

## Diseño de bloques de circuito para la implementación de filtros rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo

por

#### Ing. Misael Hernández Sandoval

Tesis sometida como requisito parcial para obtener el grado de:

MAESTRO EN CIENCIAS EN LA ESPECIALIDAD DE ELECTRÓNICA

en el

#### Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica

Diciembre 2010 Tonantzintla, Puebla

Directores de tesis:

Dr. Miguel Ángel Gutiérrez de Anda, INAOE Dr. José Mariano Jiménez Fuentes, CITEDI

©INAOE 2010

Derechos reservados El autor otorga al INAOE el permiso de reproducir y distribuir copias de esta tesis en su totalidad o en partes



Diseño de bloques de circuito para la implementación de filtros rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo

### Resumen

Los filtros con parámetros variantes en el tiempo se caracterizan por ser sistemas con una respuesta transitoria de corta duración. Dichos sistemas pueden ser utilizados en aplicaciones en los que la respuesta transitoria generada de forma natural por el filtro es vista como una componente no deseada de la señal de salida de éste. La reducción de la respuesta transitoria en este tipo de filtros se obtiene mediante la variación temporal de uno o varios de sus parámetros descriptivos. El presente trabajo se enfoca en el diseño de bloques analógicos que serán usados en la implementación de un filtro rechazabanda con parámetros variantes y de su sistema de control.

Para implementar dicho filtro, dos bloques son considerados. El primer bloque lo constituye un filtro rechazabanda con factor de calidad ajustable. El segundo bloque está representado por un circuito generador de señales exponenciales decreciente. Este último circuito es usado para controlar el factor de calidad del filtro rechazabanda a fin de reducir la duración de su respuesta transitoria. Con este circuito se induce una reducción temporal del factor de calidad del filtro. Para verificar la posible integración del filtro en cuestión, los bloques analógicos activos que lo forman son implementados usando una tecnología CMOS de  $0.35\mu$ . El desempeño de ambos circuitos es comprobado por medio de simulaciones. Finalmente, se verifica el desempeño completo del filtro rechazabanda realizando simulaciones *post-layout*.

### Abstract

Parameter-varying filters are systems which are characterized by having a transient response of short duration. These systems may be used in applications in which the transient response generated by the filter itself is seen as an undesired component of its output. The reduction of the transient response of these filters is obtained thanks to the temporary change of one or more of their descriptive parameters. This work is focused on the design of analog circuit blocks which will be used in the implementation of a parameter-varying notch filter and its control system.

Two blocks are considered in the implementation of the aforementioned filter. The first block is constituted by a notch filter whose quality factor is adjustable. The second block is represented by a circuit responsible of the generation of exponential decaying signals. This circuit is used to control the quality factor of the notch filter in order to reduce the duration of its transient behavior. By means of this circuit, a temporary reduction of the quality factor of the filter is induced. In order to verify the possible integration of the aforementioned filter, its constitutive blocks are implemented using a  $0.35\mu$  CMOS technology The performance of both circuits is examined through simulations. Finally, the performance of the complete notch filter is verified by means of *post-layout* simulations.

### Agradecimientos

Agradezco al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por el apoyo brindado durante los estudios de maestría a través de la beca número 224194, así como por el apoyo recibido a través del proyecto de investigación 84819-Y intitulado "Diseño e implementación de filtros contínuos pasabajas con parámetros variantes en el tiempo". Gracias a este proyecto, recibí una beca para completar trabajo de la tesis en su etapa final. Cabe señalar que el trabajo de esta tesis va en una línea paralela a la del proyecto anteriormente mencionado.

Agradezco al Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE) por haberme dado la oportunidad de realizar mis estudios de posgrado en sus instalaciones. Agradezco a mis asesores, los Dres. Miguel A. Gutiérrez de Anda y J. Mariano Jiménez Fuentes, por aceptarme como su alumno, por su apoyo, sus conocimientos y consejos compartidos durante mis estudios. Estoy también en deuda con mis compañeros del Instituto y amigos de generación por su comentarios motivadores y por su ayuda en los momentos difíciles. A todos ellos, gracias. Quiero expresar mi agradecimiento y mi cariño a mi familia por su apoyo incondicional, comprensión y amor, así como por ayudarme a realizar parte de mis sueños. De manera especial, quiero darle las gracias a mi madre por ser la fuerza de mi superación profesional, personal y espiritual durante mi vida.

Finalmente, agradezco infinitamente a DIOS por todo lo que ha puesto en mi camino (en el cual he aprendido bastante) y también por la maravillosa familia que me dió y los amigos que he conocido.

## Índice general

Re	esume	n		Ι
Ał	ostrac	t		III
Ag	gradeo	cimiento	DS	V
Ín	dice d	le figura	IS	XI
Ín	dice d	le cuadr	'OS	XV
Pr	efacio	)		XVII
1.	Filtr	os con j	parámetros variantes en el tiempo	1
	1.1.	Princip	vio de operación de los filtros con parámetros variantes en el	
		tiempo	•••••••••••••••••••••••••••••••••••••••	1
	1.2.	Contril	ouciones de esta tesis	7
	1.3.	Organi	zación de este documento	8
2.	El fil	ltro recl	hazabanda	9
	2.1.	Circuit	os que conforman al filtro	
		rechaza	abanda	12
		2.1.1.	Buffer de voltaje Folded Flipped Voltaje Follower	18
		2.1.2.	Amplificador operacional de transconductancia	
			Folded-Cascode single ended	26

		2.1.3. Resistores implementados mediante transistores	
		CMOS QFG	33
	2.2.	Simulación del filtro rechazabanda	
		constituido por bloques analógicos	38
	2.3.	Conclusiones	42
3.	Siste	ma de generación de señales exponenciales	43
	3.1.	Consideraciones generales en el diseño de un control para la variación	
		de parámetros	43
	3.2.	Esquema general para la generación de una señal exponencial decreciente	52
	3.3.	Implementación del generador de señales exponenciales	54
	3.4.	Consideraciones de estabilidad del filtro	
		rechazabanda	60
	3.5.	Conclusiones	64
4.	Veri	ficación del funcionamiento de los bloques diseñados	65
4.	<b>Veri</b> 4.1.	ficación del funcionamiento de los bloques diseñados Esquema de prueba para los circuitos	65
4.	<b>Veri</b> 4.1.	ficación del funcionamiento de los bloques diseñados Esquema de prueba para los circuitos propuestos	<b>65</b>
4.	Verit 4.1. 4.2.	ficación del funcionamiento de los bloques diseñados         Esquema de prueba para los circuitos         propuestos	<b>65</b> 65 66
4.	Verit 4.1. 4.2. 4.3.	ficación del funcionamiento de los bloques diseñados         Esquema de prueba para los circuitos         propuestos       .         Layout de los circuitos propuestos       .         Resultados de simulación post-layout       .	<b>65</b> 65 66 69
<b>4. 5.</b>	Verif 4.1. 4.2. 4.3. Cone	ficación del funcionamiento de los bloques diseñados         Esquema de prueba para los circuitos         propuestos	<ul> <li>65</li> <li>65</li> <li>66</li> <li>69</li> <li>75</li> </ul>
4. 5. Bil	Verif 4.1. 4.2. 4.3. Cone	ficación del funcionamiento de los bloques diseñados  Esquema de prueba para los circuitos propuestos	<ul> <li>65</li> <li>65</li> <li>66</li> <li>69</li> <li>75</li> <li>77</li> </ul>
4. 5. Bil	Verif 4.1. 4.2. 4.3. Cond bliogr Códi	ficación del funcionamiento de los bloques diseñados Esquema de prueba para los circuitos propuestos	<ul> <li>65</li> <li>65</li> <li>66</li> <li>69</li> <li>75</li> <li>77</li> </ul>
4. 5. Bil A.	Verif 4.1. 4.2. 4.3. Cono Dilogr Códi esta	ficación del funcionamiento de los bloques diseñados Esquema de prueba para los circuitos propuestos	<ul> <li>65</li> <li>66</li> <li>69</li> <li>75</li> <li>77</li> <li>85</li> </ul>
4. 5. Bil A.	Verif 4.1. 4.2. 4.3. Cone Diogr Códi esta A.1.	ficación del funcionamiento de los bloques diseñados Esquema de prueba para los circuitos propuestos	<ul> <li>65</li> <li>65</li> <li>66</li> <li>69</li> <li>75</li> <li>77</li> <li>85</li> <li>85</li> </ul>
4. 5. Bil A.	Verif 4.1. 4.2. 4.3. Cond Dilogr Códi esta A.1. A.2.	ficación del funcionamiento de los bloques diseñados  Esquema de prueba para los circuitos propuestos	<ul> <li>65</li> <li>65</li> <li>66</li> <li>69</li> <li>75</li> <li>77</li> <li>85</li> <li>85</li> <li>87</li> </ul>
4. 5. Bill A.	Verif 4.1. 4.2. 4.3. Cond Dilogr Códi esta A.1. A.2. A.3.	ficación del funcionamiento de los bloques diseñados  Esquema de prueba para los circuitos propuestos	<ul> <li>65</li> <li>65</li> <li>66</li> <li>69</li> <li>75</li> <li>77</li> <li>85</li> <li>85</li> <li>87</li> <li>89</li> </ul>

B.	Código usado para la simulación en Octave del filtro rechazabanda con			
	parámetros variantes en el tiempo y su control			
	B.1.	Programa principal	95	
	B.2.	Descripción del filtro rechazabanda con		
		parámetros variantes en el tiempo	99	
	B.3.	Descripción del filtro rechazabanda con $Q$ constante	102	
	B.4.	Estímulo de entrada	103	

NDICE GENERAL

## Índice de figuras

1.1.	(a) Respuesta en magnitud de un filtro Butterworth (b) Respuesta a un	
	escalón unitario para dicho filtro	2
1.2.	(a) Respuesta en magnitud de un filtro Chebyshev (b) Respuesta a un	
	escalón unitario para dicho filtro	2
1.3.	(a) Respuesta en magnitud de un filtro Chebyshev inverso (b) Respu-	
	esta a un escalón unitario para dicho filtro	3
1.4.	(a) Respuesta en magnitud de un filtro elíptico (b) Respuesta a un es-	
	calón unitario para dicho filtro	3
21	Respuestas en el dominio de la frecuencia y transitorias de un filtro	
2.1.		
	rechazabanda con frecuencia de rechazo de 60 Hz y diferentes valores	
	de Q	10
2.2.	Topología del filtro rechazabanda implementada únicamente con ele-	
	mentos pasivos RC	13
2.3.	Respuesta del filtro rechazabanda implementado únicamente con ele-	
	mentos RC	14
2.4.	Topología del filtro rechazabanda con retroalimentación negativa me-	
	diante bloques activos analógicos	15
2.5.	Gráfica de respuesta de la ecuación (2.7), para los valores de $f_0$ =60Hz,	
	p=100kHz, A=-0.445dB, C=1nF y R=2.65M $\Omega$	16
2.6.	Bloques analógicos que forman al atenuador en el filtro rechazabanda	17

2	2.7.	Topología del buffer de voltaje implementado con una celda Folded	
		Flipped Voltage Follower FFVF	18
2	2.8.	Modelo de pequeña señal del <i>buffer</i> de voltaje FFVF	20
2	2.9.	Curvas de THD del buffer para diferentes magnitudes en la señal de	
		entrada	21
2	2.10.	Gráfica de Bode de magnitud del buffer en respuesta a las variaciones	
		en su corriente de polarización	22
2	2.11.	Variación en la ganancia del buffer mediante la variación en su corri-	
		ente de polarización utilizada para modificar el factor de calidad $Q$	23
2	2.12.	Niveles de voltaje de salida del buffer ante la variación de voltaje de	
		<i>dc</i> en la entrada del circuito	24
2	2.13.	Topología del Amplificador Operacional de Transconductancia Folded-	
		Cascode single-ended	26
2	2.14.	Curvas de THD en el OTA para diferentes magnitudes de la señal entrada	29
2	2.15.	Gráfica de Bode de magnitud del OTA	30
2	2.16.	Gráfica de Bode de fase del OTA	31
2	2.17.	Gráfica del rango dinámico en la entrada y salida en el OTA	32
2	2.18.	Esquema de la implementación de un resistor mediante transistor CMOS	
		QFG en región de subumbral	34
2	2.19.	Circuito utilizado en la caracterización del resistor implementado con	
		transistor CMOS	35
2	2.20.	Curvas de THD en el resistor para diferentes magnitudes en la señal de	
		entrada	36
2	2.21.	Curvas de respuesta al análisis transitorio realizado en el resistor im-	
		plementado con transistor CMOS para diferentes magnitudes de la	
		señal de entrada, 100mV y 900mV respectivamente	37
2	2.22.	Topología del filtro rechazabanda con elementos resistivos implemen-	
		tados con transistores CMOS QFG	38

2.23.	Curvas de THD en el circuito atenuador para dos diferentes magni-	
	tudes en la señal de entrada	39
2.24.	Gráfica de la frecuencia central de rechazo en el filtro rechazabanda	
	utilizando resistores ideales en la red doble T	40
2.25.	Gráfica de la frecuencia central de rechazo en el filtro rechazabanda	
	utilizando resistores implementados con transitores CMOS QFG en la	
	red doble T	41
3.1.	Control basado en detección de variaciones de amplitud para un filtro	
	pasabajos con parámetros variantes en el tiempo	44
3.2.	Control propuesto para la inducción de variación de parámetros en un	
	filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo	44
3.3.	Respuesta del filtro rechazabanda clásico con Q=20	47
3.4.	Respuesta del filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo.	48
3.5.	Señal de entrada del filtro rechazabanda usada para la verificación del	
	sistema de control del factor de calidad propuesto en la figura 3.2	49
3.6.	Respuesta de un filtro rechazabanda normal con Q=20 para la señal	
	indicada en la figura 3.5	49
3.7.	Respuesta del filtro rechazabanda con parámetros variantes para la	
	señal indicada en la figura 3.5	50
3.8.	Esquema de detección de poder considerado para el control del filtro	
	rechazabanda	51
3.9.	Respuesta de un filtro pasaaltas a un tren de pulsos. Para este filtro, a=1	53
3.10.	Modelo general del sistema generador de exponenciales decrecientes .	53
3.11.	Topología del filtro pasaaltas utilizada en el sistema de control	55
3.12.	Gráfica de Bode de magnitud de la expresión (3.10) del filtro pasaaltas	
	de primer orden	56
3.13.	Topología a nivel transistor del flip-flop tipo D utilizado en la imple-	
	mentación del sistema de control	57

3.14.	Topología a nivel bloques del sistema de control propuesto para el filtro	
	rechazabanda	58
3.15.	Señal generada a través del sistema de control propuesto presentado en	
	la figura 3.14	59
3.16.	Modos del filtro rechazabanda tradicional ( $Q = 20$ )	63
3.17.	Modos del filtro con parámetros variantes en el tiempo	63
4.1.	Circuito de prueba para los bloques propuestos	66
4.2.	Layout del circuito atenuador formado por buffers de voltaje y ampli-	
	ficadores operacionales de transconductancia	67
4.3.	Layout del circuito generador de señales exponenciales	68
4.4.	Señal exponencial utilizada en la estrategia de control del filtro	71
4.5.	Señal utilizada como entrada para la verificación del filtro rechazabanda	72
4.6.	Señal de respuesta del filtro rechazabanda	73
4.7.	Señales de respuesta del filtro rechazabanda con y sin variación en el	
	factor de calidad respectivamente	74

## Índice de cuadros

2.1.	Resultados del análisis de balance armónico para diferentes magni-	
	tudes en la señal de entrada del <i>buffer</i>	22
2.2.	Características eléctricas del buffer de voltaje implementado con una	
	celda FFVF	25
2.3.	Resultados del análisis de balance armónico para diferentes magni-	
	tudes en la señal de entrada del OTA	30
2.4.	Características eléctricas del amplificador operacional de transconduc-	
	tancia	32
2.5.	Resultados del análisis de balance armónico para diferentes magni-	
	tudes en la señal de entrada en el resistor implementado con transisto-	
	res CMOS QFG	36
4.1.	Características eléctricas post-layout del buffer de voltaje implemen-	
	tado con una celda FFVF	69
4.2.	Características eléctricas post-layout del amplificador operacional de	
	transconductancia	70

CE DE CUADROS

### Prefacio

La electrónica, tal cual como hoy la conocemos, tuvo sus modestos inicios a principios del siglo XX con el procesamiento y generación de señales eléctricas que portan algún tipo de información, utilizando dispositivos que generan una corriente electrica que puede ser controlada o modulada de alguna manera. Aunque ya se conocía de forma empírica la función de los filtros en el procesamiento de señales telegráficas mucho antes de la invención del audión (un tubo al vacío equivalente a un triodo) por Lee de Forest en 1906 [1], el procesamiento de señales portadoras de información por medio de filtros comenzó a adquirir un marco formal con la teoría moderna de aproximaciones de filtros propuesta por Wilhelm Cauer en 1931 [2]. En aquel entonces, los filtros estaban basados en redes RLC que son capaces de implementar diferentes tipos de funciones de transferencia de forma bastante confiable. Tuvo que pasar algo de tiempo después de la invención del transistor bipolar para llegar a los amplificadores operacionales. Con dichos dispositivos, era posible implementar filtros cuya ganancia en la banda de paso podía ser mayor a uno. El primer filtro bicuadrático que fue implementado con amplificadores operacionales es el famoso filtro de Sallen y Key [3]. Más adelante, otros circuitos basados en amplificadores para implementar funciones arbitrarias de segundo orden fueron propuestos (el mejor ejemplo sería la topología Kerwin-Huelsman-Newcomb o KHN). Los nuevos circuitos permitían alcanzar factores de calidad más altos comparados contra el circuito propuesto por Sallen y Key [3].

El desarrollo de circuitos electrónicos para implementar operaciones de filtrado no se detuvo allí. Se propusieron otras técnicas tales como el filtrado de señales usando circuitos con capacitores conmutados [4] así como circuitos basados en Mosfets y capacitores [5]. Un avance muy importante lo constituye el desarrollo de circuitos basados en amplificadores operacionales de transconductancia (OTAs) y capacitores [6]. Dado que los OTAs son circuitos que trabajan en lazo abierto, es posible alcanzar frecuencias de operacion considerablemente más altas que con circuitos basados en amplificadores operacionales. Los amplificadores operacionales tradicionales tradicionales limitan las frecuencias máximas de operación de los mismos. También se propusieron técnicas análogas a las técnicas de filtrado con capacitores conmutados [8] y resistencias conmutadas [9].

Otras técnicas para la implementación de filtros de tiempo contínuo fueron propuestas basadas en el uso de transformaciones de coordenadas (lineales y no lineales). Aquí destaca el trabajo de Tsividis, Carlosena y Frey [10–12]. Los así llamados filtros "log-domain" son otro de los avances en este ámbito [13, 14].

En tiempos recientes, ha surgido una nueva técnica para el procesamiento de señales que puede ser usada en aplicaciones en donde la respuesta transitoria generada por el filtro a una señal de entrada dada es vista como una perturbación indeseada. En general, el diseño de un filtro está concebido en términos de su respuesta en estado estable a un cierto estímulo (una señal sinusoidal, por ejemplo). Sin embargo, esta respuesta generalmente va acompañada de una respuesta transitoria que decaerá a cero a medida que el tiempo avanza. Aunque en varias aplicaciones se puede tolerar la presencia de la respuesta transitoria del filtro (ésta tendrá que desaparecer de todas formas), en otras aplicaciones dicha respuesta puede entorpecer el proceso de adquisición de una señal dada (particularmente cuando el filtro está siendo utilizado como un observador de alguna variable en un sistema de control). Esta técnica tiene su antecedente más inmediato en el problema fundamental de la metrología dinámica: en dicha disciplina, se desea estimar una señal que cambia en el tiempo de la forma más precisa posible tomando en cuenta la dinámica del sistema de medición usado [15].

Para implementar sistemas de procesamiento de señales que sean capaces de ejecutar algún tipo particular de procesamiento, usualmente se recurre a sistemas lineales invariantes en el tiempo como punto de partida. El prototipo de semejante sistema de procesamiento debe poseer un comportamiento en el dominio de la frecuencia que es deseado por el diseñador. Este sistema estará descrito en términos de uno o varios parámetros descriptivos, como por ejemplo la ganancia a una frecuencia dada, el ancho de banda, el factor de calidad, la localización de sus polos y ceros, etc. Dichos parámetros pueden estar o no relacionados unos con otros. Al modificar temporalmente los valores de algunos de estos parámetros, la respuesta del sistema original será modificada, Si la modificación inducida en los parámetros del sistema original lleva a una reducción de su respuesta transitoria para un estímulo dado bajo el mismo conjunto de condiciones iniciales, se habrá sintetizado un sistema con una respuesta transitoria mejorada.

Los filtros con parámetros variantes en el tiempo encajan dentro de la descripción anteriormente formulada. En general, un filtro con parámetros variantes en el tiempo está caracterizado por el ajuste temporal de uno o varios de sus parámetros descriptivos con el objeto de reducir la respuesta transitoria del mismo a un estímulo dado. Los filtros con parámetros variantes en el tiempo fueron propuestos por Kaszyński y sus colaboradores [16–21]. En tiempos más recientes, otros grupos de investigación se han involucrado en el desarrollo de este tipo de filtros. Cabe mencionar los avances obtenidos en este campo por Walczak y Romanowska [22], así como por Gutiérrez de Anda y sus colaboradores [23–26].

En este trabajo de tesis se presentará la extensión del concepto de filtrado con parámetros variantes en el tiempo a funciones de transferencia de segundo orden de tipo rechazabanda. Asimismo, se presentarán algunos bloques de circuito que pueden ser usados en la implementación de un filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo.

El presente trabajo es un resultado paralelo del proyecto intitulado "Diseño e im-

plementación de filtros contínuos pasabajas con parámetros variantes en el tiempo". Dicho proyecto es llevado a cabo en el Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica (INAOE). Tal proyecto cuenta con el financiamiento del Fondo de Investigación Científica Básica del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología.

### Capítulo 1

## Filtros con parámetros variantes en el tiempo

### 1.1. Principio de operación de los filtros con parámetros variantes en el tiempo

Para entender el principio de operación de los filtros con parámetros variantes en el tiempo, es necesario partir de una comparación de desempeño entre varias funciones de transferencia disponibles para filtros pasabajas. De manera más específica, hay que considerar una colección de filtros pasabajas de segundo orden basados en diferentes aproximaciones (Butterworth, Chebyshev, Chebyshev inverso y elíptico). Para propósitos prácticos, estos filtros tendrán el mismo ancho de banda. Sin pérdida de generalidad, se asumirá que la frecuencia angular de dichos filtros a 3 dB es igual a 1 rad/s. Cuando sea relevante, se asumirá que el rizo en la banda de paso que puede tener la aproximación considerada es de 1 dB. En las figuras 1.1 a 1.4 está representada la respuesta en magnitud de los filtros anteriormente mencionados así como la respuesta al escalón unitario de los mismos. Dado que, por definición, un filtro pasabajas tiene que dejar pasar una señal constante en magnitud a frecuencias bajas, se ha elegido un escalón unitario

#### 2 1.1. Principio de operación de los filtros con parámetros variantes en el tiempo



FIGURA 1.1: (a) Respuesta en magnitud de un filtro Butterworth (b) Respuesta a un escalón unitario para dicho filtro



FIGURA 1.2: (a) Respuesta en magnitud de un filtro Chebyshev (b) Respuesta a un escalón unitario para dicho filtro



FIGURA 1.3: (a) Respuesta en magnitud de un filtro Chebyshev inverso (b) Respuesta a un escalón unitario para dicho filtro



FIGURA 1.4: (a) Respuesta en magnitud de un filtro elíptico (b) Respuesta a un escalón unitario para dicho filtro

#### 4 1.1. Principio de operación de los filtros con parámetros variantes en el tiempo

como una señal de prueba para estos sistemas. Para los filtros pasabanda, por ejemplo, la señal para probar su respuesta en el dominio del tiempo sería una señal sinusoidal con frecuencia idéntica a la frecuencia de paso de los mismos. Para propósitos de comparación de las respuestas indicadas en las figuras 1.1 a 1.4, se ha asumido que las condiciones iniciales en t = 0 son idénticas y son iguales a cero. Es posible tomar otro conjunto de condiciones iniciales para los filtros. Sin embargo, dichas condiciones iniciales deben ser las mismas para todas las aproximaciones consideradas de tal forma que la respuesta de los filtros no se vea "acelerada" o "retrasada" al forzar a los filtros al recorrer diferentes trayectorias dinámicas desde diferentes puntos de arranque. En todas estas figuras se puede ver que las respuestas transitorias de los filtros tienen tiempos de establecimiento que son relativamente dispares entre unos y otros. La aproximación Butterworth tiene el tiempo de establecimiento más corto, mientras que la aproximación Chebyshev inversa tiene el tiempo más largo. Esto quiere decir que, en principio, el diseñador tendría un cierto grado de libertad para escoger una aproximación que tuviera un tiempo de establecimiento que fuera aceptable para su aplicación. Sin embargo, dicha elección no necesariamente corresponderá a la respuesta en el dominio de la frecuencia esperada para dicho sistema.

Asumiendo que los filtros pasabajas considerados en este ejemplo están descritos por medio de la siguiente ecuación diferencial escalar

$$y''(t) + 2\zeta_c \omega_{n_c} y'(t) + \omega_{n_c}^2 y(t) = \omega_{n_c}^2 u(t)$$
(1.1)

donde u(t) y y(t) representan, respectivamente, la entrada y la salida del filtro, mientras que  $\omega_{n_c}$  y  $\zeta_c$  representan, respectivamente, a la frecuencia natural de las oscilaciones no amortiguadas del filtro y al factor de atenuación de las mismas para u(t) = 0, una solución al problema sería la de temporalmente incrementar el parámetro  $\omega_{n_c}$  para reducir la duración de la respuesta transitoria del filtro. Asimismo, se puede incrementar el factor  $\zeta_c$  para reducir la magnitud del sobretiro (si es que éste está presente en la respuesta original) y de esta forma mejorar la respuesta transitoria.

Un filtro pasabajas con parámetros variantes en el tiempo puede ser modelado por medio del la siguente ecuación diferencial escalar

$$y''(t) + 2\zeta(u(t), t) \cdot \omega_n(u(t), t) \cdot y'(t) + \omega_n^2(u(t), t) \cdot y(t) = \omega_n^2(u(t), t) \cdot u(t) \quad (1.2)$$

En esta ecuación, los parámetros  $\omega_n(u(t), t)$  y  $\zeta(u(t), t)$  ahora son funciones de las entradas del filtro y del tiempo. A diferencia de los filtros adaptivos (en donde sus parámetros también varían en función de una o más variables en función de algún esquema de optimización) [27], las funciones  $\omega_n(u(t), t)$  y  $\zeta(u(t), t)$  están determinadas en función de una regla de control predefinida que involucra alguna propiedad específica de la entrada que recibe el filtro. Por tanto, el sistema representado por la ecuación (1.2) es, en esencia, un sistema no lineal [28].

Heurísticamente se ha determinado que las funciones  $\omega_n(u(t), t)$  y  $\zeta(u(t), t)$  involucradas en la ecuación (1.2) deben ser exponenciales decrecientes [16–18]. En [24] se ha validado el mecanismo de operación para dichos filtros en términos de los así llamados eigenvalores variantes en el tiempo. Para este propósito, se consideró como punto de partida la dinámica de la siguiente ecuación diferencial escalar

$$y''(t) + 2\zeta(t) \cdot \omega_n(t) \cdot y'(t) + \omega_n^2(t) \cdot y(t) = \omega_n^2(t) \cdot u(t)$$
(1.3)

donde  $\omega_n(t)$  y  $\zeta(t)$  están dadas por las siguientes expresiones

$$\omega_n(t) = \begin{cases} \omega_{n_c} & t \le 0\\ \omega_{n_c} + \Delta \omega e^{-t/r} & t > 0 \end{cases}$$
(1.4a)

$$\zeta(t) = \begin{cases} \zeta_c & t \le 0\\ \zeta_c + \Delta \zeta e^{-t/r} & t > 0 \end{cases}$$
(1.4b)

En las funciones anteriormente dadas,  $\omega_{n_c}$  y  $\zeta_c$  son los parámetros descriptivos del filtro descrito por la ecuación (1.1) y cuya conducta transitoria debe ser mejorada, r

#### 6 1.1. Principio de operación de los filtros con parámetros variantes en el tiempo

representa la tasa de variación exponencial en el tiempo de las funciones  $\omega_n(t)$  y  $\zeta(t)$ . Finalmente,  $\Delta \omega$  y  $\Delta \zeta$  representan los incrementos en valor que deberan experimentar los parámetros  $\omega_{n_c}$  y  $\zeta_c$  respectivamente en t = 0.

A diferencia de la ecuación (1.2), la dependencia de  $\omega_n(t)$  y  $\zeta(t)$  de la entrada u(t) ha sido eliminada explícitamente en la ecuación (1.3). La razón de esto es que la entrada u(t) determina *en qué momento* debe inducirse una variación en los valores de los parámetros descriptivos del filtro. La determinación del instante (o los instantes) de tiempo en donde esta compensación debe ser ejecutada está generalmente a cargo de un sistema no lineal estático *que hace las veces de control* para el filtro con parámetros variantes en el tiempo [28]. Por esta razón, la ecuación (1.3) es también usada para establecer las propiedades de estabilidad que el filtro con parámetros variantes en el tiempo debe tener.

Para que la ecuación (1.3) pueda ser considerado como un modelo válido para un filtro con parámetros variantes en el tiempo, sus propiedades de estabilidad deben ser consideradas. Dicho sistema debe cumplir con las siguientes condiciones:

- La respuesta del sistema cuando u(t) = 0 para cualquier condición inicial debe decaer a cero (estabilidad asintótica)
- La respuesta del sistema cuando u(t) es una señal acotada en magnitud debe tambien ser acotada en magnitud.

La última condición es satisfecha si y sólo si la respuesta de la ecuación (1.3) cuando u(t) = 0 posee estabilidad exponencial asintótica [29]. Dado que es difícil establecer las soluciones generales del sistema indicado en la ecuación (1.3), hay que usar métodos alternativos para determinar si el sistema posee estabilidad exponencial asintótica. En [28] un método para determinar si el sistema en cuestión tiene estabilidad exponencial asintótica es presentado. Dicho método está basado en el concepto de los modos de un sistema lineal. Una descripción formal de dicho concepto para el caso lineal invariante en el tiempo puede hallarse en la referencia [30]. El método presentado en [28] es aplicado para el análisis de la establidad en filtros con parámetros variantes en el tiempo.

La idea detrás de los filtros pasabajas con parámetros variantes en el tiempo puede ser extendida a otros tipos de filtros. En tiempos recientes, se ha propuesto filtros pasabanda con parámetros variantes en el tiempo [31] así como filtros rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo [32]. De la misma forma, se han propuesto incluso algunos esquemas para implementar filtros con parámetros variantes en el tiempo como algoritmos para la implementación de filtros digitales. Sin embargo, son muy pocos los circuitos de tiempo contínuo reportados en la literatura que implementan filtros con parámetros variantes en el tiempo a nivel circuito en procesos de tecnología CMOS. Aquí conviene mencionar el trabajo presentado en [25] y [26].

#### **1.2.** Contribuciones de esta tesis

El objetivo de esta tesis es el desarrollo de bloques de circuito que puedan ser usados en la implementación de un filtro rechazabanda de tiempo contínuo con parámetros variantes en el tiempo. Los resultados de esta tesis son los siguientes:

- Se propuso e implementó un filtro rechazabanda cuyo factor de calidad puede ser ajustado por medio de una corriente de polarización. Para ajustar la respuesta transitoria de dicho filtro, se estableció que la mejor estrategia para este objetivo es la variación de su factor de calidad.
- Se propuso e implementó un circuito destinado a la generación de señales exponenciales decrecientes. Este circuito es usado para modular el factor de calidad del filtro desarrollado anteriormente.
- Se propuso un sistema de control para un filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo.

 Finalmente, se validó el funcionamiento del filtro rechazabanda y del generador de señales exponenciales por medio de un arreglo ex-profeso para tal propósito.

#### 1.3. Organización de este documento

La presente tesis de maestría está organizada de la siguiente manera

- En el Capítulo 2, se presentará un filtro rechazabanda cuyo factor de calidad puede ser ajustado libremente. El filtro propuesto está basado en un circuito clásico reportado en la literatura para la implementación de un filtro rechazabanda. Dicho circuito utiliza un lazo de retroalimentación para mejorar su factor de calidad. Para ajustar el factor de calidad de dicho filtro, la ganancia del lazo de retroalimentación es variada por medio de una corriente de polarización.
- En el Capítulo 3, se presentará un esquema que puede ser usado para el control de la variación de los parámetros del filtro rechazabanda. Asimismo, se presentará la implementación de un sistema que tiene por objeto generar una señal exponencial decreciente. Dicho sistema es fundamental para inducir una reducción en la respuesta transitoria del filtro.
- En el Capítulo 4, se validará la operación de los bloques de circuitos desarrollados en los capítulos previos. Para tal propósito, se conectará el filtro rechazabanda junto con el generador de señales exponenciales en una configuración que permita verificar si ocurre una reducción de la respuesta transitoria del filtro a una señal sinusoidal cuya frecuencia será igual a la de la frecuencia de rechazo del filtro cuando sus parámetros son variados.
- Finalmente, el Capitulo 5 presentará las conclusiones de esta tesis.

### Capítulo 2

### El filtro rechazabanda

Los filtros rechazabanda son frecuentemente utilizados en aplicaciones en las cuales una frecuencia no deseada tiene que ser eliminada. Por esta razón, es típico encontrar esta clase de filtros en sistemas de instrumentación los cuales permiten eliminar la frecuencia de interferencia introducida por la línea de alimentación de 60Hz o por otras fuentes de ruido dejando intacta la señal de interés. De esta manera la señal de interés es acondicionada para su posterior procesamiento.

Para que un filtro rechazabanda sea muy selectivo, con una banda de rechazo muy estrecha, su factor de calidad Q debe ser grande. Los filtros con una Q relativamente grande presentan una respuesta transitoria de gran duración lo cual afecta la respuesta de la señal de interés. Por otro lado, en los filtros con un factor de calidad Q pequeño su banda de rechazo es grande y se pierde parte del espectro de la señal. Sin embargo, su respuesta de estado transitorio es de menor duración. Para entender un poco mejor este concepto, en la figura 2.1 están representadas las respuestas de los filtros rechazabanda con diferentes valores del factor de calidad Q a la frecuencia de rechazo. A medida que el factor de calidad se incrementa, la respuesta transitoria es más larga en duración.



FIGURA 2.1: Respuestas en el dominio de la frecuencia y transitorias de un filtro rechazabanda con frecuencia de rechazo de 60 Hz y diferentes valores de Q

#### 2. El filtro rechazabanda

En un esquema ideal, sería deseable combinar la selectividad del filtro rechazabanda con Q grande y la rapidez de la respuesta transitoria del filtro rechazabanda con Q pequeña. Con el objetivo de alcanzar las propiedades dinámicas anteriormente mencionadas en la operación de un filtro rechazabanda, es posible variar su factor de calidad Q durante un intervalo de tiempo para obtener una muy selectiva respuesta de magnitud junto con una respuesta transitoria de corta duración.

En este capítulo se describe la estructura de un filtro rechazabanda de tiempo continuo con factor de calidad ajustable. Dicho filtro puede ser usado en la síntesis de un filtro con parámetros variantes en el tiempo. El filtro es implementado con una red doble T formada a partir de elementos resistivos y capacitivos y que incluye un lazo de retroalimentación negativa [33]. La variación del factor de calidad es realizada mediante la modificación de la ganancia del lazo de retroalimentación negativa. La ajustabilidad de la ganancia del lazo de retroalimentación permite el ajuste del factor de calidad del filtro durante un intervalo de tiempo cuando se detectan cambios abruptos en la magnitud de la señal de entrada obteniendo así una selectiva magnitud de respuesta con un estado transitorio de corta duración. La retroalimentación utilizada para generar la variación del factor de calidad es implementada a través de circuitería analógica, la cual está formada por buffers de voltaje y amplificadores operacionales de transconductancia. El filtro rechazabanda lineal de tiempo continuo con Q ajustable con una respuesta transitoria de corta duración es implementado en un proceso de tecnología AMS de  $0.35\mu$  CMOS 2P/4M y su comportamiento es verificado a través de simulaciones.

# 2.1. Circuitos que conforman al filtro rechazabanda

La función general de transferencia de un filtro rechazabanda de segundo orden está determinada por la siguiente expresión:

$$T(s) = \frac{s^2 + w_0^2}{s^2 + \frac{w_0}{Q}s + w_0^2}$$
(2.1)

En esta expresión,  $w_0$  es la frecuencia central del filtro y Q es el factor de calidad. El ancho de la banda de rechazo B está relacionado con el factor de calidad Q y la frecuencia central  $w_0$  mediante la siguiente expresión:

$$B = \frac{w_0}{Q} \tag{2.2}$$

Para un alto valor en el factor de calidad Q, el ancho de la banda de rechazo se reduce y el filtro es más selectivo. A medida que el factor de calidad se incrementa, la duración del estado transitorio en el filtro se incrementa también. Dicho fenómeno es más notable a frecuencias bajas. Al reducir el factor de calidad, la duración de la respuesta transitoria del filtro se reduce. Sin embargo, la magnitud de las componentes de frecuencias de la señal a procesar muy cercanas a la frecuencia que hay que eliminar pueden ser atenuadas y en consecuencia se puede perder parte de la información del espectro de la señal. Para mejorar la respuesta transitoria del filtro rechazabanda, es posible variar el factor de calidad Q de un valor mínimo a un valor máximo durante el intervalo de tiempo en el que se presenten las condiciones en la señal de entrada para la aparición de la conducta transitoria en la respuesta del filtro rechazabanda.
La implementación del filtro rechazabanda de segundo orden es llevada a través de una red doble T, llamada así por la forma de conexión de sus elementos pasivos. Dicha red es presentada en la figura 2.2. Idealmente esta red presenta una atenuación infinita para la frecuencia central de rechazo de:

$$f_0 = \frac{1}{2RC\pi} \tag{2.3}$$

La simple red RC doble T como la que aparece en la figura 2.2, por su naturaleza, presenta una pendiente suave en la banda de transición por lo que se atenúan sin desearlo componentes de frecuencia de la señal que se pretende procesar. De hecho el factor de calidad de este filtro es de 1/4, tal como se muestra en la figura 2.3. En esta figura el filtro tiene una frecuencia central  $f_0$ =60Hz.



FIGURA 2.2: Topología del filtro rechazabanda implementada únicamente con elementos pasivos RC



FIGURA 2.3: Respuesta del filtro rechazabanda implementado únicamente con elementos RC

Para mejorar el grado de selectividad que presenta la red RC se utiliza una retroalimentación negativa mediante elementos activos como se muestra en la topología de la figura 2.4. De la figura 2.4, se determina que la función de transferencia para el circuito está dada mediante la siguiente expresión [33]:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^2 + \frac{1}{R^2 C^2}}{s^2 + \frac{4(1-A)}{RC}s + \frac{1}{R^2 C^2}}$$
(2.4)

De la función de transferencia expresada en la ecuación anterior A es la ganancia del lazo de retroalimentación. Mediante la expresión (2.4) se determina que la frecuencia angular de rechazo está dada por  $\omega_0 = 1/(RC)$ , mientras que el factor de calidad en el filtro está dado mediante la siguiente expresión:

$$Q = \frac{1}{4(1-A)}$$
(2.5)

Como se observa de la ecuación (2.5), el factor de calidad Q depende de la ganancia de retroalimentación. Para incrementar Q, la ganancia puede variar en el intervalo [0,1]. Si A es muy cercana a 1, Q será grande. De la ecuación (2.5) se puede concluir que es posible ajustar el factor de calidad del filtro rechazabanda sin modificar la frecuencia de rechazo.



FIGURA 2.4: Topología del filtro rechazabanda con retroalimentación negativa mediante bloques activos analógicos

Si el circuito atenuador presenta un polo en su función de transferencia como se indica en la siguiente expresión:

$$V_{out}(s) = A \frac{P_a}{s + P_a} V_{in}(s)$$
(2.6)

La expresión (2.4), se convierte en una expresión de tercer orden como se indica en la siguiente ecuación:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^3 + ps^2 + \frac{1}{C^2 R^2}s + \frac{p}{C^2 R^2}}{s^3 + (p + \frac{4}{CR})s^2 + (\frac{-4Ap}{CR} + \frac{4p}{CR} + \frac{1}{C^2 R^2})s + \frac{p}{C^2 R^2}}$$
(2.7)

En la figura 2.5 aparece la curva de respuesta del filtro dado por la ecuación (2.7). En este caso  $f_0$  es igual a 60Hz y la ganancia del lazo de retroalimentación *A* es igual a -0.445dB. Se asume que el polo dominante del atenuador está en p=100kHz. Al realizar una comparación entre la curva de respuesta del filtro implementado únicamente con una red RC, que se muestra en la figura 2.3, y la figura de respuesta del filtro utilizando elementos activos en el lazo de retroalimentación, como se muestra en la figura 2.5, se concluye que la última presen-



FIGURA 2.5: Gráfica de respuesta de la ecuación (2.7), para los valores de  $f_0$ =60Hz, p=100kHz, A=-0.445dB, C=1nF y R=2.65M $\Omega$ 

ta una mejor respuesta, en cuanto a factor de calidad se refiere. En esta última figura se observa un factor de atenuación muy alto para la frecuencia central de 60Hz, con un factor de calidad de 5. Así mismo, se observa que la influencia del polo dominante del atenuador no existe en la banda cercana a la frecuencia de rechazo.

En la figura 2.6 se muestran los elementos que forman al circuito atenuador utilizado en la retroalimentación para generar la variación de los parámetros en

la función de transferencia del filtro rechazabanda para poder ajustar su factor de calidad. El circuito atenuador, es implementado usando dos *buffers* de voltaje del tipo *Folded Flipped Voltage Follower* (FFVF) [34] y dos amplificadores de transconductancia. A través de la variación en la corriente de polarización del FFVF se obtiene la función requerida para la variación del factor de calidad del filtro rechazabanda logrando las características mencionadas anteriormente.

Hay, sin embargo, un problema en la utilización de los buffers de voltaje anteriormente mencionados. Al realizar una variación en la corriente de polarización en el



FIGURA 2.6: Bloques analógicos que forman al atenuador en el filtro rechazabanda

*buffer* de voltaje se genera una variación en el voltaje de *offset* en la salida del circuito. Para eliminar el voltaje de *offset* en la salida de éste *buffer* se utiliza otro *buffer* de voltaje con una entrada de señal cero, pero con un nivel de voltaje en *dc* igual al de la señal a procesar, con el objetivo que proporcione un nivel de *offset* igual al del *buffer* que tiene la señal proveniente de la red doble T para posteriormente ser reducido mediante los amplificadores de transconductancia. De esta forma, al realizar la variación en la corriente de polarización en ambos *buffers* se obtienen niveles de voltajes en *dc* iguales que son eliminados posteriormente a través de la resta de voltaje en modo común con un par diferencial.

Los voltajes de *offset* que se generan en los *buffers* son en principio eliminados a través de una diferencia en el primer amplificador operacional de tranconductacia que entrega una corriente de salida proporcional a la diferencia de voltajes en sus entradas. Para convertir la corriente en una señal de voltaje que pueda ser retroalimentada hacia la red doble T se emplea un segundo amplificador operacional de tranconductacia en configuración de resistor. De ésta manera el voltaje de *offset* introducido hacia la red doble T será el voltaje de *offset* del amplificador operacional de transconductancia el cual puede hacerse muy pequeño. En las siguientes secciones se hablará de estos bloques del circutio atenuador con mayor detalle.

#### 2.1.1. Buffer de voltaje Folded Flipped Voltaje Follower

El *buffer* de voltaje utilizado es implementado en una celda *Folded Flipped Voltage Follower* (FFVF) el cual se muestra en la figura 2.7. La celda FFVF presenta un lazo local de retroalimentación a través del transistor  $M_2$  con lo cual se tiene una buena respuesta en frecuencia, un desempeño lineal con baja sensitividad al mismatch de sus componentes, un alto rango en el valor de la impedancia de carga y es robusta a variaciones de proceso [34]- [35].

El *buffer* de voltaje implementado con el *Folded Flipped Voltage Follower* no está limitado por el voltaje de umbral  $V_T$  de la retroalimentación a través del transistor  $M_2$ , como ocurre en el caso del *buffer* de voltaje implementado con el *Flipped Voltage Follower* (FVF). Esto permite grandes señales en la entrada del *buffer* de voltaje FFVF. La señal de salida en este tipo de *buffer* de voltaje FFVF puede ser muy grande como  $V_{DD}$  menos un  $V_{DS1}$  para el transistor  $M_1$  menos un  $V_{GS2}$  necesario para el transistor  $M_2$  y tan bajo como  $V_{SS}$  más un  $V_{DS,2IB}$  requerido en la polarización de la fuente de corriente  $2I_B$ . En consecuencia se puede concluir que la excursión máxima del voltaje de salida en volts para este circuito esta dado por la siguiente ecuación [35]:



FIGURA 2.7: Topología del *buffer* de voltaje implementado con una celda *Folded Flipped Voltage Follower* FFVF

$$V_{excursion} = V_{DD} - V_{DS,2IB} - V_{DS1} - V_{GS2} - V_{SS}$$
(2.8)

#### 2. El filtro rechazabanda

De la expresión (2.8) se puede concluir que la excursión máxima del voltaje de salida depende del voltaje de alimentación y de las condiciones de polarización del circuito. Por lo tanto, el circuito puede ser usado con un bajo voltaje de polarización que permita manejar grandes señales y en particular en tecnologías modernas con transistores CMOS con un bajo voltaje de umbral  $V_T$ . La principal desventaja de esta topología es el consumo de potencia debido al consumo de corriente por las ramas de M<sub>1</sub> y M<sub>2</sub>.

Mediante el modelo en pequeña señal del *buffer* de voltaje mostrado en la figura 2.8, sin considerar efectos de segundo orden en los transistores, se puede determinar la función de transferencia de ganancia en voltaje y su impedancia de salida como se muestra en las ecuaciones (2.9) y (2.10) respectivamente.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{gm_1(gm_2R_{ibias} + 1)r_{o1}R_x}{gm_1(gm_2R_{ibias} + 1)r_{o1}R_x + gm_2R_{ibias}R_x + R_{ibias} + r_{o1} + R_x}$$
(2.9)

$$\frac{V_o}{I_o} = \frac{(R_{ibias} + r_{o1})R_x}{gm_1(gm_2R_{ibias} + 1)r_{o1}R_x + gm_2R_{ibias}R_x + R_{ibias} + r_{o1} + R_x}$$
(2.10)

En las ecuaciones (2.9) y (2.10)  $R_x$  es el resultado del paralelo de  $R_{2ibias} ||r_{o2}||C_L$ dando como resultado la siguiente expresión:

$$R_x = \frac{R_{2ibias}r_{o2}}{sCR_{2ibias}r_{o2} + r_{o2}}$$
(2.11)

Cuando se tienen espejos de corrientes semejantes a un espejo ideal, con una impedancia de salida muy elevada,  $R_x \approx R_{2ibias}$ .

Mediante un análisis de balance armónico se puede determinar la distorsión en la respuesta de un circuito. Las curvas en la figura 2.9 muestran la respuesta del *buffer* de voltaje al análisis de balance armónico para diferentes magnitudes en la señal de



FIGURA 2.8: Modelo de pequeña señal del buffer de voltaje FFVF

entrada con un barrido en su frecuencia que va de 10Hz hasta 10MHz. De esta forma se puede determinar el intervalo de linealidad en la respuesta del *buffer* para diferentes magnitudes de la señal en su entrada. Durante el análisis de balance armónico se realiza un barrido en la corriente de polarización en el intervalo en el cual se obtiene la función de ganancia en el lazo de retroalimentación para poder variar el factor de calidad *Q*. El intervalo de la variación de la corriente de polarización para ajustar el factor de calidad va de 10 a  $43\mu$ A.

En la parte izquierda de la figura 2.9 se muestra la distorsión armónica total (THD) en dB para diferentes valores de la señal de entrada. En el apéndice *A* se muestran los listados en *Hspice* con los comandos que fueron utilizados en todos los análisis realizados en el circuito del *buffer* de voltaje.

De la observación de las curvas en la figura 2.9 se deduce que la distorsión total de armónicos THD en la señal de respuesta del *buffer* se mantiene constante hasta una cierta frecuencia. La distorsión total de armónicos se dispara después de un cierto valor en la frecuencia de la señal de entrada como consecuencia de capacitancias parásitas presentes en el circuito. Sin embargo, los niveles de distorsión en la señal de salida se mantienen en niveles aceptables para la aplicación del *buffer*, en el procesamiento de señales de amplitud pequeña, entre un rango de frecuencia de 400KHz para diferentes valores de la señal de entrada. Es importante mencionar que este rango de linealidad en la señal de respuesta del *buffer* se consigue aún cuando cambian las condiciones de polarización en el circuito a través de su corriente.



FIGURA 2.9: Curvas de THD del buffer para diferentes magnitudes en la señal de entrada

Los valores mostrados en la tabla 2.1 resumen el comportamiento del *buffer* implementado con una celda FFVF de acuerdo a los resultados del análisis de balance armónico. Se concluye que el peor caso de distorsión en el circuito se presenta en respuesta de una señal de entrada cuya magnitud es de 900mV. Para un intervalo de frecuencias de 200kHz, la distorsión armónica es de -21dB.

Con la finalidad de garantizar que el *buffer* de voltaje presenta un ancho de banda necesario, en función de las condiciones requeridas al graficar la ecuación (2.7), se realiza un análisis en *ac* al circuito. El análisis en *ac* es realizado haciendo una variación en la corriente de polarización.

La variación de la corriente inicia en  $10\mu$ A y termina en  $43\mu$ A. De esta forma la ganancia del *buffer* es modificada a través de la retroalimentación negativa por el transistor M<sub>2</sub>, para lograr la variación necesaria en el factor de calidad del filtro rechazabanda.

Como se observa en la figura 2.10, la ganancia del *buffer* depende de la corriente de polarización en el circuito y es muy cercana a la unidad con un sobretiro para corrientes

Voltaje de entrada [mV]	Frecuencia [Hz]	Distorsión total [dB]
Vin = 100mV	400KHz	-85.6dB
Vin = 300mV	300kHz	-75.5dB
Vin = 500mV	200KHz	-70dB
Vin = 700mV	30Hz	-47dB
Vin = 900mV	200kHz	-21dB

CUADRO 2.1: Resultados del análisis de balance armónico para diferentes magnitudes en la señal de entrada del *buffer* 

de polarización del orden de  $10\mu$ A como consecuencia del movimiento de los polos en *buffer* en el plano complejo. Sin embargo, a medida que la corriente de polarización aumenta hasta  $43\mu$ A el efecto del sobretiro disminuye notablemente. Es importante destacar, que al variar la corriente de polarización en el circuito su ancho de banda a -3dB no se ve afectado drásticamente. El *buffer* presenta una ganancia de 0dB y un ancho de banda a -3dB de 10MHz con una corriente de polarización de 10 a  $43\mu$ A.



#### 2. El filtro rechazabanda

La figura 2.11 muestra la ganancia del *buffer* al realizar un barrido en la corriente de polarización del circuito. La corriente de polarización varia de 10 a  $43\mu$ A en un análisis en *ac*. Esta variación permite ajustar el factor de calidad del filtro rechazabanda con el objetivo de reducir la duración del estado transitorio de la señal filtrada en el filtro rechazabanda. Como se observa en la figura, para un rango de variación en la corriente de polarización de 10 a  $43\mu$ A corresponde una ganancia en voltaje de salida en el *buffer* de 0.995 a 0.950 respectivamente. Con tal ganancia, se obtiene un factor de calidad en el filtro de 20 a 5 respectivamente. A partir de ésta misma figura, se nota que la ganancia del circuito disminuye a medida que se incrementa la corriente de polarización y viceversa como una consecuencia del la reducción en el valor de la resistencia de salida  $r_{o1}$  del transistor M<sub>1</sub> expresada por la ecuación (2.12), [36].



$$r_o \approx \frac{1}{\lambda I_{bias}} \tag{2.12}$$

FIGURA 2.11: Variación en la ganancia del *buffer* mediante la variación en su corriente de polarización utilizada para modificar el factor de calidad Q

Para determinar los niveles en dc que la señal de entrada pueda tener para su correcto procesamiento en el *buffer* se realiza un barrido en dc en la señal de entrada. El análisis es realizado para dos intervalos en la corriente de polarización del circuito, 10 y 43µA respectivamente. Como se muestra en las curvas de la figura 2.12, la parte lineal en la curva de la función de transferencia donde la pendiente es la unidad corresponde al rango de voltaje de entrada en el *buffer*.

A través de las curvas en la figura 2.12, se observa que el rango de voltaje de entrada en la señal está en el intervalo de -0.6 a 1.2V para una corriente de polarización de  $10\mu$ A. Cuando la corriente de polarización en el circuito cambia a  $43\mu$ A, el rango de voltaje de entrada en la señal se desplaza hacia el intervalo que va de -0.1 a 1V.



FIGURA 2.12: Niveles de voltaje de salida del *buffer* ante la variación de voltaje de *dc* en la entrada del circuito

Al aumentar la corriente de polarización en el circuito, además de reducirse la ganancia de salida, el rango de voltaje de entrada disminuye también. Para una corriente de polarización de  $10\mu$ A se tiene un rango de excursión en la salida de -1.52 a 0.2V y de -1.51 a -0.51V para una corriente de polarización de  $43\mu$ A.

En la tabla 2.2, se resumen las características eléctricas del *buffer* de voltaje implementado con una celda FFVF, utilizado para modificar el factor de calidad del filtro rechazabanda.

Parámetros	Magnitudes
Voltaje de polarización	± 1.65V
Corriente de polarización	10 - 43μA
Consumo de potencia	165 - 353.8μW
Ganancia	0dB
Ancho de banda a -3dB	10MHz
THD peor caso	-21dB @ 200kHz para Vin=0.9V
Rango dinámico de entrada para Ib= $10\mu$ A	1.8V de -0.6 a 1.2V
Rango dinámico de entrada para Ib= $43\mu$ A	1.1V de -0.1 a 1.0V
Rango dinámico de salida para Ib=10 $\mu$ A	1.72V de -1.52 a 0.2V
Rango dinámico de salida para Ib=43 $\mu$ A	1.0V de -1.51 a -0.51V

CUADRO 2.2: Características eléctricas del *buffer* de voltaje implementado con una celda FFVF

## 2.1.2. Amplificador operacional de transconductancia Folded-Cascode single ended

En la figura 2.13 se muestra a nivel transistor otro de los bloques que forman al circuito atenuador. En esta figura se muestra la topología de un OTA, con par diferencial tipo *n* en la entrada, utilizado para reducir el voltaje de *offset* variante en los *buffers* de voltaje debido a la variación en su corriente de polarización. En esta topología se incluye un esquema de polarización a través de espejos de corriente.

En el diseño de esta topología, todos los transistores en el esquema de polarización y los del par diferencial mantienen una corriente constante de  $130\mu$ A a través de sus ramas con el propósito de poder manejar cargas resistivas y capacitivas de la red RC que se muestra en la figura 2.2. En los transistores M<sub>16</sub>, M<sub>17</sub>, M<sub>22</sub>-M<sub>25</sub> circula una corriente de rama de 412 $\mu$ A. Para los transistores M<sub>26</sub> y M<sub>27</sub> la corriente de rama que circula será la suma de la corriente de rama del



FIGURA 2.13: Topología del Amplificador Operacional de Transconductancia *Folded-Cascode single-ended* 

par diferencial y de la corriente de rama de salida para este caso 542 $\mu$ A. Un amplifi-

cador con terminación cascode contribuye a reducir el ruido térmico y flicker debido a que su transconductancia efectiva es baja como consecuencia de la alta resistencia presente en sus fuentes de corriente. Por esta razón se elige este tipo de topología de OTA. Asímismo, este tipo de amplificador no requiere compensación debido a que la carga es el polo dominante en el circuito. Sin embargo, este esquema influye fuertemente en la resistencia de salida del amplificador, en la ganancia de voltaje, en la transconductancia y el ancho de banda [37].

Se han desarrollado algunas técnicas para mejorar la linealidad del OTA en configuración de lazo abierto [38]- [39], las cuales pueden ser agrupadas en tres categorías principalmente: atenuación, cancelación de términos no lineales y degeneración de fuente. Esta última técnica, consiste en introducir una retroalimentación negativa a través de un resistor conectado entre las terminales de las fuentes de los transistores del par diferencial de la entrada.

La técnica de degeneración de fuente a través del resistor en el par diferencial es utilizada en el OTA debido a su fácil implementación y buenos resultados, a través de un resistor y dos fuentes de corrientes de polarización, para obtener un mayor rango dinámico de entrada. El valor del resistor utilizado en la implementación de ésta técnica es el inverso de la transconductancia en el par diferencial, es decir  $1/g_m$ .

La transconductancia de un OTA cascode con resistencia de degeneración de fuente, mostrado en la figura 2.13, está determinada por la siguiente expresión:

$$G_M = \frac{g_m}{1 + g_m R} \tag{2.13}$$

En este circuito los transistores  $M_{24}$  y  $M_{25}$ , la impedancia vista en las terminales de drenaje de los transistores  $M_{26}$  y  $M_{27}$  y el espejo de corriente cascode formado por los transistores  $M_{16}$ ,  $M_{17}$ ,  $M_{22}$  y  $M_{23}$  guían la señal en corriente de la entrada del par diferencial hacia la salida del OTA con una ganancia unitaria. La resistencia de salida del OTA utilizado para formar el atenuador es igual al paralelo de la resistencia de salida vista desde el drenaje de los transistores  $M_{25}$  y  $M_{22}$ 

$$R_{out} = r_{out,25} \| r_{out,22} \tag{2.14}$$

De la ecuación anterior  $r_{out,25} = r_{o25}[1+g_{m25}((r_{o20}+R)||r_{o26})]$  y  $r_{out,22} = r_{o22}[1+g_{m22}r_{o17}]$ . Por lo tanto, la ganancia en voltaje del amplificador a utilizar, para reducir el voltaje de *offset* en los *buffer*, está determinado por la siguiente ecuación:

$$A_V = G_M R_{out} \tag{2.15}$$

Existen principalmente tres fuentes de distorsión en un OTA [36]. La primera es una señal de entrada grande hacia el par diferencial provocando que la transconductancia del amplificador varié ampliamente. La segunda fuente de distorsión es el *offset* debido al *mismatch* entre los elementos, lo cual genera armónicos de orden par. Y la tercera fuente, es un voltaje de entrada en modo común erróneo que puede sacar a los transistores del par diferencial, o el transistor de polarización del par diferencial, fuera de su región de saturación.

Las curvas de la figura 2.14 muestran la distorsión de la señal de salida del amplificador para diferentes magnitudes en la señal de entrada. El peor caso de distorsión observado, en el análisis realizado en el OTA, es de -21dB para una señal de entrada de 700mV a una frecuencia de 30kHz. Sin embargo, debido a que el rango de linealidad del OTA se encuentra dentro de la frecuencia y magnitud de la señal a procesar, se considera la respuesta del OTA aceptable para formar parte del circuito atenuador.



FIGURA 2.14: Curvas de THD en el OTA para diferentes magnitudes de la señal entrada

En la tabla 2.3 se resume la distorsión total de armónicos en la señal de salida del OTA para diferentes valores en la señal de entrada en respuesta a la variación de la frecuencia en la señal.

Voltaje de entrada [mV]	Frecuencia [Hz]	Distorsión total [dB]
Vin = 100mV	30KHz	-56.5dB
Vin = 300mV	30KHz	-42.5dB
Vin = 500mV	30KHz	-30.4dB
Vin = 700mV	30KHz	-21.6dB

CUADRO 2.3: Resultados del análisis de balance armónico para diferentes magnitudes en la señal de entrada del OTA

La gráfica de Bode en la figura 2.15 muestra la magnitud del OTA en respuesta al análisis de ac. El OTA presenta una ganancia de -68.5dB correspondiente a una corriente de salida de 375.8 $\mu$ A en un ancho de banda a -3dB de 19MHz para una corriente de polarización de  $130\mu$ A.



FIGURA 2.15: Gráfica de Bode de magnitud del OTA

En la figura 2.16 se muestra la fase de la señal de salida en corriente del OTA, el margen de fase es de 70° para éste circuito. En el apéndice *A* se muestran los listados en *Hspice* de los análisis realizado en el OTA que justifican su utilización para formar el circuito atenuador.

La parte lineal de la curva de la figura 2.17 corresponde al rango de voltaje de entrada en modo común. Se observa a través de ésta figura el rango de voltaje en dc de la señal de entrada hacia el par diferencial de ±400mV para una salida en corriente de -145 a 230 $\mu$ A. La linealidad de la respuesta del circuito es aceptable. Sin embargo, el rango de la señal de entrada es pequeño debido a que el circuito presenta una alta ganancia y satura rápidamente la señal en la salida.

La tabla 2.4 resume las características eléctricas del amplificador operacional de transconductancia que es utilizado en la implementación del atenuador en el filtro rechazabanda.





FIGURA 2.17: Gráfica del rango dinámico en la entrada y salida en el OTA

Parámetros	Magnitudes
Voltaje de polarización	± 1.65V
Corriente de polarización	130µA
Consumo de potencia	5.76mW
Ganancia	-68.5dB
Ancho de banda a -3dB	19MHz
THD peor caso	-21.6dB @ 30KHz para Vin=0.7V
Margen de fase	$70^{0}$
Rango dinámico de entrada	±400mV de -400mV a 400mV
Rango dinámico de salida	375µA de -145µA a 230µA
Voltaje de offset	9.9µV

CUADRO 2.4: Características eléctricas del amplificador operacional de transconductancia

### 2.1.3. Resistores implementados mediante transistores CMOS QFG

Los transistores *quasi - floating gate* (QFG) son esencialmente transistores CMOS cuyas compuertas son débilmente acopladas a un voltaje de polarización de *dc* a través de un elemento altamente resistivo. Varias técnicas han sido reportadas para la implementación del elemento resistivo de acoplamiento tales como la utilización de diodos polarizados en forma inversa y mediante transistores CMOS operando en la región de subumbral [40]- [41].

La última técnica es utilizada en la implementación del resistor de acoplamiento mediante transistores CMOS en región de subumbral, en la cual la señal de entrada en circuito QFG hacia la compuerta del transistor es acoplada a través de capacitores de valores muy pequeños (en el orden de picofaradios o menores). La ventaja de utilizar ésta técnica es que la constante de tiempo asociada al voltaje  $V_X$  es pequeña. Además, el valor de la resistencia obtenida a través del resistor en región de subumbral es menor que el valor obtenido a través de la técnica con diodos polarizados en región inversa, con lo cual se tienen un mejor control del voltaje  $V_X$  sobre efectos de la temperatura.

Los transistores CMOS en región de subumbral son frecuentemente utilizados como resistores programables electrónicamente en aplicaciones tales como filtros de tiempo continuo, multiplicadores, amplificadores de ganancia de voltaje, convertidores, etc [6]. Ésta implementación presenta dos principales limitaciones: primero, el rango de ajuste del resistor es limitado y la excursión de la señal es impuesta por las condiciones de polarización para garantizar que el dispositivo operará en la región de tríodo  $(V_{DS} \leq V_{GS} - V_T)$ . Segundo, la distorsión puede aumentar como consecuencia del término cuadrático en la expresión que relaciona la corriente de drenaje con el voltaje de drenaje y fuente como se describe mediante la siguiente ecuación

$$I_D = k[2(V_G - V_T)(V_D - V_S) - m(V_D - V_S)^2]$$
(2.16)

En la figura 2.18 se muestra la topología de la implementación de resistores CMOS con un esquema promediador de voltaje de compuerta mediante capacitores compactos [41] con la finalidad de aumentar el rango de la señal de entrada y mejorar la linealidad.

De la figura 2.18, el transistor  $M_G$  en región de subumbral es utilizado para el acoplamiento de dc de la compuerta del transistor  $M_R$ . El voltaje de compuerta-drenaje de  $M_G$  es generado a través de  $M_{BG}$  conectado en configuración de diodo, el cual también opera en la región de subumbral debido a la pequeña corriente de polarización  $I_{sub}$ . A través del voltaje  $V_P$  se ajusta el valor del resistor implementado con  $M_R$ .



FIGURA 2.18: Esquema de la implementación de un resistor mediante transistor CMOS QFG en región de subumbral

Para determinar la linealidad del resistor implementado con transistor CMOS se utiliza un amplificador diferencial inversor con ganancia unitaria como el esquema que se muestra en la figura 2.19. A través de ésta topología y mediante un análisis de balance armónico realizado en el resistor para diferentes magnitudes en la señal de entrada, se puede determinar la distorsión total de armónicos THD

en la señal de salida y conocer el comportamiento lineal del resistor. En el apéndice *A* se muestran los listados en *Hspice* con los códigos utilizados en las simulaciones realizadas en el circuito del resistor implementado con transistores CMOS.

En las curvas de la figura 2.20 se muestran los resultado del análisis de balance



FIGURA 2.19: Circuito utilizado en la caracterización del resistor implementado con transistor CMOS

armónico realizado al resistor. De éstos resultados se observa que la distorsión total THD, para una magnitud de 100mV en la señal de entrada, en la señal de salida es de -24dB en un rango de frecuencia de 30KHz. Para una magnitud en la señal de entrada de 900mV la distorsión se presenta a frecuencias del orden de 0.620KHz.

En la tabla 2.5 se resumen los resultados del análisis de balance armónico realizado. Al realizar una comparación entre las tablas 2.1, 2.3 y 2.5 que muestran la THD del *buffer* de voltaje, amplificador y el resistor implementado con transistores CMOS respectivamente. Se observa que la mayor distorsión en la señal de salida es originada en el resistor implementado con transistores, para una magnitud en la señal de entrada de 900mV a una frecuencia de 0.620kHz.



FIGURA 2.20: Curvas de THD en el resistor para diferentes magnitudes en la señal de entrada

Voltaje de entrada [mV]	Frecuencia [Hz]	Distorsión total [dB]
Vin = 100mV	30KHz	-24dB
Vin = 300mV	15KHz	-15dB
Vin = 500mV	12KHz	-13dB
Vin = 700mV	1KHz	-1dB
Vin = 900mV	0.620KHz	-1.7dB

CUADRO 2.5: Resultados del análisis de balance armónico para diferentes magnitudes en la señal de entrada en el resistor implementado con transistores CMOS QFG

Para conocer la forma de onda de respuesta del circuito, de la figura 2.19, se realiza un análisis transitorio. El análisis es realizado para dos diferentes magnitudes en la señal de entrada, 100mV y 900mV respectivamente. Los resultados son mostrados en las curvas de la figura 2.21.



FIGURA 2.21: Curvas de respuesta al análisis transitorio realizado en el resistor implementado con transistor CMOS para diferentes magnitudes de la señal de entrada, 100mV y 900mV respectivamente

La curva de respuesta para una señal de entrada sinusoidal cuya magnitud es de 100mV a una frecuencia de 100KHz en el resistor implementado con transistor CMOS se muestra en la parte superior de la figura 2.21. Como se observa en ésta curva la respuesta es semejante a la señal de entrada. Sin embargo, la THD es de -24dB en la señal de salida. La curva de respuesta para una señal de entrada senoidal de magnitud de 900mV a una frecuencia de 100KHz se muestra en la parte inferior de la figura 2.21 cuya THD es de -1.7dB. Su respuesta en el análisis transitorio no es nada semejante a la señal de excitación. Por esta razón, se utiliza una señal de entrada cuya magnitud es de 100mV.

# 2.2. Simulación del filtro rechazabanda constituido por bloques analógicos

En la figura 2.22 se muestra la topología del filtro rechazabanda, en la cual los resistores de la red doble T mostrada en la figura 2.4, son sustituidos por elementos resistivos implementados con transistores CMOS.

La frecuencia central del filtro rechazabanda está determinada mediante la ecuación (2.3) y la función de transferencia por la expresión (2.7) considerado que el circuito atenuador presenta un solo polo dominante. Para obtener un factor de calidad entre 5 y 20 para el filtro rechazabanda, determinado mediante la expresión (2.5), la ganancia de lazo de retroalimentación debe ser variada en un intervalo de 0.950 a 0.9875 respectivamente, como se muestra en la figura 2.11.



FIGURA 2.22: Topología del filtro rechazabanda con elementos resistivos implementados con transistores CMOS QFG

#### 2. El filtro rechazabanda

La distorsión total de armónicos THD en la señal de respuesta del circuito atenuador en el peor caso es de -70.5dB ante una señal de entrada cuya magnitud es de 500mV a una frecuencia de 100kHz. Cuando la magnitud de la señal de entrada en el circuito atenuador disminuye, la distorsión total en la señal de respuesta presenta una distorsión total de -85dB para un rango de frecuencia de 100kHz. La distorsión total en la señal de respuesta aumenta de manera considerable despues de 100kHz en la señal de entrada para las dos magnitudes de entrada que se utilizaron en el análisis de balance armónico, como se muestra en las curvas de la figura 2.23.

Sin embargo, el rango de linealidad que presenta el circuito atenuador se considera aceptable para el procesamiento de señal realmente pequeñas. En el apéndice *A* se muestran los listados en *Hspice* del código utilizado en el análisis del circuito atenuador que forma el lazo de retroalimentación en el filtro rechazabanda.



La frecuencia central de rechazo a 60Hz y la variación del ancho de banda de rechazo, como consecuencia del ajuste en la corriente de polarización del *buffer* de voltaje, es mostrada en la figura 2.24. La curva mostrada en ésta figura es el resultado obtenido con elementos resistivos ideales en la red RC doble T, la cual presenta un factor de atenuación en el filtro de rechazabanda de -55dB.



resistores ideales en la red doble T

#### 2. El filtro rechazabanda

Cuando los resistores en la red doble T son sustituidos por resistores implementados con transistores CMOS, como se muestra en la figura 2.22, se obtiene el siguiente resultados como se muestra en la figura 2.25. En ésta figura se muestra la frecuencia central de rechazo y la variación en la banda de rechazo en función de la variación de la corriente de polarización en los *buffer* de voltaje. A partir de ésta figura, se observa que la banda de rechazo es menos estrecha y presenta una menor variación en función de la variación de la corriente de polarización en el *buffer* en comparación con la figura de respuesta obtenida con elementos resistivos ideales en la red doble T del filtro. El factor de atenuación en el filtro, cuando se tienen elementos resistivos implementados con transistores CMOS, es de -38dB. Como se puede observa de esta figura, el factor de atenuación se ha reducido como consecuencia de la distorsión introducida en la implementación de los resistores de alto valor.



FIGURA 2.25: Gráfica de la frecuencia central de rechazo en el filtro rechazabanda utilizando resistores implementados con transitores CMOS QFG en la red doble T

#### 2.3. Conclusiones

En este capítulo se presentó un filtro rechazabanda lineal con factor de calidad ajustable. Se mencionó el principio de funcionamiento del filtro a través de los bloques utilizados en la implementación del filtro. Se mencionaron los argumentos bajo los cuales se realizó la elección de los bloques que forman la estructura del circuito atenuador que permite ajustar la ganancia del lazo de retroalimentación hacia la red doble T, con el objetivo de variar el factor de calidad del filtro. De todos los elementos caracterizados en la implementación del filtro, la mayor distorsión es introducida a través de los resistores construidos en base a transistores CMOS de compuerta flotante. La distorsión generada en estos resistores, es causada por el término cuadrático en la expresión del voltaje de drenaje a fuente  $V_{DS}$  en la ecuación de corriente de drenaje del transistor. Para reducir la distorsión en los elementos resistivos es necesario disminuir principalmente el valor de la resistencia utilizada en la red RC en el procesamiento de señales de baja frecuencia, entre otras cosas. Por otra parte, el rango de la señal de entrada a ser procesada está limitado por las condiciones de polarización para mantener al transistor CMOS en la región de subumbral. Los elementos que forman al circuito atenuador, el buffer de voltaje y el OTA, presentan niveles de distorsión bajos para la magnitud de la señal de entrada establecida, en el rango de los cientos de kilohertz, por las condiciones del resistor implementado con transistores CMOS. De los resultados obtenidos a través de las simulaciones realizadas en el filtro se mostró que el factor de atenuación alcanzado, cuando se utilizan elementos resistivos implementados con transistores, puede mejorar a medida que la distorsión que generan éstos elementos se reduzca. Otro factor importante observado, que no permite alcanzar un mayor factor de atenuación, es la alta sensitividad presente en el filtro principalmente en la red doble T constituída por los resistores y capacitores.

## Capítulo 3

## Sistema de generación de señales exponenciales

## 3.1. Consideraciones generales en el diseño de un control para la variación de parámetros

Como fue indicado en el Capítulo 1, todo filtro con parámetros variantes en el tiempo posee un control que establece en qué momento debe ser inducido un cambio en el valor de los parámetros del mismo para mejorar su conducta transitoria. El filtro propuesto en esta tesis no es la excepción. En esta sección se propondrá un mecanismo general para el control de los parámetros del filtro rechazabanda.

Para entender la idea detrás del mecanismo propuesto, es necesario considerar primero el control propuesto en [28] para la inducción de variación de parámetros en un filtro pasabajas. Dicho control aparece representado en la figura 3.1. La idea detrás de este control es esencialmente la de detectar cambios bruscos en la amplitud de la señal de entrada. Dichos cambios de la señal de entrada se asemejan en principio a una señal escalón. Dado que la respuesta transitoria del filtro pasabajas para una señal escalón puede considerarse como el peor caso de las posibles respuestas transitorias que el filtro puede generar, es de interés particular detectar su aparición. El

#### **3.1. Consideraciones generales en el diseño de un control para la variación de** 44 parámetros

control presentado en la figura 3.1 solamente inducirá un cambio en los valores de los parámetros del filtro cuando la amplitud de la variación detectada en amplitud exceda el valor de umbral  $u_{step}$ . En el esquema propuesto en la figura 3.1, el valor del retardo  $\tau$  está correlacionado con la rapidez mínima que debe tener la señal de entrada para que ésta pueda inducir una conducta transitoria en el filtro que deba ser compensada por el control. Más detalles sobre este control pueden hallarse en la referencia [28].



FIGURA 3.1: Control basado en detección de variaciones de amplitud para un filtro pasabajos con parámetros variantes en el tiempo



FIGURA 3.2: Control propuesto para la inducción de variación de parámetros en un filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo

El control propuesto para el filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo está representado en la figura 3.2. El principio de funcionamiento de este control es el siguiente: un filtro pasabanda con un factor de calidad bajo es usado para detectar la presencia de la señal a eliminar. Este filtro tiene un factor de calidad bajo para asegurar que su respuesta sea rápida y pueda permitir la detección de la señal a eliminar. Hay que notar que este filtro también detectará a otras señales que estén muy cercanas a la frecuencia que debe ser suprimida. Una situación similar a ésta se

presenta en el control de la figura 3.1 para un filtro pasabajas (los "escalones" que son detectados por este circuito no son precisamente señales de tipo escalón en un sentido real). En todo caso, el diseñador debe hallar un buen compromiso entre la respuesta transitoria del filtro pasabanda presente en el control y el ancho de banda de las señales que este mismo filtro puede detectar. La salida del filtro pasabanda es pasada a un detector de potencia. Dicho detector deberá determinar la potencia RMS de la señal del filtro. El retardo y el bloque de diferencia indicados en la figura 3.2 tienen como objeto detectar variaciones en la potencia de la señal de entrada en la banda de frecuencia establecida por el filtro pasabanda. El circuito rectificador de onda completa sirve para detectar no sólo cambios *crecientes* de la potencia de la filtro rechazabanda.

Si la potencia en la banda de frecuencias detectada por el filtro pasabanda ha cambiado en un intervalo de tiempo  $\tau$  por una cantidad mayor a  $P_{min}$ , el comparador generará una señal en alto

que activará a un circuito monoestable no redisparable que proveerá al control de una base de tiempo  $t_b$  para la generación de una señal exponencial decreciente. Dicha señal será usada para modular el factor de calidad del filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo.

Debe notarse que los esquemas de control presentados en esta sección para un filtro pasabajas y para un filtro rechazabanda son susceptibles de muchas mejoras si se considera una implementación digital para los mismos. Sin embargo, los sistemas propuestos pueden, en principio, ser implementados de manera analógica con una inversión mínima en número de transistores, consumo de potencia y área.

El sistema propuesto en la figura 3.2 ha sido simulado para verificar su funcionamiento. Antes de demostrar su funcionamiento, es necesario primero mostrar el efecto de la modificación temporal del factor de calidad del filtro rechazabanda en el mismo. Este filtro está modelado por la siguiente ecuación diferencial escalar

$$y''(t) + \frac{\omega_0}{Q(t)}y'(t) + \omega_0^2 y(t) = u''(t) + \omega_0^2 u(t)$$
(3.1)

donde  $\omega_0$  representa a la frecuencia angular de rechazo del filtro y Q(t) es la función que determina cómo es que el factor de calidad del filtro es variado en el tiempo. Para propósitos de claridad, se asume que la función Q(t) está dada por la siguiente expresión

$$Q(t) = Q_c - Q_v(t) \tag{3.2}$$

En esta expresión, la constante  $Q_c$  representa al factor de calidad original del filtro para su adecuada operación en el dominio de la frecuencia, mientras que la función  $Q_v(t)$ es la responsable de la variación temporal del factor de calidad del filtro para mejorar su respuesta transitoria. Esta función adopta la siguiente forma

$$Q_v(t) = \Delta Q e^{-t/r} \tag{3.3}$$

Para esta expresión, las constantes  $\Delta Q$  y r son siempre positivas y indican, respectivamente, el coeficiente máximo de reducción temporal del factor de calidad y la constante de tiempo de decrecimiento exponencial de la función  $Q_v(t)$ .

Se puede demostrar sin gran dificultad [30] que la ecuación (3.1) puede ser representada usando variables de estado de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} x_1'(t) \\ x_2'(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_0^2 & \frac{\omega_0}{Q(t)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\omega_0}{Q(t)} \\ \frac{\omega_0^2 + \omega_0 Q_v'(t)}{Q^2(t)} \end{bmatrix} u(t) \quad (3.4a)$$

$$y(t) = x_1(t) + u(t) \quad (3.4b)$$

Esta representación será usada para poder verificar de forma numérica que el control propuesto en la figura 3.2 es capaz de detectar variaciones de potencia en la frecuencia de rechazo e inducir, en su momento, un cambio temporal en el factor de calidad del filtro rechazabanda.

En la figura 3.3 se presenta la respuesta de un filtro rechazabanda con una frecuencia de rechazo  $f_0 = 15$  Hz y Q = 20. En la figura 3.4 aparece la respuesta de un filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo ante la misma frecuencia. Para este filtro, se asume que  $f_0 = 15$  Hz y Q = 20.

Asimismo, se asume que  $\Delta Q = 15$  y r = 4.8. Estas constantes fueron elegidas tomando en cuenta consideraciones de estabilidad exponencial asintótica las cuales serán presentadas más adelante. Como puede verse, la respuesta del filtro con parámetros variantes es mucho más rápida que la respuesta del filtro rechazabanda tradicional.



FIGURA 3.3: Respuesta del filtro rechazabanda clásico con Q=20.



3.1. Consideraciones generales en el diseño de un control para la variación de parámetros

FIGURA 3.4: Respuesta del filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo.

Para probar el control de parámetros del filtro rechazabanda presentado en la figura 3.2 se asume que la señal que el filtro rechazabanda debe eliminar es una señal como la indicada en la figura 3.5. En la figura 3.6 se presenta la respuesta del filtro rechazabanda tradicional con Q = 20. En la figura 3.7 se presenta la respuesta del filtro con parámetros variantes en el tiempo con el control de variación de parámetros. Para este control, se asume que  $t_c = 4 * r$ ,  $\tau = 0.2$  y  $P_{min} = 0.25$ . Estas constantes fueron elegidas para poder detectar variaciones relativamente bruscas en la potencia de la señal de entrada. Como puede verse, el control responsable de la inducción de variaciones en el factor de calidad del filtro cumple con su cometido.


FIGURA 3.5: Señal de entrada del filtro rechazabanda usada para la verificación del sistema de control del factor de calidad propuesto en la figura 3.2.



FIGURA 3.6: Respuesta de un filtro rechazabanda normal con Q=20 para la señal indicada en la figura 3.5.



FIGURA 3.7: Respuesta del filtro rechazabanda con parámetros variantes para la señal indicada en la figura 3.5.

Para poder hacer más realista la simulación del control de variación de parámetros en un contexto netamente analógico, se asumió que el detector de potencia está representado por el diagrama a bloques indicado en la figura 3.8. En este esquema de detección de poder, la frecuencia de corte del filtro pasabajos  $\omega_p$  debe satisfacer la relación

$$\omega_p = \frac{\omega_0}{10} \tag{3.5}$$

Si bien es cierto que en tiempos recientes se han propuesto varios esquemas para la detección de potencia para aplicaciones de comunicaciones de alta frecuencia (ver, por ejemplo, la referencias [42–44]), el esquema propuesto en la figura 3.8 es relativamente simple de modelar matemáticamente en términos de ecuaciones diferenciales algebráicas. Dichas ecuaciones pueden ser resueltas mediante los métodos numéricos provistos por Octave.



FIGURA 3.8: Esquema de detección de poder considerado para el control del filtro rechazabanda

Una simplificación adicional puede ser generada para el retardo y el bloque de diferencia indicados en la figura 3.2. Una aproximación muy sencilla para la función de transferencia del retardo  $H_{\tau}(s)$  está dada por la siguiente expresión:

$$H_{\tau}(s) = e^{-s\tau} \approx \frac{2 - s\tau}{2 + s\tau} \tag{3.6}$$

La aproximación presentada es una aproximación de primer orden de Padé para el retardo. Dado que la salida del retardo debe ser substraída de su entrada, se puede formular una nueva función de transferencia  $H_s(s)$  que conbine ambas operaciones matemáticas. Esta función de transferencia está indicada abajo

$$H_s(s) = 1 - \frac{2 - s\tau}{2 + s\tau} = \frac{2s\tau}{2 + s\tau}$$
(3.7)

Esta función de transferencia representa a un filtro pasaaltas con una frecuencia de corte igual a  $2\tau$  y una ganancia máxima en la banda de paso igual a 2.

Con las aproximaciones propuestas para los bloques anteriormente mencionados, es posible implementar un sistema analógico completo para un filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo. Para propósitos de referencia, el código en Octave usado para el modelado de este filtro y de su control aparecen en el Apéndice B de esta tesis.

# 3.2. Esquema general para la generación de una señal exponencial decreciente

Para generar la señal exponencial decreciente  $Q_v(t)$  presentada en la sección anterior puede usarse la respuesta de un filtro pasaaltas de primer orden a un escalón unitario. La función de transferencia  $H_{hp}(s)$  para un filtro pasaaltas de primer orden está indicada abajo

$$H_{hp}(s) = \frac{s}{s+a} \tag{3.8}$$

En esta expresión, *a* representa la tasa de decrecimiento exponencial de la respuesta del filtro pasaaltas a un escalón unitario. Asumiendo que las condiciones iniciales del sistema que implementa el filtro son iguales a cero, su respuesta en el dominio del tiempo y(t) a un escalón unitario está dada por la siguiente expresión:

$$y(t) = e^{-at} \tag{3.9}$$

Hay un problema con el uso de un filtro pasaaltas para la generación de una señal exponencial. Si el filtro recibe una secuencia de pulsos con una anchura mínima para los niveles bajo y alto igual a 5/a o mayor, el filtro generará señales exponenciales decrecientes, las cuales serán positivas o negativas en amplitud. En la figura 3.9 está representada dicha situación.

Una solución práctica a este problema es conmutar con la ayuda de un multiplexor y de un flip-flop tipo D entre las respuestas de dos filtros pasaaltas con la misma función de transferencia tal como se indica en la figura 3.10. En este circuito, se asume que el flip-flop hará una transición de estado en un flanco de subida de la señal u(t). El funcionamiento del circuito presentado en la figura 3.10 se detalla a continuación: Cuando la señal de entrada u(t) (la cual es generada por el monoestable presente en el circuito de la figura 3.2) presenta un flanco de subida, el flip-flop cambiará de esta-



FIGURA 3.9: Respuesta de un filtro pasaaltas a un tren de pulsos. Para este filtro, a=1



FIGURA 3.10: Modelo general del sistema generador de exponenciales decrecientes

do. Su estado puede ir de 0 a 1 o bien, de 1 a 0. Dicho cambio de estado generará un cambio de nivel en las salidas Q y  $\overline{Q}$  del flip-flop. Este cambio de nivel inducirá en los filtros pasaaltas presentes en el circuito la generación de una señal exponencial decreciente. Por medio de un circuito multiplexor, sólamente se selecciona aquella señal exponencial que ha sido generada por un pulso que va de 0 a 1. En todo momento, esta señal sólo puede ser generada por alguna de las señales Q y  $\overline{Q}$ .

Es necesario notar que para que la solución propuesta en la Figura 3.10 trabaje de forma adecuada, el tiempo que debe existir entre dos diferentes flancos de subida para la señal de entrada u(t) deben ser de al menos 5/a. Por lo tanto, la duración del pulso  $t_c$  generado por monoestable debe ser de al menos 5/a. Gracias a este mecanismo, es posible lograr que las condiciones iniciales de los sistemas implementados como filtros pasaaltas sean cero (o cercanas a cero). Finalmente, es necesario mencionar que el sistema representado en la figura 3.10 es en realidad un sistema de tercer orden donde una de las variables de estado es de tipo discreto.

## 3.3. Implementación del generador de señales exponenciales

La topología del filtro OTA-C, utilizado en la implementación de la estrategia de control, es mostrada en la figura 3.11 cuya función de transferencia esta expresada mediante la siguiente ecuación:

$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{sG_{M2}}{s + \frac{G_{M1}}{C}}$$
(3.10)

De esta expresión, C es la capacitancia externa en el filtro y  $G_M$  es la transconductancia en el amplificador operacional. Dicho parámetro está definido por la siguiente ecuación:



FIGURA 3.11: Topología del filtro pasaaltas utilizada en el sistema de control.

$$G_M = \frac{g_m}{1 + q_m R} \tag{3.11}$$

donde *R* es el resistor de degeneración de fuente en el par diferencial utilizado para llevar a cabo la linealización en el amplificador.

Los filtros pasaaltas realizados con OTA-C que son utilizados a bajas frecuencias implica tener capacitores de gran valor, amplificadores con muy baja transconductancia y una alta linealidad de respuesta. La topología de los amplificadores operacionales de transconductancia utilizados en la implementación del filtro fueron descritos en la sección anterior.

De la ecuación (3.10), se puede determinar que la ventana de paso del filtro pasaaltas de primer orden está determinada por la transconductancia del  $OTA_1$  y del valor de la capacitancia externa.

Si la capacitancia C aumenta para un valor fijo de  $G_{M1} = G_{M2}$ , la ventana de la banda de disminuye mientras que la ventana de la banda de paso aumenta y viceversa. Es decir, cuando C aumenta la frecuencia de corte a -3dB de la banda de paso disminuye. Sin embargo, cuando C disminuye la frecuencia de corte a

-3dB de la banda de paso aumenta. En la figura 3.12 se muestra la curva correspondiente a la expresión del filtro pasaaltas descrita por (3.10) en la cual  $G_{M1} = G_{M2} = 72\mu$ 



orden.

y C = 25 pF para obtener una ventana pasaaltas a partir de 458kHz a -3dB.

Otro bloque importante utilizado en la implementación del sistema de control, es el flip-flop tipo D, el cual es mostrado a nivel transistor en la figura 3.13. El flip-flop es implementado a través de inversores y compuertas de transmisión. Los transistores de la primera compuerta de transmisión M2 y M1 (NMOS y PMOS) son controlados por las señales de reloj  $\overline{\phi}$  y  $\phi$  respectivamente de igual manera la cuarta compuerta de transmisión M16 y M15. En la segunda compuerta de transmisión los transistores M10 y  $M_9$  (NMOS y PMOS) son controlados por las señales de reloj  $\phi$  y  $\overline{\phi}$  respectivamente. Lo mismo ocurre con la tercera compuerta de transmisión  $M_4$  y  $M_3$ .

Las compuertas de transmisión en el lazo de retroalimentación de cada latch rompen el lazo cuando el dato ha sido escrito. Esto reduce el requerimiento del manejo de circuitos de entrada y del circuito maestro lo cual hace más fácil el cambio de estado en el flip-flop. El flip-flop incluye un inversor local para generar la señal de reloj ne-



FIGURA 3.13: Topología a nivel transistor del flip-flop tipo D utilizado en la implementación del sistema de control.

gada  $\overline{\phi}$ . Sin embargo, existe un riesgo al realizar esta técnica para obtener la señal  $\overline{\phi}$ . Esto ocurre cuando el *clock skew* causa una transmisión en la compuerta del flip-flop originando una simultánea conducción durante un periodo de tiempo corto. Esto origina que el flip-flop pueda conducir una falsa señal de entrada hacia la salida y activar erróneamente las siguientes etapas. El efecto de *clock skew* ocurre cuando señales de reloj complementarias en el flip-flop llegan con retardos diferentes debido al cableado por la distancia entre la señal de reloj y el circuito a controlar. Sin embargo, este efecto se puede omitir por ser un sistema pequeño donde las distancias son pequeñas.

En la figura 3.14 se muestra el esquema completo del circuito desarrollado para la generación de señales exponenciales decrecientes. Dicho circuito será usado para inducir variaciones en el factor de calidad del filtro rechazabanda descrito en el capítulo anterior. De la topología mostrada en la figura 3.14, el flip-flop de transición positiva es el responsable de general las señales complementarias que determinan que filtro pasaaltas se activa para obtener las señales en corriente con decaimiento exponencial en función de la señal de entrada  $V_{IN}$ . El par de compuertas de transmisión (Ct<sub>1</sub>, Ct<sub>2</sub> y Ct<sub>3</sub>, Ct<sub>4</sub>) son activadas de forma complementarias a través de las señales  $\overline{Q}$ , Q respectivamente y de la señal  $V_{IN}$ . De esta manera se garantiza que se obtendrán señales com-



FIGURA 3.14: Topología a nivel bloques del sistema de control propuesto para el filtro rechazabanda.

plementarias necesarias para generar el voltaje de polarización de compuerta-fuente  $V_{GS}$  el cual polariza el espejo del par diferencial en el OTA<sub>2</sub> y OTA<sub>4</sub> respectivamente, permitiendo que los transistores que forman el espejo de polarización de cada OTA pasen a la región de saturación y exista el flujo de corriente por las ramas del par diferencial. Para generar el voltaje de polarización de los espejos en los OTA<sub>2</sub> y OTA<sub>4</sub> se utilizan divisores de voltaje a través de transistores en configuración de diodo. Por otra parte, debido a que la señal de entrada hacia los OTA<sub>1</sub> y OTA<sub>3</sub> debe ser pequeña para no saturarlos, se utilizan transistores en configuración de diodo para generar las señales de entrada. Los divisores de voltajes realizados con transistores son conmutados por las compuertas de transmisión a través de las señales generadas en el flip-flop.

La figura 3.15 muestra el desempeño del sistema propuesto. En la parte superior de esta figura se muestra la señal de reloj  $V_{IN}$  (en este caso para verificar el funcionamiento del sistema) con una amplitud de 1.65 volt máximo, y una periodo de 6s con un tiempo en bajo de la señal de 3s. De esta manera, como se observa a través de

esta figura, en cada periodo se tiene una señal en corriente con caída exponencial. Esto es posible por las conmutaciones a través del flip-flop. Mientras un capacitor se carga para generar la señal exponencial el otro se descarga evitando los tiempos de espera entre éstas descargas.



3.14.

## 3.4. Consideraciones de estabilidad del filtro rechazabanda

Una consideración importante en el diseño de un filtro con parámetros variantes en el tiempo es la estabilidad del mismo. Como fue mencionado en el Capítulo 1 de esta tesis, los sistemas lineales variantes en el tiempo pueden ser usados para determinar las propiedades de estabilidad de filtro un con parámetros variantes en el tiempo [17, 18, 24]. A diferencia de un filtro ordinario donde su estabilidad está garantizada siempre y cuando sus polos estén localizados en el semiplano izquierdo del plano complejo, no hay un criterio basado en algún problema de eigenvalores que pueda ser usado para establecer la estabilidad de un sistema lineal variante en el tiempo. Una de las razones de esto es que, en general, no es posible determinar de manera analítica las soluciones de un sistema lineal variante en el tiempo. Aunque se ha propuesto métodos basados en problemas de eigenvalores para hallar soluciones generales para este tipo de sistemas (ver, por ejemplo [45-49]), estos métodos carecen de aplicabilidad práctica dado que no es siempre posible transformar un problema lineal en un problema no lineal cuya solución es más simple que la del problema original [50].

Para poder analizar las propiedades de estabilidad del filtro considerado, es necesario recurrir al concepto de modo. Para un sistema lineal invariante en el tiempo de la forma

$$\mathbf{x}'(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) \tag{3.12}$$

donde  $\mathbf{x}(t)$  representa al vector de variables de estado del sistema y A es la matriz del sistema [30], un modo puede definirse como una solución del tipo

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{v}e^{\lambda t} \tag{3.13}$$

donde el par  $\{\lambda, \mathbf{v}\}$  constituyen un eigenpar de la matriz **A**. Dicho eigenpar satisface la siguiente relación

$$\mathbf{A}\mathbf{v} = \lambda \mathbf{v} \tag{3.14}$$

La solución indicada en la expresión (3.13) indica una posible dirección de la evolución dinámica de la ecuación (3.12) para una condición inicial dada a través del eigenvector v. Al mismo tiempo, a través de la constante  $\lambda$ , la solución (3.13) indica *qué tan rapido crece o decae exponencialmente a cero ésta*. Todos los eigenvalores de un filtro tradicional tendrán eigenvalores con partes reales negativas. En consecuencia, la respuesta de dichos filtros con condiciones iniciales diferentes de cero para una entrada u(t) = 0 tiene necesariamente que decaer exponencialmente a su punto de equilibrio.

Para un sistema lineal variante en el tiempo, una generalización del concepto de modo se ha propuesto en la referencia [51]. En la referencia [52] se ha llevado a cabo el análisis de la estabilidad del filtro propuesto. Partiendo de la ecuación (3.4a) con u(t) = 0, la magnitud de los modos asociados a dicho sistema fue determinada a partir del cálculo numérico de las soluciones de dicha ecuación para las condiciones iniciales  $[x_1(0), x_2(0)]^T = [1, 0]^T$  y  $[x_1(0), x_2(0)]^T = [0, 1]^T$ . A fin de identificar los modos asociados a la respuesta homogénea del sistema (3.4a), se aplica el proceso de ortogonalización Gram-Schmidt para obtener un conjunto de vectores con direcciones ortogonales. Hay que notar que dicho proceso es también usado para el cálculo de los exponentes de Lyapunov [53]. La magnitud de los vectores ortogonales corresponde a la magnitud de los modos del sistema bajo consideración.

En la figura 3.16 se presentan los modos asociados al filtro rechazabanda tradicional con  $f_0 = 15$  Hz y Q = 20. En la Figura 3.17 se presentan los modos asociados al filtro con parámetros variantes en el tiempo. Para dicho filtro,  $f_0 = 15$  Hz,  $Q_c = 20$ ,  $\Delta Q = 15$  y r = 4.8. De estas gráficas se puede ver que la magnitud de los modos del filtro con parámetros variantes en el tiempo decaen con mayor rapidez comparado contra la magnitud de los modos del filtro rechazabanda original. De los resultados mostrados en las figuras 3.16 y 3.17, se puede ver que, en ambos casos, la respuesta homogénea de los filtros considerados decrece con una tendencia exponencial hacia cero. De acuerdo a la referencia [29], si la respuesta homogénea de un sistema lineal variante en el tiempo decae asintóticamente hacia cero de manera exponencial, dicho sistema mostrará una respuesta acotada en magnitud para una entrada acotada en magnitud. Por lo tanto, el filtro con parámetros variantes en el tiempo tendrá una conducta acotada en magnitud para una señal de entrada acotada en magnitud. Aquí es necesario mencionar que aunque el control para la inducción de variación de parámetros presentado en la figura 3.2 tiene una dinámica propia, dicho control tiene como fin último inducir en un instante de tiempo dado un cambio temporal en el valor del factor de calidad del filtro. Por lo tanto, dicho sistema no modificará las propiedades de estabilidad del filtro.

Finalmente, cabe mencionar que, dado que no pueden hallarse soluciones analíticas para la ecuación (3.4a), hubo que determinar de forma heurística los valores requeridos para r y  $\Delta Q$ . En general, las propiedades dinámicas de estabilidad del filtro rechazabanda propuesto son tolerantes a variaciones en los parámetros propuestos. Esto implica que el sistema propuesto para la generación de señales exponenciales presentado en este capítulo siempre conducirá a una reducción en la conducta transitoria del filtro rechazabanda cuando éste sea implementado como un circuito completamente analógico.



FIGURA 3.16: Modos del filtro rechazabanda tradicional (Q = 20)



FIGURA 3.17: Modos del filtro con parámetros variantes en el tiempo

#### 3.5. Conclusiones

En este capítulo se presentó el concepto general detrás de la estrategia de control para la inducción de la variación de parámetros para un filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo. Dicha estrategia de control es la responsable de decidir en qué momento debe inducirse un cambio en el factor de calidad del filtro rechazabanda. La estrategia peresentada en este capítulo no difiere en mucho de la estrategia establecida para el control de un filtro pasabajas. La única diferencia radica en la detección del contenido de potencia espectral en diferentes bandas de frecuencia para hacer adecuada la aplicación del control a un tipo dado de filtro.

En este capítulo también se presentó un sistema que puede ser usado para la generación de señales exponenciales decrecientes. Dicho sistema está basado en el uso de filtros pasaaltas cuyas respuestas a una señal escalón son conmutadas de forma alternada. Esta estrategia garantiza en todo momento la generación de una señal exponencial decreciente con la misma polaridad. Los resultados de simulación confirman la correcta operación del sistema propuesto.

### **Capítulo 4**

## Verificación del funcionamiento de los bloques diseñados

En los capítulos previos, se diseñaron bloques de circuito que pueden ser usados en la implementación de un filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo. El objetivo de este capítulo es demostrar que dichos bloques pueden ser integrados (con la excepción de la red doble T del Capítulo 2 por la gran cantidad de área de silicio que se requiere en su realización cuando se pretende utilizar el filtro en aplicaciones donde la frecuencia de rechazo esta en el orden de Hertz). Asimismo, se demostrará que dichos bloques pueden operar en conjunto de acuerdo con lo establecido en el Capítulo 3 para la operación del filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo.

#### 4.1. Esquema de prueba para los circuitos

#### propuestos

El circuito que será usado para probar los módulos desarrollados en esta tesis aparece en la figura 4.1. La entrada  $u_s(t)$  es una señal senoidal con una frecuencia igual a la frecuencia de rechazo del filtro rechazabanda, mientras que la señal  $u_p(t)$  es un pulso con amplitud arbitraria que tiene por objeto activar al circuito generador de



FIGURA 4.1: Circuito de prueba para los bloques propuestos.

señales exponenciales decrecientes.

Para propósitos de esta prueba, se asumirá que el filtro rechazabanda tendrá una frecuencia de rechazo de 60 Hz. El factor  $Q_c$  de dicho filtro será igual a 20. Los parámetros  $\Delta Q$  y r asociados al generador de señales exponenciales serán iguales a 15 y 1.2, respectivamente. Con la elección de los parámetros anteriormente mencionados, se garantiza que la respuesta homogéna del filtro rechazabanda tendrá estabilidad exponencial asintótica. A fin de demostrar esto, basta observar que para el ejemplo presentado en el capítulo anterior para la determinación de la estabilidad asintíotica del filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo, las constantes  $Q_c$  y  $\Delta Q$  son las mismas. Sin embargo, la frecuencia de corte de dicho filtro es 4 veces menor a la frecuencia de rechazo considerada, mientras que el factor r es cuatro veces más grande. Aplicando un simple escalamiento en el dominio del tiempo es como se puede ajustar el valor de r para conservar la estabilidad exponencial asintótica en el nuevo filtro [54].

#### 4.2. Layout de los circuitos propuestos

El *layout* del circuito atenuador, presentado a nivel de bloques en la figura 2.6 en el capítulo dos y el *layout* del circuito generador de la señal exponencial presentado en la figura 3.14 en el capítulo tres fueron realizados usando los parámetros de fab-

#### 4. Verificación del funcionamiento de los bloques diseñados

ricación de un proceso CMOS de la compañia AMS de  $0.35\mu$ m con 4 metales y dos niveles de polisilicio. En la realización de los *layouts* se utilizaron dos metales y un nivel de polisilicio. Las consideraciones tomadas en la realización del ambos *layouts* fueron las siguientes: se buscó una orientación, una forma y una dimensión en los transistores de tal forma que fueran semejantes con el objetivo de reducir los efectos de *mismatch* entre dispositivos. Se interdigitalizaron y doblaron los transistores de gran área para obtener formas lo más simétricas e iguales en la constitución del layout. El área mínima de los transistores utilizados fue de dos veces el área mínima permitida por la tecnología. Esto se hizo con la finalidad de minimizar los efectos de variación en el proceso de fabricación. Para disminuir los efectos de modulación de canal y tener una mejor copia en los espejos de corriente se utilizaron transistores de canal largo. Los resistores de degeneración de fuente utilizados en los amplificadores operacionales de transconductancia fueron realizados en polisilicio con una resistencia de cuadro elevada y con anillos de guarda.

El *layout* del circuito atenuador es presentado en la figura 4.2. Dicho layout tiene unas dimensiones de 433.5 $\mu$ m por 166 $\mu$ m. Por tanto, su área es de 0.071961 $\mu$ m<sup>2</sup>. El



FIGURA 4.2: *Layout* del circuito atenuador formado por *buffers* de voltaje y amplificadores operacionales de transconductancia

*layout* del circuito generador de señales exponenciales utilizado en la estrategia de control propuesta para el filtro rechazabanda es mostrado en la figura 4.3. Este *layout* tiene dimensiones de 363.5µm por 290µm lo que forma una área de  $0.105415\mu m^2$ . El área del *layout* del sistema generador de señales es 1.46 veces más grande que el área del *layout* del circuito atenuador. El área total utilizada en la realización del filtro rechazabanda sin incluir la red RC doble T es de  $0.177376\mu m^2$ .



FIGURA 4.3: Layout del circuito generador de señales exponenciales

#### 4.3. Resultados de simulación post-layout

En las siguientes tablas se muestran los resultados de las simulaciones *post-layout* de los bloques de circuitos analógicos utilizados en la realización del filtro rechazabanda. En la tabla 4.1 se muestran los resultados del *buffer* de voltaje, uno de los elementos utilizados para formar el circuito atenuador presentado en el capítulo dos.

Parámetros	Magnitudes
Voltaje de polarización	± 1.65V
Corriente de polarización	10 - 43µA
Consumo de potencia	133.6 - 540μW
Ganancia	0dB
Ancho de banda a -3dB	10MHz
THD	-84.7dB @ 200kHz para Vin=0.1V
THD peor caso	-21dB @ 170kHz para Vin=0.9V
Rango dinámico de entrada para Ib= $10\mu$ A	1.8V
Rango dinámico de entrada para Ib= $43\mu$ A	1.0V
Rango dinámico de salida para Ib= $10\mu$ A	1.7V
Rango dinámico de salida para Ib=43µA	1.0V
Total de transistores CMOS	7

CUADRO 4.1: Características eléctricas *post-layout* del *buffer* de voltaje implementado con una celda FFVF

De los resultados mostrados en esta tabla y de los mostrados en la tabla 2.2 se puede observar que gran parte de éstos son similares a excepción de la potencia de consumo que ha aumentado y el ancho de banda en el análisis de balance armónico ha disminuido por los efectos de las capacitancias parásitas consideradas en éstas simulaciones.

La siguiente tabla muestra los resultados post-layout obtenidos para el amplificador

Parámetros	Magnitudes
Voltaje de polarización	± 1.65V
Corriente de polarización	130µA
Consumo de potencia	5.76mW
Ganancia	-68dB
Ancho de banda a -3dB	16MHz
THD	-56dB @ 25KHz para Vin=0.1V
THD peor caso	-21dB @ 25KHz para Vin=0.7V
Margen de fase	$70^{0}$
Rango dinámico de entrada	±400mV de -400mV a 400mV
Rango dinámico de salida	324µA de -145µA a 179µA
Voltaje de <i>offset</i>	2.6 mV
Total de transistores	27

operacional de transconductancia utilizado en el circuito atenuador.

CUADRO 4.2: Características eléctricas *post-layout* del amplificador operacional de transconductancia

Existe una diferencia entre algunos resultados mostrados en esta tabla y los mostrados en la tabla 2.4. Esta diferencia se observa en el ancho de banda presente en la distorsión total de armónicos y en el ancho de banda a -3dB. La razón son los efectos parásitos considerados en las simulaciones *post-layout*.

No se presentas una comparación entre otros trabajos que hayan realizado previamente filtros rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo a nivel circuitos en tecnología CMOS debido a que no existen. La razón es que muchos de los trabajos realizados sobre esta clase de filtros han sido a nivel sistemas. Si bien es cierto que gran parte de las funciones presentadas en este trabajo pueden ser mejoradas sustancialmente en circuitos digitales, se emigra a al implementación analógica por su sencilla realización, bajo consumo de potencia y menor área de silicio en la integración del sistema.

Las simulaciones *post-layout* fueron realizadas usando el sistema de prueba propuesto en la figura 4.1. En este sistema, el generador de señales exponenciales decrecientes será utilizado para variar el factor de calidad del filtro rechazabanda. La señal de salida del generador exponencial utilizada en la verificación del filtro se muestra en la figura 4.4.



FIGURA 4.4: Señal exponencial utilizada en la estrategia de control del filtro

El valor máximo de la señal exponencial de corriente es de  $43\mu$ A y tiende a un valor de  $10\mu$ A como se observa en la figura 4.4. Para permanecer en un valor constante de corriente de  $10\mu$ A es necesario tener un voltaje de *dc* igual al voltaje requerido de compuerta a fuente  $V_{GS}$  en el espejo de corriente de cada *buffer* donde se lleva la variación de la corriente de polarización. Este voltaje de *dc* es proporcionado por el voltaje de *offset* generado a través del dimensionamiento de los transistores de salida en los filtros pasaaltas en el sistema generador de la señal exponencial. La amplitud de esta señal exponencial está determinado de acuerdo a la corriente de polarización de los *buffer* de voltajes utilizados en la variación del factor de calidad del filtro rechazabanda.

La figura 4.5 representa la señal de entrada utilizada como la señal de prueba en el filtro rechazabanda. Esta señal presenta dos magnitudes diferentes (100 y 200 respectivamente) en intervalos de tiempo iguales con una duración de 6s cada uno. La señal mostrada en esta figura tiene una frecuencia de 60Hz. El periodo de las diferentes magnitudes de esta señal fue considerado en base a la constante de tiempo de la señal exponencial a utilizar en la variación del factor de calidad.



FIGURA 4.5: Señal utilizada como entrada para la verificación del filtro rechazabanda

La señal de respuesta del filtro rechazabanda es mostrada en la figura 4.6. En esta figura se presenta la señal de respuesta del filtro para una señal de entrada de 200mV pico a pico con una duración de 6s, que corresponde al primer periodo de la señal de entrada mostrada en la figura 4.5.

En las curvas de la figura 4.7 se presenta la respuesta del filtro para la señal de

entrada mostrada en la figura 4.5. En la gráfica (a) en la parte superior se presenta la señal de respuesta para cuando se tiene una variación en el factor de calidad del filtro y la gráfica (b) representa la señal de respuesta del filtro rechazabanda para cuando no se tiene variación alguna en los parámetros del sistema. De estas gráficas se puede observa una reducción considerable en la señal de respuesta del filtro rechazabanda cuando se aplica la variación en su factor de calidad.



FIGURA 4.6: Señal de respuesta del filtro rechazabanda



FIGURA 4.7: Señales de respuesta del filtro rechazabanda con y sin variación en el factor de calidad respectivamente

## Capítulo 5

## Conclusiones

En el presente trabajo de tesis se presentó un filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo cuya respuesta transitoria puede ser reducida en duración mediante la variación de su factor de calidad. Junto con este filtro se presentó un sistema de control que tiene por objeto inducir cambios temporales en el valor del parámetro anteriormente mencionado cada vez que la potencia de la señal a eliminar rebase cierto umbral mínimo. Se demostró en el contexto de esta tesis que la respuesta homogénea filtro propuesto no sólo muestra estabilidad exponencial asintótica. Asimismo, se mostró también que el filtro considerado genera una respuesta acotada para una señal de entrada acotada cuando su factor de calidad es variado en el tiempo.

Para la implementación del filtro propuesto se consideró un circuito basado en una red doble T con un lazo de retroalimentación negativa cuya ganancia es controlable. Aunque la implementación considerada es relativamente simple, desde un punto de vista práctico no es muy conveniente debido a la necesidad de tener componentes pasivos con tolerancias muy estrictas para dicha red. Asimismo, los valores de los componentes de dicha red no permiten su integración directa en el caso de que la frecuencia de rechazo esté en el rango de las decenas de Hertz. Aunque en el documento de la tesis se muestra un modelo de variables de estado que puede ser usado para la implementación de este filtro con un esquema más tradicional (por ejemplo, con OTAs y capacitores), el desarrollo de dicho modelo se dió en la parte final de la misma. Por cuestiones de tiempo, no fue posible implementarlo. En todo caso, los resultados de esta tesis sugieren que es posible diseñar un filtro con parámetros variantes en el tiempo para su implementación como circuito integrado. Dicho sistema obviamente tendría aplicaciones directas en sistemas de instrumentación en los cuales es requerido eliminar una perturbación dada con una frecuencia constante.

Los conceptos presentados en esta tesis pueden ser objeto de trabajo futuro. Por ejemplo, se puede implementar utilizando OTAs y capacitores el modelo de variables de estado presentado para el filtro rechazabanda. Asimismo, se puede establecer de manera formal un mecanismo para el ajuste de los parámetros del control propuesto para inducir cambios en el factor de calidad del filtro propuesto. Finalmente, se pueden buscar otras estrategias para inducir variaciones en el valor del factor de calidad del filtro que lleven a la implementación de una estrategia de control con un tiempo de ajuste más corto.

### **Bibliografía**

- J.C.A. Floriani, "Sobre la historia de la electrónica en el primer centenario de su nacimiento: la era termoiónica," *IEEE Latin American Transactions*, vol. 4, no. 4, pp. 242–248, June 2006.
- [2] S. Darlington, "A history of network synthesis and filter theory for circuits composed of resistors inductors and capacitors," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 31, no. 1, pp. 3–13, January 1984.
- [3] M. Ghausi, "Analog active filters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 31, no. 1, pp. 13–31, January 1984.
- [4] P.J. Quinn and A.H.M. van Roermund, Switched-capacitor techniques for highaccuracy filter and ADC design, Springer Verlag, Berlin, 2007.
- [5] Y. Tsividis, M. Banu, and J. Khoury, "Continuous-time mosfet-c filters in vlsi," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 33, no. 2, pp. 125–140, February 1986.
- [6] E. Sánchez Sinencio and J. Silva Martínez, "Cmos transconductance amplifiers, architectures and active filters: a tutorial," *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, vol. 147, no. 1, pp. 3–12, February 2000.
- [7] Toumazou C. and E. Saether, "Switched current circuits and systems," in *Circuits and Systems Tutorials*, S. Porta, N. Battersby, and Toumazou C., Eds., pp. 459–486. John Wiley & Sons, New York, 1995.

- [8] C. Toumazou and N.C. Battersby, "Switched-transconductance techniques: a new approach for tunable, precision analogue sampled-data signal processing," in *Proceedings of the 1993 IEEE International Symposium on Circuits and Systems* (ISCAS '93), 1993, pp. 1247–1250.
- [9] A. Jiraseree-amornkun, A. Worapishet, E.A.M Klumperink, B. Nauta, and W. Surakampontorn, "Theoretical analysis of highly linear tunable filters using switched-resistor techniques," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 55, no. 11, pp. 3641–3654, December 2008.
- [10] Y.P. Tsividis, "Externally linear, time-invariant systems and their applications to companding signal processors," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 44, no. 2, pp. 65–85, February 1997.
- [11] A. López-Martín and A. Carlosena, "Systematic design of companding systems by component substitution," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 28, no. 1, pp. 91–106, July 2001.
- [12] D. Frey, "Synchronous filtering," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I Regular Papers*, vol. 53, no. 8, pp. 1772–1782, August 2006.
- [13] J. Mulder, W.A. Serdijn, A. van der Woerd, and A.H.M. van Roermund, *Dynamic translinear and log-domain circuits: analysis and synthesis*, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, The Netherlands, October 1998.
- [14] D.R. Frey and E.M Drakakis, "Unifying perspective on log-domain filter synthesis," *Electronics Letters*, vol. 45, no. 17, pp. 861–863, August 2009.
- [15] E. Layer, "Basic problems of the calibration of measuring systems intended for dynamic measurements," *Annals of the European Academy of Sciences*, pp. 103– 113, 2006-2007.

- [16] R. Kaszyński, "A proposal of non-stationary low-pass chebyshev's filters," in Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (EFTA'96), 1996, vol. 2, pp. 759–762.
- [17] R. Kaszyński, "Stability of parametric, analog low-pass filters," in *Proceedings* of the 1999 7th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (EFTA'99), 1999, vol. 1, pp. 579–582.
- [18] R. Kaszyński, "Properties of analog systems with varying parameters [averaging/low-pass filters]," in *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'03)*, 2003, vol. 1, pp. 509–512.
- [19] M. Jaskula and R. Kaszyński, "Using the parametric time-varying analog filter to average evoked potential signals," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 53, no. 3, pp. 709–715, June 2004.
- [20] A. Kaszkin, R. Kaszyński, P. Pietrzak, and W. Stiel, "Verfahren und vorrichtung zum gravimetrischen dosieren von schütt- oder fließfähigen wägegut (method and apparatus for gravimetrically metering purable of flowable material to be weighted)," *European Patent Application No. 06012230.6*, June 2006, Application submitted by Siemens AG.
- [21] J. Piskorowski and R. Kaszyński, "A novel concept of phase-compensated continuous-time filters," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 51, no. 1, pp. 39–44, April 2007.
- [22] J. Walczak and A. Romanowska, "Second order ltv sections with simultaneous variation of both parameters," *Elektryka*, vol. 206, no. 2, pp. 53–66, 2008.
- [23] M.A. Gutiérrez de Anda, A. Sarmiento Reyes, L. Hernández Martínez, R. Kaszyński, and J. Piskorowski, "Models of continuous-time linear timevarying systems with fully adaptable system modes," in *New approaches in*

*automation and robotics*, H. Aschemann, Ed., chapter 19, pp. 345–356. I-Tech Education and Publishing, Vienna, Austria, 2008.

- [24] M.A. Gutiérrez de Anda, A. Sarmiento Reyes, L. Hernández Martínez, J Piskorowski, and R. Kaszyński, "The reduction of the duration of the transient response in a class of continuous-time ltv filters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II - Express Briefs*, vol. 56, no. 2, pp. 102–106, February 2009.
- [25] M.A. Gutiérrez de Anda, I. Meza Dector, and J.C. Sánchez García, "A parametervarying lowpass filter with reduced transient response," in *European Conference* on Circuit Theory and Design, 2009, pp. 149–152.
- [26] M.A. Gutiérrez de Anda, I. Meza Dector, J.C. Sánchez García, R. Kaszyński, and J. Piskorowski, "A first-order parameter-varying filter using dynamic translinear techniques," in 14th International IEEE/IFAC Conference on Methods and Models on Automation and Robotics, 2009.
- [27] S. Haykin, Adaptive filter theory, Prentice Hall, New Jersey, 2001.
- [28] J. Piskorowski and M.A. Gutiérrez de Anda, "A new class of continuous-time delay-compensated parameter-varying lowpass elliptic filters with improved dynamic behavior," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 56, no. 1, pp. 179–189, January 2009.
- [29] B. Anderson and J. Moore, "New results in linear system stability," SIAM Journal of Control, vol. 7, no. 3, pp. 398–414, August 1969.
- [30] L.A. Zadeh and C.A. Desoer, *Linear system theory: the state space approach*, McGraw Hill, New York, 1973.
- [31] J. Piskorowski and M.A. Gutiérrez de Anda, "A new concept of continuous-time narrow bandpass q-varying filter with transient supression," in *Proceedings of the 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2010)*, 2010, pp. 1272–1275.

- [32] J. Piskorowski, "A concept of q-varying continuous-time notch filter with improved dynamic behavior," in *IEEE Instrumentation and Measurement Technol*ogy Conference, 2009, pp. 1421–1424.
- [33] A.B. Williams and F.J. Taylor, *Electronic filter design handbook*, McGraw-Hill, New York, 1995.
- [34] R. G. Carvajal, J. Ramírez-Angulo, A.J. López-Martín, A. Torralba, J.A.G. Galán, A. Carlosena, and F.M. Chavero, "The flipped voltage follower: a useful cell for low-voltage low-power circuit design," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I Regular Papers*, vol. 52, no. 7, pp. 1276–1291, July 2005.
- [35] M. Jimeńez Fuentes, R.G. Carvajal, L. Acosta, C. Rubia Marcos, A. López Martín, and J. Ramírez Angulo, "A tunable highly linear cmos transconductor with 80 db of sfdr," *Integration, the VLSI Journal*, vol. 42, no. 3, pp. 277–285, June 2009.
- [36] B. Razavi, *Design of analog CMOS integrated circuits*, McGraw-Hill, New York, 2001.
- [37] D. Binkley, Tradeoffs and optimization in analog CMOS design, John Wiley & Sons, 2008.
- [38] Z.Y. Chang, D. Haspeslagh, and J. Verfaillie, "A highly linear cmos gm-c bandpass filter with on-chip frequency tuning," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 3, pp. 388–397, March 1997.
- [39] A. Veeravalli, E. Sánchez Sinencio, and J. Silva Martínez, "Different operational transconductance amplifier topologies for obtaining very small transconductors," in *Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2000)*, 2000, vol. 4, pp. 189–192.
- [40] T.S. Lande, E. Olsen, and C. Toumazou, "Resistive equivalents in cmos," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 17, pp. 1233–1235, August 2003.

- [41] J. Ramírez Angulo, M.S. Sawant, R.G. Carvajal, and A. López Martín, "Linearisation of mos resistors using capacitive gate voltage averaging," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 9, pp. 511–512, April 2005.
- [42] T. Zhang, W.R. Eisenstadt, R.M. Fox, and Q. Yin, "Bipolar microwave rms power detectors," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 9, pp. 2188–2192, September 2006.
- [43] Y. Zhou and M. Y.-W. Chia, "A low-power ultra-wideband cmos true rms power detector," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 5, pp. 1052–1058, May 2008.
- [44] K.A Townsend and Haslett. J.W., "A wideband power detection system optimized for the uwb spectrum," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 2, pp. 371–381, February 2009.
- [45] M.-Y. Wu, "A new concept of eigenvalues and eigenvectors and its applications," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 25, no. 4, pp. 824–826, March 1980.
- [46] E.W. Kamen, "The poles and zeros of a linear time-varying system," *Linear Algebra and its Applications*, vol. 98, pp. 263–289, 1988.
- [47] J. Zhu and C.D. Johnson, "Unified canonical forms for matrices over a differential ring," *Linear Algebra and its Applications*, vol. 147, pp. 201–248, 1991.
- [48] P. van der Kloet and F.L. Neerhoff, "On eigenvalues and poles for second-order linear time varying systems," in *Proceedings of the IEEE Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems (NDES 1997)*, 1997, pp. 300–305.
- [49] B. Marinescu and H. Bourlés, "An intrinsic algebraic setting for poles and zeros of linear time-varying systems," *Systems and Control Letters*, vol. 58, no. 4, pp. 248–253, April 2009.

- [50] M.A. Gutiérrez de Anda, A study of the time-varying eigenvalues and their application in circuit design, Ph.D. thesis, Delft University of Technology, The Netherlands, 2002.
- [51] R.T. O'Brien and P.A. Iglesias, "On poles and zeros of linear, time-varying systems," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I - Fundamental Theory and applications*, vol. 48, no. 5, pp. 565–577, May 2001.
- [52] J. Piskorowski and M.A. Gutiérrez de Anda, "q-varying continuous-time notch filter with improved dynamic behavior," *IEEE Transactions on Instrumentation* and Measurement, June 2009, Enviado a revisión.
- [53] A. Wolf, J.B. Swift, H.L. Swinney, and J.A. Vastano, "Determining lyapunov exponents from a time series," *Physica D*, vol. 16, no. 3, pp. 285–317, July 1985.
- [54] W.P. Torres, A.V. Oppenheim, and R.R. Rosales, "Generalized frequency modulation," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental theory and applications*, vol. 48, no. 12, pp. 1405–1412, December 2001.

BIBLIOGRAFÍA
# **Apéndice** A

# Código utilizados en Hspice para el ánalisis de los bloques propuestos en esta tesis

# A.1. Buffer de de voltaje FFVF

```
vdd vdd 0 DC 1.65
vss vss 0 DC -1.65
.param ibias=10u
vin vin 0 ac 0.1
+hb 'ampls' 0 1 1
.param fi=300e3
.param ampls=0.1
.op
.save
.load test1desplazado.ic0
.hb tones='fi' nharms=6 sweep fi dec 20 .1e0 10e6
.option tranforhb=1 hbtraninit=1e-3
.option hbkrylovdim=1000
.option hblineasearchfac=0.001
.option hblineasearchfac=0.001
```

```
.option hbsolver=1
.option post=2
.option hbtol=1e-9
.option hjreuse=0
.option hbmaxiter=500000
.print hb vm(vout)[1]
.print hb vm(vout)[2]
.print hb vm(vout)[3]
.print hb vm(vout)[4]
.print hb vm(vout)[5]
.print hb vm(vout)[6]
.dc sweep ibias 10u 45u 1u
MF1 F1 vin vout vout MODN L=1.05u
                                     W=1u
MF2 vout F1 vdd vdd MODP L=1.05u
                                     W=3u
MF3 vout F2 vss vss MODN L=2.1u
                                  W=50u
MF4 F3 F2 vss vss MODN L=2.1u
                                W=25u
MF5 F2 F2 vss vss MODN L=2.1u
                                W=25u
MF6 F1 F3 vdd vdd MODP L=2.1u
                                W=75u
MF7 F3 F3 vdd vdd MODP L=2.1u
                                W=75u
iF1 vdd F2 10u
*Librera
.alter
.param ampls=0.3
.alter
.param ampls=0.5
.alter
.param ampls=0.7
.alter
.param ampls=0.9
```

```
.END
```

### A. Código utilizados en Hspice para el ánalisis de los bloques propuestos en esta tesis

#### A.2. **OTA**

```
vdd vdd 0 DC 1.65
vss vss 0 DC -1.65
vin2 vin2 0 ac 0.1 180
+hb 'ampls' 180 1 1
vin1 vin1 0 ac 0.1
+hb 'ampls' 0 1 1
.param fi=300e3
.param ampls=0.1
.op
.save
.load test1desplazado.ic0
.hb tones='fi' nharms=5 sweep fi dec 20 .1e0 10e6
.option tranforhb=1 hbtraninit=1e-3
.option hbkrylovdim=1000
.option hblineasearchfac=0.001
.option hbcontinue=1
.option hbsolver=1
.option post=2
.option hbtol=1e-9
.option hjreuse=0
.option hbmaxiter=500000
.print hb im(vo)[1]
.print hb im(vo)[2]
.print hb im(vo)[3]
.print hb im(vo)[4]
.print hb im(vo)[5]
vo vo 0 dc 9.9u
My1 y1 y1 vss vss MODN L=9.8u
                                 W=156u
My2 y2 y1 vss vss MODN L=9.8u
                                 W=156u
My3 y5 y1 vss vss MODN L=9.8u
                                 W=156u
My4 y6 y10 vss vss MODN L=2.1u
                                  W=35u
My5 y11 y10 vss vss MODN L=2.1u
                                   W=35u
My6 y10 y7 y11 vss MODN L=2.1u
                                  W=35u
```

My7 y7 y7 y6 vss MODN L=2.1u W=34u My8 y2 y2 y3 vdd MODP L=2.1u W=88u My9 y5 y2 y4 vdd MODP L=2.1u W=95u My10 y7 y2 y8 vdd MODP L=2.1u W=95u My11 y10 y2 y9 vdd MODP L=2.1u W=95u My12 y9 y5 vdd vdd MODP L=2.1u W=95u My13 y8 y5 vdd vdd MODP L=2.1u W=95u My14 y4 y5 vdd vdd MODP L=2.1u W=95u My15 y3 y5 vdd vdd MODP L=2.1u W=95u My16 y12 y13 vss vss MODN L=2.1u W=35u My17 y17 y13 vss vss MODN L=2.1u W=35u My18 y18 y10 vss vss MODN L=2.1u W=35u My19 y19 y10 vss vss MODN L=2.1u W=35u My20 y15 vin2 y19 vss MODN L=2.1u W=35u My21 y14 vin1 y18 vss MODN L=2.1u W=35u My22 vo y7 y17 vss MODN L=2.1u W=35u My23 y13 y7 y12 vss MODN L=2.1u W=35u My24 y13 y2 y14 vdd MODP L=2.1u W=205.8u My25 vo y2 y15 vdd MODP L=2.1u W=205.8u W=405.6u My26 y15 y5 vdd vdd MODP L=2.1u My27 y14 y5 vdd vdd MODP L=2.1u W=405.6u

iyb vdd y1 130u Ry y18 y19 1.35k \*Librera .END A. Código utilizados en Hspice para el ánalisis de los bloques propuestos en esta tesis 89

#### **Resistor con transistores CMOS QFG** A.3.

```
vdd vdd 0 DC 1.65
vss vss 0 DC -1.65
vinrA vinrA 0 ac 0.1
+hb 'ampls' 0 1 1
.param fi=300e3
.param ampls=0.1
.op
.save
.load test1desplazado.ic0
.hb tones='fi' nharms=5 sweep fi dec 20 .1e0 10e6
.option tranforhb=1 hbtraninit=1e-3
.option hbkrylovdim=1000
.option hblineasearchfac=0.001
.option hbcontinue=1
.option hbsolver=1
.option post=2
.option hbtol=1e-9
.option hjreuse=0
.option hbmaxiter=500000
.print hb vm(G5)[1]
.print hb vm(G5)[2]
.print hb vm(G5)[3]
.print hb vm(G5)[4]
.print hb vm(G5)[5]
.SUBCKT REGM vinrA voutrA vdd vss
MR voutrA G2 vinrA vinrA MODP L=9.8u
                                        W=1u
ML G2 G4 VBIA VBIA MODP L=2.1u
                                  W=2.1u
MB G4 G4 VBIA VBIA MODP L=2.1u
                                  W=2.1u
C1 vinrA G2 .001p
C2 G2 voutrA .001p
ISUB G4 vss DC 10u
VBIA VBIA vss DC .58
.ENDS
```

```
XREGM1 vinrA voutrA vdd vss REGM
RF voutrA G5 665.912k
XOP1 O voutrA G5 OPAMP1
*Resistencia de carga
*RL 3 0 1K
*
* OPAMP MACRO MODEL, SINGLE-POLE
* connections:
                   non-inverting input
                        inverting input
*
                    output
*
                    Ι
                        Ι
                            Ι
*
.SUBCKT OPAMP1
                  1 2
                           6
* INPUT IMPEDANCE
RIN 1 2 1MEG
* DC GAIN=100K AND POLE1= 1/(RDS*CL*2PI)=1kHZ
* UNITY GAIN = DCGAIN X POLE1 = 1MHZ
EGAIN 3 0 1 2 100
RP1 3 4 1k
CP1 4 0 15nF
* OUTPUT BUFFER AND RESISTANCE
EOUT 5 0 4 0 1
ROUT 5 6 200
.ENDS
*librera
.alter
.param ampls=0.3
.alter
.param ampls=0.5
.alter
.param ampls=0.7
.alter
.param ampls=0.9
.END
```

A. Código utilizados en Hspice para el ánalisis de los bloques propuestos en esta tesis 91

### A.4. Atenuador

```
vdd vdd 0 DC 1.65
vss vss 0 DC -1.65
.param ibias=40u
vin2 vin2 0 ac 0.0 180
+hb 'ampls' 180 1 1
vin1 vin1 0 ac 0.1
+hb 'ampls' 0 1 1
.param fi=300e3
.param ampls=0.1
.op
.save
.load test1desplazado.ic0
.hb tones='fi' nharms=5 sweep fi dec 20 .1e0 10e6
.option tranforhb=1 hbtraninit=1e-3
.option hbkrylovdim=1000
.option hblineasearchfac=0.001
.option hbcontinue=1
.option hbsolver=1
.option post=2
.option hbtol=1e-9
.option hjreuse=0
.option hbmaxiter=500000
.print hb vm(vout1)[1]
.print hb vm(vout1)[2]
.print hb vm(vout1)[3]
.print hb vm(vout1)[4]
.print hb vm(vout1)[5]
.dc sweep ibias 10u 45u 1u
MF1 F1 vin1 vout1 vout1 MODN L=1.05u
                                         W=1u
MF2 vout1 F1 vdd vdd MODP L=1.05u
                                   W=3u
MF3 vout1 F2 vss vss MODN L=2.1u
                                   W=50u
MF4 F3 F2 vss vss MODN L=2.1u W=25u
MF5 F2 F2 vss vss MODN L=2.1u W=25u
```

MF6 F1 F3 vdd vdd MODP L=2.1u W=75u MF7 F3 F3 vdd vdd MODP L=2.1u W=75u iF1 vdd F2 'ibias' \*\* MG1 G1 vin2 vout2 vout2 MODN L=1.05u W=1u MG2 vout2 G1 vdd vdd MODP L=1.05u W=3u MG3 vout2 G2 vss vss MODN L=2.1u W=50u MG4 G3 G2 vss vss MODN L=2.1u W=25u MG5 G2 G2 vss vss MODN L=2.1u W=25u MG6 G1 G3 vdd vdd MODP L=2.1u W=75u MG7 G3 G3 vdd vdd MODP L=2.1u W=75u iG1 vdd G2 'ibias' \*\* My1 y1 y1 vss vss MODN L=9.8u W=156u My2 y2 y1 vss vss MODN L=9.8u W=156u My3 y5 y1 vss vss MODN L=9.8u W=156u My4 y6 y10 vss vss MODN L=2.1u W=35u My5 y11 y10 vss vss MODN L=2.1u W=35u My6 y10 y7 y11 vss MODN L=2.1u W=35u My7 y7 y7 y6 vss MODN L=2.1u W=34u My8 y2 y2 y3 vdd MODP L=2.1u W=88u My9 y5 y2 y4 vdd MODP L=2.1u W=95u My10 y7 y2 y8 vdd MODP L=2.1u W=95u My11 y10 y2 y9 vdd MODP L=2.1u W=95u My12 y9 y5 vdd vdd MODP L=2.1u W=95u My13 y8 y5 vdd vdd MODP L=2.1u W=95u My14 y4 y5 vdd vdd MODP L=2.1u W=95u My15 y3 y5 vdd vdd MODP L=2.1u W=95u My16 y12 y13 vss vss MODN L=2.1u W=35u My17 y17 y13 vss vss MODN L=2.1u W=35u My18 y18 y10 vss vss MODN L=2.1u W=35u My19 y19 y10 vss vss MODN L=2.1u W=35u My20 y15 vout2 y19 vss MODN L=2.1u W=35u My21 y14 vout1 y18 vss MODN L=2.1u W=35u My22 vo y7 y17 vss MODN L=2.1u W=35u

A. Código utilizados en Hspice para el ánalisis de los bloques propuestos en esta tesis 93

My23 y13 y7 y12 vss MODN L=2.1u	W=35u
My24 y13 y2 y14 vdd MODP L=2.1u	W=205.8u
My25 vo y2 y15 vdd MODP L=2.1u	W=205.8u
My26 y15 y5 vdd vdd MODP L=2.1u	W=405.6u
My27 y14 y5 vdd vdd MODP L=2.1u	W=405.6u
iyb vdd y1 130u	
Ry y18 y19 1.35k	
**	
Mw1 w1 w1 vss vss MODN L=9.8u	<i>l</i> =156u
Mw2 w2 w1 vss vss MODN L=9.8u	√=156u
Mw3 w5 w1 vss vss MODN L=9.8u	<i>l</i> =156u
Mw4 w6 w10 vss vss MODN L=2.1u	W=35u
Mw5 w11 w10 vss vss MODN L=2.1u	W=35u
Mw6 w10 w7 w11 vss MODN L=2.1u	W=35u
Mw7 w7 w7 w6 vss MODN L=2.1u W	=34u
Mw8 w2 w2 w3 vdd MODP L=2.1u W	=88u
Mw9 w5 w2 w4 vdd MODP L=2.1u W	=95u
Mw10 w7 w2 w8 vdd MODP L=2.1u	√=95u
Mw11 w10 w2 w9 vdd MODP L=2.1u	W=95u
Mw12 w9 w5 vdd vdd MODP L=2.1u	W=95u
Mw13 w8 w5 vdd vdd MODP L=2.1u	W=95u
Mw14 w4 w5 vdd vdd MODP L=2.1u	W=95u
Mw15 w3 w5 vdd vdd MODP L=2.1u	W=95u
Mw16 w12 w13 vss vss MODN L=2.1u	W=35u
Mw17 w17 w13 vss vss MODN L=2.1u	W=35u
Mw18 w18 w10 vss vss MODN L=2.1u	W=35u
Mw19 w19 w10 vss vss MODN L=2.1u	W=35u
Mw20 w15 vo w19 vss MODN L=2.1u	W=35u
Mw21 w14 0 w18 vss MODN L=2.1u	W=35u
Mw22 vo w7 w17 vss MODN L=2.1u	W=35u
Mw23 w13 w7 w12 vss MODN L=2.1u	W=35u
Mw24 w13 w2 w14 vdd MODP L=2.1u	W=205.8u
Mw25 vo w2 w15 vdd MODP L=2.1u	W=205.8u
Mw26 w15 w5 vdd vdd MODP L=2.1u	W=405.6u
Mw27 w14 w5 vdd vdd MODP L=2.1u	W=405.6u

```
iwb vdd w1 130u
Rw w18 w19 1.35k
*librera
.alter
.param ampls=0.3
.alter
.param ampls=0.5
.alter
.param ampls=0.7
.alter
.param ampls=0.9
.END
```

# **Apéndice B**

# Código usado para la simulación en Octave del filtro rechazabanda con parámetros variantes en el tiempo y su control

# **B.1.** Programa principal

```
% Codigo de prueba para el
% filtro con parametros variantes en el tiempo con control
% Parametros para el filtro rechazabanda variante en el tiempo
global w0 = 2*pi*15;
global Q = 20;
global Q = 20;
global r = 4.8;
global DQ = 15;
```

```
% Parametros para el filtro pasabanda
global AP;
global BP;
global CP;
global DP;
% Parametros para el filtro rechazabanda con Q constante
global A;
global B;
% Parametros para el control
global refval=0.25;
global tau=0.2;
global tpulse=4.8*4;
% Parametros para el metodo de integracion
tfin = 75;
npoints =10000;
t = linspace(0,tfin,npoints);
lsode_options("absolute tolerance",1e-6);
lsode_options("relative tolerance",1e-9);
lsode_options("integration method","bdf");
x0 = [0,0,0,0,0,0];
% Define parametros para el filtro rechazabanda ordinario
```

num = [w0/(Q/10),0]; den = [1,w0/(Q/10),w0\*w0];

```
[AP,BP,CP,DP] = tf2ss(num,den);
% Calcula la respuesta del filtro con parametros variantes en el
% tiempo
x1 = lsode("notchc",x0,t);
for j = 1:npoints
    y1(j) = x1(j,1) + stest(t(j));;
endfor
\% Formula las ecuaciones del filtro rechazabanda con Q constante
num = [1, 0, w0 * w0];
den = [1, w0/Q, w0*w0];
[A,B,C,D] = tf2ss(num,den);
% Determina la respuesta del filtro rechazabanda con Q constante
x0 = [0,0];
x2 = lsode("notchs",x0,t);
for j = 1:npoints
    y2(j) = C*[x2(j,1);x2(j,2)] + D*stest(t(j));;
endfor
% Grafica las respuestas calculadas
plot(t,y1,'linewidth',2);
xlabel("Tiempo (segundos)", "FontSize", 24);
tit = sprintf("Respuesta del filtro rechazabanda PVT con control");
title(tit,"FontSize",24);
```

```
axis([0,tfin]);
replot;
print("rcontrol1.eps",'-color','-F:24');
plot(t,y2,'linewidth',2);
xlabel("Tiempo (segundos)","FontSize",24);
tit = sprintf("Respuesta del filtro rechazabanda LTI");
title(tit,"FontSize",24);
axis([0,tfin]);
replot;
print("rcontrol2.eps",'-color','-F:24');
```

### B.2. Descripción del filtro rechazabanda con

## parámetros variantes en el tiempo

```
function xprime=notchc(x,t)
         % Parametros del filtro rechazabanda
         global w0;
         global Q;
         global r;
         global DQ;
         % Matrices para la ecuacion de estado del filtro pasabanda
         global AP;
         global BP;
         global CP;
         global DP;
         % Parametros del control asociado al filtro
         global refval;
         global tau;
         global tpulse;
         % Variables internas del control para temporizacion
         persistent timer = 0;
         persistent tinit = 0;
         [rows,cols] = size(x);
         xprime=zeros(rows,cols);
```

```
% Filtro pasabanda + rectificador
xbp = AP*[x(3);x(4)] + BP*stest(t);
ybp = abs(CP*[x(3);x(4)] + DP*stest(t));
xprime(3) = xbp(1);
xprime(4) = xbp(2);
% Filtro pasabajas (segunda parte del detector de potencia)
xprime(5) = (w0/10)*(-x(5) + ybp);
% Ecuaciones del filtro pasaaltas (retraso + circuito de
% diferencias)
xprime(6) = (2/tau)*(-x(6) + x(5));
yhp = 2*abs(x(5)-x(6));
% Determina si el control debe ser activado o no.
% En su caso, activarlo
if ((yhp >= refval) && (timer == 0))
   tinit = t;
   timer = 1;
endif
% Modifica el valor del factor de calidad si el control
% esta habilitado
if (((t-tinit) <= tpulse)&&(timer == 1))</pre>
   funce = -DQ*exp(-(t-tinit)/r);
   newq = Q + funce;
   dfunce = -funce/r;
else
  newq = Q;
```

```
dfunce = 0;
endif
% Matrices para la ecuacion de estado del filtro
% rechazabanda
A = [0,1; -w0*w0, -w0/newq];
B = [-w0/newq;(w0*w0 - w0*dfunce)/(newq*newq)];
% Filtro rechazabanda
xp = A*[x(1);x(2)] + B*stest(t);
xprime(1) = xp(1);
xprime(2) = xp(2);
% Deshabilita el control si la duracion del pulso de
% control ha sido excedida
if (((t-tinit) > tpulse)&&(timer == 1))
timer = 0;
endif
```

# **B.3.** Descripción del filtro rechazabanda con Q constante

```
function xprime=notchs(x,t)
```

```
% Matrices descriptivas del filtro rechazabanda
% Dichas matrices estan definidas en el programa principal
global A;
global B;
global w0;
[rows,cols] = size(x);
xprime=zeros(rows,cols);
% Ecuaciones del filtro rechazabanda
xp = A*[x(1);x(2)] + B*stest(t);
xprime(1) = xp(1);
xprime(2) = xp(2);
```

# B.4. Estímulo de entrada

```
function y=stest(t)
global w0;
% Genera una funcion senoidal con una amplitud A dada
% dependiendo del intervalo de tiempo actual
% Si 0 <= t < 25, A = 1
% Si 25 <= t < 50, A = 2
% Si 50 <= t < 75, A = 0.1

if t < 25
    y = sin(w0*t);
elseif ( t < 50)
    y = 2*sin(w0*t);
else
    y = 0.1*sin(w0*t);
endif</pre>
```

tímulo de entrada