

Estabilidad de Filtros Activos Shunt Selectivos aplicados en cargas con compensación de reactiva

Gonzalo Casaravilla, José Inda y Gabriel Barbat
 Departamento de Potencia - Universidad de la República
 Email: gcp, joseinda y gabarbat @fing.edu.uy

Abstract-- El presente trabajo analiza la estabilidad de los Filtros Activos Shunt Selectivos en cargas con compensación de reactiva. En particular se analiza el caso de instalar dichos filtros para filtrar cargas no lineales a las que se ha instalado condensadores de compensación de reactiva. Dichos condensadores, al interaccionar con la no nula impedancia de corto circuito del punto de conexión al sistema eléctrico, presenta posibles resonancias armónicas que junto con el control del filtro activo puede resultar en un sistema inestable.

En el trabajo se estudia cómo afectan diferentes parámetros de la red y el diseño del filtro en la estabilidad del sistema así como estrategias de estabilización.

Palabras clave-- Estabilidad, Filtro Activo Selectivo, Resonancia

I. INTRODUCCIÓN

Los filtros activos shunt se usan para compensar perturbaciones de corriente introducidas por cargas no lineales en forma de distorsión armónica.

Un filtro selectivo permite controlar el filtrado de cada armónico independientemente. Esto es útil para compensar la distorsión en la medida justa (por ejemplo, para cumplir con alguna reglamentación) minimizando la corriente generada por el filtro.

Una instalación típica tiene capacitores de compensación de reactiva en paralelo con las cargas, y fuentes de tensión con impedancias de cortocircuito inductivas. Estos capacitores e inductancias introducen una resonancia que amplifican el contenido armónico generado por componentes no lineales, como se reporta por ejemplo en [2] en el caso del alumbrado público.

Los filtros activos selectivos conectados a circuitos que presentan resonancias pueden conducir a inestabilidades. En este trabajo se presenta un modelo del sistema (planta y sistema de control del filtro) mostrándose la resonancia e introduciéndose el lazo de control. Luego se presentan las características del filtrado selectivo estudiado, que es el basado en la teoría pq ([4]) y ampliado para filtrado de secuencias armónicas homopolares ([8]). Posteriormente se presenta la manera en que ambas cosas generan la inestabilidad, y finalmente se plantean soluciones para evitar la misma.

II. MODELO DEL SISTEMA

El circuito estudiado es el de la Fig. 1, donde se representa el modelo monofásico del mismo. En dicha figura se muestra la fuente de alimentación con su impedancia de cortocircuito (mayormente inductiva). La carga se representa como una fuente de corriente en paralelo con un capacitor de compensación de reactiva y el filtro activo se representa como una fuente de corriente. Además se incluyen otras resistencias, R_{LINEA} y R_C , que en general pueden despreciarse en el análisis.

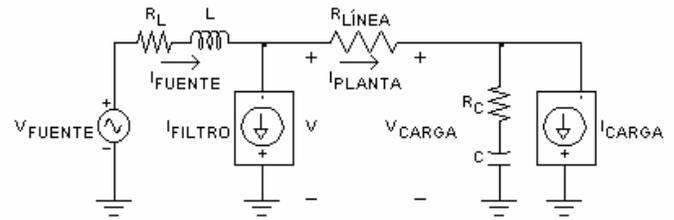


Fig. 1. Circuito estudiado.

Se considera el filtro activo como una fuente de corriente idealmente controlable. El controlador del filtro puede tomar como entrada la medida tanto de la corriente I_{PLANTA} (método Feedforward) como de I_{FUENTE} (método Feedback), y su salida es la corriente que impondrá el filtro activo.

A. Modelo del circuito

El objetivo principal del filtro es controlar el contenido armónico de I_{FUENTE} , por lo tanto interesa encontrar una expresión para esta corriente. Trabajando en Laplace y aplicando superposición se obtiene:

$$\begin{aligned}
 I_{FUENTE} = & \\
 = & \left(\frac{I_{FUENTE}}{V_{FUENTE}} \right)_{\substack{I_{FILTRO}=0 \\ I_{CARGA}=0}} \cdot V_{FUENTE} + \\
 + & \left(\frac{I_{FUENTE}}{I_{FILTRO}} \right)_{\substack{V_{FUENTE}=0 \\ I_{CARGA}=0}} \cdot I_{FILTRO} + \\
 + & \left(\frac{I_{FUENTE}}{I_{CARGA}} \right)_{\substack{V_{FUENTE}=0 \\ I_{FILTRO}=0}} \cdot I_{CARGA}
 \end{aligned} \tag{1}$$

donde

$$\left(\frac{I_{FUENTE}}{V_{FUENTE}} \right)_{\substack{I_{FILTRO}=0 \\ I_{CARGA}=0}} = \frac{Cs}{1 + (R_L + R_C + R_{LÍNEA})Cs + LCs^2} \quad (2)$$

$$\left(\frac{I_{FUENTE}}{I_{FILTRO}} \right)_{\substack{V_{FUENTE}=0 \\ I_{CARGA}=0}} = \frac{1 + (R_C + R_{LÍNEA})Cs}{1 + (R_L + R_C + R_{LÍNEA})Cs + LCs^2} \quad (3)$$

y

$$\left(\frac{I_{FUENTE}}{I_{CARGA}} \right)_{\substack{V_{FUENTE}=0 \\ I_{FILTRO}=0}} = \frac{1 + R_C Cs}{1 + (R_L + R_C + R_{LÍNEA})Cs + LCs^2} \quad (4)$$

Observar que las tres expresiones anteriores tienen el mismo denominador.

Definiendo

$$H_{FUENTE} = \left(\frac{I_{FUENTE}}{V_{FUENTE}} \right)_{\substack{I_{FILTRO}=0 \\ I_{CARGA}=0}} \quad (5)$$

$$A_{IFUENTE} = \left(\frac{I_{FUENTE}}{I_{FILTRO}} \right)_{\substack{V_{FUENTE}=0 \\ I_{CARGA}=0}} \quad (6)$$

$$H_{CARGA} = \left(\frac{I_{FUENTE}}{I_{CARGA}} \right)_{\substack{V_{FUENTE}=0 \\ I_{FILTRO}=0}} \quad (7)$$

resulta el diagrama de bloques de la Fig. 2.

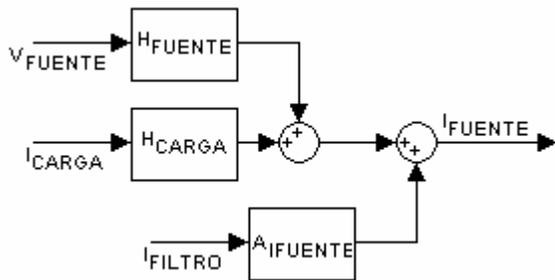


Fig. 2 Modelo del sistema del circuito estudiado.

En el modelo se toman V_{FUENTE} , I_{CARGA} e I_{FILTRO} como tres entradas independientes. Se distinguen V_{FUENTE} e I_{CARGA} , las entradas sobre las que no hay control de I_{FILTRO} que es la entrada que se controla para disminuir los armónicos. Para

generalizar, se incluyen como generador de armónicos, tanto V_{FUENTE} como I_{CARGA} .

Dependiendo de la estrategia de control, también podría interesar encontrar una expresión para I_{PLANTA} . De forma análoga a I_{FUENTE} se obtiene

$$\begin{aligned} I_{PLANTA} &= \\ &= \left(\frac{I_{PLANTA}}{V_{FUENTE}} \right)_{\substack{I_{FILTRO}=0 \\ I_{CARGA}=0}} \cdot V_{FUENTE} + \\ &+ \left(\frac{I_{PLANTA}}{I_{FILTRO}} \right)_{\substack{V_{FUENTE}=0 \\ I_{CARGA}=0}} \cdot I_{FILTRO} + \\ &+ \left(\frac{I_{PLANTA}}{I_{CARGA}} \right)_{\substack{V_{FUENTE}=0 \\ I_{FILTRO}=0}} \cdot I_{CARGA} \end{aligned} \quad (8)$$

donde operando se puede deducir que:

$$\left(\frac{I_{PLANTA}}{V_{FUENTE}} \right)_{\substack{I_{FILTRO}=0 \\ I_{CARGA}=0}} = \left(\frac{I_{FUENTE}}{V_{FUENTE}} \right)_{\substack{I_{FILTRO}=0 \\ I_{CARGA}=0}} = H_{FUENTE} \quad (9)$$

$$\left(\frac{I_{PLANTA}}{I_{CARGA}} \right)_{\substack{V_{FUENTE}=0 \\ I_{FILTRO}=0}} = \left(\frac{I_{FUENTE}}{I_{CARGA}} \right)_{\substack{V_{FUENTE}=0 \\ I_{FILTRO}=0}} = H_{CARGA} \quad (10)$$

y

$$\left(\frac{I_{PLANTA}}{I_{FILTRO}} \right)_{\substack{V_{FUENTE}=0 \\ I_{CARGA}=0}} = - \frac{R_L Cs + LCs^2}{1 + (R_L + R_C + R_{LÍNEA})Cs + LCs^2} \quad (11)$$

Definiendo:

$$A_{IPLANTA} = \left(\frac{I_{PLANTA}}{I_{FILTRO}} \right)_{\substack{V_{FUENTE}=0 \\ I_{CARGA}=0}} \quad (12)$$

resulta el diagrama de bloques de la Fig. 3.

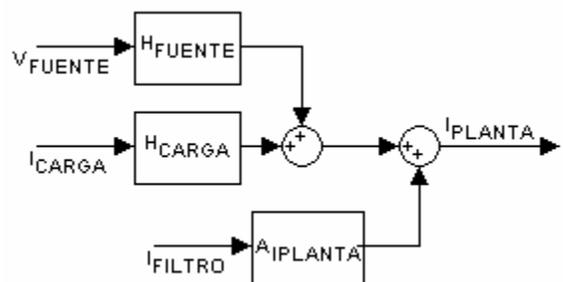


Fig. 3. Modelo del circuito tomando como salida del sistema I_{PLANTA} .

B. Resonancia

De las ecuaciones vistas se desprende que la resonancia

está presente en H_{FUENTE} , H_{CARGA} , $A_{IFUENTE}$ y $A_{IPLANTA}$, y que la frecuencia de resonancia en los cuatro casos se puede aproximar por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (13)$$

En la Fig. 4 se muestra el diagrama de Bode de $A_{IFUENTE}$ para valores representativos del circuito, donde se observa claramente la resonancia (en el armónico 17 aproximadamente) y a la vez un cambio de fase de 0° a -180° . R_C se supuso despreciable y es por esa razón que no aparece el cero correspondiente en el diagrama.

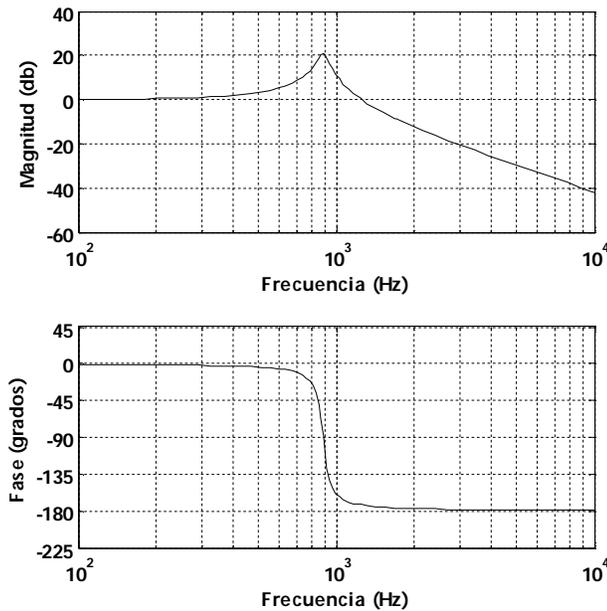


Fig. 4. Diagrama de Bode de la transferencia $A_{IFUENTE}$.

C. Lazo de control

El controlador impone I_{FILTRO} a partir de la medida de I_{PLANTA} o a partir de la medida de I_{FUENTE} según qué método se utilice (feedforward o feedback respectivamente).

Introduciendo el controlador del filtro en el diagrama de bloques de la Fig. 2 en el caso de tomar la medida de I_{FUENTE} como entrada, resulta el diagrama de bloques de la Fig. 5. $H_{FFUENTE}$ representa el controlador del filtro activo, que mide I_{FUENTE} y determina I_{FILTRO} (se toma $-I_{FILTRO}$ como salida de $H_{FFUENTE}$ por conveniencia).

Para el caso de tomar la medida de I_{PLANTA} como entrada del controlador, se plantean los diagramas de bloques de la Fig. 6 y Fig. 7. Ambos diagramas son completamente equivalentes y obtienen I_{FUENTE} como salida. En el primero resulta más claro el lazo de realimentación y en el segundo resulta más claro el papel de I_{FILTRO} en la salida I_{FUENTE} . En estos diagramas de bloques se puede observar que los armónicos de corriente debidos a armónicos en la tensión son filtrados por el filtro activo y no hay manera de evitarlo con

el control estudiado.

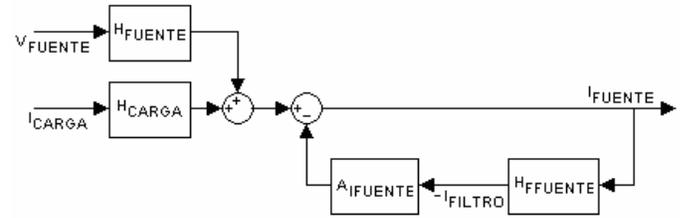


Fig. 5. Modelo del sistema con controlador del filtro activo midiendo I_{FUENTE} .

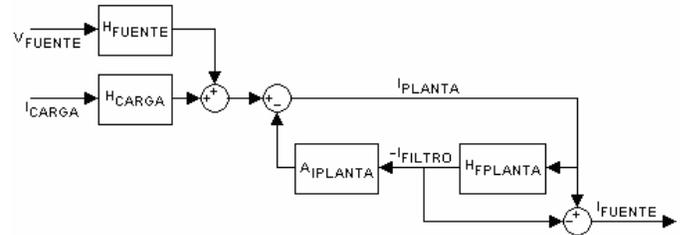


Fig. 6. Modelo del sistema con controlador del filtro activo midiendo I_{PLANTA} . Alternativa 1.

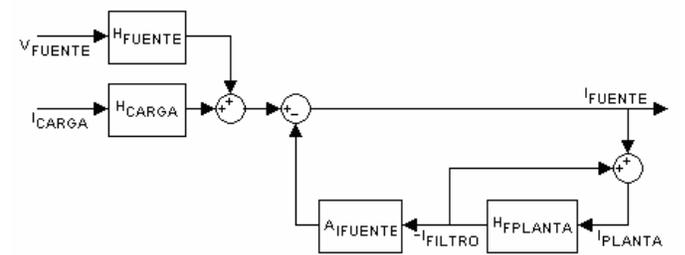


Fig. 7. Modelo del sistema con controlador del filtro activo midiendo I_{PLANTA} . Alternativa 2.

Se distingue $H_{FFUENTE}$ en el caso de medir I_{FUENTE} (método feedback), de $H_{FPLANTA}$ en el caso de medir I_{PLANTA} (método feedforward), porque para obtener el mismo resultado (el mismo filtrado), el controlador del filtro debe ser distinto en uno y otro caso.

Para obtener el mismo resultado $H_{FFUENTE}$ y $H_{FPLANTA}$ deben cumplir la relación

$$H_{FFUENTE} = \frac{H_{FPLANTA}}{1 - H_{FPLANTA}} \quad (14)$$

$$H_{FCARGA} = \frac{H_{FFUENTE}}{1 + H_{FFUENTE}}$$

En particular, para minimizar un armónico de I_{FILTRO} de frecuencia menor a la de resonancia, el módulo de $H_{FFUENTE}$ a esa frecuencia debe ser grande en valor absoluto, y la de $H_{FPLANTA}$ debe ser cercana y menor a 1. Por ejemplo, para filtrar el 90% de un armónico, $H_{IFUENTE}$ debe tener ganancia 9 a la frecuencia del armónico y $H_{FPLANTA}$ debe tener

ganancia 0,9 a esa frecuencia.

Para simplificar el análisis, se sustituirán los diagramas introducidos como se describe a continuación.

El diagrama de bloques de la Fig. 5 se puede sustituir por el de la Fig. 8 si se toma que

$$\beta_{FUENTE} = H_{FFUENTE} \quad (15)$$

El diagrama de bloques de la Fig. 7 también se puede sustituir por el de la Fig. 8 si se toma esta vez que

$$\beta_{FUENTE} = \frac{H_{FPLANTA}}{1 - H_{FPLANTA}} \quad (16)$$

Es así que en definitiva el diagrama de bloques de la Fig. 8 representa tanto al caso Feedback como el caso Feedforward. Solo hay que sustituir β_{FUENTE} adecuadamente.

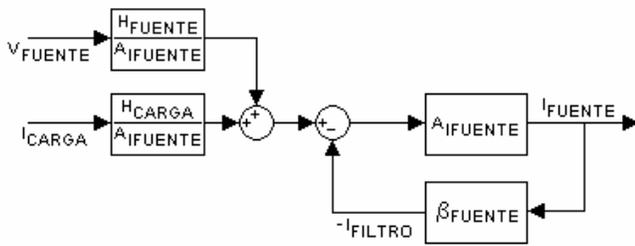


Fig. 8. Lazo de realimentación simplificado tomando como salida I_{FUENTE} .

Por último, el diagrama de bloques de la Fig. 6 se puede sustituir por el de la Fig. 9 si se toma que

$$\beta_{PLANTA} = H_{FPLANTA} \quad (17)$$

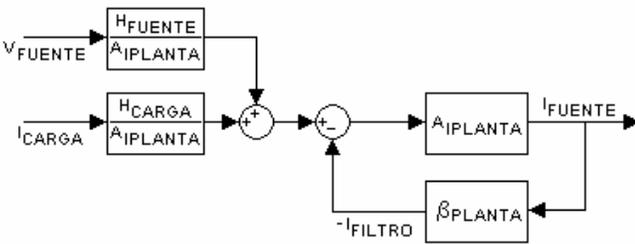


Fig. 9. Lazo de realimentación simplificado tomando como salida I_{PLANTA} .

Por conveniencia, de ahora en más se hará mención a A aludiendo indistintamente a $A_{IFUENTE}$ o a $A_{IPLANTA}$. La distinción no será relevante o estará dada por el contexto.

Análogamente se hará mención a β aludiendo indistintamente a β_{FUENTE} o a β_{PLANTA} .

Dado que en ambos casos $\frac{H_{FUENTE}}{A}$ y $\frac{H_{CARGA}}{A}$ no tienen polos con parte real positiva, para estudiar la estabilidad del sistema basta analizar el lazo constituido en cada caso por A y β .

III. CONTROLADOR DE FILTRO SELECTIVO

Se desea estudiar una estrategia de control en particular, la cual se basa en la teoría pq y se estudia en [4]. A grandes rasgos, para lograr la selectividad, el control del filtro se compone de un conjunto de celdas que controla cada secuencia armónica independientemente (directa, inversa u homopolar). Cada celda aísla (filtra) la medida de corriente para obtener el contenido de una secuencia armónica en particular y multiplica dicho contenido armónico por un parámetro. Aunque las celdas manejan secuencias armónicas de corriente y no armónicos "completos", a los efectos de este estudio manejaremos un modelo monofásico (todas las secuencias armónicas de un armónico se filtran con igual ganancia) y es así que cada celda va a estar asociada a un armónico y no a una secuencia. Cada celda es entonces en esencia un filtro pasabanda con salida parametrizable. Las salidas de las celdas se combinan para obtener la corriente que deberá imponer la fuente de corriente.

Las celdas que componen el filtro selectivo se pueden configurar en paralelo (Fig. 10) o mediante el método serie (Fig. 11), tal como se indica en [5] y [6].

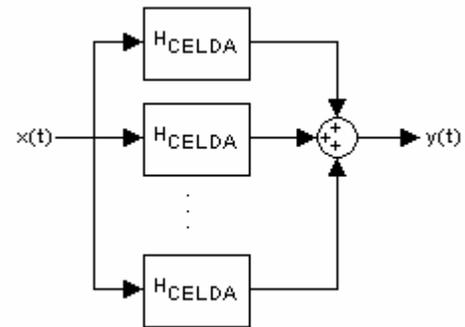


Fig. 10. Controlador de un filtro selectivo con método paralelo.

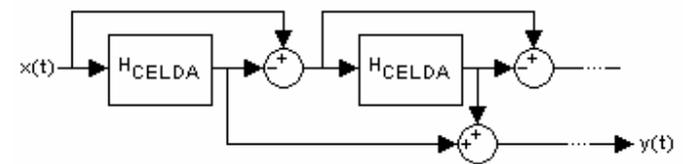


Fig. 11. Controlador de un filtro selectivo con método serie.

Como se ve en [4] y [7], la configuración serie da mejores resultados en cuanto a la selectividad cuando se utiliza el método Feedforward, y la configuración paralelo da mejores resultados cuando se utiliza el método Feedback.

Como en [3], la configuración de cada celda se considera como se muestra en la Fig. 12, donde H_0 representa un filtro pasabajos. Este tipo de filtro, que utiliza una modulación en cuadratura de fase, es una forma de filtro pasabanda. Tiene la ventaja de tener una respuesta en frecuencia muy angosta que permite aislar los armónicos para poderlos tratar independientemente.

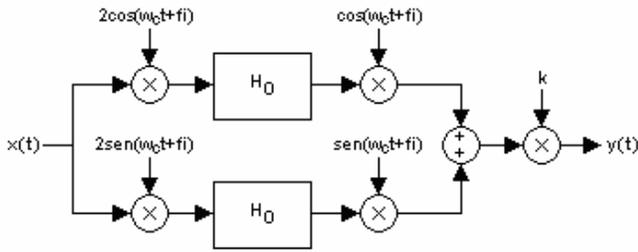


Fig. 12. Diagrama de bloques de una celda del filtro.

El comportamiento no es lineal y por lo tanto no se puede representar por una transferencia lineal. Sin embargo se puede obtener una transferencia aproximada:

$$H_{CELDA}(s) = k[H_0(s - j\omega_C) + H_0(s + j\omega_C)] \quad (18)$$

La justificación de esta aproximación se muestra en el apéndice I. Como se ve también en el apéndice, la ecuación (18) es exacta (y no solamente aproximada) cuando las señales son periódicas ($s = j\omega$). Una forma extendida de la ecuación (18) puede encontrarse en [3].

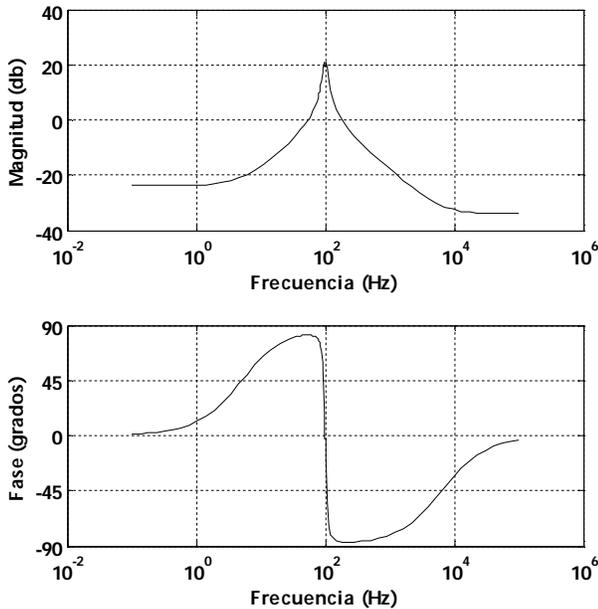


Fig. 13. Diagrama de Bode de una celda donde f_c es 100 Hz, H_0 es de Butterworth de ancho 5 Hz y k es 9.

En la Fig. 13 se muestra el diagrama de Bode de una celda de referencia. El filtro H_0 es un filtro IIR Butterworth (es decir que es de tiempo discreto) convertido a tiempo continuo mediante el método del mantenedor de orden 0. En [3] se obtienen los filtros pasabajos como complemento de un filtro pasaaltos (restándole a la entrada la salida de un filtro pasaaltos) puesto que así se obtiene un mejor filtrado. Por esta razón en este trabajo se parte de este tipo de filtro pasabajos. Se observa que la respuesta pasabanda es angosta como se mencionó y que la fase a la frecuencia del armónico es cero. La ganancia de la celda a la frecuencia del armónico

está dada por el parámetro k .

En la Fig. 14 se muestra el diagrama de Bode de un controlador Feedback con cuatro celdas (armónicos 3, 5, 7 y 9) con ganancia 9 (es decir filtrando el 90% de cada uno), agrupadas mediante el método paralelo. Observar el comportamiento de la fase, que se acerca a $+90^\circ$ y -90° en determinadas frecuencias y que lejos de las frecuencias pasabanda la fase se hace 0.

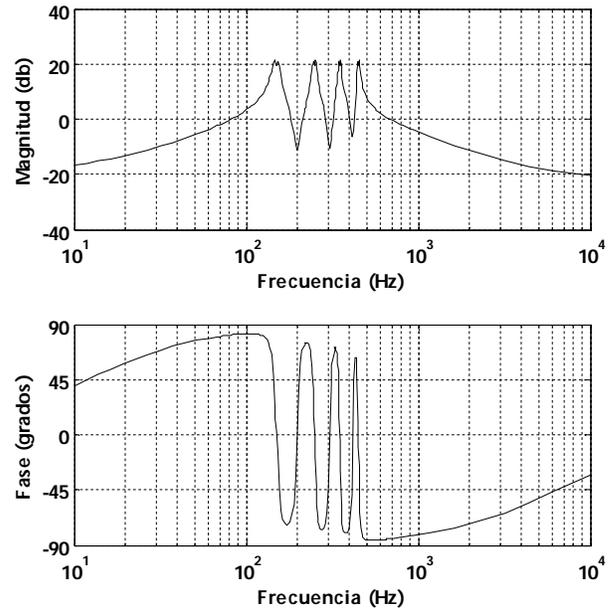


Fig. 14. Diagrama de Bode de β_{FUENTE} (método feedback) al filtrar 4 armónicos con ganancias $k_i=9$.

IV. ESTABILIDAD

A. Condiciones normales

En la Fig. 15 se muestra un ejemplo de diagramas de Bode superpuestos de A_{FUENTE} y β_{FUENTE} , y en la Fig. 16 se muestra el diagrama de Bode de $A_{FUENTE}\beta_{FUENTE}$, es decir, la ganancia en lazo abierto. Se puede ver que el sistema es inestable porque a frecuencias inmediatamente superiores a la frecuencia de resonancia la fase cruza los 180 grados y el módulo es mayor que 0 dB.

B. Condiciones de estabilidad

La condición que se debe cumplir para que el sistema sea estable es que la ganancia en lazo abierto tenga módulo menor que 1 a la frecuencia de resonancia (o cerca de ella).

Si la frecuencia de resonancia está muy por encima de los armónicos filtrados y/o se filtra con poca ganancia, puede ocurrir que β tenga módulo suficientemente pequeño a la frecuencia de resonancia y el sistema sea estable.

Además, si las resistencias del circuito son grandes, el módulo de A es más pequeño a la frecuencia de resonancia y el sistema también es estable.

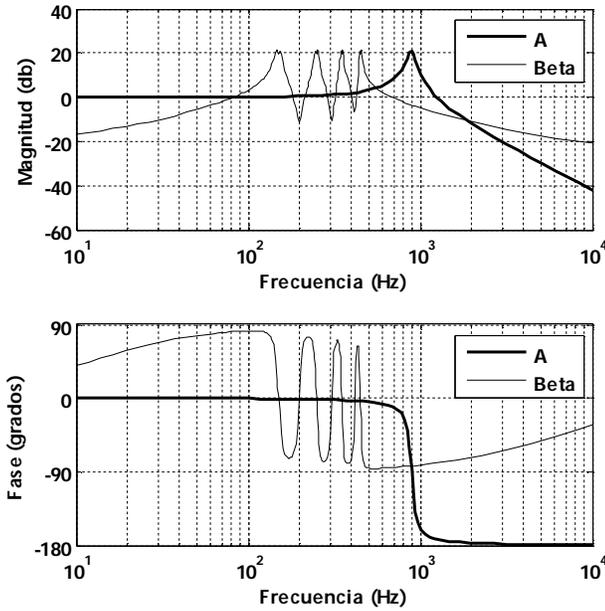


Fig. 15. Diagramas de Bode superpuestos de A y β para el caso de control midiendo I_{FUENTE} .

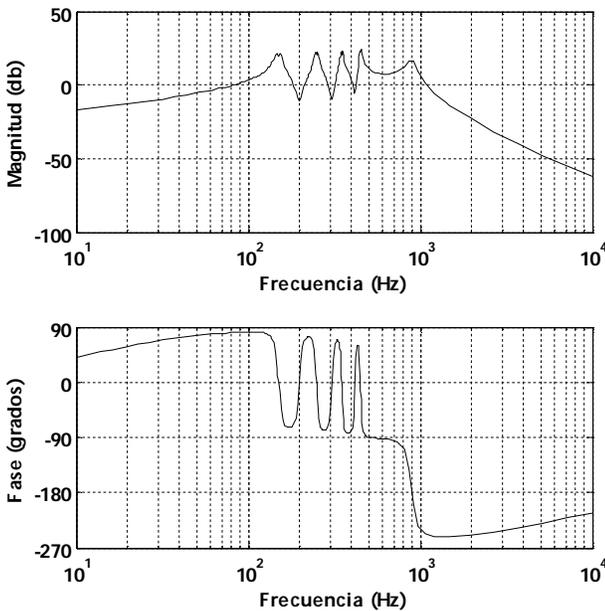


Fig. 16. Diagrama de Bode de $A\beta$ cuando la entrada al controlador es I_{FUENTE}

V. ESTABILIZACIÓN POR COMPENSADOR

Partiendo de la base de que no se intentará filtrar armónicos luego de la resonancia del sistema, se buscó diseñar un compensador por adelantado de fase que no afectara en gran medida el filtrado. Se estudió el caso Feedback.

En la Fig. 17 se aprecia el diagrama de Bode del compensador en comparación con el de A_{FUENTE} y β_{FUENTE} , mientras que en la Fig. 18 se observa el diagrama de Bode de la ganancia en lazo abierto resultante. Dicho compensador presenta 2 ceros complejos con frecuencia menor a la frecuencia de resonancia pero mayor a la de los armónicos

filtrados. Para que este tenga una amplitud despreciable a frecuencias muy altas, también tiene 3 polos luego de la frecuencia de resonancia. El diseño del compensador se realizó observando el lugar de las raíces del sistema.

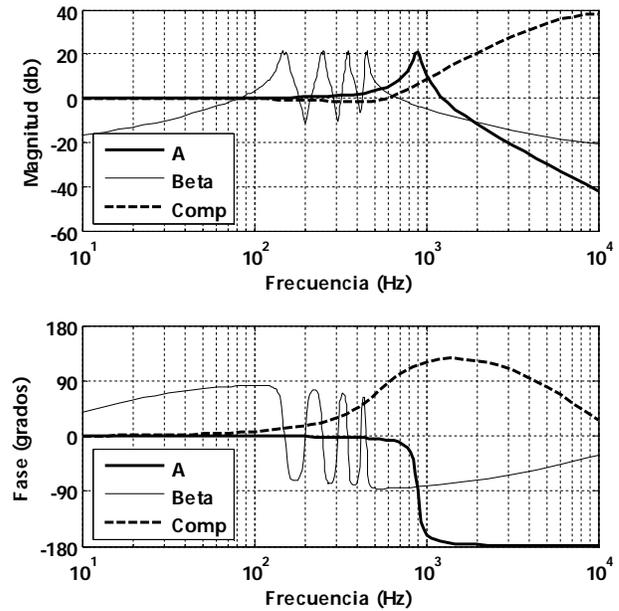


Fig. 17. Comparación entre los Bode de A , β y un compensador.

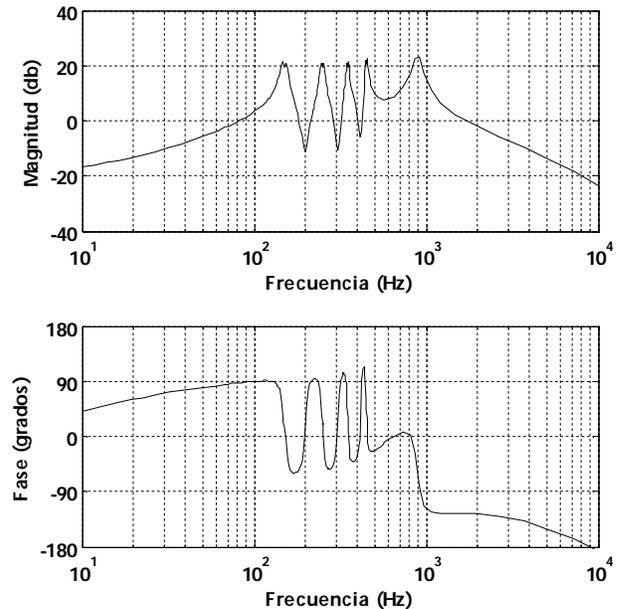


Fig. 18. Diagrama de Bode de $A\beta$ compensada cuando la entrada al controlador es I_{FUENTE}

El compensador mostrado se convirtió a tiempo discreto (con frecuencia 20kHz) por el método del mantenedor de orden 0, lo cual resulta un paso delicado en el análisis.

Se simuló determinada situación de la planta mostrada en la Fig. 1. La resonancia se da aproximadamente en el armónico 17 y la carga utilizada es un modelo de lámparas de sodio de alta presión propuesto en [9]. El control del filtro

toma muestras cada $50 \mu\text{s}$, simulando una implementación real. Cuando se intentan filtrar los armónicos 3, 5, 7 y 9, el sistema diverge, puesto que resulta inestable. El crecimiento indefinido de corrientes y tensiones que se observa en dicha simulación se debe al uso de una fuente ideal de corriente para el filtro activo.

Una vez que se utiliza el compensador de fase mencionado, el sistema es estable. En la Fig. 19 se muestran las formas de ondas relativas a la fase R, obtenidas en la simulación.

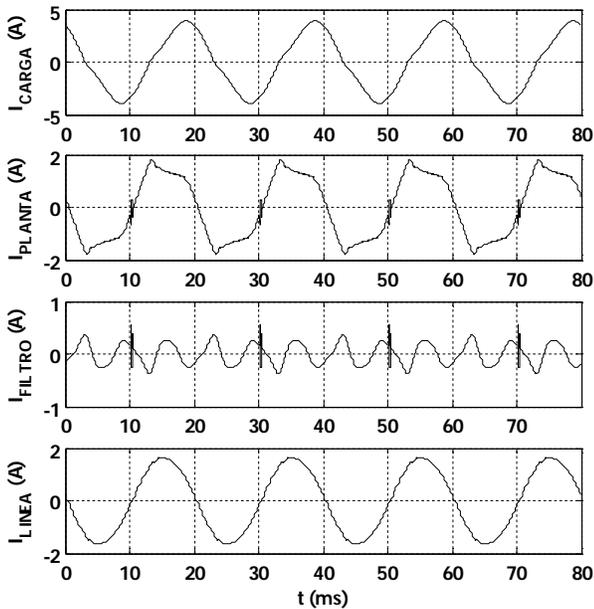


Fig. 19. Ejemplo de simulación de filtrado con compensador y fuente ideal.

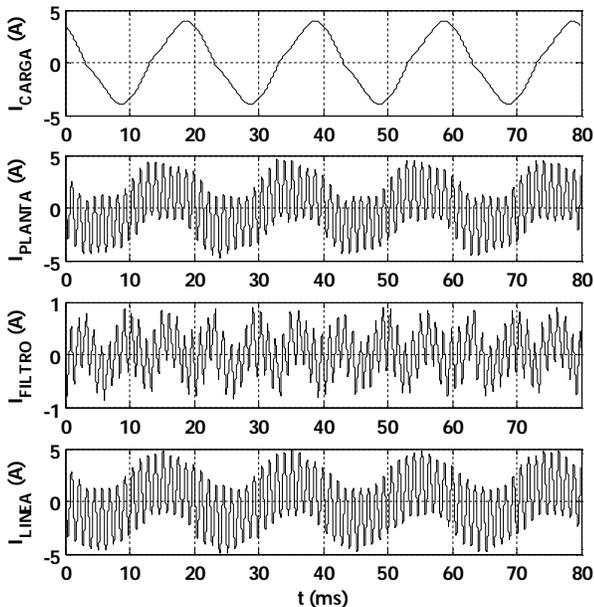


Fig. 20. Ejemplo de simulación de filtrado con compensador y fuente VSI.

También se simuló el caso en el que la fuente de corriente no es ideal, sino que se compone de un VSI que se conecta a

la red mediante inductancias y transformadores monofásicos. El VSI se manejó con el método “Bang-Bang”, es decir, simplemente conmutando cada rama según si la corriente del filtro es mayor o menor que la deseada. Aquí el resultado obtenido no es aceptable pues se tiene una oscilación demasiado grande (ver Fig. 20), cuya frecuencia es la frecuencia de resonancia de la planta (armónico 17). Esto muy probablemente se debe a que no se tuvo en cuenta la dinámica de la fuente de corriente en el análisis. Esta afirmación toma consistencia con el hecho de que si en el análisis de estabilidad se le agregan algunos retardos al bloque β el sistema con compensador se vuelve inestable.

VI. SELECCIÓN DE IIR

Una opción diferente a la propuesta anterior es evitar el comportamiento en la fase desde el inicio, es decir utilizando un filtro IIR diferente. Se observó que al utilizar filtros IIR pasabajos (y no complementos de filtros pasaaltos), la fase se comporta de manera apropiada en el sentido de la estabilidad. Como ejemplo se tiene en la Fig. 21 el diagrama de Bode de β_{FUENTE} cuando se utilizan filtros pasabajos Chebyshev de tipo II (al usar este tipo de filtro en vez de un Butterworth pasabajos hay una mejora poco significativa). Se puede apreciar que β no introduce un retraso en la fase en la frecuencia de resonancia de la planta, como sucedía en el caso de la figura 15. Además la fase es cercana a cero en las frecuencias pasabanda.

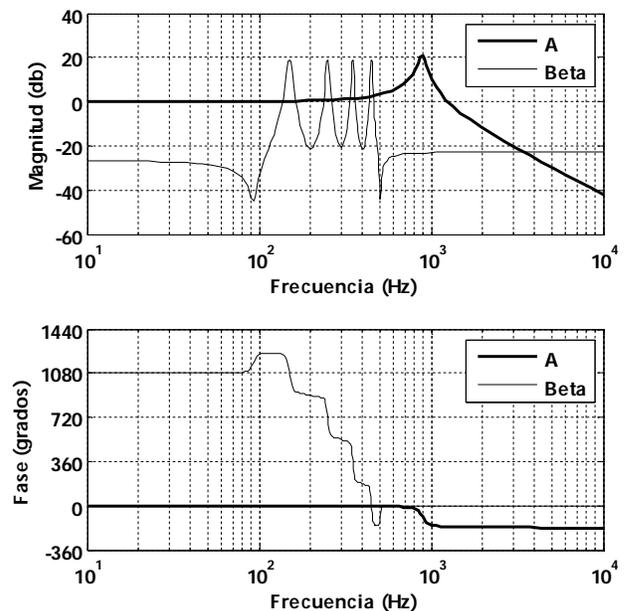


Fig. 21. Diagrama de Bode de A y β utilizando filtros Chebyshev de tipo II.

La Fig. 22 muestra la transferencia del sistema que tiene como entrada I_{CARGA} y como salida I_{LINEA} . También se ve que lamentablemente ciertas frecuencias son amplificadas por el filtro. Teóricamente esto no es un problema si (ya que esas frecuencias no coinciden con armónicos múltiplos de 50Hz),

sin embargo podría serlo si el control no está enganchado correctamente a la frecuencia (y fase) de la red. Observar en la Fig. 23 que el filtrado no es muy bueno en particular por los armónicos bajos que no se lograron filtrar. Los armónicos más altos se pueden apreciar en I_{PLANTA} y no en I_{CARGA} . Esto significa que dichos armónicos son absorbidos por los condensadores. Además se pueden observar armónicos relativos a la resonancia que fueron producidos por el VSI y amplificados por la resonancia. Por lo tanto esta alternativa resuelve la estabilidad pero tiene un comportamiento peor en cuanto al propio filtrado.

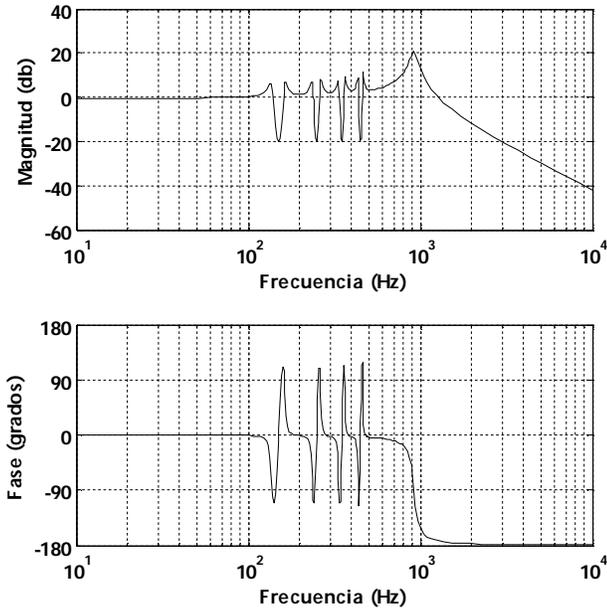


Fig. 22. Transferencia del sistema utilizando filtros pasabajos Chebyshev de tipo II

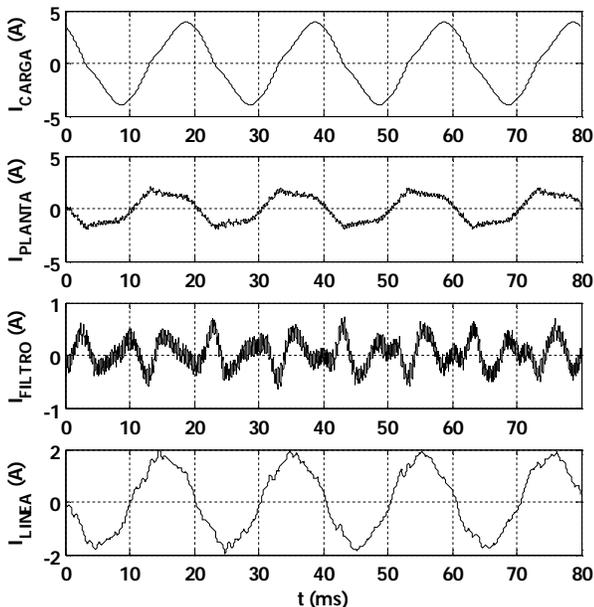


Fig. 23. Ejemplo de simulación de filtrado con filtro pasabajos IIR Chebyshev de tipo II y fuente VSI.

VII. RESULTADOS

Los resultados experimentales preliminares en un sistema real apoyan algunas de las conclusiones que se obtuvieron del análisis presentado.

Por un lado, el sistema es más estable cuando:

- se filtran solo los armónicos necesarios y con la menor ganancia posible.
- los IIR no tienen mucho ancho de banda
- solo se filtran armónicos por debajo de la frecuencia de resonancia propia del sistema (condición necesaria para la estabilidad).

El propio sistema de potencia puede ser más o menos susceptible a la estabilidad dependiendo de la frecuencia de resonancia (la cual depende de los condensadores de compensación de reactiva y de la impedancia del transformador que alimenta la planta).

Del análisis también se deduce que en una red con componente resistiva alta el sistema es más estable, pero esto no se verificó en el laboratorio.

VIII. CONCLUSIONES

Se debe notar que, de ser posible, se deben evitar la topologías de potencia estudiadas en este trabajo, en la cual parte de la corriente que se mide para el control del filtro activo contiene la corriente de los condensadores de compensación de reactiva. Es decir, la mejor manera para evitar inestabilidades es utilizar el método feedforward midiendo I_{CARGA} en lugar de I_{PLANTA} para el control del filtro (se supone que I_{CARGA} no va a condensadores cuyo consumo de energía reactiva sea significativa).

Cuando esto no se puede evitar y además se utiliza un filtro basado en la teoría pq, se pueden tomar los criterios de filtrado mencionados anteriormente. Dichos criterios pueden no valer para otros métodos de control.

En trabajos futuros se deberá profundizar en los métodos presentados (compensador y filtro IIR adecuados) que buscan estabilizar el sistema. Las soluciones serán distintas si el método de filtrado es feedback o feedforward.

IX. APÉNDICE I

Justificación de aproximación lineal de celda no lineal como el de la Fig. 12.

Se puede observar primero que para una entrada de la forma

$$x(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (19)$$

la salida resulta

$$y(t) = k \left[A |H_0(j(\omega_c - \omega))| \cos(\omega t + \varphi + \angle H_0(j(\omega_c - \omega))) + A |H_0(j(\omega_c + \omega))| \cos(\omega t + \varphi + \angle H_0(j(\omega_c + \omega))) \right] \quad (20)$$

Notar que si la frecuencia de la entrada es ω_c y H_0 es la

transferencia de un filtro pasabajos, la salida es idéntica a la entrada (se copia perfectamente). Esta celda es una forma de implementar un filtro pasabanda.

Generalizando este resultado a entradas periódicas se obtiene

$$\begin{aligned} \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} &= k[H_0(j(\omega - \omega_c)) + H_0(j(\omega + \omega_c))] = \\ &= H_{CELDA}(j\omega) \end{aligned} \quad (21)$$

La transferencia expresada en la ec. (20) es idéntica a la transferencia de una celda selectiva de la teoría pq para una única secuencia, la cual se muestra en [4]. Es así que por linealidad la ec. (20) es válida como modelo monofásico de la celda selectiva cuando todas las secuencias se filtran con igual ganancia o cuando la corriente filtrada solo presenta una secuencia por armónico (lo cual sucede cuando la carga es equilibrada).

Finalmente, esta ecuación se extiende a Laplace para obtener una expresión aproximada de la transferencia de la celda (ec. (14)).

X. REFERENCIAS

- [1] J. F. Fuller, E. F. Fuchs, and K. J. Roesler, "Influence of harmonics on power distribution system protection," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 3, pp. 549-557, Apr. 1988.
- [2] Ettore Bompard, Enrico Carpaneto, Gianfranco Chicco, Paolo Ribaldone and Claudio Vercellino "The Impact of Public Lighting on Voltage Distortion in Low Voltage Distribution Systems", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol16, no.4, October 2001.
- [3] Paolo Mattavelli, "A Close-Loop Selective Harmonic Compensation for Active Filters" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, pp. 81-89, Jan. 2001.
- [4] G. Casaravilla, "Filtros activos selectivos," Ph.D. dissertation, Universidad de la República - Uruguay, May 2003.
- [5] G. Casaravilla; EDSON H. WATANABE; C. BRIOZZO; A. SALVIA Selective active filter with optimum remote harmonic distortion control. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19 4, p. 1990-1997, 2004.
- [6] G. Casaravilla; C. BRIOZZO; EDSON H. WATANABE; A. SALVIA Series and parallel calculations methods for the reference current values in a selective shunt active filter. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2003, Rio de Janeiro. IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2003. 2003.*
- [7] G. Casaravilla; C. BRIOZZO; EDSON H. WATANABE; A. SALVIA Selective Active Filter Applied to an Arc Furnace Adjusted to harmonic Emission Limitations. In: *Latin América T&D IEEE Conference, 2002, Sao Pablo. Latin América T&D IEEE Conference 2002. 2002.*
- [8] G. Casaravilla; G. Barbat, "Filtros Activos Selectivos Óptimos en Sistemas de Cuatro Hilos", 7º Encuentro de especialistas en Energía, Potencia, Instrumentación y Medidas - Uruguay 2008.
- [9] G. Casaravilla, J. Inda, G. Barbat, F. Chiamarello, "Modelo Simulink de Lámpara de Vapor de Sodio de Alta Presión (NaHID) para Excitación en Baja Frecuencia"