
Capítulo V

Resultados Experimentales

La Ciencia, cuando es bien digerida, no es nada más que sentido común y razón.

Leszinski Stanislas

I find the great thing in this world is not so much where we stand as in what direction we are moving.

Oliver Wendell Holmes

El objetivo principal de este capítulo es el de mostrar la validez de las prestaciones del filtro pasa-banda con sintonía automática diseñado. Se muestran para ello los principales resultados experimentales obtenidos en el laboratorio del prototipo implementado, presentando no solamente los resultados globales de funcionamiento del filtro, sino también resultados parciales de los bloques que lo constituyen como son el amplificador operacional diseñado, el desfasador sintonizado y los filtros trabajando en lazo abierto.

SUMARIO DEL CAPÍTULO.

Capítulo 5.- <u>Resultados Experimentales</u>	187.
5.1.- Introducción	191.
5.2.- Medidas del Amplificador Operacional	192.
5.2.1.- Márgenes Frecuenciales	192.
5.2.2.- Determinación del ‘ <i>Slew-Rate</i> ’	195.
5.2.3.- Tensiones de ‘ <i>Offset</i> ’	196.
5.2.4.- Márgenes Dinámicos de la Tensión de Salida	197.
5.3.- Medidas del Desfasador Sintonizable	198.
5.4.- Medidas del Filtro <i>Master</i> Funcionando en Lazo Abierto	200.
5.5.- Medidas del Filtro Pasa-Banda Funcionando con los Lazos de Sintonía	204.
5.6.- Consideraciones Finales	206.

5.1.- INTRODUCCIÓN.

Una vez expuesto el proceso de diseño del filtro pasa-banda de tiempo continuo con sintonía automática, llega el momento de presentar los principales resultados experimentales obtenidos a partir del prototipo fabricado.

El desarrollo del diseño *full-custom* del *layout* se ha llevado a cabo en el entorno Cadence Design Systems, Inc., empleando la tecnología CMOS de $0,8 \mu m$ de AMS (Austria Micro Systems), a través de la red EURO PRACTICE.

En primer lugar se realizó el prototipo de un *chip* (*run* de julio de 1999) que, entre otros módulos (ajenos al presente trabajo de investigación) contenía el amplificador operacional diseñado inicialmente pero sin capacidades de compensación internas, con el objetivo de validar su funcionalidad de forma experimental antes de realizar todo el sistema de ajuste de sintonía. Tras las medias pertinentes del mismo, se retocaron algunas relaciones de aspecto (en concreto de las etapas cascodo-regulado), así como la polarización y tamaño de los transistores de la etapa *buffer* de salida, con la finalidad de que pudieran proporcionar la corriente necesaria a los MRC que estarían conectados en sus salidas.

El circuito integrado del prototipo completo del filtro pasa-banda con sintonía automática se realizó en el *run* de noviembre de 2000. La figura 5.1 muestra una fotografía microscópica de la implementación que se ha llevado a cabo del ASIC. Se aprecian los cuatro bloques principales del sistema: los filtros *master* y *slave*, ambos idénticos en la zona central, el subsistema de control de Q a la izquierda de la figura y el subsistema de control de la frecuencia a la derecha de la misma. Como se aprecia, el diseño es bastante simétrico y compacto. Las dimensiones totales del *chip* son de $2,17 \cdot 2,36 \text{ mm}^2$ ($=5,12 \text{ mm}^2$), teniendo en cuenta que se dejaron las pistas de alimentación suficientemente anchas como para no tener efectos resistivos apreciables que pudieran ocasionar una alimentación deficiente a las diferentes estructuras que componen el ASIC. Todo el circuito se alimenta con una tensión unipolar de $+5 \text{ V}$, y el consumo total del circuito integrado es de 22 mA sin impedancias de carga en el filtro *slave*.

El *chip* se encapsuló en un DIL de 40 patillas, tal y como se ve en la figura 5.2, donde se presenta una fotografía de la placa de circuito impreso diseñada como banco de pruebas del filtro de tiempo continuo. El *pinout* del integrado se lista en el anexo final de la presente memoria.

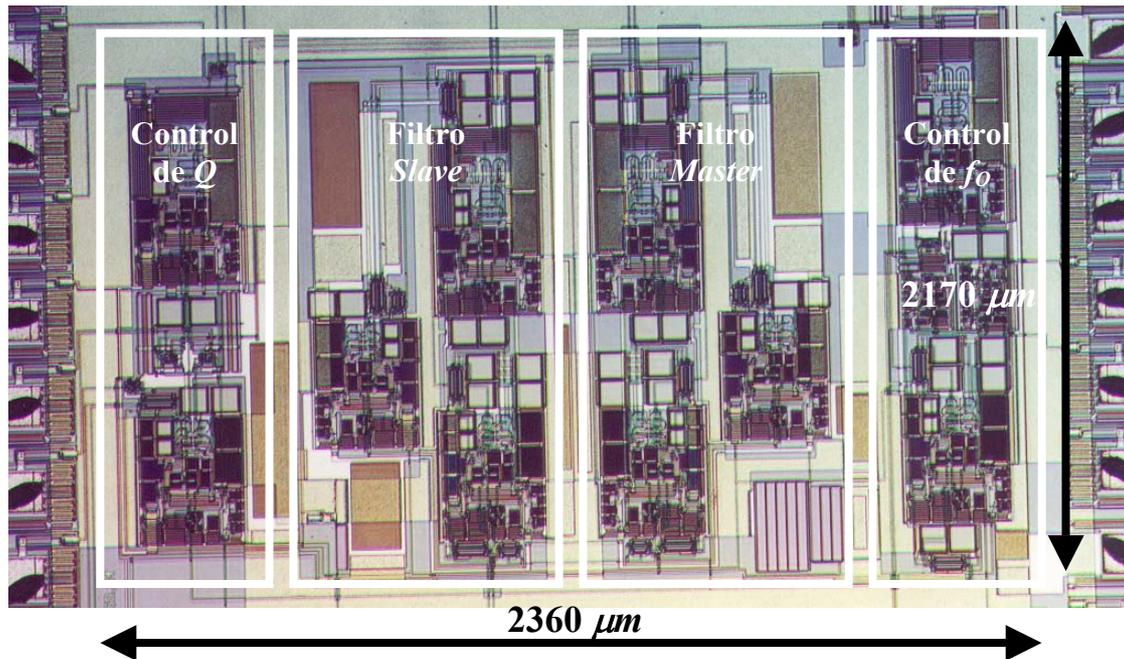


Fig. 5.1.- Microfotografía del circuito integrado (realizado en tecnología CMOS de $0,8 \mu\text{m}$) que contiene los filtros *master* y *slave* (zona central) el subsistema de control del factor de calidad Q (a la izquierda de la figura) y el subsistema de control de frecuencia (a la derecha de la misma).

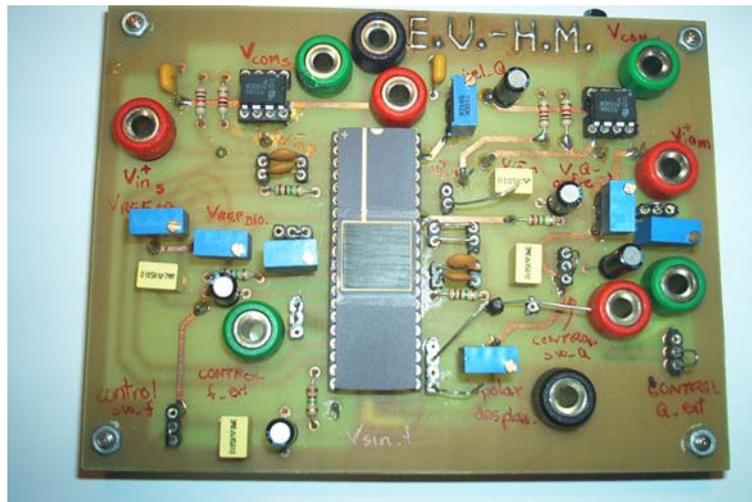


Fig. 5.2.- Fotografía de la placa de circuito impreso diseñada como banco de pruebas para validar la funcionalidad del filtro con sintonía automática.

5.2.- MEDIDAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

La figura 5.3 representa una microfotografía de la primera propuesta de amplificador operacional implementado. Por su parte, las figuras 5.4.a y 5.4.b muestran, respectivamente, el *layout* y una microfotografía de la segunda versión. Los resultados experimentales de ambos amplificadores operacionales se muestran a continuación.

5.2.1.- *Márgenes Frecuenciales.*

A continuación se muestran tabuladas las frecuencias máximas en función de las capacidades de compensación externas conectadas (estas pruebas se realizaron con el primer *chip* que contenía el primer diseño de amplificador operacional sin capacidades de compensación internas) y para diferentes ganancias, cuando trabaja como etapa amplificadora no inversora básica. Concretando más, se muestra la frecuencia a la cual se obtiene un desfase de 45° entre la señal de entrada y salida, que coincide con la frecuencia a la que la ganancia de la etapa amplificadora cae 3 dB respecto de su valor a baja frecuencia, si se tiene en cuenta que el resto de polos están suficientemente alejados del dominante. El amplificador tiene una tensión de referencia para el modo común de salida de valor $V_{REF}=3,5\text{ V}$, y una corriente de polarización $I_B=50\text{ }\mu\text{A}$.

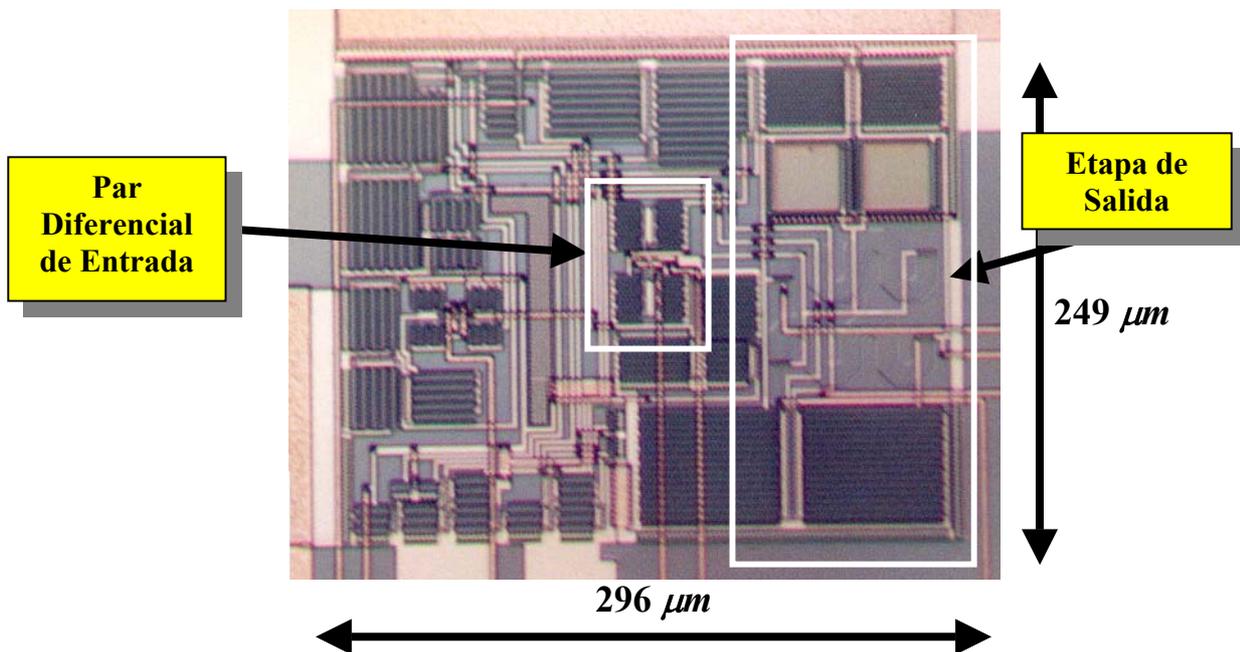


Fig. 5.3.- Microfotografía de la primera versión del amplificador operacional realizado en tecnología CMOS de $0,8\text{ }\mu\text{m}$. En ella se aprecian, entre otros, los transistores que forman la etapa diferencial de entrada y los que forman la etapa de salida.

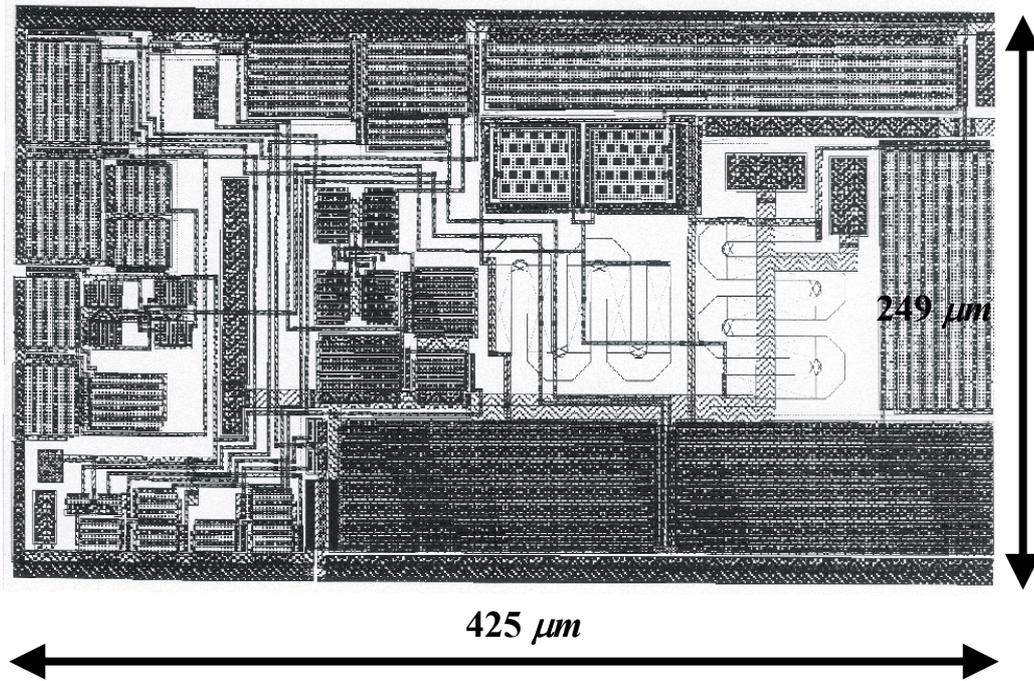


Fig. 5.4.- (a) Layout de la segunda versión del amplificador operacional realizado en tecnología CMOS de 0,8 μm.

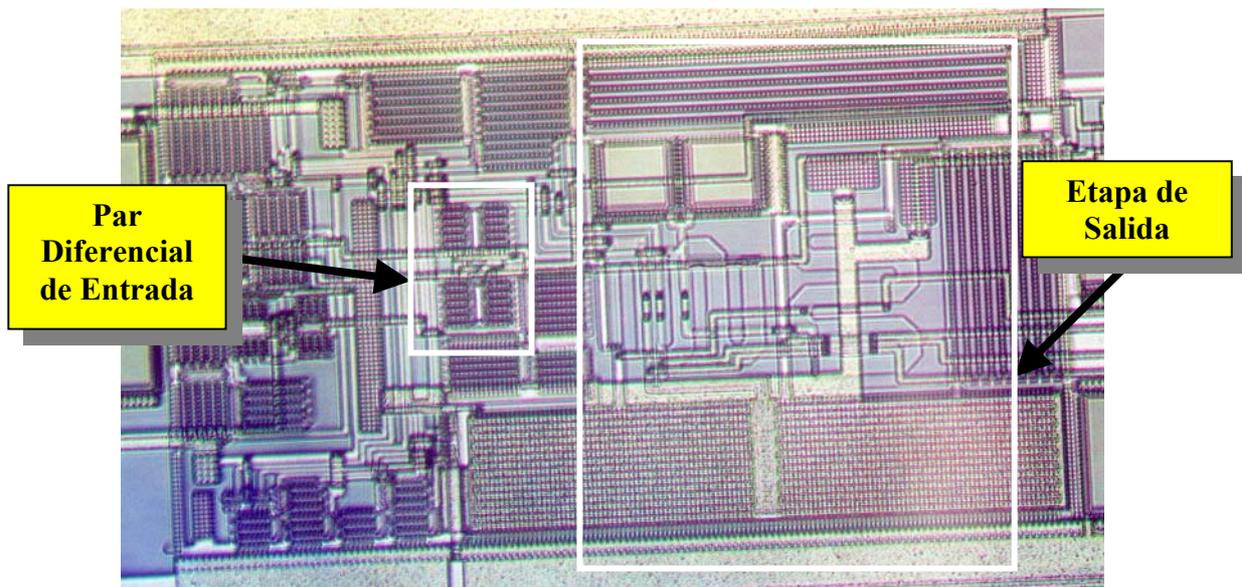


Fig. 5.4.- (b) Microfotografía de la segunda versión del amplificador operacional realizado en tecnología CMOS de 0,8 μm. Se aprecia que en la etapa de salida los transistores son de mayores dimensiones que en el amplificador operacional de la primera versión.

➤ **Sin capacidades de compensación.**

Se presentaba una oscilación a la salida del amplificador que lo hacía inoperativo en esas condiciones.

➤ **Capacidades de compensación $C_C = 5,6 \text{ pF}$ y $C_C = 56 \text{ pF}$.**

Ganancia de Tensión	Frecuencia donde se presentan 45° de desfase	
	$C_C = 5,6 \text{ pF}$	$C_C = 56 \text{ pF}$
1	4,4 MHz (pico de resonancia a 2,7 MHz).	1,7 MHz (pico de resonancia a 2,7 MHz).
4,7	1,3 MHz.	0,4 MHz.
10	0,75 MHz.	0,18 MHz.
100	82 kHz.	19 kHz.

Tabla 5.1.- Frecuencias a las que se presenta desfase de 45°, que coinciden con las frecuencias a las que la ganancia se reduce 3 dB respecto de su valor a baja frecuencia, teniendo en cuenta que el resto de polos están suficientemente alejados del dominante. Se muestran los resultados con capacidades de compensación de dos valores diferentes: 5,6 pF y 56 pF.

➤ **Capacidades de compensación $C_C = 560 \text{ pF}$.**

Con este nuevo valor para las capacidades de compensación, las frecuencias de la columna de la derecha de la tabla anterior (para $C_C=56 \text{ pF}$) quedan aproximadamente divididas por 10 (como era de esperar).

El valor final de las dos capacidades de compensación *on-chip* escogido para la versión definitiva del amplificador operacional es de 5 pF, que asegura la estabilidad del mismo en las condiciones de trabajo del filtro de tiempo continuo, con una aceptable área de silicio.

Conviene indicar que las pruebas experimentales cuyos resultados se muestran en los siguientes subapartados se efectuaron sobre el segundo amplificador operacional realizado.

5.2.2.- Determinación del 'Slew-Rate'.

Al superar los 50 kHz, aproximadamente, los efectos de SR (*slew-rate*) comienzan a notarse sobre la señal de salida del amplificador, sobre todo para amplitudes por encima de 1 V de pico (recuérdese que el valor máximo es de 1,5 V). Inyectando al amplificador una señal rectangular de frecuencia relativamente elevada (en concreto 100 kHz) y amplitud entre 0 V y 3 V, puede determinarse el SR observando la pendiente de su señal de salida en los flancos positivos y negativos (figura 5.5):

$$SR_{OFF \rightarrow ON} = \frac{3V}{4,2 \mu s} = 0,71V / \mu s \quad (5-1)$$

$$SR_{ON \rightarrow OFF} = \frac{3V}{4,7 \mu s} = 0,64V / \mu s \quad (5-2)$$

donde los tiempos de 4,2 μs y 4,7 μs son, respectivamente, los tiempos de subida y de bajada de la señal de salida del amplificador operacional.

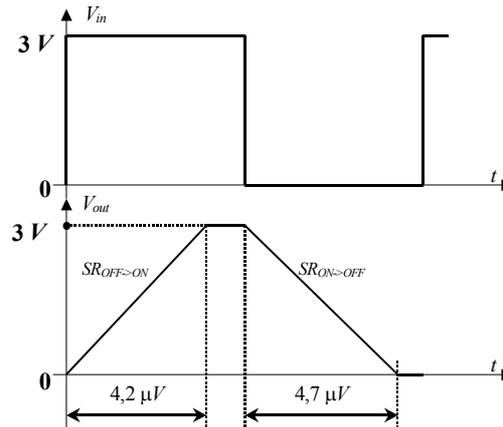


Fig. 5.5.- Comportamiento de la señal de salida del amplificador operacional realizado cuando la entrada en una señal rectangular con una amplitud entre 0 V y 3 V.

Este SR hace que el amplificador operacional diseñado sea adecuado en la zona de audiofrecuencias, banda en la que se ha hecho trabajar el filtro con sintonía automática, aunque sería insuficiente en altas frecuencias.

5.2.3.- Tensiones de 'Offset'.

La tensión de *offset* (V_{OS}) en los terminales de salida en función de la tensión V_{REF} del amplificador operacional diseñado para el primer *chip* que se fabricó se muestra en la tabla siguiente. Al ser un diseño *fully-balanced*, la tensión de *offset* se define como la diferencia de tensiones entre los dos terminales de salida cuando la tensión diferencial de entrada es nula.

V_{REF}	V_{OS} en la salida
2,50 V	5,75 mV
3,00 V	7,70 mV
3,5 V	9,65 mV
4,0 V	10,52 mV

Tabla 5.2.- Tensión de *offset* (V_{OS}) en los terminales de salida del amplificador operacional diseñado inicialmente, en función de la tensión de referencia V_{REF} aplicada al mismo.

Conviene recordar que la tensión V_{REF} fija la tensión de modo común de los terminales de salida del amplificador operacional (ver la estructura del amplificador operacional en el apartado 4.4 del capítulo 4 de la presente memoria). En el caso llevado a cabo, el voltaje V_{REF} que determina el modo común de salida es un valor fijado a 3,5 V. Para este nivel de tensión DC se obtienen los márgenes especificados en el apartado 4.3 para la señal de interés y para los niveles aplicados a las puertas de los transistores de las células MRC (ver figura 5.6), de forma que éstos permanezcan correctamente polarizados en su zona óhmica.

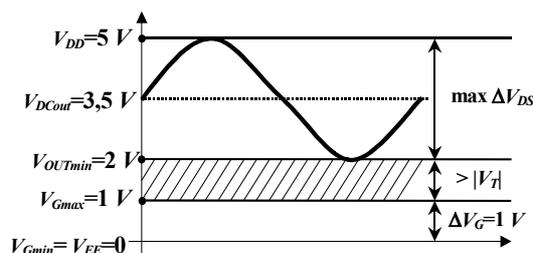


Fig. 5.6.- Niveles de señal para los MRCs del filtro, para asegurar el funcionamiento de los mismos en zona óhmica. para MRCs con transistores *p-MOS*.

Como se ha comentado anteriormente (apartado 4.4 del capítulo 4), en el amplificador operacional que se incluyó en el filtro con sintonía automática (el segundo circuito integrado que se fabricó) se hizo una variación en la etapa *buffer* de salida respecto del diseño inicial. Esta modificación circuital consistió en aplicar a las puertas de los transistores de polarización de dicha etapa *buffer* (transistores M_{13A} y M_{13B} de la figura 4.16), con la que se obtiene la baja impedancia necesaria a la salida del amplificador, no un nivel de polarización fijo, como en el primer diseño del amplificador operacional llevado a cabo, sino la tensión de error del par diferencial que amplifica el modo común de salida. De esta forma la tensión de *offset* queda reducida significativamente. La siguiente tabla muestra los nuevos resultados en función de la tensión de referencia V_{REF} .

V_{REF}	V_{OS} en la salida
2,50 V	82 μV
3,00 V	93 μV
3,5 V	105 μV
4,0 V	115 μV

Tabla 5.3.- Tensiones de *offset* (V_{OS}) en los terminales de salida del amplificador operacional diseñado finalmente para el filtro con sintonía automática, en función de la tensión de referencia V_{REF} aplicada al mismo.

5.2.4.- Margen Dinámico de la Tensión de Salida.

Obsérvese que el margen de tensiones a la salida de los amplificadores operacionales del circuito no debe sobrepasar el valor de 3 V pico a pico (figura 5.6), que es el valor máximo para que en todo momento los MRCs conectados a los diferentes amplificadores operacionales del sistema trabajen en zona óhmica. En este margen, y tal como se aprecia en dicha figura, están excluidos aquellos valores por debajo de 2 V, y conviene que su valor máximo esté lo más cercano posible a la tensión positiva de alimentación (+5 V). Este requerimiento en los márgenes de salida ha llevado a la realización de un amplificador operacional cuyos valores mínimo y máximo experimentales son los recogidos en la tabla 5.4.

$V_{OUT,min}$	$V_{OUT,max}$
1,2 V	4,9 V

Tabla 5.4.- Valores mínimo y máximo experimentales del margen de tensiones a la salida del amplificador operacional diseñado para el filtro con sintonía automática.

5.3.- MEDIDAS DEL DESFASADOR SINTONIZABLE.

A continuación se presentan las medidas más significativas del desfasador sintonizable que se incluyó en los lazos de sintonía, pero que en el prototipo que sirvió de *test-chip* pudo ser medido de forma independiente y autónoma. Las figuras 5.7.a y 5.7.b muestran, respectivamente, el *layout* y la microfotografía en detalle del desfasador de 90° (cuyo esquema eléctrico se presentó en la figura 4.44), donde se aprecian el MRC y los dos condensadores de entrada al circuito (parte superior de la fotografía), el amplificador operacional (parte central), cuyas medidas más significativas han sido presentadas en el apartado anterior, sus dos condensadores de compensación de 5 pF cada uno de ellos (parte inferior izquierda), y el MRC y los dos condensadores del lazo de realimentación (parte inferior derecha).

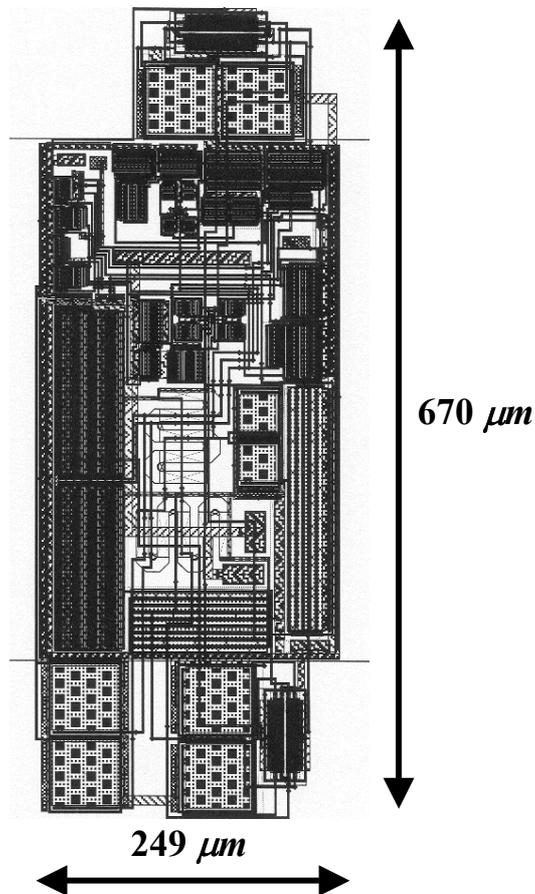


Fig. 5.7.- (a) *Layout* del circuito desfasador de 90° realizado en tecnología CMOS de 0,8 μm.

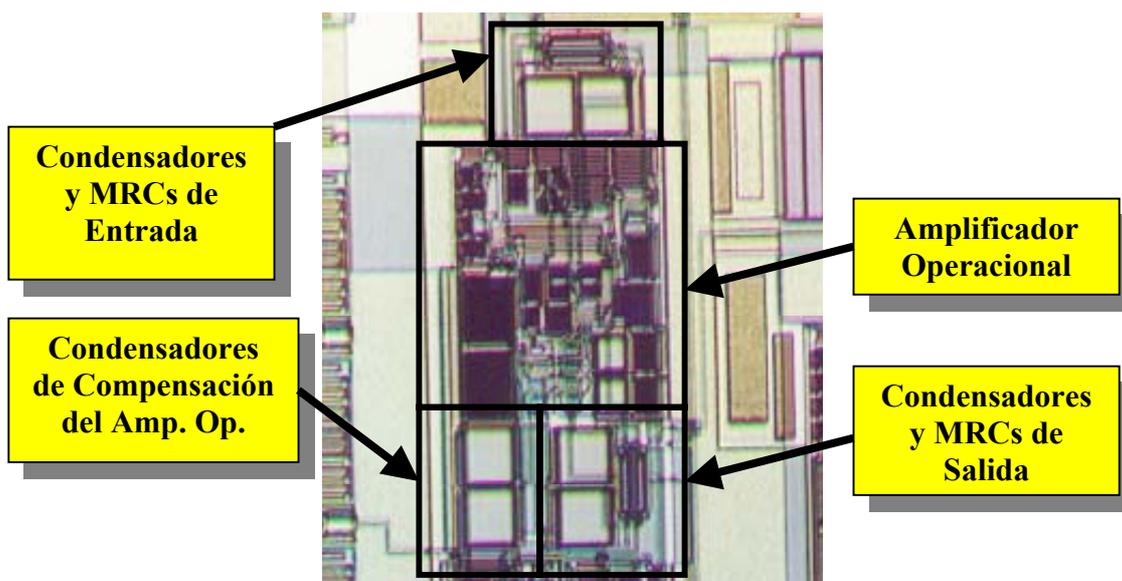


Fig. 5.7.- (b) Microfotografía del circuito desfasador de 90° realizado en tecnología CMOS de 0,8 μm . En ella se aprecian el MRC y los dos condensadores de entrada al circuito (parte superior de la fotografía), el amplificador operacional (parte central), con sus dos condensadores de compensación (parte inferior izquierda), y el MRC y los dos condensadores del lazo de realimentación (parte inferior derecha).

La figura 5.8 representa resultados experimentales del diseño realizado, donde se muestra el desfase entre la señal de entrada y la de salida en función de la frecuencia, cuando la tensión de control de las células MRC varía desde 0,1 V (curva de la izquierda) hasta 1,1 V (curva derecha), con incrementos de 0,1 V.

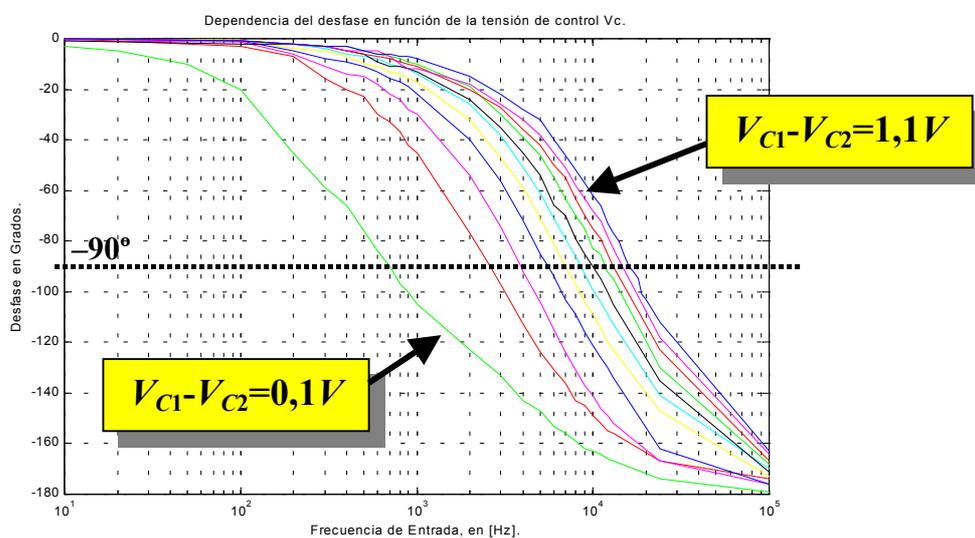


Fig. 5.8.- Resultados experimentales del desfasador, representando el desfase entre señal de entrada y salida en función de la frecuencia variando como parámetro la tensión de control de los MRCs del circuito desde 0,1 V hasta 1,1 V, en sentido creciente hacia la derecha en incrementos de 0,1 V.

Por otro lado, la figura 5.9 muestra la frecuencia donde se obtiene desfase de 90° en función de la tensión de control aplicada a las puertas de los transistores de los MRCs del circuito.

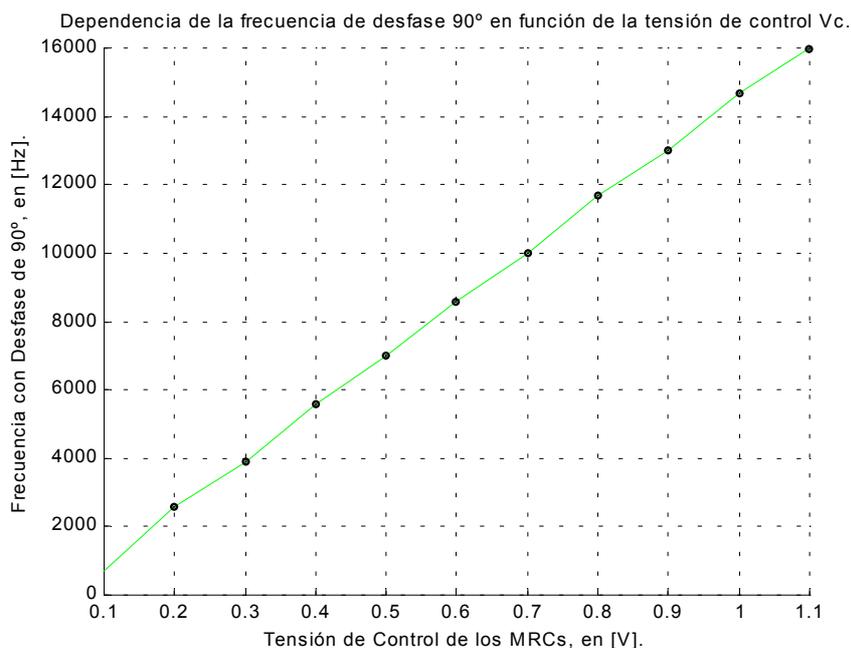


Fig. 5.9.- Resultados experimentales del desfasador, representando la frecuencia a la cual el desfasador presenta desfase de 90° entre sus señales de entrada y salida en función de la tensión de control aplicada a los MRCs del circuito.

A la vista de la gráfica presentada en esta figura, conviene destacar la alta linealidad que se obtiene entre la tensión de control en las puertas de los transistores de las células MRC y la frecuencia donde se obtienen los 90° de desfase entra la señal de entrada y salida del circuito desfasador.

Finalmente, la tabla 5.5 muestra los márgenes frecuenciales mínimo y máximo de operación del prototipo testado para los márgenes de tensión de control disponibles:

ω_c mínima	200 Hz
ω_c máxima	16 kHz

Tabla 5.5.- Márgenes frecuenciales mínimo y máximo de operación del prototipo del desfasador de 90° sometido a medidas.

5.4.- MEDIDAS DEL FILTRO MASTER FUNCIONANDO EN LAZO ABIERTO.

A continuación se muestran parte de las medidas efectuadas de uno de los dos filtros (el *master*, en este caso), pero trabajando en lazo abierto. La figura 5.10 representa un juego de curvas de Bode cuando el filtro tiene el voltaje de control de Q fijado a 0,5 V, y se realiza un barrido en la tensión que sintoniza la frecuencia central desde 0,1 V (para la curva más a la izquierda del conjunto) hasta 1 V (para la curva de más a la derecha).

Marker Trace: B X Ref: 0

Y Ref: 0

Date: 01-15-01 Time: 08:08:00 PM

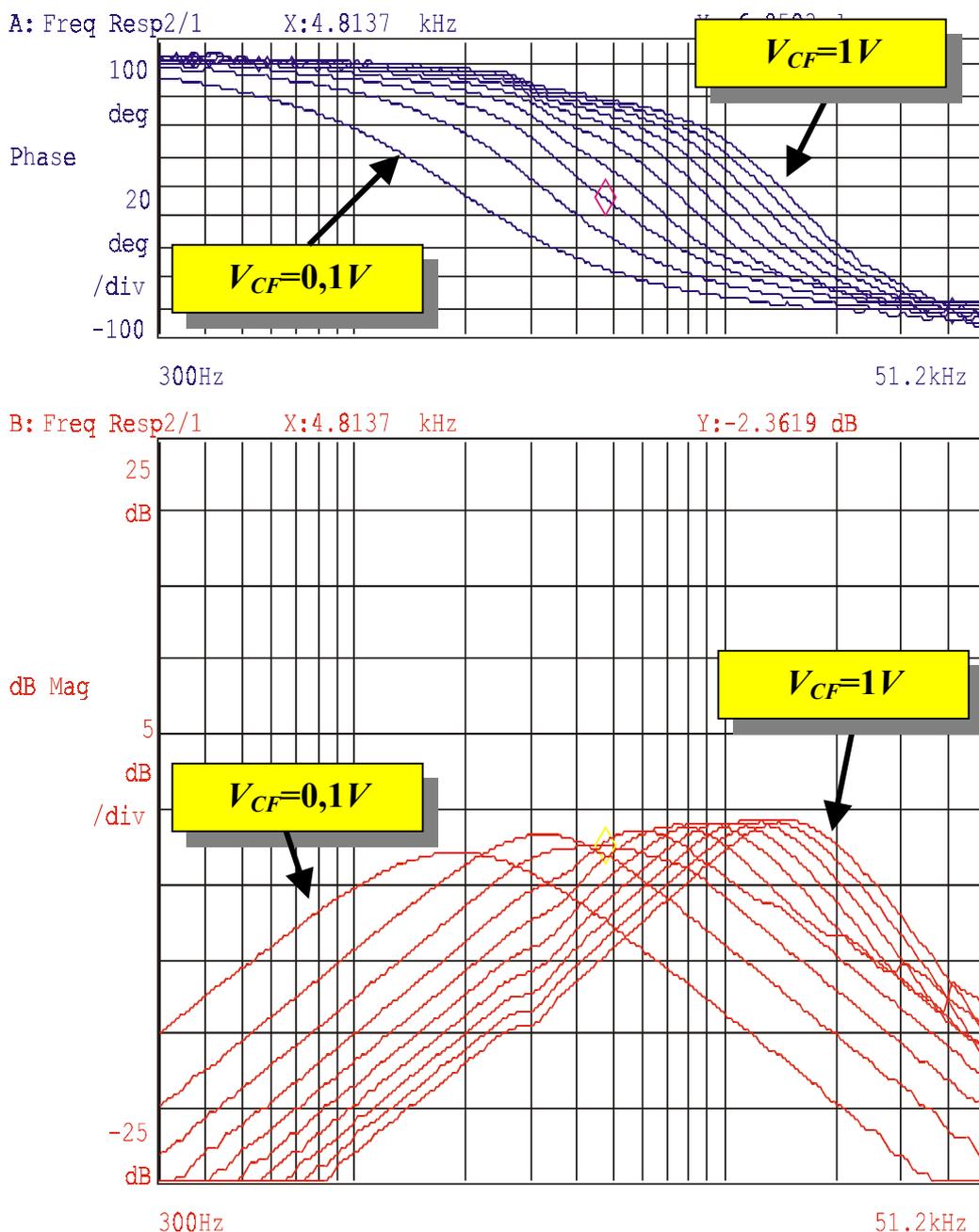


Fig. 5.10.- Curvas de Bode para una tensión de control de Q fijada a un valor $V_{CQ} = 0,5 V$, cuando se realiza un barrido de la tensión que fija la frecuencia central desde $0,1 V$ (curva de la izquierda) a $1 V$ (curva de la derecha).

Por su parte, la figura 5.11 muestra las curvas de Bode para una tensión de control de la frecuencia central fijada a un valor $V_{CF}=0,8 V$, cuando se realiza un barrido de la tensión que fija el factor de calidad Q desde $0 V$ (curva inferior) a $1 V$ (curva superior).

Marker Trace: B X Ref: 0
Y Ref: 0

Date: 01-15-01 Time: 07:08:00 PM

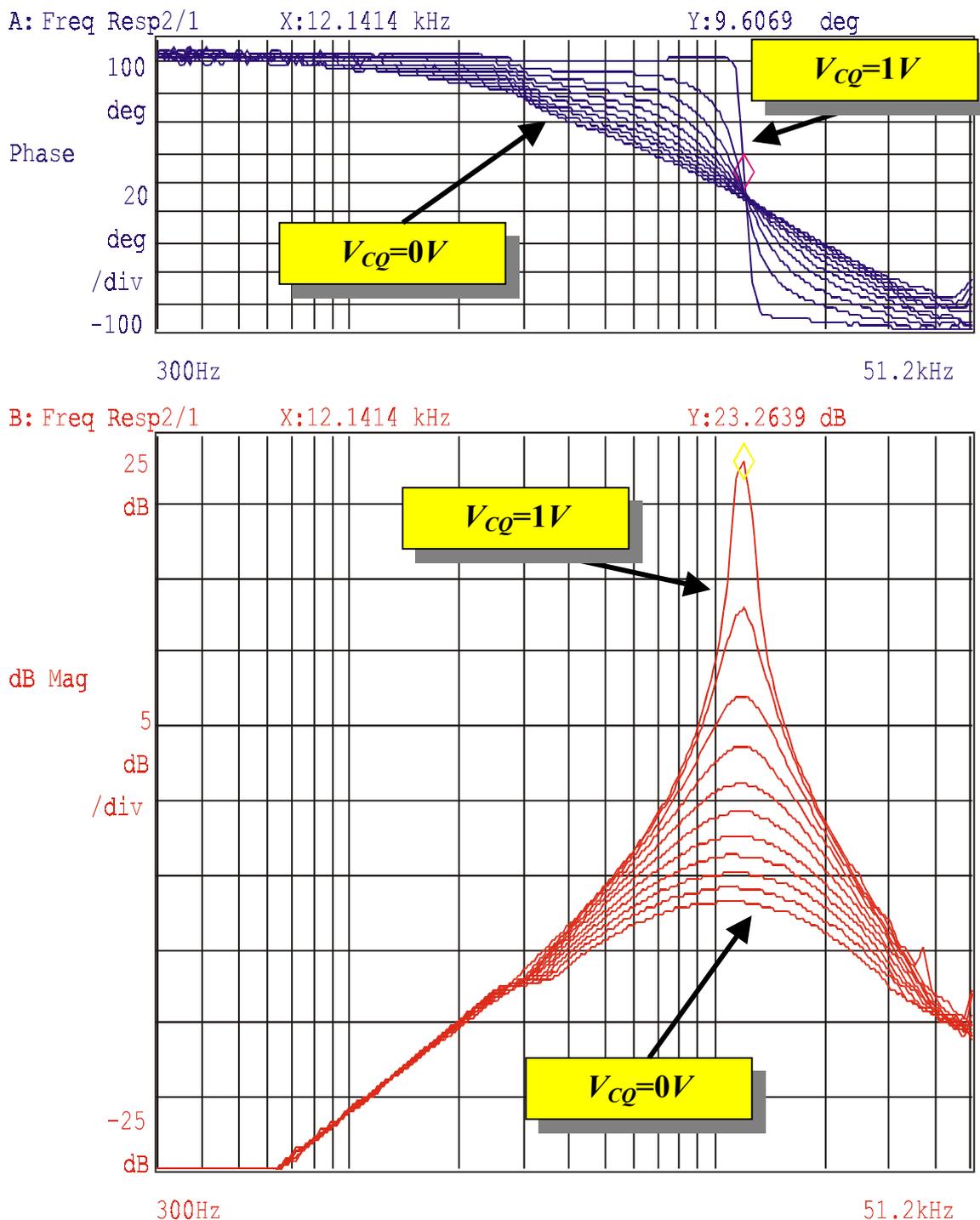


Fig. 5.11.- Curvas de Bode para una tensión de control de la frecuencia central fijada a un valor $V_{CF} = 0,8 \text{ V}$, cuando se realiza un barrido de la tensión que fija el factor de calidad Q desde 0 V (curva inferior) a 1 V (curva superior).

La siguiente tabla muestra la comparación entre los resultados teóricos, de simulación *post-layout* y experimentales para tres valores de la tensión de control: la tensión mínima considerada de 20 mV (tal y como se especificó en el apartado 4.6.1 del capítulo 4), el valor máximo de 1 V (para asegurar que los transistores que componen los MRCs de los filtros funcionen en zona óhmica) y el intermedio de $0,5\text{ V}$.

V_{CF}	f_o teórica	f_o por simulación	f_o experimental
20 mV	300 Hz	291 Hz	330 Hz
$0,5\text{ V}$	$7,7\text{ kHz}$	$8,01\text{ kHz}$	$7,5\text{ kHz}$
$1,0\text{ V}$	$15,4\text{ kHz}$	$15,85\text{ kHz}$	$14,5\text{ kHz}$

Tabla 5.6.- Comparación entre los resultados teóricos, de simulación y experimentales de la frecuencia central de sintonía f_o para tres valores significativos de la tensión de control V_{CF} .

La tabla 5.7 muestra la comparación entre los resultados teóricos y de simulación para tres valores significativos de la tensión de control V_{CQ} .

V_{CQ}	Q teórico	Q por simulación	Q experimental
20 mV	0,51	0,48	0,46
$0,5\text{ V}$	0,96	0,92	0,90
$1,0\text{ V}$	15	14,2	14,2

Tabla 5.7.- Comparación entre los resultados teóricos, de simulación y experimentales del factor de calidad Q para tres valores significativos de la tensión de control V_{CQ} .

La figura 5.12 muestra resultados experimentales del diseño, donde se aprecia la frecuencia central de sintonía del filtro (f_o) en función de la tensión de control de la misma (V_{CF}).

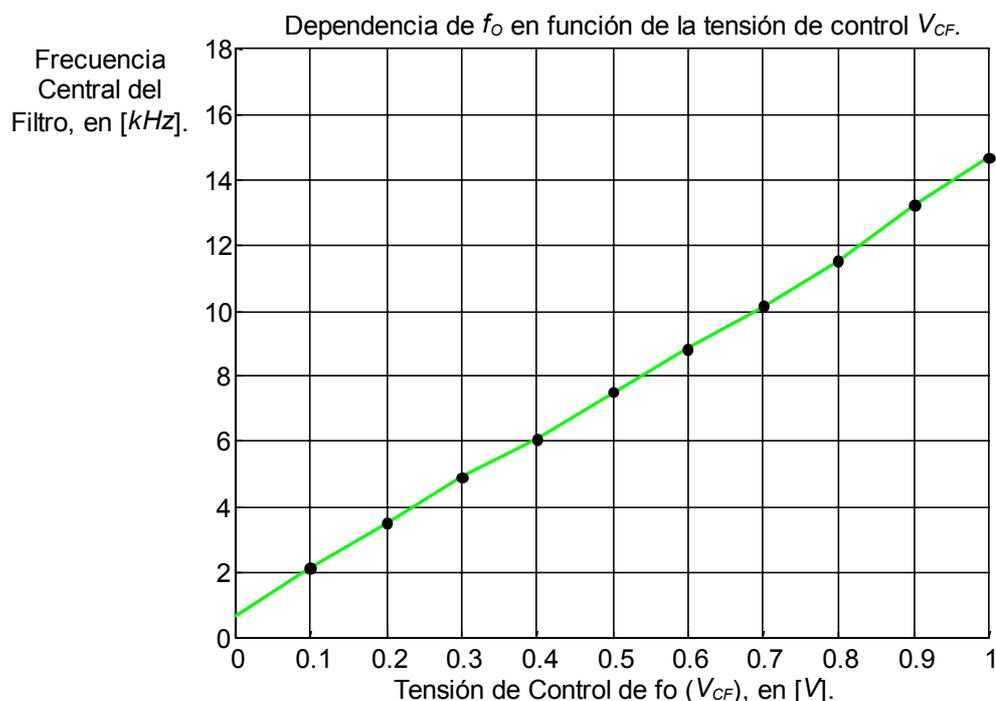


Fig. 5.12.- Resultados experimentales del diseño, donde se muestra la frecuencia central de sintonía del filtro en función de V_{CF} .

A la vista de la gráfica presentada en esta última figura, conviene destacar la alta linealidad que se obtiene entre la tensión de control en las puertas de los transistores de las células MRC del filtro (tensión de control V_{CF}) y la frecuencia central de sintonía del mismo.

5.5.- MEDIDAS DEL FILTRO PASA-BANDA FUNCIONANDO CON LOS LAZOS DE SINTONÍA.

Para validar la funcionalidad del filtro pasa-banda con sintonía automática *on-chip*, se ha sometido el mismo a una serie de medidas en el laboratorio. La figura 5.13 representa los resultados experimentales del diseño, donde se aprecia el juego de curvas de Bode del filtro *slave* sintonizado para una frecuencia de referencia de 9 kHz (correspondiente a una tensión $V_{CF} = 0,6 V$) para diferentes niveles de *set-point* de Q .

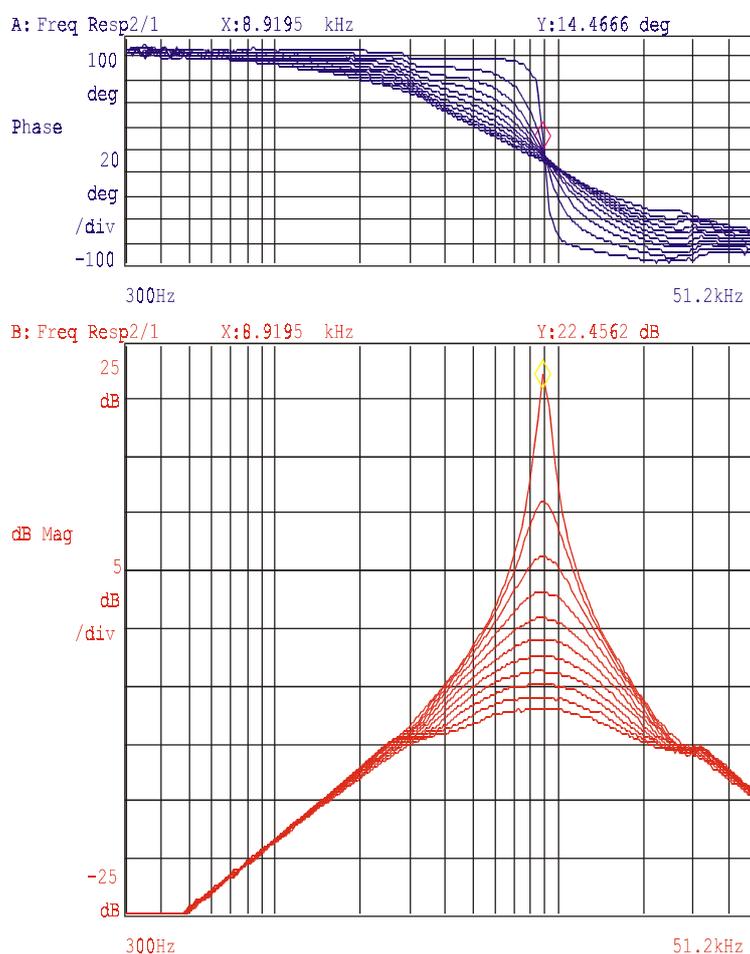


Fig. 5.13.- Resultados experimentales del diseño donde se aprecia el juego de curvas de Bode del filtro *slave* sintonizado para una frecuencia de referencia de 9 kHz (correspondiente a una tensión $V_{CF} = 0,6 V$) para diferentes niveles de *set-point* de Q .

Por su parte, la figura 5.14 representa una nueva familia de curvas de Bode del filtro sintonizado, pero en este caso manteniendo un factor de calidad constante e igual a 2 (a través de la señal de consigna de Q) y diferentes valores de ω_0 .

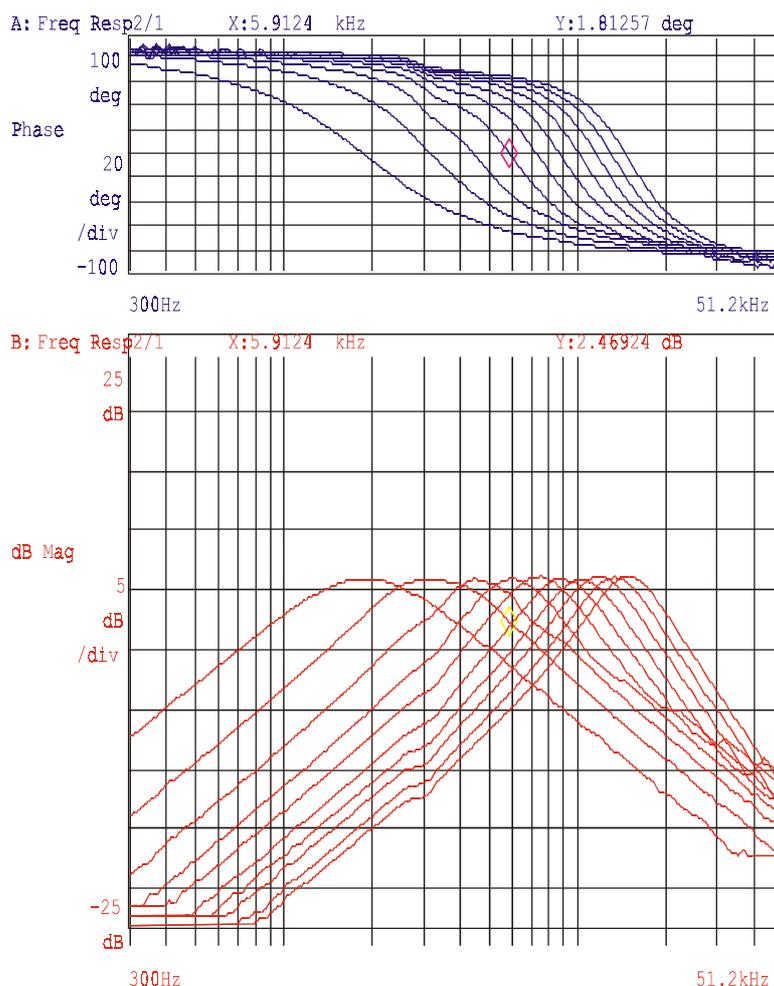


Fig. 5.14.- Resultados experimentales del diseño donde se aprecia el juego de curvas de Bode del filtro *slave* sintonizado para un factor de calidad constante e igual a 2 y diferentes valores de ω_0 .

Finalmente la tabla 5.8 muestra los márgenes mínimo y máximo de sintonía conseguidos tanto de frecuencia como de factor de calidad para el prototipo sometido a las pruebas de laboratorio, mientras que la figura 5.15 refleja las señales experimentales de entrada y salida al filtro *master* cuando el filtro está sintonizado a una frecuencia de 10 kHz y un factor de calidad igual a 8. La escala para la señal de entrada es de 100 mV/div y para la salida de 200 mV/div. El eje de tiempo es de 20 μ s/div.

ω_0 mínima	280 Hz
ω_0 máxima	15 kHz
Q mínima	0,4
Q máxima	15

Tabla 5.8.- Márgenes de sintonía conseguidos tanto frecuenciales como de factor de calidad para el prototipo sometido a medidas del filtro con sintonía *on-chip* implementado.

Obsérvese que estos márgenes son algo mayores que los mostrados en las tablas 5.6 (de la frecuencia de sintonía) y 5.7 (del factor de calidad) para los valores de V_{CF} y V_{CQ} mínimo (20 mV) y máximo (1 V). Ello es debido a que estos dos límites teóricos en la práctica son ligeramente superados por las tensiones de control (ampliando por tanto

el margen de sintonía de ambos parámetros), sin un deterioro apreciable en las características de sintonía del filtro.

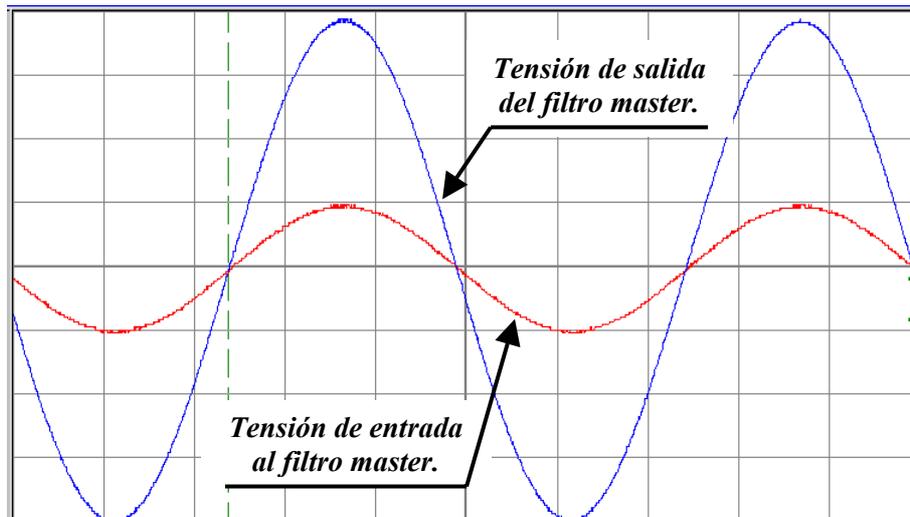


Fig. 5.15.- Señales experimentales de entrada y salida al filtro *master* cuando el filtro está sintonizado a una frecuencia de 10 kHz y un factor de calidad igual a 8. Escala para la señal de entrada de 100 mV/div para la salida de 200 mV/div. Eje de tiempo: 20 μ s/div.

5.6.- CONSIDERACIONES FINALES.

En el presente capítulo se han expuesto los resultados experimentales más significativos de los diferentes módulos utilizados en la realización del filtro pasa-banda de tiempo continuo (los resultados experimentales de la célula MRC quedaron reflejados en el capítulo 3, donde se efectuó el estudio de la misma). En particular se han mostrado los datos referentes a:

- Las medidas del amplificador operacional llevado a cabo y que, juntamente con la célula MRC, forman el conjunto que se ha empleado en buena parte de los bloques funcionales tanto de los filtros *master* y *slave* como de los lazos de sintonía.
- Las medidas del desfasador sintonizable.
- Las medidas del filtro *master* funcionando en lazo abierto.

Asimismo, se han expuesto los datos y gráficas experimentales del conjunto global del filtro sintonizando con los dos lazos de control actuando simultáneamente, obteniendo unos resultados satisfactorios.