

Filtro activo de mínimo costo ajustado a la carga de un horno de arco y a las reglamentaciones sobre emisión armónica aplicables

*GONZALO CASARAVILLA, *CESAR BRIOZZO, **EDSON WATANABE

*IIE-UDELAR-Uruguay **COPPE-UFRJ-Brasil

E-mails: gcp@iie.edu.uy, cesar@iie.edu.uy, watanabe@coe.ufrj.br

Resumen— En este trabajo se presenta una forma de diseñar un filtro activo shunt utilizando la teoría de la potencia activa y reactiva instantánea adaptándose a la reglamentación aplicable en cuanto a límites de emisión armónica permitida. Se analiza la Reglamentación Argentina, se compara con las recomendaciones de la IEEE, se modela la carga típica con la que deberá lidiar el filtro, que en nuestro caso es un horno de arco industrial. Luego analiza aspectos del diseño del filtro pasa altos interno del filtro activo que separa que frecuencias de la corriente se eliminan y cuales no. Finalmente se llega a valores característicos constructivas del filtro activo como ser tensiones nominales, su capacitor en el bus de continua y corrientes máximas por las llaves

1 Introducción

La teoría de la potencia la instantánea (Akagi et al., 1983) se ha utilizado para compensar desbalances y armónicos obteniéndose resultados notables, pero de costo elevado cuando son llevados a la práctica en forma indiscriminada. En particular, los hornos de arco causan gran distorsión, que si se pretende compensar toda, el filtro activo asociado, puede resultar muy grande y costoso.

Si bien es desde el punto de vista purista es deseable la compensación total, todo lo que se haga mas allá de lo que nos exijan las normas y reglamentaciones aplicables será sin retorno económico.

La teoría de la potencia instantánea es esencialmente en el dominio del tiempo y ha sido poco explorado su traslado al dominio de la frecuencia (Monteiro, 1997), lo cual resulta atractivo cuando se debe diseñar el filtro pasa altos que separa que armónicos de corriente se quiere sintetizar con el filtro y que no.

2 Teoría de la potencia instantánea

La teoría de la potencia instantánea fué inicialmente presentada en (Akagi et al., 1983) y (Akagi et al., 1984). En este trabajo solo se aportará algunos comentarios respecto a la interpretación de que es lo que se está haciendo cuando se filtra, como se verá, con un pasa altos la potencia \tilde{p} y \tilde{q} cuya salida determina las corrientes a sintetizar por parte del inversor del filtro activo (Penello et al., 1992).

$$i_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{kn} \sin(w_n t + \delta_{kn}) \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{on} \\ \dot{I}_{+n} \\ \dot{I}_{-n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{an} \\ \dot{I}_{bn} \\ \dot{I}_{cn} \end{bmatrix} \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} i_\alpha(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} I_{+n} \sin(w_n t + \delta_{+n}) + \\ &\quad \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} I_{-n} \sin(w_n t + \delta_{-n}) \\ i_\beta(t) &= -\sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} I_{+n} \cos(w_n t + \delta_{+n}) + \\ &\quad \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} I_{-n} \cos(w_n t + \delta_{-n}) \\ i_o(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} I_{0n} \sin(w_n t + \delta_{0n}) \end{aligned} \quad (4)$$

En (1) se define las componentes de frecuencia de la corriente periódica $i(t)$ para cada fase a, b y c. En (2) se muestra como se descompone una terna de corrientes en sus secuencias positiva, negativa y cero. La (3) es la transformada de Clarke que determina las corrientes i_α , i_β e i_o . Operando (1),(2) y (3) se obtiene (4) que determina la expresión de las corrientes i_α , i_β e i_o en función de sus armónicas y componentes simétricas.

$$\begin{bmatrix} p_o \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_o & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} p &= \bar{p} + \tilde{p} \\ q &= \bar{q} + \tilde{q} \end{aligned} \quad (5)$$

En (5) se resume la síntesis de la teoría de la potencia instantánea y se define también la discriminación de p y q en sus valores medios \bar{p} y \bar{q} y sus ripples \tilde{p} y \tilde{q} . No se incluyen las definiciones de v_α , v_β y v_o por ser análogas a las de la corriente. Finalmente en (6) se ve la expresión de \bar{p} y en (7) se ve la expresión de \tilde{p} como resultado de operar sustituyendo en (5) las expresiones precedentes. Los ángulos θ son los análogos, en la tensión, de los δ de las corrientes definidos en (1). Se hablará exclusivamente de p pero todo el razonamiento

	l+1	l-1	l+2	l-2	l+3	l+n	l-n
V+1	0	2	1	3	2		n-1	n+1
V-1	2	0	3	1	4		n+1	n-1
V+2	1	3	0	4	1		n-2	n+2
V-2	3	1	4	0	5		n+2	n-2
V+3	2	4	1	5	0		n-3	n+3
.....						0		
V+n	n-1	n+1	n-2	n+2	n-3		0	2n
V-n	n+1	n-1	n+2	n-2	n+3		2n	0

Figure 1. Contribución de armónicos y secuencias al espectro de \tilde{p} (y \tilde{q})

siguiente se extiende a q.

$$\bar{p}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} +3V_{+n}I_{+n} \cos(\theta_{+n} - \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} +3V_{-n}I_{-n} \cos(\theta_{-n} - \delta_{-n}) \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \tilde{p}(t) = & \quad (7) \\ & \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} +3V_{+m}I_{+n} \cos[w_{m-n}t + \theta_{+m} - \delta_{+n}] \right\} \\ & + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} +3V_{-m}I_{-n} \cos[w_{m-n}t + \theta_{-m} - \delta_{-n}] \right\} \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} -3V_{+m}I_{-n} \cos[w_{m+n}t + \theta_{+m} + \delta_{-n}] \right\} \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} -3V_{-m}I_{+n} \cos[w_{m+n}t + \theta_{-m} + \delta_{+n}] \right\} \end{aligned}$$

con $w_{m-n} = w_m - w_n$ y $w_{m+n} = w_m + w_n$.

Observando (6) vemos que \bar{p} tiene un espectro con una sola barra en continua a la que aportan todas las frecuencias y secuencias de las tensiones y corrientes. Observando (7) podemos analizar como contribuyen al espectro de \tilde{p} las frecuencias y secuencias. La fig. (1) muestra esta dependencia, en donde la primera fila muestra armónico y secuencia de corriente, la primera columna muestra armónicos y secuencias de tensión, y dentro de la tabla se indica el orden del armónico donde contribuyen las parejas corrientes/tensiones elegidas. Por ejemplo, I_{+3} y V_{+1} tienen en la tabla un 2 por lo que contribuyen a la segunda barra del espectro de \tilde{p} (100 Hz para el caso de redes de 50Hz). Supongamos por un momento que solo tenemos V_{+1} y V_{-1} . Cuando se filtra la continua de p para extraer \bar{p} , habiendo sido p calculada con solo la secuencia fundamental positiva, la \tilde{p} resultante sintetizará la corriente del filtro, luego, la

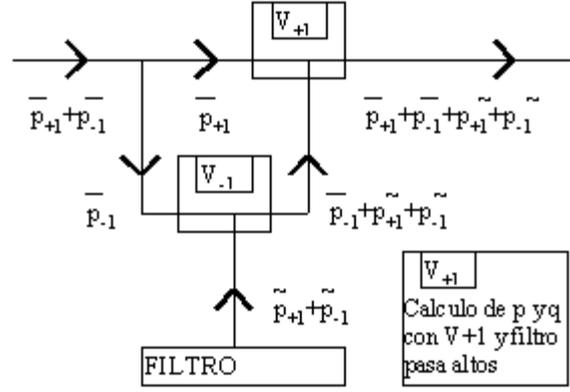


Figure 2. Contribución de armónicos y secuencias al espectro de \tilde{p} (y \tilde{q})

potencia que tomará este filtro en la realidad, corresponderá a todas las potencias menos la \bar{p} asociada a la secuencia de tensión V_{+1} . Por tanto, el filtro también tomará la potencia \bar{p} asociada con la secuencia V_{-1} de tensión. Si lo que se pretende es solo tomar con el filtro potencias asociadas con armónicos diferentes de +1 y -1, deberemos eliminar esta potencia asociada con V_{-1} , por lo que procederemos en forma similar calculando una nueva p con la corriente resultante de la primera cuenta y utilizando como tensión solo la secuencia negativa V-1. Por tanto si pasamos este resultado nuevamente por el filtro pasa alto, estaremos quitando la potencia asociada a V_{-1} e I_{-1} . Finalmente lo que queda es exclusivamente de responsabilidad de los armónicos que se pretende eliminar (Monteiro, 1997).

No se debe pasar por alto, que también estamos quitando con el filtro la potencia \tilde{p} asociada a $V_{+1}I_{-1}$ y $V_{-1}I_{+1}$ pues caen en la segunda barra (2's en la fig. (1)) pero de cualquier forma, es inevitable.

La fig. (2) muestra esquemáticamente el significado de hacer las dos extracciones de potencia \bar{p} en serie para el caso de tener tensiones V_{+1} y V_{-1} . Al solo tener V_{+1} y V_{-1} , se puede decir que solo tendremos $p_{+1} + p_{-1} + \tilde{p}_{+1} + \tilde{p}_{-1}$ en donde se definió, por ejemplo, p_{+1} como la \bar{p} que depende de V_{+1} , etc. La primera tarea es eliminar p_{+1} para lo cual se utiliza V_{+1} en el cálculo de p y se filtra su valor de continua. Por tanto el filtro tomaría $p_{-1} + \tilde{p}_{+1} + \tilde{p}_{-1}$. Para eliminar p_{-1} , se repite el procedimiento haciendo los cálculos con V_{-1} , resultando un filtro activo que toma solamente $\tilde{p}_{+1} + \tilde{p}_{-1}$. Finalmente la red queda aportando $\tilde{p}_{+1} + \tilde{p}_{-1}$. Esta forma didáctica de mostrar lo que sería el procedimiento genérico para ir quitando una a una las porciones de potencia que no se desea filtrar, se podría haber hecho desde un comienzo utilizando como tensión en la cuenta de cálculo de p, ambas secuencias V_{+1} y V_{-1} . De hecho si se usa directamente la tensión, sin sacarle ninguna secuencia, lo que obtendremos

es un filtro que eliminará todo menos \bar{p} lo cual si bien eliminaría la potencia fluctuante de la línea, también tendría en ella todos los armónicos presentes. Por otra parte, por ejemplo, en la frecuencia 1, primera barra de \bar{p} (1's en la tabla 1) caen todos los armónicos, lo mismo se puede establecer para la segunda barra etc.

Cualquiera que sea el método que se utilice para filtrar p , para separar lo que se quiere sintetizar con el filtro o no, se debe tener en cuenta que los armónicos están completamente entrelazados en el espectro y es imposible actuar exclusivamente sobre uno sin alterar otro. La ventaja de usar un pasa altos es que elimina todo o nada. Si una barra de \bar{p} es filtrada parcialmente, hay que tener cuidado con la fase que introduce el filtro pasa alto, ya que incluso, podríamos estar aumentando dicha armónica en la corriente de línea, por ejemplo al hacerle la fase 180° .

3 Reglamentación existente y utilizada

A nivel mundial existen muchas reglamentaciones respecto a distorsión armónica de tensión, fundamentalmente asociadas al efecto flicker. En cambio, son pocas las referencias respecto a limitaciones en corrientes armónicas. Un referente fundamental es la recomendación 519 de la IEEE. En dicho documento se acota el nivel de corrientes armónicas de acuerdo a la potencia de corto circuito de lugar de conexión, de la potencia consumida y se diferencia según se este en baja Tensión (BT), Media Tensión (MT) o Alta Tensión (AT).

En este trabajo se utilizó como referencia la reglamentación que está en vías de ser aplicada en Argentina (Ente Nacional Regulador de la Electricidad - Argentina, 1997a) (Ente Nacional Regulador de la Electricidad - Argentina, 1997b). Si bien es un decreto aprobado a principios del 97, su aplicación no ha sido efectiva aún. En dicha reglamentación, fruto de un estudio de la normativa internacional y de un estudio de campo, a los efectos de saber en que estado estaba la red Argentina, se llegó a una formulación similar a la de la IEEE 519 pero menos exigente. Para tarifas en BT y potencia contratada menor a 10kW, los límites son en amperios de corriente. Para instalaciones de mayor porte, según estén en AT o no, se establecen porcentajes respecto a la corriente contratada afectada de un factor de 0.85. Por tanto, no sería penalizable una gran distorsión armónica asociada con bajo nivel de corriente.

Si observamos la fig. (3), en donde se muestra un comparativo entra la reglamentación Argentina y la IEEE 519 aplicable en nuestro caso en estudio, en que la potencia de cortocircuito es del orden de 5000MVA y la carga es de una potencia contratada de 15MVA en 150kV, se llega a la conclusión de que la reglamentación Argentina es por lo menos el doble menos restrictiva que la

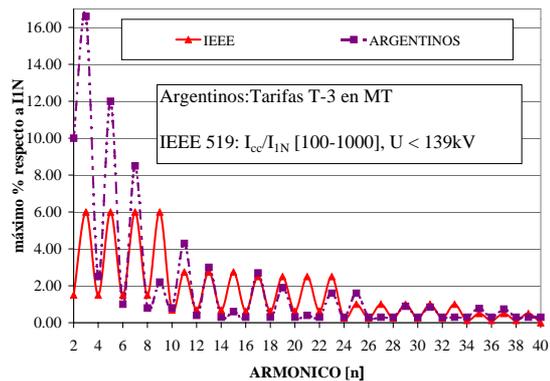


Figure 3. Comparativo R. Argentina y IEEE 519

IEEE 519. Por ejemplo, en la primera se permite un 12% de distorsión armónica frente a los 7.5% que exigiría la segunda.

En este, nuestro caso de estudio, estamos frente a una situación, al menos rara, ya que se tiene un usuario conectado en 150kV con una potencia de corto circuito en el punto de conexión elevada y con poca carga contratada comparativamente a la misma. Si estuviese conectado en un punto más razonable, donde relación potencia de cortocircuito del punto de conexión y la contratada sea del orden de 20 a 50, la IEEE 519 solicitaría una distorsión menor al 4% frente al 12% constante de la reglamentación Argentina.

Un aspecto particularmente importante, es que esta reglamentación establece que para penalizar se deben hacer medidas, de por lo menos, una semana, haciendo promedios cada 10 minutos y que los mismos tengan mas que un 5% de valores por encima de lo permitido. Es interesante tener en cuenta dicho porcentaje de tiempo, como asimismo, el hecho de que la penalización es binaria, no ponderando, por lo que no penaliza a quien está justo debajo del máximo permitido.

4 Ejemplo de aplicación

4.1 Instalación estudiada y registros disponibles

El esquema de la fig. (4) muestra las instalaciones donde se realizó el estudio y el punto de toma de datos en $V_n=150kV$.

Los registros que se realizaron corresponden a tres categorías de acuerdo a su largo y periodicidad de muestras. Registros mensuales ciclo a ciclo con promedios cada 15 minutos, registro semanales ciclo a ciclo con promedios cada 3 minutos, un registro horario ciclo a ciclo con promedios cada 3 segundos y registros de 15 ciclos consecutivos de red con 256 muestras por ciclo.

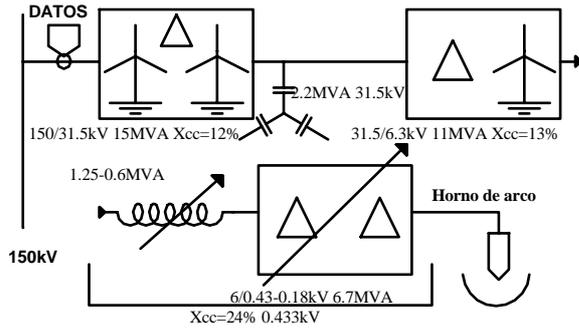


Figure 4. Esquema eléctrico y punto de toma de datos

4.2 Modelo de carga tipo seleccionada

De los registros semanales y mensuales se puede establecer que el horno de arco no funciona 6 horas (coincidentes con el máximo de la tarifa triple horaria) los 5 días laborables de la semana, tampoco funciona los sábados desde las 7:30 en adelante ni los Domingos hasta las 22:00hs. Por tanto de los 10080 minutos de la semana, 4110 esta parado (41%). La fig. (5) muestra superpuestos ciclos de funcionamiento del horno de arco, tomados del registro semanal cada 3 minutos en donde se ha resaltado un ciclo que se ha tomado como representativo. Claramente se ve el clásico funcionamiento de un horno de arco (Cordeiro, 1997).

En la parte inferior de la misma fig. (5) se ha graficado el registro disponible de una hora con promedios de ciclos de red cada 3 segundos y se ve la buena concordancia. La fig. (6) muestra la distorsión armónica respecto a la corriente I_n contratada afectada por el factor 0.85 ya comentado de los ciclos superpuestos de la fig. (5) donde se ha resaltado nuevamente la distorsión del ciclo representativo elegido.

De los datos del registro con promedios cada 3 segundos, se pudo establecer, ya que el equipo así guarda sus datos, que con un 90% de probabilidad, la corriente registrada máxima, en promedio, es aproximadamente el doble de la fundamental medida.

De los múltiples registros de 15 ciclos de red consecutivos hechos durante la operación del horno de arco, se puede seleccionar un registro representativo correspondiente a un instante de la rampa inicial del proceso productivo con un aumento de corriente fundamental y con una gran distorsión armónica. Como se verá, se ha utilizado el hecho de que 5% del tiempo, podríamos excedernos impunemente de acuerdo a la reglamentación aplicada.

Como ya se ha comentado, se detectó en los registros promediados cada 15', 3' y 3" sobrecorrientes ocasionales. Este hecho no se detectó en los registros ciclo a ciclo de red. Si se tiene en cuenta

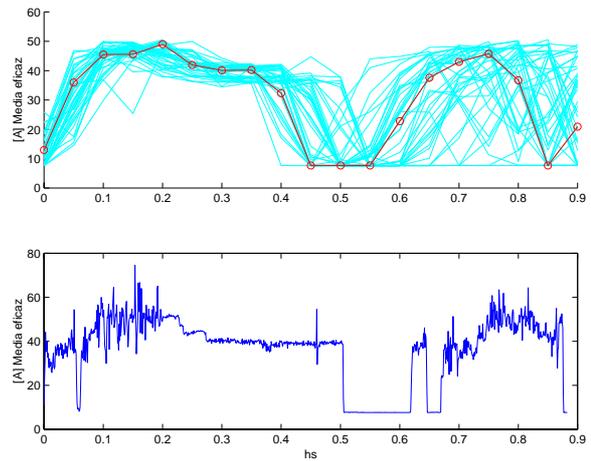


Figure 5. Arriba: Ciclos de producción superpuestos y ciclo representativo elegido; Abajo: Ciclo registrado con promedios cada 3 segundos

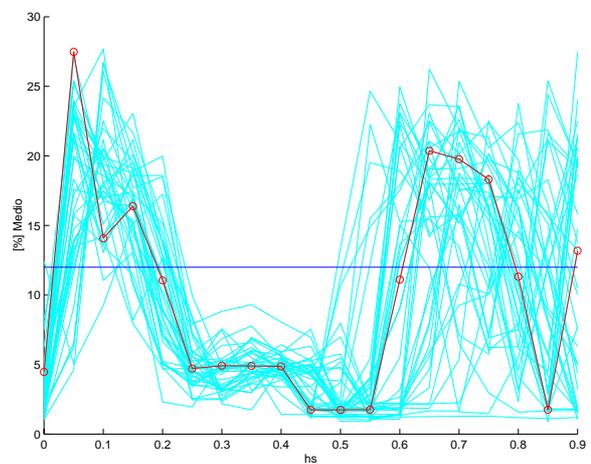


Figure 6. Distorsión armónica @ I_n de los ciclos superpuestos y ciclo representativo elegido. La raya horizontal es el 12% admisible

que durante la semana se tienen promedialmente 111 ciclos de funcionamiento como los mostrados en la fig. (5) el 5% del tiempo de la semana permisible son 504 minutos, que repartidos en los 111 ciclos nos da 4.6 minutos de tiempo de gracia, por ciclo, en los cuales nos podemos exceder. Por otra parte, de observar la fig. (6), se ve que a lo sumo, tendremos 54 minutos de tiempo por ciclo en los que tendremos que reducir la distorsión armónica para no ser penalizados, por lo que, los 4.6 minutos representan un 14% de los 54 minutos.

Diseñaremos en consecuencia un filtro activo que pueda limitar la distorsión armónica utilizando como corriente el registro seleccionado de 15 ciclos de red y toda eventualidad de sobre corrientes durante los momentos problemáticos caerán dentro de lo que no podemos hacer, para lo cual, disponemos de un 14% del tiempo para asignar, criterio por demás conservador.

5 Diseño del filtro

Como ya se ha establecido previamente, la tarea del filtro activo es reducir las corrientes armónicas por debajo de la reglamentación aplicable. No debe filtrar la corriente I_{-1} , por lo que además de filtrar utilizando V_{+1} , debería filtrar usando V_{-1} como ya fué establecido. En este caso particular, se simplificó la tarea dado que el punto de conexión en 150kV es prácticamente sinusoidal puro en tensión y equilibrado existiendo solo V_{+1} .

La potencia fluctuante \tilde{p} que debe suministrar el condensador C del bus de continua generaría en el mismo un ripple de tensión intolerable si no se elige bien su valor (Akagi et al., 1984). Como criterio de diseño del condensador mínimo a utilizar, se impuso que la energía máxima fluctuante (entrante o saliente) sea un 10% de la energía del propio condensador estimada en $\frac{1}{2}CV_{DC}^2$. Esto es equivalente a imponer aproximadamente un ripple de 5% en tensión.

Sin embargo, cuando se dimensiona el condensador para que soporte la corriente de alterna que pasará por él, resulta que hay que poner normalmente mucha más capacidad que la calculada. Por otra parte, cuando se calcula el precio del condensador frente al precio del inversor, este último es por lo menos un orden superior, por lo que no vale la pena preocuparse por aumentos de C frente a disminuciones de la corriente del inversor, ya que el óptimo económico casi siempre está en tener el inversor de corriente mínima.

Los grados de libertad al momento de determinar cual es el filtro activo son, el filtro de \tilde{p} y \tilde{q} a utilizar (frecuencia de corte f_o y orden) y cuanta de la corriente que arrojan los cálculos inyectaremos efectivamente en la red con nuestro filtro. El porcentaje de corriente a sintetizar se determina por el factor w_1 . La teoría dice que si diseñamos bien nuestro filtro de \tilde{p} y \tilde{q} e inyectamos toda la corriente resultante ($w_1=1$), la corriente de línea será solo I_{+1} e I_{-1} . Pero esto daría distorsión nula, lo cual si bien es muy loable, será extremadamente caro e innecesario ya que la reglamentación no me premia por tal esfuerzo.

Otro aspecto interesante es que si el filtro solo tomara una fracción de la \tilde{p} , el condensador C podrá ser cada vez más chico al tener que soportar menores oscilaciones de \tilde{p} . Se define por tanto w_4 como el porcentaje de \tilde{p} que se filtra respecto al de \tilde{q} .

En resumen la corriente que tomará el filtro activo será la que consuma las potencias \tilde{p} y \tilde{q} tal como se muestra en (8).

$$\begin{aligned} \tilde{p}_{filtro} &= \tilde{p}_{calculadas} \cdot w_1 \cdot w_4 \\ \tilde{q}_{filtro} &= \tilde{q}_{calculadas} \cdot w_1 \end{aligned} \quad (8)$$

Para el filtro pasa-altos que separa \tilde{p} y \tilde{q} de \tilde{p} y \tilde{q} se utilizó un Bessel de 2 orden con frecuencia de corte f_o . Ordenes mayores a 2 dan peores resultados.

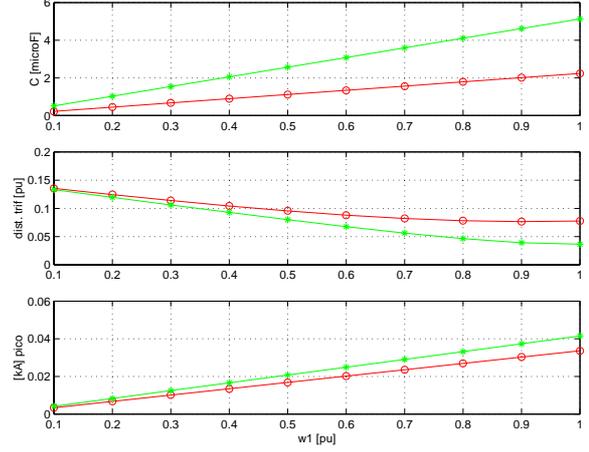


Figure 7. Empezando de arriba: Condensador C en $[\mu\text{F}]$; Distorsión armónica ponderada en $[\text{pu}]$ y Corriente máxima en el inversor en $[\text{kA}]$; Curvas para $w_4 = 1$ (o) u 0.8 (*), $f_o = 50\text{Hz}$. Eje de abscisas: w_1 $[\text{pu}]$

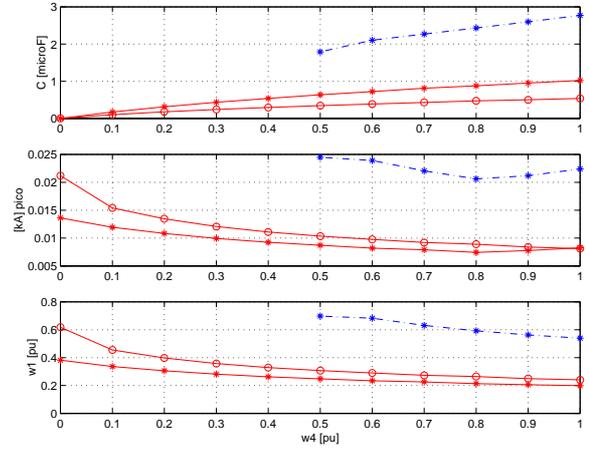


Figure 8. Empezando de arriba: Condensador C en $[\mu\text{F}]$; Corriente máxima en el inversor en $[\text{kA}]$; w_1 $[\text{pu}]$. Curvas para 12% y 7.5% de distorsión armónica ponderada con $f_o = 150$ (o) u 50 (*) Hz. Eje de abscisas: w_4 $[\text{pu}]$

Si por ejemplo se toma como frecuencia de corte f_o 50, se observa en la fig. (7) como son las curvas resultantes al variar w_1 con $w_4=1$ o $w_4=0.8$. Nótese que tanto la capacidad C como la corriente I_{max} son lineales con w_1 . Por otra parte, se aprecia que para cierto rango de w_1 la distorsión decae linealmente al aumentar la misma, cosa que es de esperar tal como se definió w_1 . Sin embargo, pese a que teóricamente si era de esperar que para $w_1=w_4=1$ la distorsión se debía anular, esto no acontece debido a que la dinámica del filtro pasa altos de \tilde{p} y \tilde{q} no lo permite.

La fig. (8) muestra las familias de curvas para conseguir un 12% y 7.5% de distorsión armónica total al variar w_4 para f_o de 50 y 150Hz. Nótese que la tendencia es que la corriente mínima del inversor se obtiene con valores cercanos a $w_4=1$ con lo que se podría concluir que el tratar de disminuir C, al bajar w_4 , no vale la pena teniendo en cuenta las consideraciones ya hechas respecto a C y su ripple. También se ve que si se pretende

7.5% de distorsión armónica, con $f_0=150\text{Hz}$ no se logra ni siquiera con $w_1=w_4=1$ (no hay curva de 150Hz).

El óptimo (mínimo costo) se obtiene si $f_0=50\text{Hz}$, $w_4=0.8$, $w_1=0.39$ para distorsión total de 12%, con lo cual el valor de $C=1.6\mu\text{F}$, la corriente $I_{\text{max}}=14\text{A}$ y la potencia aparente del filtro S es de 2.5MVA., donde los MVA se calculan como $\sqrt{3} * V_n * I_{\text{max}}/\sqrt{2}$.

Todos los valores aquí presentados son con una tensión de línea de $V_n=150\text{kV}$ y un valor de la tensión de C de $150*\sqrt{2}*1.4=297\text{kV}$. El factor 1.4 es razonablemente conservador a los efectos de asegurar un buen desempeño del inversor y lograr imponer la corriente deseada. Necesariamente se deberá bajar a niveles de tensión razonables, dependiendo de la tecnología, etc. Si por ejemplo la relación transformación es 10 (barras de 15kV), la tensión en C será 29.7kV y la corriente I_{max} se multiplicará por 10 y la capacidad C se multiplicará por 100.

Si se quisiera llegar a los límites pedidos por la IEEE 519 de 7.5%, se podría lograr con valores $f_0=50\text{Hz}$, $C=3.1\text{microF}$, $I_{\text{max}}=25\text{A}$, $S=4.6\text{MVA}$, $w_1=0.675$ y $w_4=0.9$.

Lo máxima capacidad de filtrado se obtiene con $w_1=w_4=1$, resultando en un contenido armónico de 4.2% y cuesta un condensador $5.1/1.6=3$ veces más grande y una corriente en el inversor $42/14=3$ veces mayor por lo que el inversor será asimismo 3 veces mayor (7.7MVA) que el óptimo propuesto.

En la fig. 9 se aprecian estos tres resultados de las corrientes y distorsiones antes y después de aplicar diferentes valores de w_1 y w_4 . Del análisis del contenido armónico de la corriente de óptimo elegido se informa que igual persisten algunos problemas en armónicos pares los cuales se tolerarán por ser razonablemente reducidos.

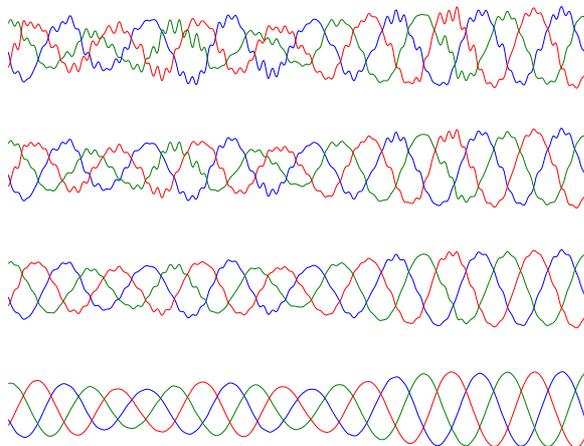


Figure 9. Arriba hacia abajo: corriente original, óptimo elegido con $\text{dist}=12\%$, IEEE con $\text{dist}=7.5\%$, máximo filtrado $\text{dist}=4.2\%$

6 Conclusiones

Se ha presentado una metodología de trabajo y cálculo. Tanto, el conocimiento de la carga no lineal, desbalanceada y de gran contenido armónico, la existencia de reglamentaciones ante las cuales hay que rendir cuentas, y el conocimiento de la teoría utilizada adoptando criterios de diseño específicos, se complementan al momento de diseñar un filtro activo. La teoría da resultados muy sorprendentes por el grado y capacidad de compensación alcanzable, pero problemas de implementación real como ser la dinámica del filtro pasa altos de \tilde{p} y \tilde{q} , y el hecho de que se permita un 5% de tiempo de gracia, se conjugan para entregarnos un filtro activo suficiente para nuestro problema, y por tanto de mínimo costo.

Finalmente, si bien la reglamentación Argentina es liviana frente a la IEEE 519, en el caso de un horno de arco en las condiciones reales expuestas, resulta un costo relativamente mayor si se pretende 7.5% de distorsión armónica y tolerable en el caso de 12%, por lo que cualquier acercamiento a este tipo de usuario debe ser gradual y quizás este allí la explicación de la poco restrictiva reglamentación Argentina.

References

- Akagi, H., Kanazawa, Y. and Nabae, A. (1983). Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits, *Proceedings of the IPEC'83 - Int. Power Electronics Conf., Tokyo* pp. 1375–1386.
- Akagi, H., Kanazawa, Y. and Nabae, A. (1984). Instantaneous reactive power compensator comprising switching devices without energy storage components, *IEEE Trans. Ind. Appl.* **20(3)**: 625–630.
- Cordeiro, S. (1997). *Reactor serie limitador de corriente para hornos de arco*, Master's thesis, PUC RJ.
- Ente Nacional Regulador de la Electricidad - Argentina (1997a). Decreto 99/97.
- Ente Nacional Regulador de la Electricidad - Argentina (1997b). Base metodológica para el control de la emisión de perturbaciones. producto téc. - etapa dos.
- Monteiro, J. (1997). *Filtros híbridos Ativo/Passivo de potência: Modelagem no domínio da frequência*, Master's thesis, COPPE - UFRJ.
- Penello, L., Watanabe, E. and Aredes, M. (1992). Filtro ativo de potência com seleção da potência a ser compensada, *Proceedings of the IX congresso Brasileiro de Automática* **2**: 786–791.