

Capítulo 7

El transistor bipolar

7.1. Introducción

Este capítulo no es fácil, pero es posible. Supone adquirir nuevos conceptos, y se ha incluido porque es imprescindible. La mejor recomendación que se puede hacer es la de tomárselo con calma, volver a atrás cuando algo no esté claro, y prototipar. El lugar privilegiado para aprender electrónica es el banco de trabajo.

Este capítulo está dedicado al *transistor bipolar*. El apellido indica que existen otros tipos de transistores, y así es: también se usan los FET¹ de unión (JFET), y los MOSFET². Estos otros tipos no serán estudiados en este libro por falta de espacio.

7.1.1. Primera aproximación al transistor

El transistor es un componente electrónico que tiene tres terminales, denominados *base*, *emisor* y *colector*. Los nombres son poco explicativos y su origen se pierde en la niebla de los tiempos remotos.

Su comportamiento básico es el de ser un *amplificador de corriente*: tiene la capacidad de hacer que la corriente que circula entre el colector y el emisor sea un número grande de veces la que circula entre base y emisor.

Este factor de multiplicación se denomina *ganancia*, y se representa por β o h_{FE} . Puede tomar valores de 30 para transistores de alta potencia hasta 500 o más en transistores de baja señal. A pesar de lo que puede parecer, este valor tiene una importancia relativa a causa de la gran dispersión de los valores que alcanza³, o incluso de su variabilidad con la corriente de colector. La utilidad de este efecto multiplicador resulta intuitivo: a partir de una señal de baja corriente, como la proporcionada por un micrófono o un receptor de radio, esta puede ser amplificada y lograrse una corriente lo suficientemente grande como para mover un altavoz, aunque para lograr tal objetivo necesitaremos varias etapas.

¹FET es un acrónimo de *Field Effect Transistor*, Transistor de Efecto de Campo.

²MOS es un acrónimo de *Metal Oxide Semiconductor*, que indica la secuencia de elementos usados en su construcción: un transistor realizado como un sandwich de un metal conductor, una película de óxido de Silicio (aislante) y un material semiconductor.

³Los antiguos diseñadores inventaron varias configuraciones que resultaban muy tolerantes a la dispersión de la ganancia en corriente. Dicho de otro modo, el transistor, cuando se usa como amplificador, siempre se usa realimentado (ver capítulo 8), estando la ganancia en corriente de alguna forma asociada a la ganancia en lazo abierto.

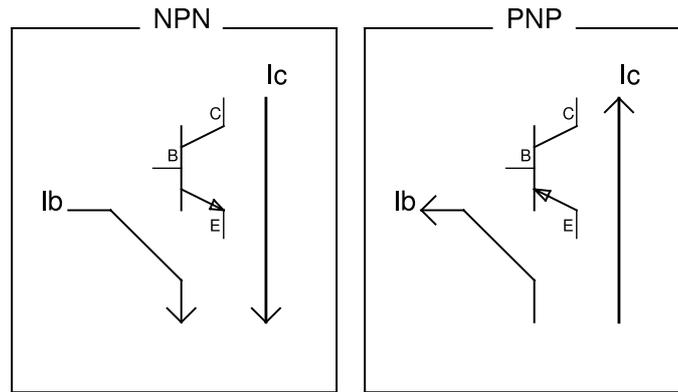


Figura 7.1: Funcionamiento básico del transistor bipolar

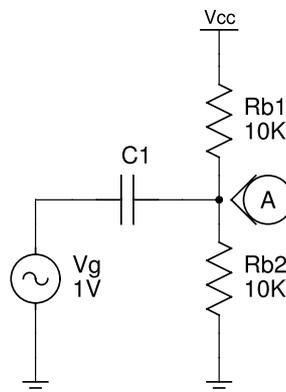


Figura 7.2: Ejemplo de una red de polarización

Existen dos tipos de transistores bipolares denominados PNP y NPN. Estos nombres provienen del orden en que se disponen las capas semiconductoras que los constituyen. Cada uno de ellos tiene un símbolo diferente, que se muestra en la figura 7.1. Como regla nemotécnica podemos usar esta: la flecha PeNetra o NoPeNetra. Estos dos tipos pueden considerarse en muchos aspectos como complementarios.

Hemos de aprender bien los nombres de los terminales y familiarizarnos con la figura 7.1 antes de proseguir si no queremos correr el riesgo de no entender nada.

7.1.2. Consideraciones preliminares sobre la polarización

Veamos un ejemplo antes de seguir. En la figura 7.2 se muestra un generador de señal sinusoidal (V_g) que se conecta mediante un condensador (C_1) a un divisor resistivo formado por R_{b1} y R_{b2} . El condensador se usa para el *acoplo* de circuitos. De forma un tanto simplificada, diremos que su misión es la de bloquear el paso de la corriente continua, permitiendo el paso de la alterna sin atenuación.

Sabemos que la impedancia de un condensador a una frecuencia cero (a corriente continua) es infinita: se comporta como un circuito abierto, cosa que realmente es. Asimismo, sabemos que la impedancia del condensador disminuye con la frecuencia... Ya recordamos que este circuito es un filtro paso alto (apartado 2.14). Pero ahora no nos interesa esta función, ya que vamos a usar un condensador de acoplo C_1 lo suficientemente grande como para que en la banda de trabajo, su impedancia sea despreciable. Por tanto, podemos asimilar el condensador de acoplo como un dispositivo que permite

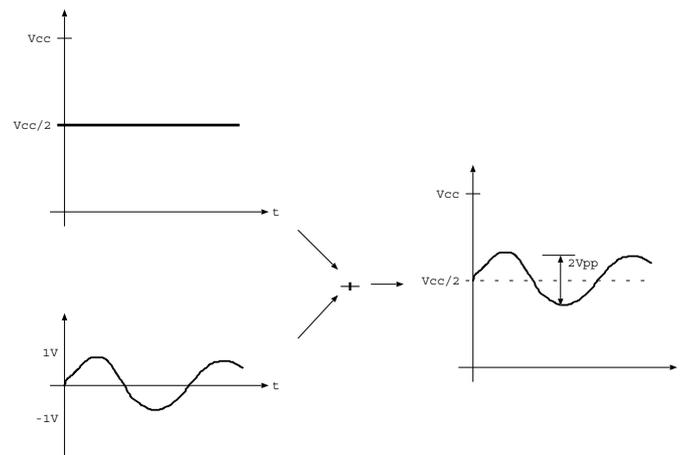


Figura 7.3: Tensión en el punto (A) de la figura 7.2

el paso de la señal alterna de una frecuencia *razonablemente* alta, y bloquea el paso de la continua. El bloqueo de la continua se produce en los dos sentidos: impide que la tensión de continua del divisor resistivo alcance al generador, y evita que el generador de señal alterna condicione de algún modo la tensión de continua en el punto (A).

El divisor resistivo logra en el punto (A) una tensión igual a la mitad de la alimentación por el hecho de ser iguales R_{b1} y R_{b2} . Se han puesto así para simplificar, pero cualquier otra relación sería igualmente válida. El condensador y el generador no alteran esta relación como hemos comentado.

Cómo podemos considerar el condensador como un cortocircuito en lo que a la señal alterna corresponde, en el punto (A) tendremos la misma tensión que hay a la salida del generador.

Es decir, que tal como se muestra en la figura 7.3, la tensión en el punto (A) puede modelarse como la suma de dos componentes, una continua y la otra alterna. La primera se denomina de *polarización* y la segunda de *pequeña señal*. No existen dos componentes, es simplemente un modelo que en breve veremos cuanto de útil es.

Para calcular la tensión en un punto, se analizan por separado las componentes de polarización y de pequeña señal. Para ello, se usa una técnica sencilla.

- Para analizar la *componente de polarización* se eliminan mentalmente todos los condensadores del circuito: son como si no existieran. Entonces se calculan las tensiones. En nuestro ejemplo, nos queda sólo el divisor resistivo, y es un asunto que tenemos ya dominado.
- Para analizar la *componente de pequeña señal*, se cortocircuitan mentalmente todos los condensadores. Cómo una fuente de tensión de continua ideal fuerza siempre un determinado nivel de tensión, a la alterna se comporta como un cortocircuito: cualquier corriente demandada a cualquier frecuencia es entregada por la fuente: esto corresponde a una resistencia nula⁴. Las fuentes de corriente se modelan como circuitos abiertos. En nuestro ejemplo, el generador de señal sinusoidal

⁴El correcto funcionamiento de un circuito exige que se cumpla esta condición, que es la de que la alimentación se comporte como un generador de tensión ideal. Si una fuente no tiene un comportamiento demasiado adecuado es este aspecto, se puede compensar con condensadores de desacoplo. Si tiene un comportamiento bastante ideal, también se usan condensadores de desacoplo, pues en cualquier caso, se debe compensar el efecto inductivo de los conductores que llevan la señal. Ver apartado 3.5.8.

verá dos resistencias de 10 K en paralelo, lo que es equivalente a una resistencia de 5 K⁵.

Para distinguir el punto de trabajo (señales continuas) de las excursiones debidas a la señal (señales alternas), se utiliza universalmente la siguiente nomenclatura: mayúsculas para las primeras y minúsculas para las segundas. Por ejemplo, V_B es la tensión de polarización de base e i_b es la corriente de pequeña señal que circula por la base.

De este modo, podemos considerar que en un punto (x), la tensión o corriente tiene dos componentes: una de polarización y una de baja señal, por ejemplo

$$V_x = V_{POL} + v_{ps}$$

Cómo normalmente las excursiones debidas a la señal son pequeñas comparadas a los niveles de polarización, es común hablar de *pequeña señal*⁶. De este modo, se habla de *modelo de pequeña señal del transistor* o de *análisis de pequeña señal*.

Es importante determinar o escoger adecuadamente el punto de polarización del transistor pues:

- Es el punto de referencia de las tensiones y corriente de un circuito. Corresponde a las tensiones de continua que se podrían medir en un circuito en ausencia de señal. Si se conecta una señal a la entrada del circuito, nos encontraremos con que en cada punto del mismo, las tensiones varían en torno al anterior *punto de trabajo*.
- Condiciona en comportamiento del circuito: más adelante veremos que alguno de los parámetros del modelo de pequeña señal del transistor dependen de parámetros de polarización del mismo.

En breve veremos ejemplos que ilustran todo lo contado, pero si algo no ha quedado claro, debe volverse a estudiar este punto so pena de no comprender casi nada de lo que sigue.

7.1.3. Trabajo lineal o en saturación

El transistor puede trabajar de forma *lineal* o en *saturación*:

- **Lineal:** Se dice que un sistema es lineal si ante una señal del doble de amplitud (ya sea tensión o corriente) responde con una señal de salida doble. A una señal mitad, responde con una salida mitad... El uso en modo lineal es el típico de amplificadores, filtros, mezcladores, etc.

⁵Esto nos permitirá calcular la frecuencia de corte del filtro paso alto porque el circuito que resulta es exactamente igual al ya visto. $F_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C_1}$ donde R es el paralelo de R_{b1} y R_{b2} . Una década por encima de la frecuencia de corte podemos considerar que el condensador no tiene efecto alguno sobre la señal, ni en atenuación ni en desfasaje.

⁶Esto resultaba especialmente cierto para los viejos circuitos que usaban lámparas termoiónicas, en las que eran normales tensiones de polarización de centenares de voltios. En cualquier caso, los componentes electrónicos son bastante poco lineales. Todo sistema si es tratado con amplitudes pequeñas se comporta de forma *razonablemente* lineal. En cualquier caso, no debemos ser demasiado rigurosos al respecto de la definición: es muy común que las excursiones de corrientes o tensiones sean tan grandes como las de polarización. Varias técnicas permiten obtener a pesar de todo, respuestas extremadamente lineales.

- **Saturación:** Un sistema alcanza la saturación cuando su comportamiento dista mucho del modo lineal, de modo que incrementos de la señal de entrada apenas producen incrementos de la salida. Un circuito cuya misión es encender o no un LED es un circuito que trabaja en saturación: todo lo que nos interesa es encender o apagar completamente una bombilla. Por ejemplo, el inversor que vimos en el capítulo 6, trabaja en saturación.

7.1.4. Polarización del transistor

Para que un transistor pueda funcionar de manera lineal debe ser *polarizado* adecuadamente. Del mismo modo que para que un diodo semiconductor permita el paso de la corriente debe polarizarse en directo con una tensión de aproximadamente 0,6 Voltios, la polarización de un transistor requiere unas ciertas condiciones.

Dos son las condiciones básicas que deben cumplirse para polarizar un transistor bipolar:

- La tensión base emisor (V_{BE}) debe ser polarizada como un diodo. Para no olvidarnos de cual es la polaridad, podemos recordar que la flecha del símbolo del transistor tiene el mismo significado de un diodo. La corriente de base seguirá una variación exponencial con la tensión muy similar a la de un diodo (ver fig 3.5).
- La tensión colector-emisor (V_{CE}), debe ser superior a un cierto valor. Esta tensión mínima se denomina tensión de saturación, V_{CEsat} . En un transistor NPN, la tensión de colector debe ser siempre superior a la de emisor, y en un PNP, inferior.

Estas dos condiciones se pueden expresar de forma más concreta en dos requisitos:

- *La tensión base emisor debe estar comprendida entre 0,6 y 0,7 V⁷, con la polaridad adecuada.* Si esta condición no se cumple, entonces, la corriente de colector es aproximadamente nula⁸.
- *La tensión de colector no está condicionada por el transistor sino por la carga,* pero debe ser siempre aproximadamente 0,2 Voltios superior a la de emisor. Si esta condición no se cumple, la corriente de colector no sigue la ley establecida por la ganancia de corriente: no puede crecer más allá de la condición que establece la tensión de saturación.

Se ilustra esta condición con ejemplos en el apartado 7.2.3.

Asimismo, se han de cumplir un par de condiciones adicionales, no estrictamente relativas a la polarización, sino a las tensiones máximas que puede soportar:

- **Tensión colector-emisor:** en la práctica, se debe escoger un transistor que pueda funcionar a la tensión de alimentación del circuito. Es muy conveniente sobredimensionar este parámetro para protegernos frente a variaciones de la tensión de alimentación.
- La tensión *inversa* máxima que puede soportar la unión base-emisor suele tener un valor bajo. Este requisito debe cuidarse en circuitos de trabajan en conmutación, o cuando hay condensadores en un circuito y se apaga el mismo, los transistores pueden quedar polarizados. Se suele compensar añadiendo astutamente un diodo. En cualquier caso, esto queda fuera del objetivo de este libro⁹.

⁷Dependiendo de la corriente de colector.

⁸Según la hoja de características, un máximo de 15nA a 25 °C para $V_{be}=0$ V.

⁹En la fuente de alimentación basada en el 317, el fabricante especifica en la letra pequeña que deben usarse diodos de protección cuando la tensión de salida es superior a 25 V, pero no es nuestro caso.

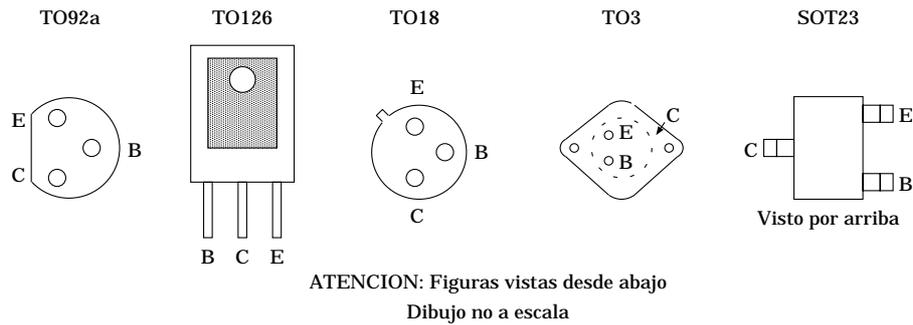


Figura 7.4: Asignación de terminales en distintos encapsulados

7.1.5. Algunos tipos comunes

Hay (literalmente) miles de tipos distintos de transistores. Tipos diferentes se han popularizado en Europa, Estados Unidos o Japón. Pero hay algunos tipos que son muy comunes, baratos, fáciles de encontrar y que resuelven la mayor parte de los problemas. Normalmente, se presentan en versiones complementarias (NPN/PNP), presentando uno y otro características similares.

- BC549/BC559: Son transistores de bajo coste y propósito general, muy usados en audio, y de bajo ruido¹⁰.
- BD139/BD140: Transistores de media potencia
- 2N2369/2N2907: Transistores de baja señal, alta velocidad.
- 2N3055: Transistor de alta potencia, usado en amplificadores, fuentes de alimentación, etc. Muy robusto.
- BFR93: Transistor de alta frecuencia, muy usado en radio

En la tabla siguiente resumimos las características más importantes de estos transistores.

Ref	Tipo	V_{CEmax} (V)	I_{Cmax} (A)	P_{max} (W)	h_{FE} típica	F_T (MHz)	Encap
BC549	NPN	30	0,1	0,5	520 @ 2 mA	300	TO92a
BC559	PNP	-30	0,1	0,5	240 @ 2 mA	150	TO92a
BD139	NPN	80	1	8	100 @ 150 mA	250	TO126
BD140	PNP	-80	1	8	100 @ 150 mA	75	TO126
2N2369	NPN	40	0,5	0,3	60 @ 10 mA	650	TO18
2N2907	PNP	-40	0,6	0,4	200 @ 150 mA	200	TO18
2N3055	NPN	70	15	90	45 @ 4 A	2	TO3
BFR93	NPN	12	35	0,3	90 @ 30 mA	5000	SOT23

En la figura 7.4 se muestra la asignación de terminales para los distintos encapsulados.

En la figura 7.5 se muestran algunos transistores de pequeña y gran potencia.

¹⁰Corresponden a una familia: El BC547/557 es una versión de tensión más alta, el BC548/BC558 es la versión estándar y el BC549/BC559 es una versión de bajo ruido.

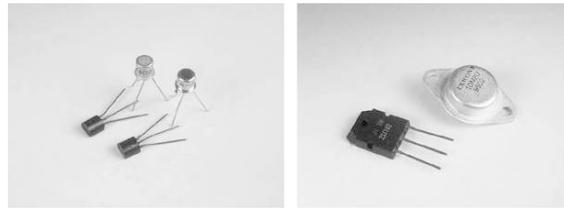


Figura 7.5: Fotografía de transistores

7.1.6. Una hoja de características

En las figuras 7.6 a 7.8 se muestran hojas de características de la familia BC546, BC547 y BC548. Se trata de una hoja más bien resumida, en la que podemos estudiar parámetros de gran interés.

En la figura 7.6 se presenta un dibujo del encapsulado que muestra la asignación de pines, el valor de la resistencia térmica, los parámetros límite y por último, parámetros del transistor en corte. Son especialmente importantes los de corriente y potencia límite, y tensiones de colector máximas.

En la figura 7.7 se muestran parámetros del transistor en saturación y parámetros relativos al modelo de pequeña señal. Respecto a los primeros, resalta la tensión colector-emisor de saturación (V_{CEsat}), y respecto a los segundos, la ganancia de corriente de pequeña señal (h_{fe}).

Las dos hojas restantes (figura 7.8 y 7.9) se dedican a gráficas. Algunos datos interesantes:

- Gráfica superior izquierda de las figuras 7.8 y 7.9: variación de la ganancia (h_{fe}) con la corriente de colector.
- Gráfica superior izquierda de las figuras 7.8 y 7.9: tensiones colector-emisor (V_{CEsat}) y base-emisor (V_{BEsat}) en saturación
- Gráfica inferior derecha de las figuras 7.8 y 7.9: existe una corriente de colector que maximiza la velocidad del dispositivo.

Recomendamos no perder demasiado tiempo en tratar de agotar los asuntos no explicados, pues no son relevantes para la mayor parte de las aplicaciones.

7.2. Algunos ejemplos con transistores

Es muy probable que, llegados a este punto, tengamos la cabeza a punto de estallar. Es el momento de pasar a unos ejemplos sencillos que permitan asimilar conceptos.

7.2.1. Regulador lineal con diodo Zener

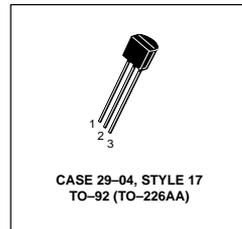
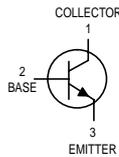
En la figura 7.10 se muestra el esquema de un regulador lineal serie (ver apartado 4.1.2). El regulador usa un diodo Zener, y es el mismo esquema de la figura 4.2, al que se ha añadido un transistor. Se ha producido un cambio sustancial: el transistor es el encargado de ofrecer la corriente a la salida, mientras que el diodo Zener no soporta esta pesada carga, sino únicamente la polarización del transistor.

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by BC546/D

Amplifier Transistors
NPN Silicon

BC546, B
BC547, A, B, C
BC548, A, B, C



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	BC 546	BC 547	BC 548	Unit
Collector–Emitter Voltage	V _{CEO}	65	45	30	Vdc
Collector–Base Voltage	V _{CBO}	80	50	30	Vdc
Emitter–Base Voltage	V _{EBO}	6.0			Vdc
Collector Current — Continuous	I _C	100			mAdc
Total Device Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	625 5.0			mW mW/°C
Total Device Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	1.5 12			Watt mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J , T _{stg}	–55 to +150			°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	83.3	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector–Emitter Breakdown Voltage (I _C = 1.0 mA, I _B = 0)	BC546 BC547 BC548	V _{(BR)CEO}	65 45 30	— — —	V
Collector–Base Breakdown Voltage (I _C = 100 μAdc)	BC546 BC547 BC548	V _{(BR)CBO}	80 50 30	— — —	V
Emitter–Base Breakdown Voltage (I _E = 10 μA, I _C = 0)	BC546 BC547 BC548	V _{(BR)EBO}	6.0 6.0 6.0	— — —	V
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 70 V, V _{BE} = 0) (V _{CE} = 50 V, V _{BE} = 0) (V _{CE} = 35 V, V _{BE} = 0) (V _{CE} = 30 V, T _A = 125°C)	BC546 BC547 BC548 BC546/547/548	I _{CES}	— — — —	0.2 0.2 0.2 —	15 15 15 4.0
					nA μA

REV 1

© Motorola, Inc. 1996



Figura 7.6: Hoja de características del BC546-BC548 (1 de 4)

BC546, B BC547, A, B, C BC548, A, B, C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = 10 \mu\text{A}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$)	BC547A/548A BC546B/547B/548B BC548C	h_{FE}	— — —	90 150 270	—
($I_C = 2.0 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$)	BC546 BC547 BC548 BC547A/548A BC546B/547B/548B BC547C/BC548C		110 110 110 110 200 420	— — — 180 290 520	450 800 800 220 450 800
($I_C = 100 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$)	BC547A/548A BC546B/547B/548B BC548C		— — —	120 180 300	— — —
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10 \text{ mA}$, $I_B = 0.5 \text{ mA}$) ($I_C = 100 \text{ mA}$, $I_B = 5.0 \text{ mA}$) ($I_C = 10 \text{ mA}$, $I_B = \text{See Note 1}$)		$V_{CE(sat)}$	— — —	0.09 0.2 0.3	0.25 0.6 0.6
Base–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10 \text{ mA}$, $I_B = 0.5 \text{ mA}$)		$V_{BE(sat)}$	—	0.7	—
Base–Emitter On Voltage ($I_C = 2.0 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$) ($I_C = 10 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$)		$V_{BE(on)}$	0.55 —	— —	0.7 0.77
SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS					
Current–Gain — Bandwidth Product ($I_C = 10 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	BC546 BC547 BC548	f_T	150 150 150	300 300 300	— — —
Output Capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ V}$, $I_C = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)		C_{obo}	—	1.7	4.5
Input Capacitance ($V_{EB} = 0.5 \text{ V}$, $I_C = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)		C_{ibo}	—	10	—
Small–Signal Current Gain ($I_C = 2.0 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	BC546 BC547/548 BC547A/548A BC546B/547B/548B BC547C/548C	h_{fe}	125 125 125 240 450	— — 220 330 600	500 900 260 500 900
Noise Figure ($I_C = 0.2 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5.0 \text{ V}$, $R_S = 2 \text{ k}\Omega$, $f = 1.0 \text{ kHz}$, $\Delta f = 200 \text{ Hz}$)	BC546 BC547 BC548	NF	— — —	2.0 2.0 2.0	10 10 10

Note 1: I_B is value for which $I_C = 11 \text{ mA}$ at $V_{CE} = 1.0 \text{ V}$.

Figura 7.7: Hoja de características del BC546-BC548 (2 de 4)

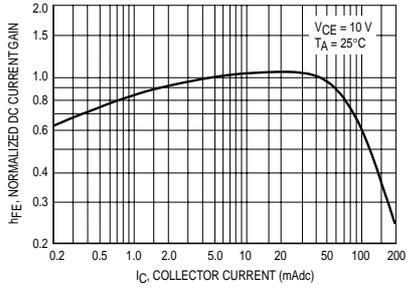


Figure 1. Normalized DC Current Gain

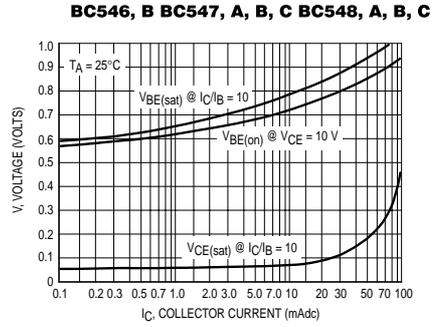


Figure 2. "Saturation" and "On" Voltages

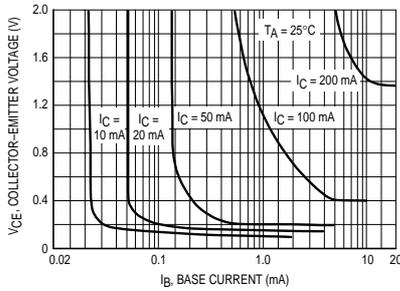


Figure 3. Collector Saturation Region

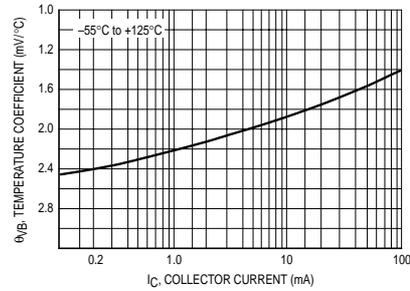


Figure 4. Base-Emitter Temperature Coefficient

BC547/BC548

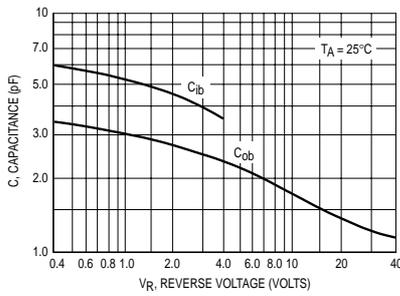


Figure 5. Capacitances

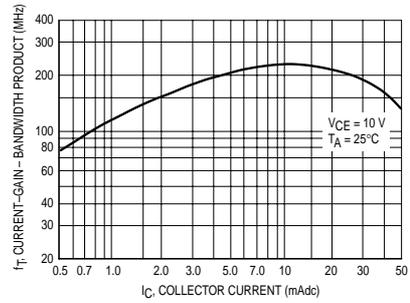


Figure 6. Current-Gain - Bandwidth Product

Figura 7.8: Hoja de características del BC546-BC548 (3 de 4)

BC546, B BC547, A, B, C BC548, A, B, C

BC547/BC548

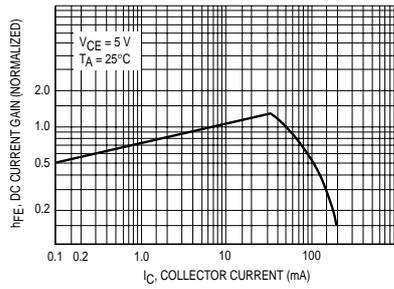


Figure 7. DC Current Gain

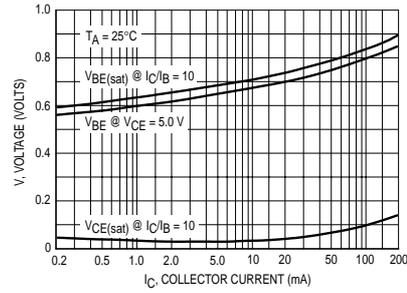


Figure 8. "On" Voltage

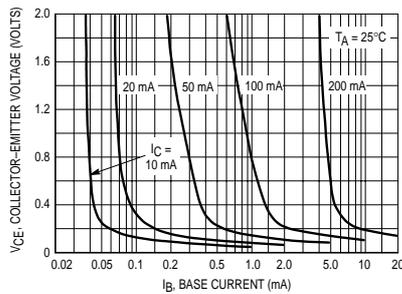


Figure 9. Collector Saturation Region

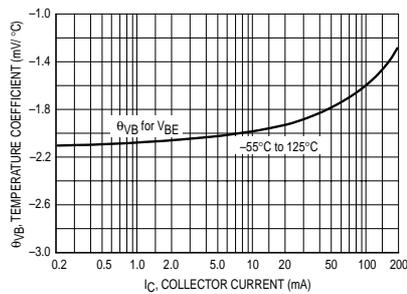


Figure 10. Base-Emitter Temperature Coefficient

BC546

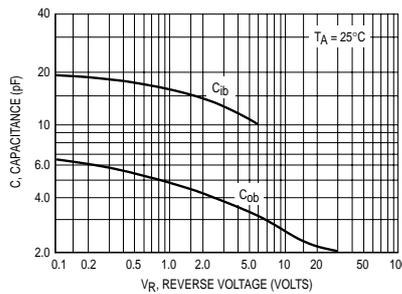


Figure 11. Capacitance

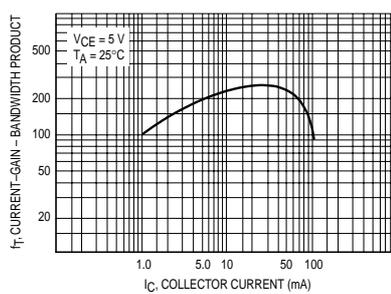


Figure 12. Current-Gain - Bandwidth Product

Figura 7.9: Hoja de características del BC546-BC548 (4 de 4)

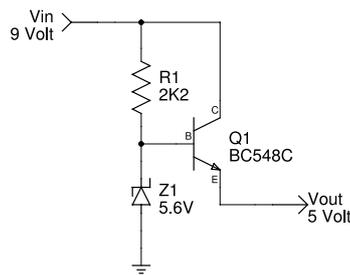


Figura 7.10: Regulador lineal con transistor bipolar y zener

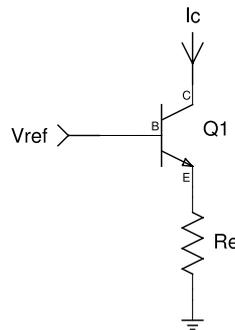


Figura 7.11: Fuente de corriente simple

El diodo Zener está polarizado con tan sólo 1,5 mA. Si la carga demandara 100 mA (máxima corriente de colector para el BC548), en el peor de los casos (con una h_{FE} de 420), la corriente de base sería de 240 μA , que es menos de seis veces más baja que la corriente de polarización del zener. De este modo hemos resuelto elegantemente una de las limitaciones más fuertes de los reguladores basados en diodo Zener, por el procedimiento de añadir un barato transistor¹¹. Esta configuración es extremadamente popular, y tiene unas prestaciones excelentes para numerosas aplicaciones.

La tensión de salida es (aproximadamente) igual a la del Zener menos $V_{BE} \sim 0,6 \text{ V}$, por tanto 5 Voltios.

Podemos preguntarnos cual es la tensión de *dropout* de este regulador. Podríamos decir que es igual a la tensión emisor colector-emisor de saturación, unos 0,2 Voltios típicos a 100 mA. Sin embargo, con esta diferencia de tensiones entre entrada y salida no se llegaría a polarizar la unión base emisor. Por tanto, la tensión mínima de caída para 100 mA de corriente de colector es de, aproximadamente

$$V_{dropout} = V_{BE} + V_{R1} = V_{BE} + \frac{I_C}{h_{FE}} R1 \sim 0,7 + 0,5 = 1,2 \text{ Volt}$$

7.2.2. Fuente de corriente

Veamos otro ejemplo: en la figura 7.11 se muestra el esquema de una fuente de corriente simple. Una fuente de corriente es un dispositivo que intenta mantener una corriente de salida constante con independencia de la carga que tenga que soportar, del mismo modo que una fuente de tensión intenta mantener una tensión de salida constante.

¹¹Siendo rigurosos, el BC548 no es una buena elección para este circuito, por las limitaciones de corriente de colector y de potencia disipada (0.4 W) que haría necesario un disipador. El BD139 sería una elección mucho más razonable.

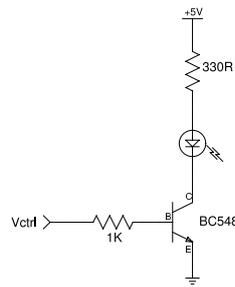


Figura 7.12: Ejemplo de un transistor para encendido de un LED

Podemos aproximar:

$$I_C \sim I_E = \frac{V_{ref} - V_{BE}}{R_E}$$

Podemos preguntarnos cuánto de buena es esta aproximación:

- la corriente de emisor y la de colector no son iguales, pero si la ganancia de corriente es grande (>20) el error es muy pequeño.
- Estamos asumiendo que V_{BE} es constante, pero depende de la temperatura y de la corriente de base.

Cuanto más grande sea V_{ref} comparado con V_{BE} , más estable será el circuito frente a variaciones de temperatura.

Existen fuentes de corriente algo más complejas que son mucho más independientes a variaciones de la temperatura, de la carga, de la tensión de colector, etc. Sin embargo la fuente mostrada en la figura 7.11 se usa con notable asiduidad por su simplicidad y efectividad.

7.2.3. Uso del transistor en conmutación

Hasta el momento hemos establecido las condiciones para que un transistor trabaje de manera lineal. Sin embargo, esta no es la única forma útil de usar un transistor¹², pues en ocasiones es muy útil hacerlo trabajar en dos extremos: en *saturación* y en *corte*.

- Saturación: la corriente de colector es tan alta, que la tensión colector-emisor se hace muy baja, alcanzando la tensión de saturación, por la cual la corriente no puede crecer ya más.
- Corte: la unión base-emisor no se polariza adecuadamente, y del mismo modo que sucede en un diodo, la corriente de base es *muy* baja, y por ende, la de colector.

En la figura 7.12 se muestra un ejemplo en el que se utiliza un transistor para el encendido de un LED, que necesita una corriente de control mucho más baja que la

¹²La mayor parte de las tecnologías empleadas en electrónica digital, aunque no todas, utilizan los transistores en conmutación.

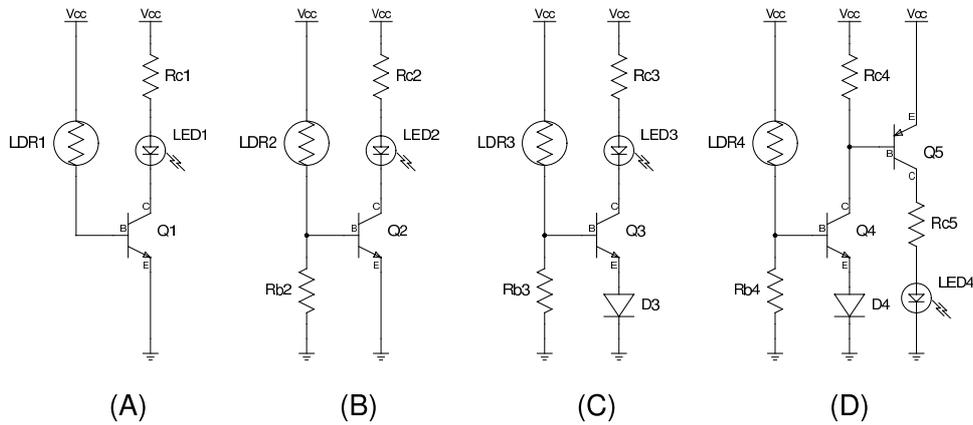


Figura 7.13: Ejemplos de uso del transistor en conmutación, como controlador de luz

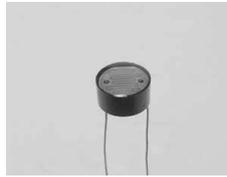


Figura 7.14: Célula fotoeléctrica (LDR)

del diodo luminoso¹³. Se trata de un circuito que tiende a dar un todo o nada pues pasar de 0,6 a 0,7 Voltios en la entrada de control permite pasar de un LED apagado a un estado muy brillante. Este circuito trabaja en saturación (V_{CE}) de aproximadamente 0,2 Voltios.

Circuitos como los mostrados son frecuentes en electrónica digital y en los mandos a distancia por infrarrojos (en cuyo caso el LED no es de un color visible, sino infrarrojo).

En la figura 7.13 se muestran varios ejemplos de uso de un transistor en conmutación, que utilizan una célula fotoeléctrica¹⁴ como sensor de luz (ver figura 7.14). Estos ejemplos usan un LED para mostrar el resultado de la conmutación, pero en su lugar se puede usar de igual modo una gran variedad de dispositivos (e.g. un relé para conmutar una farola, levantar una barrera, etc).

El ejemplo de la figura 7.13-A conecta la célula a la base del transistor. En oscuridad, la célula presenta una resistividad muy alta, por lo que la corriente de base es muy baja, y la de colector también lo es, no siendo suficiente para iluminar el LED. Conforme aumenta la luz incidente en la LDR, y dependiendo de la ganancia del transistor, se irá incrementando la corriente de colector, el LED luce con más y más intensidad. Al mismo tiempo, irá bajando la tensión de colector, hasta el momento en el que el transistor se satura y por más luz que incida en la célula la corriente que circula por el LED no crece. Este circuito tiene varias limitaciones: el ajuste es difícil, depende mucho de la ganancia del transistor y la conmutación es muy gradual.

En el ejemplo B, hacemos uso de un divisor resistivo, que permite un ajuste fino del punto de conmutación: conforme la luz aumenta, lo hace la tensión de base, y por

¹³En el oscilador de relajación utilizamos varias puertas en paralelo para no cargar el oscilador. La opción que se presenta es una alternativa, cuando no disponemos gratis de aquella opción.

¹⁴Una célula fotoeléctrica es un dispositivo cuya resistencia depende de la luz que incide en ella, por lo que también reciben el nombre de LDR, *Light Dependent Resistor*, resistencia dependiente de la luz. No confundir con una célula fotovoltaica que funciona como generador de corriente en presencia de luz.

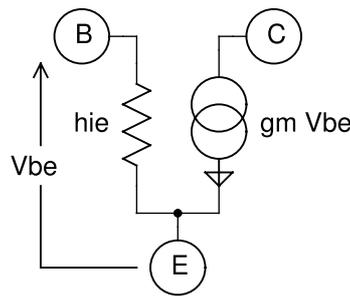


Figura 7.15: Modelo de baja señal del transistor NPN

ello la corriente lo hace de manera exponencial. A unos 0,5 V de tensión base-emisor la corriente de colector todavía es pequeña, pero a 0,6 V es lo suficientemente grande como para que el brillo del LED sea apreciable. Sin embargo, el circuito sigue siendo muy dependiente de la temperatura¹⁵, aunque notablemente menos de la ganancia de corriente. Por cierto que es muy fácil invertir la función de transferencia, sin más que alternar los componentes LDR2 y Rb2, lograremos que el LED se encienda en la oscuridad y se apague en presencia de luz.

La opción C permite transiciones más abruptas en el encendido del LED, ya que el diodo se polariza con la corriente de colector: es como si nos encontráramos con el producto de dos exponenciales¹⁶. Asimismo, sube la tensión de base para la conmutación, pues se necesitan $2V_{BE}$ para que el LED conduzca.

El ejemplo D permite obtener una función de transferencia todavía más abrupta al unir dos etapas con umbrales de conmutación bien definidos.

7.3. Modelo de baja señal

La figura 7.15 muestra un modelo de baja señal de un transistor bipolar NPN. Para un transistor PNP, basta invertir las tensiones y corrientes.

Entendemos por *modelo de baja señal* a una forma de modelar el transistor que es suficientemente adecuada cuando el transistor trabaja con señales de una amplitud tal que el transistor está polarizado lejos de la saturación o el corte. Es tanto más preciso cuanto más pequeñas sean las señales, y no es el único, aunque sí uno de los más utilizados. Este modelo está simplificado en el sentido de que no incluye consideraciones de ancho de banda del transistor (condensadores) y modela la fuente de corriente entre emisor y colector como una fuente ideal.

- La unión colector-emisor está modelado por una fuente de corriente, en la que el valor de la corriente de salida depende de la tensión base-emisor. El factor de correspondencia se denomina *transconductancia*¹⁷ y se representa por g_m .
- La unión base emisor se modela mediante una resistencia de valor fijo denominada h_{ie} .

¹⁵Debido a la dependencia de la función de transferencia de tensión a corriente de la unión B-E con la temperatura.

¹⁶Producto y no suma, ya que la unión base-emisor está gobernada por la corriente de base y el diodo por la corriente de emisor que depende exponencialmente de la tensión base emisor.

¹⁷La *conductancia* es el inverso de la *resistencia*. La *transconductancia* es una relación de transferencia de tensión a corriente, y tiene dimensiones del inverso de resistencia. La *transimpedancia* es una relación de transferencia de corriente a tensión, y tiene dimensiones de resistencia.

Los valores¹⁸ que toman estas constantes son bastante independientes de la tecnología de fabricación y son:

$$h_{ie} = \frac{KT}{q} \cdot \frac{1}{I_B} \quad (7.1)$$

$$g_m = \frac{1}{\frac{KT}{q}} \cdot I_C \quad (7.2)$$

donde:

- K es la constante de Boltzmann, que vale $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$
- T es la temperatura absoluta, y en condiciones normales se hacen cálculos a 300 °K (27°C)
- q es la carga del electrón, que vale $1,6 \cdot 10^{-19} \text{ A/s}$

Por tanto,

$$\frac{KT}{q} = V_T = 0,026 \text{ Volt} \quad (7.3)$$

$$g_m = \frac{I_C (\text{mA})}{25} \quad (7.4)$$

a una temperatura de 27 °C. Es importante saber que este parámetro varía con la temperatura.

Veamos un simple ejemplo para tener conciencia de los órdenes de magnitud en los que nos movemos. Si $I_C = 1 \text{ mA}$, $h_{FE} = 200$, entonces $h_{ie} = 5 \text{ K}\Omega$, $g_m = 0,026 \Omega^{-1} \sim \frac{1}{40\Omega}$.

Observemos que diferente es el modelo de pequeña señal de la definición inicial del transistor. Habíamos definido el transistor como un elemento que multiplica la corriente de base en el terminal de colector, y así lo confirma la gráfica superior izquierda de la figura 7.7. Asimismo, la corriente de base sigue una relación exponencial con la tensión base-emisor. Sin embargo, el modelo de pequeña señal del transistor establece una relación lineal entre la tensión base-emisor y la corriente de colector. No hay misterio alguno. Las primeras definiciones permiten un modelo en el que se producen grandes excursiones en las tensiones de base. El modelo de pequeña señal, es más adecuado para pequeñas variaciones.

7.4. Funcionamiento en pequeña señal

7.4.1. Ejemplo 1: Transistor en emisor común

Consideremos el ejemplo de la figura 7.16. Este amplificador utiliza una topología que se denomina *emisor común*, ya que el emisor es común a la entrada y la salida: es la referencia del circuito.

Hemos de analizar el circuito en varias etapas: primero la polarización y luego el análisis en baja señal. Por último, sería conveniente analizar los márgenes en los que el amplificador funcionará de manera lineal: su margen dinámico.

¹⁸Fijémonos que las corrientes se refieren a las de polarización, y que queda implícito que las corriente debida a la señal tiene un valor despreciable respecto a la de polarización. Por esto se habla de modelo de *baja señal*.

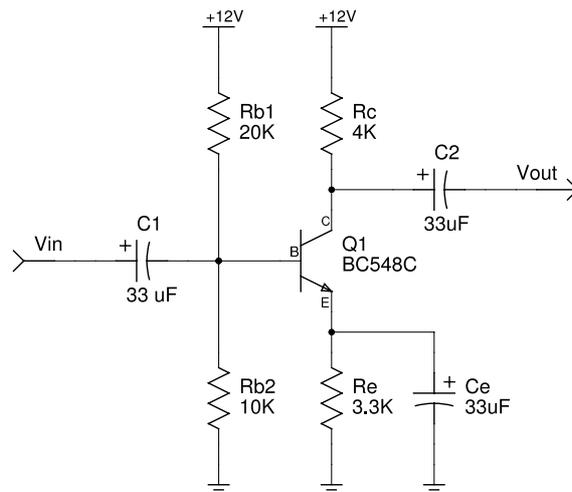


Figura 7.16: Amplificador con transistor en emisor común

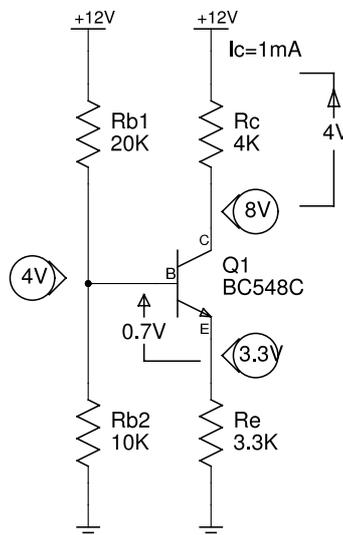


Figura 7.17: Polarización del circuito de emisor común

7.4.1.1. Polarización

Para el estudio de la polarización, debemos eliminar mentalmente los condensadores, ya que en continua no dejan pasar la corriente. Nos quedamos con un transistor y cuatro resistencias, aislado del mundo (ver figura 7.17). Las dos resistencias, denominadas R_{b1} y R_{b2} , forman un divisor resistivo que polarizan la base del transistor. Si su selección ha sido cuidadosa, el punto de polarización dependerá del valor de las mismas.

Una vez fijada la tensión de base, queda fijada la tensión de emisor ($V_E = V_B - V_{BE}$).

En nuestro caso concreto:

$$V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} = 4 \text{ Volt}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 3,3 \text{ Volt}$$

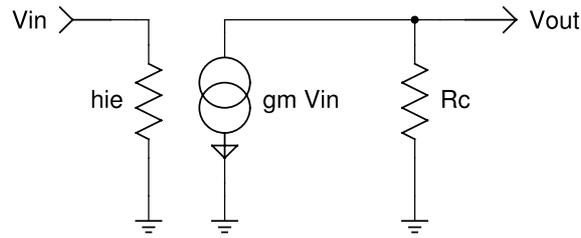


Figura 7.18: Modelo de baja señal del amplificador emisor común

Una vez conocida la tensión de emisor, sabemos la corriente de emisor, que es muy similar a la de colector:

$$I_C \sim I_E = \frac{V_E}{R_E} = 1 \text{ mA}$$

Por último, podemos calcular la tensión de colector:

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C \sim 12 - 4 = 8 \text{ Volt}$$

Llegados a este punto deberíamos validar la hipótesis de partida: la polarización del transistor no afecta a la tensión del divisor resistivo. La corriente por la red de polarización es de $400 \mu\text{A}$. Si $h_{FE} > 400$, $I_B < 2,5 \mu\text{A}$. La aproximación es válida.

7.4.1.2. Análisis de pequeña señal

El condensador del emisor (C_e) tiene un valor tan grande, que su valor es despreciable¹⁹ pues vale $-j \cdot 250 \Omega$ a 20 Hz. Más adelante veremos el efecto que se produce a más baja frecuencia, cuando no puede ser despreciada. En la banda de audio podemos pues considerar que el emisor está a masa.

Sustituimos el transistor por su modelo de baja señal (ver figura 7.18). El efecto de la baja impedancia de la fuente de alimentación hace que, desde el punto de vista de la baja señal, alimentación y masa están cortocircuitadas: esto es precisamente lo que logran los condensadores de desacoplo (que no se han dibujado). La red de polarización puede ser asimismo eliminada: sólo incluye una resistencia de alto valor entre la entrada y masa, despreciable frente a h_{ie} .

$$V_{out} = -g_m \cdot V_{in} \cdot R_C = -\frac{q}{KT} \cdot I_C \cdot R_C \cdot V_{in} \sim -40 \cdot V_{RE} \cdot V_{in}$$

En nuestro caso concreto, esto arrojaría una ganancia en tensión de aproximadamente -160. La ganancia negativa indica que se produce inversión de la señal: cuando la entrada sube, la salida baja y viceversa.

Se observa que la ganancia en baja señal del seguidor de emisor es proporcional a la caída de tensión de polarización en la resistencia de colector.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \sim -40 \cdot V_{RE}$$

¹⁹El criterio de comparación es con la h_{ie} del transistor. Para poder considerar que el emisor está a masa, su valor debe ser diez veces inferior a la h_{ie} , aunque el error cometido con un valor de cinco veces es comunmente aceptable.

Podríamos decir que se trata de una casualidad. Más aún, es una de las principales desventajas del circuito: su ganancia depende de la polarización. Al variar la tensión de alimentación (e.g. por desgaste de las pilas o rizado en la alimentación) los parámetros del circuito se ven afectados.

7.4.1.3. Análisis del margen dinámico

Queremos ver cuales son las excursiones máximas de tensión que podemos obtener a la salida del circuito. Para ello, analizaremos la tensión máxima y mínima que puede alcanzar el colector del transistor.

La tensión más baja que se puede obtener a la salida se obtiene cuando el transistor entrega corriente máxima: está saturado. Es decir:

$$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CEsat} + I_E \cdot R_E \sim I_C (R_C + R_E) + 0,2$$

En nuestro caso esto produce una corriente de colector de 1,6 mA, y una tensión de colector de 5,4 Volt.

El otro límite -a tensión más alta- se alcanza si la corriente de colector llega a ser nula, llegando la tensión de salida a ser igual a la de alimentación: 12V, pero nunca más alta.

Resumiendo: podemos obtener tensiones 4 Voltios por encima de la de polarización y unos 2,6 V por debajo. Por ello decimos que el margen dinámico es de 2,6 Voltios de pico. Sinusoides con amplitudes más altas sufrirán el recorte de sus crestas inferiores (ver figura 10.1, ejemplo de señal recortada en una cresta.).

7.4.2. Ejemplo 2: Transistor en emisor común con resistencia de emisor

El esquema del amplificador en emisor común con resistencia de emisor se muestra en la figura 7.19. Es similar al circuito con emisor común, pero ahora se elimina el condensador de emisor que ponía a masa el emisor del transistor (C_E). La polarización del transistor no cambia, como tampoco lo hace el margen dinámico. Cambia el modelo de baja señal, y lo hace mucho, como veremos inmediatamente.

7.4.2.1. Modelo de baja señal

En la figura 7.20 se muestra el modelo de baja señal del amplificador. Vamos a plantear las ecuaciones que lo definen:

$$v_{in} = v_{be} + (i_b + g_m \cdot v_{be}) \cdot R_E \quad (7.5)$$

$$v_{out} = -R_C \cdot g_m \cdot v_{be} \quad (7.6)$$

La primera de las ecuaciones admite un mayor desarrollo:

$$v_{in} = v_{be} + \left(\frac{v_{be}}{h_{ie}} + g_m \cdot v_{be} \right) \cdot R_E \quad (7.7)$$

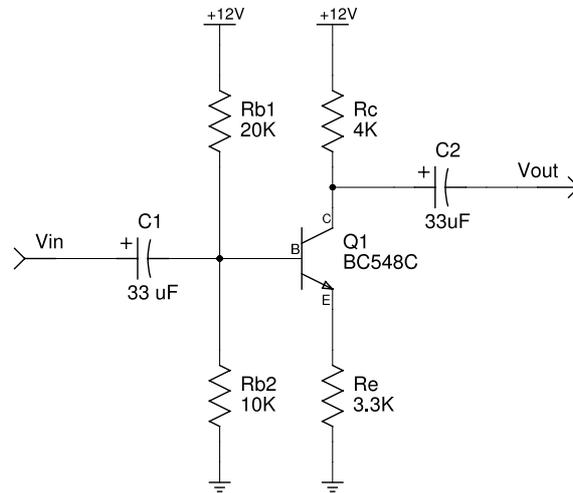


Figura 7.19: Esquema del amplificador en emisor común

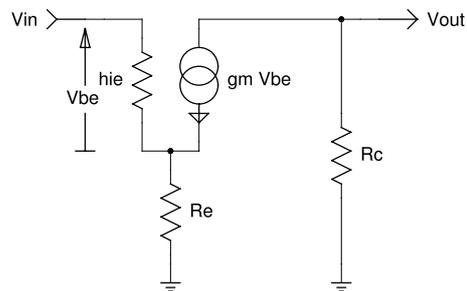


Figura 7.20: Modelo de baja señal del transistor en emisor común con resistencia de emisor

$$v_{in} = v_{be} \cdot \left[1 + \left(\frac{1}{h_{ie}} + g_m \right) \cdot R_E \right] \quad (7.8)$$

Uniendo las dos ecuaciones, resulta:

$$G = \frac{v_{out}}{v_{in}} = - \frac{g_m \cdot R_C}{1 + \left(\frac{1}{h_{ie}} + g_m \right) \cdot R_E} \quad (7.9)$$

Esta última fórmula admite dos aproximaciones:

La primera aproximación es muy precisa en prácticamente cualquier situación real, ya que $h_{fe} \gg 1$:

$$\frac{1}{h_{ie}} + g_m = \frac{I_B}{K T} + \frac{I_C}{K T} = \frac{I_C}{K T} \left(\frac{1}{h_{fe}} + 1 \right) \sim \frac{I_C}{K T} = g_m \quad (7.10)$$

Esto es:

$$\frac{1}{h_{ie}} + g_m \sim g_m \quad (7.11)$$

Queda entonces:

$$G \sim - \frac{g_m \cdot R_C}{1 + g_m \cdot R_E} \quad (7.12)$$

La segunda aproximación se verifica si la caída de tensión en la resistencia de emisor es *alta*, entonces podemos aproximar:

$$1 + g_m \cdot R_E \gg g_m \cdot R_E \quad (7.13)$$

Esto es así si:

$$g_m \cdot R_E = \frac{I_C}{K T} = 40 \cdot R_E \gg 1 \Rightarrow V_{RE} > 0,25 V \quad (7.14)$$

Si se cumple esta condición, entonces resulta una sencilla expresión:

$$G = - \frac{R_C}{R_E} \quad (7.15)$$

La ganancia depende sólo del cociente de dos resistencias, lo que es altamente deseable. En el ejemplo que nos ocupa, la ganancia que resulta de la aplicación de la fórmula completa es:

$$G = -1,20$$

Cómo se cumple la condición de caída en resistencia de emisor alta, podemos usar la fórmula aproximada, que arroja un resultado de:

$$G = -1,21$$

Pudiera pensarse que el uso de las aproximaciones son cosas del pasado y que en la era de los ordenadores han dejado de tener sentido, pero tienen la enorme ventaja de poder estimar en un golpe de vista la ganancia de circuitos y las relaciones que determinan parámetros básicos.

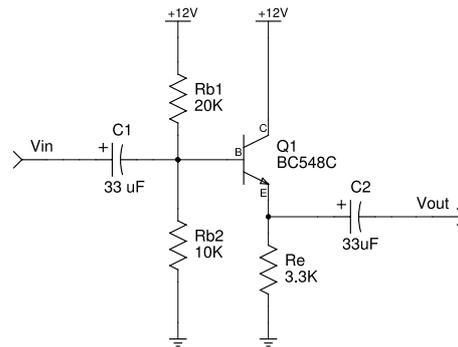


Figura 7.21: Esquema de un seguidor de emisor

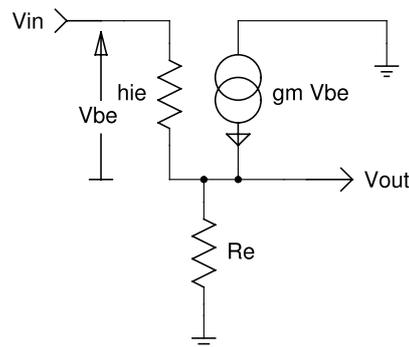


Figura 7.22: Modelo de baja señal del seguidor de emisor

7.4.3. Ejemplo 3: Seguidor de emisor

El esquema del seguidor de emisor se muestra en la figura 7.21. Por primera vez, el circuito tiene salida por emisor (en vez de colector). Por esta razón ha desaparecido la resistencia de colector. Se podría poner, pero su único efecto sería el de reducir el margen dinámico del circuito (y su ancho de banda), pero este asunto está fuera del alcance del libro.

7.4.3.1. Modelo de baja señal

En la figura 7.22 se muestra el modelo de baja señal de circuito. Cómo no incorpora ninguna sorpresa, vamos a plantear las ecuaciones que lo definen:

$$v_{out} = (i_b + i_c) \cdot R_E \quad (7.16)$$

$$v_{out} = R_E \cdot \left[\frac{v_{in} - v_{out}}{h_{ie}} + g_m \cdot (v_{in} - v_{out}) \right] \quad (7.17)$$

Despejando, queda:

$$G = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\frac{1}{h_{ie}} + g_m}{\frac{1}{h_{ie}} + g_m + \frac{1}{R_E}} \quad (7.18)$$

Esta ecuación es como un pequeño monstruo. Podemos hacer dos aproximaciones, que son las mismas del circuito de emisor común con resistencia de emisor:

La primera de ellas ya la conocemos, y es muy precisa en prácticamente cualquier situación real, ya que $h_{fe} \gg 1$:

$$\frac{1}{h_{ie}} + g_m \sim g_m \quad (7.19)$$

La segunda aproximación, se suele lograr con mayor asiduidad que el circuito de emisor común en virtud de que es común polarizar el transistor de modo que $V_E > V_{BE} \sim 0,6 V$ para lograr una buena estabilidad en temperatura²⁰.

El resultado de las aproximaciones previas resulta extremadamente sencillo:

$$G \sim 1 \quad (7.20)$$

Se trata de un circuito sin ganancia, pero no por ello poco útil, ya que presenta una impedancia de entrada muy alta y de salida muy baja. Se usa mucho como etapa separadora.

Podemos preguntarnos cuánto de buena es la aproximación. Si usamos la fórmula exacta con el circuito de la figura 7.21, y una $h_{fe} = 200$, la ganancia resultante es de $G=0,993$, lo que supone un 0,7% de error.

7.5. Ejemplo práctico: amplificador para micrófono

Hemos visto que el condensador de emisor tiene un efecto muy considerable sobre la ganancia, pasando esta de 160 a 1,2 por el simple hecho de ponerlo. ¿No podríamos quedarnos con una situación intermedia?. Tengamos a demás en cuenta que si deseamos valores intermedios, con las arquitecturas previas tendríamos que modificar la polarización, lo que afectaría gravemente al margen dinámico. Afortunadamente hay una respuesta, a modo de decisión salomónica. La resistencia de emisor se parte en dos, una de las cuales se desacopla y la otra no. La polarización queda inalterada, pero la ganancia puede variar entre los dos márgenes anteriormente analizados, dependiendo de la relación entre resistencias desacopladas.

Vamos a poner un ejemplo real: un amplificador de micrófono, con una ganancia deseada de 30. De este modo, con una señal de 3 mV podemos obtener una señal de 100 mV que es el nivel estándar de línea. Su esquema es el que aparece en la figura 7.23. Un circuito como este puede ser usado para amplificar la señal de micro de un PC. Es muy común que los micrófonos de bajo coste que se venden con muchos ordenadores multimedia sean de ínfima calidad y entreguen una señal muy baja a la tarjeta de sonido. Este circuito puede ayudar a paliar la situación. Pero antes de ver el circuito, detengámonos un instante con los micrófonos.

7.5.1. Micrófonos

Un micrófono es un elemento que convierte variaciones de presión del aire en señales eléctricas. Dicho de una forma más llana, el sonido en electricidad.

Actualmente se usan fundamentalmente dos tipos de micrófono:

²⁰Esta aproximación pierde exactitud en circuitos que trabajan con tensiones de alimentación muy bajas en las que es obligado polarizar el emisor a baja tensión.

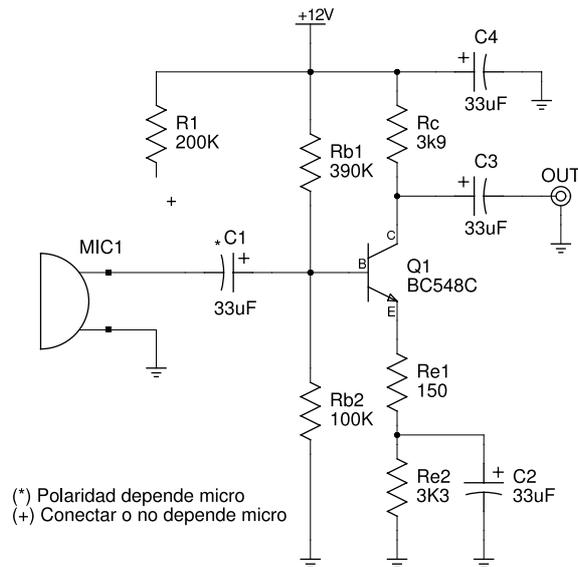


Figura 7.23: Amplificador de micrófono

- **Micrófonos Dinámicos:** Funcionan de manera muy similar a un altavoz, pero al revés. Un imán permanente crea un intenso campo magnético en una zona en la que se encuentra un carrete de hilo, unido a una membrana que vibra con el sonido. Este movimiento se convierte en una tensión por virtud de la ley de Faraday.

Este tipo de micrófonos generan bajas tensiones con impedancias relativamente bajas²¹. Presenta un buen margen dinámico y una respuesta en frecuencia que puede cubrir toda la banda audible en diseños muy cuidados.
- **Micrófonos de condensador,** también llamados *electret*. Se basan en que las ondas sonoras mueven una de las láminas de un condensador que, cuando está cargado a una determinada tensión, provoca variaciones de corriente. Estas variaciones son tan leves que requieren un amplificador situado junto al micrófono. Por ello, estos micrófonos requieren una fuente de tensión para poder funcionar.

El nivel que entregan es notablemente más alto que el de los dinámicos²², así como es mejor la respuesta en frecuencia, sufriendo algo el margen dinámico. Requieren impedancias de carga algo más altas.

Caigamos en la cuenta de que ambos tipos de micrófono requieren un condensador de acoplo con el amplificador.

- El dinámico porque siendo un simple rollo de hilo, en continua es prácticamente un cortocircuito, que de conectarse directamente al amplificador desbarataría la polarización. En nuestro circuito, no montaríamos la resistencia R1 y el condensador C1 tendría la polaridad mostrada
- El de condensador porque la necesidad de la polarización del condensador y el amplificador interno exige el aplicar tensiones externas que de otro modo interferirían con las de polarización. Se hace uso de R1, que tal vez esté conectada a una referencia de tensión de otro valor, y la polaridad de C1 normalmente será como la mostrada (dependiendo de los requisitos del modelo usado en cuestión).

²¹ Un modelo concreto entrega -75 dB (V/ μ bar) a 1 kHz y 150 Ω de impedancia de carga

²² Un ejemplo de un modelo real: -60 dB (V/ μ bar) a 1 kHz y 1 k Ω de impedancia de carga

Para las pruebas del circuito, podemos usar un pequeño altavoz usado como micrófono dinámico. No tiene demasiada sensibilidad, pero siempre es fácil de conseguir uno al canibalizar un receptor de radio que no funcione.

7.5.2. Análisis del circuito

Procedamos a analizar el circuito. En primer lugar calculamos la polarización.

La tensión de base es de 4 Voltios fijados por el divisor resistivo. Más tarde debemos comprobar que la hipótesis de que la corriente de base es despreciable. En consecuencia, la tensión en emisor es de 3,4 Voltios, con lo que la corriente de emisor es de 1 mA. Como la ganancia del transistor es 400 mínimo, la corriente de base será de 2,5 μA como máximo, lo que confirma la hipótesis de partida²³. Conocida la corriente de colector, es posible calcular la tensión de colector, que es igual a la de alimentación menos la caída en R_C (de 3,9 V), resultando por tanto 8,1 Voltios.

Si usáramos la fórmula simplificada para calcular la ganancia del circuito, obtendríamos un valor estimado de 26. Sin embargo, utilizando la fórmula más precisa, el resultado es de 22. Usar la fórmula aproximada produce un error demasiado grande (20%). Esto se debe a que la caída de tensión en la resistencia de emisor (0,15 Volt) no es *mucho* más grande que V_T , que es de 0,025 Volt, y la aproximación pierde precisión.

Veamos el margen dinámico: la tensión más alta que el circuito puede dar a la salida es igual a la tensión de alimentación, cuando la corriente de colector es nula. La tensión mínima se da cuando la corriente de colector es tan grande que sólo deja V_{CEsat} en el transistor:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C + R_{E1} + R_{E2}}$$

Resulta pues una tensión mínima de 5,6 Volt. Como la tensión de reposo de salida es de 8,1 Volt, podemos tener excursiones sin distorsión positivas de 3,9 Volt y negativas de 2,5 Volt, resultando un margen dinámico del valor mínimo de las dos anteriores: 2,5 Volt.

Podemos preguntarnos cuál es la impedancia de entrada y de salida, para poder conocer la respuesta en frecuencia del circuito. No es difícil de calcular a partir del modelo de baja señal del transistor. En la tabla 7.1 podemos ver una tabla resumen.

- La impedancia de entrada de la etapa es la de la red resistiva de polarización en paralelo con aproximadamente, la resistencia de emisor R_{E1} multiplicado por la ganancia de corriente h_{fe} . Resulta un valor cercano a 37 $\text{K}\Omega$. Se trata de un valor alto, y en ciertas circunstancias (cables de entrada largos) puede llegar a ser una fuente de problemas.
- La impedancia de salida es muy parecida a la resistencia de colector, ya que el transistor sale en corriente, con una impedancia muy alta. Por tanto es de 3,9 $\text{K}\Omega$.

Los tres condensadores del circuito limitan la respuesta a las bajas frecuencias. Suponiendo que la circuitería externa no introduce limitaciones adicionales²⁴, podemos calcular las frecuencias de corte:

²³La hipótesis no era muy arriesgada, ya que como el diseño lo ha hecho el autor, se ha tomado buen cuidado de que la corriente de base sea despreciable.

²⁴Por ejemplo si la resistencia de carga del circuito fuera de 1K, se producirían dos efectos indeseables: la tensión de salida caería notablemente, y la respuesta en frecuencia también se reduciría.

- Entrada: El condensador está en serie con la impedancia de entrada ($37\text{ K}\Omega$). Resulta de $0,13\text{ Hz}$.
- Salida: El condensador está en serie con la impedancia de salida ($3,9\text{ K}\Omega$). Resulta de $1,2\text{ Hz}$
- Desacoplo de emisor: su efecto es algo más complejo. Su efecto es notable cuando la impedancia es igual a la resistencia con la que está en serie: $130\ \Omega$. La frecuencia de corte es pues de 37 Hz .

Cómo podemos ver el efecto del desacoplo de R_E es el dominante.

Y podríamos preguntarnos qué pasa a frecuencias por debajo de 37 Hz . Pues no es difícil de imaginar: ya no podemos asumir que la resistencia R_{E2} sea nula. Esto significa que la ganancia en tensión dependerá del cociente de R_C a $R_{E1} + R_{E2}$, y por tanto cercana a la unidad a bajas frecuencias..

Claro, que también podríamos preguntarnos qué pasa a altas frecuencias, o lo que es lo mismo, cuál es el ancho de banda del circuito. Y haríamos muy bien, porque nunca hemos abordado esta circunstancia. El modelo de baja señal del transistor que hemos presentado en la figura 7.15 es un modelo simplificado. Si se quiere calcular las respuestas a alta frecuencia, se han de añadir un par de condensadores, uno entre base y emisor y otro entre base y colector. Este último condensador suele ser el que limita la respuesta en frecuencia en circuitos como el presentado. Basta decir que el ancho de banda será inversamente proporcional a la ganancia. En el ejemplo mostrado, el prototipo ha resultado tener un ancho de banda superior a 100 kHz , que es lo que ha podido medirse con la instrumentación usada.

7.5.3. Pasos usados para la síntesis

Imaginemos que partimos de un valor deseado de la ganancia G . El proceso de diseño se ha realizado en el siguiente orden.

1. Asignación de las tensiones de colector tratando de maximizar el margen dinámico
2. Cálculo de las tensiones de polarización de base, y las correspondientes resistencias
3. Asignación de la corriente de colector con el criterio del ancho de banda requerido, consumo, y otras consideraciones. El valor de 1 mA es un punto de partida razonable.
4. Cálculo de la resistencia de colector R_C
5. Cálculo de la resistencia de emisor $R_{E1} = \frac{R_C}{G}$
6. Cálculo de resistencia de emisor desacoplada: $R_{E1} = \frac{V_E}{I_E} - R_{E1}$
7. Cálculo de los condensadores atendiendo a ancho de banda y uso de valores típicos (es mejor que todos sean del mismo valor)
8. Cálculo y comprobación de las impedancias de entrada y salida
9. Revisión completa y posibles reajustes.

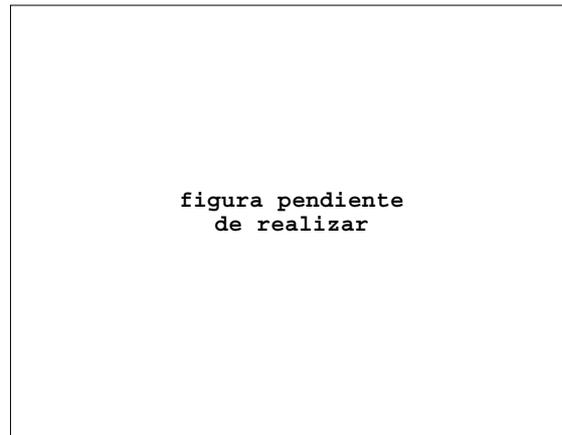


Figura 7.24: Guia de montaje del amplificador de micro

7.5.4. Prototipado

Para un prototipado, bien puede hacerse un montaje en araña sobre una placa de circuito impreso que previamente se ha dividido en dos mediante una cuchilla. Una de las islas se usará para la masa, y la otra para la alimentación. Esto dará gran consistencia mecánica al circuito. Ver la figura 7.24.

7.5.5. Otros aspectos

El coste de los componentes usados para el circuito es de aproximadamente 0,3 Euros.

El consumo de corriente es de aproximadamente 1mA. Este aspecto es muy importante cuando hablamos de sistemas alimentados a pilas o baterías. Si este punto fuera importante, se podría rediseñar el circuito para reducir la potencia consumida.

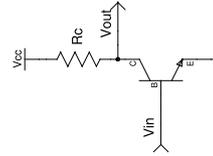
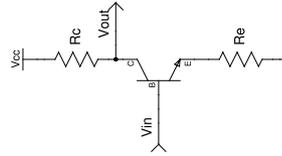
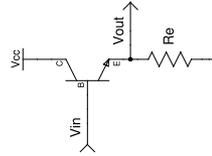
7.6. Resumen del capítulo

A continuación se indican algunas de las cosas más importantes aprendidas en el capítulo en relación a los transistores bipolares:

- El transistor tiene tres terminales llamados: base, emisor y colector.
- Existen dos tipos de transistores complementarios llamados PNP y NPN. Son complementarios en el sentido de las corrientes y tensiones.
- El transistor es un componente que hace circular entre emisor y colector una corriente proporcional y mucho más alta a la que circula entre base y colector. Cómo tiene la capacidad de multiplicar la corriente se denomina circuito *activo*.
- Todo circuito con semiconductores debe ser *polarizado*, y por tanto trabaja en torno a un cierto *punto de trabajo*. Este punto de trabajo es el de las tensiones que podrían medirse en todos los puntos de un circuito.
- Los circuitos basados en transistores se estudian en dos etapas:

- Polarización: donde se estudian corrientes y tensiones en ausencia de señal
 - Pequeña señal: donde se estudian las *variaciones* de tensión y corriente debidas a la señal.
- Las condiciones para una correcta polarización del transistor son:
 - Polarizar la unión base-emisor como un diodo (aprox 0,6 V en directa, con poca variación)
 - La tensión colector-emisor debe ser superior a la V_{CEsat} , que es aproximadamente de 0,2 Volt. La tensión de colector queda impuesta por la carga mientras se verifica esta condición.
 - Los circuitos en emisor común presentan una elevada ganancia y una resistencia de entrada baja. Es un circuito inversor.
 - Los circuitos en emisor común con resistencia de emisor permiten reducir la ganancia haciéndola depender de un cociente de resistencias, y eleva la resistencia de entrada. Es un circuito inversor.
 - Los circuitos seguidores de emisor entregan a su salida una señal prácticamente igual a la de la entrada, presentando una elevada impedancia de entrada y baja de salida. Se usan para no cargar un circuito, como etapa *separadora*.
 - El modelo de *pequeña señal* del transistor consta de una resistencia de base a emisor y una fuente de corriente proporcional a la tensión base emisor (transconductancia).
 - La respuesta en frecuencia de un circuito como los mostrados es paso banda, estando limitada en baja frecuencia por los circuitos de acoplo y desacoplo de emisor donde aplique y por las capacidades parásitas del transistor en alta frecuencia.
 - Los micrófonos dinámicos sobresalen por un margen dinámico grande y baja impedancia. Los de condensador por su sensibilidad y respuesta en frecuencia.

Sigue la tabla 7.1 con un resumen de las configuraciones estudiadas:

Nombre	Esquema	Ganancia tensión	Resist. entrada	Resist. salida
Emisor común		$G = -g_m \cdot R_C \approx -40 \cdot V_{RC}$	$R_{in} \sim h_{ie}$	$R_{Cout} \sim R_C$
Emisor común con R_E		$G \sim -\frac{g_m \cdot R_C}{1 + g_m \cdot R_E} \sim -\frac{R_C}{R_E}$	$R_{in} = h_{ie} + R_E \cdot h_{FE}$	$R_{out} \sim R_C$
Seguidor de emisor		$G \sim \frac{g_m \cdot R_E}{1 + g_m \cdot R_E} \sim 1$	$R_{in} = h_{ie} + R_E \cdot h_{FE}$	$R_o = \frac{h_{ie}}{h_{FE}} // R_E \sim \frac{h_{ie}}{h_{FE}}$

Cuadro 7.1: Resumen configuraciones transistor estudiadas

Capítulo 8

Realimentación

8.1. Introducción histórica

El descubrimiento de la realimentación negativa usada en el campo de la electrónica es uno de estos inventos que cambian el mundo. Se le ocurrió a un tipo llamado HAROLD BLACK en 1927 mientras estaba montado en el ferry que le conducía a su trabajo en Nueva York. Cómo no tenía papel a mano, escribió las ecuaciones y los esquemas en una hoja del New York Times, que ha quedado para la posteridad. Esta idea vino a su mente cuando ya llevaba ¡cuatro años! trabajando en el problema de cómo reducir la distorsión en los amplificadores usados para amplificar las señales telefónicas.

El estudio riguroso de los sistemas realimentados no es trivial, y requiere un aparato matemático que queda fuera del ámbito de este libro. Esto no nos va a impedir hacer una primera aproximación al problema de una forma intuitiva, que nos será útil más adelante.

8.2. Qué es la realimentación negativa

Un ciclista montado en una bicicleta forma un sistemas realimentado negativamente. Al tomar una curva ajusta el manillar según ve que se sale de la curva o entra demasiado. De este modo se puede girar una curva a (casi) cualquier velocidad e inclinación del firme. Se trata de un sistema realimentado que sigue un trayecto.

La realimentación negativa en la electrónica consiste en comparar la señal de salida del sistema con la señal deseada, de modo que si son distintas, la realimentación tiende a corregir la salida obtenida. Igual que el ciclista que ve que se sale de la curva y corrige el rumbo según entre o salga de la curva.

Al hablar de realimentación se habla a veces de retroalimentación, que es una palabra horrible. Otras veces se utiliza el anglicismo *feedback*, que es una palabra con encanto, pero no es tan contundente ni tan larga como la nuestra.

En los próximos apartados vamos a estudiar el efecto de la realimentación negativa¹ en la ganancia, en la respuesta en frecuencia, de que modo mejora la linealidad, y un resumen de otras ventajas. En un apartado posterior, trataremos de lidiar con un

¹Que llamaremos simplemente realimentación, porque resulta obvio del tipo que es.

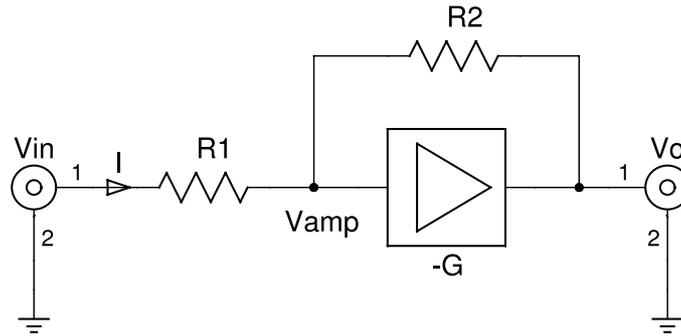


Figura 8.1: Amplificador realimentado

problema: el de la estabilidad de los sistemas realimentados. Acto seguido, después de todo lo que hemos aprendido, haremos una definición más formal de lo que es la realimentación negativa, para terminar con una visión de la *otra* realimentación: la positiva. Y para terminar con buen sabor de boca, propondremos un montaje: un versátil oscilador.

8.3. Efectos sobre la ganancia

8.3.1. Análisis detallado

Consideremos el circuito de la figura 8.1. En ella se muestra un amplificador de tensión con una ganancia² de valor $-G$, alrededor del cual se han puesto dos resistencias, astutamente colocadas. El circuito tiene una entrada y una salida: no desvelamos el desenlace por decir que se trata de nuevo de un amplificador.

En la figura no se muestra la alimentación del amplificador. Es natural que los esquemas oculten este tipo de detalles para no dispersar nuestra atención, pero recordemos que siempre se necesita una alimentación.

Vamos a calcular la relación que hay entre la tensión de entrada (V_{in}) y la tensión de salida (V_o).

Para simplificar, supongamos que el amplificador no requiere ninguna corriente de entrada. Entonces, toda la corriente (I) que entra por R_1 debe salir por R_2 . Resulta pues:

$$I = \frac{V_{in} - V_{amp}}{R_1} = \frac{V_{amp} - V_o}{R_2}$$

$$V_o = -G \cdot V_{amp}$$

Tras varias transformaciones, despejando V_{amp} , que no lo queremos para nada, nos queda:

$$V_o = -V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{G} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \quad (8.1)$$

²Recordamos que la ganancia en tensión se define como la relación entre la tensión de salida y la entrada. El amplificador es inversor, de modo que si ponemos una tensión positiva a la entrada, nos dará una tensión positiva a la salida. Esta ganancia se denomina *ganancia en lazo abierto*, porque es la que tiene el amplificador antes de ser realimentado (antes de cerrar el lazo).

Esta fórmula es terriblemente complicada. No nos gustan las cosas complicadas, porque son para gente complicada o con una memoria de elefante. Veamos lo que pasa si G es muy grande: la fórmula se simplifica enormemente:

$$V_o \sim -V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Nos encontramos con que la ganancia del nuevo amplificador ya no depende de la ganancia del amplificador original, sino de la relación entre dos resistencias. ¿Es esto útil?. Mucho, muchísimo, y por varias razones:

- Construir un amplificador de ganancia *muy* grande es sencillo, especialmente si admitimos tolerancias grandes (e.g. entre 100.000 y 1.000.000).
- Incluso puede suceder que la ganancia no sea constante con la amplitud y la frecuencia, pero mientras al aproximación sea siendo válida, la ganancia resultante es constante

Este último punto es tan importante, que tenemos que seguir estudiándolo. Además, las razones previas, no son las únicas. Hay muchas otras que veremos más adelante.

Debemos preguntarnos: la aproximación previa -lo de que la ganancia en lazo abierto es muy grande- ¿cuánto de grande es *muy* grande?. O dicho de un modo más formal, ¿en qué condiciones es válida la aproximación?. Pues es válida si:

$$\frac{1}{G} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \ll 1 \quad (8.2)$$

lo que es lo mismo que decir que

$$G \gg \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \Rightarrow G \gg \frac{R_2}{R_1} \quad (8.3)$$

Es decir, si la ganancia del amplificador es mucho mayor³ que la ganancia que debemos obtener. A la primera se denomina *ganancia en lazo abierto* y a la segunda, *ganancia en lazo cerrado*.

Recapitemos lo que hemos visto, porque es muy importante:

Partimos de un amplificador inversor, de elevada ganancia. Colocando as-tutamente unas resistencias alrededor suyo, logramos que la ganancia del amplificador realimentado dependa solamente de la relación entre los valores de las resistencias, y no del propio amplificador, siempre y cuando la ganancia del sistema realimentado sea mucho menor que la del sistema sin realimentar.

³Diez veces más grande, ¿recuerdas?

8.3.2. Una visión simplificada: principio de tierra virtual

El hecho de que la ganancia en lazo abierto del amplificador sea muy grande, hace que la tensión a su entrada sea muy pequeña, despreciable. Si no fuera *muy pequeña*, entonces, al ser multiplicada por una ganancia enorme, la tensión de salida sería *muy grande*, y esto no es posible, salvo que sea el resultado de una ganancia en lazo cerrado *muy grande*, y entonces no se cumpliría la hipótesis de partida.

Que la tensión de entrada del amplificador tenga un valor muy pequeño es un punto muy importante que se denomina *principio de tierra virtual*: podemos decir que, a todos los efectos, la entrada del amplificador está a masa, tiene una tensión nula.

Reparemos en el hecho de que el circuito realimentado forma un divisor resistivo entre la entrada y la salida del circuito, de modo que la tensión intermedia es la que se usa como entrada del amplificador de gran ganancia. Es el propio amplificador el que se encarga de mantener este punto a masa, o lo que es lo mismo, que se verifique la relación de ganancia en lazo abierto. Si la tensión de salida no quisiera seguir la relación prevista por la red de realimentación (por ejemplo, por variaciones de la carga, o por no linealidades del amplificador), la tensión a la entrada del amplificador se separaría de tierra y la elevada ganancia compensaría el efecto.

Vamos a analizar el circuito partiendo del principio de tierra virtual. La tensión de entrada hace circular una determinada corriente por la resistencia R_1 . Cómo esta corriente no entra en el amplificador, para que se cumpla la ley de Kirchoff, el amplificador tiene que mover la salida para que la misma corriente que entra, atraviese R_2 .

$$I = \frac{V_{in}}{R_1} = -\frac{V_o}{R_2} \Rightarrow V_o = -V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Obtenemos la misma fórmula simplificada de antes. Esto es así porque hemos usado una simplificación: el principio de tierra virtual. Mientras la ganancia de la etapa amplificadora es grande, se las ingenia para verificar la fórmula.

Otro punto que tenemos que indicar es que la ganancia de un sistema realimentado negativamente nunca será más grande que la del sistema en lazo abierto. Es fácil de demostrar a partir de las fórmulas anteriores.

8.3.3. Amplificadores operacionales

El curioso lector se estará ya preguntando de dónde sacar un amplificador de elevadísima ganancia. Si deseamos construir amplificadores de ganancia modesta, podemos usar circuitos basados en transistores discretos de una o varias etapas.

Pero para otras aplicaciones, se inventó el concepto de *amplificador operacional*. Su curioso nombre deriva del hecho de que se idearon para ser el elemento central de los calculadores analógicos que usaban las baterías antiaéreas en la Segunda Guerra Mundial. Este invento, asociado con el descubrimiento del radar permitió la construcción de pequeños cañones antiaéreos capaces por primera vez de romper la inviolabilidad aérea de los nazis y contribuyó de manera importante en el desenlace de la contienda bélica.

En aquellos años, los amplificadores operacionales se construyeron con lámparas, después con componentes discretos fabricándose hoy cómo circuitos integrados de bajo coste (es posible encontrarlos por debajo de 1 Euro). Un circuito integrado está formado por un buen número de resistencias, condensadores y transistores, todos ellos integrados en un pequeño dado de silicio de unos pocos milímetros cuadrados.

De una forma un tanto simplificada, podemos resumir las propiedades esenciales de un amplificador operacional:

- Presentan dos entradas con la misma función de transferencia, exceptuando el signo de la misma: una es inversora y la otra no inversora⁴. El amplificador operacional amplifica la *diferencia* de tensiones en estas entrada, y no su valor absoluto. Por ello se dice que tiene una entrada *diferencial*.
- Presentan una ganancia diferencial de tensión muy elevada
- Las corrientes de entrada son muy bajas

Igual que en el resto de los componentes, hay literalmente miles de tipos⁵ distintos de amplificadores operacionales. Uno de tantos es el TL071. Se trata de un amplificador operacional de propósito general, fabricado por TEXAS INSTRUMENTS y otros. Tiene entrada basada en transistores JFET y el resto tiene tecnología bipolar. Es un circuito de bajo ruido, bajo precio y prestaciones muy razonables para multitud de aplicaciones. Asimismo, es muy común y por ello resulta fácil de encontrar. Hay otros muchos pero este es un viejo amigo, compañero de muchas fatigas, y por esta razón lo usaremos para varios experimentos e ilustrar nuestro camino. Si el lector no puede encontrar este circuito para realizar los montajes propuestos, muy probablemente podrá utilizar otro amplificador operacional en su lugar. Lo que si se recomienda es consultar su *hoja de características* para evitar sorpresas desagradables.

8.4. Respuesta en frecuencia de un sistema realimentado

Ya hemos hablado antes de *la respuesta en frecuencia* de un circuito, pero no la hemos definido formalmente. Pues bien, es una medida muy interesante que cuantifica de qué manera amplifica o atenúa un sistema señales sinusoidales de distintas frecuencias (recordemos los filtros paso bajo y paso alto de los capítulos 2.6.6 y 2.6.7). Por ejemplo, un sistema diseñado para su uso en audio, debe tener una *respuesta en frecuencia* lo más uniforme posible en la banda de 20 Hz a 20 kHz, y uno usado en el equipo interior de un receptor de TV satélite entre 850 MHz y 2,4 GHz.

Consideremos un ejemplo como el de la figura 8.2. Contamos con un amplificador operacional del tipo TL071, que según la hoja de características, tiene una ganancia en lazo abierto típica de 300.000. La relación entre las dos resistencias hace que la ganancia del conjunto sea:

$$G = -\frac{200K}{1K} = -200$$

Que la ganancia sea de -200, quiere decir que si a la entrada del circuito ponemos una señal sinusoidal de 10 mVpp, a la salida tendremos una senoide de 2 Vpp. El signo menos significa que la salida está invertida: cuando a la entrada tenemos una tensión positiva, a la salida tendremos una negativa y viceversa: los picos positivos de la entrada corresponden a picos negativos a la salida.

Vemos que la ganancia en lazo abierto es notablemente superior a la ganancia en lazo cerrado, y las aproximaciones son válidas: verifiquemos el principio de tierra virtual. Si

⁴La inversora se marca con el signo '-' y la no inversora como '+'. Inversora quiere decir que si la tensión en la entrada sube, la salida baja.

⁵Y no solo dispositivos distintos, sino tipos diferentes, entre los que destacan los realimentados en tensión, en corriente y los de transconductancia variable. A lo largo del libro, nos centraremos únicamente en los del primer grupo.

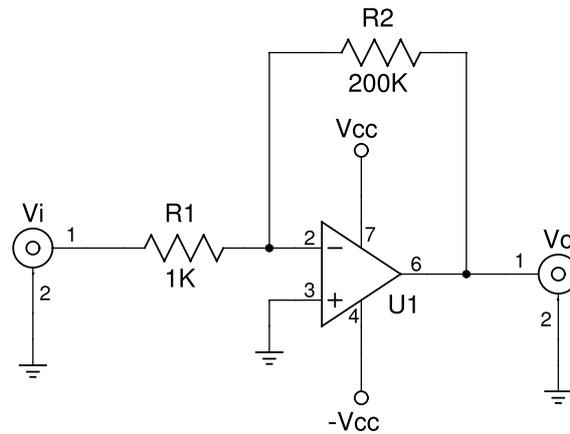


Figura 8.2: Amplificador realimentado

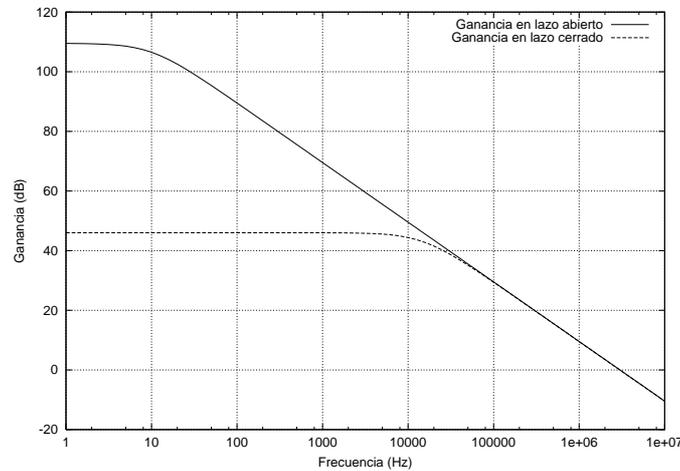


Figura 8.3: Ganancias en lazo abierto y cerrado del amplificador de la figura 8.2

la ganancia en lazo abierto del operacional es de 300.000, y la salida es de 2 Vpp, la entrada tendrá una senoide de $6,7 \mu\text{Vpp}$, lo que es claramente despreciable frente a la señal de entrada de 10 mVpp. No hemos engañado a nadie.

Pero los amplificadores operacionales realimentados en tensión tienen una pega⁶: su ganancia en lazo abierto disminuye con la frecuencia. La hoja de características del TL071 revela una ganancia de 300.000 a 1 Hz, y a partir de 10 Hz, su ganancia empieza a bajar a ritmo de diez veces por década (20 dB/década, 12 dB/octava). Pero mantenemos la calma y recordemos que la validez de las hipótesis se mantiene mientras la ganancia en lazo abierto del amplificador sea mucho mayor que la del lazo cerrado. Llegará un punto en el que no es posible ignorar el efecto de la disminución de la ganancia, y la ganancia global empieza a caer, siguiendo la ganancia en lazo abierto. En la figura 8.3 se muestran la ganancia en lazo cerrado del amplificador de la figura 8.2, así como la ganancia en lazo abierto del amplificador operacional.

Las ganancias se han representado en decibelios (dB). Una ganancia de 200 (100x2)

⁶Esto no obedece al adagio que la práctica del software ha hecho famoso: si no puedes resolver el problema, conviértelo en una característica (*if you cannot fix it, feature it*). Esta característica no es una limitación tecnológica, sino la forma más simple y genial de lograr la estabilidad de un sistema realimentado. Veremos más sobre ello en el apartado 8.8.

corresponde a $40 + 6 = 56 \text{ dB}^7$. Vemos que en cierto punto, la ganancia en lazo cerrado empieza a caer. El punto en el que cae 3 dB, se denomina *frecuencia de corte*. En nuestro caso es de 15 kHz. También se dice que el *ancho de banda a 3 dB*, o simplemente que el *ancho de banda* del amplificador es de 15 kHz.

Debemos reparar en el aspecto de las curvas, que por otro lado es idéntica a la de un filtro paso bajo RC (capítulo 2.6.6). Tienen una componente netamente horizontal y a partir de cierto punto una caída de pendiente constante a $-6\text{B}/\text{octava}$ o lo que es lo mismo, $-20 \text{ dB}/\text{década}$. Esto quiere decir que la señal tiene la mitad de amplitud al duplicar la frecuencia o que es diez veces más pequeña al multiplicar por diez la frecuencia. Esto hace que se puedan aproximar mediante rectas. Precisamente el punto de intersección entre la recta horizontal y la pendiente tiene lugar en la frecuencia de corte. Esto permite simplificar mucho el análisis de modo que puede ser suficiente papel, lápiz y un poco de cacumen. La electrónica es una técnica de la simplificación hasta el límite de lo simplificable.

Observemos lo que pasaría si configuráramos un valor diferente de ganancia en lazo cerrado. Si solicitamos una ganancia más alta, el ancho de banda se reducirá exactamente en la misma proporción. Si la ganancia es más baja, el ancho de banda aumentará en la misma proporción. *El producto de la ganancia por el ancho de banda es constante, y es el mismo del amplificador operacional en lazo abierto*⁸.

Esta es una limitación intrínseca de los amplificadores realimentados en tensión: su *producto ganancia por ancho de banda* (GBP^9) es constante. El producto ganancia por ancho de banda es un parámetro muy importante de un amplificador operacional. En el caso del TL071 es de 3 MHz. De hecho, lo que es constante en un determinado modelo de amplificador operacional es el GBP, y tanto su frecuencia de corte como la ganancia en continua pueden sufrir notables fluctuaciones.

El amplificador de la figura 8.2 no sería válido para amplificar señales de audio HiFi (que requiere un ancho de banda total en toda la cadena de al menos 20 kHz), pero sería perfecto para amplificar señales telefónicas (ancho de banda típico de 4 kHz) o radio AM o FM (ancho de banda de 8 kHz y 15 kHz respectivamente).

Recapitulemos: con este ejemplo hemos aprendido que podemos compensar la respuesta en frecuencia de un sistema mediante la realimentación negativa. Compensar la respuesta en frecuencia en el sentido de hacerla independiente de la frecuencia, plana. Y en el camino, hemos aprendido a hacer un amplificador de audio.

Antes de terminar, quisiera introducir una nota práctica: El circuito anterior no puede usarse en nuestra flamante fuente de alimentación, porque esta no tiene *alimentación simétrica* (no da +V, GND y -V). Sólo da +V y GND. No desesperemos. Podemos montar un circuito como el anterior con muy leves diferencias, y podemos por ejemplo usarlo como amplificador de micrófono. El circuito en cuestión se muestra en la figura 8.4. Las novedades se enumeran a continuación:

- Se añaden dos resistencias, R3 y R4 que polarizan la entrada no inversora del amplificador operacional a la mitad de la tensión de alimentación (sea esta la que sea), ya que la corriente de polarización (la que entra por la entrada no inversora

⁷Recordemos que las ganancias en tensión son $20 \cdot \log_{10}(G)$

⁸Este efecto sucede para el esquema de la figura 8.2. Si el amplificador operacional se trata de un circuito realimentado en corriente, suceden cosas más divertidas, pero esto es otra historia.

⁹*Gain Bandwidth Product*, a veces también descrito como GWP.

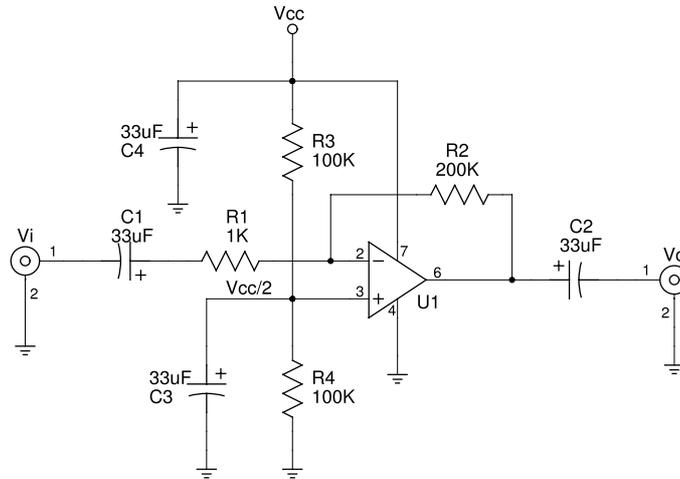


Figura 8.4: Amplificador para alimentación simple

'+') es muy baja (50 nA máximo absoluto para el TL071, lo que provoca un error de 5 mV máximo). Esto consigue el máximo margen dinámico. La entrada inversora se autopolariza a este punto.

- Es conveniente *desacoplar* con un condensador la entrada no inversora, de modo que a alta frecuencia (y a baja, pues C3 tiene un valor bastante elevado) la señal está virtualmente a masa, que es el mismo punto al que están referidas las señales de entrada y salida. Visto de otro modo, en alterna, el circuito es igual al de alimentación simétrica.
- Se desacopla la alimentación, cosa que siempre debemos hacer, como si de la buena acción del día se tratara.
- Las señales de entrada y salida tienen condensadores serie de *acoplo* que ya hemos estudiado. Este condensador bloquea la continua (tanto entrada como salida están polarizadas a $\frac{V_{cc}}{2}$), pero deja pasar sin atenuación la componente alterna de suficiente frecuencia. Es un *filtro paso alto* con *frecuencia de corte*

$$F_c = \frac{1}{2\pi R \cdot C}$$

Esto quiere decir que la frecuencia de corte del circuito de entrada¹⁰ es de 5 Hz lo que está muy bien para el audio (20 Hz a 20 kHz). La de la salida dependerá de la impedancia de carga¹¹, pero típicamente será de 10K, con lo que la frecuencia de corte sería de 0,5 Hz.

El circuito funcionará tanto mejor cuanto más alta sea la tensión de alimentación (respetando el límite máximo de ± 15 V. Puede ser un excelente amplificador de micrófono si se usa con el amplificador de potencia del capítulo 9.

¹⁰La impedancia de entrada (R en la fórmula) es igual a R1, pues la entrada inversora está virtualmente unida a la no inversora, que hemos visto que es masa a todos los efectos por virtud de C3.

¹¹La impedancia de salida del operacional es muy baja, y la realimentación negativa la baja aún más, haciéndola muy parecida a un generador ideal. La R de la fórmula es la suma de la impedancia de salida, muy baja, y la impedancia de carga, que no se muestra en el circuito.

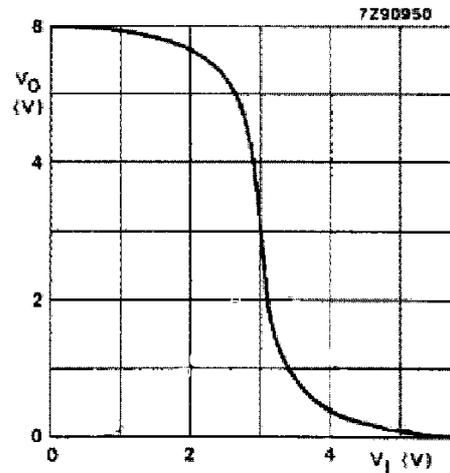


Figura 8.5: 74HCU04: Función de transferencia entrada a salida

8.5. Mejora de la linealidad de un sistema realimentado

Vamos a poner un ejemplo en el que usaremos como amplificador un dispositivo muy barato: el 74HCU04¹². Se trata de un circuito integrado diseñado para funcionar como inversor en circuitos digitales, con *cierta componente analógica*, como osciladores a cristal. Un inversor digital como el 74HC04 se realiza mediante tres etapas inversoras de transistores MOS complementarios (CMOS), es decir PMOS y NMOS. El 74HCU04 incorpora una sola etapa en lugar de las tres habituales. Esto hace que la ganancia sea algo menor, como es menor el retardo entre la entrada y la salida. Se diseñó para ser usado en circuitos osciladores o similares que requieren amplificadores inversores de elevada ganancia para su uso en circuitos digitales. El 74HCU04 incluye seis inversores independientes en el mismo encapsulado. Cada uno de estos *inversores* debemos verlo como un amplificador inversor como el que se muestra en la figura 8.1. En la figura 8.5 se muestra la función de transferencia de entrada a salida típica de una puerta¹³ 74HCU04 que ha sido alimentada a 6 voltios.

Podemos ver que la puerta tiene una función de transferencia muy poco lineal. El circuito que nos ocupa es razonablemente lineal sólo si las señales de salida son pequeñas (digamos 0,25 Vp), pero conforme se van haciendo más grandes, las crestas se irán achatando. Una señal que tenga a la salida 5 Vpp resultará claramente distorsionada. La distorsión es uno de los parámetros más importantes de un amplificador ya sea de audio o de cualquier otro tipo. En el caso específico del audio, la distorsión se percibe como un sonido desagradable, de baja calidad.

La no linealidad es tan grande que podríamos pensar que un circuito así no sirve para nada. Nos equivocariamos. La realimentación puede reducir notablemente la distorsión de un circuito, característica que se utiliza de manera intensiva¹⁴. Veamos el circuito

¹²Como curiosidad, HC significa High Speed CMOS, la primera familia CMOS compatible con las bipolares previas en las que se mostraba la superioridad de la tecnología en términos de velocidad y consumo. La U que sigue a HC quiere decir *unbuffered* (sin buffer). El *buffer* es un amplificador que se usa para independizar circuitos. El 74HCU04 es el único dispositivo de la serie HC que tiene una versión U.

¹³Puerta lógica es un circuito que realiza una determinada función lógica, en nuestro caso la inversión: convertir un nivel lógico alto en uno bajo y viceversa. Como no hemos definido estos conceptos, esta descripción puede ser ignorada.

¹⁴De hecho, un amplificador operacional también tiene una función de transferencia sensiblemente no lineal. Todos los sistemas construidos por el hombre son no lineales, en mayor o menor medida.

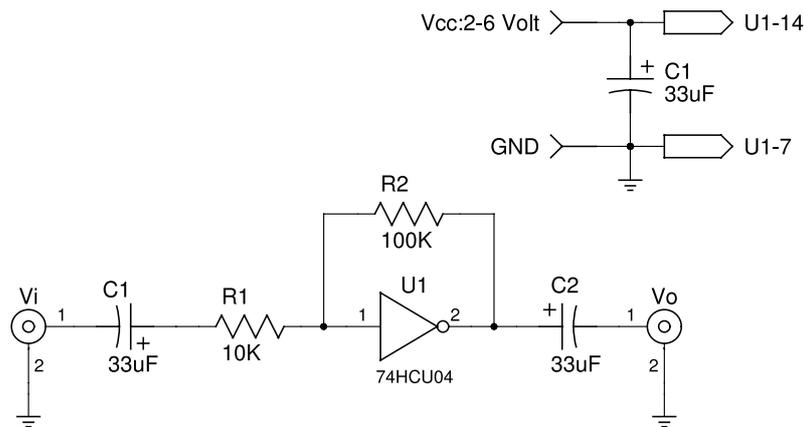


Figura 8.6: Amplificador con el 74HCU04, ganancia 20 dB

de la figura 8.6. Como podemos ver se trata de una configuración muy similar a la de la figura 8.2.

Tanto este como aquella son circuitos reales, y por ello, a riesgo de ser menos pedagógicos, hemos introducido dos condensadores de acoplo. La razón es la siguiente: en ausencia de señal de entrada, tanto la entrada como la salida del circuito permanecen a la mitad de la tensión de alimentación (3 V en nuestro ejemplo). Si observamos con detalle la figura 8.5, precisamente a esta tensión, entrada y salida coinciden. En consecuencia, la corriente que circula en la resistencia de realimentación es nula, igual que en la resistencia de entrada (ya hemos dicho que no hemos conectado nada a la entrada). Un circuito así tendría problemas si se conectara a otro que no tenga la tensión de reposo exactamente al mismo valor. Los condensadores de acoplo vienen en nuestro rescate: bloquean el paso de la corriente continua, y dejan pasar la señal alterna con atenuación despreciable si la impedancia reactiva del condensador es despreciable respecto a la resistencia serie. Todo ello ya lo vimos en referencia a la figura 8.4.

Podemos hacer un montaje en araña del circuito y probarlo. Quedaremos sorprendidos por las prestaciones. Y recordemos que en un circuito integrado contamos con seis de estos amplificadores.

Vamos a hacer las siguientes medidas:

- **Ancho de banda 3 dB.** Para medirlo, visualizamos en el osciloscopio la señal de entrada y en otro canal, la de salida. Con un generador de funciones¹⁵, vamos incrementando la frecuencia hasta que la salida disminuye a 0,7 veces el nivel de salida a baja frecuencia. En realidad el ancho de banda está limitado por altas y bajas frecuencias. Ciertamente, el de baja frecuencia tiene lugar a una frecuencia muy baja y depende sólo de los condensadores de acoplo. La frecuencia de corte de alta frecuencia depende del amplificador, cuya hoja de características dice que el GBP típico es de 5 MHz. Esto significa que podemos esperar un ancho de banda de aproximadamente 500 kHz. Si lo usamos para audio, deberíamos limitarlo¹⁶ poniendo un condensador de 47 pF en paralelo con R2, que hace que la frecuencia de corte baje a 20 kHz.
- **Respuesta lineal.** Manteniendo la configuración previa, programamos el osciloscopio en modo XY. Vamos incrementando el nivel de entrada, hasta que se aprecia

¹⁵En este mismo capítulo se propone la construcción de uno.

¹⁶De otro modo, la calidad no va a aumentar, y este exceso de ancho de banda es camino fácil para el ruido y distorsión.

que la recta se empieza a achatar por los extremos. Al nivel de señal al que esto sucede puede depender de la frecuencia.

Esta es una medida grosera de la linealidad, pero medidas más cuantitativas son mucho más complejas de obtener.

Nos podemos preguntar si la capacidad de la realimentación de corregir las distorsiones tiene un límite. Efectivamente lo tiene. Una vez más hemos de insistir en que *las aproximaciones realizadas son válidas sólo si la ganancia en lazo abierto es mucho más grande que la ganancia en lazo cerrado*. Podemos ver en la figura 8.5 la ganancia en lazo abierto de la puerta se reduce notablemente para tensiones de salida grandes. Esto significa que la capacidad de la realimentación de corregir las no linealidades queda limitada en estas condiciones. Es decir, la realimentación es muy útil, pero no hace lo imposible.

Sobre esto no podemos realizar cálculos numéricos ya que todas las expresiones que hemos utilizado por el momento parten de la hipótesis de contar con circuitos lineales. Utilizarlas para modelar circuitos no lineales no daría resultados válidos. Sin embargo, los razonamientos previos nos permiten obtener conclusiones cualitativas pero no cuantitativas.

8.6. Algunos otros ejemplos de sistemas realimentados

8.6.1. Amplificador no inversor

La figura 8.7 muestra el ejemplo de un amplificador no inversor. La entrada de señal se aplica directamente a la entrada no inversora del amplificador operacional, lo que tiene la ventaja de que permite obtener una impedancia de entrada muy grande. La red de realimentación permite obtener:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (8.4)$$

Vemos dos novedades: la primera que la ganancia es positiva, lo que quiere decir que si la tensión de entrada sube, también lo hace la salida. La otra novedad es que la ganancia nunca puede llegar a ser nula. En algunas situaciones -por ejemplo en etapas de control de volumen- esto puede llegar a ser un problema que imposibilita el uso de la etapa.

8.7. Ventajas de la realimentación negativa

No ha terminado la lista de las ventajas: todavía quedan algunas por explorar:

- La realimentación negativa puede reducir el ruido interno generado por un amplificador, ya que el ruido interno se realimenta a la entrada, que tiende a atenuarlo, ya que esta señal no está presente a la entrada
- La realimentación negativa aplicada en la forma en la que hemos visto, incrementa la impedancia de entrada y disminuye la de salida

Asimismo, hasta ahora nos hemos limitado a estudiar las realimentaciones de tensión, pero existen múltiples formas. Baste este apunte por el momento.

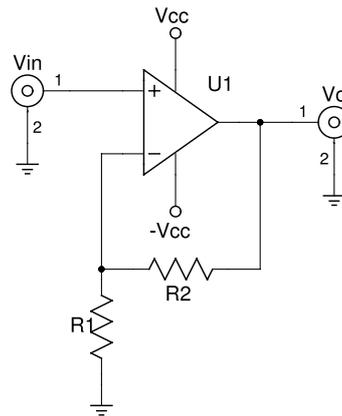


Figura 8.7: Amplificador no inversor

8.8. Estabilidad de un sistema realimentado

La realimentación tiene un problema en potencia. Y grave: la estabilidad.

Imaginemos un sistema realimentado simple: una persona monta en bicicleta y tiene que tomar una curva. Según gira el manillar, va viendo como toma la curva, de modo que si se sale, gira más hacia dentro, o si se está entrando demasiado, abre la curva. No es muy distinto de los sistemas descritos hasta el momento.

Imaginemos ahora que hay dos personas montando en la bicicleta, y el que controla el manillar es ciego, de modo que su acompañante va guiando: tenemos curva a la derecha... cuidado nos salimos... no gires tanto... Este sistema realimentado incluye un retardo en la realimentación. Será válido sólo si nos movemos a baja velocidad por un camino de curvas anchas. Es decir, sólo si el retardo es despreciable frente a las señales a procesar.

Volvamos a la electrónica con una idea clara: el retardo en un sistema realimentado es la semilla de la inestabilidad. Pero, ¿tiene retardo un sistema electrónico?. Si: basta que volvamos al apartado 2.6.6 en el que estudiamos el filtro paso bajo, para recordar que un filtro paso bajo introduce un retardo en la señal que puede llegar a ser de 90 grados de desfase en la banda atenuada. Lo repasaremos en breve. De forma general, podemos decir que existe una relación entre la variación de la respuesta en amplitud de un sistema y el retardo de la fase, de modo que cuándo más rápidamente cae la respuesta de un sistema (mejor filtra), más retardo introduce.

La condición para que un sistema realimentado oscile es bastante intuitiva: abramos el lazo. Si hay un punto en el que el desfase es de 360 grados (que es lo mismo que 0 grados) y la ganancia es mayor que la unidad, al cerrar el lazo, el sistema oscilará irremisiblemente. Un ejemplo muy típico es el denominado *efecto Larsen* de realimentación acústica entre un micrófono y un amplificador. El micro coge ruido ambiente y el amplificador amplifica esta señal, que sale por los altavoces y llega de nuevo al micrófono con un cierto retardo. Esta señal se vuelve a amplificar, y vuelve a llegar al micro con más potencia, etc. ¿Cómo se resuelve? Bajando la ganancia, ya sea bajando el volumen, separando el micro del altavoz, o reorientándolo, de modo que la señal no pueda crecer y crecer.

Pues bien, la respuesta de TODO circuito amplificador puede modelarse mediante amplificadores ideales con respuesta plana seguidos de uno o varios filtros paso bajo RC, como el mostrado en la figura 8.8.

Recordemos que su función de transferencia de amplitud y fase es:

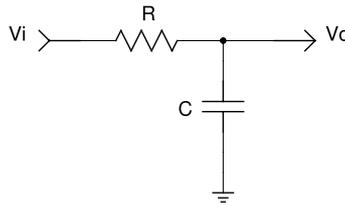


Figura 8.8: Filtro paso bajo RC

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi fRC)^2}}$$

$$fase \left(\frac{V_o}{V_i} \right) = -\arctan(2\pi fRC)$$

En la figura 8.9 se muestra la función de transferencia de amplitud y fase del filtro paso bajo a frecuencia de corte normalizada a la *frecuencia de corte* del filtro ($F_c = \frac{1}{2\pi RC}$). Resulta muy conveniente normalizar las gráficas a la frecuencia de corte porque entonces valen para cualquier filtro. La respuesta de fase muestra el retardo entre la entrada y salida de una senoide. Este retardo podría medirse en unidades de tiempo, pero es mejor medirlo en fase, porque de este modo es independiente de la frecuencia de la señal.

Podemos observar que el filtro paso bajo no introduce ni atenuación ni desfase apreciable a frecuencias muy por debajo de su frecuencia de corte. En la frecuencia de corte, la amplitud se ha reducido en 3 dB (0,7 veces la tensión de entrada) y el desfase es ya de 45 grados. Cuando la frecuencia es de diez veces la de corte, la señal de salida es diez veces más pequeña que la de entrada y el desfase es ya casi de 90 grados.

Veamos la figura 8.10 se muestra un modelo del lazo de realimentación. Si abrimos el lazo, e inyectamos señal en el punto A, podemos ver la salida en el punto B. Si inyectamos una senoide en A, la señal B será una senoide de la misma frecuencia:

- amplificada o atenuada (lo que es como decir que tiene ganancia inferior a la unidad)
- desfasada o retardada, que es lo mismo

Un filtro paso bajo como el que vemos (un filtro de *primer orden* dicen los expertos) no produce desfases mayores de 90°. Como el amplificador es inversor, produce un desfase de 180°. Tenemos un total de 270°, y por tanto, el sistema es intrínsecamente estable.

Como ya hemos visto, *mientras sea posible modelar el amplificador con un único filtro paso bajo, el amplificador será estable*. Pero en la práctica esto no sucede. No lo hemos estudiado, pero cada etapa amplificadora se modela con una o varias respuestas paso bajo. En un sistema complejo con varias etapas se produce una explosión de componentes paso bajo, aunque sólo unas cuantas son las dominantes. Lo que es seguro es que conforme vamos aumentando la frecuencia, el desfase empieza a aumentar al sumarse las componentes debidas a las respuestas paso bajo. Los desfases se sumarán, y se llegará a $180 + 90 + 90 = 360$ grados. Si a este punto la ganancia es mayor que la unidad, el sistema oscilará inevitablemente.

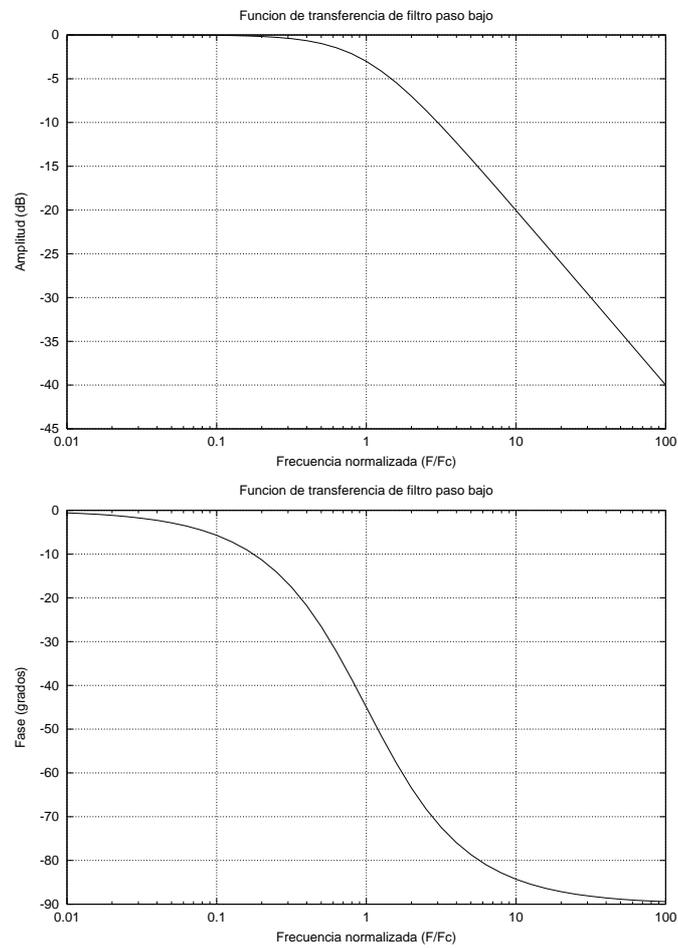


Figura 8.9: Función de transferencia de un filtro paso bajo

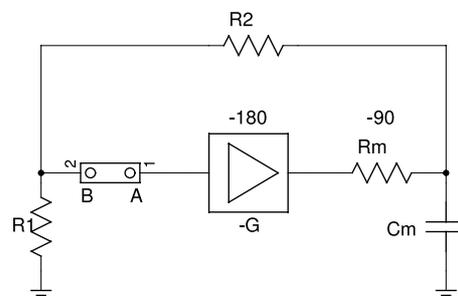


Figura 8.10: Modelado lazo de realimentación

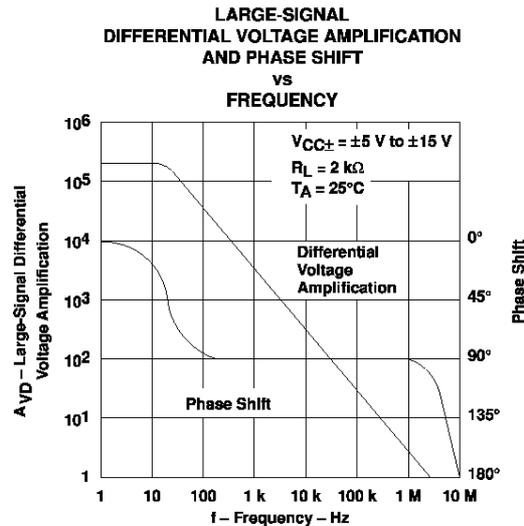


Figura 8.11: Función de transferencia del TL071

Los inventores de los primeros operacionales fueron muy listos. La tecnología del momento permitía llegar a anchos de banda con respuesta lineal de aproximadamente 1 MHz. Si se quiere asegurar la estabilidad a toda costa, es necesario que a esta frecuencia la ganancia fuera inferior a la unidad. ¿Que se puede hacer?. Pues *introducir de forma controlada una respuesta paso bajo de modo que esta respuesta sea la dominante mientras la ganancia del sistema sea superior a la unidad. Un sistema así nunca oscilará*, mientras que sin esta 'penalización' exigiría un diseño muy cuidado que haría que muchos diseñadores poco avezados fracasaran sistemáticamente en sus diseños y rechazaran la nueva tecnología.

Veamos en la figura 8.11 la función de transferencia del TL071 tomada de la hoja de características, y veamos cuan coherente es con lo explicado hasta el momento. Este operacional tiene una frecuencia de corte¹⁷ dominante a aproximadamente 20 Hz. El efecto de los polos no dominantes empieza a ser significativo a partir de 1 MHz. Siendo esto dependiente de la tecnología y por tanto inamovible, se ha determinado el polo dominante a una frecuencia tal que le desfasaje es menor de -135 grados mientras la ganancia en lazo abierto es mayor que la unidad.

La realimentación de cualquier otro tipo de amplificador, de amplificadores operacionales *no compensados* o de amplificadores operacionales con elementos adicionales dentro del bucle, requiere un estudio preciso y medidas exhaustivas para asegurar que el amplificador resultante es un amplificador que se comporta de forma noble y no presenta una indeseable tendencia a oscilar.

RESUMEN: Si un amplificador en lazo abierto tiene una respuesta en frecuencia como la de un filtro paso bajo RC de primer orden (con una caída de -6 dB/oct) al menos hasta el punto en el que su ganancia es la unidad, entonces es *inherentemente* estable.

Basten estas escasas palabras para un tema que da de sí para escribir libros enteros.

¹⁷Se denomina habitualmente *polo dominante*. Simplificando un poco, los polos son las frecuencias de corte de una respuesta paso bajo.

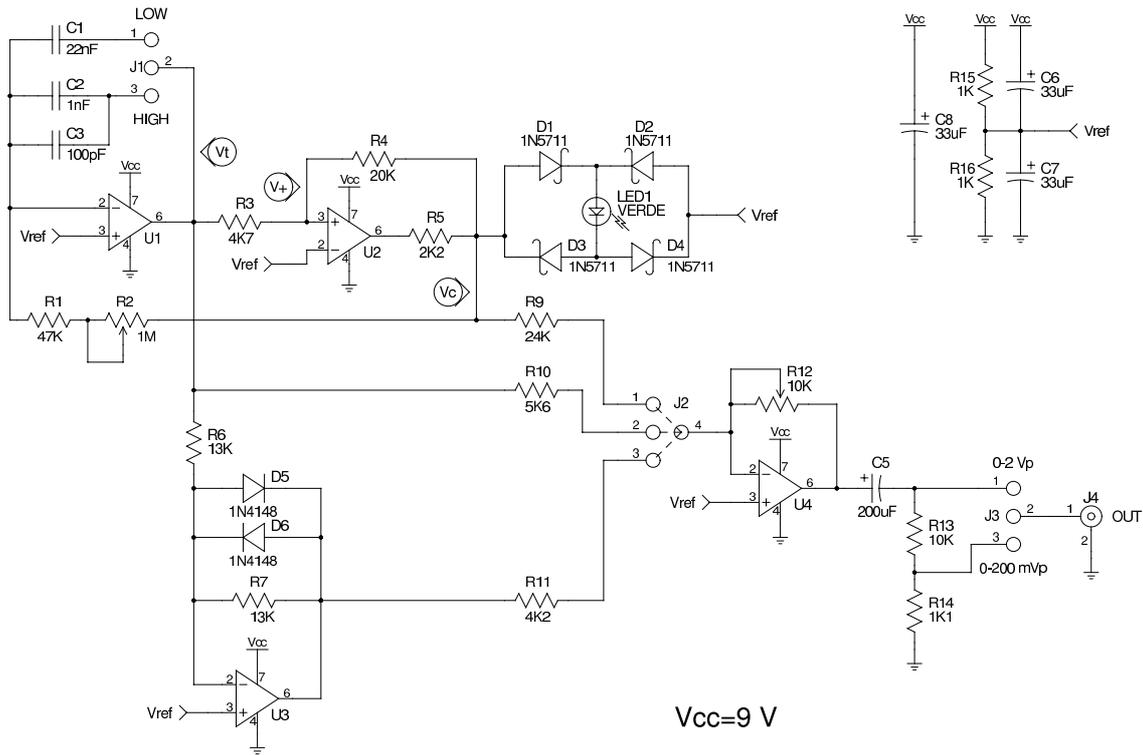


Figura 8.12: Generador de funciones

8.9. Definición de la realimentación negativa

Cómo este curso es un poco raro, vamos a definir la realimentación negativa cuando hemos terminado de estudiarla.

La realimentación negativa es aquella que toma una muestra de la salida de un sistema y lo resta a la señal de entrada. La palabra *resta* es la importante.

Pero ¿hay otra realimentación? Si, y tan poderosa como la negativa: la positiva.

8.10. Realimentación positiva

La realimentación negativa va de sistemas lineales. La positiva de osciladores, circuitos comparadores y similares. Sin saberlo, ya hemos visto un ejemplo previo de realimentación positiva: el amplificador de relajación del capítulo 6.

Pero para asentar más los conceptos de realimentación positiva y negativa, vamos a ver un ejemplo de un aparato muy útil: el *generador de funciones* de la figura 8.12.

8.11. Generador de funciones

El circuito de la figura 8.12 parece muy complicado, pero si lo abordamos por etapas puede resultar muy digerible.

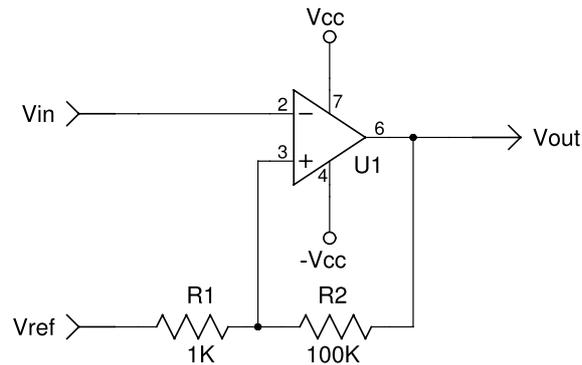


Figura 8.13: Circuito comparador de tensión

Antes de nada digamos que se trata de un *generador de funciones*: un circuito capaz de generar señales cuadradas, triangulares y sinusoidales de amplitud y frecuencia variable. Se ha diseñado de tal modo que puede ser alimentado por una pila de 9 Voltios o por una fuente de alimentación no simétrica como la nuestra.

Este tipo de aparatos es muy útil para probar y depurar circuitos, pues permite ver la respuesta en amplitud y en frecuencia de los mismos. Es un aparato de laboratorio insustituible.

8.11.1. Circuito comparador

El circuito de la figura 8.13 se denomina comparador. Se trata de un circuito que compara la tensión de entrada (V_{in}) con una referencia (V_{ref}), indicando a la salida si la entrada es mayor o menor que la tensión de referencia.

Los más observadores habrán notado que la realimentación se realiza sobre la entrada no inversora (+) y no sobre la inversora (-), como ha sido habitual hasta ahora. En efecto, se trata de un ejemplo de **realimentación positiva**. De la propia definición de la función del circuito se puede concluir que no se trata de un circuito lineal, ya que no responde con una salida doble a una entrada doble, etc. Se dice que es un **circuito no lineal**. La realimentación positiva da lugar a circuitos no lineales.

Imaginemos que la entrada V_{in} está a una tensión positiva de, por ejemplo, 1 Voltio, estando V_{ref} a masa (0 V). Como la entrada no inversora tendrá siempre una tensión cercana a cero (aproximadamente la centésima parte de la tensión de salida), el amplificador diferencial verá una tensión más alta en la entrada inversora que en la no inversora, por lo que pondrá la salida en la tensión más baja que sea capaz, normalmente cercana a la tensión de alimentación negativa ($-V_{cc}$). Se dice que el amplificador está saturado. Pongamos un ejemplo numérico: si el amplificador está alimentado a ± 6 Volt, y sus salidas saturadas llegan a la misma tensión de alimentación¹⁸, la entrada no inversora quedará a -60 mV.

Si la entrada V_{in} estuviera a -1 Volt, el resultado sería muy similar, pero al revés: la salida estaría a una tensión cercana a la alimentación positiva, y la entrada no inversora a unos 60 mV por encima de la masa.

¹⁸Un amplificador de cualquier tipo tiene dificultades en alcanzar tensiones de salida *muy* próximas a las de alimentación, como ya hemos visto. Cuando se han usado tensiones de alimentación altas (e.g. es muy común usar ± 12 Volt en audio) no es una limitación grave. Pero lo es cuando se disponen de tensiones mucho más pequeñas. Solo arquitecturas modernas permiten obtener valores muy cercanos a la alimentación. Este tipo de dispositivos se denomina *rail-to-rail*. No es el caso del TL071.

Recordemos que el amplificador tiene una ganancia en tensión enorme. Sólo funciona de forma lineal con un escasísimo margen de tensiones de entrada. Si la ganancia típica en lazo abierto es de 200,000, bastaría una tensión entre las entradas de más de $30 \mu\text{V}$ para saturar la salida.

Supongamos ahora que la tensión de entrada, que estaba en 1 Voltio, pasa a valer $-59,970 \text{ mV}$, es decir, sólo $30 \mu\text{V}$ por encima de la tensión de la entrada no inversora. La tensión de salida sigue en -6 Voltios, y nada cambia. Pero supongamos ahora que la tensión baja un miserable microvoltio. Con una ganancia de 200,000 la tensión de salida sube 200 mV , saliendo de la saturación, y quedando a $-5,8$ Voltios. Pero con ello, se produce un desplazamiento de la tensión de la entrada inversora, que sube y pasa a ser de -58 mV . Pero este cambio hace que la tensión diferencial sea ya de 2 mV (y no del microvoltio que habíamos bajado), que de nuevo se amplifica y la salida pasa rápidamente a saturarse en el sentido contrario al anterior. Se produce algo parecido a una reacción en cadena¹⁹. El amplificador es incapaz de quedarse quieto en la zona lineal, todo lo contrario que la realimentación negativa, que en todo momento trata de que las cosas permanezcan en estados estables.

El proceso descrito sucede en muy poco tiempo. *Cuánto* de poco dependerá del ancho de banda, de la velocidad del amplificador.

Cómo hemos podido intuir, el cambio de estado ha modificado la tensión de comparación, que ahora es de $+60 \text{ mV}$. Esto ya lo vimos al estudiar el trigger de Schmitt (capítulo 6). Ahora podemos entender lo interesante que es este concepto. Cuando hemos descrito el funcionamiento del comparador hemos utilizado un artificio: hemos supuesto un cambio instantáneo -aunque muy pequeño- de la tensión de entrada, pero esto no puede nunca suceder porque requeriría un ancho de banda infinito. Las tensiones se mueven de forma continua, a mayor o menor velocidad. Si no existiera la histéresis, en el intervalo de conmutación se producirían conmutaciones espúreas de la salida a causa del ruido que siempre acompaña a toda señal. Por efecto de la histéresis (o de la realimentación positiva, que es la otra cara de la misma moneda), la conmutación se produce limpiamente, de modo que el mismo proceso de conmutación añade más impulso al cambio de estado. En el circuito anterior, se puede reducir la histéresis incrementando el valor de R_2 o eliminarla haciendo su valor infinito, que es cómo no poner la resistencia.

De eliminar la realimentación, la ganancia en la zona de conmutación sería la misma del amplificador operacional. Perderíamos el efecto de aceleramiento de la respuesta y ganancia de comparación. Las conmutaciones no serían tan limpias y el comparador tendría una grave tendencia a oscilar. En cierto modo podemos decir que hemos aumentado la ganancia. Sólo en cierto modo, ya que el concepto de ganancia es sólo aplicable a los sistemas lineales, y el nuestro no lo es, salvo en una estrecha zona en torno a la tensión de referencia.

Existen circuitos integrados específicamente diseñados para funcionar como comparadores. No son esencialmente diferentes de los amplificadores operacionales, todo lo más, han sido optimizados para conmutar las salidas rápidamente con niveles de salida bien definidos. Asimismo, en las pruebas posteriores a la fabricación se verifican cuidadosamente los tiempos de conmutación.

El comparador visto es inversor. Existe una variante del circuito que es no inversora. Se muestra en la figura 8.14. Dejamos cómo ejercicio para el lector el estudiar su funcionamiento.

¹⁹La reacción en cadena de la física atómica es un proceso de realimentación positiva.

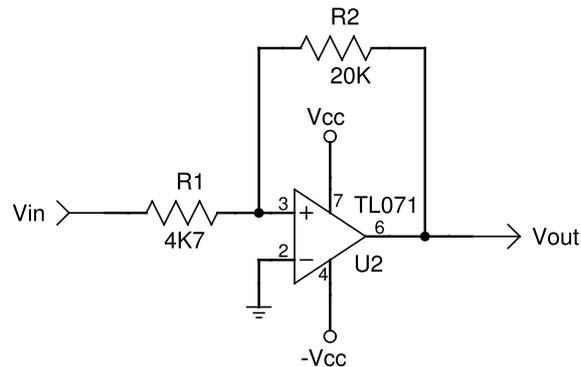


Figura 8.14: Comparador de tensión no inversor

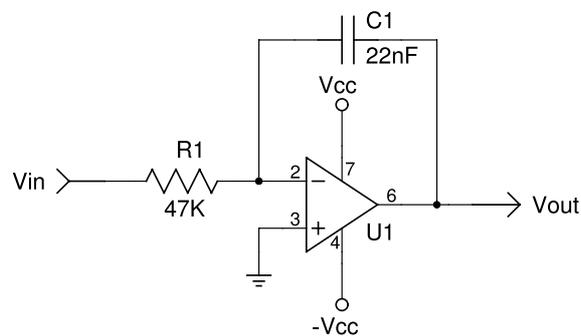


Figura 8.15: Circuito integrador

Para terminar, hemos de comentar que es habitual incluir en paralelo con R2 un pequeño condensador. Este condensador realiza exactamente la misma función de realimentación positiva con la ventaja de no introducir histéresis en continua, lo que, en ciertas aplicaciones es deseable. Del mismo modo que hemos visto, acelera la respuesta del comparador, ya que la tensión en bornas de un condensador no puede cambiar de forma instantánea.

8.11.2. Circuito integrador

En la figura 8.15 podemos ver un circuito que se denomina integrador porque la tensión de salida es igual a la integral de la función de entrada. La integral es una función matemática similar al cálculo del área formado entre la tensión y el tiempo.

Veamos su funcionamiento. Por el *principio de tierra virtual*, podemos considerar que la entrada inversora está a la tensión de masa. Supongamos que la entrada V_{in} es una tensión fija. Esta tensión provoca una corriente constante que atraviesa R1. Como no circula corriente por las entradas del amplificador operacional, la mencionada corriente debe atravesar el condensador, que de este modo verá una rampa de tensión entre sus terminales²⁰. La salida V_{out} será una rampa de tensión descendente con una pendiente:

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta t} = -\frac{I_{in}}{C} = -\frac{V_{in}}{R_1 \cdot C_1}$$

²⁰Volviendo al tema de la realimentación negativa, el amplificador operacional se las agencia para que la salida siga una rampa de tensión que mantenga en todo momento la entrada inversora a una tensión muy próxima a masa.

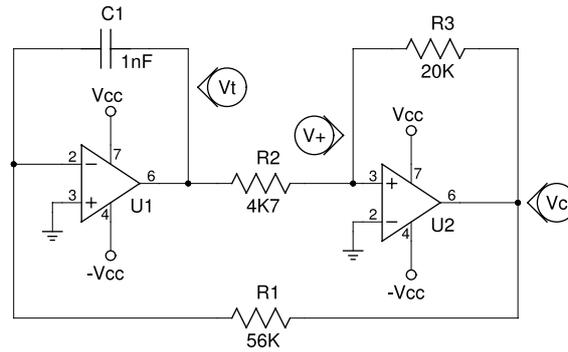


Figura 8.16: Etapa osciladora

$$\Delta V_{out} = -\frac{V_{in}}{R_1 \cdot C_1} \cdot \Delta t$$

Si por contra, la tensión de entrada es negativa, la rampa de salida será creciente.

Estas leyes se cumplirán mientras el amplificador operacional funcione de manera lineal. Si la salida alcanza las tensiones de alimentación, el amplificador no puede seguir dando más tensión y la realimentación deja de funcionar.

Si con los valores de componentes de la figura 8.15, si $V_{in}=2,4$ Volt, entonces V_{out} caerá a ritmo de 51 mV por cada microsegundo.

8.11.3. Oscilador

En la figura 8.16 se muestra el bloque oscilador. Bastará un poco de observación para descubrir que el oscilador está formado por los dos circuitos que acabamos de descubrir: el integrador y el comparador no inversor, unidos. Similar a la pescadilla que se muerde la cola.

Debemos hacer una observación: habitualmente los comparadores tienen una histéresis leve. Sin embargo en este circuito, para que funcione correctamente, la histéresis debe ser alta. Es decir R2 y R3 deben tener valores similares. Pronto veremos la razón.

Vamos a ver cómo funciona. Supongamos que inicialmente C1 se haya levemente cargado de modo que el punto que hemos llamado V_t está a una tensión positiva. Cómo el comparador en torno a U2 es no inversor, podemos pensar que su salida (V_c) es muy próxima a la de la alimentación, y así será ya que la tensión en V_+ es mayor que la tensión de masa.

La corriente que atraviesa R1 desde la salida V_c a la salida de U1 provoca una rampa descendente en V_t , que irá bajando del nivel inicial hacia masa, y seguirá bajando hasta que llegue a la tensión de conmutación del comparador, y entonces todo cambiará súbitamente: la tensión en V_c pasará a ser negativa y el condensador empezará a cargarse de forma lineal, haciendo subir a la tensión de salida.

En resumen, que en V_t tendremos una forma de onda triangular y el V_c una forma de onda cuadrada, y por ello el nombre que hemos escogido para la señales.

En las figuras 8.17 y 8.18 se muestran fotografías de la pantalla de un osciloscopio de las tensiones en los puntos indicados (V_c , V_t y V_+) del circuito de la figura 8.12.

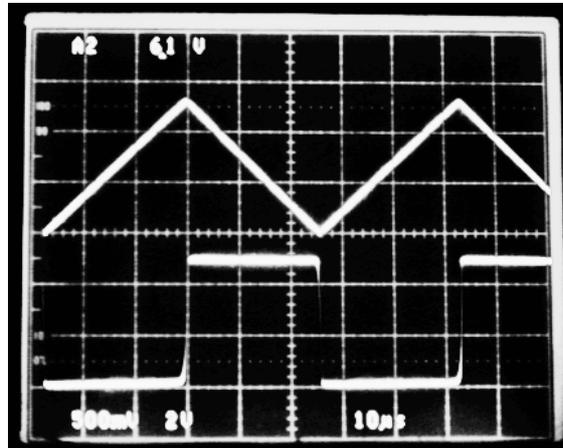


Figura 8.17: Medida de tensiones en los puntos V_c y V_i del circuito de la figura 8.12

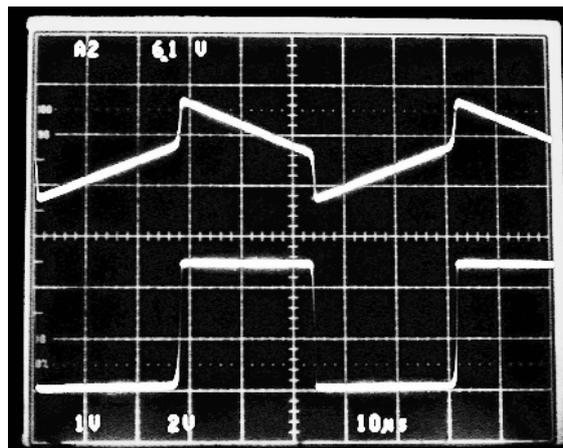


Figura 8.18: Medida de tensiones en los puntos V_c y V_+ del circuito de la figura 8.12.

Una vez que hemos visto de forma cualitativa que cosas suceden, vamos a pasar a un aspecto más cuantitativo, en que analizaremos amplitudes de señal y tiempos.

Para ello debemos volver a considerar que el circuito comparador dará a su salida de forma genérica una tensión de $\pm V_c$ Voltios.

Esto quiere decir que los umbrales de comparación en V_t son de:

$$V_t = \pm \frac{R_2}{R_3} \cdot V_c$$

Dicho de otra forma: esta será la amplitud de la señal triangular. Al sobrepasarse los umbrales especificados, la salida del comparador conmuta y las rampas del integrador se invierten.

Ya estamos en condiciones de estimar los tiempos de las rampas de subida y bajada (T_r), que es el tiempo que lleva que la tensión del condensador pase del valor de máxima tensión al de mínima, y por tanto igual a dos veces la tensión de pico V_t

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta t} = \frac{I_{c1}}{C_1} \Rightarrow \frac{2V_t}{T_r} = \frac{V_c}{R_1 \cdot C_1}$$

Cómo el periodo de oscilación (T) es la suma de los dos semiperiodos (T_r, T_f), resulta:

$$T = 4 \cdot R_1 C_1 \cdot \frac{V_t}{V_c} = 4 \cdot R_1 C_1 \cdot \frac{R_2}{R_3}$$

Es decir, que no depende de las tensiones de salida del comparador, sino sólo de una relación de resistencias y condensadores.

Sin embargo, en el desarrollo anterior está implícito que las tensiones de salida del comparador son simétricas respecto a masa. De no ser así, las formas de onda no tendrían simetría temporal.

Ejemplo: para los valores del oscilador de la figura 8.16, resulta $T = 52 \mu s$ ($F_{osc} \sim 19$ kHz). Esto es lo que se muestra en las figuras 8.17 y 8.18. El osciloscopio del que se han tomado las fotografías incluye en pantalla indicación de la ganancia vertical de los dos canales (500 mV/div para el canal superior y 2 V/div para el inferior) y de la base de tiempos (10 μs /div). En la figura 8.17, se observa que la relación de amplitudes entre la señal triangular y la señal cuadrada es de aproximadamente 1 a 4, tal y cómo hemos estimado. Los valores absolutos de las amplitudes dependerán de lo que pueda hacer el amplificador operacional, aunque en el prototipo se ha usado una técnica especial que pronto veremos.

Si en lugar de R_1 usáramos una resistencia variable (potenciómetro) en serie con una resistencia fija podríamos regular la frecuencia de oscilación entre dos valores extremos. También podríamos variar las otras resistencias, pero daría lugar a variaciones en la amplitud de la señal triangular, lo que es habitualmente indeseable.

8.11.4. El generador de funciones

Visto estas cuestiones podemos centrarnos en el generador de funciones tal y cómo se ha mostrado en la figura 8.12.

Cómo premisa, insistiremos en el hecho de que este circuito ha sido diseñado para poder trabajar con una fuente de alimentación que entrega una única tensión²¹. Posiblemente resulte más fácil entender el circuito si *consideramos a V_{ref} como una señal de referencia de tensión, y suponemos que los operacionales se han alimentado positiva y negativamente en relación a ésta*. Por ello, los amplificadores operacionales podrán entregar a sus salidas tensiones positivas y negativas.

La tensión de referencia se ha obtenido mediante un divisor resistivo formado por R15 y R16, y por tanto, se encuentra a la mitad de tensión entre alimentación (V_{cc}) y masa (GND). El valor de estas resistencias es un valor de compromiso. Deben tener un valor alto para no penalizar mucho el consumo del circuito (lo que es especialmente importante si trabaja con pilas), pero la corriente que atraviesa las resistencias debe ser notablemente mayor (al menos 5 veces, preferiblemente 10) que la corriente que circula por la red V_{ref} . Para que en alterna las alimentaciones se comporten cómo una fuente de tensión ideal se han puesto los condensadores C6 a C8. Cómo veremos en el apartado 8.11.5, este punto es susceptible de mejoras.

Detengámonos por un momento en el extraño circuito que hay a la salida del comparador, y veamos *qué es*, para centrarnos luego en *para qué sirve*.

Recuerda al puente de diodos (apartado 3.6). Y así es: se trata de una especie de *diodo zener simétrico*. Ya hemos visto que los diodos tienen una función de transferencia de tensión a corriente muy abrupta (ver figura 3.5), y los diodos LED no son una excepción. El puente de diodos se encarga de que, sea la tensión en V_c positiva o negativa respecto a V_{ref} , el LED vea una polarización correcta. Los diodos usados en el puente no son diodos “normales”²², sino *diodos schottky*. Este tipo de diodos se caracteriza por tener una tensión de conducción muy baja (aproximadamente de 0,2 Volt). Por contra tienen una corriente inversa²³ algo más alta y muy dependiente de la temperatura. Por lo demás, todo lo explicado para los diodos es aplicable a los *schottky*. En resumen, *el conjunto se comporta cómo un diodo zener simétrico con una tensión de conducción de aproximadamente 4,2 Volt a 0,5 mA*.

Si nos fijamos, la salida del operacional U2 tiene en serie una resistencia R5. El conjunto resistencia y *zener simétrico* funciona igual que el regulador a diodo zener de la figura 3.8. Cómo ya hemos visto, este comparador tendrá a su salida una tensión positiva o negativa respecto a V_{ref} , sin término medio. En consecuencia, en V_c , tendremos una tensión de aproximadamente 4,2 Voltios positivos o negativos respecto a V_{ref} . Cuando se alimenta a $\pm 4,5$ Voltios y la resistencia de carga es la del circuito, el TL071 es capaz de proporcionar excursiones algo inferiores a $\pm 3,5$ Volt. Esto nos deja un margen de 1 Volt en la resistencia R5, que por tanto se verá atravesada por una corriente de 0,5 mA (corriente que circula por V_{ref} , y ha sido decisiva para calcular el valor de la corriente de polarización por R15 y R16). La resistencia R5 es la única que deberíamos cambiar si el circuito ha de funcionar a tensiones muy diferentes de la especificada o si usamos un amplificador operacional diferente.

Tomar la realimentación del comparador del punto de unión de R5 con el *zener simétrico*, nos permite disponer de una tensión simétrica y estable de salida y de compara-

²¹Es muy común que los equipos electrónicos dispongan de una alimentación simétrica que entregue, por ejemplo, +12 Volt, señal de masa y -12 Volt. A esto se llama alimentación simétrica. Una fuente de alimentación como la que hemos diseñado no es una fuente simétrica, como no lo es una simple pila de 9 Voltios. Sí se podría obtener una fuente simétrica a partir de dos pilas de igual tensión, asumiendo para ellas la misma descarga. Raramente se hace.

²²“Normales” quiere decir, de unión de dos materiales semiconductores tipo P y N. Los diodos Schottky se fabrican como unión de un metal y un material semiconductor.

²³La corriente que pasa por el diodo cuando se polariza en inverso. Por ejemplo el 1N4148 (diodo de unión PN) tiene $I_r < 25$ nA a 20 V y el 1N5711 (diodo de unión Schottky) presenta valores típicos de I_r de 30 nA a 25°C y 1 μ A a 75°C, ambos a 20 V de tensión inversa.

ción, y en consecuencia de una tensión triangular simétrica y muy precisa. Simétrica en cuanto que igual en las variaciones positivas y negativas, y estable en cuanto que poco dependiente con la tensión de alimentación o la frecuencia.

El circuito que rodea U3 constituye un conversor de forma de onda triangular a una forma de onda aproximadamente sinusoidal. Simplificando un poco, la segunda se obtiene a base de achatar las crestas de la primera. Esto se puede lograr mediante un circuito no-lineal que presente una ganancia inferior con tensiones de salida grandes que con tensiones pequeñas, y esto es lo que hace un diodo. Mediante un juego de valores de componentes obtenidos unos de forma experimental y otros de forma analítica, logramos un conversor que, sin ser de precisión, tiene una respuesta de una calidad razonable. No vamos a ganar ningún concurso de sinudoídes, pero la que obtenemos es bastante digna. La tensión de salida que permite obtener es de unos 420 mV de pico.

El circuito montado en torno a U4 es un conocido amplificador operacional realimentado que permite por un lado, seleccionar la fuente de señal mediante un conmutador, que a través de resistencias de un valor cuidadosamente escogido permite obtener una tensión de pico igual para cada una de las fuentes de señal. Asimismo, el usar un potenciómetro en la realimentación permite ajustar el nivel de salida entre cero y una tensión que se ha ajustado a 2 Voltios de pico.

La salida del amplificador está desacoplada en continua y se ofrece a un conmutador que permite elegir entre salida de tensión máxima de 2 Voltios de pico o de 200 mV. De este modo es posible realizar un ajuste más fino cuando se requiere generar señales de bajo nivel.

Por una razón similar, se ha decidido separar la banda de audio en dos bandas (50 Hz a 1 kHz y 1 kHz a 20 kHz) con un margen de variación de 1 a 20 (la que tienen R1 y R2). Asimismo, las bandas tienen una relación de frecuencias de 1 a 20 (la que tienen los condensadores C1 y C2//C3²⁴). La selección de la banda de trabajo se realiza con J1, y el ajuste de la frecuencia con R2. De este modo es posible un funcionamiento muy estable, y fijar con facilidad la frecuencia de trabajo, cosa que no sería factible si se usara una única banda.

8.11.5. Posibles mejoras en el generador de funciones

Las señales de salida del generador presentan una leve distorsión en los picos de las señales triangulares y sinusoidales. Se deben a las pequeñas variaciones producidas en la tensión de referencia (V_{ref}) en las conmutaciones del comparador. Esto es debido a que la corriente que atraviesa R5 modula la tensión de referencia. Si no existieran los condensadores de filtrado, sobre el nivel de continua de $V_{cc}/2$, tendríamos una señal cuadrada de bajo nivel. Los condensadores C6/C7 filtran esta señal, que sólo es apreciable en las conmutaciones.

Existe una forma sencilla y muy efectiva de terminar con el problema, que se muestra en la figura 8.19.

El amplificador en esta configuración se denomina *seguidor de tensión*, ya que por el principio de tierra virtual, el amplificador intenta por todos los medios que la tensión de salida V_{ref} sea igual a la tensión del divisor, a la sazón, mitad de la tensión de alimentación.

²⁴Se ha decidido poner el paralelo de dos valores normalizados muy comunes para lograr una relación de valores precisa que no deje frecuencias por cubrir en las dos posiciones de J1.

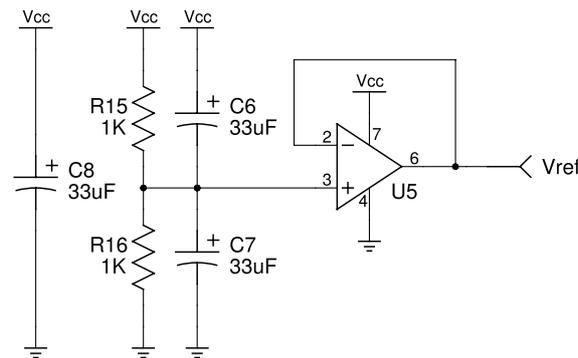


Figura 8.19: Obtención de una tensión de referencia muy estable

8.11.6. Detalles de implementación del generador

El esquema mostrado en la figura 8.12 utiliza cuatro amplificadores operacionales del tipo TL071. Casi cualquier otro amplificador operacional puede ser usado a cambio de vigilar la tensión de salida, y eventualmente, modificar el valor de R5.

Asimismo, existen circuitos integrados que integran dos o cuatro amplificadores operacionales en el mismo encapsulado (con los nombres de TL072 y TL074 respectivamente). El uso de estos componentes puede permitir un notable ahorro de espacio

8.12. Resumen del capítulo

A continuación se indican algunas de los conceptos aprendidos en el capítulo:

- La realimentación negativa consiste en tomar una muestra de la salida de un circuito inversor y aplicarlo de nuevo a la entrada.
- La ganancia en lazo cerrado de un amplificador realimentado como el de la figura 8.1 depende solamente del cociente de las resistencias de realimentación ($G = \frac{R2}{R1}$) si la ganancia en lazo abierto es *mucho* mayor que la ganancia en lazo cerrado.
- El *principio de tierra virtual* se aplica en un amplificador de alta ganancia realimentado. La tensión a la entrada del mismo puede considerarse nula.
- Las propiedades esenciales de un amplificador operacional son:
 - Ganancia en lazo abierto muy grande.
 - Entrada diferencial.
 - Corriente de entrada muy baja.
- El *producto ganancia por ancho de banda* (GWP) en un amplificador realimentado en tensión es constante.
- La realimentación negativa tiene las siguientes ventajas, que se verifican en la medida de que la ganancia en lazo abierto sea mucho más grande que la ganancia en lazo cerrado.
 - Estabiliza la ganancia de un sistema.
 - Mejora la respuesta en frecuencia.

- Disminuye la distorsión y el ruido.
- Mejora las impedancias de entrada y salida, dependiendo del tipo de realimentación usada.
- La realimentación negativa puede producir sistemas potencialmente inestables. Se puede asegurar la estabilidad si la respuesta en lazo abierto del amplificador es cómo la de un filtro paso bajo RC de primer orden al menos hasta el punto en el que su ganancia es la unidad.
- La realimentación positiva se usa en circuitos no lineales. Permite crear comparadores con histéresis: umbrales de comparación diferentes según el resultado de la comparación.
- La realimentación positiva crea algo parecido a un incremento de la ganancia tal que impide que los circuitos queden en posiciones estables, llevándolos siempre a posiciones de saturación.

Capítulo 9

Realización de un amplificador de potencia

9.1. Introducción al capítulo

Ya hemos visto que los dispositivos electrónicos, basados en el uso masivo de transistores, son relativamente poco lineales. En el capítulo 10.3 veremos en detalle cómo una respuesta no lineal se convierte en distorsión, que, cuando es grande, produce un efecto audible muy desagradable, cómo a 'roto'. Cuando las señales puestas en juego son de bajo nivel, la no linealidad es baja y la distorsión pequeña. Conforme el nivel crece, el efecto de la no linealidad se hace más patente.

En una cadena de audio, el caso más desfavorable tiene lugar en el amplificador de potencia, donde las señales procesadas tienen niveles de tensión y corriente muy grandes. Por si fuera poco, los componentes pueden cambiar rápidamente de temperatura, y ya hemos visto cómo ésta tiene influencia en el comportamiento de los dispositivos basados en semiconductores. Por estas razones y muchas otras, el campo de los amplificadores de potencia es, aún hoy, muy activo, y hay mucho espacio para la investigación y la innovación. Tal vez resulte sorprendente, porque un amplificador de potencia es un circuito que requiere un número relativamente pequeño de componentes.

Por todo ello, hemos de recordar que en este capítulo solamente haremos una aproximación al problema, y lo haremos cómo viene siendo habitual, con una propuesta de montaje de un amplificador de potencia de calidad.

9.2. Cuestiones preliminares

9.2.1. Qué es un amplificador de potencia

Para un usuario doméstico, acostumbrado a ver equipos de audio de un reducido tamaño, el concepto de amplificador de potencia puede parecer algo difuso. Imaginemos el sistema de sonorización de un teatro. Existe una mesa de mezclas donde entran numerosas fuentes de sonido: micrófonos, lectores de CD, etc, y varias salidas: vías para la sonorización del local para el público y para el propio escenario (ya que de otro modo los artistas no se oirían unos a otros), etc.

Sabemos que, dependiendo de la capacidad del local, y mucho más si es al aire libre, las potencias puestas en juego pueden llegar a ser enormes (centenares de vatios por canal en interiores y miles si es para exteriores). La mesa de mezclas trabaja a un determinado nivel de señal (normalmente unos pocos voltios de pico sobre cargas de 600Ω). Conseguir decenas, centenas o miles de vatios sobre cargas de 4 a 8Ω es una tarea especializada de un artefacto específico: *el amplificador de potencia*.

Normalmente, un amplificador de potencia tiene una entrada de señal, una salida para altavoces, y solo a veces control de ganancia. En ocasiones también incluye indicadores de nivel de salida y/o de sobrecarga.

9.2.2. Altavoces

Antes de introducirnos en el mundo de los amplificadores, debemos hacer una vistia a los altavoces, que son los dispositivos que deben domesticar los amplificadores.

El problema que resuelve el altavoz es el de convertir una corriente eléctrica en *ondas acústicas de presión*. Las ondas de presión se logran mediante el desplazamiento de una superficie, que de este modo mueve el aire¹, y este movimiento se propaga, cubriendo una superficie cada vez mayor, por lo que la presión sonora pierde paulatinamente potencia. Y hemos hablado de ondas *acústicas* porque estas ondas de presión pueden ser detectadas por el oído humano si tienen un nivel y una frecuencia adecuados.

- **Nivel:** es experiencia de todos que si un sonido tiene un nivel excesivamente bajo, no puede ser escuchado. Del mismo modo, si tiene un volumen demasiado grande, puede resultar en extremo desagradable, el oído no lo percibe con calidad, y puede llegar a producir lesiones en el tímpano. Tradicionalmente se considera que el oído tiene un *margen dinámico* de unos 120 dB. Esto quiere decir que entre el ruido casi imperceptible de la hierba mecida por el viento y un avión supersónico hay una relación de potencias de doce órdenes de magnitud².
- **Frecuencia:** el oído de una persona normal puede percibir sonidos entre 20 Hz y 15 kHz. Aunque de forma habitual se considera que la banda de audio llega a 20 kHz, es absolutamente excepcional que un adulto puede llegar a oír esta frecuencia.

Pues bien, ya hemos visto que la misión de un altavoz es la de convertir una señal eléctrica en el movimiento de una superficie con un nivel adecuado, en un rango de frecuencias adecuado, y con una linealidad suficiente.

Sin entrar en demasiados detalles, podemos llegar a los siguientes razonamientos:

- Cuanto más grande sea la superficie en movimiento, mayor cantidad de aire moverá, generando una mayor presión sonora, pero más energía será necesario poner en juego para ello³.
- Cuanto mayor sea la superficie de la membrana, más pesará y más dificultades pondrá para moverse a gran velocidad o lo que es lo mismo, a alta frecuencia.

¹La descripción es válida para cualquier otro medio elástico. Por ejemplo, el *sonar*, es un sistema que emplea ondas de presión en el agua.

²El oído no puede cubrir esta enorme diferencia de manera instantánea. Si entramos en una fábrica muy ruidosa o en una discoteca, y permanecemos un rato, al salir, notamos cómo hemos perdido sensibilidad acústica. Podríamos decir que el oído se ha endurecido para soportar la agresión. Solo de este modo puede cubrir el margen dinámico mencionado.

³Un idea intuitiva es el esfuerzo que supone mover la mano abierta bajo el agua. El aire es más elástico, pero la dificultad es cualitativamente la misma.

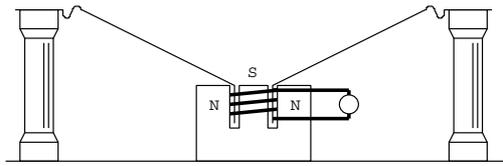


Figura 9.1: Esquema de un altavoz electrodinámico

- La superficie que movemos debe ser elástica. Conforme logramos más y más desplazamiento, el movimiento es menos lineal, en el sentido que fuerza doble no corresponde a movimiento doble sino a algo menos. Es obvio que existe un límite que si se supera, se produce una rotura física.

Con todo esto en la mente, resultará fácil intuir que la construcción de un altavoz no sea una tarea especialmente fácil. Y así es. Más aún, es la tarea más difícil de toda la cadena de procesado del sonido, la que más impacto tiene en la calidad final.

La mayor parte de los altavoces que se fabrican actualmente se basan en el *principio electrodinámico*: una corriente eléctrica que se mueve dentro de un campo magnético sufre una fuerza. Este es el principio en el que se basan, por ejemplo, los motores eléctricos. En la figura 9.1 se observa un generador que se conecta a una espira acoplada mecánicamente a una membrana sujeta mediante un material elástico a un soporte fijo, representado en la figura por unas columnas. La espira está inmersa en un poderoso campo magnético creado por un imán permanente. Cuanto más fuerte sea el campo, más fuerza producirá para una misma corriente eléctrica, por lo que el movimiento será más fuerte (el altavoz será más sensible) o se necesitarán menos vueltas de hilo (que pesarán menos).

Eléctricamente, el altavoz es un hilo de mayor o menor longitud. Aunque esté bobinado, el efecto inductivo es bajo comparado con el resistivo, aunque no despreciable (ver apartado 9.6). Por ello, un altavoz es eminentemente resistivo, y el valor de su impedancia es poco dependiente de la frecuencia⁴. Los fabricantes resuelven el compromiso entre la sección del hilo, y el número de vueltas de modo que la resistencia del altavoz es normalmente de 8Ω . Excepcionalmente es de 4Ω para elementos de gran potencia, ó $16/32 \Omega$ en pequeños cascos que trabajan a niveles muy bajos por estar muy cerca del oído.

Para terminar esta brevísima introducción a los altavoces, diremos que es muy difícil construir un altavoz capaz de mover grandes masas de aire (una presión alta) en todo el rango de las frecuencias de audio. Por esta razón, es muy común utilizar al menos una pareja de altavoces dentro de una misca caja. Uno de ellos reproduce las bajas frecuencias (*woofer*) y otro las altas (*tweeter*). Pero poner varios altavoces exige separar mediante filtros las señales que atacan a cada uno de ellos. No trataremos este punto por falta de espacio. Baste decir que no se trata de un tema trivial.

9.2.3. Medida de la potencia

Cuando trabajamos con señales sinusoidales, no vale la fórmula 2.6, que es válida para corriente continua. Para señales sinusoidales (y sólo para señales sinusoidales) se cumple que:

⁴La resistencia no es solo la del hilo, sino que existe una componente debida a la dificultad que existe en mover el aire. En gran medida esto es dependiente de la caja en la que se introduce el altavoz. El diseño de la caja tiene una importancia enorme sobre la calidad del sonido resultante (la respuesta en frecuencia) solo comparable a la calidad del altavoz mismo.

$$P = \frac{1}{2} V_p \cdot I_p \quad (9.1)$$

donde:

P es la potencia eficaz (también llamada *rms*)⁵.

V_p tensión de pico de la senoide

I_p corriente de pico de la senoide

Ejemplo: Imaginemos que tenemos el objetivo de construir un amplificador que entregue hasta 1 W (eficaz) sobre un altavoz de 8 Ω . La fórmula previa puede reescribirse cómo:

$$P = \frac{1}{2} \frac{V_p^2}{R} \quad (9.2)$$

donde R es la resistencia de carga

Resulta pues:

$$V_p = 4 V$$

$$I_p = 0,5 A$$

Es decir, para dar un vatio, necesitamos un amplificador capaz de entregar a su salida una tensión sinusoidal de 4 Voltios de pico sobre una carga de 8 Ω , lo que supondrá una corriente de 0,5 A de pico. A este punto debemos hacer unas observaciones:

- Un amplificador operacional cómo el TL017 no es capaz de ello. Necesitamos algo con más músculo. Existen amplificadores integrados, pero vamos a investigar un camino más instructivo.
- Se ha especificado corriente y la tensión porque a veces pudiendo dar una, no se puede dar la otra. Ninguno de los amplificadores mostrados hasta el momento es capaz de entregar medio amperio a su salida, aunque sí una señal de 4 V_p sobre una impedancia del alto valor.

Hemos nombrado la potencia con el apellido de eficaz. Este es el único parámetro ingenieril. El resto (potencia de pico, potencia musical, potencia máxima) están relacionados con el marketing, que es un aspecto importante, pero no es el nuestro.

9.2.4. ¿Cuánta potencia?

Cómo la potencia eléctrica se convierte en sensación de volumen sonoro depende de la eficiencia de la caja de altavoces (y no sólo del altavoz). La eficiencia de un altavoz se mide cómo el *nivel de presión sonora* (SPL, *Sound Pressure Level*) medido a un metro del altavoz cuando a este se entrega una potencia eléctrica de 1 W. Cifras típicas de eficiencia varían entre 85 y 95 dB, que corresponde a una sensación sonora entre la cabina de un avión a reacción y un tráfico urbano intenso.

Es decir, que un simple vatio puede hacer mucho ruido a un metro de distancia de la caja de altavoces..

⁵*Root mean square*, -raíz cuadrática media-, que es la que produciría el mismo calentamiento en una resistencia que el que disipa una potencia continua.

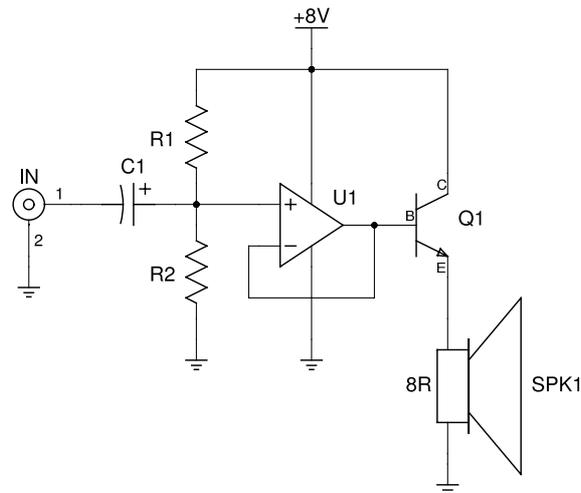


Figura 9.2: Amplificador con seguidor de emisor. No recomendado.

9.3. Una solución no demasiado buena

9.3.1. Amplificador con seguidor de emisor

Podríamos pensar en un amplificador basado en un seguidor de emisor como el que se muestra en la figura 9.2. Tiene su lógica, porque hemos visto que el circuito seguidor de emisor tiene una impedancia de salida muy baja, lo que es decir que puede vérselas con cargas de bajo valor.

Las resistencias R1 y R2 forman un divisor resistivo que polarizan la entrada no inversora en torno a la mitad de la tensión de alimentación. Como el condensador C1 tiene un valor alto, la tensión en este punto será aproximadamente igual a la de la entrada desplazada en torno a la mitad de la tensión de alimentación. La realimentación negativa se encarga de que las dos entradas del operacional sean iguales en todo momento. A causa de esto, en reposo la tensión de salida será de $\frac{V_{cc}}{2}$.

Sin embargo, este circuito plantea un par de problemas:

- El cono del altavoz está permanentemente desplazado, ya que es atravesado por una corriente de 0,5 A, pudiendo variar entre 0 y 1 A. Como los altavoces se diseñan para que el cono tenga la posición de reposo con corriente nula, esta corriente continua provocará una mayor distorsión, y calentamiento del hilo del altavoz, que se ha diseñado para lidiar con señales sinusoidales positivas y negativas.
- La potencia disipada es enorme. Incluso en reposo, el circuito disipa⁶ 4 W, lo que es una potencia considerable, considerando que esto sucede antes de que haya empezado a sonar la música.

Sin embargo, la idea no es mala del todo: es un buen comienzo, porque es un diseño que ofrece baja distorsión.

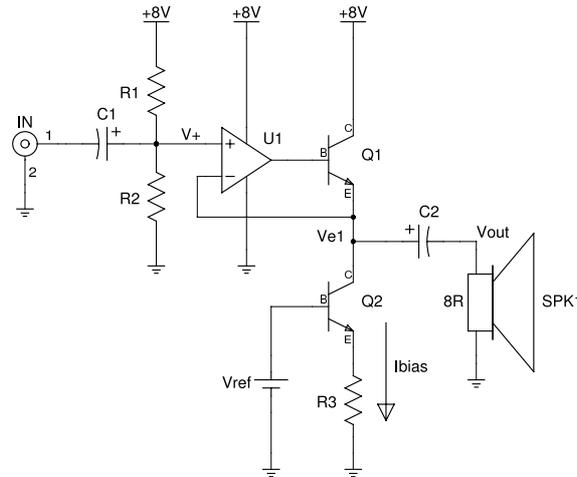


Figura 9.3: Amplificador con seguidor de emisor con desacople de continua

9.3.2. Amplificador con seguidor de emisor y salida desacoplada en continua

El circuito de la figura 9.3 incorpora dos novedades respecto a de la figura 9.2): se añade un condensador de salida (C2), y una fuente de corriente constante construida en torno a Q2. Estos dos aditamentos resuelven el problema de la continua en el altavoz, sin dar -por el momento- una solución al problema del excesivo consumo de potencia.

El uso de un condensador de acople es una técnica muy usada cuando debemos usar una fuente de alimentación no simétrica, cómo sucede en un aparato con alimentación a pilas o baterías, y por ello nos detendremos en el asunto. Sólo al final del capítulo nos aventuraremos a quitar el condensador de acople.

Para comprender el funcionamiento de éste circuito será de gran ayuda el representar mentalmente las tensiones cómo altura. Tenemos que imaginarnos que la tensión de base del transistor sube, y con ella, la tensión de emisor. El condensador, que siempre está cargado a una tensión de $\frac{V_{cc}}{2}$, se representa en todo momento con la misma separación entre armaduras. A la fuente de corriente, le es indiferente la tensión entre sus bornas: es cómo un muelle que puede estirarse mucho o encogerse, siempre sujeto a ciertos límites⁷. La tensión en el altavoz subirá, bajará o llegará a tener una tensión inversa y conforme a ello moverá su membrana. La figura 9.4 representa gráficamente esta variación de tensiones, para entrada de 0, 2 y -2 Voltios de entrada sobre la referencia de $\frac{V_{cc}}{2}$.

Una vez que se ha logrado visualizar mentalmente lo que sucede, es fácil poner números a las tensiones y corrientes:

- En reposo, $V_b = \frac{V_{cc}}{2}$, $V_{out} = 0$
- Tensión de entrada positiva: $V_+ = V_{e1} > \frac{V_{cc}}{2}$, $V_{out} > 0$. El altavoz exige ser atravesado por una corriente positiva. Cómo la fuente de corriente impone una corriente de polarización, la corriente extra demandada por el altavoz sólo puede provenir de Q1. Ver figura 9.5.

⁶Esta vez, volvemos a potencias de continua $P = IV$ con $I=0,5$ A, $V=8$ V.

⁷La mínima tensión de colector es $V_{Cmin} = V_{ref} - V_{BE} + V_{CEsat} \sim V_{ref} - 0,5$ V

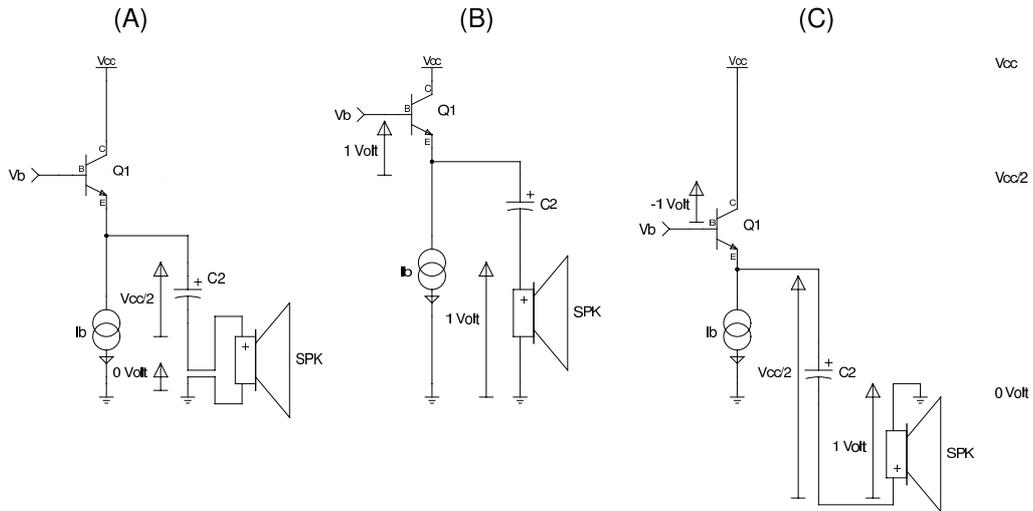


Figura 9.4: Representación gráfica de la variación en el tiempo de la tensión de salida con condensador de acople

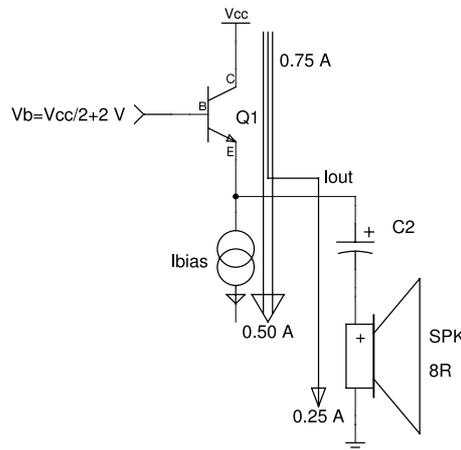


Figura 9.5: Tensiones positivas con condensador de acople salida

- Tensión de entrada negativa: $V_b = V_{e1} < \frac{V_{cc}}{2}$, $V_{out} < 0$. El altavoz exige ser atravesado por una corriente negativa, que sólo puede conseguirse si Q1 proporciona menos corriente de la que se traga Q2. Ver figura 9.6.

Recapitemos:

- En los semiciclos positivos, el transistor Q1 proporciona un extra de corriente (sobre el valor de polarización, I_{bias}) que atraviesa el altavoz en sentido positivo. En los semiciclos negativos, Q1 da una corriente inferior a la de polarización, lo que resulta una corriente neta en el altavoz en sentido negativo.
- El condensador C2 actúa como una pila cargada a $\frac{V_{cc}}{2}$. Pero su capacidad de mantener la tensión de la 'pila' intacta es limitada, sólo si debe hacerlo por un periodo de tiempo razonablemente pequeño, o lo que es lo mismo, si la frecuencia de la señal es razonablemente alta. Si la frecuencia es pequeña, los ciclos son muy largos, y puede producirse la descarga paulatina del condensador.

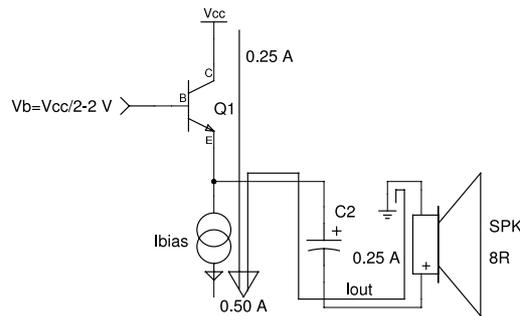


Figura 9.6: Tensiones negativas con condensador de acoplo salida

9.3.3. Condensador de acoplo en la salida

El condensador de salida puede ser visto desde otro punto de vista: la estructura condensador-altavoz corresponde a un filtro paso alto, donde la R es la resistencia del altavoz y la capacidad es $C2$ (ver apartado 2.6.6). La frecuencia de corte de este filtro para los valores mostrados es de 70 Hz.

Merece la pena detenerse un instante en este punto: cómo a 70 Hz la impedancia reactiva del condensador y el altavoz tiene el mismo valor, la tensión de salida se repartirá a partes iguales entre altavoz y $C2$, de modo, que la amplitud de salida será la mitad de la disponible a la salida del amplificador. Además, el filtro provoca un desfase de corriente y tensión. Si en vez de usar señales sinusoidales usamos otra forma de señal -por ejemplo cuadrada-, veremos que la forma de onda de salida está apreciablemente distorsionada para frecuencias por debajo de 1 kHz. En el apartado 10.2.1 hay pistas para poder resolver el enigma.

No sería demasiado complicado estudiar cómo varía en el tiempo la tensión en bornas del condensador con una señal cuadrada de salida, que provoca en la carga corrientes de $\pm I$.

Ejemplo: Si la corriente de salida es una señal cuadrada de $\pm 0,5$ A con una frecuencia de 500 Hz (1 ms por semiperiodo), la variación de la tensión en el condensador de $2200 \mu\text{F}$ es de 0,2 V (frente a los 4 Voltios de la señal). La distorsión de la forma de onda es visible en el osciloscopio.

Por cualquiera de los dos métodos llegaríamos a idénticas conclusiones, porque los *dominios del tiempo* y la *frecuencia* están relacionados entre sí. Son cómo caras de una misma moneda.

Pues bien, si queremos mejorar la respuesta en bajos -en baja frecuencia- del amplificador, debemos incrementar la capacidad del condensador de salida $C2$. Lo óptimo sería eliminarlo, pero no será posible por el momento.

El uso de un condensador en serie con la carga tiene otros inconvenientes, además del mencionado:

- En vista del valor de capacidad requerido, resultará un componente (relativamente) caro y voluminoso, especialmente si el amplificador trabaja con altas tensiones de alimentación.
- El valor de la *resistencia serie efectiva* (ESR) del condensador puede no ser despreciable comparado con la del altavoz. No sólo disminuirá el nivel de salida, sino que a altas potencias el condensador se calentará y disminuirá su vida útil.

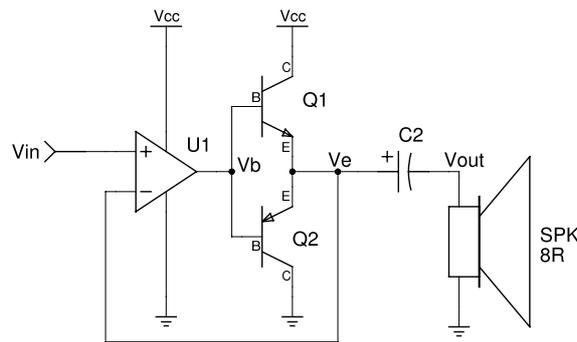


Figura 9.7: Etapa de salida amplificador en clase B. No recomendado.

- Al dar alimentación al amplificador, el condensador está descargado. El proceso de carga produce un 'blop' en el altavoz, que en ocasiones es desagradable.

Por estas razones, los condensadores serie se usan solamente en equipos de baja potencia, alimentados con fuentes no simétricas, pero es excepcionalmente raro ver un amplificador de estas características que no lo use.

9.4. Mejorando la eficiencia

9.4.1. Amplificador en clase B

El amplificador anterior tiene una calidad de sonido sobresaliente. Tanto es así, que arquitecturas similares son usadas en la práctica bajo el nombre de Clase-A, que goza de la aureola de la baja distorsión. Pero los amplificadores en clase A presentan un grave problema: en el ejemplo anterior, un equipo capaz de dar 1 W de potencia, disipa 8 W en reposo, sin entregar señal alguna a la salida. Esto es inaceptable para equipos alimentados por baterías o portátiles, e indeseable cuando están alimentados por la red. Supongamos que queremos hacer una amplificador de 100 W: desalojar tal cantidad de calor no es asunto trivial, exige ventilación forzada -delicada y siempre ruidosa- y disipadores enormes.

Para resolver este problema se inventó la Clase-B de amplificadores. Veamos la figura 9.7. La salida del amplificador operacional ataca las bases de dos transistores complementarios, configurados como seguidores de emisor. Con este sencillo método, hemos logrado que el consumo de corriente en ausencia de señal sea nulo, ya que en estas condiciones no hay circulación de corriente por los transistores o la carga.

Pero la etapa de salida tiene un inconveniente muy grave: debido a los requisitos de polarización de los transistores, la etapa tiene una zona insensible en torno a la mitad de la tensión de alimentación, de modo que tensiones de base con amplitudes inferiores a $1 V_{pp}$, apenas producirían circulación de corriente en las bases de los transistores, y por ende, en la carga. La figura 9.8 representa la tensión de base y de emisor de una etapa AB cuando se inyecta en la base señales sinusoidales. El codo que tiene lugar en la tensión de salida (emisor) en los cruces por cero se denomina *distorsión de cruce* y no existía en los amplificadores en Clase-A.

Podríamos pensar que metiendo la etapa de salida dentro de un bucle de realimentación negativa se podría resolver este problema. Y ciertamente, la distorsión se atenúa, pero hemos de tener en cuenta que la ganancia de la etapa de salida en la zona de cruce

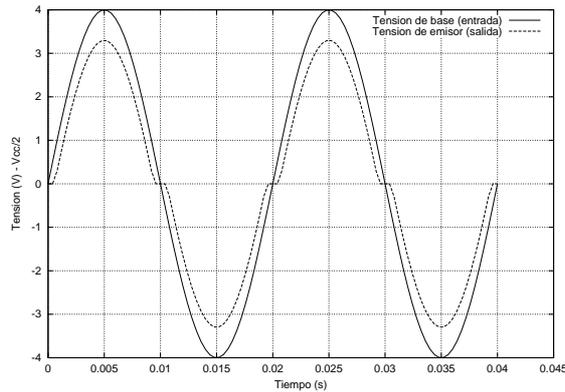


Figura 9.8: Tensión de salida en una etapa en clase B sin realimentación

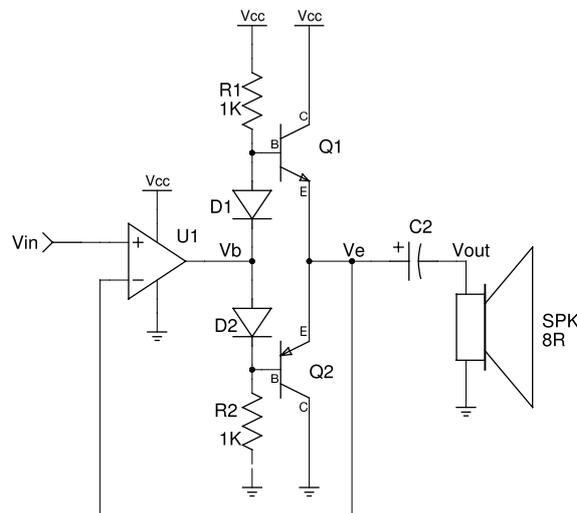


Figura 9.9: Etapa de salida amplificador en clase AB

es muy baja, casi nula, y la realimentación sólo logra sus objetivos cuando la ganancia en lazo abierto es mucho mayor que la deseada. Por muy alta que fuera la ganancia de una etapa previa, la realimentación no podría eliminar completamente la distorsión de cruce. Este tipo de distorsión es bastante desagradable⁸ y afecta más a las señales de bajo nivel que a las de alto⁹.

No debería por tanto sorprendernos que en el esquema de la figura se haya incluido la etapa de salida dentro del lazo de realimentación porque un amplificador así solo podría funcionar realimentado, a causa de la la distorsión de cruce.

Para concluir, baste decir que la arquitectura mostrada en la figura 9.7 no se usa en la práctica.

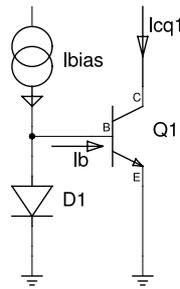


Figura 9.10: Polarización etapa de salida

9.4.2. En el término medio está la virtud

La combinación de lo mejor de la clase A con la Clase B, resulta en... la clase AB. En la figura 9.9 se muestra un ejemplo de una etapa de salida en clase AB. Un par de diodos polarizan las bases de los transistores de salida, que de este modo se encuentran en el punto de conducción. Cada uno de los transistores se comporta como un seguidor de emisor en la mitad de los semiciclos de la señal. Pero no vayamos tan deprisa. Hemos dicho que los diodos polarizan los transistores en el punto de conducción... ¿exactamente en el punto de conducción?. Más aún ¿cual es el punto de conducción?. En estas preguntas se haya el nudo gordiano de la cuestión, por lo que merece que nos detengamos un poco en este asunto.

9.4.3. Lo importante es polarizar

La corriente de polarización es lo que distingue la clase AB de las clases A y B. Una corriente de polarización alta nos permitirá obtener una linealidad muy buena a costa de un consumo elevado, y una polarización muy baja disminuye el consumo en reposo a costa de una mayor distorsión. Nos gustaría poder fijar la polarización de la etapa de salida -o lo que es lo mismo, su corriente de reposo- de forma estable y precisa, sin dependencias de la carga, temperatura o envejecimiento.

Si nos fijamos en la etapa de salida de la figura 9.9, y tenemos en cuenta que en reposo el circuito es perfectamente simétrico, en virtud de esta simetría podemos intuir que la tensión V_e es igual a V_b . Por ello, podemos unir estos dos puntos y, simplificando el esquema llegamos a la figura 9.10, que nos resulta más fácil de analizar.

Nos gustaría ver de qué parámetros depende la corriente de reposo de colector¹⁰ I_{CQ1} .

La caída de tensión en el diodo y en la unión base emisor es aproximadamente la misma (entre 0,6 y 0,7 V). La primera depende de una corriente forzada externamente (I_{BIAS}), y la segunda de la corriente de base, o lo que es lo mismo, de la de colector y de la ganancia en corriente. Y ambas de la temperatura.

$$V_{D1}(I_{BIAS}, T_{D1}) = V_{BE1}\left(\frac{h_{FE}}{I_{CQ1}}, T_{Q1}\right)$$

Esta dependencia con la temperatura es problemática:

⁸No todas las formas de distorsión suenan igual de mal.

⁹La distorsión puede modelarse como una señal indeseada que se suma a una señal perfecta, suma que es igual a la señal obtenida. Como la distorsión se produce en los pasos por cero de la señal y tiene un nivel bastante independiente del nivel de salida, la relación de potencias entre la distorsión y la señal de salida disminuye con niveles crecientes de señal.

¹⁰ I_{CQ1} porque es la corriente de reposo -quiet- del colector de Q1

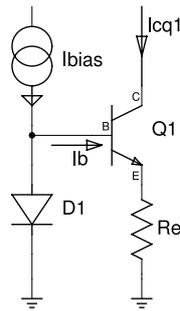


Figura 9.11: Polarización mejorada de etapa de salida

- Una unión semiconductor tiene dependencias fuertes de la corriente con la temperatura. Para una misma caída de tensión, una variación de temperatura de 30 °C multiplica por 16 la corriente.
- Un amplificador de potencia se calienta al manejar potencias considerables¹¹. Por más que intentemos acoplar térmicamente¹² transistor y diodo -cosa que debe hacerse cuando las potencias son grandes- el transistor siempre estará más caliente que el diodo porque el transistor es fuente de calor.

Una solución mejorada es la que se muestra en la figura 9.11. Una resistencia de emisor de bajo valor permite una regulación mayor de la corriente de colector, ya que es esta, y no la de base, la que entra a formar parte de la ecuación.

$$V_{D1}(I_{BIAS}, T_{D1}) = V_{BE1}\left(\frac{h_{FE}}{I_{CQ1}}, T_{Q1}\right) + R_e \cdot I_{CQ1}$$

Cuanto mayor peso tenga el segundo término del sumatorio, menor influirá en la corriente de colector de Q1 la ganancia en corriente (que es variable con la tensión de colector) y la temperatura de Q1, que hemos visto está sujeta a variaciones fuertes.

Sin embargo, considerando que la corriente de salida está determinada por la potencia requerida, un valor demasiado alto para R_e provocará una reducción de la tensión de salida (está en serie con el altavoz, de bajo valor ohmico), y calentamiento. Se trata pues de un valor de compromiso.

Ejemplo: Si $R_e=1 \Omega$, $I_{BIAS}= 1 \text{ mA}$, I_{CQ1} varía entre 1,32 mA (0°C) y 1,13 mA (60°C) de forma aproximadamente lineal. Estos datos se han obtenido por simulación.

Si el valor de R_e tiene un margen estrecho de variación, lo óptimo sería regular la corriente de reposo (I_{CQ1}) con la tensión de base¹³. Esta idea, podría realizarse de dos posibles maneras:

- Diodo y resistencia (figura 9.12): El esquema es bastante intuitivo: la corriente de polarización (I_{BIAS}) fija la tensión de base (V_B), que a su vez determina la corriente de polarización. Tras complejos cálculos, se pueden llegar a relaciones de corrientes que minimizan la dependencia de la corriente de polarización con la temperatura.

¹¹Un simple vatio produce un calentamiento apreciable en un transistor de baja o media potencia.

¹²Unirlos para que estén a la misma temperatura, o al menos, muy similar

¹³La corriente obtenida en el ejemplo anterior es demasiado baja para reducir notablemente la distorsión de cruce.

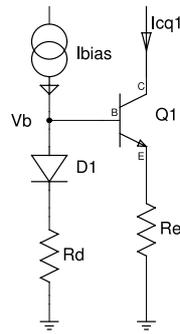


Figura 9.12: Opción para mejorar control de corriente de polarización salida

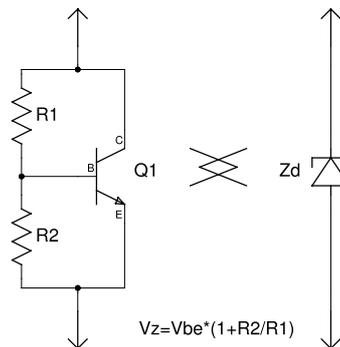


Figura 9.13: Diodo zener sintético

- **Diodo de tensión variable (figura 9.13):** este circuito se comporta como un diodo zener con una tensión de avalanche que no depende de su construcción como aquellos, sino del cociente entre dos resistencias. Basta sustituir alguna de las resistencias por un potenciómetro para lograr el deseado ajuste. Esta técnica es muy usada.

La corriente de polarización no es fácilmente predecible mediante calculos aproximados pues resultan ecuaciones con términos exponenciales que no sabemos resolver. La forma más sencilla de abordar el problema es por simulación (mediante el programa SPICE¹⁴) o por prototipado. En última instancia nuestra capacidad predictora no es tan decisiva -para eso tenemos herramientas poderosas- pero una aproximación analítica al problema nos permite estar seguros de que el resultado obtenido va a ser estable y repetible en una producción en serie o ante la sustitución de un componente por otro. Y esto es algo que la simulación o el prototipado ciego son incapaces de precisar.

Ejemplo: La simulación del circuito de la figura 9.12 con I_{bias} de $900 \mu A$, D1=1N4148, $R_e=1 \Omega$, D1 y Q1 usando los modelos del 1N4148 y BD135 suministrados por los fabricantes indican el siguiente resultado: I_{CQ1} 19 mA @ 0°C, 15 mA @ 60°C; $V_B=750$ mV @ 0°C, 640 mV @ 60°C. Estas corrientes de reposo son muy adecuadas para combatir la distorsión de cruce.

¹⁴SPICE, *Simulation Program with IC Emphasis*, no es UN programa, sino EL programa de simulación electrónica por excelencia. Una de sus mayores virtudes es la de contar con modelos bastante completos de dispositivos electrónicos básicos como transistores y diodos. Y los defectos son varios: habituales problemas de convergencia, su manejo no trivial, la necesidad de disponer de parámetros adecuados de los dispositivos a simular. Para ciertas aplicaciones insustituible, y para otras, el método más eficiente de perder el tiempo. Fue desarrollado por la Universidad de Berkeley en los años 70 para dar soporte al desarrollo de circuitos integrados. Existen versiones de dominio público para casi todos los sistemas operativos, porque el código es pseudo-abierto.

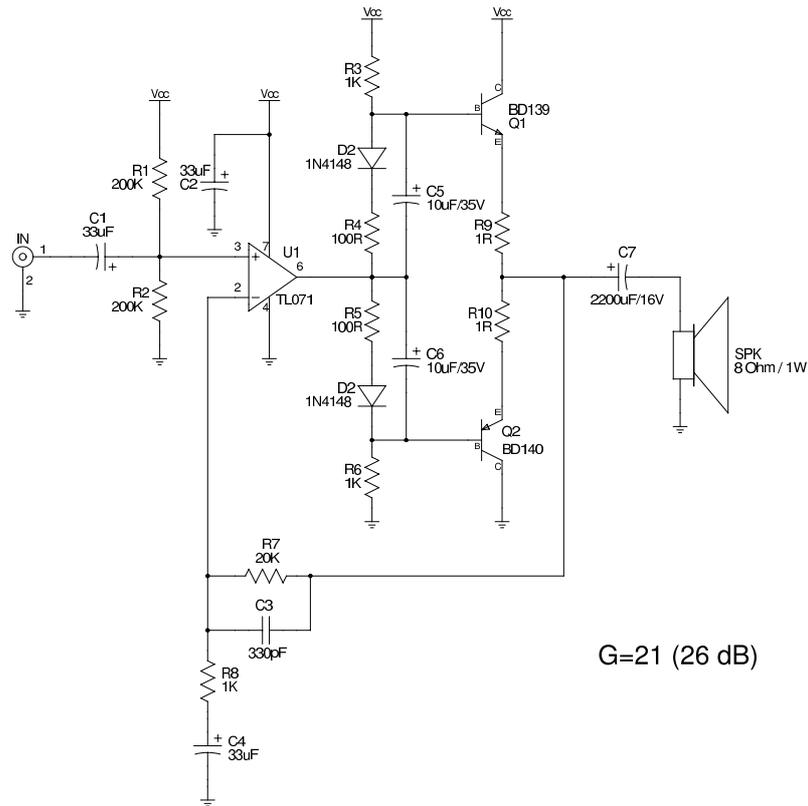


Figura 9.14: Esquema completo de un amplificador en clase AB

9.4.4. Esquema ¿final?

En la figura 9.14 se muestra el esquema final de un amplificador de potencia en clase AB, en el que se resumen los avances que hemos ido haciendo.

Ya hemos visto en los anteriores ejemplos que el lazo de realimentación incluye la etapa de salida, pero no debe sorprendernos porque sabemos que a realimentación hará un buen trabajo de reducción de la distorsión, y más concretamente, de la distorsión de cruce, que aunque mejorada en una etapa de salida de clase AB, sigue estando presente. Y siempre que hay realimentación debemos preguntarnos por la estabilidad. Cómo la etapa de salida funciona cómo un seguidor de emisor, su ganancia es levemente inferior a la unidad, y el ancho de banda muy grande. Esto quiere decir que el polo dominante del amplificador asegura la estabilidad del sistema, o dicho de otro modo: la ganancia en lazo abierto del amplificador operacional y la etapa de salida es muy similar a la del operacional solo.

El amplificador operacional está configurado para una ganancia no inversora de 21 (26 dB). Nada impediría convertir la resistencia R7 en un potenciómetro para controlar la ganancia y por ende, el volumen de salida, pero muchas veces no es necesario¹⁵. Además, hacerlo de este modo impediría obtener ganancia nula, lo que siempre sería deseable.

Las resistencias R1 y R2 polarizan la entrada inversora del amplificador a la mitad de la tensión de alimentación, lo que permite obtener el máximo margen dinámico en la

¹⁵El autor ha usado este amplificador para la salida de audio de un PC. Si el control de volumen se hace desde el ordenador de forma cómoda, no es necesario introducir más elementos de control de ganancia.

salida. El condensador C1 permite que la entrada inversora esté polarizada a $\frac{V_{cc}}{2}$ (y por ende, la salida de la etapa antes del condensador de acoplo C7) pero en alterna, unida a la masa de la señal.

El condensador C3 reduce el ancho de banda del amplificador, dotándole de una respuesta paso bajo¹⁶. La frecuencia de corte es $F_c = \frac{1}{2\pi \cdot R7 \cdot C3}$. Una respuesta extendida mucho más allá de la banda audible no mejora la calidad del sonido y es vía libre para el ruido y la distorsión.

Pueden llamarnos la atención los condensadores C5 y C6. Éstos permiten que las bases de transistores estén virtualmente unidos a la salida del operacional en alterna. Esto evita la caída de tensión en la componente resistiva en el circuito de polarización, mejorando por tanto la linealidad de la etapa de salida.

9.4.5. Prestaciones

Al prototipar el circuito nos llevamos la desagradable sorpresa de que la tensión de salida máxima sin distorsión del circuito es de $1,9 V_p$, lo que suponen 0,2 W de potencia en el altavoz. El amplificador suena alto y claro, pero la autoestima ha quedado por los suelos: ¿quien puede presumir con algo así?. Parece que la única posibilidad es decir que tiene doscientos milvatios, con la esperanza de que alguien escuche doscientos mil vatios. Mientras tanto, seguiremos peleando.

El recorte del margen dinámico se debe a la incapacidad de la etapa de salida de dar la elevada corriente que se requiere. Veamos cual es la situación: los BD139/140 tienen una ganancia en corriente (h_{FE}) de 25 (mínimo). En la figura 9.15 se muestra la distribución de corrientes cuando la salida del operacional está a tensiones cercanas a la alimentación, intentando sacar el máximo nivel de salida. Supongamos que la tensión de salida es de 1V, lo que exige una corriente de colector de 125 mA. La corriente de base será inferior a 5 mA. Esta corriente, sobre la resistencia de polarización de la base de 1 K Ω corresponde a 5 V. La tensión de base no puede subir más¹⁷. Podríamos intentar bajar su valor, pero entonces nos encontraremos con que el amplificador operacional limita su margen dinámico al serle demandado más corriente de salida de la que puede dar.

Hay muchas posibles soluciones la problema, pero necesitamos una solución contundente.

9.5. ¡Mas madera!

9.5.1. Supertransistores

El problema es el de una baja ganancia de corriente de los transistores de salida. Los transistores de potencia, por cómo son construidos para soportar altas corrientes, tienen necesariamente baja ganancia. Si lo que se pretende es aumentar la ganancia en corriente, la solución natural es la de unir dos transistores, de modo que la corriente de colector de uno se aplique a la base del siguiente, lográndose una multiplicación neta de las ganancias de ambos. Podríamos pensar en construir un super-transistor de alta ganancia. Hay varias formas de abordar el problema, y entre ellas las siguientes:

¹⁶Dejamos al lector el ejercicio de sustituir la impedancia equivalente del paralelo de R7 y C3 en las ecuaciones de la ganancia.

¹⁷Que en el prototipo se haya obtenido mayor nivel de salida se debe a que los transistores usados tienen mayor ganancia en corriente del valor mínimo especificado por el fabricante. Un diseño robusto exige trabajar con los parámetros peores y no con los típicos.

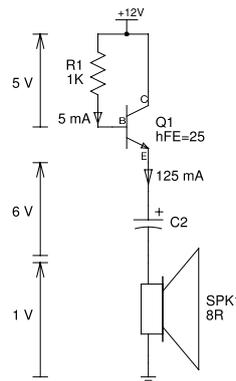


Figura 9.15: Detalle tensiones de pico en el amplificador Clase AB

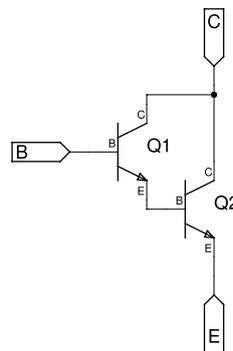


Figura 9.16: Supertransistor darlington NPN

- **Etapa darlington** (figura 9.16). Es una idea muy intuitiva, y en esto reside su mayor virtud. El supertransistor tiene una tensión de base-emisor aproximadamente doble (por lo que perdemos margen dinámico), pero no es este su único inconveniente, sino que este nuevo transistor es muy lento, y en la banda de audio presenta ya problemas de ancho de banda.
- **Transistores complementarios**: si hacemos uso de un transistor PNP y uno NPN, podemos construir un nuevo transistor NPN, mostrado en la figura 9.17. La unión base-emisor del supertransistor es la de Q1. La corriente de colector de Q1 pasa toda por la base de Q2 que la multiplica por su ganancia en corriente. La corriente de emisor del super transistor es la suma de las corrientes de emisor de Q1 y colector de Q2, siendo esta última la dominante.

Algunas características del super-transistor complementario son:

- $V_{BEsuper} = V_{BEQ1}$
- $V_{CEsatSuper} = V_{BEQ2} + V_{CEsatQ1} \sim 0,9 V$
- La ganancia en corriente es aproximadamente igual al producto de las ganancias $h_{FEsuper} \sim h_{FEQ1} \cdot h_{FEQ2}$. Tendrá cierta dependencia con la corriente de colector, porque ninguna de las dos ganancias es demasiado lineal.

Y de nuevo nos encontramos con una cierta deficiencia al trabajar a alta frecuencia: si crece la tensión de base-emisor de Q1, la corriente de colector sube rápidamente. Pero

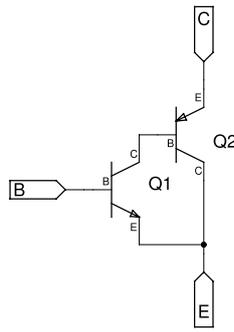


Figura 9.17: Supertransistor complementario NPN

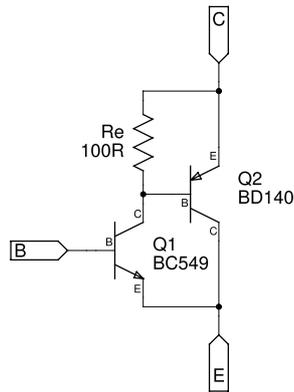


Figura 9.18: Supertransistor complementario NPN mejorado

si la tensión base-emisor de Q1 baja súbitamente, el transistor Q1 se corta, dejando de suministrar corriente a la base de Q2, y la capacidad parásita que hay en la unión base-emisor de Q2 (C_{be} , de unas decenas de pF) mantiene por unos instantes la corriente de colector de Q2.

Para atenuar este problema, se puede añadir una resistencia de bajo valor en paralelo de la unión BE de Q2, que se encargaría de acelerar la descarga del condensador parásito C_{BE} de Q2, tal y cómo se muestra en la figura 9.18.

Esta resistencia añade una novedad en la polarización: para que el super-transistor funcione correctamente, es necesario polarizar la unión BE de Q2, y por tanto una corriente extra de colector de Q1, lo que implica una leve corriente de polarización de la base de Q1, que se suma a la necesaria para la polarización general. Nada dramático, en definitiva.

Ejemplo: Si R_1 es 100Ω , necesitaremos $I_{CQ1} > 6 \text{ mA}$ para polarizar Q2. Si $h_{FE1} > 200$, la corriente de base extra para polarizar Q2 es inferior a $30 \mu\text{A}$.

Una vez que disponemos ya de un supertransistor, vamos a ver cómo incorporarlo a la etapa de salida. Una forma de resolver el problema, una de las *muchas* que hay, se puede ver en la figura 9.19, en la que se muestra una evolución del concepto.

9.5.2. A la conquista del vatio

Con tan poderoso componente parece que está ya logrado el ansiado objetivo de obtener (al menos) una potencia de 1 W sobre una carga de 8Ω . Si repetimos los cálculos en

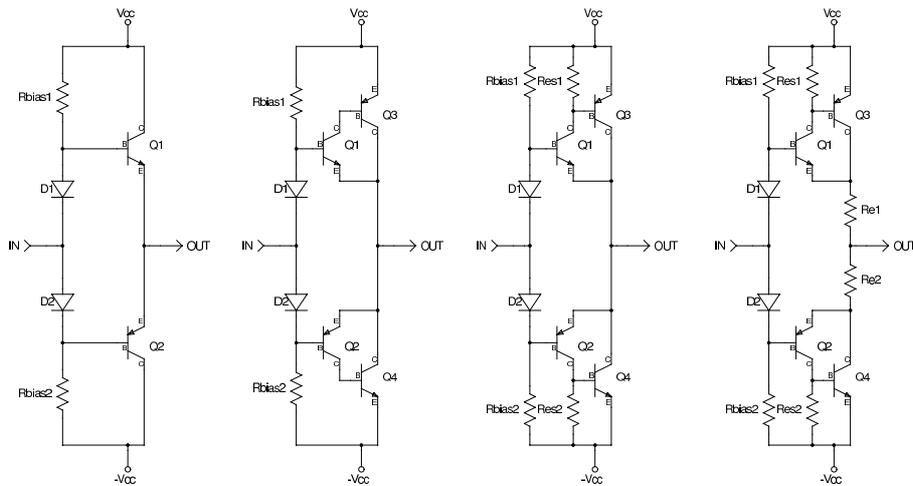


Figura 9.19: Teoría de la evolución

las tensiones de pico, llegamos a la conclusión de que tenemos músculo suficiente para conseguir 4 V de pico en la carga con una alimentación de 12 Voltios, es decir, 1 W. El esquema del amplificador se muestra en la figura 9.20.

Y sin embargo, nos encontramos con que llegamos a este valor por un estrecho margen, cuando los cálculos nos permiten estimar tensiones de salida más altas.

La razón no está en la etapa de salida, sino en el amplificador operacional TL071, que recorta crestas cuando la salida del operacional todavía se encuentra lejos de las alimentaciones. Para lograr potencias más altas será necesario utilizar componentes con mayor margen dinámico de salida. Un ejemplo -entre otros muchos- puede ser el TLE2141, de Texas Instruments. No es fácil de conseguir en las tiendas, pero es posible pedirlo al fabricante a través de su portal internet¹⁸, y en pocos días lo recibiremos por correo urgente en la dirección indicada sin coste alguno. Conviene hacer notar que esta opción no ha sido prototipada por el autor, aunque tiene grandes probabilidades de llegar a buen puerto.

9.5.3. Más potencia

Con el camino recorrido, es fácil intuir lo difícil que es conseguir potencias por encima de 1 W cuando disponemos de una alimentación de 12 Voltios, cómo sucede en equipos alimentados con baterías de plomo, en los coches, por ejemplo, o bajas tensiones en general. Si queremos más potencia podemos:

- Subir la tensión de alimentación
- Usar nuevos circuitos que consigan tensiones de salida iguales a la alimentación (aunque si $V_P=6$ V, $P_{MAXrms}=2,25$ W sobre $8\ \Omega$)
- Bajar la impedancia de los altavoces (se fabrican altavoces de $4\ \Omega$, que permiten duplicar potencias, a costa de duplicar la corriente). Conforme la impedancia del altavoz baja, más efecto tiene la resistencia del cable del altavoz¹⁹.

¹⁸<http://www.ti.com>

¹⁹Para conseguir una menor impedancia, se debe usar cable más grueso -más peso del cono- o menos vueltas de hilo -menos campo magnético-, lo que redundará en peor respuesta en frecuencia y menor sensibilidad, menor nivel de presión acústica para misma potencia eléctrica. También se usa cable de sección cuadrada, que mejora la resistencia a alta frecuencia.

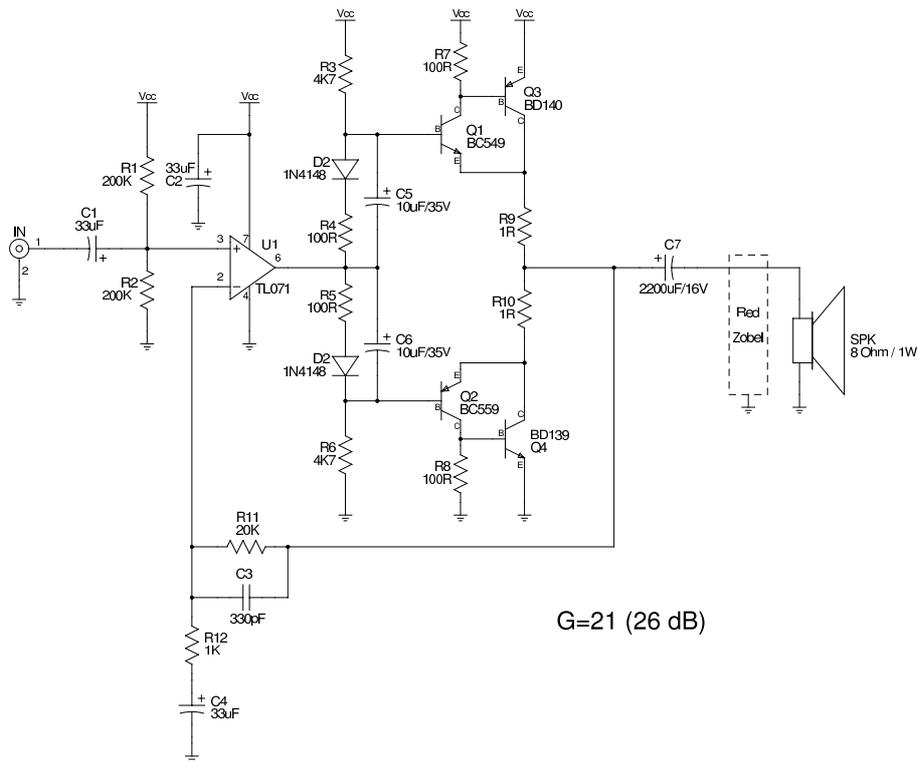


Figura 9.20: Amplificador de 1 W

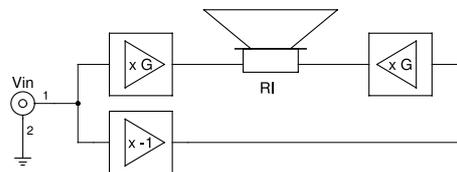


Figura 9.21: Amplificador en puente

- Usar amplificadores en puente.

9.5.4. Amplificadores en puente o cómo lograr que uno más uno sean cuatro

En los circuitos previos, el altavoz tenía conectada a masa uno de sus terminales. En el esquema de la figura 9.21, se conecta el altavoz entre dos amplificadores invertidos. Esto quiere decir que cuando una salida está a A voltios, la otra está a -A Voltios. Esto consigue que la tensión en bornas del altavoz se duplique y por tanto, que la potencia se multiplique por cuatro.

Estamos acostumbrados a pensar en las tensiones cómo variaciones de altura. Veamos la figura 9.22. Cómo las tensiones en bornas del altavoz están invertidas, podríamos pensar que las tensiones de salida evolucionan cómo los extremos de un balancín: cuando una sube la otra baja exactamente la misma distancia. La tensión en los puntos intermedios de los devanados que forman la espira del altavoz (ver figura 9.1) está representada por valores próximos al eje. Justo a la mitad del devanado, la tensión es virtualmente igual a cero: está siempre a masa. Podríamos usar unas tijeras -virtuales

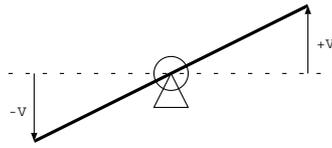


Figura 9.22: Balancín

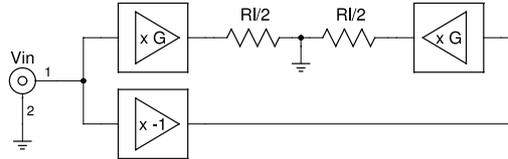


Figura 9.23: Circuito equivalente amplificador en puente

por supuesto-, cortar el hilo y unir estos dos puntos a masa, y eléctricamente todo sería igual. Dicho de otro modo: podríamos concebir la carga igual a dos cargas idénticas en serie, en la que el punto de unión está puesto a masa. Dicho de una nueva manera: un altavoz de 8Ω queda convertido en dos altavoces de 4Ω , cada uno de los cuales está gobernado por uno de los amplificadores, y el punto central conectado a masa. Ver figura 9.23.

La mencionada cuadruplicación de potencia se debe a que:

- Cada amplificador ve una resistencia de carga mitad que antes, por lo que si mantiene una salida con la misma tensión de pico de antes, debe duplicar su salida de corriente.
- Hay dos amplificadores que dan cada uno el doble de potencia de antes.

Y el doble de dos veces es cuatro veces. Por tanto, también la fuente de alimentación debe entregar el cuádruple de la potencia.

Además, cómo valor añadido, se ha eliminado el condensador de acoplo.

Con este esquema, con una alimentación de 12 Voltios, se puede dar un máximo de 9 W sobre 8Ω . Y 9 W es una señora potencia, más aún dentro de un vehículo cerrado.

9.6. La red de Zobel

Cuando terminamos los experimentos y sustituimos la carga de resistencias de 8Ω por un altavoz²⁰, muy probablemente nos llevaremos una sorpresa: el amplificador oscila a alta frecuencia²¹.

El origen de esta oscilación está en la componente inductiva que presenta todo altavoz²². Si el altavoz presentara una componente capacitiva, unida ésta a la resistencia de salida del amplificador, produciría un desfase adicional en la señal realimentada, comprometiendo la estabilidad. Pero una inductancia provoca un adelanto de la fase

²⁰Nadie construye un amplificador de audio para calentar resistencias.

²¹El prototipo construido por el autor del amplificador de la figura 9.20 arrancaba a oscilar a los pocos segundos de conectar la alimentación, oscilación que era detectable solo en el osciloscopio porque tiene lugar a una frecuencia inaudible. Esta oscilación no es una excepción, sino la norma.

²²Un circuito equivalente típico puede ser de 8Ω en serie con $500 \mu\text{H}$.

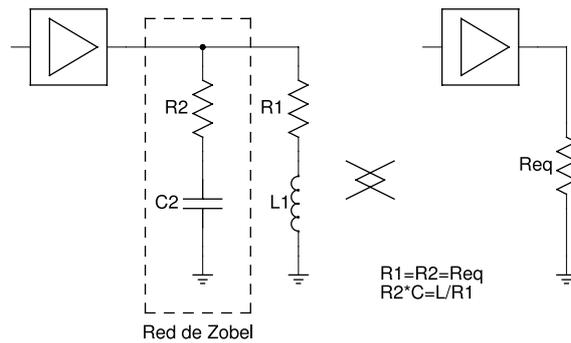


Figura 9.24: Red de Zobel

y en consecuencia, mejora de la estabilidad. La respuesta al problema no es trivial, y queda fuera del alcance de este libro.

Cómo vaticina la Ley de Murphy²³, el amplificador oscila, y si el problema se debe a la componente inductiva de la carga, algo debemos hacer para anular, o al menos atenuar este efecto.

La solución más clásica es la *red de Zobel*. Consiste en un circuito serie RC que se coloca paralelo con la carga (ver figura 9.24). Esta red tiene la propiedad de lograr que la carga parezca puramente resistiva, que es lo que más le gusta a nuestro amplificador.

Aunque en teoría habría una solución óptima para cada altavoz, en la práctica se utiliza invariablemente, una red formada por una resistencia de 10 Ω y un condensador de 100 nF. Son una pareja de valores muy razonables, aunque no permiten una compensación perfecta de la inductancia, valores más altos de la capacidad, además del precio y volumen, elevarían la disipación en R2 a altas frecuencias, con lo que esto supodría de problemas térmicos y de pérdida de eficiencia. Los valores antes mencionados funcionan muy bien en la práctica.

En nuestro amplificador con $V_{out-max} = 4V_p$, la potencia disipada en la resistencia a 20 kHz puede llegar a ser de 20 mW, por lo que puede usarse sin problemas una resistencia de 1/4 de W.

9.7. Poca distorsión ¿cuánta de poca?

La calidad de sonido de nuestro amplificador es muy grande: resulta impresionante cuando se usa con un buen altavoz. En este apartado se indican algunas medidas obtenidas con instrumental que está fuera del alcance de un aficionado. En concreto, han sido realizadas con el medidor de audio TM5006 de Tektronix. Este aparato cuenta con dos módulos: un generador de señal de alta pureza y un medidor de nivel y distorsión. En el apartado 10.3 se indica cómo funciona un aparato así. Por el momento, quedémonos con el hecho de que puede medir la relación entre el nivel de la señal deseada y la presencia de ruido y distorsión (SINAD)²⁴.

Las medidas se hacen alimentando el amplificador de la figura 9.20 a 12 Volt y cargándolo con una resistencia de 8 Ω .

²³Uno de los enunciado de la ley es: "si algo puede fallar, fallará", que en nuestro caso se puede expresar como "si un amplificador puede oscilar, oscilará irremediamente".

²⁴SINAD (*Signal to Noise and Distorsion*), relación de potencias entre la señal deseada y la suma del ruido y la distorsión

Si medimos con un tono de 1 kHz con un nivel de entrada tal que la sinusoide de salida alcanza su nivel máximo, un poco por debajo del punto en el que las crestas de salida empiezan a estar recortadas, obtenemos las siguientes medidas:

Medida	Resultado
Tensión de entrada, V_{in}	105 mV
Tensión de salida, V_{out}	2,34 mV
Distorsión	0,025 %

De las dos primeras medidas se concluye que la ganancia de entrada a salida es de 22^{25} .

Las medidas obtenidas a diferentes frecuencias son:

Frecuencia tono	Distorsión
1 kHz	0,025 %
5 kHz	0,11 %
10 kHz	0,22 %

El aumento de la distorsión con la frecuencia se debe a la disminución de la ganancia en lazo abierto con la frecuencia, lo que redonda en una menor capacidad de la realimentación de combatir la distorsión.

Las medidas obtenidas con diferentes niveles de señal son:

Tensión entrada	Distorsión
105 mVrms	0,02 %
110 mVrms	0,1 %
115 mVrms	0,9 %
120 mVrms	2,3 %
125 mVrms	3,7 %

Cómo puede verse, leves aumentos de la amplitud de la señal de entrada, producen fuertes aumentos de la distorsión. Esto se debe al hecho de que, a partir de 110 mV de entrada, el amplificador empieza a recortar la crestas de salida, lo que es un fenómeno fuertemente no lineal que produce gran distorsión.

Las medidas obtenidas con niveles bajos de señal de entrada son:

Tensión entrada	Distorsión
0,5 mVrms	0,3 %
5 mVrms	0,2 %
12,5 mVrms	0,06 %
25 mVrms	0,03 %

La razón de que la distorsión con señales de muy bajo nivel sea alta se debe a dos factores:

- La distorsión de cruce cobra una importancia comparativamente mayor, conforme el nivel de la señal deseada baja
- El instrumento utilizado mide distorsión *más* ruido. Todo amplificador de este mundo genera, en mayor o menor medida, ruido. Este tiene un nivel constante. Cuanto más bajo es el nivel de señal, menor es la relación de potencias entre la señal y el ruido. Ver apartado 10.3.

²⁵ Algo por encima del valor esperado, pero nada extraño si consideramos que en la realización del prototipo se han usado resistencias del 5%.

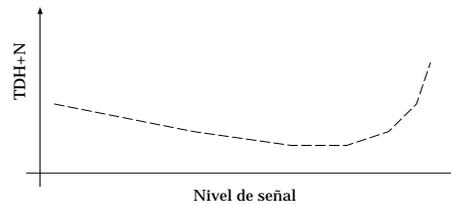


Figura 9.25: Variación típica de la distorsión en un amplificador a transistores

Esto hace que la distorsión varíe con el nivel en forma de 'bañera', cómo se muestra en la figura 9.25 en la que se representa en ordenadas, el nivel de señal de salida, y en abscisas, la distorsión armónica total y el ruido²⁶.

9.8. Notas finales

9.8.1. Componentes para amplificadores de potencia

No es común utilizar amplificadores operacionales en los amplificadores de potencia. Lo más común es usar componentes discretos. Lo hemos hecho por razones didácticas, y el resultado ha sido satisfactorio.

9.8.2. Regulación de la alimentación

Si estamos pensando en construir un amplificador autónomo, una caja que incorpore su propia fuente de alimentación (un amplificador de guitarra, altavoces de un PC, etc) sería razonable incluir en la misma caja una fuente de alimentación dedicada. En tal caso, podríamos usar una fuente simétrica, y eliminar el condensador de salida. Ver figura 9.26. Ya hemos visto que un regulador lineal no es muy eficiente y puede suponer notables pérdidas de potencia. Por ello, cuando se trabaja con potencias altas es muy común no regular la fuente de alimentación, o en todo caso, sólo las etapas previas a la de salida. Sin embargo, para un amplificador de baja potencia como el nuestro, la regulación bien puede merecer la pena pues permite lograr mejoras en ruido y calidad de sonido en bajos.

9.8.3. Desacoplo

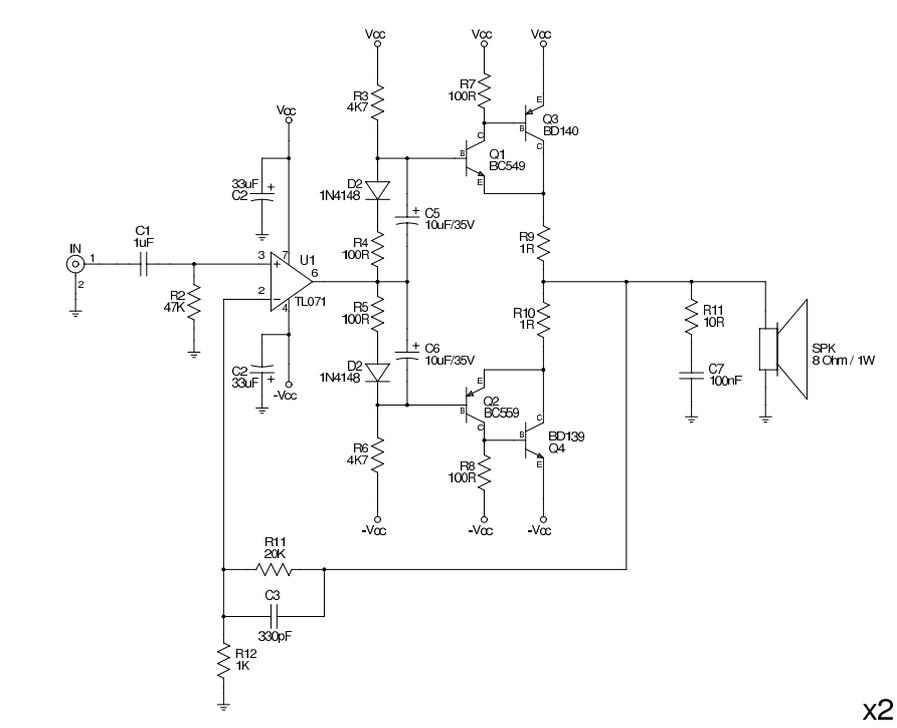
Nunca está de más reiterar la importancia del desacoplo de las alimentaciones. El desacoplo debe ser efectivo a alta y baja frecuencia, por lo que conviene combinar condensadores electrolíticos y cerámicos. Es mucho mejor prevenir que curar y un desacoplo razonable nunca es perjudicial.

9.8.4. Bucles de masa

Aunque estamos acostumbrados a considerar al cobre de los cables o de las pistas del circuito impreso cómo material superconductor, no lo es²⁷, y cuando se ponen en

²⁶THD, *Total Harmonic Distortion*. El ruido se denomina *noise*.

²⁷La resistencia de un conductor de longitud L y sección S se calcula como $R = \rho \frac{L}{S}$. El cobre tiene una resistividad ρ de $1,724 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot cm$. Un cuadrado de circuito impreso (altura típica de 0,036 mm) de cualquier



x2

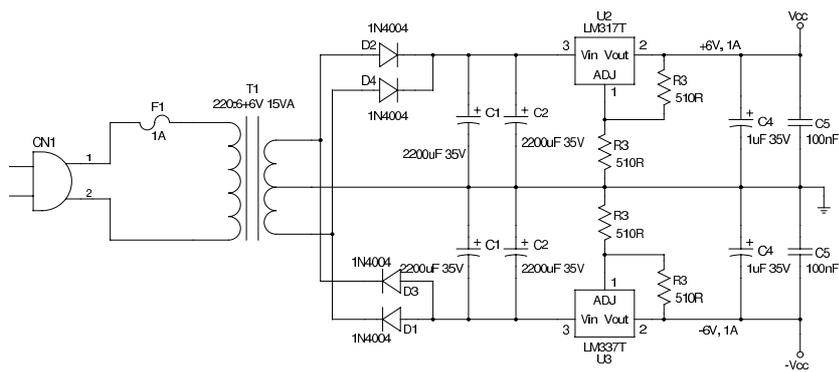


Figura 9.26: Amplificador con alimentación simétrica

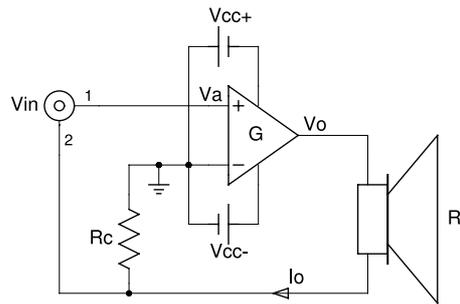


Figura 9.27: Modelo de circuito con bucle de masa

juego corrientes altas, las caídas de tensión en una pista o un cable no demasiado largo pueden no ser despreciables. Un amplificador de potencia es uno de estos sitios en los que las corrientes alcanzan valores significativos.

Veamos el circuito de la figura 9.27. En él se observa un amplificador de ganancia G que mueve un altavoz. En este ejemplo simplificado, la entrada de señal y la masa del altavoz están unidas por un cable de resistencia despreciable, pero el conector que une estos dos puntos con la masa del referencia del amplificador tiene una resistencia R_C no despreciable. La corriente de salida del amplificador (I_o) -que es alta cuando la potencia es alta y la impedancia de carga baja, cómo suele ser habitual- va de la alimentación a la salida del amplificador y atraviesa el altavoz, la resistencia modelada cómo R_C y después a masa, cerrándose el bucle. Esta corriente produce una caída de tensión en la pista o cable usado que se suma a la tensión de entrada, de modo que, a todos los efectos, se suma con la tensión de entrada. Veamos someramente: refiriendo todas las tensiones a masa:

$$V_{in} = V_a - I_o R_C$$

Desarrollando la ecuación llegamos a:

$$\frac{V_o}{V_{in_o}} = G \cdot \frac{1}{1 - G \cdot \frac{R_c}{R_L}} \quad (9.3)$$

Es decir, la relación entre tensiones de entrada (V_{in}) y salida (V_o) ya no es la ganancia del amplificador G , sino que aparece un nuevo factor corrector.

Ejemplo: Si $R_C = 0,08 \Omega$, $R_L = 8 \Omega$ y $G = 100$, el divisor de la ecuación vale cero y el sistema es inestable: oscila. Tenemos un ejemplo de realimentación positiva (ver capítulo 8.10).

La mencionada realimentación puede comprometer, y de hecho compromete, la estabilidad del sistema. La solución al problema es la conexión en estrella (ver figura 9.28): en la medida de lo posible, todos los puntos que van a masa²⁸, pero cómo mínimo aquellos por los que hay fuerte circulación de corriente, se unirán entre sí en un único punto, y esta conexión se hará con cable grueso. Esta técnica es imprescindible para amplificadores de más de una decena de vatios.

tamaño tiene una resistencia de $0,48 \text{ m}\Omega$, de modo que una pista de 1 mm de ancho, tiene una resistividad de $4,8 \text{ m}\Omega/\text{cm}$.

²⁸Alimentaciones, altavoz, red de Zobel, y referencia del circito amplificador.

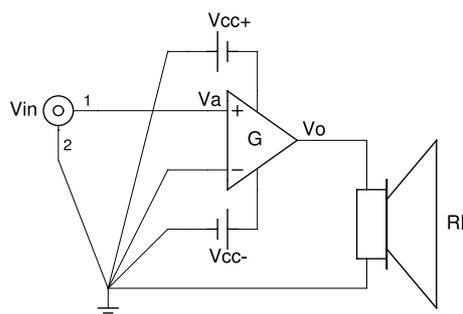


Figura 9.28: Cableado en estrella

9.9. Para aprender más

Algunos consejos para profundizar más en este campo:

- Ver muchos esquemas de amplificadores de potencia en revistas. También en internet hay algunos lugares interesantes, el primero de ellos, con multitud de otros enlaces:
 - <http://links.epanorama.net/links/audiocircuits.html>
 - <http://users.ece.gatech.edu:80/~mleach/lowtim/index.html>
- Un libro interesante es '*Audio Power Amplifier Design Handbook*' de Douglas Self, editorial Newness, ISBN: 0 7506 2788 3. Es un autor que ha publicado otros libros y escribe asiduamente en la revista *Electronics World* artículos de calidad.

9.10. Resumen del capítulo

A continuación se indican algunos de los puntos más importantes aprendidos en el capítulo:

- De toda la cadena de audio, los puntos más sensibles a la distorsión son el amplificador de potencia y el altavoz. Este último es el que más condiciona la calidad de sonido final.
- El altavoz es el elemento más frágil de la cadena de audio.
- La misión de un altavoz es la de convertir una señal eléctrica en ondas de presión acústica.
- La impedancia de un altavoz es típicamente de 8Ω eminentemente resistivos, aunque con una leve componente inductiva.
- El rango audible se extiende de 20 Hz a 15 kHz. La alta fidelidad considera típicamente una banda extendida hasta 20 kHz.
- Con un solo altavoz es difícil cubrir con calidad toda la banda audible.
- Las clases de amplificadores de audio son:
 - Clase A: baja distorsión, alto consumo de potencia

- Clase B: alta distorsión, bajo consumo de potencia
 - Clase A: medio distorsión, medio consumo de potencia, compromiso regulable, bastante óptimo.
-
- La corriente de colector de reposo de una etapa de salida en clase AB tiene una importancia decisiva en la distorsión de la misma.
 - Hay configuraciones de varios transistores que constituyen circuitos mejorados.
 - La simulación de circuitos es una técnica poderosa si se usa con precaución.
 - Una forma de multiplicar por cuatro la potencia disponible en un amplificador es usando un amplificador en puente.
 - La distorsión crece con la frecuencia, y sube fuertemente cuando la salida rebasa el punto en el que las crestas empiezan a recortarse.
 - La red Zobel resuelve los problemas de inestabilidad de los amplificadores de potencia.
 - La resistencia de un conductor o una pista de circuito impreso puede no ser despreciable.
 - Para potencias por encima del vatio, las uniones a masa deben hacerse con cable grueso y a un solo punto.

Capítulo 10

Tópicos del audio

10.1. El ruido

Nos referiremos en este capítulo al ruido eléctrico, y no al ruido acústico. Se denomina ruido a toda perturbación indeseada de la señal de naturaleza aleatoria. Cuando es determinística (es conocida) se denomina interferencia.

Cuando decimos que el ruido es aleatorio, queremos decir que puede modelarse estadísticamente (cómo la probabilidad de que un dado tirado al azar ofrezca un determinado valor) pero no predecirse.

En los sistemas electrónicos existen muchos tipos de ruido: el ruido térmico, el ruido $1/f$, el ruido de cuantificación, etc. El estudio del ruido es un tema harto complejo y no tenemos espacio más que para un rápido análisis.

El ruido $1/f$ tiene lugar en los dispositivos activos, y es dominante a baja frecuencia, siendo habitualmente despreciable por encima de 1 kHz. El ruido de cuantificación es analizado en el apartado 10.4.

10.1.1. El ruido térmico

Lo primero que puede decirse del ruido térmico es que *está siempre presente*. Su existencia impide amplificar una señal de forma indefinida, ya que cualquier proceso de amplificación introduce siempre un 'ruido' añadido que no estaba en la entrada, tanto más cuanto más se amplifique la señal.

La amplitud del ruido térmico puede modelarse cómo un proceso gaussiano de promedio cero. Esto quiere decir que es más probable obtener un ruido añadido de bajo nivel que de alto. Podemos calcular la probabilidad de que el valor instantáneo de ruido sea superior a un determinado valor. Si llamamos V_n al valor eficaz de ruido (el que mediríamos con un polímetro de verdadero valor eficaz), obtenemos la siguiente tabla de probabilidad:

x	$P[x(t)] > x$
$2 \cdot V_n$	32 %
$3 \cdot V_n$	13 %
$4 \cdot V_n$	4,6 %
$5 \cdot V_n$	1,6 %
$6 \cdot V_n$	0,27 %
$7 \cdot V_n$	0,047 %
$8 \cdot V_n$	0,0063 %

Esto quiere decir que la probabilidad de obtener valores instantáneos cada vez más altos disminuye rápidamente al aumentar el umbral.

La luz blanca está compuesta de luz de todos los colores visibles (de todas las frecuencias ópticas visibles). Por analogía se define el *ruido blanco* cómo aquel que tiene componentes espectrales de todas las frecuencias, o dicho de otro modo, en un determinado ancho de banda encontraremos la misma potencia de ruido con independencia de la frecuencia central de la banda. El ruido térmico tiene características de ruido blanco.

El ruido depende de parámetros bien conocidos, por lo que puede minimizarse reduciendo estos:

- **Temperatura:** El ruido térmico se debe al movimiento errático de los electrones a causa de la temperatura. Por tanto, a más temperatura, más ruido térmico. Para mejorar el ruido, podemos enfriar el circuito, cosa que se hace en los receptores de radio de los radiotelescopios, pero en pocos casos más.
- **Ancho de banda:** al tener el ruido termico una distribución uniforme en frecuencia (ruido blanco), cuanto mayor sea el ancho de banda efectivo, mayor potencia de ruido tendremos. El ruido se puede minimizar restringiendo el ancho de banda de las señales.
- **Factor de ruido:** depende de la calidad de los componentes utilizados, expresado a través de un parámetro que se denomina *Factor¹ de Ruido** (F). El cómo reducir el factor de ruido de un circuito no es una cuestión trivial. Una regla general es que corrientes excesivas o demasiado débiles tienden a empeorarlo. Existen amplificadores operacionales diseñados para obtener mínimo ruido en la banda de audio, cómo por ejemplo, el NE5534.
- **Resistencia:** La tensión de ruido en bornas de una resistencia es directamente proporcional a su valor ohmico. Esta es la razón por la que deben evitarse valores demasiado altos de resistencia en circuitos sensibles al ruido. En los circuitos de audio de bajo nivel, es habitual trabajar con impedancias de 600 Ohm en las entradas de señal.
- **Constante de Boltzmann:** El ruido también depende de la constante de Boltzmann, pero cómo este señor murió en 1906, ha quedado fijada para siempre y es imposible conseguir mejoras en este parámetro.

10.1.2. La relación señal a ruido

Se denomina *relación señal a ruido* (SNR, *Signal to Noise Ratio*) a la relación entre la potencia de señal deseada y la potencia de ruido que existe en un determinado punto. Se mide en decibelios.

¹Noise Figure, habitualmente mal traducido como Figura de Ruido.

La relación señal a ruido puede medirse o calcularse. Una forma sencilla de medida (no siempre posible) es medir el nivel de señal a la salida de un circuito en presencia de señal y en ausencia de la misma. La relación entre ambas es la relación señal a ruido. Este método de medida es posible porque el ruido térmico es aditivo. Otras fuentes de ruido son multiplicativas (cómo el *ruido shott* de los amplificadores ópticos) y este método no puede emplearse.

La Relación Señal a Ruido es uno de los parámetros de medida de calidad de amplificadores y sistemas de procesado de señal en general.

10.2. Medidas con señales sinusoidales

10.2.1. Descomposición en series de sinusoides

A lo largo del libro se ha mencionado el uso de señales sinusoidales para analizar el comportamiento de un circuito. Podría parecer una decisión arbitraria, pues un circuito destinado al procesado -amplificación o filtrado- de señales de audio debe vérselas con señales de naturaleza muy distinta.

Sin embargo, las señales sinusoidales tienen una curiosa propiedad: toda señal periódica puede generarse cómo suma de señales sinusoidales de frecuencia múltiplo de la señal de origen².

Expresado en forma matemática, la señal $x(t)$ de periodo T puede descomponerse cómo:

$$x(t) = A_0 + A_1 \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T}t + \varphi_1\right) + A_2 \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{T}t + \varphi_2\right) + \dots \quad (10.1)$$

O si se prefiere expresar en función de la frecuencia de la señal ($F_s = \frac{1}{T}$):

$$x(t) = A_0 + A_1 \cdot \cos(F_s \cdot t + \varphi_1) + A_2 \cdot \cos(2 \cdot F_s \cdot t + \varphi_2) + \dots \quad (10.2)$$

En estas formulas, los coeficientes A_x y φ_x , amplitud y fase de las componentes sinusoidales, dependen de la señal $x(t)$.

El corolario de este artificio matemático es muy importante. Dado que cualquier señal puede descomponerse cómo suma de sinusoides, un sistema lineal queda perfectamente caracterizado si conocemos su función de transferencia para señales sinusoidales de diferentes frecuencias. Para conocer la respuesta a una determinada señal, bastaría hacer la descomposición de la señal, ver la respuesta del sistema para cada una de las sinusoides y volver a sumar estas respuestas individuales.

Por si fuera poco, el asunto de la periodicidad de las señales no es una restricción, ya que el principio enumerado puede aplicarse a una descomposición en series de Fourier cambiante en el tiempo.

Otro importante corolario es que todo sistema lineal puede analizarse en el *dominio del tiempo* o de la *frecuencia*. Esto quiere decir que podemos trabajar indistintamente con los valores instantáneos de una señal (dominio del tiempo) o con los vectores de amplitud y fase de la descomposición en serie de Fourier (dominio de la frecuencia). Unas veces uno resultará más adecuado que el otro.

²El proceso matemático que permite calcular este desarrollo se denomina *Descomposición en Series de Fourier*

10.2.2. Frecuencia fundamental y armónicos

Denominaremos:

- **Frecuencia fundamental** a la primera componente de la serie, que tiene una frecuencia igual a la de la señal a descomponer.
- **Armónicos**, al resto de componentes, comunmente de amplitudes más pequeñas que la fundamental.

Por ejemplo, la nota musical LA tiene una frecuencia (fundamental) de 440 Hz. Todas las notas LA del mundo tienen esta frecuencia. Se distingue una LA de una flauta, de un violín o de un cantor por la presencia de diferentes relaciones de armónicos. Así pues, una flauta genera sinusoides casi puras, libres de armónicos. Los instrumentos de cuerda son muy ricos en armónicos.

10.3. La distorsión

10.3.1. Distorsión armónica

La no linealidad de un sistema produce lo que se denomina *distorsión armónica*. Recordamos que llamamos *sistema lineal* a aquel que ofrece una salida doble para una entrada doble, mitad para entrada mitad... Ningún sistema del mundo es lineal, aunque todo sistema puede modelarse cómo tal en un determinado margen dinámico. Fuera de este, exhibirá un comportamiento cada vez menos lineal. Ya vimos en el capítulo de los amplificadores que las sinusoides de salida ven recortadas sus crestas a una determinada amplitud.

Un sistema lineal responde a una estimulación con una senoide, con otra de la misma frecuencia, acaso desfasada, y de amplitud diferente. Reparemos en que una senoide no tiene armónicos. Por contra, un sistema no-lineal deformará la senoide de modo que la señal resultante puede descomponerse en series de Fourier, con cierta presencia de armónicos.

Pues bien, se denomina *distorsión armónica* a la relación de amplitudes que hay entre la señal de frecuencia fundamental y sus armónicos, considerados cómo un todo.

Es muy común medir la distorsión armónica en porcentaje, aunque es más adecuado hacerlo en decibelios.

Ejemplo: si medimos a la salida de un sistema atacado por una senoide de 1 kHz un tono de 1 kHz de 1 V_{rms} y un tono de 3 kHz de 10 mV_{rms}, decimos que su distorsión es del 1%.

La distorsión se puede medir con filtros de rechazo de banda muy abruptos que atenúan fuertemente la señal de frecuencia fundamental. Si se compara el valor eficaz de la tensión de salida (dominada por la señal fundamental) con esta misma señal a la que se le ha eliminado la fundamental, podemos obtener la medida de la distorsión armónica. Si además de distorsión, la señal contiene ruido, la medida no es capaz de distinguir uno de otro, y se denomina SINAD (*Signal to Noise and Distortion*, Señal a ruido más distorsión).

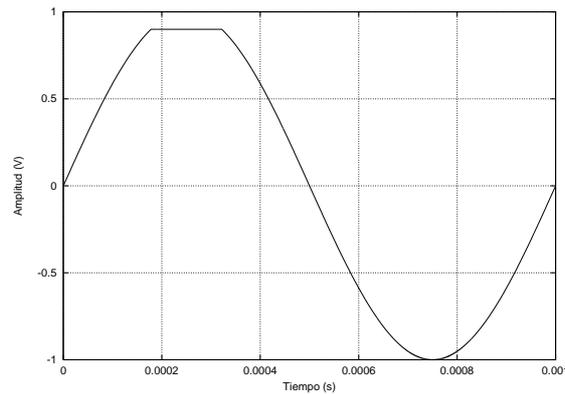


Figura 10.1: Forma de onda de un periodo señal distorsionada

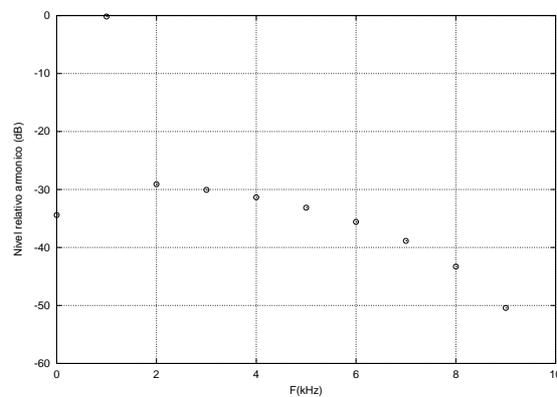


Figura 10.2: Niveles fundamental y armónicos

10.3.2. Un ejemplo

Veamos un ejemplo que considera tanto el aspecto de la descomposición en series de Fourier cómo el de la distorsión.

Consideremos la señal de la figura 10.1, que es una senoide de 1 kHz, 1 Vp, levemente recortada en las crestas positivas. Niveles aparte, se trata de la salida típica de un amplificador en saturación.

Si hacemos una descomposición en series de Fourier, y representamos las amplitudes de los elementos del sumatorio en una escala logarítmica, sobre un eje horizontal de frecuencia, obtenemos la figura 10.2. Esta gráfica tiene un significado muy físico. Indica la distribución de energía en determinadas bandas, múltiplos de la fundamental. La escala se ha representado tomando cómo referencia una senoide de 1 Vp. Cómo podemos comprobar, la frecuencia fundamental tiene una energía igual a la de la senoide sin tullir. Los armónicos contienen de forma progresiva menos y menos energía (aunque no siempre es así).

Si queremos calcular³ la distorsión armónica de esta señal, no tenemos más que aplicar la fórmula:

³No olvidemos que este se trata de un ejemplo teórico, en el que podemos contar con una señal expresada analíticamente. En la práctica, la medida de la distorsión se hace por métodos diferentes. Sin embargo, si contáramos con un conversor de analógico a digital de una calidad mucho mayor que la de la señal a medir, podríamos hacer uso de la misma técnica aquí empleada.

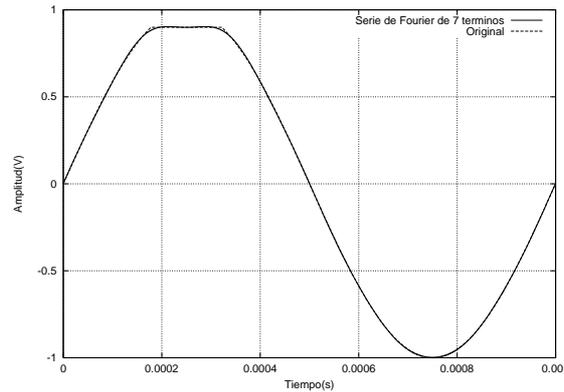


Figura 10.3: Descomposición en series de Fourier

$$D = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \dots}}{A_1} \quad (10.3)$$

donde A_x es el coeficiente de amplitud de la Serie de Fourier para la frecuencia $x \cdot F_s$.

Puede entrarnos la duda de cuantos términos incluir en el sumatorio. Todo dependerá de la precisión que queramos obtener en la medida. Pero no sólo esto, sino también el ancho de banda del propio amplificador: si este atenúa los armónicos, de alguna forma 'reconstruye' la señal. Si calculamos el sumatorio con X términos, el resultado es:

$$D = 6\% \quad (-24 \text{ dB})$$

Podemos hacer un último experimento: vamos a representar gráficamente la suma de los 7 primeros términos de la serie de Fourier, para ver cuánto se parece esta suma a la señal original. El resultado puede verse en la figura 10.3. Conforme el número de terminos incluidos crece, la semejanza de las señales es cada vez mayor.

Para terminar, un dato curioso: si la señal es simétrica, no tiene armónicos pares (a frecuencia $2 \cdot n \cdot F_s$). ¿Porqué?

10.4. Analógico y digital

Imaginemos una situación en la que tenemos que medir una temperatura. Disponemos de un termómetro de mercurio. Un termómetro de este tipo funciona en base a la dilatación de un líquido por efecto de la temperatura. Si el líquido se expande a través de un tubo muy fino, es posible obtener variaciones apreciables del volumen ocupado en función de la temperatura.

El termómetro tiene en sí mismo una *resolución*⁴ enorme. Si miráramos con un microscopio la variación de la columna de mercurio, podríamos medir con toda facilidad milésimas de grado. La *precisión* de la medida dependería de lo uniforme que sea la cavidad por la que se expande el mercurio.

Cuando queremos hacer una medida de temperatura, nos acercamos al termómetro, lo miramos y registramos el valor leído en ese instante.

Pues bien, el termómetro es un instrumento de medida *analógico* y el proceso de medida es una *conversión de analógico a digital*.

⁴Capacidad de distinguir valores de temperatura próximos

- Una señal analógica es aquella que es continua tanto en su magnitud, como a lo largo del tiempo. Es el caso de la medida de la temperatura que realiza el termómetro.
- Una señal digital tiene valores discretos (por ejemplo intervalos de una décima de grado en un termómetro clínico) en tiempos discretos. Esto quiere decir que sólo es posible obtener cierto número de resultados (a intervalos de una décima de grado) en cierto instantes (cuando se lee)

Imaginemos que tenemos que hacer un registro de la temperatura de una habitación. Podríamos optar por dos soluciones:

- Usar un artefacto que mediante un sistema de luz y espejos hiciera un registro sobre papel continuo que se desplaza a velocidad constante mediante un mecanismo de relojería.
- Pedir a una persona que cada un cierto intervalo de tiempo (un cuarto de hora, por ejemplo) mida la temperatura en un termómetro (calibrado en grados, por ejemplo) y la anote en un papel, junto con la hora de medida.

El primero de los métodos es un registro analógico, pues es continuo en la magnitud y el tiempo. El segundo es digital, pues ha sido cuantificado tanto en la amplitud (con una resolución de un grado) como en el tiempo (a intervalos de un cuarto de hora).

Conviene hacer un elenco de características de uno y otro:

- Los métodos analógicos suelen ser más sencillos de implantar que los digitales
- La copia de los registros digitales está menos sujeta a degradación que la analógica, siendo posible realizar copias idénticas de un registro digital, cosa imposible en uno analógico, en el que siempre se produce un incremento del ruido y la distorsión (ver capítulos 10.1 y 10.3).
- En un sistema digital, si queremos tener resultados adecuados debemos poner bien cuidado en que, tanto la resolución de la medida como el intervalo de la misma, sean suficientes. De otro modo, la información registrada puede quedar muy mermada o ser inservible. Para el control de un horno industrial puede ser suficiente una resolución de diez grados, pero para la medida de la temperatura corporal se necesita una décima. En el primer caso puede bastar una medida de la temperatura cada minuto, pero si queremos estabilizar de forma muy precisa un pequeño refrigerador para conservar medicamentos, necesitaremos muchas medidas de temperatura por segundo. Volveremos sobre este punto.
- Las medidas realizadas con un sistema digital son susceptibles de ser tratadas matemáticamente, de modo que podríamos (por ejemplo) estimar comportamientos futuros.

Concluimos en que ninguno de los métodos es intrínsecamente mejor que el otro, y cual es mejor dependerá de las aplicaciones.

El ejemplo anterior podría haberse realizado hace más de 100 años, mucho antes de la revolución electrónica. Y sin embargo, es en tiempo reciente cuando ha cobrado máxima utilidad. Ha sido el resultado de la confluencia de la capacidad de procesar electrónicamente señales analógicas, convertirlas a digital mediante dispositivos de calidad y bajo coste, y tratarlas digitalmente con una potencia de cálculo inusitada.

Conviene detenernos un poco más despacio en los requisitos necesarios para que la conversión de digital a analógico contenga errores aceptables.

10.4.1. Muestreo a suficiente velocidad

El llamado *criterio de Nyquist* establece el requisito de la frecuencia de muestreo mínima para que no se produzca error en el proceso de muestreo temporal. Dice “*la frecuencia de muestreo mínima es de dos veces el ancho de banda de la señal*”. Por ejemplo, para los circuitos de telefonía se establece una banda de 400 a 4000 Hz, con lo que el ancho de banda es de 3600 Hz. La frecuencia de muestreo mínima es de 7200 Hz. Sin embargo, en este caso, existen razones prácticas por las que es conveniente elevar este límite al doble de la frecuencia máxima, resultando una frecuencia de muestreo mínima de 8 kHz, y esta es la frecuencia de muestreo que se usa en los circuitos telefónicos digitales.

Si muestreamos un sistema de ancho de banda limitado de manera compatible con el criterio de Nyquist, es posible recuperar toda la información presente en la señal analógica. Toda, sin consideraciones adicionales.

El problema es que ningún sistema está completamente limitado en banda. Esto tiene dos implicaciones:

- Será necesario filtrar la señal antes del muestreo para atenuar lo más posible las componentes de señal fuera de la banda deseada.
- Los inevitables resuidos de fuera de banda sufrirán una traslación de frecuencia (*aliasing*, en inglés).

El trabajo del diseñador es el de lograr que estas inevitables imperfecciones tengan un efecto suficientemente bajo, todo ello a mínima complejidad y coste.

10.4.2. Muestreo con suficiente resolución

Dependiendo de la aplicación, necesitaremos mayor o menor resolución en las medidas. Por ejemplo, los CD almacenan música cuantificada con 16 bits por cada canal (estéreo). Esto quiere decir que existen $2^{16} = 65536$ niveles de cuantificación de la señal eléctrica. Es posible modelar la cuantificación como un ruido que se añade a la señal, de modo que la señal real es igual a la cuantificada, más un pequeño residuo. Este pequeño ruido (llamado *ruido de cuantificación*) es tanto más pequeño cuantos más niveles de cuantificación se usan. Los mencionados 16 bits permiten obtener relaciones señal a ruido de cuantificación (SNR) de algo más de 100 dB, lo que es más que suficiente para el oído humano, incluso cuando se cuentan con las mejores condiciones acústicas⁵. En estudios de grabación se usan 20 ó 24 bits.

En resumen, el ruido de cuantificación puede llegar a ser tan pequeño como queramos y es tarea del diseñador el encontrar un equilibrio entre las prestaciones necesarias, la complejidad y el coste involucrado.

⁵No olvidemos que cuando escuchamos música también nos llegan los ruidos del ambiente que nos rodea, que degradan la relación señal a ruido final. Especialmente cuando el entorno es un coche

Índice alfabético

- AC, 97
- Acoplo, 48
- Activos, Componentes, 33
- Aliasing, 216
- Altavoz, 182
- Alterna, señal, 18
- Aluminio, Condensador de, 52
- Amperímetro, 82, 92
- Amperio, 16
- Amplificador de Potencia, 182
- Amplitud de pico, 18
- Analógico, 214
- Ancho de Banda, 161
- Araña, Montaje en, 120
- Armónico, 212
- Aspecto, Relación de, 122
- Audio, 11
- Avalancha, 44, 67

- Baja Señal, Modelo de, 139
- Barrido, 99
- Base, 125
- Beer Test, 90
- Beta, 125
- Bobina, 22

- Capacidad, 23
- Cerámicos, Condesadores, 53
- Chip, 120
- Cinco Segundos, Prueba de los, 79, 90, 112
- Cinta Desoldadora, 107
- Circuito Impreso, 101
- Circuito Impreso, Fabricación, 102
- Circuito Impreso, Montaje, 104
- Circuito Integrado, 120
- Clase-A, 189
- Clase-AB, 191
- Clase-B, 189
- Colector, 125
- Colores, Código, 34
- Comparador, 171
- Complejos, Números, 22
- Condensador, 22, 48
- Condensador Cerámico, 53
- Condensador de Aluminio, 52
- Condensador de Plástico, 53
- Condensador de Tántalo, 53
- Condensador no polarizado, 53
- Condensador Polarizado, 52
- Condensador, Micrófono de, 148
- Continua, señal, 18
- Convección, 59
- Conversión AD, 214
- Corriente eléctrica, 16
- Corriente, Divisor de, 82
- Corriente, Fuente de, 136
- Corte, Frecuencia de, 28, 162
- Corte, Transistor en, 137
- Corte, transistor en, 131
- Cortocircuito, Corriente de, 50
- Cuantificación, Ruido de, 216

- Década, 29
- Darlinton, transistor, 196
- Data Sheet, 36
- dB, 21
- dBm, 21
- DC, 97
- Decibelios, 20
- Desacoplo, 48, 56, 68
- Dieléctrico, 51
- Diferencia de potencial, 16
- Diferencial, Entrada, 159
- Diferencial, Ganancia, 159
- Dinámico, Micrófono, 148
- Diodo, 42
- Diodo de Señal, 44
- Diodo LED, 25, 45
- Diodo Rectificador, 44
- Diodo Zener, 44
- Dipolar, Transistor, 125
- Disipador, 78
- Disparo, Circuito de, 99
- Distorsión, 181, 201, 212
- Distorsión Armónica, 212
- Distorsión de Cruce, 189
- Divisor Resistivo, 27
- Dominante, Polo, 169

- Dominio de la Frecuencia, 188, 211
 Dominio del Tiempo, 188, 211
 Dropout, Tensión de, 75

 Electret, 148
 Electrodinámico, 183
 Emisor, 125
 Errores de medida, 84
 ESR, 54, 188
 Estabilidad, 166

 Factor de Regulación, 41
 Factor de Ruido, 210
 Factor Dieléctrico, 52
 Faraday, Ley de, 148
 Fase, 18, 23
 FET, 125
 Fourier, descomposición, 211
 Frecuencia, 17
 Frecuencia de Corte, 161, 167
 Frecuencia Fundamental, 212
 Fuente de Alimentación, 39
 Fuente de Corriente, 186
 Función de Transferencia, 42
 Fusible, 59

 Galvanómetro, 81
 Ganancia Diferencial, 159
 Ganancia, de un transistor, 125
 Gaussiano, Proceso, 209
 GBP, 161
 Generador de Funciones, 171

 hfe, 125
 Histéresis, 172
 Hoja de Características, 36

 Impedancia, 17
 Inductancia, 23
 Integrador, 173

 JFET, 125

 Kilo, 17
 Kirchoff, Ley de, 20

 Larsen, Efecto, 166
 Lazo Abierto, Ganancia, 157
 Lazo Cerrado, Ganancia, 157
 LED, 25, 45
 Lineal, 128
 Lineal, Respuesta, 42, 181
 Linealidad, 181
 LM317, 70
 Módulo, 23

 Margen Dinámico, 143, 182
 Masa, 16
 Masa Virtual, Principio de, 158
 Mega, 17
 Micrófono, 147
 Micro, 17
 Mili, 17
 Modelo, 42, 43
 Montaje Superficial, 33
 MOSFET, 125
 Murphy, Ley de, 59, 78, 201

 Nano, 17
 Negativa, Realimentación, 155
 Nivel de Presión Sonora, 184
 No-lineal, Respuesta, 42
 Normalizado, 24
 Nyquist, Criterio, 216

 Octava, 29
 Ohm, Ley de, 19
 Ohmetro, 92
 Ohmio, 17
 Ondas de Presión, 182
 Oscilador, 115
 Osciloscopio, 96

 Pasiva, Regulación, 65
 Pasivos, componentes, 33
 Paso Alto, Filtro, 31, 162
 Paso bajo, Filtro, 28
 PCB, 101
 Pequeña Señal, 127
 Periodo, 18
 Pico, 17
 Plástico, Condensadores de, 53
 Plano de Masa, 121
 Polímetro, 36, 85, 91
 Polarización, 126, 127
 Polo Dominante, 169
 Potenciómetro, 28
 Potencia, 20, 78
 Precisión, 214
 Primario, 40
 Producto Ganancia por Ancho de Banda, 161
 Puente de Diodos, 57
 Puente, Amplificador en, 199

 Radiador, 78
 Rail to rail, 171
 Realimentación, 155
 Rectificador, Diodo, 44
 Red Distribución Eléctrica, 40

- Regulación de Carga, 83
- Regulación de Línea, 112
- Regulador Lineal, 65, 131
- Relación de Transformación, 41
- Relación Señal a Ruido, 210
- Resistencia, 16, 58
- Resistencia de Carga, 51
- Resistencia Equivalente, 25
- Resistencia Serie Efectiva, 54, 188
- Resistencia Térmica, 59, 78
- Resolución, 214
- Respuesta en Frecuencia, 159
- Rizado, 51, 54
- rms, 184
- Ruido, 202, 209
- Ruido 1/f, 209
- Ruido Blanco, 210
- Ruido de Cuantificación, 209, 216
- Ruido Térmico, 209

- Saturación, 129, 137
- Saturación, tensión CE de, 129
- Saturación, Transistor en, 131
- Schmitt, Trigger de, 116
- Schottky, Diodo, 177
- Secundario, 40
- Serie, Regulador, 66
- Shunt, regulador, 65
- SINAD, 201, 212
- Sinusoidales, señales, 18
- Sistema Lineal, 212
- SMD, 33
- SNR, 210
- Soldadura, 105
- Sondas de osciloscopio, 98
- SPICE, 193
- SPL, 184

- Tántalo, Condensador de, 53
- Térmica, Resistencia, 78
- Tensión, 16
- Tensión de Ruptura, 51
- Tensión, Medidor de, 83
- Termorretractil, 109
- THD, 203
- Tiempo, 17
- Tierra Virtual, Principio de, 158
- Tolerancia, 35, 56
- Transconductancia, 139
- Transformador, 39
- Transistor, 125
- Trigger, 99, 116
- Tutorial, 96
- Tweeter, 183

- Ventilación Forzada, 59
- Voltímetro, 83, 91
- Voltímetro Digital, 85
- Voltímetro, Verdadero Valor Eficaz, 92
- Voltaje, 16
- Voltio, 16

- Woofers, 183

- Zócalo, 120
- Zener, Diodo, 44, 66, 177, 193
- Zobel, Red de, 200