

Amplificadores con realimentación de corriente

Sergio del Castillo Molina
E-mail: sdelmol@cepade.es

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	3
PRIMERA APROXIMACIÓN.....	5
MODELO IDEAL.....	7
TOPOLOGÍA	9
GANANCIA EN LAZO ABIERTO.....	12
GANANCIA EN LAZO CERRADO	15
CÁLCULO DEL ANCHO DE BANDA.....	17
SLEW-RATE	19
CONDICIONES NO IDEALES	21
ESTABILIDAD.....	24
TEORÍA GENENERAL DE REALIMENTACIÓN.....	24
GANANCIA DE LAZO.....	24
DIAGRAMAS DE BODE.....	26
CÁLCULO DE LA ESTABILIDAD	27
ESTABILIDAD CON CAPACIDAD A LA ENTRADA	30
ESTABILIDAD CON CAPACIDADES DE REALIMENTACIÓN.....	31
COMPENSACIÓN PARA C_G Y C_F	33
ESTABILIDAD CON CAPACIDADES DE CARGA	34
RUIDO	37
LAYOUT.....	39
CIRCUITOS MÁS FRECUENTES.....	40
INVERSOR	40
NO INVERSOR.....	40
AMPLIFICADOR DISTRIBUIDOR	40
SUMADOR	41
AMPLIFICADOR DIFERENCIAL	41
RECEPTOR DE LÍNEA DIFERENCIAL.....	41
TRANSMISOR PARA CABLE COAXIAL	42
AMPLIFICADOR CON CORRIENTES DE SALIDA ALTAS	42
AMPLIFICADOR PARA CARGAS CAPACITIVAS	42
AJUSTE DE OFFSET.....	43
AMPLIFICADOR CON ENTRADA FET	43
AMPLIFICADOR CON ANCHO DE BANDA AJUSTABLE.....	43
REDUCCIÓN DE LOS PICOS EN FRECUENCIA	44
GANANCIA AJUSTABLE USANDO UN FET.....	44
INTEGRADOR.....	44
AMPLIFICADOR CON FOTODIODO.....	45
BUFFER PARA CONVERSOR D/A	45

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA NO LINEALES	46
GANANCIA AJUSTABLE USANDO UN FOTORESISTOR.....	46
DETECTOR DE PICOS.....	47
FILTROS ACTIVOS	48
FILTRO PASO-BAJO.....	48
FILTRO PASO-ALTO.....	49
FILTRO PASO-BANDA.....	49
FILTRO BANDA-ELIMINADA	50
CFA'S CONTRA VFA'S.....	51
TOPOLOGÍAS	51
PRECISIÓN DC	52
PRECISIÓN AC	53
GANANCIA Y ANCHO DE BANDA	54
SLEW-RATE.....	54
DISTORSIÓN.....	54
RUIDO	54
CFA'S JUNTO CON VFA'S.....	55
CÓMO CONVERTIR CIRCUITOS CON VFA'S A CFA'S	57
HOJAS DE CARACTERÍSTICAS	58
APLICACIONES.....	59
CONVERSOR CORRIENTE-VOLTAJE PARA UN DAC.....	59
RECEPTOR DE FIBRA ÓPTICA	60
TRANSMISOR PARA CABLE COAXIAL	62
TRANSMISORES/RECEPTORES DIFERENCIALES DE VÍDEO	63
MULTIPLEXORES DE VÍDEO	67
VÍDEO-AMPLIFICADOR DE GANANCIA PROGRAMABLE	68
BIBLIOGRAFÍA	69
ANEXO	71

INTRODUCCIÓN

A pesar de que su existencia data varias décadas atrás, es en los últimos años cuando los amplificadores con realimentación de corriente (CFA's de forma abreviada) están resurgiendo con fuerza y ello a pesar del recelo de algunos diseñadores hacia este nuevo amplificador por los problemas de estabilidad que puede acarrear si no se conoce bien su funcionamiento.

Los CFA's están englobados dentro de la categoría de los amplificadores operacionales. Sin embargo tienen claras diferencias estructurales (la topología de los CFA's es bastante diferente) y de comportamiento con los amplificadores operacionales 'clásicos'. Para evitar ambigüedades entre ambos tipos y los términos que los designan, se llamará al amplificador que se va a describir en este trabajo, como ya se ha dicho, CFA y a los amplificadores operacionales clásicos se les denominará VFA's (amplificadores con realimentación de tensión), ya que se comportan como amplificadores realimentados por tensión.

Las similitudes entre los CFA's y los VFA's son muchas por lo que un conocimiento profundo de éstos últimos facilitará en gran medida el aprendizaje del nuevo tipo de amplificador operacional así como ayudará a ver las diferencias que hay entre ambos tipos de amplificadores (que son pocas pero muy importantes y claves para la total comprensión del dispositivo y sus ventajas) con el fin de poder decantarnos por los CFA's o por los VFA's dependiendo de la aplicación que se vaya a llevar a cabo.

Una de las grandes diferencias entre ambos dispositivos se refiere a la velocidad de funcionamiento. En los amplificadores operacionales la velocidad viene limitada por la frecuencia de corte de los transistores y por las capacidades que aparecen en los nodos. Los efectos de las inductancias son mucho menores que los de las capacidades (que en algunos casos se ven ampliamente agravados debido al efecto Miller), motivo por el cual los transistores pueden conmutar corrientes mucho más rápidamente que voltajes y por tanto el funcionamiento del circuito es mucho más rápido cuando se trabaja con corrientes en lugar de con voltajes. Ésta es la idea de la que parten los CFA's. Mientras que los VFA's trabajan con tensiones los CFA's lo hacen con corrientes con lo que podrán trabajar a velocidades mucho mayores que los VFA's, lo que se traduce en mayor slew-rate y mayor ancho de banda.

Otra de las grandes diferencias hace también mención al ancho de banda. Mientras que en los VFA's el ancho de banda es dependiente de la ganancia en los CFA's no ocurre así, sino que se tiene una ganancia y un ancho de banda independientes siendo este último fijado por la resistencia de realimentación empleada.

También se debe decir que los CFA's tienen mayor tendencia a oscilar (ser inestables) que los VFA's, característica que los hace un poco más difícil de emplear y que requiere gran atención por parte del diseñador. Cualquier capacidad parásita o cualquier condensador colocado en un sitio inadecuado puede llevar al circuito a comportarse de forma inestable si no se toman las medidas oportunas. También se puede producir un funcionamiento inestable por la elección de una resistencia de realimentación inadecuada.

Aunque los CFA's han supuesto una gran mejora en muchos campos (sobre todo en aquellos que emplean señales de alta frecuencia) no son un sustituto de los VFA's ya que, como era de esperar, los CFA's tienen también inconvenientes insalvables frente a los VFA's. Por ello lo que se debe hacer es decidir cuando son más apropiados unos u otros, sopesando las ventajas y los

inconvenientes que aportan cada uno de ellos a la aplicación a realizar.

También habrá situaciones en las que se podrán emplear ambos tipos de amplificadores para que trabajen juntos y aporten así a la aplicación lo mejor de cada uno de ellos. El resultado de la composición de ambos tipos de amplificadores es bastante interesante en algunas situaciones aunque por supuesto, aumenta el costo de ésta.

Todos éstos aspectos y muchos otros se tratarán de forma pormenorizada en las siguientes páginas siempre sin perder de vista nunca el referente del VFA que facilitará la comprensión de los CFA's.

PRIMERA APROXIMACIÓN

Se va a comenzar haciendo una breve explicación cualitativa sobre como funcionan los CFA's, para más adelante, y tras comprender sus principios básicos, hacer un análisis más detallado del dispositivo.

Para explicar el funcionamiento del dispositivo se va a tomar como punto de partida el modelo del CFA cuyo esquema queda reflejado en la Figura 1. La entrada del circuito es la borna +IN la cual está conectada a un buffer de ganancia unidad, que la confiere una alta impedancia de entrada y por tanto pequeñas corrientes de entrada (que normalmente serán despreciadas). La borna -IN está conectada a la salida del buffer con lo cual tiene una impedancia de entrada muy baja y por tanto gran capacidad para dar o recibir corriente.

El buffer de ganancia unidad hace que las bornas +IN y -IN tengan exactamente la misma tensión en cualquier instante. La resistencia R_B tiene como misión modelar la resistencia de salida del buffer. Su valor es muy pequeño con lo que generalmente puede ser ignorada.

Durante el funcionamiento del CFA fluye a través de la borna -IN una pequeña corriente (llamada I_e , o corriente de error) análoga al voltaje de error o voltaje diferencial (V_e o V_d) de los VFA's. El valor de esta corriente será la misma cantidad de corriente que suministrará el generador de corriente al nodo de alta impedancia Z . En dicho nodo la corriente se transformará en voltaje que aparecerá a la salida del circuito. Por tanto los CFA's tienen una ganancia de transimpedancia que transforma la corriente de error a la entrada en una tensión a la salida. Esta ganancia es análoga a la ganancia de tensión en lazo abierto de los VFA's.

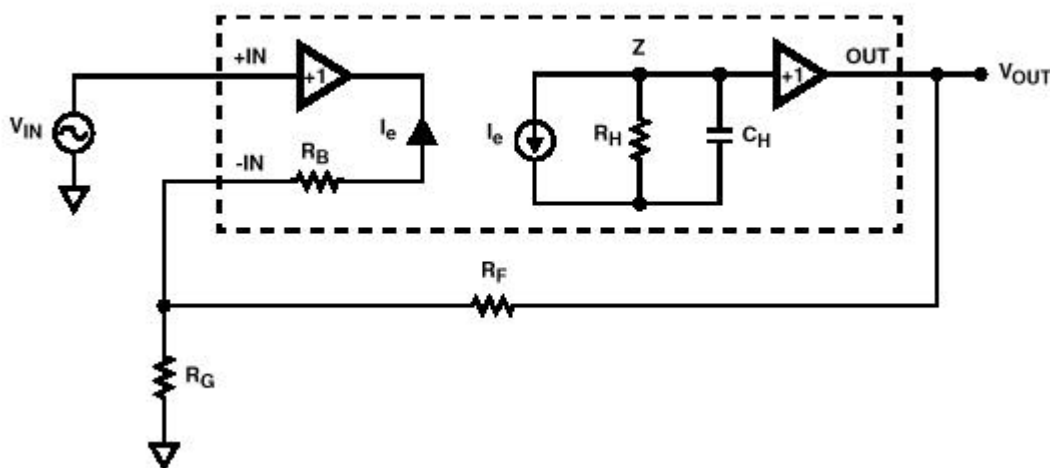


Figura 1. Modelo detallado del CFA en configuración no inversora.

Es importante reseñar que las dos corrientes de entrada +IN y -IN no guardan ninguna relación entre sí por lo que la técnica usada en los VFA's de cancelar las corrientes de error igualando las impedancias vistas desde las bornas inversora y no inversora no es recomendada para los CFA's.

Si el amplificador tiene una alta ganancia de transimpedancia entonces tendrá una corriente de error muy pequeña ya que $I_e = V_o / Z$ por lo que, como ya se ha dicho, la corriente que atraviesa la borna -IN también será muy pequeña.

El buffer de salida tiene también ganancia unidad y suministra la corriente necesaria a la salida del circuito, capacitando al circuito para ser cargado con impedancias bajas.

Si el valor de I_e o de la ganancia del amplificador aumentarían por cualquier motivo, entonces la tensión de salida también aumentaría y por lo tanto tendríamos que la corriente realimentada ($I_e = (V_{in} - V_o) / R_F$) disminuiría con lo que se compensaría la variación. Es decir, la realimentación fuerza a la I_e a que tienda hacia cero.

MODELO IDEAL

Para trabajar con los CFA's, al igual que con los VFA's, se busca un modelo más sencillo que el de la Figura 1 con el fin de facilitar su análisis. Este es el llamado modelo ideal (Figura 2), en el cual se hacen una serie de aproximaciones que facilitan mucho el empleo de los CFA's:

- $Z_+ \rightarrow \infty$: la impedancia de entrada de la borna no inversora (impedancia de entrada del buffer) es infinita.
- $Z_- = 0$: la impedancia de entrada de la borna inversora (impedancia de salida del buffer) es cero.
- $Z_o = 0$: la impedancia de salida del amplificador (impedancia de salida del buffer de salida) es 0.
- $Z \rightarrow \infty$: la ganancia de transimpedancia tiende a infinito con lo que la corriente de la borna inversora I_n es cero. Sólo se puede aplicar en el caso de que el amplificador este realimentado. Dicha realimentación forzará a I_n a que valga cero (al igual que en los VFA's forzaba a la tensión de error V_d a valer 0).

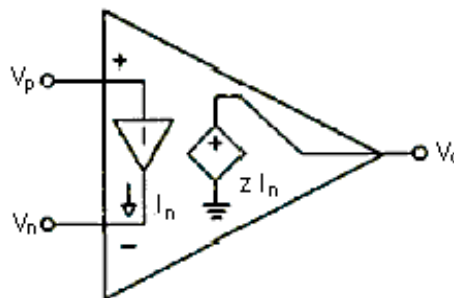


Figura 2. Modelo ideal del CFA.

Las aproximaciones que se emplean en los VFA's realimentados son las mismas que las de los CFA's realimentados, por lo que la forma de análisis también será la misma:

- Por definición $V_+ = V_-$ ya que el elemento que hay entre las dos entradas es un buffer (esto equivaldría en los VFA's al cortocircuito virtual).
- La corriente de la borna no inversora es muy pequeña ($+I_n \approx 0$) ya que corresponde a la entrada de un buffer.
- La corriente de la borna inversora es también muy pequeña ($-I_n \approx 0$) ya que la realimentación la fuerza a ello. Además, cuanto mayor sea la ganancia de transimpedancia menor será el error cometido con dicha aproximación.
- La ganancia de transimpedancia (equivalente a la ganancia de tensión en los VFA's) es extremadamente grande (infinita).

Por otro lado, la red de realimentación es construida de igual forma en los CFA's que en los VFA's. Todo esto lleva a poder afirmar que las expresiones de la ganancia en lazo cerrado serán las mismas. En dos ejemplos muy comunes como son las configuraciones inversora y no inversora se puede confirmar ésto:

- En el caso de la configuración inversora (Figura 3) $V_+ = V_- = 0$ con lo que la corriente que recorre la red de realimentación es V_{in} / R_g :

$$V_o = V_- - V_{in} \frac{R_f}{R_g}$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = - \frac{R_f}{R_g}$$

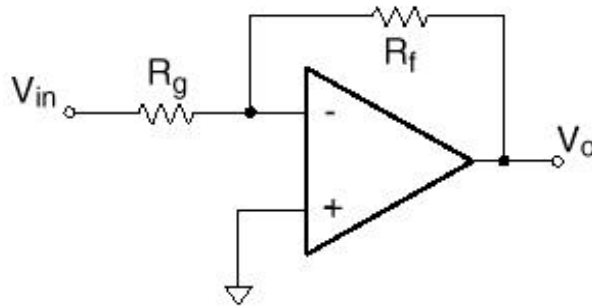


Figura 3. Configuración inversora del CFA

- En el caso de configuración no inversora (Figura 4) $V_+ = V_- = V_{in}$ con lo que la corriente que recorre la red de realimentación será V_{in} / R_g :

$$V_o = V_- + V_{in} \frac{R_f}{R_g}$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 1 + \frac{R_f}{R_g}$$

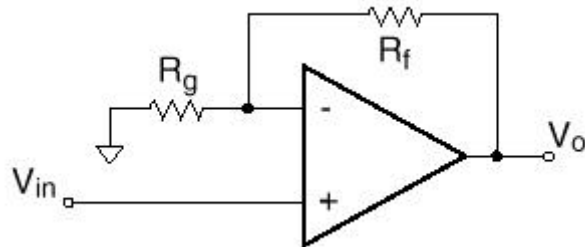


Figura 4. Configuración no inversora del CFA

TOPOLOGÍA

Para llegar a la arquitectura empleada en los circuitos integrados de los CFA's actuales, primero se verán una serie de circuitos discretos más sencillos. Se parte de un circuito formado por tres transistores en la configuración mostrada en la Figura 5, y en la que también se puede apreciar la red de realimentación formada por las resistencias R_F y R_G .

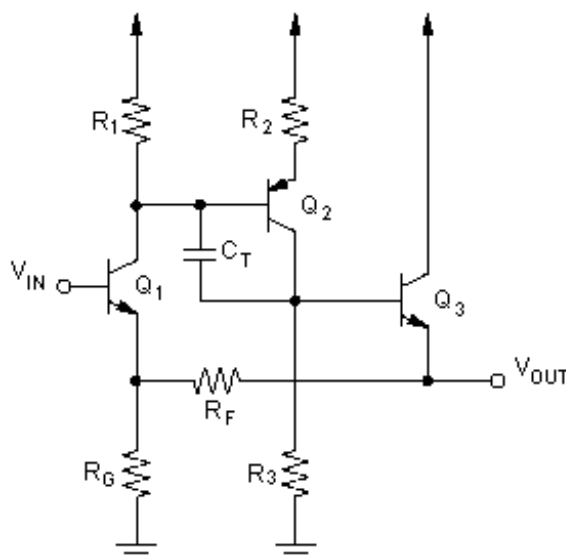


Figura 5. Circuito de partida.

En la Figura 6 se pueden observar el circuito básico de los CFA's. El circuito está formado por la célula de la figura anterior y su simétrica empleando un eje de simetría horizontal y empleando transistores de polaridad opuesta.

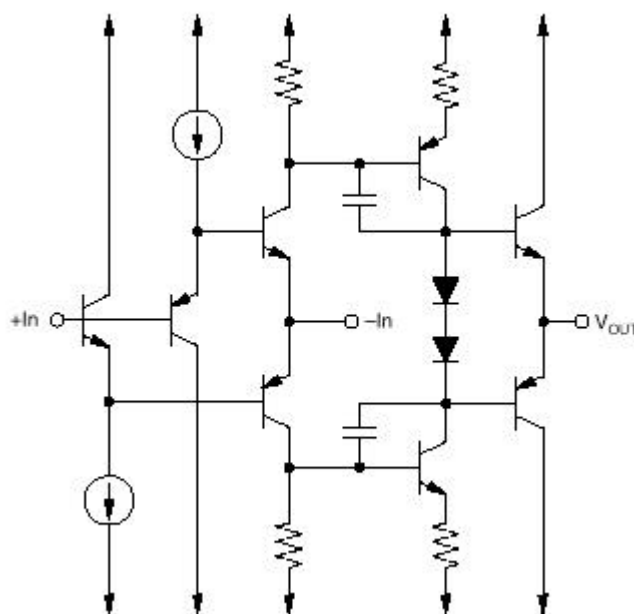


Figura 6. Circuito básico del CFA.

Además, se puede ver como los transistores de entrada se han bufferado mediante seguidores de emisor con la idea de asegurar una baja tensión de offset. Este circuito es la base de los CFA's modernos.

La arquitectura básica empleada para el diseño de los circuitos integrados de CFA's se muestra en la Figura 7 y es una derivación del circuito de la figura 6. Básicamente la misión de cada una de las partes del circuito es la siguiente:

- Los transistores Q_1 a Q_4 forman el buffer de entrada siendo Q_1 y Q_2 la etapa push-pull de baja impedancia de salida y los transistores Q_3 y Q_4 la compensación de las V_{be} de la etapa push-pull. Además, estos dos últimos transistores tienen también como misión aumentar la impedancia de entrada del circuito.
- Los dos espejos de corriente, formados por los transistores Q_9, Q_{10} y Q_{11} por un lado y Q_{13}, Q_{14} y Q_{15} por otro, reflejan las corrientes de los transistores en push-pull (I_1 y I_2). Con esto, tenemos que la corriente entrante en el nodo inversor ($I_1 - I_2$) es la misma que la que atraviesa el condensador C .
- El voltaje que aparece en C como respuesta a dicha corriente es llevado a la salida mediante otro buffer formado por los transistores Q_5, Q_6, Q_7 y Q_8 .

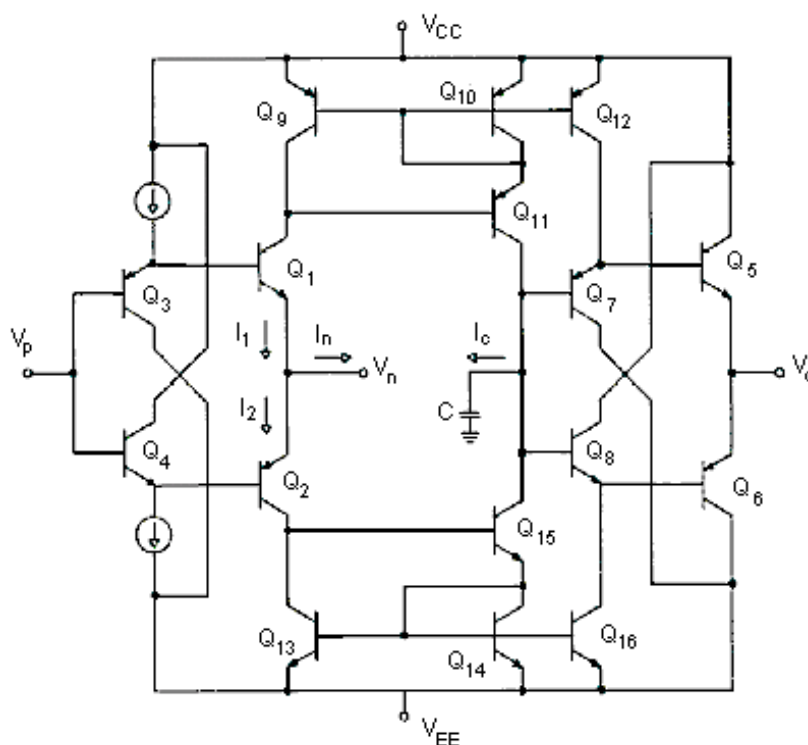


Figura 7. Arquitectura interna simplificada del CFA.

En la Figura 8 aparece el diagrama de bloques del circuito de la figura 7. En el se puede apreciar con mucha más claridad y sencillez como funciona realmente el circuito.

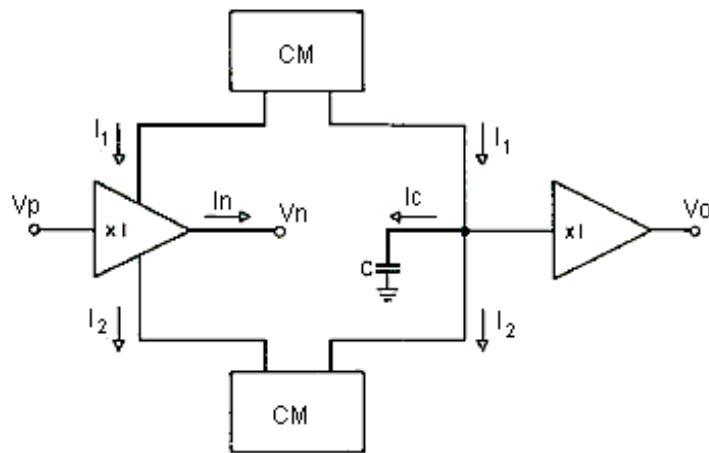


Figura 8. Diagrama de bloques del CFA.

Cuando el CFA está realimentado y una señal externa intenta desequilibrar las dos entradas, el buffer de entrada comenzará a dar o absorber corriente (I_n) a las resistencias externas. Esta corriente será aplicada sobre el condensador C ($I_n = I_c$) provocando un aumento o disminución de tensión a la salida hasta que se consiga hacer que la corriente I_n sea cero. Dicha corriente es la corriente de error del circuito.

GANANCIA EN LAZO ABIERTO

Para calcular la ganancia en lazo abierto (A_V) del modelo ideal del CFA (Figura 2) habrá que recurrir a un circuito que explique el funcionamiento interno de los CFA's. Se va a emplear el circuito de la figura 6. En este circuito, aplicando la técnica de análisis de la mitad del circuito (posible gracias a la simetría de éste) nos queda exactamente el mismo esquema que el de la figura 5. Sin embargo, para hallar la ganancia de lazo abierto fácilmente, se dibujará de la forma en que aparece en la Figura 9.

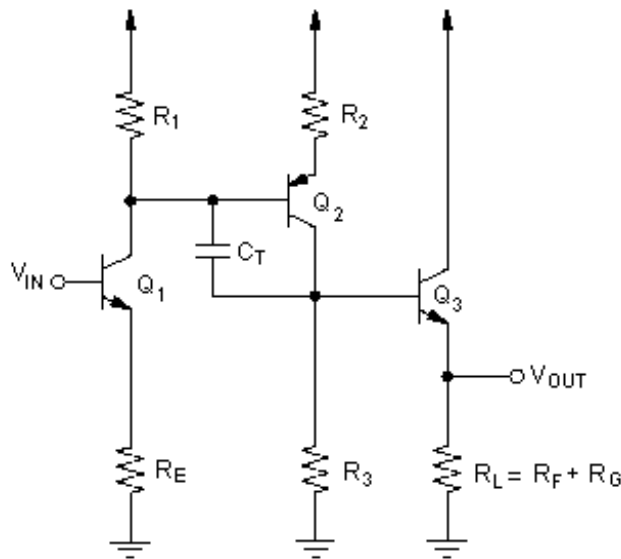


Figura 9. Variante del circuito de la figura 6.

El valor de R_E es el siguiente:

$$R_E = R_F \parallel R_G = \frac{R_F R_G}{R_F + R_G}$$

La tensión en el colector de Q_1 será:

$$V_{Q_1} = V_{cc} - \left(\frac{V_{in}}{R_E} R_1 \right)$$

En el colector de Q_2 será:

$$V_{Q_2} = \left(\frac{V_{cc} - V_{Q_1}}{R_2} \right) R_3 = \left(V_{cc} - V_{cc} + \frac{V_{in}}{R_E} R_1 \right) \frac{R_3}{R_2}$$

$$V_{OUT} = V_{Q_2} = V_{in} \frac{R_1 R_3}{R_E R_2}$$

El polo en lazo abierto puede ser calculado con bastante precisión y sencillez aplicando el teorema de Miller a C_T con lo que tendríamos un nuevo condensador C desde la base de Q_2 a masa.

Además se debe destacar que el polo de ganancia en lazo abierto de los CFA's suele estar a mayor frecuencia que el polo de la ganancia en lazo abierto de los VFA's.

Por el método aproximado de análisis en frecuencia estaría en:

$$\omega_p \cong \frac{1}{R_{eq} C} = \frac{1}{R_1 \left(\frac{R_3}{R_2} C_T \right)}$$

Con esto tenemos completamente definida la ganancia en lazo abierto. Aplicando que la transresistencia vale:

$$R_T = \frac{R_1 R_3}{R_2} \Rightarrow A_{VDC} = \frac{R_T}{R_E} \quad \text{y} \quad \omega_p = \frac{1}{R_T C_T}$$

$$A_V = \frac{R_T}{R_E} \frac{1}{1 + j\omega R_T C_T}$$

Para poder llegar a esta ecuación se debe conocer cual **es la red de realimentación**, ya que, como se ve, **influye en el valor de la ganancia en lazo abierto**. Esto es una idea fundamental en el manejo de los CFA's.

Con el fin de llegar a una expresión más general, que nos de una medida de las características de los CFA's podemos eliminar de la ganancia R_E con lo que obtenemos Z_T o transimpedancia:

$$Z_T = \frac{R_T}{1 + j\omega R_T C_T}$$

cuya respuesta aparece en la Figura 10.

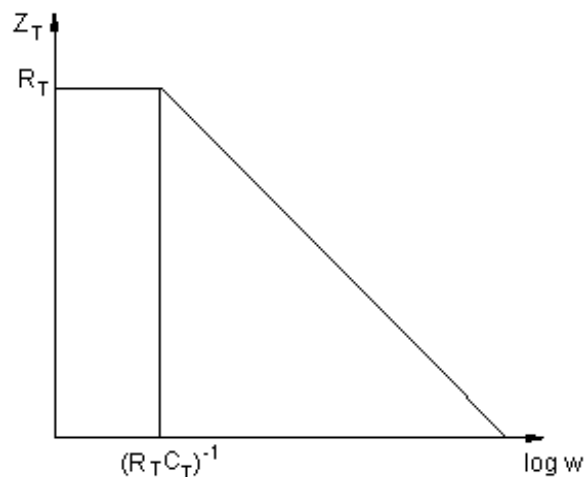


Figura 10. Variación de la transimpedancia con la frecuencia.

Es importante resaltar que en este análisis se han omitido deliberadamente las resistencias dinámicas de las uniones base-emisor de los tres transistores, con lo que se han supuesto las tensiones base-emisor 0V. Esto produce un pequeño error de análisis cuyo alcance y efectos serán evaluados más adelante.

GANANCIA EN LAZO CERRADO

Ya se ha visto en el apartado del modelo ideal del CFA que se puede calcular la ganancia en lazo cerrado de igual forma que se hacía con los VFA's (con las mismas aproximaciones). Éste es un método aproximado que es válido en la mayor parte de las ocasiones pero que no tiene en cuenta la influencia de la frecuencia de la señal en las características del amplificador.

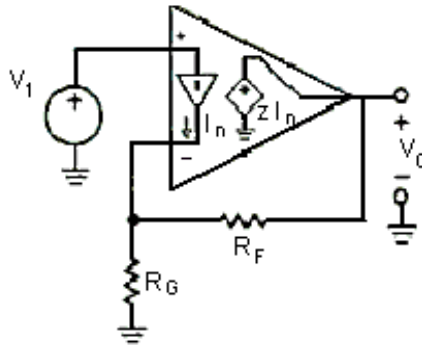


Figura 11. Modelo del CFA ideal realimentado

En este apartado se va a llevar a cabo un análisis más exacto de la ganancia en lazo cerrado para el modelo del CFA ideal realimentado (Figura 11). Como el amplificador está realimentado la forma más sencilla de calcular su ganancia en lazo cerrado será empleando la ecuación general de realimentación:

$$A_{CL} = \frac{A_v}{1 + A_v \mathbf{b}} \quad \mathbf{b} = \frac{R_G}{R_F + R_G}$$

$$A_{CL} = \frac{\frac{R_F + R_G}{R_G}}{1 + \frac{R_F}{Z_T}}$$

Sustituyendo el valor de Z_T se tiene que:

$$A_{CL} = \frac{\frac{R_F + R_G}{R_G}}{1 + \frac{R_F}{R_T} + j\omega R_F C_T}$$

Como $R_T \gg R_F$ la ecuación puede ser simplificada resultando:

$$A_{CL} = \frac{R_F + R_G}{R_G} \frac{1}{1 + j\omega R_F C_T}$$

De esto se deduce que el análisis empleando el modelo ideal es bastante preciso con la salvedad de que no tiene en cuenta, como ya se comentó anteriormente, la dependencia con la frecuencia del amplificador.

También se pueden extraer como conclusiones que el valor de la ganancia en lazo cerrado para DC lo establece la red de realimentación, mientras que el polo viene determinado por la resistencia R_F de la red de realimentación y la capacidad interna del CFA.

Por tanto si mantenemos constante R_F y variamos sólo R_G tendremos un **amplificador con una ganancia y un ancho de banda independientes en el que R_G impone el valor de la ganancia y R_F el valor del ancho de banda.**

En la Figura 12 se muestra gráficamente la relación entre la ganancia en lazo cerrado y la ganancia en lazo abierto. Se ve que la curva de la ganancia en lazo abierto se desplaza verticalmente al variar R_G (como se vió anteriormente la ganancia en lazo abierto del CFA depende de la red de realimentación) para así mantener el ancho de banda de la ganancia en lazo cerrado constante según aumenta el valor de la ganancia en lazo cerrado:

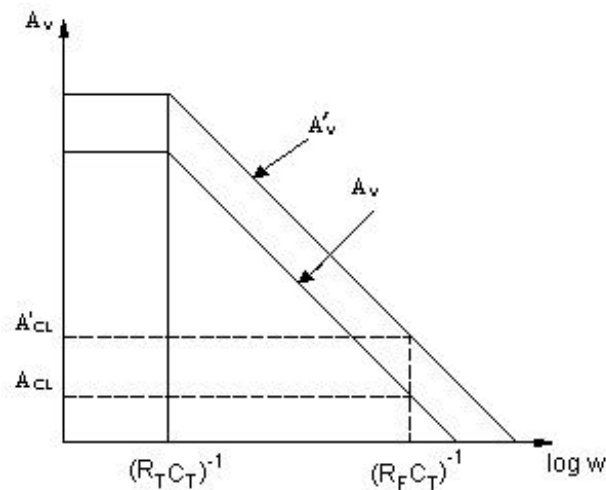


Figura 12. Variación de la ganancia en lazo abierto.

Los cambios en la ganancia en lazo cerrado son debidos únicamente a variaciones en R_G ya que R_F se mantiene constante.

CÁLCULO DEL ANCHO DE BANDA

De las dos ecuaciones calculadas anteriormente (en el apartado en el que se halla la ganancia de lazo cerrado del CFA) que expresan el valor de la ganancia en lazo cerrado, una en función de la transimpedancia Z_T y la otra en función directamente de ω , se puede extraer el valor del ancho de banda. Además, como ya se ha mencionado, dicho valor se puede controlar con la resistencia de realimentación R_F .

El ancho de banda se puede calcular matemáticamente si se conocen los valores de la resistencia de realimentación (R_F) y de la capacidad interna (C_T) del amplificador según la sencilla ecuación:

$$A_{CL} = \frac{R_F + R_G}{R_G} \frac{1}{1 + j\omega R_F C_T} \Rightarrow B = \frac{1}{2\pi R_F C_T} \text{ (Hz)}$$

Otra forma de hacer el cálculo es gráficamente. De la ecuación calculada en el apartado anterior:

$$A_{CL} = \frac{R_F + R_G}{R_G} \frac{1}{1 + \frac{R_F}{Z_T}}$$

se puede deducir que el polo (ancho de banda) estará a la frecuencia en la que $Z_T = R_F$. Si se dispone de la curva de la ganancia de transimpedancia del circuito (Z_T) sólo habrá que marcar sobre dicha curva una línea horizontal con una amplitud igual al valor de la resistencia de realimentación (R_F) tal y como se muestra en la Figura 13. El punto de corte entre ambas curvas será el valor del ancho de banda. La porción de Z_T que queda por encima de R_F es la ganancia de lazo ($A_V \beta$).

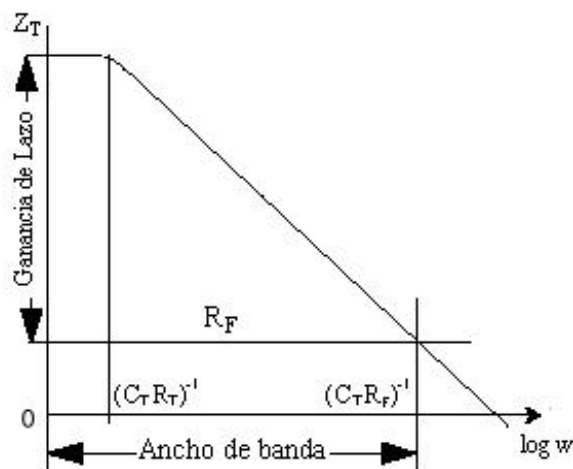


Figura 13. Cálculo gráfico del ancho de banda.

Si en vez de la curva de transimpedancia se dispusiera de la curva de la ganancia en lazo abierto (A_v), el cálculo sería como en la Figura 14:

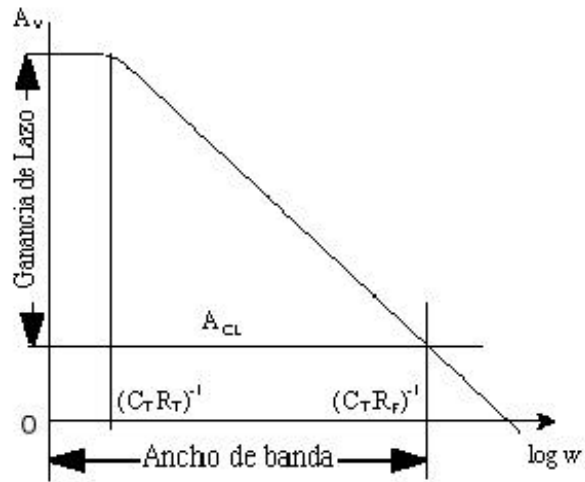


Figura 14. Cálculo del ancho de banda.

SLEW-RATE

El slew-rate, al igual que en los VFA's, es un indicativo de la velocidad con que responde el CFA a un cambio de tensión en su entrada. El retardo se produce porque para que el CFA alcance el valor de tensión adecuado debe cargar el condensador interno mediante la fuente de corriente de valor I_N (Figura 15).

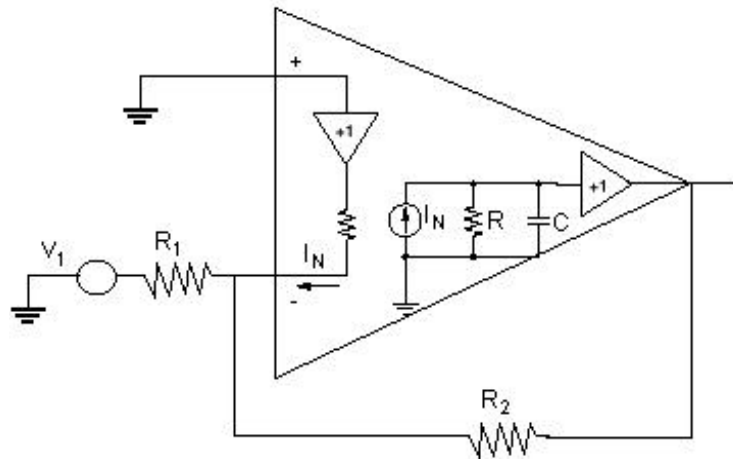


Figura 15. Modelo del CFA en configuración inversora.

Además, el valor de esta corriente es proporcional a la tensión de entrada con lo que el slew-rate también lo será y valdrá:

$$I_N = \frac{\Delta V_1}{R_1 \parallel R_2}$$

$$SR = \left. \frac{\partial V_o}{\partial t} \right|_{MAX} = \frac{\partial V_C}{\partial t} = \frac{I_N}{C} = \frac{\Delta V_1}{(R_1 \parallel R_2) C} = \frac{\Delta V_1 (1 + R_2 / R_1)}{R_2 C}$$

$$SR = \frac{\Delta V_o}{R_2 C} \quad (V / s)$$

Según esto, el slew-rate depende de la variación de tensión que se produzca en la salida (variación de la tensión de entrada multiplicada por la ganancia) y de la resistencia de la red de realimentación R_2 . Cuanto mayor sea el incremento de tensión necesario más rápidamente cambiará la tensión de salida del CFA (Figura 16), es decir, mayor será el slew-rate. No hay un slew-rate máximo como ocurría en los VFA's, y por tanto **los CFA's no están limitados por el slew-rate**.

Cabe destacar que el buffer de entrada es un factor crítico en el slew-rate del CFA ya que debe transmitir la señal de entrada. Este buffer, degrada por tanto el slew-rate del dispositivo. En configuraciones de alta ganancia el buffer no afecta demasiado, no siendo así para configuraciones de pequeña ganancia. La configuración más rápida es la inversora ya que la borna negativa está conectada a masa virtual, con lo que el buffer de entrada no tiene que transmitir ninguna variación de señal por lo que no degrada el slew-rate del circuito.

Esta ausencia de limitación hace que puedan transmitir señales a grandes frecuencias sin introducir casi distorsión en ésta, lo que los hace muy atractivos en aplicaciones como amplificadores de audio de alta fidelidad o en cualquier otra en la que se requiera trabajar con señales de alta frecuencia introduciendo la mínima distorsión posible.

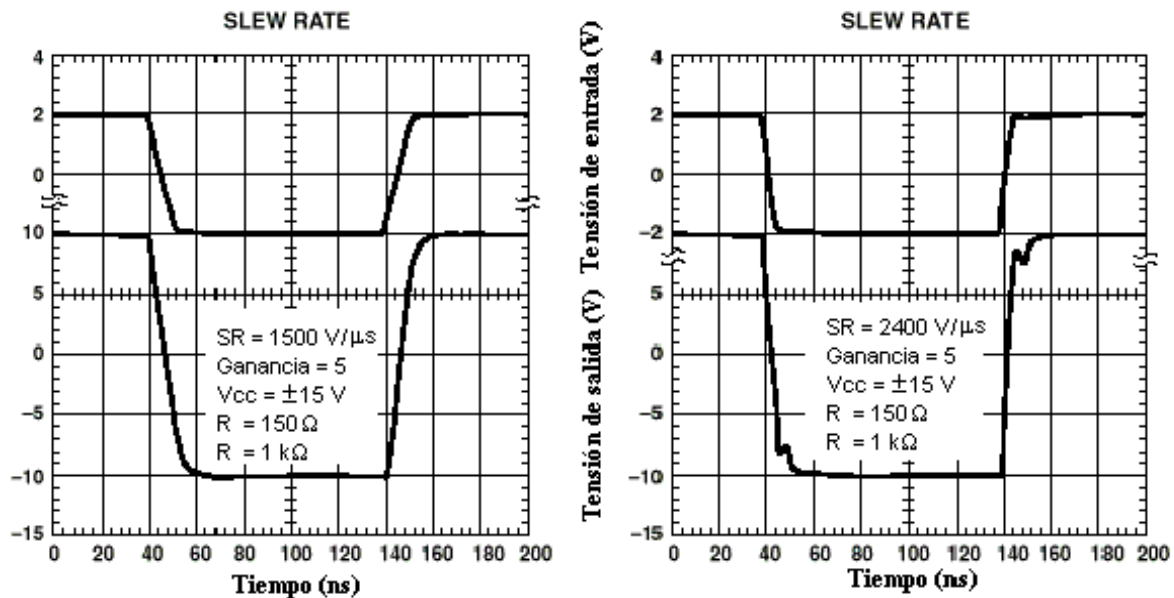


Figura 16. Slew-rate de un CFA.

CONDICIONES NO IDEALES

Si se compara el circuito empleado para el análisis de la ganancia en lazo abierto del CFA (figura 9) con el modelo del CFA (Figura 17), es fácil ver cómo el transistor Q_1 simula el buffer de entrada y el Q_3 el buffer de salida, mientras que la ganancia la simula la etapa intermedia formada por el transistor Q_2 , el condensador C_T y las resistencias.

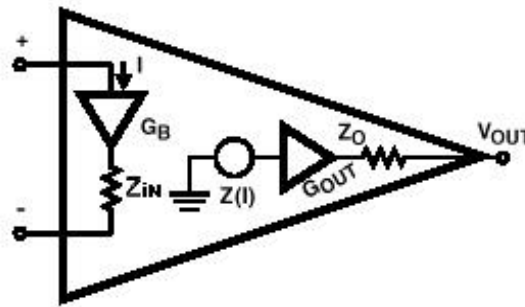


Figura 17. Modelo real del CFA.

Visto esto, se concluye que la resistencia del transistor Q_1 equivale a la resistencia de salida del buffer de entrada y la resistencia de Q_3 a la resistencia de salida del buffer de salida. En ambos casos además de las resistencias dinámicas se incluyen otras resistencias parásitas del circuito. El no haberlas tenido en cuenta en el análisis realizado anteriormente implica considerar ambos buffers como con resistencias de salida 0. Esto introduce un pequeño error de cálculo.

En cuanto a la resistencia de Q_2 no se tuvo en cuenta porque se incluye dentro de R_2 . Las impedancias de entradas de los transistores son muy elevadas con lo que se consideran de valor infinito; esto es lo mismo que decir que las impedancias de entrada de los buffers son infinitas. El error que introducen en el cálculo es totalmente despreciable.

Si queremos hacer un análisis más exacto habrá que considerar los efectos que causa Z_{IN} ya que los de Z_O son poco significativos y son prácticamente eliminados virtualmente por el lazo de realimentación.

La impedancia Z_{IN} tiene un predominio de parte resistiva por lo que se la va a considerar como una sola resistencia de valor R_{IN} . Incluyendo en el análisis realizado al circuito de la figura 9 la resistencia dinámica del transistor Q_1 se tiene que los valores de las ganancias en lazo abierto y cerrado son:

$$A_V = \frac{R_T}{R_E + R_{IN}} \frac{1}{1 + j\omega R_T C_T}$$

$$A_{CL} = \frac{R_F + R_G}{R_G} \frac{1}{1 + j\omega R_F C_T + j\omega R_{IN} \frac{R_F + R_G}{R_G} C_T}$$

Como se puede desprender de las expresiones anteriores, R_{IN} disminuye el valor de la ganancia en lazo abierto, pero no afecta a su respuesta en frecuencia. Dicha ganancia tendrá un máximo dado por:

$$A_{V(MAX)} \cong \frac{R_T}{R_{IN}} \frac{1}{1 + j\omega R_T C_T}$$

También se puede extraer que la ganancia en lazo cerrado y el ancho de banda no son completamente independientes. Hay una pequeña dependencia que es más pronunciada cuanto mayor sea la ganancia del circuito. Si se aumenta en exceso la ganancia en lazo cerrado del circuito hasta el límite de que se cumple la siguiente condición:

$$\frac{R_{IN}}{b} \geq R_F \Leftrightarrow R_{IN} \geq R_E$$

entonces el efecto de la dependencia deja de ser despreciable y entonces el CFA cumple que tiene un producto ganancia por ancho de banda constante de valor:

$$G B = \frac{1}{R_{IN} C_T}$$

En la Figura 18 se muestra una representación de este efecto. Dada una R_F constante la ganancia en lazo abierto aumenta su valor según se aumenta el valor de la ganancia en lazo cerrado del amplificador hasta un valor determinado. Llegado a este punto la ganancia en lazo abierto no puede seguir aumentando con lo que si se siguiera incrementando la ganancia en lazo cerrado el ancho de banda se haría dependiente de dicha ganancia y comenzaría a disminuir tal y como ocurre en los VFA's.

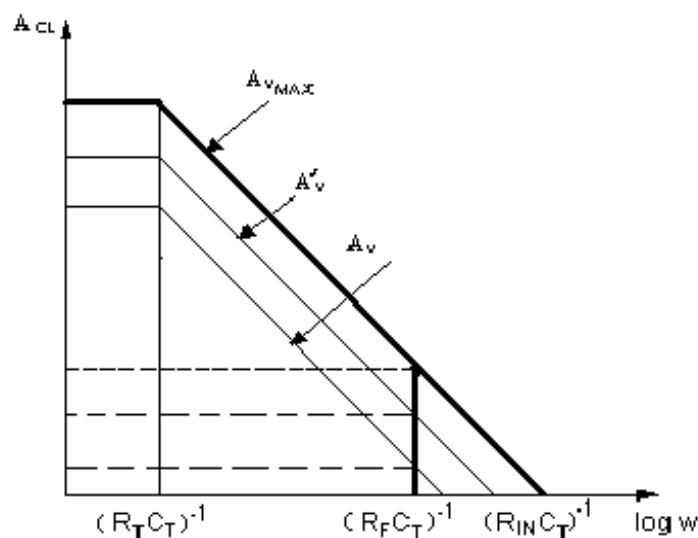


Figura 18. Independencia de la ganancia y del ancho de banda.

La transimpedancia tampoco es como se había considerado hasta ahora, sino que tiene ceros y polos parásitos (debidos a capacidades parásitas del circuito). Por ello para calcular la Z a una frecuencia determinada lo mejor es dirigirse a la curva que proporciona el fabricante en la hoja de características. Dicha curva es obtenida de forma experimental. (Figura 19)

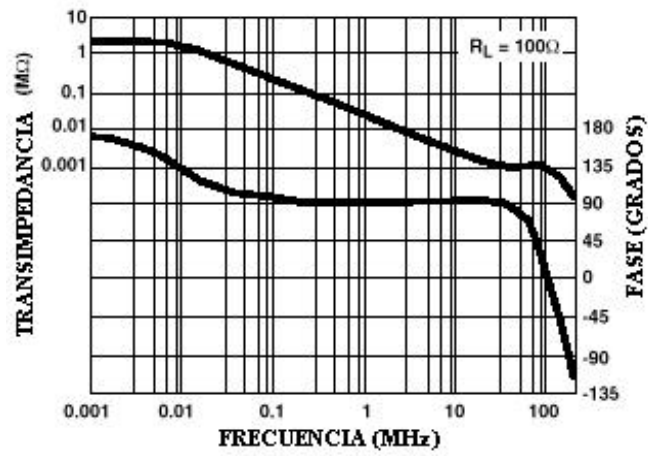


Figura 19.. Curva real de la transimpedancia vs frecuencia

ESTABILIDAD

El análisis realizado hasta ahora se ha basado en la relación entre la ganancia y la frecuencia sin tener en cuenta en ningún momento la fase. Ésta tiene una gran importancia en el diseño de un CFA ya que marcará si su comportamiento será estable (sin oscilaciones) o no.

TEORÍA GENENERAL DE REALIMENTACIÓN

Para desarrollar el estudio de la estabilidad del CFA se tomará como basa la ecuación general de realimentación (Figura 20).

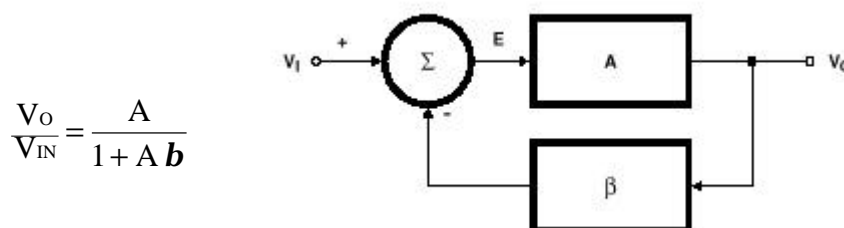


Figura 20. Ecuación general de un sistema realimentado.

Esta ecuación describe por si misma la estabilidad de cualquier sistema realimentado ya que si el denominador se hace cero la salida se haría inestable:

$$1 + A b = 0 \Rightarrow A b = -1 = 1_{-180^\circ}$$

Si la magnitud de la ganancia de lazo ($A\beta$) alcanza el valor de uno y un desplazamiento de la fase de -180° , entonces la ganancia en lazo cerrado se hace indefinida y el circuito comienza a oscilar. Si la ganancia de lazo a la frecuencia de oscilación es ligeramente mayor que uno, entonces se reducirá hasta uno debido a la disminución de la ganancia que sufrirán los elementos activos del circuito por estar funcionando en los límites de la saturación. Si la ganancia de lazo fuera mucho mayor que uno entonces se podrían producir enormes no linealidades que harían que el circuito entrase en un ciclo entre la saturación positiva y la saturación negativa.

GANANCIA DE LAZO

El cálculo de la ganancia de lazo se realiza tal y como se ve en la Figura 21, y sirve para obtener la ecuación de estabilidad tanto de la configuración inversora como de la no inversora.

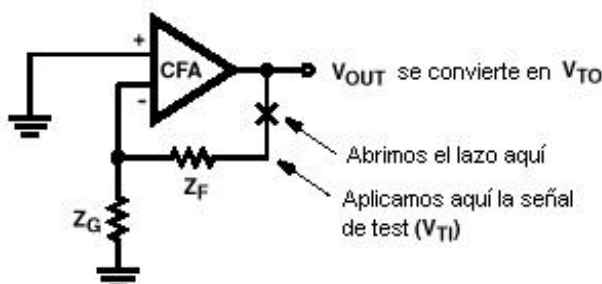


Figura 21. Circuito para el análisis de la estabilidad.

Esto es posible ya que la ganancia de lazo cerrado no depende de la forma en que se llevan a cabo las conexiones al amplificador sino de las ganancias de la red directa y de la red de realimentación, que serán iguales en las dos configuraciones.

Rompiendo el lazo en el punto X, insertando la señal de test V_{TI} y calculando la tensión de salida V_{TO} obtenemos la ecuación de estabilidad. Para detallar más los cálculos se sustituye el CFA por el modelo de la Figura 22.

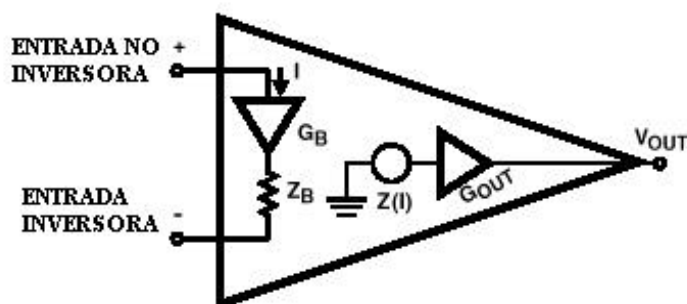


Figura 22. Modelo del CFA usado para el análisis de la estabilidad.

Ahora se puede redibujar el circuito (Figura 23) de una forma más cómoda para poder llevar a cabo los cálculos necesarios.

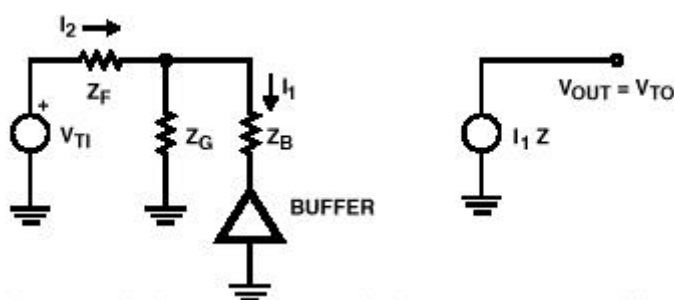


Figura 23. Circuito de la figura 22 reordenado.

Los cálculos serán los siguientes:

$$V_{TI} = I_2 (Z_F + Z_G \parallel Z_B)$$

$$V_{TO} = I_1 Z$$

$$I_2 (Z_G \parallel Z_B) = I_1 Z_B$$

$$V_{TI} = I_1 (Z_F + Z_G \parallel Z_B) \left(1 + \frac{Z_B}{Z_G} \right) = I_1 Z_F \left(1 + \frac{Z_B}{Z_F \parallel Z_G} \right)$$

$$\boxed{A \ b = \frac{V_{TO}}{V_{TI}} = \frac{Z}{\left(Z_F \left(1 + \frac{Z_B}{Z_F \parallel Z_G} \right) \right)}}$$

DIAGRAMAS DE BODE

Hay varias formas para evaluar la estabilidad de un sistema. Una de las más usadas y la que se empleará aquí es la de los diagramas de Bode. Estos diagramas representan la ganancia de lazo en unidades logarítmicas. Si la ganancia decrece por debajo de cero antes de que la fase valga 180° el circuito es estable. En la práctica este valor se reduce a 140° para que el circuito se comporte de forma adecuada ya que un margen de fase mayor que 40° es lo adecuado. Esto se debe a que un margen de fase muy pequeño produce un gran sobreimpulso en la respuesta en frecuencia mientras que un margen de fase muy grande suaviza demasiado la caída de la ganancia (Figura 24). Por tanto hay que encontrar un equilibrio entre caída abrupta y sobreimpulso.



Figura 24. Efectos del margen de fase en la respuesta en frecuencia.

En la figura 25 tenemos un ejemplo en el que el polo está situado a una frecuencia $\omega=1/RC$ y la fase en dicho punto es de -45° . El circuito no puede ser inestable teniendo un solo polo ya que la máxima fase que alcanza es de -90° . Los CFA's sin embargo, pueden ser inestables y oscilar. Esto se produce cuando en la ganancia de lazo hay por lo menos dos polos.

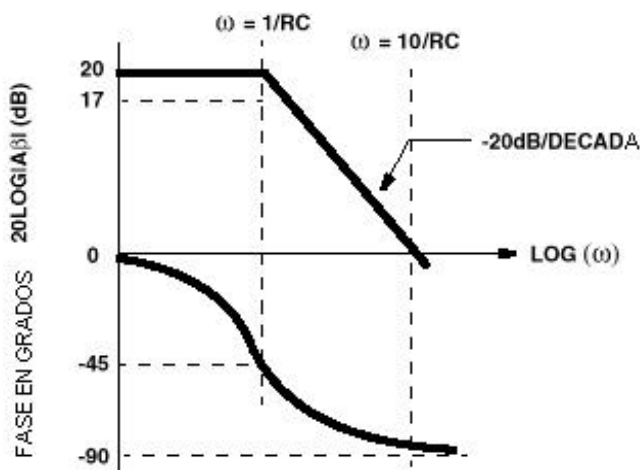


Figura 25. Diagrama de bode.

Realmente, en la ganancia de lazo hay más de dos polos pero los CFA's son representados nada más con dos porque es una aproximación suficientemente precisa (el error cometido en los cálculos es despreciable) y porque las matemáticas de análisis de sistemas con dos polos son fáciles de entender y utilizar y no introducen gran complejidad al análisis.

CÁLCULO DE LA ESTABILIDAD

Hallando la expresión de la ganancia de lazo en dB's:

$$20 \log |A \mathbf{b}| = 20 \log \left| \frac{Z}{Z_F \left(1 + \frac{Z_B}{Z_F \parallel Z_G} \right)} \right|$$

$$\mathbf{f} = \arctg \frac{Z}{Z_F \left(1 + \frac{Z_B}{Z_F \parallel Z_G} \right)}$$

La ecuación que nos da la amplitud en dB's es de la forma $20 \log x/y$ por lo que puede ser reescrita como $20 \log x - 20 \log y$ con lo que se pueden dibujar el numerador y el denominador de forma independiente y así poder observar sus efectos de forma individual. Todo ello queda reflejado en la Figura 26, en la que se dan valores típicos como $Z = 1 \text{ M}\Omega$, $Z_F = Z_G = 1 \text{ k}\Omega$ y $Z_B = 70 \Omega$.

Si la curva $20 \log |Z_F (1 + Z_B / Z_F \parallel Z_G)|$ valiera 0 dB el sistema se haría inestable ya que la fase de Z alcanzaría los -180° antes que $20 \log |Z|$ cayera por debajo de 0 . La curva compuesta es la representación del numerador y denominador juntas. Como $20 \log |Z_F (1 + Z_B / Z_F \parallel Z_G)| = 61.1 \text{ dB}\Omega$ la curva compuesta estará en $58.9 \text{ dB}\Omega$, donde es estable ya que tiene una fase de 120° o lo que es lo mismo, un margen de fase de 60° .

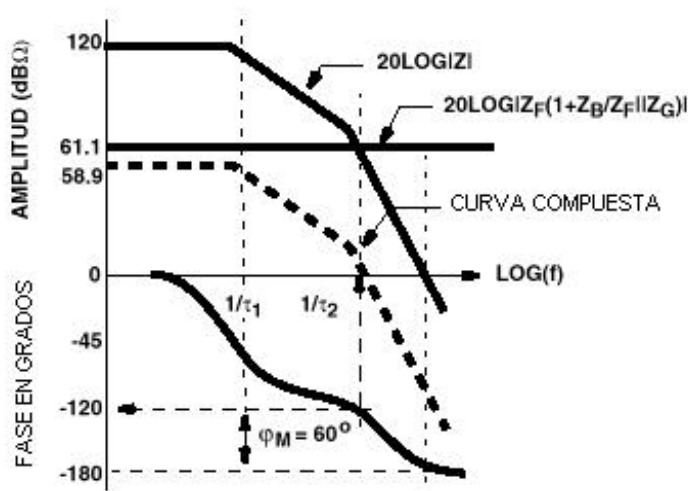


Figura 26. Diagrama de Bode de la ganancia en lazo abierto.

En el caso ideal de que Z_B valiera 0Ω y Z_F sea completamente resistiva entonces:

$$A \mathbf{b} = \frac{Z}{R_F}$$

con lo que la estabilidad será únicamente función de Z y R_F . Como ésta resistencia es elegida por el usuario siempre se podrá conseguir que el circuito sea estable con sólo hacer una elección adecuada.

En el caso general se puede destacar que $Z_F (1 + Z_B / Z_F \parallel Z_G)$ influye en la estabilidad y R_F es la parte dominante del término, con lo que también lo es de la estabilidad.

El criterio principal para la elección de R_F debe ser conseguir el mayor ancho de banda posible con un adecuado margen de fase para no tener un excesivo sobreimpulso o una caída de la ganancia en frecuencia demasiado suave. Por tanto interesa una R_F pequeña. Sin embargo si es demasiado pequeña el CFA se puede hacer inestable o tener un sobreimpulso excesivo. Incrementando R_F se consigue aumentar la estabilidad del circuito a costa de disminuir la ganancia de lazo y el ancho de banda (Figura 27).

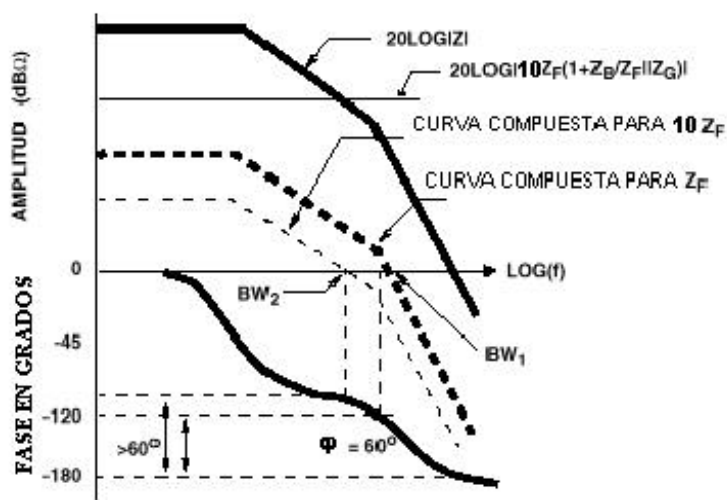


Figura 27. Variando R_F se puede aumentar la estabilidad a costa del ancho de banda.

Normalmente los fabricantes suelen especificar un valor óptimo de R_F para cada ganancia con el cual se asegura la estabilidad y un buen ancho de banda (Figura 28).



Figura 28. Elección de R_F óptima.

También es preciso decir que Z_F no puede valer cero (seguidor de tensión) en ningún caso ya que si lo hiciera, al estar en el denominador de la expresión de la ganancia de lazo haría que esta fuera indeterminada conduciendo a la inestabilidad al circuito. Tampoco son deseables las capacidades ya que harían que Z_F fuera cero en alguna frecuencia lo que también, como en el caso anterior, provocaría inestabilidad.

Otra conclusión que se puede extraer es que la influencia que tiene la impedancia de entrada del buffer de entrada Z_B en la estabilidad del sistema es mínima con lo será despreciada en la mayor parte de las ocasiones. Esto es debido a que su valor es muy pequeño en comparación con la resistencia de realimentación.

Si reescribimos la ganancia de lazo $A\beta$ de la forma:

$$A\mathbf{b} = \frac{Z}{\left(Z_F + Z_B \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) \right)}$$

se puede llegar a la conclusión de que la ganancia en lazo cerrado tiene un efecto muy pequeño en la estabilidad del sistema y en el ancho de banda porque está multiplicado por Z_B que es muy pequeña en relación con Z_F . Este efecto será tanto menor cuanto menor sea Z_B en relación con Z_F .

Los CFA's pueden ser empleados con una ganancia en lazo cerrado unitaria. Sin embargo, si la ganancia en lazo cerrado se incrementa entonces el circuito se hace más estable e incluso puede que aumente el ancho de banda por la disminución del valor de Z_F . Por tanto un buen método de diseño sería partir de una ganancia en lazo cerrado para luego aumentar dicha ganancia manteniendo constante la ganancia de lazo.

Suponiendo que $A\beta_1 = A\beta_N$ siendo $A\beta_1$ la ganancia de lazo de un sistema estable con ganancia de lazo cerrado (G_{CL}) uno y $A\beta_N$ la ganancia de lazo de un sistema con ganancia de lazo cerrado N se asegura que el nuevo sistema va a ser también estable (igual ganancia de lazo) y además, en mayor medida (ganancia de lazo cerrado mayor). Para conseguir el nuevo sistema habrá que variar el valor de la resistencia de realimentación :

$$A\beta_1 = A\beta_N$$

$$\frac{Z}{Z_{F1} + Z_B \left(1 + \frac{Z_{F1}}{Z_{G1}} \right)} = \frac{Z}{Z_{FN} + Z_B \left(1 + \frac{Z_{FN}}{Z_{GN}} \right)}$$

$$\frac{Z}{Z_{F1} + Z_B G_{CL1}} = \frac{Z}{Z_{FN} + Z_B G_{CLN}}$$

$$Z_{FN} = Z_{F1} + Z_B(G_{CL1} - G_{CLN})$$

Estos resultados sin embargo no son en la práctica los que se obtienen aunque si pueden servir como una estimación del valor de Z_F que se debe emplear en el lazo de realimentación. El motivo de ello es que la impedancia de entrada del buffer de entrada depende de la frecuencia de la siguiente forma:

$$Z_B = h_{iB} + \frac{R_B}{b_o + 1} \left(\frac{1 + \frac{s b_o}{w_T}}{1 + \frac{s b_o}{(b_o + 1) w_T}} \right)$$

A bajas frecuencias el valor de Z_B es constante (50Ω es un valor típico) pero a altas frecuencias su valor varía según la ecuación anterior. Además β_0 y ω_T son distintas para transistores NPN y PNP con lo que su cálculo matemático exacto resulta muy complejo. Por ello su estimación se lleva a cabo de forma práctica (Figura 29)

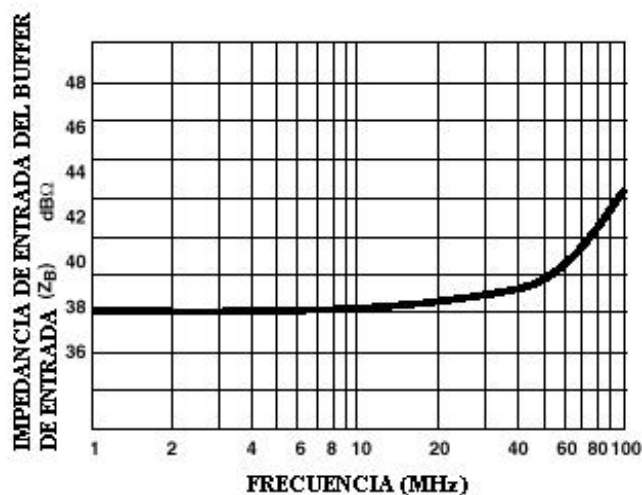


Figura 29. Respuesta en frecuencia de la impedancia del buffer de entrada.

ESTABILIDAD CON CAPACIDAD A LA ENTRADA

Cuando hay una capacidad desde la entrada inversora a masa, en paralelo con R_G , se pueden producir oscilaciones si no se toman las precauciones debidas (Figura 30).

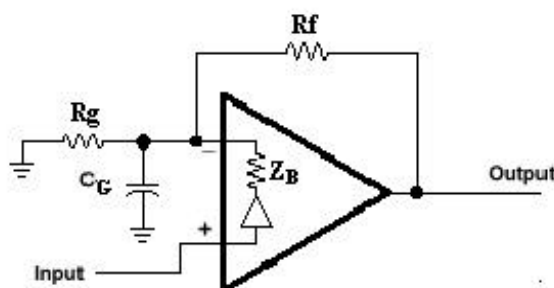


Figura 30. Capacidad en la borna inversora.

La impedancia Z_G se convierte en lo siguiente:

$$Z_G = R_G \parallel C_G = \frac{R_G}{(R_G C_G s + 1)}$$

con lo que la ganancia de lazo se puede reescribir de la siguiente forma:

$$A_b = \frac{Z}{\left(Z_B + \frac{Z_F(Z_G + Z_B)}{Z_G} \right)}$$

Ahora se suponen Z_B y Z_F sólo resistivas ($Z_B = R_B$ y $Z_F = R_F$) por lo que la ganancia de lazo queda de la siguiente manera:

$$Ab = \frac{Z}{R_F \left(1 + \frac{R_B}{R_F \parallel R_G} \right) (R_B \parallel R_F \parallel R_G C_{GS} + 1)}$$

En esta ganancia aparece un nuevo polo que podría causar oscilaciones si estuviera muy cerca del polo o polos incluidos en Z . Como R_B es muy pequeña será la variable que controle la colocación del nuevo polo y lo forzará a irse a muy altas frecuencias. Sin embargo, si C_G fuera grande entonces el polo ya no se desplazaría hacia las altas frecuencias sino que podría colocarse cerca de los polos de Z haciendo que el sistema sea inestable.

A pesar de que C_G sea pequeña todavía puede surgir un motivo para que el sistema sea inestable. Si la ganancia del amplificador es muy pequeña entonces R_G será grande con lo que el nuevo polo afectará la respuesta del sistema creando picos en la respuesta en frecuencia de éste a altas frecuencias. Sin embargo, si la ganancia es alta entonces R_G será pequeña con lo que el polo creado estará a altísimas frecuencias no afectando en nada al sistema.

En resumen y como norma general **no se debe colocar capacidades a la entrada del circuito y en ningún caso si son grandes** aunque a veces, esta capacidad no puede evitarse por ser el resultado de un layout deficiente o incluso de un mal encapsulado del chip.

ESTABILIDAD CON CAPACIDADES DE REALIMENTACIÓN

Cuando se coloca un condensador en el lazo de realimentación (en paralelo con la resistencia de realimentación) como aparece reflejado en el esquema de la Figura 31 también surgen problemas de estabilidad.

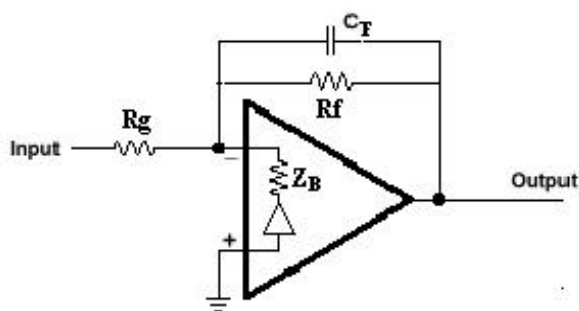


Figura 31. Capacidad en el lazo de realimentación de un CFA.

La resistencia del lazo de realimentación se transforma en la impedancia Z_F debido al paralelo entre C_F y R_F :

$$Z_F = R_F \parallel C_F = \frac{R_F}{R_F C_{FS} + 1}$$

Sustituyendo tal y como se hizo en el apartado anterior en la ecuación de la ganancia de lazo tendríamos que:

$$Ab = \frac{Z(R_F C_F s + 1)}{R_F \left(1 + \frac{R_B}{R_F \parallel R_G} \right) (R_B \parallel R_F \parallel R_G C_F s + 1)}$$

En esta nueva expresión de la ganancia de lazo se puede observar que aparecen un nuevo cero y un nuevo polo. Dependiendo de la posición relativa entre ambos el circuito oscilará o será estable. En la Figura 32 se representa la ganancia de lazo del CFA y el efecto de la capacidad en el lazo de realimentación.

La curva compuesta cruza el eje de $0 \text{ dB}\Omega$ con una pendiente de -40 dB/década desplazada hacia la derecha respecto de la ganancia de lazo original con lo que tiene más tiempo para aumentar el valor de la fase. Por tanto, el nuevo sistema tendrá un margen de fase menor que el sistema original (siendo por tanto menos estable) o incluso podrá llegar a ser inestable aunque en contrapartida tendremos un mayor ancho de banda.

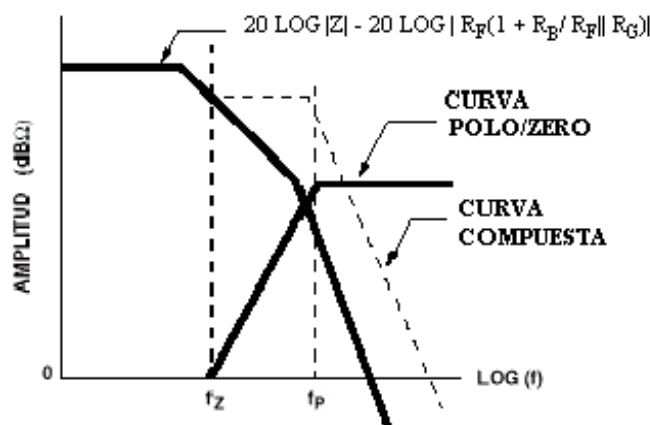


Figura 32. Efectos de una capacidad en el lazo de realimentación.

Si C_F fuera muy pequeña, el polo se situaría a una frecuencia muy superior a la del polo de mayor frecuencia de Z con lo que el polo de Z tendría la oportunidad de hacer caer la ganancia hasta cero antes de que el nuevo polo hiciera aumentar el desplazamiento de fase de Z con lo que la estabilidad no se vería comprometida. En la práctica, casi cualquier condensador es lo suficientemente grande como para provocar que el circuito sea inestable y oscile por lo que habrá que colocar resistencias que disminuyan su valor.

Si se da el caso en el que el nuevo cero se encuentra justo antes de que la ganancia de lazo cruce los $0 \text{ dB}\Omega$, entonces el desplazamiento de fase positiva del cero cancela el desplazamiento de fase negativo del segundo polo con lo que se consigue que el circuito se estable y el nuevo polo introducido tiene lugar después de que la ganancia de lazo atraviese los $0 \text{ dB}\Omega$.

Por tanto, para evitar problemas de estabilidad lo más aconsejable es **no colocar capacidades en el lazo de realimentación.**

COMPENSACIÓN PARA C_G Y C_F

Si se tuviera una capacidad en la entrada inversora y otra en el lazo de realimentación (Figura 33) entonces se podría conseguir que se cancelaran sus efectos.

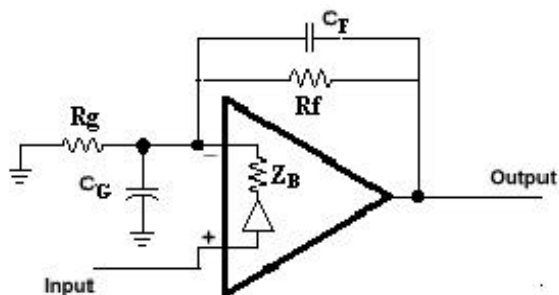


Figura 33. Compensación de C_G o C_F .

Combinando las ganancias de lazo calculadas en las secciones anteriores obtendríamos:

$$A_b = \frac{Z(R_F C_F s + 1)}{R_F \left(1 + \frac{R_B}{R_F \parallel R_G} \right) (R_B \parallel R_F \parallel R_G (C_F + C_G) s + 1)}$$

Si se diera la circunstancia de que el nuevo cero cancelara el nuevo polo, la respuesta en frecuencia única y exclusivamente dependería de la transimpedancia Z , es decir, C_F cancelaría los efectos de C_G o viceversa.

Por tanto lo que se busca es que:

$$R_F C_F s + 1 = R_B \parallel R_F \parallel R_G (C_F + C_G) s + 1$$

$$R_F C_F = \frac{C_G R_G R_B}{(R_G + R_B)}$$

Como R_B es un parámetro dependiente de la frecuencia y las capacidades son muy difíciles de fabricar de tal forma que su valor sea siempre el mismo este método no se puede aplicar como norma general. Lo que se suele hacer es minimizar todo lo posible las capacidades en el lazo de realimentación y a la entrada para así evitar circuitos inestables con oscilaciones. Otra opción posible sería sustituir uno de los condensadores por un condensador variable, y entonces, mediante un ajuste manual conseguir la cancelación.

Concluyendo, si se tiene una capacidad en el lazo de realimentación sus efectos se podrían cancelar introduciendo un condensador en la entrada inversora y si se tuviera una capacidad en la borna inversora se podrían cancelar sus efectos introduciendo un condensador en el lazo de realimentación.

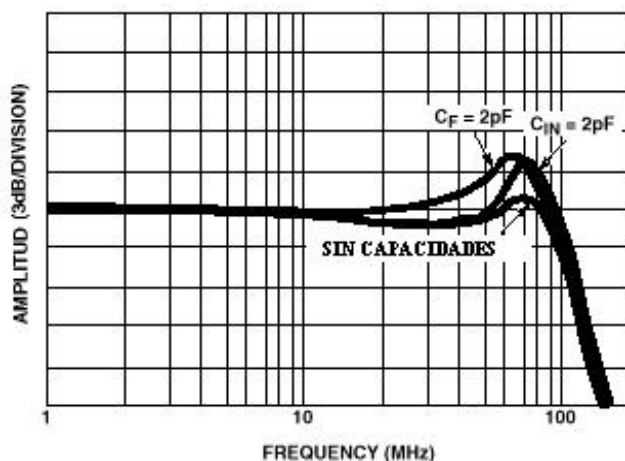


Figura 34. Efecto de capacidades en la entrada y en el lazo de realimentación.

En la Figura 34 se pueden apreciar los efectos de capacidades en la entrada y lazo de realimentación muy pequeñas. Según fueran aumentando su valor el resultado serían picos mayores y finalmente la inestabilidad.

ESTABILIDAD CON CAPACIDADES DE CARGA

Cuando se coloca una capacidad a la salida de un CFA (Figura 35) se debe tener cuidado incluso para capacidades pequeñas ya que puede llevar al amplificador a la inestabilidad. Esta capacidad de carga muchas veces es consecuencia de un layout deficiente o de capacidades parásitas de entrada de la siguiente etapa.

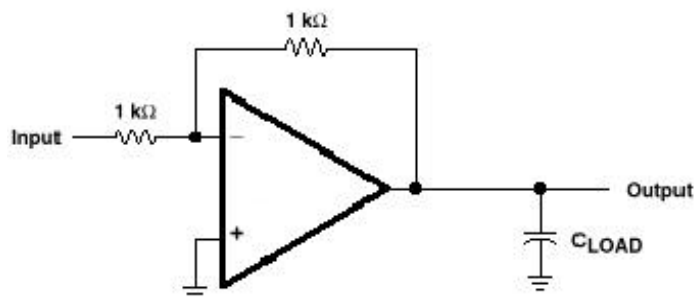


Figura 35. Capacidades de carga en un CFA.

Una de las limitaciones que introduce la capacidad es la corriente con la que el amplificador tiene que proporcionar a la salida:

$$I = C \frac{\partial V}{\partial t}$$

Otra, más severa, es la estabilidad. Las capacidades de carga introducen un polo que si no está situado a altas frecuencias puede hacer el sistema inestable debido a que incrementa el desplazamiento de fase. Por tanto lo que se intentará es llevar el polo que introduce la capacidad a altas frecuencias.

Capacidades muy pequeñas (10 pF) no tienen efectos sobre el amplificador ya que sólo introducen desplazamiento de fase a muy altas frecuencias. Sin embargo, capacidades mayores si causan problemas de estabilidad. Para solventarlos se puede recurrir a varias opciones:

- Colocar una resistencia en paralelo con la capacidad de carga lo más pequeña posible (Figura 36), teniendo en cuenta las limitaciones de corriente que impone el amplificador. Si ya hubiera una resistencia de carga, se intentaría disminuir al máximo su valor. Con ello se conseguiría disminuir el valor de la capacidad de carga con lo que el polo que introduce se desplazaría hacia las altas frecuencias. El mayor inconveniente de esta opción es que el consumo de corriente del circuito aumenta considerablemente siendo esto inaceptable en algunas aplicaciones. Además, muchas veces no se puede disminuir el valor de la resistencia de carga.

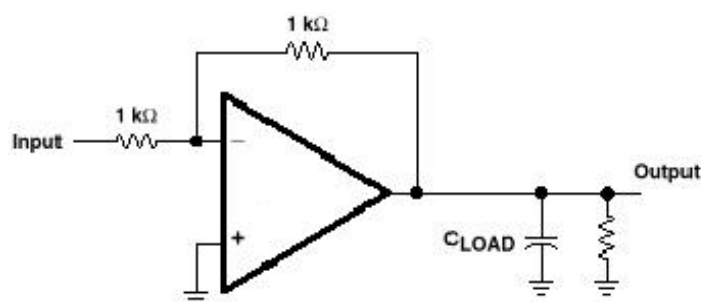


Figura 36. La R de carga disminuye los efectos de la C de carga.

- Aumentar la resistencia de realimentación con lo que conseguimos disminuir las oscilaciones a costa de perder ancho de banda.
- Si la capacidad es muy grande lo más recomendable es colocar una resistencia (de 10Ω a 50Ω) en serie con el condensador de carga (Figura 37).

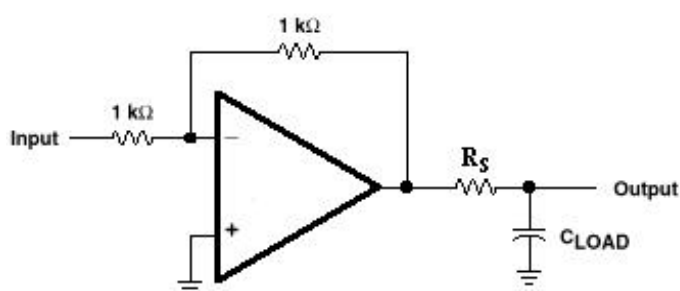


Figura 37. Soluciones para poder cargar un CFA con un condensador sin oscilaciones.

Esta opción es la más empleada y además puede usarse en combinación con la primera en algunas ocasiones.

El valor más adecuado de R_S lo suele dar el fabricante en las hojas de características. En la Figura 38 se observan ejemplos de curvas que para un valor de C_L y un máximo sobreimpulso o un tiempo de asentamiento determinado ofrece el valor de la resistencia que se debería colocar en serie con la resistencia de carga.

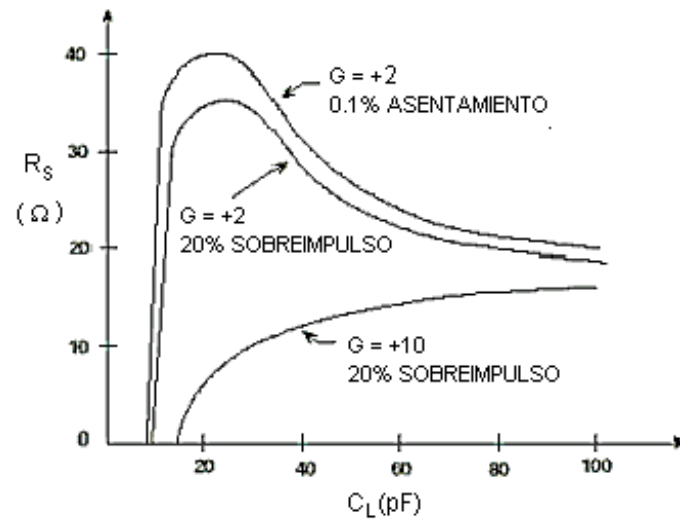
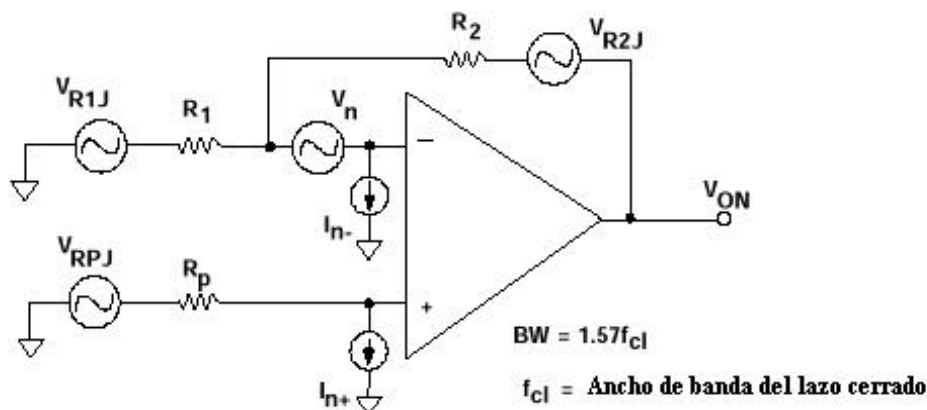


Figura 38. Valor de R_s en función de C_L y del sobrepulso o del tiempo de asentamiento.

RUIDO

Todos los amplificadores generan ruido, el cual es amplificado y transmitido a las siguientes etapas. La forma de estudiar el ruido a la salida de un CFA es exactamente la misma que en un VFA. En la Figura 39 se tiene un CFA en configuración inversora o no inversora con todas las fuentes de ruido y la expresión de la tensión de ruido que se tendría a la salida.



$$V_{ON} = \sqrt{BW} \sqrt{I_{n-}^2 R_2^2 + I_{n+}^2 R_p^2 \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right]^2 + V_n^2 \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right]^2 + 4kTR_2 + 4kTR_1 \left[\frac{R_2}{R_1}\right]^2 + 4kTR_p \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right]^2}$$

Figura 39. Modelo de ruido del CFA en configuración inversora o no inversora.

La corriente de ruido de la borna no inversora es típicamente de aproximadamente $2.5 \text{ pA/Hz}^{1/2}$. En los CFA's no se suelen colocar resistencias en esta borna con lo que el valor de R_p suele ser el de la impedancia de entrada de dicha borna (impedancia de salida del buffer de entrada) cuyo valor típico es de 75Ω o menos. Debido a esto, el voltaje de ruido generado es de $187.5 \text{ pV/Hz}^{1/2}$ multiplicados por la ganancia de ruido $(1 + R_2/R_1)$.

La corriente de ruido de la borna inversora es mayor que el de la no inversora y tiene un valor típico de unos $25 \text{ pA/Hz}^{1/2}$. Esta corriente se multiplica por la resistencia de realimentación (típicamente $1 \text{ k}\Omega$) dando como resultado una tensión de ruido a la salida de $25 \text{ nV/Hz}^{1/2}$ que es un valor mucho más grande que el anterior.

En cuanto a la tensión de ruido v_n un valor típico sería de $10 \text{ nV/Hz}^{1/2}$ con lo que la contribución que haría a la tensión de ruido a la salida sería de v_n multiplicada por la ganancia de ruido $(1 + R_2/R_1)$.

Según los resultados obtenidos, el ruido introducido por la borna no inversora se puede despreciar en los cálculos ya que su valor es muy pequeño en comparación con el ruido introducido por la borna inversora. Para poder disminuir el voltaje de ruido a la salida del CFA hay dos caminos:

- La primera forma es seleccionar un CFA que emplee como R_2 un valor muy pequeño. Si, por ejemplo se empleara un CFA con una R_2 óptima de 150Ω la tensión de ruido generada sería de $3.75 \text{ nV/Hz}^{1/2}$.

- La segunda forma de conseguir reducir el voltaje de ruido a la salida es reducir el ancho de banda al mínimo, esto es a la frecuencia de la señal de entrada. Algunos CFA's llevan un pin para que el control del ancho de banda se pueda hacer externamente. Colocando un condensador a este pin se consigue reducir el ancho de banda y una mejora en la estabilidad del circuito. Esta mejora se debe a que al disminuirse el ancho de banda el margen de fase aumenta y por tanto mejora la estabilidad. Como el CFA depende mucho de este condensador de compensación externo, debemos emplear uno de gran precisión y estabilidad.

La elección de un método u otro dependerá de las posibilidades que nos ofrezca la aplicación que se quiera llevar a cabo.

Los CFA's que en vez de etapas bipolares de entrada emplean etapas FET se caracterizan por tener unas corrientes de ruido en ambas bornas completamente despreciables (medidos en $fA/Hz^{1/2}$) aunque el voltaje de ruido v_n es mayor.

LAYOUT

Cualquier circuito destinado a operar en alta frecuencia requiere una especial atención a su layout por lo que los CFA's no serán menos. Hay varias normas que se deben tener en cuenta. Algunas de ellas son:

- Se debe cuidar que el plano de masa sea sólido para que las pistas con corrientes de retorno presenten bajas impedancias con el fin de que no generen ruido
- El punto anterior está encontrado con la afirmación de que la capacidad asociada con la borna inversora debe ser mínima ($< 2\text{pF}$) para que no haya picos y oscilaciones. Para evitar que el plano de masa cree capacidades parásitas suficientemente grandes lo que se debe hacer es reducir el plano de masa bajo la borna inversora y bajo las pistas que van conectadas a la borna inversora. Si se hace bien se consiguen unas capacidades parásita bajas con una generación de ruido mínima.
- Las pistas que van a la borna inversora deben ser lo más cortas posibles y los componentes conectados a ella deben estar muy cerca para evitar que introduzcan capacidades parásitas.
- Capacidades parásitas a la salida del CFA pueden provocar que el circuito oscile. Para evitarlo se puede colocar una resistencia pequeña resistencia (de 10Ω a 50Ω) en serie con la salida.
- La peor fuente de ruido en un circuito son los chips lógicos (digitales). Hay que tener cuidado que familia se selecciona ya que algunas generan picos de corriente cuando cambian de estado que generan una tensión de ruido en la masa del sistema que los CFA's, debido a su gran ancho de banda amplificarán.
- Por supuesto, las masas analógica y digital deben estar separadas.
- Las fuentes de alimentación deben ser desacopladas mediante condensadores.
- Pistas con señales analógicas nunca deben correr paralelas a pistas con señales digitales ya que estas últimas provocarían interferencias en las primeras. Si no hubiera más remedio lo que se haría sería colocar una pista entre ambas conectada a masa por un extremo.
- Todos los circuitos activos deben ser desacoplados con un condensador cerámico de unos $0.01\ \mu$ para evitar ruidos.

Muchos fabricantes proporcionan layouts para CFA's en forma de tarjetas de evaluación que pueden ser empleadas como punto de partida para el diseño

CIRCUITOS MÁS FRECUENTES

En este apartado se van a mostrar los circuitos más comúnmente empleados con CFA's así como una breve explicación de los aspectos más destacados de ellos.

INVERSOR

Es el ya visto, y no guarda ninguna diferencia con su equivalente con el VFA (Figura 40). La resistencia R_i se utiliza para establecer la impedancia de entrada.

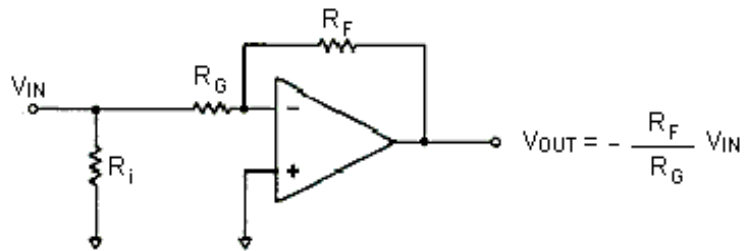


Figura 40. Configuración inversora.

NO INVERSOR

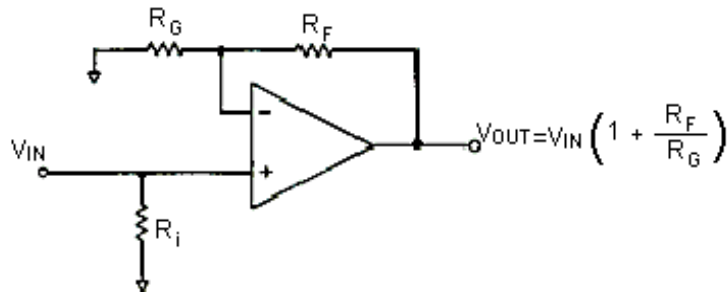


Figura 41. Configuración no inversora.

AMPLIFICADOR DISTRIBUIDOR

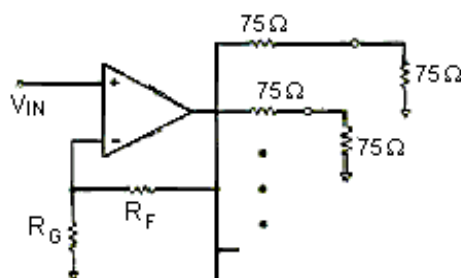


Figura 42. Amplificador distribuidor

SUMADOR

Los CFA's son la mejor elección para hacer un sumador (Figura 43) ya que su ancho de banda no se ve afectado por la alta ganancia total que requiere generalmente este circuito (la tensión de salida es la suma de cada tensión de entrada).

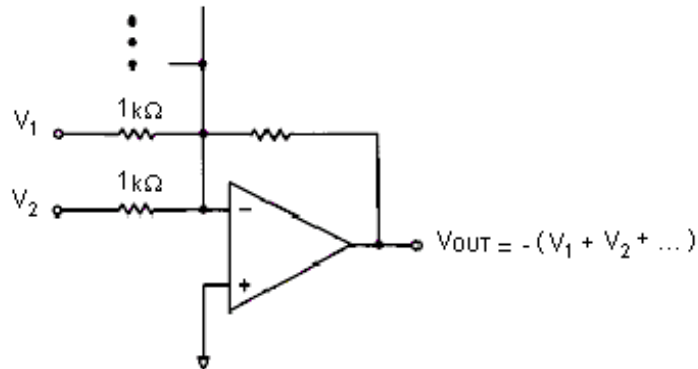


Figura 43. Sumador.

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Hay que asegurarse de no exceder los límites de tensión en modo común a la entrada (que aparecen en las hojas de características). En tal caso se usarán circuitos de protección. (Figura 44)

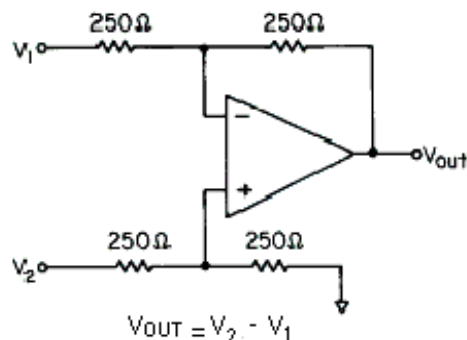


Figura 44. Amplificador diferencial.

RECEPTOR DE LÍNEA DIFERENCIAL

El circuito tiene un buen rechazo en modo común y una impedancia de entrada diferencial de 50Ω apta para señales que necesitan ser transmitidas a través de líneas coaxiales (Figura 45).

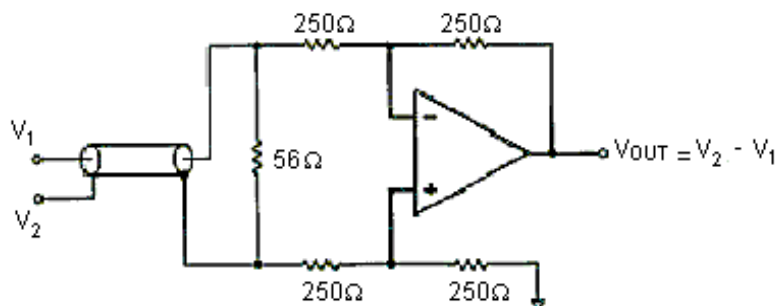


Figura 45.. Receptor de línea diferencial

TRANSMISOR PARA CABLE COAXIAL

Se emplea cuando hay que transmitir señales de altas frecuencias a distancia. Las resistencias R_0 se eligen de forma que igualen el valor de la impedancia característica del cable coaxial (Figura 46).

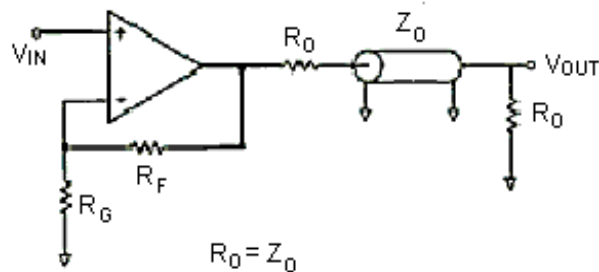


Figura 46. Transmisor para cable coaxial.

AMPLIFICADOR CON CORRIENTES DE SALIDA ALTAS

Este circuito aporta a su salida hasta 400 mA. Como el circuito a la salida (que no es más que un buffer) provoca un retraso de fase adicional, la resistencia de realimentación R_F debe ser mayor que la recomendada en las hojas de características para compensar la disminución de la ganancia de lazo y de estabilidad. Entonces se selecciona R_G para fijar la ganancia (Figura 47).

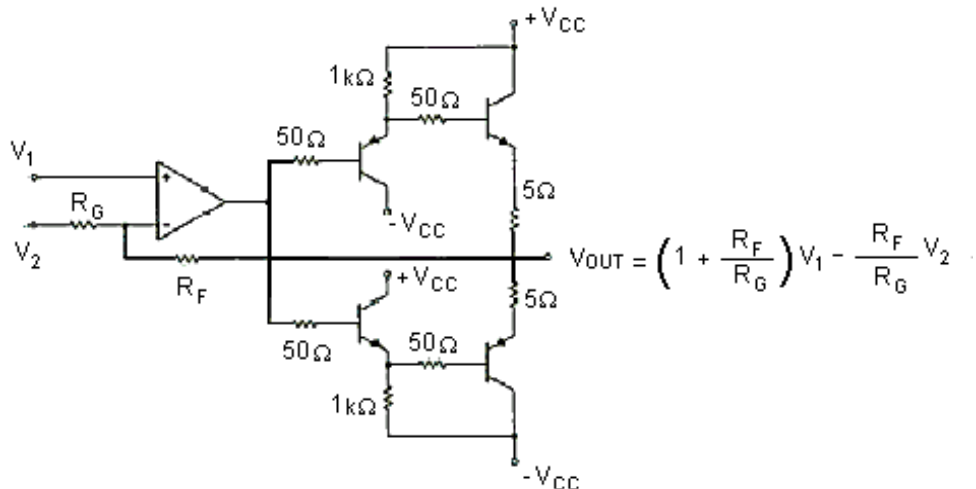


Figura 47. Amplificador con corrientes de salida altas.

AMPLIFICADOR PARA CARGAS CAPACITIVAS

La resistencia R_S reduce el sobreimpulso y los picos que puedan aparecer en la respuesta en frecuencia debido a la capacidad de carga (Figura 48).

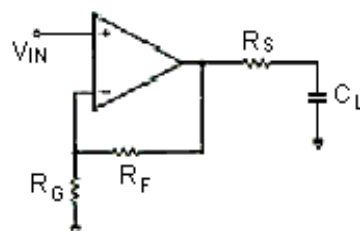


Figura 48. Amplificador para cargas capacitivas.

AJUSTE DE OFFSET

Las resistencias R (cuya misión es dar la corriente adecuada a los zener) y los diodos zener (Figura 49) pueden ser eliminados si se quiere mas sencillez en el circuito.

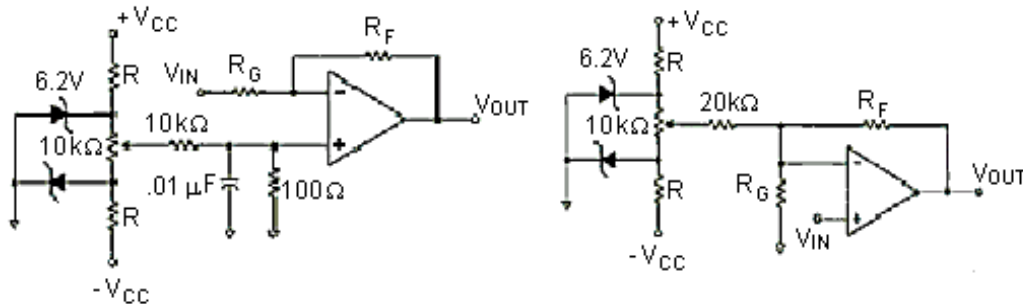


Figura 49. Ajuste de offset para configuraciones inversora y no inversora.

AMPLIFICADOR CON ENTRADA FET

Se utiliza cuando se requieren gran impedancia de entrada, corrientes de polarización bajas o reducción del ruido (Figura 50). El potenciómetro sirve para ajustar el offset.

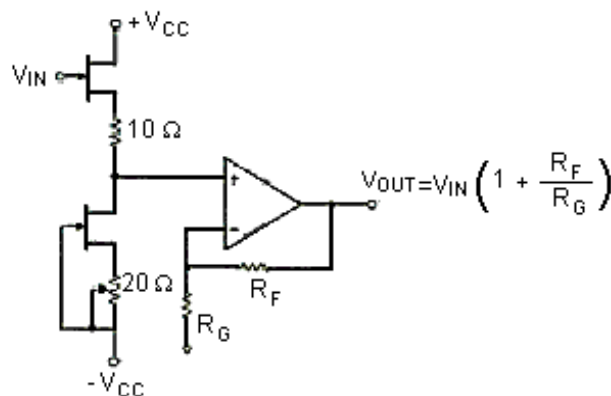


Figura 50. Amplificador con entrada FET.

AMPLIFICADOR CON ANCHO DE BANDA AJUSTABLE

Incrementando la impedancia de entrada de la borna inversora (que suele ser muy pequeña) se consigue reducir el ancho de banda. El ancho de banda del circuito de la Figura 51 puede ser variado entre 60 MHz y 160 MHz.

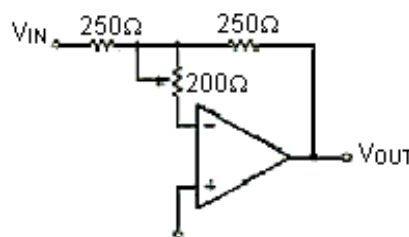


Figura 51. Amplificador con ancho de banda ajustable.

REDUCCIÓN DE LOS PICOS EN FRECUENCIA

Muchas veces aparecen en los circuitos capacidades parásitas a la entrada que provocan inestabilidad o una mala respuesta en frecuencia. La capacidad parásita C en paralelo con R_G produce una respuesta en frecuencia con picos indeseables. Para solucionarlo se coloca un filtro paso bajo en la borna no inversora (Figura 52).

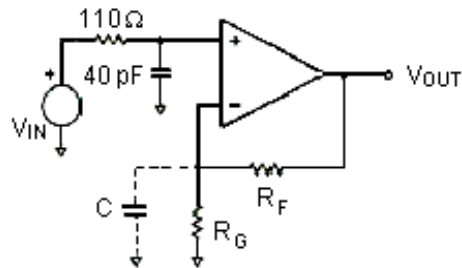


Figura 52. Reducción de los picos de la respuesta en frecuencia.

GANANCIA AJUSTABLE USANDO UN FET

El circuito de la Figura 53 tiene un rango de ganancia de 26 dB con un margen en frecuencia desde DC hasta 50 MHz.

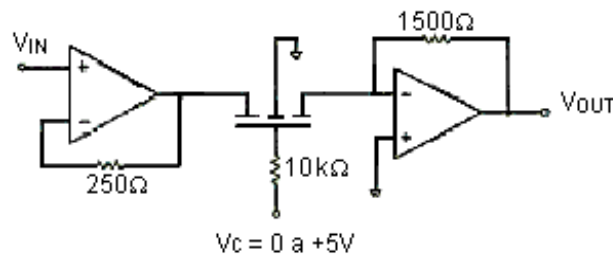


Figura 53. Ganancia ajustable usando un FET.

INTEGRADOR

Si se van a emplear grandes capacidades éstas no pueden ser colocadas en el lazo de realimentación (Figura 54a). Hay ocasiones en las que la capacidad en el lazo de realimentación si es admitida ya que su efecto se consigue neutralizar con una resistencia en serie con C (Figura 54b).

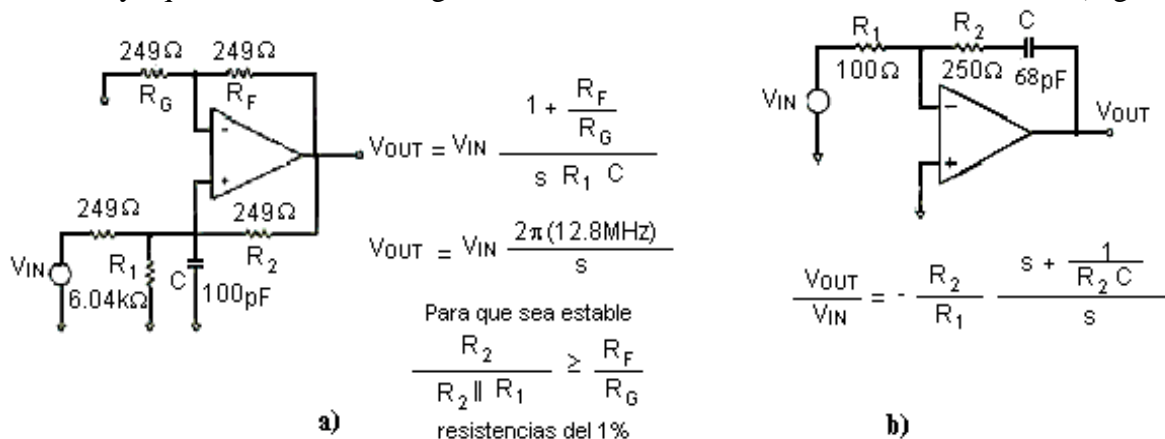


Figura 54. Circuitos integradores.

El integrador de la Figura 55 tiene una ganancia en DC mayor. Para los valores dados es de 55 dB. Se pueden obtener valores mayores aumentando R_G teniendo cuidado de no variar el valor de R_G / R_1 para mantener la estabilidad. La gran ganancia se consigue a expensas de un alto nivel de ruido y su mayor parte viene determinada por R_1 . El efecto del buffer en el lazo de realimentación es eliminar la inestabilidad que causa la C.

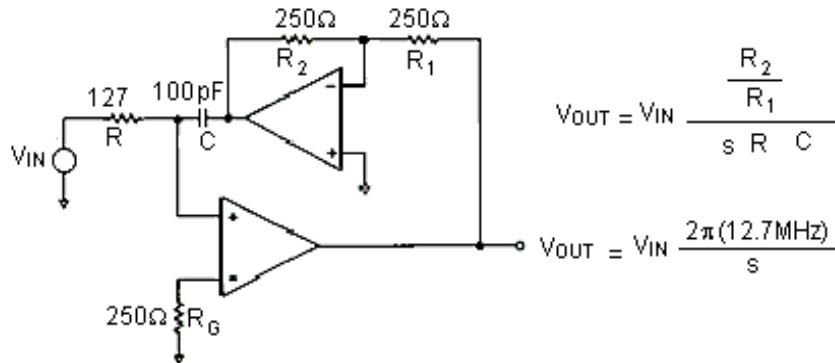


Figura 55. Integrador con alta ganancia.

AMPLIFICADOR CON FOTODIODO

El circuito de la Figura 56 tiene una ganancia de transimpedancia de $-2.5 \text{ k}\Omega$ para convertir la corriente del fotodiodo en voltaje.

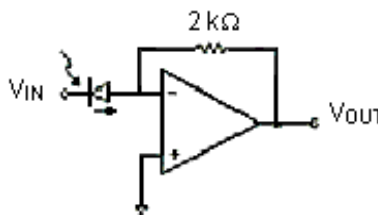


Figura 56. Amplificador con fotodiodo.

BUFFER PARA CONVERTOR D/A

La mayoría de los DAC tienen mejores prestaciones cuando la impedancia de carga es mínima. En el circuito de la Figura 57 el CFA actúa como buffer y transforma la corriente de salida del DAC en tensión. La capacidad variable C del lazo de realimentación se pone para compensar la capacidad de salida del DAC y así evitar picos en la respuesta en frecuencia. Las resistencias de 50Ω y 500Ω se colocan para reducir el valor de la capacidad de realimentación y así conseguir que el circuito se mantenga estable.

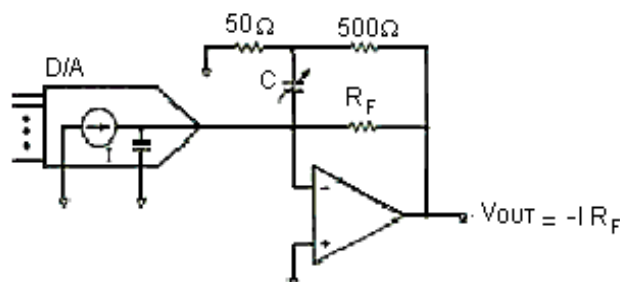


Figura 57. Buffer para convertidores D/A.

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA NO LINEALES

Los CFA's son especialmente adecuados en aplicaciones no lineales ya que sus características dinámicas son relativamente independientes del nivel de la señal (ganancia). En el circuito de la Figura 58 se ven 3 fuentes de señal (la resistencia de 1k y los dos puentes de diodos) conectadas a la borna inversora del CFA, puesta a masa virtual. Debido a la realimentación, la corriente a través de R_F es igual a la suma de las tres corrientes entrantes por lo que la tensión de salida es el producto de dicha corriente por R_F .

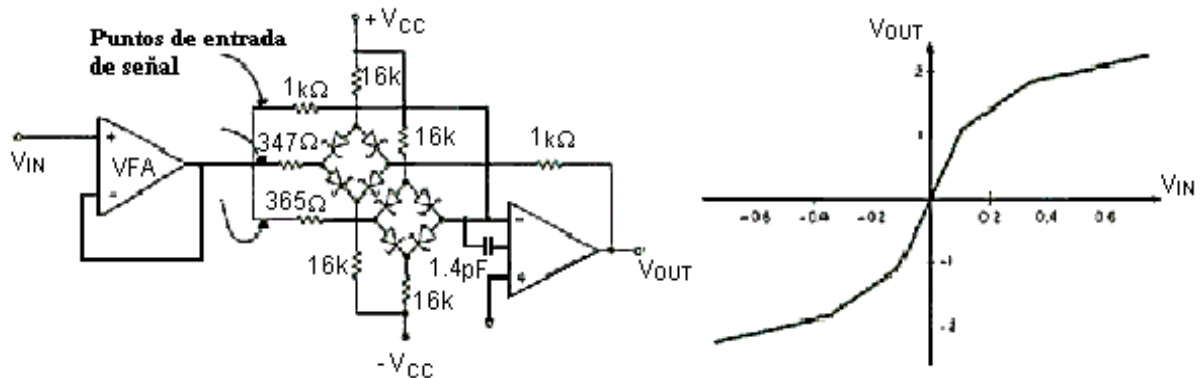


Figura 58. Función de transferencia no lineal.

La corriente de cada entrada es el voltaje de entrada dividido por la resistencia que hay en su camino. Sin embargo, en las entradas con los diodos esto sucede hasta que se supera el límite $12V / 16 k\Omega$. Esto es lo que produce la no linealidad.

GANANCIA AJUSTABLE USANDO UN FOTORESISTOR

Este circuito puede dar ganancias de hasta 12 dB desde DC hasta 20 MHz. El VFA (741) mejora la estabilidad frente a la temperatura. (Figura 59).

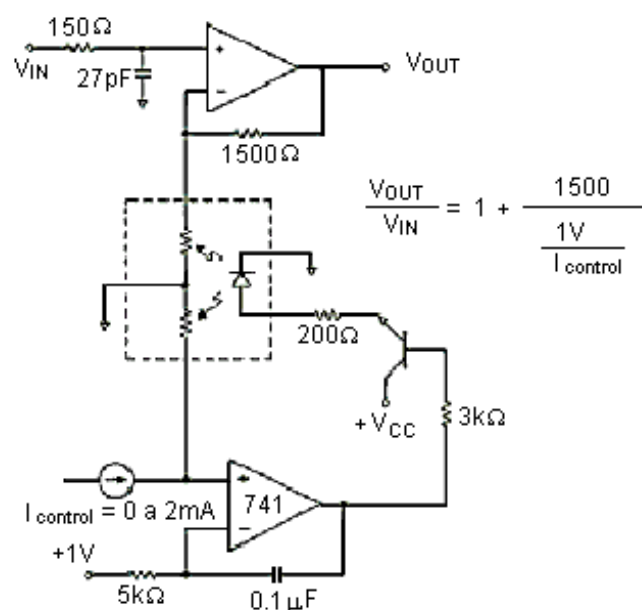


Figura 59. Ajuste de ganancia mediante una fotoresistencia.

DETECTOR DE PICOS

El circuito de la Figura 60 detecta picos gracias a la conducción o no conducción de los diodos del lazo de realimentación. Cuando $V_{OUT} > V_{IN}$ el CFA absorbe corriente y el diodo D_2 conduce. Cuando $V_{OUT} < V_{IN}$ es D_1 quien conduce y el condensador se carga a través de la resistencia de 200Ω hasta que $V_{OUT} = V_{IN}$.

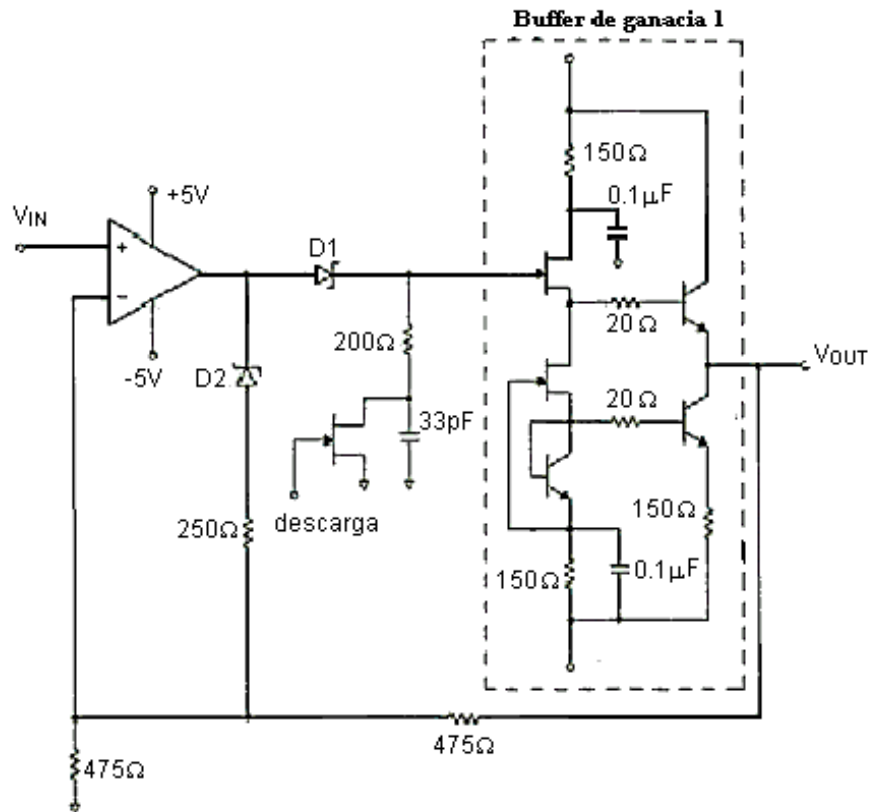


Figura 60. Detector de picos.

Este circuito es capaz de detectar pulsos de 50 ns con un nivel de tensión desde 20 mV hasta 1.5 V.

FILTROS ACTIVOS

Ya se ha visto que los CFA's son dispositivos similares a los VFA's en algunas facetas aunque distintos en otras. Una de esas cosas que distingue a los CFA's es que pueden funcionar a frecuencias mucho más elevadas que los VFA's con lo que se podrían obtener filtros activos como los empleados con estos últimos pero que trabajen a mayores frecuencias.

Por otro lado, con los CFA's hay que tener mucho cuidado con el lugar donde se colocan los condensadores ya que podrían hacerlo inestable. Sobre todo hay que evitar colocarlos en el lazo de realimentación. A pesar de estas dificultades es posible diseñar tanto filtros paso-bajo (Figura 61) como paso-alto (Figura 62) como paso-banda (Figura 63) como banda-eliminada (Figura 64).

FILTRO PASO-BAJO

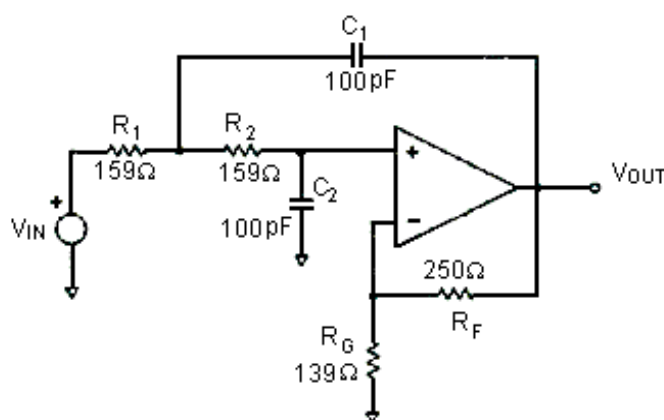


Figura 61. Filtro paso-bajo (10MHz, Q=5).

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\frac{K_0}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1 - K_0}{R_2 C_1} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$K_0 = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C:$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + (1 - K_0) \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}} \quad \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$Q = \frac{1}{3 - K_0}$$

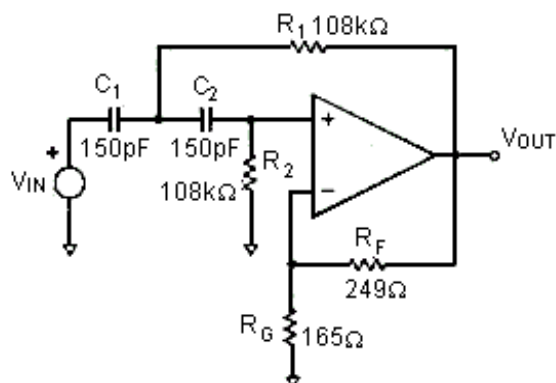
FILTRO PASO-ALTO

Figura 62. Filtro paso-alto (1MHz, Q=2).

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{K_0 s^2}{s^2 + s \left[\frac{1}{R_2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1 - K_0}{R_1 C_1} \right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$K_0 = 1 + \frac{R_F}{R_G}$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C :$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_1}{R_2} \left(\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right) + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} (1 - K_0)}}}$$

$$Q = \frac{1}{3 - K_0}$$

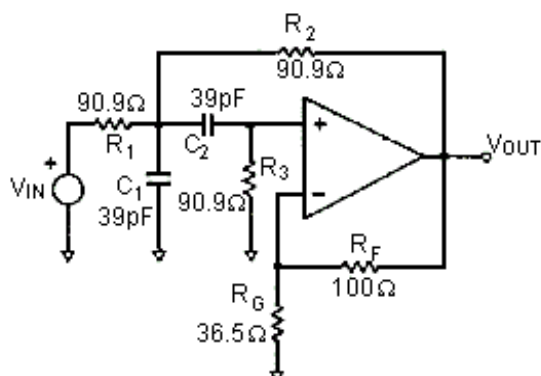
FILTRO PASO-BANDA

Figura 63. Filtro paso-banda (40MHz, Q=4).

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{s \frac{K_0}{R_1 C_1}}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_3 C_1} + \frac{1 - K_0}{R_2 C_1} \right) + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

$$K_0 = 1 + \frac{R_F}{R_G}$$

$$\omega_0^2 = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}$$

$$R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C:$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{R_2 C_1 (R_1 + R_2)}{R_1 R_3 C_2}}}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} \left(1 + \frac{C_1}{C_2} \right) - K_0}$$

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{2}}{RC}$$

$$Q = \frac{\sqrt{2}}{4 - K_0}$$

FILTRO BANDA-ELIMINADA

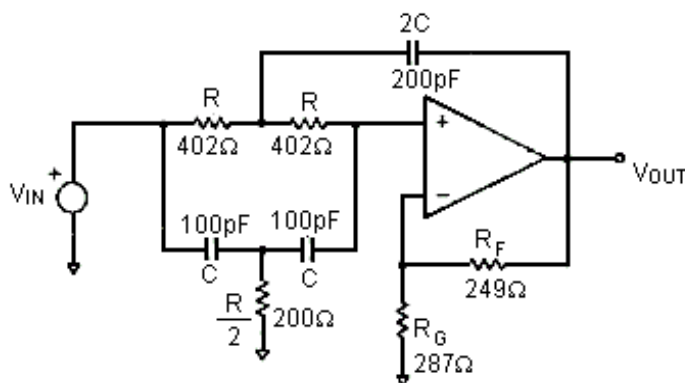


Figura 64. Filtro banda-eliminada (4MHz, Q=4)

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{K_0 \left(s^2 + \frac{1}{R^2 C^2} \right)}{s^2 + 2 \frac{s}{RC} (2 - K_0) + \frac{1}{R^2 C^2}}$$

$$K_0 = 1 + \frac{R_F}{R_G}$$

$$\omega_{0\text{polo}}^2 = \omega_{0\text{cero}}^2 = \frac{1}{R^2 C^2}$$

$$Q_{\text{polo}} = \frac{1}{2(2 - K_0)}$$

CFA's CONTRA VFA's

Un problema al que se enfrenta el ingeniero en el diseño de circuitos analógicos es el de la elección entre VFA's y CFA's. Cada uno tiene sus ventajas y sus inconvenientes por lo que habrá que tener en cuenta que es lo que se quiere del amplificador en función de la aplicación a desarrollar.

En general los VFA's se caracterizan por:

- Ruido muy pequeño.
- Gran precisión en DC.
- Libertad en la elección de la resistencia de realimentación.

Los CFA's destacan por:

- Independencia entre ganancia y ancho de banda.
- Slew-rates y ancho de banda mayores.
- Menor distorsión.
- Restricciones en la elección de R_F .
- Menor coste por MHz de ancho de banda.

TOPOLOGÍAS

La etapa de entrada de un VFA es un amplificador diferencial (Figura 65) compuesto por dos transistores exactamente iguales alimentados por las mismas tensiones y corrientes. Debido a esta simetría no hay casi tensión de offset y las corrientes de polarización se pueden compensar al ser iguales. Además, los cambios en la alimentación o en la temperatura afectan a los dos transistores por igual con lo que sus efectos se compensan.

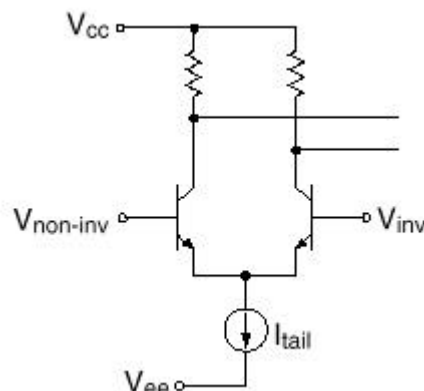


Figura 65. Etapa de entrada de un VFA.

La etapa de entrada de un CFA es un buffer con la estructura de la Figura 66. Para que la tensión de offset sea cero la tensión base-emisor de los transistores NPN y PNP deben ser iguales. Sin embargo, el proceso de fabricación de los transistores NPN y PNP son diferentes por lo que dichas tensiones no suelen ser iguales. Las corrientes de las bornas tampoco están emparejadas ya que la de la borna no inversora es la diferencia de corrientes de base de dos transistores (es realmente una corriente de polarización) mientras que la de la borna inversora es la corriente de salida del buffer y depende de errores en otras etapas. Por esta asimetría, también los cambios de temperatura y tensión afectan más al dispositivo.

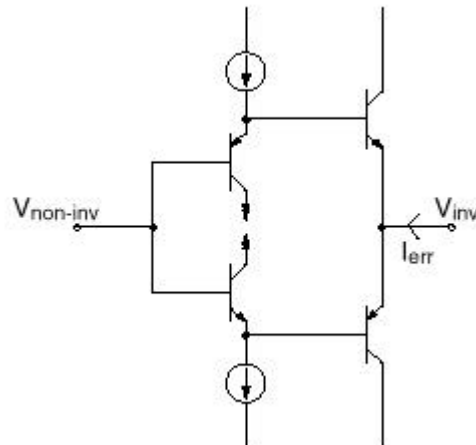


Figura 66. Etapa de entrada de un CFA.

Por otra parte, los CFA's suelen necesitar menos etapas de ganancia que los VFA's (generalmente sólo llevan una). Esto hace que se introduzcan menos retardos en el dispositivo lo cual implica mayores anchos de banda para la misma potencia

En resumen, los VFA's introducen menos errores que los CFA's ya que tienen:

- Voltaje de offset (V_{IO}) muy pequeño.
- Corrientes de polarización (I_b) iguales (se pueden cancelar) y menores.
- Alto rechazo al modo común (CMRR).
- Gran rechazo a las variaciones de V_{CC} (PSRR).

PRECISIÓN DC

La precisión en DC es la mejor que puede conseguir un amplificador ya que según aumenta la frecuencia esta se va degradando. El error para cualquier sistema realimentado viene dado por la expresión:

$$\text{Error} = \frac{V_{IN}}{1 + Ab} \cong \frac{V_{IN}}{Ab}$$

+ Para un CFA de la familia HA502X en configuración inversora, DC y ganancia en lazo cerrado se tiene que $Z=6M\Omega$, $R_F = R_G = 1k\Omega$ y $R_B=75\Omega$. Como la ganancia de lazo viene dada por la expresión:

$$A b = \frac{Z}{\left(Z_F \left(1 + \frac{Z_B}{Z_F \parallel Z_G} \right) \right)}$$

Entonces, substituyendo, nos queda una precisión en bits de:

$$A b = \frac{6 \text{ M}}{1 \text{ k} \left(1 + \frac{75}{500} \right)} = 5217 \quad \Rightarrow \quad N = 1.45 \ln(5217) = 12.4 \text{ bits}$$

+ Para un **VFA** de alta frecuencia como el HA2841, en DC, configuración no inversora, ganancia en lazo abierto $A=50000$ y ganancia en lazo cerrado $(Z_F+Z_G)/Z_G=1$ se tiene una precisión de:

$$A b = A \frac{Z_F}{Z_F + Z_G} \quad \Rightarrow \quad A b = 50000$$

$$N = 1.45 \ln(50000) = 15.7 \text{ bits}$$

Como conclusión se extrae que un VFA tiene mayor precisión en DC que un CFA.

PRECISIÓN AC

Con los mismos amplificadores del apartado anterior se va a hacer un estudio de la precisión a una frecuencia de 1 MHz. Para ello se van a seguir exactamente las mismas pautas y se van emplear las mismas expresiones:

+ Para el mismo **CFA** del apartado anterior con una ganancia en lazo cerrado de 10 se tiene que $Z = 40 \text{ k}\Omega$, $R_F = 383 \Omega$ y $R_G = 42.5 \Omega$. Con esto nos queda una precisión de:

$$A b = 35.3 \quad \Rightarrow \quad N = 1.45 \ln(35.3) = 5.16 \text{ bits}$$

+ Para el mismo **VFA** del apartado anterior se tiene que a la frecuencia de 1 MHz una ganancia en lazo abierto $A=3.16$ con lo que la precisión será:

$$A b = 3.16 \quad \Rightarrow \quad N = 1.45 \ln(3.16) = 1.69 \text{ bits}$$

Como se ve la precisión de los CFA's es mayor a altas frecuencias que la de los VFA's.

La precisión de un amplificador se degrada según se eleva la frecuencia. A bajas frecuencias la precisión de los VFA's es mayor pero según aumenta la frecuencia dicha precisión se degrada de forma mucho más rápida que en los CFA's con lo que se llega a una determinada frecuencia en la que la precisión es igual en ambos amplificadores. Si se sigue aumentando la frecuencia la precisión de los CFA's será mayor que la de los VFA's,

GANANCIA Y ANCHO DE BANDA

Los CFA's tienen generalmente el polo de la ganancia de transimpedancia a frecuencias más elevadas que el polo de la ganancia de tensión de los VFA's por lo que el ancho de banda en lazo abierto de los primeros es mayor.

Además, cuando son realimentados, debido a la independencia entre la ganancia y el ancho de banda en los CFA's, se pueden conseguir simultáneamente gran ancho de banda y elevada ganancia. Esto no ocurre con los VFA's ya que según se aumenta su ganancia disminuye su ancho de banda y viceversa.

Debido a ello, para comparar un CFA y un VFA lo más práctico es establecer primero la ganancia a la cual va a emplearse y luego ver cual de los dos dispositivos tiene mayor ancho de banda con el fin de así poder hacer una elección adecuada.

SLEW-RATE

Como ya se vio anteriormente, el slew-rate de un CFA depende de la variación en la señal de entrada, es decir de su frecuencia, siendo mayor cuanto mayor sea ésta. En los VFA's sin embargo, hay un valor fijo máximo que no se puede superar nunca sin distorsionar la señal. Por tanto un CFA no se ve limitado por el slew-rate con lo cual puede emplearse con señales de mayor frecuencia que los VFA's.

DISTORSIÓN

Los parámetros determinantes en el bajo nivel de distorsión que introducen los CFA's son la no limitación del slew-rate y los mayores anchos de banda que suelen tener en comparación con sus equivalentes VFA's. Volviendo a la figura 66 también se puede extraer que los CFA's introducen menos distorsión en la señal debido a la tecnología complementaria (por cada transistor NPN hay otro PNP complementario).

RUIDO

Los CFA's tienen por lo general unas corrientes de ruido mayores que los VFA's aunque un voltaje V_n menor. El nivel de ruido a la salida no sólo dependerá del valor de las corrientes sino que también dependerá de la resistencia en lazo de realimentación. La tensión de ruido que se tenga a la salida del amplificador será el producto de el nivel de ruido a la entrada por R_F . Como los CFA's tienen resistencias de realimentación con valores generalmente mucho menores que los VFA's la tensión de ruido a la salida no siempre será mayor en los CFA's. Además, en los VFA's se suele colocar una resistencia en la borna positiva con el fin de cancelar el error de las corrientes de polarización lo que aumenta considerablemente el ruido.

CFA's JUNTO CON VFA's

El OPA627 es un VFA que tiene un buen comportamiento en aplicaciones en las que el producto ganancia por ancho de banda requerido es pequeño comparado con su producto ganancia por ancho de banda. Sin embargo, si se aumenta el valor de la ganancia en lazo cerrado o se le hace trabajar a elevadas frecuencias el dispositivo presentará errores significativos.

El OPA603 es un CFA que tiene un buen comportamiento tanto con grandes como pequeñas ganancias. Por el contrario su comportamiento en DC (tensión de offset, variación de la tensión de offset, rechazo al modo común...) es bastante malo en comparación con un VFA.

Si se unen los dos amplificadores para formar uno solo se podrían conseguir las buenas cualidades de ambas topologías. En la Figura 67a se obtiene un amplificador no inversor mientras que en la Figura 67b un inversor.

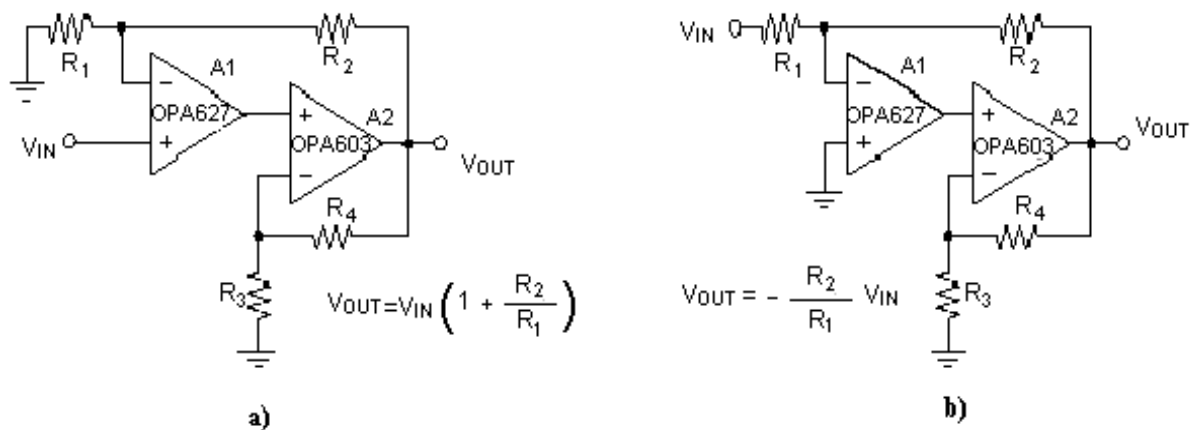


Figura 67. a) Composición para obtener un no inversor. b) Composición para obtener un inversor.

En la figura 68 aparece una tabla en la que se dan los valores de las resistencias para cada ganancia así como las medidas de su comportamiento.

OVERALL GAIN [V/V]	GBW [Hz]	A ₁	OPA603 GAIN [V/V]	R ₁ ⁽¹⁾ [Ω]	R ₂ [Ω]	R ₃ ⁽¹⁾ [Ω]	R ₄ [Ω]	SLEW RATE [V/μs]	SETTLING (0.1%) ⁽²⁾ [ns]	SETTLING (0.01%) ⁽²⁾ [ns]
5	90M	OPA627	3	255	1020	499	1020	100	265	520
10	180M	OPA627	6	110	1000	200	1020	240	240	500
20	330M	OPA627	12	52.3	1000	93.1	1020	620	200	520
50	750M	OPA627	26	49.9	2430	40.2	1020	730	320	530
100	1.5G	OPA627	52	49.9	4990	20	1020	730	330	⁽³⁾
200	2.5G	OPA637	18	49.9	10k	60.4	1020	580	350	⁽³⁾
500	6.0G	OPA637	42	49.9	25k	24.3	1020	590	580	⁽³⁾
1000	10.0G	OPA637	85	49.9	50k	12.1	1020	510	640	⁽³⁾

NOTES: (1) R₁ shown is for noninverting composite amplifier. For inverting amplifier, R₁ = Gain/R₂. (2) Settling time for 10V output step. (3) Output noise exceeds 0.01% at this gain. (4) For intermediate gains, use the higher value R₂.

Figura 68. Resultados de las composiciones de las figura 67.

A continuación se van a examinar las características de la composición con el fin de comprobar las mejoras que introduce:

- Como se ve el **comportamiento en DC** (V_{OS} , dv_{OS}/dt , CMRR ,...) de la composición es excelente ya que al estar el CFA en el lazo de realimentación la composición mantiene las características del VFA e incluso las mejora ya que no está cargado directamente.
- La **ganancia** de la composición viene dada por el valor de R_1 y R_2 La ganancia del OPA603 viene dada por las resistencias R_3 y R_4 .
- El **slew-rate** del OPA627 se ve incrementado por la ganancia del OPA603. Por ejemplo, en el OPA627 el slew-rate tiene un valor de 40 V/ μ s que se ve incrementado para una ganancia de la composición de 100 hasta 700 V/ μ s.
- El **tiempo de asentamiento** del VFA se mantiene e incluso se mejora ya que éste depende del ancho de banda. Cuando un VFA operando sólo ve aumentada su ganancia en lazo cerrado entonces disminuye el valor de su ancho de banda y por tanto aumenta el tiempo de asentamiento. Si, por ejemplo, el OPA627 tuviera una ganancia en lazo cerrado de 100 entonces disminuiría su ancho de banda desde 16 MHz hasta 160 KHz con lo que el tiempo de asentamiento se vería seriamente aumentado (6.9 μ s). Sin embargo, en la composición, para que la ganancia total del circuito sea 100 siendo la del OPA603 52, el OPA627 sólo tendrá que tener una ganancia de 2 con lo cual su ancho de banda sólo se ve reducido hasta 8 MHz y el incremento del tiempo de asentamiento no será muy grande (330 ns).
- La **resistencia de realimentación del OPA603 (R_4)** es importante. Habrá que mostrar especiales precauciones al seleccionarla ya que un excesivo desplazamiento de fase debido al CFA provocaría la inestabilidad de la composición.

CÓMO CONVERTIR CIRCUITOS CON VFA'S A CFA'S

En la mayoría de los circuitos realizados para aplicaciones de altas frecuencias se pueden sustituir los VFA's por los CFA's obteniendo así un mejor comportamiento y un menor coste. Sin embargo, hay una serie de cosas que se deben tener muy en cuenta cuando se lleva a cabo esta transformación. Entre ellas las más importantes son:

- Los CFA's siempre deben tener una resistencia en el lazo de realimentación. Por tanto no pueden sustituir directamente a los VFA's de ganancia unidad en los cuales la salida está cortocircuitada con la borna inversora ($R_F = 0$).
- Mientras que en los VFA's valores elevados de R_F son adecuados, la mayoría de los CFA's están optimizados para valores de $R_F < 1k\Omega$ y valores mayores degradan dramáticamente su funcionamiento. Lo mejor es comenzar con el valor de R_F recomendado en las hojas de características y disminuirlo si se quiere aumentar el ancho de banda del circuito (teniendo en cuenta que también aumenta el sobreimpulso y disminuye la estabilidad llegando incluso a hacer el sistema inestable si se reduce demasiado el valor) o aumentarlo si se busca lo contrario para finalmente seleccionar R_G para establecer la ganancia en lazo cerrado.
- Si aparecen capacidades a la entrada inversora (en un circuito impreso puede ser el resultado de una pista demasiado larga que ataca a la borna inversora) o salida de los VFA's al sustituirlos por CFA's pueden ser fuente de inestabilidad y oscilaciones.
- VFA's con capacidades o diodos en el lazo de realimentación no pueden ser sustituidos por CFA's ya que estos componentes tienen impedancia prácticamente cero en algún punto de funcionamiento con lo que surgirán oscilaciones. Los diodos en el lazo de realimentación pueden ser sustituidos por diodos clamp. Algunos CFA's ya los llevan incorporados internamente para su uso. Las capacidades por su parte pueden ser neutralizadas colocando en serie con ellas una resistencia R_F con un valor igual al óptimo para el CFA empleado.
- Debido al problema con las capacidades en el lazo de realimentación antes mencionado con los CFA's no se puede implementar el integrador inversor. En su lugar se emplea el integrador no inversor. También se puede colocar un buffer en el lazo de realimentación o una resistencia en serie con la capacidad, lo que elimina la inestabilidad (Figuras 54, 55).
- Se debe tener en cuenta que el efecto de las corrientes de polarización no se puede compensar como ocurría con los VFA's. Esto no suele suponer un problema ya que no hay una gran necesidad de precisión en DC para aplicaciones que trabajan a grandes frecuencias.

HOJAS DE CARACTERÍSTICAS

Unas buenas hojas de características deben contar al menos con una serie de datos imprescindibles para el buen conocimiento del dispositivo. En los CFA's los parámetros más importantes son:

- La transimpedancia (en algunas hojas de características denominada transresistencia).
- Las resistencias de entrada y salida del buffer de la entrada.
- La resistencia de salida del buffer de salida.
- Las corrientes de polarización tanto de la borna positiva como de la negativa.
- El voltaje de offset a la entrada.

Por supuesto hay otras características importantes (slew-rate, PSRR, tensión y corriente de ruido, distorsión...) que también aparecen en las hojas de características.

En el **ANEXO** aparecen, como ejemplo, las hojas de características del CFA de Texas Instruments THS3001.

APLICACIONES

CONVERSION CORRIENTE-VOLTAJE PARA UN DAC

Para esta aplicación se va a emplear el LH4117 cuyas características principales son tener una entrada FET, estar optimizado para ganancias entre 5 y 50, ancho de banda de 150 MHz, slew-rate de 6000 V/ μ s y un tiempo de asentamiento de 9ns para una precisión del 0.2%. Además dispone de una resistencia interna R_F de 1500 Ω para realimentar el circuito.

El LH4117 es un excelente amplificador para trabajar con un DAC como por ejemplo el DAC0800 debido a su buen tiempo de asentamiento que no degrada el funcionamiento del convertidor. En la Figura 69 se muestra un esquema con una de las posibles conexiones entre el DAC y el CFA dando a la salida +3V para todos los bits a uno y -3V para todos los bits a cero.

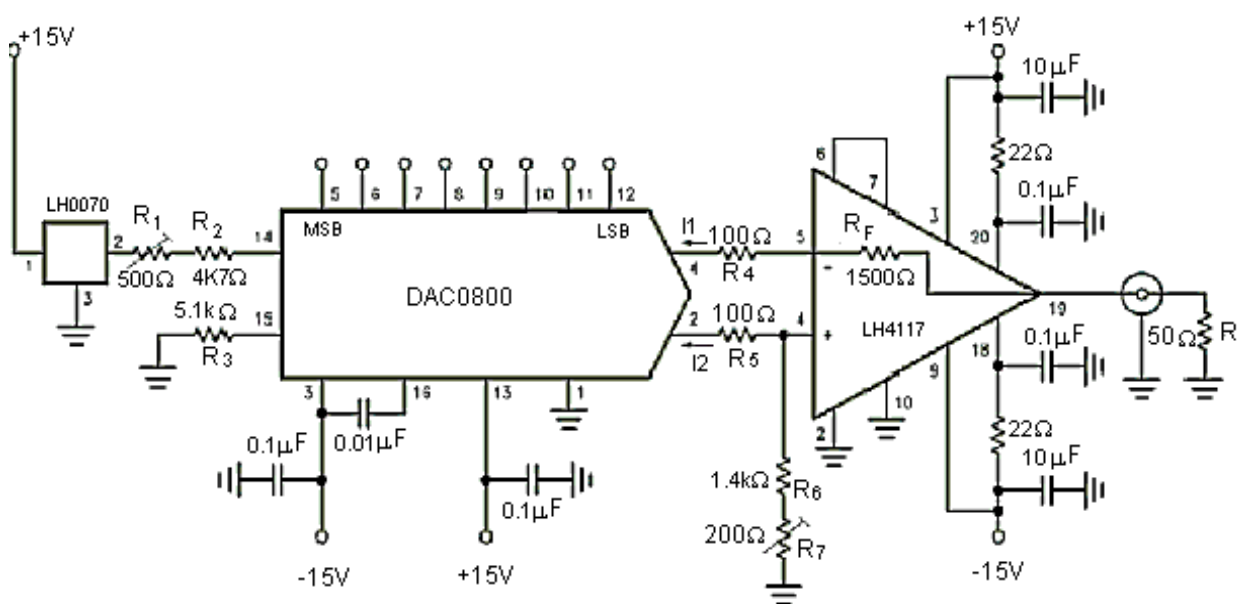


Figura 69. Conversor corriente-voltaje para DAC0800.

El LH0070 es un voltaje de referencia de 10V que proporciona una corriente en el pin14 de $I_{REF} = 2$ mA ya que el pin14 es una masa virtual y está conectado a una resistencia de 5k Ω ($R_1 + R_2$). El pin15 proporciona la tensión de referencia al pin14 (son las entradas a un amplificador operacional). La suma de las corrientes I_1 y I_2 valen I_{REF} siempre ya que son complementarias.

Las salidas del DAC están conectadas a las entradas del CFA a través de resistencias de 100 Ω (R_4 y R_5). Esto se hace para desacoplar las capacidades parásitas de las salidas del DAC (de 23 pF y 30 pF generalmente) del CFA. Especialmente es importante esto para la entrada inversora del amplificador ya que la capacidad influye en la ganancia. A elevadas frecuencias la capacidad tiene una baja impedancia lo que incrementa la ganancia y hace el circuito menos estable.

La corriente de salida del DAC será:

$$V_{OUT} = I_1 R_F - I_2 (R_6 + R_7)$$

Siendo $R_6+R_7 = R_F$ y $I_1+I_2 = I_{REF}$ nos queda:

$$V_{OUT} = 2 R_F I_1 - I_{REF} R_F$$

Cuando I_1 vale 0 la tensión a la salida es $-3V$ y cuando vale 2 mA la tensión es de $+3V$.

Un test del circuito descubre que la linealidad es de ± 10 mV en torno al valor ideal, es decir, hasta un 0.17% del fondo de escala (menos de $\frac{1}{2}$ LSB) y un tiempo de asentamiento entono a 135 ns por lo que no contribuye notablemente los 9 ns del CFA. En la Figura 70 se representa la respuesta del circuito siendo la curva de abajo la entrada lógica y la de arriba la salida analógica.

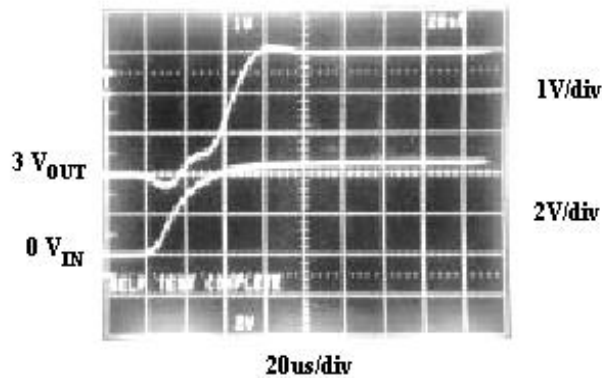


Figura 70. Respuesta del circuito de la Figura 57

RECEPTOR DE FIBRA ÓPTICA

En esta aplicación un dispositivo apropiado sería el LH4116 que está optimizado para ganancias de 1 a 9, tiene un ancho de banda de unos 200 MHz, poco ruido (1.3 nV/Hz $^{1/2}$) y una corriente de salida máxima de 125 mA. Además se tiene la posibilidad de usar o no la R_F que lleva.

En la Figura 71 se tiene un esquema del circuito de la aplicación.

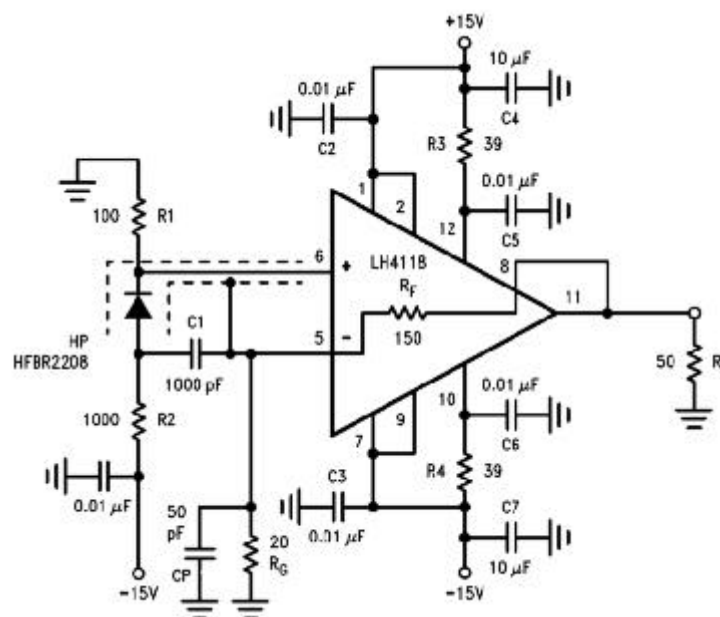


Figura 71. Receptor de fibra óptica.

El fotodiodo receptor es excitado por la luz que recibe. La corriente que genera el diodo crea una caída de voltaje en la resistencia R_1 que es amplificada por el CFA. Es importante mantener la capacidad a la entrada pequeña. Esta capacidad consiste en la del diodo, la de la entrada del amplificador y C_1 . Estas capacidades junto con R_1 determinan la frecuencia de corte a la entrada. Esta es la causa de que se elija una resistencia pequeña.

Para reducir la capacidad de entrada se emplea una guarda alrededor del nodo de entrada desde el punto de realimentación. Por esta razón se conecta el fotodiodo a la entrada inversora. Se hace a través de una capacidad por la diferencia de potencial DC de los dos nodos. La resistencia R_2 se emplea para desacoplar las corrientes de polarización de la borna inversora. Para altas frecuencias está en paralelo con R_G por lo que debe ser grande en comparación con ella.

La ganancia utilizada será de $A_V = 8.5$ con una $R_F = 150\Omega$ (la que lleva integrada el chip) y una $R_G = 20\Omega$. Además se empleará una capacidad $C_P = 50\text{pF}$ en paralelo con esta última con el fin de extender el ancho de banda a costa, eso sí, de un pequeño pico a altas frecuencias que provocará ligeras oscilaciones. En la Figura 72 se puede ver el efecto del condensador (curva de abajo) ante una señal cuadrada de entrada de 20 MHz de frecuencia (curva de arriba).

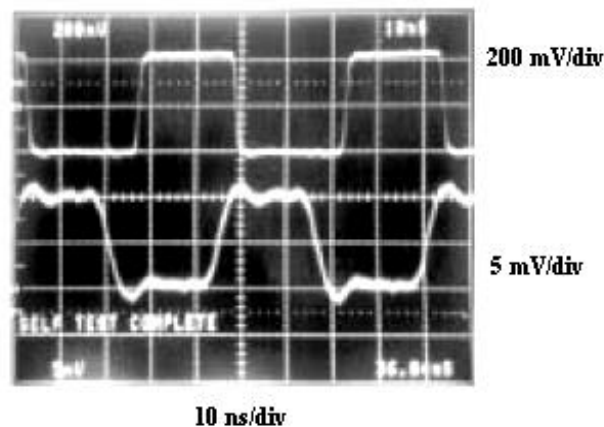


Figura 72. Respuesta del receptor ante señal cuadrada de entrada de 20 MHz.

La ganancia de potencia del circuito será:

$$P_G = 10 \log \frac{(R_P R_1 A_V)^2}{R_L}$$

siendo R_P la sensibilidad del fotodiodo (típicamente 0.348 A/W). Con todos los valores, se obtiene una ganancia de potencia de 33.3 dB (Figura 73).

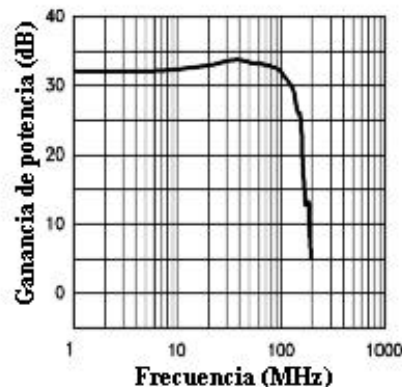


Figura 73. Ganancia de potencia del receptor de fibra óptica.

Los condensadores C_2 , C_3 , C_5 , C_6 se ponen para conseguir desacoplar la alimentación y el amplificador mientras que R_3 y R_4 protegen al circuito contra una posible sobrecarga.

TRANSMISOR PARA CABLE COAXIAL

Las señales de vídeo (señales de gran ancho de banda desde unos pocos hertzios hasta altas frecuencias) se transmiten mejor a través de cables coaxiales los cuales tienen una impedancia característica controlable de valor $Z_0 = \sqrt{L/C}$ siendo L y C la inductancia y capacidad del cable por metro (los valores más típicos son 50, 75, 93, 100 Ω). Si el cable coaxial es terminado entonces presentará una impedancia totalmente resistiva. Si el cable no está terminado, entonces presentará una impedancia capacitiva por lo que lo más recomendable es terminar siempre los cables.

Debido al efecto pelicular y a la resistencia que presenta el cable se producen unas pérdidas que dependen de la frecuencia y pueden variar mucho de un tipo de cable a otro.

Para transmitir este tipo de señales de tan altas frecuencias se suele emplear un CFA conectado al cable coaxial. Además, la calidad de la señal a la salida dependerá de cómo se terminen tanto la fuente como la carga del cable. A continuación se verán las tres posibilidades.

En la Figura 74 un CFA transmite una señal de vídeo a través de un cable coaxial de 150m y una impedancia característica de 50 Ω . El cable sólo va a estar terminado a la salida y lo hará mediante una resistencia de valor igual al de la impedancia característica, es decir, 50 Ω . En este ejemplo dicha resistencia será la impedancia de entrada de un osciloscopio al que conectaremos la salida del cable. Por tanto la misión del osciloscopio será medir la señal de salida y terminar el cable. Sin embargo, esta terminación no es perfecta ya que hay también una impedancia capacitiva de entrada del osciloscopio lo que provocará que parte de la señal se refleje hacia la entrada. Los resultados aparecen en la misma figura.

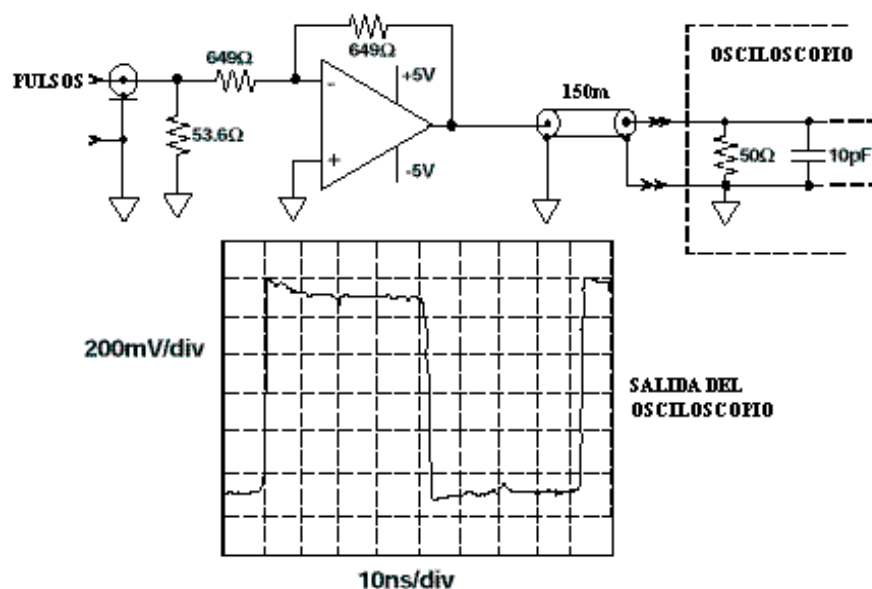


Figura 74. Transmisor con terminación a la salida del cable coaxial.

En la Figura 75 se tiene el caso anterior pero con terminación a la entrada solamente por lo que el osciloscopio se pone en modo de impedancia de entrada de 1M Ω , lo que equivale aproximadamente a un circuito abierto. Los resultados son bastante peores que en el caso anterior.

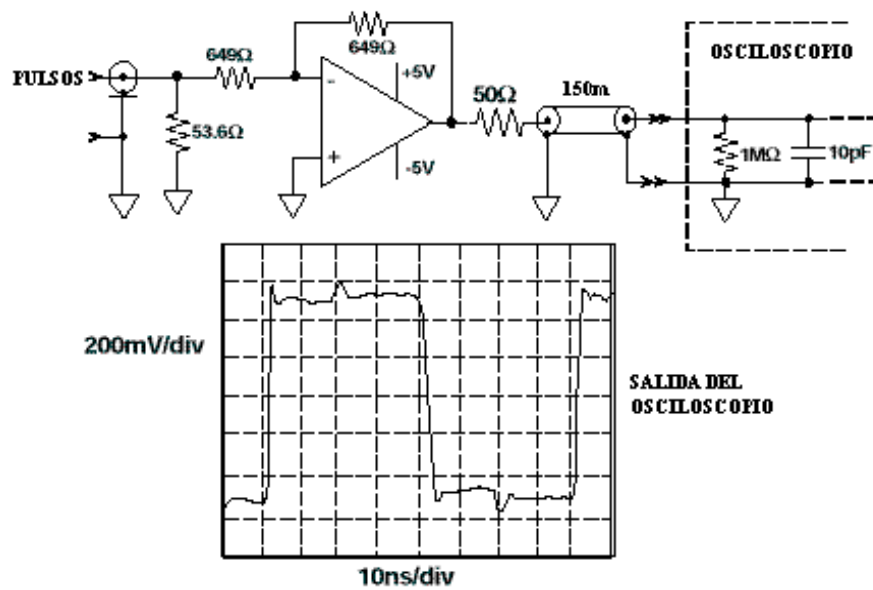


Figura 75. Transmisor con terminación a la entrada del cable coaxial.

En la Figura 76 se tiene el circuito más empleado por tener mejor respuesta. El único inconveniente es que se forma un divisor de tensión que hace que la tensión en la carga sea la mitad de la deseada, pero esto es fácilmente resoluble haciendo que el CFA tenga una ganancia de dos.

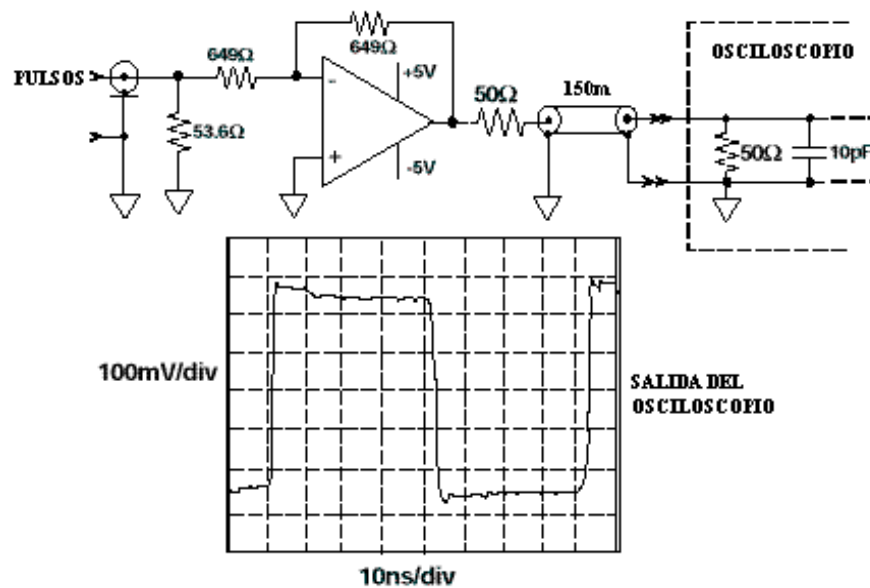


Figura 76. Transmisor con terminación a la entrada y salida del cable coaxial.

TRANSMISORES/RECEPTORES DIFERENCIALES DE VÍDEO

La transmisión de señales de vídeo a través de ambientes ruidosos requiere de un gran esfuerzo por parte del ingeniero debido a la gran dificultad que entraña. Técnicas diferenciales usando amplificadores de instrumentación con elevado CMRR resuelven el problema cuando las frecuencias de trabajo no son muy elevadas. Para altas frecuencias se suelen emplear transformadores especiales.

El problema para la transmisión de señales de vídeo es que a parte de tener componentes de muy altas frecuencias presentan otras de unos pocos hertzios lo que hace que la solución de los transformadores no sea adecuada.

Las técnicas más empleadas para solucionar el problema se reflejan en la Figura 77 y se basan en CFA's ya que tienen un gran ancho de banda y pueden operar a elevadas frecuencias.

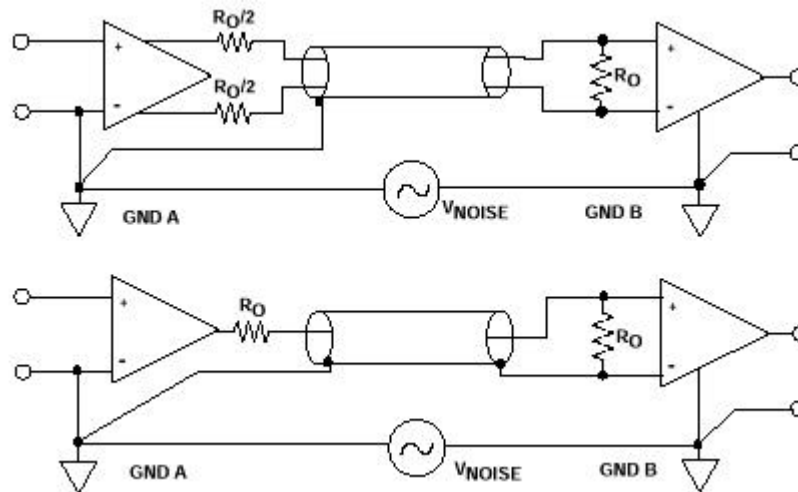


Figura 77. Transmisión/recepción de señales de vídeo.

El primer caso representa la solución ideal, donde un transmisor de línea diferencial balanceada lleva la señal a través de un par de cables coaxiales hasta un receptor diferencial. Este circuito tiene la desventaja de que un par de cables coaxiales ocupan mucho espacio e incrementan mucho el coste.

El segundo caso es el más empleado. El blindaje del cable coaxial es conectado a masa en la zona del transmisor mientras que en la del receptor se deja flotante con el fin de que no aparezca un lazo entre las masas de los dos sistemas. El ruido en modo común de la masa es rechazado por el alto CMRR del receptor de línea diferencial.

En ambos casos se puede apreciar como las líneas han sido terminadas por ambos extremos con resistencias del mismo valor que la impedancia característica que presentan los cables coaxiales por los motivos expuestos en el apartado anterior. La implementación de los transmisores y receptores suele ser de la siguiente forma:

a) Para implementar el **transmisor diferencial** se puede usar un circuito como el de la Figura 78 basado en CFA's. Los dos amplificadores tienen ganancia unidad debido a las resistencias empleadas. El canal B es un buffer típico inversor con ganancia unidad mientras que el canal A es un buffer no inversor con ganancia unidad. La impedancia de entrada del circuito es la típica para una línea estándar (75 o 50 Ω) y viene dada por el valor de la resistencia R_{IN} en paralelo con R_{G2} . En el ejemplo, un valor de 83.5 Ω da una impedancia de entrada de 75 Ω mientras que si se sustituye por un valor de 53.6 Ω obtenemos una impedancia de entrada de 50 Ω .

Para poder cambiar la ganancia del circuito lo más recomendable es emplear otro CFA situado a la entrada de los otros dos que establezca la ganancia con el fin de que no se vean afectada la igualdad en los anchos de banda de los dos CFA's.

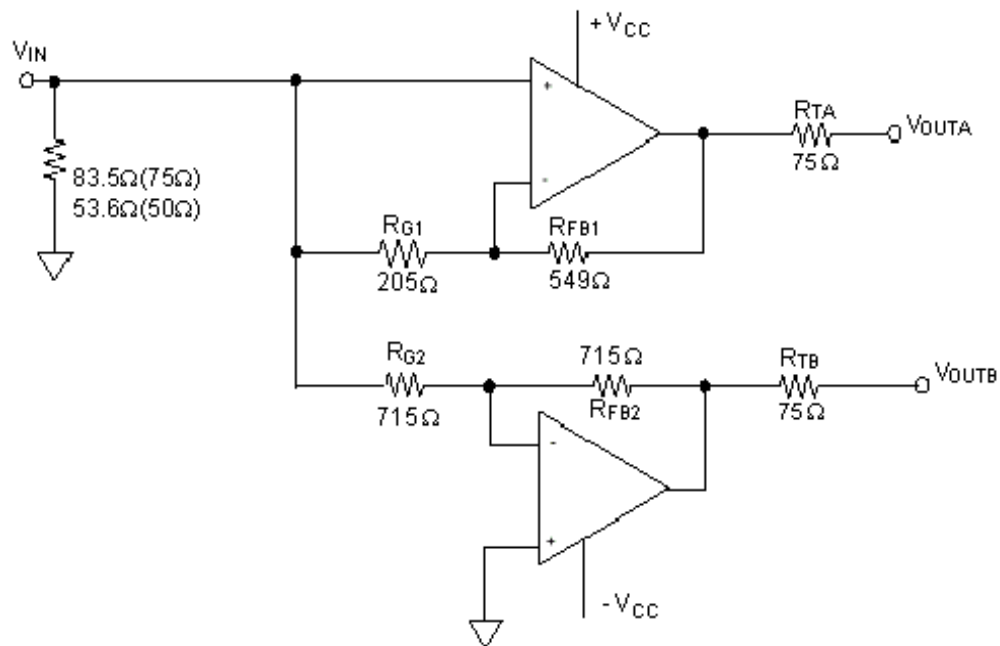


Figura 78. Transmisor diferencial empleando inversor y seguidor.

Otra posibilidad para hacer un transmisor sería el transmisor diferencial en cruz (Figura 79) que ofrece al mismo tiempo salidas complementarias y elevado CMRR. Las salidas son forzadas por los CFA's a ser iguales pero de signo opuesto con lo que se asegura que el voltaje en modo común será cero.

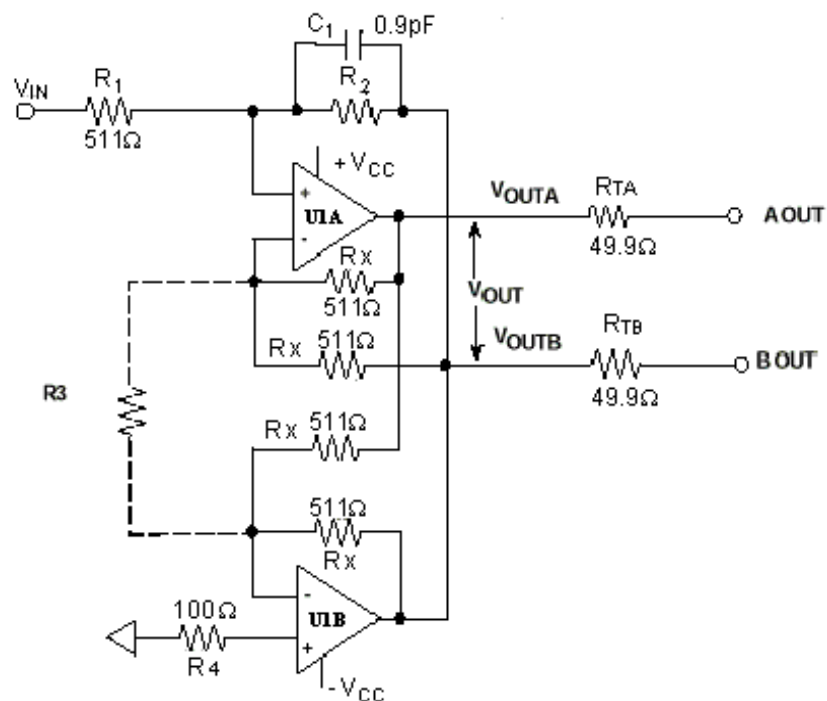


Figura 79. Transmisor en cruz.

El cálculo de la ganancia se puede realizar como se muestra a continuación:

$$V_{OUTA} = -V_{OUTB}$$

ya que U1B invierte la señal V_{OUTA} . Por otro lado:

$$V_{OUTB} = -V_{IN} \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_{OUT} = V_{OUTA} - V_{OUTB} = -2 V_{OUTB}$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{2 R_2}{R_1}$$

Las ventajas de este transmisor son grandes:

La ganancia diferencial queda establecida por una única razón de resistencias lo cual hace muy fácil cambiarla.

Por otro lado el circuito se comporta como si fuera un amplificador con realimentación de tensión a pesar de estar hecho con CFA's por lo que los valores de las resistencias de ganancia no son tan restrictivas.

Otra ventaja es que el ancho de banda puede ser optimizado para la ganancia deseada por medio de la resistencia R_3 . Por ejemplo, si se busca una ganancia de 20 tendremos que la razón R_2/R_1 debe ser 10. Si no estuviera la resistencia R_3 el circuito trabajaría en el modo realimentación de tensión y tendría un producto ganancia por ancho de banda constante. Sin embargo con dicha resistencia se consigue aumentar el producto ganancia por ancho de banda con lo que se recupera el ancho de banda perdido. En el circuito de la figura R_3 no es necesaria ya que opera a una ganancia muy pequeña (dos) y las resistencias R_X han sido seleccionadas para obtener el máximo ancho de banda posible. Las cuatro R_X deben ser exactamente iguales. Cuando se emplea una ganancia mayor la resistencia R_3 puede ser utilizada. Su valor será:

$$R_3 \cong \frac{R_x}{(R_2 / R_1) - 1}$$

El condensador C_1 se emplea con el fin de evitar oscilaciones en la respuesta en frecuencia. Su valor oscilará entre 0.5 y 2 pF y se hallará experimentalmente.

b) En cuanto a los **receptores** el más empleado es el que aparece en la Figura 80 por su sencillez y bajo costo. El emparejamiento de los valores de las resistencias es importante para mantener alto el valor del CMRR. Las capacidades C_1 y C_2 tienen como único objetivo minimizar las capacidades parásitas que pueda haber en el circuito por lo que deben ser ajustadas para cancelarlas.

El valor de la ganancia del circuito de la figura es uno. Para aumentar la ganancia lo que se debe hacer es aumentar tanto R_2 como R_4 . El problema es que hay que aumentar ambas en la misma proporción. Para simplificar el procedimiento se podría colocar otro CFA a la salida del receptor diferencial con el fin de que establezca el valor de la ganancia.

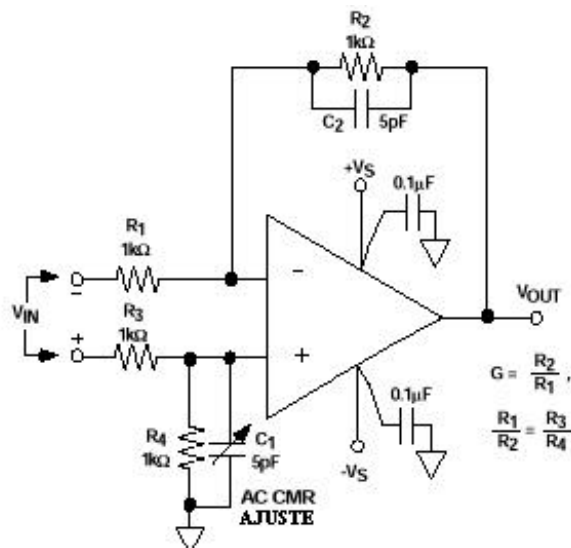


Figura 80., Receptor diferencial.

MULTIPLEXORES DE VÍDEO

El circuito consiste en una etapa que selecciona una de las señales de vídeo de entre las disponibles a la de entrada y la transmite a la salida. Para ello se deben emplear CFA's que dispongan de un pin que cuando se introduzca el valor adecuado deshabilite la salida de dicho CFA y lo ponga en un modo en el que el consumo sea mínimo. Una posibilidad de implementar un multiplexor 2:1 (se podría generalizar a un multiplexor n:1) es la que aparece en la Figura 77. En el se emplea un CFA para cada canal con una ganancia unitaria para así bufferar la señal y otro a la salida común de todos ellos para establecer la ganancia.

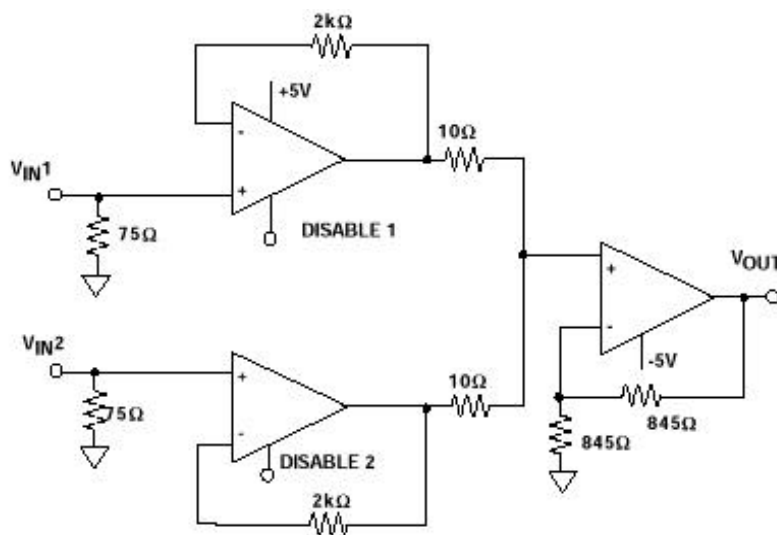


Figura 77. Multiplexor 2:1 de vídeo.

Con ello se consigue un multiplexor que puede operar a grandes frecuencias, con muy poca diafonía o crosstalk entre canales (cantidad de señal que se acopla desde un canal abierto a la salida a través de un canal cerrado) y muy buena OFF-Isolation (cantidad de señal que se acopla a la salida a través de un canal abierto estando todos los canales abiertos).

VÍDEO-AMPLIFICADOR DE GANANCIA PROGRAMABLE

Basándose en el multiplexor visto anteriormente se puede obtener también este nuevo circuito cuyo esquema se ve en la Figura 78.

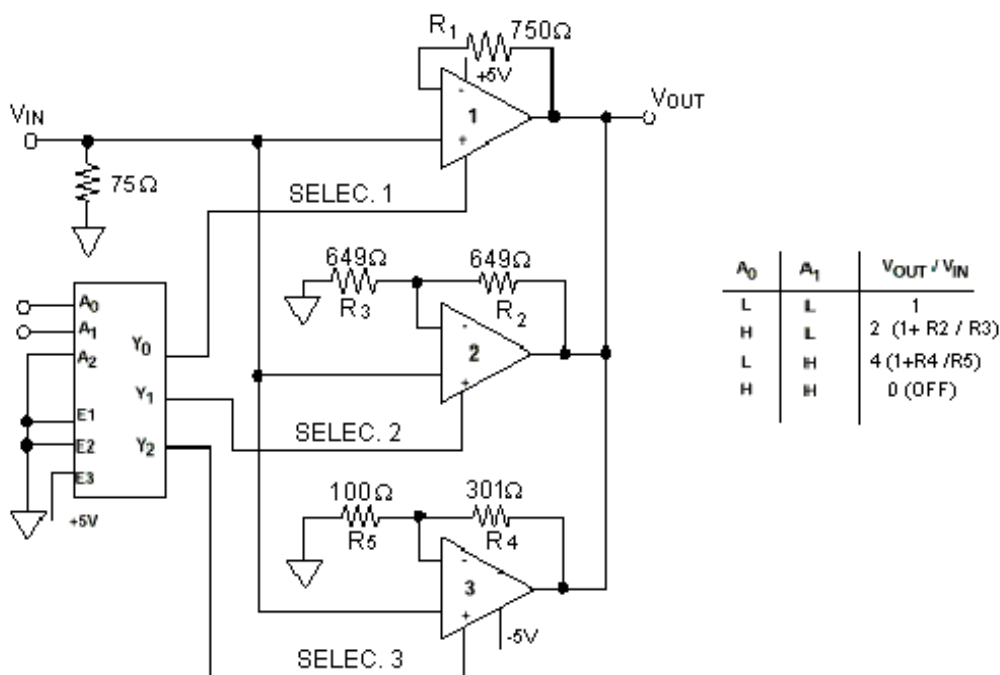


Figura 78. Video-amplificador de ganancia programable.

En dicho circuito aparecen un codificador y tres CFA's. El primero tiene ganancia 1, el segundo ganancia 2 y el tercero ganancia 4 aunque estos dos últimos valores podrían ser fácilmente modificados con sólo cambiar las resistencias R₃ y R₅. La misión del codificador es seleccionar uno de los CFA's y por tanto una de las ganancias disponibles según la combinación digital que se ponga a su entrada. También se podrían añadir más valores con sólo emplear más CFA's y emplear un codificador de más bits. La característica más importante de este circuito es que se puede cambiar la ganancia sin que por ello se vea afectado el ancho de banda.

BIBLIOGRAFÍA

- 1 Section 1 (Application Note, TV1). High speed op amp applications. Walt Kester. ANALOG DEVICES.
- 2 Section 2 (Application Note, TV2). High speed op amp applications. Walt Kester, Walt Jung. ANALOG DEVICES.
- 3 AD810 (Data sheets). Low power video op amp with disable. ANALOG DEVICES.
- 4 THS3001 (Data sheets). 420-MHz high speed current feedback amplifier. TEXAS INSTRUMENTS.
- 5 OPA603 (Data sheets). High speed, current-feedback, high voltage operational amplifier. BURR BROWN.
- 6 The current feedback op amp. A high speedbuilding block (Application Note, Ab-193). Anthony D. Wang. BURR BROWN.
- 7 Voltage-feedback amplifiers vs current-feedback amplifiers: bandwidth and distortion considerations (Application Note, Ab-091). Tony Wang. BURR BROWN.
- 8 Classical op amp or current-feedback op amp? This composite op amp gives you the best of both worlds (Application Note, Ab-007). Tim Kalthoff, Tony Wang, R. Mark Stitt. BURR BROWN.
- 9 Noise Analysis for high speed op amps (Application Note). Michael Steffes. BURR BROWN.
- 10 Current-feedback amplifiers (Application Note AN). Sergio Franco. NATIONAL SEMICONDUCTOR.
- 11 Current-feedback amplifiers (Application Note AN-597). Hans Palouda. NATIONAL SEMICONDUCTOR.
- 12 Current-feedback op amp. Applications circuit guide (Application Note OA-07). David Potson. NATIONAL SEMICONDUCTOR.
- 13 Current feedback amplifier loop gain. Analysis and performance enhancement (Application Note OA-13). Michael Steffes. NATIONAL SEMICONDUCTOR.
- 14 Current feedback. Myths debunked (Application Note OA-20). Arne Buck. NATIONAL SEMICONDUCTOR.
- 15 Stability Analysis of current feedback amplifiers (Application Note OA-25). Rea Schmid. NATIONAL SEMICONDUCTOR.
- 16 Current vs voltage feedback amplifiers (Application Note OA-30). Debbie Brandenburg. NATIONAL SEMICONDUCTOR.

- 17 CLC404 (Data sheets). Wideband, High slew-rate, Monolithic Op Amp. NATIONAL SEMICONDUCTOR.
- 18 Topics on using the LM6181. A new current feedback amplifier (Application Note An.813). NATIONAL SEMICONDUCTOR.
- 19 Feedback, Op Amps and Compensation (Application Note An-9415). HARRIS.
- 20 Current feedback amplifier theory and applications (Application Note An-9420). HARRIS.
- 21 Converting from voltage-feedback to current-feedback amplifiers (Application Note An-9663). HARRIS.
- 22 An intuitive approach to understanding current feedback amplifiers (Application Note An-9787). HARRIS.
- 23 HA5020 (Data sheets). 100MHz current feedback video amplifier with disable. HARRIS.
- 24 HA5020 operational amplifier feedback resistor selection (Application Note An-9305). HARRIS.

ANEXO