



UNIVERSIDAD DE LAS PALMAS DE GRAN CANARIA
Escuela Técnica Superior de Ingenieros
de Telecomunicación

PRÁCTICA 1
Implementación de un CFB

Sistemas Analógicos
ETSI de Telecomunicación

Himar Alonso Díaz
Juan Carlos Molina Rojas

Índice

1. Especificación del diseño	3
2. Diseño	3
2.1. Estructura del amplificador	3
2.2. Ajuste de los componentes	4
3. Verificación mediante Simulación	5
3.1. Esquemático simulado	5
3.2. Simulación DC	5
3.3. Simulación AC del Amplificador Realimentado	5
3.4. Simulación transitoria	6
3.5. Conclusiones	7
4. Prototipo	11
4.1. Estructura del amplificador prototipo	11
4.1.1. Ajustes realizados durante el montaje	12
4.2. Resultados del Amplificador prototipo	12
4.2.1. Resumen de resultados	13

1. Especificación del diseño

El objetivo de esta práctica es la implementación de un amplificador operacional *CFB* – *Current Feedback* (realimentado en corriente) con las siguientes características:

Δv	Alimentación
-5	$\pm 7,5V$

Por tanto, nuestro diseño presentará un esquema como el que se muestra en la Figura 1. Más adelante nos detendremos en la estructura interna del amplificador operacional.

La ventaja principal que nos aporta un *CFB* frente a un amplificador operacional tradicional es su elevada velocidad de respuesta. Para corroborarlo, haremos un análisis comparativo, donde mediremos la diferencia entre el *Slew-Rate* de un operacional integrado convencional y el nuestro.

Otra de las características interesantes del *CFB* es que podemos controlar muchos de sus parámetros –ganancia, estabilidad y ancho de banda– ajustando un circuito de realimentación en el que sólo precisaremos resistencias. Esto resulta especialmente útil cuando su diseño está enfocado hacia la realización de circuitos integrados.

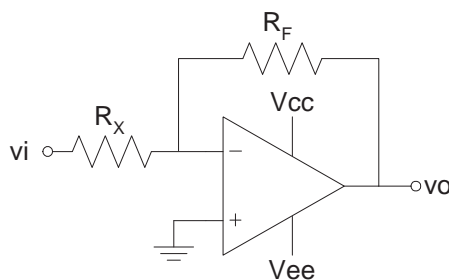


Figura 1: Esquema del circuito realimentado

2. Diseño

El primer aspecto a considerar en el diseño es la polarización del circuito. Por ello, y como estamos trabajando con componentes discretos, hemos decidido utilizar espejos de corriente degenerados como fuentes de corriente.

El *CFB* por otra parte tiene la desventaja de que consume mucha potencia. A la hora de ajustar los componentes tendremos en cuenta que esta potencia se invierte en amplificar la señal y no en la propia alimentación del circuito.

2.1. Estructura del amplificador

Para el diseño de amplificador hemos partido de un esquema general (Figura 2).

2.2. Ajuste de los componentes

Comenzaremos ajustando la corriente de polarización a un valor operativo, pero que a su vez no dispare el consumo de potencia total del circuito. Tomemos por ejemplo 1mA. Teniendo en cuenta que esta será la corriente que circule por todas las ramas, tenemos que la corriente que entregará la fuente de alimentación será de 4mA, por lo que podemos deducir que el consumo total de potencia de nuestro amplificador no superará los 60mW. Bajo esta consideración de de diseño, ajustamos las resistencias R_1 y R_3 a un valor tal que en la fuente de corriente caiga entre un 5 % y un 10 % de la tensión de alimentación total, y finalmente R_2 a un valor que nos asegure una corriente de polarización de 1mA:

- Ajustamos R_1 y R_3 para que caiga un 5 % de la tensión total:

$$R = \frac{0,375V}{1mA} = 375\Omega \quad \rightarrow \quad R_1 = R_3 = 375\Omega$$

Disponemos de resistencias de 470 Ω así que utilizaremos este valor, tanto para R_1 y R_3 como para las demás resistencias de los espejos de corriente.

- Ajustamos R_2 para asegurar 1mA:

$$V_{cc} = V_{R_1} + 2V_{BE} + V_{R_2} + V_{R_3} + V_{ee} \quad \rightarrow \quad R_2 = \frac{15V - 1,2V - 0,94V}{1mA} \approx 12,7K\Omega$$

- Ajustamos R_7 y R_8 : La función de estas resistencias es proteger los transistores Q_3 y Q_4 . Han de ser de un valor mínimo para que la mayor parte de la potencia sea entregada a la salida, y no se consuma en el propio circuito. Tomaremos un valor de 5 Ω para ambas resistencias.

Hemos utilizado transistores BC547C y BC557C. A continuación se resume la lista de componentes utilizados:

- Transistores

PNP	NPN
BC557C	BC547C

- Resistencias

R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6	R_7	R_8	R_9	R_{10}	R_{11}
470 Ω	12,7K Ω	470 Ω	470 Ω	470 Ω	470 Ω	5 Ω	5 Ω	470 Ω	470 Ω	470 Ω

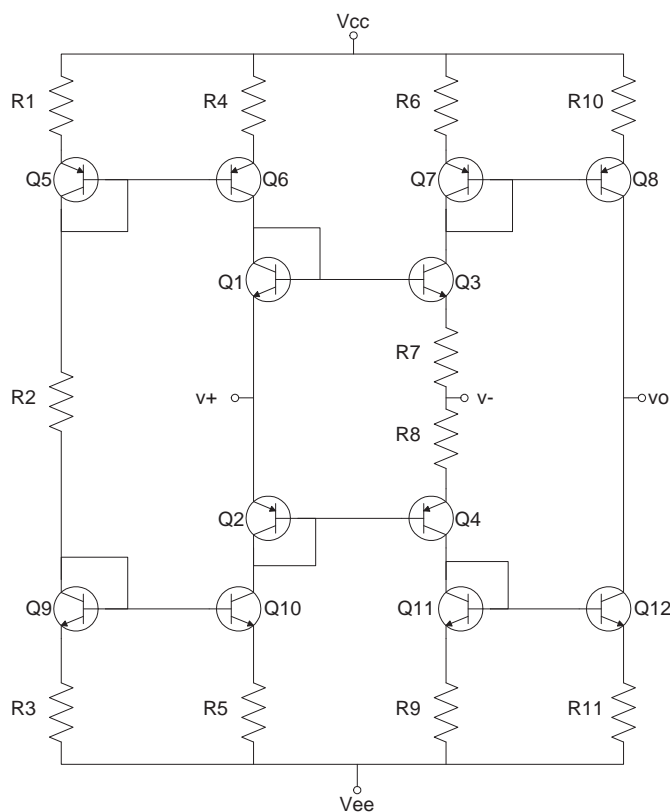


Figura 2: Estructura del amplificador sin realimentar

3. Verificación mediante Simulación

3.1. Esquemático simulado

El esquemático que hemos creado para la simulación corresponde al de la Figura 3. Como puede observarse, la polarización del circuito es correcta, por lo que ya podemos comenzar con las diferentes simulaciones.

3.2. Simulación DC

En la simulación *DC Sweep* vamos a comprobar que, efectivamente, la ganancia del amplificador sin realimentar podemos considerarla prácticamente infinita. Para ello, variamos una tensión a la entrada del amplificador y comprobamos que a la salida se corta muy rápidamente, tal y como se puede observar en la Figura 4. Concretamente, la ganancia que tenemos en la zona lineal del operacional es de $\Delta v = 85,6$ dB.

3.3. Simulación AC del Amplificador Realimentado

Ahora realimentamos nuestro amplificador *CFB*, pero antes que nada debemos verificar para qué relación de resistencias se va a cumplir la ganancia que se nos pide. Fijamos las resistencias R_F y R_X con una relación de 5, y realizamos una simulación *AC Sweep*. Comprobamos que una relación de 5 nos proporcionaba una ganancia $\Delta v = 2,5$, pero aun así decidimos mantener esta relación de resistencias hasta el montaje, donde nos

percatamos de que habíamos utilizado una expresión *simplificada* para la ganancia. La expresión general dependía de un parámetro Z_M que hasta ahora habíamos obviado, y que calculamos mediante la siguiente igualdad:

$$Z_M = \frac{V_o}{I_-}$$

El resultado que puede observarse en la Figura 5 es una impedancia de valor aproximadamente igual al de la resistencia R_F y que prácticamente no cambia con la variación de R_X , por lo que obtenemos un valor $Z_M \approx 10\text{K}\Omega$. Esto se traduce en que la relación que deben cumplir las resistencias para que la ganancia sea 5 es:

$$\Delta v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_M R_F}{R_X(Z_M + R_F)} \approx -\frac{R_F}{2R} \quad (1)$$

Con lo que finalmente deducimos que la resistencias que debemos colocar han de cumplir una relación de 10, por lo que simulamos con una $R_X = 1\text{K}\Omega$ y obtenemos el resultado que aparece en la simulación *AC Sweep* de la Figura 6. Como puede observarse en la gráfica, la ganancia nos da un valor de $\Delta v = -4,83$, algo muy aproximado al valor que buscamos.

Obsérvese que el ancho de banda es bastante elevado, al menos en la simulación, algo que, como contábamos en las especificaciones de diseño, era muy fácil de obtener con la simple reducción de la resistencia R_F . En nuestro caso, éste nos da un valor de $\text{BW} = 2,43\text{MHz}$ (Figura 6). Hemos calculado el ancho de banda a plena potencia (Figura 7) –con una señal de entrada de la máxima amplitud posible sin llegar a saturar la salida (en el siguiente apartado veremos cuál es este valor)– y apenas se observa variación con el resultado obtenido anteriormente.

3.4. Simulación transitoria

En este apartado vamos a realizar varias comprobaciones, tales como la estabilidad, el margen dinámico y el *Slew-Rate*.

Estabilidad Introducimos una señal cuadrada a frecuencias medias (Figura 8) y verificamos que al haber un cambio de tensión, la señal a la salida se amortigua –se estabiliza– muy rápidamente. De no haber sido así, el circuito habría podido ser potencialmente inestable, pudiendo incluso llegar a oscilar.

Margen Dinámico La máxima tensión de entrada que podemos amplificar sin distorsión a la salida la obtenemos mediante una simulación paramétrica en la que vamos aumentando la amplitud de la señal de entrada hasta que la salida sature. El resultado, como puede observarse en la Figura 9, es de $V_{i\text{max}} = 1,35\text{V}$.

Slew-Rate Utilizando una señal cuadrada con un tiempo de subida menor, y ampliando la escala temporal hemos medido el tiempo que tarda nuestro *CFB* en amplificar la salida (Figura 10), esto es, el tiempo que transcurre desde que la señal evoluciona desde el 10 % hasta el 90 % de la V_{pp} . El *Slew-Rate* obtenido es de $5,7\text{V}/\mu\text{s}$.

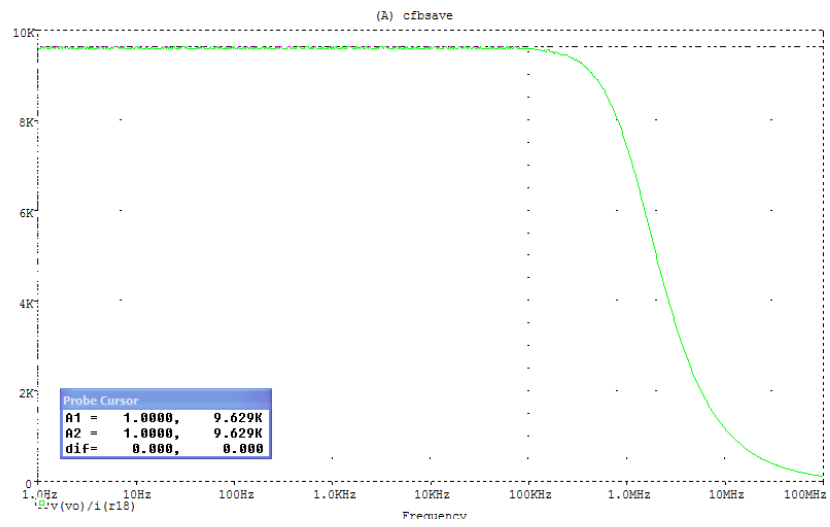


Figura 5: Valor de Z_M en *AC Sweep*

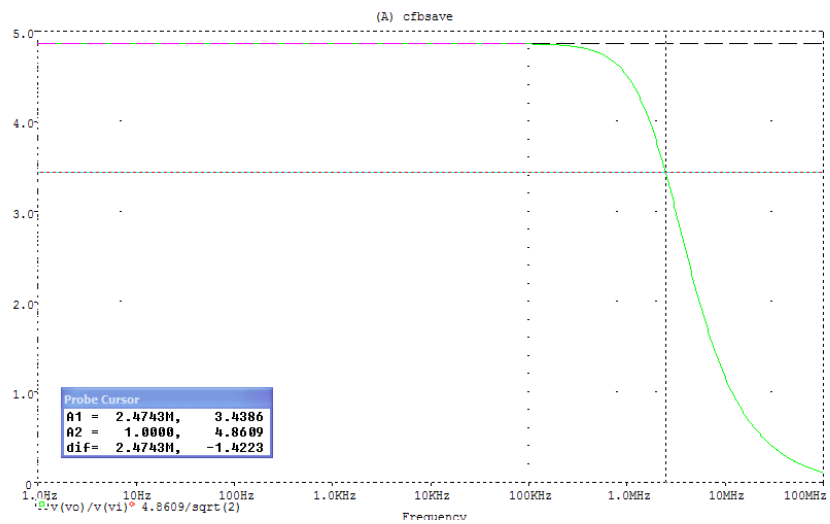


Figura 6: Simulación *AC Sweep*

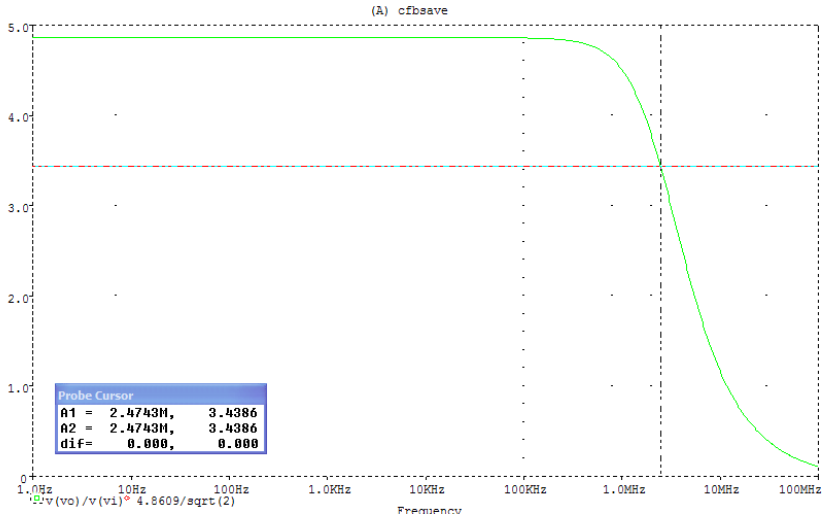


Figura 7: Simulación AC Sweep a plena potencia

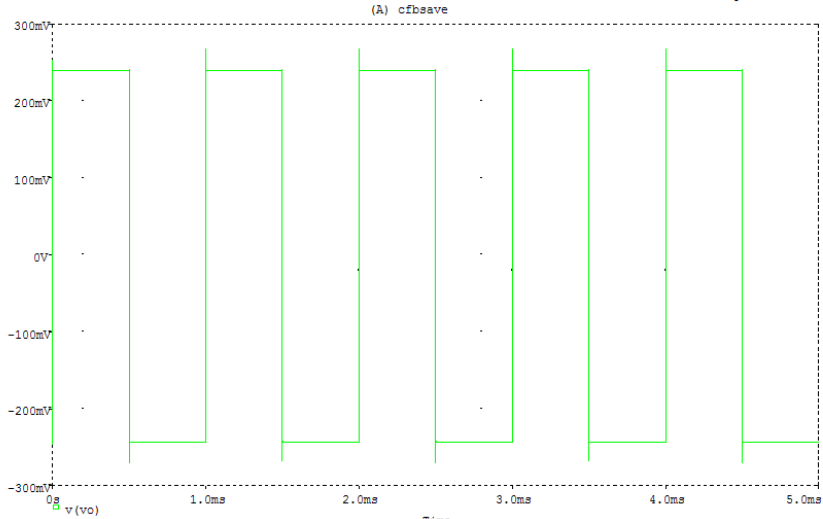


Figura 8: Simulación Transient

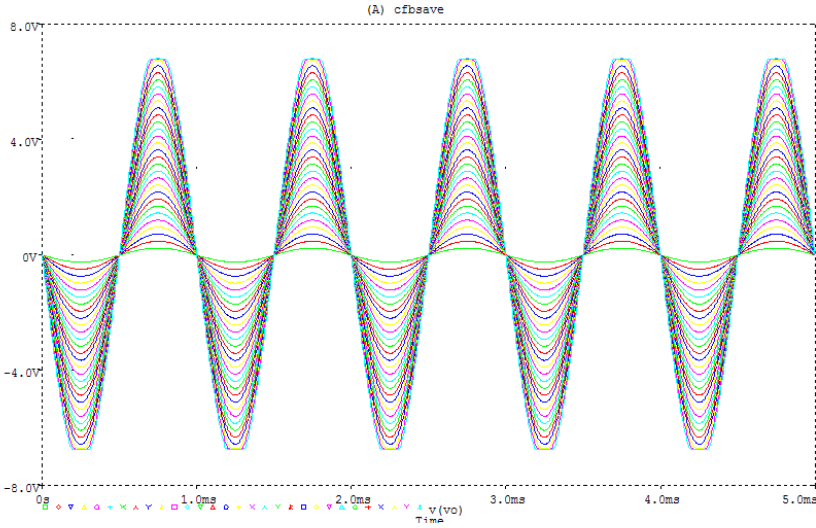


Figura 9: Margen dinámico

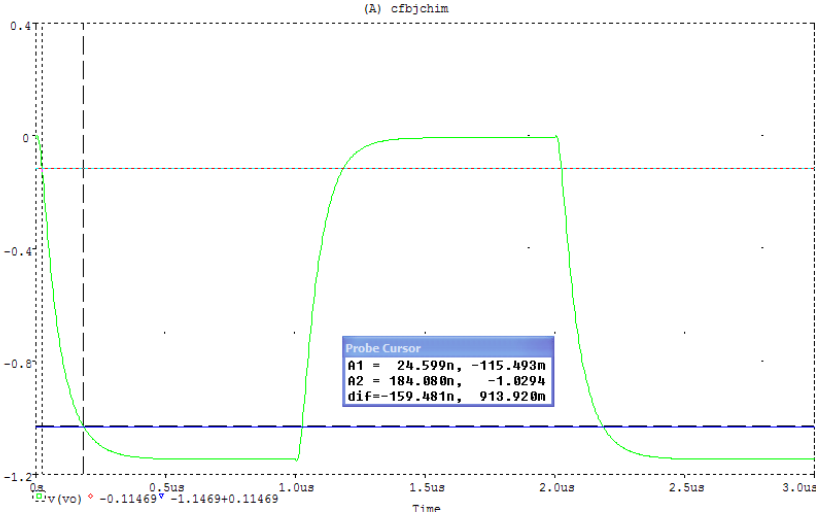


Figura 10: Slew-Rate del CFB

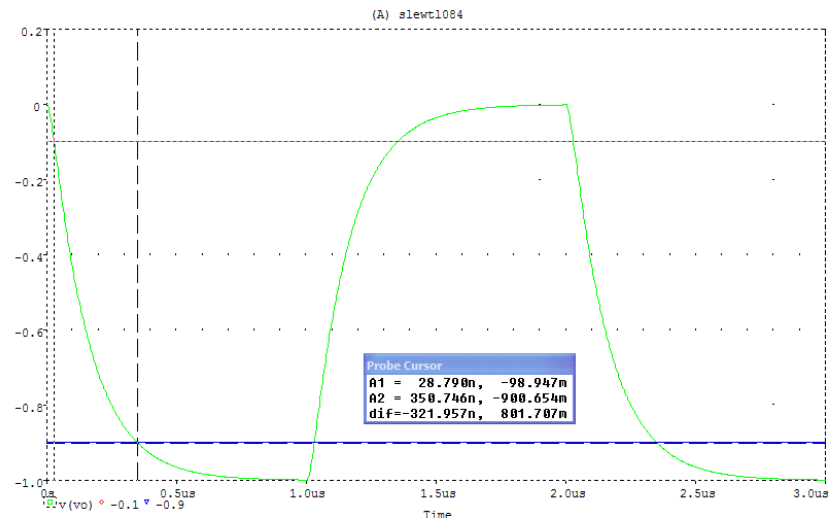


Figura 11: *Slew-Rate* del TL084

4. Prototipo

4.1. Estructura del amplificador prototipo

La estructura que hemos montado a modo prototipo de nuestro amplificador *CFB* es la que se muestra en la Figura 12.

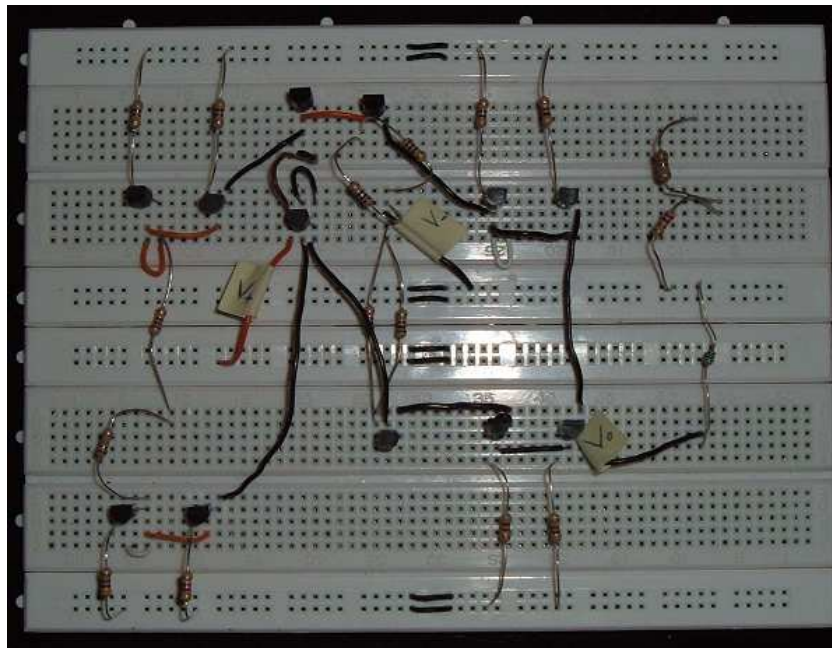


Figura 12: Montaje realizado del amplificador *CFB* en la *protoboard*

La primera comprobación que realizamos, que nos indicará que el circuito está bien montado, consiste en conectar ambas entradas a *tierra* y verificar que tras conectar la alimentación la salida aparece saturada, es decir al valor máximo –o mínimo– de alimentación. Esto nos da a entender que el amplificador tiene una ganancia en lazo abierto lo

suficientemente elevada como para poder considerarla infinita.

4.1.1. Ajustes realizados durante el montaje

El primer problema que nos encontramos tuvo que ver con una mala interpretación de la hoja de características, que nos llevó a intercambiar los terminales del emisor y el colector de todos los transistores del circuito. De todos modos, pudimos comprobar que la ganancia no se vio alterada dado que al colocar los transistores al revés lo único que cambia es la β , y la ganancia de nuestro circuito no depende de este parámetro.

Sin embargo, el problema principal que encontramos al realizar el montaje fue el ajuste de las resistencias de realimentación R_F y R_X . Comenzamos dando valores altos para así garantizar la estabilidad del sistema, y fuimos bajando poco a poco para conseguir una relación aceptable de estabilidad y ancho de banda.

Como ya comentamos en el apartado 3.3, en un primer momento utilizamos una relación de resistencias de 5, pero la ganancia que obteníamos era la mitad de la deseada. Fue en este momento donde nos percatamos de que la Z_M no era *despreciable* en la expresión de la ganancia (1). Teniendo en cuenta este parámetro, concluimos que para obtener la ganancia deseada, necesitábamos una relación de resistencias de 10.

4.2. Resultados del Amplificador prototipo

Ganancia realimentado Esta medida resultó especialmente problemática, por los motivos comentados con anterioridad. Este procedimiento lo llevamos a cabo con la ayuda de un potenciómetro en R_X , y fue de esta forma como llegamos a la conclusión de nuestro error en los cálculos. Finalmente utilizamos los siguientes valores: $R_F = 10\text{K}\Omega$ y $R_X = 910\Omega$.

Ancho de banda Para calcular el ancho de banda, introdujimos una señal –a frecuencias medias– en nuestro circuito, y fuimos aumentando la frecuencia, hasta que la amplitud a la salida disminuyó 3dB. El resultado fue sorprendentemente bajo: $\text{BW} = 248\text{kHz}$. El ancho de banda lo podemos ajustar, con solo variar –en este caso, disminuir– el valor de R_F (esto supondrá disminuir también el valor de R_X para mantener la relación de 10). Realizamos las siguientes medidas:

R_X	R_F	BW
910 Ω	10K Ω	248kHz
420 Ω	5K Ω	470kHz
295 Ω	3,3K Ω	760kHz

Ancho de banda a plena potencia Utilizando la última relación de resistencias del cuadro anterior, medimos nuevamente el ancho de banda, habiendo aumentado al máximo el valor de la señal de entrada, sin que la salida llegase a saturar. El resultado fue $\text{BW} = 650\text{kHz}$.

Impedancia de entrada La impedancia de entrada de un *CFB* configurado como inversor ha de coincidir con el valor de R_X . Para medirla hemos colocado un potenciómetro a la entrada, en paralelo, y variamos su valor hasta que la señal de salida

disminuya hasta la mitad. El resultado fue $Z_i = 325\Omega$, un valor bastante similar a la resistencia R_X .

Impedancia de salida Para medir la impedancia de salida hemos seguido un procedimiento similar al empleado para medir la impedancia de entrada, pero colocando el potenciómetro a la salida. El resultado fue $Z_o = 1,7K\Omega$.

Slew-Rate Para medir el *Slew-Rate*, introdujimos una señal cuadrada –a frecuencias medias– a la entrada y con la ayuda del magnificador del osciloscopio medimos el tiempo que transcurría durante el flanco de subida –entre el 10% y el 90%– de la señal a la salida. Sorprendentemente, obtuvimos un valor superior al de la simulación: $SR = 12,7V/\mu s$. Esta diferencia puede haberse debido a la diferencia entre los parámetros de nuestros componentes y los modelos que posee el simulador.

En la hoja de características de un *VFB* como el TL084 se indica que el *Slew-Rate* es de $13V/\mu s$. Sin embargo este componente está integrado, y nuestro amplificador está realizado con componentes discretos, que además están montados en una placa de inserción (con unas capacidades *parásitas* que influyen bastante en la velocidad del mismo). Por ello, a pesar de todo, podemos considerar que *Slew-Rate* obtenido es más que aceptable.

4.2.1. Resumen de resultados

Tipo de amplificador	Operacional realimentado en corriente (CFB)
Alimentación	$\pm 7,5V$
Ganancia Realimentado	$(-5) \rightarrow 14dB$
Ancho de banda	760kHz
Impedancia de entrada	325Ω
Impedancia de salida	$1,7K\Omega$
Ancho de banda a plena potencia	650kHz
Margen de salida	6,6V
Velocidad de subida	$12,7V/\mu s$
Velocidad de bajada	$12,7V/\mu s$
Consumo de potencia	59,7mW