
Capítulo II

Métodos de Sintonía Automática

If you cannot -in the long run- tell everyone what you have been doing, your doing has been worthless.

Erwin Schroedinger

En este capítulo se presentan los principales métodos de sintonía de filtros de tiempo continuo que en los últimos años han ido apareciendo en la bibliografía. Este estudio comprende una crítica sobre las diferentes alternativas poniendo de relieve sus puntos fuertes y débiles. Asimismo se realiza un análisis comparativo de dos estructuras de sintonía indirectas, una de las cuales ha servido de base para la realización del filtro de tiempo continuo autosintonizado llevado a cabo en esta tesis.

SUMARIO DEL CAPÍTULO.

Capítulo 2.- <u>Métodos de Sintonía Automática</u>	21.
2.1.- Introducción a la Sintonía Automática Para Filtros de Tiempo Continuo	25.
2.2.- Un Ejemplo Sencillo de Sintonía ‘On-Chip’	27.
2.3.- Estrategias de Sintonía ‘On-Chip’	32.
2.3.1.- Sistema de Sintonía Automática Mediante Ajuste Indirecto	32.
2.3.2.- Sistema de Sintonía Automática Mediante Ajuste Directo	39.
2.3.3.- Otros Métodos Posibles de Sintonía Automática	44.
2.3.4.- Últimas Contribuciones al Estado del Arte	48.
2.4.- Análisis de la Sintonía de Frecuencia	51.
2.4.1.- Sintonía de la Frecuencia Mediante Detector de Fase y VCO como <i>Master</i>	51.
2.4.2.- Sintonía de la Frecuencia Mediante Detector de Fase y VCF como <i>Master</i>	55.
2.5.- Análisis de la Sintonía del Factor de Calidad Q Mediante ‘MLL’	60.
2.6.- Consideraciones Finales	63.

2.1.- INTRODUCCIÓN A LA SINTONÍA AUTOMÁTICA PARA FILTROS DE TIEMPO CONTINUO INTEGRADOS.

Ya se ha comentado en el capítulo anterior que para la realización precisa de un filtro con unas especificaciones determinadas, como por ejemplo un rizado mínimo en la banda pasante o la localización exacta de ceros de transmisión, se necesitan unas mínimas tolerancias en los valores de los componentes. Puesto que los parámetros frecuenciales del filtro dependen de las constantes de tiempo dadas por los productos $R \cdot C$ o por las relaciones C/G_m ; esto implica que se requieren valores absolutos de resistores, condensadores y transconductancias muy exactos (y que dicha exactitud se mantenga a lo largo del tiempo de operación del circuito). Como esto no es normalmente posible, debido a las tolerancias en el proceso de fabricación del circuito, o a variaciones de las condiciones de operación, la solución normalmente adoptada es la del diseño de un sistema de sintonía electrónica automática dentro del mismo circuito integrado que contiene el filtro propiamente dicho. La idea general en la cual se basa cualquiera de estos sistemas de autosintonía (independientemente de cómo estén realizados los bloques constructivos del sistema) es la de cualquier sistema de control que trabaje en lazo cerrado [TSI93], [SIL93]:

- 1.- Medida en todo momento de los parámetros reales del filtro.
- 2.- Comparación con un estándar o señal/es de consigna.
- 3.- Cálculo de la/s señal/es de error necesaria/s (creada/s a partir de la diferencia entre los parámetros reales y las consignas).
- 4.- Aplicación de este/os error/es corrector/es al sistema, consiguiendo de esta manera reducirlo/s.

Para apreciar con más detalle el proceso de sintonía de un filtro de tiempo continuo, supóngase que se desea realizar una función de transferencia $H(s, \mathbf{x}, \mathbf{c})$, donde s es la frecuencia compleja, \mathbf{c} es el vector de parámetros circuitales sintonizables (es decir, las R 's o G_m 's y, a veces, las C 's), y \mathbf{x} es el vector del resto de parámetros circuitales, que se dejan fijos (es decir, la mayoría de condensadores C 's, ancho de banda de los amplificadores operacionales y elementos parásitos). Por ejemplo, los condensadores *MOS* no son dispositivos sintonizables y, por tanto, pertenecerían al conjunto de parámetros circuitales fijos \mathbf{x} , mientras que los condensadores formados a partir de uniones *pn* sí se pueden sintonizar mediante la tensión de polarización inversa aplicada en sus bornes, por lo que pertenecerían al conjunto de parámetros sintonizables \mathbf{c} si se utilizan para la tarea de sintonía, o al conjunto de parámetros no sintonizables \mathbf{x} si se dejan fijados a un valor predeterminado.

Como tanto \mathbf{x} como \mathbf{c} están sujetos a errores fijos de fabricación o tolerancias, así como a variaciones debidas a cambios en el ambiente, se pueden escribir las siguientes igualdades:

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}_0 + \Delta \mathbf{x} \tag{2-1}$$

$$\mathbf{c} = \mathbf{c}_0 + \Delta \mathbf{c} + \Delta \mathbf{c}_t \tag{2-2}$$

donde \mathbf{x}_0 y \mathbf{c}_0 son los valores nominales, $\Delta\mathbf{x}$ y $\Delta\mathbf{c}$ son los cambios estáticos, y $\Delta\mathbf{c}_t$ son los ajustes de la sintonía. El objetivo consiste en desarrollar un sistema de sintonía que automáticamente ajuste $\Delta\mathbf{c}_t$, tal que:

$$\begin{aligned} H(s, \mathbf{x}, \mathbf{c}) &= H(s, \mathbf{x}_0 + \Delta\mathbf{x}, \mathbf{c}_0 + \Delta\mathbf{c} + \Delta\mathbf{c}_t) = \\ &= \frac{N(s, \mathbf{x}_0 + \Delta\mathbf{x}, \mathbf{c}_0 + \Delta\mathbf{c} + \Delta\mathbf{c}_t)}{D(s, \mathbf{x}_0 + \Delta\mathbf{x}, \mathbf{c}_0 + \Delta\mathbf{c} + \Delta\mathbf{c}_t)} \Rightarrow H(s, \mathbf{x}_0, \mathbf{c}_0) \end{aligned} \quad (2-3.a)$$

donde N y D son polinomios de M -ésimo y N -ésimo orden, respectivamente (con $M \leq N$), y la flecha indica la tendencia de $H(s, \mathbf{x}, \mathbf{c})$ de acercarse a $H(s, \mathbf{x}_0, \mathbf{c}_0)$. En otras palabras, el sistema se auto-ajustará ante variaciones de los parámetros del filtro de manera que la función de transferencia $H(s, \mathbf{x}, \mathbf{c})$ tienda a la nominal $H(s, \mathbf{x}_0, \mathbf{c}_0)$. Dicha función $H(s, \mathbf{x}, \mathbf{c})$ está determinada por los valores de $(M+N+1)$ coeficientes. En general, todas estas cantidades son funciones interrelacionadas de \mathbf{x} y de \mathbf{c} .

Para ilustrar lo explicado con un ejemplo para el caso de una función de transferencia bicuadrática genérica $H(s)$ se tendrá:

$$H(s) = k \cdot \frac{\left(s^2 \pm \frac{\omega_N}{Q_z} \cdot s + \omega_N^2 \right)}{s^2 + \frac{\omega_O}{Q_p} \cdot s + \omega_O^2} = k \cdot \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2-3.b)$$

donde en este caso $M=N=2$, y los parámetros ω_N , ω_O , Q_z , y Q_p son las frecuencias de cero de transmisión y de resonancia y los factores de calidad de los ceros y polos, respectivamente.

Los valores de resistores *MOSFET*, y de *OTA-G_m*'s son proporcionales a las tensiones (o corrientes) de control. Es obvio que la realización de las ecuaciones anteriores necesitan que el vector \mathbf{c} sea de dimensión $(N+M+1)$. Esto, generalmente, no es un problema, puesto que filtros activos *R-C* están compuestos de más de $(N+M+1)$ resistores o elementos transconductores *OTA-G_m*'s. De esta forma, un método para realizar la igualdad de la ecuación (2-3.a) consiste en medir los valores de ganancia/fase de $(N+M+1)$ frecuencias y entonces resolver $(N+M+1)$ ecuaciones simultáneas para determinar así $\Delta\mathbf{c}_t$. Implementaciones de este algoritmo han sido utilizadas con éxito para controlar filtros activos *RC* [SCH90]. Este algoritmo, no obstante, es útil para diseños de sintonía *off-chip*; es decir, para filtros discretos o híbridos, mientras que los requerimientos de *hardware* lo hacen impracticables en diseños de sintonía *on-chip*.

Al incorporar el filtro de tiempo continuo dentro de un sistema de control retroalimentado, se hace que él mismo, o mejor dicho, sus parámetros sintonizables, se aproximen a un conjunto de referencias estables. Por tanto, las estrategias de control utilizadas implican los siguientes pasos secuenciales:

- 1.- Medida de las condiciones actuales del filtro. Esto se efectúa a través del sensado de algunos parámetros como, por ejemplo, la ganancia a una determinada frecuencia de interés de la función de transferencia $H(s, \mathbf{x}, \mathbf{c})$, y/o

del desfase $\varphi(s, \mathbf{x}, \mathbf{c})$ que presenta la función de transferencia a esa u otra frecuencia.

- 2.- Comparar las condiciones anteriores con las referencias o valores deseados, por ejemplo, $H(s, \mathbf{x}_0, \mathbf{c}_0)$, o $G(s, \mathbf{x}_0, \mathbf{c}_0)$, y/o $\varphi(s, \mathbf{x}_0, \mathbf{c}_0)$.
- 3.- Determinar el error; es decir, la diferencia entre (1) y (2).
- 4.- Calcular la corrección $\Delta \mathbf{c}_t$ a aplicar al filtro para corregir el error calculado en el paso (3).

El proceso descrito por los pasos 1 ... 4 anteriores es en lazo continuo y se repite hasta que el error se reduce a cero o a un valor aceptablemente pequeño.

Para poner de manifiesto la desviación de la función de transferencia sobre su valor ideal, en la mayoría de diseños, se utiliza una señal de referencia o consigna muy precisa, proveniente normalmente de un oscilador de cristal de cuarzo altamente estable [SCH90]. A partir de la respuesta del filtro a dicha señal de referencia, de frecuencia totalmente conocida, la circuitería de sintonía debe detectar e identificar cualquier desintonización, calcular las correcciones apropiadas, y aplicar así el control adecuado al filtro. Sin embargo, se debe tener en cuenta en todo momento que el propósito del sistema de filtrado es el de procesar la información que llega a su entrada, sin que la señal de referencia anterior pueda introducir ninguna interferencia sobre el procesado de la primera. Si se aplicaran ambas señales al mismo filtro (la señal de control $v_{REF}(t)$ y la señal que lleva la información principal $v_{in}(t)$), se produciría probablemente una diafonía (*crosstalk*) o un proceso de intermodulación entre ambas señales. Es por ello que se deben de buscar métodos de sintonía que supriman o, al menos, minimicen dicho problema.

2.2.- UN EJEMPLO SENCILLO DE SINTONÍA 'ON-CHIP'.

Para ilustrar el mecanismo básico de sintonía, considérese una sencilla célula pasiva pasa-bajos de primer orden que realiza un polo simple en $s=-1/RC$ (figura 2.1.a). Debe hacerse notar que, tal y como aparece en la figura, a la hora de integrar un filtro de este tipo, la resistencia R será implementada mediante un circuito linealizado con transistores *MOS*. Dicha resistencia valdrá en primera aproximación, en el caso sencillo de un solo transistor *MOSFET* y tal y como se estudiará en el capítulo siguiente:

$$R = \frac{1}{K \cdot (V_C - V_T)} \quad (2-4)$$

donde V_C es la tensión aplicada a la puerta del transistor (tensión de control) y V_T es la tensión umbral del *MOSFET*.

Así, la función de transferencia de este filtro vendrá dada por:

$$H(\omega, C, R(V_C)) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot R \cdot C + 1} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot \frac{C}{K \cdot (V_C - V_T)} + 1} \quad (2-5)$$

Si el producto $R \cdot C$ cambia desde su valor nominal $R_0 \cdot C_0$, debido a variaciones ΔR y ΔC , entonces el error puede ser anulado mediante la sintonización del valor de R gracias a V_C . Este ajuste se lleva a cabo mediante la comparación de la salida de $H(\omega, C, R(V_C))$ con la de un circuito de referencia, donde ambos tienen aplicadas una entrada sinusoidal de frecuencia ω_{REF} y amplitud V_{REF} muy precisas. Dicha tensión V_{REF} debe ser de un nivel adecuado para que esté dentro del margen lineal del circuito de referencia y del filtro.

Una implementación adecuada de esta estrategia de sintonía se representa en la figura 2.1.b. El circuito de referencia se realiza mediante un divisor de tensión con resistores MOS donde $R_1=R_2=R$, para obtener máximo apareamiento entre los tres transistores; sin embargo, las dos igualdades anteriores no son imprescindibles para realizar el control. La tensión de control V_C se realiza mediante la combinación de una tensión fija V_B en serie con una tensión variable V_A , con lo cual se tiene $V_C = V_B \pm V_A$. La sintonía se consigue mediante la comparación de las amplitudes máximas de las salidas de la referencia V_{out1} y del filtro V_{out2} , usando un amplificador diferencial de ganancia A . La salida del comparador V_A se retroalimenta para cerrar así el lazo.

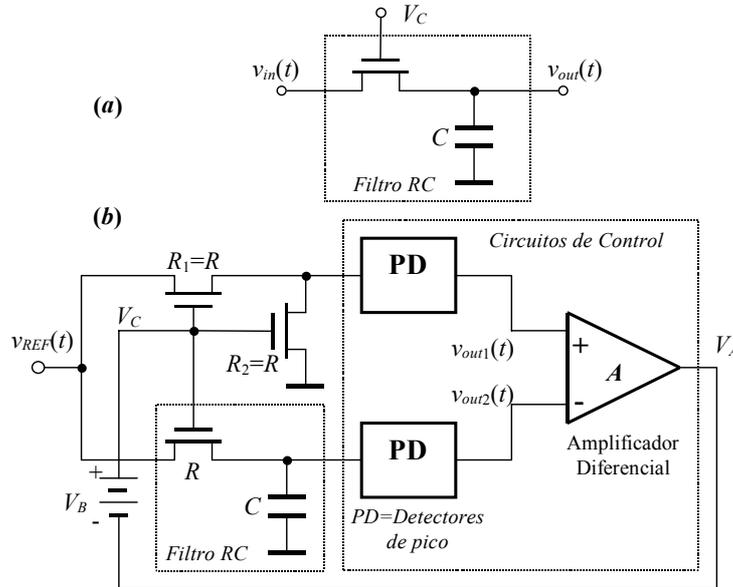


Fig. 2.1.- Representación de una sencilla sintonía automática.

- (a) Filtro pasa-bajos RC integrado, compuesto por una resistencia MOS - R lineal y un condensador C .
- (b) Esquema de sintonía en lazo cerrado para el producto $R \cdot C$ por detección y comparación de los valores de pico de salida de un divisor de tensión de referencia y del filtro RC gracias a una frecuencia de referencia ω_{REF} muy precisa.

En el dominio de la frecuencia, las salidas de los detectores de pico (PD) vendrán dadas por las expresiones:

$$V_{out1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{REF} \quad \text{y} \quad V_{out2} = \frac{V_{REF}}{\sqrt{(\omega_{REF} \cdot R \cdot C)^2 + 1}} \quad (2-6)$$

Una posible realización de dichos detectores de pico se representa en la figura 2.2 [SCH90].

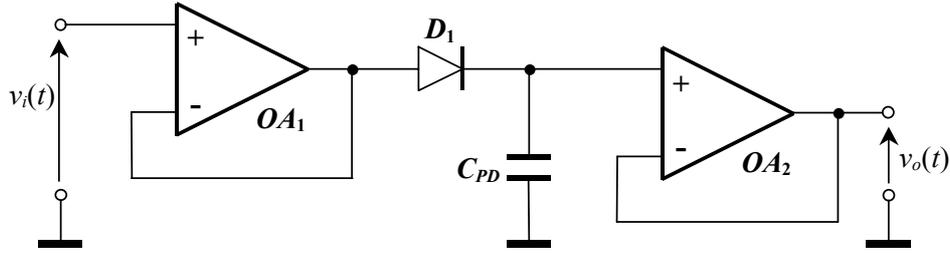


Fig. 2.2.- Posible realización de los detectores de pico del circuito de la figura 2.1.b.

La tensión de control es entonces:

$$V_A = A \cdot [V_{out1}(j \cdot \omega_{REF}) - V_{out2}(j \cdot \omega_{REF})] = A \cdot \left[\frac{1}{k} - \frac{1}{\sqrt{(\omega_{REF} \cdot R \cdot C)^2 + 1}} \right] \cdot V_{REF} \quad (2-7.a)$$

donde $k = 1 + R_1/R_2$. Teniendo en cuenta que normalmente la ganancia A es muy grande (idealmente se desea que $A \rightarrow \infty$), podrá escribirse:

$$\frac{1}{k} - \frac{1}{\sqrt{(\omega_{REF} \cdot R \cdot C)^2 + 1}} = \frac{1}{A} \cdot \frac{V_A}{V_{REF}} \Big|_{A \rightarrow \infty} \rightarrow 0 \quad (2-7.b)$$

Así, si $V_{out1} \approx V_{out2}$, se fuerza que $\sqrt{(\omega_{REF} \cdot R \cdot C)^2 + 1} \approx k$. Resolviendo la ecuación anterior para el producto $R \cdot C$ se llega a que:

$$R \cdot C \rightarrow \frac{1}{\omega_{REF}} \cdot \sqrt{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)^2 - 1} \quad (2-8)$$

La expresión (2-8) denota la precisión de la sintonía del producto $R \cdot C$, que depende de la exactitud de la frecuencia ω_{REF} y de la relación de dos componentes que, idealmente, son idénticos.

Si se asume que ω_{REF} está escogida de manera que $(\omega_{REF} \cdot R \cdot C)^2 \gg 1$ esto simplifica de forma notable la ecuación (2-7.a) y emplaza la frecuencia ω_{REF} estratégicamente en un lugar “inofensivo” (de cara a evitar las posibles diafonías entre señales) en la banda atenuada del filtro. Rescribiendo V_A en la ecuación (2-7.a) se llega así a que:

$$V_A = A \cdot \left[\frac{1}{k} - \frac{p_{RC}}{\omega_{REF}} \right] \cdot V_{REF} \quad (2-9)$$

donde $p_{RC} = 1/(R \cdot C)$. El valor de este polo vendrá dado por dos componentes:

$$p_{RC} = (p_{RC})_O + \Delta p_{RC} \quad (2-10.a)$$

donde $(p_{RC})_O$ es el valor nominal y Δp_{RC} es el cambio respecto de ese valor nominal. Observando la figura 2.1.b, y la ecuación (2-5), se puede ver que el polo p_{RC} está a su vez relacionado con la tensión de control mediante:

$$p_{RC} = (p_{RC})_O + \Delta p_{RC} = \frac{K}{C} \cdot (V_B + V_A - V_T) + \varepsilon_{RC} \quad (2-10.b)$$

donde el valor nominal $(p_{RC})_O = (K/C) \cdot (V_B - V_T)$, y $\Delta p_{RC} = (K/C) \cdot V_A + \varepsilon_{RC}$ es el cambio debido, por un lado, a la sintonía gracias a la acción de control y, por otro, causado por el error resultante debido tanto a R como a C . Obsérvese que con $\varepsilon_{RC} = 0$, V_A debe de ser también nula. Así, según la ecuación (2-9), en el proceso de diseño el valor nominal $(p_{RC})_O$ se ajusta a un valor $(p_{RC})_O \rightarrow \omega_{REF} / k$ gracias a la polarización fija V_B .

Ahora bien, si por efectos de temperatura, envejecimiento de los componentes, etc. aparece una desviación ε_{RC} , se tendrá una variación Δp_{RC} del polo respecto de su valor inicial $(p_{RC})_O$. Dicha desviación deberá ser anulada por el lazo de control, a través de la acción V_A , de manera que a partir de la expresión (2-9):

$$V_A = A \cdot \left\{ \frac{1}{k} - \frac{1}{\omega_{REF}} \cdot \left[(p_{RC})_O + \varepsilon_{RC} + \frac{K}{C} \cdot V_A \right] \right\} \cdot V_{REF} \quad (2-11.a)$$

y como el valor nominal del polo $(p_{RC})_O \rightarrow \omega_{REF} / k$ (ecuación (2-9)), despejando la tensión V_A queda a partir de (2-11.a):

$$V_A = \frac{-A \cdot \frac{\varepsilon_{RC}}{\omega_{REF}} \cdot V_{REF}}{1 + \left(A \cdot \frac{K}{C \cdot \omega_{REF}} \cdot V_{REF} \right)} \Bigg|_{A \rightarrow \infty} \approx -\frac{C \cdot \varepsilon_{RC}}{K} \quad (2-11.b)$$

Con lo que se podrá concluir que cualquier error ε_{RC} queda compensado por la aparición de la tensión de control V_A . Téngase en cuenta que esta compensación se produce de forma total cuando se considera $A \rightarrow \infty$. En la práctica la incorporación de una acción integral en el lazo permite tener esta elevada ganancia en DC y, por tanto, anular completamente el error ε_{RC} del sistema en estado estacionario.

Un ejemplo similar a éste, pero donde la sintonía se efectúa gracias a la variación del valor de la capacidad C en vez del valor de R , se puede encontrar en [SCH90].

Para generalizar el ejemplo presentado hasta aquí, supóngase que el filtro RC está compuesto de N polos reales definidos por $p_i = 1/(R_i \cdot C_i)$, donde $i=1, 2, \dots, N$. El circuito correspondiente se muestra en la figura 2.3. Para sintonizar este filtro, se podrá repetir la figura 2.1.b N veces para N frecuencias de referencias $(\omega_{REF})_i$. Alternativamente, podrá designarse uno de los N polos como el polo de referencia; es decir, $p_m = 1/(R_l \cdot C_l)$, y el resto de polos ($i \neq m$) serán referidos a p_m por la relación:

$$p_i = k_i \cdot p_m \quad (2-12)$$

donde k_i son las relaciones de los componentes apareados. El polo de referencia p_m es entonces sintonizado tal como se ha descrito anteriormente, y la tensión de control V_A es distribuida a todas las R 's.

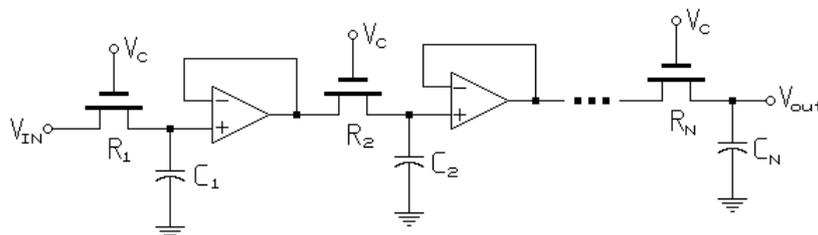


Fig. 2.3.- Filtro con N células RC de primer orden que realiza polos reales en $S = -1/R_i C_i$.

Una realización de esta estrategia es fijar inicialmente todos los condensadores del filtro a un mismo valor nominal C_{O_i} fijo, y ajustar la localización de los diferentes polos por el cálculo de R_{O_i} , tal que ($k_{O_i} = R_{O_1}/R_{O_i}$). La clave de esta estrategia de sintonía es obtener así una V_A común que sirva para todas las R_i 's. Para realizar los diferentes valores de R_i se escala R_{O_i} mediante la constante de los MOS K_{O_i} (es decir, W_{O_i}/L_{O_i}). En cada caso, a partir de $k_i = R_1/R_i$, y con p_m fijado mediante la ω_{REF} con la ecuación (2-8), la precisión de los polos p_i es determinada por las relaciones de los apareamientos de R_i 's y C_i 's.

Sin embargo, en la práctica los filtros están compuestos de un par de polos y ceros complejos y conjugados. El sistema de sintonía en la figura 2.1.b controla únicamente la sintonía de polos y ceros reales. También existen unos esquemas de sintonía basados en la sintonía funcional tanto de las frecuencias de resonancia ω_O como las de ceros de transmisión (*notch*) ω_N y de los factores de calidad Q_p y Q_z (tanto del numerador como del denominador de la función de transferencia). Las estructuras de filtros que “aislan” el control de ω_O y ω_N del de Q_p y Q_z mediante la manipulación independiente de R 's o G_m 's son más apropiadas en este tipo de sintonía, por una mayor facilidad de ajuste. Por lo tanto, la facilidad de la sintonización, o “sintonizabilidad” (*tunability*), para un particular esquema de sintonía, es un criterio importante (junto con la sensibilidad, rango dinámico, área utilizada en el *chip*, disipación de potencia, etc.) a la hora de seleccionar una estructura de filtro activo.

Cabe señalar en este punto que los diagramas de bloques presentados en este capítulo sirven para modificar las R 's (o G_m 's), compensando las posibles desviaciones en ω_O , ω_N , Q_p y Q_z causadas por errores de fabricación y cambios en las condiciones ambientales, así como realizar la sintonía a una frecuencia y/o factor de calidad deseados. En general, en filtros de tiempo continuo de orden superior a dos, conviene dirigir la sintonización de polos de referencia de una célula base bicuadrática. El resto de polos y ceros de la estructura de filtrado pueden ser relacionados con estos polos de referencia mediante la ecuación (2-12). De esta manera, en un sistema de filtrado formado por n células en cascada (cada una de ellas generalmente de 1° ó 2° orden) cada una de estas células de filtrado no requeriría su propio sistema de autosintonía, que en caso contrario haría excesivamente complejo el proceso de integración del circuito. Se obtiene así una única acción de control que, convenientemente escalada, se distribuiría a todas las células del filtro simultáneamente.

2.3.- ESTRATEGIAS DE SINTONÍA 'ON-CHIP'.

2.3.1.- Sistema de Sintonía Automática Mediante Ajuste Indirecto.

Como ha quedado expuesto en el apartado 2.1, en el proceso de sintonización de un filtro de tiempo continuo se hace uso de una señal de referencia para cumplir con los objetivos de sintonía. A partir de la respuesta del filtro a dicha señal de referencia, de frecuencia totalmente conocida, la circuitería de sintonía debe detectar e identificar cualquier desintonización y aplicar así el control adecuado al filtro. Como la señal de referencia anterior no debe introducir ninguna interferencia sobre el procesado de la señal de interés al filtro, deben buscarse métodos de sintonía que minimicen dicho problema.

Una de las posibles soluciones a este problema es la construcción en el mismo circuito integrado de dos filtros similares: el primero denominado maestro (*master*), que representa (o modeliza) los parámetros reales del segundo filtro, denominado a su vez filtro principal o esclavo (*slave*), que es el que filtra la señal con la información principal (figura 2.4). El algoritmo de sintonía utilizado se implementa en el circuito de control formando uno o varios lazos con el filtro *master*. Dicha estrategia de sintonía consiste normalmente en aplicar la señal de referencia al *master* y corregir ambos filtros de forma simultánea, gracias a las señales de error que se generan a partir de la señal de referencia aplicada al filtro *master* y su respuesta de salida. Puesto que *master* y *slave* están en el mismo circuito integrado, y que el primero ha sido diseñado basándose en el modelizado del comportamiento del segundo, podrá decirse que también los propios errores del filtro *slave* tenderán a minimizarse mediante la misma señal de control.

Este esquema se denomina de 'sintonía indirecta', debido a que el proceso de sintonía se realiza sobre el circuito *master*, mientras que sobre el filtro principal a sintonizar solamente se "copian" los parámetros sintonizados del circuito de referencia una vez que el algoritmo ha convergido. Una ventaja de este método indirecto consiste en que el filtro *slave* está libre para poder procesar la información de entrada $v_{in}(t)$ mientras el algoritmo de sintonía va convergiendo *off-line* gracias al circuito de referencia. Sin embargo, el precio a pagar es que los componentes en el circuito *master* y *slave* deben de estar muy apareados ya que, de lo contrario, los errores de sintonía serían demasiado elevados. En general, el *master* consiste en una subsección de la circuitería del filtro *slave*, o incluso un duplicado de éste.

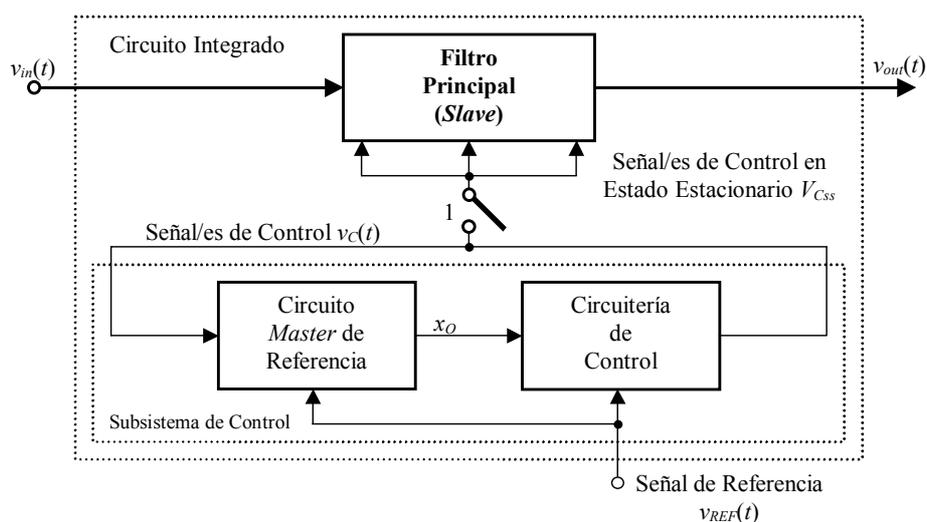


Fig. 2.4.- Diagrama de bloques básico de un sistema de sintonía en lazo cerrado *on-chip*.

Si es posible, conviene que la frecuencia ω_{REF} de la señal de referencia $v_{REF}(t)$ se seleccione en la banda atenuada del filtro, de forma que se reduzca al máximo el *cross-talk* o diafonía entre el camino $v_{in}(t)$ a $v_{out}(t)$ de la señal principal (es decir, la información).

Obsérvese que se forma un esquema en lazo cerrado, tal que cualquier error detectado entre la frecuencia de referencia (ω_{REF}) y las frecuencias de interés del filtro (por ejemplo, las frecuencias centrales ω_O en el caso de etapas pasa-banda) tiende a ser minimizado. En los filtros, los parámetros que el sistema de control va modificando son normalmente sus constantes de tiempo (productos $R \cdot C$ o las relaciones C/G_m en el caso de tener elementos transconductores).

La señal de referencia, $v_{REF}(t)$, se aplica a los circuitos de control y de referencia (*master*), produciendo así la respuesta x_O en la salida del circuito de referencia. La señal x_O es entonces introducida al circuito de control, obteniéndose la señal (o señales) de control ($v_C(t)$ en la figura 2.4). Dicha señal de control de sintonía es una tensión (o corriente) continua necesaria para corregir el error de frecuencia o de factor de calidad mediante el ajuste de las resistencias (o en su caso transconductancias G_m) de las etapas de filtrado. Si el circuito de control tiende hacia un estado estable $v_C(t) = V_{CSS}$ en el proceso iterativo, $v_C(t)$ se aplica continuamente al circuito de referencia hasta que se completa el proceso de convergencia. Podría, no obstante, añadirse el interruptor electrónico 1 que conecta al filtro la señal $v_C(t)$ cuando el estado estable se ha logrado; o sea, cuando $v_C(t)$ es constante o próximo a serlo. Así, solamente V_{CSS} es aplicado al filtro *slave*. Debe hacerse notar aquí que es más práctico hacer que la señal $v_C(t)$ sea un término de corrección en vez de la señal de control total. Es decir, conviene hacer que la acción total de control aplicada sea $v_{CT} = V_B \pm v_C(t)$, donde el término V_B es un valor nominal fijo de polarización en *DC* y el término $\pm v_C(t)$ es un término de corrección aplicado en serie con V_B . De esta manera, si la corrección no está aplicada, el filtro *slave* y el *master* están operativos gracias a la polarización, con unos valores de R 's o G_m 's dentro de, aproximadamente, el $\pm 20\%$ de sus valores deseados. De esta forma, tanto si la sintonía está habilitada como si no, el filtro está procesando la información $v_{in}(t)$ sin interrupción alguna.

Desglosando con mayor detalle y ampliando el diagrama de bloques de la figura 2.4, en la figura 2.5 se identifica el filtro principal (*slave*) que realiza el procesado de la señal de interés, $v_{in}(t)$, y el circuito auxiliar (*master*). Además de los circuitos *master* y *slave*, el sistema de sintonía en la figura 2.5 contiene un bloque de *control de frecuencia* que compara la respuesta del *master* con la señal de referencia $v_{REF}(t)$, generando de esta forma una señal de control de frecuencia $v_{CF}(t)$ que se aplica tanto al *master* como al *slave* de forma simultánea, minimizando así el error frecuencial.

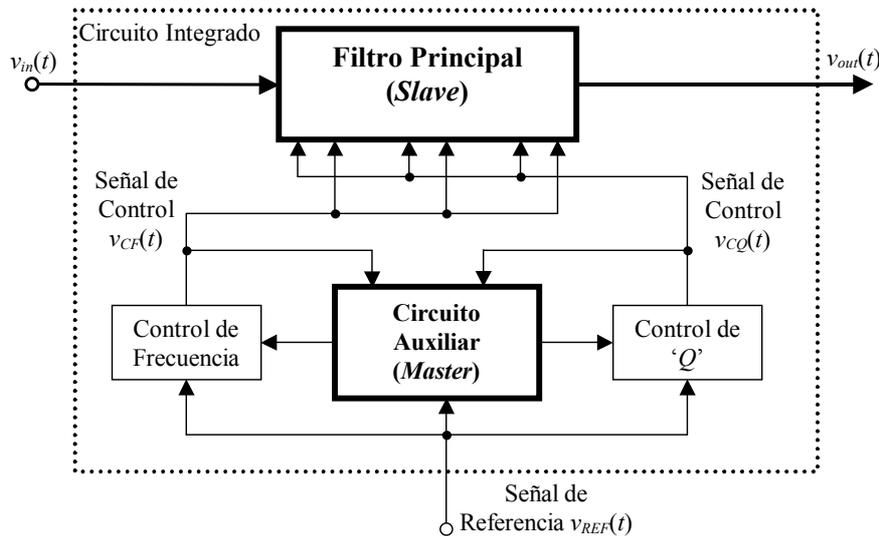


Fig. 2.5.- Diagrama de bloques de un sistema de sintonía *master-slave* para filtros de tiempo continuo integrados.

El diagrama de bloques de la misma figura 2.5 contiene también un bloque adicional denominado *control de Q*. Como ya es conocido, los factores de calidad Q son parámetros cuyos valores determinan las localizaciones de los polos del filtro, su ancho de banda (BW), la forma de la curva de ganancia en la/s banda/s pasante/s, y caracteriza las zonas de transición entre las bandas pasantes y las bandas atenuadas.

El factor de calidad de cualquier filtro es siempre un valor adimensional, determinado por una relación entre los componentes del mismo (resistencias, condensadores o transconductancias G_m), sin que se vea afectado por las tolerancias de los valores absolutos de ellos. Esto es correcto en la práctica para frecuencias razonablemente bajas y para valores moderados de Q . Sin embargo, para altas frecuencias, y en diseños de altas Q , pequeños desplazamientos de fase parásitos en los lazos de retroalimentación hacen que se tengan variaciones de Q importantes. Por lo tanto, generalmente se incluye un bloque de control del factor de calidad, cuya finalidad es permitir la sintonía automática de la curva característica de transmisión del filtro mediante un esquema que es análogo al método de control de frecuencia. La circuitería de control de Q compara la respuesta del *master* con la señal de referencia $v_{REF}(t)$, generando así la señal de corrección requerida $v_{CQ}(t)$. La tensión de control de Q se aplica al *master* en un lazo cerrado y, simultáneamente, al *slave*, detectando y corrigiendo también sus errores. Este subsistema ha recibido el nombre de 'lazo de enclavamiento de magnitud' o MLL (*Magnitude Locked Loop*) por diferentes autores [SCH90], [LAK94], ya que suele basarse en el control de la amplitud de la señal de salida del circuito *master* para una determinada señal de referencia.

Detallando los bloques de control de frecuencia y control de Q de la figura 2.5 se obtiene el diagrama de la figura 2.6.

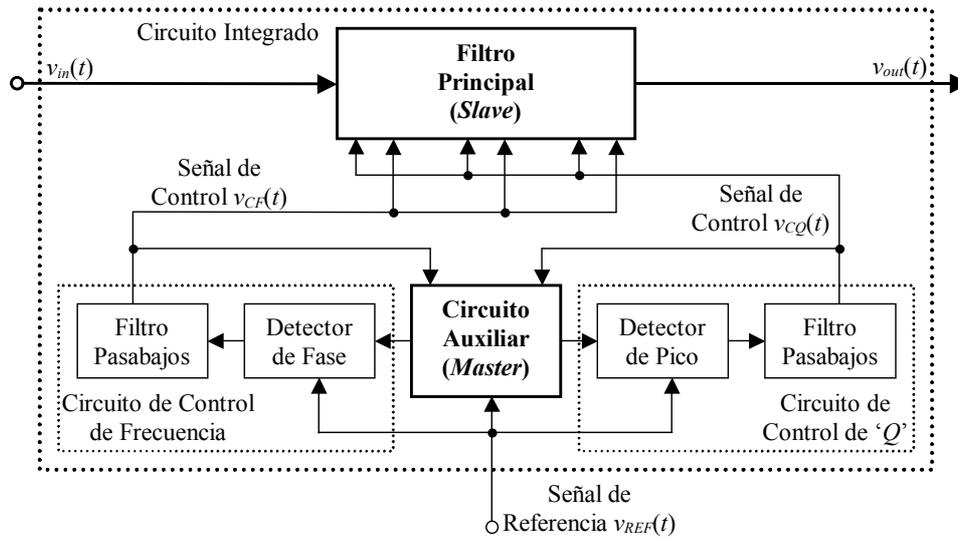


Fig. 2.6.- Esquema *Vector-Locked Loop*.

En diversa bibliografía a este sistema, donde se tiene un lazo de control de la fase y otro de control del factor de calidad que ajustan respectiva y simultáneamente la frecuencia y factor de calidad del filtro *master* y *slave* se le denomina “*Vector-Locked Loop*” [FRA94], [PAV00a]. Es común que al filtro *master* se le suele también llamar ‘filtro controlado por tensión’ o VCF (de *Voltage-Controlled Filter*). No obstante, algunos diseños propuestos en diferente bibliografía proponen una variante para realizar la sintonización de frecuencia del esquema presentado en las figuras 2.5 y 2.6. En efecto, dichas estructuras de sintonía son mucho más parecidas a un sistema basado en el clásico PLL (*Phase-Locked Loop*) mediante el uso de un oscilador controlado por tensión o VCO (*Voltage-Controlled Oscillator*) en sustitución del VCF [PAV98a], [PAV98b], [OSA99], [TAO00]. El diagrama de bloques de un sistema automático de sintonía de frecuencia de este tipo aparece reflejado en el esquema de la figura 2.7.

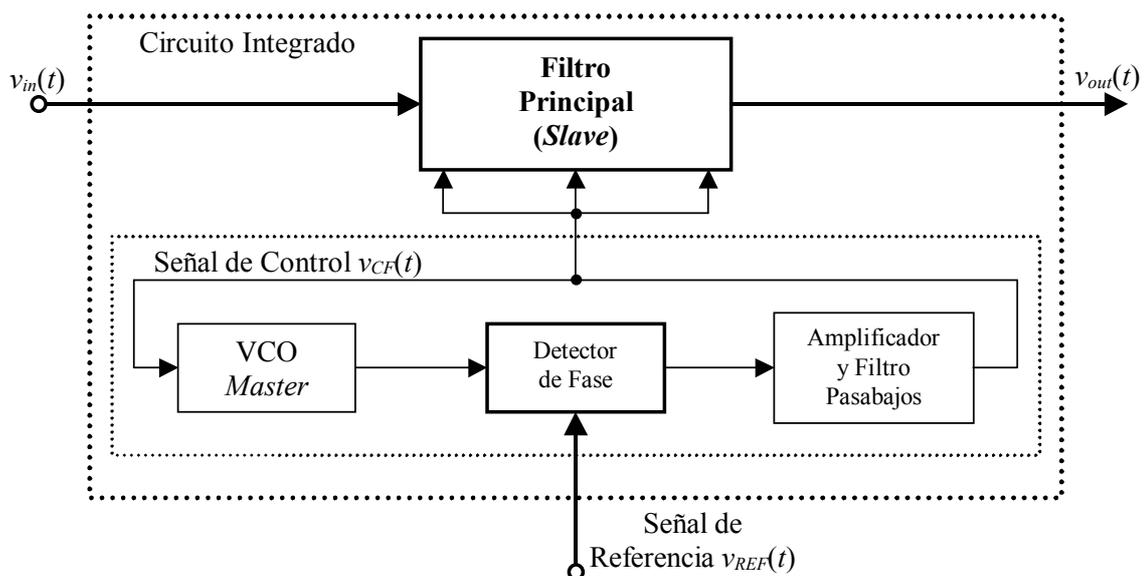


Fig. 2.7.- Esquema de sintonía de frecuencia tipo *PLL* basado en VCO como circuito *master*.

El esquema de sintonía tipo PLL consiste en un circuito de ‘referencia’ o *master* que en este caso es un oscilador controlado por tensión. Dicho oscilador está realizado sobre la base de una estructura idéntica o similar a la del filtro principal, excepto que posee un factor de calidad que tiende a infinito y, por tanto, el circuito oscila. Un detector de fase compara continuamente la salida del oscilador y la señal de referencia $v_{REF}(t)$, proporcionando así la tensión de control $v_{CF}(t)$ que irá modificando por un lado los parámetros del filtro *slave* y, por otro, la frecuencia del oscilador, hasta que éste enganche con la frecuencia de referencia.

Algunas de las ventajas según [FRA94] de un esquema de sintonía basado en VCO como *master*, respecto a utilizar un VCF, son:

- 1.- No se introducen errores en la sintonía cuando los diferentes bloques del circuito tienen *offsets*. En un sistema donde el *master* es un VCF ha de tenerse mucho cuidado en reducir estos *offsets*.
- 2.- La entrada de referencia puede ser una señal cuadrada en lugar de una señal sinusoidal.
- 3.- Al utilizar un VCF, la señal de referencia debe tener una baja distorsión.

Sin embargo, si se escoge una estructura de sintonía con un filtro *master* de similares características que el *slave*, en lugar de un VCO, algunas de las ventajas que reporta son:

- 1.- Cuando el *master* es un VCO, es más difícil conseguir un buen apareamiento entre el filtro *slave* y el oscilador *master* y, por tanto, conseguir que ambos dependan de igual manera de los mismos parámetros (los que permiten realizar el ajuste en ambos), sobre todo si se tiene en cuenta que existe un inevitable proceso no lineal en el oscilador debido a la inherente estabilización de amplitud [VID01] que afectará en mayor o menor grado a la frecuencia de oscilación.
- 2.- En el VCO se necesita un circuito limitador de amplitud no-lineal, característico de cualquier oscilador, para mantener baja distorsión en el sistema de sintonía. Este bloque no es en absoluto necesario cuando se utiliza un VCF.
- 3.- El diseño de un sintonizador automático mediante VCF que tenga un amplio rango de captura/enganche es mucho más fácil que para un sistema con VCO con similares características [FRA94].
- 4.- Las simulaciones de sistemas basados en VCF en el *master* son más fáciles, precisas y rápidas que para un sistema de sintonía basado en VCO [FRA94].
- 5.- En los sistemas de sintonía con VCO como circuito *master*, este bloque es el que ayuda a sintonizar la frecuencia del filtro *slave*. Ahora bien, la sintonía del factor de calidad, aunque en determinadas condiciones puede realizarse con el único VCO *master* [PAV98a], [PAV98b], en la gran mayoría de casos necesita de un segundo *master*, compuesto por una célula VCF, que ayuda a sintonizar el Q del filtro *slave* [SCH90], [KHO91], [KHO91a], [STE98], [OSA99].

Este tipo de estructuras, donde se disponen de dos circuitos *masters*, uno de ellos basado en un VCO y el otro basado en un VCF, ambos realizados a partir de componentes apareados con los del filtro a sintonizar [TSI93], se muestra en la figura 2.8. En este sistema de sintonía se necesitan señales de referencia separadas ($v_{REF,F}(t)$ y

$v_{REF,Q}(t)$). Para la sintonía de las frecuencias de interés del filtro principal, el circuito de control de la figura 2.8 dispone de un comparador de fase que detecta la diferencia de fase entre las señales $v_{REF,F}(t)$ y $x_{OF}(t)$. Por su parte, para la sintonía de los factores de calidad del filtro *slave*, el circuito de control suele ser un comparador de amplitud, que detecte la diferencia en los valores de pico de $v_{REF,Q}(t)$ y $x_{OQ}(t)$. Para realizar la detección de amplitud se suelen utilizar los clásicos detectores de amplitud basados en diodos (figura 2.2). En la presente tesis, sin embargo, se desarrolla un método que permite realizar dicha función a través de una estructura alternativa basada en multiplicadores analógicos.

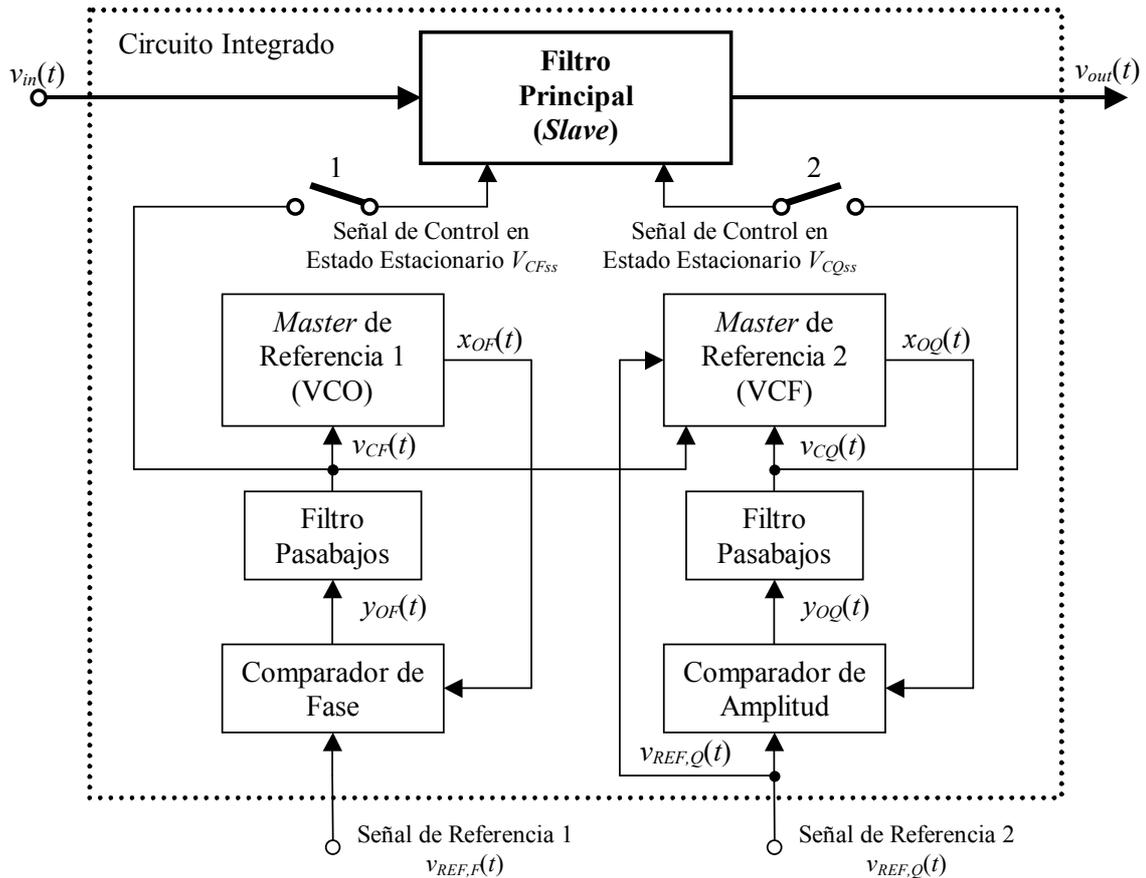


Fig. 2.8.- Diagrama de bloques de un subsistema de sintonía *on-chip* indirecto en lazo cerrado, basado en controles independientes para la frecuencia y para el factor de calidad Q .

La sintonía de la frecuencia y del factor de calidad Q produce señales de control independientes $v_{CF}(t)$ y $v_{CQ}(t)$, respectivamente. Sin embargo, $v_{CF}(t)$ debe ser introducida también al circuito de referencia 2, para que posibles errores de frecuencia no interfieran en la sintonía de Q . Como $Q = \infty$ para el VCO, $v_{CQ}(t)$ no es necesario que se retroalimente al circuito de referencia 1 si éste es un oscilador de referencia. En régimen permanente, las señales V_{CFss} y V_{CQss} son aplicadas directamente a las R 's o G_m 's seleccionadas para el control de las frecuencias y factores de calidad de interés.

La implementación actual de dichas estructuras, independientemente de la alternativa de diseño escogida, es la de circuitería específica (*full-custom*). Así, dicha implementación dependerá de la tecnología microelectrónica utilizada, del tipo de circuito, y del tipo de elementos sintonizables disponibles. Por todo ello, se ha de contemplar una serie de observaciones. A saber [SCH90]:

- 1.- Es importante considerar que, para el correcto funcionamiento del sistema de control, *master* y *slave* estén aparejados en cuanto a sus comportamientos. Por lo tanto, una estrategia para conseguir esto puede consistir en realizar una cuidadosa distribución a la hora de ir colocando los componentes de ambos bloques en el *layout* del circuito integrado. Obviamente, resultaría preferible sintonizar directamente el filtro principal y, de esta manera, eliminar los, por otro lado inevitables, errores de apareamiento entre *master* y *slave*. Ahora bien, no se ha conseguido un método adecuado de sintonía directa del filtro principal, puesto que la señal de referencia y la señal principal no pueden ser aplicadas simultáneamente a dicho filtro sin tener interferencias entre ambas señales.
- 2.- El control del filtro es completamente automático, incluyendo el ajuste de los elementos del circuito. Por tanto, el diseñador debe realizar el filtro de manera que los parámetros de éste sean dependientes de componentes variables electrónicamente. Por ejemplo, los condensadores variables podrían ser realizados mediante uniones *pn* polarizadas inversamente, y los resistores variables podrían ser realizados mediante transistores *MOS* trabajando en la zona óhmica. Se ha de hacer notar que estos “condensadores” o “resistores” tendrán un comportamiento no lineal para gran señal y, por tanto, se podrán utilizar únicamente con señales de pequeño margen dinámico.

A partir de esta idea se ve la dificultad que se tiene en el proceso de autosintonía: una señal es aplicada al filtro y un error, en magnitud o fase, es medido (de forma automática) a una frecuencia determinada. La circuitería de sintonía (que por razones prácticas debe de ser relativamente simple) debe decidir, sobre la base de este error generado, qué componente/s ha/n de variarse para poder reducir esta señal de error. El problema se complica considerando que, por un lado, se tiene solamente uno o, como mucho, unos pocos valores de test a considerar (una señal de test o referencia básicamente proporciona dos informaciones importantes de un filtro: la magnitud y la fase de la respuesta de éste) y, por otro lado, se tiene una potencia de cálculo muy limitada (recuérdese que todo el sistema de autosintonía es *on-chip*, con las limitaciones que ello puede acarrear). Debido a estas dificultades, se debe considerar, ya desde el comienzo, si el filtro que se va a realizar es una estructura factible para ser autosintonizada; es decir, si detectado un error, hay uno o varios componentes del filtro cuyos valores puedan ser variados de forma significativa para poder conseguir corregir dicho error. Esta consideración de sintonía se acentúa todavía más para estructuras formadas por cascadas de filtros.

- 3.- El circuito integrado tendrá como entrada no solamente la señal de información a procesar por el filtro principal, sino también la señal de referencia; además, a menudo el *chip* tendrá señales digitales necesarias para la conmutación, o posibles multiplexaciones en el propio filtro y/o en la circuitería de control o en otras partes del *IC*. Así, se ha de tener especial cuidado en aislar o proteger el filtro principal de dichas señales “extrañas”, que provocarán interferencias o añadirán ruido a la señal principal a procesar, deteriorando el funcionamiento correcto del sistema.
- 4.- El lazo de control de frecuencia está diseñado para reducir a cero cualquier diferencia entre la frecuencia de referencia y algún parámetro frecuencial del filtro principal (por ejemplo, su frecuencia central, para un filtro pasa-banda). Los parámetros frecuenciales del filtro *slave* están referidos a los parámetros

del *master* mediante una constante multiplicativa fijada pero que, muchas veces, no es igual a la unidad. Para conseguir reducir los problemas de interferencias, se puede seleccionar una frecuencia de referencia fuera de la banda pasante del filtro. No obstante, la frecuencia de referencia debe no estar demasiado lejos de las frecuencias donde se tienen los polos críticos del filtro, debido a que se complicarían los requerimientos en el apareamiento de los filtros *master* y *slave* en el proceso de seguimiento del segundo respecto del primero. Si la frecuencia de referencia cambia, el *slave*, dentro del rango de seguimiento del lazo de control, seguirá la evolución del filtro *master*. En este sentido, el sistema de filtrado operará como un **filtro de seguimiento**.

- 5.- Aunque el filtro diseñado pueda ser sintonizado, se han de tener en cuenta toda una serie de consideraciones, como pueden ser: modelizado cuidadoso del sistema, análisis en régimen permanente, etc. La sintonía electrónica casi siempre se realiza a partir de cambios en las condiciones de polarización de *DC*. Si el rango de sintonía es muy amplio, provocado, por ejemplo, por tolerancias iniciales grandes, a menudo otros aspectos importantes del filtro, como la linealidad y el rango dinámico, pueden verse afectados. Además, unos requerimientos de un margen amplio de sintonía darán lugar, por regla general, a unos diseños más complicados tanto para los filtros propiamente dichos como para su circuitería de control.

2.3.2.- Sistema de Sintonía Automática Mediante Ajuste Directo.

A pesar de que la alternativa de ajuste indirecto es la que presenta mejores resultados, y de la que más implementaciones se han llevado a cabo, existen una serie de alternativas que intentan evitar con mayor o menor éxito los inconvenientes y problemas (básicamente de apareamiento entre *master* y *slave*) que la sintonía indirecta posee. Dichas estrategias pasan por intentar sintonizar directamente los parámetros del filtro que procesa la señal de interés, lo cual garantiza un ajuste independiente del apareamiento de componentes [TSI86]. Dentro de este grupo, pueden distinguirse a su vez varias opciones, como son:

➤ **Estrategia de Conmutación u Off-Line.**

En esta variante del proceso de sintonía, se dispone de dos sistemas de filtrado idénticos, de modo que durante un tiempo determinado uno de ellos procesa la señal y el otro se ajusta, conmutándose periódicamente la función de uno y otro. Dicha conmutación se produce evitando en lo posible los transitorios [TSI81], [HUG86]. Dicho de otra forma, los filtros son colocados fuera de servicio de forma alternativa mediante una serie de conmutadores, realizando su sintonía. Cuando dicha sintonía se ha llevado a cabo, el filtro sintonizado es colocado en servicio, mientras que el otro filtro queda a su vez fuera de servicio para que pueda ser sintonizado. Así, este último filtro queda preparado y sintonizado para sustituir al primero y entrar a trabajar cuando éste requiera ser de nuevo sintonizado. Este proceso continúa indefinidamente mientras el circuito está procesando la señal de entrada. En la figura 2.9 se representa el diagrama de bloques de este sistema directo de sintonía *on-chip*.

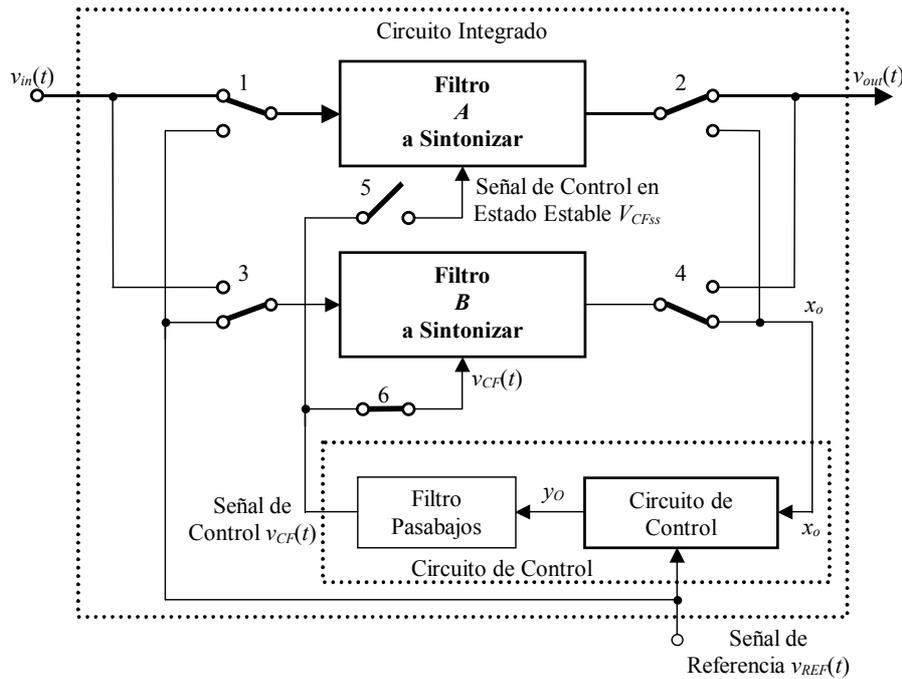


Fig. 2.9.- Diagrama de bloques de un sistema directo de sintonía en lazo cerrado *on-chip*.

El funcionamiento de este esquema es similar al sistema de sintonía indirecta, con la excepción que, en este caso, los filtros *A* y *B* son colocados fuera de servicio de forma alternativa mediante los conmutadores 1 a 6, realizando su sintonía. Cuando la señal de control $v_{CF}(t)$ ha llegado a su valor final de sintonía en régimen estacionario V_{CFss} , el filtro sintonizado es colocado en servicio (en el caso de la figura 2.9 es el filtro *A*), mientras que el otro filtro (el filtro *B*) queda fuera de servicio para que pueda ser sintonizado dentro de un lazo de control. Como crítica puede comentarse varios inconvenientes de esta estrategia:

- 1.- La circuitería de los filtros se ve afectada por los problemas ocasionados por el proceso de conmutación (inyección de carga, ruidos de conmutación, etc. provocados por los elementos semiconductores que realizan las funciones de conmutación). En la práctica deberá tenerse mucho cuidado cuando entra cualquiera de los dos filtros en servicio, para que lleguen de forma correcta al estado de régimen permanente. Por lo tanto, es recomendable que los conmutadores 1 a 5 conmuten de forma secuencial para que, inicialmente, la señal de entrada al filtro $v_{in}(t)$ se conecte mientras la salida del filtro queda desconectada. Cuando el transitorio decae, y se llega al régimen senoidal permanente, se puede ya conectar su salida al camino de la información.
- 2.- El filtro debe ser duplicado (es decir, se necesitan tanto el filtro sintonizable *A* como el filtro sintonizable *B*) si se quiere que, mientras el proceso de sintonía *off-line* sigue adelante hacia su convergencia, el filtro procese la información de entrada $v_{in}(t)$ sin interrupción.
- 3.- Se requiere seguir teniendo apareamiento entre los dos circuitos de filtrado, de forma que sus características sean lo más similares posibles para que, en el momento de realizar la conmutación, no existan diferencias apreciables en la señal de salida por el hecho de que ha sido generada por uno u otro filtro.

Estos inconvenientes y problemas han hecho que la estrategia de ajuste directo haya sido mucho menos utilizada en diseños de sistemas de sintonía automática para filtros de tiempo continuo.

➤ **Estrategia de Superposición.**

En este sistema de sintonización, el sistema de filtrado es único, de forma que la señal a procesar y la que permite el ajuste se inyectan sobre el mismo filtro. Esta estrategia es posible cuando las señales a procesar son muy particulares, de forma que dicha señal y la de sintonía puedan ser multiplexadas en el dominio del tiempo, en el dominio de la frecuencia (ocupar bandas frecuenciales muy diferentes) o ser ortogonales entre sí [KUH94]. Aun así, las diafonías y acoples obtenidos entre la señal de interés y la de referencia son excesivamente grandes como para obtener sistemas de procesado de alta calidad. Estas limitaciones hacen que la utilización de esta estrategia sea mínima y marginal para sintonía de filtros de tiempo continuo.

➤ **Estrategias de Sintonía Mediante Conversión Digital/Analógica.**

Otro método de sintonía, en este caso para realizar filtrado adaptativo mediante la utilización de convertidores digital/analógico (D/A) se presenta en [SHO95], donde el sistema de filtrado se aplica en transmisión de datos de alta velocidad sobre par trenzado (figura 2.10). En esta aplicación, por tanto, la entrada al filtro es una cadena de datos digitales formada por unos y ceros lógicos. Antes de la transmisión, un filtro pasa-bajos conformador de señal es necesario para asegurar que no se radie demasiada potencia de alta frecuencia desde el par trenzado (filtrado de armónicos de alta frecuencia). El filtro es una estructura bicuadrática g_m - C , sintonizable entre 10 y 230 MHz. Los dos lazos de sintonía (el lazo de frecuencia y el de factor de calidad) trabajan suponiendo que la entrada al filtro será siempre una serie de pulsos lógicos (con amplitud de $\pm 1 V$) y, de esta forma, el filtro se sintoniza gracias a su respuesta transitoria temporal a un escalón de entrada unitario. Específicamente, la sintonía en frecuencia es conseguida cuando se asegura que el cruce por cero de la salida del filtro pasa-bajos se produce pasado un cierto tiempo (Δt) después de la transición de los datos de entrada. También, la sintonía del factor de calidad Q es realizada mediante la comparación del pico obtenido a la respuesta escalón en la salida del filtro pasa-banda con una tensión conocida. Afortunadamente, este pico en la salida pasa-banda tiene lugar aproximadamente en el mismo instante (Δt) que el paso por cero de la señal obtenida en la salida pasa-bajos del filtro, con lo cual ambos detectores pueden ser realizados a través de la utilización de dos comparadores con *clock*, que son disparados en el tiempo preestablecido (Δt) después de la transición del dato. Esta realización ha sido utilizada para sintonizar un filtro de segundo orden para transmisión de datos a 100 Mbit/s [SHO95].

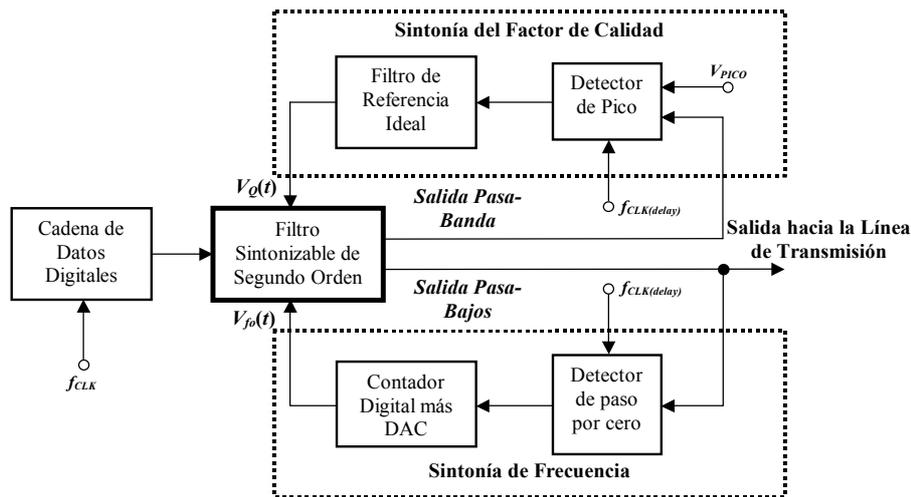


Fig. 2.10.- Método de sintonía del filtro conformador de pulsos necesario en sistemas de comunicación de datos de alta velocidad.

Los mayores problemas que tiene este método de sintonía son, por una lado, la baja precisión que se puede llegar a conseguir si los detectores de paso por cero no tienen la suficiente velocidad y si el convertidor D/A no tiene un número de bits mínimo y, por otro, el diseño de un convertidor D/A con un mínimo tiempo de conversión. Evidentemente, este tipo de sintonía es sólo adecuada cuando la señal de entrada a procesar es del tipo especificado.

➤ Estrategias Adaptativas.

Estos esquemas, basados en los sistemas adaptativos, utilizan una señal predeterminada de referencia “modelo”, que se compara con la señal de salida del filtro a sintonizar ante una entrada predeterminada. El error ocasionado corrige así, mediante algún algoritmo adaptativo de sintonía como, por ejemplo, el LMS (*Least-Mean-Squared*) [WID85], los coeficientes de dicho filtro. La sintonización no actúa por tanto sobre los parámetros a ajustar (típicamente frecuencia/s de corte y factores de calidad Q), sino directamente sobre los coeficientes de la función de transferencia [JOH90], [JOH91], [KOZ91], [KWA91], [SHO95b], [STE98].

El esquema de sintonía propuesto en [KOZ91] está basado en una configuración de filtrado adaptativo del tipo conocido como *model-matching*, tal y como se representa en la figura 2.11.a, donde el objetivo final es el de ajustar la función de transferencia del filtro sintonizable tomando como referencia la deseada de un ‘filtro ideal’. Dicho objetivo se consigue gracias a la aplicación de una señal con gran riqueza armónica (normalmente ruido blanco) en las entradas de ambos filtros y utilizando un algoritmo adaptativo para ajustar los coeficientes del filtro sintonizable minimizando así la señal de error $e(t)$. Dicha señal de error, $e(t)$, es simplemente la diferencia entre la salida del filtro de referencia, $r(t)$, y la salida del filtro, $y(t)$. Por razones prácticas, se escoge el conocido algoritmo LMS, que minimiza el valor del error cuadrático medio (MSE, *Mean-Squared Error*).

La configuración conocida como *model-matching* de la figura 2.11.a sugiere que, dado un filtro de referencia ideal, el filtro sintonizable podría ser sintonizado a una función de transferencia deseada. Sin embargo, la suposición de tener un ‘filtro ideal’ contradice claramente la necesidad de la sintonía. El sistema de sintonía adaptativo,

representado en la figura 2.11.b, elimina la necesidad de disponer de dicho (e hipotético) filtro ideal. La entrada de ruido blanco es remplazada por una versión en tiempo discreto, $u_n(t)$, tal que la correspondiente salida, $r(t)$, pueda ser precalculada. Por simplicidad de implementación, la salida precalculada, $r(t)$, es reemplazada por una versión en tiempo discreto, $r_n(t)$.

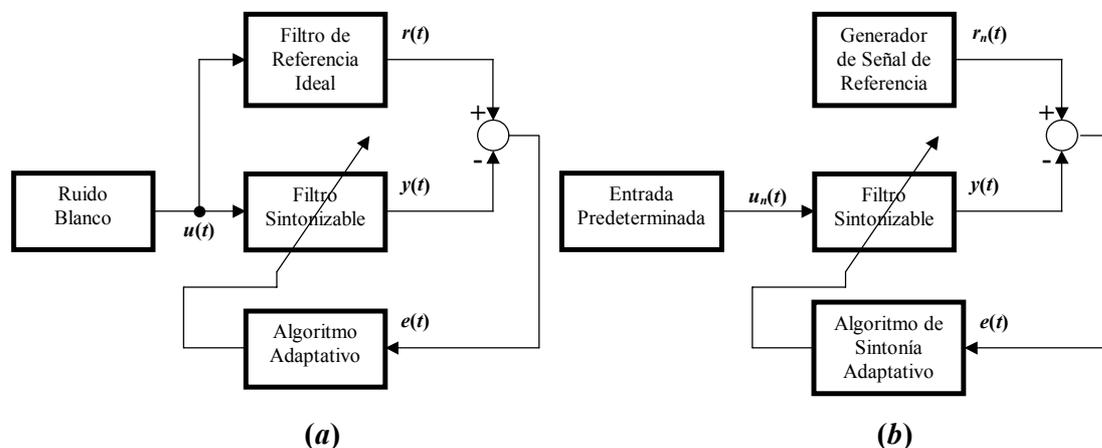


Fig. 2.11.- Configuración de la estructura denominada *model-matching*. (a) Configuración tradicional. (b) Sistema de sintonía adaptativo (configuración modificada, sustituyendo el filtro de referencia ideal).

Aunque el sistema de sintonía adaptativo de la figura 2.11.b sugiere que el filtro no estará en servicio durante el proceso de sintonía, el diseño está pensado para trabajar mediante una estrategia de conmutación similar a la explicada previamente, utilizando para ello dos filtros idénticos. La conmutación entre el filtro en servicio y el filtro que está siendo sintonizado permitirá la sintonización de ambos, sin necesidad de dejar de procesar la información de interés. Otra alternativa es emplear una estructura de sintonía que no implique necesariamente la interrupción de la señal a procesar, utilizando para ello dos filtros (*A* y *B*), donde el filtro *A* continuamente procese la señal de entrada. Por su parte, el segundo filtro (*B*) es inicialmente sintonizado por el lazo adaptativo, de forma que pueda ser utilizado como filtro *master* de referencia para la sintonía del filtro *A*. Una vez que este filtro es sintonizado, la señal de entrada para sintonizar al filtro *A* es también aplicada al mismo, desempeñando el papel de ‘filtro de referencia ideal’ de la figura 2.11.a, para generar la señal de referencia $r(t)$ utilizada en la sintonía del filtro *A*. Claro está, que este método supone que el contenido espectral de la señal de entrada es suficientemente rico como para caracterizar completamente la función de transferencia. Sin embargo, con este método de sintonía, no se requieren apareamientos críticos entre los dos filtros, y la señal de interés nunca deja de ser procesada.

Ejemplos de estas estrategias de sintonía que aparecen en la bibliografía con demostraciones prácticas utilizan realmente realizaciones analógicas y digitales mixtas, como las presentadas en [VAN90] y [JOH89], e incluso en algún caso el ajuste se realiza *off-chip* [JOH89], dado que la realización analógica de los algoritmos adaptativos está sujeta a fuertes errores debidos, sobre todo, a tensiones de *offset* de los elementos utilizados [SHO95b], [CAR00].

Aparte de la dependencia de la precisión conseguida respecto a parámetros varios como *offsets* de tensión y corriente de la circuitería, todas estas alternativas adaptativas tienen como principal desventaja el complejo mecanismo necesario para la

sintonía que hace que sea difícilmente viable la posibilidad de integrar *on-chip* los diferentes bloques que componen el sistema. Estos dos problemas básicos hacen que la realización de dichos sistemas comporte una importante complejidad y su utilización no pase más allá de prototipos experimentales.

2.3.3.- Otros Métodos Posibles de Sintonía Automática.

En diferente bibliografía han ido apareciendo diferentes métodos y estrategias de sintonía para CTFs que no se pueden incluir en ningún grupo de la clasificación realizada anteriormente. A modo de ejemplo, se presentan de forma resumida algunas de las más interesantes:

➤ **Sintonización de la Frecuencia Mediante Resistor Externo de Precisión.**

Existe un método de sintonía indirecto de filtros integrados de tiempo continuo que no utiliza un filtro *master* para fijar la frecuencia del filtro principal o *slave*, ni tampoco señal de referencia externa, sino que emplea un resistor externo (o grupo de resistores, si fuera el caso), cuyo valor sirve como referencia del valor de los resistores del circuito integrado que fijan los parámetros frecuenciales de éste. Un circuito comparador compara el valor de la resistencia externa con el valor de la/s resistencia/s interna/s del filtro que determina/n la/s constante/s de tiempo. La señal de error obtenida en dicha comparación se procesa de forma adecuada para que el valor absoluto del error sea reducido. La resistencia externa debe ser inicialmente ajustada hasta que se consigue la respuesta en frecuencia deseada.

Este método de sintonía se ha utilizado con éxito en diferentes productos comerciales. Un filtro pasa-banda experimental ha sido diseñado e implementado en tecnología *CMOS* de $2,4 \mu m$, alimentado a $\pm 5V$, cuya sintonía se basa en este principio [PAP97]. Dicho filtro ha formado parte de un circuito que selecciona una portadora de señal determinada en un sistema de telecomunicaciones que emplea los mismos cables que la red eléctrica pública subterránea de $50 Hz$. La frecuencia fundamental de esta señal es de $175 Hz$. El filtro debe ajustarse a una frecuencia central de $175 Hz$, un ancho de banda de $5 Hz$ y una atenuación mínima de $40 dB$ en las bandas atenuadas, para poder eliminar así los armónicos introducidos por la tensión de red de $50 Hz$.

El sistema de sintonía de la frecuencia se presenta en la figura 2.12. Al necesitar el filtro un elevado factor de calidad (aproximadamente 35), el filtro aparentemente debería disponer de un segundo lazo de control de Q , parecido a los descritos en apartados anteriores.

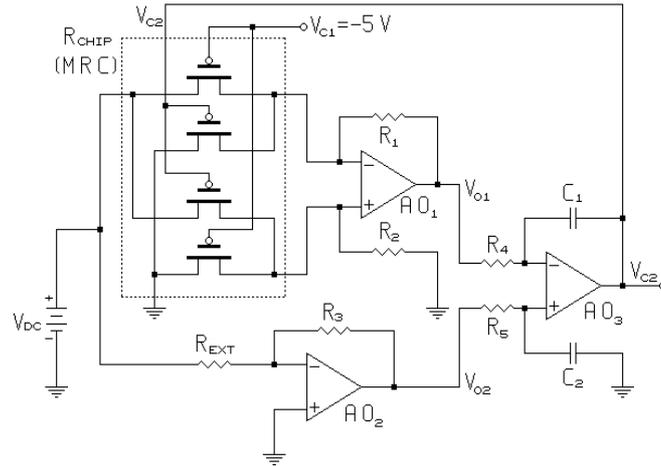


Fig. 2.12.- Sistema de sintonía de la frecuencia mediante un resistor externo R_{EXT} .

El principio de funcionamiento del lazo es el siguiente: el esquema de sintonía integrado tiene como dispositivo *on-chip* controlado electrónicamente un MRC *MOS Resistive Circuit* (R_{CHIP}), similar a la estructura que se estudia en detalle en el próximo capítulo de la presente memoria, compuesto por cuatro transistores de canal *p*. Este MRC será idéntico a los MRCs utilizados en el filtro. Por otro lado se tiene como dispositivo de referencia un resistor *off-chip* (R_{EXT}), que deberá ser un elemento de muy buena calidad. Como la tensión de puerta V_{C1} está fijada al valor más negativo de la alimentación (-5 V en este caso), el valor de R_{CHIP} se fija mediante la tensión en la otra entrada de control del MRC (V_{C2}). Esta R_{CHIP} , además de ser igual que las resistencias que fijan los parámetros frecuenciales del filtro, debe colocarse cerca de ellas, aplicándoles a todas ellas la misma tensión de control V_{C2} , forzando, por tanto, que tengan el mismo valor óhmico.

El funcionamiento del lazo de sintonía es el siguiente: la tensión de salida V_{O1} del amplificador operacional AO_1 , teniendo en cuenta que actúa como amplificador inversor, vale:

$$V_{O1} = -V_{DC} \cdot \frac{R_1}{R_{CHIP}} \quad (2-13)$$

donde se supone que $R_1=R_2$. Por otro lado, la tensión de salida V_{O2} del operacional AO_2 será:

$$V_{O2} = -V_{DC} \cdot \frac{R_3}{R_{EXT}} \quad (2-14)$$

Por su parte, el amplificador operacional AO_3 está configurado como un integrador, el cual calcula la integral de la diferencia de tensiones ($V_{O2}-V_{O1}$); es decir:

$$\begin{aligned}
 v_{C2}(t) &= \frac{1}{R_4 \cdot C_1} \cdot \int_{-\infty}^t (V_{O2} - V_{O1}) \cdot dt = \frac{1}{R_4 \cdot C_1} \cdot \int_{-\infty}^t \left(-V_{DC} \cdot \frac{R_3}{R_{EXT}} + V_{DC} \cdot \frac{R_1}{R_{CHIP}} \right) \cdot dt = \\
 &= \frac{V_{DC}}{R_4 \cdot C_1} \cdot \int_{-\infty}^t \left(\frac{R_1}{R_{CHIP}} - \frac{R_3}{R_{EXT}} \right) \cdot dt
 \end{aligned}
 \tag{2-15}$$

donde se supone que $R_4 = R_5$ y $C_1 = C_2$. Por tanto, $v_{C2}(t)$ controlará el valor óhmico del MRC (R_{CHIP}), haciendo que su valor sea igual a R_{EXT} , pues se tiene que:

$$R_{CHIP} = \frac{1}{K' \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{C2} - V_{C1})}
 \tag{2-16}$$

A pesar de presentarse como una alternativa de sintonía, puede apreciarse que este método padece de graves problemas como son:

- 1.- Este tipo de lazo de control no puede sintonizar o corregir variaciones que sucedan en los condensadores del filtro debido a la temperatura, envejecimiento, etc., por lo que su utilización es limitada, ya que nunca se asegura que la frecuencia central del filtro sea la deseada a pesar del teórico y perfecto ajuste de las resistencias del circuito con la resistencia externa R_{EXT} . Ello obliga a que los condensadores deban poseer un bajo coeficiente de temperatura y excelentes prestaciones, ya que sus desviaciones a lo largo del tiempo no pueden nunca ser corregidas mediante este sistema de sintonía.
- 2.- Para compensar pequeñas variaciones de fabricación en los valores nominales de los resistores *MOSFET* y de los condensadores, R_{EXT} debe ser inicialmente ajustada una vez hasta que la respuesta frecuencial sea la deseada. Dicha R_{EXT} debe poseer también un bajo coeficiente de temperatura. De lo contrario, las variaciones del valor de este componente debido a la temperatura, envejecimiento, etc. haría que el sistema de sintonía fuera inútil.

➤ **Sintonía Automática de la Frecuencia y del Factor de Calidad de Filtros Pasa-Banda Basada en Detección de Envolvente.**

La sintonía automática de la frecuencia y del factor de calidad para filtros pasa-banda basada en detección de envolvente [ILK98] es una estructura de sintonía fundamentada en el ajuste indirecto mediante un conjunto *master-slave*, aunque con una filosofía diferente a la comentada en párrafos anteriores, tal y como se expone a continuación.

El esquema de sintonía propuesto en [ILK98] para la frecuencia utiliza una detección de envolvente para obtener la respuesta del módulo de la función de transferencia del filtro, y detectar la frecuencia central de éste. La respuesta de magnitud de un filtro puede ser obtenida mediante un barrido en frecuencia de la señal de entrada aplicada, y la medida del correspondiente valor de la amplitud de la señal de salida. El máximo de dicha amplitud corresponde con la frecuencia central del filtro, siempre y cuando los errores de apareamiento en el circuito sean suficientemente pequeños. Si dichos errores fueran considerables, la frecuencia donde se localiza el máximo de la tensión de salida del filtro no coincidiría exactamente con la frecuencia central (aunque

normalmente ambas frecuencias sí están próximas). En lugar de realizar este proceso, en el esquema propuesto se tiene una señal de referencia fija ω_R que se aplica a la entrada del filtro *master*, mientras que se realiza un barrido de la tensión de control de la frecuencia, es decir, de V_{FC} , variando por tanto la transconductancia g_m entre un valor máximo y un valor mínimo y, por tanto, la frecuencia central del filtro en un cierto intervalo. La envolvente en el dominio del tiempo del filtro reflejará la respuesta del módulo de la función de transferencia del filtro.

Una suposición acerca del filtro es que la frecuencia central (o la transconductancia g_m) es una función monotónica de la tensión de control de la frecuencia central del filtro, V_{FC} , dentro del rango de barrido. El intervalo de tiempo en que V_{FC} varía puede ser escogido de manera arbitrariamente grande, tan grande como sea necesario para satisfacer el tiempo necesario para la sintonía adecuada del filtro. No obstante, se tiene un valor mínimo, que viene determinado por el factor de calidad y por la frecuencia central. Una vez que la respuesta de la magnitud es obtenida, el valor de la tensión V_{FC} , correspondiente al nivel del pico máximo detectado, puede ser aplicado tanto al *master* como al *slave*, corrigiendo el error generado en el lazo de retroalimentación.

Después de la sintonía en frecuencia, teniendo determinado el valor correcto de la tensión V_{FC} , debe ser sintonizado el valor del factor de calidad Q del filtro. El circuito de sintonía del factor de calidad se realiza mediante un diseño basado en detectores del valor de pico de la tensión de referencia y el valor de pico de la tensión de salida del filtro. La diferencia entre ambos valores es la tensión de control que actuará sobre los filtros *master* y *slave* para corregir así el valor de Q hasta conseguir el deseado.

Todo el diseño planteado en [ILK98] es alimentado mediante una tensión simple de 3 V, y trabaja en alta frecuencia (alrededor de 150 MHz) y con altos valores de Q (alrededor de 20), con lo cual estos circuitos integrados pueden ser utilizados en aplicaciones de radio con alimentación a baterías. El método es insensible al *offset* de DC y a los errores del proceso, pudiéndose utilizar en configuraciones del tipo *off-line* (estrategia de conmutación) o también *master-slave*.

Como principal desventaja cabe citar la necesidad de disponer de tres señales de reloj diferentes que sirven para secuenciar correctamente los pasos de sintonía de la frecuencia, y el requerir una circuitería relativamente sofisticada para realizar los procesos de barrido y detección de niveles.

➤ **Estrategia de Sintonía Automática Mediante Lógica Fuzzy.**

También se muestra cierto interés e inquietud por aplicar métodos más novedosos y avanzados de la teoría de control a la sintonía automática. Este es el caso, por ejemplo, de la lógica *fuzzy* (lógica difusa o borrosa). En [MOR94] se presenta un método de sintonía automática que utiliza un sistema experto de control basado en lógica *fuzzy* para sintonizar un filtro pasa-bajos g_m -C con una estructura bicuadrática de segundo orden. Se intenta hacer que su curva de transferencia entre dentro de una determinada plantilla o gálibo dado por las especificaciones del diseño. Esta técnica tiene la ventaja que cuando el filtro es sintonizado no se necesita apareamiento alguno porque con el ajuste del filtro se pretende únicamente que su curva de ganancia entre en dicha plantilla. Una vez que la curva está dentro de la misma, en un proceso de

optimización posterior, el sistema puede mover los parámetros del filtro para aproximarlos a la función deseada (Butterworth, Tchebyscheff, etc.).

El sistema de sintonía requiere la medida de la magnitud de las señales de entrada y salida en tres puntos frecuenciales diferentes: para $\omega = 0$, para la frecuencia máxima de la banda de paso y, por último, para la frecuencia mínima de la banda atenuada. Una sección de control aplica las señales de test secuencialmente (figura 2.14) y almacena las medidas de magnitud. Una vez que la señal de salida es obtenida, el sistema modifica los parámetros del filtro de forma adecuada. El sistema entonces aplica las señales de test de nuevo y repite de forma iterativa el mismo proceso hasta que la respuesta en frecuencia del filtro esté dentro de la plantilla especificada.

Como el resto de métodos con multiplexación temporal entre el proceso de ajuste de parámetros y el de procesamiento de señal, este método de sintonía presenta el inconveniente que mientras el filtro está sufriendo el proceso de sintonía, no puede procesar la señal de interés. Por otra parte, una vez sintonizado y cuando ya está trabajando, el filtro puede sufrir desajustes que no son en absoluto detectados por el sistema experto, ya que el filtro, una vez sintonizado, pasa a trabajar en lazo abierto. El sistema experto fue implementado en [MOR94] utilizando un ordenador convencional, con una base de conocimiento formada por 45 reglas difusas. Téngase también en cuenta que lo sofisticado del mecanismo hace que sea muy complicada la integración *on-chip* de todo el sistema de sintonía.

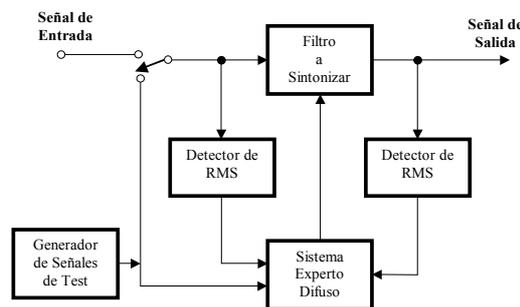


Fig. 2.14.- Sistema de sintonía *off-chip* basado en *fuzzy logic*.

2.3.4.- Últimas Contribuciones al Estado del Arte.

La publicación de implementaciones de diversas estrategias de sintonía automática para filtros de tiempo continuo ha sido, aunque no abundante, sí constante en los últimos cuatro o cinco años. En este apartado se resumen algunas de las publicaciones más representativas que hacen referencia a sintonía de filtros analógicos y que permiten tener una idea del estado del arte actual en este campo. Así, por ejemplo, en [CAR00] se presenta en detalle una perspectiva histórica y una proyección futura en cuanto a estructuras de filtros analógicos susceptibles de ser empleadas como filtros adaptativos, técnicas circuitales para su implementación y algoritmos adaptativos utilizados para tal fin. A este respecto, muestra el algoritmo LMS y pone de manifiesto sus dificultades de implementación con circuitería analógica (dicha problemática queda patente, entre otras, en las referencias [VAN90], [KOZ91], [SHO95b] y [STE98]). En cuanto a las tecnologías muestra como la MOSFET-C, junto con la g_m -C, son las más idóneas para la realización de filtros adaptativos de tiempo continuo.

La dificultad del diseño e implementación de estructuras de sintonía automática queda patente en numerosos artículos que exponen la necesidad de dicha sintonía pero no presentan soluciones implementadas. Así, en [CEL02] se muestra una sección bicuadrática de tiempo continuo formada por transconductores pseudodiferenciales con el objetivo de que sean fácilmente integrables en secciones pasa-banda de IF y RF. Utilizando como base esta sección bicuadrática, se presenta un filtro pasa-banda de cuarto orden. Sin proponer explícitamente ninguna estructura de sintonía, el artículo muestra la necesidad de sintonía del filtro y deja abierta las puertas a estructuras de sintonía diversas para la estructura de filtrado planteada en el artículo. También en [WU-02] se muestra otra estructura bicuadrática CMOS en este caso para aplicaciones de VHF y RF, basada en tecnología gm -C. Derivada de esta estructura, se muestra una circuitería que implementa inductancias activas que permite la realización de células LC. Los autores ponen de manifiesto la necesidad de una sintonía automática del mismo pero no proponen ninguna implementación.

Referente a métodos que podrían ser empleados como base en sistemas de sintonía automática, en [CAL00] se presenta una estrategia a partir de la observación y análisis de la respuesta transitoria de sistemas con dinámica de segundo orden. El método se basa en aprovechar parámetros de la respuesta transitoria del sistema, en particular el tiempo necesario para alcanzar el pico máximo del sobreimpulso y el valor del éste último ante diferentes entradas de test, típicamente el escalón, la rampa o la parábola. No obstante, aparte de la presentación del método, el artículo no presenta ninguna posibilidad en cuanto a la implementación de las ecuaciones que servirían para determinar los adecuados parámetros del filtro. A este respecto cabe decir que la complejidad de implementación de las funciones no lineales obtenidas podría hacer no práctica la realización del sistema de sintonía.

Casi todas las técnicas de sintonía que aparecen en las diferentes publicaciones consultadas tienen similitud con las estructuras presentadas en este capítulo. Por ejemplo, en [WAD98] se muestra un sistema de sintonía automática para ajustar las características frecuenciales de filtros de tiempo continuo que utilizan integradores puros mediante la detección de la frecuencia de ganancia unidad de los mismos. La arquitectura de sintonía empleada detecta los desplazamientos frecuenciales respecto del valor deseado y mediante un detector de fase basado en un multiplicador analógico seguido por un filtro pasa-bajos, permite generar las tensiones de polarización adecuadas que corrigen las desviaciones de las constantes de tiempo de los integradores que forman el filtro. Dichos integradores se realizan mediante transconductores linealizados implementados en tecnología bipolar.

Por otro lado, en [KAL03] se muestra un esquema de sintonía para filtros bicuadráticos de tiempo continuo de alta Q basado en una variante del algoritmo LMS para la sintonía del factor de calidad más un segundo lazo de control para la sintonía de la frecuencia central diseñado alrededor de un sistema PLL. La estructura está basada en la *master-slave*, donde la sintonía de Q se realiza de forma independiente de los posibles armónicos presentes en la señal de referencia y de errores frecuenciales.

En [BOL01] se muestra un filtro pasa-bajos CMOS de octavo orden, formado a partir de una cascada de células biquads y de primer orden con arquitectura gm -C completamente balanceadas, con rango de sintonía entre 30 y 120 MHz para aplicación en canales de lectura/escritura en *drives* de discos duros. La sintonía del filtro se realiza

a través de la variación de los valores de las transconductancias g_m de pares diferenciales degenerados por medio de dos lazos de control. Para evitar cualquier problema de estabilidad asociado a la simultaneidad de actuación de los dos lazos, uno de ellos se ha realizado con una dinámica mucho más lenta que la del segundo. El método de sintonía está basado en la estructura *master-slave*, con dos sencillos lazos que comparan el inverso de la transconductancia de una célula g_m/C *master* con una resistencia de alta precisión externa al circuito integrado. A partir de dicha comparación se generan dos tensiones de error que sirven para polarizar adecuadamente todos los transistores de la estructura de filtrado *slave*. Una de las tensiones de control, generada por uno de los lazos, realiza una primera sintonía, mientras que la obtenida por el segundo de ellos sirve para realizar una sintonía más fina. Una cascada de conmutadores, asociados con los respectivos transconductores cuyas transconductancias están convenientemente escaladas amplía el margen de sintonía del filtro en un factor 1:4.

También con aplicación en sistemas para canales de lectura de discos, en [GRO00] se presenta un filtro pasa-todo MOSFET-C de tercer orden con aproximación de Bessel para la banda de los 120 MHz. Tras poner de manifiesto la problemática existente en la tecnología op-amp-MOSFET-C para esta aplicación (básicamente un pequeño margen de sintonía y un limitado ancho de banda), el autor presenta una circuitería de sintonía basada en la aplicación de las tensiones de polarización adecuadas a los transistores MOS del filtro proporcionadas por un lazo de control tras la medida de las resistencias que implementan los mismos y la comparación de éstas con resistencias de referencia realizadas también con transistores MOS. Obsérvese que estos dos últimos métodos de sintonía propuestos son similares al presentado en [PAP97] y explicado en el apartado 2.3.3 de este capítulo, donde se propone un método de la sintonía de la frecuencia mediante un resistor de precisión externo.

Los artículos referenciados como [SHA98] y [SHA99] presentan el diseño de un filtro pasa-bajos de tiempo continuo, en este caso en modo corriente, construido en torno a dos integradores, uno con pérdidas y el otro sin ellas, para trabajar hasta la banda de decenas de MHz. La frecuencia natural y el factor de calidad de la estructura son sintonizados por medio de sendos lazos de control realizados también en modo corriente, aunque presenta el inconveniente de una relativa complejidad en el diseño de los lazos de control comparada con la de la estructura de filtrado principal. Los artículos dejan abierta la posibilidad (sin entrar en más detalle) de diseñar filtros analógicos programables digitalmente modificando las constantes de tiempo de los integradores a través de las tensiones de polarización de los mismos.

En [YOS02] se muestra la implementación de un filtro pasa-bajos MOSFET-C linealizado para banda base en receptores de radio. En lugar de resistores MOSFET, el diseño emplea resistencias de polisilicio en las etapas de entrada y salida del filtro para aumentar la linealidad del conjunto. La sintonía del mismo se efectúa cambiando la tensión de control en los resistores de las etapas intermedias del filtro, realizados en torno de células MRC (*MOS Resistive Circuit*). La circuitería de control es la clásica presentada en este capítulo, basada en un multiplicador analógico que hace la función de detector de fase, seguido de un circuito integrador que proporciona a su salida los niveles de polarización adecuados para las constantes de tiempo de las células del filtro. El artículo no muestra ningún lazo de sintonía del factor de calidad del filtro.

Finalmente, en [OSA01b] se muestra la realización de un filtro MOSFET-C con sintonía automática que utiliza una técnica indirecta *master-slave* basada en un sistema PLL, donde el *master* es un oscilador con una estructura que deriva del filtro *slave*, y en el que existen dos lazos de control, uno para la sintonía de la frecuencia central, y otro para la sintonía del factor de calidad. La topología del filtro es la denominada TQE (*Transimpedance Q-Enhancement*) similar a la utilizada en la presente tesis (capítulo 4), donde las resistencias de la misma se han realizado con células MRC. El filtro diseñado permite trabajar en la banda de audio, cubriendo alrededor de una década (entre unos 2 kHz y 20 kHz), y un rango de sintonía para el factor de calidad comprendido entre 1 y 14, aproximadamente, con un margen en las tensiones de control aplicadas a las celdas MRC de 1,5 V. El valor máximo de la amplitud de la señal a procesar en estas condiciones es de unos 500 mV, pico a pico.

Conviene indicar que este artículo deriva del trabajo para la obtención de la tesis doctoral referenciada como [OSA99], y que se engloba, juntamente con la presente tesis, en el trabajo de investigación llevado a cabo en el marco del proyecto de la CICYT ‘TIC97-0418-C02-02’, denominado ‘Arquitecturas VLSI Sintonizables para Aplicaciones de Audio y Control’, y cuya financiación ha sido realizada por el Gobierno Español, a través del Ministerio de Educación y Cultura. Como se comentó ya en el capítulo 1 de esta memoria, con este trabajo se han intentado mostrar dos alternativas diferentes a la hora de diseñar y sintetizar estructuras de sintonía automática para filtros de tiempo continuo: la primera, basada en una estructura alrededor de un oscilador controlado por tensión (VCO), que dio como resultado la referenciada tesis [OSA99] y el posterior artículo [OSA01], y la segunda, basada en un filtro controlado por tensión (VCF), de la cual nace la presente tesis doctoral.

En ambas tesis se ha trabajado sobre la misma estructura de filtrado (TQE) y, para ello, optado por investigar la aplicabilidad de los mecanismos de autoajuste *on-chip* sobre circuitos realizados mediante técnicas *MOSFET-C*. También en ambas se han considerado como elementos sintonizables electrónicamente las células MRC. Ello ha llevado a una mejor caracterización de las mismas, con la propuesta de modelos que incluyen los efectos no lineales característicos de estas celdas (expuestos en el capítulo 3) [VID99], [VID00a], [VID00b], [OSA01].

2.4.- ANÁLISIS DE LA SINTONÍA DE FRECUENCIA.

En este capítulo se han presentado hasta el momento diversas estrategias de sintonía *on-chip* para filtros de tiempo continuo. De las posibilidades citadas, la que más ventajas comporta en cuanto a versatilidad (el modo de sintonía es independiente del tipo de filtro y de la tecnología empleada en el mismo) y robustez (el proceso de convergencia en la sintonía es muy fiable) es la de ajuste indirecto mediante una estructura *master-slave*. Ésta es la opción de sintonía escogida en la realización del presente trabajo de tesis.

Tal y como se ha comentado previamente, los lazos de sintonía pueden tener dos alternativas principales para su realización. Este apartado tiene como objetivo realizar un análisis de la sintonía de la frecuencia de un filtro de tiempo continuo cuando el lazo de control se realiza en torno a una estructura PLL basada en VCO en el circuito *master*, como es el caso tratado en [OSA99], y cuando se diseña empleando un detector de fase

más un VCF como circuito *master*, que es el caso que desarrolla la presente tesis doctoral. El análisis aportará una serie de conclusiones que permitirá comparar ambas alternativas.

2.4.1.- Sintonía de la Frecuencia Mediante Detector de Fase y VCO como Master.

La figura 2.15 muestra el diagrama de bloques de un sintonizador de frecuencia del tipo PLL, donde el detector de fase puede implementarse mediante un multiplicador analógico, aunque también es común que se realice sobre la base de una puerta OR exclusiva. Recuérdese que el esquema de sintonía tipo PLL consiste en un VCO de ‘referencia’ o *master* realizado a partir de una estructura similar a la del filtro principal (filtro *slave*) que se desea sintonizar, excepto que posee un factor de calidad que tiende a infinito y, por tanto, el circuito oscila. El detector de fase compara continuamente la fase de la señal de salida del oscilador $x_{OF}(t)$ y la de la señal de referencia $v_{REF}(t)$, proporcionando la tensión de control $v_{CF}(t)$ que irá modificando por un lado los parámetros del filtro *slave* y, por otro, la frecuencia del oscilador, hasta que éste engancha con la frecuencia de referencia [SCH90].

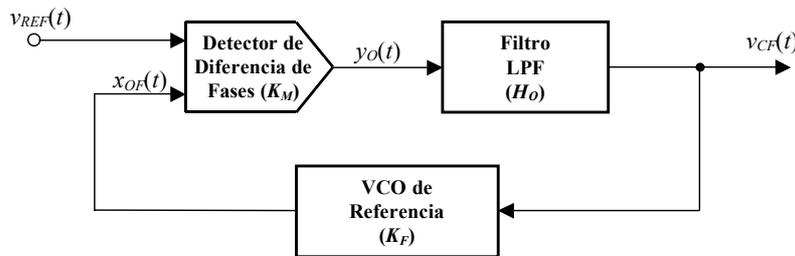


Fig. 2.15.- Esquema de sintonía en frecuencia basado en una estructura PLL.

La operación del lazo de control de la figura 2.15 es la siguiente:

1. El detector de fase compara la señal de referencia $v_{REF}(t)$ con la señal de salida del VCO $x_{OF}(t)$, estando ambas definidas para todo t como:

$$\begin{aligned} v_{REF}(t) &= V_{REF} \cdot \cos(\omega_{REF} \cdot t) \\ x_{OF}(t) &= V_{OF} \cdot \sin(\omega_{VCO|_0} \cdot t + \theta(t)) \end{aligned} \quad (2-20)$$

con $\omega_{VCO|_0}$ la frecuencia de libre oscilación (*free-running frequency*) de la salida del VCO (es decir, cuando la señal a su entrada $v_{CF}(\varphi_e)=0$), y $\theta(t)$ la fase instantánea que determina la frecuencia de salida del VCO a lo largo del tiempo respecto de su valor inicial. Normalmente, en la operación del VCO, la variación instantánea de dicha fase, y consecuentemente la frecuencia de salida del VCO, es proporcional a la señal de entrada $v_{CF}(t)$ aplicada a él; es decir:

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = K_F \cdot v_{CF}(t) \quad (2-21)$$

siendo K_F la constante (medida en $rad \cdot (s \cdot V)^{-1}$) de conversión de $v_{CF}(t)$ a $d\theta(t) / dt$.

2. El detector genera una señal de error $y_O(t)$ función de la diferencia instantánea de fases entre la señal de referencia $v_{REF}(t)$ y la de salida del VCO $x_{OF}(t)$. De esta señal se eliminan las componentes de alta frecuencia indeseadas mediante un filtrado pasa-bajos (normalmente de primer orden), dejando únicamente el valor medio $\overline{Y_O}$ de la señal $y_O(t)$. Si las señales $v_{REF}(t)$ y $x_{OF}(t)$ se recuadrasen antes de aplicarse al detector de fase, para eliminar cualquier información de amplitud, el filtrado pasa-bajos permitiría de igual manera obtener únicamente la componente de baja frecuencia de la señal $y_O(t)$.
3. Se genera así una señal de error $v_{CF}(t)$ que se aplica al VCO, corrigiendo el error de fase instantáneo detectado. Cuando se alcanza el régimen permanente, y el PLL está enclavado, la salida del filtro LPF del lazo es una señal DC $v_{CF}(t) = V_{CF}$.

La operación del PLL puede ser descrita comenzando por la salida del detector de fase, es decir:

$$y_O(t) = K_M \cdot v_{REF}(t) \cdot x_{OF}(t) \quad (2-22)$$

donde el parámetro K_M es la ganancia proporcionada por el multiplicador analógico. Teniendo en cuenta que para dos ángulos α y β cualesquiera se cumple:

$$\sin \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} \cdot [\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)] \quad (2-23)$$

y asumiendo que el filtro LPF tiene una ganancia H_O para las frecuencias bajas, su banda pasante tiene una frecuencia de corte inferior a la componente frecuencial resultante de la suma de ω_{REF} y la de salida del VCO y a partir de esta frecuencia de corte la atenuación es suficiente, su salida es:

$$v_{CF}(\varphi_\varepsilon) = H_O \cdot \overline{Y_O} = \frac{K_M}{2} \cdot H_O \cdot V_{REF} \cdot V_{OF} \cdot \sin\left[\left(\omega_{REF} - \omega_{VCO|O}\right) \cdot t - \theta(t)\right] = K_u \cdot \sin[\varphi_\varepsilon(t)] \quad (2-24)$$

donde K_u se define como:

$$K_u = \frac{K_M}{2} \cdot H_O \cdot V_{REF} \cdot V_{OF} \quad (2-25)$$

y $\varphi_\varepsilon(t)$ es la diferencia instantánea total entre la fase de la señal de referencia ($\omega_{REF}t$) y la de salida del VCO ($\omega_{VCO|O}t + \theta(t)$), que está expresada por:

$$\varphi_\varepsilon(t) = \left(\omega_{REF} - \omega_{VCO|O}\right) \cdot t - \theta(t) = \Delta\omega_F \cdot t - \theta(t) \quad (2-26.a)$$

en la que $\Delta\omega_F = (\omega_{REF} - \omega_{VCO|O})$ es la diferencia frecuencial inicial que presenta el VCO. Así, para saber la variación instantánea a lo largo del tiempo, se deriva la expresión (2-26.a) respecto del tiempo, y se sustituye la ecuación (2-21) en ella, quedando:

$$\frac{d\varphi_\varepsilon(t)}{dt} = \Delta\omega_F - \frac{d\theta(t)}{dt} = \Delta\omega_F - K_F \cdot v_{CF}(t) \quad (2-27.a)$$

y sustituyendo (2-24) en esta última ecuación se tiene:

$$\frac{d\varphi_\varepsilon(t)}{dt} + K_F \cdot K_u \cdot \sin[\varphi_\varepsilon(t)] = \Delta\omega_F \quad (2-27.b)$$

En régimen estacionario se tendrá una variación temporal de $\varphi_\varepsilon(t)$ nula ($d\varphi_\varepsilon(t)/dt=0$). De esta manera, el error residual en estas condiciones es:

$$(\varphi_\varepsilon)_{ss} = \arcsin\left(\frac{\Delta\omega_F}{K_F \cdot K_u}\right) = \arcsin\left(\frac{\omega_{REF} - \omega_{VCO}|_O}{K}\right) \quad (2-28)$$

donde $K = K_F \cdot K_u$ es la ganancia de lazo del sistema. La desigualdad $K > |\Delta\omega_F|$ sería la condición de convergencia hacia el régimen permanente de la ecuación (2-28), ya que el $\arcsin(x)$ solamente es válido para $|x| < 1$. Con la sustitución de la ecuación (2-28) en la (2-24), la señal de error en régimen permanente V_{CF} viene dada por:

$$V_{CF} = K_u \cdot \frac{\Delta\omega_F}{K} = \frac{\Delta\omega_F}{K_F} \quad (2-29)$$

y denominando $(\theta)_{ss}$ al valor en estado estacionario de la fase instantánea de salida del VCO $\theta(t)$, a partir de la relación entre $\varphi_\varepsilon(t)$ y $\theta(t)$ mostrada en (2-26.a), queda:

$$(\varphi_\varepsilon)_{ss} = \Delta\omega_F \cdot t - (\theta)_{ss} \Rightarrow (\theta)_{ss} = \Delta\omega_F \cdot t - (\varphi_\varepsilon)_{ss} = (\omega_{REF} - \omega_{VCO}|_O) \cdot t - (\varphi_\varepsilon)_{ss} \quad (2-26.b)$$

con lo que la salida del VCO en estas condiciones vale:

$$\begin{aligned} x_{OF}(t) &= V_{OF} \cdot \sin\left(\omega_{VCO}|_O \cdot t + (\theta)_{ss}\right) = V_{OF} \cdot \sin\left(\omega_{VCO}|_O \cdot t + \Delta\omega_F \cdot t - (\varphi_\varepsilon)_{ss}\right) = \\ &= V_{OF} \cdot \sin\left[\omega_{REF} \cdot t - \arcsin\left(\frac{\Delta\omega_F}{K}\right)\right] \end{aligned} \quad (2-30)$$

En esta expresión se aprecia que, en régimen estacionario, la frecuencia de salida del mismo coincide con la de referencia ω_{REF} . En el transitorio previo a dicho régimen, el lazo de sintonía va auto-ajustando la frecuencia de salida del VCO de manera que la frecuencia de éste se enclava a la frecuencia ω_{REF} , aunque con un cierto error de fase residual (que dependerá de la ganancia de lazo K y de $\Delta\omega_F$). Teniendo en cuenta la desigualdad $K > |\Delta\omega_F|$, puede observarse que el margen de sintonía está fijado en el intervalo:

$$\omega_{REF} - K < \omega_{VCO}|_O < \omega_{REF} + K \quad (2-31)$$

Se ha de hacer notar también que la evolución al valor final de la convergencia con un polo simple en el filtro LPF es exponencial, con un valor determinado por la

ganancia de lazo K . En efecto, si se realiza la consideración $\varphi_\varepsilon(t) \ll 1$, la ecuación (2-27.b) puede aproximarse por:

$$\frac{d\varphi_\varepsilon(t)}{dt} + K_F \cdot K_u \cdot \varphi_\varepsilon(t) \approx \Delta\omega_F \quad (2-32)$$

A partir de la resolución de la ecuación diferencial (2-32) se tendrá [SCH90]:

$$\varphi_\varepsilon(t) = \frac{\Delta\omega_F}{K} + \left[\varphi_\varepsilon(t_0) - \frac{\Delta\omega_F}{K} \right] \cdot e^{-K(t-t_0)} \quad (2-33)$$

donde t_0 es el tiempo inicial de la sintonía. Como en cualquier sistema de control, es deseable tener un valor de ganancia de lazo K lo mayor posible (sin llegar, claro está, a hacer inestable el sistema).

Si se realiza la circuitería del *master* mediante un VCO, y puesto que se requiere el máximo apareamiento posible entre dicho *master* y el filtro *slave*, normalmente lo que se hace es obtener el oscilador a partir de un filtro cuya estructura está directamente relacionada con la del filtro que se pretende sintonizar que, por regla general, es una célula bicuadrática en donde se fuerza que su factor de calidad Q sea muy alto (es decir, que $Q \rightarrow \infty$), de forma que dicho filtro bicuadrático pueda entrar en oscilación.

2.4.2.- Sintonía de la Frecuencia Mediante Detector de Fase y VCF como Master.

Continuando con el análisis de la estructura *master-slave*, supóngase que ahora el circuito *master* no es un VCO sino un filtro pasa-banda de segundo orden (coincidente con el filtro *slave* que se desea sintonizar), cuya función de transferencia viene dada por la siguiente expresión (figura 2.16):

$$H_M(s) = k \cdot \frac{s \cdot \omega_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q_p} \cdot s + \omega_0^2} \quad (2-34)$$

Las tensiones a la entrada y salida del filtro se pueden expresar, respectivamente, como:

$$\begin{aligned} v_{REF}(t) &= V_{REF} \cdot \cos(\omega_{REF} \cdot t) \\ x_{OF}(t) &= V_{OF} \cdot \cos(\omega_{REF} \cdot t + \varphi_\varepsilon(t)) \end{aligned} \quad (2-35)$$

donde $\varphi_\varepsilon(t)$ es el desfase instantáneo provocado por dicho filtro (recuérdese que este desfase va variando a lo largo del tiempo debido al lazo de sintonía) y cuyo valor puede ser calculado mediante:

$$\varphi_\varepsilon(t) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{\omega_{REF} \cdot \frac{\omega_O(t)}{Q_p}}{\omega_O^2(t) - \omega_{REF}^2} = \operatorname{arctg} \frac{\omega_O^2(t) - \omega_{REF}^2}{\omega_{REF} \cdot \frac{\omega_O(t)}{Q_p}} \quad (2-36)$$

donde se ha considerado la relación trigonométrica para un ángulo genérico α cualquiera:

$$\operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right) = \frac{1}{\operatorname{tg} \alpha} = \cot \alpha \quad (2-37)$$

y $\omega_O(t)$, que es la frecuencia central del filtro que quiere ser sintonizado, depende de la tensión de control según la siguiente expresión:

$$\omega_O(t) = \omega_O|_{INIC} + K'_F \cdot v_{CF}(t) \quad (2-38)$$

donde $\omega_O(t)$ y $\omega_O|_{INIC}$ son, respectivamente, la frecuencia central del filtro en el instante t cuando la señal de control aplicada es $v_{CF}(t)$, y la frecuencia inicial no sintonizada (es decir, para un valor de la tensión de control $v_{CF}(t)$ nulo), y K'_F es la constante (en $\operatorname{rad} \cdot (\operatorname{s} \cdot V)^{-1}$) de conversión de $v_{CF}(t)$ a $\Delta\omega_O$.

Puede verse que el desfase $\varphi_\varepsilon(t)$ varía desde los $\pi/2 \operatorname{rad}$ para una frecuencia $\omega_{REF}=0 \operatorname{rad/s}$, hasta los $-\pi/2 \operatorname{rad}$ cuando $\omega_{REF} \rightarrow \infty$, pasando por los $0 \operatorname{rad}$ para $\omega_{REF}=\omega_O$. La tensión de pico de salida V_{OF} vendrá determinada por el módulo de la función de transferencia del *master*; es decir:

$$V_{OF} = |H_M(j\omega_{REF})| \cdot V_{REF} \quad (2-39)$$

Es necesario desfasar 90° la señal de salida del filtro *master* $x_{OF}(t)$ para obtener información no sólo del módulo del valor del desfase, sino también del signo del mismo cuando se realice el producto entre esta señal y la de entrada al filtro, de igual forma que se obtenían señales en cuadratura a la entrada del desfasador del apartado anterior. Así, la señal de error $y_O(t)$ resultante en la figura 2.16 es:

$$\begin{aligned} y_O(t) &= K_M \cdot v_{REF}(t) \cdot x'_{OF}(t) = K_M \cdot V_{REF} \cdot V_{OF} \cdot \cos(\omega_{REF} \cdot t) \cdot \sin(\omega_{REF} \cdot t + \varphi_\varepsilon(t)) = \\ &= \frac{1}{2} \cdot K_M \cdot V_{REF}^2 \cdot |H_M(j\omega_{REF})| \cdot [\sin(\varphi_\varepsilon(t)) + \sin(2 \cdot \omega_{REF} \cdot t + \varphi_\varepsilon(t))] \end{aligned} \quad (2-40)$$

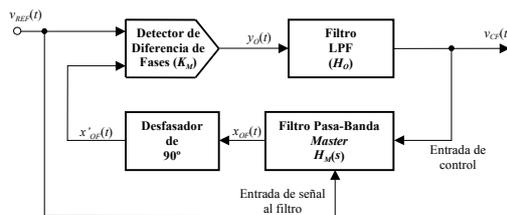


Fig. 2.16.- Esquema de sintonía en frecuencia mediante multiplicador analógico y filtro como circuito *master*.

donde el parámetro K_M es la ganancia proporcionada por el multiplicador analógico. Como antes, considerando que el filtro pasa-bajos deja pasar la componente continua de la expresión (2-40) con una ganancia H_O y elimina totalmente la componente de frecuencia ($2 \cdot \omega_{REF}$), se obtiene:

$$v_{CF}(t) = H_O \cdot \overline{Y_O} = \frac{H_O \cdot K_M}{2} \cdot V_{REF}^2 \cdot |H_M(j\omega_{REF})| \cdot \sin[\varphi_\varepsilon(t)] = K'_u \cdot \sin[\varphi_\varepsilon(t)] \quad (2-41)$$

donde Y_O es el valor medio de la señal $y_O(t)$, y el parámetro K'_u dado por:

$$K'_u = \frac{H_O \cdot K_M}{2} \cdot V_{REF}^2 \cdot |H_M(j\omega_{REF})| \quad (2-42)$$

es un valor no constante, puesto que depende del módulo de la función de transferencia del *master* $|H_M(j\omega_{REF})|$, que a su vez es función de la relación entre $\omega_O(t)$ y ω_{REF} . De esta manera, sustituyendo el desfase $\varphi_\varepsilon(\omega)$ mostrado en la ecuación (2-36) en la expresión (2-41) queda:

$$v_{CF}(t) = K'_u \cdot \sin \left(\arctg \frac{\omega_O^2(t) - \omega_{REF}^2}{\omega_{REF} \cdot \frac{\omega_O(t)}{Q_p}} \right) = K'_u \cdot \sin \left(\arctg \frac{(\omega_O(t) - \omega_{REF}) \cdot (\omega_O(t) + \omega_{REF})}{\omega_{REF} \cdot \frac{\omega_O(t)}{Q_p}} \right) \quad (2-43)$$

Otro aspecto a considerar es que la ganancia K'_u definida en (2-42), que es la ganancia total de lazo, depende de las amplitudes de las señales aplicadas al detector de fase y, por tanto, del módulo de la función de transferencia del *master* $|H_M(j\omega_{REF})|$. Es por ello que, para anular cualquier efecto indeseable que pudiera causar el que esta ganancia fuera variable (debido a que las amplitudes de las señales son variables en el tiempo), muchos diseños optan bien por realizar el detector de fase, no mediante un multiplicador analógico, sino mediante la puerta OR-exclusiva o bien, como se ha realizado en el diseño propuesto en la presente tesis, recuadrar las dos señales de entrada al multiplicador analógico gracias a sendos comparadores analógicos. Este recuadrado permite eliminar cualquier influencia de dichas amplitudes sobre la señal de control de frecuencia $v_{CF}(t)$, pudiendo considerar así el parámetro K'_u como una cantidad constante.

En este caso, en que el *master* es un filtro, y a diferencia del estudio previo realizado para un *master* basado en un VCO, no puede establecerse una ecuación diferencial para el error de frecuencia. No obstante, puede estimarse la precisión de la sintonía si se considera que, a partir de la ecuación (2-38), se tiene que la variación de la frecuencia central en el filtro, producida por la tensión de control $v_{CF}(t)$ en un determinado instante de tiempo $t=t_1$ vale:

$$\Delta\omega_O(t_1) = \omega_O(t_1) - \omega_O|_{INC} = K'_F \cdot v_{CF}(t_1) \quad (2-44)$$

donde la tensión de control $v_{CF}(t)$ después de cerrar el lazo está determinada por la expresión (2-43). El error $\Delta\omega_O|_{RES}$ definido en dicho instante de tiempo $t=t_1$ como la diferencia entre la frecuencia central que se tiene ($\omega_O(t_1)$) y la que se pretende (ω_{REF}) es:

$$\Delta\omega_O|_{RES} = \omega_O(t_1) - \omega_{REF} \quad (2-45)$$

Sustituyendo $v_{CF}(t)$ de (2-43) en la expresión (2-44) para el instante considerado $t=t_1$ se tiene:

$$\begin{aligned} \Delta\omega_O(t_1) &= K'_F \cdot v_{CF}(t_1) = K'_F \cdot K'_u \cdot \sin \left(\arctg \frac{(\omega_O(t_1) - \omega_{REF}) \cdot (\omega_O(t_1) + \omega_{REF})}{\omega_{REF} \cdot \frac{\omega_O(t_1)}{Q_p}} \right) = \\ &= K'_F \cdot K'_u \cdot \sin \left(\arctg \frac{\Delta\omega_O|_{RES} \cdot (\omega_O(t_1) + \omega_{REF})}{\omega_{REF} \cdot \frac{\omega_O(t_1)}{Q_p}} \right) \end{aligned} \quad (2-46)$$

Si la ganancia total de lazo se denomina $K' = K'_F \cdot K'_u$, y se despeja de la expresión (2-46) el error residual $\Delta\omega_O|_{RES}$, se obtiene:

$$\arcsin \frac{\Delta\omega_O(t_1)}{K'} = \arctg \frac{\Delta\omega_O|_{RES} \cdot (\omega_O(t_1) + \omega_{REF})}{\omega_{REF} \cdot \frac{\omega_O(t_1)}{Q_p}} \quad (2-47)$$

$$\frac{\Delta\omega_O|_{RES}}{\omega_{REF}} = \frac{\omega_O(t_1)}{(\omega_O(t_1) + \omega_{REF}) \cdot Q_p} \cdot \text{tg} \left(\arcsin \frac{\Delta\omega_O(t_1)}{K'} \right) \quad (2-48)$$

Esta última expresión puede ser simplificada si se supone que se ha llegado al régimen estacionario en el instante $t=t_1$, de manera que la frecuencia central del filtro se ha aproximado a la de referencia:

$$\omega_O(t_1) \approx \omega_{REF} \quad (2-49)$$

y, además, la ganancia de lazo es suficientemente grande como para considerar:

$$K' \gg \Delta\omega_O(t_1) \quad (2-50)$$

De esta forma, la expresión (2-48) queda como:

$$\frac{\Delta\omega_O|_{RES}}{\omega_{REF}} \approx \frac{1}{2 \cdot Q_p} \cdot \frac{\Delta\omega_O(t_1)}{K'} \quad (2-51)$$

donde $\Delta\omega_o(t_1)$ corresponde a la diferencia entre la frecuencia central conseguida y la frecuencia central inicial o, aproximadamente, a la diferencia entre la frecuencia de referencia a la que se pretende que el filtro quede sintonizado y la frecuencia central inicial:

$$\Delta\omega_o(t_1) = \omega_o(t_1) - \omega_o|_{INIC} \approx \omega_{REF} - \omega_o|_{INIC} \quad (2-52)$$

Con lo que (2-51) puede expresarse equivalentemente como:

$$\Delta\omega_o|_{RES} \approx \frac{\omega_{REF}}{2 \cdot Q_p} \cdot \frac{\omega_{REF} - \omega_o|_{INIC}}{K'} \quad (2-53)$$

Para garantizar la condición de convergencia hacia el régimen permanente de la ecuación (2-48), se debe satisfacer la condición:

$$K' = K'_F \cdot K'_u > |\Delta\omega_o(t_1)| \approx |\omega_{REF} - \omega_o|_{INIC}| \quad (2-54)$$

con lo cual el rango de sintonía en este caso queda definido por una expresión análoga a (2-31) de la estructura de sintonía PLL:

$$\omega_{REF} - K' < \omega_o|_{INIC} < \omega_{REF} + K' \quad (2-55)$$

Obsérvese que el error residual $\Delta\omega_o|_{RES}$ es inversamente proporcional a la ganancia de lazo K' y al factor de calidad del filtro Q_p , y directamente proporcional a la diferencia entre la frecuencia de referencia a la que se pretende que el filtro quede sintonizado y la frecuencia central inicial. Para reducir los errores de sintonía en el sistema cuando se utiliza en el *master* un filtro convendrá tener una elevada ganancia de lazo K' , lo que permite además ampliar el rango de sintonía tal y como se deduce de observar la expresión (2-55) [SCH90]. También, interesará tener un elevado factor de calidad, tal como se aprecia en la ecuación (2-51). Téngase en cuenta que, en el límite, un factor de calidad que tienda a infinito hará que el filtro deje de ser tal y pase a ser un oscilador, con lo cual se tendrá un VCO, con un mínimo error en la sintonía de frecuencia.

En efecto, se puede concluir que, cuando se ha llegado al régimen permanente, un sistema de sintonía automática con un *master* que sea un filtro presenta un cierto error residual de frecuencia $\Delta\omega_o|_{RES}$, mientras que cuando el *master* es un circuito VCO se tiene un error residual en frecuencia nulo, $\Delta\omega_f|_{RES} = 0$, aunque manteniendo un desfase ‘residual’ constante que proporciona la acción de control $v_{CF}(t)$ necesaria para sintonizar el VCO (y por tanto el filtro *slave* correspondiente) a la frecuencia de referencia ω_{REF} . Sin embargo, que el sistema basado en PLL garantice el perfecto enclavamiento del VCO a la frecuencia ω_{REF} , no implica necesariamente que el filtro *slave* al que se aplica la misma señal de control $v_{CF}(t)$ consiga tener una frecuencia central ω_o igual a ω_{REF} . Esto es así ya que, aunque el VCO está constituido por una estructura idéntica a la del *slave*, salvo en la característica de $Q \rightarrow \infty$, el inevitable limitador de amplitud en el VCO hará que la frecuencia de oscilación del teórico

análisis lineal (la que coincidiría con la frecuencia central ω_0 del filtro para Q acotada) no se corresponda con la frecuencia real de oscilación [VID98a], [VID01].

No obstante, esta desventaja del VCF sobre un VCO como *master* puede ser compensada mediante la adición en la ganancia de lazo de una acción integradora que añada un polo en el origen al sistema. Esto se puede conseguir sustituyendo el filtro LPF de la figura 2.16 por un circuito integrador. Por el contrario, la utilización de VCF comporta las importantes ventajas ya citadas en el apartado 2.3.1 de este mismo capítulo, como son mejor apareamiento entre las estructura *master* y la *slave*, el no necesitar de un limitador de amplitud no lineal para el *master*, ni el requerimiento de un segundo *master* para la sintonización del factor de calidad, etc.

2.5.- ANÁLISIS DE LA SINTONÍA DEL FACTOR DE CALIDAD Q MEDIANTE 'MLL'.

Como ya se ha comentado anteriormente, para aplicaciones que requieren valores de factores de calidad medios o altos, se necesita un sistema de sintonía automática de los mismos para controlar de manera precisa la curva de respuesta del filtro (por ejemplo, rizado de la banda pasante, forma de la curva en la banda de transición, etc.). Normalmente, la sintonía de estos factores de calidad se supone como una corrección de “segundo orden” que se aplica al filtro una vez que las frecuencias de interés del filtro han sido ya sintonizadas de manera correcta mediante un primer lazo de control, semejante a los descritos en este capítulo. De hecho, es aconsejable, tal y como se demostrará más adelante en la presente memoria, que la sintonía de los factores de calidad sea posterior a la sintonización previa de las frecuencias de interés, de forma que la sintonización del factor de calidad proporcione un ajuste fino de la característica de transferencia del filtro.

El análisis que se realiza a continuación se centra en el estudio del sistema de control del factor de calidad, consistente en un subsistema de enclavamiento de magnitud o MLL (*Magnitude Locked Loop*) como el presentado previamente en el apartado 2.3.1, y similar al llevado a cabo en la presente tesis.

Es sabido que para un filtro genérico, el factor de calidad se define típicamente como una relación entre una frecuencia y la diferencia de otras dos; es decir:

$$Q = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \tag{2-56}$$

Estas tres frecuencias están medidas en niveles de señal específicos, como por ejemplo el valor máximo de ganancia para ω_0 y las frecuencias donde esta ganancia baja 3 dB respecto a dicho valor máximo. Por tanto, para determinar el valor de Q en un sistema automático de sintonía se necesitaría *a priori* medir tres tensiones en tres frecuencias diferentes. Esto implicaría que para cada factor de calidad Q a ser sintonizado se necesitasen tres frecuencias diferentes de test que podrían ser generadas *on-chip* o externamente al circuito integrado para poder así evaluar la respuesta del circuito *master*. Se ve entonces que, aparentemente, el diseño de una circuitería de control, que

en principio se querría que fuera simple para poderla integrar *on-chip* sin problemas, puede complicarse de manera importante.

Una posible alternativa de sistema de sintonización de Q puede partir de la idea que, en una función de transferencia, los errores de Q y los errores de magnitud están estrechamente relacionados y, particularmente, a las frecuencias de resonancia ω_O . Así se podrá tener un diagrama de bloques como el de la figura 2.17, donde los bloques denominados PD representan detectores de pico y el bloque de ganancia K está relacionado con el Q que se quiere conseguir para el filtro. Para ilustrar el método, considérese la función de transferencia $H_M(s)$ de un filtro pasa-banda de segundo orden como la implementada en la presente tesis:

$$H_M(s) = k \cdot \frac{\omega_O^2}{s^2 + \frac{\omega_O}{Q_p} \cdot s + \omega_O^2} \quad (2-57)$$

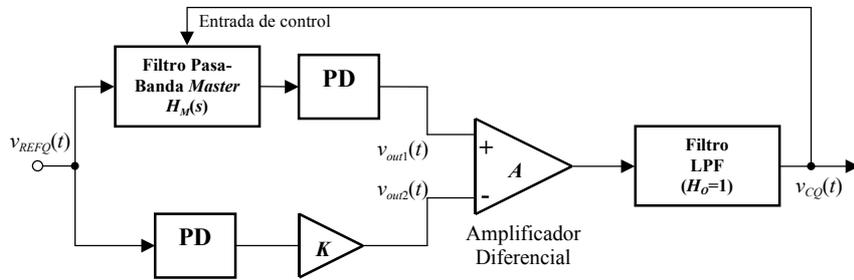


Fig. 2.17.- Esquema de sintonía del factor de calidad basado en un *M.L.L.* (*Magnitude Locked Loop*).

Suponiendo que ω_O ha sido sintonizada de forma correcta previamente, se tendrá que la ganancia del filtro a la frecuencia central ω_O es $M_p = |H(j\omega_O)| = k \cdot Q_p$, donde Q_p no está sintonizada y vale: $Q_p = Q_{pO} + \Delta Q_p$. Como k viene determinada normalmente por una relación de dos o más componentes, se puede considerar que su valor será bastante preciso. Por lo tanto, cualquier error de Q (o sea, ΔQ_p) aparece como un error de la magnitud (ΔM_p) respecto de su valor nominal: $M_{pO} = k \cdot Q_{pO}$. Es decir, si la señal de entrada al circuito de referencia de Q en la figura anterior viene dada por:

$$v_{REFQ}(t) = V_{RQ} \cdot \cos(\omega_{RQ} \cdot t) \quad (2-58)$$

cuando la frecuencia de la señal de entrada $\omega_{RQ} = \omega_O$, se tiene:

$$M_p = M_{pO} + \Delta M_p = k \cdot (Q_{pO} + \Delta Q_p) \quad (2-59)$$

o también:

$$\Delta M_p = k \cdot (\Delta Q_p) \quad (2-60)$$

Esta última ecuación es la clave del esquema de sintonía de la figura 2.17, que opera de la siguiente manera:

- 1.- Se determina el valor de M_p usando un detector de pico.
- 2.- Se determina ΔM_p por comparación de M_p con una referencia conocida.

3.- Mediante la k conocida, se deduce ΔQ_P con la ecuación (2-60).

Los dos detectores de pico PD son idénticos, y los parámetros K y A representan las ganancias para el amplificador DC y amplificador diferencial, respectivamente. Se asume, como ya se ha comentado, que todos los parámetros frecuenciales del filtro y de referencia están sintonizados correctamente mediante un lazo de control de la frecuencia, como alguno de los descritos anteriormente. La señal $v_{CQ}(t)$ se retroalimenta tanto al circuito de referencia como al filtro principal, ajustando las R 's (o las G_m 's) especificadas para sintonizar los factores de calidad del circuito.

A partir de la figura 2.17, las señales de entrada al amplificador diferencial pueden ser expresadas como:

$$v_{OUT1} = M(\omega_{RQ}) \cdot V_{RQ} \quad \text{y} \quad v_{OUT2} = K \cdot V_{RQ} \quad (2-61)$$

donde V_{RQ} es la tensión de pico de $v_{REFQ}(t)$. Por tanto, la tensión $v_{CQ}(t)$ de control de la Q será:

$$v_{CQ}(t) = A \cdot (v_{OUT1} - v_{OUT2}) = A \cdot [M(\omega_{RQ}) - K] \cdot V_{RQ} \quad (2-62)$$

donde $\omega_{RQ} = \omega_O$ es una referencia en frecuencia y V_{RQ} es una referencia de tensión, ambas muy precisas. Obsérvese que la frecuencia de entrada al filtro *master* para la sintonización de Q tiene una frecuencia idéntica a la de entrada para la sintonía de frecuencia ($\omega_{RQ} = \omega_{REF} = \omega_O$). De esta forma, el mismo tono de entrada puede servir para la sintonía de ambos parámetros indistintamente. A partir de la ecuación (2-62), y suponiendo que la ganancia del lazo A es elevada se obtiene:

$$M(\omega_{RQ}) - K = \frac{1}{A} \cdot \left(\frac{V_{CQ}}{V_{RQ}} \right) \Bigg|_{A \rightarrow \infty} \approx 0 \quad (2-63)$$

donde V_{CQ} es la tensión de control $v_{CQ}(t)$ en régimen permanente. Esta ecuación fuerza que en régimen estacionario (cuando el filtro ha llegado a sintonizarse en Q) $K \approx M(\omega_{RQ})$, con lo cual los valores de la amplitud de las tensiones v_{OUT1} y v_{OUT2} serán similares. Al igual que en el caso de sintonía de ω_O mediante VCF, si desea cancelarse el error de Q completamente, es necesario la incorporación de una ganancia infinita en el lazo de control de Q ($A \rightarrow \infty$).

Este tipo de estrategia de control funciona muy bien para secciones de segundo orden y cascadas de filtros. En todo caso, la implementación práctica de un sistema de sintonía depende de la circuitería específica diseñada y de la tecnología escogida para llevar a cabo la realización del circuito integrado.

En los esquemas de sintonía vistos hasta aquí, un ejemplo claro de la limitación que puede presentar una tecnología puede ser el de la realización de los detectores de pico. En el capítulo 4 se muestra el diseño e implementación de detectores de pico llevados a cabo en la presente tesis basados en células multiplicadoras analógicas, que evitan la utilización de los clásicos detectores basados en diodos.

2.6.- CONSIDERACIONES FINALES.

En este capítulo se han presentado y considerado los métodos más destacados y utilizados para la sintonía automática *on-chip* de filtros de tiempo continuo. Como se ha expuesto, este proceso de autosintonía está basado en el ajuste de dos tipos de parámetros importantes de cualquier filtro: sus frecuencias de interés (que pueden ser una o varias), y los diferentes factores de calidad del mismo (ya que también puede contener uno o varios).

Una crítica a realizar a la inmensa mayoría de procedimientos para sintonía de filtros continuos mostrados en la diferente bibliografía es que, a pesar de parecer que los procedimientos de ajuste de frecuencia y factor de calidad son completamente independientes entre sí, existen unas estrechas implicaciones entre los mismos que no suelen tenerse en cuenta. Estas interrelaciones son de dos tipos:

- Internas a la estructura de filtrado a sintonizar.
- Internas a los propios mecanismos en que se basan la sintonía automática de la frecuencia y del factor de calidad.

La no consideración de estas implicaciones hace que los sistemas de sintonía presentados contemplen casi siempre lazos de sintonía independientes entre sí. Esto lleva a diseños que, aunque funcionales, no optimizan en absoluto los controles de los filtros. El diseño de un sistema de autosintonía completo es por tanto una tarea nada sencilla, que requiere necesariamente determinar todas las posibles interrelaciones que limitarán el adecuado margen de funcionamiento de ambos lazos de control.

Tras realizar el estudio de las diversas técnicas publicadas para la sintonía automática de filtros de tiempo continuo, en la presente tesis se ha optado por el diseño de un sistema de sintonía con una estrategia de *master-slave*, debido principalmente a:

- 1.- El hecho de ser una sintonía *on-chip*, hace que los requerimientos de *hardware* no deban de ser excesivamente elevados. Pensar en estructuras de sintonía avanzadas del tipo adaptativo o difuso, a pesar del atractivo que presentan como idea conceptual y teórica, muestran graves problemas en la implementación microelectrónica [CAR00] (efectos de tensiones de *offset* [SHO95b], necesidad de generadores de ruido blanco para la convergencia de los algoritmos de sintonía [KOZ91], extensa área de silicio para la posible integración, etc.). De hecho estas estrategias publicadas han sido experimentadas con prototipos con sistemas *off-chip* [JOH90], [JOH91], [KOZ91], [KWA91] o incluso mediante ordenadores personales [MOR94]. La estructura *master-slave* con algoritmos más simples como las estudiadas en el apartado 2.3.1 no suele adolecer de estos inconvenientes. En este sentido se ha determinado la adecuación de una determinada estructura de sintonía que sea eficaz y a la vez no excesivamente compleja comparada con la estructura del filtro principal que debe sintonizar.
- 2.- La estrategia de conmutación u *off-line*, a pesar de ser una estructura con requerimientos en cuanto a área de silicio similares a la *master-slave*, presenta una serie de inconvenientes, ya mencionados detalladamente en el apartado 2.3.2 que no tiene la estructura *master-slave*:
 - La circuitería de los filtros se ve afectada por los problemas ocasionados por el inevitable proceso de conmutación (inyección de carga, ruidos de

conmutación, etc.) provocados por los elementos semiconductores que realizan las funciones de conmutación.

- Se requieren dos circuitos de filtrado, y con completo apareamiento entre ambos, de forma que sus características sean lo más similares posibles para que, en el momento de realizar la conmutación, no existan diferencias apreciables en la señal de salida por el hecho de que ha sido generada por uno u otro filtro. Además, la lógica de conmutación necesaria ha de ser diseñada cuidadosamente para que el proceso de conmutación se produzca sin interferir significativamente en el procesado de la señal de interés.

Por otra parte, y como se ha mencionado anteriormente, una vez escogida la estructura *master-slave*, ésta puede estar realizada en torno a un oscilador controlado por tensión (VCO) o en torno de un filtro controlado por tensión (VCF). Aunque ambas alternativas son igualmente válidas, y presentan resultados similares, la estructura con VCF tiene frente a la basada en VCO una serie de ventajas ya citadas en el apartado 2.3.1:

- Cuando el *master* es un VCO, es más difícil obtener un buen apareamiento entre el filtro *slave* y el oscilador *master* y, por tanto, conseguir que ambos dependan de igual manera de los mismos parámetros, sobre todo si se tiene en cuenta que existe un inevitable proceso no lineal en el oscilador debido a la inherente estabilización de amplitud que afectará en mayor o menor grado a la frecuencia de oscilación.
- En el VCO se necesita un circuito limitador de amplitud no-lineal, para mantener baja distorsión en el sistema de sintonía.
- El diseño de un sintonizador automático mediante VCF que tenga un amplio rango de captura/enganche es mucho más fácil que para un sistema con VCO con similares características.
- Las simulaciones de sistemas basados en VCF en el *master* son más fáciles, precisas y rápidas que para un sistema de sintonía basado en VCO.
- En los sistemas de sintonía con VCO como circuito *master*, este bloque es el que ayuda a sintonizar la frecuencia del filtro *slave*. Ahora bien, la sintonía del factor de calidad, aunque en determinadas condiciones puede realizarse con el único VCO *master*, en la gran mayoría de casos necesita de una segundo *master*, compuesto por una célula VCF, que ayuda a sintonizar el Q del filtro *slave*.

Como queda de manifiesto en el capítulo 4, donde se exponen en detalle el estudio, diseño e implementación de un filtro de tiempo continuo con sintonía automática, los lazos de sintonía diseñados y realizados en la presente tesis contienen una serie de alternativas novedosas que optimizan los procesos de sintonía de frecuencia y de factor de calidad.