSS});

- la frecuencia de corte (f_T).

Las especificaciones muestran también muchos otros parámetros que pueden ayudar al diseñador a utilizar el componente del mejor modo posible. A veces, también se encuentran las características de entrada y de salida para

poder realizar valoraciones “cualitativas” sobre el comportamiento del dispositivo.

Para trabajar con bajas señales y para simples aplicaciones de amplificación, conviene tener siempre en nuestro cajón un buen puñado de transistores JFET de canal N, como los modelos 2N3819, 2N5640, J107 o J112. Los modelos de canal P se utilizan menos, pero un componente de fácil disponibilidad es el J175. Estos son solo algunos modelos indicativos. Para elegir un transistor conviene visitar el sitio web de algún proveedor de componentes e intentar configurar los filtros de búsqueda para dar con el modelo que más se adapte a nuestras necesidades.

Tabla 3.7 – Algunos modelos de transistores JFET con sus características principales.

Modelo	Tipo	V_{GSoff} (V)	V_{DG} (V)	I_{Dss} (mA)	Potencia (mW)
2N3819	Canal N	-8.0	30	2/20	350
J107	Canal N	-4.5	25	100	625
J112	Canal N	-5.0	35	5.0	350
2N5640	Canal N	-6.0	30	5	350
J175	Canal P	6.0	-30	-7.0	350

75. Utilizar un JFET como amplificador

Los JFET se pueden utilizar para crear etapas de amplificación definidas como de fuente común o de rastreador de fuente.

Podemos utilizar los JFET para construir una etapa de amplificación. Existen dos configuraciones denominadas de fuente común o de rastreador de fuente (source follower). Las configuraciones del circuito son muy parecidas a las que se utilizan con los transistores bipolares para la etapa de emisor común y de rastreador de emisor. Los esquemas se muestran en la figura 3.69, donde podemos observar que la señal siempre se encuentra aplicada en la puerta del transistor a través de un condensador de desacoplo. En función del tipo de amplificación que deseamos obtener, debemos polarizar el transistor, es decir, añadir algunos componentes pasivos para ajustar las tensiones y las corrientes oportunas. Para utilizar el JFET como amplificador, debemos intentar ponerlo en equilibrio en su zona de funcionamiento lineal, para que la señal aplicada no distorsione y no se corte (clipping) a la salida. La diferencia entre las dos etapas está principalmente en el punto donde detectamos la señal de salida: en el drenaje o en la fuente.

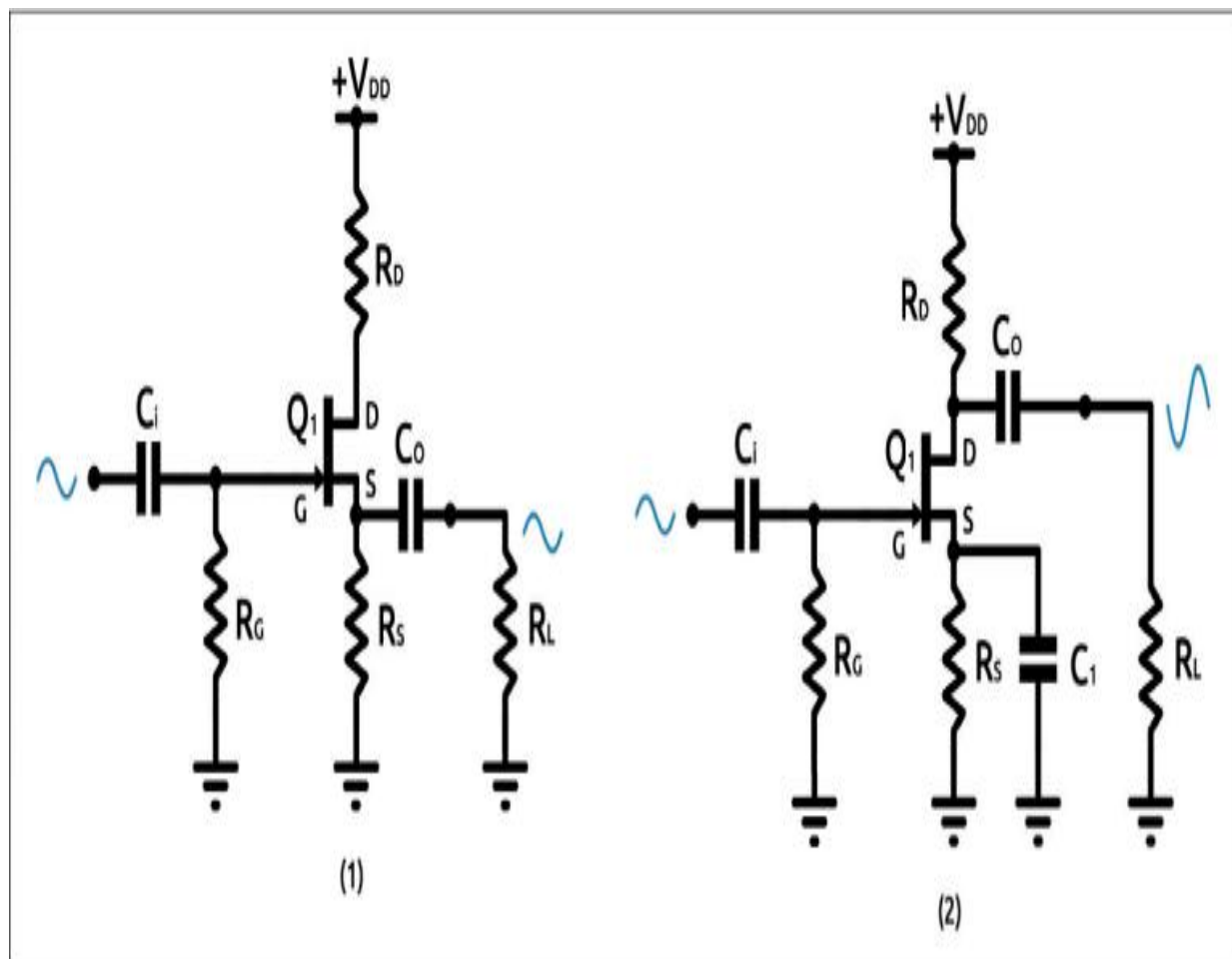


Figura 3.69 – Etapa de amplificación de tipo rastreador de fuente (1) y de fuente común (2).

El rastreador de fuente creado con un JFET es más problemático y la ganancia no siempre es unitaria. Además, este tipo de circuito presenta compensaciones en la salida que pueden variar con el tiempo. Por tanto, se necesita un circuito más complicado con una corriente de drenaje fija. En este tipo de amplificador, la señal aplicada en la entrada no está desfasada respecto a la señal de salida.

El amplificador de fuente común (common source) es casi idéntico al rastreador de fuente. La única diferencia se encuentra en el punto en que detectamos la señal de salida y en la ganancia en tensión, que será mayor que 1. La ganancia viene determinada por las resistencias de polarización. La etapa de fuente común presenta un desfase de 180° sobre la señal de entrada.

Esta etapa de amplificación también presenta algunos puntos críticos que a veces lo vuelven poco lineal e inestable. Para realizar circuitos fiables y con buenas prestaciones, es necesario complicar el esquema. La mayor ventaja de este tipo de etapas se encuentra en la elevada impedancia de entrada y en la rapidez (frecuencia máxima), lo que, a veces, lo vuelve preferible respecto a otras soluciones (por ejemplo, amplificadores operacionales).

76. Autopolarizar un JFET (self biasing)

Cuando se utiliza un JFET, hay que polarizarlo. Un sistema muy utilizado es el de la autopolarización (self biasing), que consiste en la creación y la adaptación de un circuito concreto donde en cada terminal del transistor se encuentra conectada una resistencia. Podemos observar el circuito de la figura 3.70, donde tenemos un JFET de canal N, y vemos que la R_G está conectada entre puerta y masa. Teniendo en cuenta que la corriente que entra en la puerta es prácticamente nula, la caída de tensión en la R_G también lo es. R_G influye en la resistencia de entrada de la etapa de amplificación.

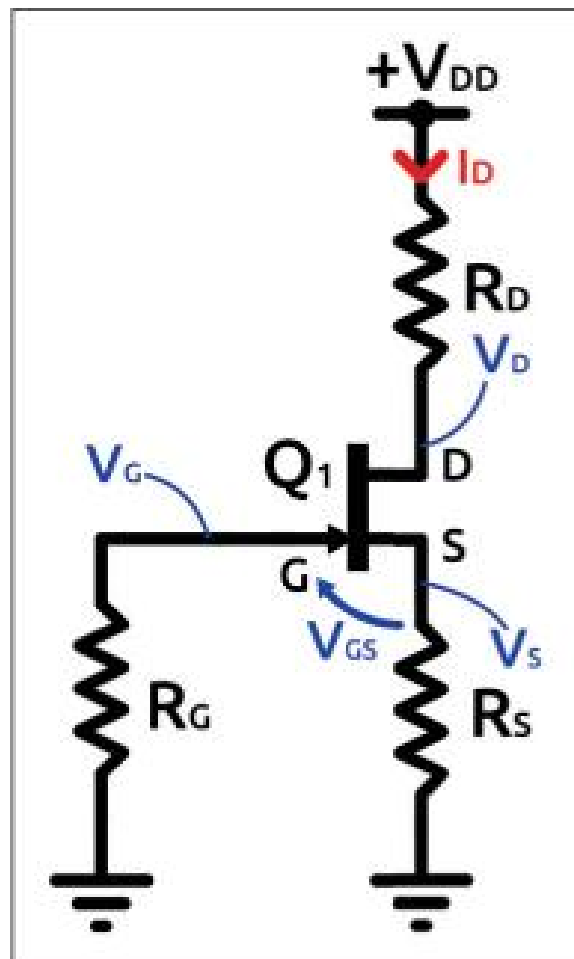


Figura 3.70 – JFET de canal N con resistencias de polarización.

Para polarizar correctamente el transistor y situarlo en la zona activa, debemos proceder de manera que la tensión V_{GS} sea menor que 0. Por cuanto podemos observar en la RG, podemos afirmar que la V_G es igual a 0. Por tanto, para tener una V_{GS} menor que 0, tendremos que intentar que la fuente del transistor sea más positiva que la puerta.

Observamos también que la corriente de drenaje se puede considerar igual a la corriente que circula por la fuente:

$$I_D \simeq I_S$$

Para definir la V_{GS} , debemos obtener la tensión sobre la fuente. La fuente está conectada a tierra con una resistencia R_S , atravesada por la corriente de fuente. Escribimos:

$$V_S = I_S \times R_S \simeq I_D R_S$$

Así, la tensión entre puerta y fuente se puede escribir como:

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - V_S = -I_D R_S$$

Vamos a escribir una expresión para la tensión en el drenaje teniendo en cuenta que es igual a la tensión de alimentación VDD menos la caída de tensión sobre la resistencia RD:

$$V_D = V_{DD} - I_{D} R_D$$

La tensión entre drenaje y fuente será, pues:

$$V_{DS} = V_D - V_S = (V_{DD} - I_{D} R_D) - (I_{D} R_S) = V_{DD} - I_{D} R_D - I_{D} R_S = V_{DD} - I_{D} (R_D + R_S)$$

Ahora, para polarizar la etapa, tenemos dos posibilidades:

- fijamos I_D y obtenemos V_{GS} ;
- o bien fijamos V_{GS} y obtenemos I_D .

En cualquier caso, continuamos obteniendo la RS retomando la ecuación para la VGS:

$$V_{GS} = -I_{D} R_S$$

y resolviendo para R_S :

$$R_S = \frac{V_{GS}}{I_D}$$

Si suponemos que fijamos la V_{GS} , podemos obtener la I_D utilizando las curvas características del JFET o bien con las reglas que describen su comportamiento en zona lineal:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}} \right)^2$$

Si lo que queremos es seguir adelante fijando la I_D , debemos volver a escribir la ecuación precedente para obtener la V_{GS} en función de I_D :

$$V_{GS} = V_{GSoff} \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right)$$

77. Resolver un circuito con JFET con fórmulas

Veamos cómo podemos resolver un circuito con JFET utilizando fórmulas que describen su comportamiento.

Tomamos en cuenta el esquema eléctrico de la figura 3.71, donde vemos un JFET J107 conectado a una resistencia R1 y alimentado a 5 V. Nos interesa analizar el funcionamiento del circuito utilizando fórmulas de JFET. Antes de empezar, debemos recuperar las especificaciones del componente y consultar algunos parámetros:

- I_{DSS} , el valor de la corriente de drenaje cuando la V_{GS} es 0 o 100 mA;
- V_{GSoff} , o la tensión de corte, es decir, aquella que cierra completamente el canal, igual a -4.5 V.

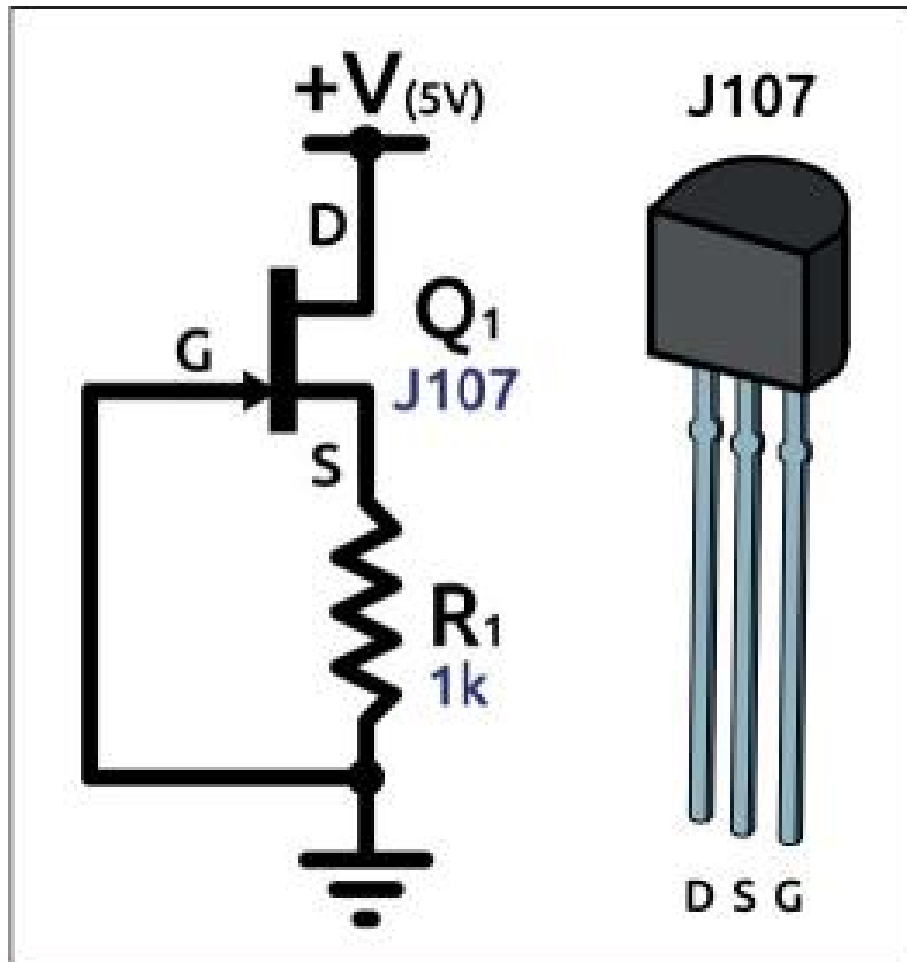


Figura 3.71 – Esquema de un circuito con JFET para el estudio de su funcionamiento con un método analítico.

Queremos obtener la corriente de drenaje del dispositivo. Suponemos que nos encontramos en la zona lineal y que utilizamos la siguiente fórmula:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}} \right)^2$$

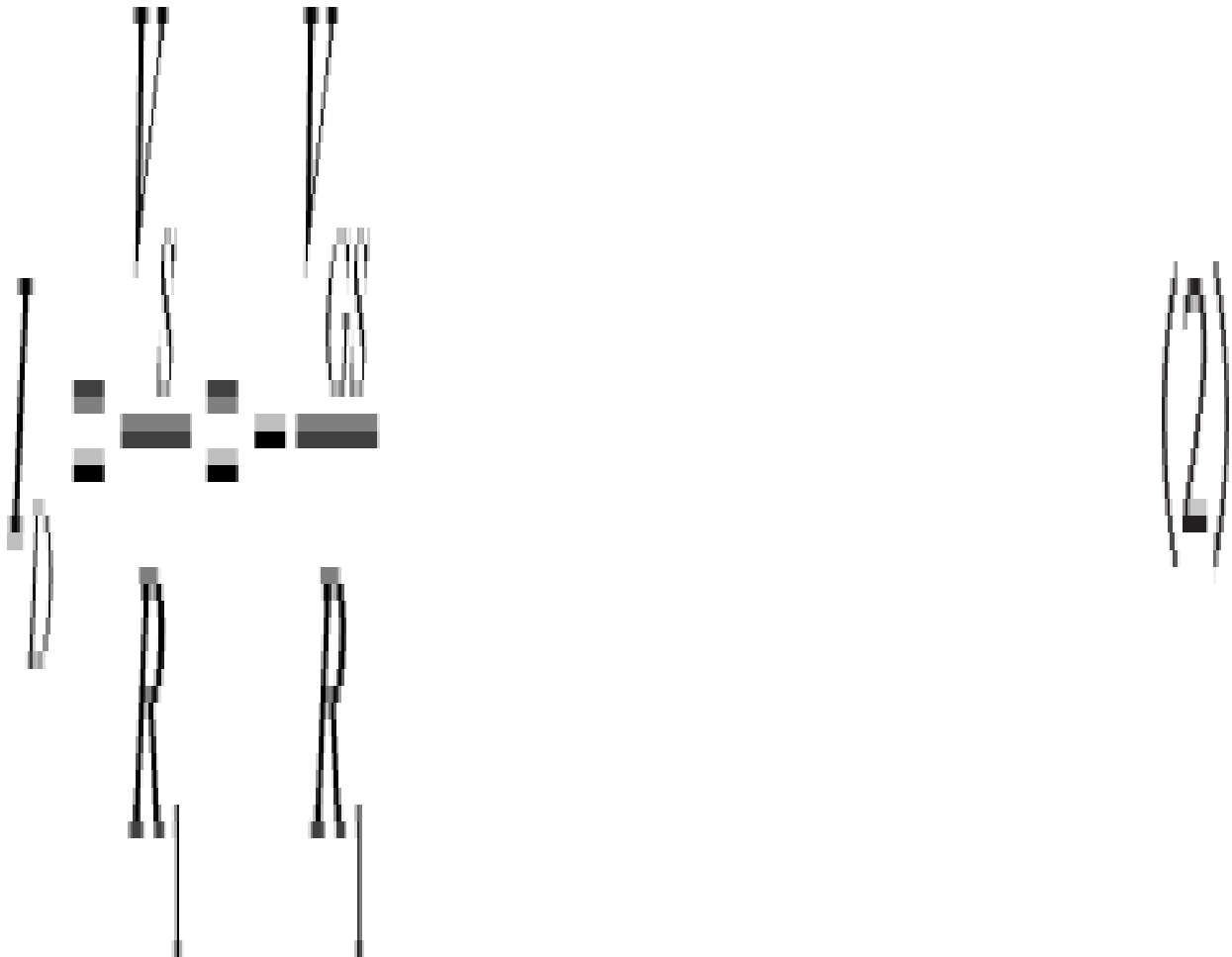
En esta expresión no conozco el valor de la tensión entre puerta y fuente V_{GS} , por lo que trato de escribir cómo la puedo obtener, observando que la puerta está conectada directamente a tierra, por lo que su tensión será igual a 0 V:

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - V_S = -V_S$$

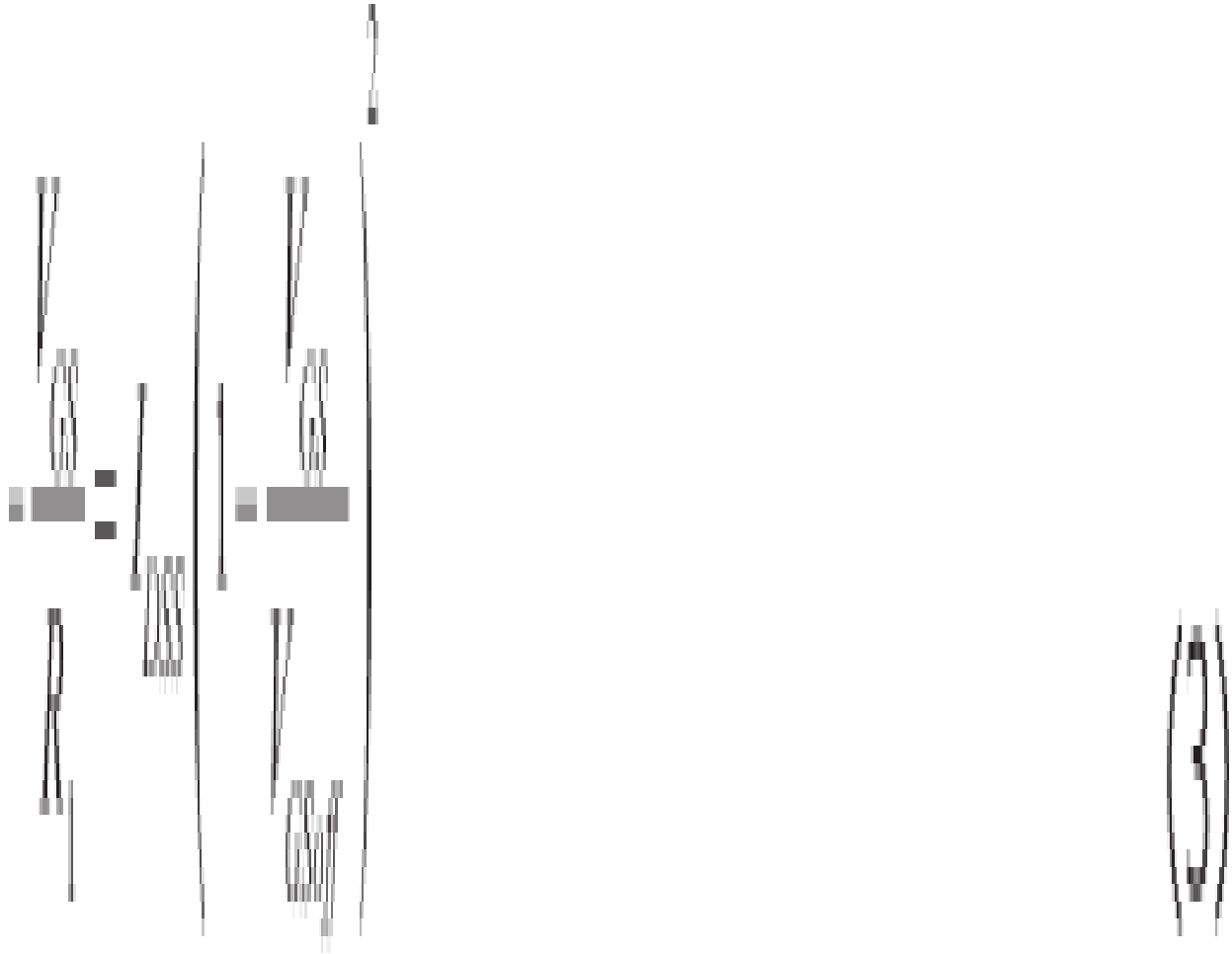
Dado que:

$$I_D \simeq I_S$$

considerando la ley de Ohm para la R_1 puedo escribir:



Si igualamos la expresión (1) con la (2), dado que ambas expresan una relación sobre la corriente de drenaje, obtenemos:



La expresión que hemos obtenido es una ecuación de segundo grado que tiene como incógnita la VGS. Por lo tanto, obtendremos dos soluciones de las cuales tendremos que elegir una. En estos casos normalmente una de ellas es imposible y se puede descartar. Volvemos a escribir la ecuación explicitando el segundo término y recordando que:

$$(a - b)^2 = (a - b)(a - b) = a^2 - ab - ab + b^2 = a^2 - 2ab + b^2$$

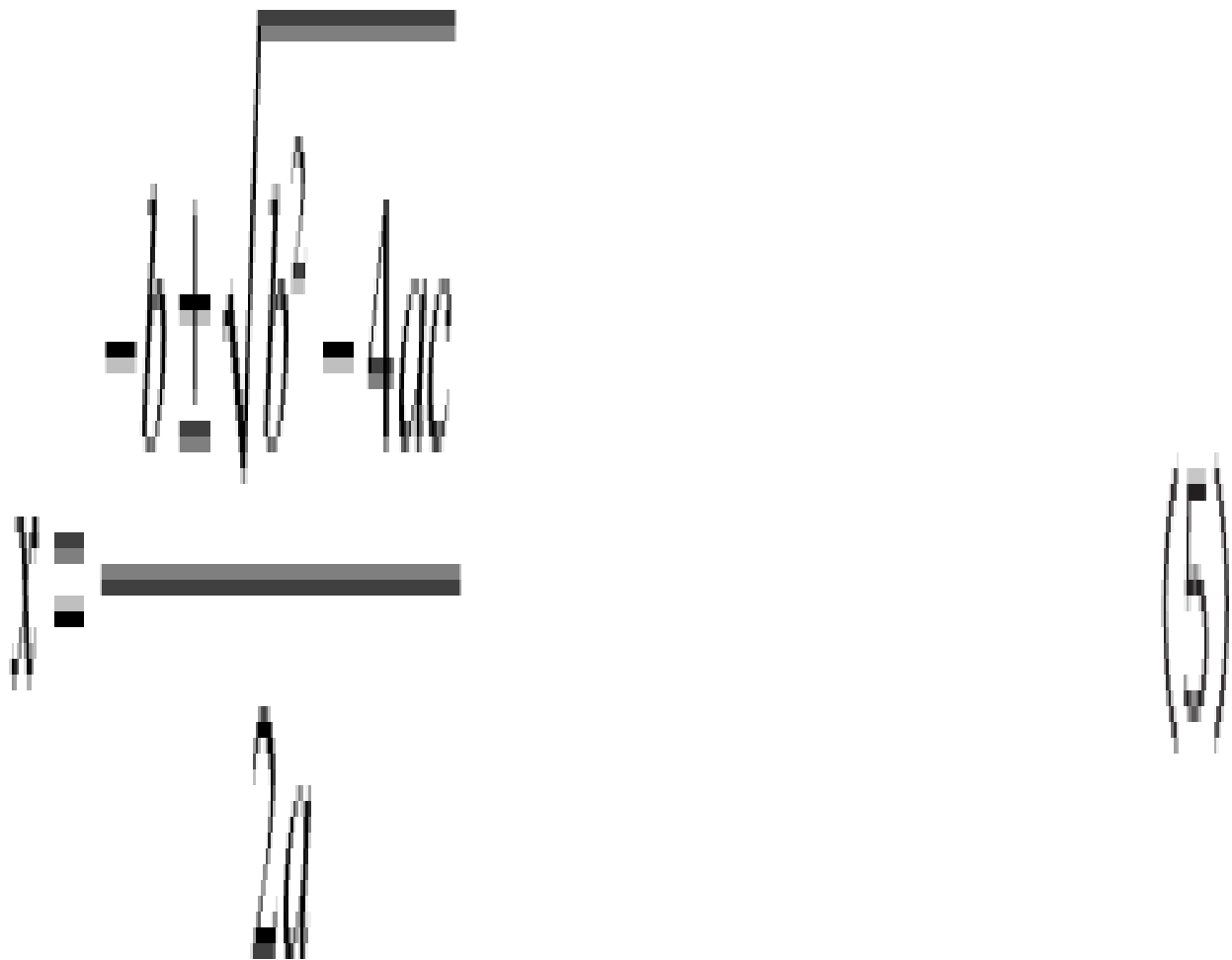
De la (3) obtendremos:

$$\begin{aligned}
-\frac{V_{GS}}{R_1} &= I_{DSS} \left[1 - 2 \left(\frac{V_{GS}}{V_{GSoff}} \right) + \left(\frac{V_{GS}}{V_{GSoff}} \right)^2 \right] \\
I_{DSS} + I_{DSS} \left(\frac{V_{GS}}{V_{GSoff}} \right)^2 - 2I_{DSS} \left(\frac{V_{GS}}{V_{GSoff}} \right) + \left(\frac{V_{GS}}{R_1} \right) &= 0 \\
V_{GS}^2 \left(\frac{I_{DSS}}{V_{GSoff}^2} \right) + V_{GS} \left(\frac{1}{R_1} - \frac{2I_{DSS}}{V_{GSoff}} \right) + I_{DSS} &= 0
\end{aligned} \tag{4}$$

La (4) es una ecuación de segundo grado con esta forma:

$$ax^2 + bx + c = 0$$

que admite como solución:



De la (4) podemos deducir que:

$$a = \frac{I_{DSS}}{V_{GSoff}^2}, \quad b = \left(\frac{1}{R_1} - \frac{2I_{DSS}}{V_{GSoff}} \right), \quad c = I_{DSS}$$

Ahora, si sustituimos los términos conocidos en las expresiones por a, b y c y utilizamos la (5), podemos obtener el valor de la VGS que, más tarde, sustituido en la (1), me dará ID.

$$V_{GS} = \frac{100}{100 + 200} \cdot 4.5 = 1.5 \text{ V} \quad \text{y} \quad V_{GS} = \frac{100}{100 + 200} \cdot 4.5 = 1.5 \text{ V}$$

Una vez sustituidos los valores en la (5), obtenemos para V_{GS} dos soluciones:

$$V_{GS1} = -3.04 \text{ V} \quad \text{y} \quad V_{GS2} = -8.20 \text{ V}$$

Si tenemos en cuenta que el valor de corte es de -4.5 V , vamos a considerar solo la primera solución (-3.04 V). Así, la corriente de drenaje será:

$$I_D = 100 \left(1 - \frac{-3.04}{4.5} \right)^2 = 54.36 \text{ mA}$$

78. Circuito de prueba sencillo para un JFET de canal N

Con un circuito sencillo comprobamos el comportamiento del canal de un transistor JFET de canal N. Alimentaremos el circuito con una alimentación individual, y obtendremos de ella una dual para generar la tensión negativa necesaria para aplicar a la puerta.

Vamos a tratar de realizar un experimento con un JFET de canal N, aplicando una tensión negativa sobre la puerta para llevarlo a corte. Queremos intentar aplicar una tensión variable, ajustable con un trimmer en la entrada del transistor para modular la amplitud del canal. Cuando el trimmer se encuentre ajustado a 0 V, deberíamos tener la misma apertura, con el led L1 muy brillante. Girando el botón del potenciómetro, aplicaremos una tensión cada vez más negativa a la puerta, y cerraremos el canal: podremos comprobar visualmente el efecto, porque la intensidad del led irá bajando progresivamente hasta apagarse por completo una vez alcanzada la tensión de corte del dispositivo elegido.

El esquema que debemos realizar se muestra en la figura 3.72, donde podemos ver que la fuente del JFET está conectada a tierra. El JFET es un J112, está alimentado a 5 V y tiene una tensión de corte de -4.5 V. Para cerrar el canal, la VGS debe ser negativa, teniendo en cuenta que la fuente del transistor está conectada directamente a tierra. Esta situación es un poco especial porque necesita una alimentación negativa.

Para probar el circuito, necesitamos una alimentación dual. No siempre se dispone de dos alimentadores, o bien puede ocurrir que tengamos un circuito alimentado con baterías y nos sea difícil generar una tensión tanto positiva como negativa.

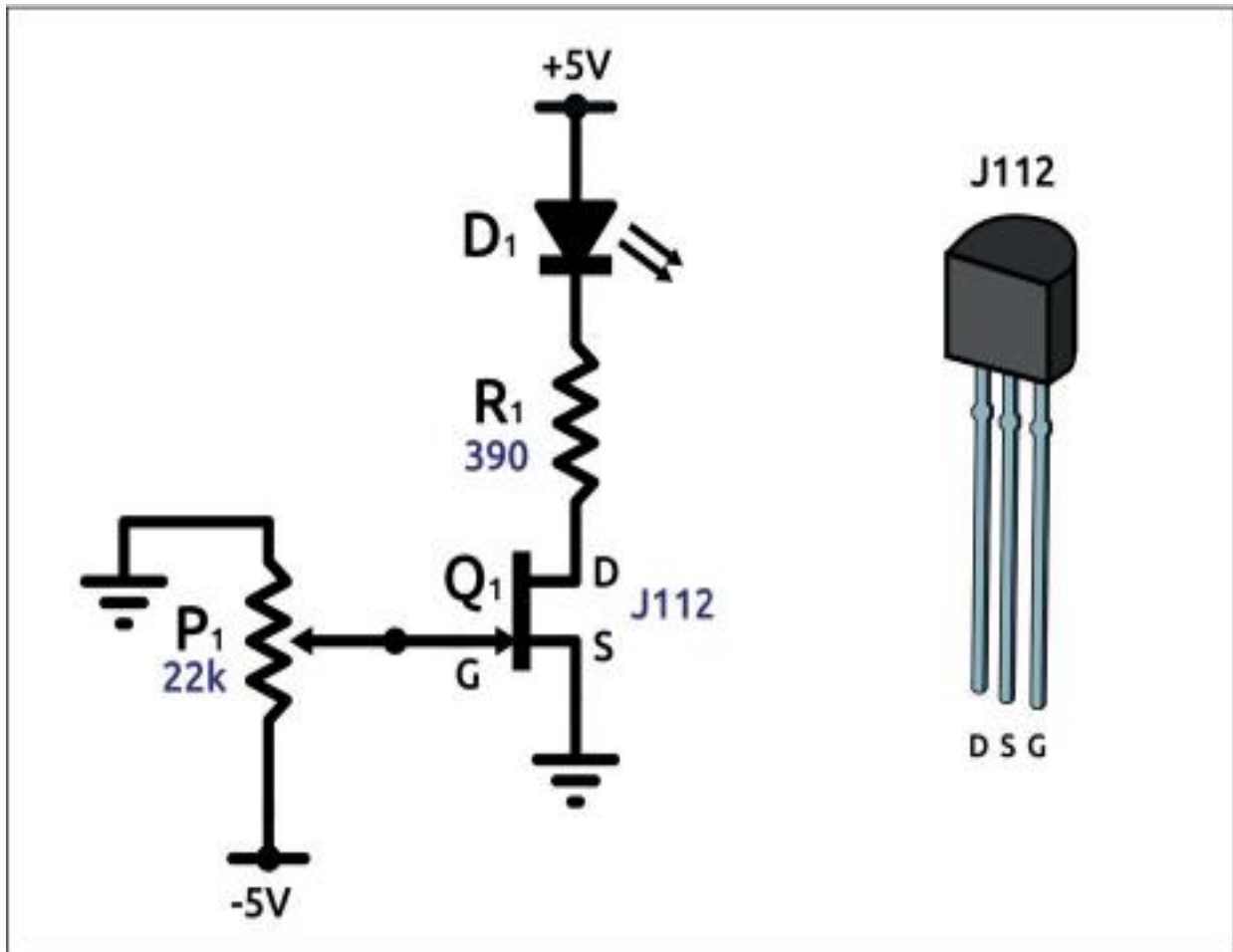


Figura 3.72 – Esquema eléctrico para la prueba del cierre del canal de un JFET de canal N.

Podemos obtener una alimentación dual a partir de una individual con un simple divisor de tensión resistivo. Sin embargo, como ya hemos visto, este método depende en gran medida de la carga que vayamos a conectar y no es fiable. Con un componente especial, un amplificador operacional, podemos

mejorar el comportamiento del divisor, y obtendremos así una alimentación dual a partir de una individual. Vamos a utilizar un amplificador operacional como un LM741 o un LM358. Este tipo de amplificador tiene dos entradas porque es de tipo diferencial, tiene una elevada impedancia de entrada y puede suministrar una corriente discreta en salida. Si lo conectamos como se muestra en la figura 3.73, podemos hacer que proporcione una tensión estable y casi independiente de la carga aplicada.

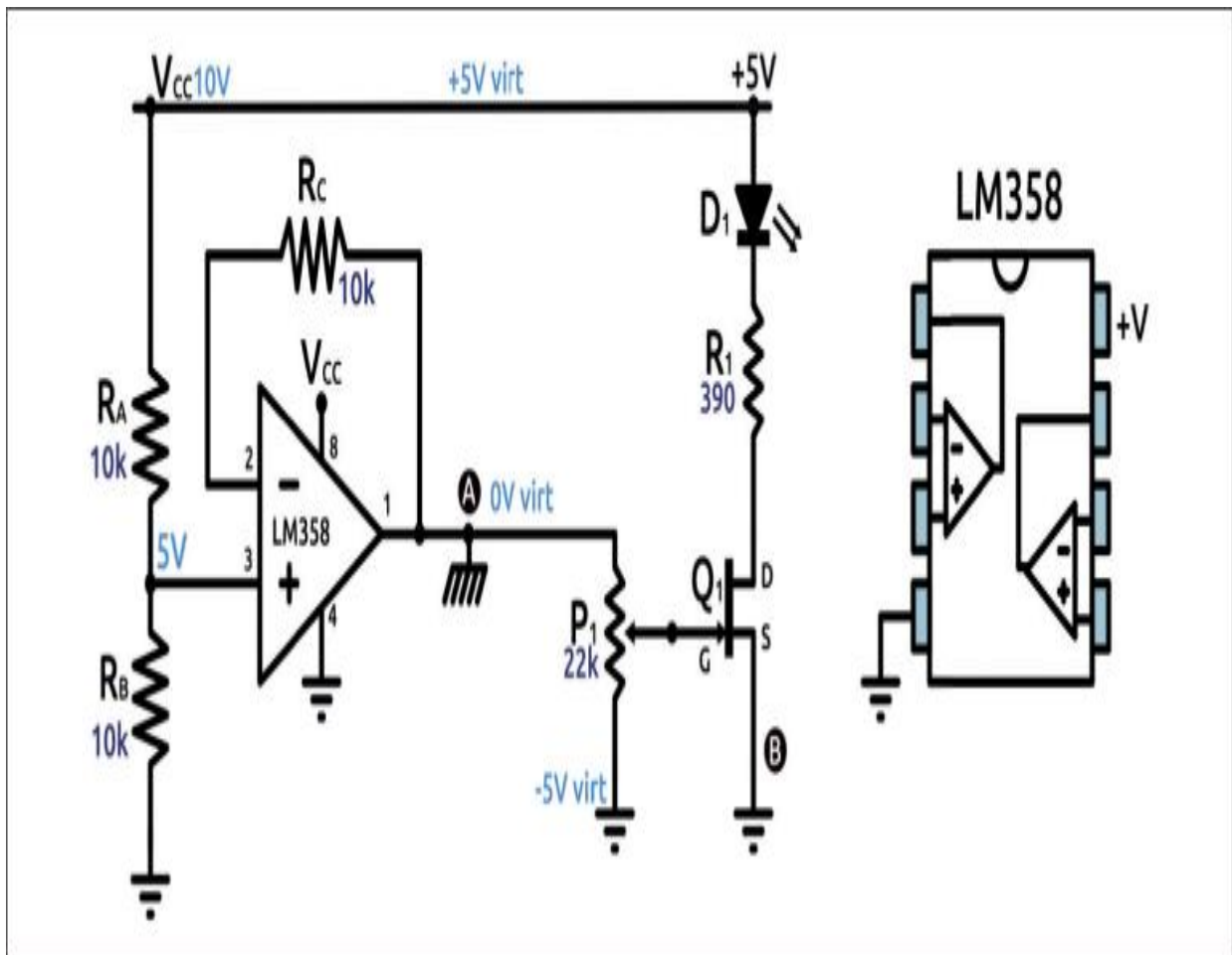


Figura 3.73 – Para obtener una alimentación dual a partir de una individual, se puede conectar un amplificador operacional a un divisor de tensión.

El circuito de la figura 3.73 está alimentado a 10 V y tiene un divisor de tensión formado por las resistencias R_A y R_B , ambos con un valor de 100 k Ω . El punto central del divisor estará, por tanto, a 5 V. El amplificador operacional está conectado a la alimentación a 10 V. Su entrada no inversora extrae los 5 V del divisor y los lleva a la salida del terminal 1. El amplificador operacional tiene la salida conectada directamente a la entrada inversora, de manera que, si se produjera un desequilibrio en la salida, debido al circuito que queremos conectarle, este quedaría compensado de inmediato. De este modo, la salida del amplificador operacional está fija y estable a 5 V, y puede ser utilizada como punto central o como masa virtual de la alimentación dual obtenida de los 10 V proporcionados al circuito.

Con las tensiones todo es relativo. Si tenemos tres puntos situados a 0, 5 y 10 V, podemos tomar como referencia el central a 5 V y confirmar que los otros dos puntos estarán a -5 y $+5$ V respecto a este.

De este modo podemos obtener una alimentación dual a partir de una individual.

En el circuito de la figura 3.73, el trimmer se encuentra conectado entre 0 y -5 V; si movemos la perilla del componente, podremos aplicar la tensión negativa necesaria para modificar el estado del canal, exactamente como lo imaginábamos.

79. Método empírico para un amplificador JFET de fuente común

Presentamos un método empírico basado en la experiencia y algunas consideraciones prácticas para diseñar una etapa de amplificación JFET de fuente común.

Inspirándonos en distintos artículos leídos en Internet y en algunas revistas antiguas de electrónica, queremos identificar un proceso empírico para diseñar una etapa de amplificación de fuente común. El procedimiento que verán ha sido extraído de varias pruebas y consideraciones prácticas, y les debería garantizar un buen resultado y un circuito que funciona. El esquema eléctrico al que hacemos referencia es el que se muestra en la figura 3.74: un amplificador JFET con una configuración de fuente común. La etapa está polarizada por dos resistores R_1 y R_2 que tendremos que adaptar.

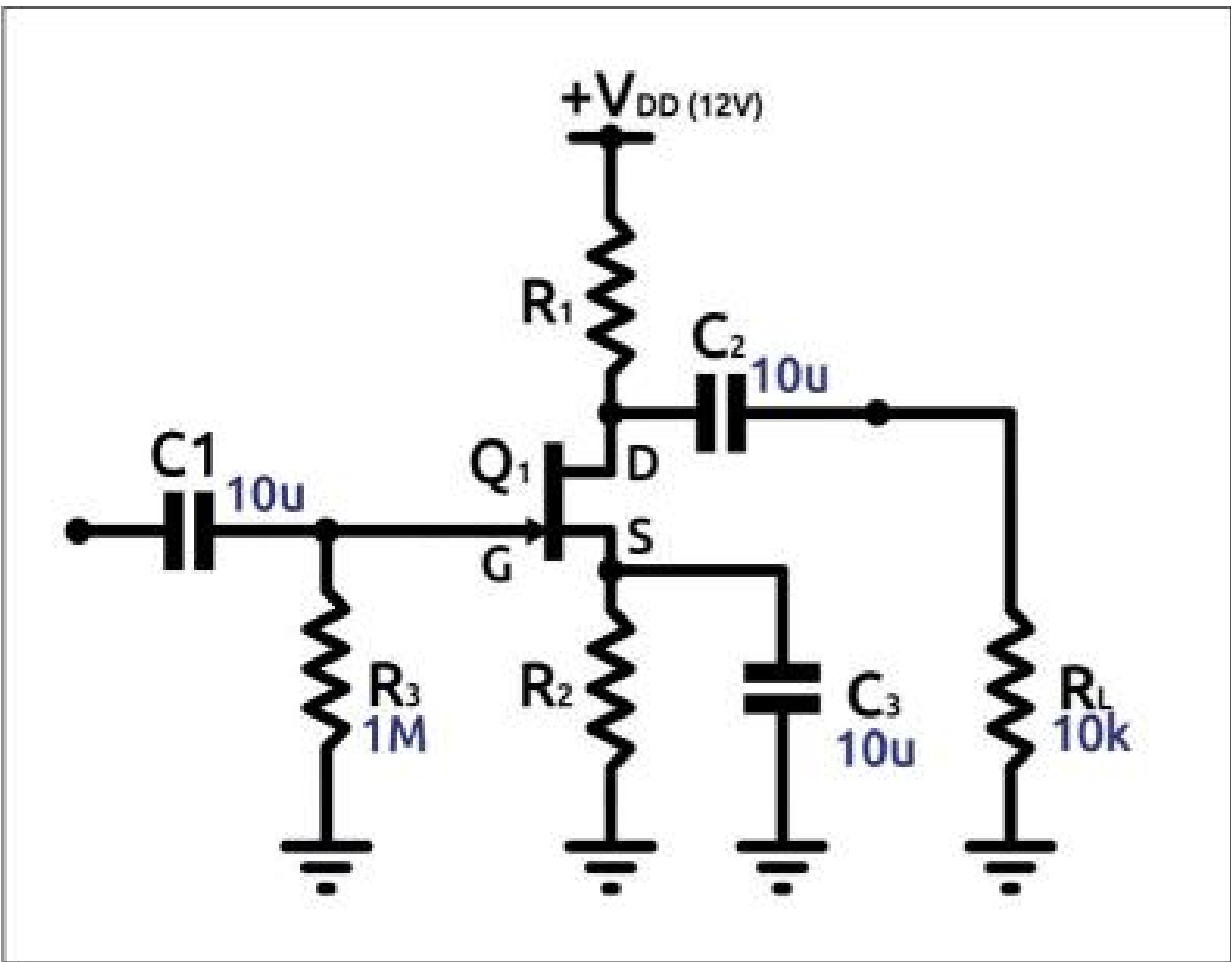


Figura 3.74 – Etapa de amplificación JFET con una configuración de fuente común.

En la entrada encontramos una resistencia R_3 con un valor de $1\text{ M}\Omega$ utilizada para ajustar la tensión de puerta y para definir la resistencia de entrada de la etapa de amplificación. La entrada y la salida están desacopladas con dos condensadores con un valor de entre 1 y $10\text{ }\mu\text{F}$.

El transistor podría ser un J112 o similar. En sus características encontramos:

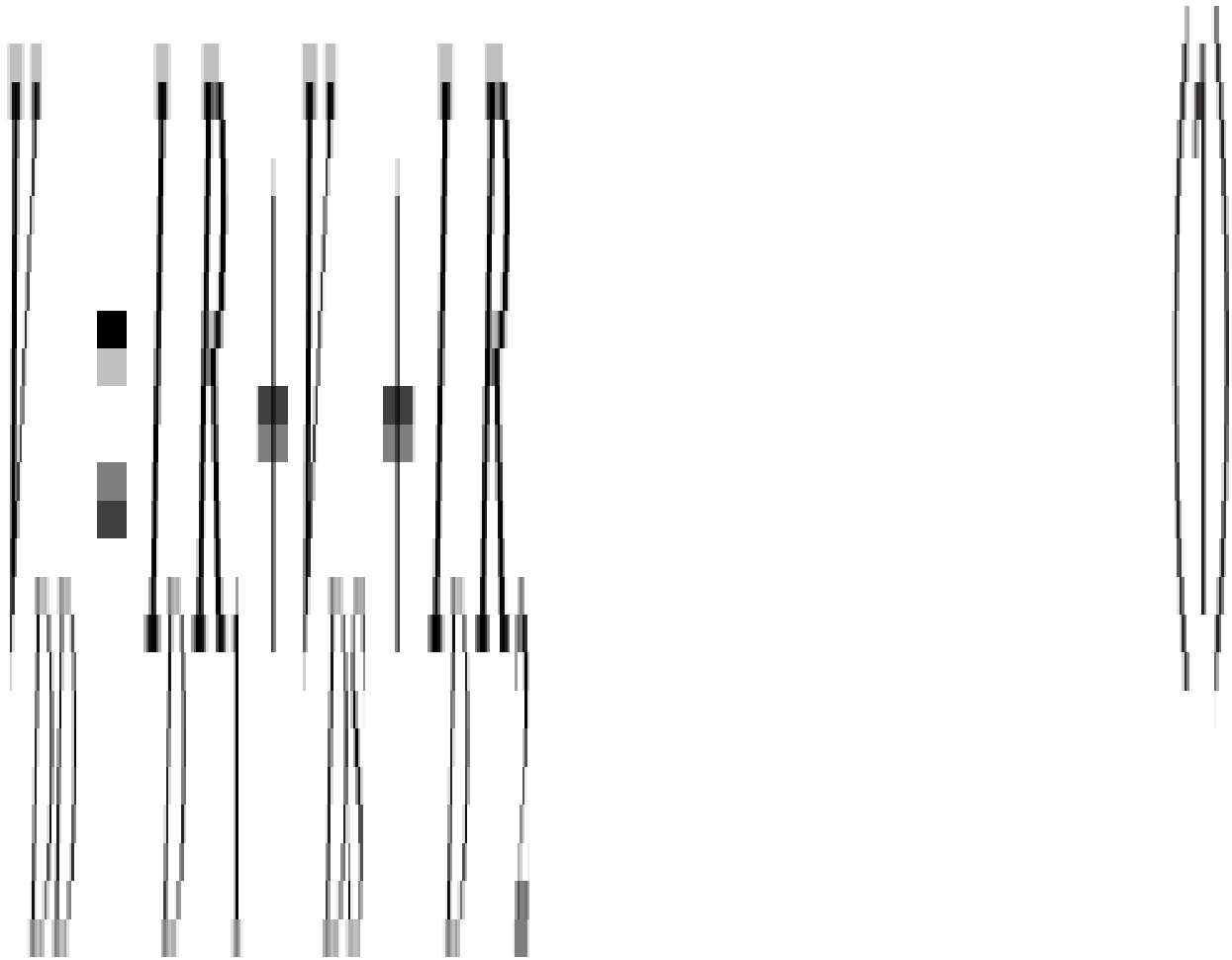
- I_{DSS} a 30 mA (es decir, la corriente de drenaje máxima cuando V_{GS} es 0);

- r_{DSon} a 50 Ω (la resistencia del canal cuando el transistor está en zona activa).

Antes de continuar, presentamos una simplificación, suponiendo que la r_{DSon} sea igual a 0. La primera regla empírica que presentamos sirve para adaptar la corriente de drenaje, que habitualmente trataríamos de calcular estudiando las características o las reglas de funcionamiento del dispositivo. Suponemos que:

$$I_D \simeq 75\% I_{DSS} = 0.75 \times 30 \text{ mA} \simeq 20 \text{ mA}$$

Ahora podemos considerar la malla de salida y escribir una ecuación:



Podemos escribir la VDS a través de la RDS, teniendo en cuenta el canal del JFET como si fuera una simple resistencia:

$$V_{DS} = I_D r_{DS} = 0$$

Sin embargo, la VDS obtenida de esta manera da como resultado 0, suponiendo que la resistencia del canal sea nula. La ecuación (1) se simplifica:

$$V_{DD} = I_{D1} R_1 + I_{D2} R_2$$

Si tomamos I_D , tenemos:

$$(R_1 + R_2) = \frac{V_{DD}}{I_D}$$

Así, podemos obtener el valor de la suma de las dos resistencias. Si sustituimos los valores conocidos, obtenemos:

$$(R_1 + R_2) = \frac{V}{I_D} = \frac{12V}{0.020A} = 600\Omega$$

Para determinar el valor de R2, fijamos el valor de las tensiones en sus extremos y lo elegimos igual a un cuarto de la tensión de alimentación:

$$V_{R2} = \frac{V_{DD}}{4} = \frac{12V}{4} = 3V$$

La corriente que pasa por la R2 es exactamente la ID, por lo que con la ley de Ohm obtengo su valor:

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_D} = \frac{3V}{0.020A} = 150\Omega$$

Obtengo el valor de R_1 por diferencia, sabiendo cuánto vale la suma de sus valores, por lo que:

$$R_1 = (600 - 150)\Omega = 450\Omega$$

El valor de R_1 deberá aproximarse al valor comercial más cercano. La ganancia aproximativa de la etapa es igual a:

$$A_1 \approx \frac{R_1}{R_2} = \frac{450}{150} = 3$$

Si insertamos el C3, la ganancia aumenta casi el doble.

80. El transistor MOSFET

Los transistores MOSFET son componentes actualmente muy utilizados por sus características electrónicas: baratos, pequeños y fáciles de usar. Su comportamiento es parecido al de un JFET y funcionan como un dispositivo controlado en tensión. Existen de cuatro tipos: de empobrecimiento y de enriquecimiento, respectivamente de canal P o N.

Los MOSFET son otra familia de transistores de efecto de campo, muy utilizados y realizados en diferentes variantes. El primer MOSFET fue creado por Kahng y Atalla en 1959 en los Laboratorios Bell y, desde entonces, los MOSFET han tenido una difusión enorme porque son de fabricación fácil, económicos y permiten alcanzar miniaturizaciones elevadas al crear circuitos que disipan poca potencia.

Los MOSFET disponen de tres terminales denominados puerta, fuente y drenaje, exactamente como los JFET. Cuentan con un canal, al cual llegan el drenaje y la fuente, donde circula una corriente controlada por el terminal de puerta. El canal puede estar fabricado con un semiconductor de tipo P o N y, además, existen dos sistemas de implementación distintos, por lo que hablamos de MOSFET de tipo de enriquecimiento o de empobrecimiento (depletion). Los MOSFET de enriquecimiento (enhancement) no permiten que circule corriente entre drenaje y fuente hasta que no se polarizan. Los MOSFET de empobrecimiento (depletion) se comportan de forma contraria: dejan circular una corriente entre drenaje y fuente, y la reducen hasta interrumpirla, en cuanto se polarizan. A diferencia de los JFET, el terminal de puerta está completamente aislado del substrato que forma el canal. El aislamiento está realizado con una capa de óxido metálico (de ahí las siglas de Metal Oxide Semiconductor FET). La puerta presenta una impedancia de

entrada muy alta y prácticamente no absorbe corriente (corrientes de pérdida de unos cuantos picoamperios). Su resistencia de entrada es de unos $10^{14} \Omega$, mientras que para los JFET habitualmente gira en torno a los $10^9 \Omega$.

Hay que estar muy atentos cuando se manipulan MOSFET, porque nuestra electricidad estática puede dañar la puerta que, a efectos prácticos, es similar a un pequeño condensador con una capacidad de unos picofaradios. La gran tensión acumulada de nuestro cuerpo puede dañarlo fácilmente, por lo que es necesario manipular este tipo de dispositivos con extrema atención, utilizando protección para la electricidad estática (brazaletes). Igual que los JFET, los MOSFET también son dispositivos controlados en tensión. Al poder combinar dos tipos de canal y dos dopados distintos para cada canal, tenemos cuatro tipos distintos de MOSFET:

- de enriquecimiento (enhancement) de canal N
- de enriquecimiento (enhancement) de canal P
- de empobrecimiento (depletion) de canal N
- de empobrecimiento (depletion) de canal P

Los símbolos utilizados recuerdan el funcionamiento del dispositivo; la línea que une el drenaje y la fuente puede ser sólida o discontinua. En el primer caso nos recuerda que entre drenaje y fuente existe una conexión y que, por tanto, pasa corriente: tenemos un MOSFET de empobrecimiento. La línea discontinua entre drenaje y fuente nos recuerda que no existe ningún paso

natural de corriente entre los dos terminales y que, por ello, tenemos un transistor MOSFET de enriquecimiento. En cualquier caso, la flecha entrante indica un dispositivo de tipo N y la saliente, de tipo P. Los dispositivos más conocidos y más utilizados son normalmente los de enriquecimiento con canal de tipo N.

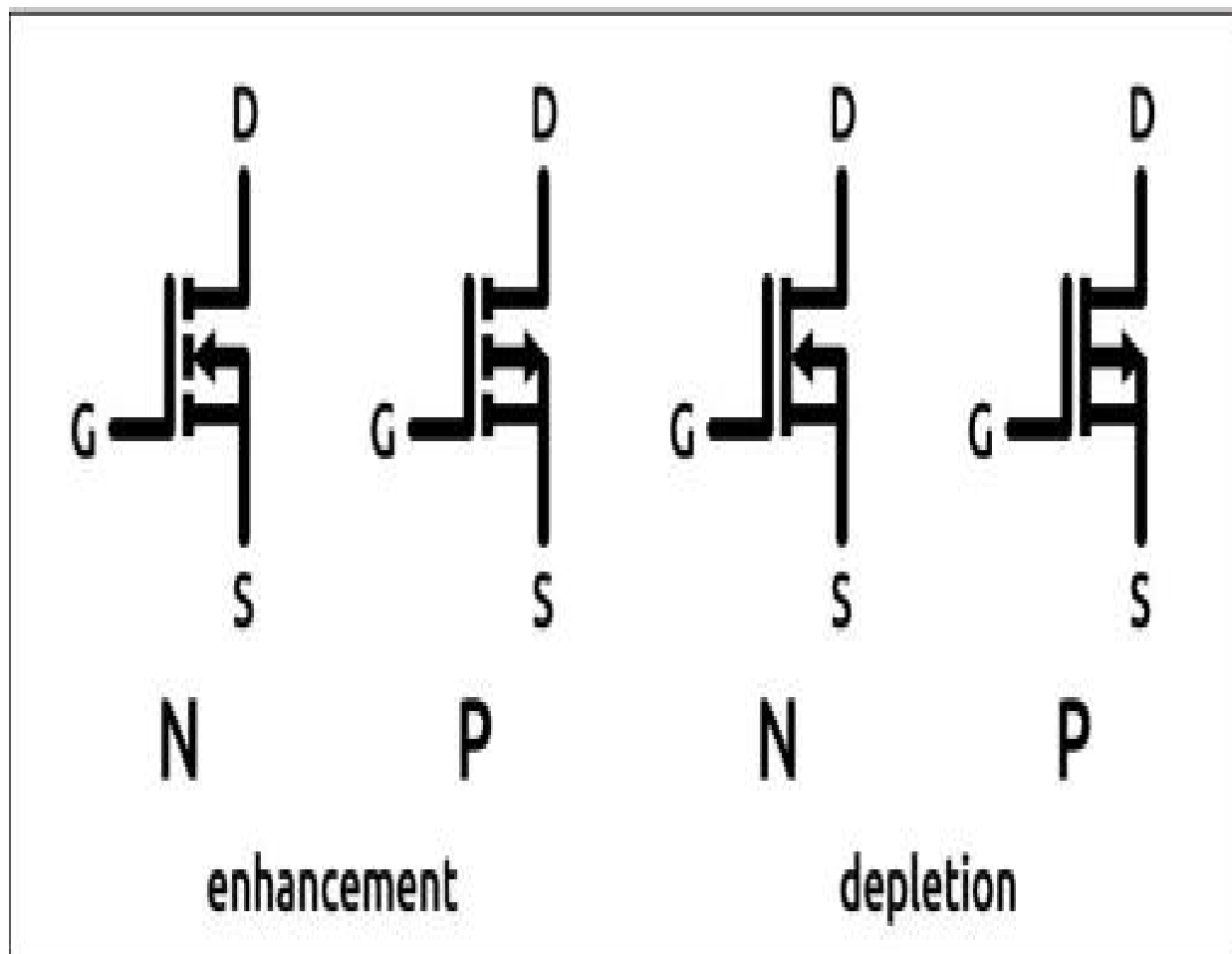


Figura 3.75 – Símbolos para MOSFET: enriquecimiento de canal N, enriquecimiento de canal P, empobrecimiento de canal N y empobrecimiento de canal P.

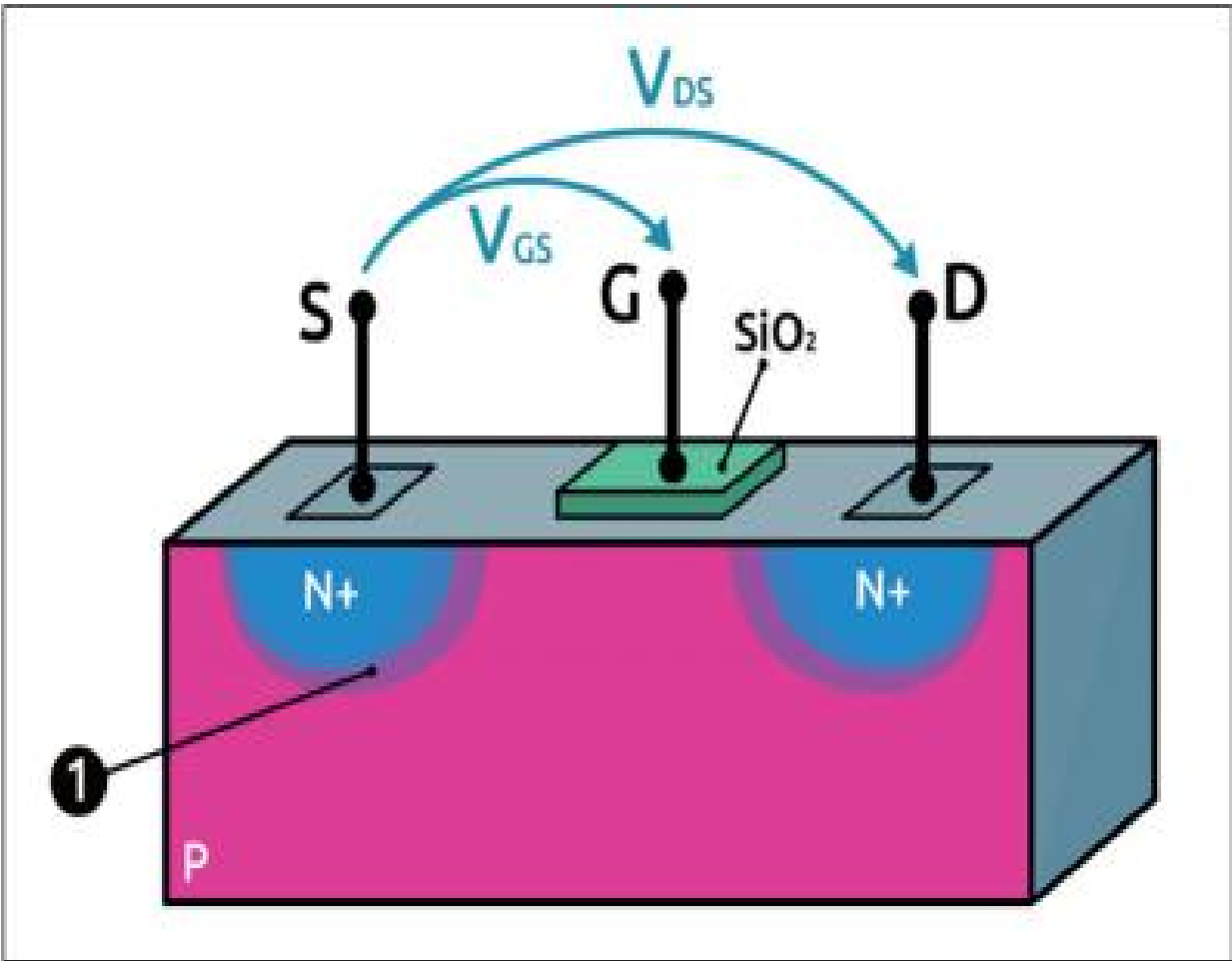


Figura 3.76 – Estructura de un MOSFET de enriquecimiento con canal N. El canal se forma ampliándose en la capa P, al aplicar una tensión adecuada a la puerta.

La región de agotamiento (1) se extiende sobre todo en la capa P, poco dopada.

Los MOSFET de enriquecimiento se realizan formando un canal de semiconductor poco dopado llamado capa, sobre el cual se encuentran dos zonas extremadamente dopadas, de tipo opuesto, a las cuales se conectan los terminales de drenaje y fuente. Habitualmente, la fuente está conectada a la capa para evitar que se forme una unión PN. El terminal de puerta está aislado por una zona de bióxido de silicio (SiO_2). Cuando el terminal de

puerta está desconectado, no puede circular ninguna corriente entre fuente y drenaje. Naturalmente, se forma una zona de agotamiento que, debido a la diferente densidad de dopado, se expande en mayor parte por la capa, porque está menos dopada respecto a las zonas de fuente y drenaje.

Si polarizamos el MOSFET de la figura 3.76 para que V_{GS} y V_{DS} sean positivas, se crea un campo eléctrico debajo de la puerta que permite el paso de las cargas.

Cuando la V_{GS} supera la tensión de umbral (V_T) típica del dispositivo y, manteniendo V_{DS} por debajo de V_{GS} , obtenemos un paso de corriente entre drenaje y fuente. Si aumentamos la V_{DS} , se observa inicialmente un comportamiento resistivo del canal, hasta que alcanza una saturación donde la corriente de drenaje permanece constante y depende de la tensión V_{GS} . La tensión V_{GS} que debe aplicarse será positiva en los MOSFET de canal P y negativa en los de canal N.

Las características del MOSFET describen su comportamiento para las tensiones aplicadas. A menudo vemos estos gráficos en las especificaciones del componente. La característica principal del MOSFET es la de salida, con una familia de curvas que dependen de la V_{GS} aplicada. El gráfico muestra la corriente de drenaje (I_D) cuando la tensión entre drenaje y fuente (V_{DS}) cambia. Tendremos una curva para la V_{GS} igual a 0 y otras gemelas desplazadas ligeramente hacia arriba o hacia abajo, según la variación del valor de V_{GS} . En los modelos de enriquecimiento para una V_{GS} igual a 0, el canal no está presente y, por tanto, la curva relativa coincide con el eje horizontal del gráfico. Si aumentamos la V_{GS} , formamos el canal en el dispositivo y la corriente I_D puede circular. La condición para activar el dispositivo es que $V_{GS} > V_T$, condición que podemos observar en las especificaciones de entrada del dispositivo (figura 3.77), donde también vemos que, una vez alcanzada la zona de saturación, la corriente de drenaje aumenta de manera lineal. Después tenemos una zona óhmica o resistiva

donde el canal se comporta como un resistor y una zona de saturación donde la corriente de drenaje permanece casi constante cuando V_{DS} varía. Es posible discriminar en cuál de las dos zonas se encuentra el dispositivo utilizando la relación (condición de corte):

$$V_{DS} = V_{GS} - V_T$$

Si aumentamos en exceso la V_{DS} , el dispositivo alcanza la zona de ruptura, en la cual la corriente irrumpe en el canal y destruye el MOSFET.

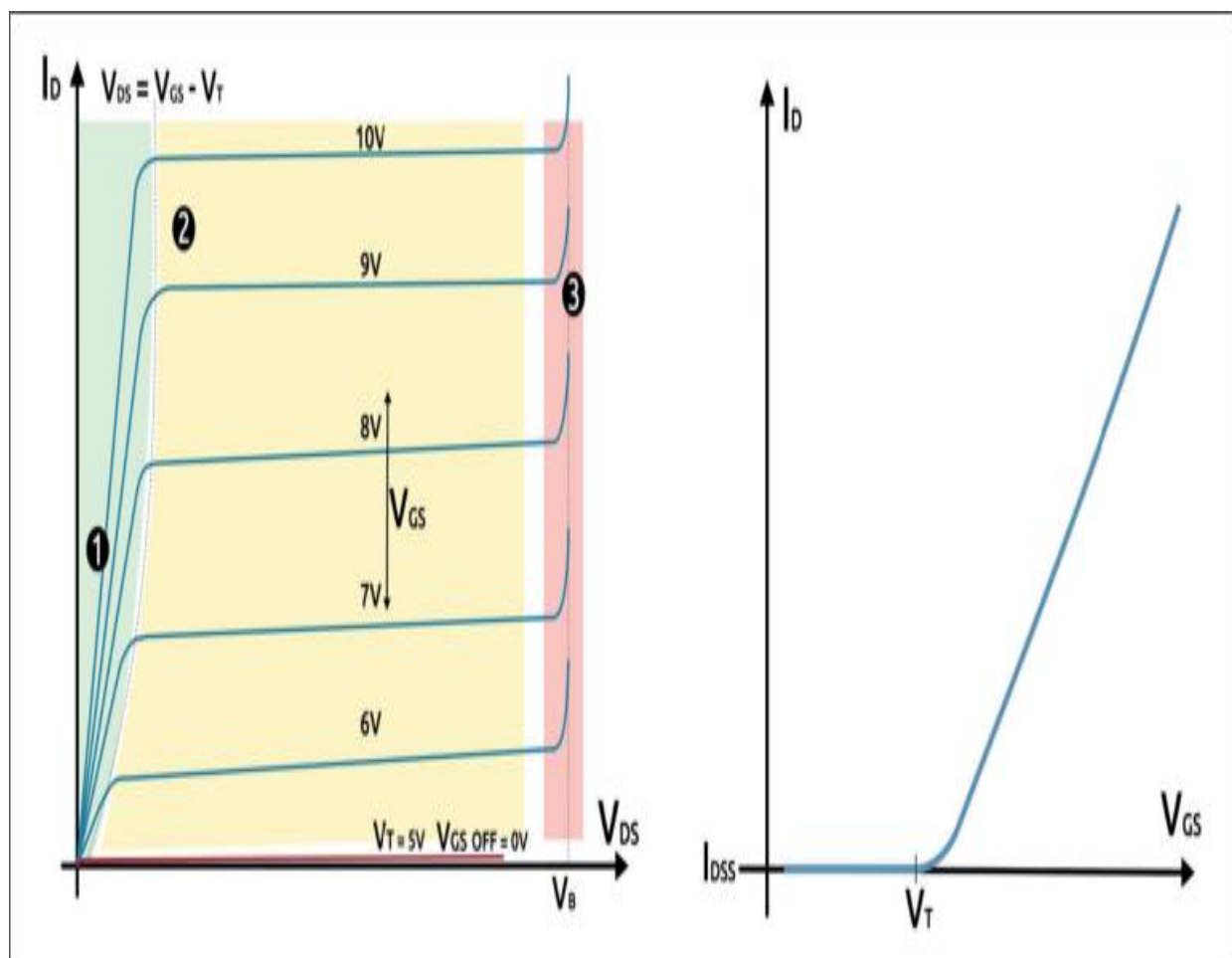


Figura 3.77 – Características de un MOSFET de enriquecimiento con canal N. El gráfico de la izquierda muestra las características de salida donde se encuentran destacadas la zona óhmica (1), la de saturación (2) y la de ruptura (3). El gráfico de la derecha muestra las características de entrada.

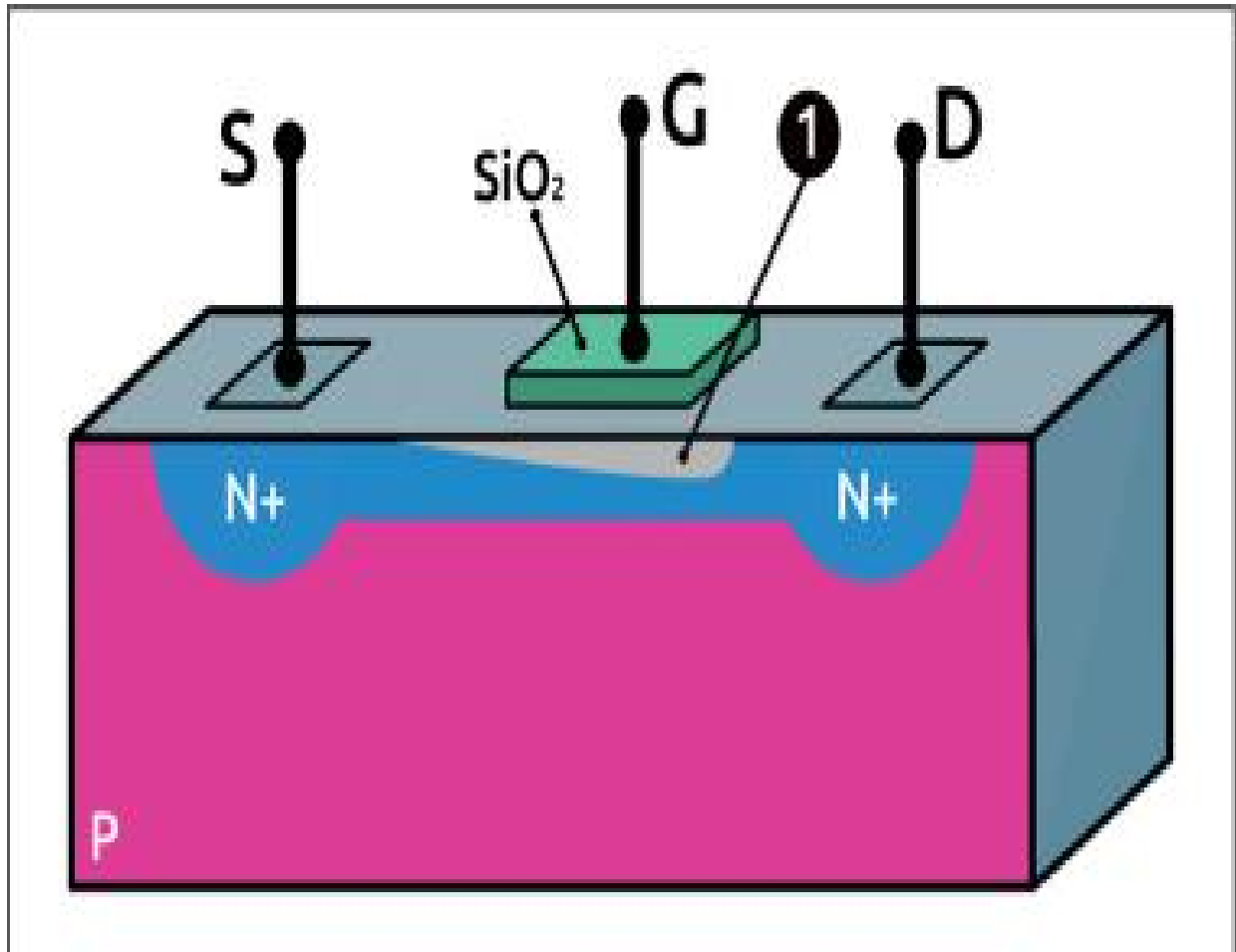


Figura 3.78 – Estructura de un MOSFET de empobrecimiento con canal N. Si aplicamos una tensión en la puerta, se reduce la extensión del canal preformado (1).

The left graph plots drain current I_D against drain-source voltage V_{DS} for various gate-source voltages V_{GS} . The curves are labeled with V_{GS} values: +2V, +1V, 0V, -1V, and -2V. A vertical dashed line marks the pinch-off voltage V_B . The region where I_D is approximately linear with V_{DS} is shaded green and labeled 1. The region where I_D is nearly constant with V_{DS} is shaded yellow and labeled 2. The region where I_D drops sharply to zero is shaded red and labeled 3.

The right graph plots I_D against V_{GS} . It shows the threshold voltage $V_{GS(off)}$ on the x-axis and the saturation current I_{DSS} on the y-axis. The curve is zero for $V_{GS} < V_{GS(off)}$ and increases quadratically for $V_{GS} > V_{GS(off)}$.

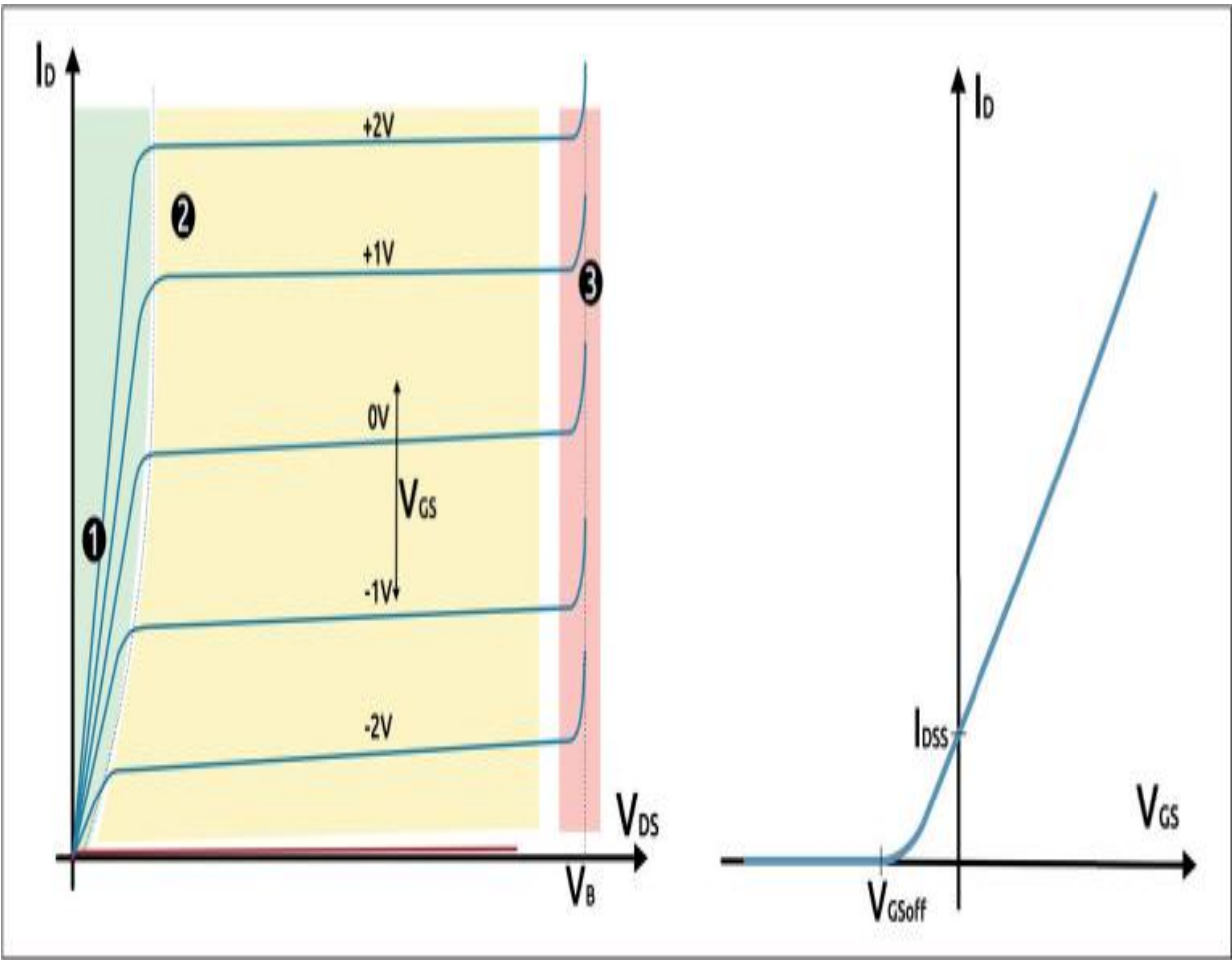


Figura 3.79 – Características de un MOSFET de empobrecimiento con canal N. El gráfico de la izquierda muestra las características de salida, donde se destacan la zona óhmica (1), la zona de saturación (2) y la de ruptura (3). El gráfico de la derecha muestra las características de entrada.

El comportamiento de los MOSFET se describe mediante fórmulas que permiten realizar cálculos de manera más precisa respecto al uso de las características gráficas, que no siempre aparecen en las especificaciones. Las fórmulas describen el funcionamiento del componente en la región óhmica y en saturación. En las fórmulas es preciso insertar algunos valores típicos que podemos extraer de las especificaciones. Estos valores son los siguientes:

- I_{DSS} : es la corriente de drenaje máxima cuando la tensión V_{GS} es igual a 0;

- V_{GSoff} o V_P : define la tensión de corte y es el valor de V_{GS} que cierra el canal;

- R_{DSon} : es la resistencia del canal en la zona activa y se trata de un valor constante.

Sin olvidar que es posible discriminar en qué zona de funcionamiento se encuentra el dispositivo utilizando la relación (condición de corte):

$$V_{DS} = V_{GS} - V_T$$

Las fórmulas que describen el comportamiento de los MOSFET dependen también de su tipología.

Para los MOSFET de enriquecimiento tenemos una expresión que describe su comportamiento en la región resistiva (u óhmica):

$$I_D = K \left[2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

y otra para la región activa o de saturación:

$$ID = K(VGS - VT)^2$$

Ambas fórmulas utilizan el parámetro constructivo K, que no aparece nunca en las especificaciones, pero que se puede extraer de la fórmula anterior:

$$K = \frac{ID}{(VGS - VT)^2}$$

Los valores que hay que introducir para extraer el K se pueden consultar en las especificaciones del componente utilizando la iDon, que habitualmente se indica con las condiciones en que ha sido identificada, por lo que también estará indicada la VGS que se debe utilizar para el cálculo de K. La VT normalmente se muestra entre los otros parámetros.

Para los MOSFET de empobrecimiento, las fórmulas que hay que utilizar son ligeramente distintas.

La corriente de drenaje en la región óhmica se describe en la siguiente expresión:

$$I_D = I_{DSS} \left[2 \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}} \right) \frac{V_{DS}}{-V_{GSoff}} - \left(\frac{V_{DS}}{V_{GSoff}} \right)^2 \right]$$

La corriente de drenaje en la región activa o de saturación se describe con:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}} \right)^2$$

El diodo parásito

En el símbolo de los MOSFET de potencia a veces aparece un diodo situado entre el drenaje y la fuente. El diodo se forma en el proceso de fabricación del dispositivo a causa de una metalización interna y bloquea el flujo de la corriente en una única dirección. Se puede utilizar para bloquear corrientes espurias, aunque habitualmente, para evitar dañar el MOSFET, es preferible agregar diodos externos.

81. Elegir un MOSFET

Breve panorámica de los parámetros típicos de los transistores MOSFET, indicando algunos modelos de canal N y P, de empobrecimiento o de enriquecimiento.

Los transistores MOSFET son dispositivos muy versátiles que se pueden utilizar para múltiples aplicaciones: amplificar señales, conmutarlas o controlar cargas con corrientes importantes. Teniendo muy en cuenta el tipo de aplicación que tendremos que realizar y las características eléctricas del dispositivo que vamos a elegir, podemos buscar el modelo más apropiado mediante el sitio web de algún distribuidor de componentes electrónicos que permita filtrar las búsquedas. Podemos elegir entre cuatro tipologías distintas:

- de enriquecimiento con canal N
- de enriquecimiento con canal P
- de empobrecimiento con canal N
- de empobrecimiento con canal P

En las aplicaciones prácticas, los modelos que más se utilizan son los de enriquecimiento con canal N. Elegiremos el modelo más adecuado en función de la corriente que deberá gestionar y de la máxima potencia que pueda soportar. Si las corrientes son limitadas y de cientos de miliamperios, no habrá problemas especiales y podemos utilizar un modelo común, para señales, sin características particulares. Como pueden trabajar con corrientes elevadas, a menudo los encontramos en contenedores con el formato TO-220 o similar, para que sea más sencillo aplicarles aletas para la disipación del calor.

Sobre el cuerpo de los MOSFET siempre veremos la sigla identificativa, necesaria para buscar en las especificaciones, donde encontramos toda la información para su uso. En la hoja de especificaciones se indica:

- el tipo de transistor MOSFET y el canal N o canal P;
- el tipo de aplicaciones para las que ha sido diseñado, por ejemplo, conmutación (switching) , aplicaciones lineales (amplificación), uso en baja o alta frecuencia, etc.;
- la disposición de los pines y los formatos disponibles;
- la corriente de drenaje máxima (I_D), que no se puede superar para no dañar el dispositivo;
- la tensión máxima entre drenaje y fuente V_{DS} , y la tensión de ruptura (V_{BD});

- la potencia máxima que puede soportar;
- la tensión de umbral V_T , es decir, el valor de V_{GS} necesario para activar el canal;
- el valor de la I_D en zona de saturación ($I_{D_{Son}}$), que corresponde a uno o más valores de V_{GS} ;
- la corriente de drenaje para V_{GS} igual a 0 (I_{DSS});
- la resistencia entre drenaje y fuente en la región de funcionamiento óhmica ($r_{D_{Son}}$);
- la tensión de corte necesaria para cerrar el canal (V_{GSoff} o V_P);
- la frecuencia de corte (f_T).

Las especificaciones muestran otros muchos parámetros que pueden ayudar al diseñador a utilizar el componente de la mejor manera posible. A veces, también se encuentran las características de entrada y de salida para poder realizar valoraciones cualitativas sobre el comportamiento del dispositivo.

Para trabajar con bajas señales y para aplicaciones sencillas de amplificación o conmutación, es conveniente tener siempre en nuestro cajón unos cuantos transistores MOSFET de enriquecimiento de canal N, como los modelos 2N7000, IRF520 o IRF640. A menudo, los MOSFET diseñados para controlar corrientes elevadas o para aplicaciones de conmutación cuentan con un diodo interno para proteger el componente de las sobretensiones y sobrecorrientes generadas por las cargas inductivas.

Cuando utilizamos un MOSFET en combinación con un sistema de control digital que funciona a 5 o 3.3 V, podríamos tener un problema en las aplicaciones de conmutación. Una situación típica es aquella en que un microcontrolador que funciona a 5 V debe controlar un relé a 12 V o más mediante un MOSFET. La tensión proporcionada por el microcontrolador no es suficiente para que el MOSFET se dispare de forma neta y llevarlo hasta la zona de saturación. El relé podría dispararse débilmente y no llegar a activarse. Sería necesario controlar el MOSFET con un transistor. Para evitar complicaciones, existen MOSFET que se definen como de nivel lógico o logic level, especiales para aplicaciones de conmutación, que se disparan y se llevan en saturación incluso utilizando una tensión VGS muy por debajo de la VDS. Un modelo de referencia es, por ejemplo, el IRL540, MOSFET de nivel lógico, de enriquecimiento de canal N.

Tabla 3.8 – Modelos de transistores MOSFET con sus características principales.

Modelo	Tipo	Canal	I_D (A)	V_{DS} (V)	r_{DSon} (Ω)	I_{DSS} (mA)	V_T (V)	Poten- cia (W)
2N7000	Enhancement	N	0.200	60	5	0.001	0.8/3.0	0.350
IRF520	Enhancement	N	9.2	100	0.27	0.025	2.0/4.0	60
IRF540	Enhancement	N	28	100	0.077	0.025	2.0/4.0	150
IRF640	Enhancement	N	18	200	0.18	0.025	2.0/4.0	125
IRL540	Enhancement Logic Level	N	28	100	0.077	0.025	1.0/2.0	150
FQP27P06	Enhancement	P	-27	-60	0.070	-0.001	-2.0/ -4.0	120
DN3545	Depletion	N	0.136	450	20	200	-1.5/ -3.5	0.74

82. Comprobar MOSFET y JFET

Podemos comprobar la integridad de MOSFET y JFET con la función de prueba de diodos de un simple tester o multímetro, en un proceso rápido.

Los tester no están dotados de una función para comprobar transistores MOSFET. Para comprobar estos componentes, pueden comprar un instrumento específico, o bien seguir un simple proceso con la función de prueba de diodos de su tester. Los MOSFET son componentes sencillos formados a partir de una capa de semiconductor donde se forma el canal por donde circula la corriente principal. A este canal llegan los terminales de drenaje y fuente, y es el tercer terminal la puerta, que hace la función de control. La puerta está aislada del canal y se comporta como un pequeño condensador con un valor de pocos picofaradios. Al manipular los MOSFET, deben estar siempre muy atentos porque se pueden dañar fácilmente con la electricidad estática.

El proceso de comprobación con el tester sirve para saber si el canal está íntegro y si no hay cortocircuitos o pérdidas a través de la puerta.

Supongamos que queremos comprobar la integridad de un MOSFET de enriquecimiento de canal N con los pines colocados en el orden GDS:

1. ajusten el tester o multímetro en la función de prueba de diodos;
2. introduzcan las sondas en los terminales adecuados (la negra en COM y la roja en R/V/diodos);

3. toquen con la sonda roja el terminal de drenaje (D);
4. mientras la sonda roja está tocando el drenaje (D), con la negra toquen el terminal de fuente (S);
5. el instrumento indicará un circuito abierto porque el canal en estos MOSFET está normalmente cerrado y se necesita una tensión en la puerta (G) para abrirlo;
6. ahora toquen con la sonda negra la fuente (S);
7. con la sonda roja toquen la puerta (G);
8. el instrumento indicará un circuito abierto (significa que la puerta no está perforada o en contacto con el canal);
9. con la sonda negra fija en la fuente (S), desplacen la sonda roja haciendo que toque también el drenaje (D) (si es preciso, se pueden ayudar con un cable con pinzas cocodrilo en sus extremos);
10. el instrumento indicará una resistencia muy baja o una continuidad eléctrica (el canal se ha abierto);

11. vuelvan a cerrar el canal tocando a la vez, con un dedo, puerta (G) y drenaje (D);

12. comprueben que entre drenaje (D) y fuente (S) no exista conducción.

Para mayor seguridad, el proceso se puede repetir para comprobar que se produzca el mismo comportamiento entre puerta y drenaje. Para comprobar otros tipos de MOSFET, el proceso cambiará ligeramente: en los MOSFET de empobrecimiento, de hecho, el canal ya está presente y comprobaremos que exista continuidad entre drenaje y fuente.

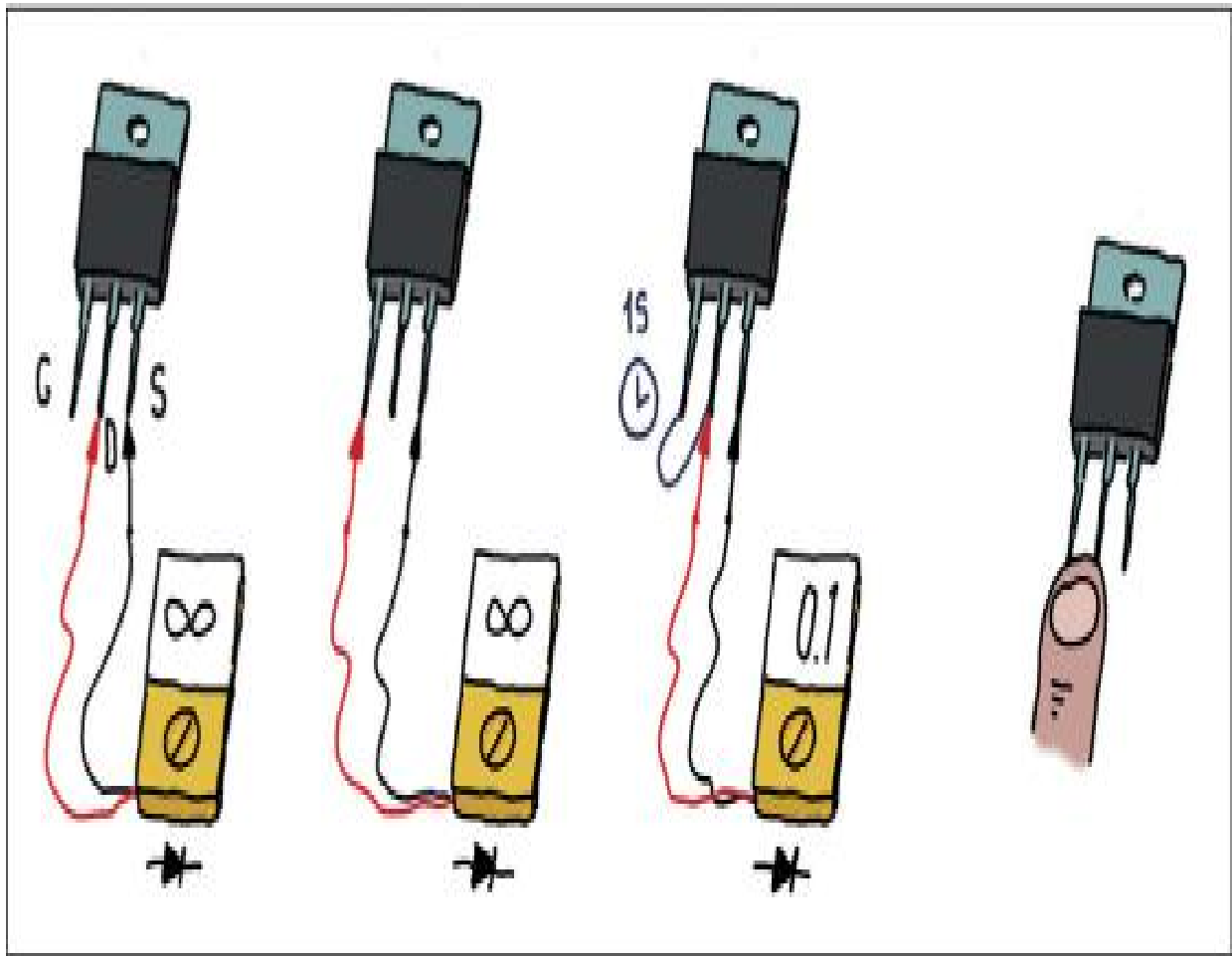


Figura 3.80 – Proceso de comprobación de un MOSFET de enriquecimiento de canal N.

La comprobación de un JFET es mucho más sencilla porque en su interior debería haber solo una unión PN. Dicha unión se puede comprobar entre puerta y fuente. Apoyando las sondas sobre estos dos terminales, deberíamos detectar, en una dirección, una resistencia baja, mientras que, al invertir las sondas, veríamos un circuito abierto. Una segunda comprobación implica la continuidad del canal entre drenaje y fuente.

83. Utilizar un MOSFET de enriquecimiento de canal N

Veamos cómo utilizar un MOSFET de enriquecimiento de canal N creando un simple circuito de prueba que permite entender cómo interviene la tensión de puerta en su funcionamiento.

Utilizar un MOSFET de tipo enhancement de canal N es muy sencillo, porque su tensión de control, la V_{GS} , es positiva y, por tanto, se puede extraer de inmediato. También son muy utilizados por esta característica de uso que poseen. Podemos comprobar el funcionamiento de uno de estos dispositivos utilizando un circuito como el que se muestra en la figura 3.81. El MOSFET de enriquecimiento, canal N, que utilizaremos es un 2N7000, pero podemos utilizar el circuito con cualquier otro tipo de MOSFET compatible. La tensión de control, la V_{GS} , procede de un simple trimmer (P1) con una decena de kiloohmios. La alimentación del circuito es individual y para la prueba que queremos hacer será de 5 V. La V_{GS} surge de la diferencia entre la tensión de puerta y la tensión de fuente:

$$V_{GS} = V_G - V_S$$

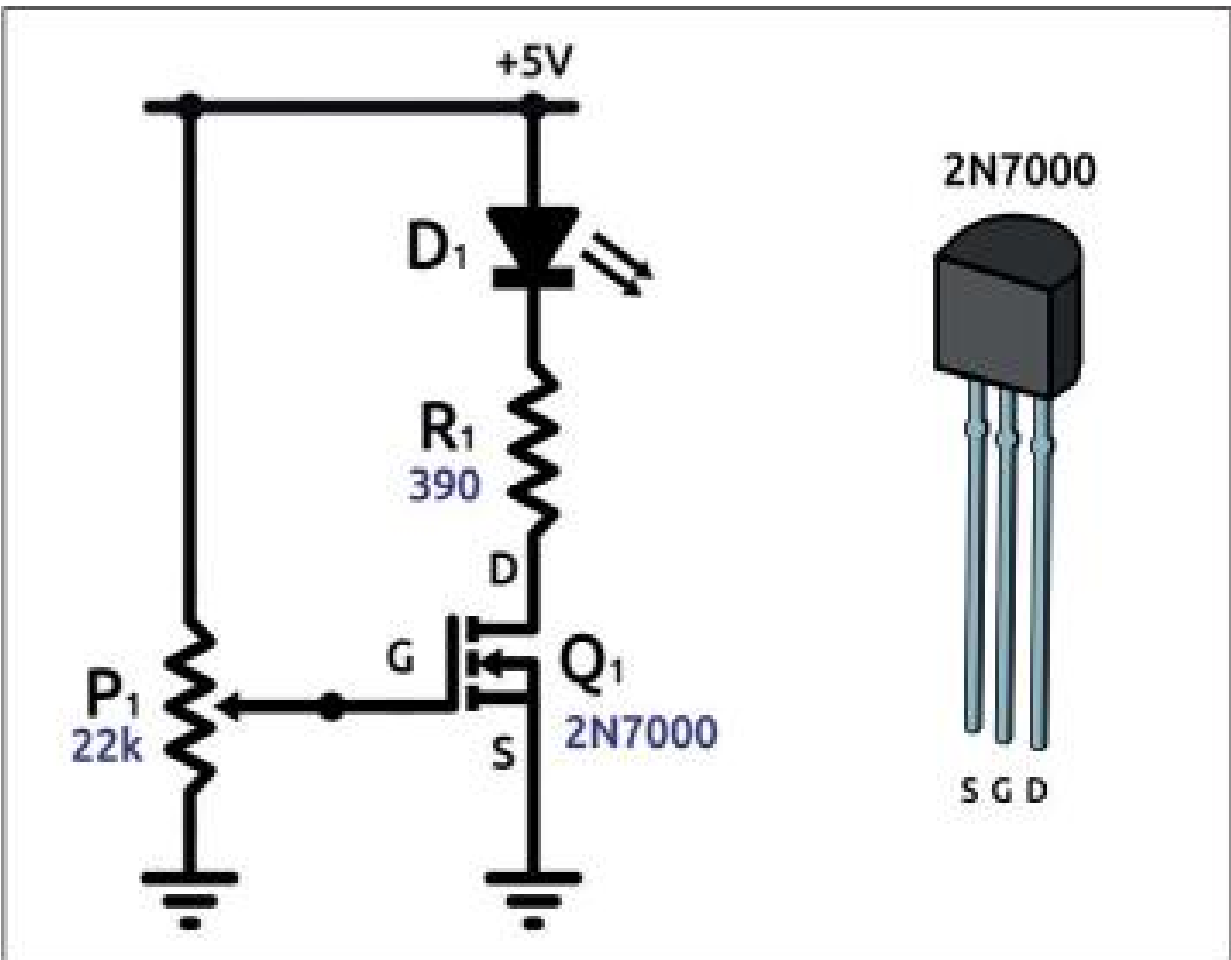


Figura 3.81 – Esquema eléctrico para la comprobación del funcionamiento de un MOSFET de enriquecimiento de canal N.

La fuente del MOSFET está conectada directamente a tierra y, por tanto, la V_{GS} es igual a V_G , la tensión ajustada por el trimmer. Cuando el trimmer se ajusta a 0 V, la tensión sobre la puerta es nula y el dispositivo está en corte o apagado. Ajustando el trimmer, podemos aumentar la tensión de puerta y crear de forma progresiva el canal entre drenaje y fuente. Al drenaje del transistor se conecta un simple led con una resistencia de un valor adecuado (por ejemplo, 270 Ω). Cuando la tensión de puerta aumenta, también lo hace la corriente de drenaje. En ese momento veremos cómo el led se enciende progresivamente.

84. Usar un MOSFET de empobrecimiento de canal N

Vemos cómo utilizar un MOSFET de empobrecimiento de canal N realizando un simple circuito de prueba que permite entender cómo interviene la tensión de puerta en su funcionamiento.

Utilizar un MOSFET de empobrecimiento de canal N requiere algunas consideraciones más respecto a los MOSFET de enriquecimiento, pues este tipo de dispositivos necesitan una tensión negativa entre puerta y fuente.

Para comprobar el comportamiento de este tipo de MOSFET, utilizaremos un DN2540, que tiene una tensión de umbral (V_{GSoff}) de entre -1.5 y -3.5 V. Los MOSFET de empobrecimiento presentan conductividad entre fuente y drenaje, aunque no hayamos aplicado tensión alguna a la puerta. Por este motivo, a menudo se definen como normally on (normalmente encendidos).

El problema al que hay que hacer frente para poder utilizarlos es el de generar de alguna manera una tensión VGS negativa con una alimentación individual. También en este caso utilizaremos un trimmer para generar la tensión de puerta y un led en serie con una resistencia ($1000\ \Omega$) para detectar la corriente de drenaje.

Observamos que la VGS surge de:

$$V_{GS} = V_G - V_S$$

Para conseguir que esta diferencia sea negativa, debemos aumentar la tensión sobre la fuente. Así, si esta fuera de 3 V y la tensión de puerta fuera de 0, tendríamos:

$$V_{GS} = 0 - 3 = -3 \text{ V}$$

Podemos proporcionar una tensión de fuente mayor que 0 añadiendo, por ejemplo, una resistencia o un diodo zener (para mantener un esquema parecido al de la figura 3.81). En la figura 3.82 tenemos el MOSFET alimentado a 12 V con un diodo zener de 4.7 V aplicado sobre la fuente. Ajustando el trimmer, podremos generar una V_{GS} de 7.3 a -4.7 V. Podemos empezar con el trimmer ajustado en la posición en que la tensión es igual a -4.7 V y el led está apagado. Si aumentamos el valor hasta llegar a una V_{GS} igual a 0, veremos que se enciende cada vez más mientras que la corriente de drenaje aumenta. Si V_{GS} es positiva, el MOSFET está empezando a funcionar como enriquecimiento.

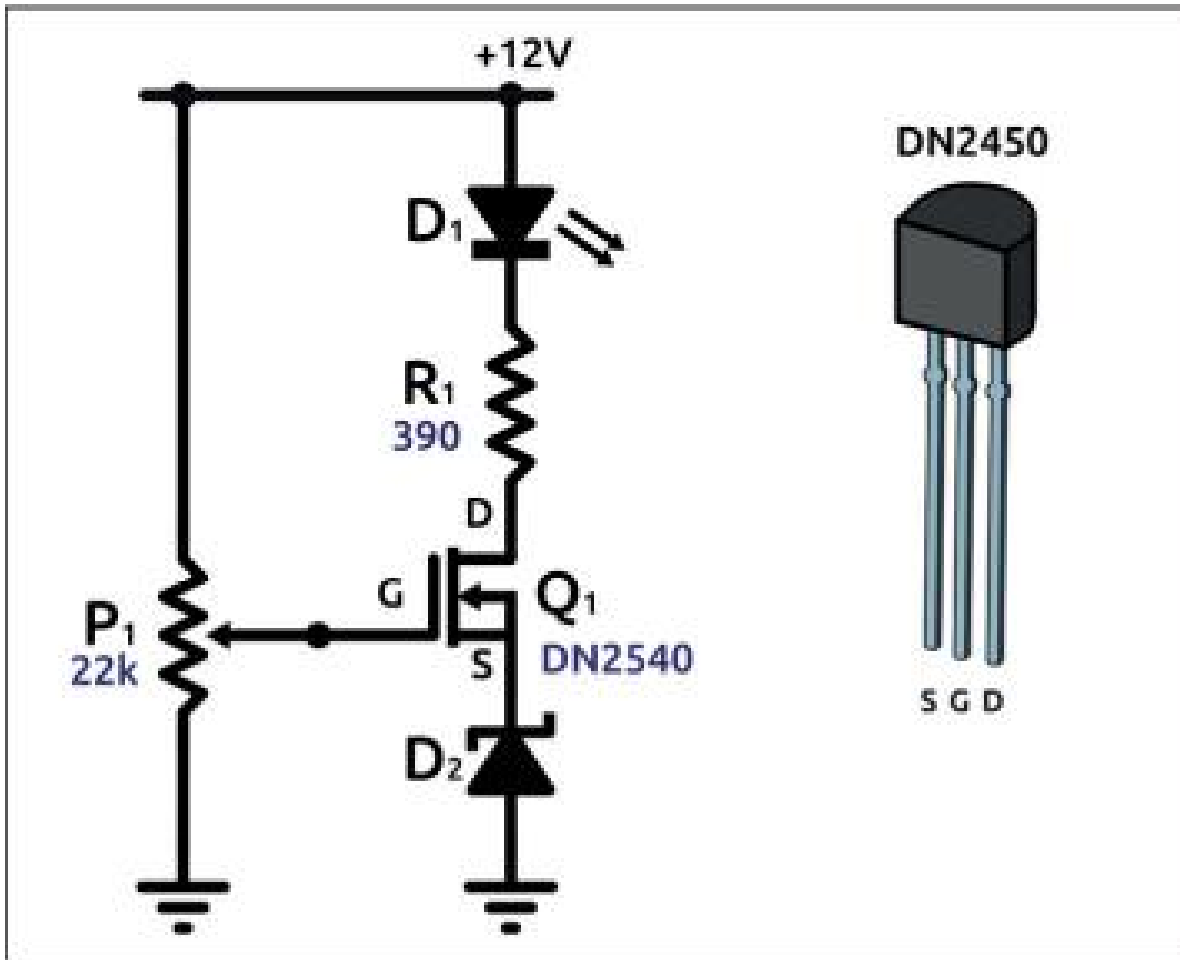


Figura 3.82 – Esquema eléctrico para la comprobación del funcionamiento de un MOSFET de empobrecimiento de canal N.

Podemos volver a configurar el circuito como en la figura 3.83, desplazando la carga a la rama de la fuente y conectando el drenaje directamente al positivo de alimentación. De este modo, la fuente siempre estará a una tensión más positiva respecto a la masa y facilitará la creación de la VGS negativa. Hay que estar atentos a la caída de tensión sobre la carga para que sea lo bastante alta para garantizar una VGS suficiente para hacer que el MOSFET se dispare.

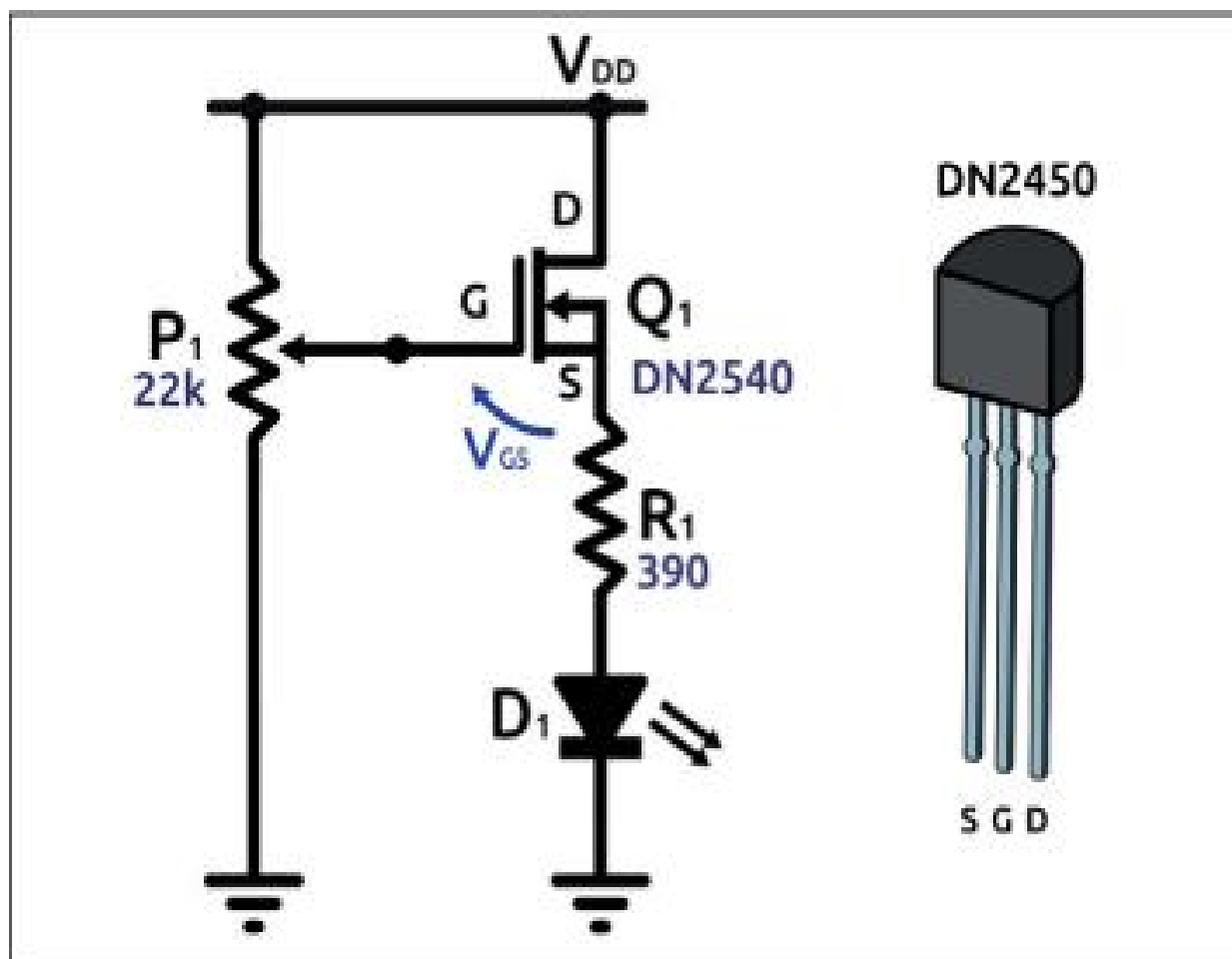


Figura 3.83 – Esquema eléctrico para comprobar el funcionamiento de un MOSFET de empobrecimiento de canal N con alimentación alternativa.

85. Controlar un relé con un MOSFET de enriquecimiento de canal N

Los MOSFET son transistores adecuados para ser utilizados como conmutadores (switch). Veamos cómo conectar un IRF520, un dispositivo de enriquecimiento de canal N, a un relé.

Podemos utilizar un MOSFET de enriquecimiento, canal N, para controlar un relé o, en general, para utilizarlo como conmutador. El esquema eléctrico al cual haremos referencia es el de la figura 3.84, donde suponemos que vamos a utilizar un MOSFET de tipo IRF520N para controlar un relé de 12 V.

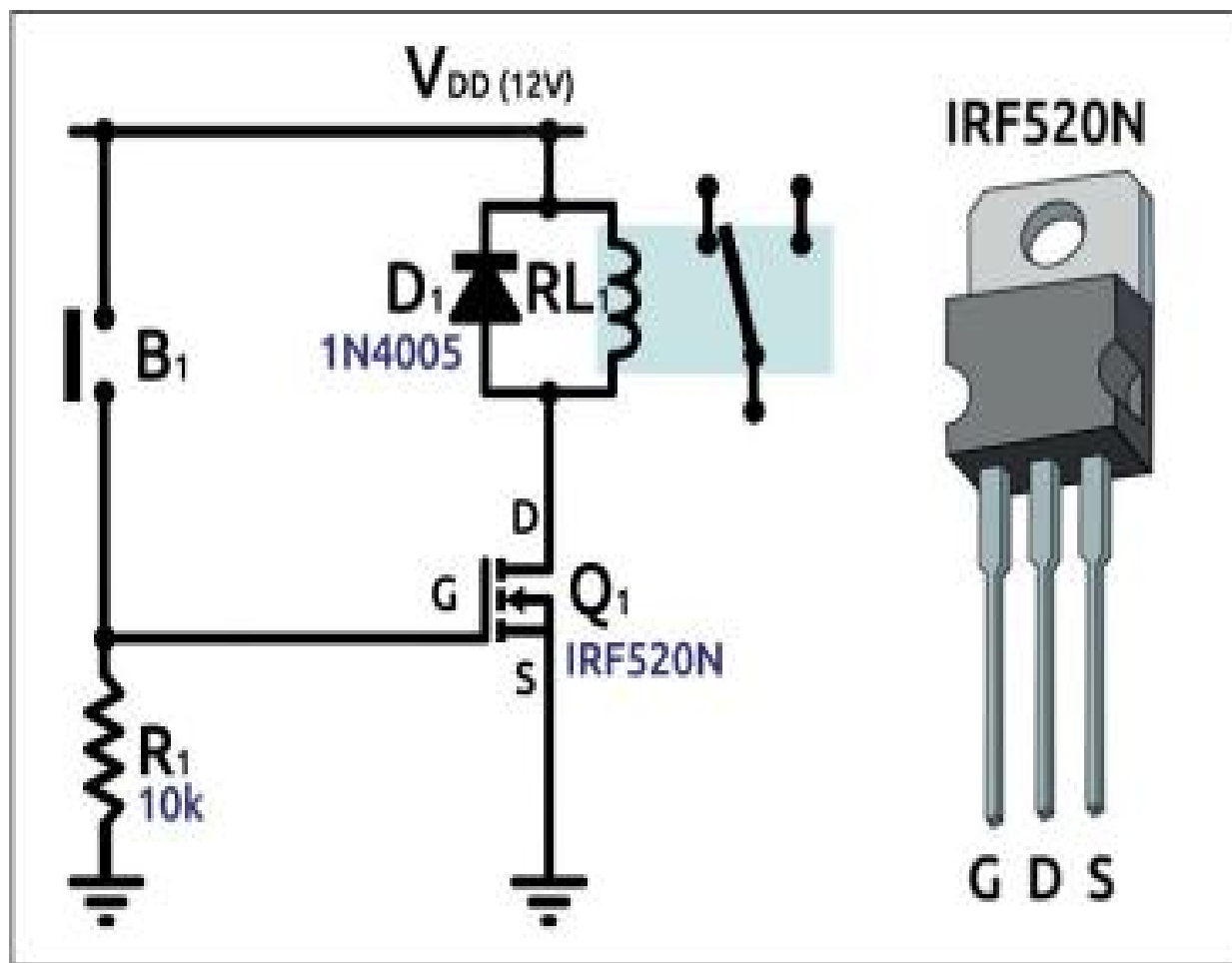


Figura 3.84 – Esquema eléctrico para controlar un relé con un MOSFET IRF520N.

El MOSFET elegido tiene estas características (consúltenlas en sus especificaciones):

- $V_{GS(off)}$ de 2 a 4 V
- $r_{DS(on)}$ igual a 0.27Ω con una V_{GS} de 10 V

Del relé nos interesan algunas informaciones:

- tensión de funcionamiento de 12 V
- resistencia de bobina de unos 150 Ω
- corriente de funcionamiento de 100 mA

Empezamos a considerar el funcionamiento del circuito cuando la puerta del transistor está conectado a tierra a través de la resistencia R1 de 10 k Ω . El MOSFET no absorbe corriente de la puerta y, por tanto, la caída de tensión en los extremos de R1 es prácticamente nula: podemos considerar la VGS igual a 0 V.

En esta situación, VGS es seguramente inferior a la tensión de umbral VGSoff y, por tanto, el MOSFET está en la zona de corte: no circulará ninguna corriente en el drenaje y la tensión VDS será máxima e igual a VDD (12 V). El relé estará en su posición de reposo.

Pulsando el botón B1, aplicaremos a la puerta una tensión igual a 12 V y el relé se disparará. Calculamos la corriente de drenaje cuando el MOSFET está encendido. Después consideramos la rama de salida del MOSFET donde encontramos la resistencia de la bobina del relé en serie con la resistencia típica del MOSFET cuando está encendido. Podemos escribir la siguiente relación:

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R + r_{DSon}} = \frac{12V - 0.02V}{150\Omega + 0.27\Omega} \approx 80\text{ mA}$$

El valor de la r_{DSon} es tan bajo para este transistor que podríamos haberlo dejado fuera tranquilamente, simplificando la fórmula. En cambio, si las corrientes fueran más elevadas, incluso un valor muy bajo de resistencia podría contribuir de forma importante. Ahora calculamos la tensión entre drenaje y fuente tratando el MOSFET como si fuera una resistencia:

$$V_{DS} = r_{DSon} I_D = 0.27\Omega \times 80\text{ mA} = 0.02\text{ V}$$

Debido a que la corriente es muy baja, la caída de tensión en el MOSFET es casi nula.

El MOSFET no está en saturación, pero trabaja en la región óhmica, porque:

$$V_{DS} > V_{GS} - V_T$$

y, si sustituimos los valores, tenemos:

$$0.02 \text{ V} > (12 - 4) \text{ V} = 8 \text{ V}$$

Como valor de umbral hemos elegido el peor valor entre los que se indican en las especificaciones.

El IRF520N cuenta en su interior con un diodo de protección conectado entre drenaje y fuente, pero, cuando se utilizan cargas inductivas, siempre es aconsejable añadir diodos externos de protección. Por eso, en paralelo a la bobina del relé podemos ver el diodo D1 (por ejemplo, un 1N4004).

Si no fuera posible proporcionar una tensión V_{GS} suficientemente elevada para que el relé se dispare de forma decidida o para controlar la carga con una corriente de drenaje suficiente, se puede sustituir el MOSFET con uno de nivel lógico, como el modelo IRLZ44N o el IRL520, los cuales se disparan por tensiones mucho más bajas (en general, entre 1 y 3 V).

86. Controlar un relé con un MOSFET de empobrecimiento de canal N

En determinados casos, puede ser recomendable utilizar un MOSFET de empobrecimiento para controlar un relé o una carga, aprovechando las características de tener un transistor encendido incluso en ausencia de una tensión de puerta.

Para utilizar un MOSFET de empobrecimiento, de canal N, para controlar un relé, podemos seguir el esquema de la figura 3.85. El MOSFET elegido es un DN2540 y tiene las siguientes características (las podemos consultar en sus especificaciones):

- V_{GSoff} de -1.5 a -3.5 V
- r_{DSon} igual a $17\ \Omega$ con una V_{GS} de 0 V

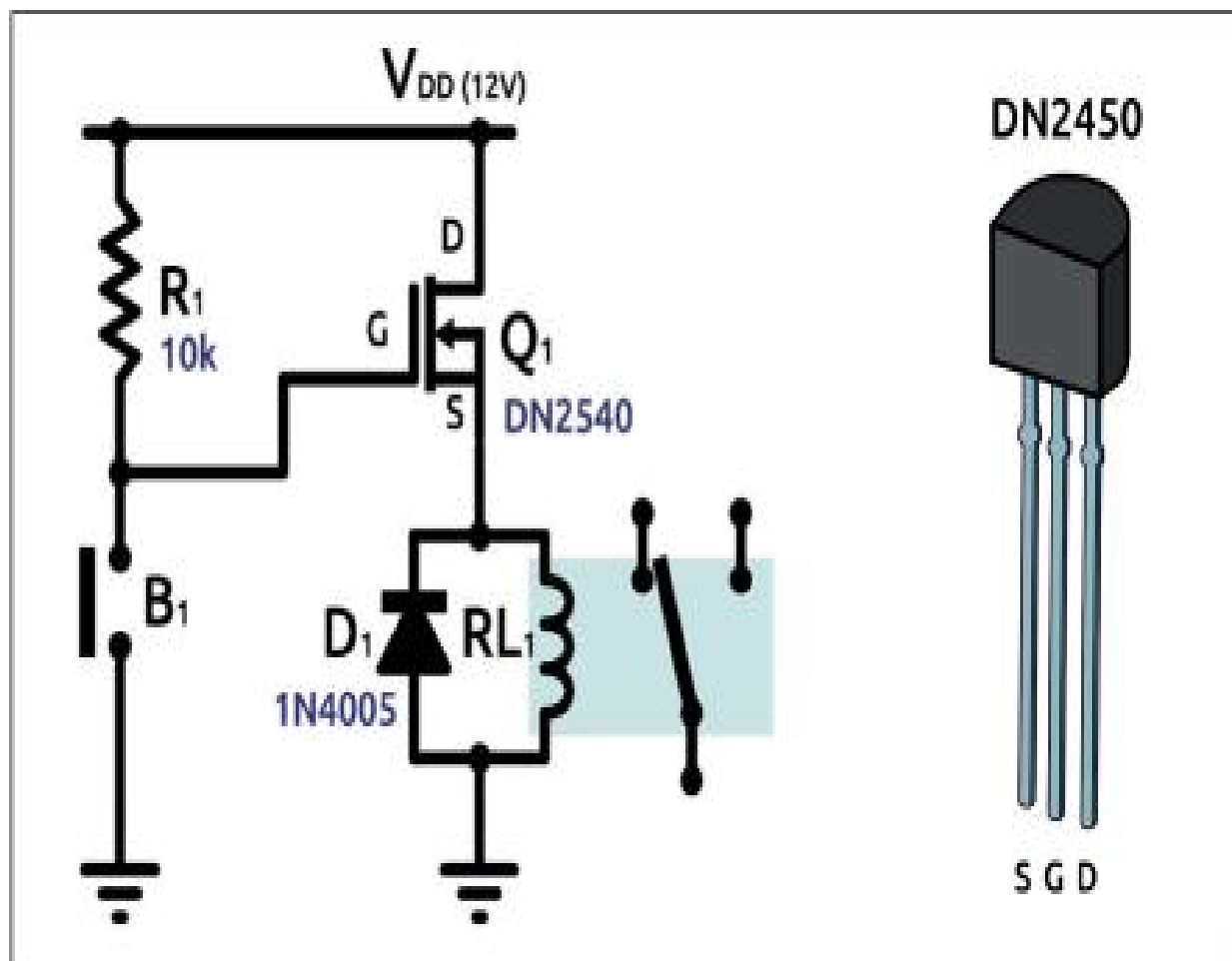


Figura 3.85 – Esquema eléctrico para controlar un relé con un MOSFET DN2540.

Del relé nos interesan algunas informaciones:

- tensión de funcionamiento igual a 12 V
- resistencia de la bobina de unos 150 Ω

- corriente de funcionamiento de 100 mA

Las consideraciones que hay que hacer son las mismas que las del truco núm. 85, teniendo la precaución de conectar de forma adecuada la alimentación. En esta configuración, el relé estará normalmente activo porque la puerta del MOSFET está conectada a la tensión de alimentación a través de la R1. Para desactivar el relé, tendremos que aplicar una tensión V_{GS} suficientemente negativa y podemos hacerlo pulsando el botón P1 que conecta la R1 directamente a tierra. En esta condición, tenemos una V_{GS} de prácticamente -12 V , mientras que la tensión V_{GSoff} para el transistor es de -3.5 V . Dado que:

$$V_{GS} < V_{GSoff} = -3.5\text{ V}$$

El transistor se pone en corte.

Cuando el botón se encuentra en estado de reposo, la puerta está conectada de forma estable a la tensión de alimentación a 12 V y la corriente que circula en el transistor es:

$$I_D = \frac{V_{DD}}{R_{\text{relé}} + r_{DSon}} = \frac{12V}{(150 + 17)\Omega} = 72 \text{ mA}$$

Ahora calculamos la tensión entre drenaje y fuente tratando el MOSFET como si fuera una resistencia:

$$V_{DS} = r_{DSon} I_D = 17 \Omega \times 72 \text{ mA} = 1.22 \text{ V}$$

De ello resulta que la tensión en los extremos del relé será ligeramente inferior a los 12 V solicitados. Esto no debería ser ningún problema porque los relés se disparan incluso a tensiones ligeramente inferiores a la nominal.

87. Amplificadores con MOSFET

Podemos utilizar un MOSFET para realizar etapas de amplificación de fuente común o con rastreador de fuente. La adaptación de una etapa se lleva a cabo fijando el punto de equilibrio o de trabajo del amplificador mediante fórmulas o características gráficas.

Los transistores MOSFET se pueden utilizar para realizar etapas de amplificación. Las configuraciones más utilizadas son las que se muestran en la figura 3.86, donde podemos ver una etapa de fuente común (1) y otra con una configuración de rastreador de fuente (source follower).

Los dos esquemas utilizan MOSFET de enriquecimiento de canal N, pero se puede crear cualquier tipo de MOSFET. Las resistencias conectadas sirven para polarizar el dispositivo, es decir, para ajustar su punto de trabajo y las tensiones y corrientes correctas. Ambas etapas presentan condensadores de desacoplo a la entrada y a la salida, necesarios para evitar que el circuito de polarización se vea influenciado por aquello que conectemos al circuito, y para hacer que entre y salga solo la parte de señal. Para calcular los condensadores, hay que tener en cuenta la frecuencia que se desea que pase, dividirla entre 10 y considerar también la resistencia de entrada de la etapa o, en el caso del condensador de salida, la resistencia de carga, porque el condensador crea un filtro de paso alto con la resistencia que ve. Si la frecuencia mínima que queremos que pase es de 20 Hz, utilizaremos para el cálculo una frecuencia de 2 Hz, y podemos obtener el valor del condensador con:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1}$$

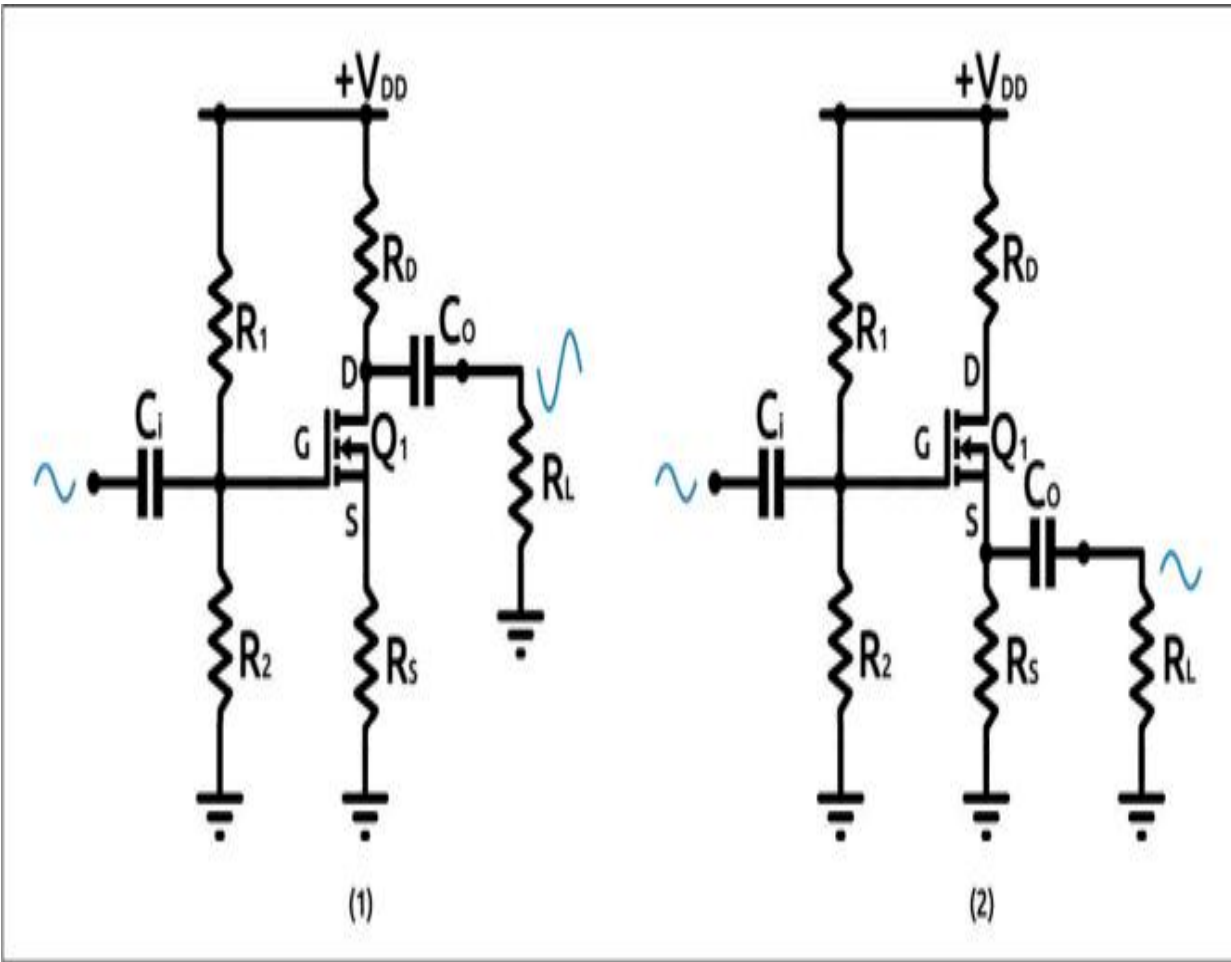


Figura 3.86 – Esquema para un amplificador con MOSFET de fuente común (1) y una configuración con rastreador de fuente (source follower) (2).

La resistencia que vemos en la entrada de las etapas con MOSFET es igual al paralelo de las resistencias de polarización R_1 y R_2 . Con un poco de experiencia, se puede evitar este cálculo asumiendo para dichos condensadores un valor de una decena de microfaradios sin equivocarnos de mucho.

La etapa (1), de fuente común, presenta una ganancia mayor que 0 y un desfase de la señal de 180° , exactamente como ocurría con los transistores bipolares en las etapas con emisor común. La resistencia R_S también se puede omitir, aunque está bien incluirla en el diseño porque mejora la estabilidad del circuito cuando la temperatura cambia.

El rastreador de fuente tiene una ganancia igual o cercana a 1 y no desfasa la señal aplicada. Para los amplificadores con MOSFET también tendremos que tener en cuenta las características de entrada y de salida, y elegir el punto de trabajo (o inactivo), para que la señal aplicada sea amplificada con la menor distorsión y sin fenómenos de corte (la señal de salida está cortada). Las resistencias sirven para ajustar el punto de trabajo en la zona de saturación del transistor, donde la VGS interviene sobre la corriente de salida. El efecto de la VGS también puede mostrarse estudiando la característica definida de entrada del MOSFET, que podemos ver en la figura 3.87. En el gráfico (2), se encuentra trazada la corriente de drenaje en función de la VGS para una VDS bien definida. En este gráfico también podemos identificar el punto de trabajo del transistor y entender cómo y cuándo se amplificará la señal aplicada. La curva es casi lineal y, a menudo, se encuentra representada como una simple recta, simplificando su trazado. Al tratarse de una curva, cada uno de sus puntos tendrá una pendiente ligeramente distinta. La pendiente se expresa como corriente en tensión y, por tanto, es lo opuesto de una resistencia, es decir, una conductancia (figura 3.87-3). Con mayor precisión, hablaremos de transconductancia g_m , es decir, la capacidad de modificar la tensión de drenaje cuando cambia la VGS. Cuanto mayor es la pendiente, mayor será la ganancia de la etapa de amplificación.

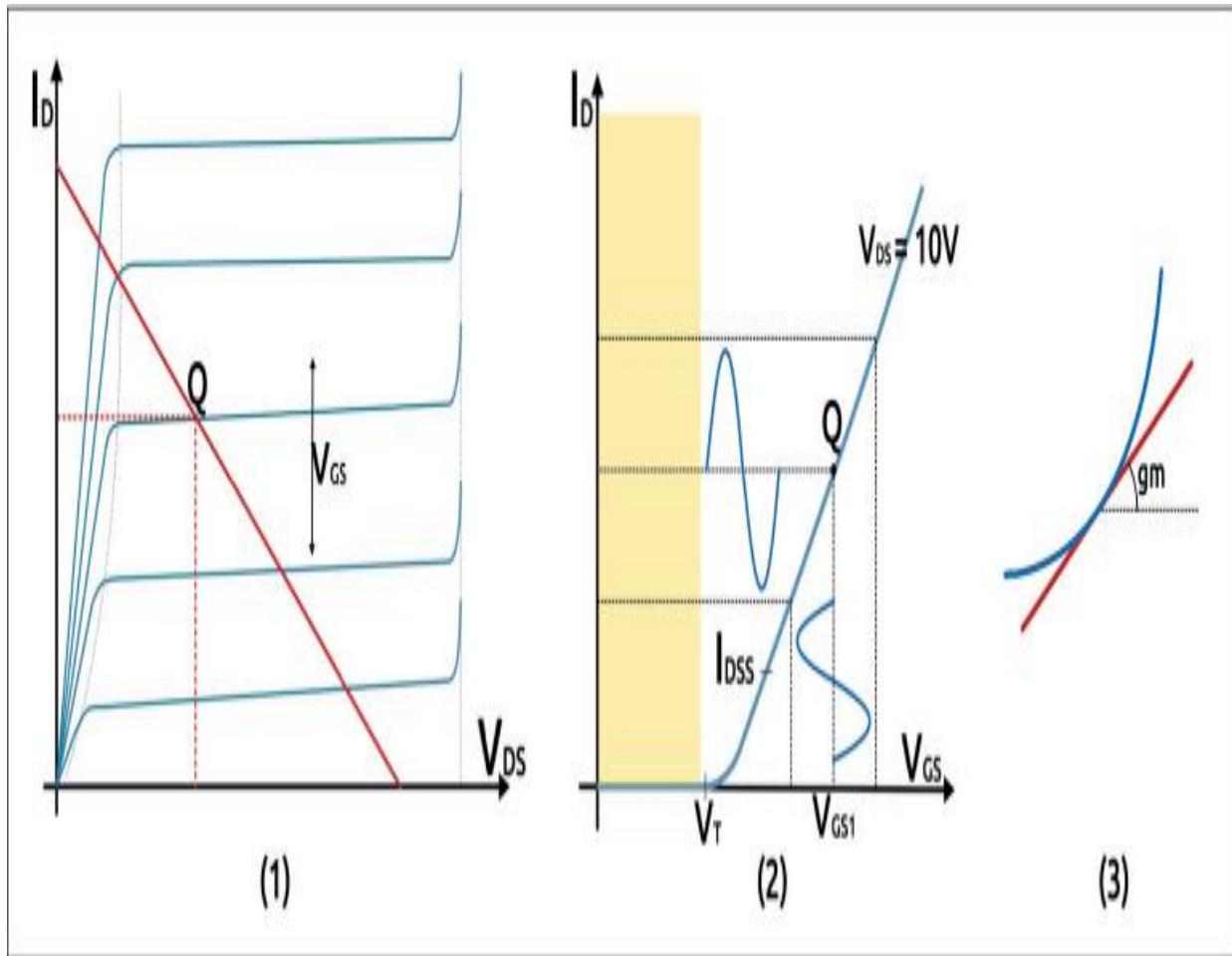
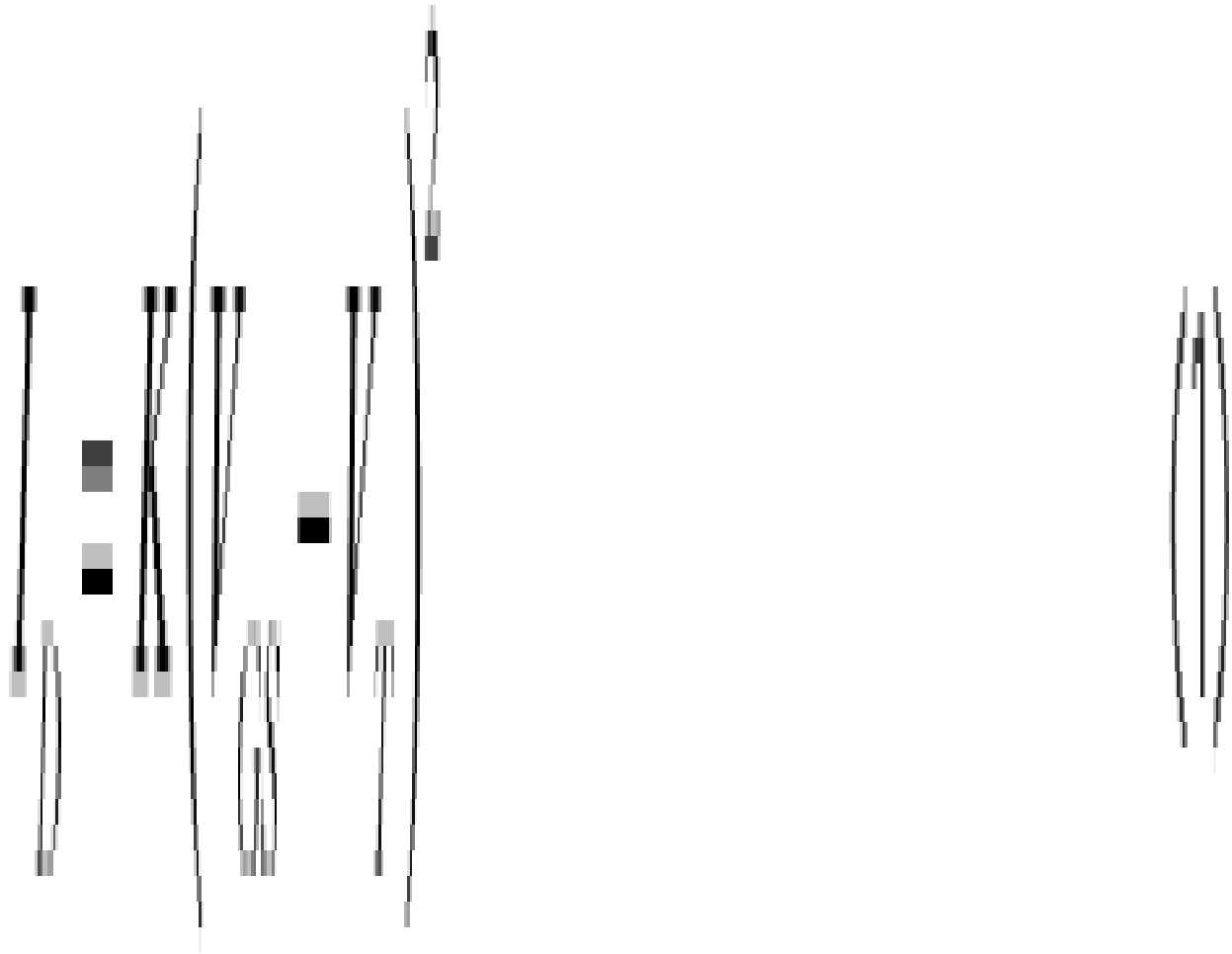


Figura 3.87 – Características del MOSFET con el punto de trabajo y la recta de carga indicados (1). Características de entrada (2). Detalle de la característica de entrada con la pendiente de la curva que determina la transconductancia del dispositivo destacada (3).

Para las características de entrada, para el caso de un MOSFET de enriquecimiento con canal, podemos expresar el vínculo entre I_D y V_{GS} también de un modo más analítico, es decir, con una expresión matemática:



$$K = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)^2} = \frac{75 \text{ mA}}{(4.5 - 2.0)^2 \text{ V}} = 0.012$$

Si conocemos el parámetro K, podemos también obtener la transconductancia (o la resistencia típica del dispositivo):

$$g_m = \frac{1}{R_{DS}} = 2K(V_{GS} - V_T)$$

Para los MOSFET de empobrecimiento, en cambio, el parámetro K no interviene en las fórmulas, y para la corriente de drenaje en la región activa o de saturación tenemos:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GSoff}} \right)^2$$

mientras que para la transconductancia:

$$g_m = \frac{1}{R_{DS}} = \frac{2I_{DSS}}{V_{GSoff}} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

88. Polarización de una etapa de amplificación de fuente común con MOSFET de enriquecimiento de canal N

Afrontamos un caso práctico de diseño de una etapa de amplificación con transistor MOSFET de fuente común.

Vamos a tratar de adaptar una etapa de amplificación con MOSFET de fuente común. El esquema eléctrico de referencia se muestra en la figura 3.88. El transistor utilizado (Q1) es un 2N7000, un MOSFET de enriquecimiento de canal N.

La entrada y la salida de la etapa están separadas por dos condensadores de desacoplo que, en el caso de tratar con señales de audio, podemos elegir con un valor de 10 μF .

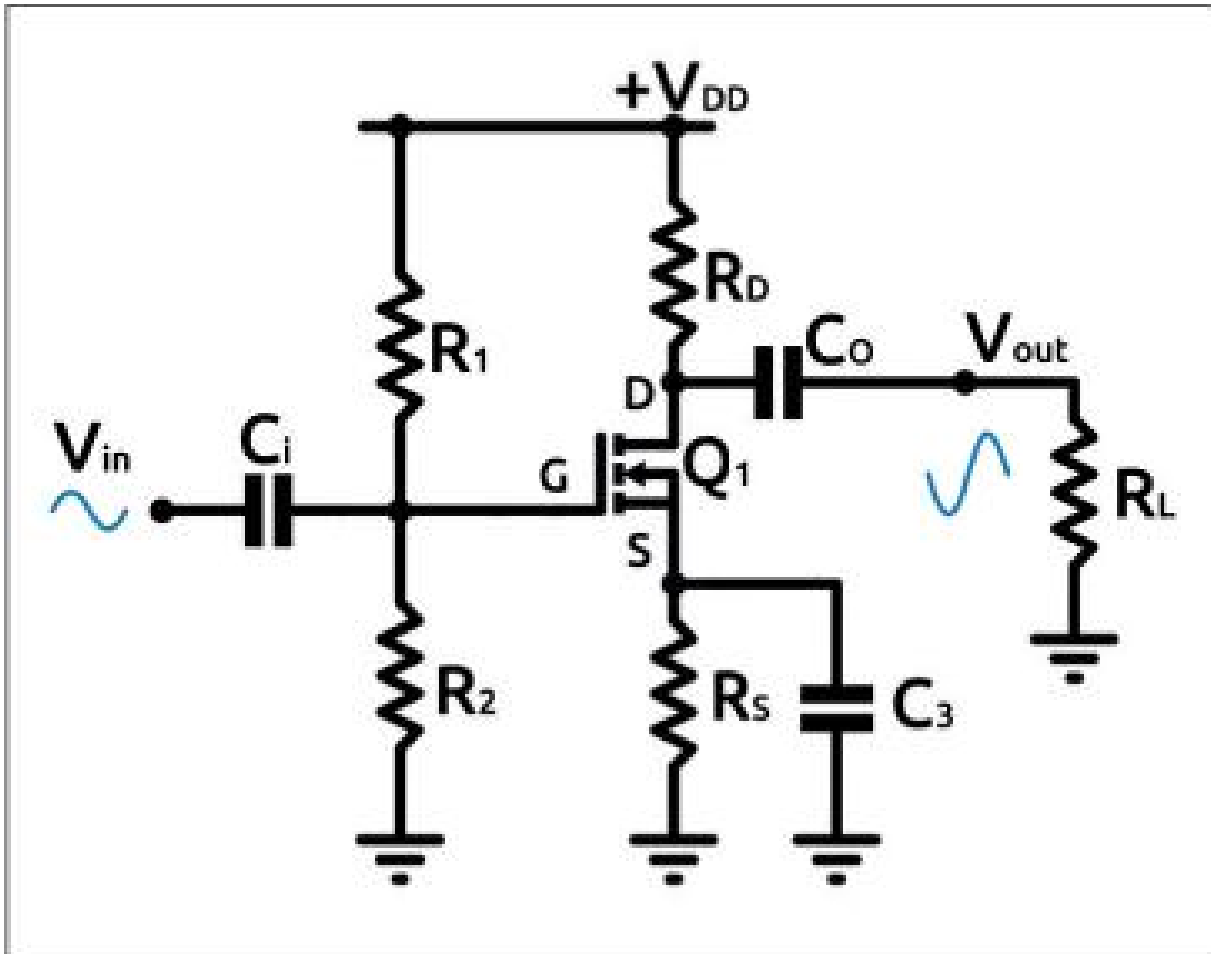
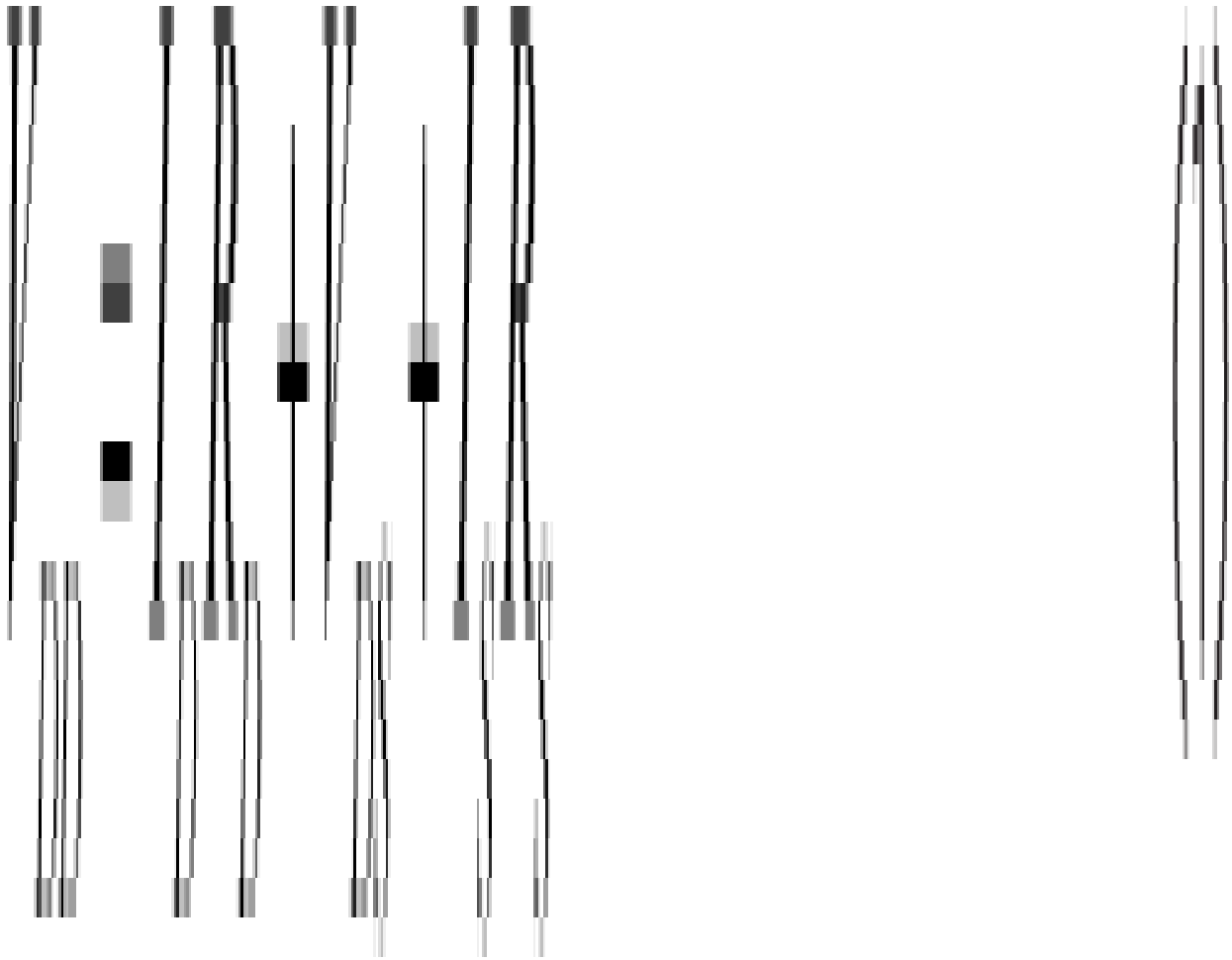


Figura 3.88 – Esquema eléctrico de la etapa de amplificación de fuente común con MOSFET de enriquecimiento de canal N.

Consideramos la rama de salida del MOSFET y escribimos la siguiente expresión:



Sabiendo que:

$$I_D \simeq I_S$$

podemos volver a escribir la (1) para, después, tratar de obtener una expresión que nos dé alguna información sobre las resistencias que deberán ser utilizadas:

$$V_{DD} = I_{DRD} + V_{DS} + I_{DRS}$$

recogiendo I_D :

$$I_D (R_D + R_S) = V_{DD} - V_{DS}$$

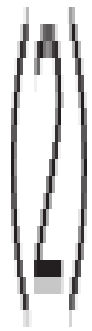
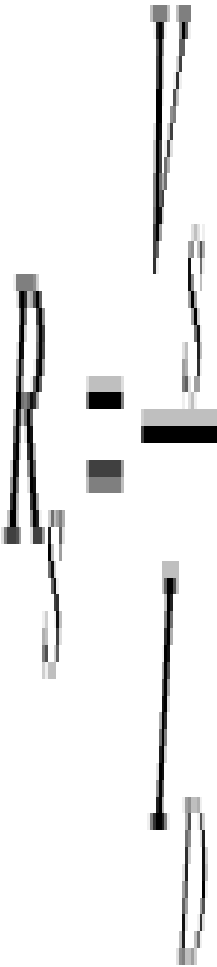
y por tanto:

$$(R_D + R_S) = \frac{(V_{DD} - V_{DS})}{I_D}$$

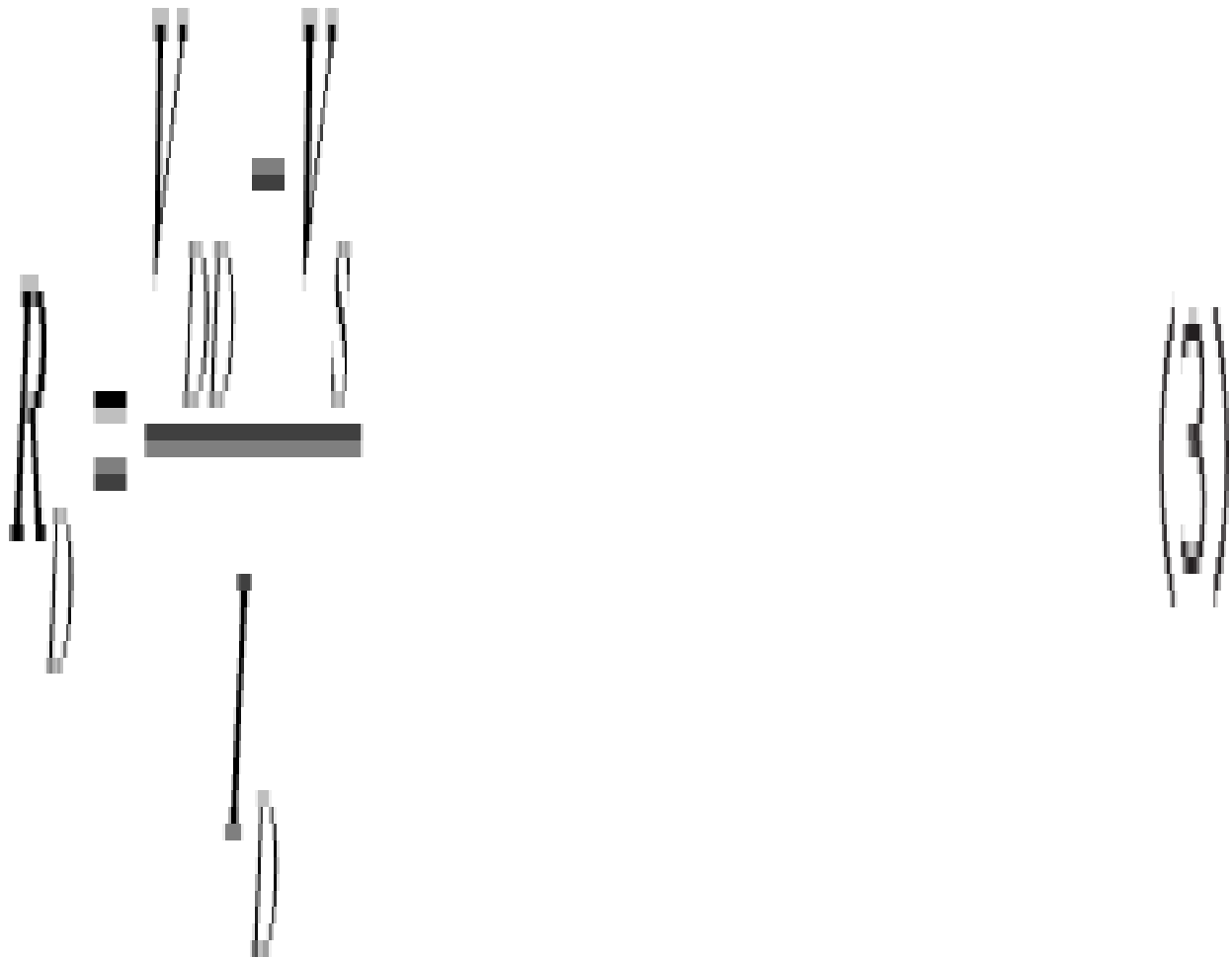
Desafortunadamente todavía tenemos muchas incógnitas: no conocemos ni I_D ni V_{DS} . Sabemos que V_{DS} surge de:

$$V_{DS} = V_D - V_S$$

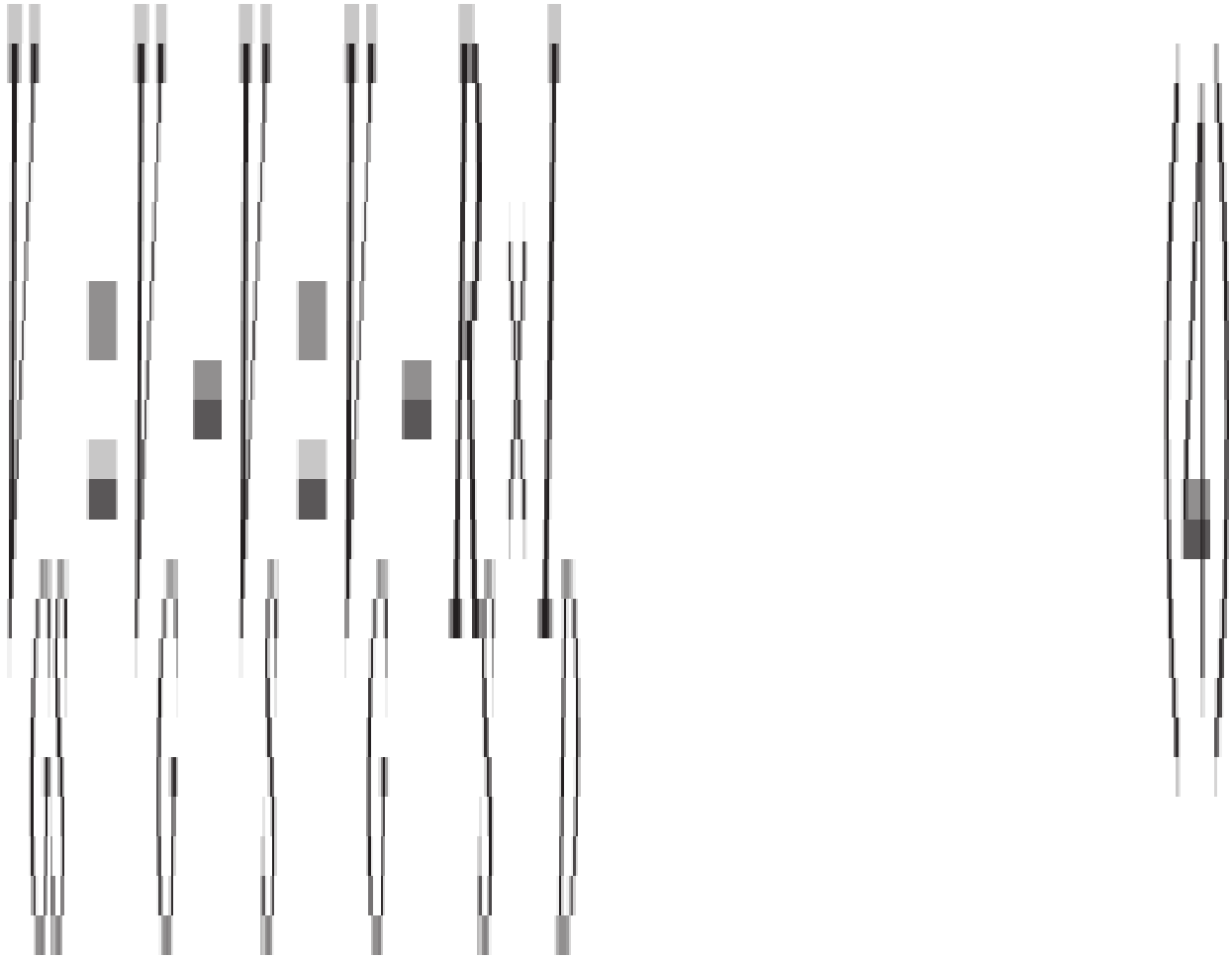
Si conociéramos la V_S , podríamos obtener la R_S con:



En cambio, para la R_D tendremos:



Ahora observamos la entrada de la etapa de amplificación, para la cual escribimos:



En esta expresión aparece la tensión V_G que es igual a la tensión presente en el centro del divisor formado por R_1 y R_2 . Volvemos a escribir la (4) para obtener la V_G :

$$V_G = V_{GS} + R_{SID}$$

La V_G es ajustada por el divisor formado por R_1 y R_2 , que es sencillo de resolver porque la puerta del MOSFET no absorbe corriente.

Las dos resistencias están conectadas entre la tensión de alimentación y la masa, y están atravesadas por una corriente igual a

$$I = \frac{V_{DD}}{R_1 + R_2}$$

La V_G es exactamente igual a la tensión en los extremos de la resistencia R_2 :

$$V_G = iR_2 = \frac{V_{DD}}{R_1 + R_2} R_2$$

Tenemos aún demasiadas incógnitas, la mayor de las cuales es el valor de la corriente de drenaje que debemos aplicar. Hemos elegido un MOSFET de tipo 2N7000. En sus especificaciones podemos ver exactamente la i_{Don} , igual a 75 mA, con las condiciones de funcionamiento en las cuales ha sido detectada: $V_{GS} = 4.5 \text{ V}$ y $V_{DS} = 10 \text{ V}$. También en las especificaciones vemos que la V_T es 2 V. Así obtenemos su parámetro K, fundamental para poder utilizar las fórmulas que describen el funcionamiento del transistor:

$$K = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)^2} = \frac{75 \text{ mA}}{(4.5 - 2.0)^2 \text{ V}} = 0.012$$

Obtendremos la corriente de drenaje con la expresión:

$$V_D = \frac{V_{DD}}{2} = 6V$$

De este modo podremos aprovechar la dinámica más amplia en salida. Ahora podemos fijar un valor arbitrario para la R_D de $470\ \Omega$. Con la (3), obtenemos la corriente de drenaje:

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_S}{R_D} = \frac{(12 - 6)V}{470\Omega} = 12.8 \text{ mA}$$

Ahora escribimos la (5) para obtener la VGS:

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$$

$$\frac{I_D}{K} = (V_{GS} - V_T)^2$$

Aplicamos la raíz cuadrada a ambas partes:

$$\sqrt{\frac{I_D}{K}} = (V_{GS} - V_T)$$

y por último:

$$V_{GS} = V_T + \sqrt{\frac{I_D}{K}} = 2 + \sqrt{\frac{0.0128}{0.012}} \approx 3V$$

Para ajustar la VG se puede utilizar una regla empírica que fija su valor en un tercio de la tensión de alimentación. Por tanto, tenemos:

$$V_G = \frac{V_{DD}}{3} = \frac{12}{3} = 4V$$

Ahora obtenemos la VS:

$$V_S = V_G - V_{GS} = 4 - 3 = 1V$$

A continuación, calculamos la resistencia de la fuente:

$$R_s = \frac{V_s}{I_D} = \frac{1\text{V}}{12.8\text{mA}} \approx 78\Omega$$

Sabiendo que:

$$V_2 = V_G = \frac{V_{DD}}{3} = \frac{V_{DD}}{R_1 + R_2}$$

en una etapa con MOSFET, la resistencia de entrada está determinada por el paralelo de R1 y R2. Podemos fijar una de las dos resistencias con un valor de un centenar de kilohmios, para que la resistencia de entrada sea elevada y determinar el valor del otro componente.

$$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

y después utilizando:

$$\frac{V_{DD}}{3} = \frac{V_{DD}}{R_1 + R_2} R_2$$

y resolviendo para R_1 tenemos:

$$\frac{1}{3} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{1}{3R_2} = \frac{1}{R_1 + R_2}$$

$$3R_2 = R_1 + R_2$$

$$R_1 = 2R_2 = 200 \text{ k}\Omega$$

La resistencia de entrada de la etapa es igual al paralelo de R1 con R2 y es de unos 67 kΩ. La ganancia de la etapa se puede obtener utilizando modelos matemáticos que no trataremos en este libro, pero que podríamos resumir como:

$$A_v = - \frac{R_D}{R_S}$$

Para la etapa analizada obtendremos una ganancia aproximada de -6. El signo negativo indica la presencia de un desfase de 180° entre la señal aplicada a la entrada y la que se puede detectar a la salida.

Podemos aumentar la ganancia de la etapa añadiendo un condensador de bypass, de unos microfaradios, en paralelo a la resistencia de fuente RS.

89. Proteger la alimentación de un circuito con P-MOSFET

Para proteger un circuito de las inversiones de polaridad, podemos utilizar un MOSFET de enriquecimiento de canal P.

Una solución muy ingeniosa para evitar la inversión de polaridad en la alimentación de un circuito es la que utiliza un MOSFET de enriquecimiento de canal P. Si las polaridades aplicadas al circuito en el cual se encuentra insertado el MOSFET son correctas, el transistor dejará pasar la corriente, pero en el caso de inversión se comportará como un circuito abierto, y evitará daños. Esta solución es poco conocida, pero muy eficaz.

El MOSFET de enriquecimiento de canal P se encuentra en corte si la VGS es 0, mientras que, para activarlo, debemos aplicar una VGS negativa. Debemos utilizar un MOSFET de potencia dotado de un diodo parásito interno, para que la corriente fluya dentro del circuito, como se puede ver en la figura 3.89. Si la alimentación se aplica correctamente, tendremos una VGS negativa y suficiente para cerrar el MOSFET y hacer que el circuito C se alimente.

La tensión en la fuente será igual que la tensión de alimentación menos la tensión de polarización directa del diodo parásito. La puerta está conectada a tierra a través de la resistencia R1, que normalmente tiene un valor de unas decenas de kiloohmios. Por tanto, la VGS será negativa. Si la tensión VGS tuviera que ser demasiado alta, se podría dañar el MOSFET, por lo que es aconsejable introducir un diodo zener con una tensión adecuada y suficiente

para hacer que el MOSFET se dispare (alimentado a 12 V, podría tener un valor de unos 5 V).

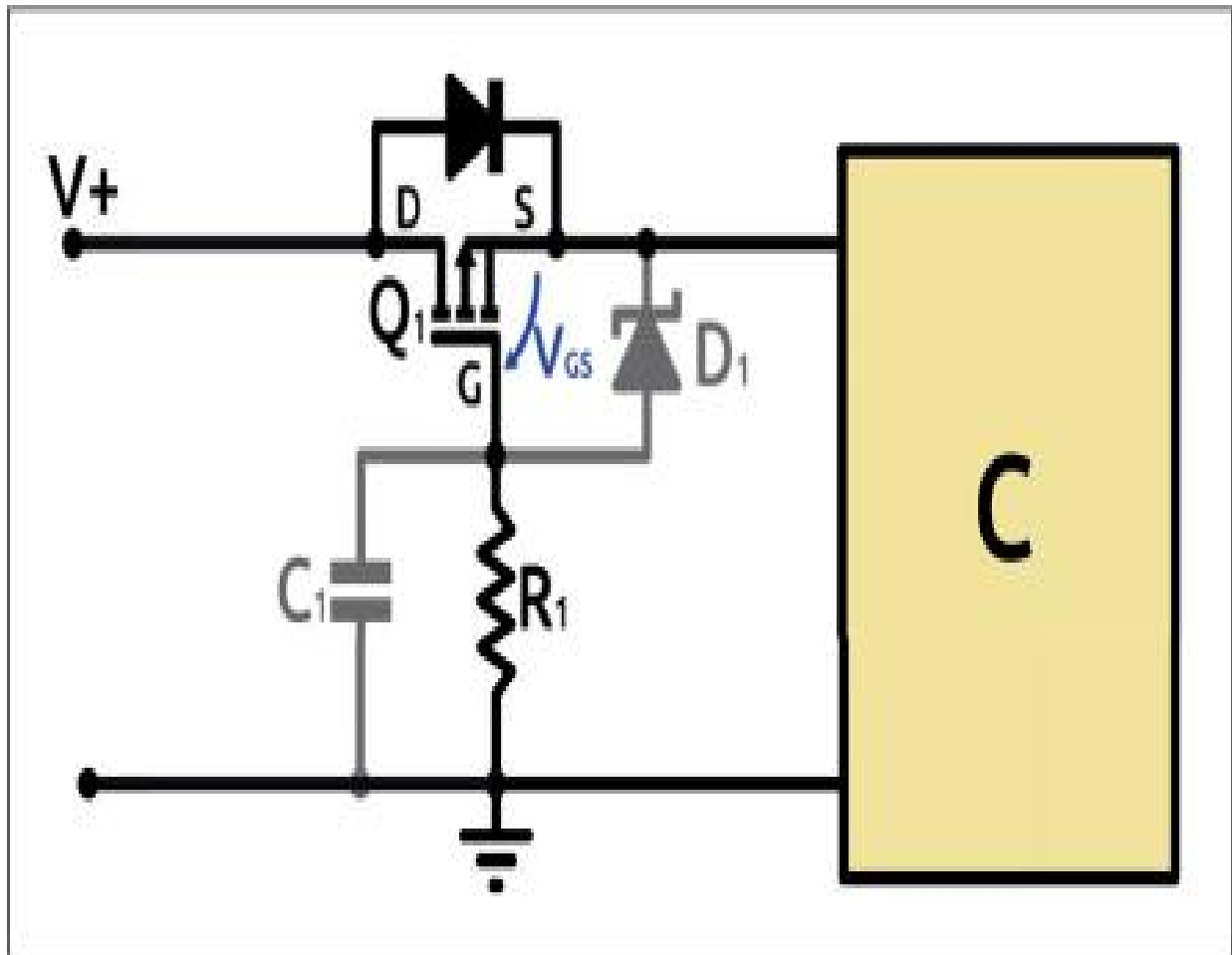


Figura 3.89 – Protección con MOSFET ante la inversión de polaridad.

Si invertimos la alimentación, el MOSFET se encontrará en corte y el circuito C ya no se alimenta.

Para mejorar la estabilidad del circuito y reducir perturbaciones y ruidos, se puede conectar un condensador de unos centenares de nanofaradios en

paralelo a R1.

90. SCR

Un SCR es un diodo con tres terminales. Uno de ellos se denomina puerta y sirve para activar el componente. Los SCR son adecuados para aplicaciones de conmutación (switching).

Un SCR es un diodo que puede ser controlado aplicando una señal sobre un tercer pin (puerta o gate). Existe un poco de confusión acerca del término SCR y tiristor (thyristor), pues a veces se utilizan como si fueran sinónimos, mientras que algunas fuentes tratan los tiristores como una familia de componentes de la cual forman parte los SCR y otros componentes con propiedades similares, como los TRIAC, los DIAC o los SCS. Por lo general, los tiristores son componentes realizados, como mínimo, con cuatro capas de material semiconductor dopado.

El término SCR es un acrónimo de Silicon Controlled Rectifier, es decir, rectificador controlado de silicio. El componente es muy sencillo de usar y permite controlar señales de un modo más eficaz que con un transistor: de hecho, los SCR no tienen estados intermedios de conducción y son más parecidos a un interruptor de estado sólido. De este modo, las conmutaciones son más limpias y precisas. Un SCR tiene tres terminales: un ánodo, un cátodo y la puerta. Aplicando una señal oportuna en el terminal de puerta, el dispositivo se activa y deja pasar la corriente. El paso de la corriente se produce en un único sentido, porque va a través de un diodo. Otra particularidad de los SCR es que, una vez que el dispositivo se ha activado, no es necesario mantener la señal de puerta, la cual puede ser un simple impulso. Para desactivar el componente, es necesario interrumpir el flujo principal que circula entre los terminales de ánodo y cátodo. Un SCR puede controlar corrientes pequeñas y pequeñas señales, pero es muy apreciado para las conmutaciones de corrientes también muy elevadas. Existen

módulos especiales con envoltorio cerámico que se utilizan dentro de un inversor o un controlador de alta potencia que gestionan cientos de amperios sin ningún problema.

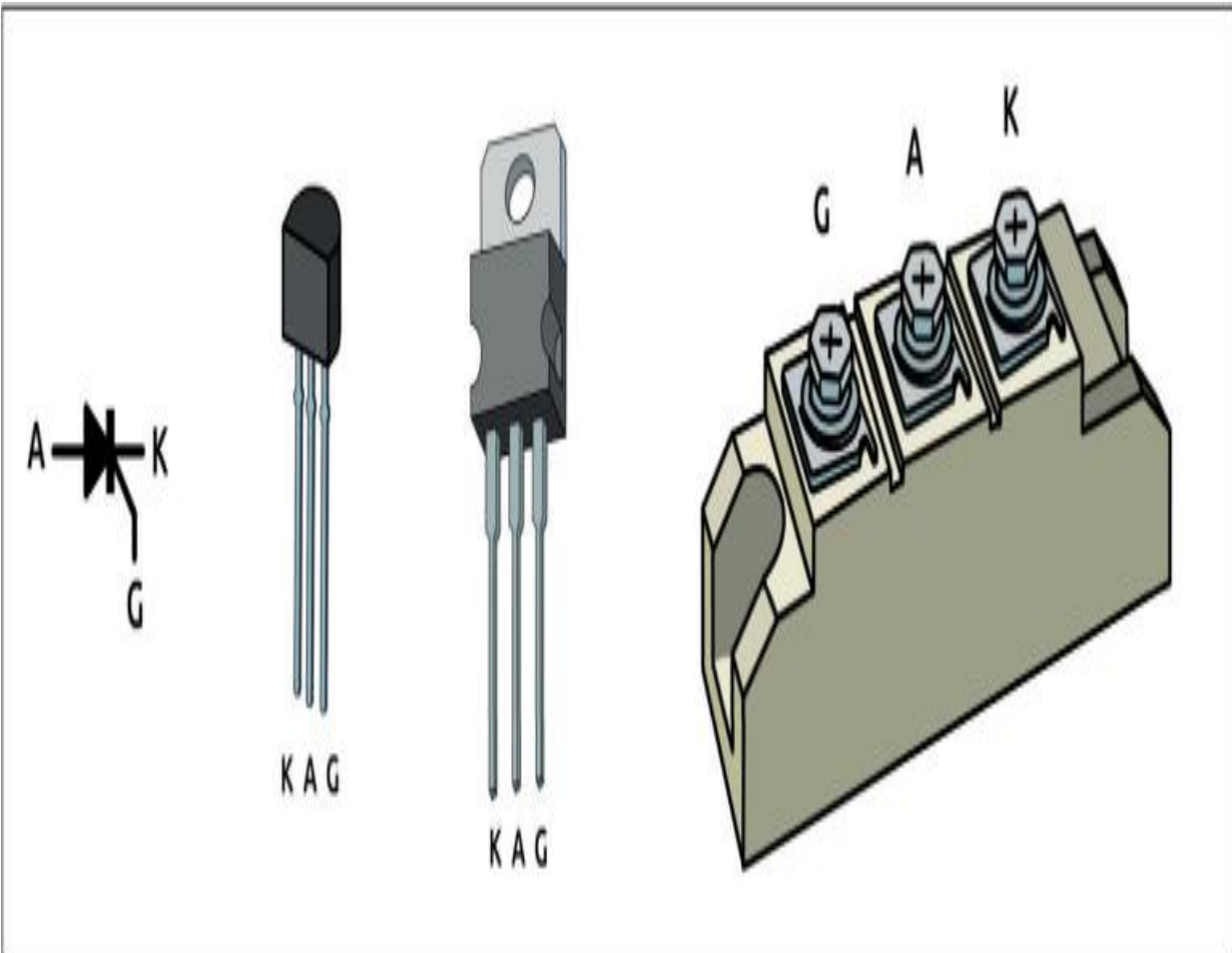


Figura 3.90 – Símbolo de un SCR y disposición de los pines de algunos componentes.

El componente se encuentra apagado de inicio: se comporta como un circuito abierto hasta que se aplica una señal adecuada en la puerta. Esta señal normalmente tiene una amplitud de unos voltios y una corriente pequeña (miliamperios). Comprueben siempre en las especificaciones del SCR los valores máximos de tensión y corriente del impulso de la puerta

para evitar dañar el componente. Una vez aplicado un simple impulso, el componente entra en conducción y deja pasar corriente entre ánodo y cátodo hasta que la corriente principal no desciende por debajo de un umbral mínimo de conducción. Un SCR tiene, en realidad, tres modos de funcionamiento definidos como:

- modo de bloqueo inverso: cuando el diodo del SCR está polarizado inversamente, no podrá pasar ninguna corriente;
- modo de bloqueo directo: el SCR está polarizado directamente, pero no se ha aplicado ninguna señal de puerta;
- modo de conducción directa: el SCR está polarizado directamente y se ha proporcionado una señal de puerta. El componente conduce hasta que la corriente permanece entre ánodo y cátodo.

La figura 3.91 muestra la estructura de un SCR, donde se pueden observar los cuatro niveles de semiconductor N y P, alternados. El ánodo está conectado a la primera capa de tipo P y el cátodo, a la última capa N, mientras que la puerta lo está a la capa P más cercana al cátodo.

Por tanto, el dispositivo incluye tres uniones PN. Si se aplica una tensión al ánodo, para que sea más positiva respecto al cátodo, polarizaremos directamente dos de las tres uniones, mientras que la unión central se polarizará inversamente, impidiendo el paso de la corriente. La unión central está realizada de un modo especial, para que, aunque se encuentra polarizada inversamente, pueda alcanzar la tensión de ruptura sin dañarse y permitiendo un paso “en avalancha” de cargas. Aplicando una tensión positiva a la puerta, empujaremos la unión central en su zona de ruptura (ruptura de

avalancha o avalanche breakdown). Una vez que la unión se encuentra en el estado de ruptura, permite el paso de las cargas entre los dos terminales de ánodo y cátodo.

A efectos didácticos, podemos imaginar la estructura de cuatro niveles de un SCR como si se formara acercando un transistor NPN a uno PNP, como se muestra en la figura 3.91. Cuando la puerta está desconectada, el transistor NPN está cortado y el PNP está apagado, porque no puede hacer que salga corriente de su base. Si aplicamos una tensión positiva a la puerta, el transistor NPN se activa y la corriente puede circular desde la base del PNP hacia el colector del transistor NPN. El SCR está encendido y la corriente circula del ánodo al cátodo, aunque ya no haya tensión en la puerta, porque ambos transistores están activos y dejan circular la corriente en sus bases, autososteniéndose.

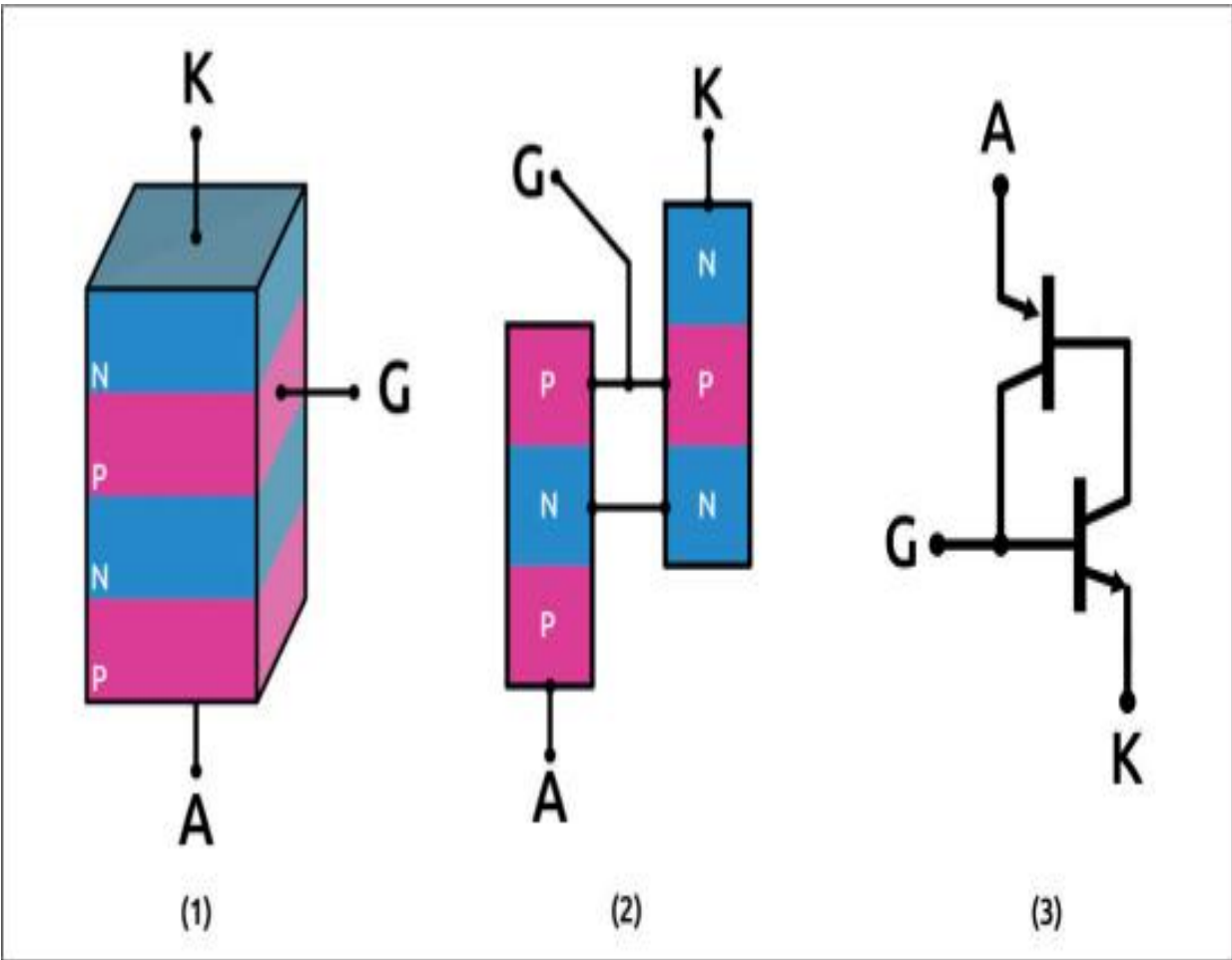


Figura 3.91 – Estructura de un SCR con las cuatro capas de semiconductor N y P destacadas (1). Las cuatro capas de semiconductor de un SCR se pueden imaginar como dos transistores bipolares uno junto al otro (2). Circuito equivalente de un SCR (3).

La figura 3.92 muestra la característica tensión-corriente para un SCR. Si aplicamos una tensión inversa sobre el componente, no tendremos ningún paso de corriente, siempre que no se alcance la tensión de ruptura de V_{BR} , lo cual debería evitarse para no dañar el SCR. En la parte derecha del gráfico, podemos observar unos trazos destacados con distintos colores.

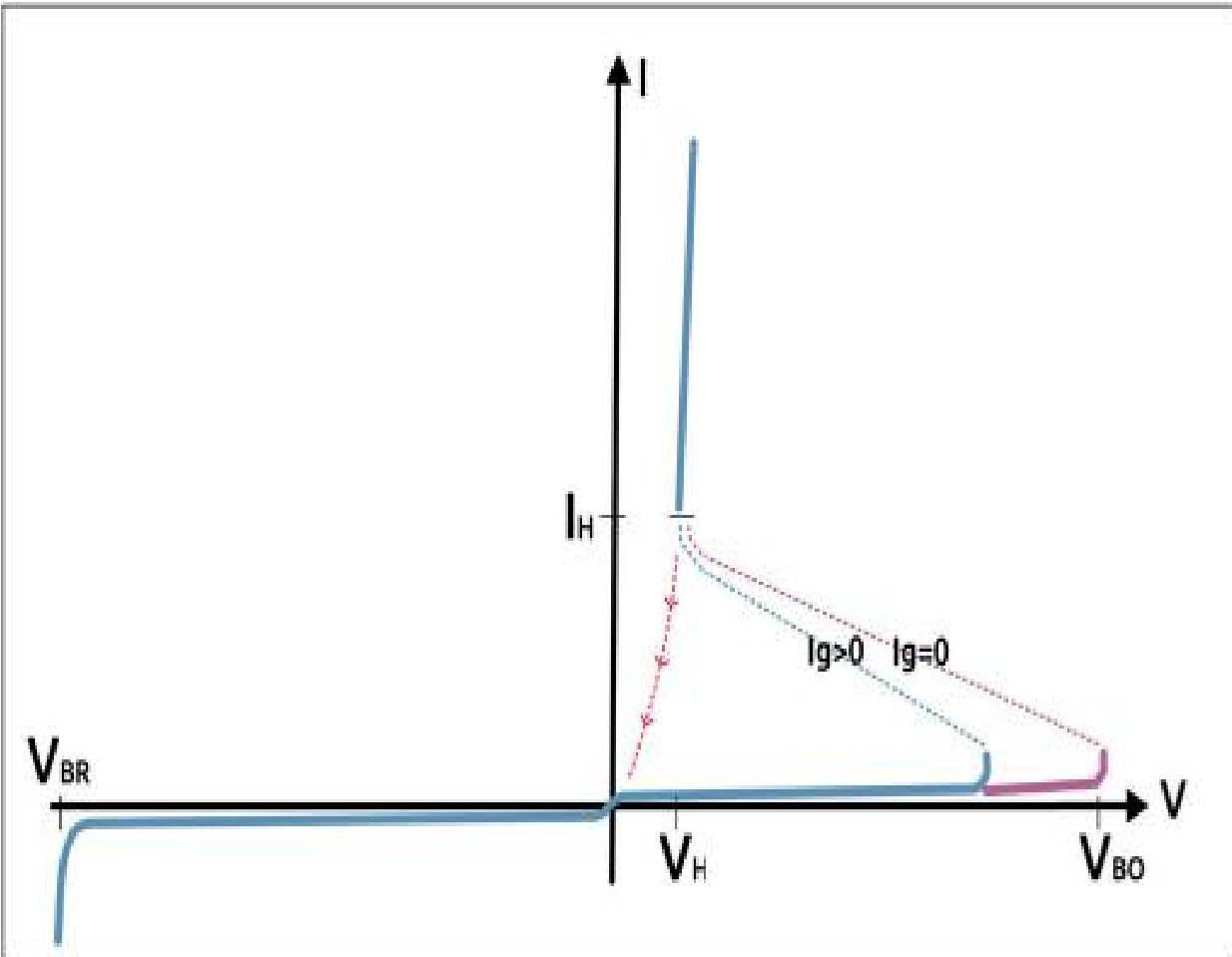


Figura 3.92 – Característica tensión-corriente de un SCR.

En azul tenemos el trazo que indica que seguiremos aplicando una tensión positiva en la puerta. El componente entra en conducción y se comporta como un diodo, y presenta una cierta caída de tensión V_H . El componente vuelve al estado off cuando la corriente baja por debajo de un valor de umbral I_H denominada corriente de mantenimiento (trazo rojo). En color morado se indica un trazo extremo que se daría en el caso de que la tensión sobre la puerta fuera 0, pero la tensión directa aplicada entre ánodo y cátodo fuera demasiado elevada. En esta condición también se produciría una situación de ruptura en la unión central, pero dañaría el componente.

91. Elegir un SCR

Breve panorámica de los parámetros típicos de los SCR, con algunos modelos de referencia.

Los SCR son componentes bastante sencillos en cuanto a su uso y no requieren cálculos complicados para ser utilizados. A menudo se utilizan con corrientes y tensiones notables, por lo que es importante poner atención a sus parámetros y elegir el modelo adecuado para evitar que se pueda dañar durante su uso.

Los parámetros más importantes y que siempre aparecen destacados en las primeras líneas de las especificaciones de un SCR son la corriente y la tensión máxima que pueden soportar. Habitualmente son estos los factores que guiarán la elección.

En las especificaciones se muestran las aplicaciones habituales para el modelo al cual se refieren, como control de corrientes continuas y alternas, control de motores, elementos calefactores o etapas de alimentación.

Algunos parámetros típicos e informaciones que aparecen en las especificaciones son estas:

- la disposición de los pines y los formatos disponibles;

- la corriente máxima que el dispositivo puede soportar, a menudo indicada en los valores RMS, medio y de pico;
- la tensión de polarización directa V_H (o V_T), es decir, la caída de tensión entre ánodo y cátodo cuando el dispositivo está en conducción;
- la corriente y la tensión de trigger para el terminal de puerta;
- la corriente de mantenimiento (holding current) I_H , es decir, la corriente mínima necesaria para que el dispositivo activo no se apague;
- el tiempo de conmutación, a veces separado en tiempo de encendido y tiempo de apagado, es decir, el tiempo necesario para la conmutación.

Cuando tengan que elegir un SCR, no infravaloren el tiempo de conmutación porque no todos estos dispositivos son tan rápidos. La mayor parte se diseña para funcionar con las tensiones comunes alternadas y, si tuviera que intervenir sobre señales más rápidas, por ejemplo, dentro de inversores o alimentadores de conmutación, no todos los componentes podrían ser apropiados. Para elegir un SCR, es recomendable visitar el sitio web de algún proveedor de componentes y probar a configurar filtros de búsqueda para dar con el modelo que más se adecúe a nuestras necesidades.

Tabla 3.9 – Algunos modelos de SCR con sus características principales.

Modelo	I_{RMS} (A)	V	V_{GT} (V)	I_{GT} (mA)	I_H (mA)	$t_{on/off}$ (μ s)
BT169	0.8	400	0.5/0.8	0.05/0.2	2/5	2/100
2N6509	25	800	1/15	9/30	18/40	2/15

92. Utilizar un SCR con una corriente continua

Encendemos una simple bombilla de 12 V continuos con un SCR.

Vamos a utilizar un SCR de tipo 2N6402 para controlar una carga, una bombilla, en corriente continua. El 2N6402 es un SCR que puede mantener corrientes muy elevadas, hasta 16 A con tensiones de 50 a 800 V. El circuito que realizaremos se muestra en la figura 3.93: alimentaremos una bombilla de 12 V por medio del SCR. La bombilla estará apagada hasta que no pulsemos el botón S1, normalmente abierto. El botón proporcionará las tensiones y las corrientes correctas a la puerta del SCR, para que se active y haga que la bombilla se encienda. La corriente y la tensión de puerta estarán determinadas por la resistencia R1. Para apagar la bombilla, tendremos que pulsar el botón S2, normalmente cerrado, que interrumpirá el flujo de corriente principal y hará que el SCR se apague.

Si recuperamos las especificaciones del SCR, obtenemos las siguientes informaciones:

- corriente del trigger de la puerta o gate trigger current (I_{GT}) da 9 a 30 mA;
- tensión del trigger de la puerta o gate trigger voltage (V_{GT}) da 0.7 a 1.5 V;
- corriente de mantenimiento (I_H – holding current) de 18 a 40 mA.

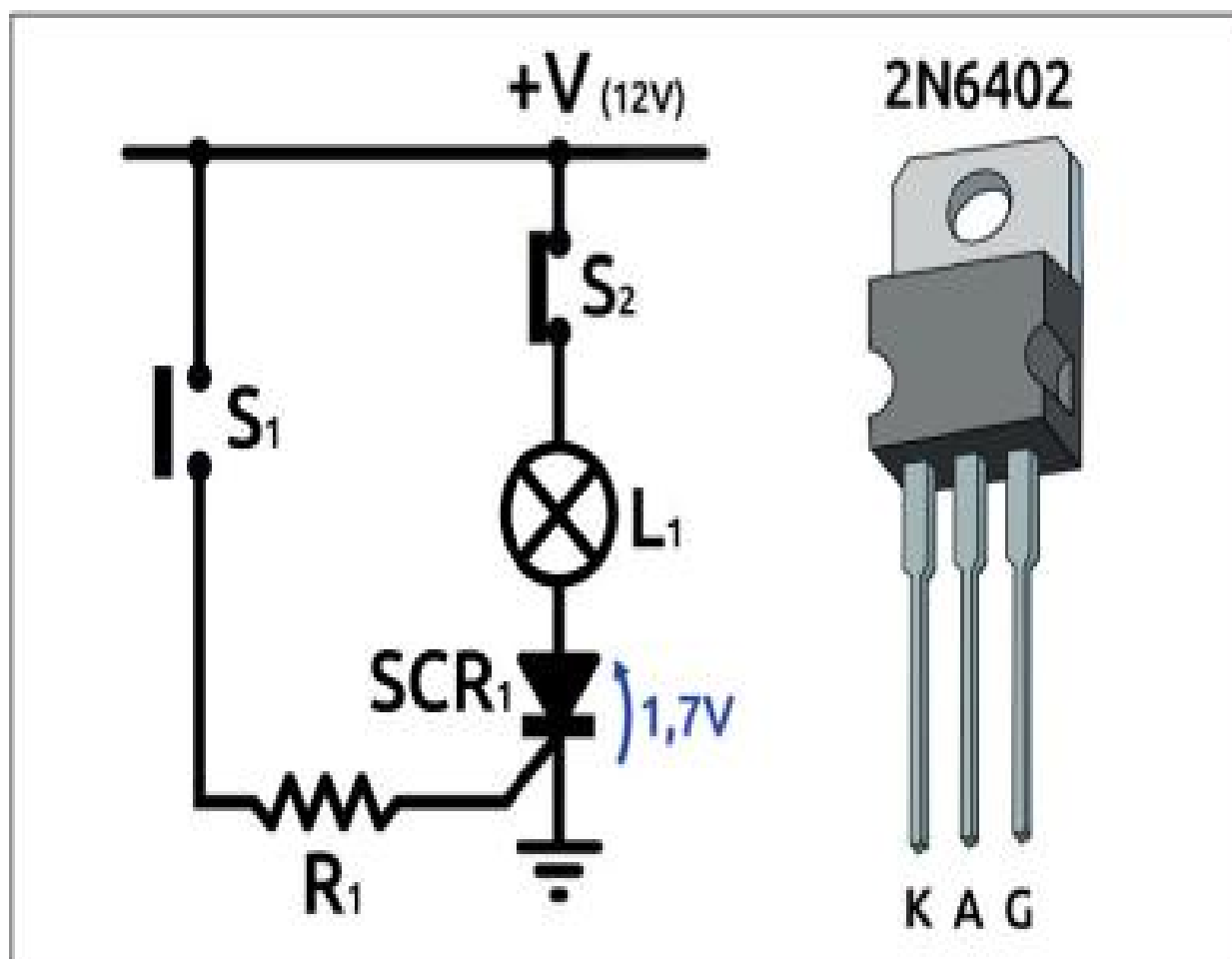


Figura 3.93 – Esquema circuital para controlar una bombilla de 12 V en corriente continua con un SCR.

Consideramos la rama con la R_1 que se conecta a la puerta del SCR y escribimos la ecuación:

$$VCC - iR_1 = VG$$

de la cual obtenemos el valor de la resistencia con

$$R_i = \frac{V_{CC} - V_G}{i}$$

La corriente i es exactamente la corriente de trigger de la puerta. Sustituimos los valores sabiendo que la tensión de trigger es de 1 V y la corriente de trigger es de 20 mA:

$$R_1 = \frac{(12-1)V}{20\text{mA}} = 550\Omega$$

Podrían utilizar una resistencia ligeramente mayor para no correr el riesgo de dañar el componente. Por tanto, elijo una resistencia de 1 k Ω .

Al pulsar el botón, haremos que la bombilla se encienda por medio del SCR. La corriente que circula en la rama principal debe ser superior a la corriente de mantenimiento, si no el SCR se apagará. La corriente de mantenimiento mínima es de 18 mA. Volvemos a consultar las especificaciones para consultar también la tensión en los extremos del SCR cuando está en conducción (parámetro: peak forward on-state voltage), que es igual a 1.7 V.

Ya sabemos que la bombilla utilizada es de 12 V y 10 W. Por tanto, tendrá una resistencia interna de 14.4Ω . Así, podemos tratar la bombilla como una resistencia y escribir la ecuación:

$$V_{CC} = iR_{\text{bombilla}} + V_{SCR_{on}}$$

donde obtenemos la corriente i que circula por la rama:

$$i = \frac{V_{CC} - V_{SCR_{on}}}{R_{\text{bombilla}}} = \frac{(12 - 1.7) \text{ V}}{14.4} = 0.71 \text{ A}$$

La corriente que circula es mucho mayor respecto a la corriente mínima de mantenimiento y, por tanto, no hay riesgo de que el SCR se apague. Para

apagar la bombilla, tendremos que pulsar el botón normalmente cerrado, S2.

93. Utilizar un SCR con una corriente alterna

Encendemos una simple bombilla de 12 V con un SCR y un generador de tensión alterna.

Vamos a tratar de alimentar un SCR con una tensión alterna, realizando un circuito muy parecido al que aparece en la figura 3.93, pero conectándolo a un alimentador de 12 V de corriente alterna (figura 3.94). Al alimentar el SCR en corriente alterna, podremos observar un comportamiento sustancialmente distinto.

Volveremos a usar un SCR de tipo 2N6402 para controlar una bombilla de 12 V y 12 W. El SCR 2N6402 puede mantener corrientes de hasta 16 A con tensiones de 50 a 800 V. Si recuperamos sus especificaciones, podemos leer las siguientes informaciones:

- corriente del trigger de la puerta o gate trigger current (I_{GT}) de 9 a 30 mA;
- tensión del trigger de la puerta o gate trigger voltage (V_{GT}) de 0.7 a 1.5 V;
- tensión directa de pico en los extremos o peak forward on-state voltage de 1.7 V;

- corriente de mantenimiento (I_H – holding current) de 18 a 40 mA.

El circuito de la figura 3.94 tiene un único pulsador (S1), conectado a una resistencia de 1 k Ω en la puerta del SCR. Una vez que el SCR esté en conducción, la bombilla se encenderá y veremos circular una corriente que podemos calcular mediante la ecuación de la malla de salida:

$$V_{CC} = iR_{\text{bombilla}} + V_{SCR_{on}}$$

La bombilla utilizada se alimenta a 12 V y tiene una potencia de 12 W. Por tanto, tendrá una resistencia interna de 12 Ω , lo que significa que podemos tratar la bombilla como una resistencia. Sobre el SCR se producirá una caída de tensión de 1.7 V (parámetro: peak forward on-state voltage). Después podemos obtener la corriente i que circula por la rama:

$$i = \frac{V_{cc} - V_{SCRon}}{R_{bombilla}} = \frac{(12 - 1.7) \text{ V}}{12} = 0.86 \text{ A}$$

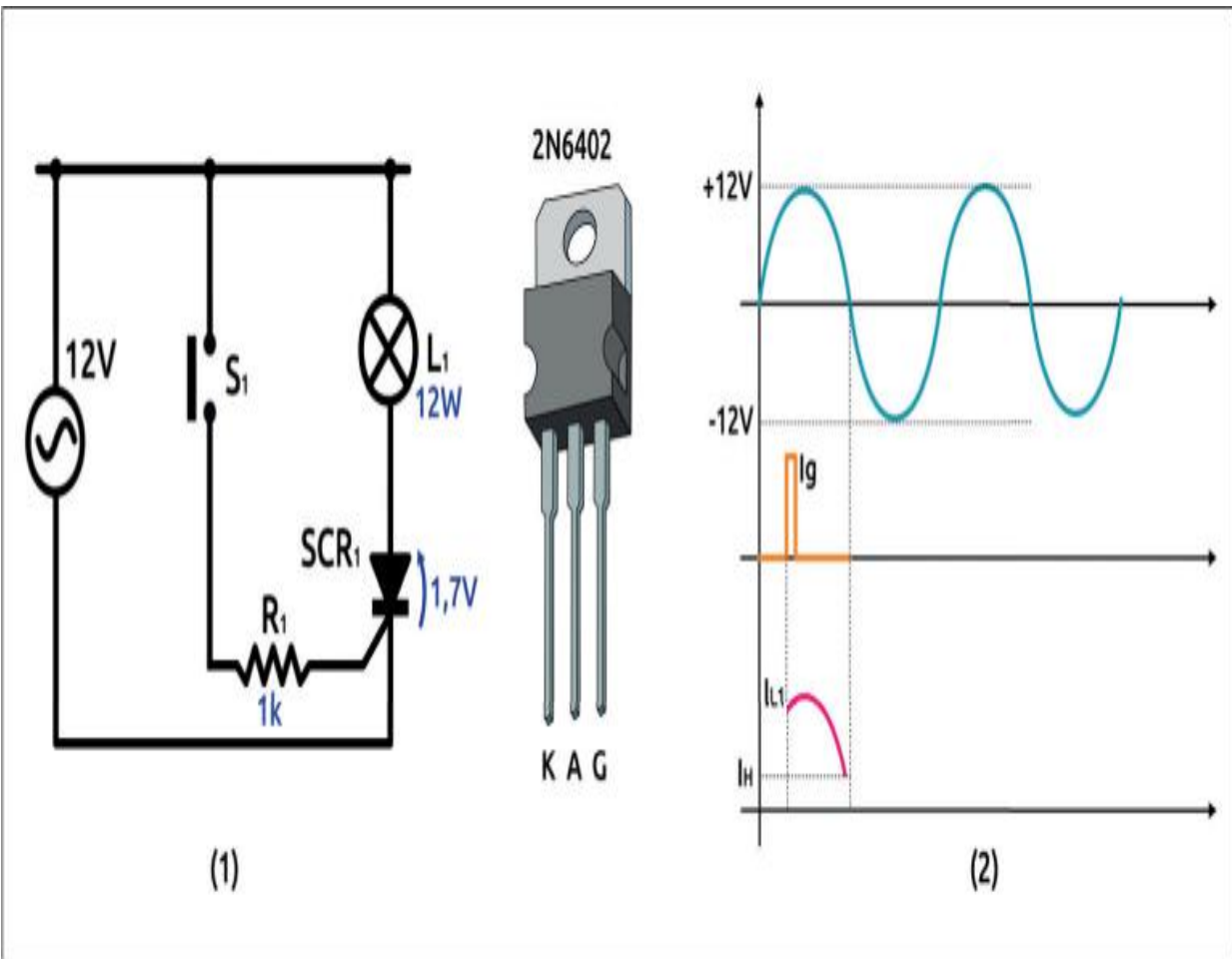


Figura 3.94 – Esquema circuital para controlar una bombilla de 12 V en corriente alterna con un SCR (1). Intervención de la señal de la puerta del SCR. Cuando la tensión se invierte o la corriente en el SCR desciende por debajo del umbral de mantenimiento, el SCR se apaga.

La corriente es suficiente para mantener encendido el SCR. Pero esta vez la corriente es alterna y, por tanto, a un cierto punto, la tensión (así como la corriente) que pasa por el SCR disminuirá hasta 0. En cuanto la corriente descienda por debajo del límite de la corriente de mantenimiento, el SCR volverá al estado off y la bombilla se apagará. El comportamiento será muy sencillo: la bombilla se encenderá al pulsar el botón S_1 y se apagará en cuanto lo soltemos. Podrían pensar que se trata de un circuito muy banal y que lo podríamos haber hecho con un simple interruptor. La ventaja de

hacerlo con un SCR es que podemos controlar el paso de la corriente mediante una señal eléctrica. Observen también que en el SCR circulará corriente hasta que la tensión aplicada sea positiva y la corriente sea superior al umbral de mantenimiento (si el botón está pulsado). La semionda negativa de la tensión producirá una corriente de sentido inverso que el SCR bloqueará siempre. Podremos obtener así un rectificador de semionda controlado por la señal aplicada a la puerta.

La bombilla no permanece encendida, como en el truco núm. 91, precisamente porque la corriente se invierte continuamente, y disminuye y hace que el SCR se apague.

Para el control consideramos la rama con la R1 que se conecta a la puerta del SCR y escribimos la ecuación:

$$VCC - iRI = VG$$

Una vez conocido el valor de la resistencia R1, obtenemos el valor de la corriente que llega a la puerta:

$$i = \frac{V_{cc} - V_G}{R_1}$$

Sustituimos los valores sabiendo que la tensión de trigger es de 1 V:

$$i = \frac{(12-1)V}{1k\Omega} = 11mA$$

La corriente que llega a la puerta es suficiente para hacer que se dispare porque es mayor que 9 mA.

94. Comprobar un SCR con un tester

Podemos comprobar la integridad de un SCR con un simple tester o multímetro ajustado en la función de prueba de diodos.

Los SCR tienen tres terminales: ánodo (A), cátodo (K) y puerta (G). En muchos casos, sobre todo en los paquetes tipo TO-220, están situados en el orden KAG, pero, para estar seguros, consulten siempre las especificaciones. Los SCR se comportan como los diodos, controlados por el terminal de la puerta. Para comprobarlos no se necesita ningún instrumento especial: pueden utilizar un tester o un multímetro en la función de prueba de diodos. El proceso que hay que seguir es el siguiente (pueden verlo también en la figura 3.95):

1. toquen con la sonda roja el cátodo K y con la negra, la puerta G;
2. el instrumento debería indicar un circuito abierto;
3. inviertan las sondas en los terminales K y G;
4. comprueben que todavía se detecta un circuito abierto;

5. repitan los primeros cuatro puntos en los terminales de ánodo A y de puerta G;
6. toquen con la sonda negra el cátodo K y con la roja, el ánodo A;
7. creen un puente entre ánodo A y puerta G, y mantengan muy quieta la sonda negra sobre el cátodo K;
8. el instrumento debería indicar la presencia de una continuidad;
9. extraigan el puente sin dejar de mantener las sondas en el cátodo y el ánodo;
10. el instrumento debería indicar una baja resistencia o un circuito cerrado.

Para realizar el test con mayor facilidad, es recomendable contar con algunos cables con pinzas de cocodrilo en sus extremos, para poder fijarlas de forma estable a los terminales del SCR y en las puntas del tester. Esta comprobación funciona con SCR de dimensiones pequeñas, donde la corriente de mantenimiento es baja. En algunos casos, puede que el canal no se mantenga abierto: esto puede depender del hecho de que el tester no proporciona bastante corriente para mantenerlo activo. En caso de duda, se puede construir un pequeño circuito sobre una placa de pruebas que alimente la puerta y haga circular una corriente adecuada entre ánodo y cátodo.

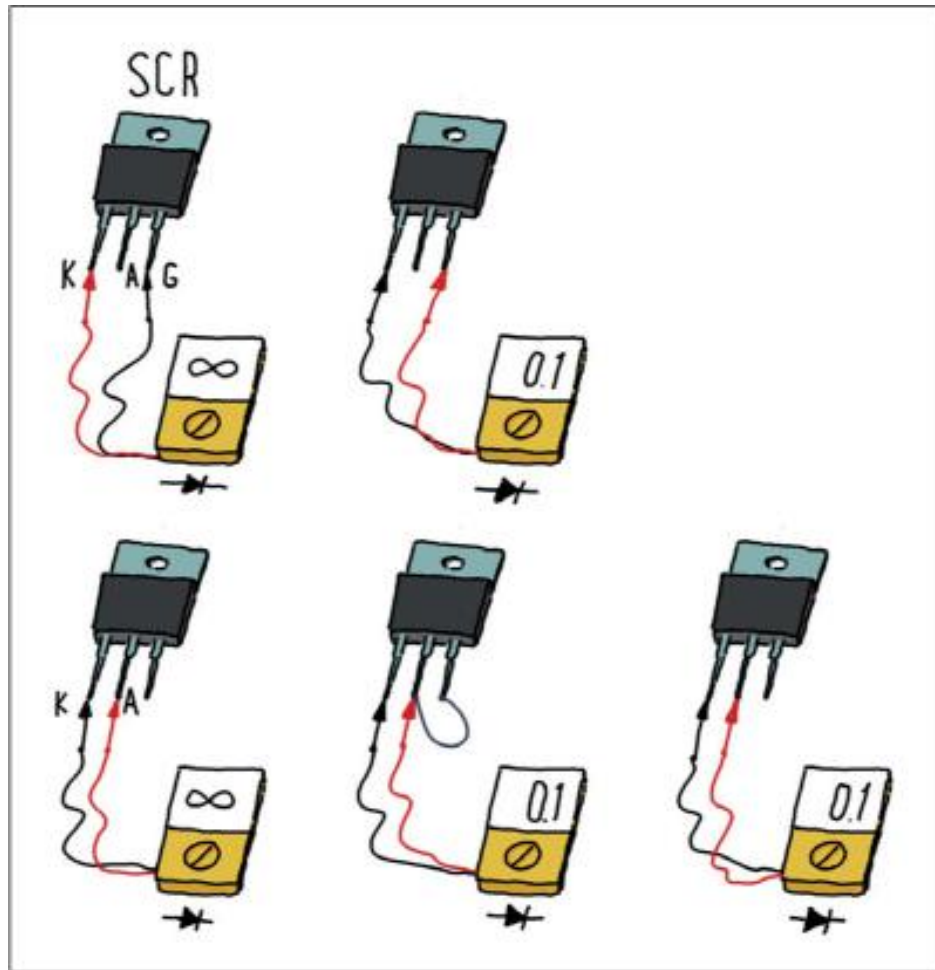


Figura 3.95 – Secuencia de comprobación de un SCR con un tester.

95. Los TRIAC

Los TRIAC son tiristores que pueden funcionar con tensiones alternas. Son parecidos a los SCR, pero presentan algunas dificultades más en cuanto a su uso. Como pueden funcionar con tensiones alternas, los hay que trabajan en cuatro modos distintos, definidos como cuadrantes.

El TRIAC forma parte de la familia de los tiristores. Se trata de un componente muy conocido, utilizado para controlar corrientes alternas. Son omnipresentes en todas las placas de control de los electrodomésticos donde sea necesario encender y apagar distintos tipos de elementos: motores, bobinas, lámparas, elementos calefactores, entre otros. Además pueden controlar corrientes muy elevadas: decenas de amperios con tensiones de desde cientos hasta miles de voltios o más.

Los TRIAC tienen dos terminales principales que a menudo se denominan MT1 y MT2 (MT significa Main Terminal) o A1 y A2 (ánodo 1 y ánodo 2), y un terminal de control llamado puerta (G). Su símbolo recuerda vagamente al del SCR, pero muestra dos triángulos opuestos, que nos indican que pueden ser atravesados por corrientes alternas. De forma parecida a los SCR, si aplicamos un pequeño impulso de tensión/corriente sobre la puerta, podemos hacer que el componente se dispare y haga circular una corriente entre los terminales MT1 y MT2 hasta que la corriente aplicada supere un determinado umbral de mantenimiento. Los TRIAC son componentes aptos para la conmutación, es decir, no prevén situaciones intermedias ni la posibilidad de modular la corriente que transita entre sus terminales principales, sin dejar espacio a ambigüedades en cuanto a su comportamiento, que solo puede estar encendido o apagado.

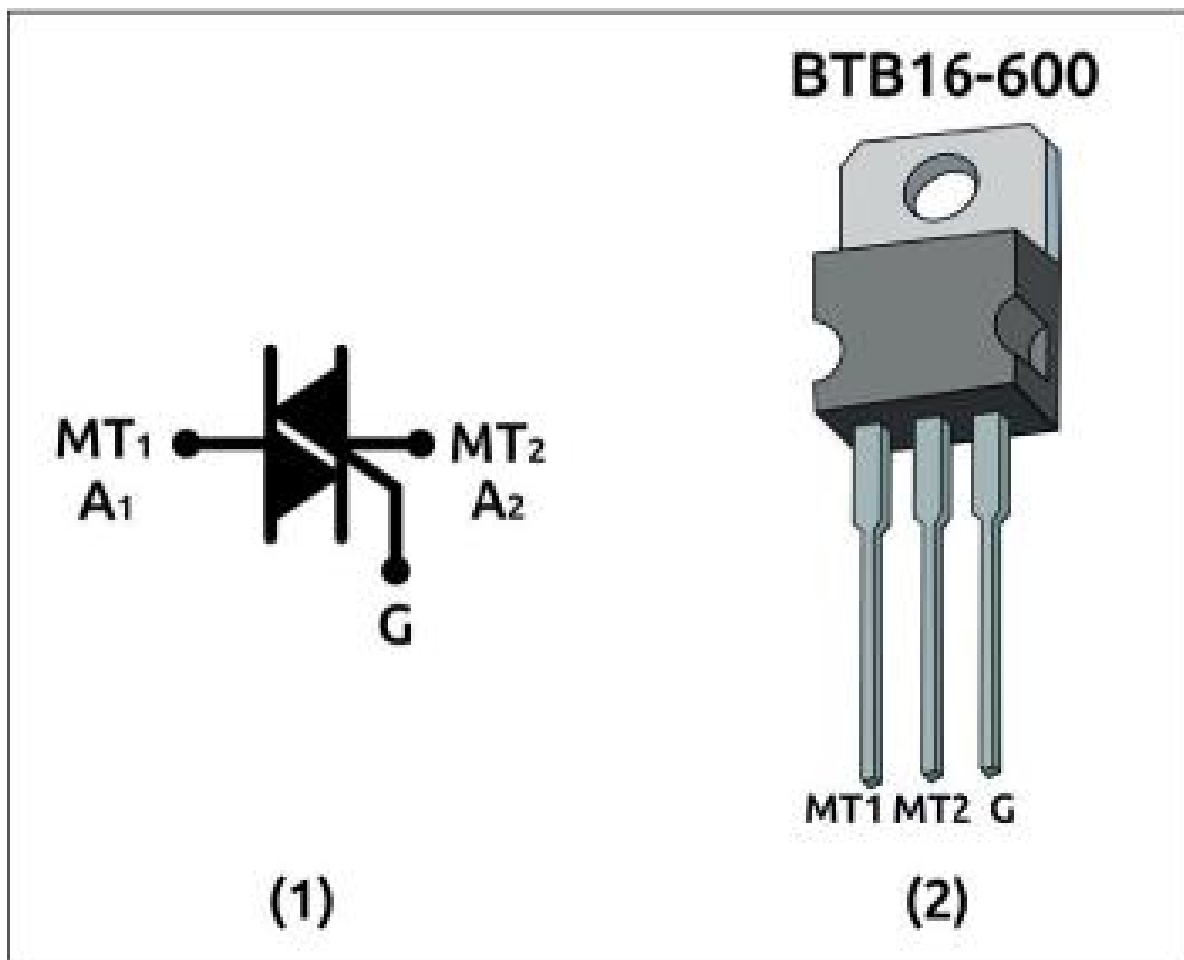


Figura 3.96 – Símbolo del TRIAC y paquete TO-220 con el nombre de los terminales indicados.

La característica de funcionamiento del TRIAC es muy parecida a la de un SCR. Pero, al observarla con detenimiento, verán que recuerda exactamente a la de un SCR, pero reflejada, por lo que podemos imaginar un TRIAC como formado por dos SCR conectados entre sí. El TRIAC, normalmente, cuando no hay corriente que llegue a la puerta, está apagado y no deja pasar corriente. Si observamos la parte derecha de la característica que se muestra en la figura 3.97, podemos ver una línea casi paralela al eje de las abscisas: la tensión puede aumentar notablemente sin que exista un paso de corriente o, para tensiones elevadas, si la corriente que circula es muy pequeña e

insignificante. Sin embargo, la tensión aplicada a sus terminales no debe superar su valor nominal (V_{BO} , tensión de ruptura), si no el componente podría romperse.

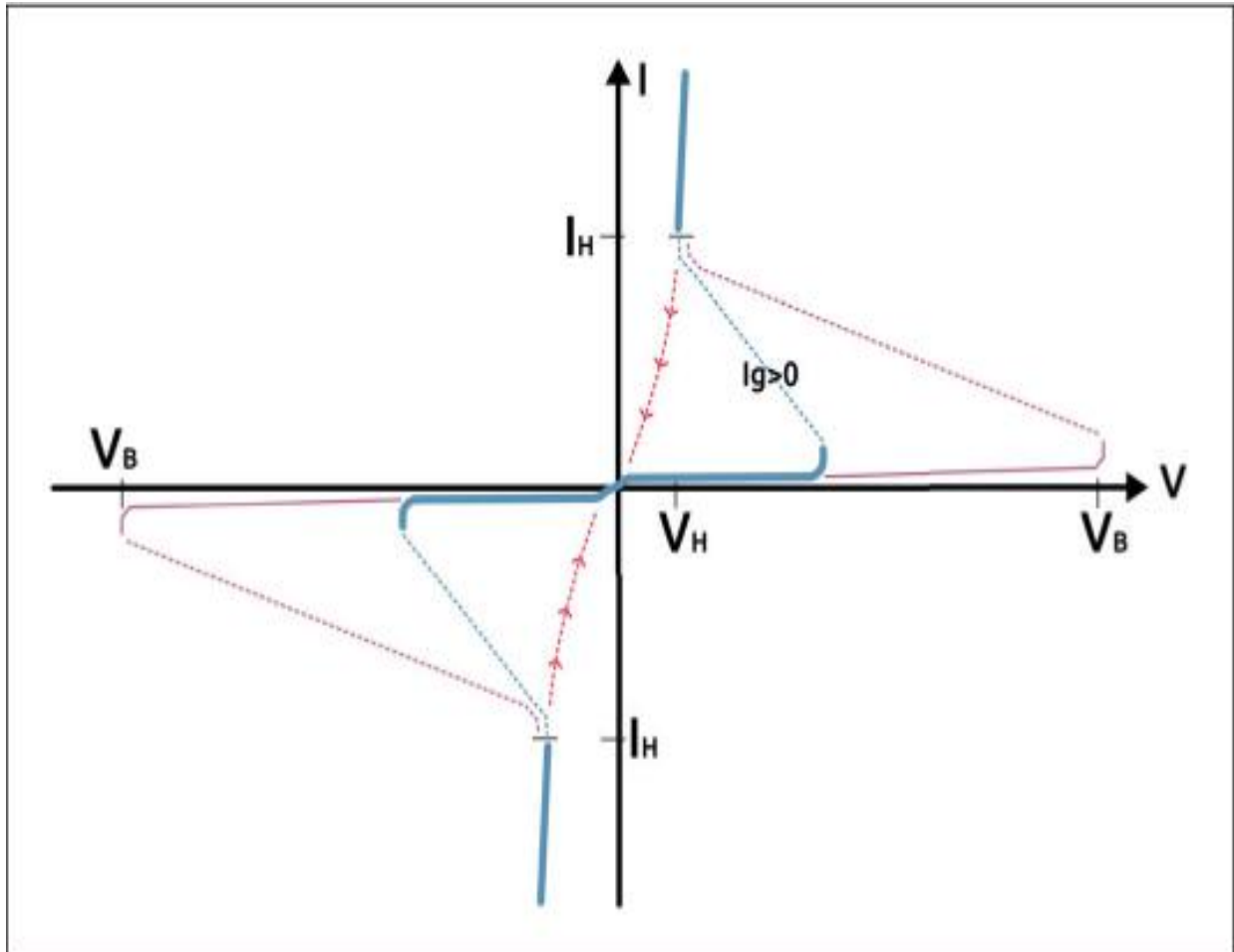


Figura 3.97 – Característica de un TRIAC: aplicando una pequeña corriente de puerta (1), el dispositivo se activa y deja pasar corriente entre sus dos terminales principales.

Si aplicamos una corriente a la puerta, activamos el dispositivo, que se sitúa en su región activa: la caída de tensión en sus extremos es mínima (unos voltios o fracciones de voltio) y la corriente puede aumentar según la carga conectada y el valor nominal máximo del TRIAC. Cuando la corriente

circula entre MT1 y MT2, desciende por debajo del umbral de mantenimiento i_H y el TRIAC vuelve a su estado off. El gráfico de la figura 3.97 es simétrico, por lo que podemos observar el mismo comportamiento en su parte derecha, donde tensiones y corrientes tendrán un signo y un sentido invertidos.

La estructura del TRIAC es bastante compleja; se fabrica situando en capas varios niveles de semiconductores de tipo N y P. Podemos imaginar un TRIAC como formado por un par de SCR conectados en antiparalelo, con la puerta en común. Si observamos su estructura, que se muestra en la figura 3.98, podemos ver que no es simétrica y que, por tanto, el comportamiento real de un TRIAC podría ser distinto a lo que se refleja en las características. Podemos identificar algunas particularidades en su funcionamiento y nos damos cuenta de que los dos terminales MT1 y MT2 no son intercambiables.

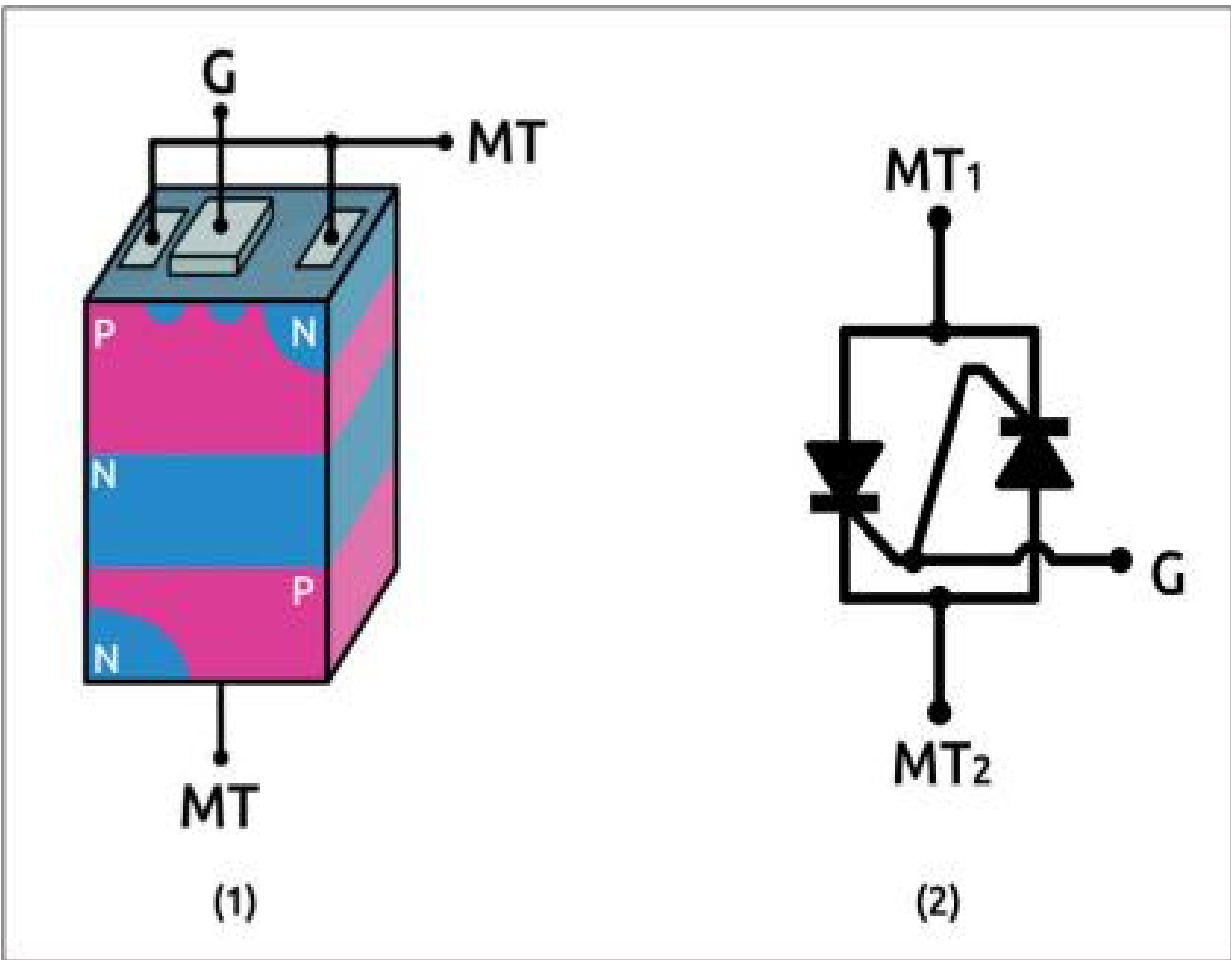


Figura 3.98 – Estructura interna de un TRIAC con las capas de semiconductor destacadas (1). Representación de un TRIAC como dos SCR conectados en antiparalelo (2).

En las hojas de especificaciones de los TRIAC, vemos que se indican cuatro modalidades de funcionamiento que hacen referencia a cuatro cuadrantes. Utilizamos el terminal MT1 como referencia (más o menos como si fuera el cátodo de un SCR) y consideramos las cuatro situaciones mostradas en la figura 3.39. Tenemos cuatro combinaciones basadas en el sentido de la tensión aplicada a los terminales principales del TRIAC, en combinación con el sentido de la corriente aplicada a la puerta (o el sentido de la tensión de puerta, siempre respecto al MT1).

Los TRIAC habitualmente se utilizan con tensiones alternas y, por tanto, trabajarán con tensiones que cambiarán continuamente de sentido. En función de cómo hemos obtenido la señal de puerta, esta podrá ser positiva o negativa, siempre en referencia a la tensión aplicada por el generador y por el terminal MT1 que elijamos tomar como referencia. Supongamos que obtenemos la señal de puerta con una simple resistencia que la tomará de uno de los terminales del generador. Si nos encontramos en la situación (1) de la figura 3.99 (definida como primer cuadrante), el sentido positivo de la tensión está en el terminal MT2 y el negativo, en MT1. La puerta recibirá una corriente entrante a través de la resistencia que hemos conectado. Estamos exactamente en la condición óptima, como se describe en las características de la figura 3.97 (parte derecha del gráfico). La situación completamente opuesta es la de la parte (3), definida como cuarto cuadrante, de la figura 3.99: la tensión aplicada a los terminales del TRIAC está invertida respecto al primer cuadrante y la corriente sale de la puerta.

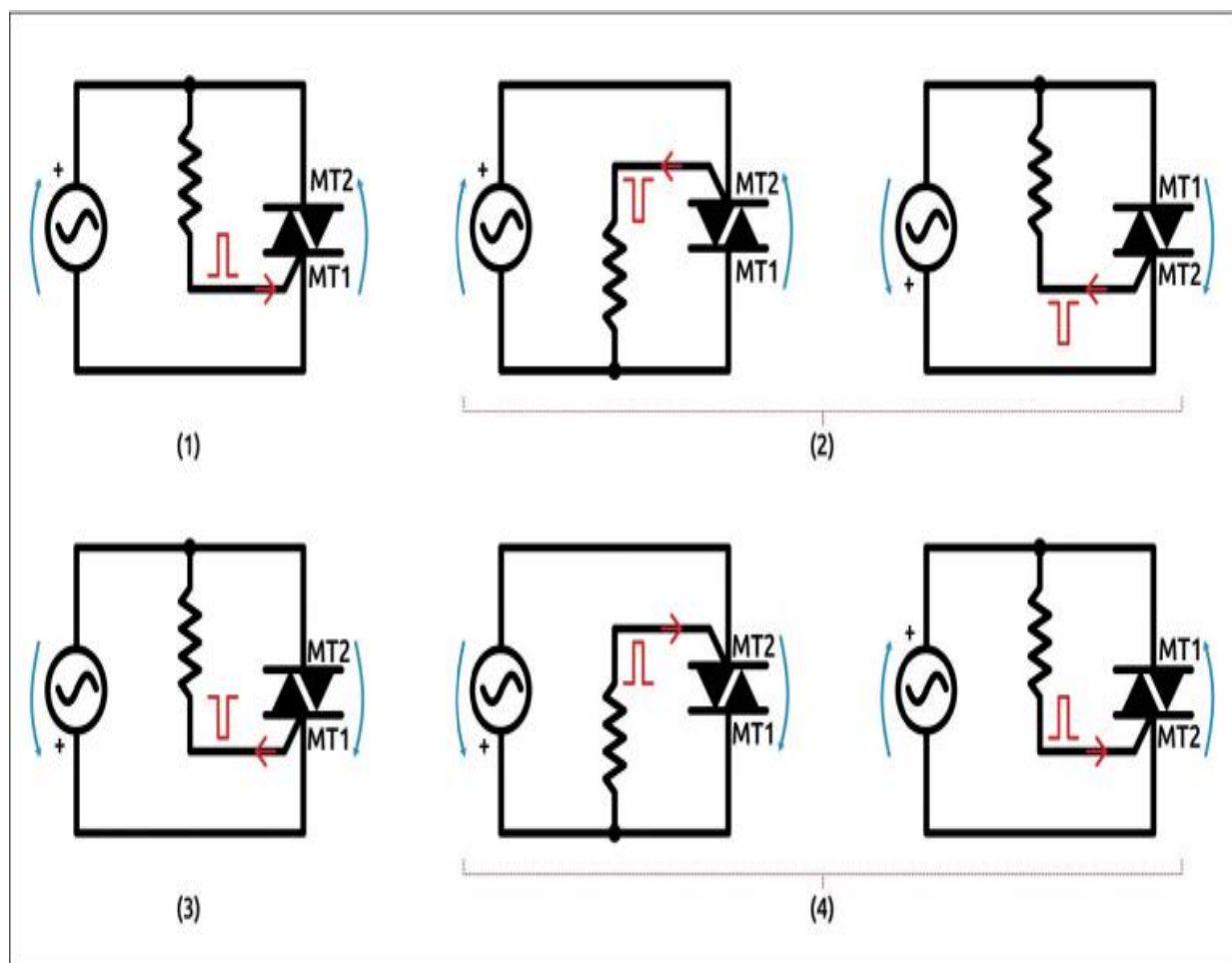


Figura 3.99 – Representación de los cuatro cuadrantes de funcionamiento del TRIAC que dependen del sentido de las tensiones y las corrientes aplicadas a sus terminales.

En este caso también estamos en una situación compatible con cuanto se describe en la parte derecha de las características del TRIAC (figura 3.97).

Como pueden observar, el circuito utilizado para el primer cuadrante es idéntico al del tercero. ¿Qué ocurriría si invirtiéramos los terminales MT1 y MT2 del TRIAC o si, como en la figura 3.99, conectáramos la resistencia que alimenta la puerta al terminal opuesto del generador de tensión?

Hemos considerado el TRIAC como un dispositivo simétrico, pero, trabajando como se indica en los recuadros (2) y (4), nos encontraríamos en una situación difícil y no prevista. El TRIAC puede funcionar también en estos dos cuadrantes, pero con prestaciones peores: necesita una corriente de puerta superior y la corriente de mantenimiento debe ser más alta. Como se muestra en la figura 3.99, podríamos trabajar en el cuadrante (2) y (4) si, por error, hubiéramos invertido los dos terminales principales del TRIAC.

Al diseñar un circuito de TRIAC, intentaremos asegurarnos de que sus terminales estén configurados de manera que nos situemos siempre en las condiciones del primer y el tercer cuadrantes.

En la figura 3.100 podemos observar la tendencia de las corrientes dentro de un TRIAC. Nos basamos en un simple circuito de muestra (1) utilizado solo para explicar el comportamiento del TRIAC.

La tensión aplicada al circuito se usa también para proporcionar la corriente a la puerta y hacer que el TRIAC se dispare. La corriente se obtiene a través de una resistencia que la llevará a los niveles adecuados para el dispositivo. La puerta no se activará de inmediato, sino que tendremos que superar un determinado valor de umbral de la tensión y de la corriente aplicadas. Por eso, la corriente en el TRIAC será inicialmente igual a 0 y aumentará en cuanto la puerta haya pasado los valores de umbral. La corriente en el TRIAC estará determinada por la carga que se le conectará en serie. Cuando la corriente que pasa por el TRIAC descienda por debajo del nivel de umbral, su corriente volverá a ser 0.

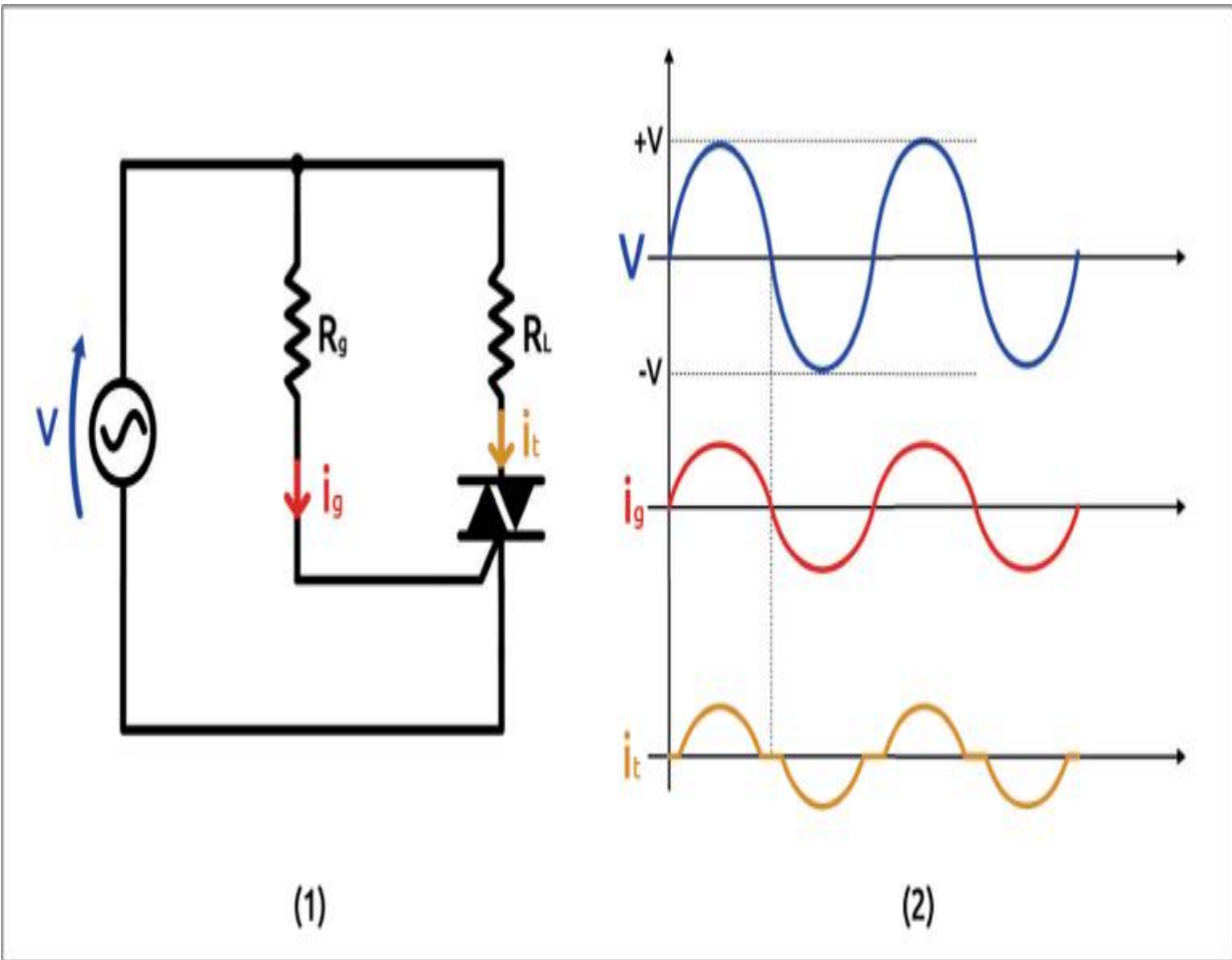


Figura 3.100 – Representación de la corriente de puerta y de la corriente en el TRIAC.

Los TRIAC suelen ser utilizados para controlar cargas inductivas: para proteger el componente de las sobretensiones producidas por la apertura del circuito, se conecta entre sus dos terminales un supresor (en inglés, snubber), es decir, una resistencia en serie con un condensador de valor y una tensión adecuada.

Normalmente, para circuitos alimentados con la tensión de red, se utilizan supresores realizados con resistores de un centenar de ohmios

aproximadamente y condensadores con un valor de unas decenas de nanofaradios. La elección de los componentes también depende, obviamente, de la carga que queremos conectar al circuito y de las señales implicadas. Dos valores muy utilizados para un supresor adecuado para una tensión de red de 230-240 V son estos: resistencia de $39\ \Omega$ y 1 W de potencia en serie con un condensador de 10 nF que llegue como mínimo a 300 V.

96. Elegir un TRIAC

Breve panorámica de los parámetros habituales de los TRIAC, con modelos de referencia.

Para realizar nuestros circuitos, podemos elegir entre múltiples modelos de TRIAC. Los parámetros fundamentales en el diseño son la selección de la corriente nominal máxima que el TRIAC puede dejar pasar y la tensión aplicable al dispositivo. Para poner un TRIAC en funcionamiento, debemos tener en cuenta las características de la tensión y de la corriente de puerta, y su corriente de mantenimiento.

En las especificaciones de un TRIAC veremos:

- símbolo y disposición de los pines del TRIAC;
- usos habituales y recomendados del componente;
- corriente máxima en estado on , indicada habitualmente como valor RMS;
- la tensión máxima que puede soportar el dispositivo;

- la corriente máxima que puede circular con el dispositivo apagado (I_{DRM}), que normalmente es un valor muy bajo (de unas fracciones de miliamperios);

- la caída de tensión en el dispositivo en el estado on (V_{TM}), habitualmente en torno a 1.5 V;

- la corriente de trigger de la puerta (I_{GT}) y la tensión de trigger de la puerta (V_{GT}) en los cuatro cuadrantes;

- la corriente de mantenimiento (I_H), por debajo de la cual el TRIAC regresa al estado off. A menudo se indica también la corriente de enclavamiento o latching current (I_L), que es similar como concepto a la corriente de mantenimiento, con la diferencia de que indica el valor mínimo de corriente que se debe tener tras la conmutación de off a on, para que el TRIAC permanezca en el estado on ;

- la velocidad de conmutación del dispositivo.

En la tabla 3.10 se muestran algunos modelos comunes. Existen muchos TRIAC y podrán encontrar el que mejor se adapte a sus necesidades consultando el sitio web de algún fabricante o distribuidor de componentes online, en el cual sea posible aplicar filtros de búsqueda para encontrar el modelo mejor.

Tabla 3.10 – Algunos modelos de TRIAC con sus características principales.

Modelo	I_{RMS} (A)	V_{max}	V_{GT} (V)	I_{GT} (mA)	I_H (mA)
BTB16-800	16	800	0.5/1.7	2/35	50/65
BTA16-600	16	600	0.5/1.7	2/35	50/65
T3035H-8T	30	800	1.3	3/35	60
LX8	0.8	400/600	1.3	3/7	5

97. Comprobar un TRIAC

Podemos comprobar la integridad de un TRIAC con un simple tester o multímetro ajustado en la función de prueba de diodos.

Los TRIAC tienen tres terminales denominados A1 y A2 (ánodo 1 y ánodo 2) o MT1 y MT2 (MT significa main terminal) y una puerta (G). En muchos casos, sobre todo en los paquetes de tipo TO-220, están colocados en el orden MT1-MT2-G, pero, si queremos estar seguros, debemos consultar siempre las especificaciones. Los TRIAC se comportan como dos SCR conectados en antiparalelo con la puerta en común. Si aplicamos una señal de puerta adecuada, podemos hacer que circule una corriente alterna entre sus terminales.

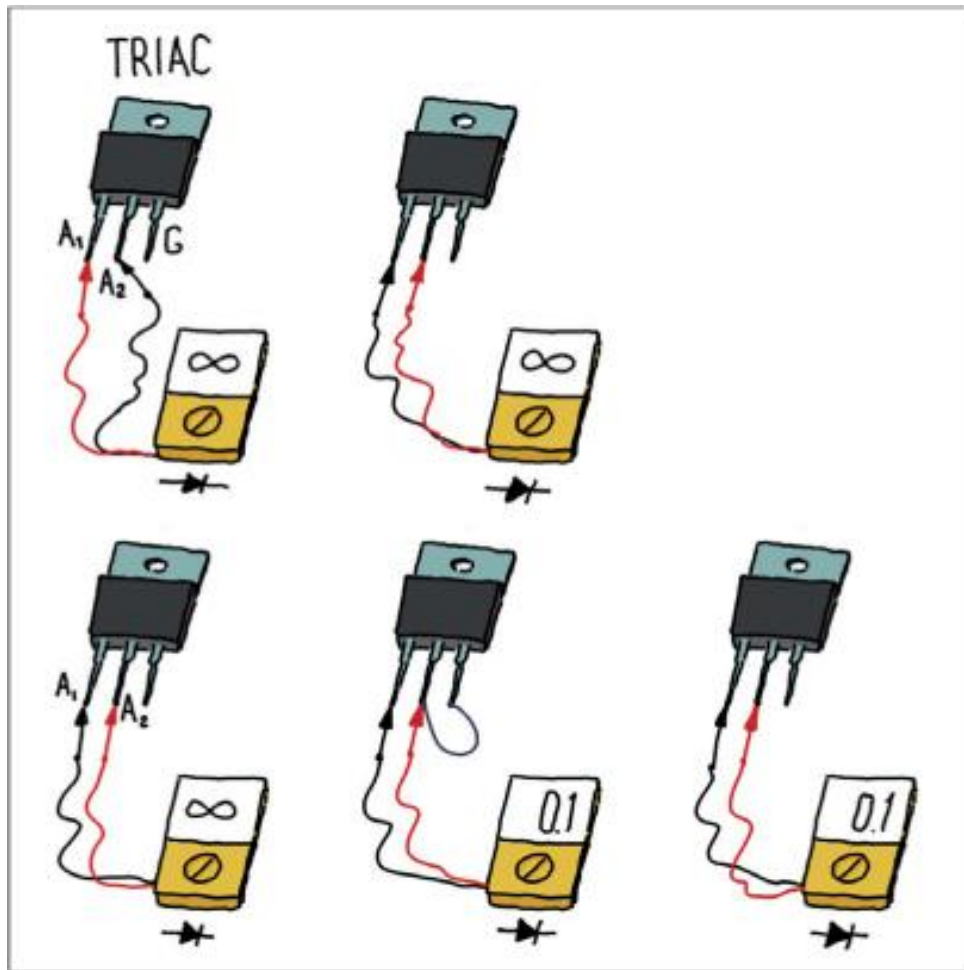


Figura 3.101 – Proceso de comprobación de un TRIAC con un simple tester o multímetro ajustado en la función de prueba de diodos.

Para su comprobación, podemos utilizar un tester o un multímetro ajustado en la función de prueba de diodos. El proceso comprueba la integridad de las uniones PN internas en el TRIAC y el funcionamiento del componente. Así es como hay que proceder:

1. toquen con la sonda roja el terminal A 1 y con la negra, el terminal A 2 ;

2. el instrumento debería indicar la presencia de un circuito abierto;
3. inviertan las sondas en los terminales A 1 y A 2 ;
4. comprueben que aún se detecta un circuito abierto entre los dos terminales;
5. toquen con la sonda negra el A 1 y con la roja, el A 2 ;
6. creen un puente entre el A 2 y la puerta (G), manteniendo en todo momento con firmeza la sonda negra sobre el A 1 ;
7. el instrumento debería indicar continuidad;
8. extraigan el puente manteniendo las sondas con firmeza en A 1 y A 2 ;
9. el instrumento debería continuar indicando una baja resistencia o un circuito cerrado.

En algunos casos, con TRIAC particularmente grandes (desde el punto de vista de la gestión de la corriente y la tensión), el canal entre A1 y A2 podría no permanecer abierto o cerrarse en cuanto se elimina el puente. Otras veces podría ser preferible realizar un pequeño circuito de prueba,

alimentando el TRIAC con una tensión alterna de valor bajo para probarlo sin correr demasiados riesgos.

98. Utilizar un TRIAC como interruptor de baja tensión

Utilizamos un TRIAC para controlar una carga resistiva. Adaptaremos el circuito para que pueda hacer funcionar correctamente el TRIAC y encender una bombilla al pulsar un botón.

Vamos a tratar de realizar un simple circuito para utilizar un TRIAC como interruptor para una carga no inductiva. El esquema eléctrico del circuito se muestra en la figura 3.102, donde utilizamos un TRIAC BTB12-600C (aunque va bien cualquier otro modelo) para controlar una bombilla alimentada en baja tensión alterna. Para llevar a cabo el experimento, utilizaremos una tensión no muy alta para no correr ningún riesgo: el circuito con el TRIAC funciona también a baja tensión; lo importante es suministrar la corriente de puerta correcta sin superar el valor máximo de tensión que admite el terminal de control. Por tanto, tendremos que adaptar de manera adecuada la resistencia R1.

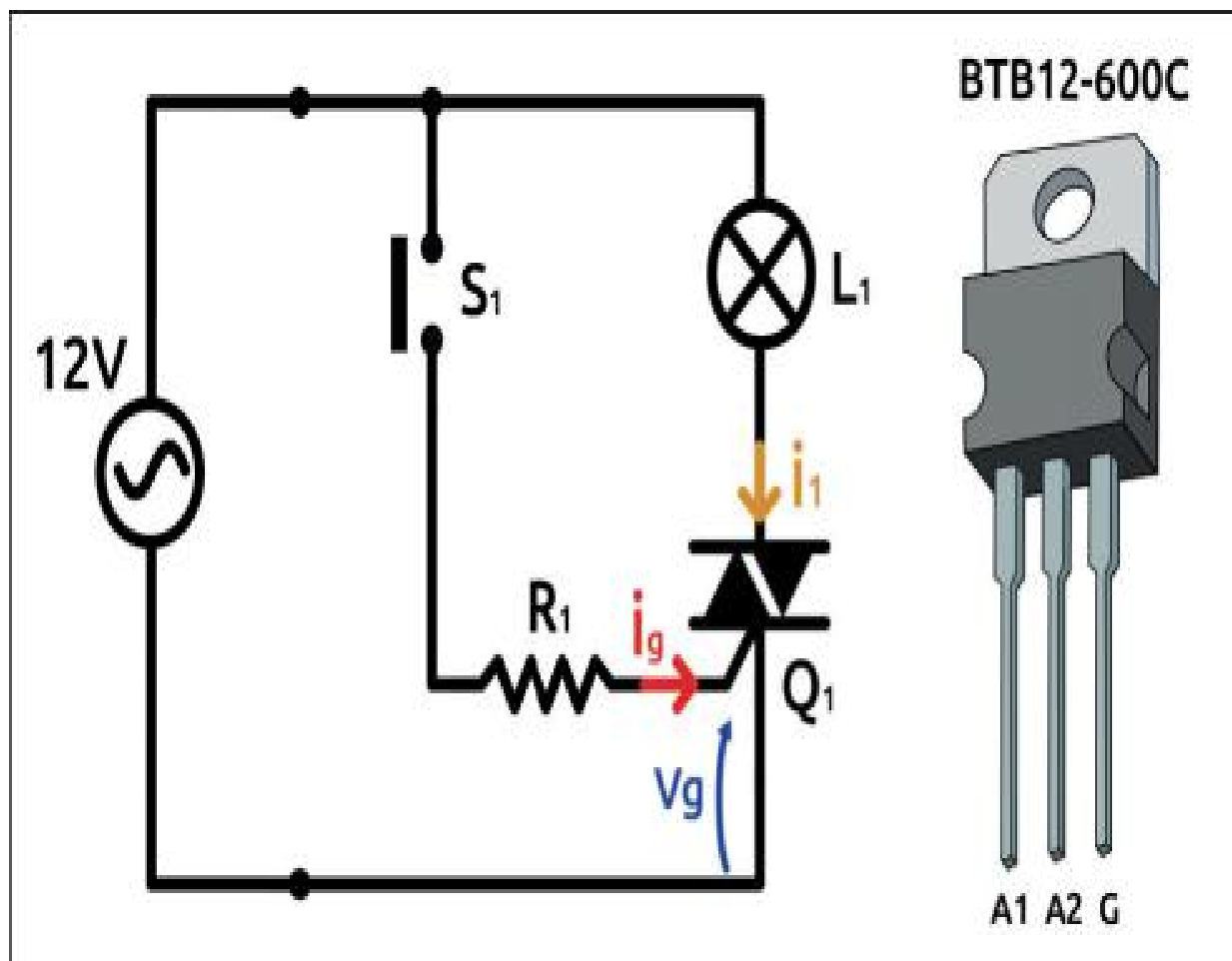


Figura 3.102 – Esquema electrónico de un circuito que utiliza un TRIAC para controlar una carga no inductiva (bombilla).

Al pulsar el botón S₁, encenderemos la bombilla L₁ de 12 W a 12 V, conectada en serie al TRIAC.

Para adaptar el circuito, debemos consultar las especificaciones del TRIAC que hemos elegido para conocer:

- tensión de puerta V_{GT} igual a 1.3 V;
- corriente de puerta de 25 mA para los cuadrantes I, II y III, y 50 mA en el cuadrante IV;
- tensión en los extremos del dispositivo en estado on (on-state voltage) de 1.55 V.

Debido al diseño del circuito, el TRIAC funcionará siempre en el primer y el tercer cuadrantes y, por tanto, en las condiciones más favorables. No obstante, las características del BTB12-600C son bastante uniformes para los tres primeros cuadrantes. El cuarto cuadrante, normalmente más desfavorable, tiene una corriente de puerta de 50 mA. Con los datos obtenidos, tratamos de calcular la resistencia R_1 que conectaremos a la puerta, teniendo en cuenta que en sus extremos tendremos la tensión de alimentación del circuito y la tensión V_G :

$$R = \frac{V - V_G}{i_G} = \frac{(12 - 1.3) \text{ V}}{25 \text{ mA}} = 428 \Omega \approx 470 \Omega$$

Aproximamos la resistencia al valor comercial más cercano a 470Ω . De este modo, si elegimos una resistencia con un valor superior, garantizaremos una corriente ligeramente inferior a la de umbral, pero suficiente para hacer que el TRIAC se dispare. La corriente efectiva que alcanza la puerta es

$$i_G = \frac{V - V_G}{R} = \frac{(12 - 1.3) \text{ V}}{470 \Omega} = 22.7 \text{ mA}$$

Al pulsar el botón, haremos que la corriente llegue a la puerta, que activará el TRIAC. La bombilla estará encendida solo hasta que pulsemos el botón S1 porque, en cuanto se invierte la tensión, el TRIAC regresa al estado off.

Hemos descrito el comportamiento solo en el primer cuadrante, imaginando (casi) que el circuito se alimenta en corriente continua. En el tercer cuadrante, el comportamiento será completamente igual. En el cableado del circuito, presten mucha atención en no confundir los terminales A1 y A2 para evitar trabajar en el segundo y el cuarto cuadrante. El cálculo de la corriente que circula en los terminales principales del TRIAC es bastante sencillo. La corriente está determinada por la carga que conectaremos: en este caso, una bombilla de 12 W a 12 V. Se aplicará a la bombilla la tensión del generador a la cual se debe eliminar la caída de tensión en el TRIAC

(V_{ON}) que, en el caso de alimentación a baja tensión, no es precisamente insignificante. Escribimos la ecuación para la malla de salida:

$$V_{CC} = iR_{bombilla} + V_{ON}$$

La bombilla tiene una resistencia interna de $12\ \Omega$, por lo que podemos tratarla como una resistencia. La caída de tensión sobre el TRIAC es de 1.55 V (on-state voltage). Así, podemos obtener la corriente i que circula por la rama:

$$i = \frac{V_{CC} - V_{ON}}{R_{bombilla}} = \frac{(12 - 1.55)\text{ V}}{12} = 0.87\text{ A}$$

También observamos que la corriente es suficiente para mantener encendido el TRIAC y muy superior al valor de mantenimiento (I_H), de unas decenas de miliamperios.

Es importante valorar también la potencia absorbida por el TRIAC que surge de la corriente que lo atraviesa multiplicada por su tensión directa. Por tanto, tenemos:

$$P_{TRIAC} = i_{LOAD} V_{ON} = 0.87 \text{ A} \times 1.55 \text{ V} = 1.35 \text{ W}$$

En este caso, la potencia no es elevada y no se necesitarán disipadores de calor.

El circuito simplemente puede modificarse para que funcione con tensiones de alimentación y cargas distintas. En este ejemplo, hemos controlado una carga resistiva (una bombilla). Para controlar cargas inductivas, es preferible conectar un supresor a los dos terminales principales del TRIAC.

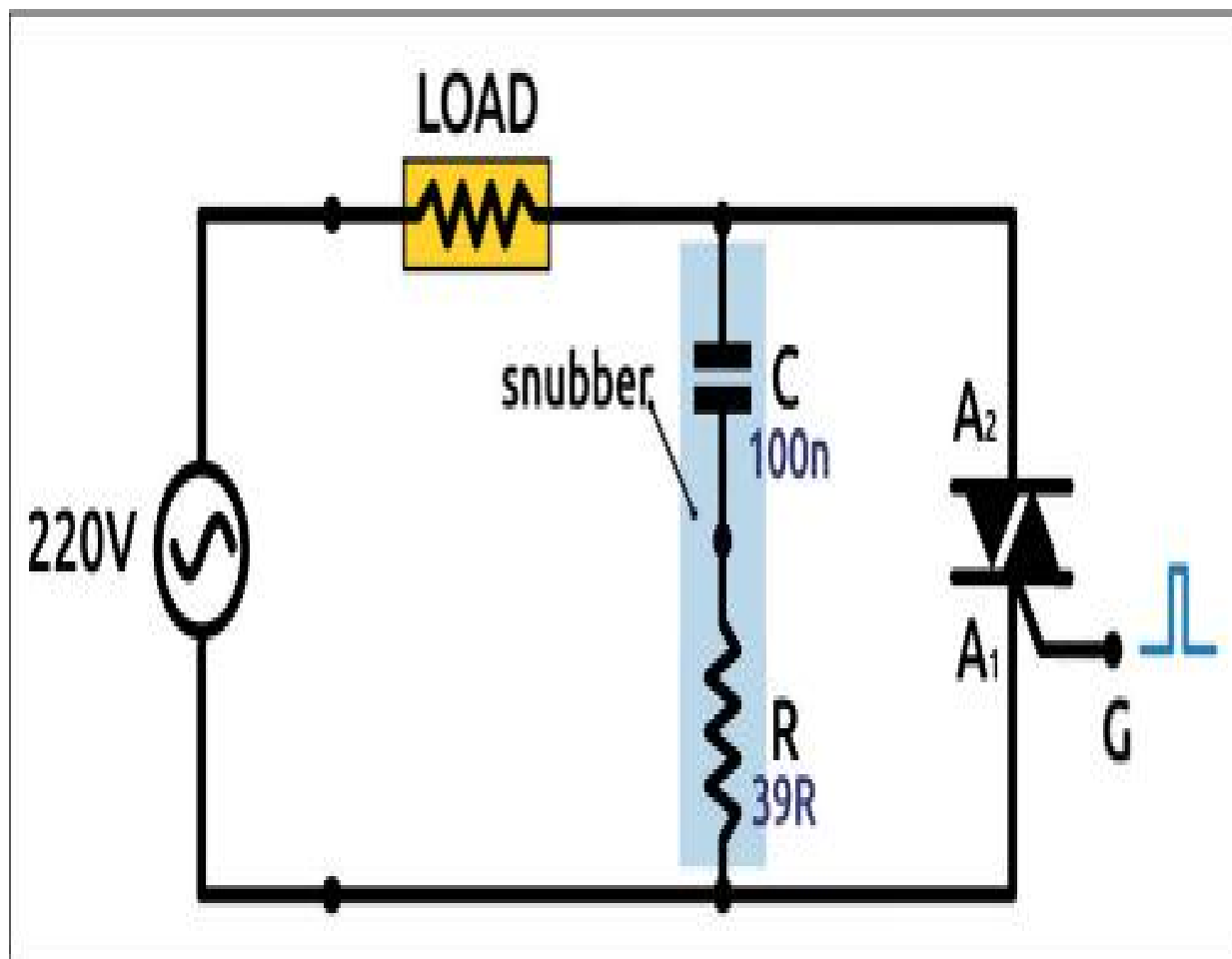


Figura 3.103 – Circuito de control de una carga inductiva con TRIAC y supresor de protección.

99. Los DIAC

Los DIAC son componentes con dos únicos terminales que se comportan de forma similar a un TRIAC: entran en conducción solo cuando se aplica en sus extremos una tensión suficiente. Se utilizan para generar señales de referencia, a menudo conectados a SCR y TRIAC.

Los DIAC son componentes que pertenecen a la familia de los tiristores y se comportan de un modo muy parecido a los TRIAC, aunque solo tienen dos terminales. El nombre es, en realidad, una sigla que significa diodo para corriente alterna (DIode for Alternate Current). Los DIAC bloquean el paso de la corriente hasta que la tensión aplicada en sus terminales supera un determinado valor prefijado y típico del componente. Normalmente el umbral de intervención es bastante elevado (de unas decenas de voltios). Se utilizan para generar impulsos o señales de forma muy precisa, porque su tensión de umbral está muy bien definida. A menudo los encontramos combinados con SCR o TRIAC para generar señales de activación para estos componentes.

Los DIAC, por tanto, son similares a un diodo y no tienen polaridad. Suelen estar marcados con una sigla y una banda central, precisamente porque no es preciso distinguir sus dos terminales, que se denominan MT1 y MT2 (o A1 y A2).

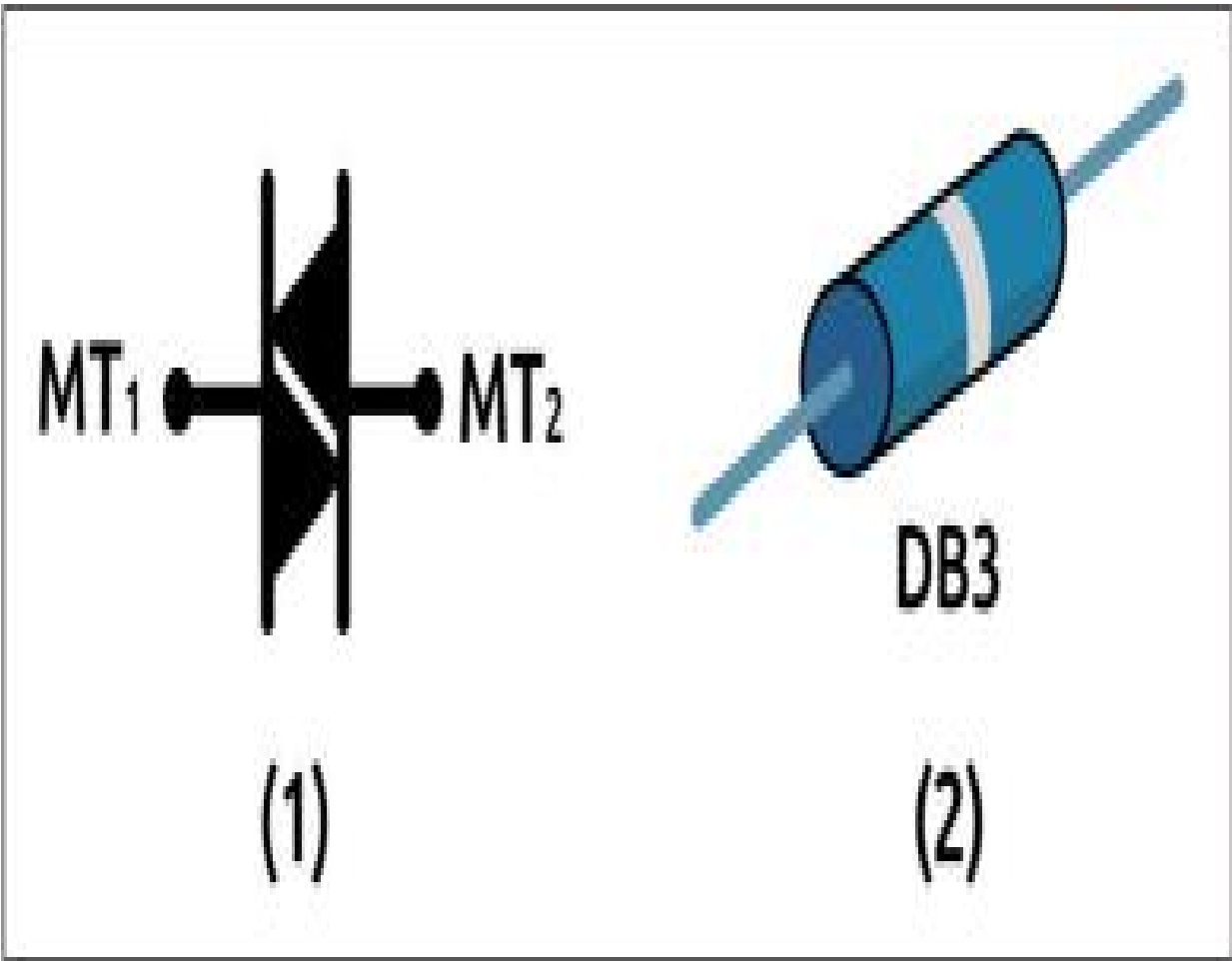


Figura 3.104 – Símbolo de un DIAC (1). Estos componentes no tienen polaridad y parecen diodos (2).

La característica del DIAC recuerda mucho a la del TRIAC, también porque se comportan de forma muy parecida. En la característica, que es simétrica, observamos una zona de corte donde la corriente que circula en el DIAC es prácticamente nula. Cuando la tensión aplicada entre MT_1 y MT_2 supera la tensión típica del componente, denominada tensión de ruptura o breakover voltage (VBO), el DIAC pasa a la zona activa o de conducción y se comporta como un diodo: la corriente puede circular libremente y en sus extremos registramos una caída de tensión de 1 V aproximadamente. Para salir de la zona de conducción, la corriente que circula por el DIAC debe descender por debajo del umbral de mantenimiento. Podemos imaginar un

DIAC como una combinación en antiserie de dos diodos zener, aunque después su estructura interna sea mucho más compleja.

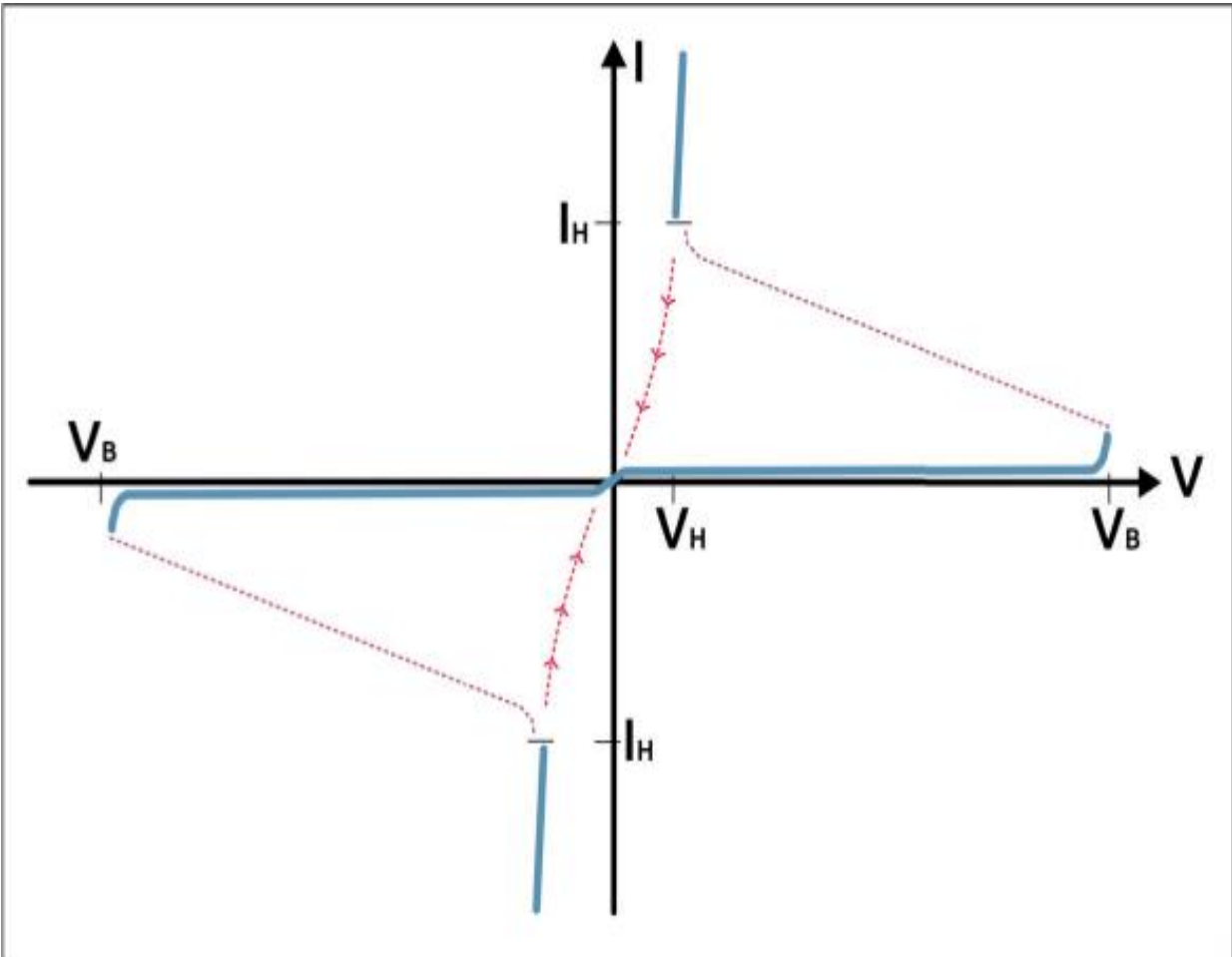


Figura 3.105 – La característica V-I del DIAC es simétrica y muy parecida a la de un TRIAC.

El DIAC también tiene dos zonas de funcionamiento: on y off.

100. Probar un DIAC

Los DIAC no son componentes muy sencillos de comprobar. Para probarlos, es necesario construir un circuito que los pueda llevar a conducción.

Comprobar un DIAC no es fácil porque, teniendo acceso solo a dos terminales, no conseguimos controlar el estado de sus uniones PN con un tester. Para comprobar su funcionalidad, es necesario construir un pequeño circuito de prueba como se muestra en la figura 3.106. El DIAC deberá estar alimentado con una tensión oportuna y superior a su tensión nominal de ruptura. Por tanto, necesitaremos un alimentador capaz de proporcionar, como mínimo, 50 V en corriente continua.

Para comprobar el componente, también necesitaremos una resistencia de un centenar de kiloohmios y una potencia adecuada y un condensador de 100 nF que pueda soportar una tensión mínima de un centenar de voltios.

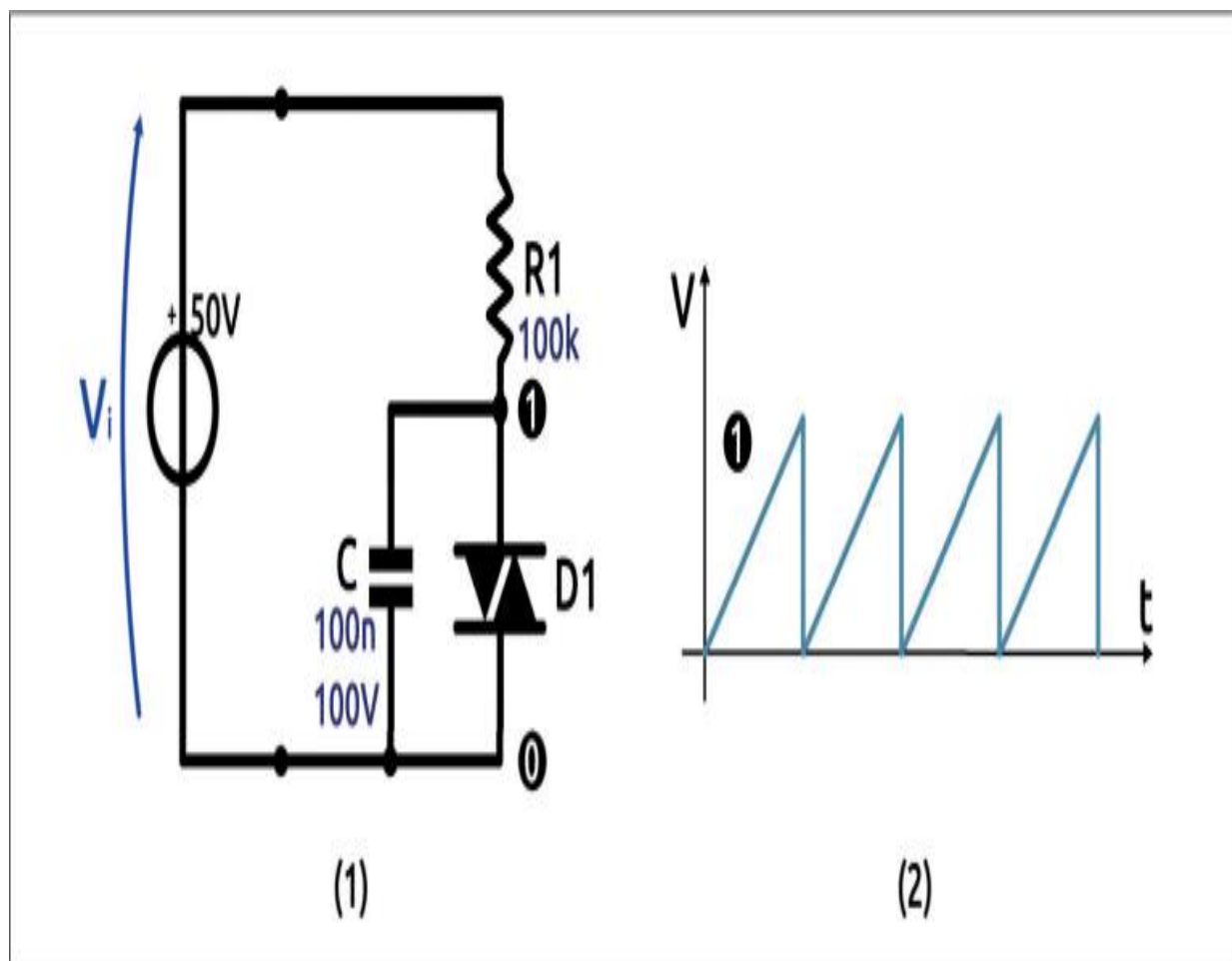


Figura 3.106 – Circuito de comprobación para un DIAC (1) con la señal producida (2) y visible en un osciloscopio.

Si alimentamos el circuito, empezaremos a cargar el condensador C a través de R . El DIAC en un principio se comportará como un circuito abierto, es decir, como si no estuviera. En cuanto la tensión en los extremos del condensador alcance el valor de V_{BO} del DIAC (normalmente a unos 30 V, aunque depende del modelo), el DIAC entrará en conducción y cortocircuitará el condensador y lo descargará improvisadamente. La tensión en los extremos del condensador C se precipitará hasta 0 V, el DIAC regresará a su estado off y el condensador volverá a cargarse. Si conectamos la sonda de un osciloscopio con la masa del circuito y apuntando hacia el punto 1, deberíamos detectar, si el DIAC funciona, una onda de sierra.

101. Regulador de intensidad con TRIAC

Analizamos el funcionamiento de un circuito electrónico clásico: un regulador de luz con TRIAC y DIAC, utilizado hace tiempo para controlar la luminosidad de lámparas incandescentes.

Antes de la difusión de las luces de ahorro energético y de ledes, eran muy comunes los circuitos de control de luminosidad denominados dimmer. Estos circuitos utilizan un TRIAC y un DIAC para regular la intensidad luminosa de una lámpara incandescente. Hoy en día estos circuitos ya no se utilizan para controlar la luminosidad de las lámparas incandescentes, pero sí se pueden utilizar para controlar cargas resistivas o inductivas modificando la forma de onda de la tensión aplicada.

El circuito es bastante sencillo y utiliza un DIAC para generar de forma precisa los impulsos sobre la puerta del TRIAC. Este circuito podría funcionar también sin el DIAC, pero el TRIAC estaría más solicitado, porque solo con el DIAC es posible activar la puerta de un modo rápido y limpio.

En el esquema de la figura 3.107, podemos identificar la carga RL que consideramos como resistiva. Si quisiéramos utilizar cargas inductivas, habría que proteger el TRIAC añadiendo una red de supresores.

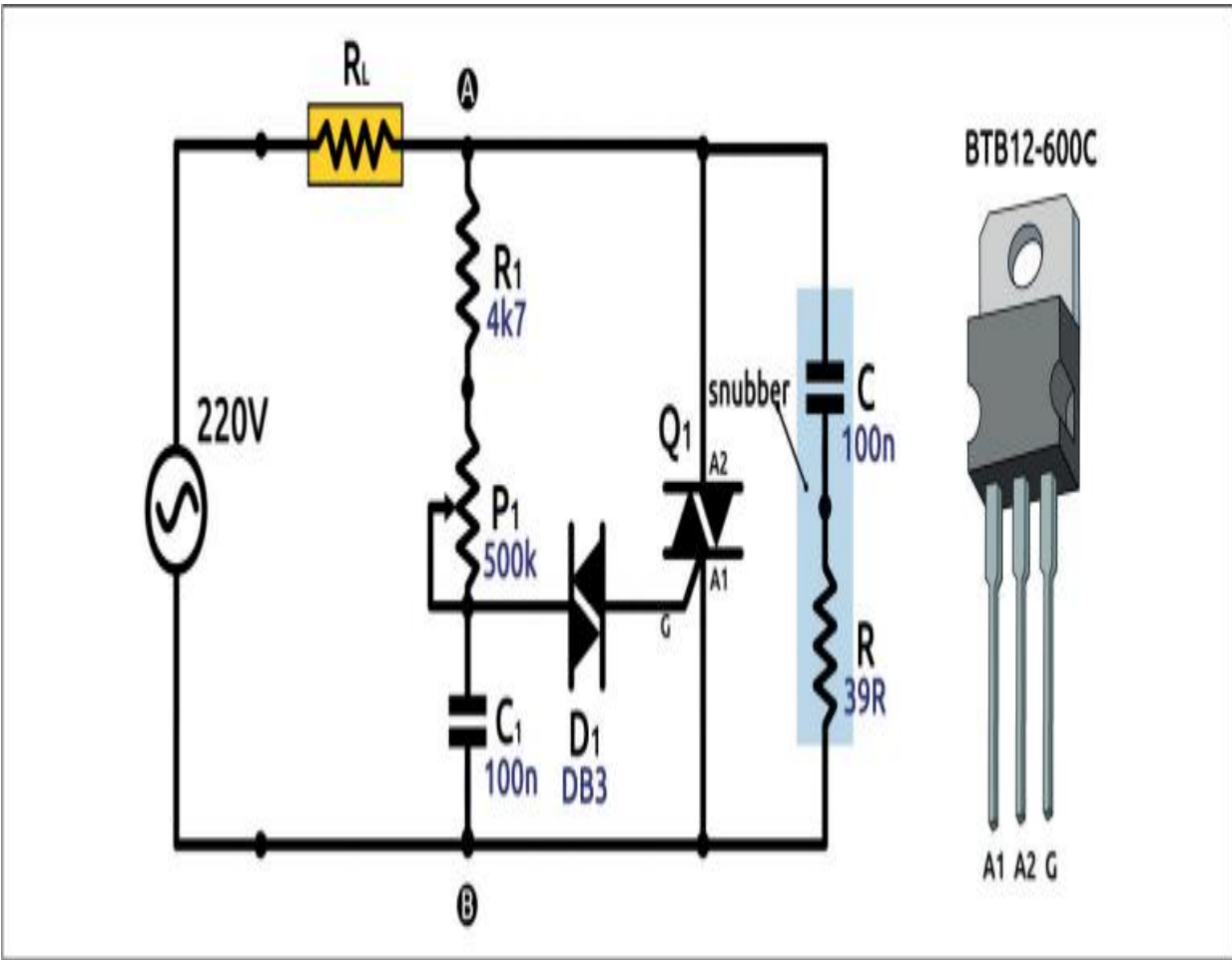


Figura 3.107 – Esquema electrónico para un circuito de regulación de la intensidad luminosa con TRIAC (dimmer).

Los componentes utilizados son los siguientes:

- Q 1 : TRIAC tipo BTB12-600 o equivalente;
- D 1 : DIAC DB3 que se dispara a unos 30 V;

- R L : lámpara incandescente de 220 V, 60 W;

- R1: resistencia de 4.7 k Ω ;

- P1: potenciómetro de 500 k Ω ;

- C1: condensador de película de 100 nF/300 V.

Entre los puntos A y B, indicados en la figura 3.107, podemos identificar un circuito similar al utilizado para comprobar el funcionamiento del DIAC. En este caso, el DIAC está conectado entre la puerta del TRIAC y el extremo del condensador C1. El condensador se carga a través de la resistencia R1 y el potenciómetro P1. La R1 evita que, en el caso de que el potenciómetro P1 esté ajustado a 0, llegue al condensador C1 una corriente demasiado elevada. Cuando la tensión en los extremos de C1 alcanza la tensión de ruptura del DIAC, este se dispara y envía un impulso a la puerta del TRIAC. El condensador se descarga y lleva la tensión a 0. Mientras tanto, el TRIAC se ha activado y deja pasar corriente entre sus dos terminales MT1 y MT2. En cuanto la corriente desciende por debajo del umbral de mantenimiento o la tensión se invierte, el TRIAC se apaga y espera un nuevo impulso por parte del DIAC.

Si regulamos P1, intervenimos sobre la carga del condensador C1 y, por tanto, sobre el momento en que el DIAC se disparará. Esta regulación permite intervenir en un preciso momento de la forma de la onda (sobre su fase).

102. Utilizar un optoTRIAC

Al combinar un TRIAC con un optoTRIAC, se pueden controlar cargas con seguridad y un aislamiento total. El optoTRIAC permite aislar por completo el circuito de control del circuito controlado. Existen optoTRIAC especiales, denominados de cruce por cero (zero crossing), que optimizan el momento del disparo y reducen los ruidos producidos.

Hemos visto cómo utilizar un TRIAC para controlar una carga. El TRIAC se activa aplicando una señal adecuada sobre su puerta. El inconveniente de un TRIAC es que el circuito de control está conectado directamente al circuito de potencia. Con directamente nos referimos a eléctricamente conectado y el riesgo de que, a causa de una avería en el TRIAC (cosa absolutamente probable), llegue a la puerta una tensión o una corriente no deseada que pueda alcanzar la lógica del control.

Este tipo de componente tiene el aspecto de un pequeño circuito integrado con seis pines. En su interior encontramos un led de infrarrojos, normalmente conectado a los pines 1 y 2, y un TRIAC, controlado por el led y conectado a los pines 4 y 6. El TRIAC está eléctricamente aislado del mecanismo de control que, en este caso, es un simple led. El led puede estar controlado por un microcontrolador o por circuitos lógicos, completamente aislados de la parte de la potencia a la cual se encuentra conectado el TRIAC. Existen optoTRIAC simples y más complejos con una electrónica de comprobación de la fase de la señal que transita entre los dos terminales del TRIAC interno. Este tipo de optoacopladores se define como de cruce por cero y permite reducir y limitar las perturbaciones causadas por la intervención del TRIAC. Mientras que un optoTRIAC normal puede intervenir en cualquier momento de la señal que pasa en el TRIAC, un

optoTRIAC de cruce por cero espera el mejor momento para conmutar, que es el paso de la tensión para el valor 0. Así no se crean sobrecorrientes ni sobretensiones porque la conmutación se produce en el punto con la tensión más baja posible.

Un optoTRIAC estándar sería el modelo MOC3021, mientras que el MOC3031 es de tipo de cruce por cero.

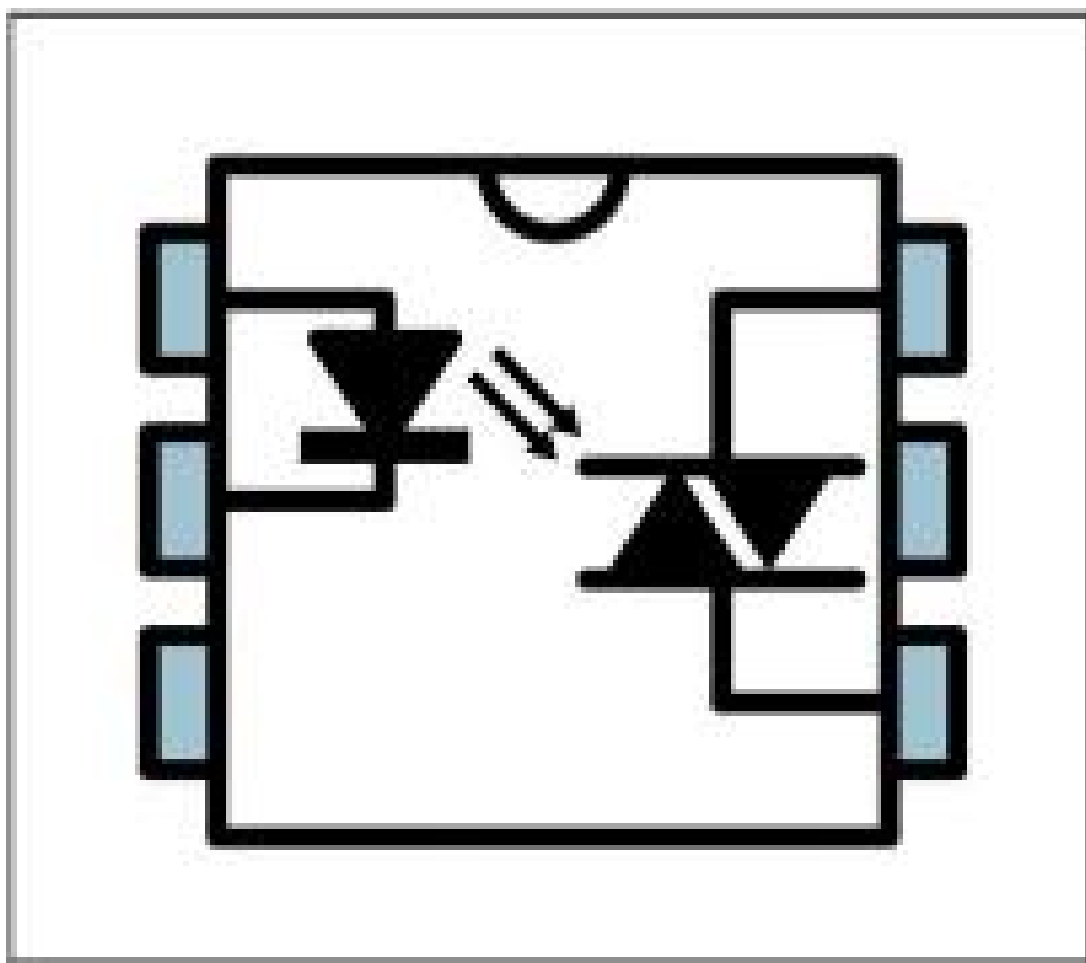


Figura 3.108 – Un optoTRIAC tiene el aspecto de un pequeño circuito integrado con 6 pines. En un lado vemos el led para iniciar el TRIAC interno conectado, normalmente, a los pines 4 y 5.

Podemos utilizar un optoTRIAC para controlar directamente pequeñas cargas de corriente alterna, aunque desafortunadamente la corriente máxima que pueden soportar estos componentes es solo de una decena de miliamperios. Para controlar corrientes mayores, podemos utilizar un optoTRIAC (estándar o de cruce por cero), que controla un TRIAC externo, como se muestra en el circuito de la figura 3.109. Podemos utilizar un modelo de optoTRIAC u otro según nuestras necesidades y el tipo de carga que vayamos a conectar: inductiva o resistiva. Los optoTRIAC de cruce por cero son más indicados para cargas inductivas, puesto que limitan notablemente las perturbaciones producidas.

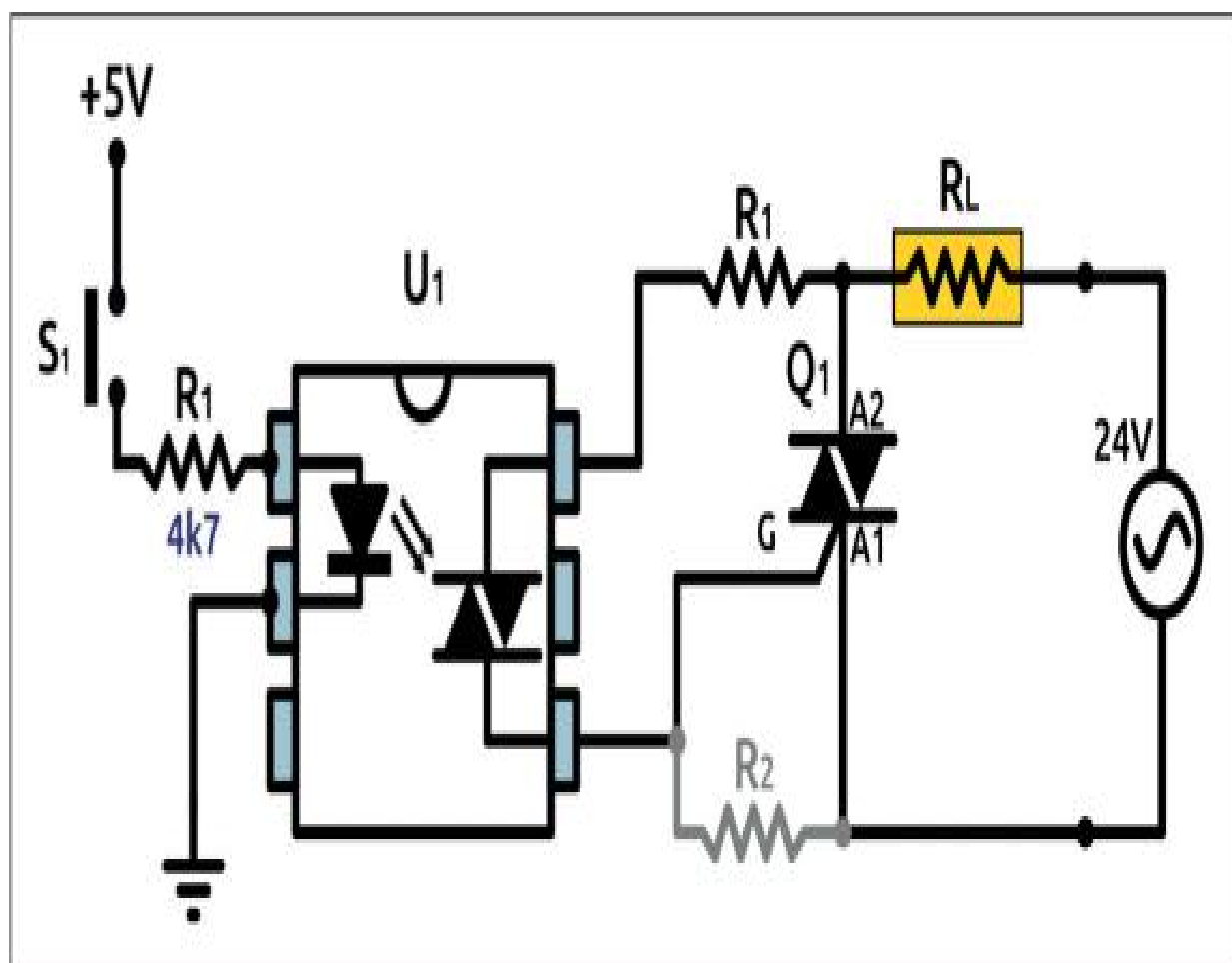


Figura 3.109 – Esquema electrónico simplificado para utilizar un optoTRIAC.

En el circuito de la figura 3.109 tenemos una lógica de control alimentada a 5 V representada simplemente con un pulsador que enciende el LED interno del optoTRIAC. El led interno suele ser de infrarrojos y, por tanto, tiene una tensión directa inferior a 2 V. Para el MOC3021, por ejemplo, la tensión directa del led de infrarrojos es de 1.15 V con una corriente de 20 mA. Una vez consultada la tensión y la corriente de alimentación del led en la hoja de especificaciones, pueden calcular el valor de la resistencia más adecuada para encenderlo. Para el MOC3021 obtenemos:

$$R_3 = \frac{(5 - 1.15) \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 192 \Omega$$

Por lo tanto, podemos utilizar una resistencia de $220\ \Omega$ (aunque sea un poco superior al valor indicado). En el circuito de la figura 3.109 aparece una resistencia (R1) que sirve para limitar la corriente máxima que circula por el optoTRIAC. R1 interviene solo para encender el optoTRIAC, porque, cuando funciona, la tensión en los extremos del TRIAC y del optoTRIAC será muy baja (la caída de tensión mayor se producirá sobre la carga). Para calcularla podemos consultar esta información en las especificaciones. Para el MOC3021, por ejemplo, vemos el parámetro ITSM (pico de corriente de sobretensión repetitiva o peak repetitive surge current), que es igual a 1 A. Para calcular la R1 debemos conocer también el valor de pico de la tensión de alimentación utilizada y resolver la siguiente ecuación:

$$R_1 = \frac{V_{peak}}{I_{TSM}} = \frac{230\text{ V} \times \sqrt{2}}{1\text{ A}} = 325\ \Omega$$

En este caso, elegiremos una resistencia con un valor ligeramente superior, por ejemplo, de $330\ \Omega$ o, aún mejor, de $360\ \Omega$. En cambio, si la tensión

aplicada a la carga RL fuera de 24 V alternos, buscaríamos:

$$R = \frac{V_{PEAK}}{I_{TMS}} = \frac{24V \times \sqrt{2}}{1A} = 34\Omega$$

Con una tensión de alimentación de 24 V, utilizaríamos una resistencia de 36 o 47 Ω . A menudo, las líneas de alimentación se ven afectadas por ruidos y otras interferencias que podrían hacer que el optoTRIAC se disparara accidentalmente. Por ese motivo, se puede modificar el circuito añadiendo la resistencia R2, que mejora la estabilidad del circuito cuando la temperatura aumenta.

Para limitar el efecto de las perturbaciones, es posible añadir un supresor entre el TRIAC y el optoTRIAC, como se muestra en la figura 3.110. El supresor está formado por el condensador C1 en serie a la resistencia R11 y

conectado a los dos terminales principales del TRIAC Q1. Si el TRIAC Q1 se dispara cuando el condensador está cargado con el valor de tensión máxima, se generará una fuerte corriente espuria que entrará en el TRIAC: R1 limita esta corriente.

Por la misma razón, la resistencia R12 evita que la corriente espuria generada por C1 fluya por el optoTRIAC.

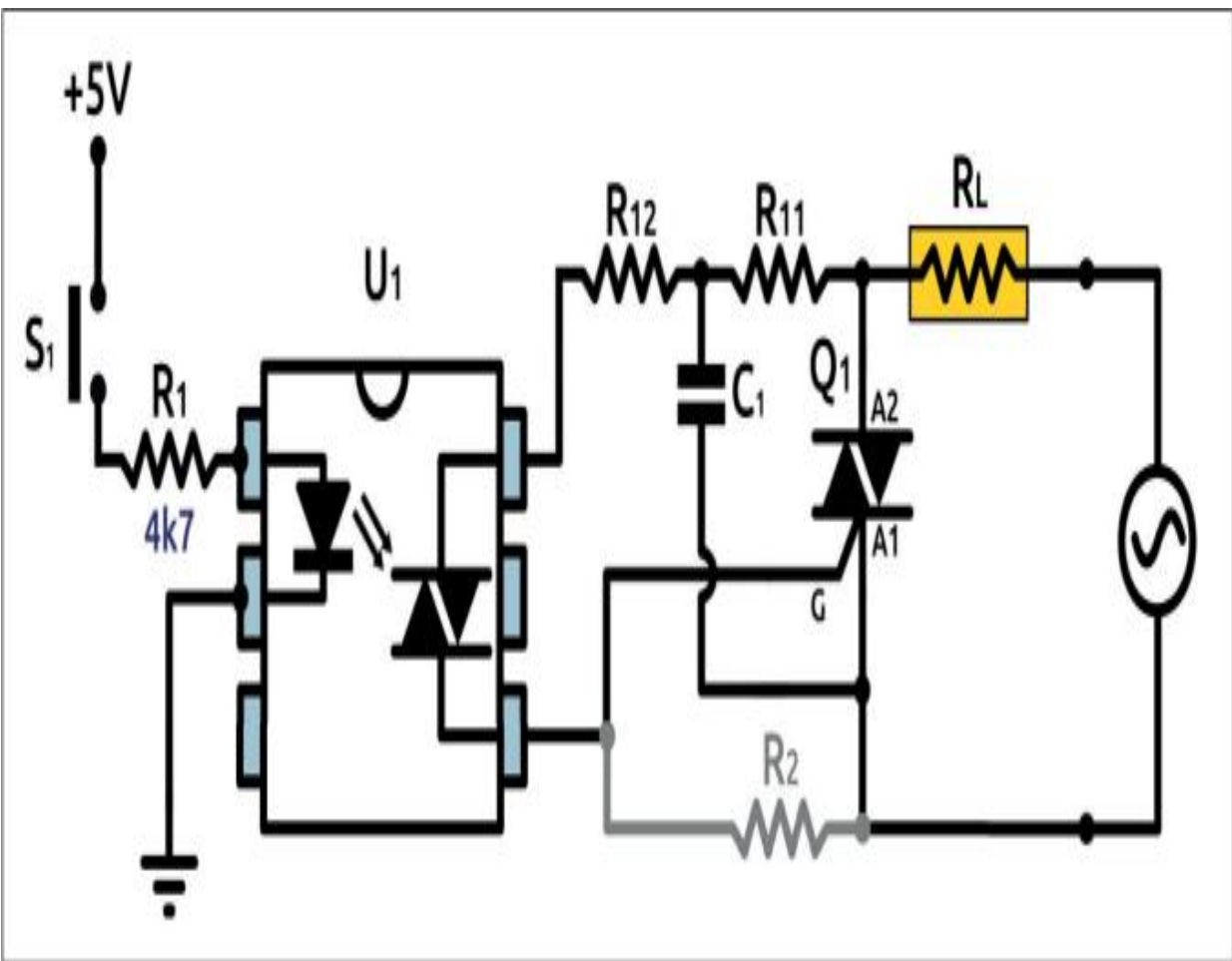


Figura 3.110 – Esquema electrónico para realizar un circuito optoTRIAC estable e inmune a las perturbaciones de red.

103. Diodo de cuatro capas o diodo Shockley

El primer tiristor fue el diodo de cuatro capas, formado por cuatro capas de semiconductores. Este componente conduce cuando la tensión aplicada a sus terminales supera un determinado valor de umbral.

Un diodo de cuatro capas, también conocido como diodo Shockley, es un componente electrónico especial dotado de dos únicos terminales denominados ánodo y cátodo, que puede conducir si la tensión aplicada supera un determinado valor nominal.

El diodo de cuatro capas se parece a un DIAC aunque polarizado, y sus terminales se denominan ánodo y cátodo.

Este componente está formado por cuatro capas de semiconductores alternos P y N, y se caracteriza por una tensión específica de ruptura, es decir, la tensión necesaria para llevarlo del estado de corte al de conducción. Esta tensión, según el modelo, puede ir de unos cuantos voltios a una cincuentena.

Se utilizan combinaciones con TRIAC y SCR para generar las señales de control de la puerta.

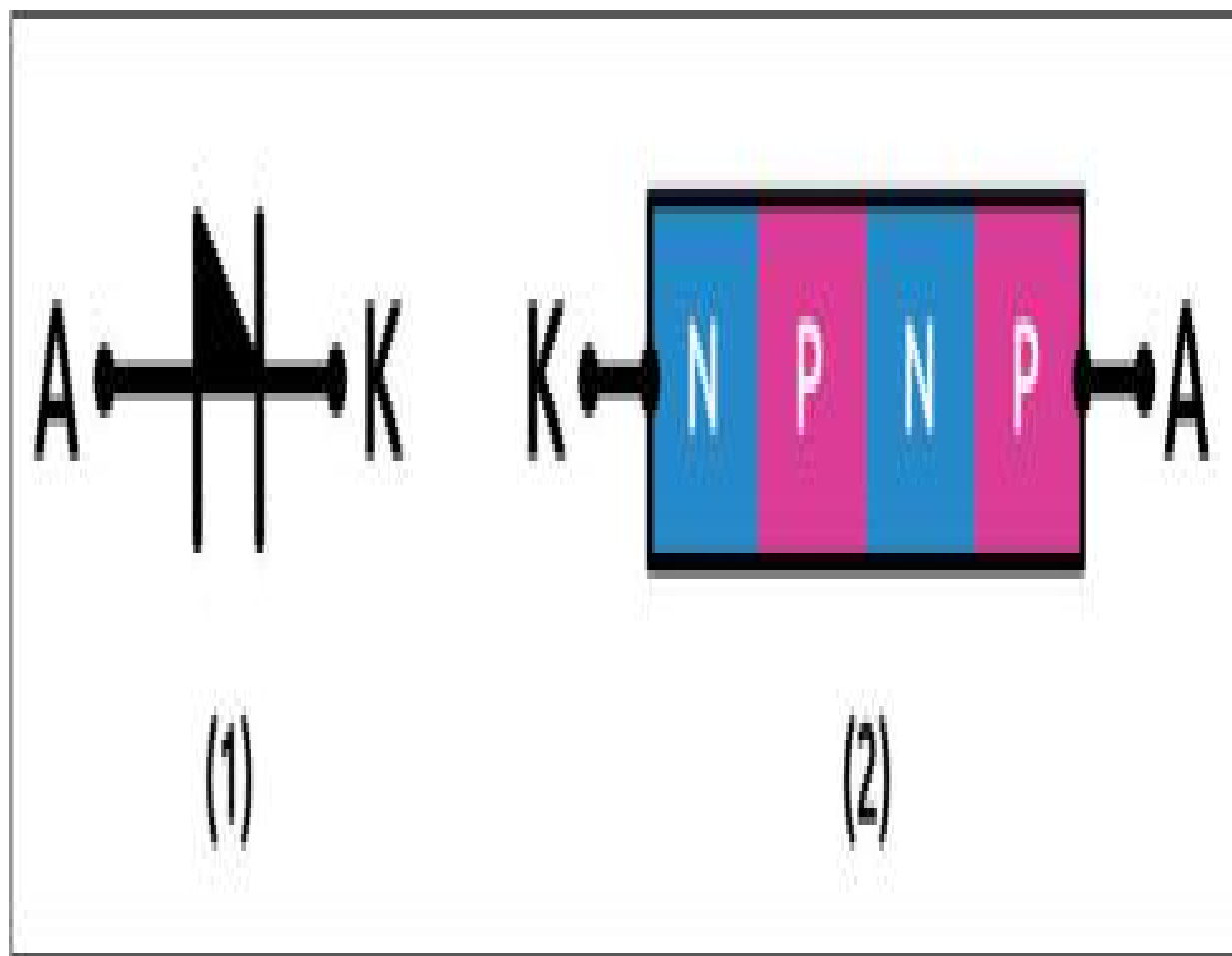


Figura 3.111 – Símbolo del diodo de cuatro capas o diodo Shockley (1) y su estructura interna (2).

104. SCS

Si añadimos un terminal de puerta a un SCR, obtenemos un SCS: un interruptor controlado eléctricamente, dotado de cuatro pines.

El SCS (Silicon Controlled Switch, interruptor controlado de silicio) es un componente parecido a un SCR. Al aplicar una señal adecuada a la puerta de un SCR, este se activa y la corriente puede circular entre el ánodo y el cátodo. La corriente sigue fluyendo hasta que es superior a un nivel mínimo, aunque no exista señal de puerta. Un SCS dispone de dos terminales de puerta: con el primero activamos el componente y permitimos el flujo de corriente entre ánodo y cátodo, mientras que con el segundo llevamos el SCS a corte. Podemos activar el SCS aplicando una señal positiva al terminal denominado puerta. Lo desactivamos aplicando una señal positiva a la segunda puerta definido como puerta del ánodo o bien cuando cesa la corriente principal (cuando desciende por debajo del umbral de mantenimiento). También podemos activar el SCS aplicando a la segunda puerta una señal negativa.

Los SCS son interesantes porque se comportan como un auténtico interruptor y permiten el control de una corriente sea cual sea su valor, simplemente interviniendo sobre las dos puertas de control.

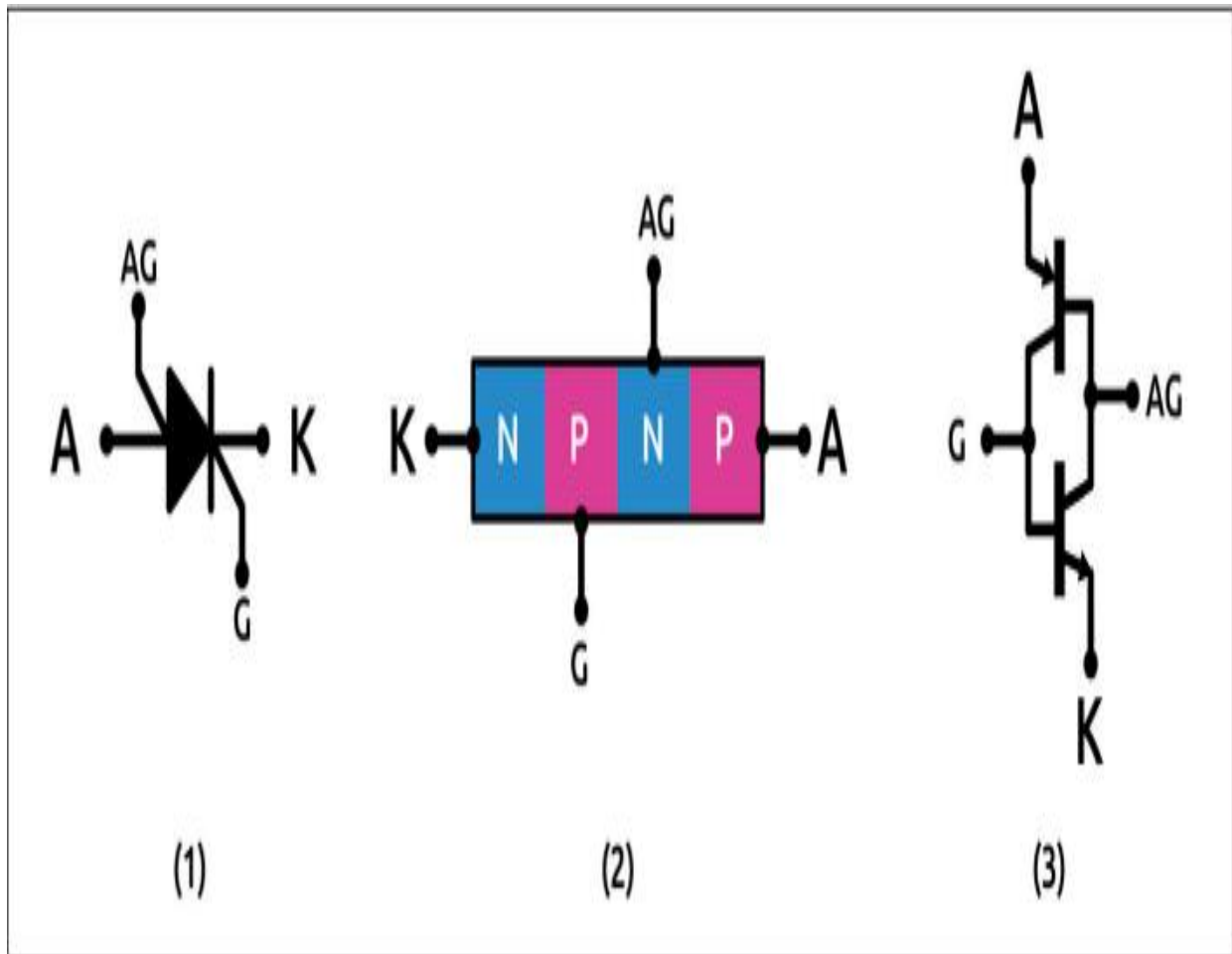


Figura 3.112 – Símbolo de un SCS (1), estructura interna (simplificada) de un SCS (2) y circuito equivalente didáctico realizado con dos transistores (3).

Podemos pensar en un SCS como si estuviera fabricado combinando dos transistores bipolares NPN y PNP, como se muestra en la figura 3.112. El circuito equivalente sirve solo para entender el funcionamiento: no se puede realizar un SCS conectando dos transistores como en la figura 3.112. Funciona igual que un SCR: al aplicar una señal a la puerta (G), los dos transistores empiezan a conducir y se mantienen mutuamente, incluso cuando falta una señal de puerta. Sin embargo, en el modelo tenemos una segunda puerta (AG), conectada a la base del transistor PNP. Si aplicamos un impulso positivo al terminal AG (o un impulso negativo a la puerta),

interrumpimos la corriente que fluye por los dos transistores y los llevamos al estado de corte. También podemos activar el SCS aplicando una señal negativa al terminal AG.

Por lo general, los SCS se utilizan para controlar señales y pequeñas corrientes, y son más rápidos en las conmutaciones respecto a los SCR.

105. Transistores uniunión UJT y PUT

Los transistores UJT y PUT son componentes muy especiales utilizados hace tiempo para realizar generadores de impulsos. Hoy en día son difíciles de encontrar y caros, y existen muchas otras soluciones para crear generadores de impulsos.

El transistor uniunión UJT es un dispositivo electrónico de tres terminales actualmente bastante raro. Está formado por una única unión PN con tres terminales. Podemos crear uno a partir de un semiconductor de tipo N al que se añade una zona de dopado opuesto. Un transistor UJT tiene dos terminales de base y un emisor. Entre los dos terminales de base, B1 y B2, se puede medir una determinada resistencia (resistencia de interbase). Los dos terminales de base están bajo tensión, por ejemplo, conectando un terminal (B2) al positivo de alimentación y el segundo (B1), a tierra, para hacer que la corriente circule. El emisor no conduce hasta que alcanza una tensión que depende de la característica del dispositivo. Cuando se alcanza la tensión de umbral, la resistencia entre el emisor y B1 disminuye bruscamente.

Un UJT se utiliza habitualmente para crear osciladores, aunque hoy en día existen muchas alternativas y sistemas mejores para fabricarlos. Para crear un oscilador con UJT, denominado oscilador de relajación (figura 3.113), se conecta al emisor un condensador CT que se cargará a través de un resistor RT. Cuando la tensión en los extremos del condensador alcanza la tensión de umbral del UJT, el emisor conduce y lo deja descargar hacia la masa. A este punto, el condensador volverá a empezar a cargarse. La frecuencia de oscilación viene determinada por los valores de RT y CT.

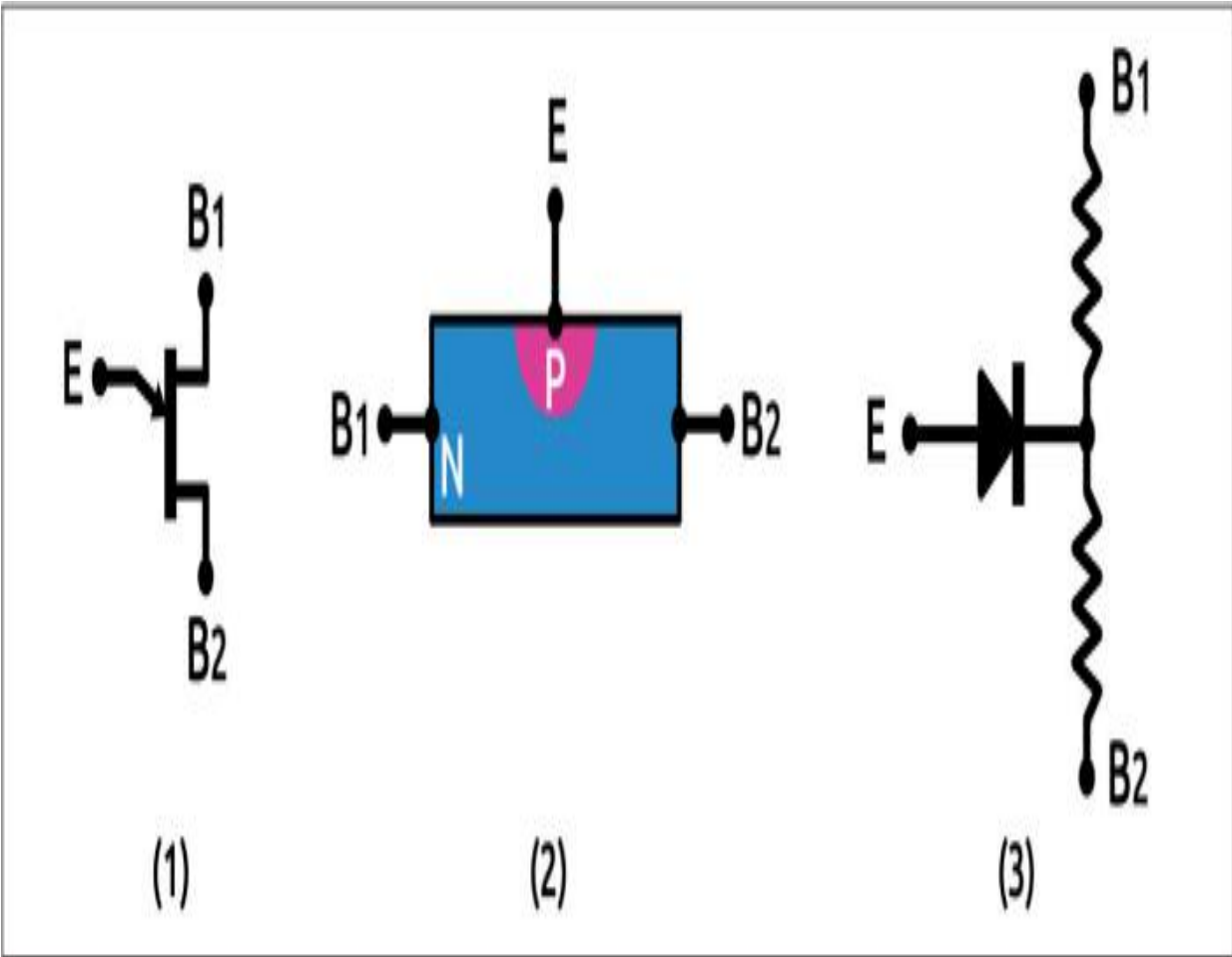


Figura 3.113 – Símbolo de un UJT (1), estructura del componente (2) y esquema conceptual (3).

Sobre el emisor podemos detectar una onda de sierra, mientras que sobre las dos bases habrá impulsos negativos y positivos.

Un modelo de UJT que hace tiempo se utilizaba mucho es el 2N2646. Actualmente es muy difícil de encontrar y podría tener un precio importante.

Un componente más actual que puede utilizarse como si fuera un UJT es el PUT (Programmable UJT). Es similar a un tiristor, formado por cuatro capas de semiconductores de dopado alterno. Sin embargo, los PUT tienen tres terminales denominados ánodo (A), cátodo (K) y puerta (G), como los SCR. Un modelo de referencia podría ser el 2N6027. El símbolo de un PUT es idéntico al de un SCR, aunque el comportamiento sea distinto. Se define como programable porque, a través de algunas resistencias externas, se puede configurar al gusto la tensión de umbral a la cual se desea que se dispare.

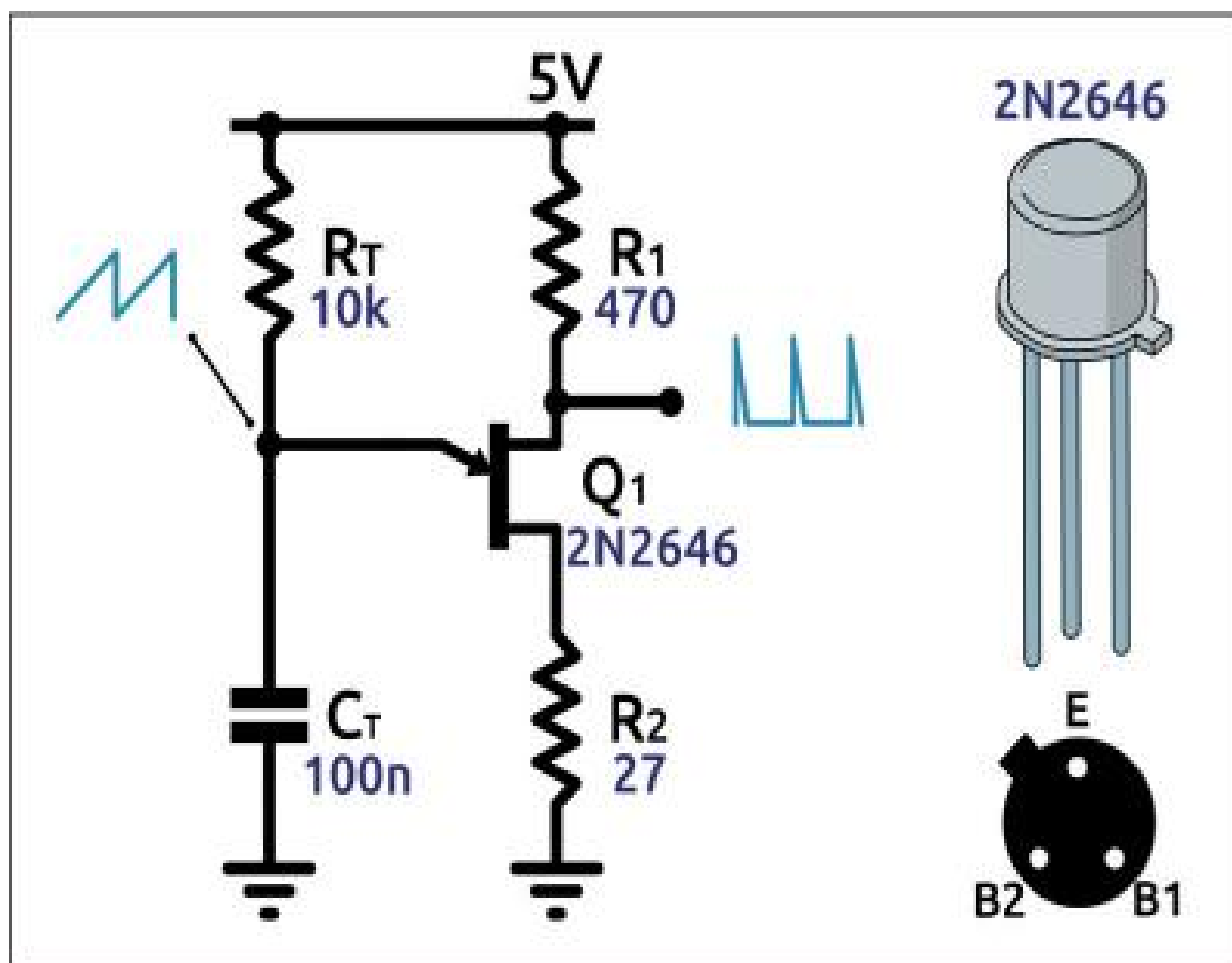


Figura 3.114 – Esquema eléctrico de un oscilador de relajación con UJT.

106. IGBT

Los IGBT son transistores de potencia especiales que combinan las características de un MOSFET y de un transistor bipolar. Son componentes relativamente recientes que se utilizan en todas las aplicaciones de potencia.

Podemos imaginar el transistor bipolar de puerta aislada (IGBT o Insulated Gate Bipolar Transistor) como la unión de un transistor bipolar con un MOSFET. Es un dispositivo de semiconductor muy reciente (la patente es de 1980) utilizado como interruptor electrónico de potencia. Es muy apreciado porque es bastante rápido y puede gestionar corrientes y tensiones muy elevadas. Actualmente se utilizan para la fabricación de inversores para el control de motores o para la conversión de corrientes.

Sus terminales se denominan emisor (E), colector (C) y puerta (G). El terminal de puerta se encuentra aislado, como en los MOSFET, y presenta una alta impedancia de entrada (es decir, no absorbe corriente del circuito de control). El símbolo recuerda el de un transistor bipolar y destaca la presencia de la puerta aislada (figura 3.115).

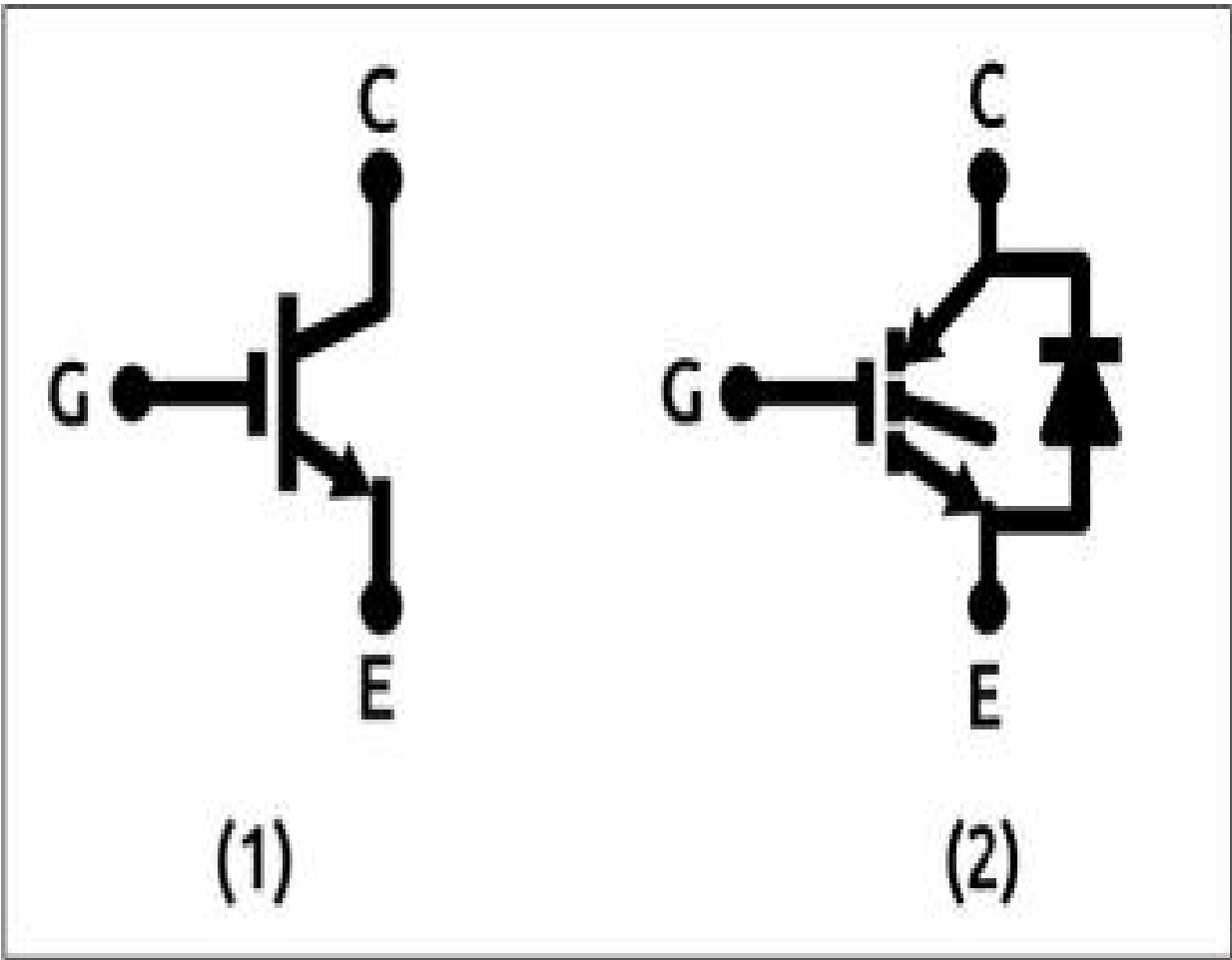


Figura 3.115 – Símbolos para un IGBT: versión simplificada (1) y más completa (2).

Para activar un IGBT, se debe aplicar una tensión de puerta superior al valor de umbral V_G típico del dispositivo (normalmente en torno a una decena de voltios). Cuando la tensión de puerta es nula, no puede circular corriente entre colector y emisor. Cuando el dispositivo está en conducción, circula corriente entre colector y emisor, y podemos medir una tensión V_{CE} muy baja, tanto que a menudo puede ser nula. A la práctica, normalmente bastan 1 o 2 V, pero, si el IGBT está controlando cargas alimentadas a cientos o miles de voltios, está claro que la V_{CE} será insignificante. Los dispositivos más antiguos presentaban dificultades para pasar del estado de conducción al de corte. Este fenómeno a menudo se refiere con el nombre de latch-up.

La corriente principal entra en el conector y sale por el emisor. Un módulo IGBT puede gestionar corrientes de decenas o cientos de amperios; además, es posible conectarlos en paralelo para aumentar el flujo (se alcanzan incluso miles de amperios).

Teniendo en cuenta que la tensión de control de la puerta es de unos 10 V, a menudo es preciso añadir un circuito de control que interconecte la lógica de control con los módulos IGBT. Existen circuitos integrados especializados, pero para aplicaciones sencillas también se puede utilizar un transistor normal o puertas lógicas con salida de colector abierto. Muchos circuitos lógicos tienen una salida de este tipo, donde el último transistor de la etapa interna expone su colector. En cambio, el emisor del transistor tiene una tensión de alimentación positiva al gusto (y, por tanto, distinta a la que utiliza la lógica de control), a través de una resistencia de pull-up (figura 3.116).

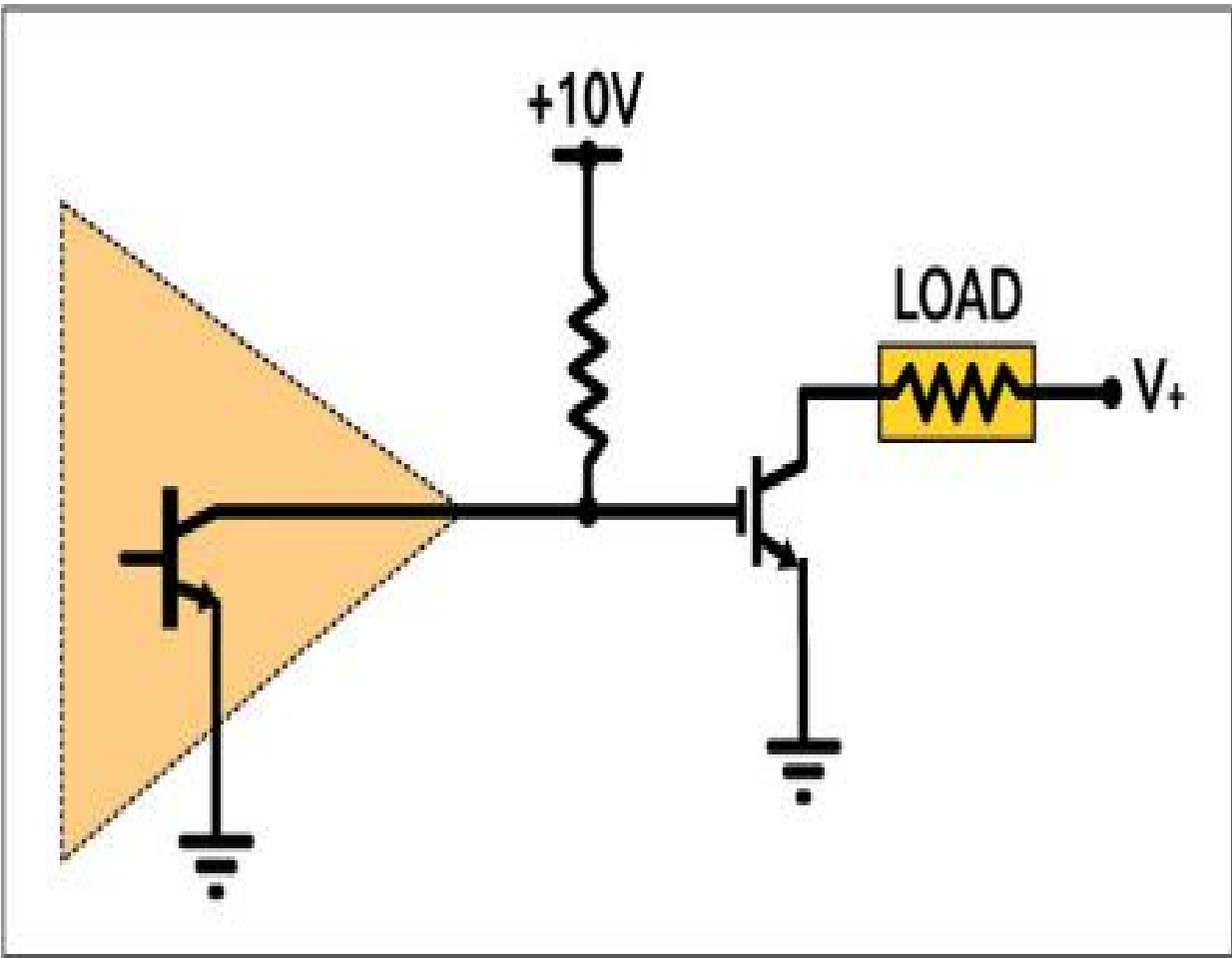


Figura 3.116 – Ejemplo de control de un IGBT con una lógica de colector abierto.

Un circuito como el que se muestra en la figura 3.116 es adecuado para situaciones simples o experimentales. En situaciones reales, es preferible controlar el IGBT con un controlador específico para IGBT. Estos componentes son circuitos integrados especiales para controlar la puerta de estos transistores. La puerta, similar a la de los MOSFET, presenta una pequeña capacidad que puede ralentizar la velocidad de conmutación. Para mejorar la velocidad de conmutación de los IGBT, hay que cargar y descargar lo más rápido posible el condensador de la puerta. Los circuitos de control pueden proporcionar corrientes en salida con un valor de unos cuantos amperios en pocos nanosegundos.

107. Comprobar un IGBT

Podemos comprobar la integridad de un IGBT con un simple tester o multímetro ajustado en la función de prueba de diodos.

Los IGBT son componentes electrónicos bastante recientes, utilizados para controlar corrientes elevadas con gran eficacia. Se encuentran en muchos electrodomésticos y en los circuitos domésticos o industriales donde se necesita controlar algún tipo de motor o de corriente. Se utilizan como interruptores de alta velocidad y, obviamente, pueden dañarse porque trabajan con corrientes muy elevadas. A veces, parecen simples transistores, pero con frecuencia están empaquetados en módulos de alimentación que también pueden incluir partes de control.

Para comprobar un IGBT, es necesario que los terminales de puerta, el colector y el emisor sean accesibles, y se puede utilizar un multímetro o un tester utilizado como prueba de diodos o (en algunos casos) como ohmímetro en la posición X10. El procedimiento de comprobación es el siguiente:

1. para comprobar que no existan pérdidas entre la puerta y el canal principal, apoyen la sonda negra sobre el G y la roja, sobre el C. En esta posición, el instrumento debe detectar una resistencia muy elevada o un circuito abierto;

2. apoyen la sonda negra sobre el G y la roja, sobre el E. En esta posición, el instrumento debe detectar una resistencia muy elevada o un circuito abierto;

3. apoyen la sonda negra sobre el emisor (E) y toquen con la sonda roja el colector (C). El instrumento debe detectar un circuito abierto o una resistencia elevada;

4. manteniendo la sonda negra sobre el E, toquen con la sonda roja la puerta (G) durante unos segundos;

5. apoyen de nuevo la sonda roja sobre el colector, y mantengan la negra sobre el E. El instrumento debería detectar una resistencia baja entre C y D;

6. al colocar un dedo entre G y C, el canal debería cerrarse.

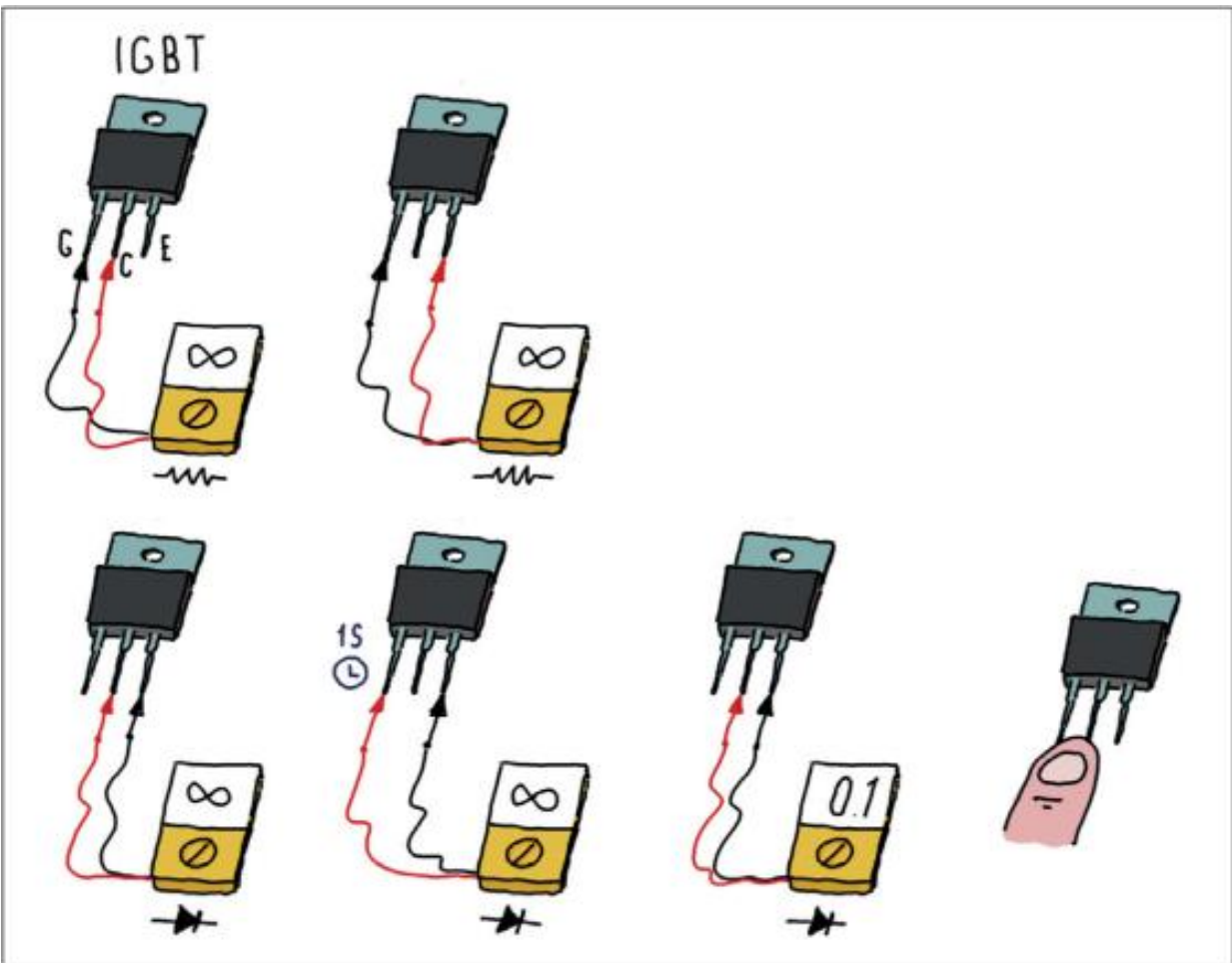


Figura 3.117 – Procedimiento de comprobación de un IGBT.

Algunos IGBT requieren tensiones y corrientes más elevadas que las proporcionadas por un simple tester y, por tanto, podría ser que el procedimiento presentado no funcionara. A veces ocurre que el canal no se mantiene abierto y, en lugar de un simple toque, se necesita un puente. Para comprobar un IGBT, más grande puede ser necesario construir un pequeño circuito de prueba o utilizar un alimentador de laboratorio para aplicar entre G y E una tensión de unos voltios (consulten la hoja de especificaciones). Aplicando la tensión sobre la puerta, el canal del dispositivo se abrirá y deberían detectar una baja resistencia entre E y C.

108. Fotodiodos

Modificando adecuadamente una unión PN, es posible obtener la cantidad de luz que la golpea y generar una corriente por efecto fotovoltaico. El fotodiodo es un componente económico y rápido que puede ser utilizado como sensor para la luz.

Una unión PN puede volverse sensible a la luz, de manera que cada fotón que la alcanza libere cargas eléctricas y genere una corriente que puede fluir en el componente. Este es el principio de funcionamiento del fotodiodo, un dispositivo sensible a la luz, similar a un diodo con dos terminales denominados ánodo y cátodo. Su símbolo es idéntico al de un diodo común con dos pequeñas flechas que señalan hacia su interior.

Los fotodiodos son componentes utilizados en las comunicaciones y en combinación con sistemas de transmisión de fibra óptica. Son sensibles a la luz, económicos y muy rápidos en respuesta, además de tener una relación casi lineal entre la cantidad de luz y la corriente generada.

La unión PN de un fotodiodo es asimétrica con una zona N, conectada al cátodo, más restringida y mayormente dopada, y una zona P, conectada al ánodo, más amplia y con un dopado menor. A menudo el componente va acompañado de una lente y de filtros para transportar la mayor cantidad de fotones posible a la unión PN.

Los fotodiodos se utilizan siempre en polarización inversa. En su interior se creará una amplia zona de agotamiento (depletion layer) debida al diferente dopado, y cada fotón que llegue al semiconductor liberará un par electrón-hueco... es decir, aportará su contribución para la generación de una corriente proporcional a la cantidad de luz. También es posible utilizar un fotodiodo sin polarización. En este caso, funcionará exactamente como una pequeña célula fotovoltaica, y generará una corriente muy pequeña cuando se ilumine. Con los años han sido desarrolladas algunas variantes del fotodiodo común, como el diodo PIN, el fotodiodo de avalancha y el de tipo schottky.

Un fotodiodo como el SFH203FA se parece a un led y proporciona una corriente inversa de unas decenas de μA , mientras que su corriente de oscuridad, es decir, la corriente que lo atraviesa en polarización inversa cuando está completamente a oscuras, es de 1 nA. Para las aplicaciones prácticas, habitualmente se utiliza en polarización indirecta, en serie con una resistencia, como se muestra en la figura 3.118. La resistencia sirve para transformar la corriente que transita por el diodo en tensión. La resistencia puede ser calculada teniendo en cuenta el valor de la corriente de oscuridad del fotodiodo y realizando algunas valoraciones sobre los valores que puede asumir la salida cuando la corriente cambia. Para no dañar el componente, consulten el valor máximo de su tensión de polarización inversa (reverse voltage), que normalmente es de una decena de voltios.

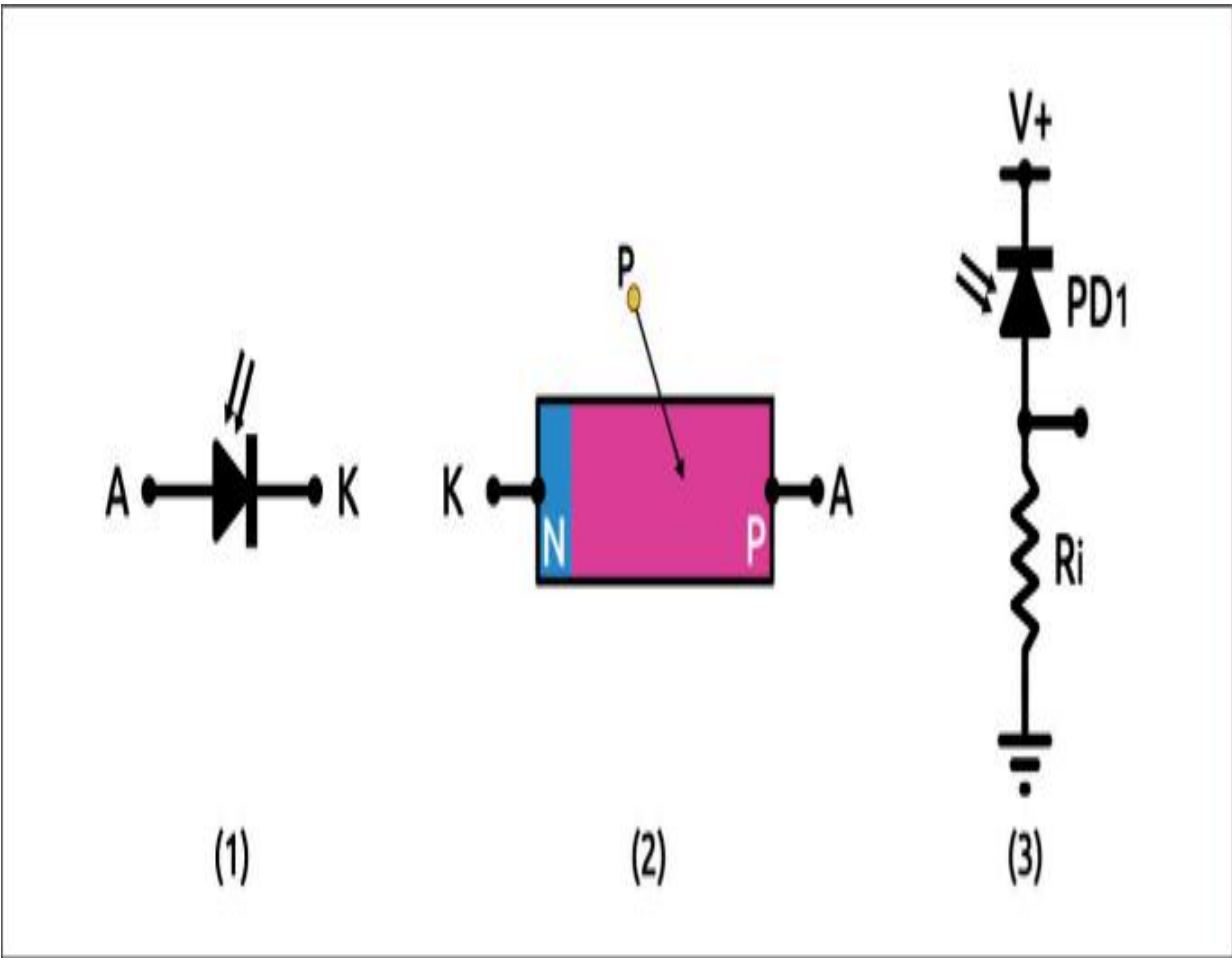


Figura 3.118 – Símbolo de un fotodiodo (1), estructura de la unión PN de un fotodiodo (2) y esquema de polarización (3).

En la figura 3.119 se muestra la curva característica V-I de un fotodiodo convencional. Como podemos observar, es idéntica a la característica de un diodo común. La escala de la corriente en el gráfico está en microamperios porque la corriente inversa generada por efecto fotoeléctrico es muy pequeña. En el gráfico también podemos observar la variación de la corriente debida a la cantidad de luz que incide en el dispositivo.

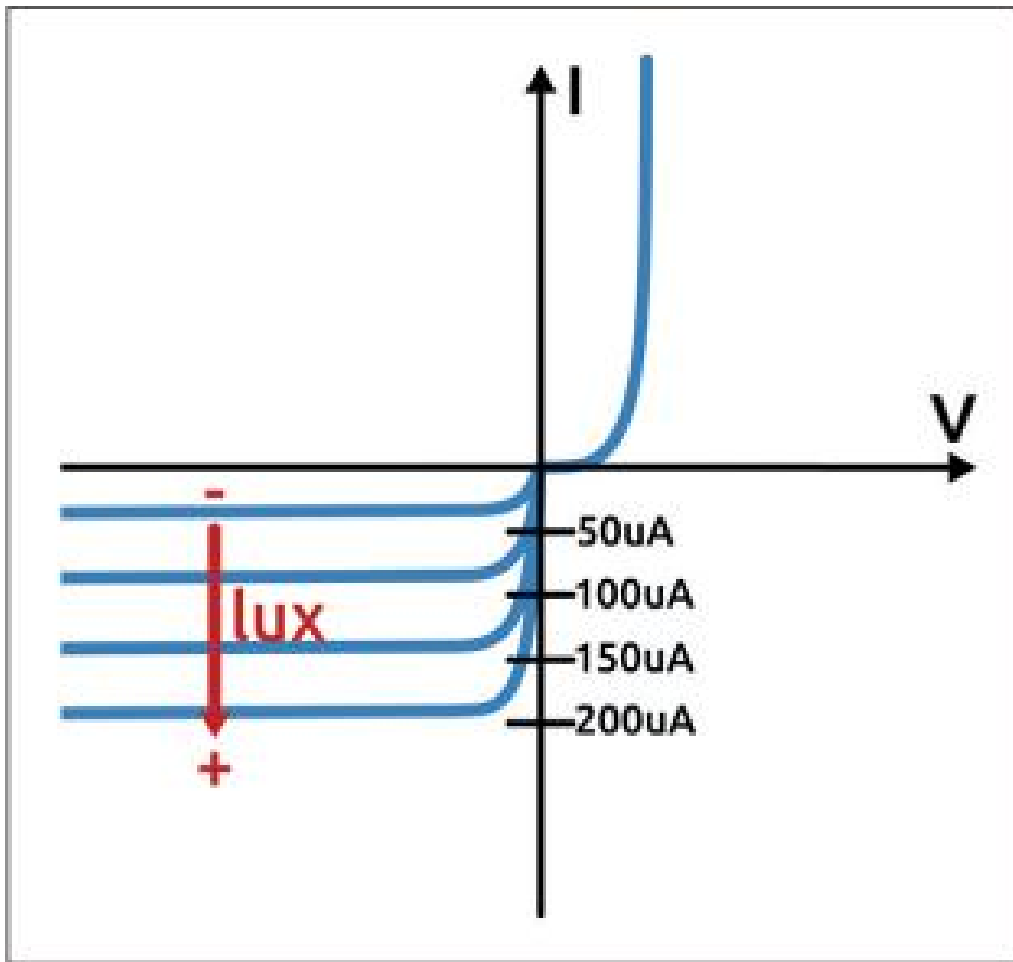


Figura 3.119 – Curva característica de un fotodiodo.

109. Utilizar un fotodiodo para obtener luz

Fabricamos un circuito con transistor para obtener y amplificar la señal producida por un fotodiodo en polarización inversa.

Para utilizar un fotodiodo, es preciso alimentarlo en polarización inversa. La corriente que atraviesa un diodo en polarización inversa es muy pequeña, de nano o picoamperios, valores realmente pequeños y problemáticos a la hora de utilizarlos si no se amplifican de algún modo. Para utilizar un fotodiodo de forma correcta, normalmente se aconseja utilizar un amplificador operacional que permita amplificar la señal producida sin dificultades. Para aplicaciones sencillas, también se pueden utilizar un simple transistor y algunas resistencias.

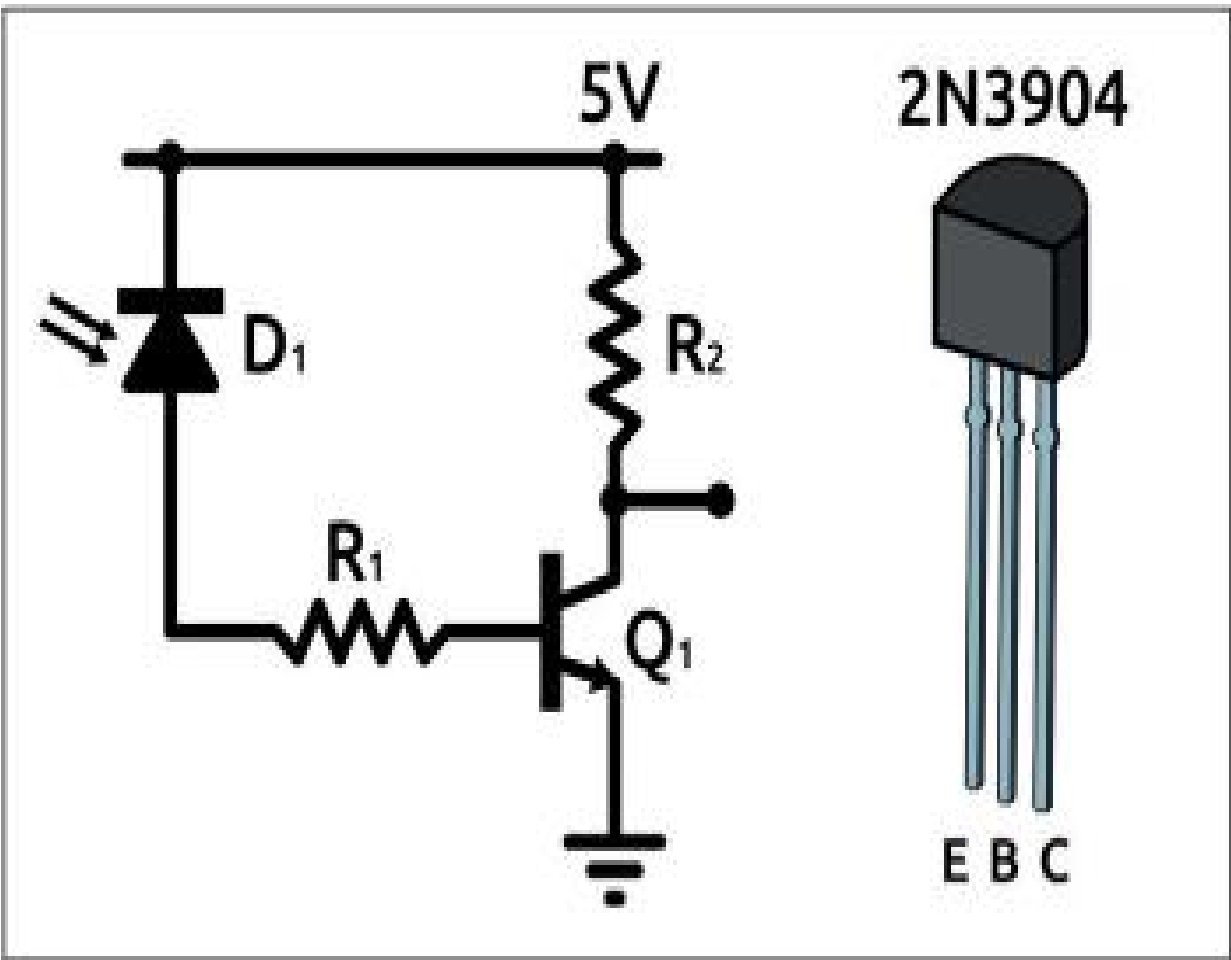


Figura 3.120 – Esquema eléctrico para utilizar un fotodiodo y amplificar la señal producida con un transistor.

Con el circuito que aparece en la figura 3.120 podemos amplificar la corriente generada por un fotodiodo y transformarla en una variación de tensión.

El circuito funciona sin problemas con distintos tipos de fotodiodos; lo importante es conectarlo en polarización inversa. La pequeña corriente generada por el fotodiodo fluirá por la base del transistor (un simple NPN 2N3904), que la amplificará y hará variar la tensión de colector. La variación

producida será bastante limitada, de unos cientos de milivoltios. Para obtener una respuesta más limpia, podemos sustituir el transistor NPN por uno tipo darlington.

110. Fototransistores

Los fototransistores son componentes electrónicos que pueden detectar la cantidad de luz que les llega. Son más sencillos de usar que los fotodiodos, porque producen señales más fáciles de detectar. Son más lentos y menos lineales que los fotodiodos.

También podemos detectar una señal luminosa utilizando un transistor, con un sistema similar al adoptado en los fotodiodos, pero mucho más sensible (hasta un centenar de veces más). El fototransistor tiene una respuesta menos rápida que un fotodiodo y, por tanto, es menos indicado para ser utilizado en las telecomunicaciones. Un fototransistor es un dispositivo dotado solo de dos terminales: el emisor y el colector. No tiene terminal de base porque está sustituido por una zona sensible a la luz, realizada con dopados especiales del semiconductor. Para activar el transistor y llevarlo del corte a la saturación, basta con hacer llegar una cantidad de luz suficiente hasta su base. Por fuera, los fototransistores se parecen a los ledes, aunque pueden tener contenedores metálicos dotados de lentes y filtros para transportar mejor la luz al área fotosensible. A veces es posible encontrar fototransistores con un terminal de base: el terminal se deja conectado para que sea posible polarizar el transistor y proporcionar una corriente de base que acentúa el efecto producido por la luz.

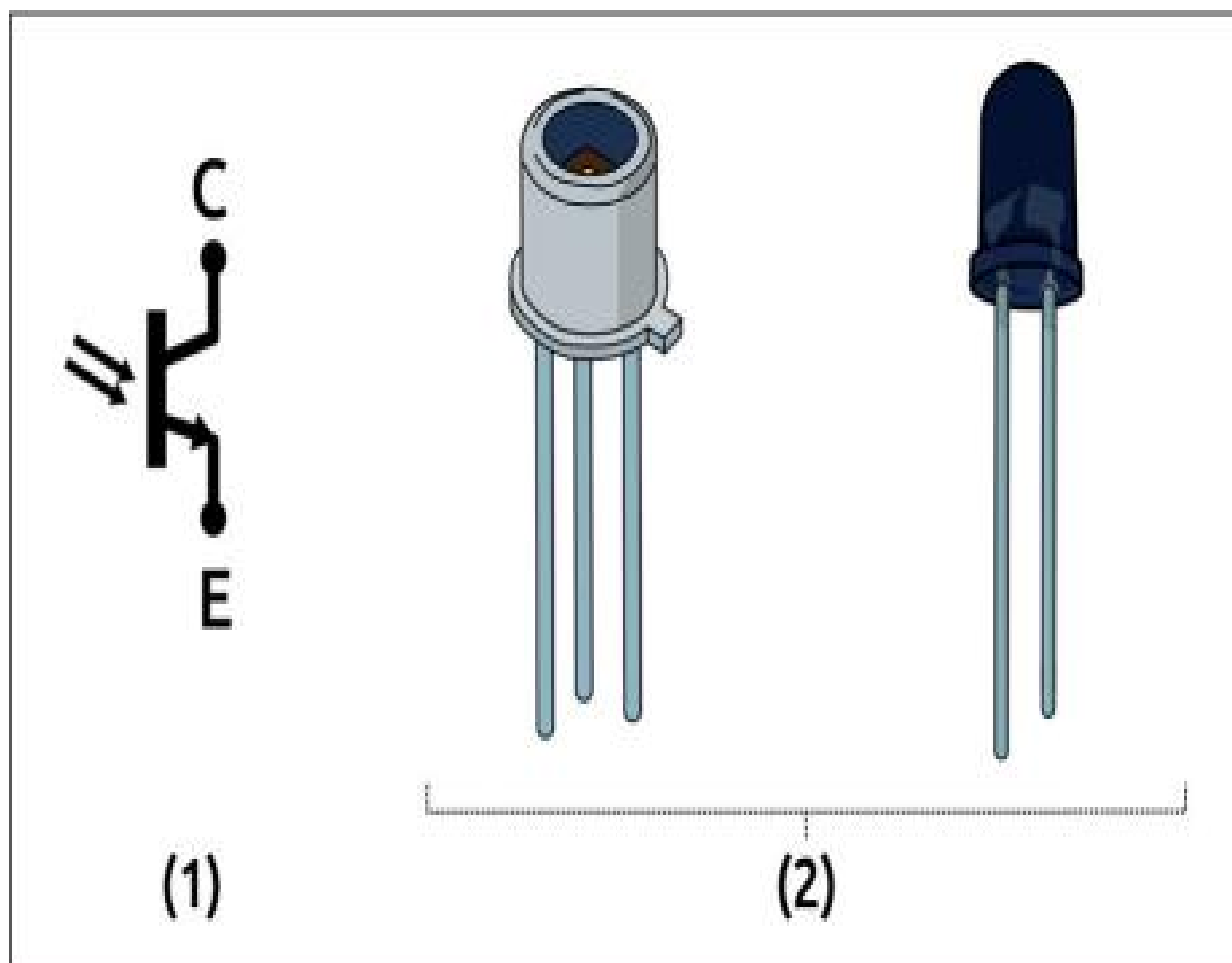


Figura 3.121 – Símbolo de un fototransistor con dos terminales (1) y un par de modelos de fototransistor (2).

El símbolo del fototransistor es similar al símbolo de un transistor común al que le falta el terminal de base: en su lugar veremos dos flechas que señalan hacia el interior e indican la luz que llega al componente.

Un fototransistor se puede utilizar con una configuración de emisor común, de colector común o con resistencias situadas sobre el colector y sobre el emisor, como se muestra en la Figura 3.122, donde podemos elegir si extraer la señal del emisor o del colector. Cuando el componente está conectado con

una configuración de emisor común, la señal se extrae del colector y la salida pasará de un estado alto o uno bajo cuando la luz aumente. Si se conecta con una configuración de colector común, la salida subirá cuando la luz alcance la parte fotosensible del componente.

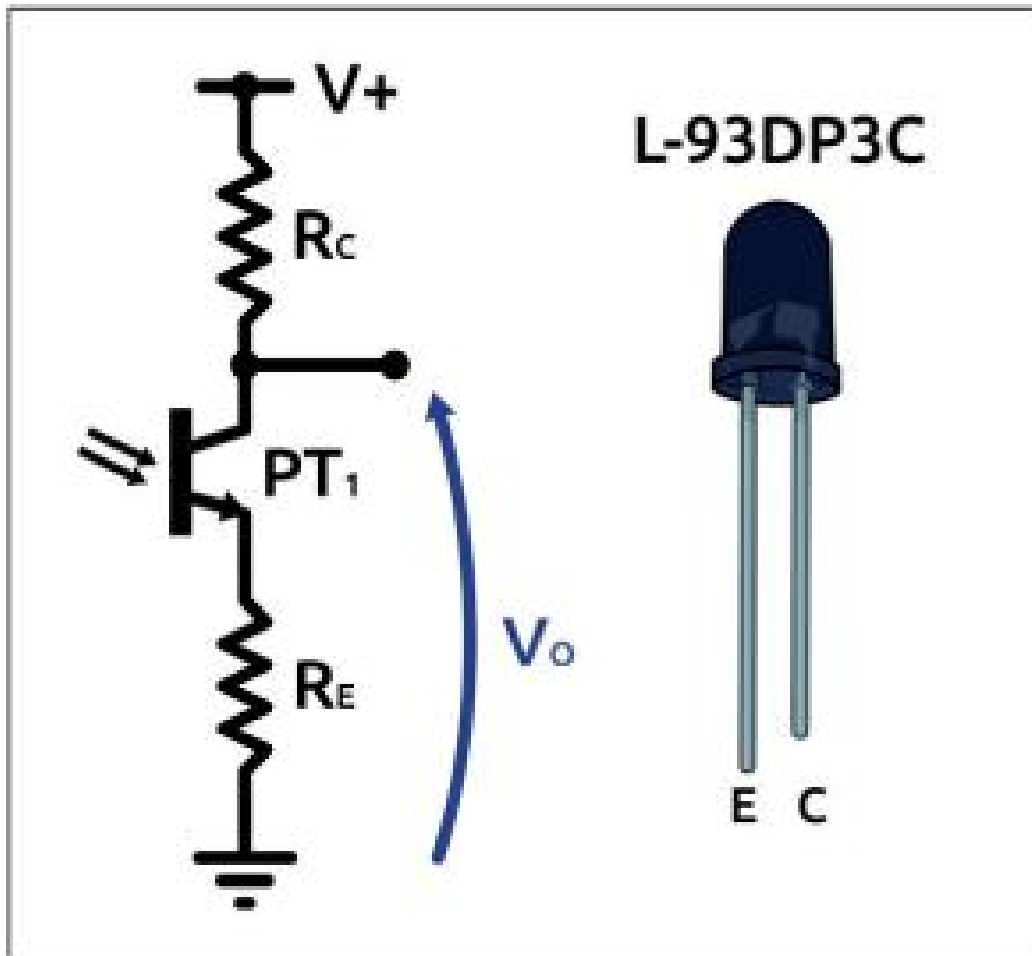


Figura 3.122 – Uso de un fototransistor.

Los parámetros presentes en las especificaciones son muy variados: un valor que se ha de tener en cuenta si se desea medir la cantidad de luz es la linealidad de la respuesta, es decir, cuánto varía la señal producida en proporción a la luz que incide en el fototransistor. Desgraciadamente, la corriente de colector de un fototransistor no es muy lineal y, por tanto, para

aplicaciones de medida es preferible utilizar fotodiodos. En las especificaciones también podemos consultar el valor de la corriente de oscuridad, es decir, la corriente que fluye cuando el dispositivo se encuentra por completo a oscuras. Por desgracia, en los fototransistores no es muy baja, porque las corrientes espurias producidas por el ruido que genera el dispositivo son amplificadas por el transistor mismo y contribuyen a aumentar esta corriente.

En las especificaciones también se muestran las frecuencias a las cuales el dispositivo es sensible, ¡importante para el control, porque podría responder solo a frecuencias luminosas concretas!

El fototransistor TEPT4400 se parece por fuera a un pequeño led, detecta la luz en un ángulo de 60° y es sensible a la luz visible. Su corriente de oscuridad tiene valores de entre 3 a 50 nA.

111. Utilizar un fototransistor para detectar luz

Realizamos un circuito con fototransistor para encender un led en la oscuridad.

Utilizamos un fototransistor para encender un led cuando está oscuro. El esquema del circuito se muestra en la figura 3.123. En el esquema activamos un led, pero es posible modificarlo añadiendo, por ejemplo, un relé.

El circuito alimenta el fototransistor a través de la serie de R1 y P1. La resistencia R1 sirve para evitar que, cuando el trimmer está ajustado en la posición cero, circule por el transistor una corriente demasiado elevada. El trimmer P1 sirve para regular el umbral de intervención del circuito. En un principio, cuando el circuito está a oscuras, el fototransistor está en corte y en la base de Q2 circula una corriente, procedente de R1 y P1, para llevarlo en saturación: el led se encenderá.

Cuando el fototransistor Q1 reciba una cantidad suficiente de luz, su VCE disminuirá y hará que Q2 vaya en corte: el led se apagará.

Para hacer que el led se encienda con la luz, hay que invertir la posición del fototransistor con el trimmer situado en la entrada.

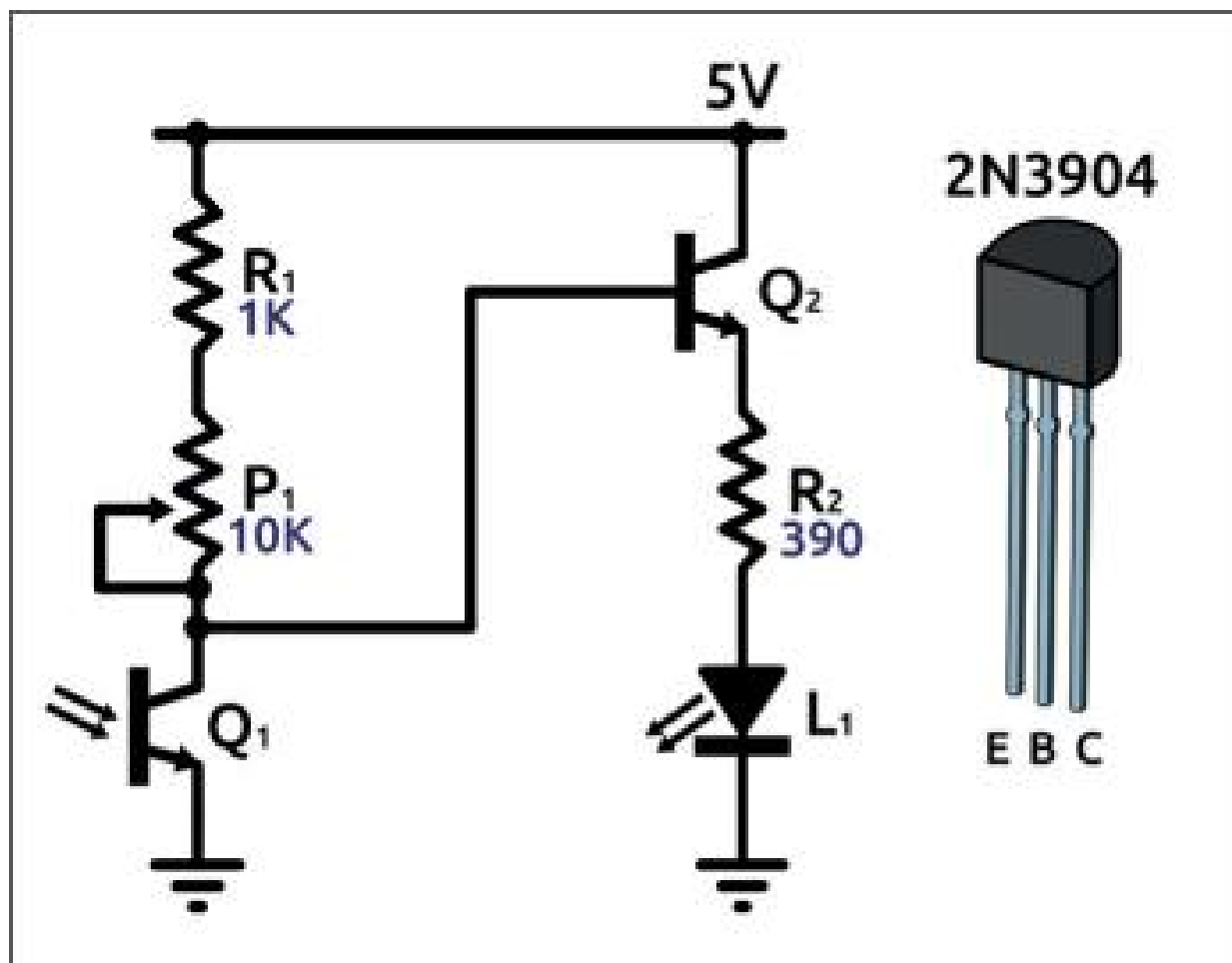


Figura 3.123 – Circuito para encender un led con un fototransistor.

112. Optoacopladores

Los optoacopladores son componentes muy fáciles de usar que permiten aislar eléctricamente dos circuitos. Dentro de un optoacoplador tienen cabida un led y un elemento fotosensible, como un fototransistor, que se activa con la luz del led interno.

Un optoacoplador es un componente que acopla dos circuitos utilizando una señal luminosa. Con un led y un receptor de luz, como un fototransistor, podemos aislar completamente dos circuitos y evitar que se propaguen perturbaciones eléctricas de un circuito a otro. Los optoacopladores (conocidos también como fotoacopladores) son componentes muy utilizados en todos los ámbitos y muy prácticos en cuanto a su uso. Externamente parecen un pequeño circuito integrado con cuatro, seis o más pines, según el número de elementos que contengan. De hecho, los hay individuales o múltiples, organizados en matrices (array).

Los optoacopladores comunes se utilizan para transferir señales digitales, porque es prácticamente imposible controlar de forma lineal el transistor contenido en su interior a través de la luz que emite el led.

Los parámetros característicos de un optoacoplador son los que siguen:

- la velocidad, normalmente expresada en términos de frecuencia o banda;

- el nivel de aislamiento, expresado en voltios. Habitualmente se pueden alcanzar valores de 1000, 1500 V o superiores;
- la corriente máxima de salida que puede proporcionar el transistor interno;
- la V_{CE} máxima del transistor que indica la tensión máxima que podemos aplicar a la salida del optoacoplador (normalmente de una veintena de voltios o más);
- la tensión de alimentación del led interno y la tensión inversa máxima que se puede aplicar al led;
- el valor de la razón de transferencia de corriente (Current Transfert Ratio , CTR) expresado como porcentaje. El CTR es parecido a la beta de un transistor e indica cómo la corriente de salida depende de la corriente de entrada. Si es muy baja, por ejemplo, del 20 %, y no proporcionamos al led toda la corriente necesaria para que se encienda, tendremos en salida, en el transistor, una corriente insuficiente.

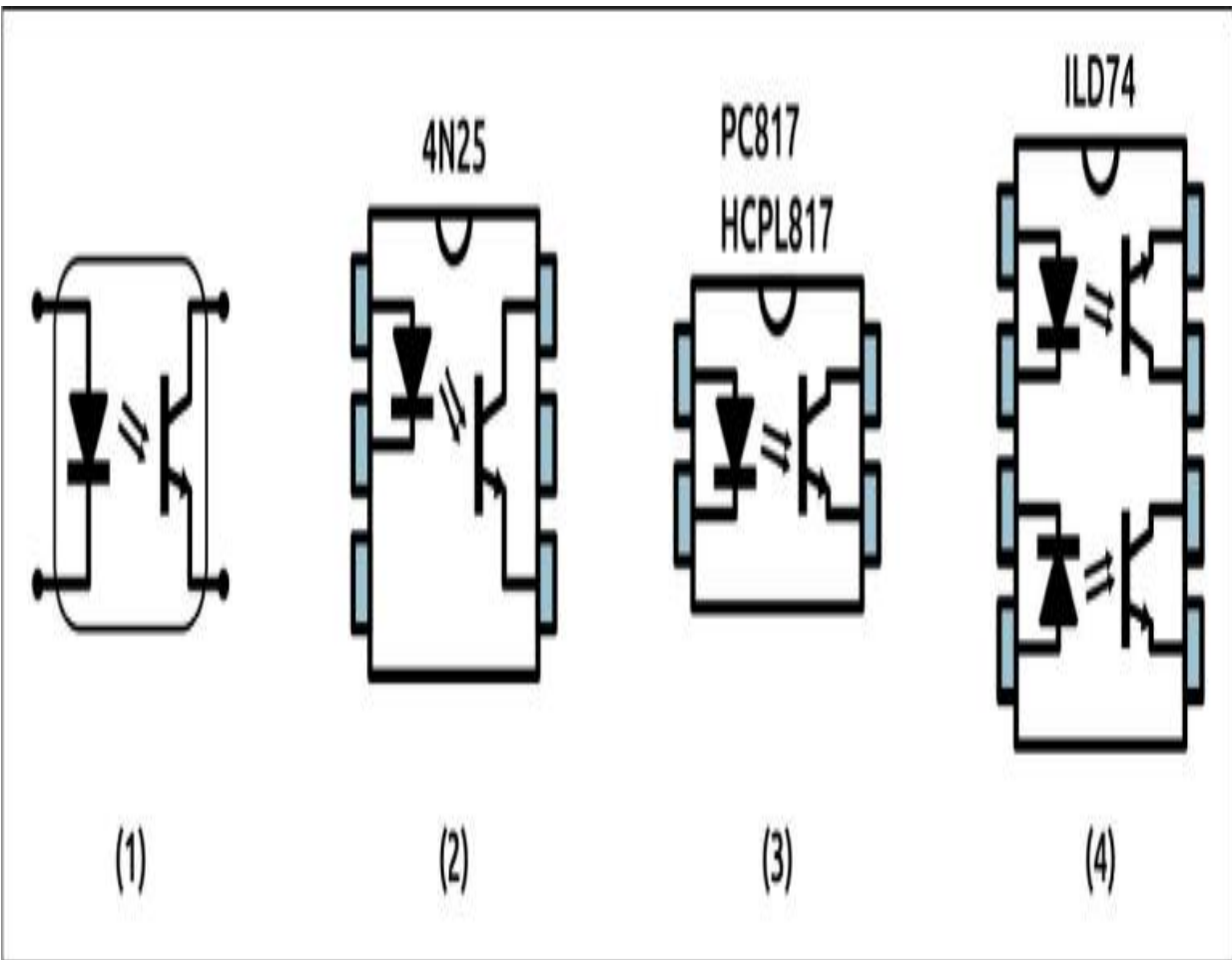


Figura 3.124 – Símbolo de un optoacoplador con transistor (1). Algunos optoacopladores con distintos pares internos y diferentes disposiciones de los pines (2),(3),(4).

Un optoacoplador muy común es el modelo 4N25. Otros modelos son, por ejemplo, IS201, CNY17-1, PC817, HCPL-817. En algunos optoacopladores, en el lado transistor también se accede al terminal de base del transistor, aunque raramente se utiliza: normalmente se deja desconectado. El control de la base se utiliza solo en casos especiales para alcanzar velocidades de transmisión más elevadas.

El 4N25 tiene seis pines y contiene un único par led-transistor. También existen optoacopladores que contienen dos (ILD74, CNY74-2, TLP620-2) o cuatro (TLP620-4, ILQ620, ILQ2) pares de acopladores. Estos modelos tienen un mayor número de pines y una disposición de pines distinta. Hay algunos que contienen, incluso, pares NPN/PNP, por lo que hay que prestar atención al elegir el modelo más oportuno. Algunos optoacopladores cuentan con dos ledes conectados en antiparalelo para poder funcionar también con señales de corriente alterna.

El elemento fotosensible también puede ser distinto de un transistor común. Podemos encontrar optoacopladores con un par de darlington, TRIAC y, en algunos casos concretos, incluso puertas lógicas en su interior.

La señal que produce el transistor puede ser utilizada directamente si no se necesitan corrientes elevadas; si no, es aconsejable añadir un segundo transistor para aumentar la capacidad de corriente.

Según cómo esté configurado, el optoacoplador podría invertir la señal aplicada en su entrada: esto depende de cómo se encuentra conectada la resistencia de salida. Si la resistencia está situada en el colector, al extraer la señal del colector, tendremos la inversión de la señal, mientras que, si la resistencia está en el emisor y la señal se extrae del emisor, no tendremos inversión alguna. Deben tener en cuenta este comportamiento en fase de diseño y, al final, compensarlo invirtiendo de forma adecuada la señal de entrada o de salida o mediante una configuración no inversora.

Para utilizar correctamente un optoacoplador con transistor, hay que conectar una resistencia al colector de salida. La resistencia se comporta como pull-up y deja pasar la corriente a través del transistor. Si queremos tener una buena conmutación y llevar correctamente el transistor en saturación, resulta oportuno calcular el valor de la resistencia consultando

sus especificaciones. Para el 4N25 vemos que el valor máximo para la corriente de colector es de 100 mA. Podemos suponer que, para llevar en saturación correctamente el transistor, bastará con una corriente de colector de 5 mA. Si alimentamos el transistor de salida a 5 V, vemos que la resistencia tendría que valer:

$$R_{pullup} = \frac{V_{CC} - V_{sat}}{I_C} = \frac{(5 - 0.1) V}{5 \text{ mA}} \approx 1 k\Omega$$

Para que el led se encienda correctamente, debemos conectar una resistencia adecuada que depende de la tensión de alimentación a la entrada o de la señal aplicada. El led es un led a infrarrojos, con una tensión de polarización directa en torno a 1 V. La corriente del led se elige en función del CTR y de los valores máximos admisibles, para poder maximizar la corriente de salida del transistor. Al consultar las especificaciones (por ejemplo, de un 4N25), vemos para el led una corriente máxima de 60 mA, pero para llegar al CTR máximo del dispositivo, en torno al 20 %, se indica una corriente de 10 mA.

La tensión directa V_F del led es de 1.3 V y, por tanto, la resistencia R_1 (figura 3.125) se obtiene mediante:

$$R_1 = \frac{V_m - V_F}{i_F} = \frac{(5 - 1.3) \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 370 \Omega$$

Así, elegimos una resistencia comercial de 390 o 270 Ω .

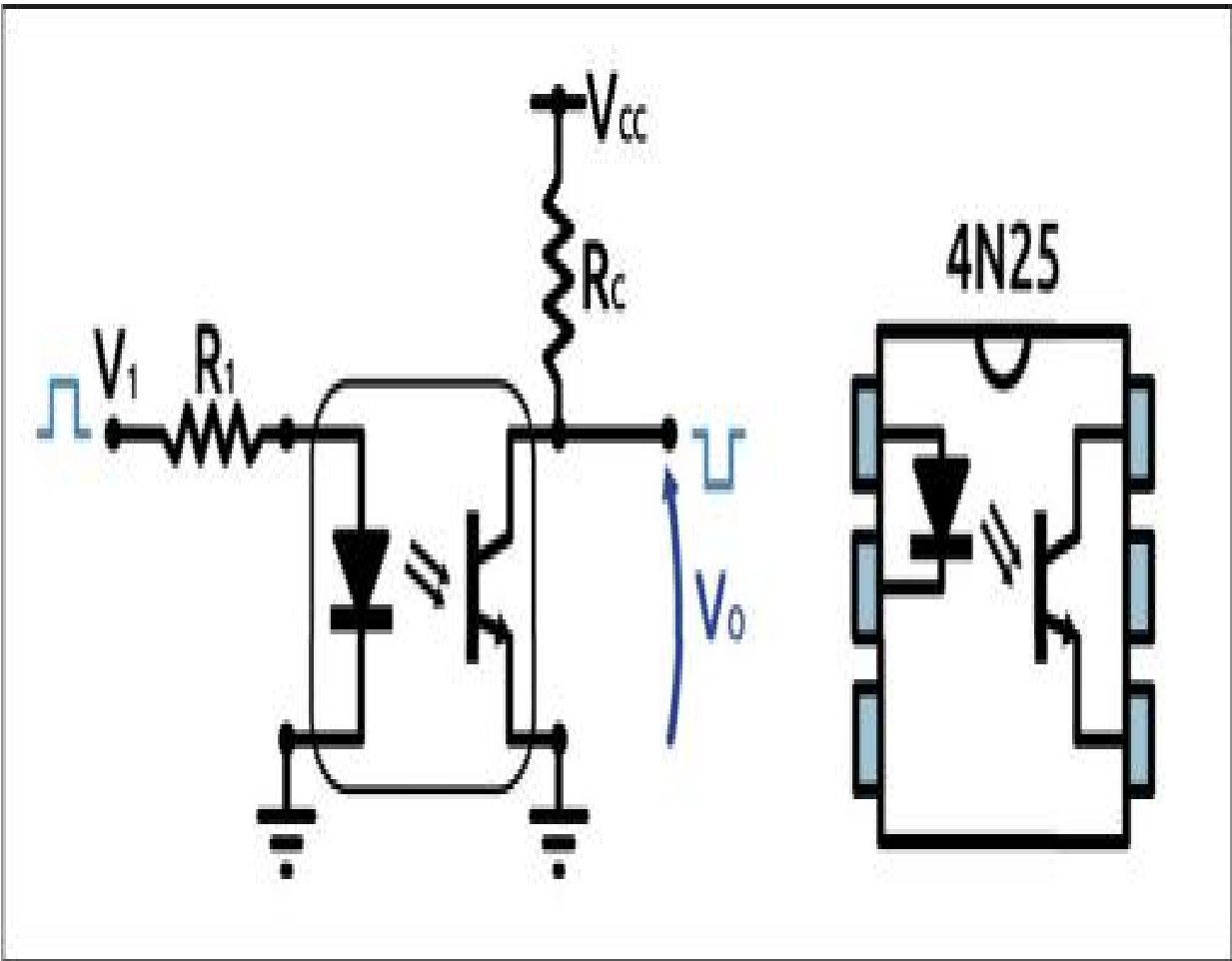


Figura 3.125 – Esquema típico de uso de un optoacoplador con transistor. En esta configuración, el optoacoplador invierte la señal aplicada a su entrada.

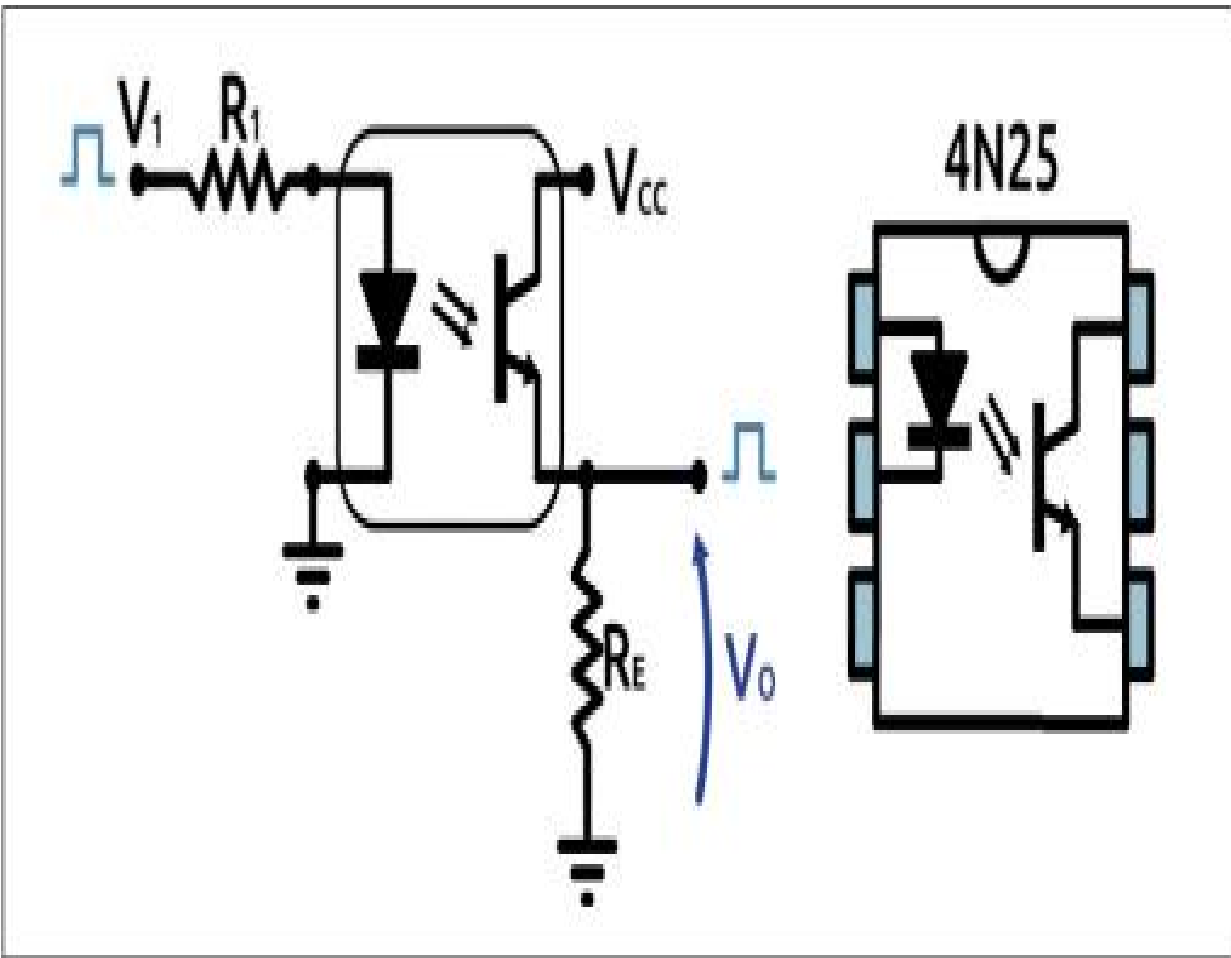


Figura 3.126 – Conexión de un optoacoplador en configuración no inversora.

El led interno, como todos los ledes, no soporta una tensión inversa muy elevada (solo de unos cuantos voltios). Para el modelo 4N25, la tensión inversa del led es solo de 5 V. Si creemos que el led podría recibir una tensión inversa demasiado elevada, podríamos añadir en antiparalelo un diodo de protección. Para esta aplicación, podría ser suficiente un diodo de señal 1N4148.

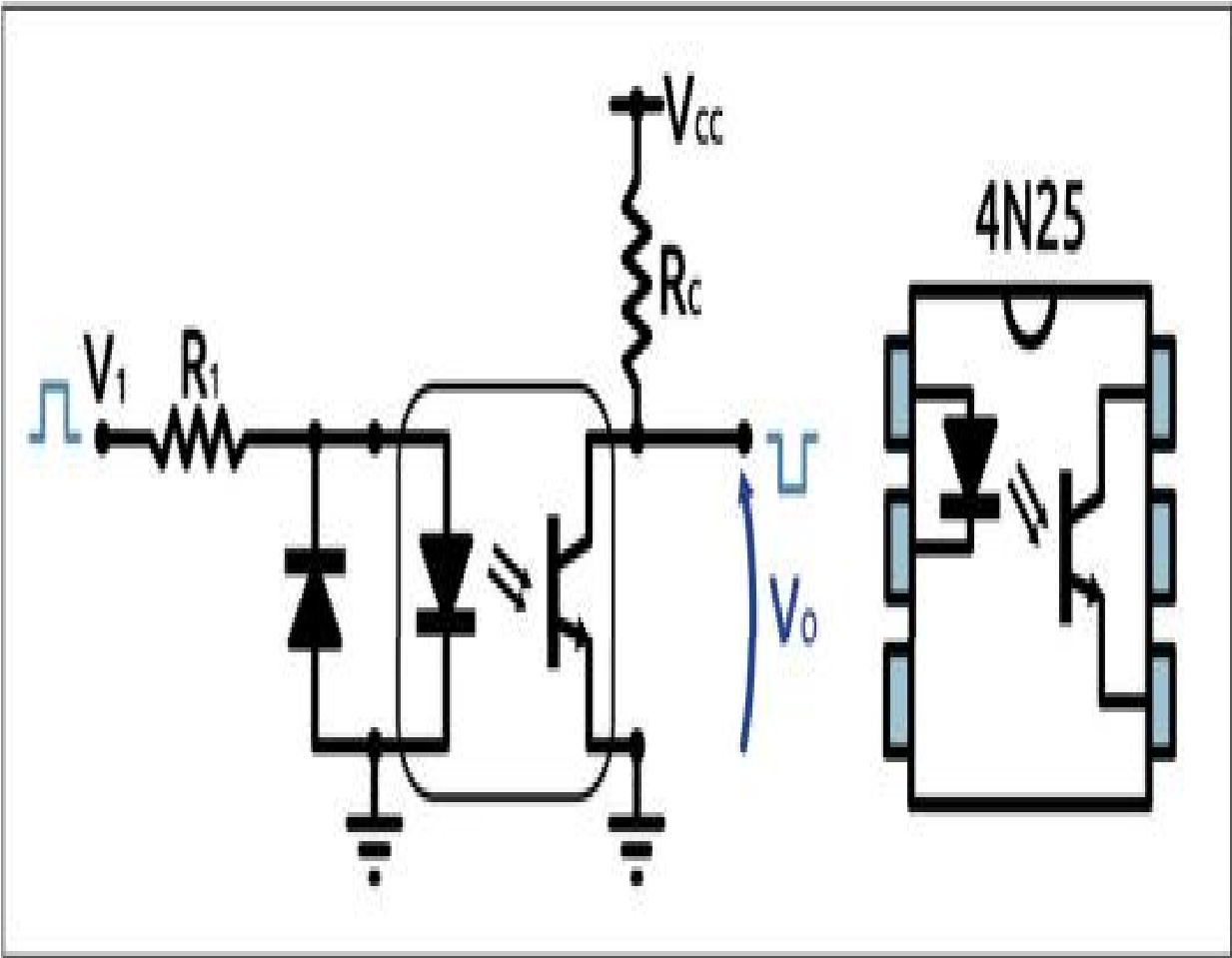


Figura 3.127 – Optoacoplador con diodo de protección en el led.

113. Utilizar un optoacoplador para controlar una corriente mayor

Los optoacopladores no pueden controlar directamente cargas que requieren corrientes elevadas. Para aumentar su capacidad, podemos conectar un transistor externo.

El optoacoplador se puede utilizar para controlar pequeñas cargas, como si fuera un relé. Para no dañar el componente, resulta oportuno comprobar en sus especificaciones cuál es la máxima corriente que puede soportar el transistor interno, que, para el 4N25, es de 50 mA (indicada como max forward current) y, por tanto, no muy elevada. Si fuera necesario controlar cargas más pesadas, es aconsejable añadir un transistor para controlar la carga final. La figura 3.128 muestra un posible esquema de referencia en el cual, para controlar la carga, se ha utilizado un transistor NPN externo. El transistor se elige evaluando la tensión de alimentación de la carga, de manera que tenga una VCE máxima suficientemente alta y una corriente de colector adecuada.

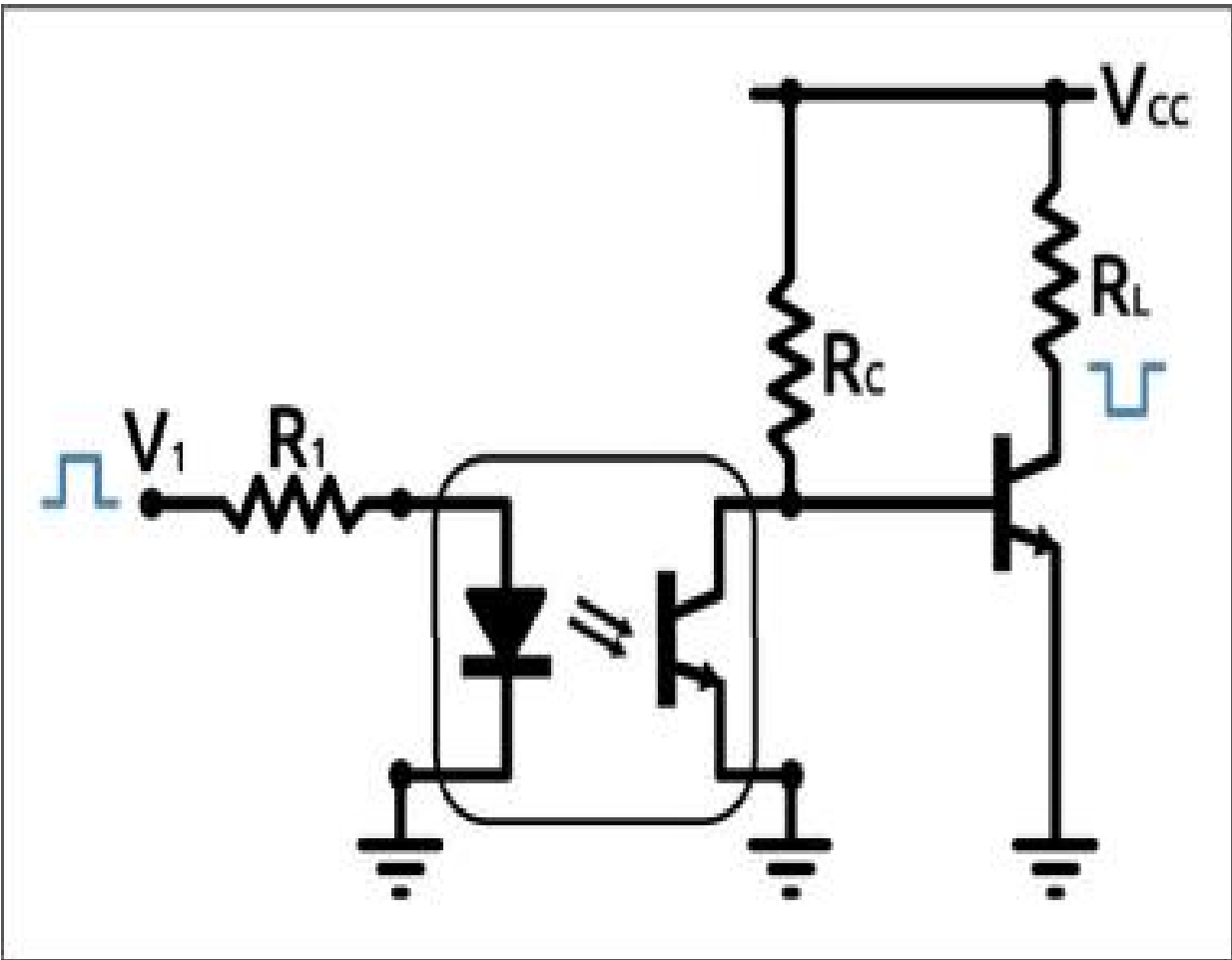


Figura 3.128 – Esquema de conexión de un transistor de potencia a un optoacoplador.

El valor de la resistencia que debemos utilizar depende de las tensiones de alimentación y de las señales aplicadas. En la parte de entrada, si la señal tuviera un valor máximo de 5 V, podríamos utilizar una resistencia con un valor de entre 270 y 470 Ω .

Para la resistencia R_C , suponiendo que alimentamos la salida a 12 V y que utilizamos un 4N25, que tiene una corriente de colector máxima de 100 mA,

configuramos una corriente de colector de 5 mA. La resistencia debería tener un valor de

$$R_c = \frac{V_{CC} - V_{sat}}{I_c} = \frac{(12 - 0.1)V}{5mA} = 2380\Omega$$

El circuito invertirá la señal aplicada a la entrada: sin una señal del transistor Q1 estará en conducción, y viceversa.

1 Hablamos de características ideales porque con una forma lineal simplifican nuestros cálculos.

2 Láser es la adaptación al español del acrónimo inglés LASER, de Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation .

Amplificadores operacionales

Los amplificadores operacionales son componentes electrónicos muy versátiles que permiten amplificar, tratar y elaborar señales eléctricas. Su uso es muy sencillo. Son componentes muy utilizados y económicos.

114. Los amplificadores operacionales

Los amplificadores operacionales son componentes muy utilizados para amplificar, tratar o elaborar señales eléctricas. Son amplificadores diferenciales con una ganancia notable que se utilizan casi exclusivamente con un sistema de retroacción para controlar sus características.

Uno de los componentes más utilizados y versátiles de la electrónica moderna es el amplificador operacional, es decir, un amplificador diferencial, dotado de dos entradas y una salida. Sus dos entradas se denominan inversora y no inversora. El amplificador amplifica con una ganancia muy elevada la diferencia entre señales aplicadas en sus dos entradas. Su símbolo es un triángulo: las entradas están conectadas a la base, mientras que la salida se encuentra en el vértice. El amplificador operacional no es un componente sencillo, sino que se crea conectando varios transistores, resistores, condensadores y diodos en miniatura a una fina capa de silicio.

Los primeros amplificadores operacionales se remontan a los años 1940-1950 y fueron fabricados con tubos de vacío (válvulas). Fueron inventados para permitir que las calculadoras analógicas pudieran realizar cálculos de sumas y restas entre varias tensiones. En 1964 se creó el primer dispositivo sobre un circuito integrado, el $\mu A702$, diseñado por Robert Widlar. En 1968 David Fullagar diseñó el mítico $\mu A741$, todavía hoy muy popular (podemos encontrarlo con la sigla LM741).

La ganancia de un amplificador operacional es muy elevada (de 100 000 o 1 000 000) y se puede indicar con Ad. Con relación a la figura 4.1, hemos

indicado con V1 la entrada no inversora y con V2 la entrada inversora. Podemos obtener el valor de salida con la siguiente relación:

$$V_0 = A_d (V_+ + -V_-)$$

Los amplificadores operacionales funcionan en tensión, razón por la cual son muy sencillos e intuitivos de utilizar.

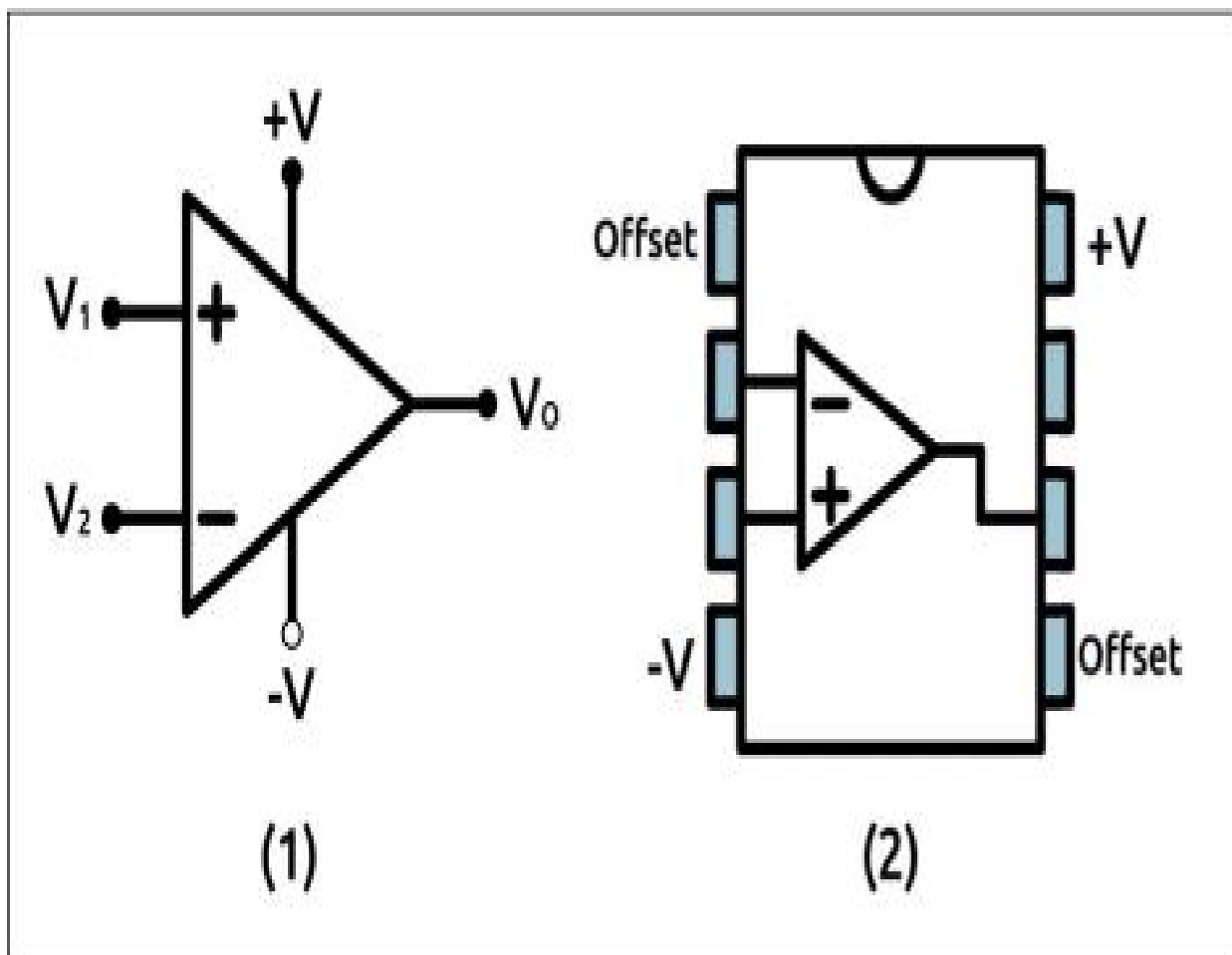


Figura 4.1 – Símbolo de un amplificador operacional (1) y disposición de pines del LM741 (2).

Normalmente estos amplificadores requieren una alimentación dual, es decir, una tensión positiva, una negativa y una masa central. A menudo este requisito es un problema, porque habitualmente disponemos de una sola alimentación: más adelante veremos cómo obviar este problema.

El funcionamiento de un amplificador operacional es sencillo y podemos comprobarlo con un simple experimento: alimentamos el operacional, conectamos su entrada inversora a la tensión de alimentación negativa, aplicamos una señal a la entrada no inversora y medimos la tensión de salida. Si la señal aplicada en la entrada no inversora es ligeramente positiva, supongamos de 0.1 V, y la ganancia del amplificador es de 100 000, la señal de salida será de:

$$V0 = Ad (V1 - V2) = 100\,000(0.1 - 0.0)V = 10\,000\,V$$

Suponiendo que alimentamos el amplificador con una tensión dual de ± 12 V, nos encontramos ante un resultado improbable, pues la salida se saturará a 12 V.

Si aplicamos una señal de -0.1 V a la entrada inversora, obtenemos en salida:

$$V0 = Ad (V1 - V2) = 100\,000(-0.1 - 0.0)V = -10\,000\,V$$

En este caso, la salida también se cerrará a -12 V.

Ahora conectamos la entrada no inversora a 0 V y aplicamos una señal positiva de 0.1 V a la entrada inversora. Tendremos:

$$V_0 = A_d (V_1 - V_2) = 100\,000(0.0 - 0.1)V = -10\,000\,V$$

Por tanto, la salida se saturará a $-12\,V$, sin poder alcanzar una tensión tan elevada. Si aplicamos una señal negativa en la entrada inversora, tenemos:

$$V_0 = A_d (V_1 - V_2) = 100\,000(0.0 - (-0.1))V = 10\,000\,V$$

También en este caso la salida se saturará en el valor positivo de $12\,V$.

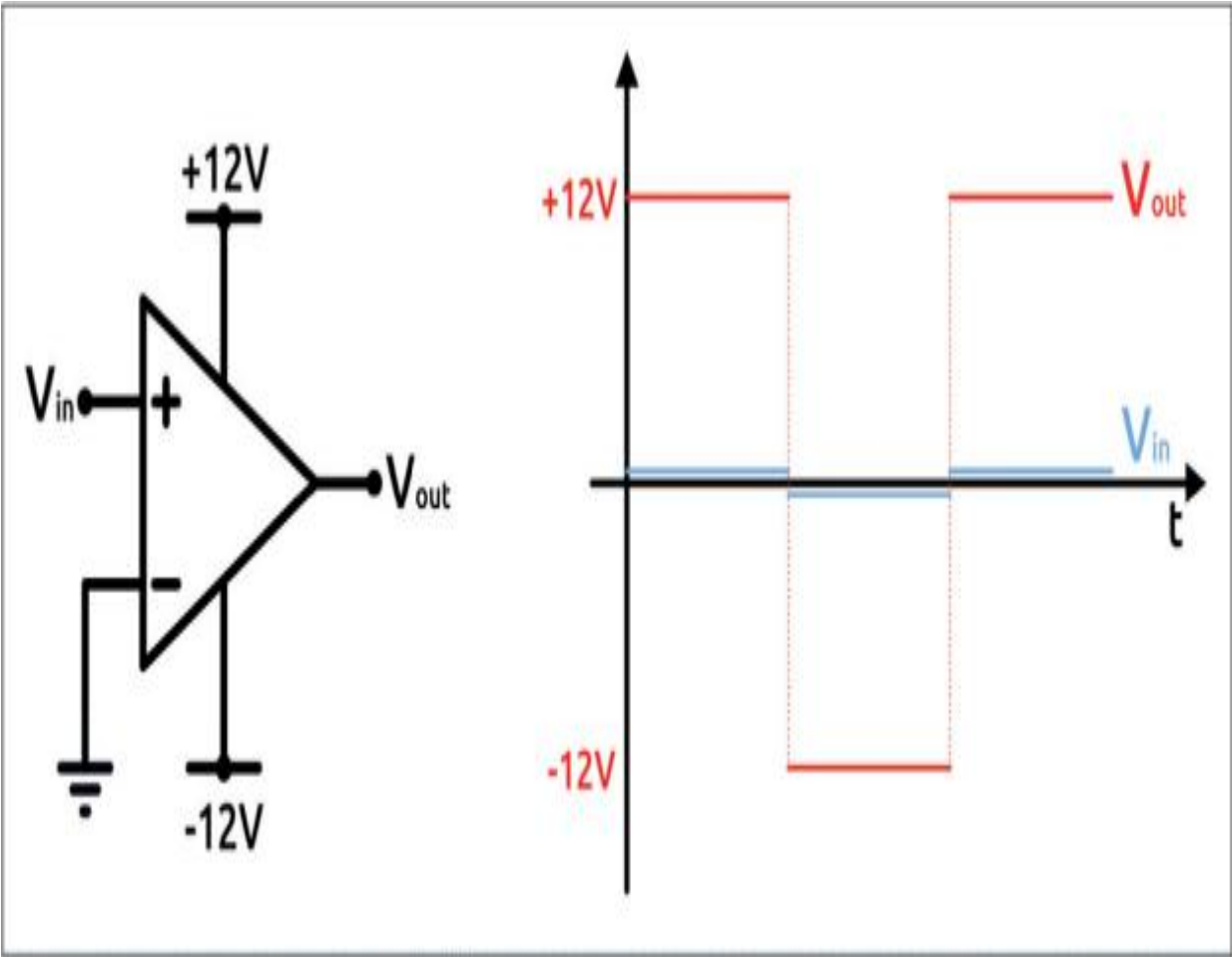


Figura 4.2 – Amplificador operacional llevado en saturación con una señal aplicada a su entrada no inversora.

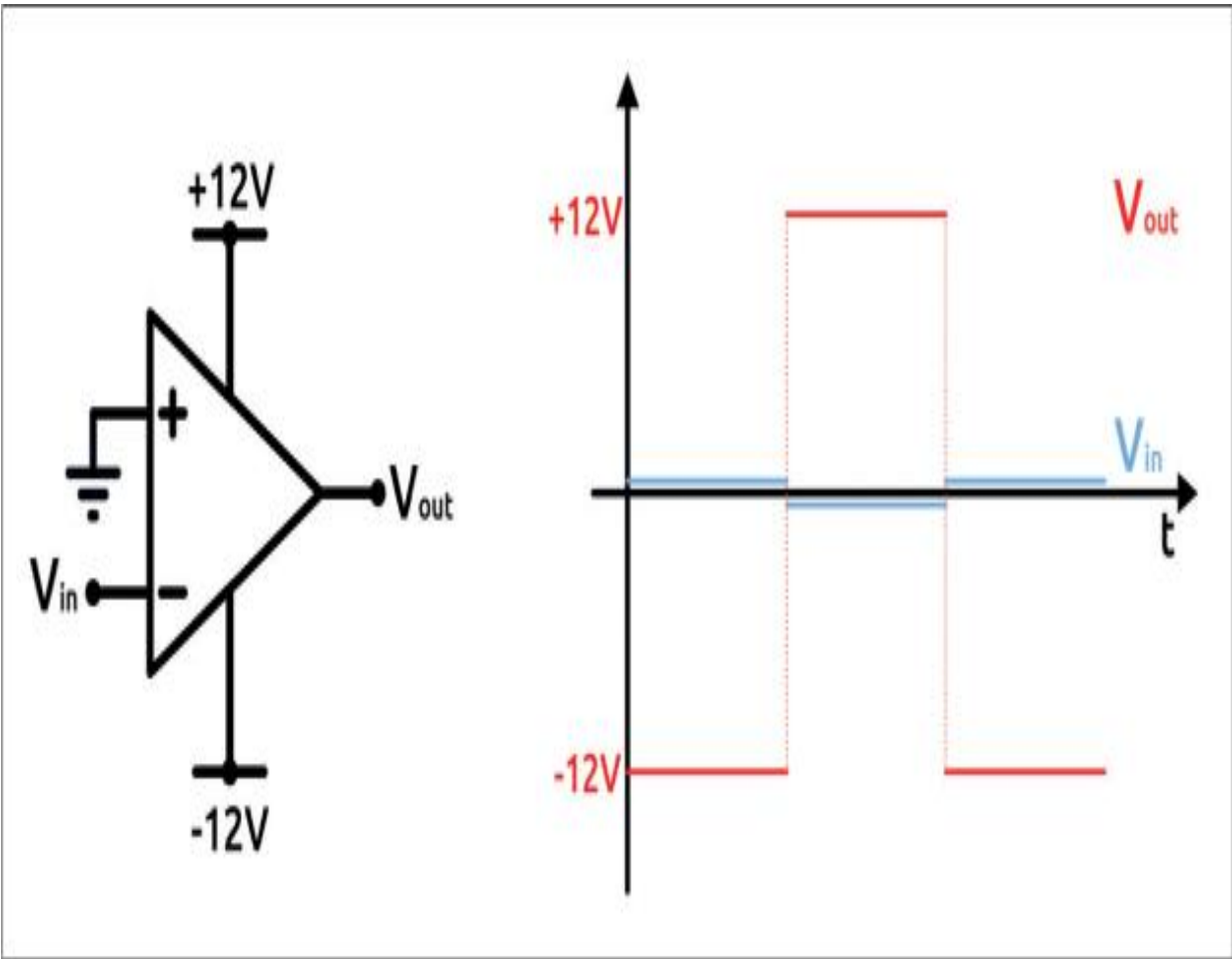


Figura 4.3 – Amplificador operacional llevado en saturación con una señal aplicada a su entrada inversora.

El comportamiento del amplificador operacional se muestra en las figuras 4.2 y 4.3, donde podemos ver que, en presencia de una mínima señal sobre una de sus entradas, la salida salpica con el máximo (o mínimo) valor de tensión posible. Al no poder alcanzar las tensiones previstas por la fórmula, la tensión se detiene en el máximo valor posible, es decir, el de alimentación (positiva o negativa).

Visto así no parece un dispositivo muy útil porque su comportamiento es bastante inmanejable. El truco está en frenar su potencia con lo que se denomina red de retroalimentación. La retroalimentación es un fenómeno que conocemos muy bien porque lo utilizamos continuamente. Cierren los ojos y extiendan un brazo. Intenten tocarse la punta de la nariz con el dedo índice. La operación será difícil e imprecisa. En cambio, intentar hacer lo mismo con los ojos abiertos resulta banal. Nuestro cerebro sabe muy bien qué músculos mover para obtener el movimiento deseado, pero, sin una indicación de cómo llevar a cabo el movimiento, es decir, un reflejo de la posición, no conseguirá situar el dedo de forma precisa en la punta de la nariz.

El reflejo es, precisamente, la retroalimentación, que permite evaluar en cada momento la presencia de un posible error y corregirlo para conseguir el resultado deseado.

La mayor parte de las aplicaciones de los amplificadores operacionales utiliza algún tipo de retroalimentación para obtener un resultado final determinado.

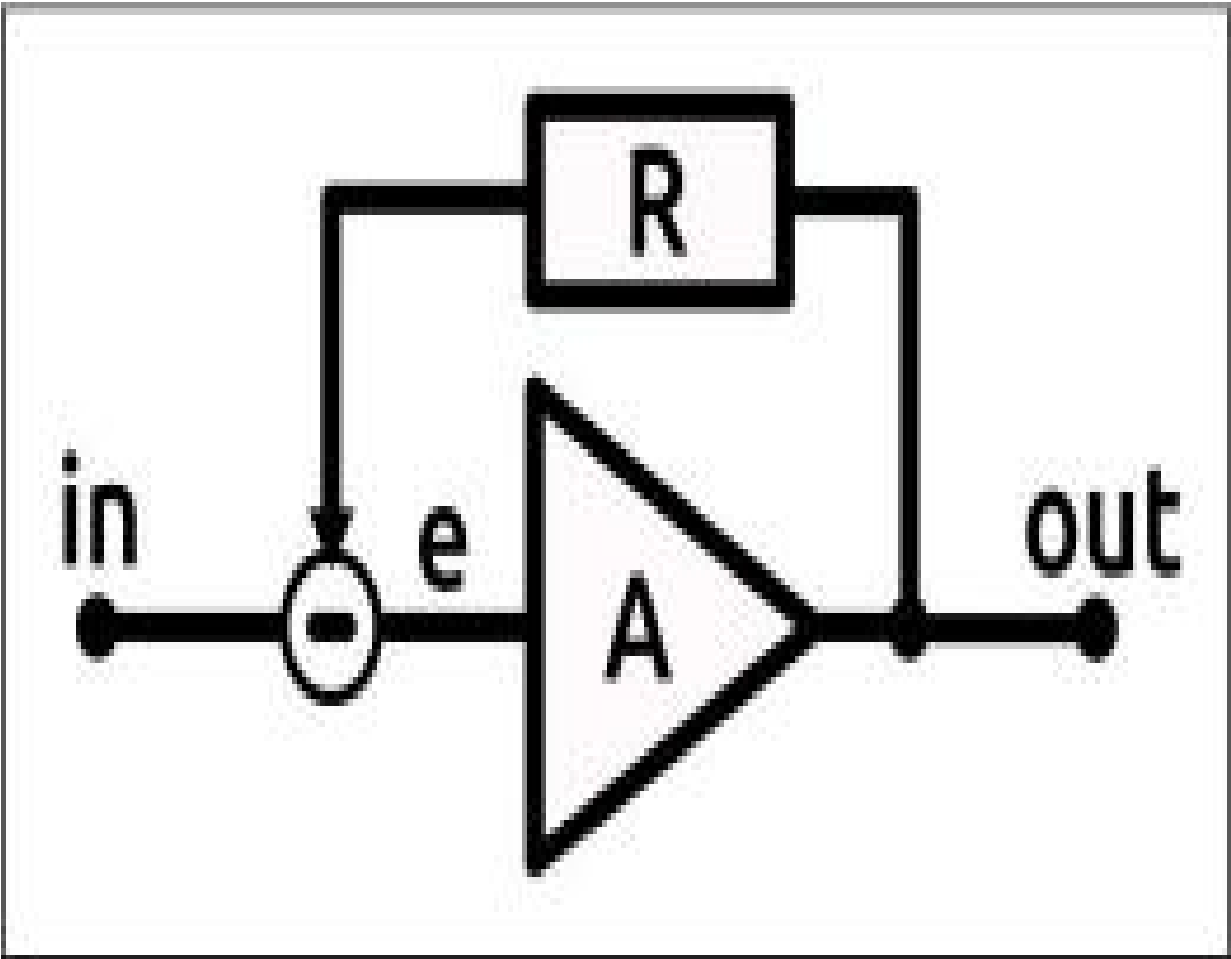


Figura 4.4 – Amplificador genérico dotado de una red de retroacción para proporcionar una retroalimentación y obtener el valor de salida deseado.

En la figura 4.4 observamos un sistema genérico con retroalimentación. La señal en salida depende de la señal en la entrada; sin embargo, el amplificador no está controlado directamente por este último, sino por la diferencia entre las dos señales. La diferencia se define también como error. La señal de salida se muestra en la entrada y se adapta (mediante el bloque R) para que pueda ser comparado con la señal de entrada. Si entre las dos señales existe alguna diferencia, el error producido servirá para llevar la señal de salida hasta el valor deseado.

Los circuitos amplificadores más sencillos que utilizan operacionales usan redes de retroalimentación resistivas para llevar la señal de salida a la entrada. La retroalimentación utilizada en estos circuitos es de tipo negativa, porque el error se calcula por diferencia. La retroalimentación también podría sumarse a la señal de entrada, en cuyo caso tendríamos una retroalimentación positiva.

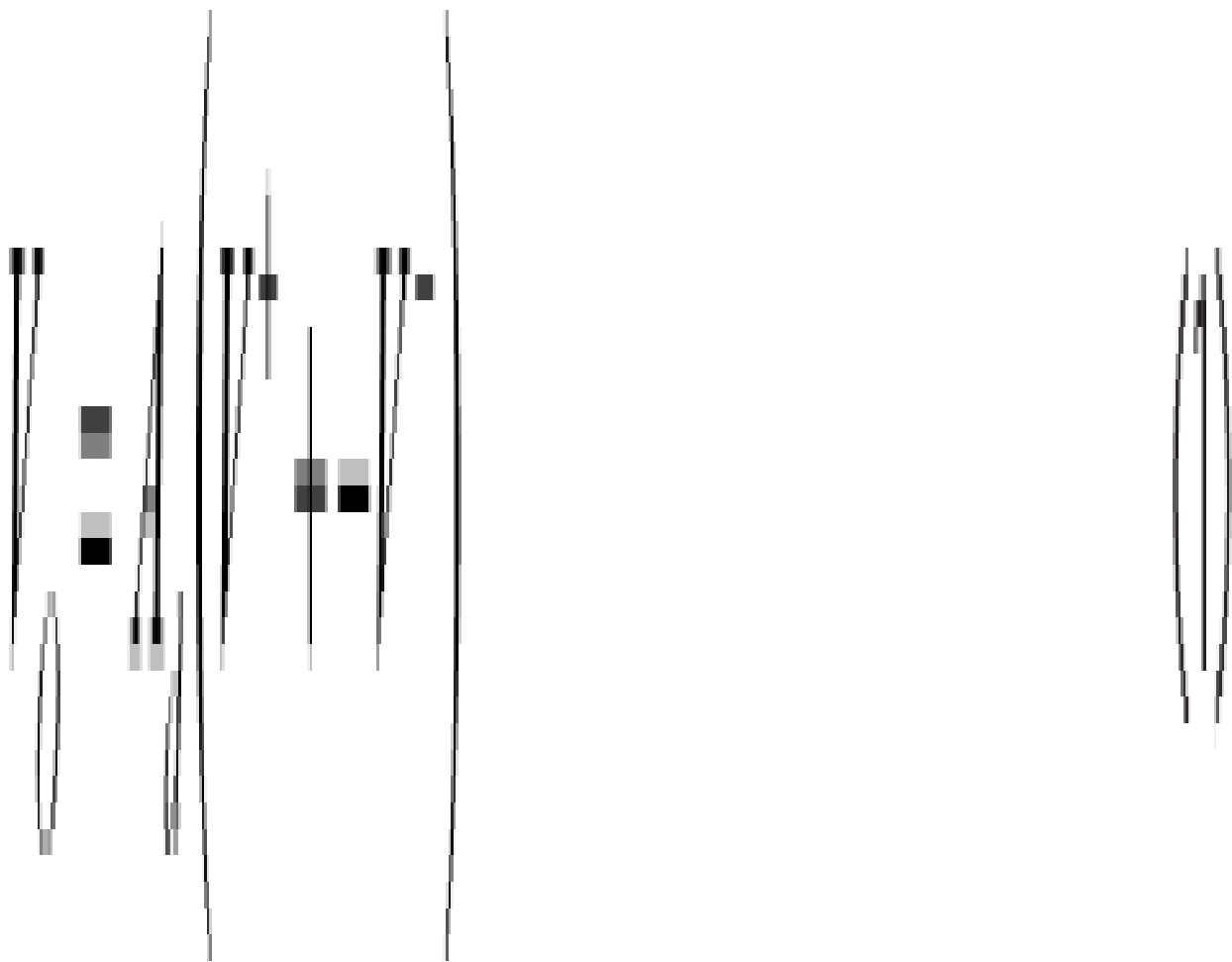
La retroalimentación de tipo positivo es mucho más estable y difícil de controlar respecto a las de tipo negativo. Una retroalimentación negativa equivale a la situación de una pelota dentro de un cuenco: la pelota trata de llegar al punto tranquilo en el fondo del cuenco. Aunque cualquier perturbación la mueva, siempre vuelve al punto de equilibrio. La situación contraria se obtiene colocando la pelota en lo alto de una colina: la pelota está en equilibrio en la cima, pero el equilibrio es inestable y basta con una mínima perturbación para que resbale hacia abajo.

Los circuitos de retroalimentación positiva se suelen utilizar para realizar osciladores. Un amplificador operacional es un componente amplificador realizado con una decena de componentes discretos, habitualmente transistores bipolares, MOSFET o JFET. El circuito forma parte del paquete DIL, es decir, el clásico circuito integrado. Cuando analizamos los circuitos con amplificador operacional, utilizamos por sencillez un modelo ideal del componente y suponemos que:

- la ganancia diferencial es infinita;
- la resistencia de entrada es infinita;

- la resistencia de salida es nula;

- la tensión de salida surge de:



Estas suposiciones también nos permiten obtener algunos aspectos prácticos. Teniendo en cuenta que la resistencia de entrada es infinita, las entradas no absorberán corriente, lo que permite que los cálculos se simplifiquen mucho.

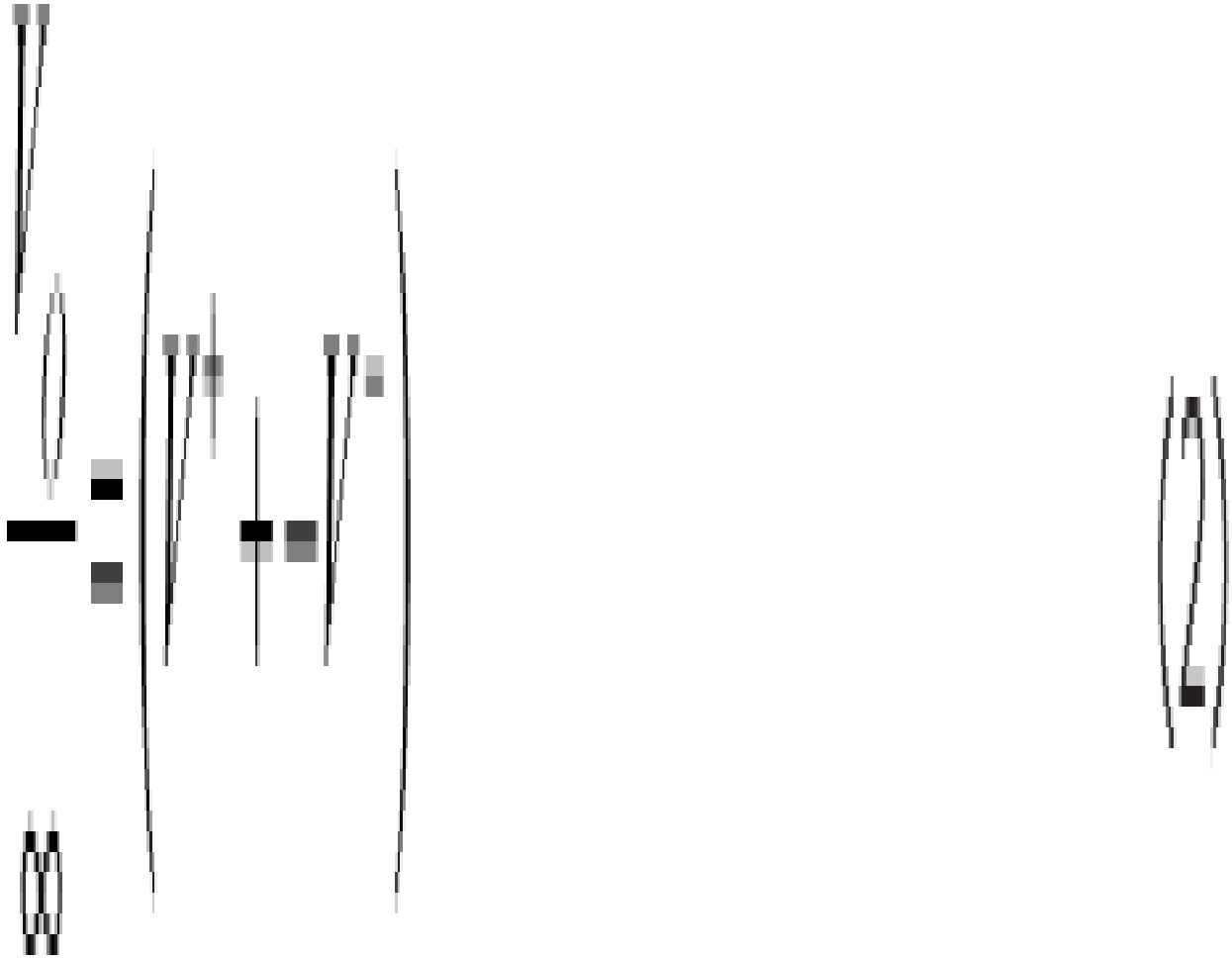
Al volver a generar la expresión (1), podemos obtener que V^+ es idéntica a V^- :

$$V_+ = V_-$$

Volvemos a escribir la (1) de este modo:

$$\frac{V_0}{A_d} = \left(V_+ + -V_- \right)$$

Teniendo en cuenta que A_d es infinito, tenemos:



Al dividir un número por otro muy grande, obtenemos un número muy pequeño.

Observen la siguiente secuencia numérica:

- $1/2 = 0.5$

- $1/3 = 0.3333$

- $1/4 = 0.25$

- $1/5 = 0.2$

- $1/10 = 0.1$

- $1/100 = 0.01$

- $1/1000 = 0.001$

Cuanto más crece el denominador, más pequeño es el resultado de la división (una fracción es una división). El infinito es un número muy grande... por lo que, al dividir 1 entre un número infinitamente grande, tendremos un número infinitamente pequeño... es decir, ¡cero! Por lo tanto, la (2) será:

$$0 = (V_+ + -V_-)$$

de la cual:

$$V_+ = V_-$$

Los amplificadores operacionales reales no tienen una ganancia infinita, aunque sí muy elevada, así como la resistencia de entrada que asume valores de varios megaohmios. Aunque los valores no sean los ideales, las características de un amplificador operacional real se acercan mucho a las ideales. Ello hace que sean muy apreciados para amplificar señales débiles con óptimas prestaciones. Las características típicas de un amplificador operacional son estas:

- ganancia diferencial superior a 10 000;
- resistencia de entrada a partir de 10 M Ω para amplificadores operacionales realizados con transistores bipolares de hasta decenas o cientos de G Ω para los amplificadores con JFET y MOSFET;
- resistencia de salida con valores de entre unas decenas hasta unos cientos de ohmios.

Para los amplificadores operacionales también podemos trazar una curva característica tensión-corriente (figura 4.5). La característica presenta una zona lineal donde la tensión de salida depende linealmente de la tensión de entrada, o mejor, al tratarse de un amplificador diferencial, depende de la diferencia de las tensiones aplicadas a la entrada. Teniendo en cuenta la elevada ganancia del componente, la región lineal tiene una tendencia prácticamente vertical y una extensión de unos microvoltios.

Un amplificador operacional no es práctico en modo de lazo abierto, esto es, cuando no hay retroalimentación, a menos que se utilice como comparador

de tensión.

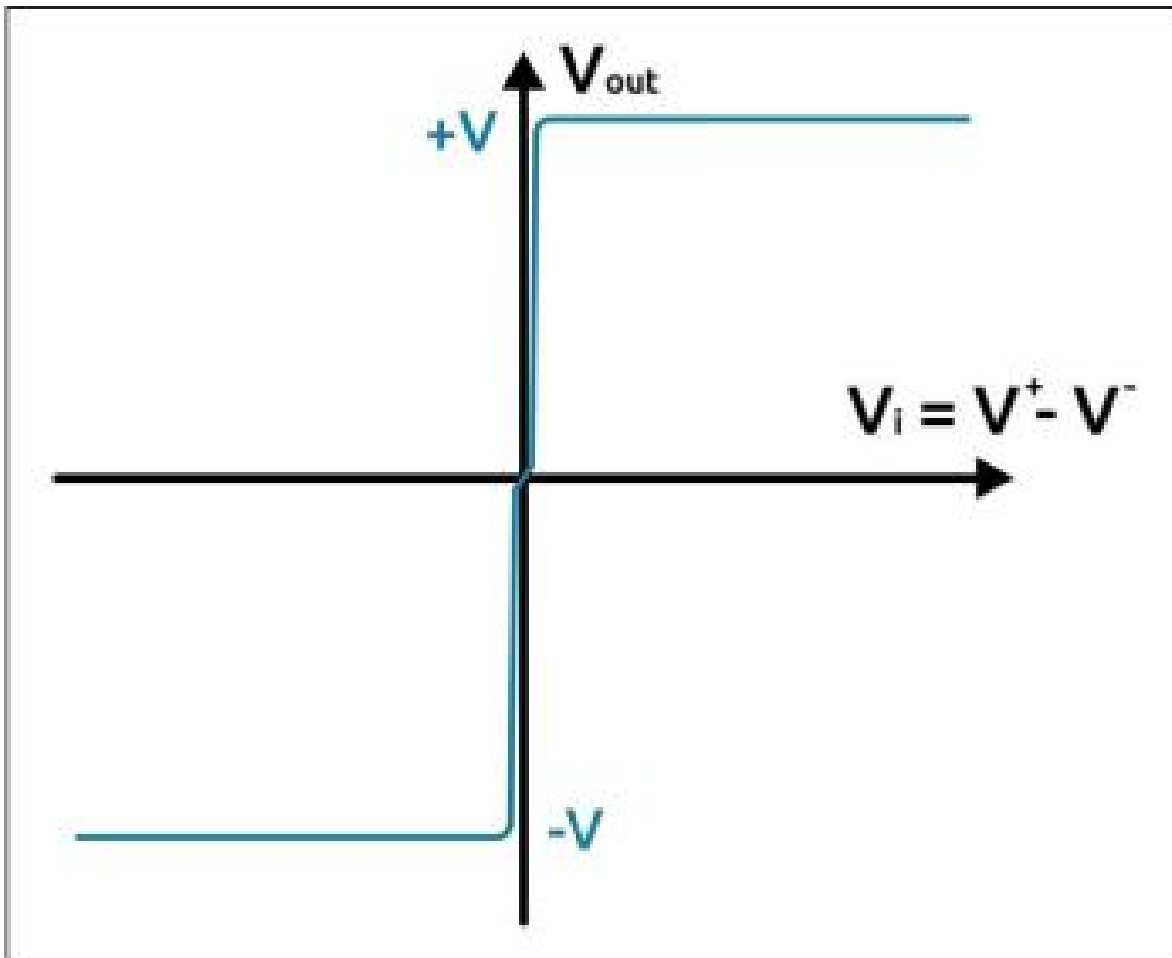


Figura 4.5 – Característica tensión-corriente para un amplificador operacional.

La zona lineal está muy limitada y se encuentra en torno al eje y.

Debido a asimetrías constructivas, puede ocurrir que, al aplicar una señal nula a las entradas, se obtenga una señal no nula en salida. Para obviar este problema, muchos chips disponen de un par de pines para la compensación del desequilibrio. Al conectar un trimmer a estos terminales, es posible regularlo para llevar la tensión de salida a 0, incluso cuando no existe

ninguna señal aplicada. En la figura 4.6 se muestra cómo conectar el trimmer de compensación a un LM741. Para medir la tensión de desequilibrio en la salida, las dos entradas del alimentador deben estar conectadas a tierra. El desequilibrio se puede medir conectando un tester entre la salida y la masa.

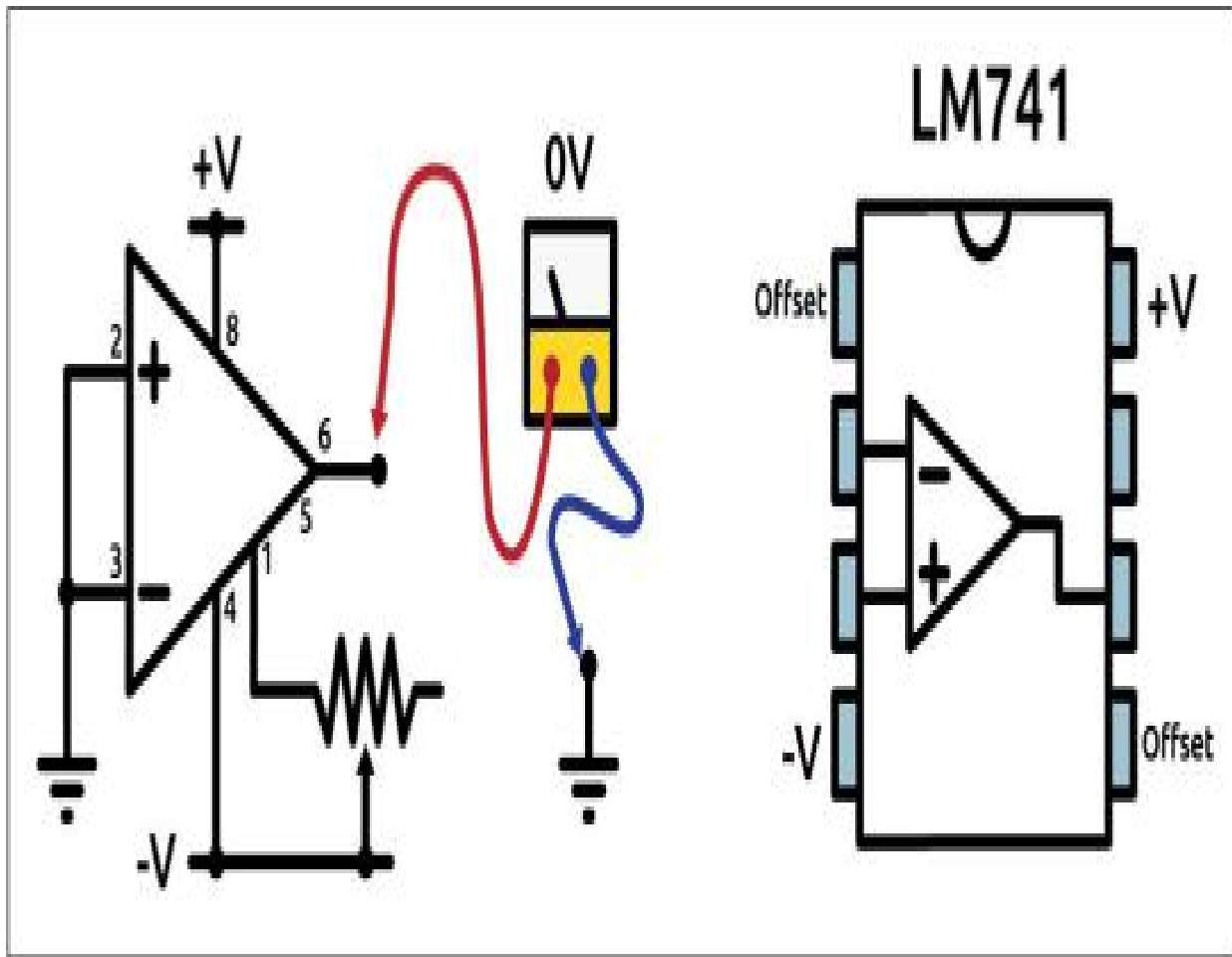


Figura 4.6 – Amplificador operacional LM741 con trimmer para la compensación del desequilibrio.

Habitualmente se utiliza un trimmer de una decena de kiloohmios y se conecta entre los pines de compensación y una de las tensiones de alimentación (consulten siempre las especificaciones del fabricante). Para aquellas aplicaciones que no sean particularmente críticas, no es necesario

compensar el desequilibrio de salida. En cambio, resulta un factor importante en los circuitos de medida, donde, a menudo, además del simple trimmer, se pueden añadir mecanismos más complejos que también pueden tener en cuenta el efecto de la temperatura sobre el comportamiento del circuito.

115. Elegir un amplificador operacional

Breve panorámica de los parámetros típicos de los amplificadores operacionales y algunos modelos de referencia.

Existe una amplia variedad de amplificadores operacionales. Los primeros modelos aparecieron en los años 70, estaban hechos como un único chip con transistores bipolares integrados y costaban cientos de dólares. Hoy en día estos componentes valen menos que un café y son de todo tipo, se realizan combinando distintas tecnologías (MOSFET, JFET) y los hay especiales para distintos tipos de aplicaciones: de precisión, para instrumentación, para tratar señales de audio, de alimentación única o dual... Los parámetros que hay que tener en cuenta son muy variados, por lo que a continuación indicaremos los más relevantes:

- la tipología de amplificador operacional y el uso típico;
- la tensión de alimentación (única o dual) y los valores máximos y mínimos de tensión aplicables además de la absorción de corriente del circuito integrado;
- la impedancia de entrada indicada en $M \Omega$ y la corriente de entrada típica (input bias current) . Aunque la resistencia es muy alta, el amplificador podría absorber una corriente de nanos o picoamperios;

- la tensión de desequilibrio típica. Teóricamente debería ser igual a 0, pero en algunos casos podría medirse una determinada tensión residual en salida, a veces vinculada a la temperatura de uso;

- la ganancia diferencial, en tensión, en modo de lazo abierto. La ganancia tiene valores muy altos y podría depender también de la frecuencia. En este caso, las especificaciones podrían mostrar un gráfico que reflejara el vínculo entre ganancia y frecuencia de la señal aplicada;

- CMRR, relación de rechazo en modo común: un amplificador diferencial debería amplificar solo la diferencia entre dos señales. No obstante, puede ocurrir que en un amplificador real la parte común de una señal también sea amplificada. Por tanto, tenemos una ganancia diferencial A_D muy alta y una ganancia común A_C que nos gustaría que fuera lo más baja posible. La CMRR mide la relación entre estas dos ganancias, y es mejor que sea lo más alta posible para que la parte diferencial sea superior a la común. En las especificaciones, aparece la CMRR expresada en decibelios mediante la expresión:

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{A_d}{A_c} \right)$$

Los valores típicos para la CMRR están en torno a un centenar de decibelios;

- slew-rate o rapidez de variación de tensión: indica la velocidad en que puede variar la señal de salida cuando la señal de entrada cambia. Suele indicarse en Volt/s o V/ μ S. Este parámetro es importante si se utilizan señales muy rápidas, porque podría presentar distorsiones en la señal de salida: el amplificador es demasiado lento y no consigue proporcionar en salida una señal idéntica a la de entrada.

Un circuito operacional que no debería faltar nunca en el cajón de un electrónico es el LM741, una especie de navaja suiza de la electrónica. Este

chip es muy versátil y se presta para infinitas creaciones como amplificadores, comparadores y filtro activo. Para aplicaciones de bajo ruido, podemos utilizar un TL081 o un TL071. Otros modelos muy utilizados son el LM324, el LM339 y el LM358, que contienen 2 o 4 operacionales y requieren una alimentación individual.

Tabla 4.1 – Algunos modelos de amplificador operacional.

Modelo	Alimentación (V)	R_{in} (M Ω)	CMRR (dB)	Slew rate (V/ μ s)	Output current (mA)	Power dissipation (mW)
LM741	± 22	2	95	0.5	25	500
TL081	± 18	1000 000	86	13	-	680
CA3130	16	1000	90	30	22	-

116. Comparador de tensiones

Podemos utilizar un amplificador operacional como comparador, para comparar una señal con una tensión de referencia.

El uso más sencillo de un amplificador operacional es como comparador de tensión. Podemos comparar con gran precisión dos tensiones y hacer que la salida del operacional se dispare cuando la tensión que estamos controlando supere un umbral determinado. El esquema utilizado se muestra en la figura 4.7. En este esquema utilizamos un LM358 que alimentaremos con una alimentación individual. Si no disponemos de una alimentación dual, tendremos que jugar con las referencias de tensión que simulen la presencia de una alimentación de este tipo.

El circuito se alimenta a 10 V que aplicamos directamente a los pines 4 y 8 del circuito integrado. Utilizamos la entrada no inversora como referencia de tensión. Haremos que lleguen 5 V al pin 3, suministrados por el divisor realizado con R1 y R2. Las dos resistencias tienen un valor relativamente bajo, de un centenar de ohmios. El punto central del divisor (V) estará exactamente a 5 V. En términos relativos, si tenemos en cuenta este punto como el nivel de tierra, podemos pensar que en los extremos del divisor tenemos 5 y -5 V. A la entrada no inversora conectamos un trimmer de 10 k Ω conectado entre 0 y 10 V. Al tomar como referencia de masa el punto V, si movemos el cursor del trimmer, podemos obtener en su pin central una tensión que va de -5 a $+5$ V.

La tensión de salida presente en el pin 1 dependerá de la diferencia existente entre la tensión en la entrada inversora y no inversora.

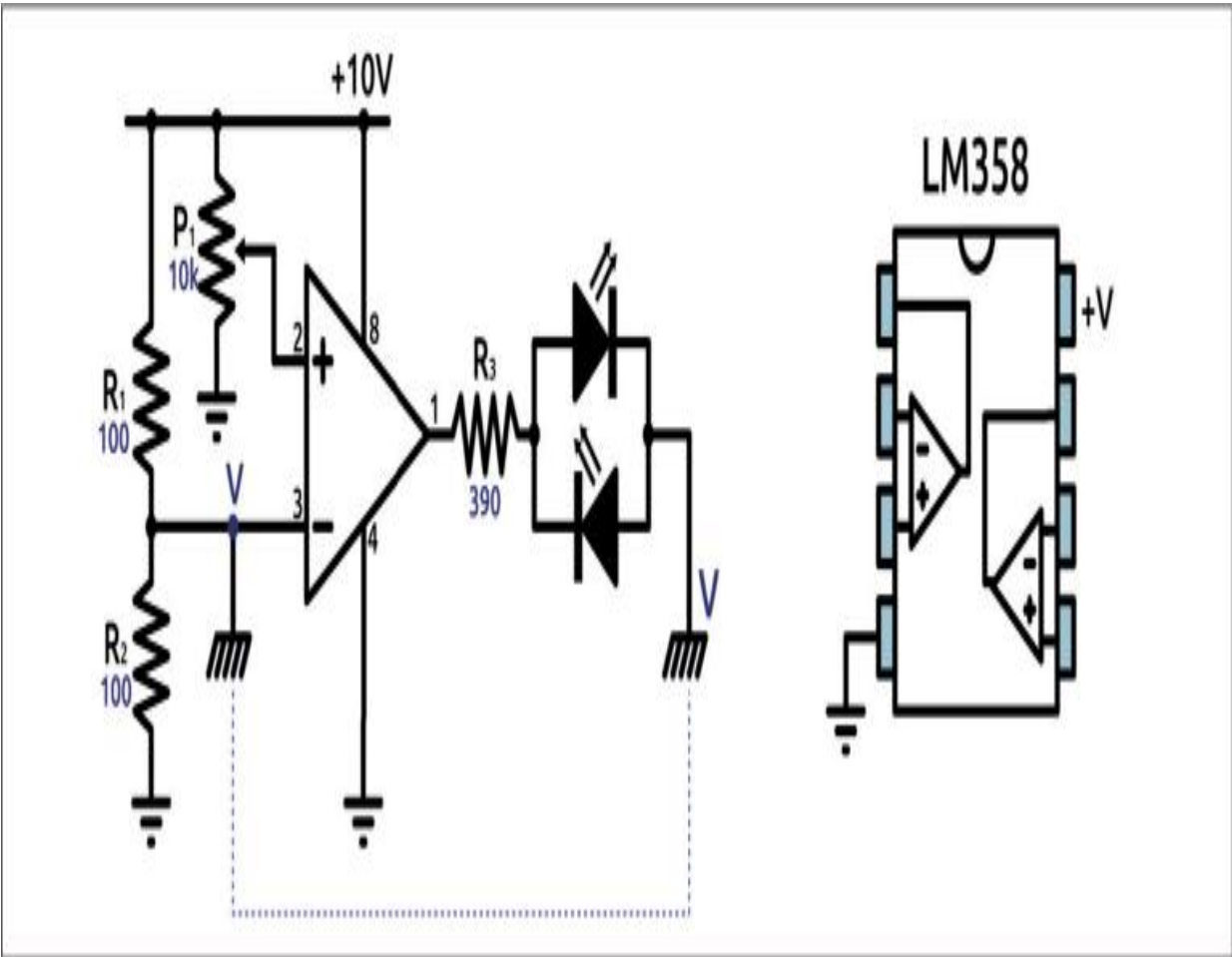


Figura 4.7 – Amplificador utilizado como comparador de tensión. En el esquema se utiliza un LM358 de alimentación individual.

Si:

$$V- > V+$$

la salida se llevará a -5 V respecto al punto de referencia. En cambio, si es válida la condición:

$$V_- < V_+$$

la salida se llevará a 5 V respecto al punto de referencia V .

Podemos medir la tensión de salida con un voltímetro, conectando la sonda negra al punto V y la roja, al pin de salida del amplificador operacional. Para visualizar el estado de la salida, podemos conectar dos ledes en antiparalelo con una resistencia de $390\ \Omega$. Los ledes no deberán conectarse entre la salida y la masa, sino entre la salida y el punto V . Al elegir el amplificador operacional que utilizaremos como comparador, hay que estar atentos, porque en el mercado existen circuitos integrados definidos como comparadores. Son muy similares a los operacionales, pero funcionan solo como comparadores y no pueden ser utilizados para realizar amplificadores.

117. Búfer

Al conectar la salida de un amplificador operacional con su entrada inversora, realizamos un búfer, es decir, un amplificador con ganancia unitaria, útil para aislar etapas de amplificación o para dar corriente a una señal.

El circuito con retroalimentación más sencillo es el que está representado en la figura 4.8. La salida está directamente conectada a la entrada inversora. En los circuitos retroalimentados siempre tenemos un lazo que lleva la señal de salida a la entrada inversora del amplificador operacional.

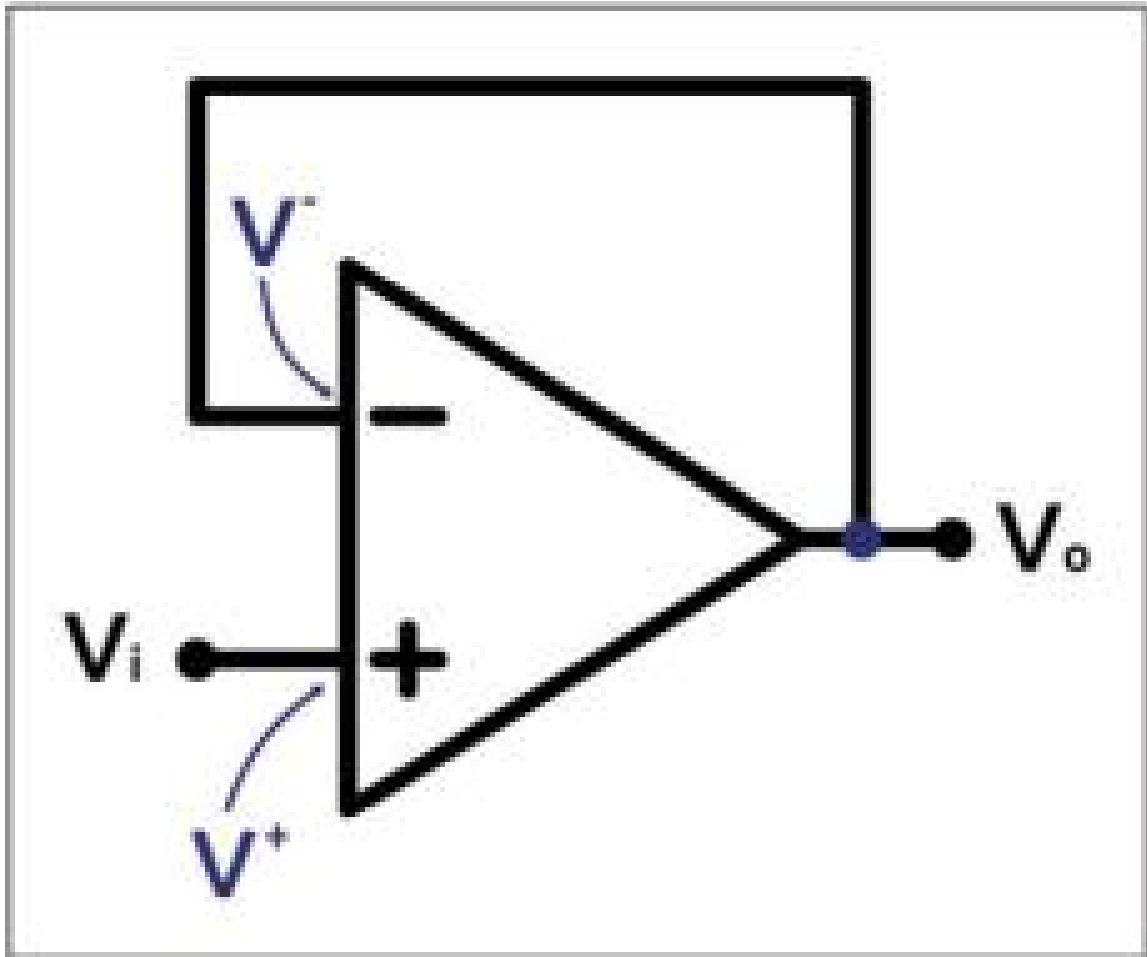
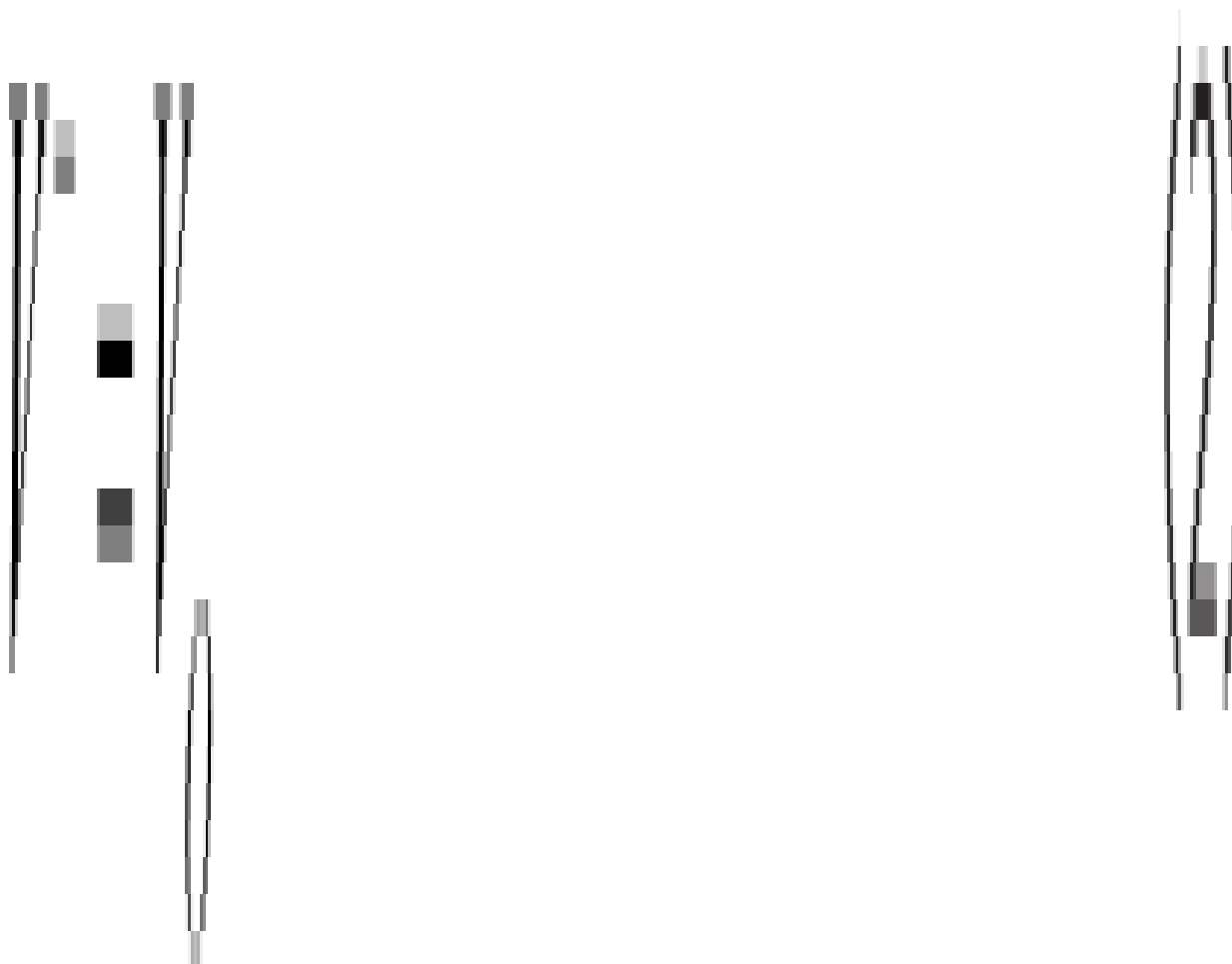


Figura 4.8 – Búfer ideal con ganancia unitaria realizado al llevar la salida directamente a la entrada inversora del amplificador operacional.

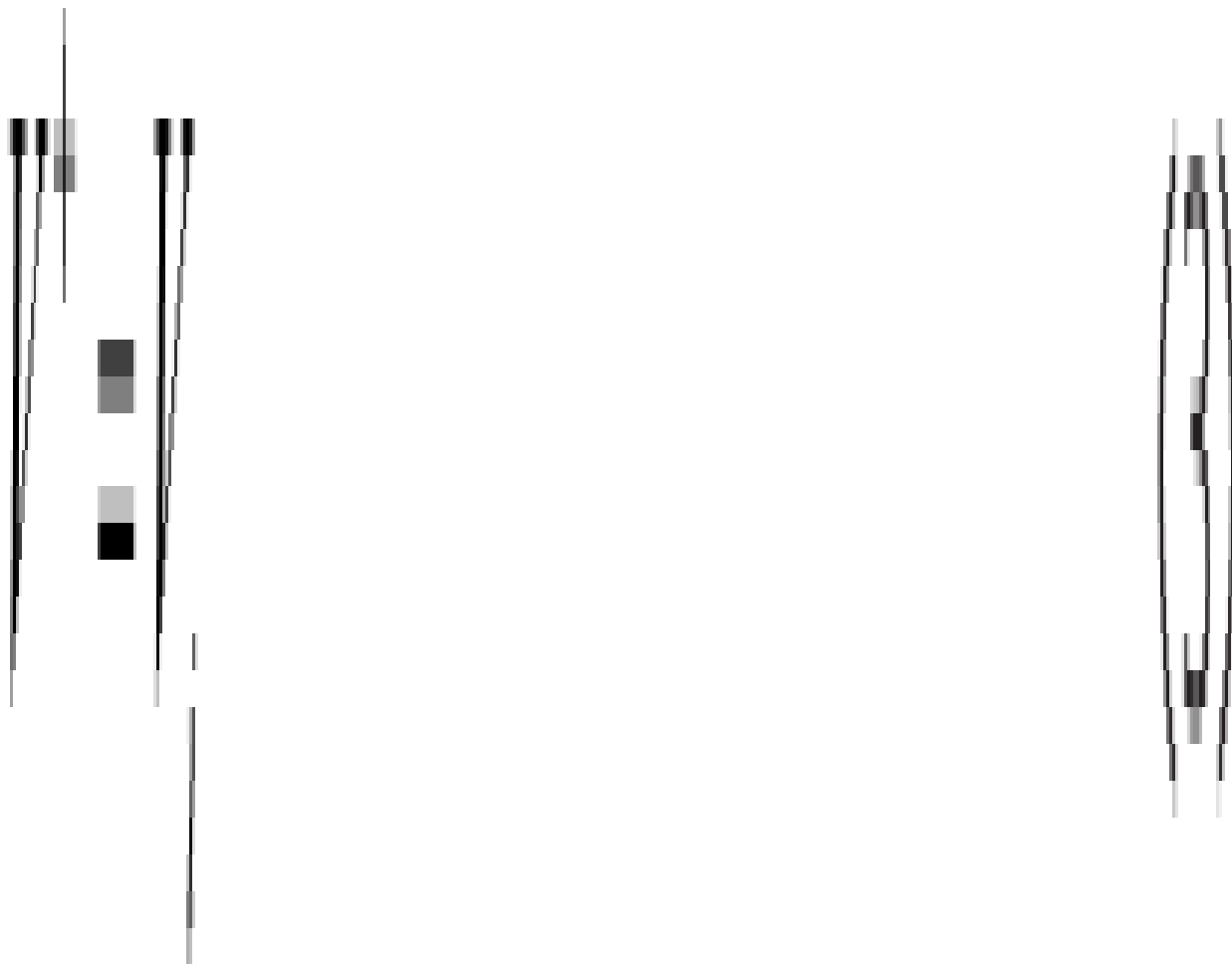
Para entender el funcionamiento del circuito, utilizaremos las suposiciones ideales sobre el amplificador operacional. En particular, gracias a su ganancia infinita podemos afirmar que:

$$V^+ = V^-$$

Al observar el esquema de la figura 4.8, vemos que la tensión de salida VO se aplica directamente a la entrada inversora y que, por tanto:



mientras que la señal de entrada se aplica directamente a la entrada no inversora y, así, tenemos:



y si sustituimos la (2) y la (3) en la (1):

$$V_0 = V_i$$

El circuito lleva en salida la misma tensión que encuentra en la entrada: es un búfer. Tiene la ventaja de tener una enorme impedancia de entrada y, por tanto, de no absorber nada de la fuente de la señal y de poder suministrar una determinada corriente en salida (de una decena de miliamperios). El búfer no presenta desfase y se utiliza mucho para aislar distintas etapas de un circuito o para dar potencia a una señal.

La ganancia de una etapa de amplificación se calcula comparando la señal de salida con la de entrada. En este caso, las señales son idénticas, por lo que la ganancia es unitaria.

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1$$

Cuando realicemos el búfer con un amplificador operacional real, tendremos que lidiar con sus limitaciones. Por ese motivo, el circuito que se debe utilizar es ligeramente distinto, como se muestra en la figura 4.9, donde podemos observar de inmediato que en el lazo de retroalimentación existe un resistor R_F . En teoría, la resistencia presente en dicho lazo no debería intervenir, porque no hay una diferencia de tensión entre entrada y salida y, por tanto, no pasa por ella ninguna corriente. En realidad, los amplificadores operacionales pueden presentar corrientes parásitas a la entrada. Si hubiera

alguna corriente, generaría una caída de tensión en R_F que quedaría compensada después por el búfer.

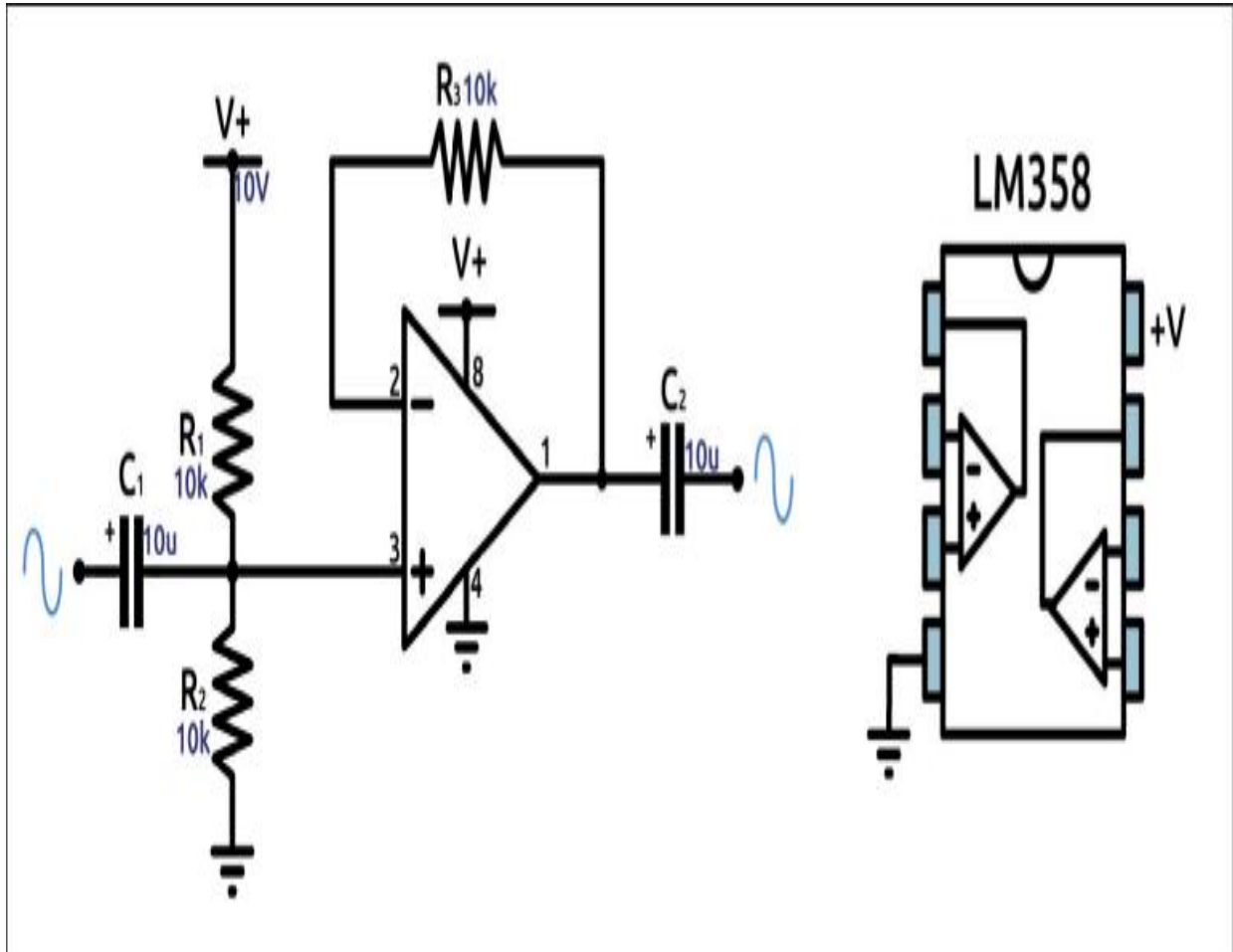


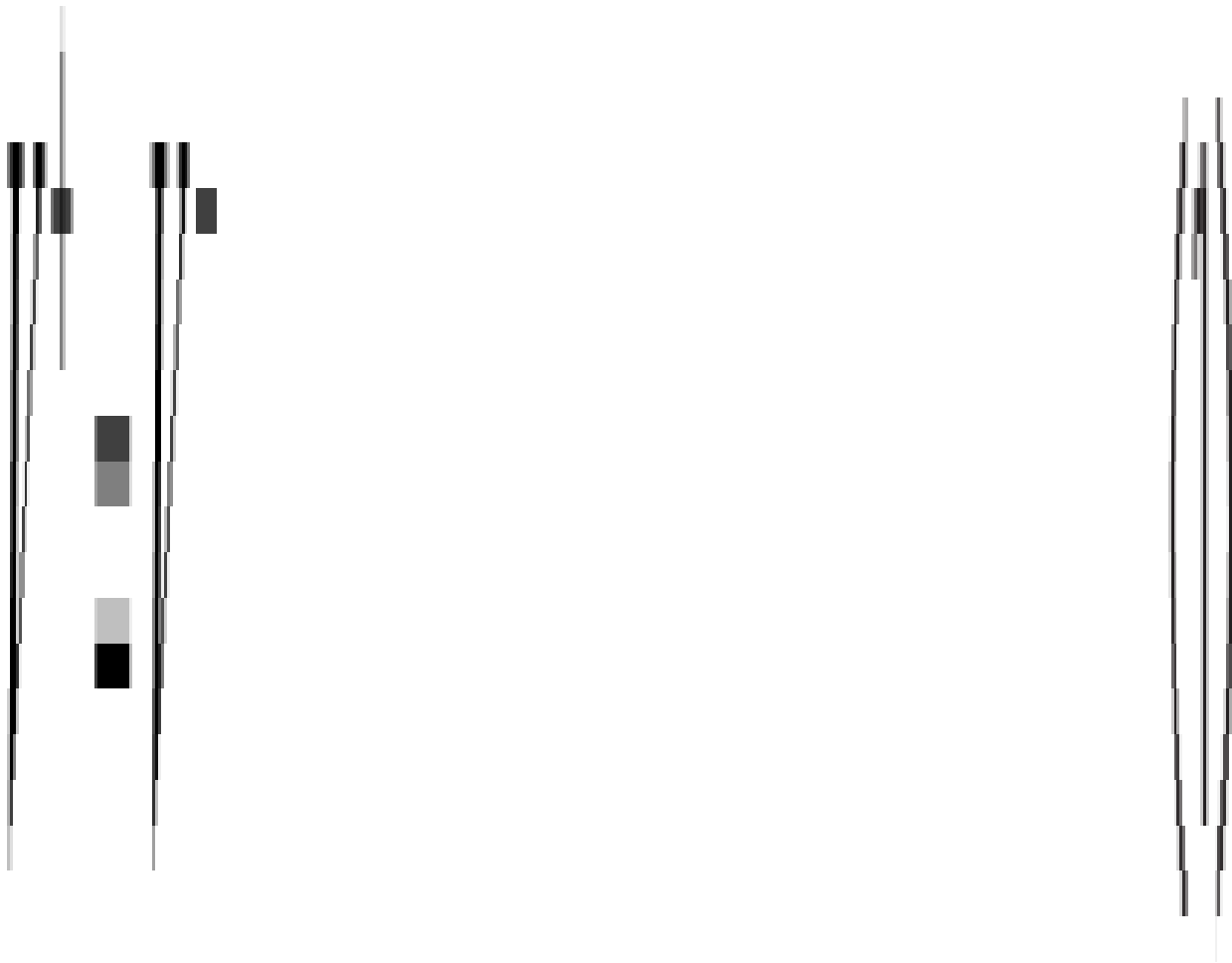
Figura 4.9 – Búfer real con ganancia unitaria con amplificador operacional y alimentación individual.

El amplificador operacional utilizado es un LM358 de alimentación individual. Su entrada no inversora está configurada a la mitad de la tensión de alimentación por el divisor formado por R_1 y R_2 (ambas de $10\text{ k}\Omega$). El búfer aplica y extrae la señal mediante condensadores electrolíticos con una capacidad adecuada (depende de la frecuencia de la señal).

118. Amplificador inversor

Si añadimos dos resistencias a un amplificador operacional, podemos realizar un amplificador con características óptimas y con la ganancia definida simplemente por las dos resistencias que utilizamos para la retroalimentación.

Al conectar adecuadamente dos resistores a un amplificador operacional, podemos realizar un amplificador inversor cuya ganancia viene determinada simplemente por las dos resistencias utilizadas. Observemos el circuito que se muestra en la figura 4.10, donde utilizaremos un amplificador operacional ideal, por lo que sabemos que:



Para resolverlo, haremos algunas suposiciones que son teóricamente erróneas, pero que simplifican el procedimiento. La expresión (1) nos permite considerar las dos entradas como si estuvieran puenteadas (en realidad esto es erróneo, pero permite simplificar el cálculo). En la figura 4.10 hemos destacado esta conexión (1) con un cable naranja. El circuito es muy sencillo, tanto que podemos ignorar por completo el op-amp (amplificador operacional) y considerar solo las resistencias conectadas, como se muestra en la parte derecha de la figura 4.10. La resistencia $R1$ está conectada entre la tensión de entrada V_i y la masa, mientras que la resistencia $R2$ lo está entre la señal de salida y la masa.

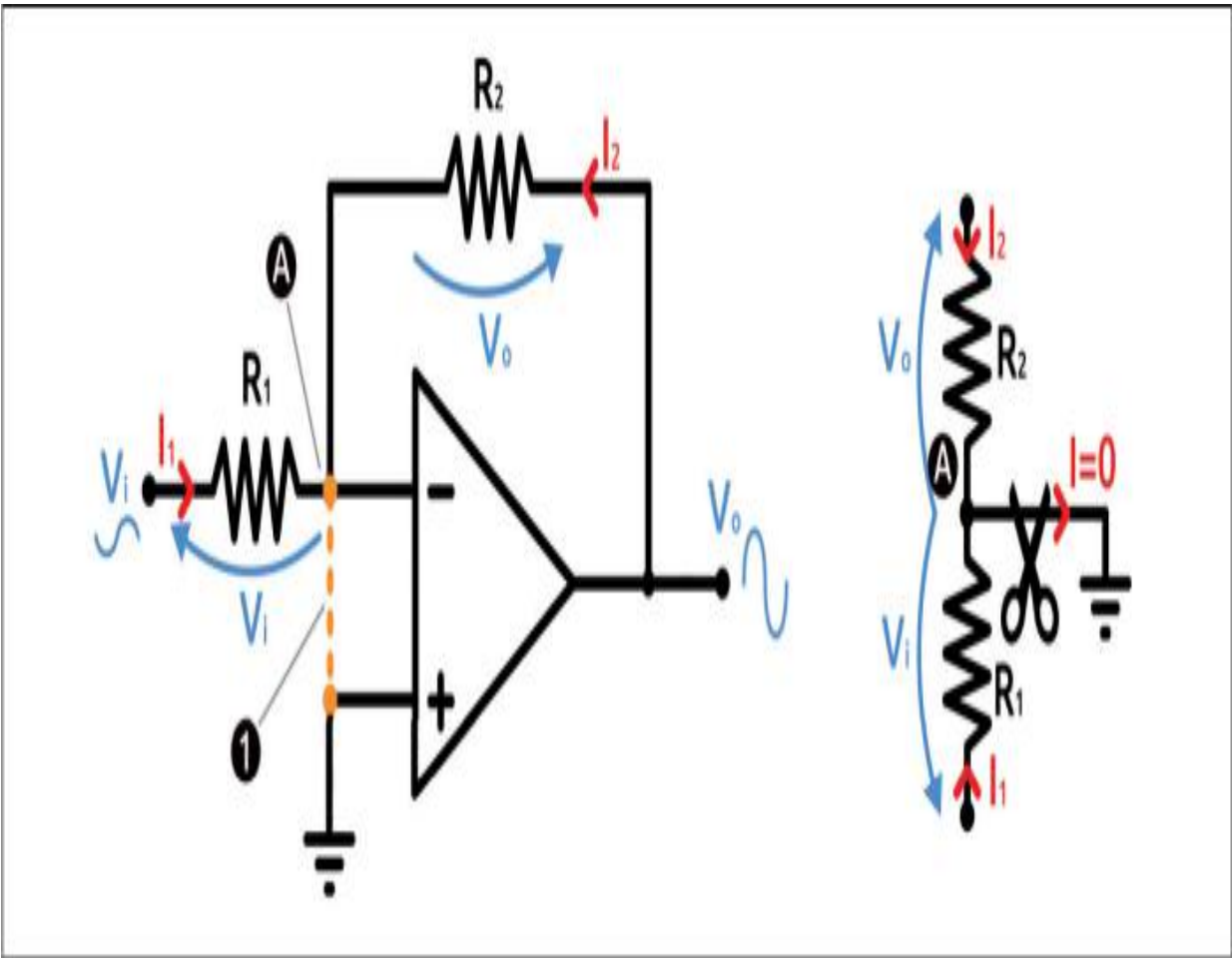
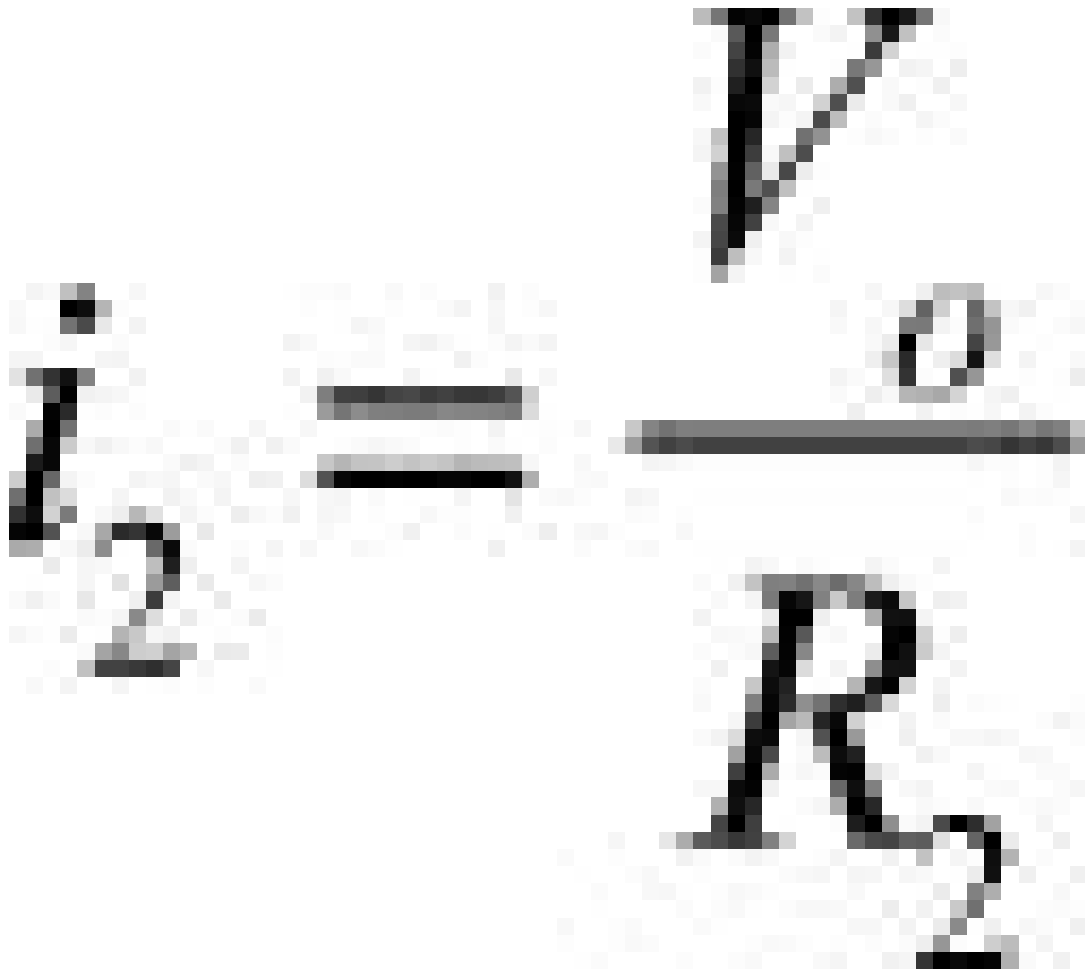


Figura 4.10 – Amplificador inversor realizado con un amplificador operacional ideal: es como si las dos entradas del amplificador estuvieran cortocircuitadas y el operacional no absorbiera ninguna corriente (atención: esta simplificación no es formalmente correcta, pero ayuda a entender el funcionamiento del circuito).

Así, podemos escribir la expresión de la corriente que circula en las dos resistencias:

$$i = \frac{K}{R_1} i$$

y:



Ahora consideremos el nodo A al cual se encuentran conectadas tres ramas: dos proceden de las resistencias y la otra es la que entra en el amplificador operacional. También en este caso adoptaremos un procedimiento conceptual erróneo, pero que simplifica la comprensión. Teniendo en cuenta que el amplificador operacional no absorbe corriente de la entrada, podemos ignorarlo y tendremos que:

$$i_1 = -i_2$$

Al sustituir las expresiones para la corriente, vemos que:

$$\frac{V_o}{R_1} = - \frac{V_o}{R_2}$$

de donde obtenemos la ganancia del amplificador:

$$A = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

La ganancia es negativa porque esta configuración desfasa la señal 180°. La ganancia se puede establecer simplemente eligiendo el valor de dos resistencias. Utilizando una resistencia R2 de 27 kΩ y tomando R1 de 10 kΩ, la ganancia del amplificador será de 2.7, un valor muy inferior respecto a la ganancia de lazo abierto y que permite amplificar una señal al gusto, sin distorsionarla.

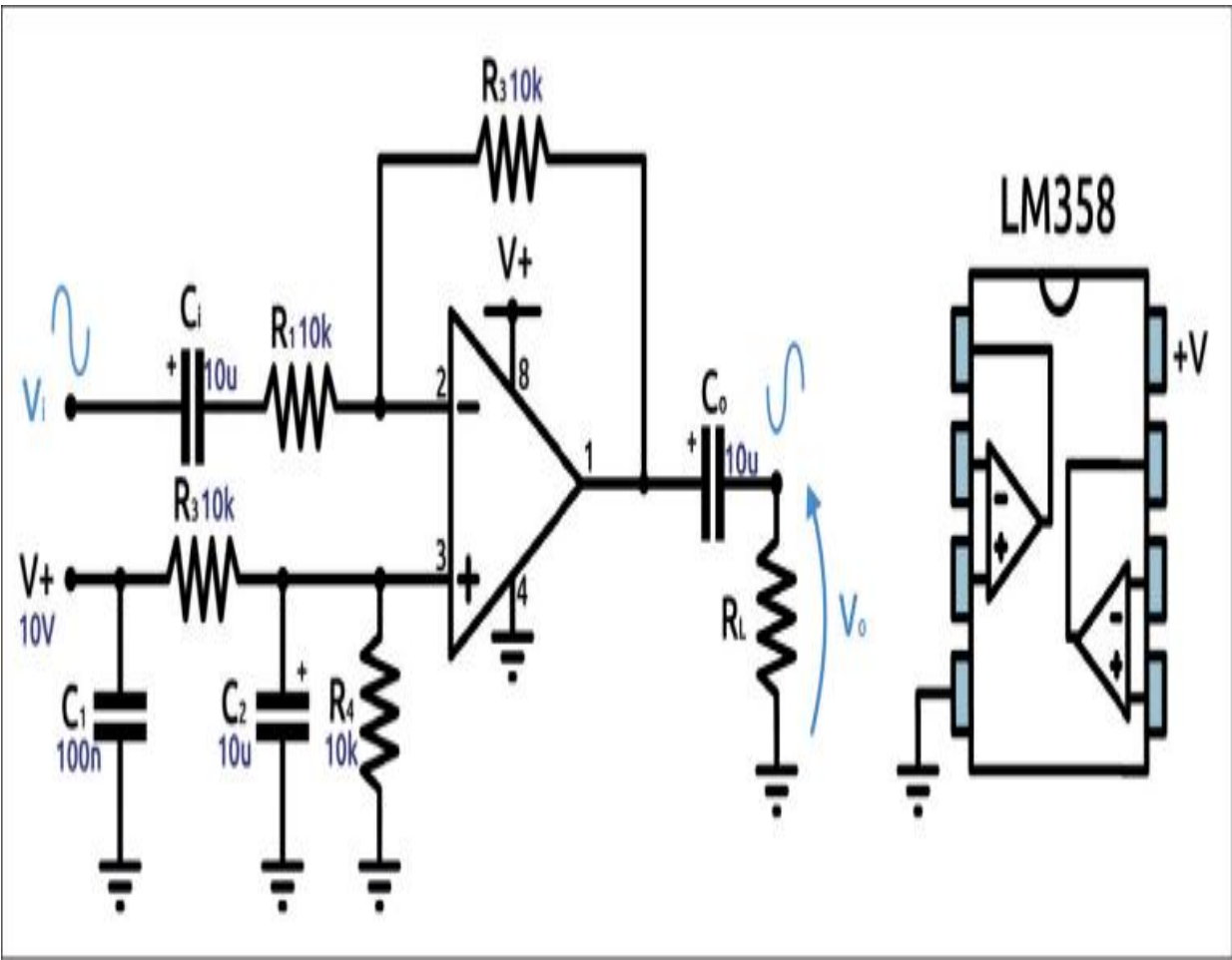


Figura 4.11 – Amplificador inversor con amplificador operacional y alimentación individual.

Podemos realizar un amplificador operacional inversor siguiendo el esquema indicado en la figura 4.11, donde se ha utilizado un LM358 de alimentación individual. En la configuración ideal, el pin no inversor está conectado a tierra, pero con una alimentación individual utilizaremos un divisor para llevar el pin a la mitad de la tensión de alimentación. El divisor está realizado con las resistencias R_1 y R_2 , que pueden tener un valor de entre 10 y 100 k Ω , aunque ambas tengan el mismo valor. La ganancia del circuito está determinada precisamente por la relación entre R_2 y R_1 , y la entrada y la salida están separadas por condensadores de desacoplo con un valor adecuado. El condensador C_2 sirve para dar una mayor estabilidad al

circuito y para fijar su comportamiento en condiciones estáticas. Si recordamos que los condensadores en condiciones estáticas aparecen como circuitos abiertos, podemos observar que, en ausencia de una señal, la entrada no inversora se situará a $V_{CC}/2$. El circuito se comportará como un cortocircuito, y pondrá a tierra el terminal no inversor. Para evitar oscilaciones e inestabilidades, es aconsejable añadir un condensador de 100 nF entre el pin de alimentación del chip y la masa. El condensador debe estar lo más cerca posible de los dos pines. Al realizar amplificadores, siempre es preferible no exagerar con la ganancia de una etapa y tratar de limitarla al mínimo necesario. Si fuera necesaria una ganancia muy elevada, a menudo es preferible combinar dos amplificadores en serie con la ganancia más baja. La ganancia total será producida por los dos amplificadores en serie.

Un amplificador con una ganancia más baja es más estable y tiene una mayor amplitud de banda.

119. Amplificador no inversor

Si añadimos dos resistencias a un amplificador operacional, podemos realizar un amplificador no inversor, con características óptimas y con la ganancia definida simplemente por la relación de las dos resistencias que utilizamos para la retroalimentación.

Si modificamos ligeramente el esquema del amplificador inversor, podemos crear una versión no inversora donde la señal aplicada a la entrada no está desfasada a la salida. La señal de entrada se aplicará a la entrada no inversora y, en cambio, la retroalimentación siempre se aplicará entre su salida y el terminal inversor. El esquema simplificado de este tipo de amplificador se muestra en la figura 4.12, donde suponemos que lo realizamos con un amplificador operacional ideal.

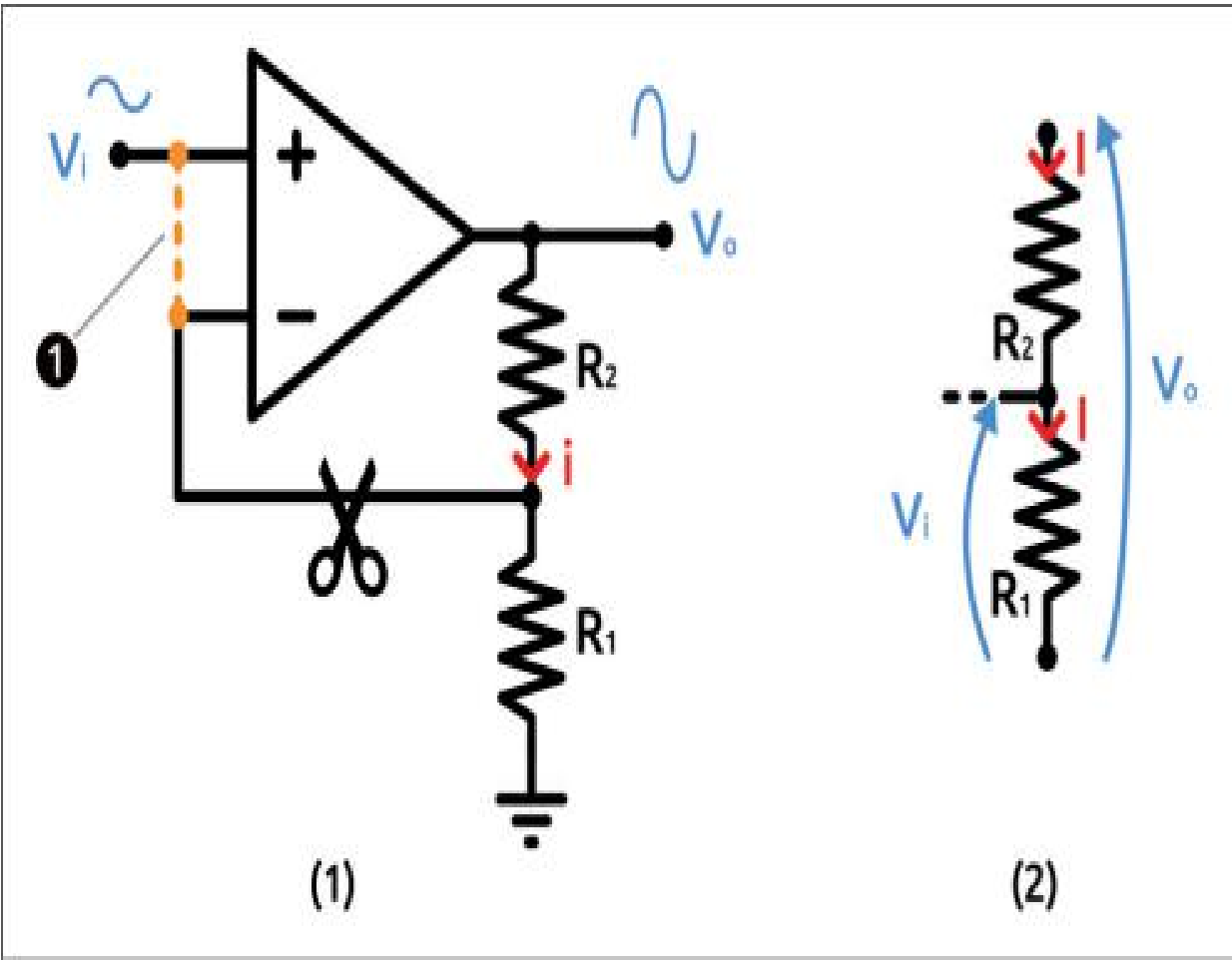


Figura 4.12 – Amplificador no inversor realizado con un amplificador operacional ideal: es como si las dos entradas del amplificador estuvieran cortocircuitadas y el operacional no absorbiera corriente alguna (atención: esta simplificación no es formalmente correcta, pero ayuda a entender el funcionamiento del circuito).

En el circuito que se muestra en la figura 4.12 utilizamos un amplificador operacional ideal, por lo que sabemos que:

$$V_{+} = V_{-}$$

Esto nos permite tener en cuenta las dos entradas como puenteadas. Como ya hemos indicado, este método no es formalmente correcto, pero ayuda a entender y a resolver el circuito. En la figura 4.12 hemos destacado esta conexión (1) con una línea de color naranja. El circuito es muy sencillo, tanto que podemos ignorar por completo el op-amp y tener en cuenta solo las resistencias conectadas, como se muestra en la parte de la derecha de la figura 4.12, donde nos toca resolver un divisor resistivo sencillísimo. A las resistencias R_1 y R_2 se ha aplicado la tensión de salida V_O y las recorre una corriente i :

$$i = \frac{V_O}{R_1 + R_2}$$

La corriente i es la misma que circula también en R_1 ; esto es así porque el amplificador operacional no absorbe corriente de la entrada. Por tanto,

podemos escribir la siguiente relación para la tensión de entrada:

$$V_i = iR_1 = \frac{V_o}{R_1 + R_2} R_1$$

Si volvemos a escribir esta fórmula podemos obtener la expresión de la ganancia:

$$A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Para esta configuración la ganancia también está determinada simplemente por la relación de las dos resistencias.

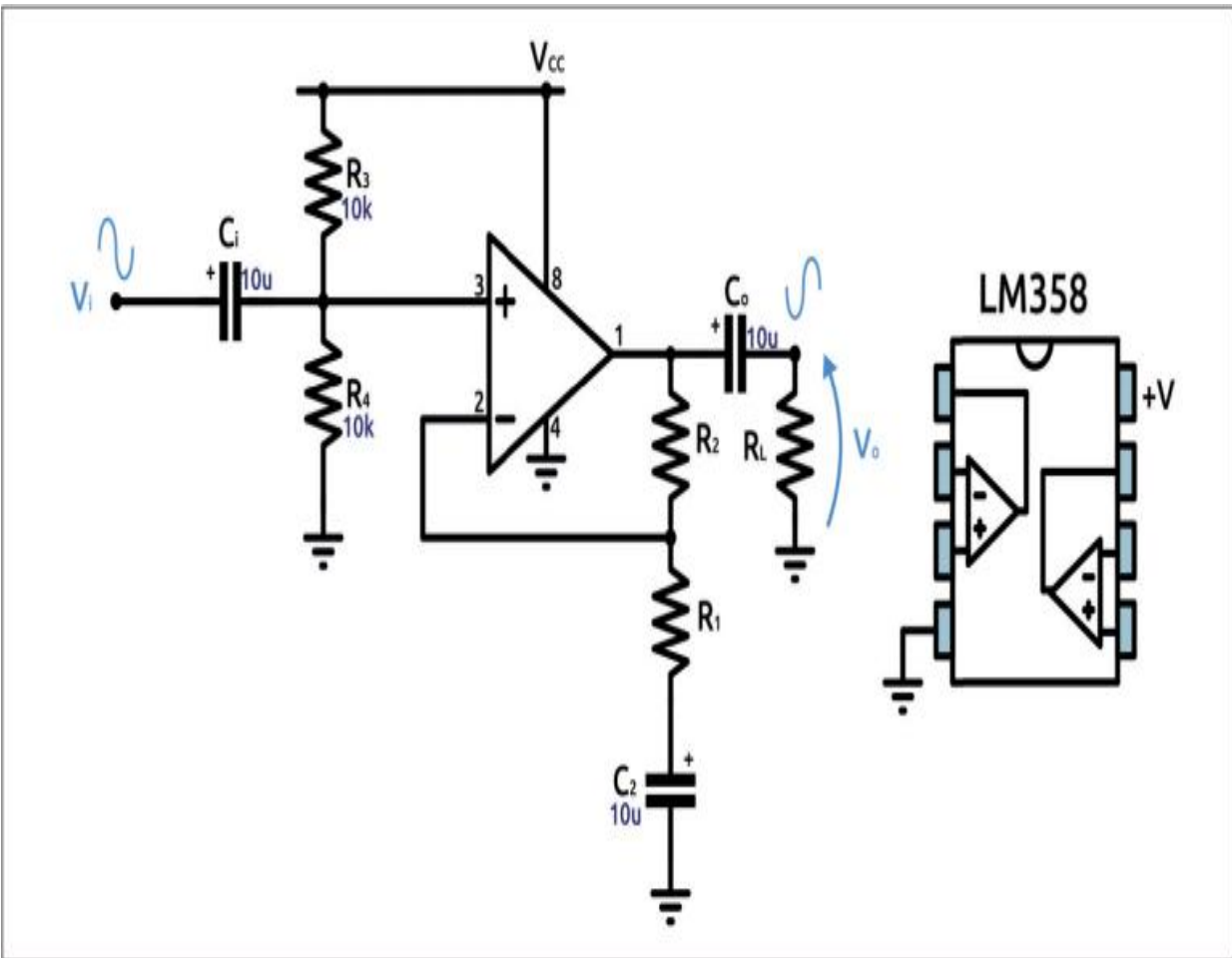


Figura 4.13 – Circuito para un amplificador no inversor con amplificador operacional LM358 y alimentación individual.

Con un amplificador operacional real para amplificar una señal de audio, es necesario adaptar el circuito como se muestra en la figura 4.13, donde hemos utilizado un LM358. El LM358 puede ser alimentado con una alimentación individual. La señal se aplica y se toma del amplificador mediante condensadores de desacoplo calculados según la mínima frecuencia de la señal que se ha de tratar. Para señales de audio, los condensadores que se deberán utilizar suelen tener un valor de unos microfaradios. El pin no inversor se encuentra anclado a la mitad de la tensión de alimentación por un par de resistencias (R_3 y R_4) del mismo valor (normalmente entre 10 y 100 $k\Omega$). El condensador C_1 aparecerá como un cortocircuito, pero solo para la

señal aplicada, y producirá el efecto de llevar a masa a R1. En condiciones estáticas, el circuito se comporta como un búfer y, dado que la entrada inversora está fijada en $V_{CC}/2$, también lo estará la salida. Para evitar oscilaciones e inestabilidades, es aconsejable añadir un condensador de 100 nF entre el pin de alimentación del chip y la masa. El condensador debe estar lo más cerca posible de los dos pines.

120. Crear una alimentación dual a partir de una individual

Con un amplificador operacional como búfer podemos obtener una masa virtual útil para hacer experimentos con operacionales en ausencia de una alimentación dual.

Utilizando circuitos con amplificadores operacionales, a menudo ocurre que necesitamos disponer de una alimentación dual. Si tenemos solo una alimentación individual, la solución más rápida es crear un simple divisor resistivo, calculado teniendo en cuenta las cargas que tenemos previsto conectarle. Como hemos visto con anterioridad, para hacer que el divisor sea insensible a la carga, es conveniente utilizar resistencias de bajo valor (en torno a un centenar de ohmios), para que el punto central se desvíe poco de aquel que le sea conectado.

Una solución más eficiente puede ser obtener todas las alimentaciones necesarias utilizando módulos interruptores que proporcionen todas las tensiones obteniéndolas de una única fuente.

Una solución intermedia y bastante funcional es la de proteger un divisor mediante un búfer creado con un amplificador operacional. La salida del búfer proporcionará la referencia virtual que se utilizará como nueva masa. El operacional será capaz de compensar posibles cargas conectadas, y evitará que el punto de masa virtual se mueva. Podemos realizar la masa virtual como se indica en la figura 4.14. El circuito de la figura 4.14 utiliza como amplificador operacional un LM324, de alimentación individual, e

implementa un búfer. Si suponemos que alimentamos el circuito a 12 V, obtendremos tres terminales virtuales de los cuales toma una tensión de ± 6 V. La nueva referencia de masa puede estar en el punto B, que se encontrará a 6 V de la masa real. Respecto a B, A medirá +6 V y C estará a -5 V. La tensión del punto B la fija el divisor de R_1 con R_2 . La resistencia R_3 sirve para compensar posibles corrientes parásitas que podrían producir desequilibrios en la salida. Si el circuito integrado utilizado dispone de pines para la compensación del desequilibrio, vale la pena añadir un trimmer para regular de manera más precisa el valor de salida.

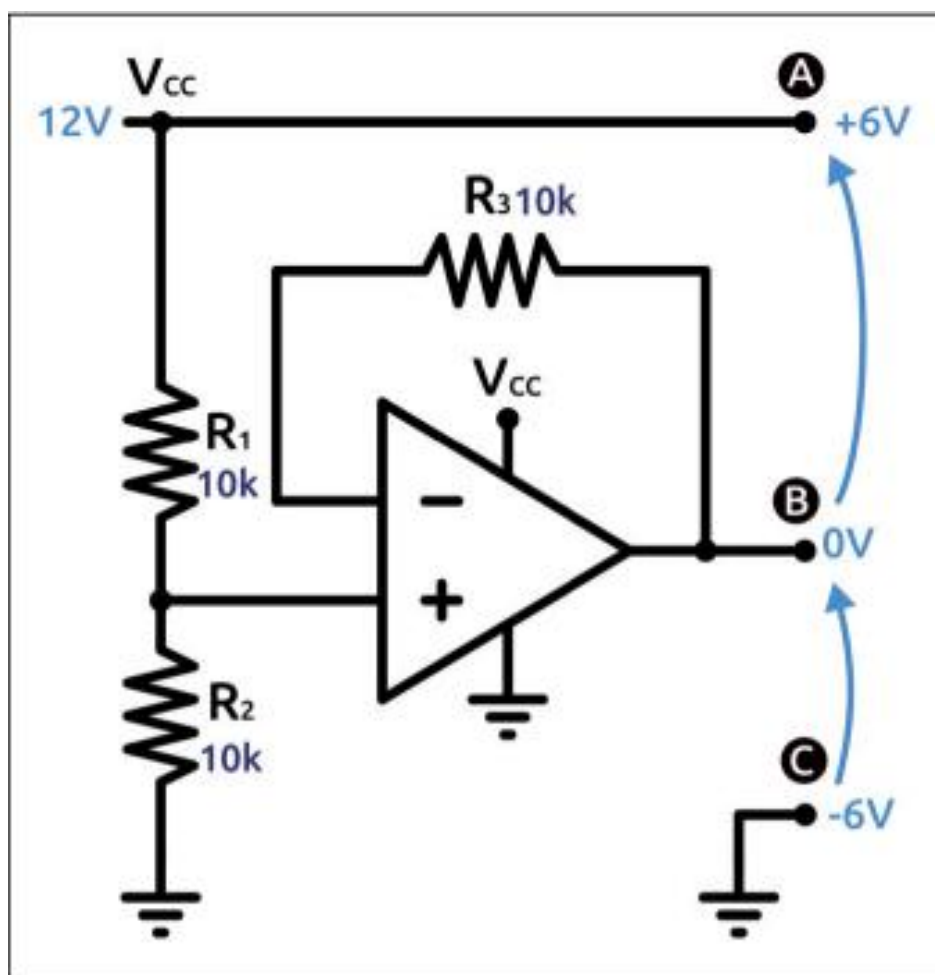


Figura 4.14 – Circuito para obtener una masa virtual con un amplificador operacional.

El circuito no es capaz de proporcionar una corriente muy elevada; por lo general, podremos llegar a un máximo de 20-30 mA. Para tener corrientes mayores, es necesario potenciar la capacidad de proporcionar corriente, añadiendo, por ejemplo, un transistor en el pin de salida.

121. Sumar varias señales con un amplificador operacional

Los amplificadores operacionales pueden tratar cualquier tipo de señal. Modificando el esquema de un amplificador inversor, podemos realizar un simple sumador o un mezclador.

Gracias a las propiedades de los amplificadores operacionales, es muy sencillo sumar entre ellos varias señales y realizar un mezclador. Los amplificadores operacionales nacieron para realizar operaciones matemáticas en señales y, por ello, este tipo de operaciones son muy fáciles. Vamos a considerar un amplificador operacional ideal y el esquema de la figura 4.15, donde vuelve a aparecer con una configuración inversora a la cual se aplican varias señales a la vez. Cada señal se aplica a la entrada no inversora a través de una resistencia. Si aprovechamos las propiedades de los amplificadores operacionales ideales, podemos presentar simplificaciones que nos permiten suponer que la entrada inversora esté cortocircuitada con la entrada no inversora y que no fluya ninguna corriente, desde el nodo B, por el amplificador operacional. Para desarrollar los cálculos, podemos eliminar fácilmente el operacional y considerar solo la red de resistencias representada en la segunda parte de la figura 4.15.

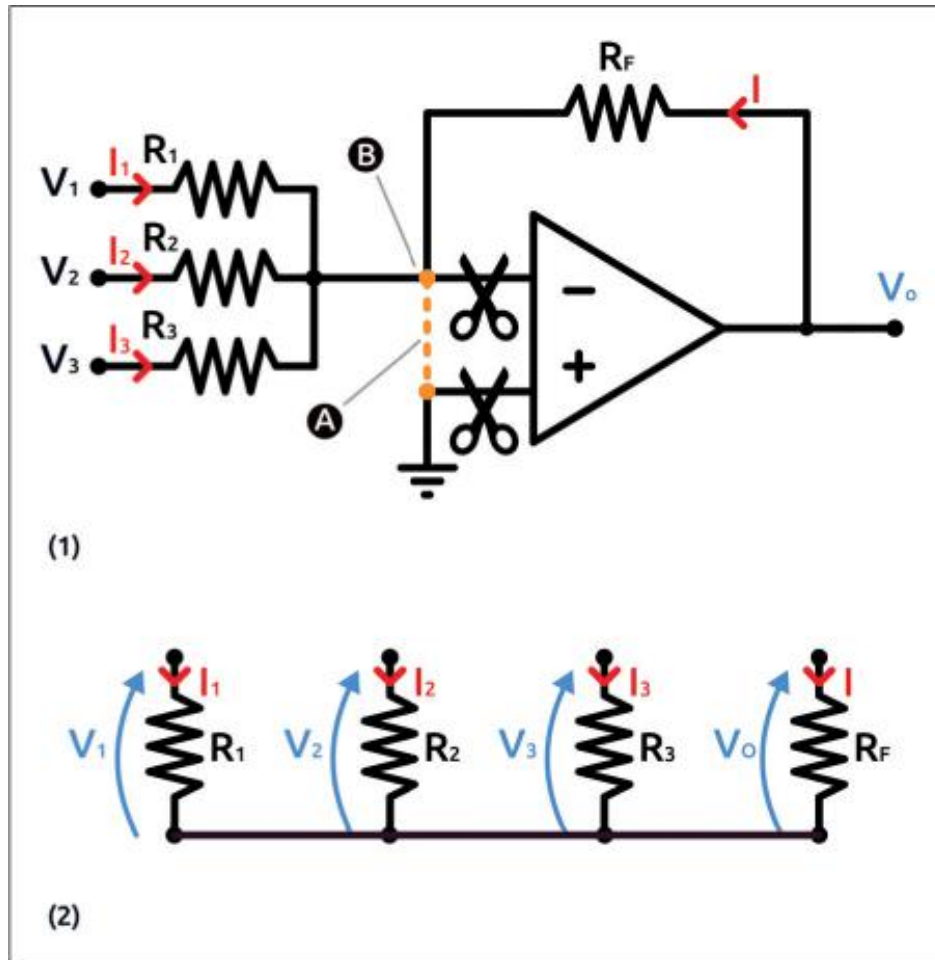
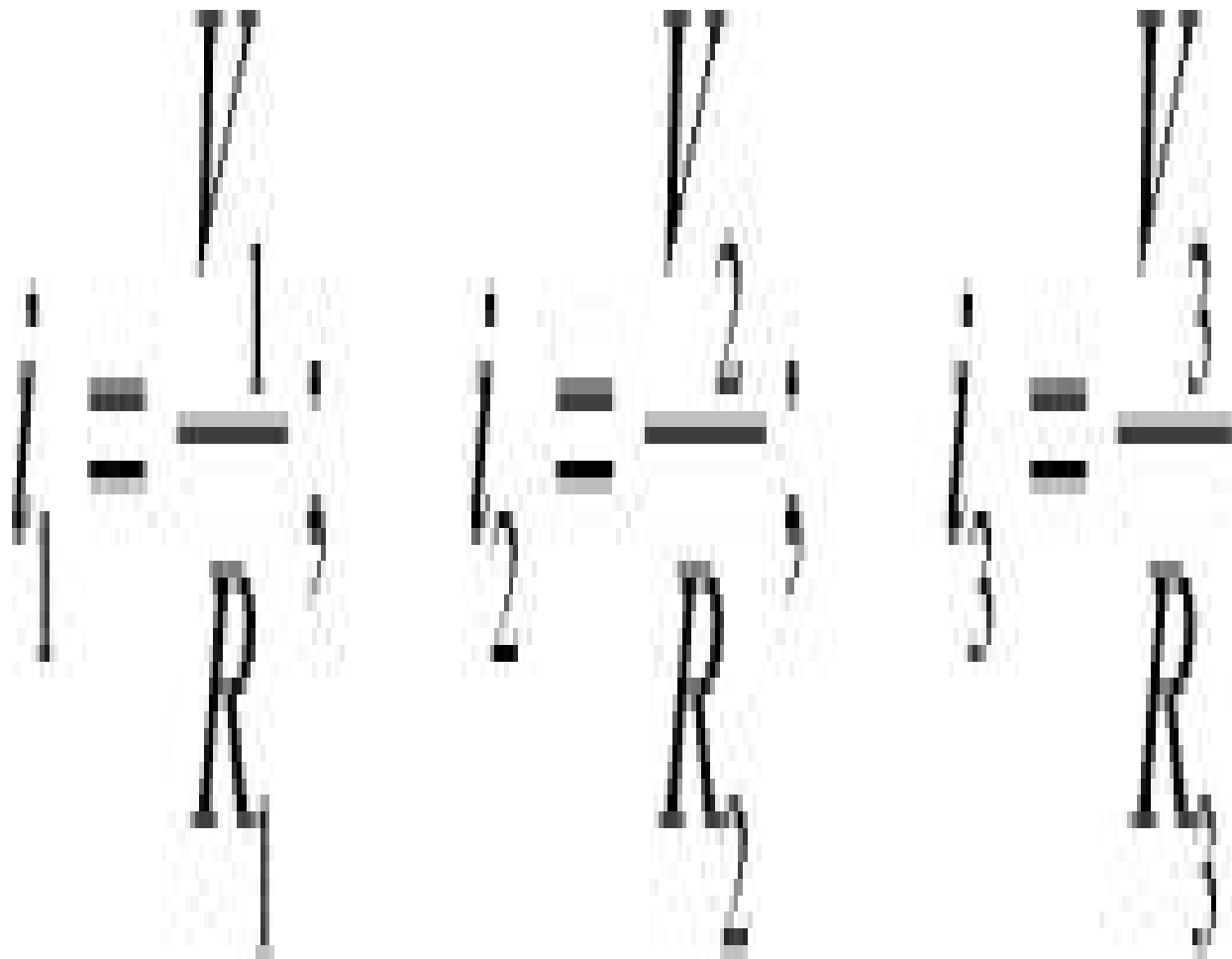
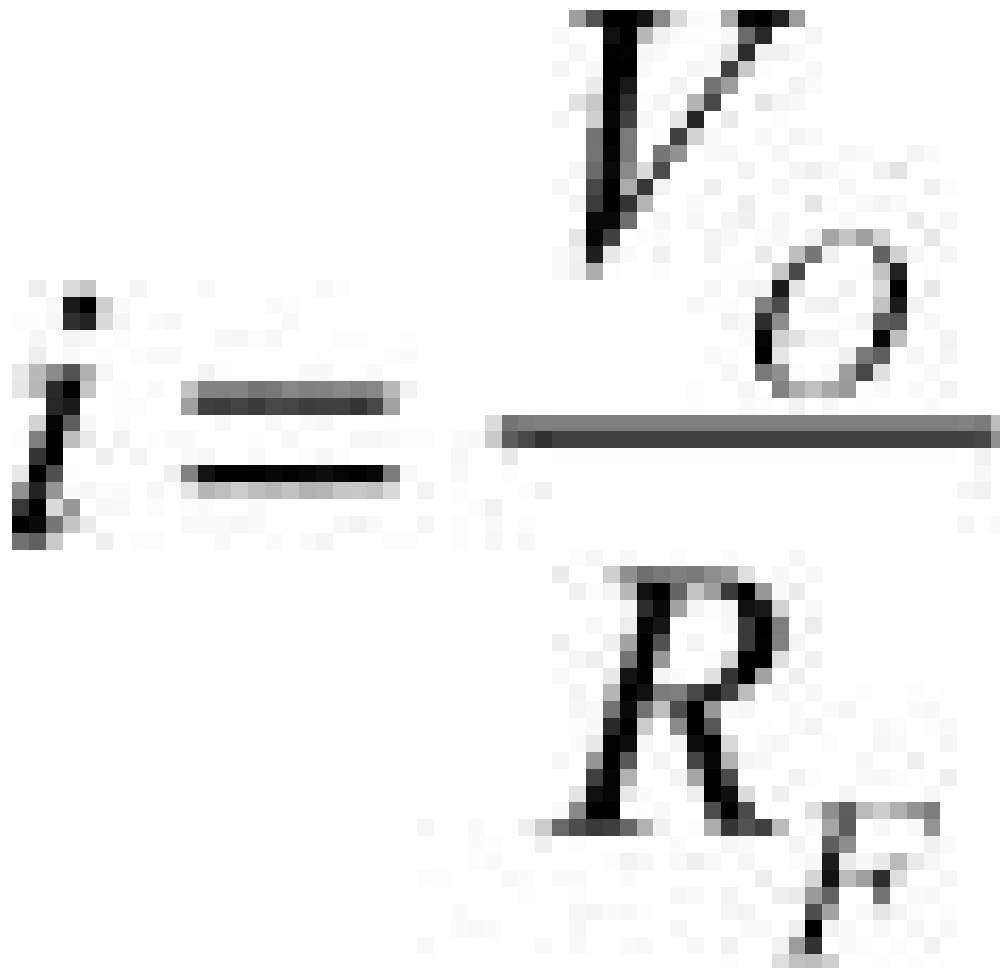


Figura 4.15 – Sumador de señales con amplificador operacional ideal (1) y circuito equivalente (2).

Cada señal de entrada producirá una corriente que alcanzará el nodo B. El cálculo de estas corrientes es inmediato, porque las resistencias se encuentran conectadas entre las señales de entrada y masa. Por tanto, podemos escribir:



La señal de salida producirá una corriente i que circula a través de la RF. La RF está conectada entre VO y masa:



En el nodo B, teniendo en cuenta que el amplificador operacional no absorbe corriente, tendremos:

$$i + i1 + i2 + i3 = 0$$

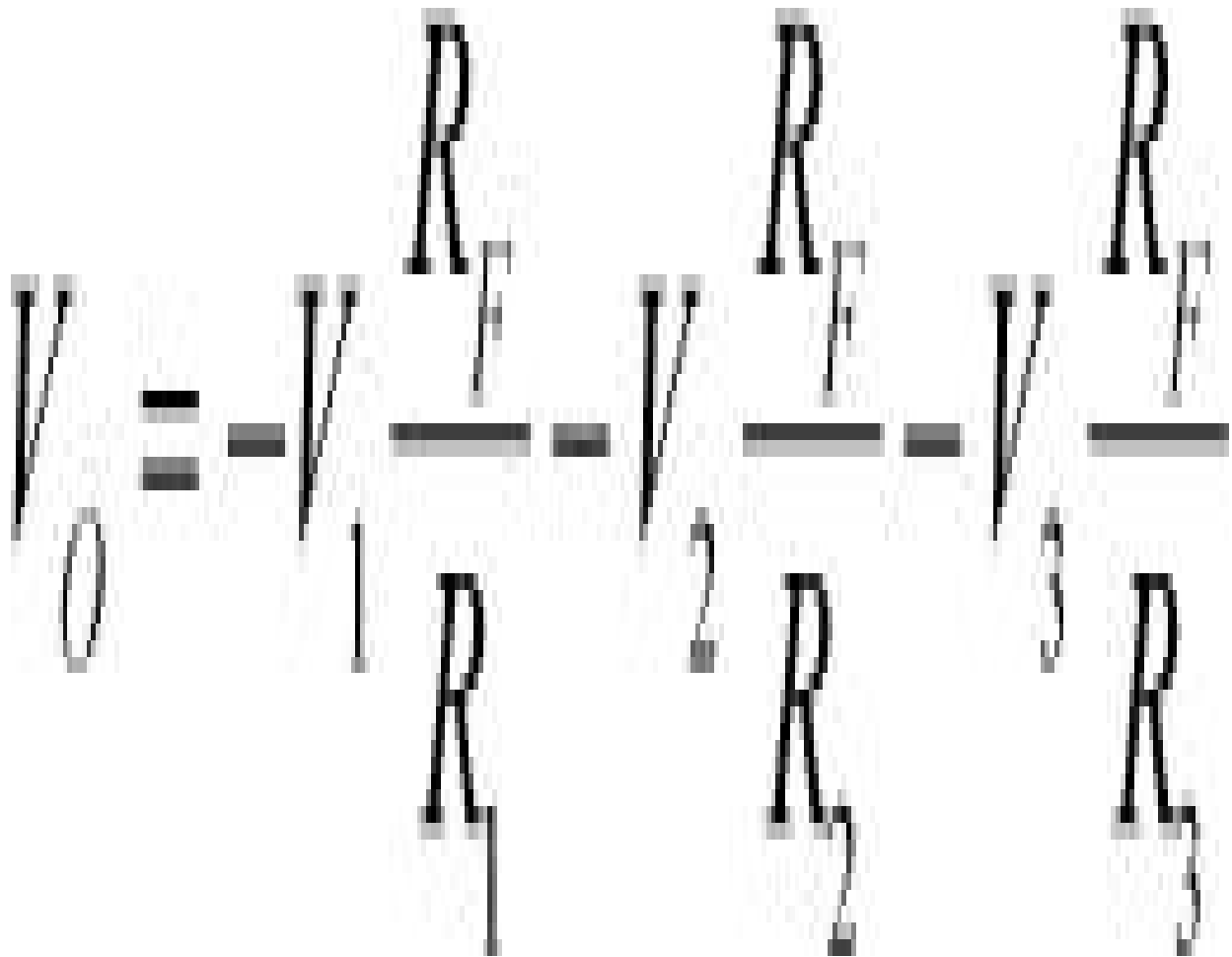
por lo que:

$$i = -i1 - i2 - i3$$

Si sustituimos las expresiones para las corrientes, tendremos:

$$\frac{V_0}{R_F} = - \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_2}{R_2} - \frac{V_3}{R_3}$$

y, por tanto, la tensión de entrada surge de:



De ello podemos intuir que la señal de salida se produce por la suma de las señales de entrada. Cada señal será amplificada por un valor igual a la relación entre la resistencia de retroalimentación y la resistencia conectada a cada entrada.

Si todas las resistencias tuvieran el mismo valor, tendríamos una simple suma. Sustituyendo las resistencias de entrada con potenciómetros, podríamos realizar un mezclador para mezclar varias señales de audio, como se muestra en el esquema de la figura 4.16, que utiliza un LM358 de alimentación individual. El volumen de las señales de entrada al circuito se regula a través de algunos potenciómetros con un valor de una decena de kilohmios. El cursor del potenciómetro lleva la señal hacia el primer amplificador operacional que funciona como sumador. Las señales están

separadas por el circuito con condensadores de desacoplo con un valor adecuado. La señal producida por el primer amplificador pasa al segundo operacional, configurado como búfer.

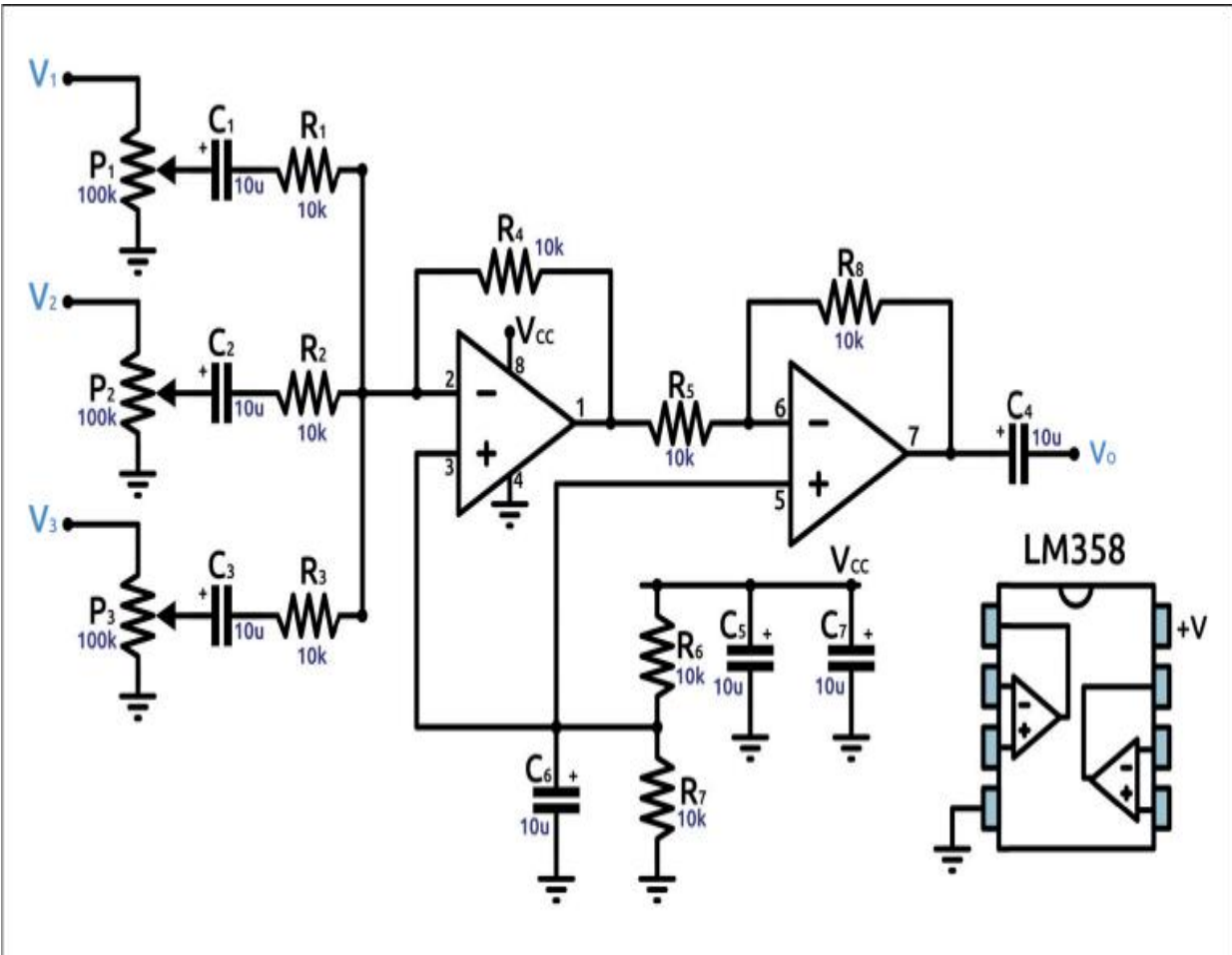


Figura 4.16 – Esquema para un mezclador de señales de audio con LM358.

122. Amplificador diferencial

Un amplificador operacional puede ser utilizado para calcular la diferencia entre dos señales aplicadas. Para estudiar su comportamiento, analizaremos cada parte por separado y, después, combinaremos los resultados obtenidos.

Los amplificadores operacionales son amplificadores diferenciales, pero son prácticamente inútiles a causa de su elevada ganancia. Para ejecutar una diferencia entre dos señales, es necesario realizar un circuito adecuado y retroalimentado que reduzca la ganancia del op-amp, a veces hasta la unidad.

Al observar el esquema eléctrico de la figura 4.17, podemos destacar que es como si hubiéramos combinado un circuito amplificador inversor con otro no inversor. Suponiendo que utilizamos un amplificador operacional ideal, calculamos las corrientes en las distintas ramas del circuito.

$$I \equiv \frac{(V - V^*)}{R_1}$$

$$I \equiv \frac{(V - V^*)}{R_1}$$

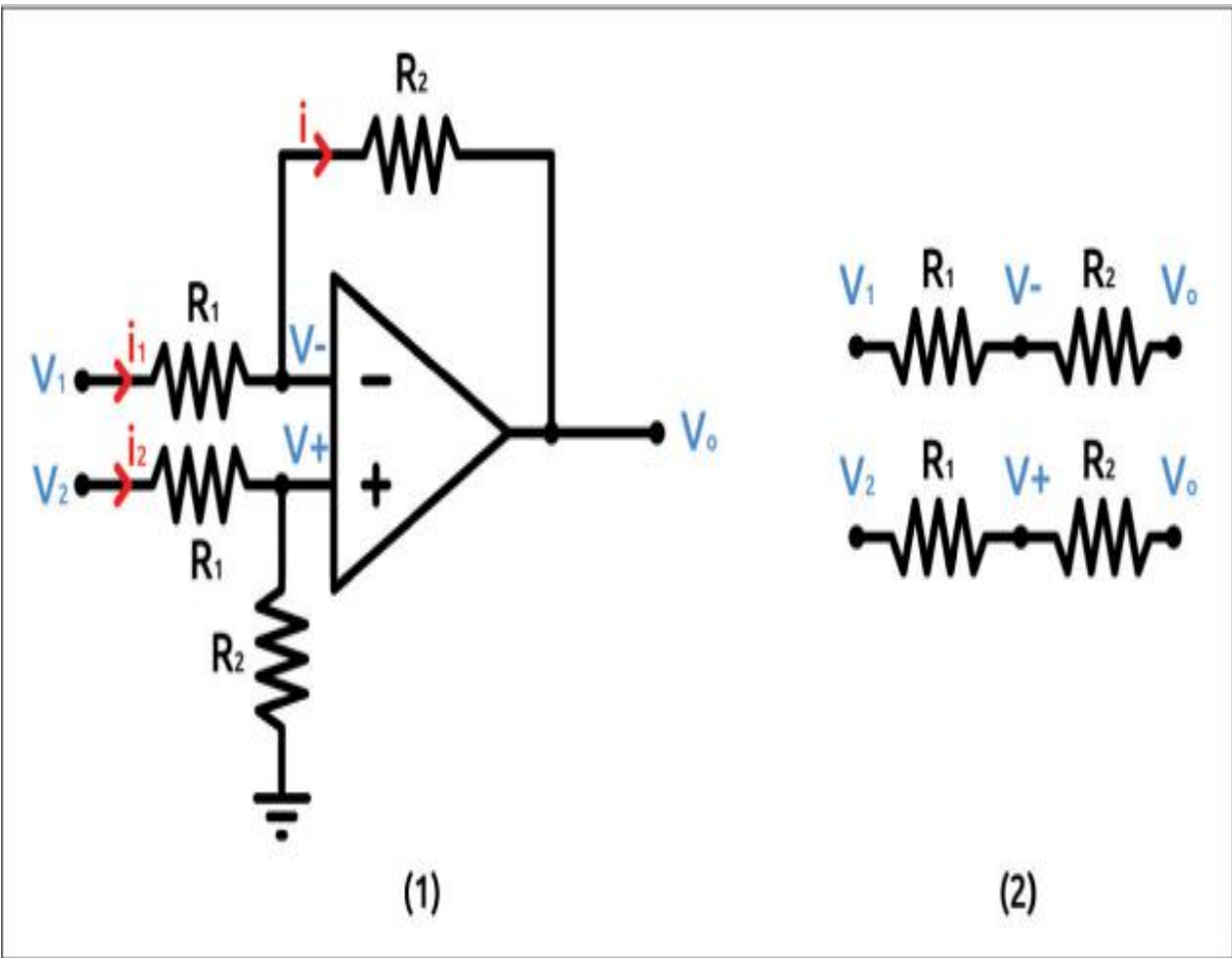


Figura 4.17 – Circuito ideal para un amplificador diferencial.

En la resistencia de retroalimentación, tenemos:

$$i = \frac{(V - V_o)}{R_2}$$

También podemos obtener la tensión en la entrada no inversora:

$$V_1 + V_2 = \frac{V_2 R_2}{R_1 + R_2}$$

Ahora imaginemos que restablecemos la señal V_2 y consideramos lo que ocurrirá en la señal V_1 . Esta técnica se denomina método de superposición de efectos y permite estudiar cada parte de un circuito por separado para, después, combinar entre ellas los resultados parciales obtenidos.

Así, si tenemos en cuenta solo la señal V_1 y suponiendo que:

$$V_2 = 0$$

tendremos una señal en salida de:

$$V_{O1} = - \frac{R_2}{R_1} V_1$$

La señal VO1 es la que ha producido el amplificador inversor.

Ahora restablecemos la señal V1 y obtenemos la correspondiente señal de salida parcial producida por V2:

$$V_1 = 0$$

y así escribiremos:

$$V_{O2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V^+$$

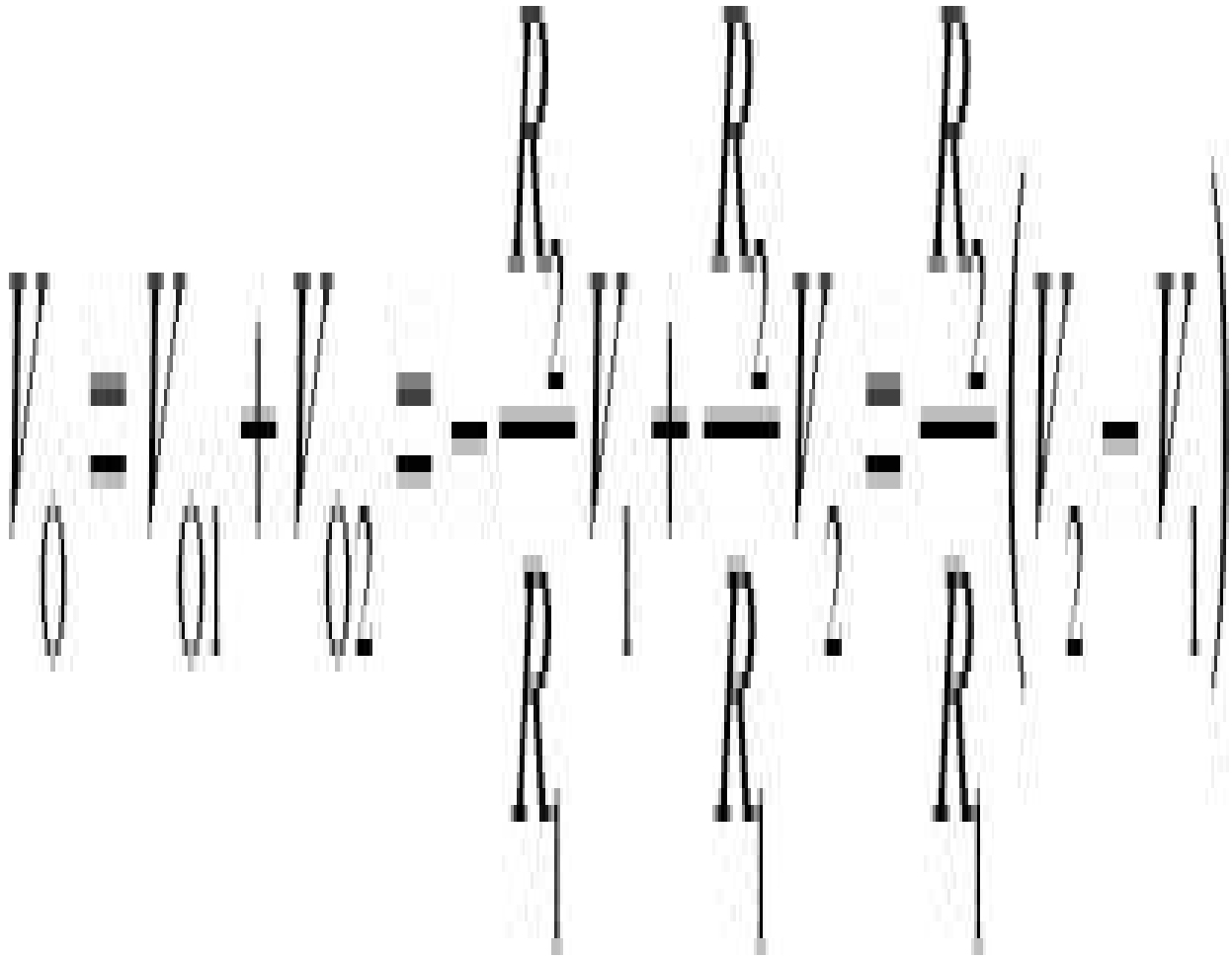
La fórmula para el amplificador no inversor me permite obtener la salida en función de la señal aplicada en la entrada no inversora que no es V_2 , sino V^+ . Sin embargo, puedo obtener V^+ analizando el divisor formado por R_1 y R_2 :

$$V_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_2$$

Por tanto, VO₂ será:

$$V_{02} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_2 = \frac{R_2}{R_1} V_2$$

A continuación combinamos las dos señales parciales:



Por lo tanto, el amplificador diferencial puede amplificar la diferencia de las señales aplicadas en sus entradas. Si elegimos valores adecuados para las resistencias, obtendremos exactamente la diferencia de las dos señales.

123. Integrador de señal

Un amplificador operacional puede ser utilizado para integrar una señal en el tiempo. La operación de integración permite reconstruir una señal conociendo solo la tendencia de su pendiente. Para realizar un integrador, basta con sustituir, en un amplificador inversor, la resistencia de retroalimentación con un condensador.

¿Qué ocurre al sustituir la resistencia de retroalimentación con un simple condensador? ¿Cómo cambia el circuito? Podemos tratar de tomar el esquema de un amplificador inversor y modificarlo con un condensador, como se muestra en la figura 4.18. El circuito se comportará como integrador, es decir, calculará la integral de la señal presentada en su entrada.

Integrar una señal significa interpretar su valor como si fuera la pendiente de la señal que hay que reconstruir. Si proporcionamos en la entrada del circuito integrador una señal constante, produciremos a la salida una señal que sube (o baja) con una pendiente constante.

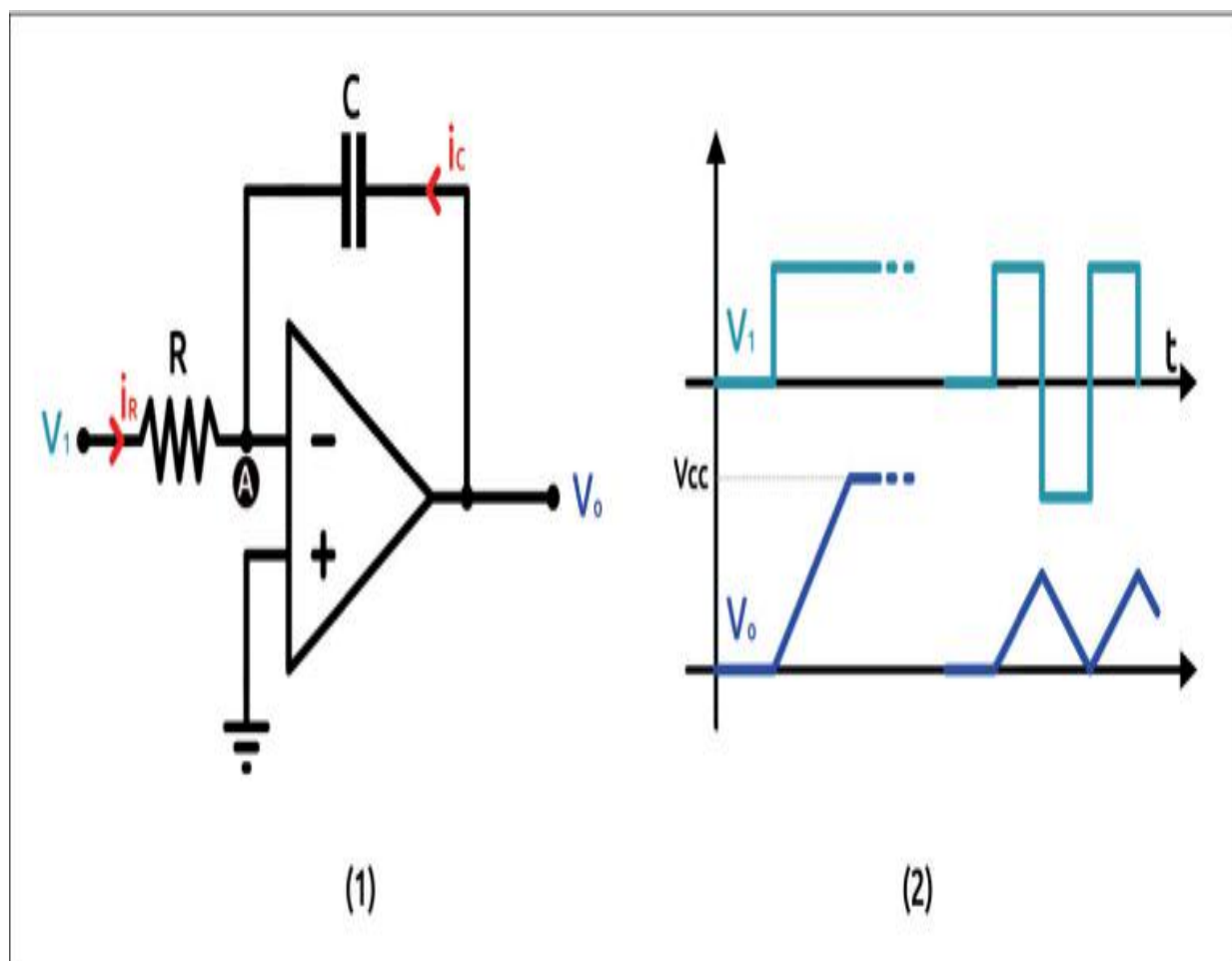
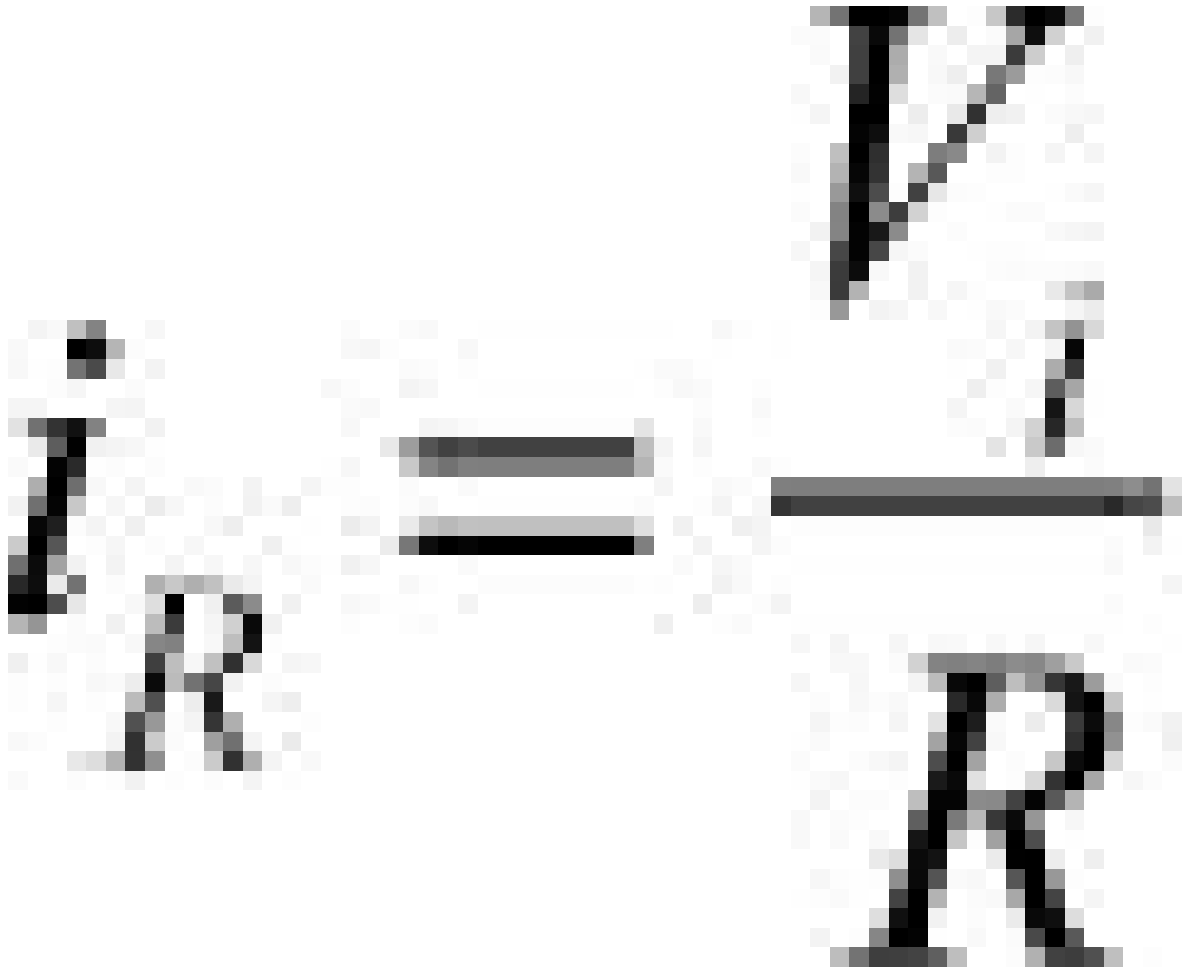


Figura 4.18 – Circuito ideal para un integrador de señal. En la parte derecha de la figura podemos ver cómo varía la señal de salida aplicando distintos tipos de señal en su entrada.

Por lo tanto, debemos pensar en proporcionar a la entrada del circuito un valor (que varía en el tiempo) y que dice a la salida cuánto debe subir o bajar. Realizando algunos cálculos sencillos, podemos obtener exactamente este resultado. En la figura 4.18, tenemos la señal de entrada aplicada a la resistencia R . La resistencia será recorrida por una corriente i igual a:



porque, si el op-amp es ideal, podemos pensar que el otro extremo del resistor esté a tierra. Cabe pensar que el condensador C está conectado entre la señal de salida y la masa. La corriente que lo atravesará es exactamente la corriente de carga del condensador, que sabemos que es igual a:

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt}$$

En el nodo A tenemos:

$$i_R = -i_C$$

Por tanto, si sustituimos las expresiones para las corrientes:

$$\frac{V_i}{R} = -C \frac{dV_o}{dt}$$

podemos obtener la señal de salida... o, mejor, la derivada de la señal de salida:

$$\frac{dV_o}{dt} = -\frac{1}{RC} V_i$$

Para obtener exactamente solo la señal de salida, deberíamos anular la derivada. La operación contraria a la derivada es la integración, por lo que, al integrar ambos términos, obtenemos:

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int V_i dt$$

Si aplicamos una señal constante en la entrada, la señal de salida subirá (o bajará) hasta la saturación, es decir, hasta alcanzar el máximo (o mínimo) valor posible, que suele ser igual a la tensión de alimentación reducida en 1 o 2 V.

Si aplicamos una señal de onda cuadrada a la entrada de un integrador, obtendremos una señal triangular. Para realizar un circuito que funcione, necesitamos uno como el que se muestra en la figura 4.19, donde encontramos una resistencia R1 conectada en paralelo al condensador C. La resistencia en el lazo de retroalimentación mantiene más estable el circuito y evita que la salida vaya a la deriva, sin dejar de aumentar o disminuir hasta saturarse. Normalmente R1 se elige con un valor muy alto, de 1 a 10 MΩ. Para limitar los problemas de desequilibrio, es preferible añadir también una

resistencia entre la entrada no inversora y la masa. Esta resistencia (R_2) suele tener un valor equivalente al valor de la resistencia de entrada R .

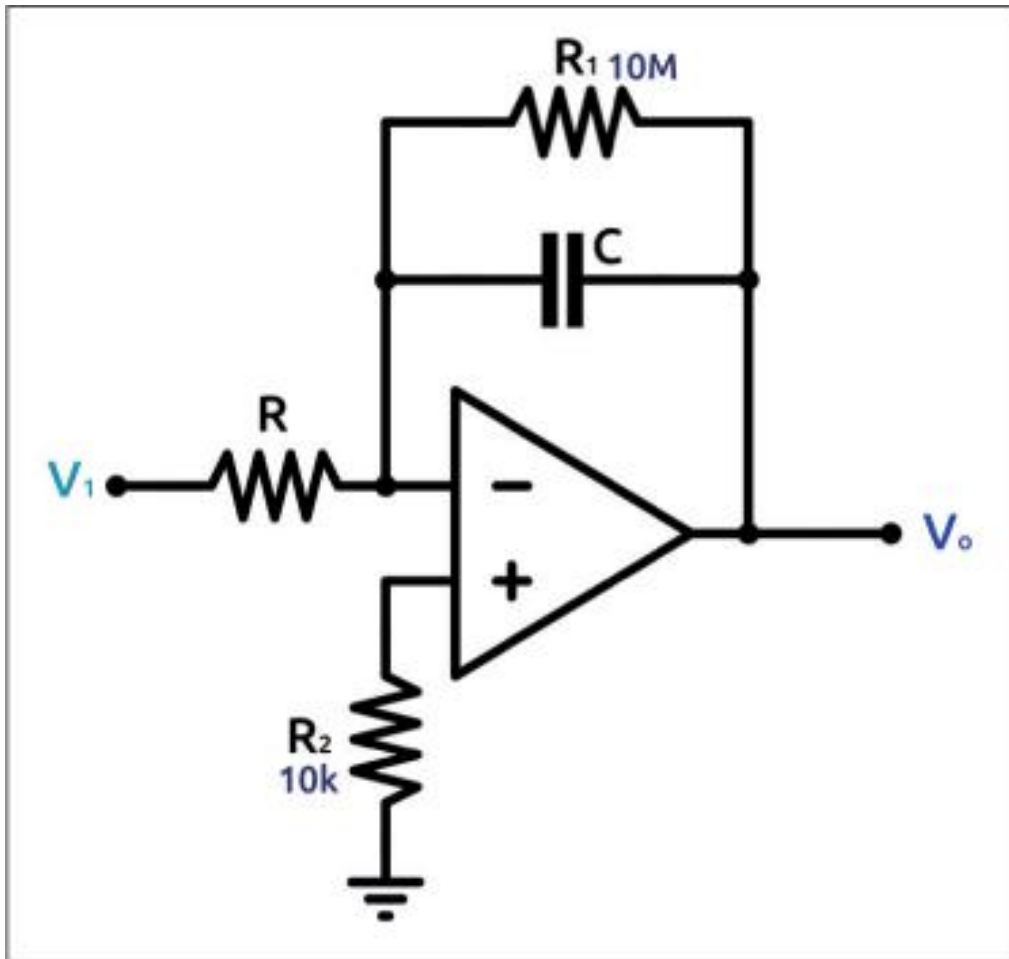


Figura 4.19 – Circuito de un integrador real, con las resistencia de compensación para eliminar desequilibrios y derivaciones de la señal de salida.

124. Diferenciador

Un amplificador operacional puede ser utilizado para diferenciar una señal en el tiempo, es decir, para obtener su pendiente. Para realizar un diferenciador, basta con sustituir, en un amplificador inversor, la resistencia de entrada con un condensador.

Si tomamos un amplificador inversor y sustituimos la resistencia de entrada con un condensador, obtendremos un diferenciador, es decir, un circuito que calcula la pendiente de la señal aplicada a su entrada. Si la señal es una constante, la salida del circuito será constante. Aplicando una onda triangular, con la pendiente primero creciente y después decreciente, produciremos una onda cuadrada. El cálculo preciso de la señal producida se puede realizar considerando el circuito ideal representado en la figura 4.20. Tenemos una corriente que circula por la resistencia de retroalimentación y otra que atraviesa el condensador situado en la entrada. Podemos calcular la corriente que circula por la resistencia teniendo en cuenta que, por una parte, recibe la tensión de salida, mientras que, por el otro extremo, está prácticamente a masa en virtud de las propiedades del amplificador operacional ideal.

$$i_R = \frac{V_i}{R}$$

El condensador está conectado entre V_i y masa (a través del pin no inversor del amplificador operacional) y la corriente surge de:

$$iC = C \frac{dV}{dt}$$

Teniendo en cuenta el nodo A, podemos escribir:

$$iR = -iC$$

Sustituyendo las expresiones para las corrientes:

$$\frac{V_0}{R} = -C \frac{dV_i}{dt}$$

En este caso, no hay que aplicar transformaciones especiales, por lo que obtenemos de inmediato el valor de salida:

$$V_0 = -RC \frac{dV}{dt}$$

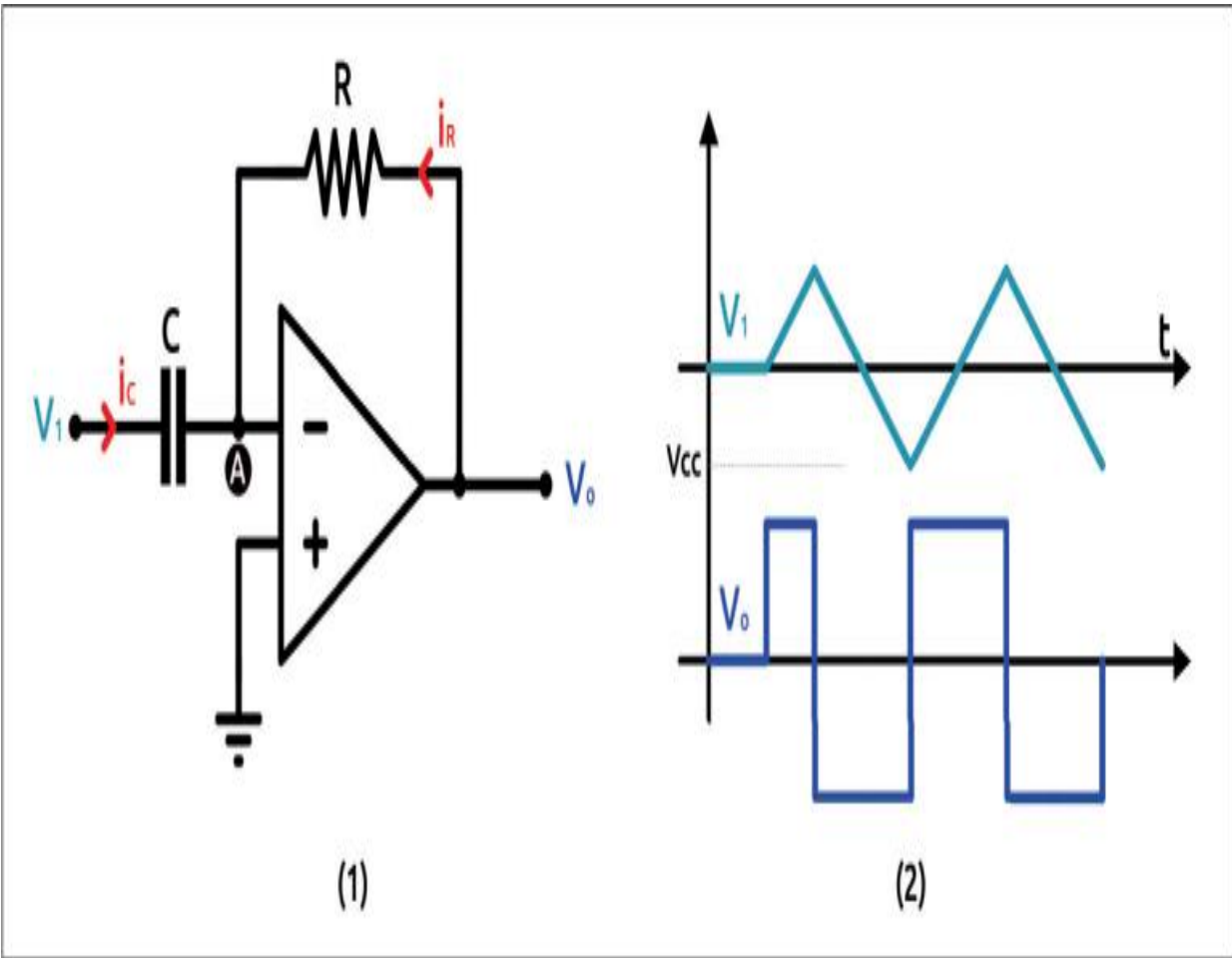


Figura 4.20 – Circuito ideal para un diferenciador de señal. En la parte derecha de la figura podemos ver cómo cambia la señal de salida aplicando distintos tipos de señal en su entrada.

La señal de salida es proporcional a la derivada de la señal aplicada a la entrada. Los valores de R y C se pueden elegir de manera oportuna, para que el circuito proporcione el resultado deseado. Por ejemplo, eligiendo un condensador de $1\ \mu\text{F}$ y una resistencia de $1\ \text{M}\Omega$, tendremos exactamente la pendiente de la señal.

El circuito práctico para realizar un diferenciador de señal se muestra en la figura 4.21. Para mejorar la estabilidad del circuito y reducir posibles desequilibrios de la señal de salida, es preciso añadir alguna resistencia y un condensador en el lazo de retroalimentación.

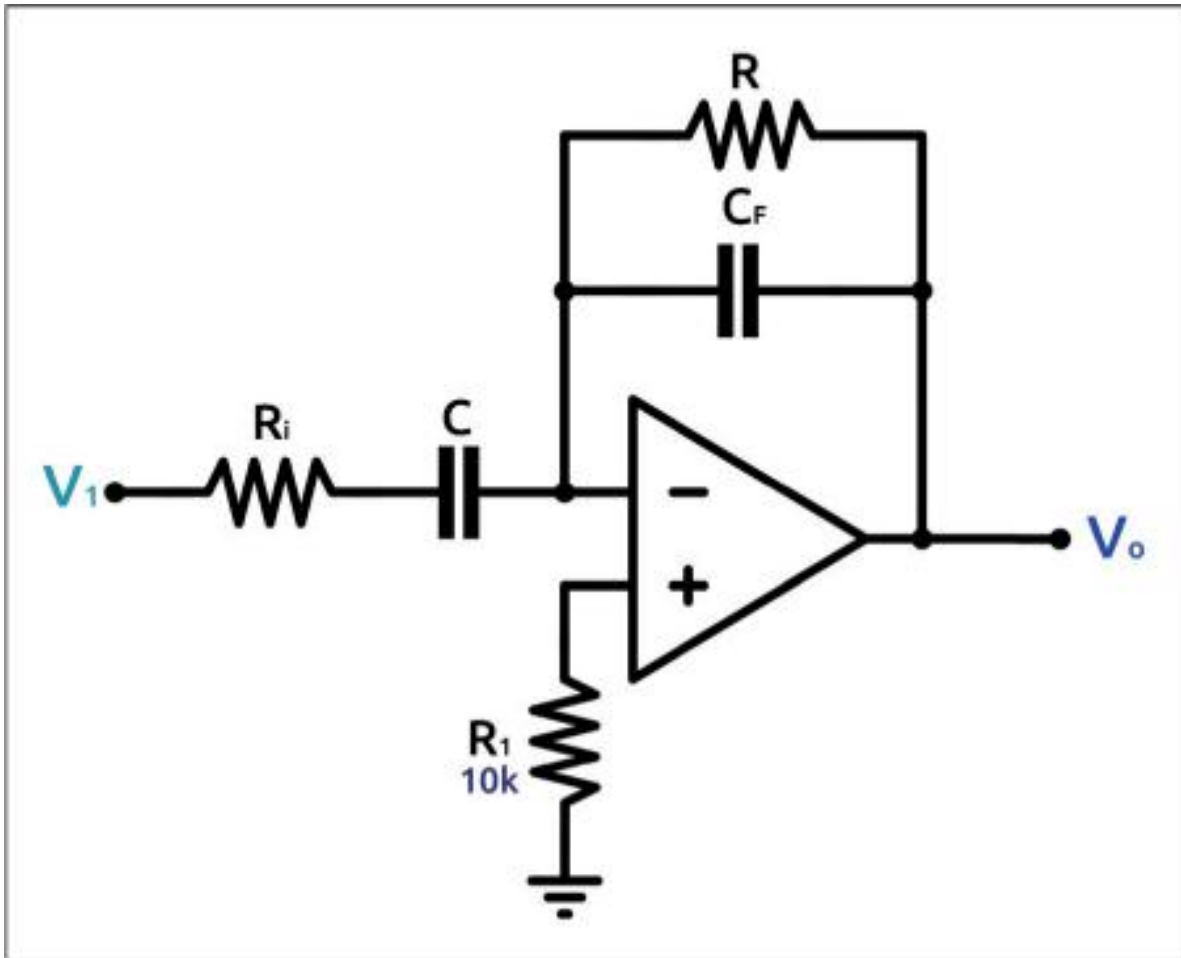


Figura 4.21 – Circuito de un diferenciador real con las resistencias de compensación para eliminar desequilibrios y derivaciones de la señal de salida.

125. Potenciar la salida de un amplificador operacional

Los amplificadores operacionales tienen una corriente de salida bastante limitada. Para aumentar la corriente de salida, se puede conectar un transistor bipolar directamente a su base.

Un amplificador operacional común puede proporcionar una corriente de salida de decenas de miliamperios. Los valores habituales van de 10 a 25 mA. Algunos modelos llegan hasta los 100 mA y otros, definidos como de alta potencia, pueden incluso proporcionar 1 A de corriente. Sin embargo, estos componentes especiales son, en general, muy caros y, si no se necesitan requisitos concretos, podemos utilizar un amplificador operacional común y añadir algún componente activo.

Si añadimos un transistor bipolar a la salida de un amplificador operacional, podremos controlar cargas que requieren corrientes elevadas sin problemas. El transistor se elige para que pueda soportar la máxima corriente que solicita la carga, que podemos obtener conociendo la tensión de control y su resistencia.

La corriente de colector del transistor deberá ser superior al valor de corriente calculado.

El circuito que realizaremos es muy sencillo, lo vemos representado en la figura 4.22. La salida del amplificador operacional controla directamente la base del transistor.

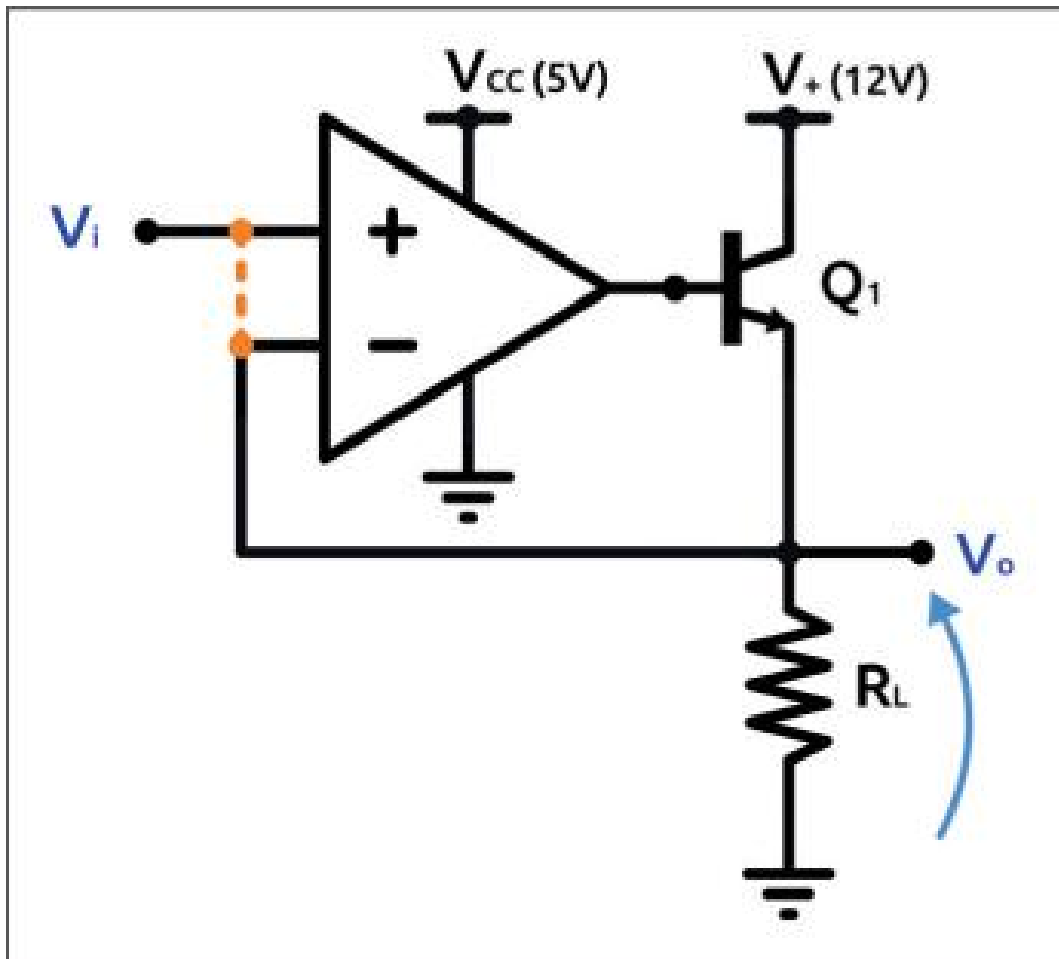


Figura 4.22 – Para incrementar la corriente de salida de un amplificador operacional, es posible conectar un transistor bipolar a su salida.

La comprobación del circuito es sencilla e inmediata, suponiendo que el amplificador operacional sea ideal y que:

$$V_{+} = V_{-}$$

Por tanto, podemos considerar la entrada inversora cortocircuitada con la entrada no inversora, y establecer que:

$$V_0 = V_i$$

De hecho, el circuito es una especie de búfer donde la tensión de entrada se lleva a la salida, en los extremos de la carga. El amplificador operacional deberá compensar la tensión presente entre la base y el emisor del transistor, pero esta operación la lleva a cabo de manera transparente el lazo de retroalimentación.

El circuito puede tener una alimentación distinta respecto a la de la carga; por ejemplo, el amplificador operacional puede recibir una tensión de alimentación procedente de la lógica de control y, por tanto, de 5 V, mientras que la carga R_L y el transistor reciben una tensión distinta (por ejemplo, de 12 V).

En la fase de diseño del circuito, debemos prestar atención a la potencia disipada por el transistor, que se obtiene con:

$$P_{bjt} = V_{CEIC}$$

Podemos aproximar la corriente de colector con la corriente que circula en la carga RL y, por tanto, tendremos:

$$I_C \approx \frac{V_0}{R_L}$$

La tensión entre colector y emisor surge de:

$$V_{CE} = V_+ - V_0$$

Comprueben con atención que el transistor pueda disipar la potencia solicitada e instalen un disipador de calor adecuado. Si la corriente es

elevada, es fácil superar la potencia nominal del dispositivo y, por tanto, dañarlo.

En algunos casos, podría ocurrir que, si la carga requiere corrientes elevadas, el transistor no las pueda suministrar debido a una corriente de base demasiado baja. Esto es un problema vinculado a la máxima corriente de salida del amplificador operacional. Si su corriente alcanza como máximo 10 mA y el transistor tiene una beta de 50, la máxima corriente que puede desarrollar el transistor será de medio amperio. Para evitar este problema, podemos utilizar un transistor darlington, que tiene una beta mucho más elevada respecto a un transistor convencional (figura 4.23).

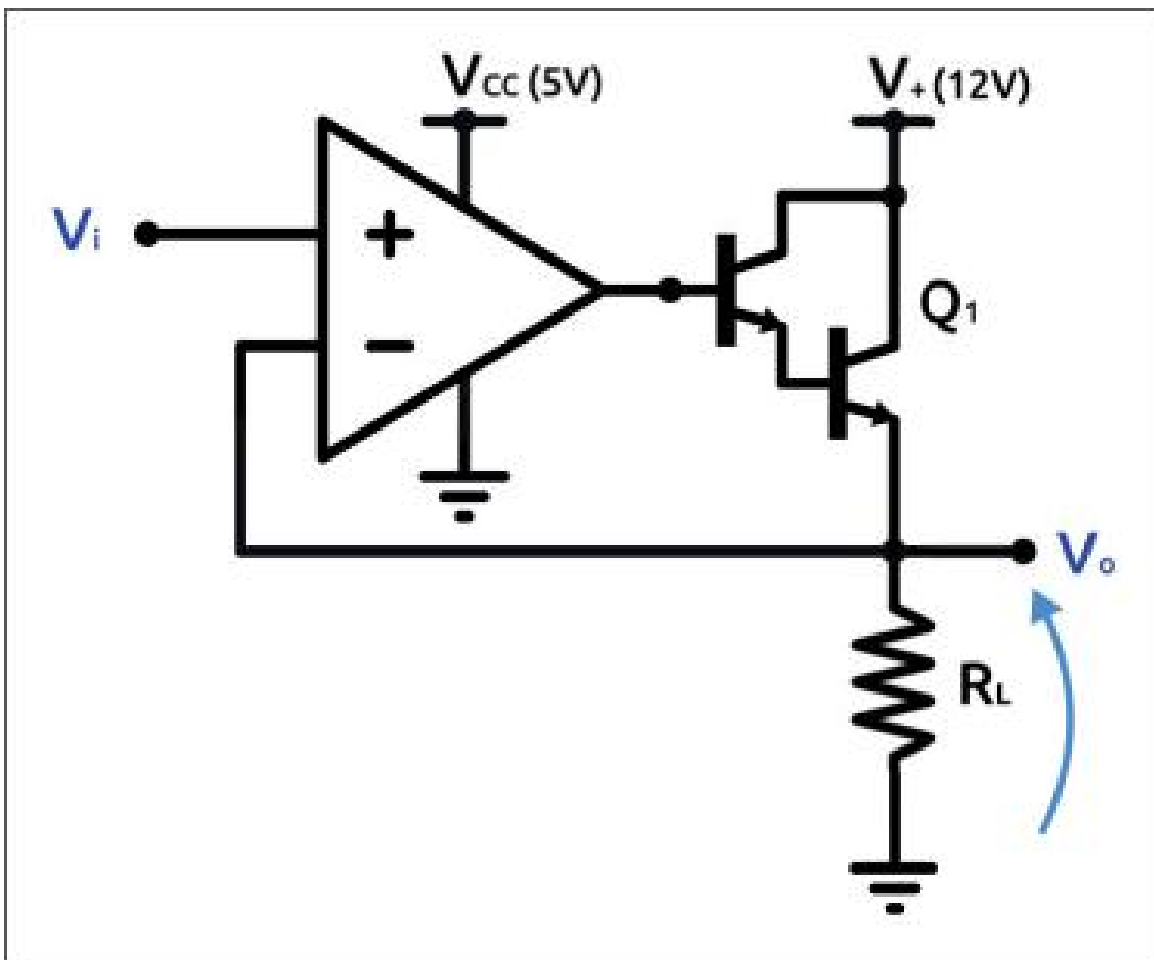


Figura 4.23 – Si la corriente proporcionada por el amplificador operacional no es suficiente para controlar el transistor, es posible sustituirlo por un transistor darlington.

Las soluciones presentadas hasta aquí son adecuadas cuando el amplificador operacional se alimenta con una tensión individual. Si el om-amp trabajara con una alimentación dual, la señal de salida podría asumir valores tanto positivos como negativos y la solución con el transistor no funcionaría correctamente.

En ese caso, podemos conectar a la salida un par de transistores en configuración push-pull (figura 4.24). El circuito se comporta de la misma forma que en el esquema con un único transistor, con la diferencia de que, cuando la señal aplicada es negativa entra en función el transistor PNP. La configuración con los transistores en push-pull no reproduce exactamente la señal proporcionada a la entrada porque, como hemos visto, para los amplificadores push-pull existe una zona donde ambos componentes están en corte.

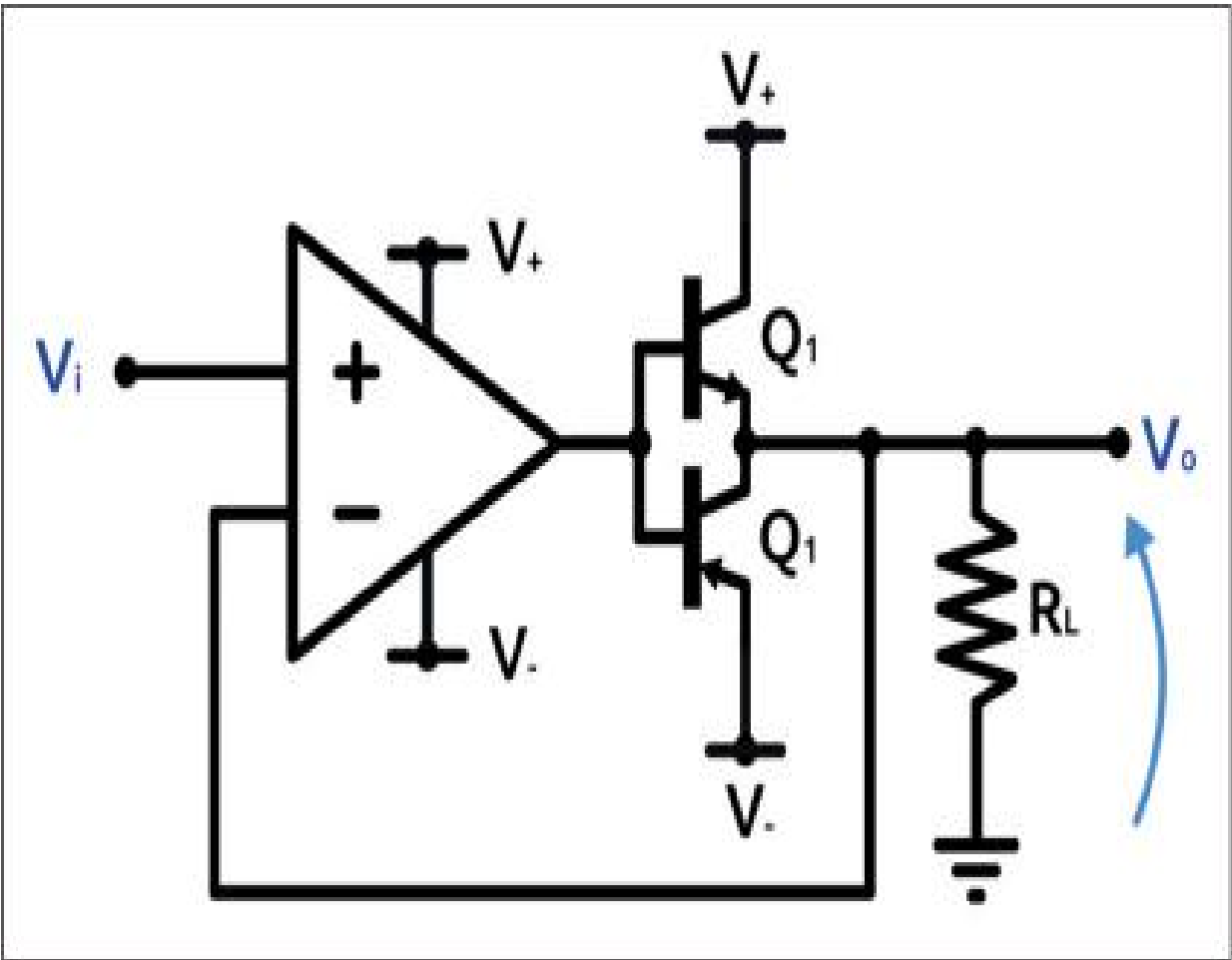


Figura 4.24 – Para proporcionar una corriente mayor en el caso de que se utilizaran señales tanto positivas como negativas, es aconsejable sustituir el transistor con un par push-pull.

126. Convertidor corriente/tensión

Los amplificadores operacionales pueden trabajar también con señales en corriente. A través de una única resistencia, conectada entre su salida y la entrada inversora, pueden detectar y amplificar corrientes muy débiles.

Como ya hemos visto, existen muchos sensores que trabajan con corriente, es decir, que proporcionan una corriente, habitualmente muy pequeña, proporcional a la magnitud física medida. Los fotodiodos y los fototransistores son sensores que se comportan así y producen corrientes muy pequeñas, de nanoamperios. Los amplificadores operacionales son ideales para detectar estas pequeñas señales y pueden trabajar con corriente.

La figura 4.25 muestra el esquema ideal de uso de un amplificador operacional para leer una corriente y transformarla en una tensión. El amplificador operacional es óptimo para resolver estos pequeños problemas, porque no absorbe corriente en su entrada y puede proporcionar la amplificación necesaria para tratar posteriormente la señal.

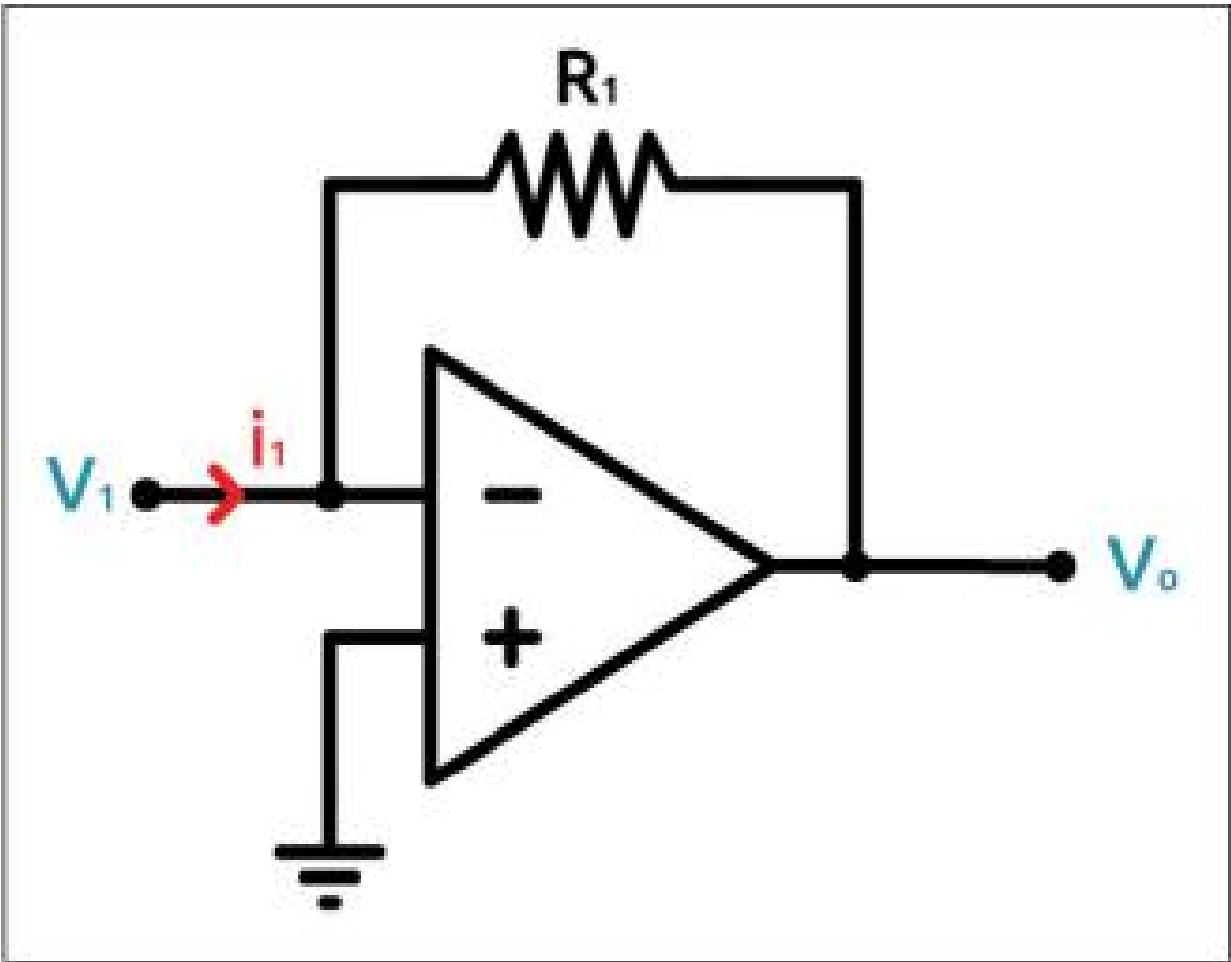


Figura 4.25 – Esquema ideal para convertir una corriente en una tensión utilizando un amplificador operacional ideal.

Si analizamos el esquema eléctrico propuesto, donde tenemos una resistencia de retroalimentación R_1 , podemos observar cómo se produce la tensión de salida:

$$V_0 = i_1 R_1$$

Un terminal de la resistencia R_1 se encuentra a tierra (porque V_+ coincide con V_-), mientras que en el otro se aplica la V_O .

Esta simple expresión nos dice que podemos amplificar la corriente procedente del sensor multiplicándola directamente por el valor de la resistencia.

Si la corriente que hay en la entrada valiera solo 10 nA, igual a 10^{-8} A, podríamos amplificarla multiplicándola por una resistencia suficientemente grande, por ejemplo, de 10 M Ω ($10^7 \Omega$). La tensión en salida será igual a 0.1 V, un valor pequeño, pero detectable, y posiblemente aún más amplificado.

Podemos realizar un circuito para detectar y amplificar la señal producida por un fototransistor utilizando un LM358. Este tipo de circuito integrado contiene un par de amplificadores operacionales y puede ser alimentado con una tensión de alimentación individual. El fototransistor genera una corriente muy pequeña, con un valor de unas decenas de nA. La red de retroalimentación se crea una resistencia de 10 M Ω . La tensión detectable a la salida del circuito será igual a una decena de milivoltios (como máximo, un centenar). El valor detectado a la salida del circuito se puede amplificar o tratar fácilmente. Por ejemplo, puede ser utilizado para hacer que un relé se dispare a través de un segundo operacional utilizado como comparador.

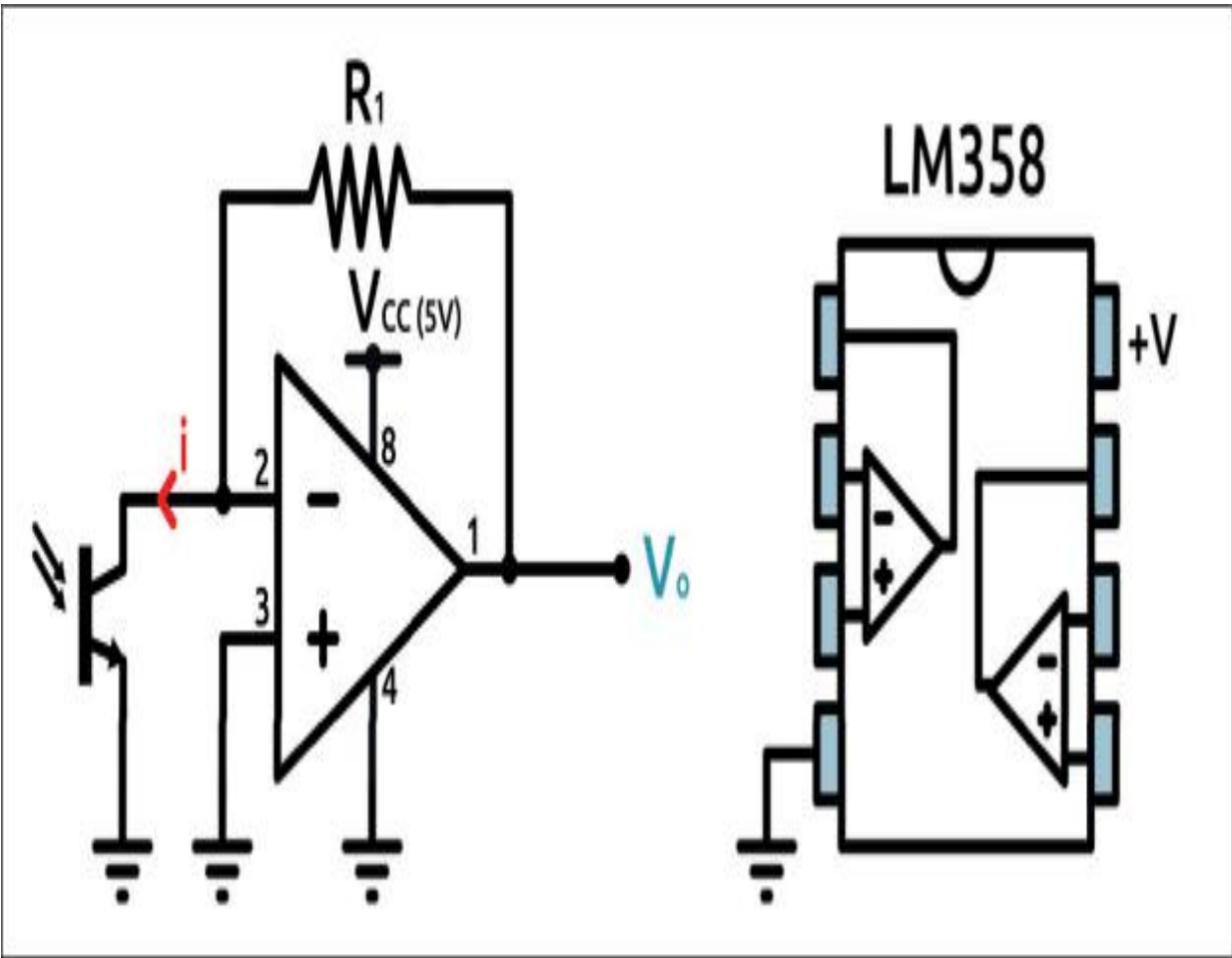


Figura 4.26 – Fototransistor conectado a un convertidor corriente/tensión, realizado con un amplificador operacional LM358.

127. Controlar un relé con un amplificador operacional

Para controlar cargas como un relé con un amplificador operacional, es necesario conectar un transistor bipolar a su salida, pues los operacionales no pueden proporcionar suficiente corriente.

La corriente de salida de un amplificador operacional es bastante limitada: como máximo decenas de miliamperios y, rara vez, 100 mA. No se pueden utilizar para controlar cargas directamente. Incluso un simple relé podría dañar la salida del circuito integrado. La señal producida puede ser utilizada para controlar un transistor bipolar que controlará un relé o cualquier otra carga.

La figura 4.27 muestra el esquema conceptual de conexión de un transistor, donde suponemos que utilizamos un amplificador operacional que producirá una señal entre 0 y un valor máximo. La señal producida se convertirá en la corriente necesaria para controlar el transistor a través de la resistencia R1. De hecho, podemos considerar la salida del op-amp como si fuera un generador de tensión.

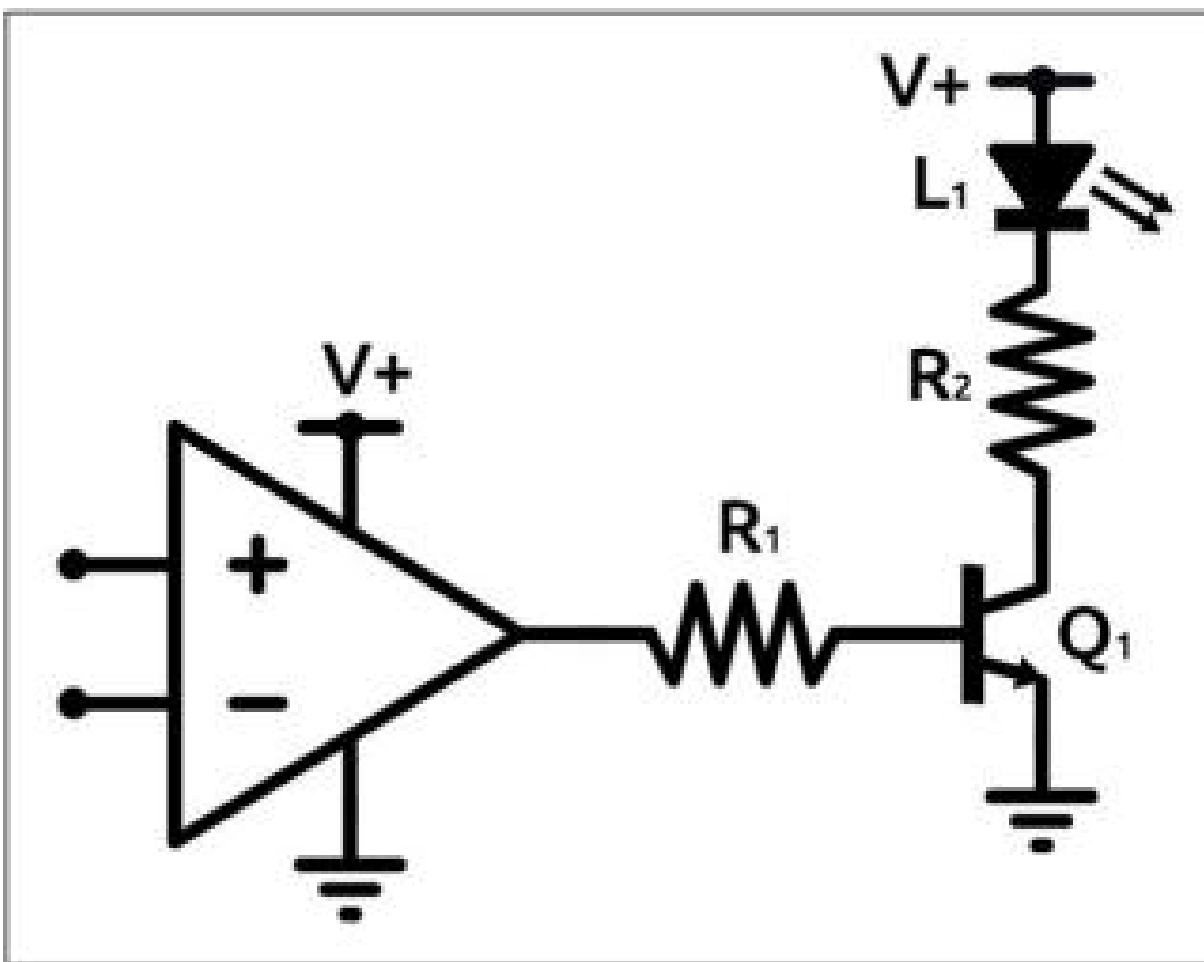


Figura 4.27 – Esquema teórico para controlar una carga con un amplificador operacional y un transistor bipolar. En este caso, la carga es simplemente un led con una resistencia conectada en serie.

En un amplificador operacional real, la salida presenta también una pequeña resistencia de unos cuantos ohmios. Esta resistencia está situada en serie con el generador de tensión interno y, normalmente, es insignificante. De forma implícita podemos tenerla en cuenta suponiendo que la señal de salida no sea exactamente igual a la tensión de alimentación, sino un poco inferior.

Para adaptar R1, debemos tener en cuenta la señal de salida del op-amp y la corriente necesaria para llevar en saturación el transistor bipolar que hemos elegido. Suponiendo que utilizamos un transistor como el 2N3904, trataremos de suministrar a su base una corriente de una decena de miliamperios, suficiente para llevarlo en saturación. Si suponemos que alimentamos el amplificador operacional y el transistor a 12 V, podremos calcular la resistencia con:

$$R_1 = \frac{V_{OUT} - V_{BE}}{i_B} = \frac{(12 - 0.7) \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 1130 \, \Omega$$

Por tanto, podemos utilizar una resistencia de 1 k Ω .

Elegiremos el transistor para que pueda proporcionar una corriente adecuada a la carga que se desea controlar. A menudo el amplificador operacional

debe controlar un relé (figura 4.28). En este caso, al tratarse de una carga inductiva, hay que añadir en paralelo a la bobina del relé un diodo para anular las corrientes adicionales de apertura y de cierre del dispositivo.

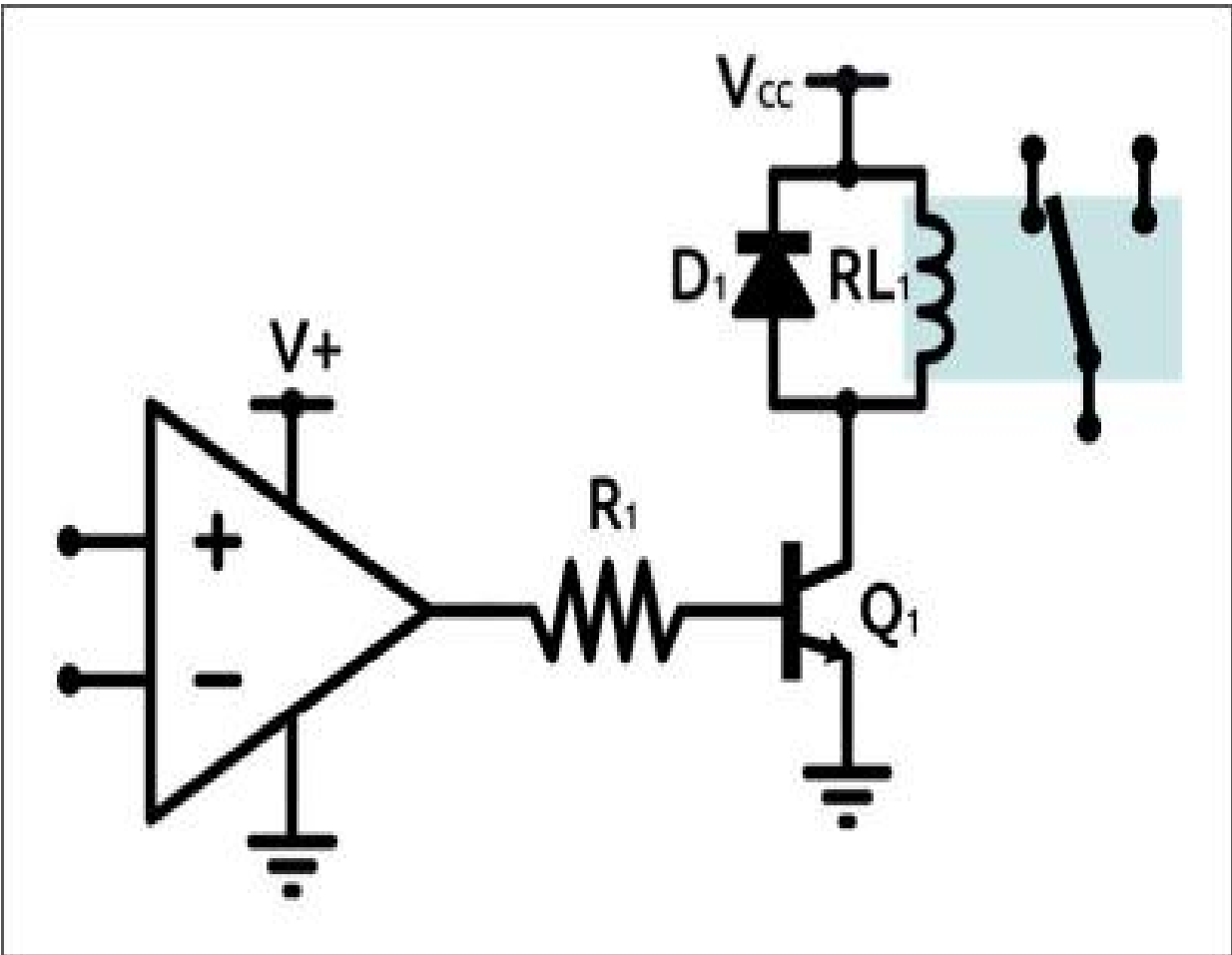


Figura 4.28 – Esquema de conexión de un relé a un amplificador operacional. Teniendo en cuenta que el amplificador operacional no tiene suficiente corriente en salida para controlar un relé, tendremos que utilizar un transistor bipolar.

La figura 4.29 muestra el esquema completo de un simple circuito comparador, realizado con un amplificador operacional (LM358) que controla un relé. En el circuito no hay ningún lazo de retroalimentación

porque el operacional se utiliza como un simple comparador. El circuito está alimentado a 12 V y como señal de referencia se ha tomado la tensión de 6 V, extraída de un simple divisor. La tensión de referencia se aplica a la entrada no inversora. A la entrada inversora se conecta un trimmer que podemos accionar con un destornillador. Cuando la tensión ajustada ascienda por encima del umbral, en salida tendremos 0 V y el relé estará en condición de reposo. Si la tensión del trimmer descende por debajo de los 6 V, la salida estará cerca de los 12 V y el relé se disparará.

En el lugar del trimmer podemos conectar cualquier tipo de sensor, eventualmente amplificado por otro amplificador operacional.

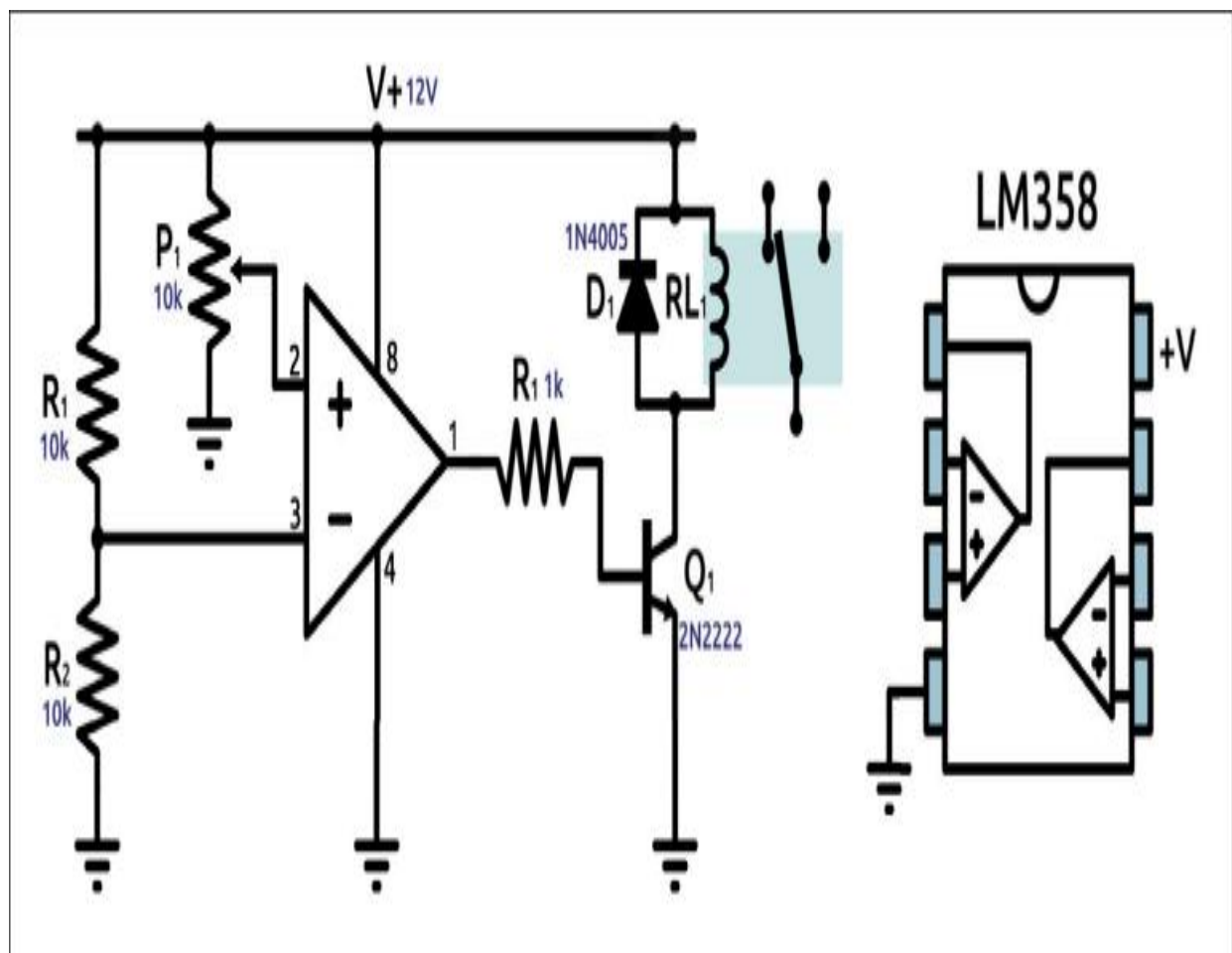


Figura 4.29 – Esquema completo de un circuito comparador realizado con un amplificador operacional que controla un relé.

128. Convertidor tensión/corriente

Un amplificador operacional puede ser utilizado como un generador de corriente controlado por una tensión.

De manera similar a un convertidor corriente/tensión, podemos utilizar un operacional para realizar un convertidor tensión/corriente, es decir, un generador de corriente regulable al gusto a través de una tensión externa.

El esquema teórico de este circuito se muestra en la figura 4.30, donde se supone que utilizamos un amplificador operacional ideal, con ganancia infinita.

A la salida del operacional se encuentra conectada una resistencia R_L que representa el circuito al cual se suministra la corriente de salida del componente.

Una vez consideradas las características de los amplificadores operacionales, la corriente no podrá ser muy elevada, pero el aspecto más importante es el de poder controlarla al gusto actuando sobre la V_i .

Para controlar la corriente, conectamos en serie a R_L una resistencia R_1 . A los extremos de la R_1 encontraremos exactamente la tensión de entrada V_i ; de hecho, para un amplificador operacional ideal podemos considerar sus

dos entradas en cortocircuito (A, figura 4.30). Las entradas no absorben corriente y, por tanto, también podemos suponer que la corriente que circula en la carga (i_O) sea exactamente igual a la corriente que atraviesa la R_1 . Esta corriente surge de:

$$i_O = i_{R_1} = \frac{V_{R_1}}{R_1}$$

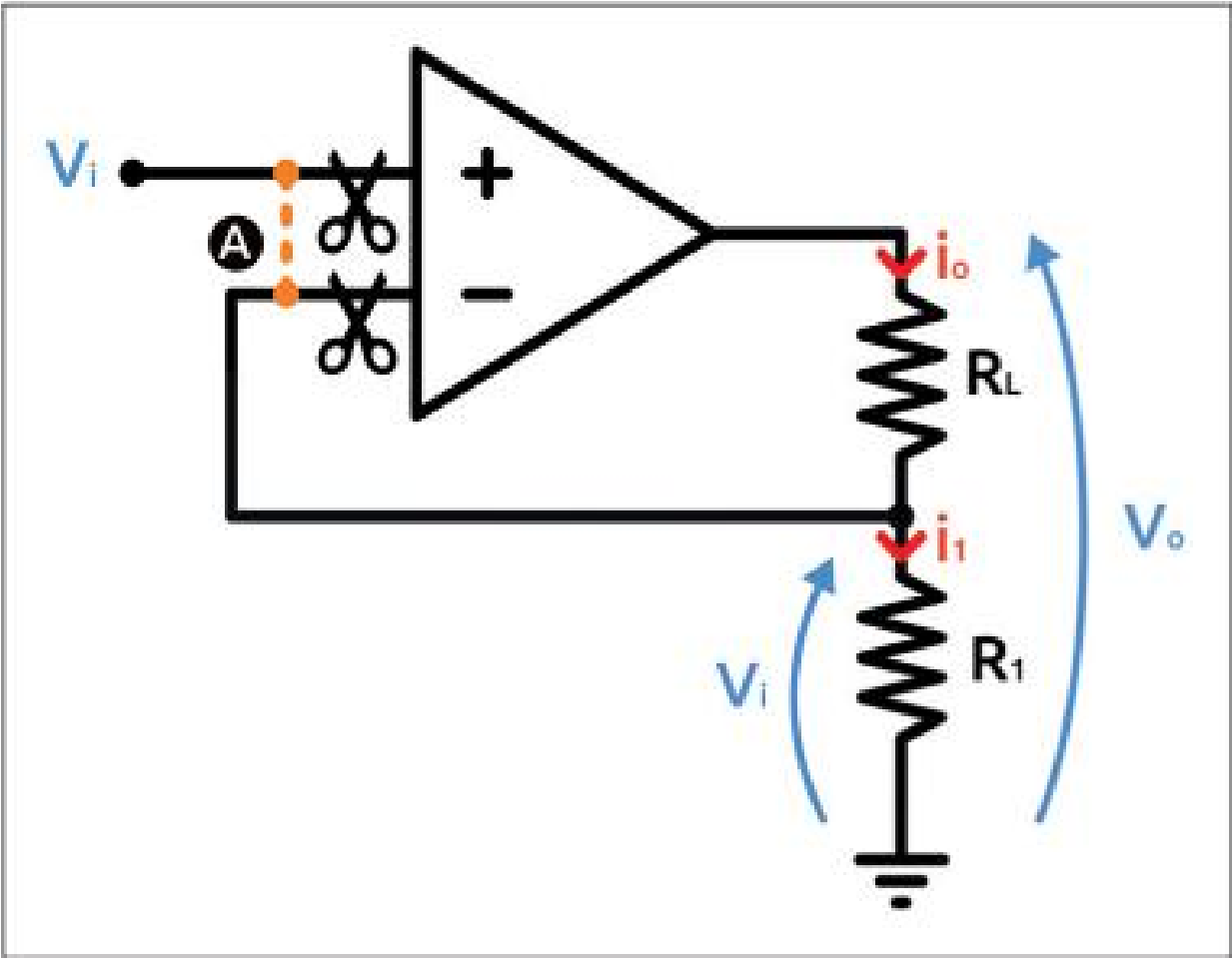


Figura 4.30 – Esquema de un convertidor tensión/corriente ideal.

129. Disparador de Schmitt (histéresis)

Un trigger o disparador de Schmitt es un comparador con histéresis. La señal de salida se llevará a un valor o a su opuesto solo si supera los umbrales predeterminados. Este circuito permite obtener, gracias a la retroalimentación positiva, un trigger inmune al ruido.

Los circuitos con amplificadores operacionales examinados hasta ahora utilizaban una retroalimentación negativa. La retroalimentación sirve para dar una mayor estabilidad a un sistema, al extraer parte de la señal a la salida y utilizarla para controlar el sistema. En los amplificadores realizados con operacionales, la retroalimentación negativa sirve para ajustar la ganancia al nivel deseado, con lo que da estabilidad al circuito.

En electrónica, en ocasiones también se encuentran circuitos donde la retroalimentación es de tipo positivo. En este caso, la señal que se llevará a la entrada desequilibrará el sistema y lo llevará al límite. En el caso de un amplificador, la retroalimentación positiva hará que la señal de salida se sature con mucha rapidez y decisión. Esta propiedad resulta útil para realizar comparadores rápidos, así como para crear oscilaciones.

Un simple circuito con retroalimentación positiva es el disparador de Schmitt, un comparador insensible al ruido. Este tipo de disparador es un comparador que cuenta con dos umbrales. Su salida puede asumir solo dos valores, equivalentes a la tensión máxima y mínima de alimentación que, en este caso, será dual.

En un simple comparador, la señal varía y, cuando supera el umbral establecido, hace que se dispare también la salida.

En un disparador de Schmitt tenemos dos umbrales, uno inferior y otro superior. El comportamiento de las señales aplicadas al disparador se muestra en la figura 4.31. En la parte superior del gráfico podemos ver cómo cambia la señal de entrada: se mueve libremente entre el valor máximo y mínimo de tensión. En el gráfico también se muestran dos umbrales, uno inferior (V_{T2}) y otro superior (V_{T1}). Cuando la señal de entrada desciende por debajo del umbral más bajo (V_{T2}), la salida va al instante al valor más bajo. La señal de entrada puede descender más o también subir el umbral V_{T2} , siempre que no supere el umbral superior V_{T1} . Solo en el momento en que supere a V_{T1} , la salida se llevará al extremo opuesto. Este mecanismo presenta una protección ante el ruido que podría afectar la señal de entrada; de hecho, para que la salida se dispare, no basta con que esta vuelva a cruzar el umbral, sino que debe llegar hasta el otro nivel. Este comportamiento se define como histéresis y crea una capa protectora que evita que la salida continúe parpadeando mientras la señal de entrada cambia.

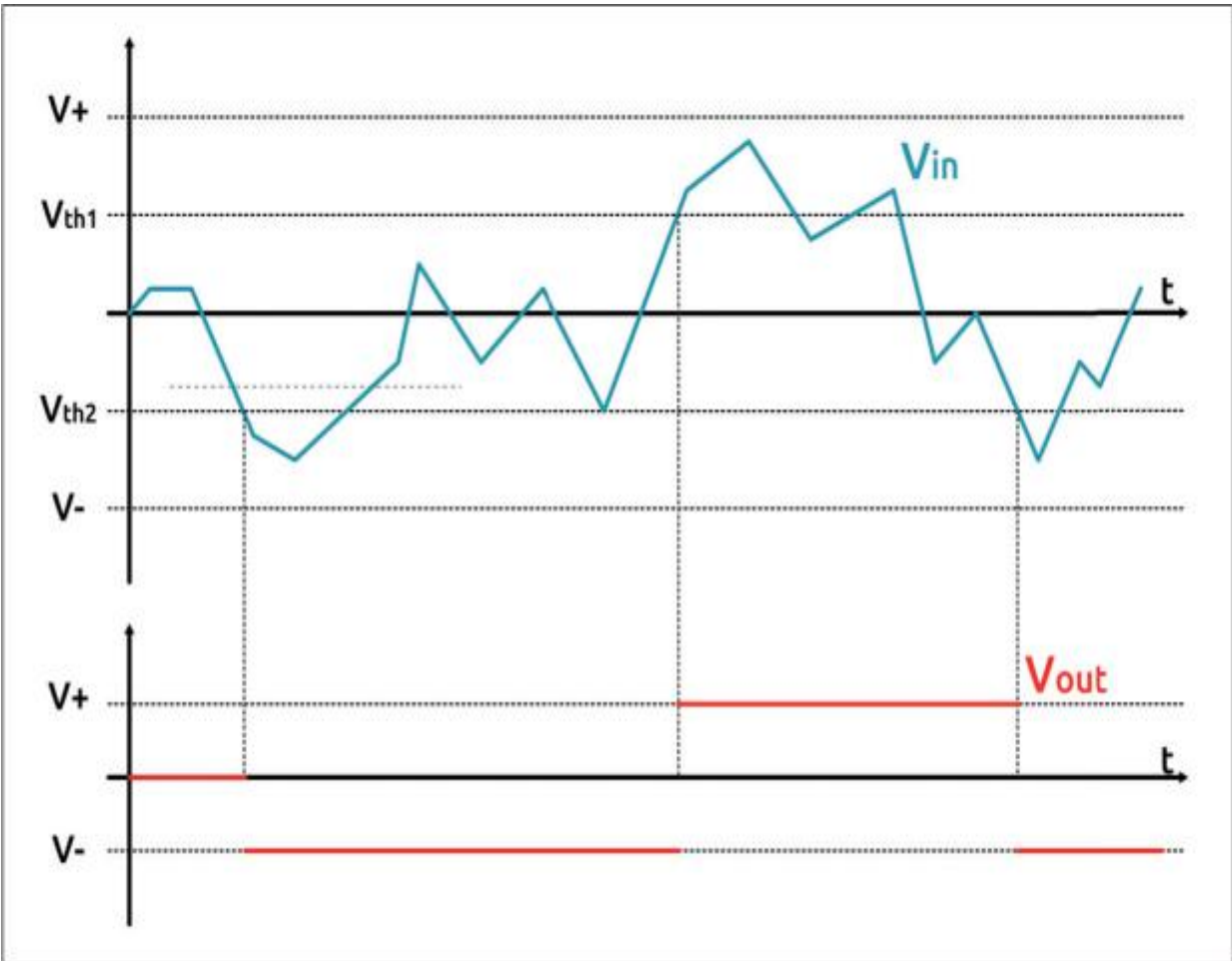


Figura 4.31 – Tendencia de las señales de entrada y de salida en un disparador de Schmitt.

La retroalimentación positiva hace que la salida del amplificador operacional se dispare de un modo rápido y decidido. Podemos ajustar umbrales de intervención añadiendo una red de resistencias que creen un divisor capaz de proporcionar, para cada nivel asumido por la salida, la tensión del umbral que deberá superar la señal.

Imaginemos que alimentamos un circuito a $\pm 12\text{ V}$ y que queremos crear dos umbrales a 6 V y -6 V . Cuando la salida está a 12 V , tendremos que intentar

utilizar esta tensión y una red de resistores para llevar hasta la entrada el valor de umbral deseado, en este caso, de -6 V . La señal de entrada deberá descender por debajo de este umbral para llevar la salida a -12 V . Cuando la salida alcance los -12 V , la red de retroalimentación positiva hará que aparezca en la entrada del operacional el nuevo valor de umbral de 6 V .

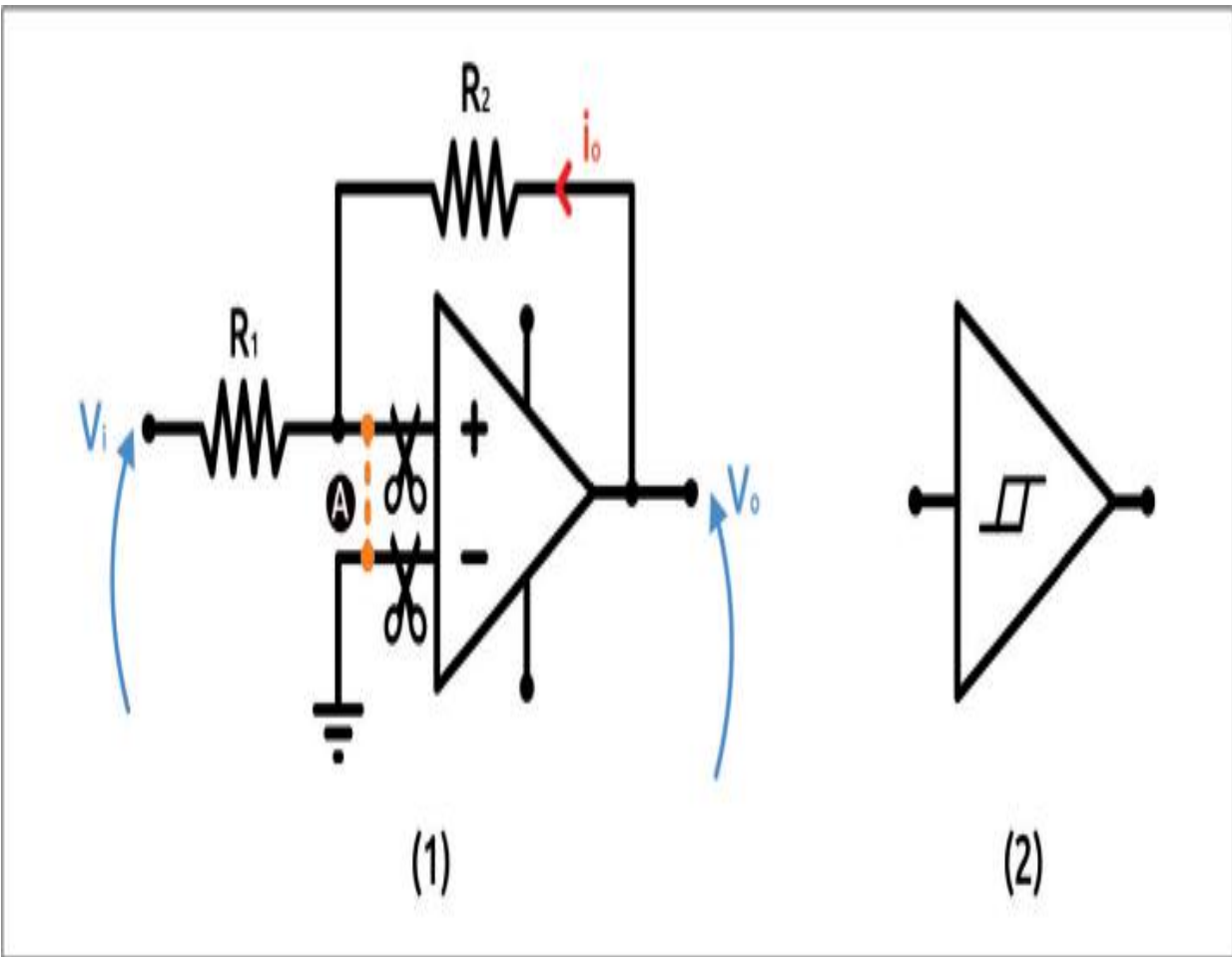


Figura 4.32 – Circuito para realizar un disparador de Schmitt con un amplificador operacional (1) y símbolo del disparador de Schmitt (2).

El circuito del disparador de Schmitt se muestra en la figura 4.32. Las dos resistencias R_1 y R_2 forman el divisor que crea la tensión de umbral. Si

elegimos para ambas resistencias dos valores idénticos, crearemos umbrales de la mitad de la tensión de alimentación y, por tanto, de 6 y -6 V.

La tensión de umbral se aplica en el punto A. Cuando en la salida tengo 12 V, en el punto A tengo 6 V. Para hacer que el disparador salte, la señal de entrada V_i tendrá que descender como mínimo hasta 6 V (y superarlos), de manera que el punto A se encuentre a 0 V y que la salida se dispare con el valor opuesto (12 V).

Cuando la salida está a -12 V, el punto A se encontrará a -5 V y, por tanto, para hacer que el disparador salte, V_i tendrá que subir hasta 6 V y más, para poder llevar el punto A más allá de 0 V.

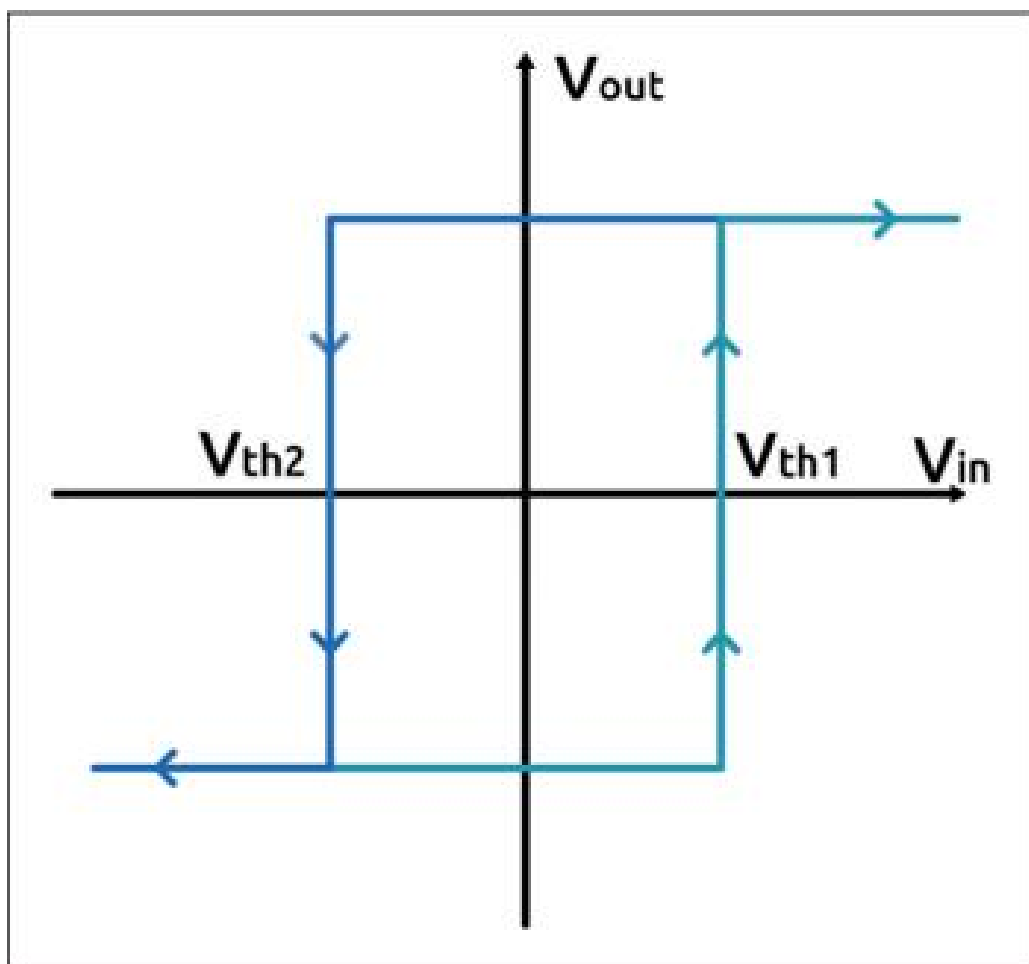
Los umbrales se pueden calcular de forma sencilla, considerando el operacional como si fuera ideal. La corriente i_F circula en el divisor formado por R_1 y R_2 , y vale:

$$i_F = \frac{V_0 - V_1}{R_1 + R_2}$$

Una vez conocida la i_F , podemos calcular la tensión en el punto A:

$$V_A = i_F R_1$$

Con estas relaciones podemos ajustar fácilmente los valores de umbral deseados.



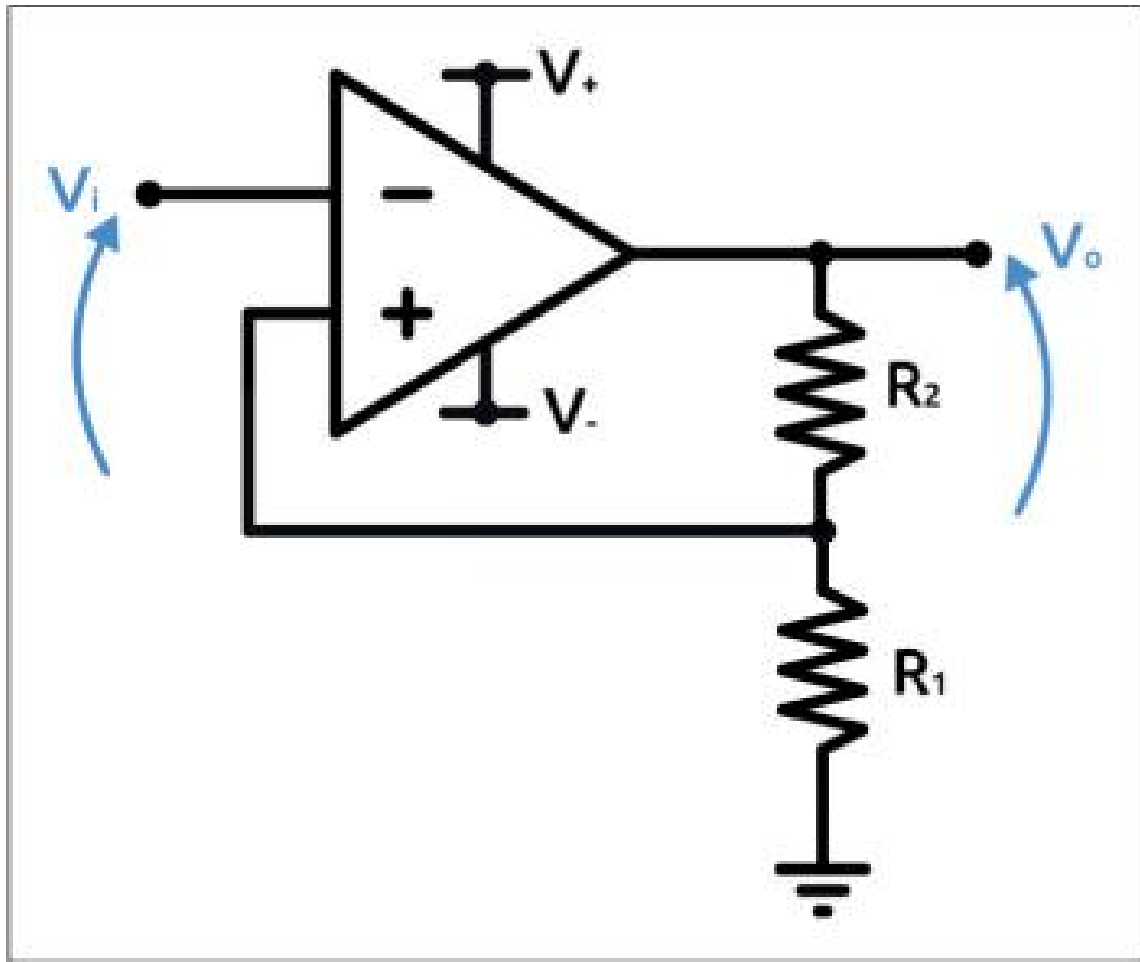


Figura 4.34 – Versión inversora del disparador de Schmitt.

130. Oscilador de onda cuadrada

Si conectamos una red RC a un disparador de Schmitt, podemos hacer que oscile y genere una onda cuadrada.

Mediante la retroalimentación positiva podemos realizar circuitos osciladores. El tema puede parecer complicado, pero, si se entiende cómo funciona un disparador, no debería ser difícil intuir cómo podría realizarse un oscilador.

Un oscilador es un circuito inestable por naturaleza, que no deja de moverse de un punto de equilibrio a otro. Aprovechando las características de funcionamiento de un disparador de Schmitt y, por tanto, de un circuito que utiliza la retroalimentación positiva, podemos realizar un simple oscilador de onda cuadrada.

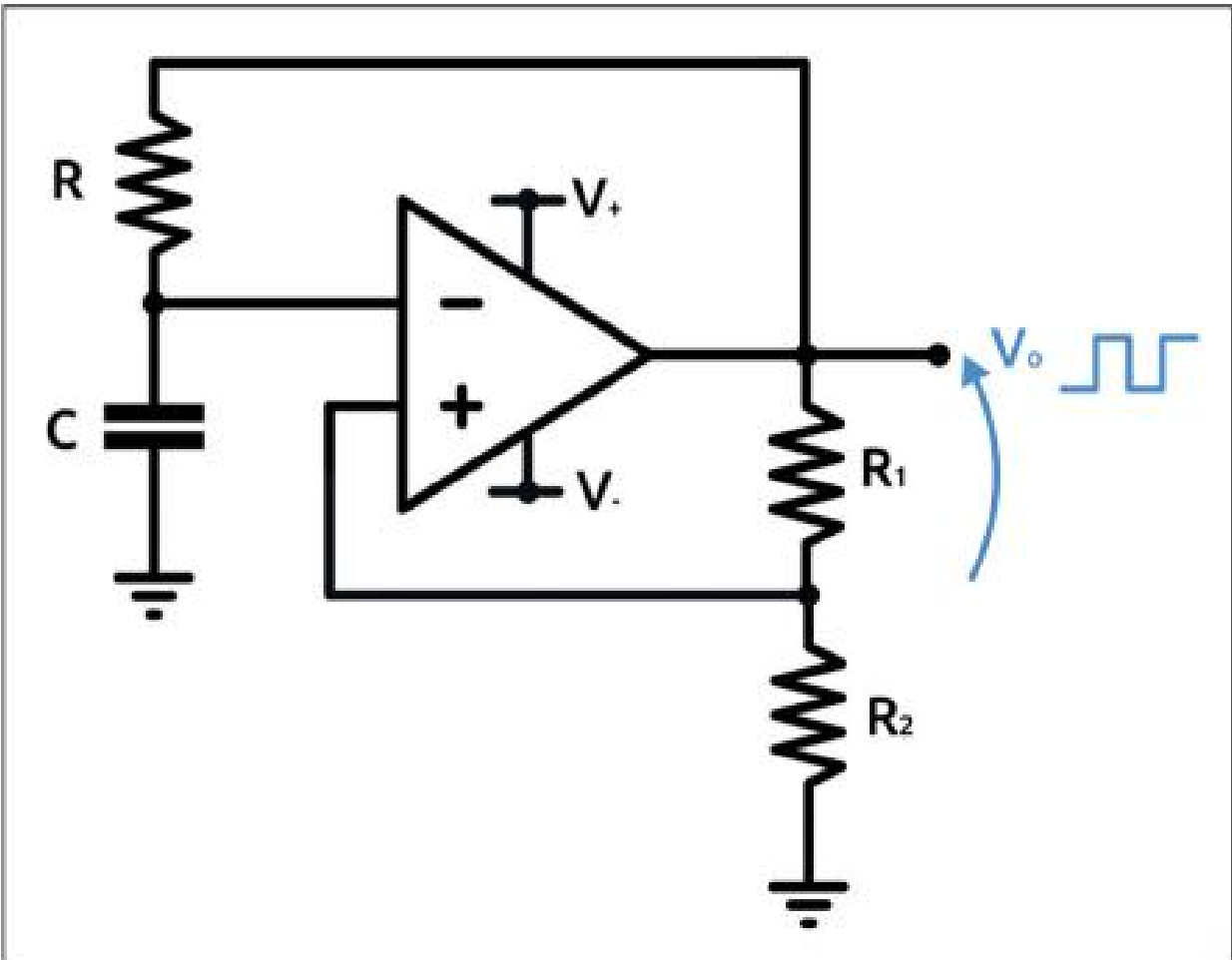


Figura 4.35 – Esquema de un oscilador realizado con un disparador de Schmitt.

El circuito de base es el del disparador de Schmitt inversor. En este circuito, mostrado en la figura 4.34, si aplicamos una entrada positiva y superamos un determinado umbral, haremos que la salida se dispare a un valor equivalente a la tensión de alimentación negativa (y viceversa si aplicamos una señal negativa).

Aprovechando una serie formada por una resistencia R y un condensador C , podemos crear un circuito temporizado. Si conectamos la resistencia

directamente a la salida del disparador, cuando la salida sea positiva, podemos cargar el condensador C. La tensión a los extremos de C subirá proporcionalmente a la constante de tiempo de RC. El condensador está conectado a la entrada del disparador y, cuando su tensión alcance el valor del umbral, hará que la salida se dispare con el valor opuesto. El condensador se descargará hasta que su tensión se descargue y haga que la salida se dispare de nuevo. La tensión de salida carga y descarga el condensador, y la frecuencia del circuito viene determinada por el tiempo de carga de C:

$$f = \frac{1}{2RC}$$

En la figura 4.36 se presenta una propuesta de realización del oscilador que utiliza un LM741 para construir el disparador. El LM741 requiere una alimentación dual, mientras que este circuito se alimenta con una alimentación individual. El operacional LM358 realiza un punto de masa

virtual que permite al circuito funcionar como si estuviera alimentado con una alimentación dual.

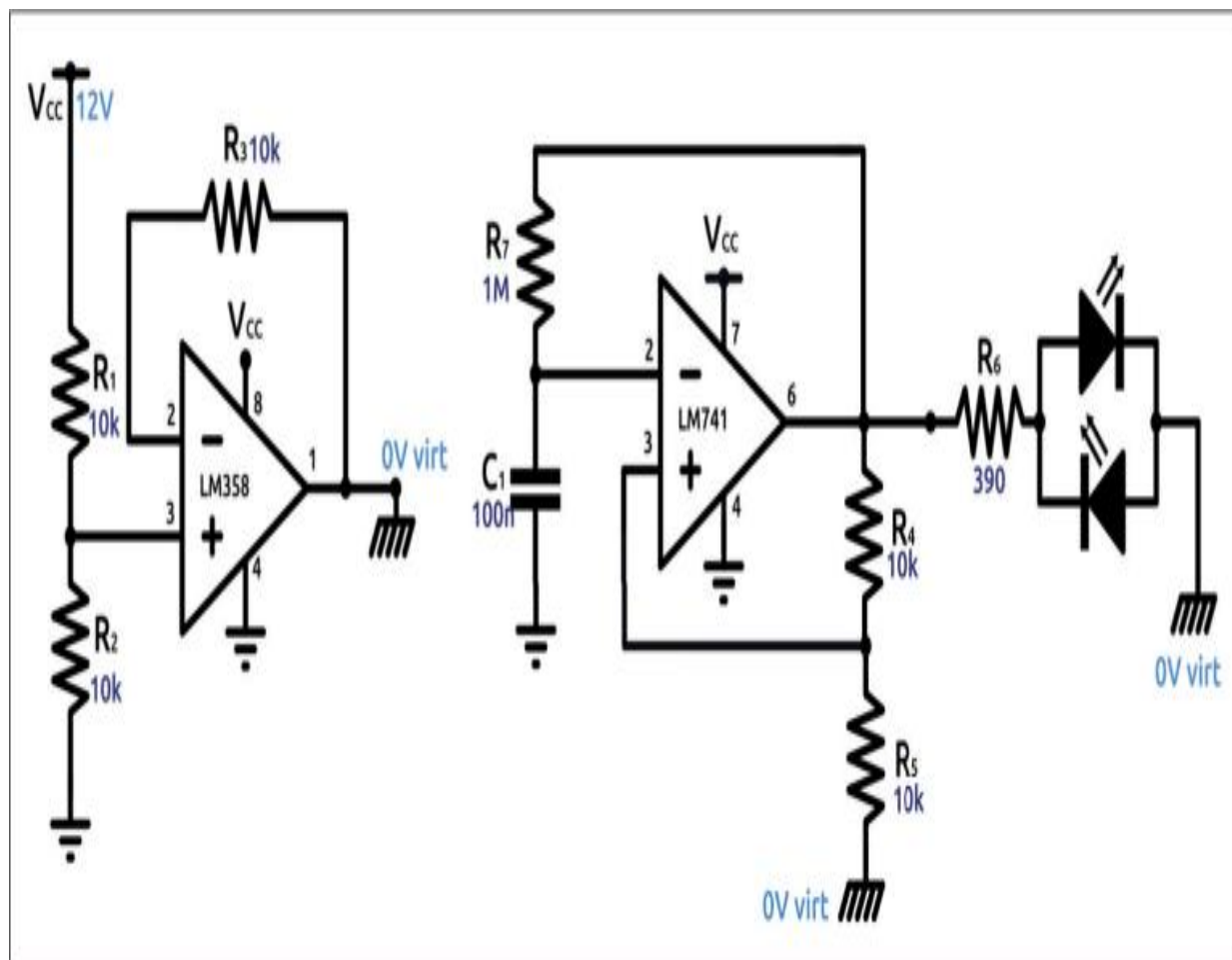


Figura 4.36 – Circuito para realizar un oscilador de onda cuadrada con un LM741 y un LM358.

131. Oscilador sinusoidal

Si se conectan varias unidades RC a un amplificador operacional, se puede generar una onda sinusoidal a una frecuencia prefijada.

Imaginen que sujetan el extremo de una cuerda atada a una pared. Si mueven el brazo rápidamente arriba y abajo, la cuerda empezará a oscilar. La oscilación se mantendrá mientras mantengamos nuestro movimiento.

Para crear una onda sinusoidal, debemos reproducir con un circuito la misma situación. En las primeras páginas del libro, hemos podido ver que algunos componentes, al ser atravesados por una corriente variable en el tiempo, presentan desfases.

Para obtener una oscilación, tendremos que hacer que una señal pueda desfasarse 360° añadiendo algo que pueda mantener su oscilación.

Para desfasar una señal positiva, podemos utilizar simples redes RC, es decir, un condensador en serie conectado a un resistor. Una red RC no puede proporcionar todo el desfase necesario y, por tanto, combinaremos algunas de ellas, una en serie a la otra. Desafortunadamente, las redes RC atenúan la señal que las atraviesa, por lo que será necesario amplificar la señal para llevarla, posteriormente, a la entrada de la red.

Así, podemos utilizar un amplificador operacional en configuración inversora que, además de amplificar, presenta un desfase de 180° . Podemos producir el desfase con algunas unidades RC que deberán proporcionar un desfase únicamente de 180° (porque los otros 180 los presenta el amplificador).

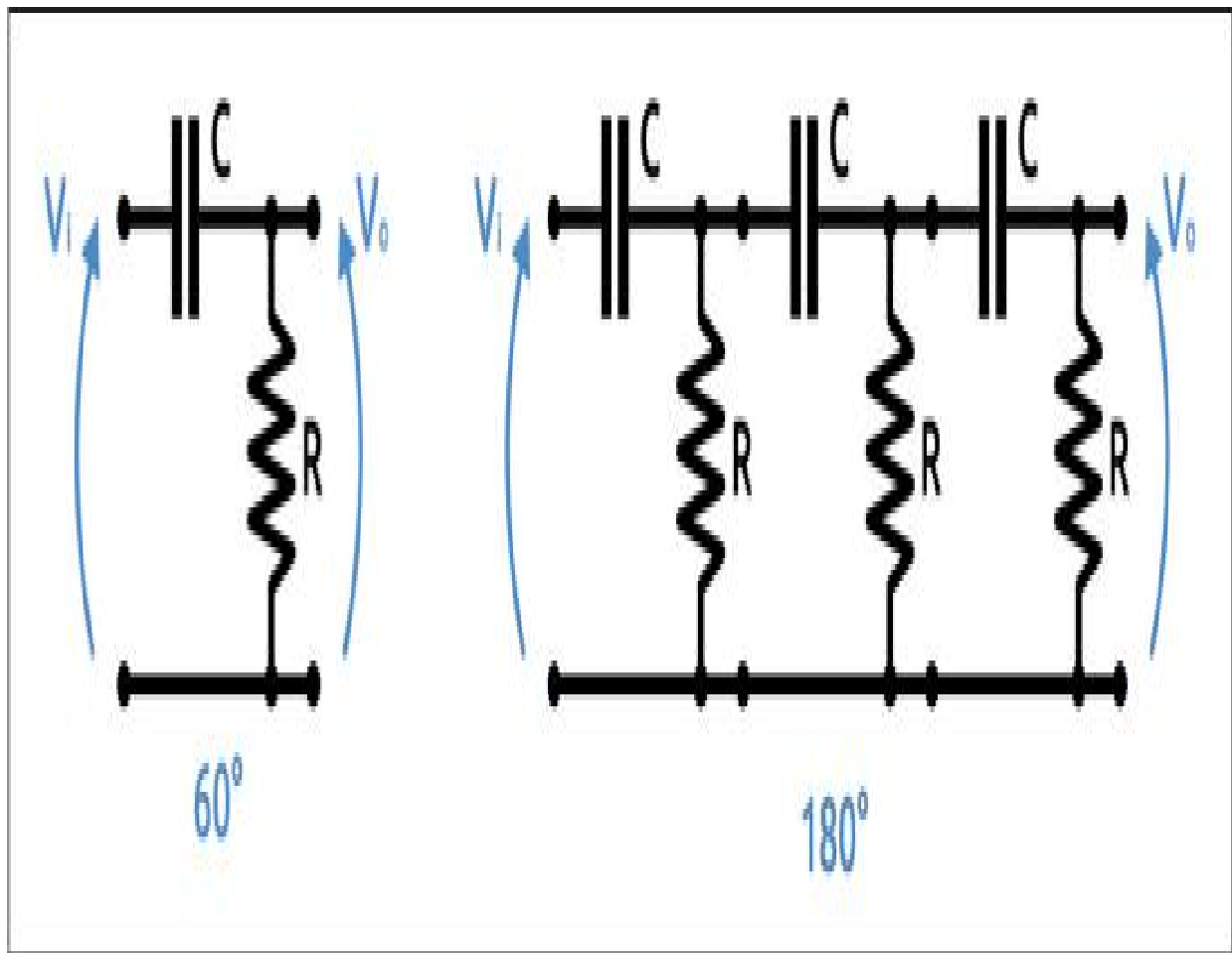


Figura 4.37 – La unidad base RC presenta un desfase de 60° . Para conseguir 180° , necesitaremos como mínimo tres unidades conectadas en cascada.

El circuito del oscilador se muestra en la figura 4.38. La frecuencia del oscilador viene determinada por la fórmula (válida para circuitos con tres

unidades RC):

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$$

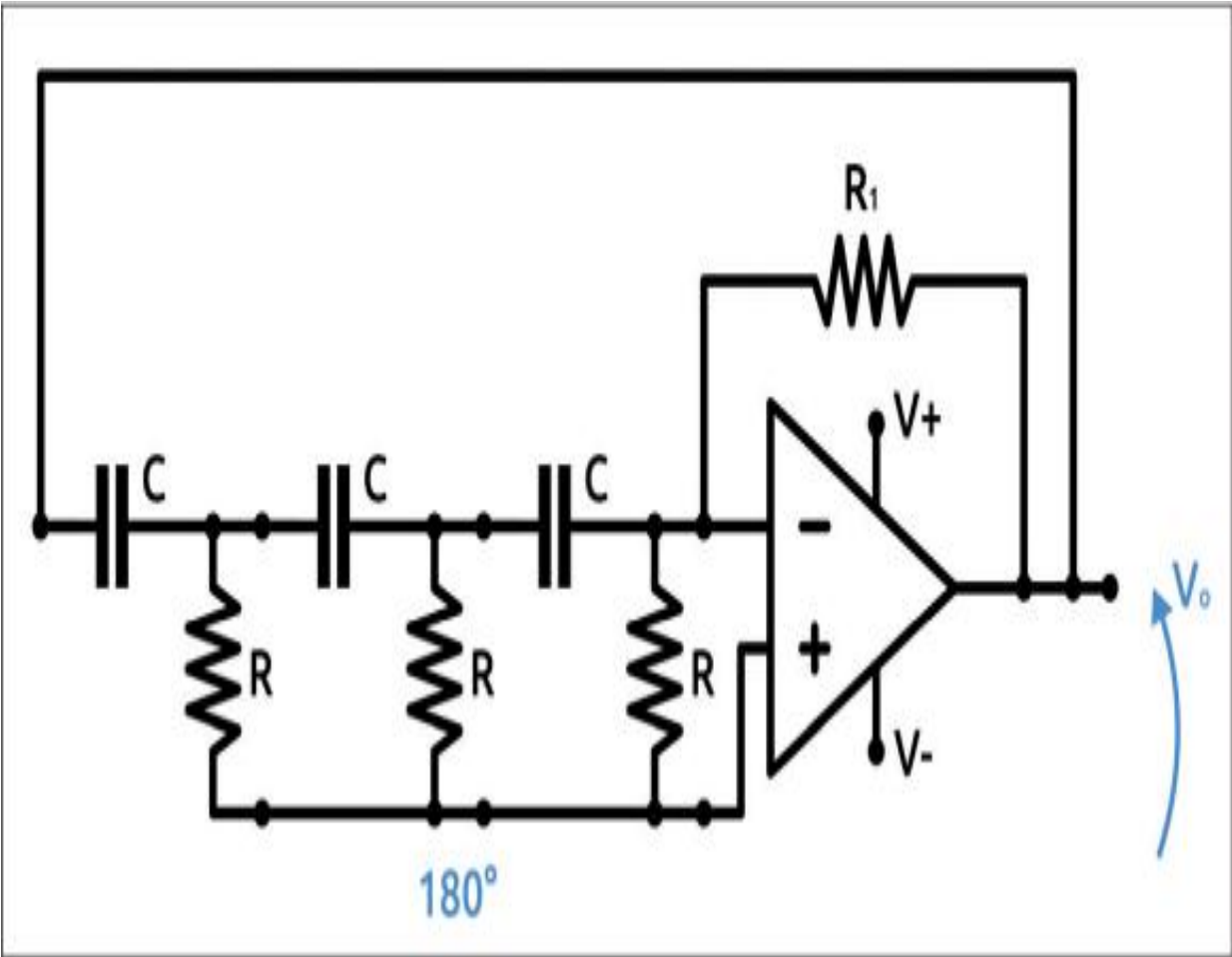


Figura 4.38 – Esquema electrónico de un oscilador sinusoidal con amplificador operacional de frecuencia fija.

Utilizando condensadores de 10 nF y una resistencia de 10 k Ω , tenemos una frecuencia de:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \times 10^4 \times 10^{-9} \sqrt{6}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{6}} \approx 650 \text{ Hz}$$

La cascada de unidades RC atenúa la señal unas 29 veces aproximadamente. Se puede obtener este valor calculando la relación entre la señal en tensión aplicada a la entrada y la detectada a la salida de la red. Para este amplificador operacional, se deberá tener una ganancia como mínimo de 29.

Sabiendo que la ganancia de la etapa inversora viene determinada solo por dos resistencias (R_1 e R), podemos obtener el valor de R_1 :

$$R_1 = 29 \times R = 29 \times 10 \text{ k}\Omega = 290 \text{ k}\Omega$$