

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.

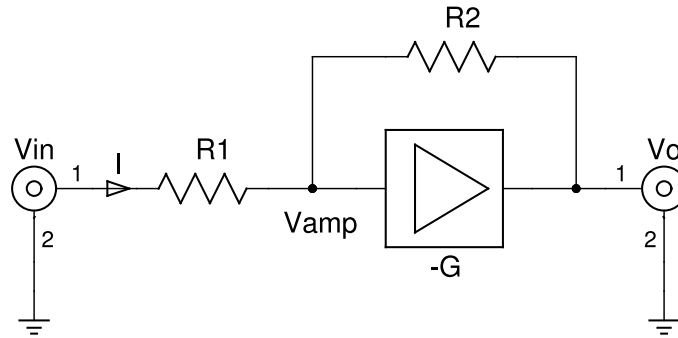


Figura 8.1: Amplificador realimentado

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 la 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 asimismo 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 . Como 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.

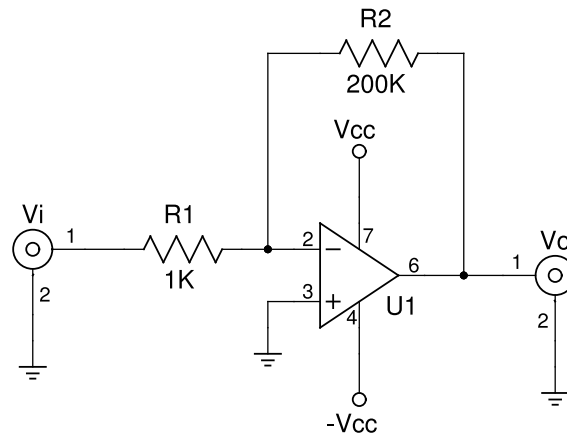


Figura 8.2: Amplificador realimentado

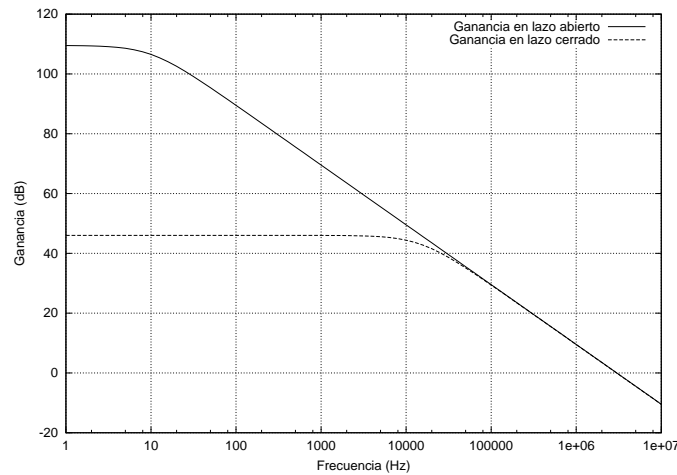


Figura 8.3: Ganancias en lazo abierto y cerrado del amplificador de la figura 8.2

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 (100×2)

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 -6B/octava o lo que es lo mismo, -20 dB/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* (GBP⁹) 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.

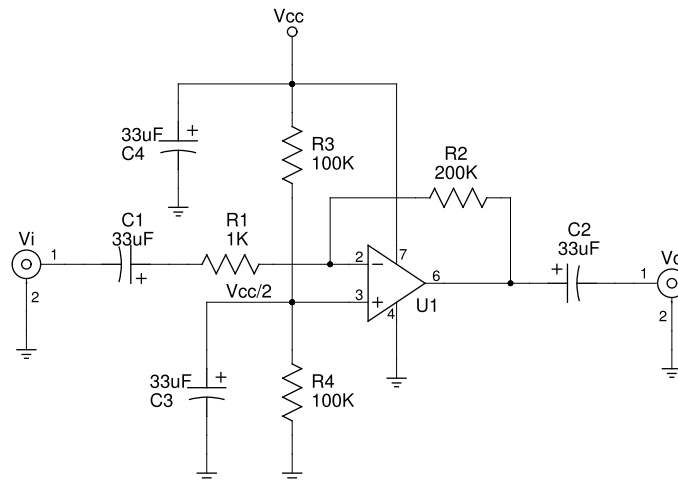


Figura 8.4: Amplificador para alimentación simple

'+') 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.

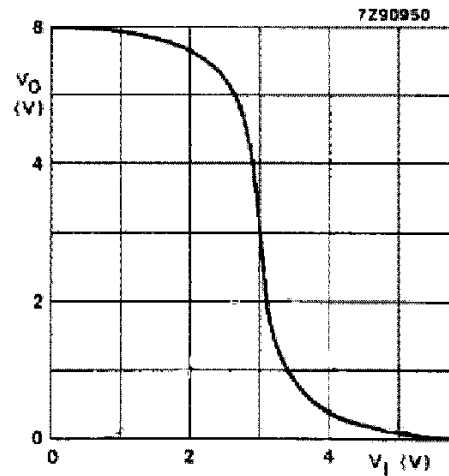


Figura 8.5: 74HCU04: Función de transferencia entrada a salida

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.

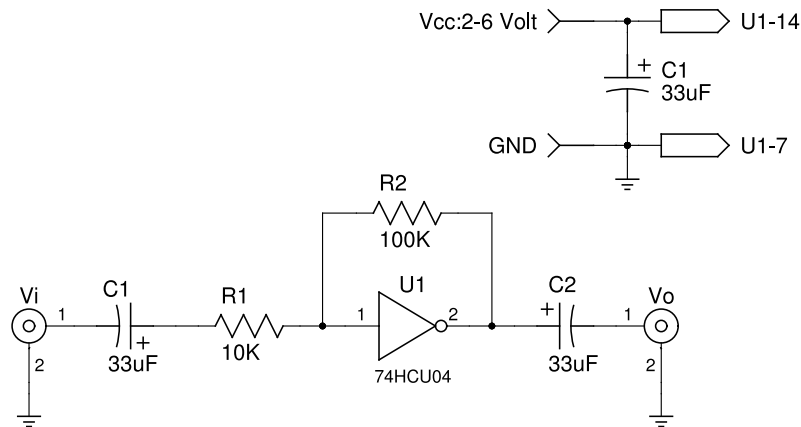


Figura 8.6: Amplificador con el 74HCU04, ganancia 20 dB

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.

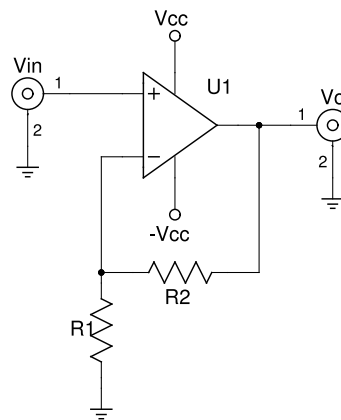


Figura 8.7: Amplificador no inversor

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:

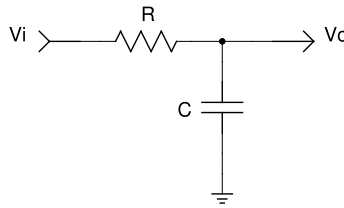


Figura 8.8: Filtro paso bajo RC

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

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

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.

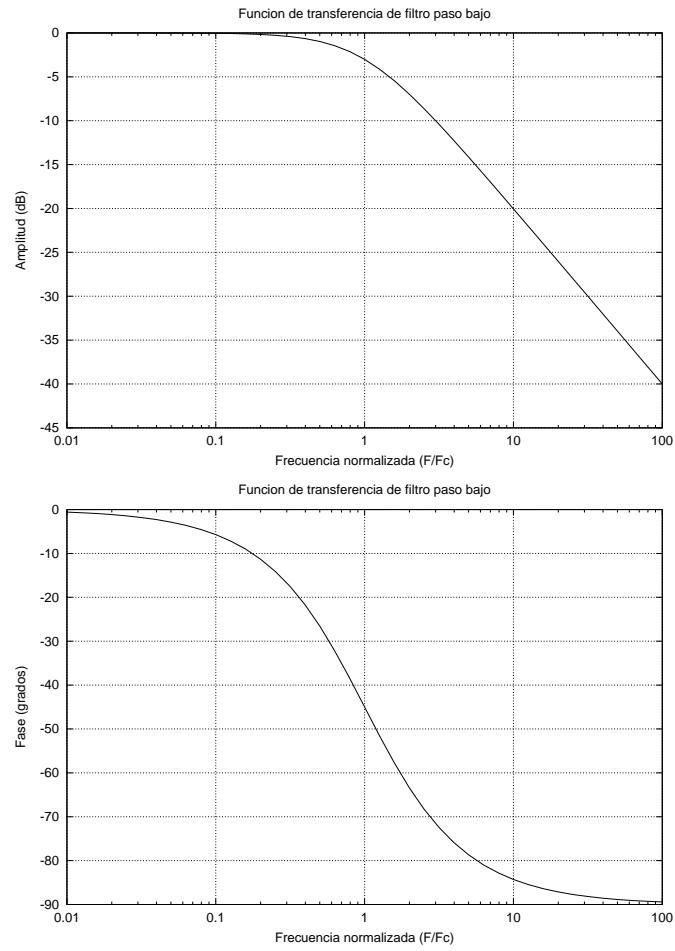


Figura 8.9: Función de transferencia de un filtro paso bajo

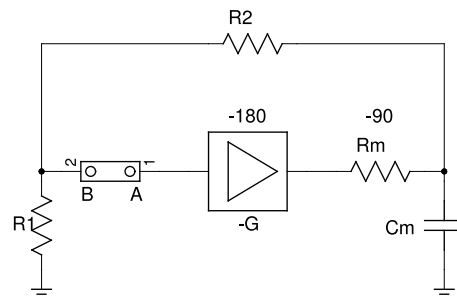


Figura 8.10: Modelado lazo de realimentación

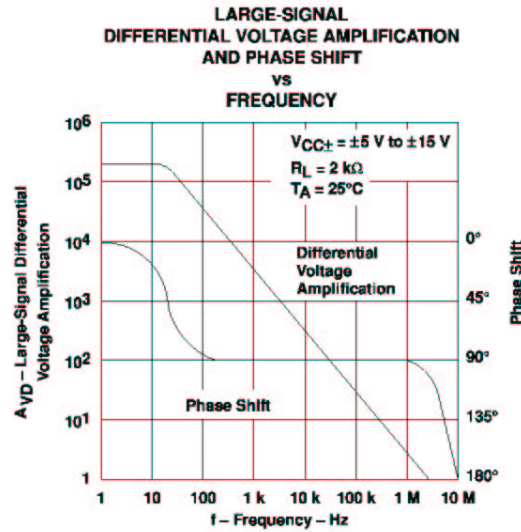


Figura 8.11: Función de transferencia del TL071

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.

Bastan 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.

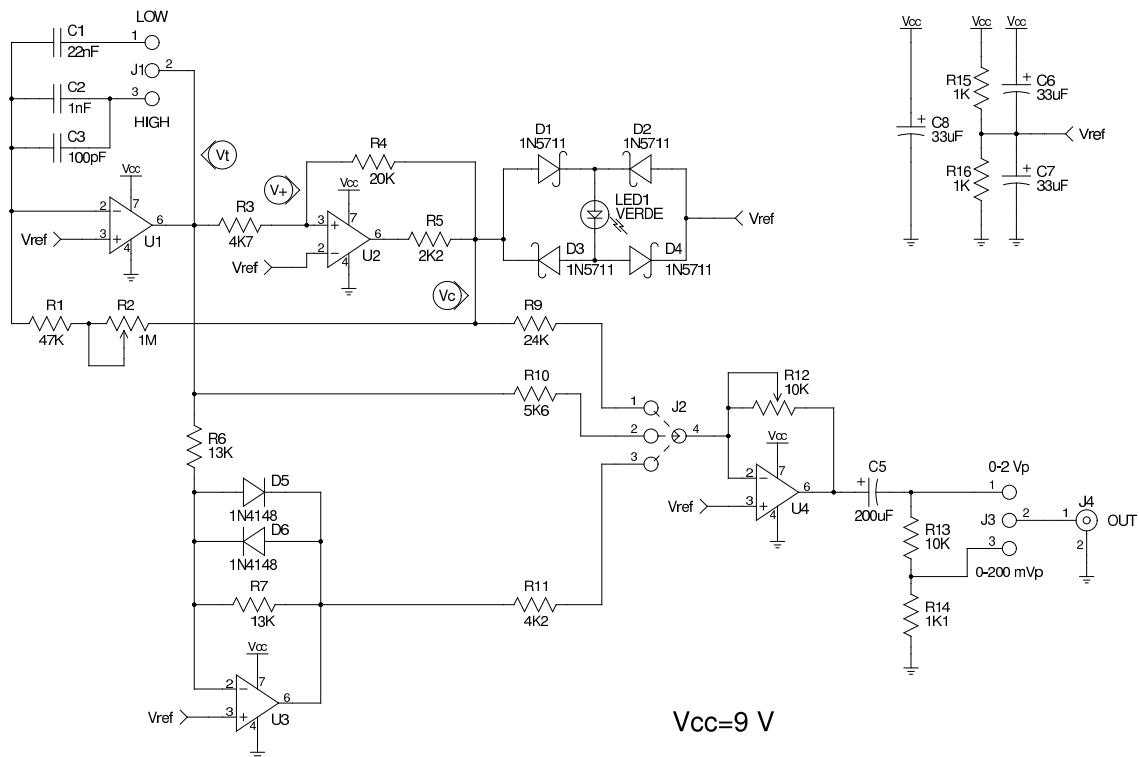


Figura 8.12: Generador de funciones

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.

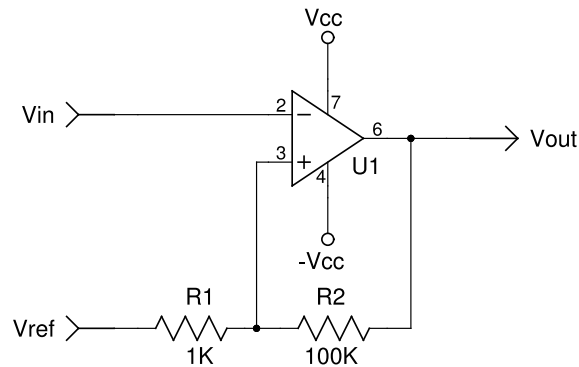


Figura 8.13: Circuito comparador de tensión

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 de 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 $200\ \text{mV}$, 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 $-58\ \text{mV}$. Pero este cambio hace que la tensión diferencial sea ya de $2\ \text{mV}$ (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.

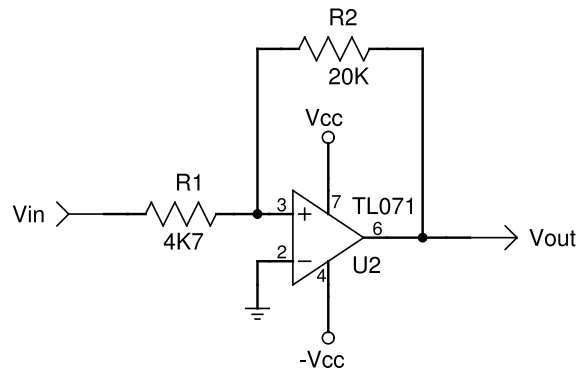


Figura 8.14: Comparador de tensión no inversor

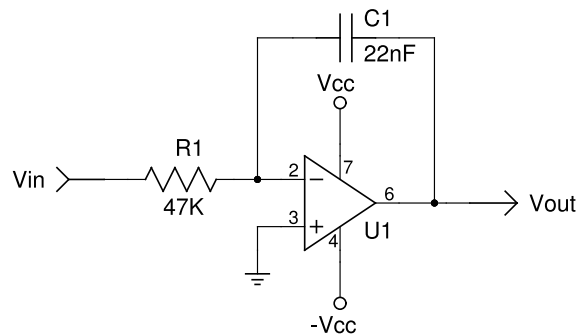


Figura 8.15: Circuito integrador

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.

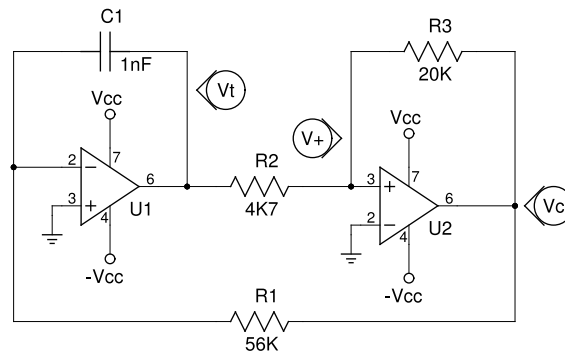


Figura 8.16: Etapa osciladora

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

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.

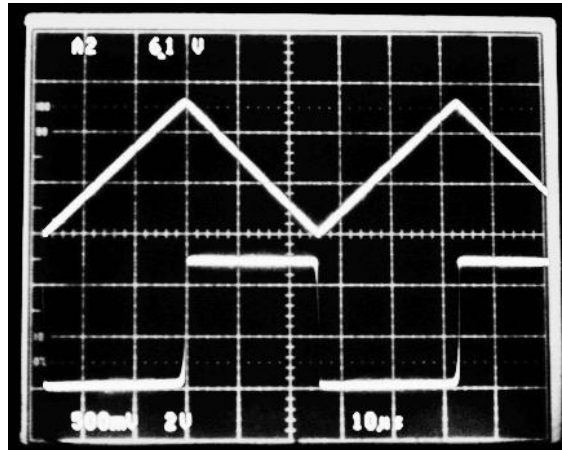


Figura 8.17: Medida de tensiones en los puntos V_c y V_t del circuito de la figura 8.12

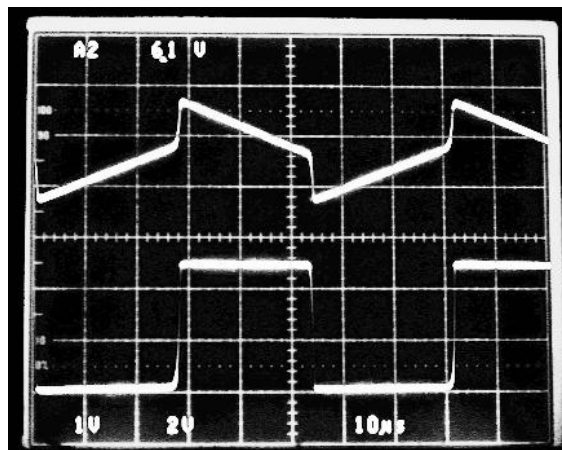


Figura 8.18: Medida de tensiones en los puntos V_c y V_+ del circuito de la figura 8.12.

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 convertor 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 convertor que, sin ser de precisión, tiene una respuesta de una calidad razonable. No vamos a ganar ningún concurso de sinusoides, 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 1kHz 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.

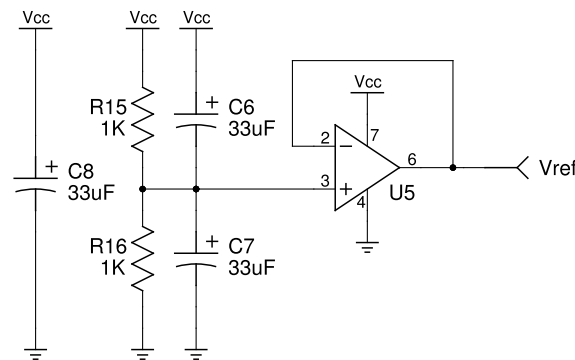


Figura 8.19: Obtención de una tensión de referencia muy estable

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.