Escuela Superior de Ingenieros

Proyecto Fin de Carrera:

CARACTERIZACION DE UN CIRCUITO INTEGRADO DE BAJA TENSION DE ALIMENTACION

Realizado por: **Marta Rodríguez Pizarro**
Tutor: **Ramón González Carvajal**

Sevilla, Junio del 2001

Para Marta

Agradecimientos

No es fácil resumir en unas líneas el agradecimiento que siento y que ha hecho posible culminar toda una etapa con este proyecto.

- A mi tutor de proyecto, Dr. Ramón González Carvajal, por su inmenso aporte profesional y personal en interés, motivación y conocimentos.
- A todos los habituales de los laboratorios del Departamento de Ingeniería Electrónica siempre dispuestos a ayudar y en especial a Andrés González Santamaría y al profesor Fernando Muñoz Chavero, por su inestimable ayuda.
- A mi familia por encima de todo. Por fin puedo dejar constancia por escrito de la admiración, necesidad y el valor que les tengo. La paciencia para laboratorio que me atribuíais me ha hecho falta.
- A Jesús, por proporcionarme la alegría necesaria para cada día.
- A todas aquellas personas que me han enseñado el verdadero sentido de la palabra amistad, en directo, por carta o por teléfono.

Índice General

1 INTRODUCCIÓN **1**
1.1 Justificación 3
1.2 Metodología 3

2 METODOLOGÍA **5**
2.1 Descripción del chip 7
2.2 Descripción de los circuitos 7
2.2.1 Circuito de mínimo 7
2.2.2 Circuito amplificador operacional tipo *b* 8
2.2.3 Circuito amplificador operacional tipo *fvf* 8
2.2.4 Circuito amplificador operacional tipo *fg* 8
2.2.5 Circuito transconductor *OTA* 9
2.2.6 Circuito filtro $g_m - C$ de alta frecuencia *FFG* 9
2.2.7 Circuito filtro g_m-*C* de alta frecuencia *FF2* 9
2.3 Descripción de las placas 10
2.3.1 Primera placa 10
2.3.2 Segunda placa 12
2.3.3 Tercera placa 13
2.4 Descripción de las medidas 15
2.4.1 Medidas del circuito mínimo 15
2.4.2 Medidas sobre los circuitos amplificadores operacionales 16
2.4.3 Medidas sobre el OTA y filtros 19

3 RESULTADOS **21**
3.1 Medidas sobre el circuito de mínimo 23
3.1.1 Observaciones 23
3.1.2 Conclusiones 23
3.1.3 Resultados experimentales 24
3.2 Medidas sobre el opamp tipo *b* con ganancia 28
3.2.1 Observaciones 29
3.2.2 Resultados experimentales 29
3.2.3 Comparativa 35
3.3 Medidas sobre el opamp tipo *b* sin ganancia 36
3.3.1 Resultados experimentales 36

3.3.2 Comparativa 41
3.4 Medidas sobre el opamp tipo *fvf* con ganancia 41
3.4.1 Resultados experimentales 42
3.4.2 Comparativa 47
3.5 Medidas sobre el opamp tipo *fvf* sin ganancia 48
3.5.1 Resultados experimentales 48
3.5.2 Comparativa 53
3.6 Medidas sobre el opamp tipo *fg* con ganancia 54
3.6.1 Observaciones 54
3.6.2 Resultados experimentales 54
PRE-INSOLACIÓN 54
POST-INSOLACIÓN 56
3.6.3 Comparativa 62
3.7 Medidas sobre el opamp tipo *fg* sin ganancia 63
3.7.1 Observaciones 63
3.7.2 Resultados experimentales 63
ALIMENTACIÓN 1.6V 63
ALIMENTACIÓN 1.5V 70
3.7.3 Comparativa 74
3.8 Medidas sobre la placa segunda 74

4 CONCLUSIONES **75**
4.1 Análisis de las comparativas por circuitos 77
4.1.1 Circuito mínimo 77
4.1.2 Circuito opamp tipo *b* 77
4.1.3 Circuito opamp tipo *fvf* 78
4.1.4 Circuito opamp tipo *fg* 78
4.1.5 Comparación entre amplificadores operacionales 79

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

Índice General

1.1 Justificación **3**
1.2 Metodología **3**

El objetivo del presente proyecto es la caracterización de una serie de circuitos enviados a fabricación para verificar su comportamiento y compararlo con el previsto por las simulaciones.

1.1 Justificación

La mejor introducción al proyecto es su justificación misma. Surge ante la necesidad de caracterizar unos circuitos de baja tensión de alimentación que fueron enviados a fabricación, de tal forma que pudiera comprobarse el funcionamiento de cada uno de ellos contrastándolo con los resultados de simulación realizados en una etapa previa.

El propio diseño de los circuitos (el mismo tipo de circuito realizado siguiendo ideas distintas) incita a una comparativa entre algunos de ellos, si bien es imprescindible realizarla a un nivel que incluya resultados experimentales de laboratorio.

La caracterización requerida comienza con la cuestión básica y esencial de si funciona o no y trata de determinar el rango de operación de cada circuito así como sus propiedades, dadas por valores de parámetros y resultados gráficos.

1.2 Metodología

Las medidas se realizaron siguiendo unas directrices sencillas en su metodología. A saber:

- Teniendo en cuenta el contenido del chip, diseñar y realizar distintas placas para agrupar las pruebas de circuitos de características semejantes.
- Caracterizar los circuitos siguiendo los métodos de simulación, para homogeneizar resultados y llevar a cabo una comparación directa.

En sucesivos capítulos se explica más ampliamente la metodología empleada y cada paso realizado, así como los resultados obtenidos y las conclusiones pertinentes.

Capítulo 2

METODOLOGÍA

Índice General

2.1 Descripción del chip 7
2.2 Descripción de los circuitos 7
2.2.1 Circuito de mínimo 7
2.2.2 Circuito amplificador operacional tipo *b* 8
2.2.3 Circuito amplificador operacional tipo *fvf* 8
2.2.4 Circuito amplificador operacional tipo *fg* 8
2.2.5 Circuito transconductor *OTA* 9
2.2.6 Circuito filtro $g_m - C$ de alta frecuencia *FFG* 9
2.2.7 Circuito filtro g_m-*C* de alta frecuencia *FF2* 9
2.3 Descripción de las placas 10
2.3.1 Primera placa 10
2.3.2 Segunda placa 12
2.3.3 Tercera placa 13
2.4 Descripción de las medidas 15
2.4.1 Medidas del circuito mínimo 15
2.4.2 Medidas sobre los circuitos amplificadores operacionales 16
2.4.3 Medidas sobre el OTA y filtros 19

Para entender la metodología empleada es preciso conocer el contenido del chip, es decir, cada uno de los circuitos de que consta, y consecuentemente las diferentes placas realizadas y las medidas que se tomaron.

2.1 Descripción del chip

El chip enviado a fabricación es un integrado LCC 68, que contiene diez circuitos. Tiene una doble alimentación de +5V y +1.5V.

De ellos, seis son amplificadores operacionales, con tres diseños distintos. Cada diseño está implementado en dos configuraciones: una con realimentación unitaria y otra con ganancia.

Luego existe un circuito que sigue la mínima señal de entre tres entradas posibles. Por sencillez se denominará en lo sucesivo circuito de mínimo.

Los tres restantes son dos filtros y el OTA en el que están basados, con la característica común de presentar un ancho de banda muy amplio. Esta propiedad de poder operar a muy alta frecuencia, unida a la condición de señal de entrada diferencial, requiere un tratamiento especialmente cuidadoso.

2.2 Descripción de los circuitos

2.2.1 Circuito de mínimo

El circuito de mínimo lleva a cabo la función Mínimo, es decir, entre las *i* entradas que recibe, sigue siempre la mínima señal en cada momento.

Este circuito de mínimo es un circuito de alta velocidad y precisión realizado en tecnología analógica CMOS. Estas características se las confieren una impedancia de salida muy baja y una diferencia de voltaje muy pequeña en los nodos internos del circuito.

Su complejidad aumenta linealmente con el número de entradas -en este caso tres- y se corresponden con el número de secciones idénticas en competición.

A grandes rasgos, consta de bloques amplificadores en paralelo, cuyo punto de salida va unido a un circuito buffer encargado de sacar la señal.

2.2.2 Circuito amplificador operacional tipo *b*

Se trata de un amplificador operacional CMOS con etapa de salida de clase AB de pequeño voltaje, con control exacto de corrientes quiescentes mediante un esquema de polarización dinámica.

Los tres opamps se diferencian en su etapa de salida, basado cada uno en una idea distinta, pero consiguiendo resultados análogos. Esto es, dicho montaje puede operarse con tensión de alimentación muy próxima a la tensión umbral de un transistor, lo cual facilita la compatibilidad digital, y por otra parte, el esquema de polarización dinámica permite un amplio rango de tensiones de alimentación.

El circuito de tipo *b* se basa en un esquema tipo batería. La polarización del inversor de salida se consigue mediante una resistencia que mantiene un voltaje, como una batería, y unas fuentes de corriente, todo ello dependiente de la tensión de alimentación V_{DD}.

2.2.3 Circuito amplificador operacional tipo *fvf*

La polarización de la etapa de salida en este caso se consigue utilizando el montaje llamado Flipped Voltage Follower. Éste se comporta prácticamente como una fuente de tensión que admite que circule por él distintas intensidades sin variar su voltaje. De esta forma se logra controlar la intensidad de salida exactamente.

2.2.4 Circuito amplificador operacional tipo *fg*

En este circuito el esquema de polarización de la etapa de salida está basado en el uso de un transistor MIFGT (transistor de múltiples puertas de entrada flotantes).

En un *n*-MIFGT de *n* entradas, cada entrada *i* se conecta a la puerta flotante por la capacidad C_i de poly II-poly I. En el caso más simple de dos entradas, una de las ellas será la señal que se quiera sacar como salida y la otra será una señal que nos sirva para polarizar y que dependa de la tensión de alimentación.

2.2.5 Circuito transconductor *OTA*

Es un transconductor lineal de baja tensión, sintonizable y basado en CMOS de puerta flotante (utiliza MIFGTs).

Opera bajo una tensión de alimentación muy baja (cercana a la tensión umbral de un transistor), a muy alta frecuencia (VHF) y presenta una transconductancia y una resistencia de salida que son sintonizables independientemente. A su vez es muy lineal y presenta un ancho de banda de varias centenas de MHz.

2.2.6 Circuito filtro $g_m - C$ de alta frecuencia *FFG*

Se basa en el transconductor anterior. A partir de él se implementa un integrador diferencial y con éste, un filtro biquad paso de banda.

Gracias a las propiedades del OTA del que parte, el filtro posee una frecuencia central programable en torno a los 10MHz y dado que el integrador presenta una ganancia dc sintonizable, resulta un factor de calidad controlable.

En este filtro se utiliza el esquema de transistor de puerta flotante para conseguir la polarización deseada, controlada por una tensión de alimentación cercana a la tensión de ruptura de un transistor.

2.2.7 Circuito filtro g_m-*C* de alta frecuencia *FF2*

Se trata también de un filtro biquad paso de banda basado en un transconductor de la sección 2.2.5, con idénticas propiedades de sintonización de frecuencia central y factor de calidad que el filtro de la sección 2.2.6.

En este caso el esquema de polarización es de tipo batería, otra aplicación de la idea vista en la sección 2.2.2.

2.3 Descripción de las placas

Atendiendo al contenido del chip, existe una primera división evidente: por un lado se hallan el conjunto de los seis amplificadores operacionales, de características claramente semejantes; y por otro lado, el conjunto formado por el OTA y el par de filtros, cuya diferencia esencial con el otro grupo es su elevado rango de operación en frecuencia.

El circuito de mínimo se tratará en el mismo conjunto que los opamps y habrá una sola placa para relizar las medidas sobre ellos.

El otro caso presenta mayor complejidad. Su elevado ancho de banda exige un cuidadoso diseño. En primer lugar requiere una señal de entrada diferencial de alta frecuencia, para lo cual se probaron dos soluciones.

- Una se basaba en un montaje de transformador con red de filtrado que no logró satisfacer todos los requisitos de ancho de banda y salida diferencial.
- La otra solución se basaba en el integrado MAX435 y para ello se diseñó la segunda placa. Esta opción fue la que finalmente se adoptó.

Por último, se pensó separar los tres circuitos restantes en sendas placas, ya que el OTA y uno de los filtros eran pasos previos del filtro final pero finalmente quedaron los tres recogidos en una única placa.

Todas las placas se diseñaron con el programa Tango PCB 211.

2.3.1 Primera placa

Dicha placa se relizó a una sola cara y consta de los siguientes elementos:

- el chip
- toma de alimentación del chip de +5V, alimentación de los circuitos de +1.5V, tierra, entradas para el circuito de mínimo y una de tensión constante para uno de los montajes de los opamps

- dos pulsadores-conmutadores para implementar las capacidades conmutadas
- y tres conjuntos fuente de corriente-resistencia para polarizar adecuadamente los circuitos y mover su punto de trabajo

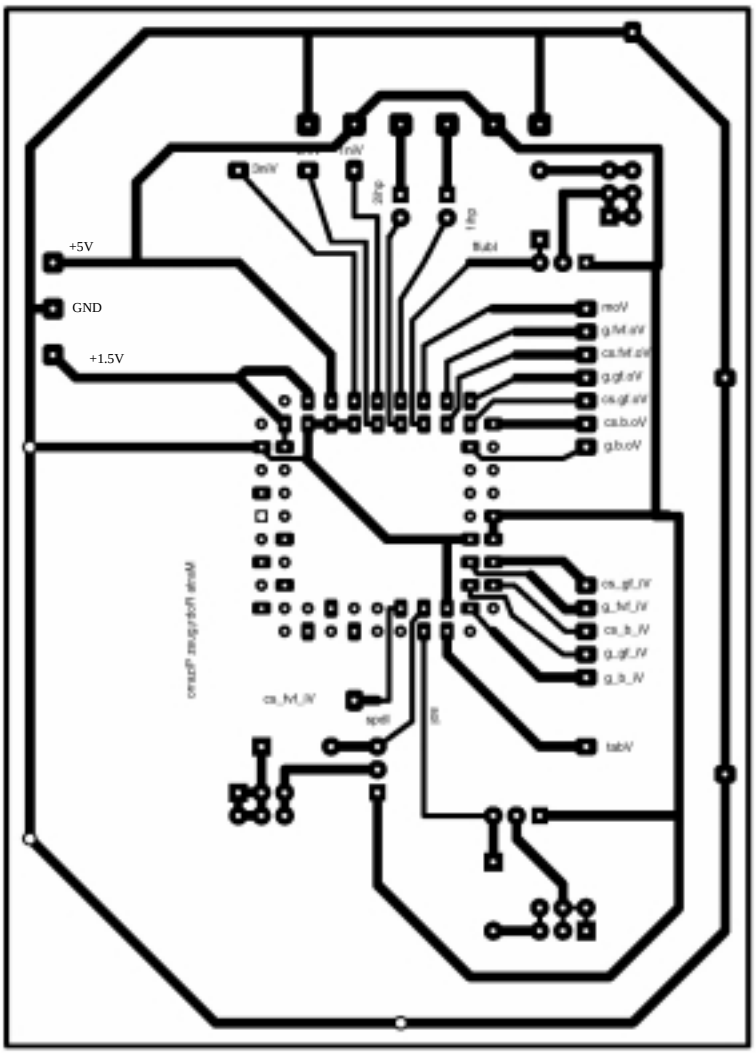

Figura 2.1: Rutado de la primera placa en Tango PCB.

En este caso, las limitaciones de frecuencia quedan impuestas unas veces por el ancho de banda de los amplificadores operacionales en configuración de realimentación unitaria y otras, ligeramente por el propio generador de onda, incapaz de proporcionar señales de más de 15MHz.

Los switches de las capacidades conmutadas se implementaron con pulsadores-conmutadores, si bien se dispusieron jumpers para poder conectar una FPGA con los interruptores programados. La opción manual resultó lo suficientemente eficaz como para no tener que hacer uso de una FPGA.

2.3.2 Segunda placa

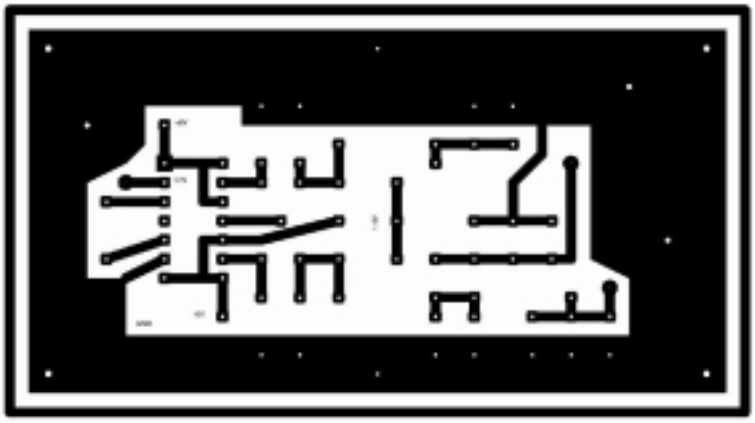

Figura 2.2: Rutado de la segunda placa en Tango PCB, cara inferior.

Esta placa fue una experiencia intermedia para la siguiente tanda de medidas. Se buscaba lograr una señal diferencial de alta frecuencia, es decir, que la función de transferencia total presentase un elevado ancho de banda y fuese plana en él y la diferencia entre ambas salidas fuese prácticamente nula.

Elementos de la placa:

- el integrado MAX 435
- toma de alimentación de +6V y -6V del integrado y tierra
- red de desacoplo de ruido de alta frecuencia hacia la alimentación
- resistencias y capacidades para conseguir un correcto punto de trabajo
- conectores BNC para la entrada y salidas coaxiales

Aquí era necesario incluir plano de masa y por tanto, realizarla a doble cara.

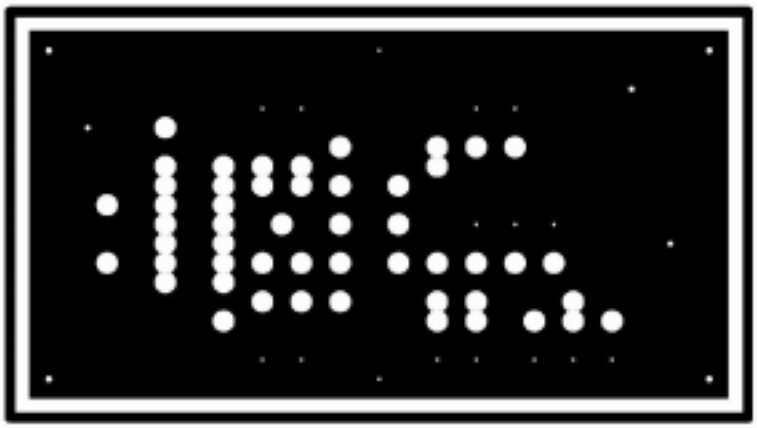

Figura 2.3: Rutado de la segunda placa en Tango PCB, cara superior.

2.3.3 Tercera placa

Con mucho, la más compleja. Incluye a la placa anterior, conectando su salida como entrada diferencial para los tres circuitos del chip en estudio. Comprende:

- todos los elementos de la placa anterior
- redes de desacoplo de ruido para las alimentaciones restantes
- divisor de tensión resistivo, con capacidades de desacoplo, con las correspondientes tomas de tensión, para conseguir la tensión de modo común deseada
- el chip
- quince conjuntos de fuente de corriente-resistencia variable para polarizar los circuitos y mover el punto de trabajo
- condensadores de desacoplo y resistencia de salida

Para evitar efectos no deseados tan notables a alta frecuencia se pusieron todos los medios conocidos, como redes de desacoplo, plano de masa y condensadores apropiados; para esto mismo y para que las señales diferenciales fueran tales, se utilizaron resistencias de precisión y se puso especial cuidado en que las pistas fuesen cortas y lo más simétricas posibles.

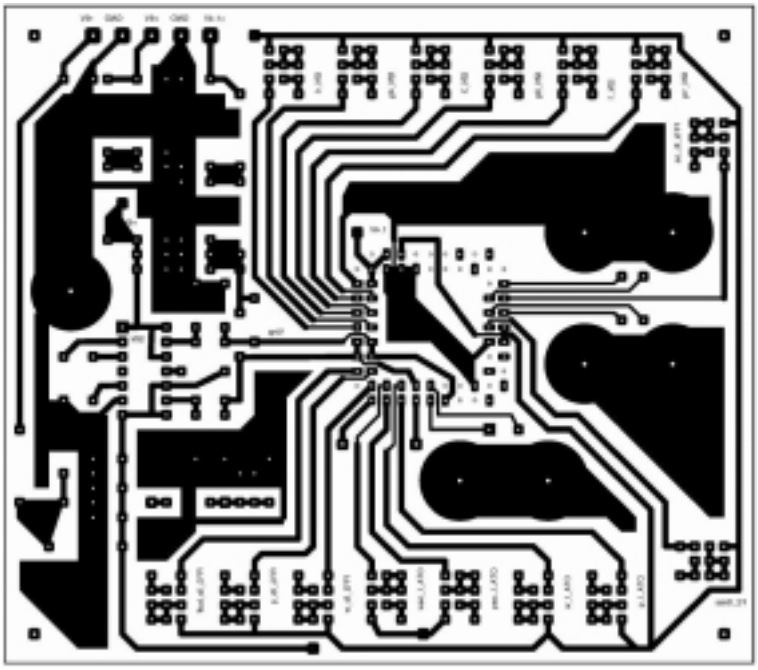

Figura 2.4: Rutado de la tercera placa en Tango PCB, cara superior.

Entre la alimentación y el punto del circuito donde se conecta, se inserta una red de filtrado y desacoplo, mediante choques de radiofrecuencia y condensadores cerámicos de desacoplo. Cada una de ellas está formada por dos impedancias de choque VK200 y por cinco condensadores. Su misión es evitar que la señal de alta frecuencia presente en el circuito llegue a la alimentación, de tal forma que se evita una elevada pérdida de señal y la posibilidad de que esta señal llegue por alimentación a otros puntos del circuito y produzca autooscilación. También se consigue filtrar el ruido de la propia alimentación para que no pase al circuito.

Por su propia constitución física, un condensador tiene una inductancia asociada. A frecuencias altas presenta una impedancia (reactancia inductiva) de un elevado valor que dificulta el paso de la alta frecuencia, que encuentra un camino más fácil a través de la fuente de alimentación de impedancia menor. Esta inductancia es siempre mayor en los condensadores de papel, poliéster y electrolíticos, donde las “placas” del condensador están enrolladas, por lo que los condensadores de estos tipos no pueden ser utilizados para desacoplo de señales de alta frecuencia. Por consiguiente, se utilizan para este fin condensadores cerámicos, que comparativamente tienen una inductancia asociada muy baja. Aún así es preciso disponer de varios en paralelo y de valores escalonados para evitar que se constituya un circuito resonante a una frecuencia determinada.

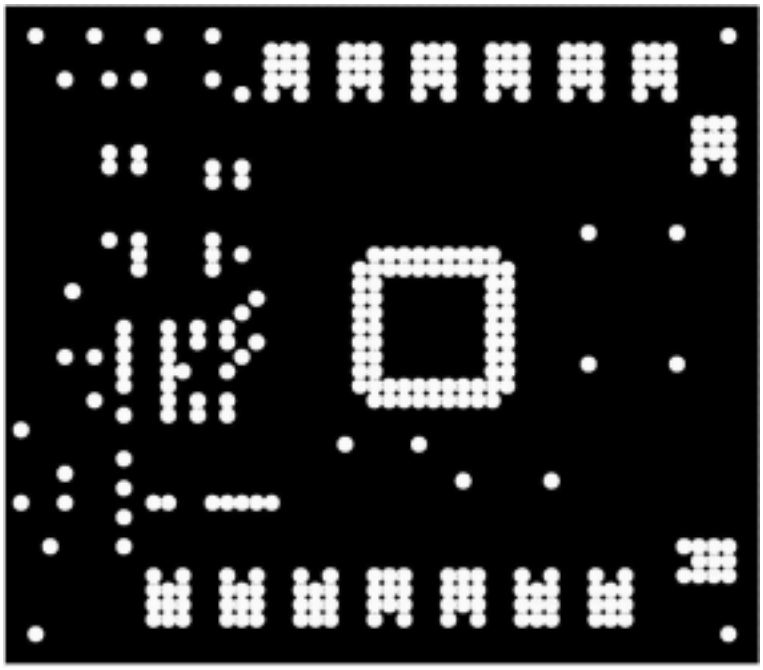

Figura 2.5: Rutado de la terceraa placa en Tango PCB, cara superior.

2.4 Descripción de las medidas

Las medidas que se tomaron fueron las posibles y necesarias para obtener una cuantía de los valores hallados en simulación y poder comparar directamente.

2.4.1 Medidas del circuito mínimo

Para comprobar el funcionamiento del circuito, se pretende obtener la respuesta transitoria ante entradas sinusoidales de alta frecuencia, así como otras gráficas que representen la salida del circuito ante distintas formas de onda de entrada y diferentes frecuencias a su vez.

Las otras características a cuantificar son los errores de dc -error de esquina y error de offset- y el error de *crossover recovering time*.

- **Error de dc:** son errores en el valor de la señal de salida. Se cuantifica poniendo dos entradas de tensión constante y la tercera, variando manualmente su valor dc a intervalos de la precisión deseada, hasta cruzar y superar algunas de las entradas anteriores. Se compone de:

    1. Error de esquina: es el error de dc en el valor de la señal de salida que se produce cuando debe seguir una esquina y tiende a redondear.

    2. Error de offset: es el error de dc en el valor de la señal que se nota porque la salida no sigue exactamente la señal de entrada, sino que siempre se mantiene un pequeño valor por encima o por debajo.

- **Error de *crossover recovering time*:** es el error temporal que se produce cuando la señal de salida tarda un tiempo en cambiar y seguir la entrada correspondiente.

2.4.2 Medidas sobre los circuitos amplificadores operacionales

En principio, no hay diferencia entre las medidas a realizar en los distintos tipos de amplificadores ni entre los montajes con y sin ganancia. Las tablas de resultados de la simulación muestran los siguientes datos:

- **Margen de fase y frecuencia de ganancia unidad:** para ello ha de obtenerse la respuesta en frecuencia del circuito. Introducimos una señal senoidal de entrada a la que se va variando su frecuencia, anotando el módulo y fase de la señal de salida: con estos puntos, se dibuja el diagrama de Bode de la función de transferencia del circuito y de él se obtienen los valores de los parámetros deseados.

    1. Módulo: se mide como la relación en decibelios del nivel de salida respecto del de entrada, esto es, la ganancia en dBs:

$$|H| = 20 \cdot log(A_o/A_i) \tag{2.1}$$

2. Fase: es el valor en grados del desfase entre las señales de entrada y salida. Experimentalmente se medirá de la siguiente forma: se varía la escala para conseguir que entrada y salida tengan la misma amplitud, llegando incluso a descalibrar el osciloscopio, y se toma el retraso temporal entre ambas señales en el cruce por cero. La fase en radianes se obtiene de:

$$\Phi = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \Delta t \tag{2.2}$$

3. Frecuencia de ganancia unidad: es la frecuencia a la cual la ganancia vale uno, es decir 0dB, y por tanto es la frecuencia a la cual el módulo de la función de transferencia corta al eje horizontal.

4. Margen de fase: es la suma en grados de la fase de la frecuencia de ganancia unidad y 180^o. Es una forma de determinar el grado de estabilidad del circuito. Si a la frecuencia de ganancia unidad el ángulo de fase es menor en magnitud a 180^o, entonces es estable.

$$PM = 180^o + \Phi(\omega = UGF) \tag{2.3}$$

- **Corrientes quiescentes de salida y de alimentación:** se consiguen a través de las corrientes de polarización, cuyo valor a su vez se obtiene a través de la resistencia conectada con la fuente de corriente, de la siguiente forma:

1. Corriente quiescente de alimentación

   – Opamp tipo *b*

$$I_{qs} = I_{dps} \cdot 2 + I_{os} \cdot 13 \tag{2.4}$$

   – Opamp tipo *fg*

$$I_{qs} = I_{dps} \cdot 2 + I_{os} \cdot 20 \tag{2.5}$$

– Opamp tipo *fvf*

$$I_{qs} = I_{dps} \cdot 2 + I_{os} \cdot 15 \tag{2.6}$$

2. Corriente quiescente de salida

$$I_{qo} = I_{os} \cdot 10 \tag{2.7}$$

- **PSRR:** es la razón de rechazo de la alimentación. Puesto que la alimentación tiene ruido, el circuito debe rechazarlo adecuadamente. El PSRR se define como la ganancia de la entrada a la salida dividida entre la ganancia de la alimentación a la salida y se mide poniendo en serie con la fuente de tensión de alimentación un pequeño seno y observando la salida.

- **THD:** en general las distorsiones representan una componente indeseada de una señal, producida por su paso por un sistema no lineal. La medida más utilizada para valorarlo es el factor de distorsión de una señal senoidal con respecto a esta misma si fuera pura. Este factor de distorsión total es el que proporciona el medidor de distorsión modular HM8027 empleado, y en decibelios:

$$THD(dB) = -20 \cdot log(THD/100) \tag{2.8}$$

- **Slew Rate:** es la rapidez de respuesta del opamp. Se refiere al hecho de que hay una rapidez específica máxima de cambio posible a la salida de un opamp real. Esta limitación de la velocidad de salida puede ocasionar distorsión no lineal cuando están presentes grandes señales de salida. Se mide en el flanco de subida y el de bajada y viene dado por el menor de ellos. Se mide introduciendo a la entrada una señal cuadrada y midiendo en la salida el tiempo de subida y el de bajada, considerados como el

tiempo que la señal tarda en alcanzar del 10% al 90% y viceversa. Las fórmulas quedan como:

$$SR = A_o \cdot 0.8/t_r \tag{2.9}$$

$$SR = A_o \cdot 0.8/t_f \tag{2.10}$$

2.4.3 Medidas sobre el OTA y filtros

Aquí se trata de conseguir la función de transferencia para obtener el ancho de banda y comprobar si cumple las prestaciones a él atribuidas.

Realmente no es objeto de este proyecto las medidas de los filtros sino la realización de las placas (en este caso una) que posibiliten la obtención de dichas medidas.

c

Capítulo 3

RESULTADOS

Índice General

3.1 Medidas sobre el circuito de mínimo 23
3.1.1 Observaciones 23
3.1.2 Conclusiones 23
3.1.3 Resultados experimentales 24
3.2 Medidas sobre el opamp tipo *b* con ganancia 28
3.2.1 Observaciones 29
3.2.2 Resultados experimentales 29
3.2.3 Comparativa 35
3.3 Medidas sobre el opamp tipo *b* sin ganancia 36
3.3.1 Resultados experimentales 36
3.3.2 Comparativa 41
3.4 Medidas sobre el opamp tipo *fvf* con ganancia 41
3.4.1 Resultados experimentales 42
3.4.2 Comparativa 47
3.5 Medidas sobre el opamp tipo *fvf* sin ganancia 48
3.5.1 Resultados experimentales 48
3.5.2 Comparativa 53
3.6 Medidas sobre el opamp tipo *fg* con ganancia 54
3.6.1 Observaciones 54
3.6.2 Resultados experimentales 54
3.6.3 Comparativa 62
3.7 Medidas sobre el opamp tipo *fg* sin ganancia 63
3.7.1 Observaciones 63
3.7.2 Resultados experimentales 63

3.7.3 Comparativa 74
3.8 Medidas sobre la placa segunda 74

Se presentan en este capítulo los resultados obtenidos mediante simulación y de forma experimental. Tal como se explicó previamente, la metodología empleada permitirá realizar una comparativa casi directa.

3.1 Medidas sobre el circuito de mínimo

Con este circuito se dieron los siguientes pasos:

- Comprobar su funcionamiento, esto es, que sigue a la menor de las señales de entrada.
- Valorar los errores de dc, de esquina y offset, y el error de *crossover recovering time*.

3.1.1 Observaciones

Al poner en funcionamiento el circuito se observa enseguida lo siguiente:

1. No se encuentra un punto de trabajo óptimo para todo el rango de frecuencias que es capaz de proporcionar el generador, habiéndose de separar el comportamiento en alta y baja frecuencia.
2. El correcto funcionamiento del circuito no depende prácticamente de una de las corrientes de polarización I_{os}, pero sí claramente de la corriente del buffer I_{buff} y de la interna de cada bloque amplificador I_{dps}.
3. A pesar de todo, rápidamente se encuentra su punto de trabajo y efectivamente sigue a la menor de las tres señales de entrada conectadas, de forma rápida y precisa.

3.1.2 Conclusiones

A baja frecuencia se podía sintonizar adecuadamente el circuito con poca corriente, pero a alta frecuencia era necesario aumentar considerablemente su valor. Las dos intensidades a tener en cuenta eran la corriente del buffer I_{buff} y la corriente de polarización interna a cada bloque amplificador I_{dps}.

Visto lo cual, se llegó a la conclusión de que el circuito adolecía de un problema de inadecuada compensación de capacidades. A baja frecuencia este efecto no se percibía, pero a mayores frecuencias había de aumentarse la intensidad para desplazar el polo y llevar el circuito a la zona de estabilidad.

3.1.3 Resultados experimentales

1. **Funcionamiento a baja frecuencia**

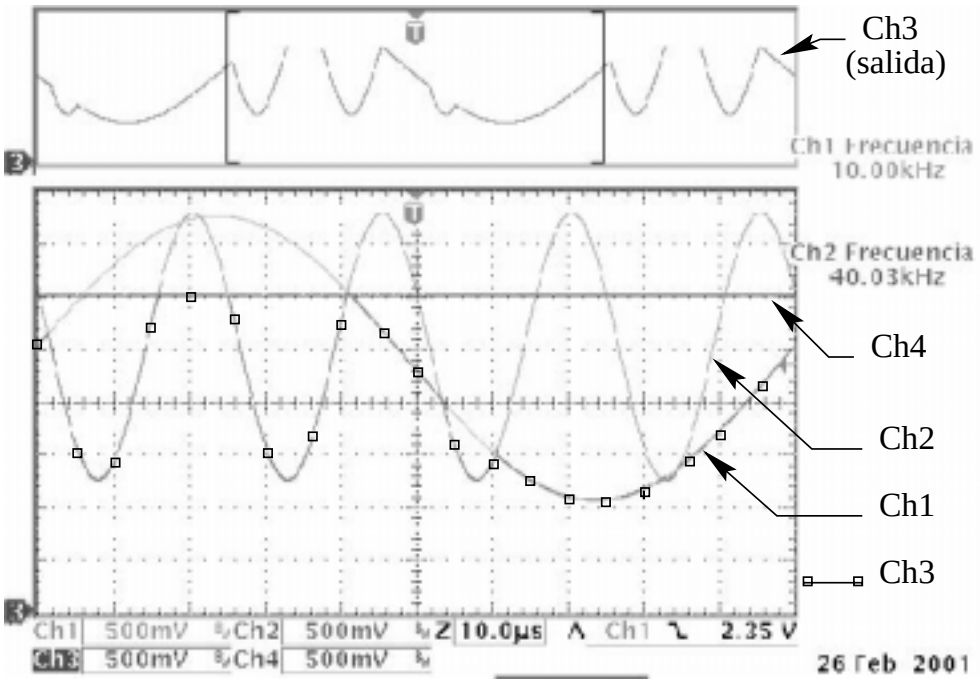

Figura 3.1: Respuesta a baja frecuencia para entradas sinusoidales de 10KHz (canal 1), 40KHz (canal 2), y continua de 3Vdc (canal 4).

Ver gráficas 3.2 y 3.3 en páginas siguientes.

2. **Funcionamiento a alta frecuencia**

   Ver gráficas 3.4 y 3.5 en páginas siguientes.

3. **Error de dc** Para medirlo se puso en una entrada un valor dc de 4V; en otra, de 2.5Vdc; y en la última entrada variando de 2V a 3V dc manualmente y anotando resultados. Se obtuvo la tabla 3.1.

   - **Error de esquina**

     Es el error que se aprecia a la salida cuando debe seguir una entrada con una esquina. En la representación gráfica de los resultados obtenidos (Figura 3.6) puede observarse en torno a los 2.5Vdc, que es donde la señal mínima pasa de ser la que se va variando manualmente a la continua de ese valor. Su valor es de 8 ó 9mV.

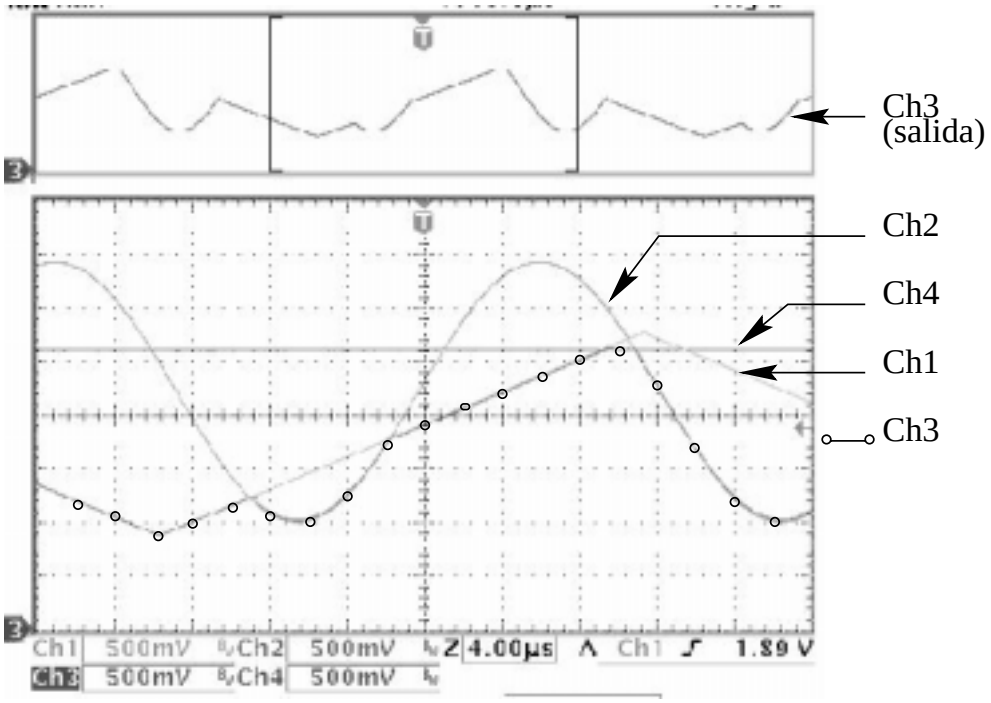

Figura 3.2: Respuesta a baja frecuencia para entradas a 20KHz triangular (canal 1), a 40KHz senoidal (canal 2), y continua a 3Vdc (canal 4).

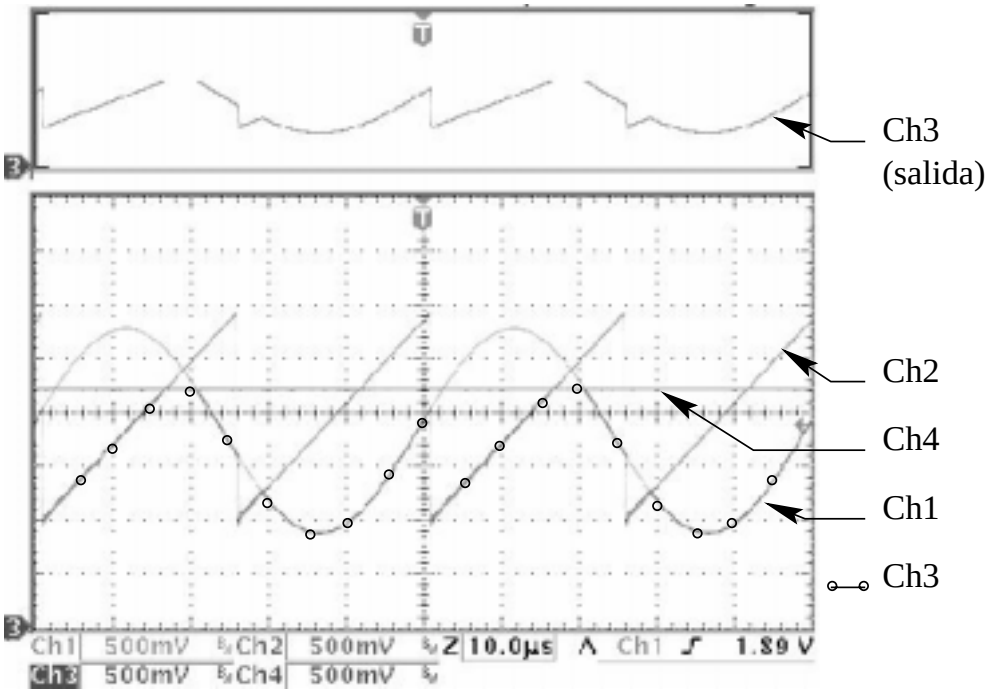

Figura 3.3: Respuesta a baja frecuencia para entradas a 20KHz senoidal (canal 1), a 40KHz ráfaga (canal 2), y continua a 2.2Vdc (canal 4).

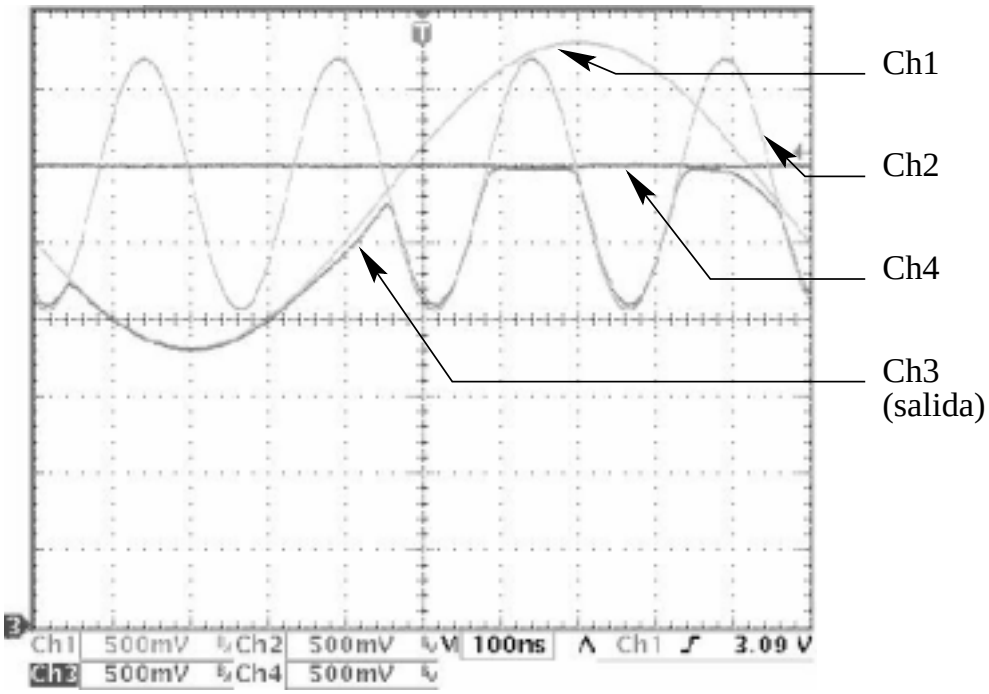

Figura 3.4: Respuesta a alta frecuencia para entradas sinusoidales a 1MHz (canal 1), a 4MHz (canal 2), y continua a 3Vdc (canal 4).

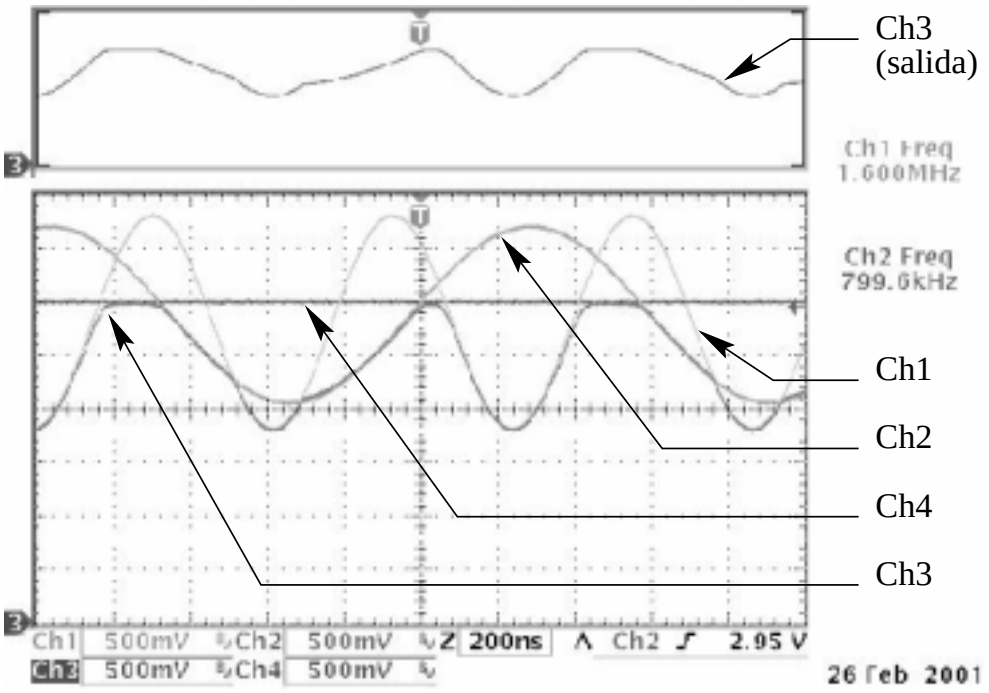

Figura 3.5: Respuesta a alta frecuencia para entradas sinusoidales a 1.6MHz (canal 1), a 800KHz (canal 2), y continua a 3Vdc (canal 4).

$\mathbf{V_{in3}(V)}$	$\mathbf{V_{out}(V)}$	$\mathbf{V_{in3}(V)}$	$\mathbf{V_{out}(V)}$
2.000	2.014	2.460	2.469
2.010	2.024	2.465	2.474
2.050	2.063	2.470	2.478
2.100	2.113	2.475	2.483
2.150	2.162	2.480	2.488
2.200	2.212	2.485	2.493
2.250	2.261	2.490	2.498
2.300	2.311	2.495	2.502
2.350	2.360	2.500	2.507
2.375	2.384	2.505	2.512
2.400	2.410	2.510	2.516
2.425	2.434	2.515	2.516
2.450	2.458	...	2.516
2.455	2.464	3.000	2.516

Tabla 3.1: Tabla de valores de salida para $V_{in1} = 4Vdc$, $V_{in2} = 2.5Vdc$, y V_{in3} variando de 2Vdc a 3Vdc.

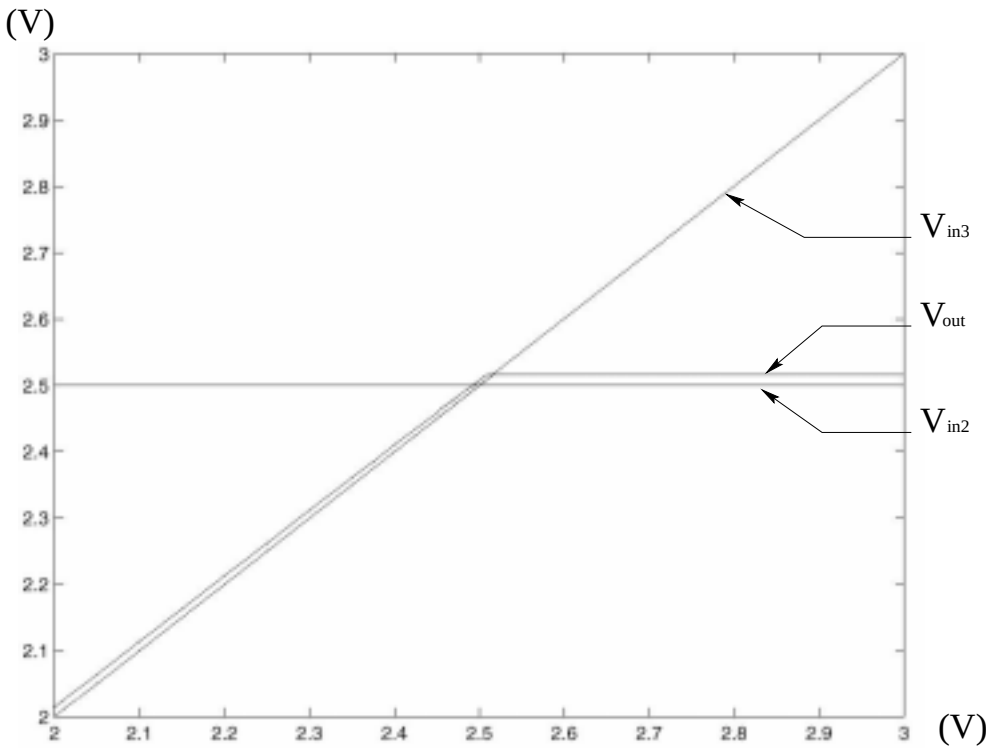

Figura 3.6: Error de dc.

- **Error de offset**

  Es el error en el valor de la salida que se mantiene como diferencia respecto a la señal continua que debe seguir. En la representación gráfica de los resultados obtenidos (Figura 3.6), puede apreciarse cuando la salida sigue la entrada constante. Su valor es de 16mV.

4. **Error de *crossover recovering time***

   Es el error temporal que se mide a la salida cuando cambia de señal de entrada a seguir, es decir, es el tiempo que tarda en seguir a la nueva señal mínima. Este error pudo medirse experimentalmente ante una entrada tipo ráfaga pero no pudieron capturarse las gráficas adecuadas por la precisión visual del osciloscopio. El valor que se obtuvo fue de unos 50ns.

3.2 Medidas sobre el opamp tipo *b* con ganancia

Para el caso de los amplificadores operacionales, los pasos a seguir eran siempre los mismos:

1. Poner en funcionamiento el circuito, moviendo los valores de corriente y observando el comportamiento hasta polarizarlo y situarlo en el punto de trabajo adecuado. Anotar los valores de dichas corrientes de polarización.

2. Comprobar su respuesta transitoria, poniendo a la entrada una señal cuadrada de alta frecuencia y midiendo los tiempos de subida y de bajada en ambos flancos para poder determinar posteriormente el slew rate.

3. Obtener la respuesta en frecuencia, introduciendo una señal sinusoidal a la que se va variando la frecuencia y anotando el módulo y la fase de la señal de salida, consiguiendo así los puntos necesarios para dibujar el diagrama de Bode y localizar el polo, el margen de fase, y la frecuencia

de ganancia unidad en el caso de los montajes sin ganancia.

4. Medir el coeficiente de distorsión armónica THD, midiendo primero el de la entrada que se le aplica y luego el de salida.

5. Cuantificar el PSRR.

3.2.1 Observaciones

- Al poner en funcionamiento el circuito se observa que es fácilmente sintonizable, moviendo en primer lugar la corriente del buffer I_{buff} para tener señal de salida; luego la corriente de polarización interna del bloque amplificador I_{dps} que es la que desplaza al primer polo, para evitar oscilaciones; y por último, afinando el punto de trabajo con la tercera corriente de polarización I_{os} que mueve el segundo polo.

  En principio se esperaba que la corriente I_{os} determinara que hubiera oscilación o no, pero a la vista de los resultados, al recapacitar se razonó que ella era capaz de desplazar el segundo polo, sólo una pequeña cantidad, y por ello no era determinante para evitar oscilación. Sin embargo la corriente I_{dps}, auténtica corriente de polarización, era capaz de mover el primer polo todo lo que se quisiera, y por tanto, resulta claramente indispensable para llevar el circuito a su zona de estabilidad.

- Se pudo medir una ganancia de aproximadamente 5.3 a baja frecuencia, cercana al valor de 6 considerado en el diseño (representa 1dB de diferencia). El valor de la ganancia se modifica durante el proceso de fabricación por motivos inherentes a dicho proceso y siendo en este caso una característica de escasa relevancia. La ganancia se observará fácilmente en el diagrama de Bode en un paso posterior.

3.2.2 Resultados experimentales

1. **Corrientes.**

R_{buff}	45.7Ω
R_{dps}	949Ω
R_{os}	$6.8K\Omega$
I_{buff}	$1.49mA$
I_{dps}	$71.65\mu A$
I_{os}	$10\mu A$
I_{qs}	$273\mu A$
I_{qo}	$100\mu A$

Tabla 3.2: Tabla de valores de las corrientes del opamp tipo *b* con ganancia.

2. **Respuesta transitoria.**

   En las gráficas 3.7 y 3.8 se muestran la respuesta transitoria con un detalle del tiempo de subida y del tiempo de bajada, respectivamente.

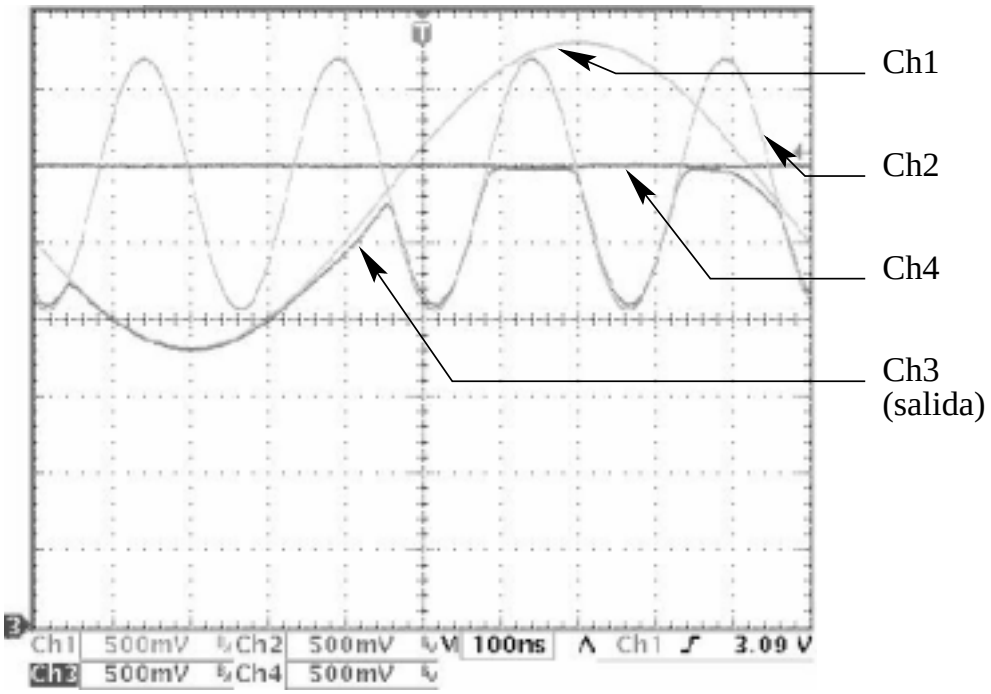

Figura 3.7: Respuesta transitoria y tiempo de subida del opamp tipo *b* con ganancia.

Con estos valores obtenidos de los tiempos de subida y de bajada, se tiene la tabla 3.3 para el slew rate.

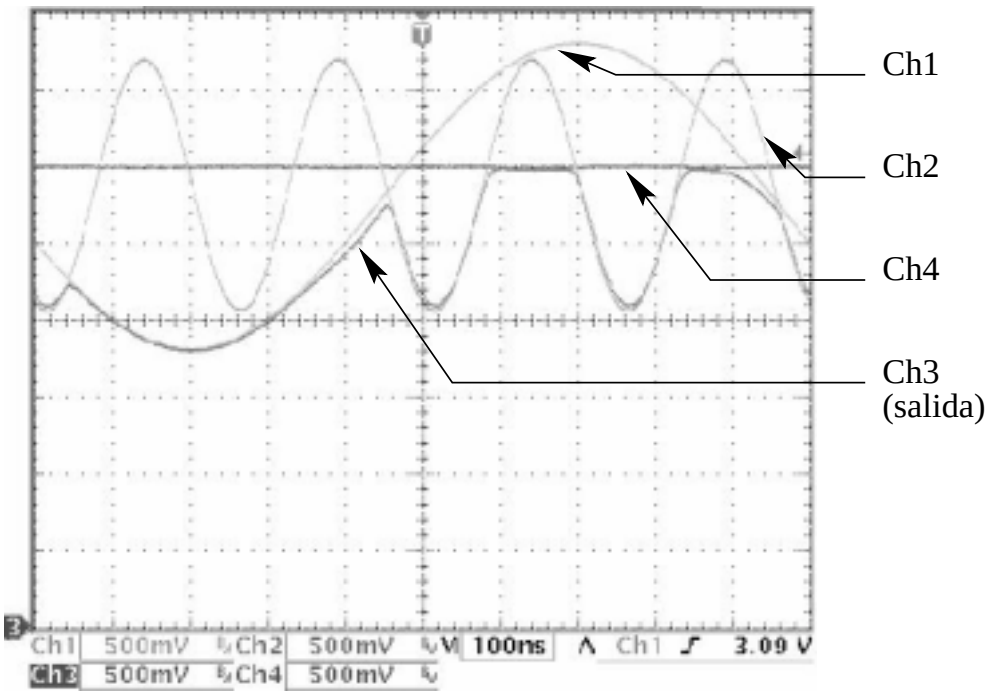

Figura 3.8: Respuesta transitoria y tiempo de bajada del opamp tipo *b* con ganancia.

SR_+	$XV/\mu s$
SR_-	$XV\mu s$
SR_{exp}	$XV/\mu s$
SR_{sim}	$10V/\mu s$

Tabla 3.3: Valores del slew rate del opamp tipo *b* con ganancia.

3. **Respuesta en frecuencia.**

   Las figuras 3.9 y 3.10 muestran la respuesta en frecuencia del opamp, a baja frecuencia la primera y en las proximidades del primer polo la segunda.

   De estas y otras similares se obtiene el diagrama de Bode de la figura 3.11 para el módulo y para la fase, el de la figura 3.12.

   Por último, la tabla 3.4 con los valores esperados y obtenidos para el margen de fase y frecuencia de ganancia unidad.

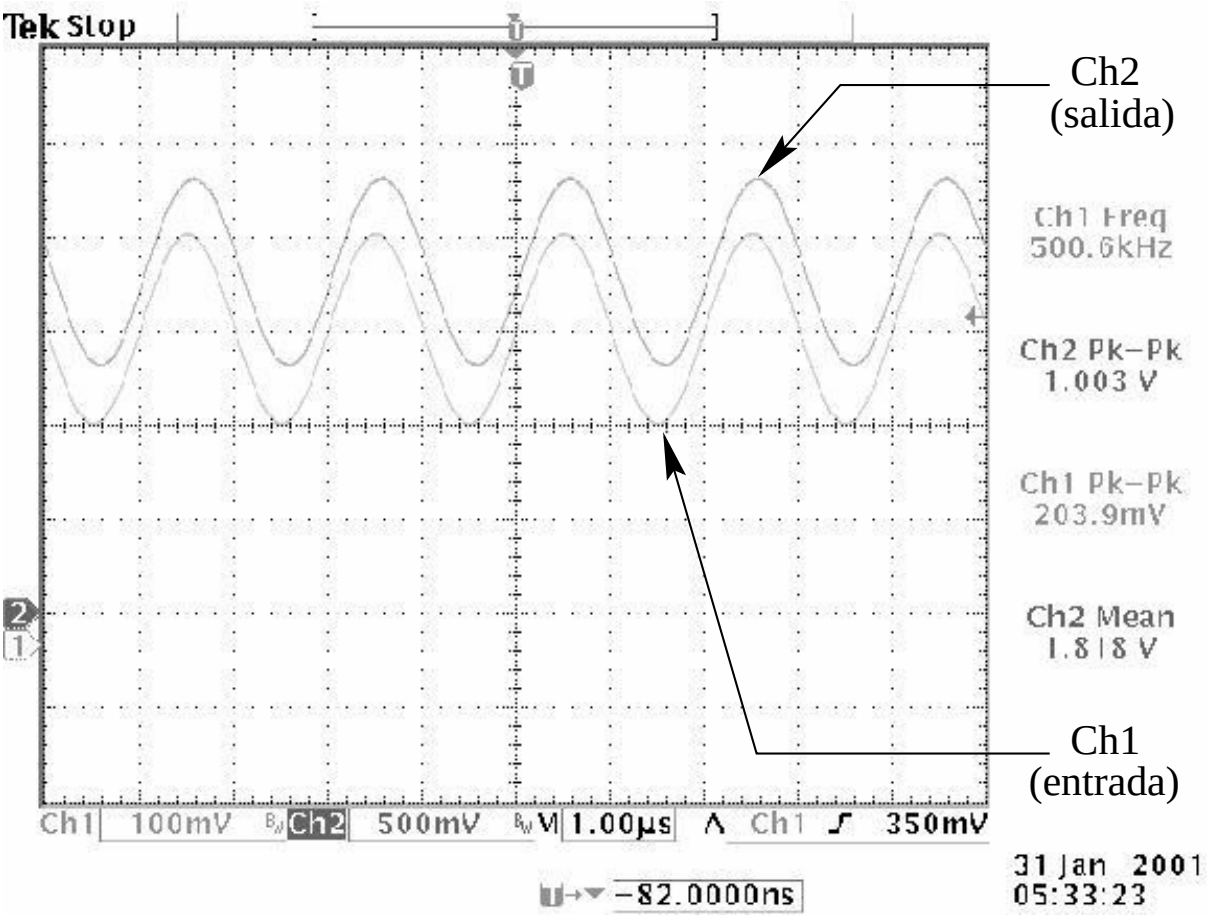

Figura 3.9: Respuesta en frecuencia para el opamp tipo *b* con ganancia, a 500KHz.

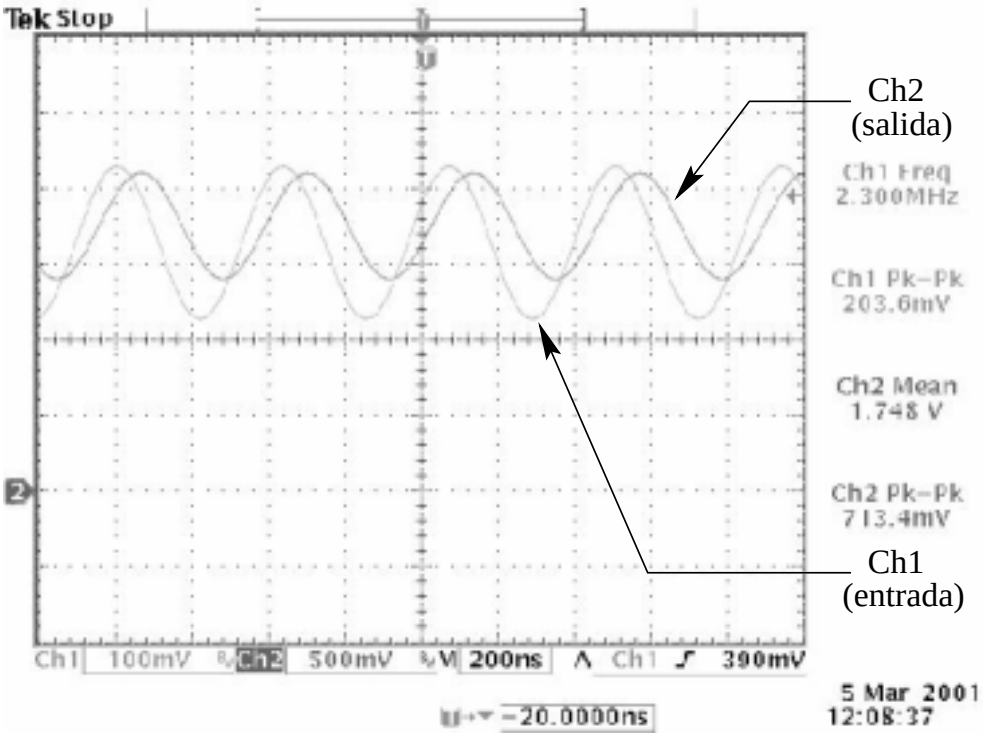

Figura 3.10: Respuesta en frecuencia para el opamp tipo *b* con ganancia, a 2.3MHz.

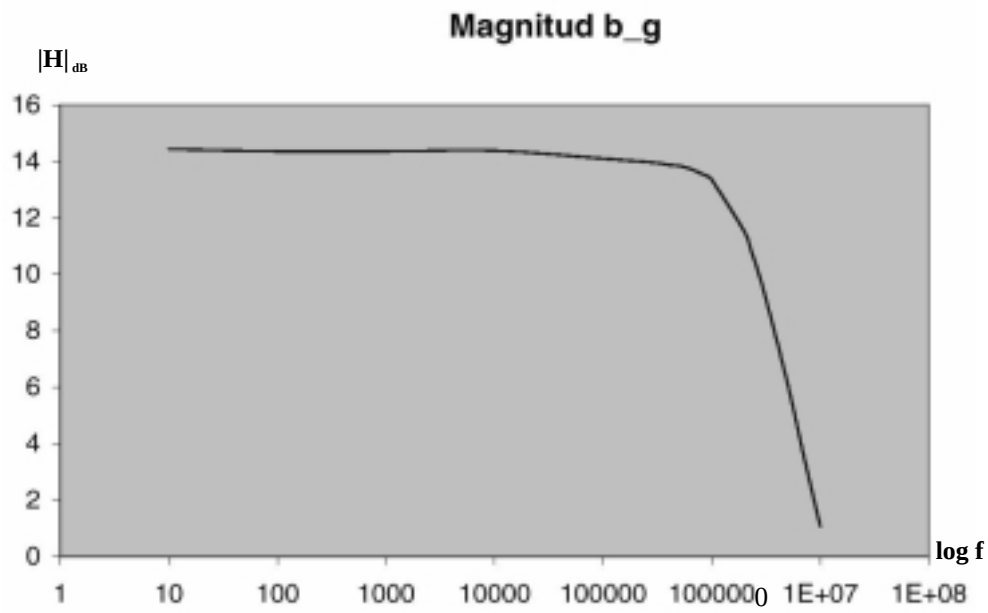

Figura 3.11: Módulo de la función de transferencia del opamp tipo *b* con ganancia.

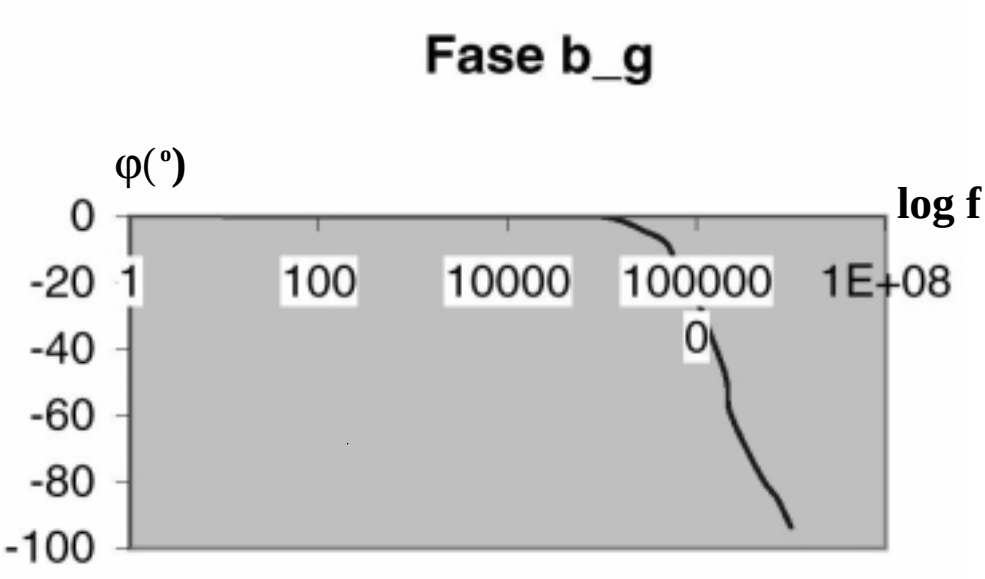

Figura 3.12: Fase de la función de la transferencia del opamp tipo *b* con ganancia.

Resultado	Unidad	Valor simulación	Valor medido
Margen de fase	Grados	70^o	80^o
Frec. de 3dB	MHz	2.5	2.3
Frec. ganancia unidad	MHz	15	11.7

Tabla 3.4: Resultados de simulación vs. resultados experimentales de la respuesta en frecuencia del opamp tipo *b* con ganancia.

4. **Medida de la distorsión.**

   El medidor de distorsión modular empleado HM8027 proporciona el factor de distorsión total, que especifica la proporción de distorsión de una señal senoidal con respecto a esta misma si fuera pura. Con la entrada elegida de pequeña amplitud se calibra el aparato y luego se mide el factor de distorsión de la entrada y de la salida. Las medidas tomadas arrojaron los siguientes resultados:

Frecuencia	$\mathbf{THD_i}(\%)$	$\mathbf{THD_o}(\%)$
200Hz	0.00%	0.77%
1KHz	0.00%	0.97%
2KHz	0.00%	0.82%
20KHz	0.00%	0.80%

Tabla 3.5: Medidas del factor de distorsión armónica del opamp tipo *b* con ganancia.

5. **Medida del PSRR.**

   Se introduce una pequeña perturbación en la señal de alimentación y se comprueba a la salida el rechazo. Se midió un PSRR de unos 40dB.

3.2.3 Comparativa

	Valor simulación	Valor experimental
Margen de fase (^{o})	70^o	80^o
Frecuencia de 3dB(MHz)	2.5	2.3
Frec. ganancia unidad(MHz)	15	11.7
Corr. quiescente salida (μA)	104	100
Corr. quiescente alimentación (μA)	332	273
PSRR (dB)	40	40
THD(1kHz) (dB)	65	40.3
Slew Rate ($V/\mu s$)	10	X

Tabla 3.6: Comparativa de los resultados de simulación vs. resultados experimentales del opamp tipo *b* con ganancia.

3.3 Medidas sobre el opamp tipo *b* sin ganancia

Las medidas a realizar son las mismas, teniendo en cuenta que en este caso hay que conectar una tensión de alimentación adicional constante de batería y cargar y refrescar la carga de las capacidades conmutadas.

Se observa que para el caso del montaje sin ganancia es más difícil conseguir afinar el punto de trabajo del circuito.

3.3.1 Resultados experimentales

1. **Corrientes.**

R_{buff}	45Ω
R_{dps}	680Ω
R_{os}	$6.8K\Omega$
I_{buff}	$1.51mA$
I_{dps}	$100\mu A$
I_{os}	$10\mu A$
I_{qs}	$330\mu A$
I_{qo}	$100\mu A$

Tabla 3.7: Tabla de valores de las corrientes del opamp tipo *b* sin ganancia.

2. **Respuesta transitoria.**

   En las gráficas 3.13, 3.14 y 3.15 se muestran la respuesta transitoria y un detalle del tiempo de subida y del tiempo de bajada, respectivamente.

   Con estos valores obtenidos de los tiempos de subida y de bajada, se tiene la tabla 3.8 para el slew rate.

SR_+	$8.62V/\mu s$
SR_-	$11.98V\mu s$
SR_{exp}	$8.6V/\mu s$
SR_{sim}	$10V/\mu s$

Tabla 3.8: Valores del slew rate del opamp tipo *b* sin ganancia.

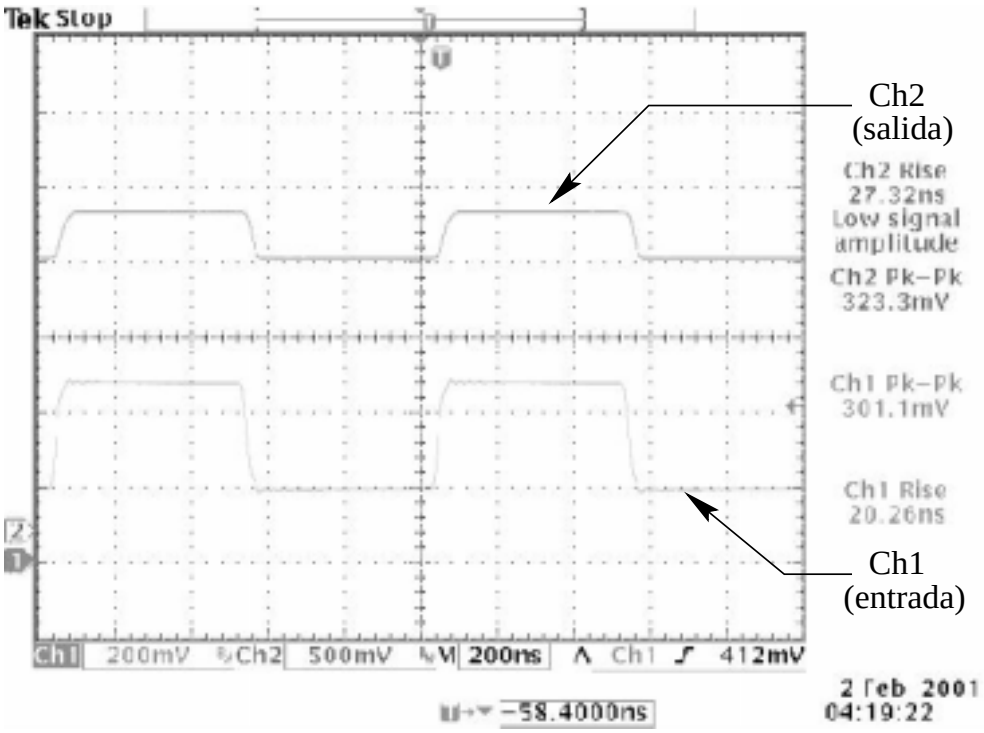

Figura 3.13: Respuesta transitoria del opamp tipo *b* sin ganancia.

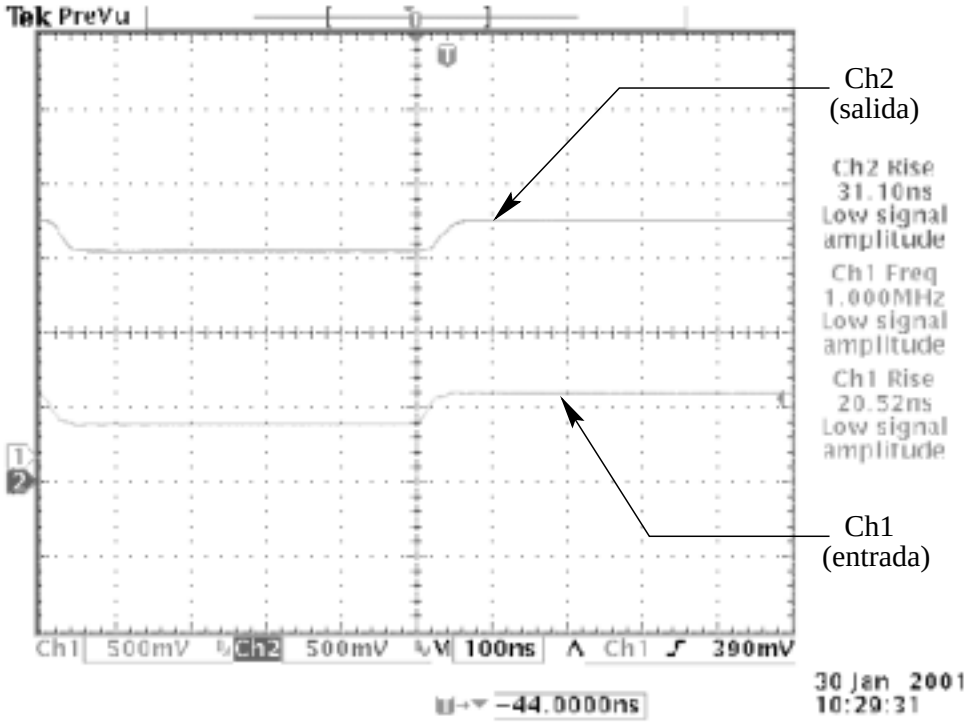

Figura 3.14: Respuesta transitoria y tiempo de subida del opamp tipo *b* sin ganancia.

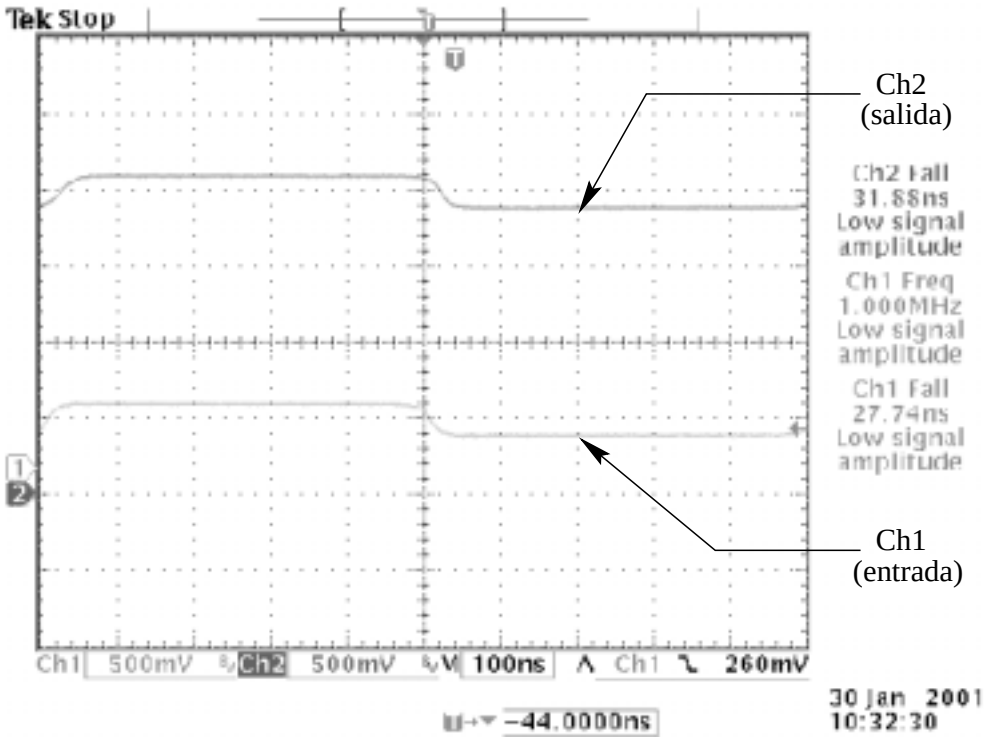

Figura 3.15: Respuesta transitoria y tiempo de bajada del opamp tipo *b* sin ganancia.

3. **Respuesta en frecuencia.**

   Las figuras 3.16 y 3.17 muestran la respuesta en frecuencia del opamp, a baja frecuencia la primera y lo más cerca posible del primer polo la segunda.

   De estas y otras similares se obtiene el diagrama de Bode de la figura 3.18 para el módulo y para la fase, el de la figura 3.19.

   Por último, la tabla 3.9 con los valores esperados y obtenidos para el margen de fase y frecuencia de ganancia unidad.

4. **Medida de la distorsión.**

   Con la entrada elegida de pequeña amplitud se calibra el aparato y luego se mide el factor de distorsión de la entrada y de la salida. Las medidas tomadas arrojaron los resultados de la tabla 3.10.

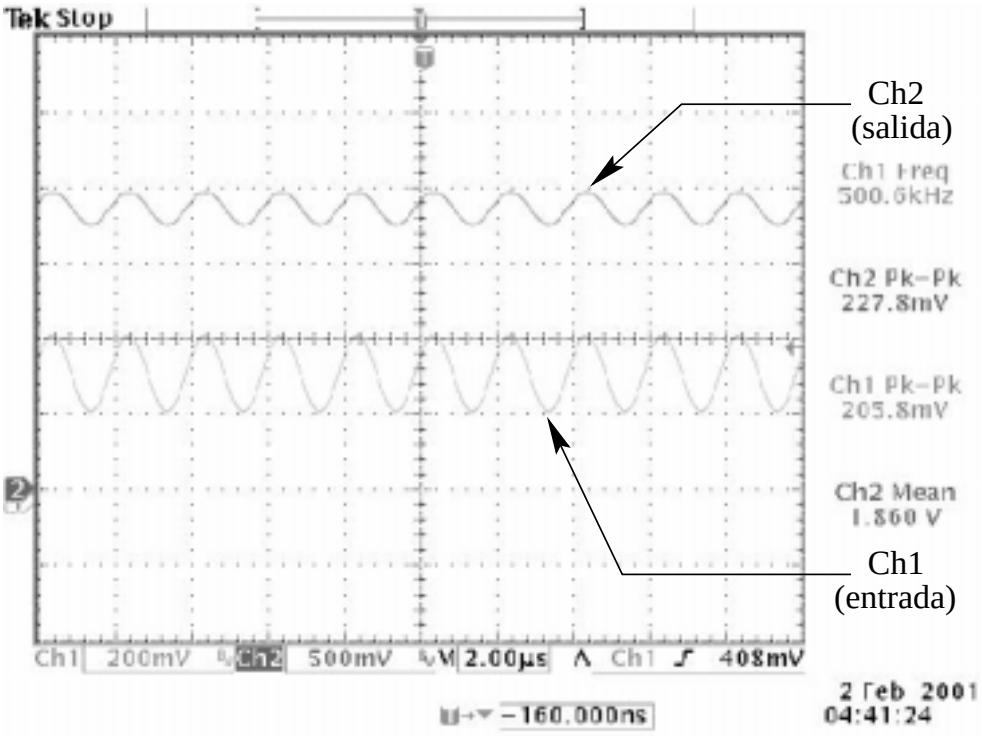

Figura 3.16: Respuesta en frecuencia para el opamp tipo *b* sin ganancia, a 500KHz.

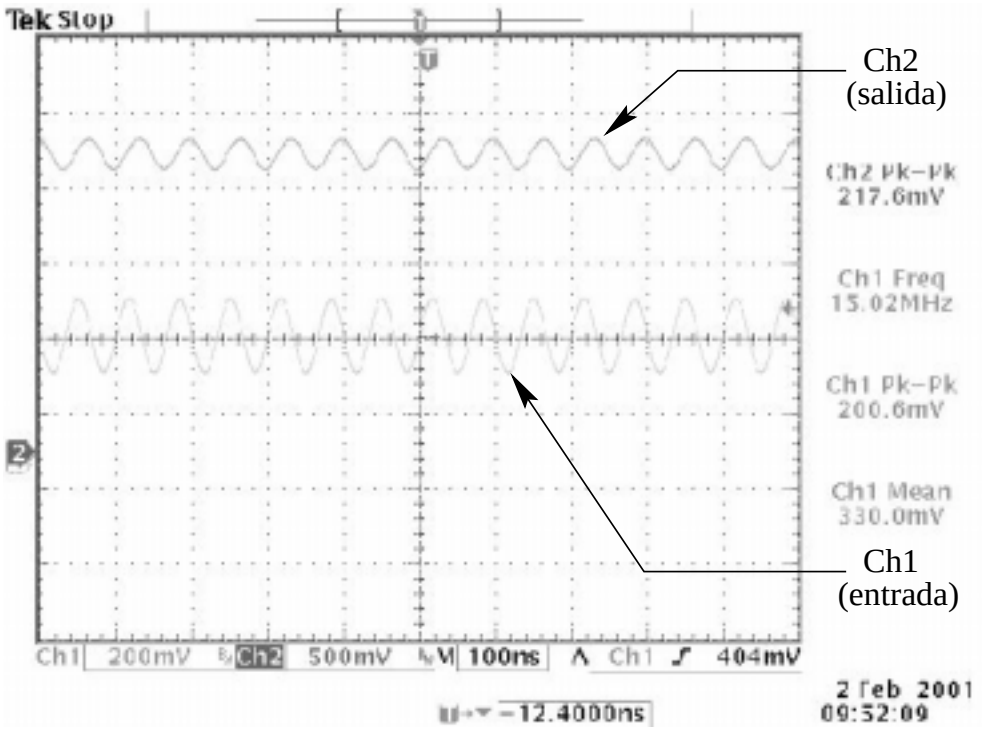

Figura 3.17: Respuesta en frecuencia para el opamp tipo *b* sin ganancia, a 15MHz.

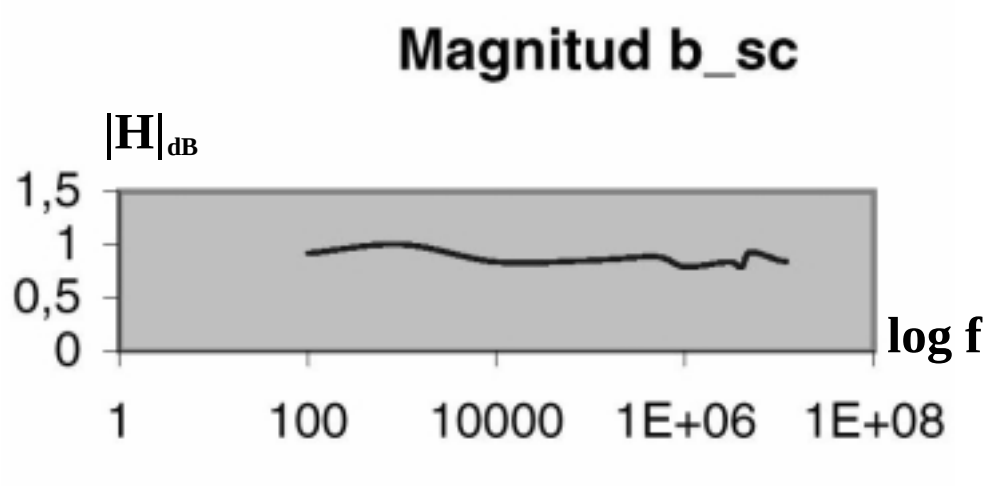

Figura 3.18: Módulo de la función de transferencia del opamp tipo *b* sin ganancia.

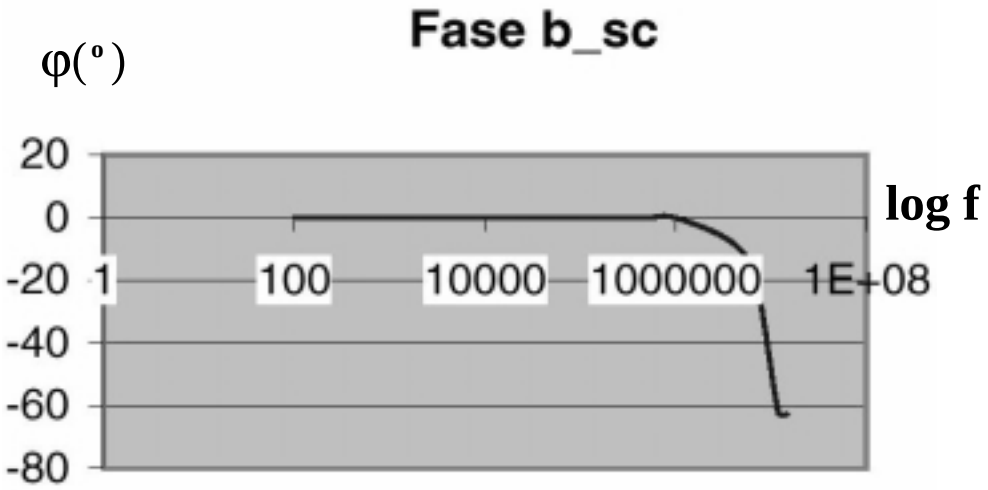

Figura 3.19: Fase de la función de la transferencia del opamp tipo *b* sin ganancia.

Resultado	Unidad	Valor simulación	Valor medido
Margen de fase	Grados	70^o	*
Frec. de ganancia unidad	MHz	15	más de 15*

Tabla 3.9: Resultados de simulación vs. resultados experimentales de la respuesta en frecuencia del opamp tipo *b* sin ganancia. (* A 15MHz todavía no ha empezado a caer)

Frecuencia	$\mathbf{THD_i}(\%)$	$\mathbf{THD_o}(\%)$
200Hz	0.00%	0.16%
1KHz	0.00%	0.16%
2KHz	0.00%	0.16%
20KHz	0.00%	0.16%

Tabla 3.10: Medidas del factor de distorsión armónica del opamp tipo *b* sin ganancia.

5. **Medida del PSRR.**

   Para el caso del montaje sin ganancia los acoplos capacitivos no permitieron medirlo.

3.3.2 Comparativa

	Valor simulación	Valor experimental
Margen de fase (^{o})	70^o	*
Frec. ganancia unidad (MHz)	15	más de 15*
Corr. quiescente salida (μA)	104	100
Corr. quiescente alimentación (μA)	332	330
PSRR (dB)	40	-
THD(1kHz) (dB)	65	56
Slew Rate ($V/\mu s$)	10	8.6

Tabla 3.11: Comparativa de los resultados de simulación vs. resultados experimentales del opamp tipo *b* sin ganancia.(* A 15MHz aún no ha empezado a caer)

3.4 Medidas sobre el opamp tipo *fvf* con ganancia

En este caso los pasos a realizar son los mismos que en la 3.2 y las observaciones, análogas.

La ganancia medida en este caso es, a baja frecuencia, aproximadamente de 5.15.

3.4.1 Resultados experimentales

1. **Corrientes.**

R_{buff}	450Ω
R_{dps}	451Ω
R_{os}	$6.8K\Omega$
I_{buff}	$151.11\mu A$
I_{dps}	$150.78\mu A$
I_{os}	$10\mu A$
I_{qs}	$451.55\mu A$
I_{qo}	$100\mu A$

Tabla 3.12: Tabla de valores de las corrientes del opamp tipo *fvf* con ganancia.

2. **Respuesta transitoria.**

   En las gráficas 3.20, 3.21 y 3.22 se muestran la respuesta transitoria y un detalle del tiempo de subida y del tiempo de bajada, respectivamente.

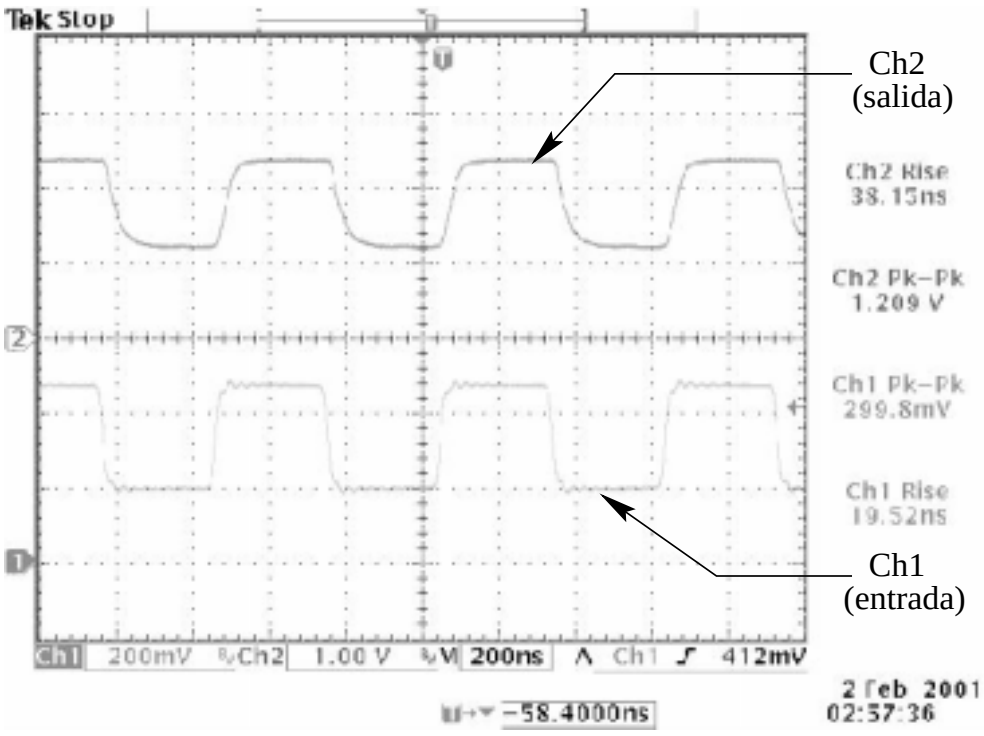

Figura 3.20: Respuesta transitoria del opamp tipo *fvf* con ganancia.

Con estos valores obtenidos de los tiempos de subida y de bajada, se tiene la tabla 3.13 para el slew rate.

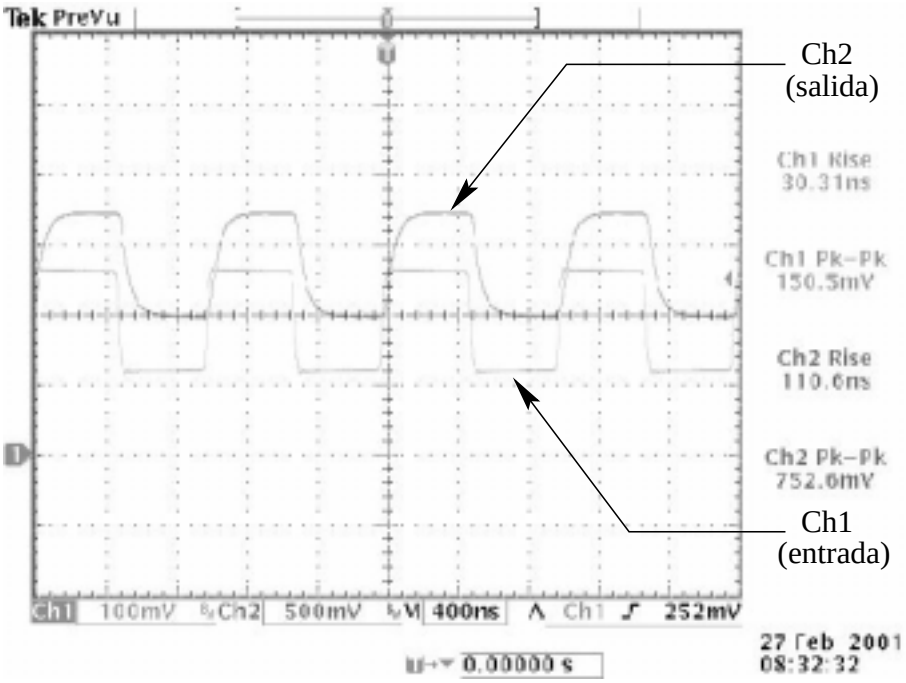

Figura 3.21: Respuesta transitoria y tiempo de subida del opamp tipo *fvf* con ganancia.

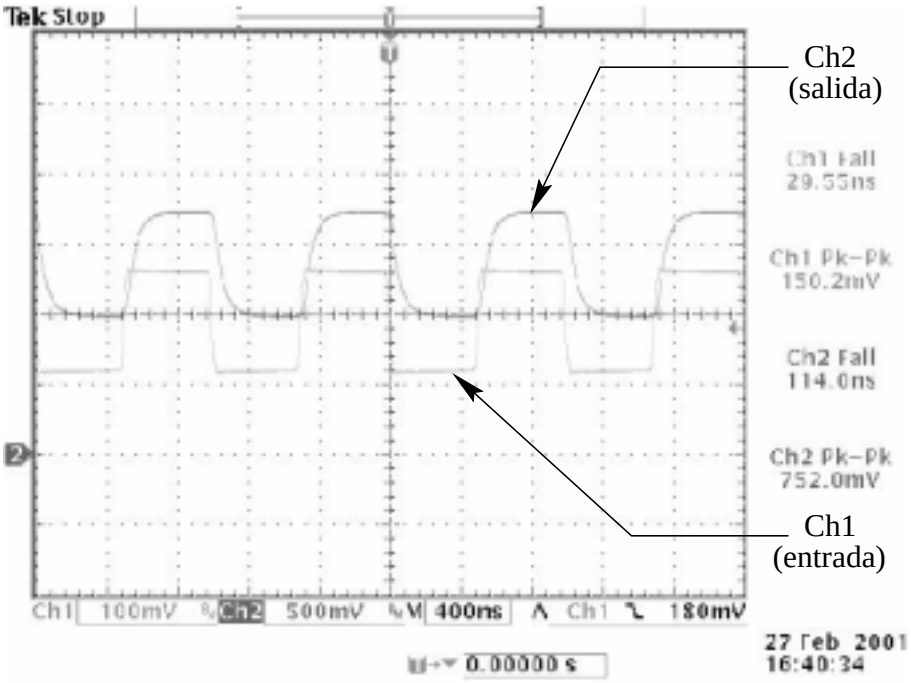

Figura 3.22: Respuesta transitoria y tiempo de bajada del opamp tipo *fvf* con ganancia.

SR_+	$5.44V/\mu s$
SR_-	$5.28V\mu s$
SR_{exp}	$5.3V/\mu s$
SR_{sim}	$10V/\mu s$

Tabla 3.13: Valores del slew rate del opamp tipo *fvf* con ganancia.

3. **Respuesta en frecuencia.**

   Las figuras 3.23 y 3.24 muestran la respuesta en frecuencia del opamp, a baja frecuencia la primera y en las proximidades del primer polo la segunda.

   De la respuesta en frecuencia se obtiene el diagrama de Bode de la figura 3.25 para el módulo y para la fase, el de la figura 3.26.

   Por último, la tabla 3.14 con los valores esperados y obtenidos para el margen de fase y frecuencia de ganancia unidad.

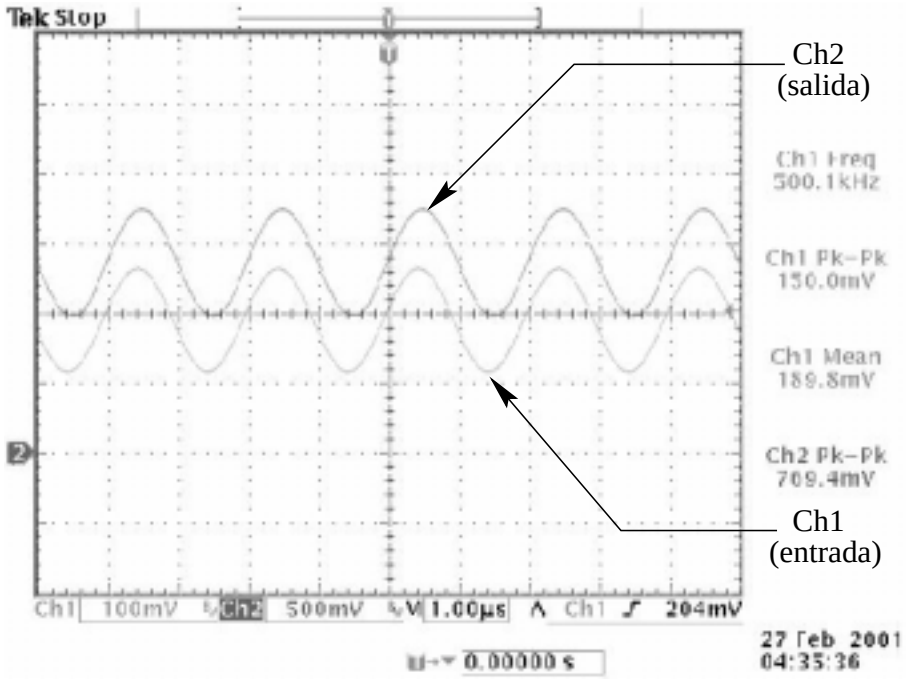

Figura 3.23: Respuesta en frecuencia para el opamp tipo *fvf* con ganancia, a 500KHz.

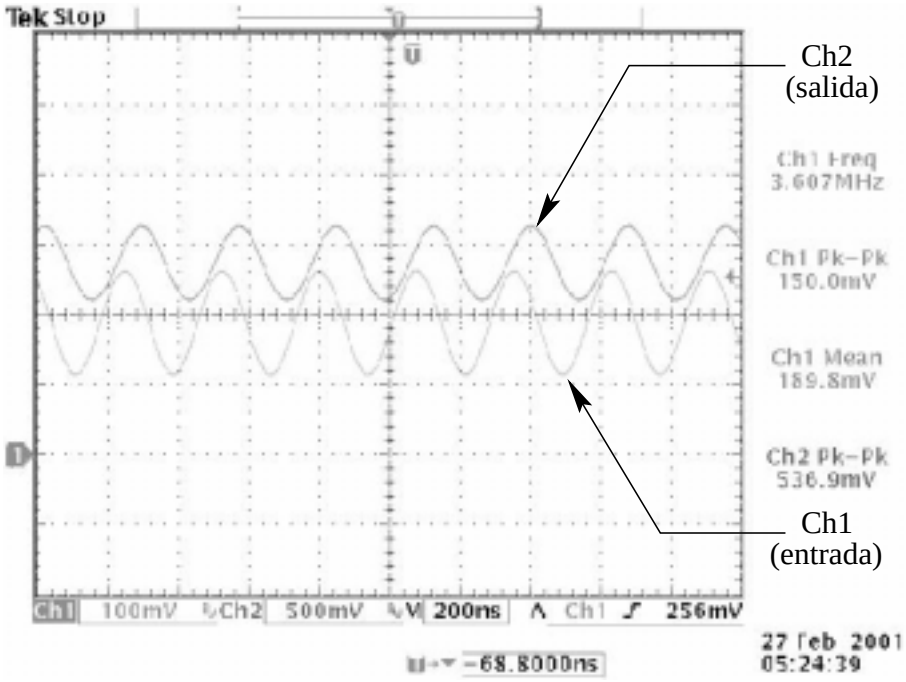

Figura 3.24: Respuesta en frecuencia para el opamp tipo *fvf* con ganancia, a 3.6MHz.

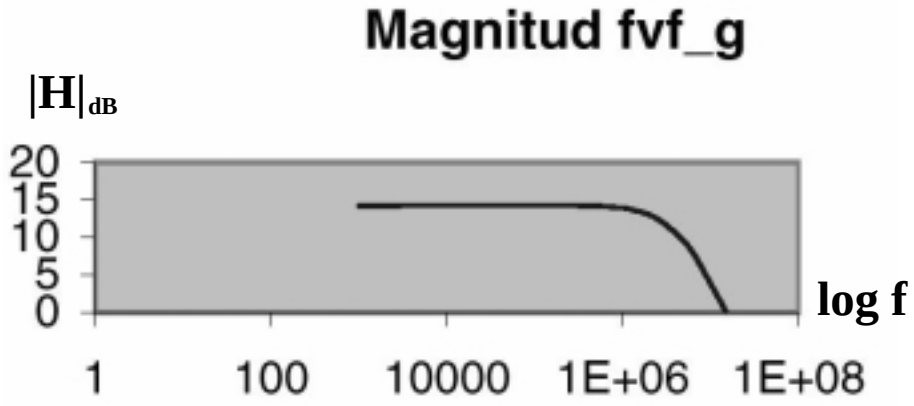

Figura 3.25: Módulo de la función de transferencia del opamp tipo *fvf* con ganancia.

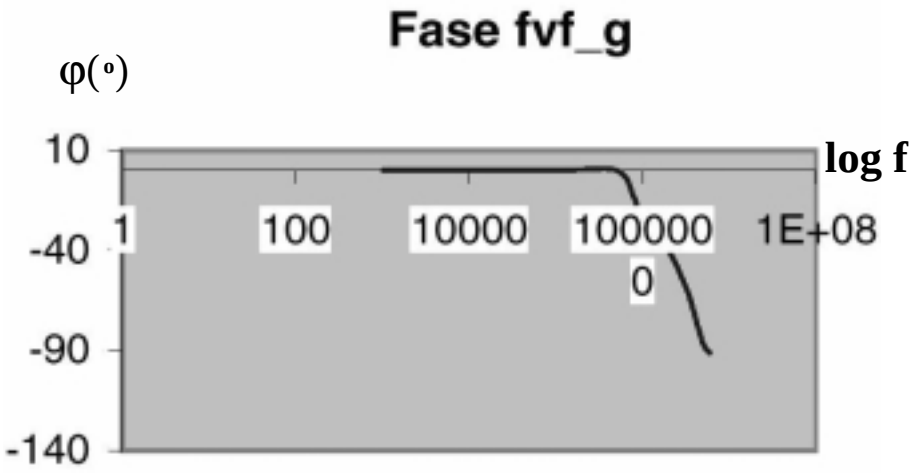

Figura 3.26: Fase de la función de la transferencia del opamp tipo *fvf* con ganancia.

Resultado	Unidad	Valor simulación	Valor medido
Margen de fase	Grados	60^o	*
Frecuencia de 3dB	MHz	2.5	3.61
Fase a f_{3dB}	Grados	-50^o	-65.45^o
Frec. de ganancia unidad	MHz	15	18.6

Tabla 3.14: Resultados de simulación vs. resultados experimentales de la respuesta en frecuencia del opamp tipo *fvf* con ganancia.(* No fue posible tomar medidas de la fase a esa frecuencia)

4. **Medida de la distorsión.**

   Con la entrada elegida de pequeña amplitud se calibra el aparato y luego se mide el factor de distorsión de la entrada y de la salida. Las medidas tomadas arrojaron los resultados de la tabla 3.15.

Frecuencia	$\mathbf{THD_i}(\%)$	$\mathbf{THD_o}(\%)$
100Hz	0.00%	1.46%
1KHz	0.00%	1.47%
3KHz	0.00%	1.5%
3.5KHz	0.00%	1.47%
10KHz	0.00%	1.45%

Tabla 3.15: Medidas del factor de distorsión armónica del opamp tipo *fvf* con ganancia.

5. **Medida del PSRR.**

   Se introduce una pequeña perturbación en la señal de alimentación y se comprueba la salida. El PSRR observado es de unos 30dB.

3.4.2 Comparativa

	Valor simulación	Valor experimental
Margen de fase (^{o})	60^o	*
Frecuencia de 3dB (MHz)	2.5	3.61
Frec. ganancia unidad (MHz)	15	18.6
Corr. quiescente salida (μA)	117	100
Corr. quiescente alimentación (μA)	387	451.55
PSRR (dB)	38	30
THD(1kHz) (dB)	60	36.7
Slew Rate ($V/\mu s$)	10	5.3

Tabla 3.16: Comparativa de los resultados de simulación vs. resultados experimentales del opamp tipo *fvf* con ganancia.(* No se pudo disponer de datos suficientes para hallar el margen de fase)

3.5 Medidas sobre el opamp tipo *fvf* sin ganancia

Las consideraciones y observaciones son las mismas que en el caso del amplificador operacional de la sección 3.3.

3.5.1 Resultados experimentales

1. **Corrientes.**

R_{buff}	204.8Ω
R_{dps}	746Ω
R_{os}	$3.83K\Omega$
I_{buff}	$332.03\mu A$
I_{dps}	$91.15\mu A$
I_{os}	$17.75\mu A$
I_{qs}	$448.55\mu A$
I_{qo}	$177.5\mu A$

Tabla 3.17: Tabla de valores de las corrientes del opamp tipo *fvf* sin ganancia.

2. **Respuesta transitoria.**

   En la gráfica 3.27 se tiene la respuesta transitoria y en las gráficas 3.28 y 3.29 se muestran un detalle del tiempo de subida y del tiempo de bajada, respectivamente.

   Con estos valores obtenidos de los tiempos de subida y de bajada, se tiene la tabla 3.18 para el slew rate.

SR_+	$5.53V/\mu s$
SR_-	$5.54V\mu s$
SR_{exp}	$5.5V/\mu s$
SR_{sim}	$10V/\mu s$

Tabla 3.18: Valores del slew rate del opamp tipo *fvf* sin ganancia.

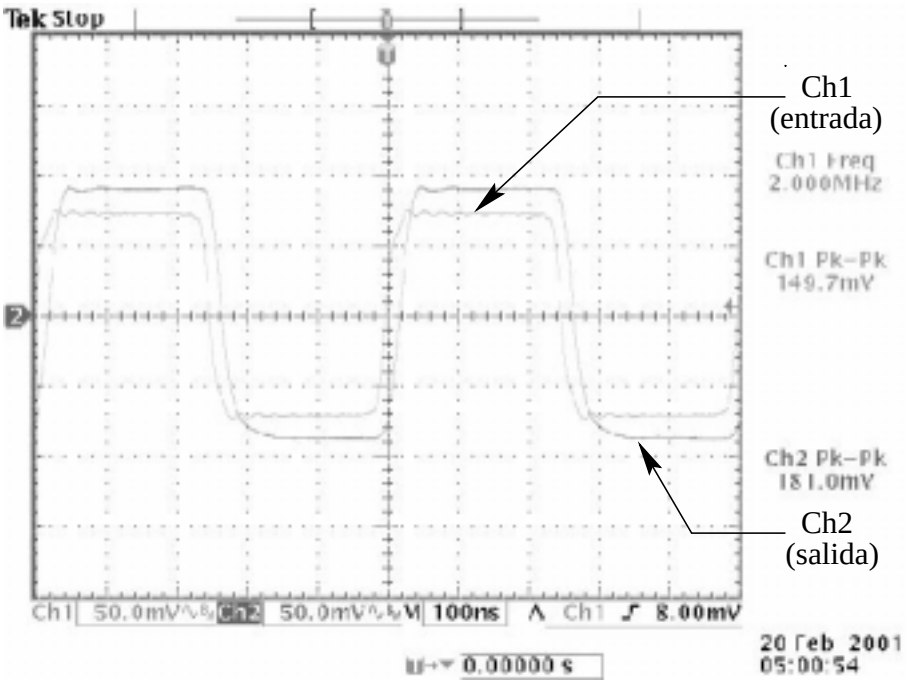

Figura 3.27: Respuesta transitoria del opamp tipo *fvf* sin ganancia.

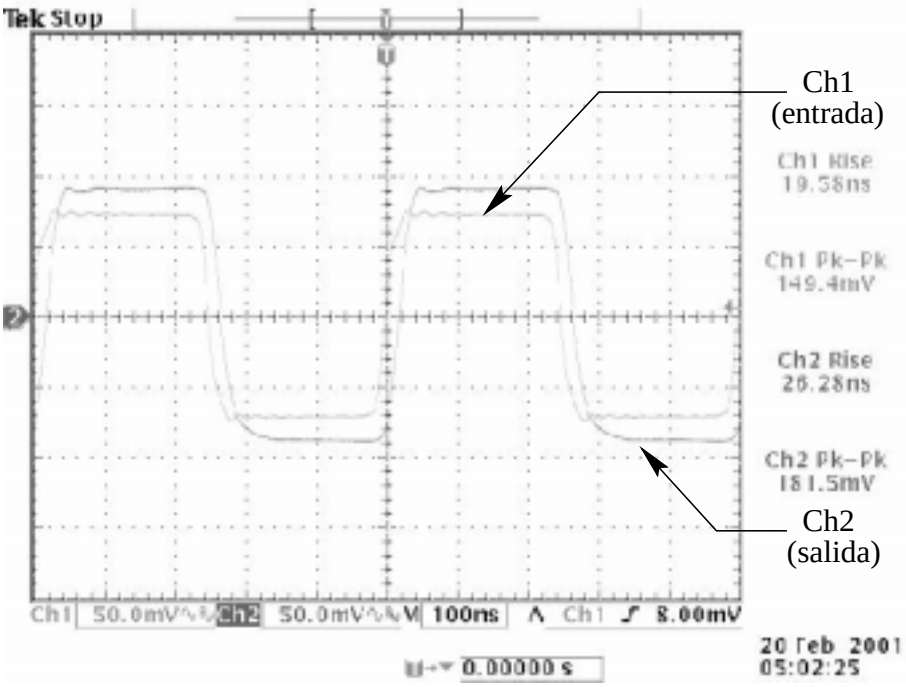

Figura 3.28: Respuesta transitoria y tiempo de subida del opamp tipo *fvf* sin ganancia.

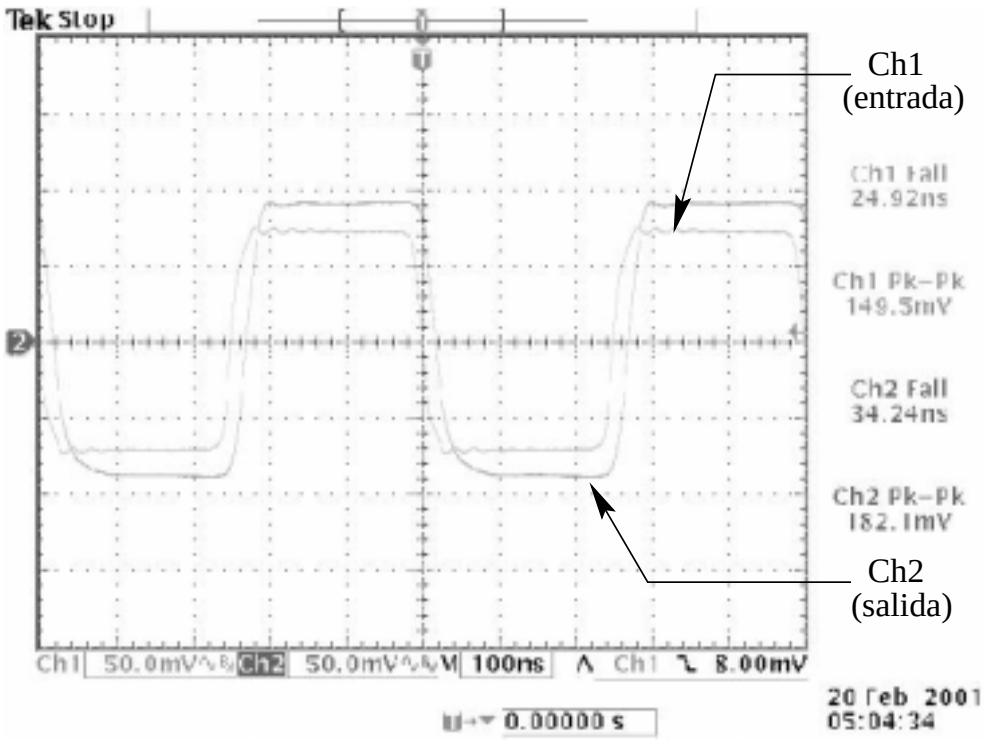

Figura 3.29: Respuesta transitoria y tiempo de bajada del opamp tipo *fvf* sin ganancia.

3. **Respuesta en frecuencia.**

   Las figuras 3.30 y 3.31 muestran la respuesta en frecuencia del opamp, a baja frecuencia la primera y en las proximidades del primer polo la segunda.

   De estas y otras similares se obtiene el diagrama de Bode de la figura 3.32 para el módulo y para la fase, el de la figura 3.33.

   Por último, la tabla 3.19 con los valores esperados y obtenidos para el margen de fase y frecuencia de ganancia unidad.

4. **Medida de la distorsión.**

   Con la entrada elegida de pequeña amplitud se calibra el aparato y luego se mide el factor de distorsión de la entrada y de la salida. Las medidas tomadas arrojaron los resultados de la tabla 3.20.

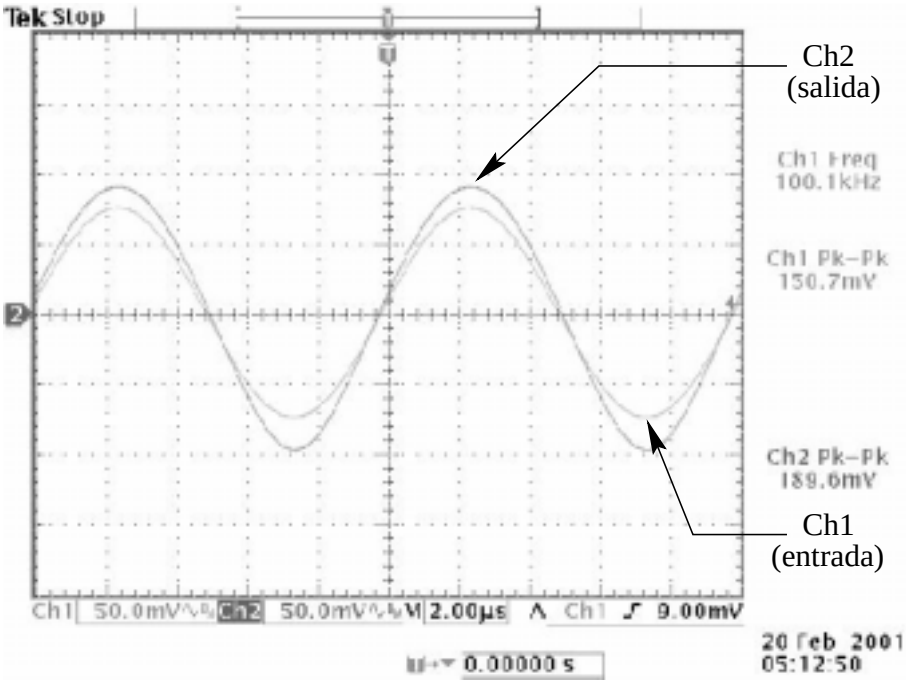

Figura 3.30: Respuesta en frecuencia para el opamp tipo *fvf* sin ganancia, a 100KHz.

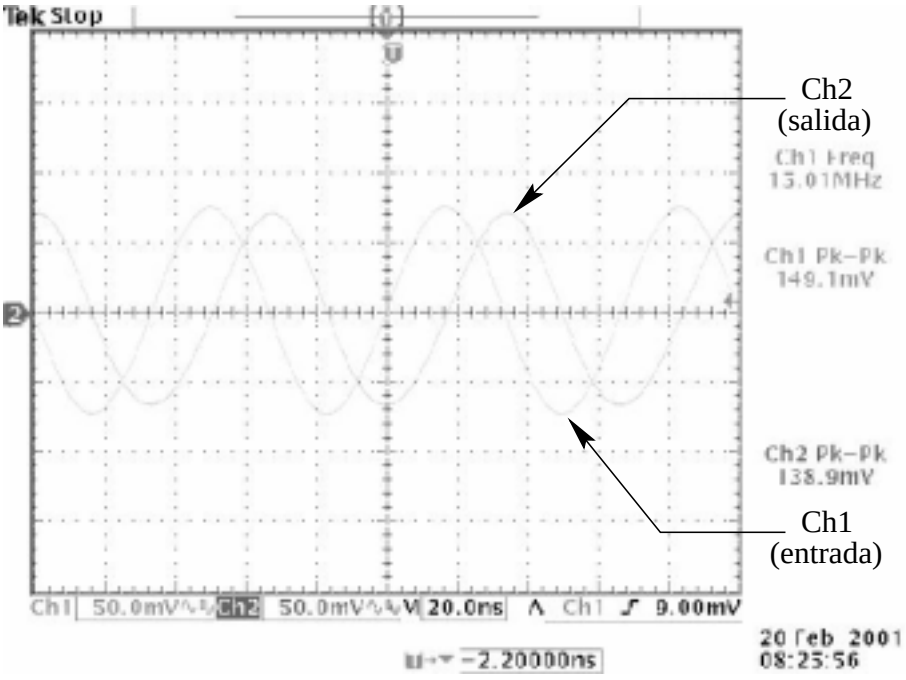

Figura 3.31: Respuesta en frecuencia para el opamp tipo *fvf* sin ganancia, a 15MHz.

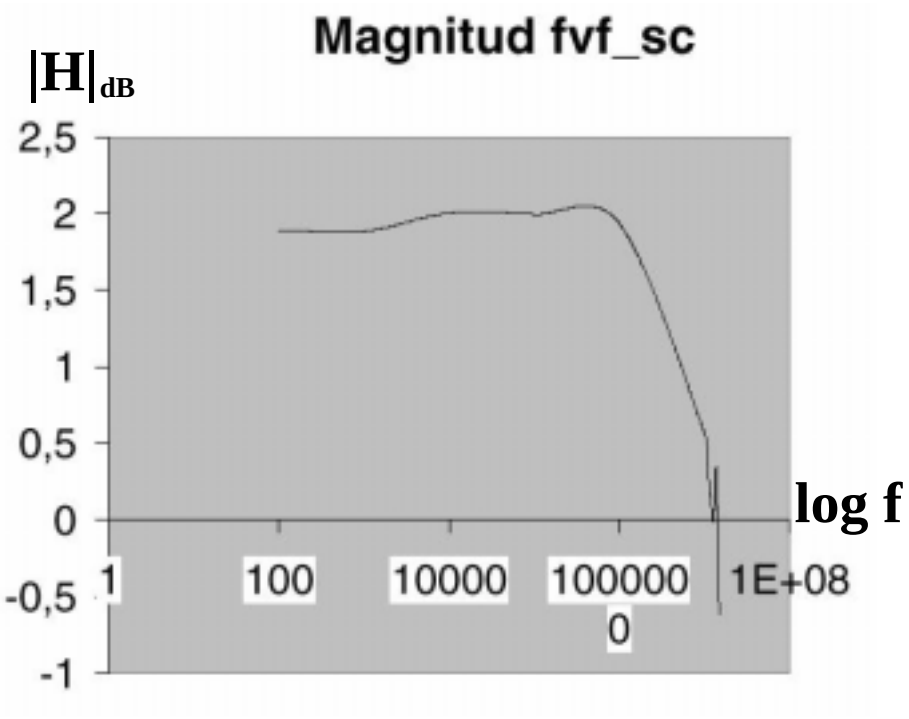

Figura 3.32: Módulo de la función de transferencia del opamp tipo *fvf* sin ganancia.

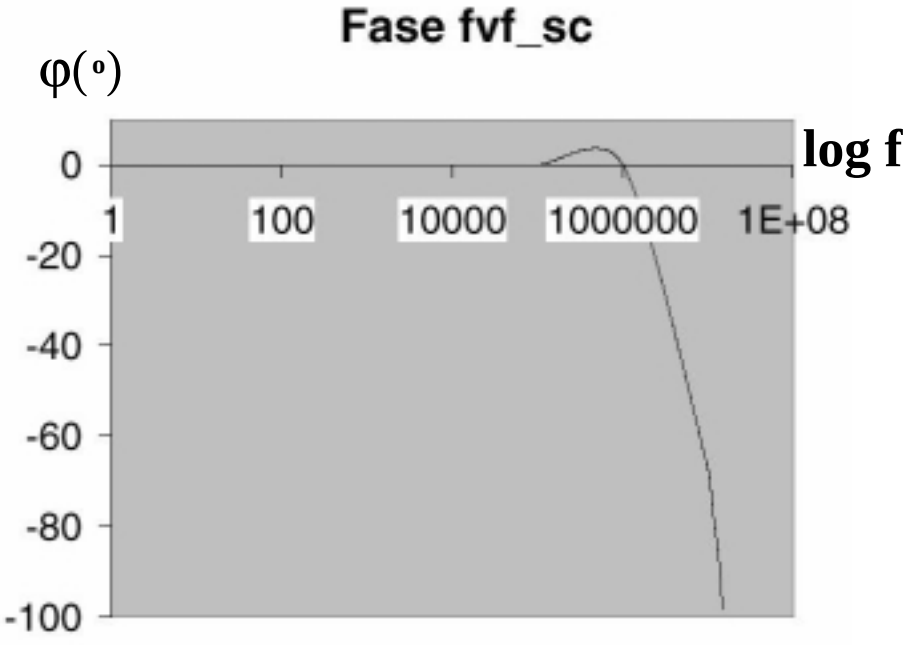

Figura 3.33: Fase de la función de la transferencia del opamp tipo *fvf* sin ganancia.

Resultado	Unidad	Valor simulación	Valor medido
Margen de fase	Grados	70^o	80^o*
Frec. de ganancia unidad	MHz	15	16.5*

Tabla 3.19: Resultados de simulación vs. resultados experimentales de la respuesta en frecuencia del opamp tipo *fvf* sin ganancia.(* Son valores estimados, pues el generador de onda sólo llegaba a 15 MHz)

Frecuencia	$\mathbf{THD_i}(\%)$	$\mathbf{THD_o}(\%)$
200Hz	0.00%	0.77%
2KHz	0.00%	0.78%
15.5KHz	0.00%	0.77%
16KHz	0.00%	0.76%
20KHz	0.00%	0.77%

Tabla 3.20: Medidas del factor de distorsión armónica del opamp tipo *fvf* sin ganancia.

5. **Medida del PSRR.**

   Para el caso del montaje sin ganancia los acoplos capacitivos no permitieron medirlo.

3.5.2 Comparativa

	Valor simulación	Valor experimental
Margen de fase (^{o})	70^o	80^o*
Frec. ganancia unidad (MHz)	15	16.5*
Corr. quiescente salida (μA)	117	177.5
Corr. quiescente alimentación (μA)	387	448.6
PSRR (dB)	38	-
THD(1kHz) (dB)	60	42.3
Slew Rate ($V/\mu s$)	10	5.5

Tabla 3.21: Comparativa de los resultados de simulación vs. resultados experimentales del opamp tipo *fvf* sin ganancia.(* Es un valor estimado; sólo pudieron conseguirse datos hasta 15MHz)

3.6 Medidas sobre el opamp tipo *fg* con ganancia

En principio, los pasos a realizar eran los mismos que en la 3.2, pero los resultados tomaron otro camino.

La ganancia medida en este caso fue de aproximadamente 4.8 a baja frecuencia.

3.6.1 Observaciones

A alta frecuencia la señal de salida se deforma, y este ha sido el primer caso en el que una vez situado el circuito en su punto de trabajo se producía tal efecto.

Se pensó que podía ser debido a que quedase cargada la capacidad parásita de la puerta flotante en el proceso de fabricación, y que el circuito fuese muy sensible a ella. Es decir, que esta carga fijase una tensión que haga que el voltaje de polarización se salga del rango deseado. Por ello se sometió el chip a treinta minutos de insolación para borrarla, y luego a cuarenta minutos más.

La primera insolación sí tuvo el efecto deseado, pues la distorsión de la onda de salida se producía a más alta frecuencia; mientras que la segunda, apenas si superaba las mejoras conseguidas en la insolación anterior.

3.6.2 Resultados experimentales

Se muestra el comportamiento previo a la insolación y luego los resultados pertinentes, tomados tras insolar el chip.

PRE-INSOLACIÓN

Aquí se muestran un par de gráficas donde quedan reflejados el comportamiento a baja frecuencia y alta frecuencia con distorsión, antes de someter el chip a la primera insolación.

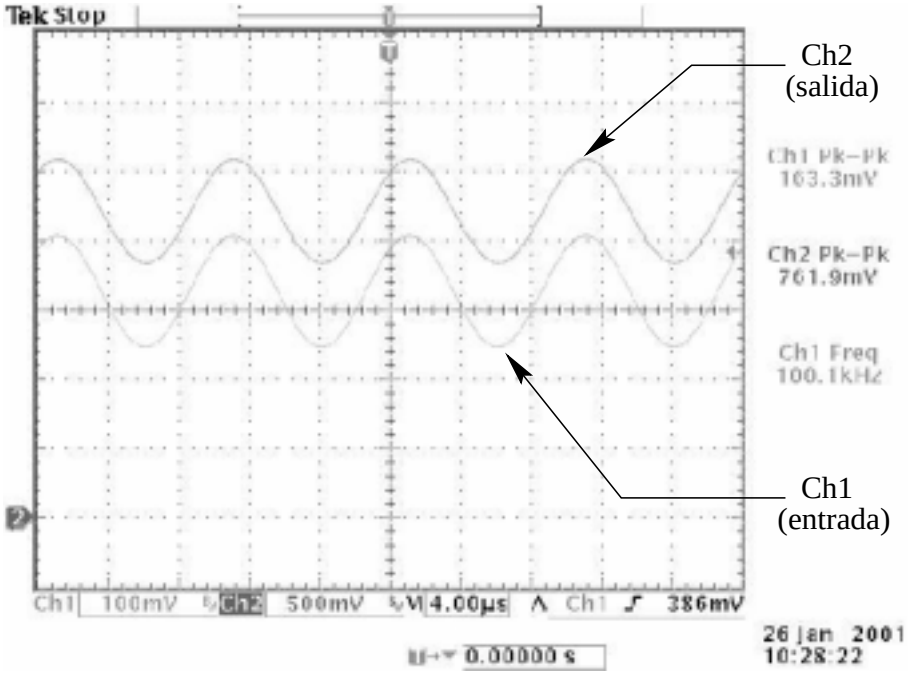

Figura 3.34: Respuesta a baja frecuencia del opamp tipo *fg* con ganancia antes de insolarlo.

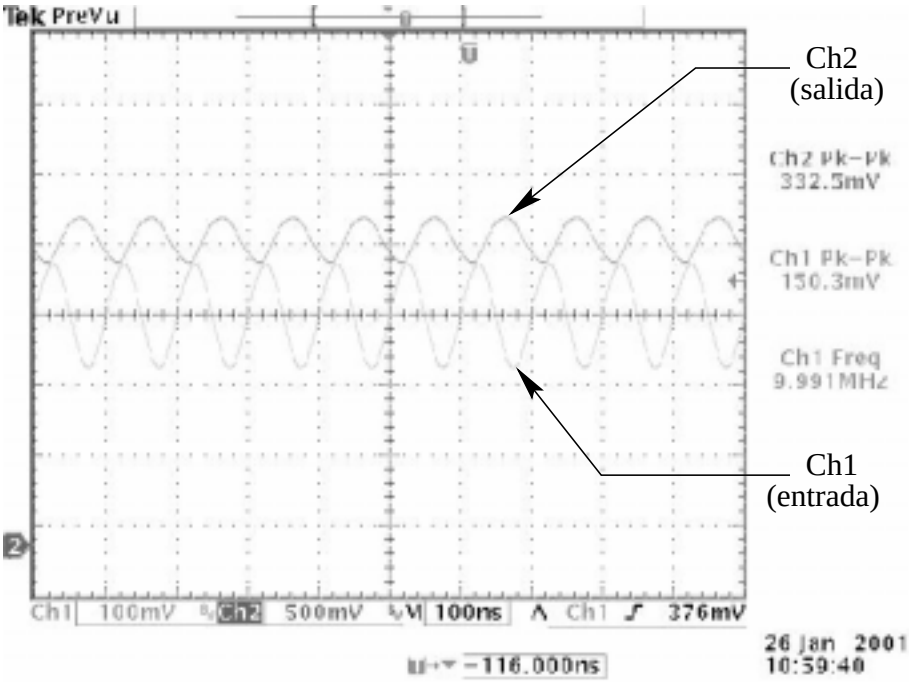

Figura 3.35: Respuesta a alta frecuencia del opamp tipo *fg* con ganancia antes de insolarlo.

Y a la misma frecuencia de 10MHz, pero tras la primera insolación:

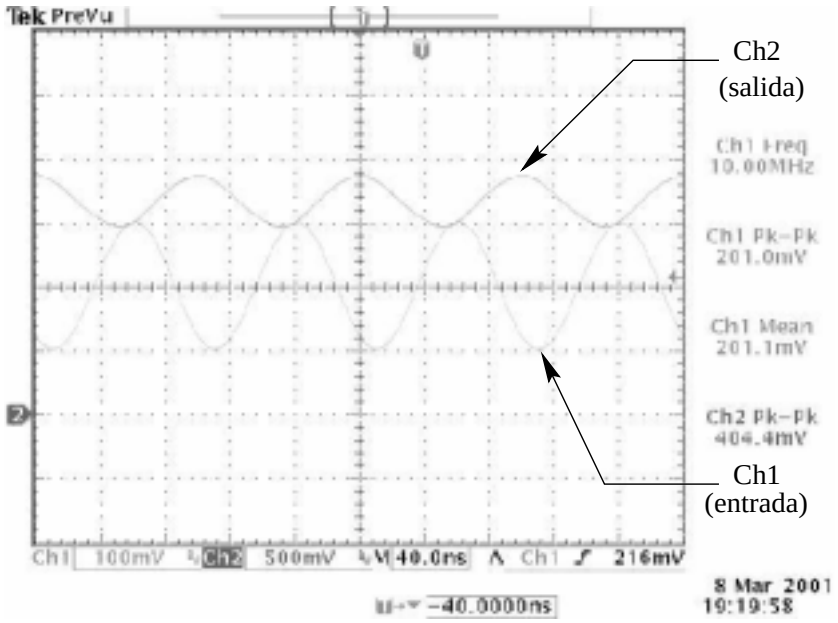

Figura 3.36: Respuesta a alta frecuencia del opamp tipo *fg* con ganancia tras insolarlo.

Después de someter el chip a rayos ultravioleta, se tomaron las siguientes medidas:

POST-INSOLACIÓN

1. **Corrientes.**

R_{buff}	102.8Ω
R_{dps}	346Ω
R_{os}	$6.69K\Omega$
I_{buff}	$661.48\mu A$
I_{dps}	$196.53\mu A$
I_{os}	$10.16\mu A$
I_{qs}	$596.26\mu A$
I_{qo}	$101.6\mu A$

Tabla 3.22: Tabla de valores de las corrientes del opamp tipo *fg* con ganancia.

2. **Respuesta transitoria.**

   En las gráficas 3.37, 3.38, 3.39 y 3.40 se muestran la respuesta transitoria con un detalle del tiempo de subida y del tiempo de bajada, a 1MHz y 2MHz, en este orden.

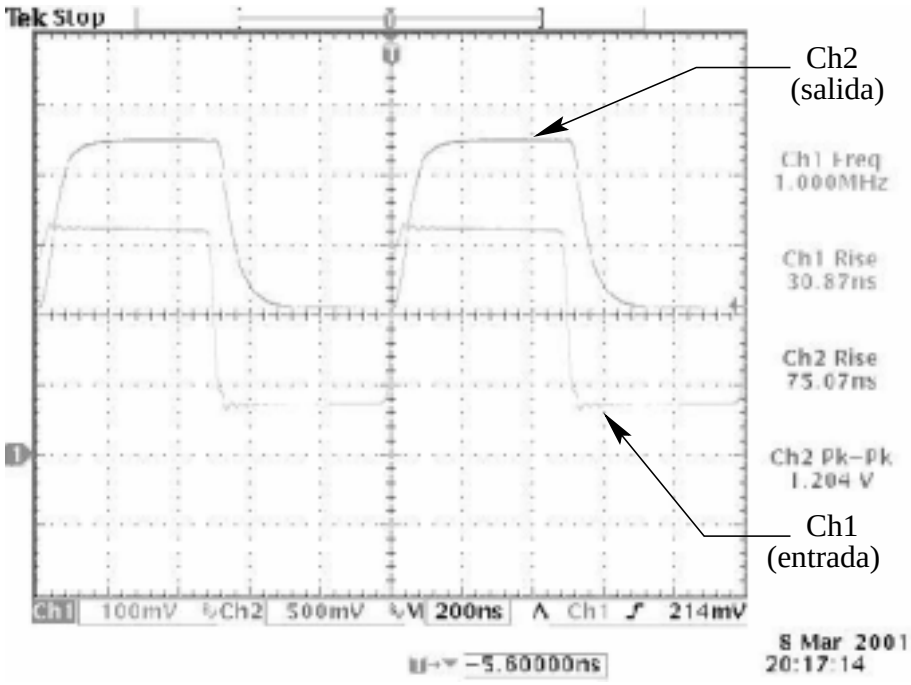

Figura 3.37: Respuesta transitoria y tiempo de subida del opamp tipo *fg* con ganancia a 1MHz.

Con estos valores obtenidos de los tiempos de subida y de bajada, se tiene la tabla 3.23 para el slew rate.

SR_+ (1MHz)	$12.83V/\mu s$
SR_- (1MHz)	$10.28V\mu s$
SR_{exp} (1MHz)	$10.3V/\mu s$
SR_+ (2MHz)	$12.87V/\mu s$
SR_- (2MHz)	$10.22V/\mu s$
SR_{exp} (2MHz)	$10.2V/\mu s$
SR_{sim}	$10V/\mu s$

Tabla 3.23: Valores del slew rate del opamp tipo *fg* con ganancia.

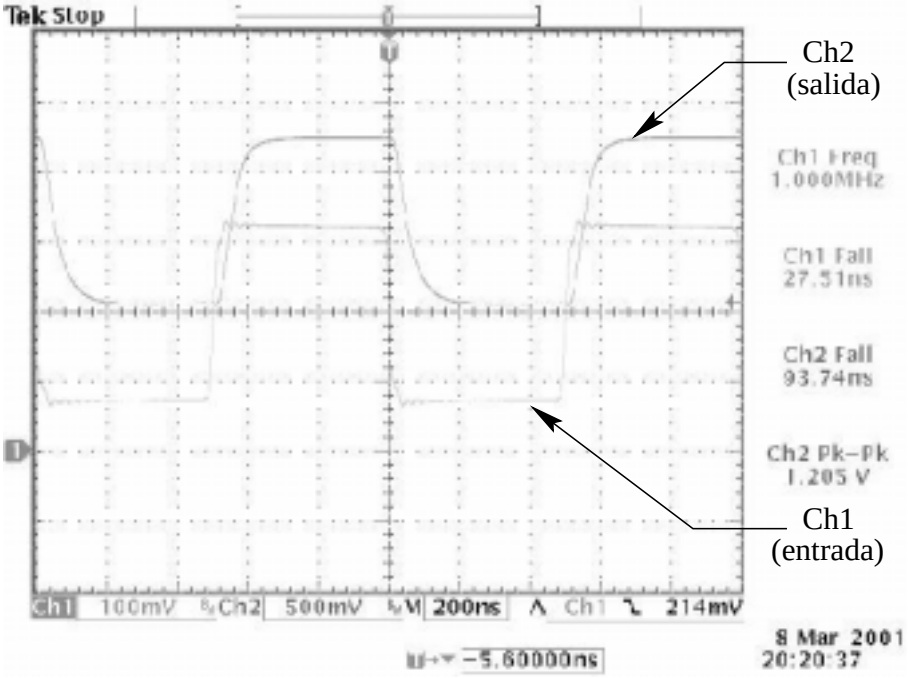

Figura 3.38: Respuesta transitoria y tiempo de bajada del opamp tipo *fg* con ganancia a 1MHz.

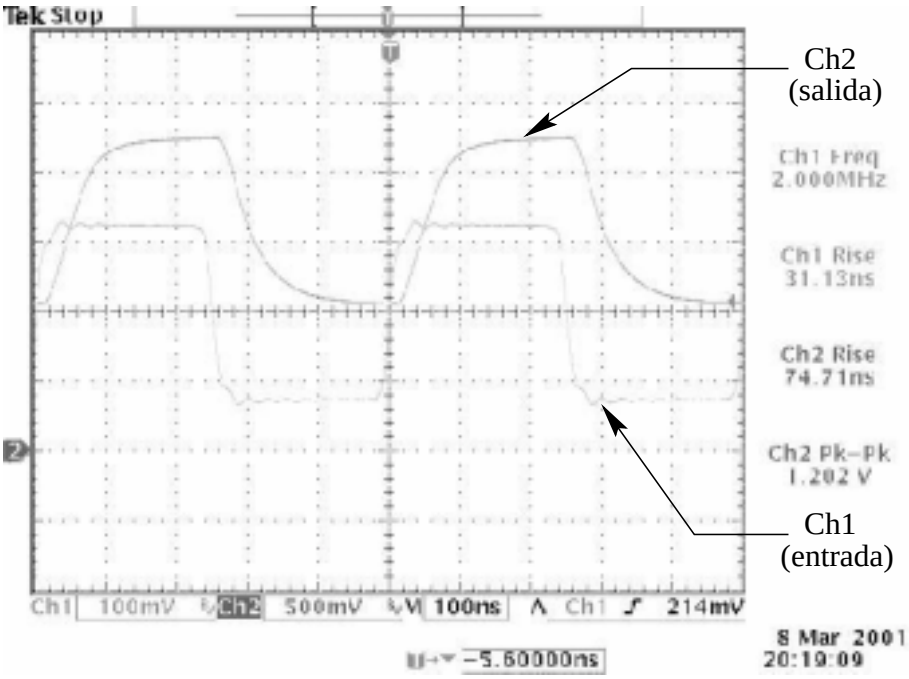

Figura 3.39: Respuesta transitoria y tiempo de subida del opamp tipo *fg* con ganancia a 2MHz.

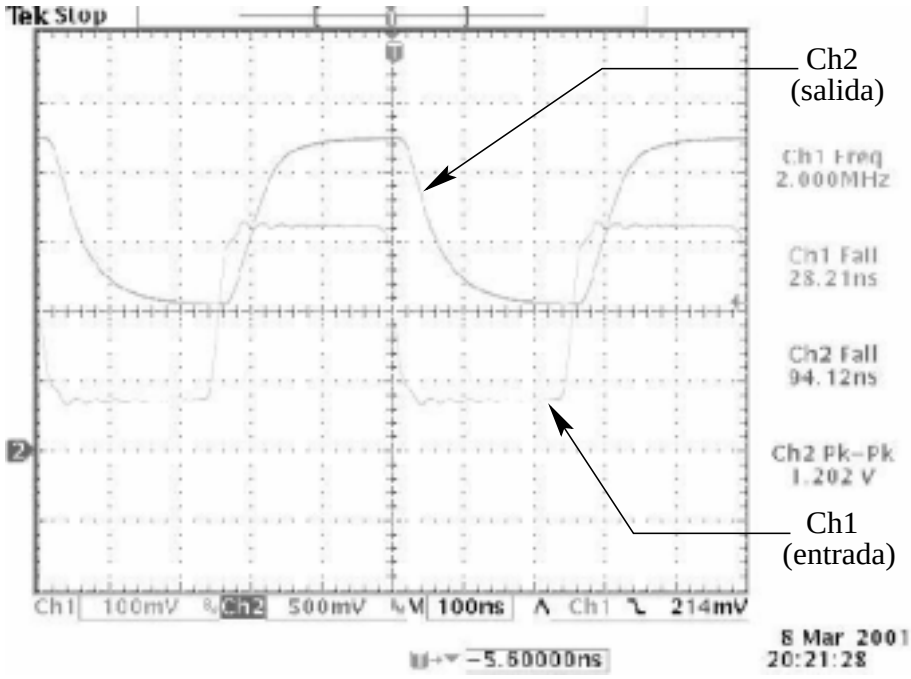

Figura 3.40: Respuesta transitoria y tiempo de bajada del opamp tipo *fg* con ganancia a 2MHz.

3. **Respuesta en frecuencia.**

   Las figuras 3.41 y 3.42 muestran la respuesta en frecuencia del opamp, a baja frecuencia la primera y en las proximidades del primer polo la segunda.

   De estas y otras similares se obtiene el diagrama de Bode de la figura 3.43 para el módulo y para la fase, el de la figura 3.44.

   Por último, la tabla 3.24 con los valores esperados y obtenidos para el margen de fase y frecuencia de ganancia unidad.

4. **Medida de la distorsión.**

   Con la entrada elegida de pequeña amplitud se calibra el aparato y luego se mide el factor de distorsión de la entrada y de la salida. Las medidas tomadas arrojaron los resultados de la tabla 3.25.

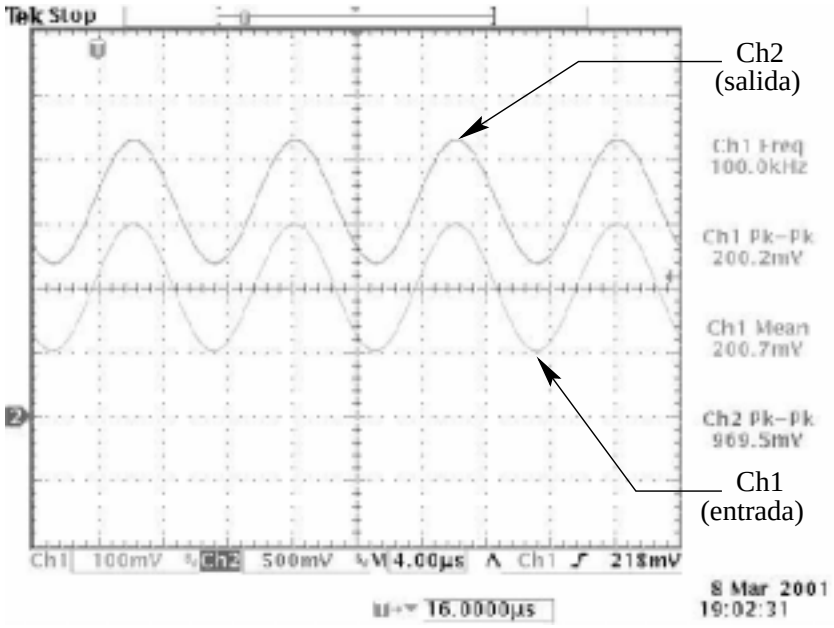

Figura 3.41: Respuesta en frecuencia para el opamp tipo *fg* con ganancia, a 100KHz.

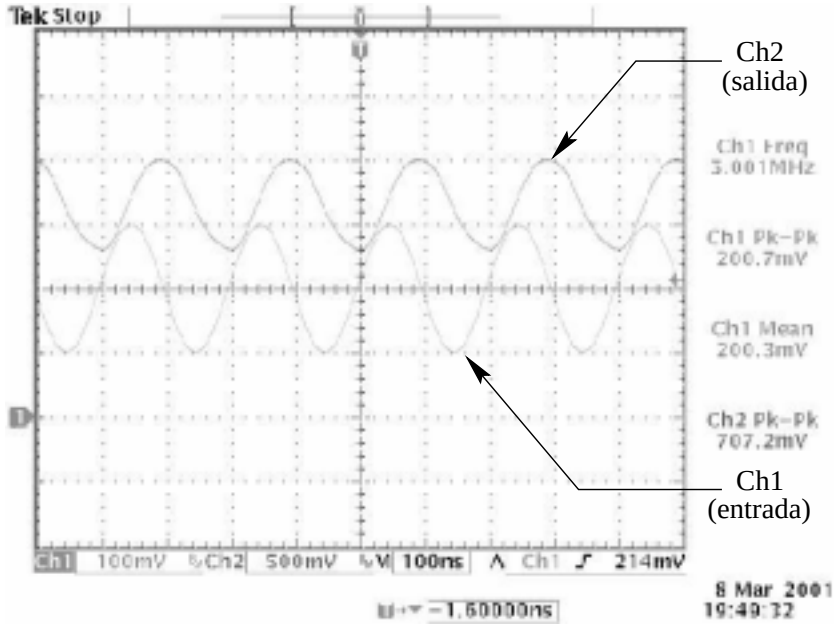

Figura 3.42: Respuesta en frecuencia para el opamp tipo *fg* con ganancia, a 5MHz.

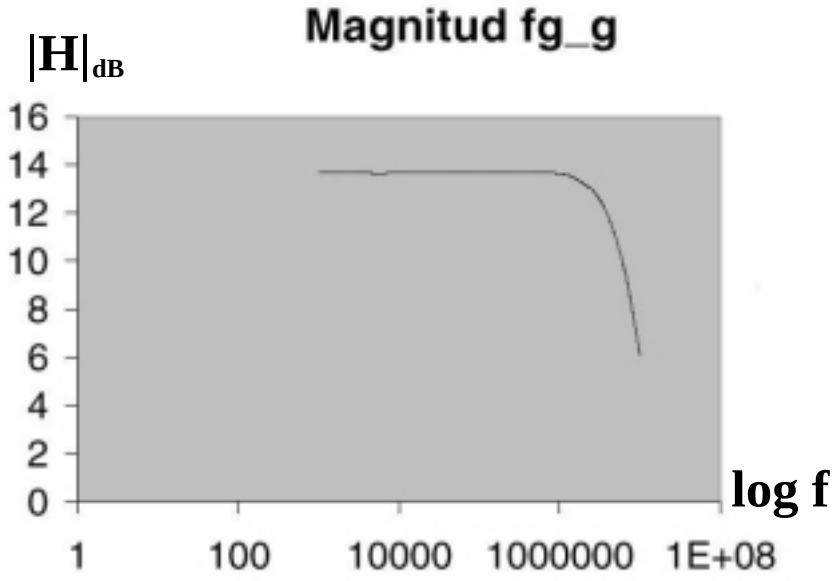

Figura 3.43: Módulo de la función de transferencia del opamp tipo *fg* con ganancia.

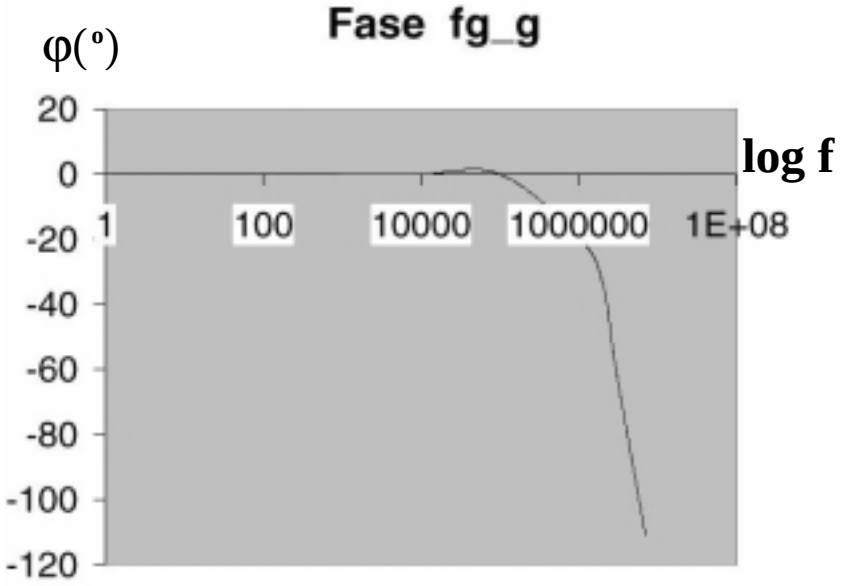

Figura 3.44: Fase de la función de la transferencia del opamp tipo *fg* con ganancia.

Resultado	Unidad	Valor simulación	Valor medido
Margen de fase	Grados	75^o	*
Frecuencia de 3dB	MHz	2.5	5.34
Frec. de ganancia unidad	MHz	15	25.7

Tabla 3.24: Resultados de simulación vs. resultados experimentales de la respuesta en frecuencia del opamp tipo *fg* con ganancia.(* No se pudieron conseguir datos para calcularlo)

Frecuencia	$\mathbf{THD_i}(\%)$	$\mathbf{THD_o}(\%)$
100Hz	0.00%	0.49%
1KHz	0.00%	0.49%
10KHz	0.00%	0.49%

Tabla 3.25: Medidas del factor de distorsión armónica del opamp tipo *fg* con ganancia.

5. **Medida del PSRR.**

   Se introduce una pequeña perturbación en la señal de alimentación y se comprueba la salida. Se midió un PSRR de unos 35dB.

3.6.3 Comparativa

	Valor simulación	Valor experimental
Margen de fase (^{o})	75^o	-
Frecuencia de 3dB (MHz)	2.5	5.34
Frec. ganancia unidad (MHz)	21	25.7
Corr. quiescente salida (μA)	200	101.6
Corr. quiescente alimentación (μA)	900	596.26
PSRR (dB)	35	35
THD(1kHz) (dB)	60	46.2
Slew Rate ($V/\mu s$)	15	10.3

Tabla 3.26: Comparativa de los resultados de simulación vs. resultados experimentales del opamp tipo *fg* con ganancia.

3.7 Medidas sobre el opamp tipo *fg* sin ganancia

Este montaje se probó antes de insolar el chip y no funcionaba. Después de someterlo a insolación, se comprobó que podía hacerse que no oscilase, pero no podía evitarse la distorsión de la señal de salida observada con anterioridad en el montaje con ganancia.

Entonces se probó a aumentar la tensión de alimentación y los resultados podían calificarse como estupendos. Sin embargo, aquí se tomaron medidas con tensiónes de alimentación de +1.5V y +1.6V, para así poder comparar resultados.

3.7.1 Observaciones

- Con tensión de alimentación de +1.5V, la distorsión de la onda de salida es menor en el caso del montaje sin ganancia que en el caso del montaje con ganancia.

- A alta frecuencia se hace inestable con tensión de alimentación de +1.5V porque la salida cruza por cero justo después de la entrada. Sin embargo, con tensión de alimentación de +1.6V desfasa mucho a alta frecuencia, pero como la salida cruza antes que la entrada es estable. Más adelante se verá en el diagrama de fase.

3.7.2 Resultados experimentales

A continuación se muestran los resultados experimentales obtenidos alimentando con +1.6V.

ALIMENTACIÓN 1.6V

1. **Corrientes.**

2. **Respuesta transitoria.**

R_{buff}	265.3Ω
R_{dps}	$1.930K\Omega$
R_{os}	$4.62K\Omega$
I_{buff}	$256.31\mu A$
I_{dps}	$35.23\mu A$
I_{os}	$14.62\mu A$
I_{qs}	$362.86\mu A$
I_{qo}	$146.2\mu A$

Tabla 3.27: Tabla de valores de las corrientes del opamp tipo *fg* sin ganancia, alimentación de 1.6V.

En las gráficas 3.45, 3.46, 3.47 y 3.48 se muestran la respuesta transitoria con un detalle del tiempo de subida y del tiempo de bajada, a 1MHz y 2MHz, por este orden.

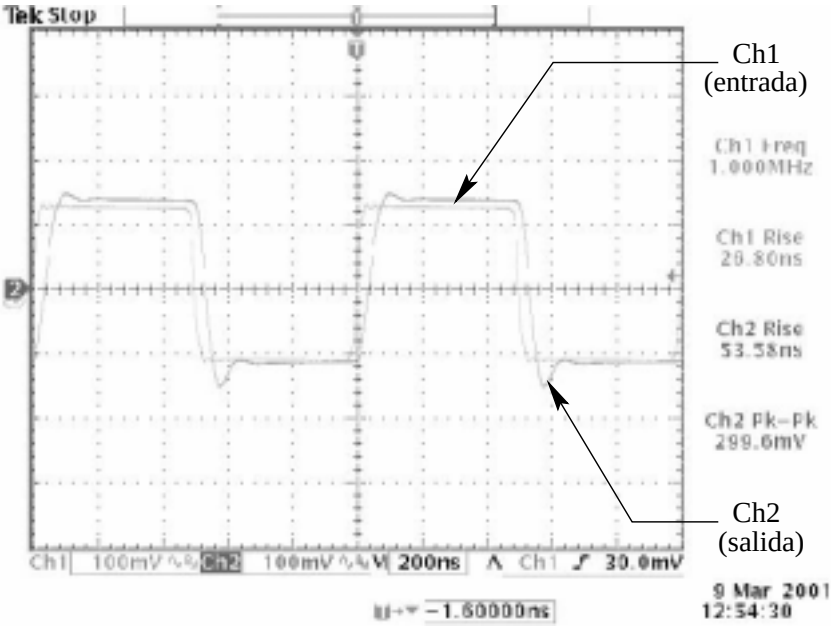

Figura 3.45: Respuesta transitoria y tiempo de subida del opamp tipo *fg* sin ganancia a 1MHz, alimentación de 1.6V.

Con estos valores obtenidos de los tiempos de subida y de bajada, se tiene la tabla 3.28 para el slew rate.

3. **Respuesta en frecuencia.**

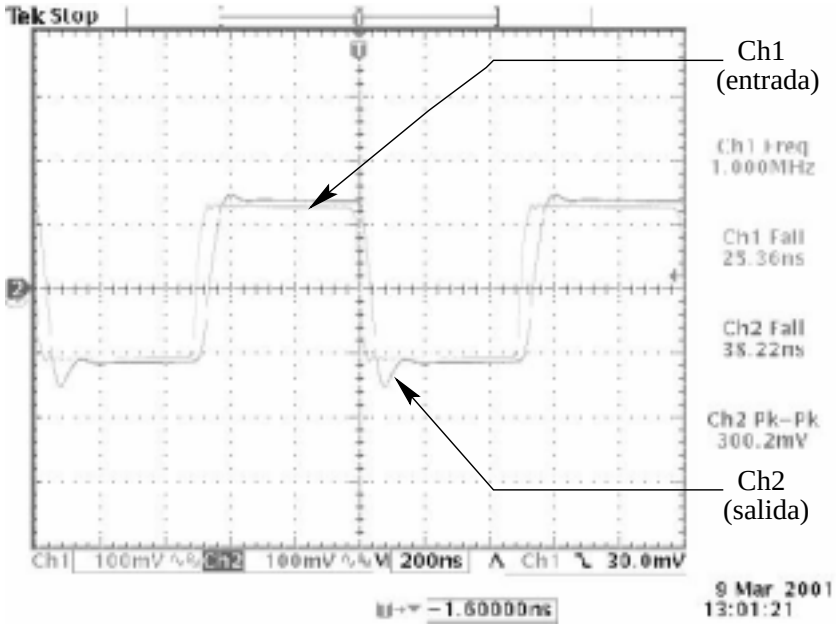

Figura 3.46: Respuesta transitoria y tiempo de bajada del opamp tipo *fg* sin ganancia a 1MHz, alimentación de 1.6V.

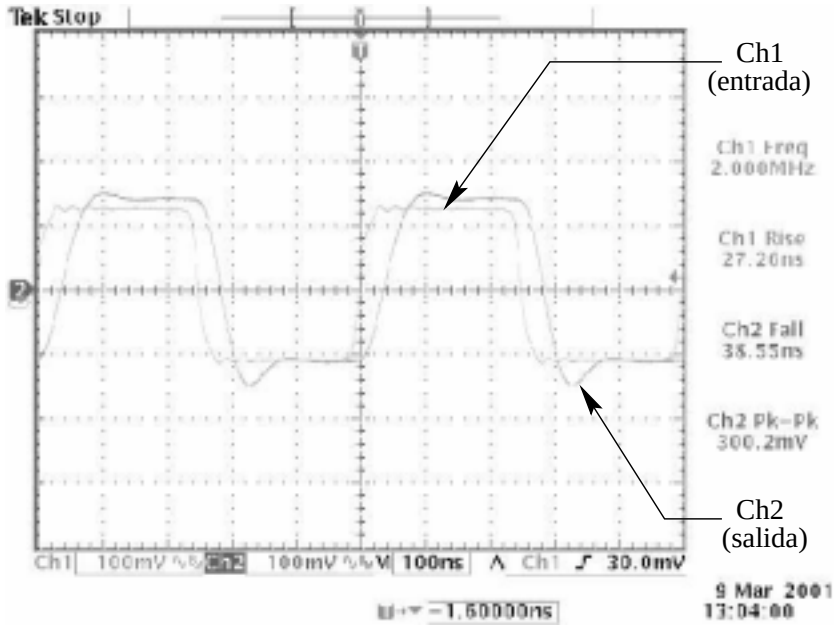

Figura 3.47: Respuesta transitoria y tiempo de subida del opamp tipo *fg* sin ganancia a 2MHz, alimentación de 1.6V.

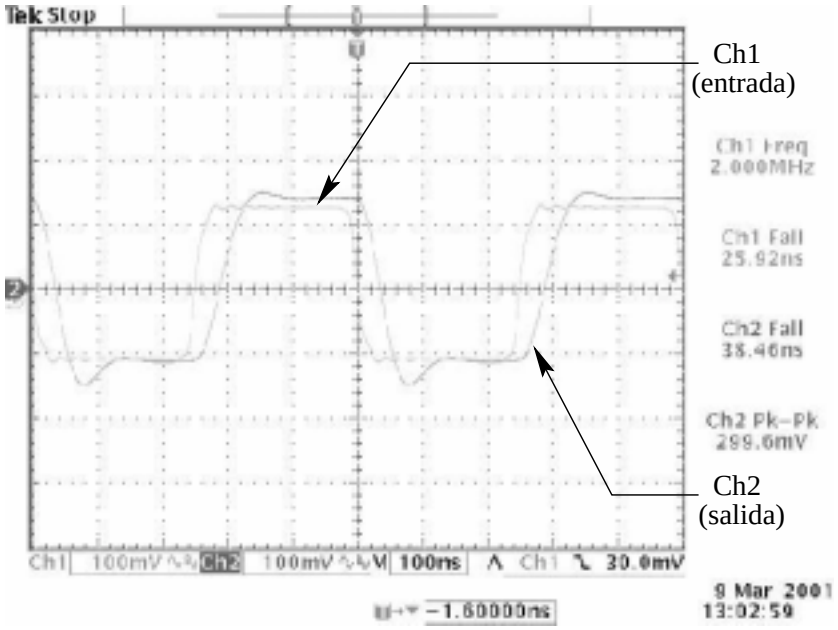

Figura 3.48: Respuesta transitoria y tiempo de bajada del opamp tipo *fg* sin ganancia a 2MHz, alimentación de 1.6V.

SR_+ (1MHz)	$4.47V/\mu s$
SR_- (1MHz)	$6.28V\mu s$
SR_{exp} (1MHz)	$4.47V/\mu s$
SR_+ (2MHz)	$6.23V/\mu s$
SR_- (2MHz)	$6.23V/\mu s$
SR_{exp} (2MHz)	$6.23V/\mu s$
SR_{sim}	$10V/\mu s$

Tabla 3.28: Valores del slew rate del opamp tipo *fg* sin ganancia, alimentación de 1.6V.

Las figuras 3.49 y 3.50 muestran la respuesta en frecuencia del opamp a baja frecuencia, en ac la primera y en dc la segunda. Las figuras 3.51 y 3.52 muestran la respuesta en frecuencia del opamp en las proximidades del primer polo, en ac la primera y en dc la segunda.

De estas y otras similares se obtiene el diagrama de Bode de la figura 3.53 para el módulo y para la fase, el de la figura 3.54.

Por último, la tabla 3.29 con los valores esperados y obtenidos para el margen de fase y frecuencia de ganancia unidad.

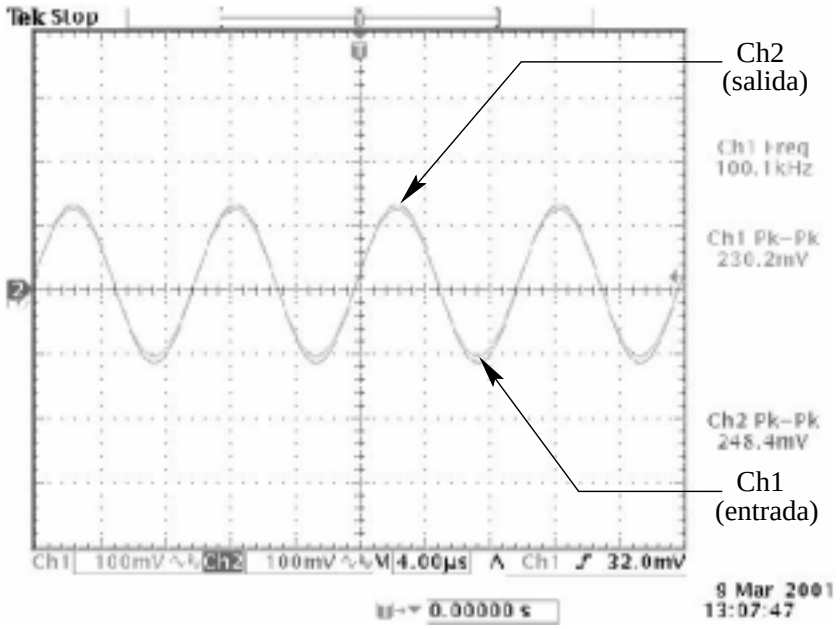

Figura 3.49: Respuesta en frecuencia con acoplo ac para el opamp tipo *fg* sin ganancia, a 100KHz y alimentación de 1.6V.

Resultado	Unidad	Valor simulación	Valor medido
Margen de fase	Grados	75^o	48^o
Frec. de ganancia unidad	MHz	15	9.5

Tabla 3.29: Resultados de simulación vs. resultados experimentales de la respuesta en frecuencia del opamp tipo *fg* sin ganancia, alimentación de 1.6V.

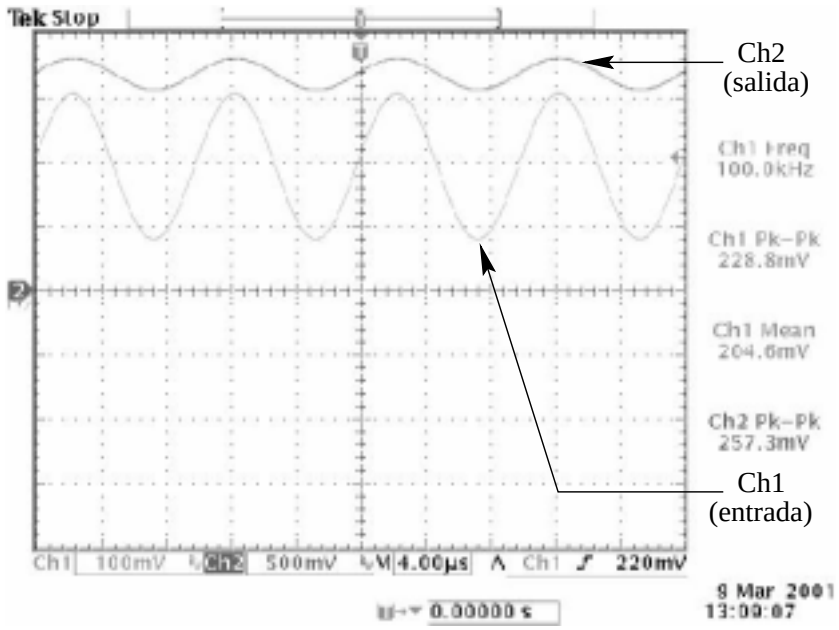

Figura 3.50: Respuesta en frecuencia con acoplo dc para el opamp tipo *fg* sin ganancia, a 100KHz y alimentación de 1.6V.

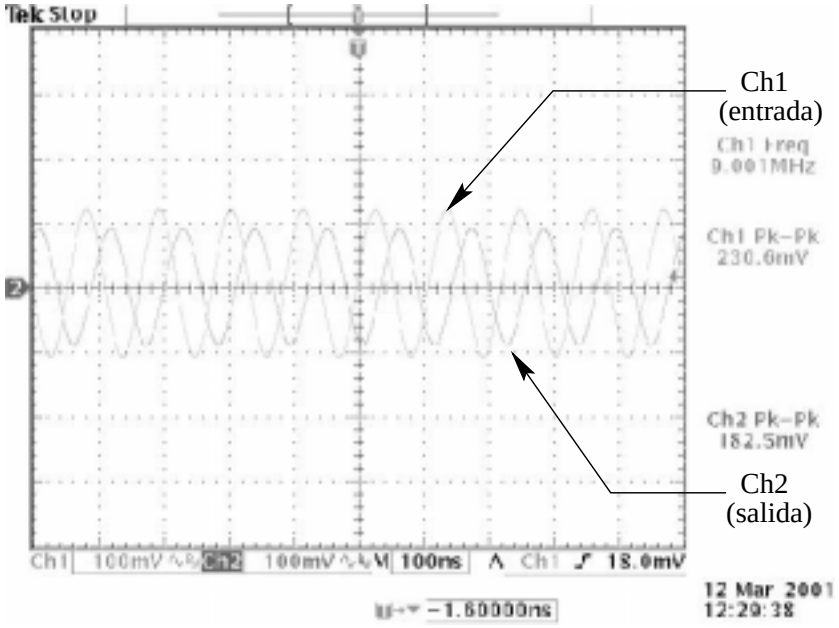

Figura 3.51: Respuesta en frecuencia con acoplo ac para el opamp tipo *fg* sin ganancia, a 9MHz y alimentación de 1.6V.

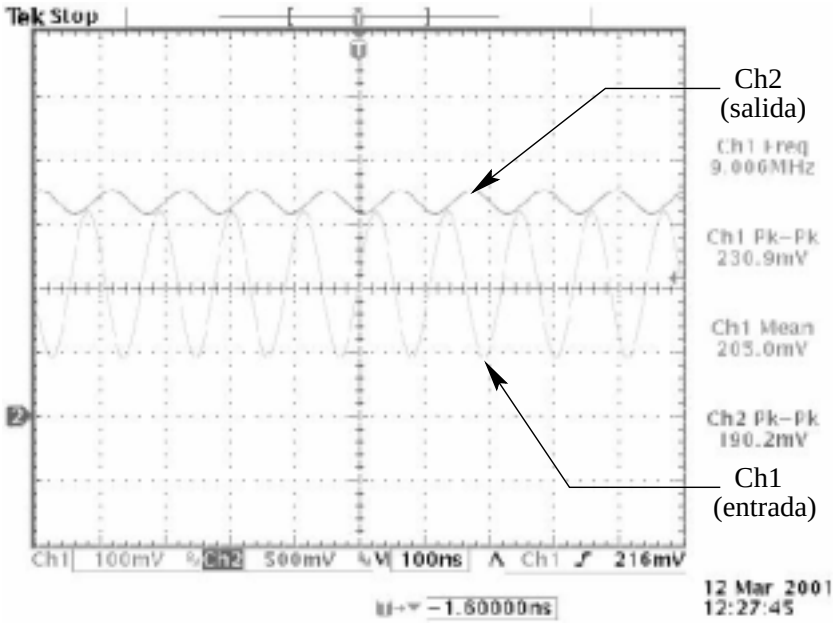

Figura 3.52: Respuesta en frecuencia con acoplo dc para el opamp tipo *fg* sin ganancia, a 9MHz y alimentación de 1.6V.

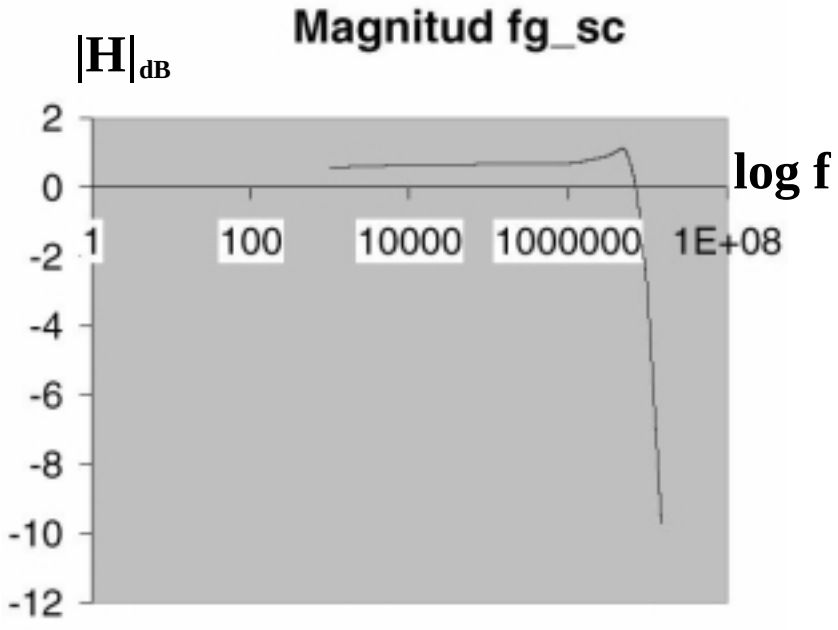

Figura 3.53: Módulo de la función de transferencia del opamp tipo *fg* sin ganancia, alimentación de 1.6V.

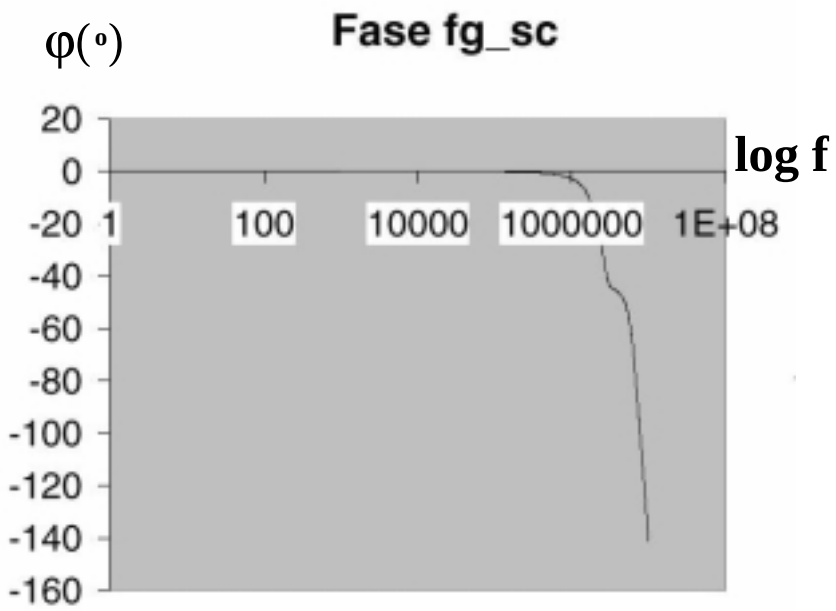

Figura 3.54: Fase de la función de la transferencia del opamp tipo *fg* sin ganancia, alimentación de 1.6V.

4. **Medida de la distorsión.**

   No se pudo medir el factor de distorsión porque el nivel de señal a la entrada era insuficiente para calibrar el aparato. Esto es, si se colocaba el circuito en su punto de trabajo, el nivel de señal de la entrada estaba por debajo del mínimo del rango del aparato medidor.

5. **Medida del PSRR.**

   Para el caso del montaje sin ganancia los acoplos capacitivos no permitieron medirlo.

ALIMENTACIÓN 1.5V

1. **Respuesta transitoria.**

2. **Respuesta en frecuencia.**

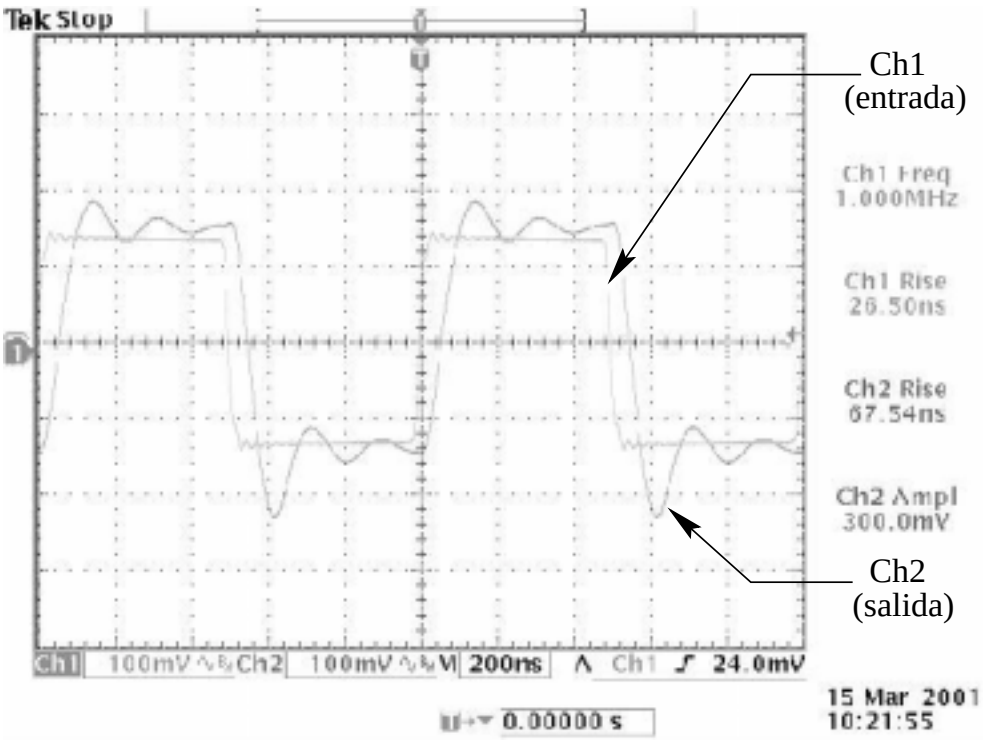

Figura 3.55: Respuesta transitoria del opamp tipo *fg* sin ganancia a 1MHz, alimentación de 1.5V.

	Valor simulación	Valor experimental
Margen de fase (^{o})	75^o	48^o
Frec. ganancia unidad (MHz)	15	9.5
Corr. quiescente salida (μA)	200	146.2
Corr. quiescente alimentación (μA)	900	362.86
PSRR (dB)	35	-
THD(1kHz) (dB)	60	46.2
Slew Rate ($V/\mu s$)	10	4.47

Tabla 3.30: Comparativa de los resultados de simulación vs. resultados experimentales del opamp tipo *fg* sin ganancia.

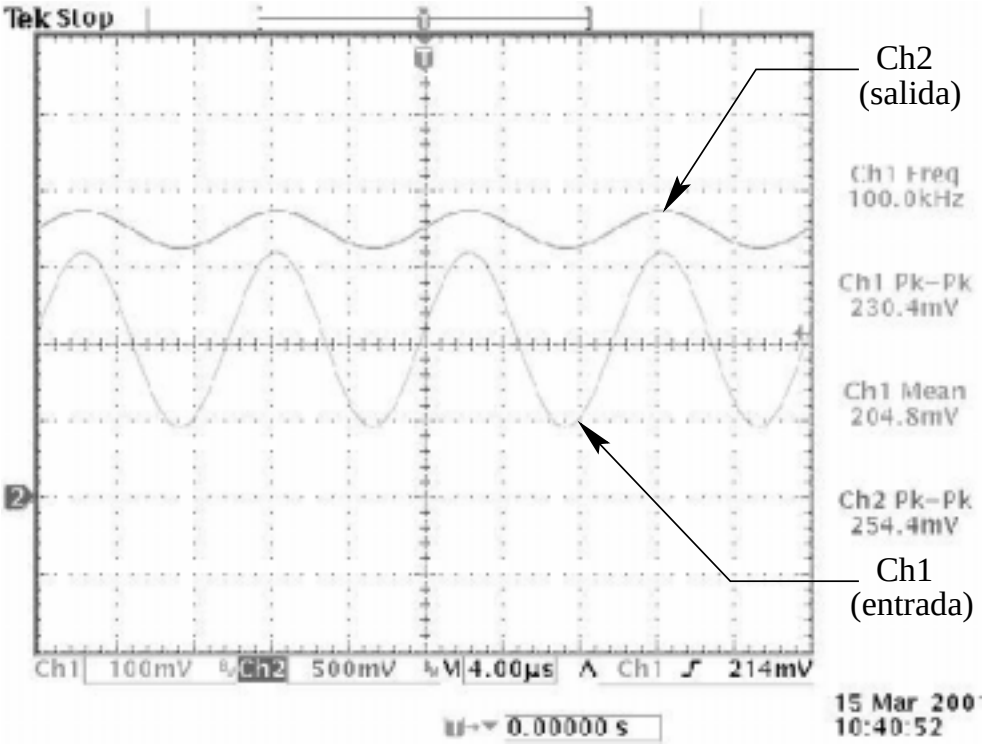

Figura 3.56: Respuesta en frecuencia a baja frecuencia del opamp tipo *fg* sin ganancia, alimentación de 1.5V.

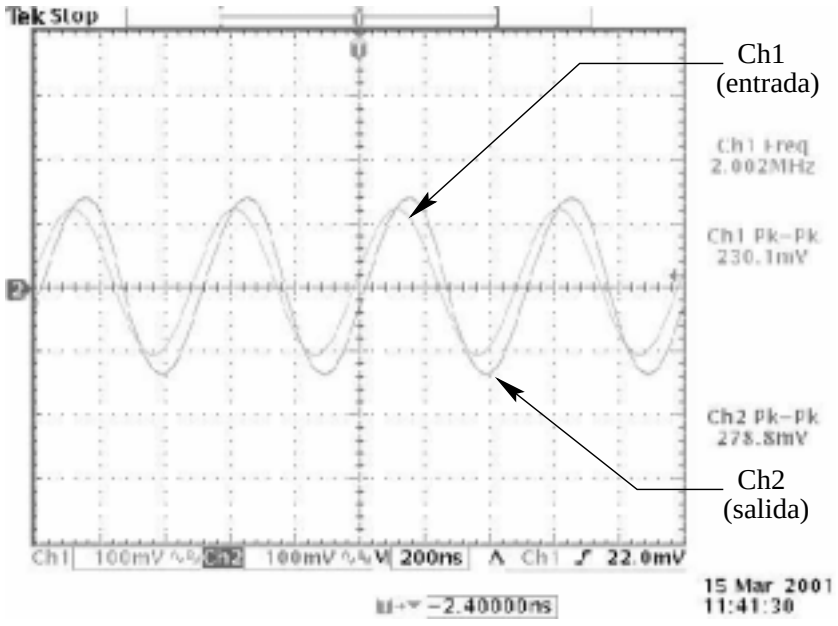

Figura 3.57: Respuesta en frecuencia a 2MHz del opamp tipo *fg* sin ganancia, alimentación de 1.5V.

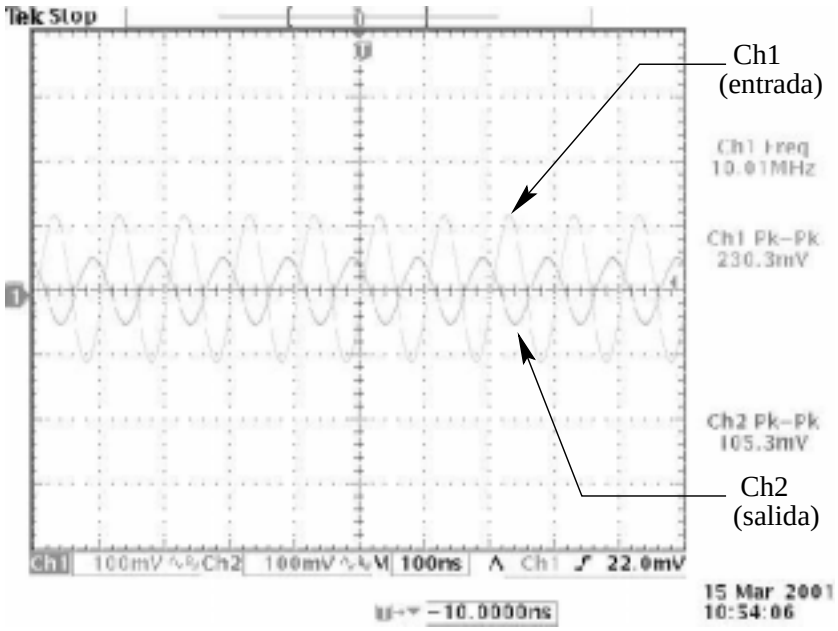

Figura 3.58: Respuesta en frecuencia a 10MHz del opamp tipo *fg* sin ganancia, alimentación de 1.5V.

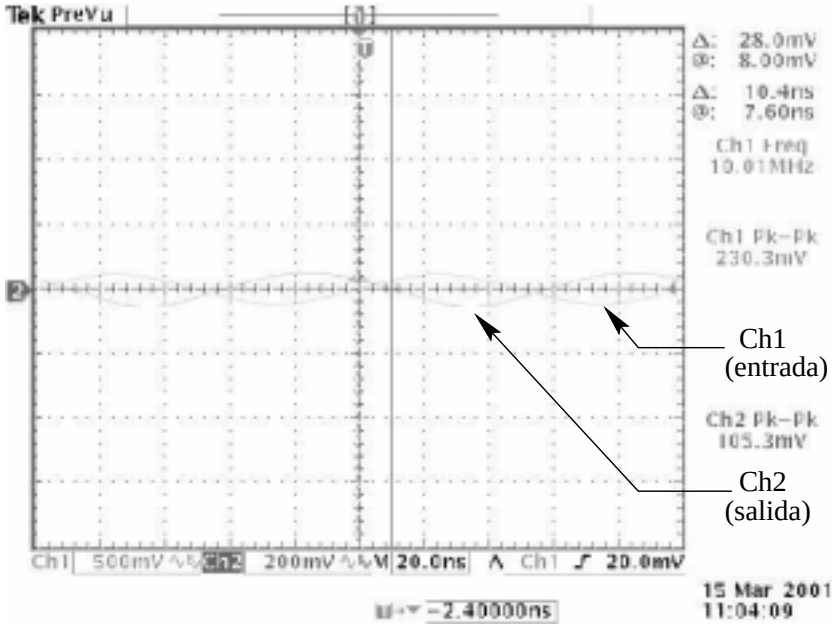

Figura 3.59: Fase de la respuesta a frecuencia de 10MHz del opamp tipo *fg* sin ganancia, alimentación de 1.5V.

3.7.3 Comparativa

3.8 Medidas sobre la placa segunda

La segunda placa se realizó con objeto de comprobar si podía conseguirse una entrada diferencial de alta frecuencia. Una vez conseguida la placa, se conectó un generador de onda de alta frecuencia a la entrada y la salida al analizador vectorial de redes.

La salida obtenida era aproximadamente plana en el ancho de banda deseado de unos 10MHz, diferencial y con un modo común de 0.7V, luego cumplía con todos los requisitos.

Capítulo 4

CONCLUSIONES

Índice General

4.1 Análisis de las comparativas por circuitos 77

4.1.1 Circuito mínimo 77

4.1.2 Circuito opamp tipo *b* 77

4.1.3 Circuito opamp tipo *fvf* 78

4.1.4 Circuito opamp tipo *fg* 78

4.1.5 Comparación entre amplificadores operacionales 79

Después de medir y contrastar resultados, sólo resta sacar algunas conclusiones

4.1 Análisis de las comparativas por circuitos

4.1.1 Circuito mínimo

Este circuito adolece gravemente de una falta de compensación de capacidades. A baja frecuencia su comportamiento es muy bueno, funciona correctamente y es rápido y preciso.

A alta frecuencia, como hubo que aumentar notablemente el valor de las corrientes, se hizo más lento. Se prevee que compensando capacidades, tenga similares prestaciones que las conseguidas a baja frecuencia, pero en todo el rango de frecuencias.

4.1.2 Circuito opamp tipo *b*

	b_g	b_g	b_{sc}	b_{sc}
	simulación	experimental	simulación	experimental
Margen de fase (^{o})	70^o	80^o	70^o	*
Frecuencia de 3dB(MHz)	2.5	2.3	15	más de 15*
Frec. ganancia unidad(MHz)	15	11.7	15	más de 15*
$Corr^Q$ salida (μA)	104	100	104	100
$Corr^Q$ alimentación (μA)	332	273	332	330
PSRR (dB)	40	40	40	-
THD(1kHz) (dB)	65	40.3	65	56
Slew Rate ($V/\mu s$)	10	X	10	8.6

Tabla 4.1: Comparativa de los resultados de simulación vs. resultados experimentales del opamp tipo *b*.(* A 15MHz aún no había empezado a caer el nivel de la señal)

Por lo que se observa en la tabla, este amplificador operacional presenta un ancho de banda menor que el estimado en apenas un megahertzio. Ahora bien, es más estable pues el margen de fase es mayor (medido, en el caso del montaje con ganancia y estimado, en el caso del montaje sin ganancia).

Las corrientes quiescentes son prácticamente iguales, incluso menores; el PSRR es igual en el caso del montaje con ganancia que es donde se pudo medir y el THD es un poco menor, al igual que el slew rate.

Es decir, el circuito se comporta prácticamente igual en la versión fabricada que en la simulada.

4.1.3 Circuito opamp tipo *fvf*

	fvf_g	fvf_g	fvf_{sc}	fvf_{sc}
	simulación	experimental	simulación	experimental
Margen de fase (^{o})	60^o	*	70^o	80^o **
Frecuencia de 3dB (MHz)	2.5	3.61	15	16.5**
Frec. ganancia unidad (MHz)	15	18.6	15	16.5
$Corr^Q$ salida (μA)	117	100	117	177.5
$Corr^Q$ alimentación (μA)	387	451.55	387	448.6
PSRR (dB)	38	30	38	-
THD(1kHz) (dB)	60	36.7	60	42.3
Slew Rate ($V/\mu s$)	10	5.3	10	5.5

Tabla 4.2: Comparativa de los resultados de simulación vs. resultados experimentales del opamp tipo *fvf*.(* No se pudo disponer de datos suficientes para hallar el margen de fase)(** Es un valor estimado)

Este caso es distinto. Si bien parece más estable y con un ancho de banda aproximado, el punto de trabajo era más difícil de ajustar y ligeramente distinto en el caso del montaje sin ganancia. Para conseguir la estabilidad entonces hubieron de aumentarse las corrientes, por lo que se hizo más lento y el slew rate es pues mucho menor.

Además el factor de distorsión se encuentra también por debajo de los valores esperados y el PSRR del montaje con ganancia, si bien rechaza, también se queda atrás respecto a la simulación.

4.1.4 Circuito opamp tipo *fg*

Este amplificador operacional presenta mejoras respecto a la simulación en el caso del montaje con ganancia, salvo en el factor de distorsión: aumenta el ancho de banda, corrientes quiescentes casi a la mitad, mismo PSRR y más

	fg_g	fg_g	fg_{sc}	fg_{sc}
	simulación	experimental	simulación	experimental
Margen de fase (^{o})	75^o	-	75^o	48^o
Frecuencia de 3dB (MHz)	2.5	5.34	15	9.5
Frec. ganancia unidad (MHz)	15	25.7	15	9.5
$Corr^Q$ salida (μA)	200	101.6	200	146.2
$Corr^Q$ alimentación (μA)	900	596.26	900	362.86
PSRR (dB)	35	35	35	-
THD(1kHz) (dB)	60	46.2	60	46.2
Slew Rate ($V/\mu s$)	10	10.3	10	4.47

Tabla 4.3: Comparativa de los resultados de simulación vs. resultados experimentales del opamp tipo *fg*.

del doble en el slew rate. El THD es menor pero igualmente válido.

Sin embargo en el montaje sin ganancia, todo se mantiene a la baja: reducción prácticamente a la del margen de fase y de la frecuencia de ganancia unidad y por tanto del ancho de banda, menos corriente, menos THD y slew rate menor.

Hay que hacer notar que este circuito es sensible a la carga de la capacidad de puerta de los transistores de puerta flotante. Por otra parte, su funcionamiento a tan baja tensión entre raíles está forzado, pues se pudo comprobar claramente que con 1.8V de alimentación funcionaba inmejorablemente.

4.1.5 Comparación entre amplificadores operacionales

De los tres tipos de amplificadores operacionales mandados a fabricación, es el tipo *b* el que presenta un comportamiento más fiable, más sencillo y más parecido al funcionamiento esperado. Tiene mayor PSRR, mayor THD, mayor margen de fase y mayor slew rate. Eso sí, pierde ancho de banda.

En cuanto a los otros dos, el tipo *fvf* presenta mejor comportamiento, ya que la señal de salida distorsionaba en el opamp tipo *fg*. Se resalta el hecho de con una tensión de alimentación algo mayor, podría ser el mejor de los tres, pero sería perder una de las características más notables de estos amplificadores operacionales.

Bibliografía