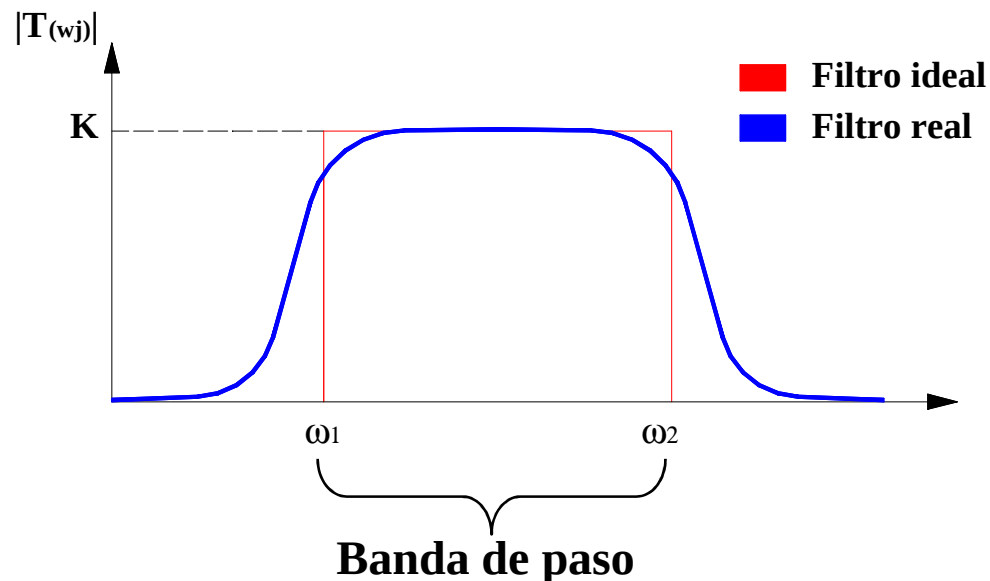


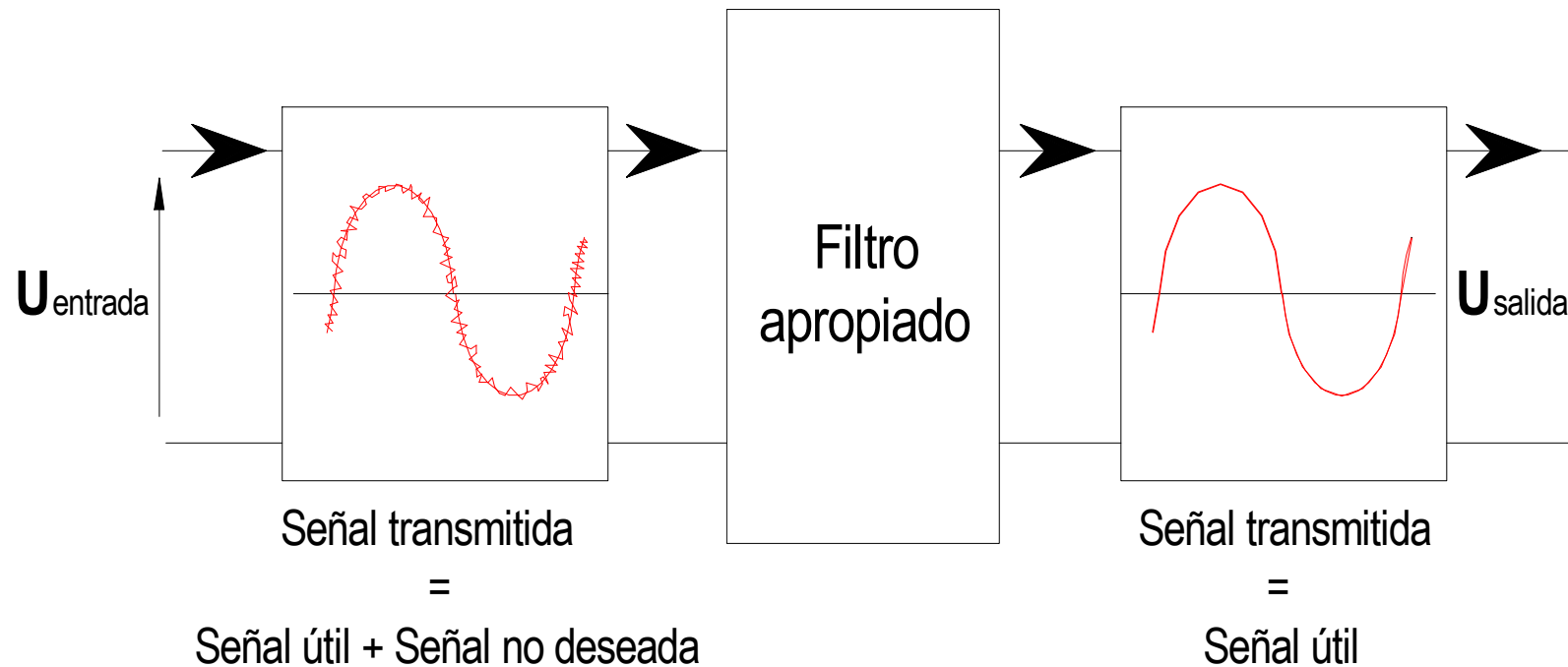
Filtros de onda eléctricos: Son redes (cuadripolos) que actúan sobre la señal presentando características de libre transmisión en determinados intervalos de frecuencia y fuerte rechazo o atenuación fuera de dichos intervalos. Los intervalos de frecuencia donde se verifica la condición de libre transmisión se denominan **bandas de paso** y aquellos intervalos para los que se produce el rechazo se denominan **bandas de atenuación**.



Filtro ideal: es un modelo donde se supone que aquellas señales cuyas frecuencias se encuentran en su **banda de paso** no se ven afectadas y rechaza totalmente las demás, es decir, si se representa el módulo de su transferencia, se tiene la línea de trazo fino de la Figura

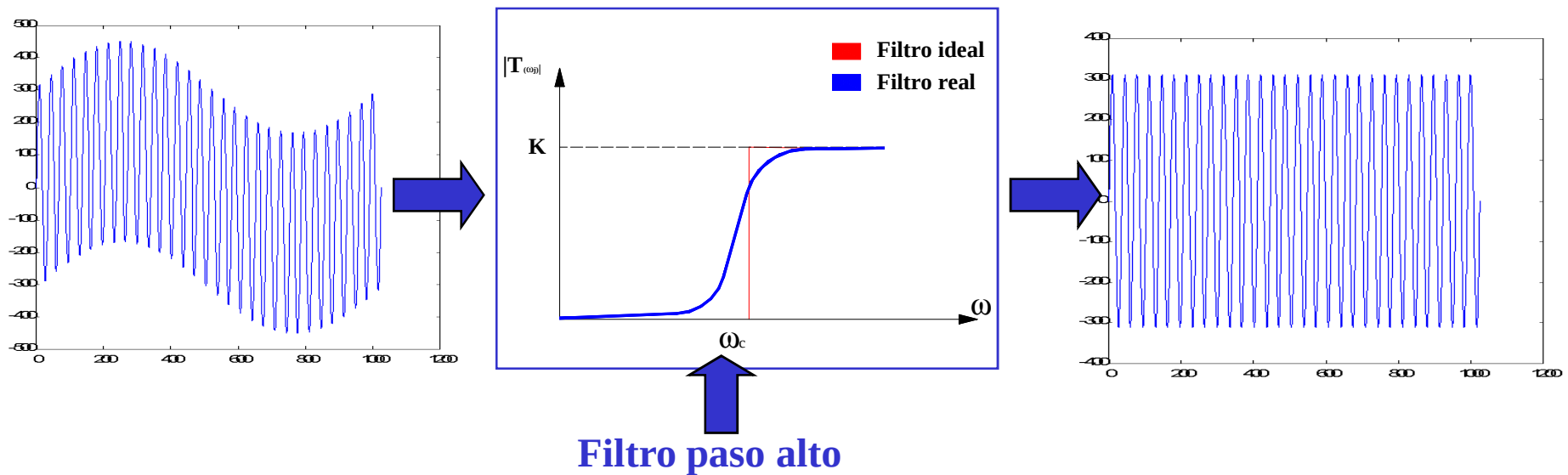


Representación esquemática de una función de un filtro.



↳ *Filtro paso alto.*

↳ En ciertos casos la señal útil es de mayor frecuencia que la señal indeseable, como ocurre cuando a la mencionada señal se le superpone un zumbido de baja frecuencia proveniente de la fuente de alimentación, en tal caso se puede recuperar la señal original a la salida de un filtro paso alto, como se muestra en la siguiente *Figura*.



**SEGÚN SU UBICACIÓN
RELATIVA**

FILTROS DE ENTRADA

FILTROS DE SALIDA

SEGÚN SU FUNCIÓN

FILTROS DE RECHAZO

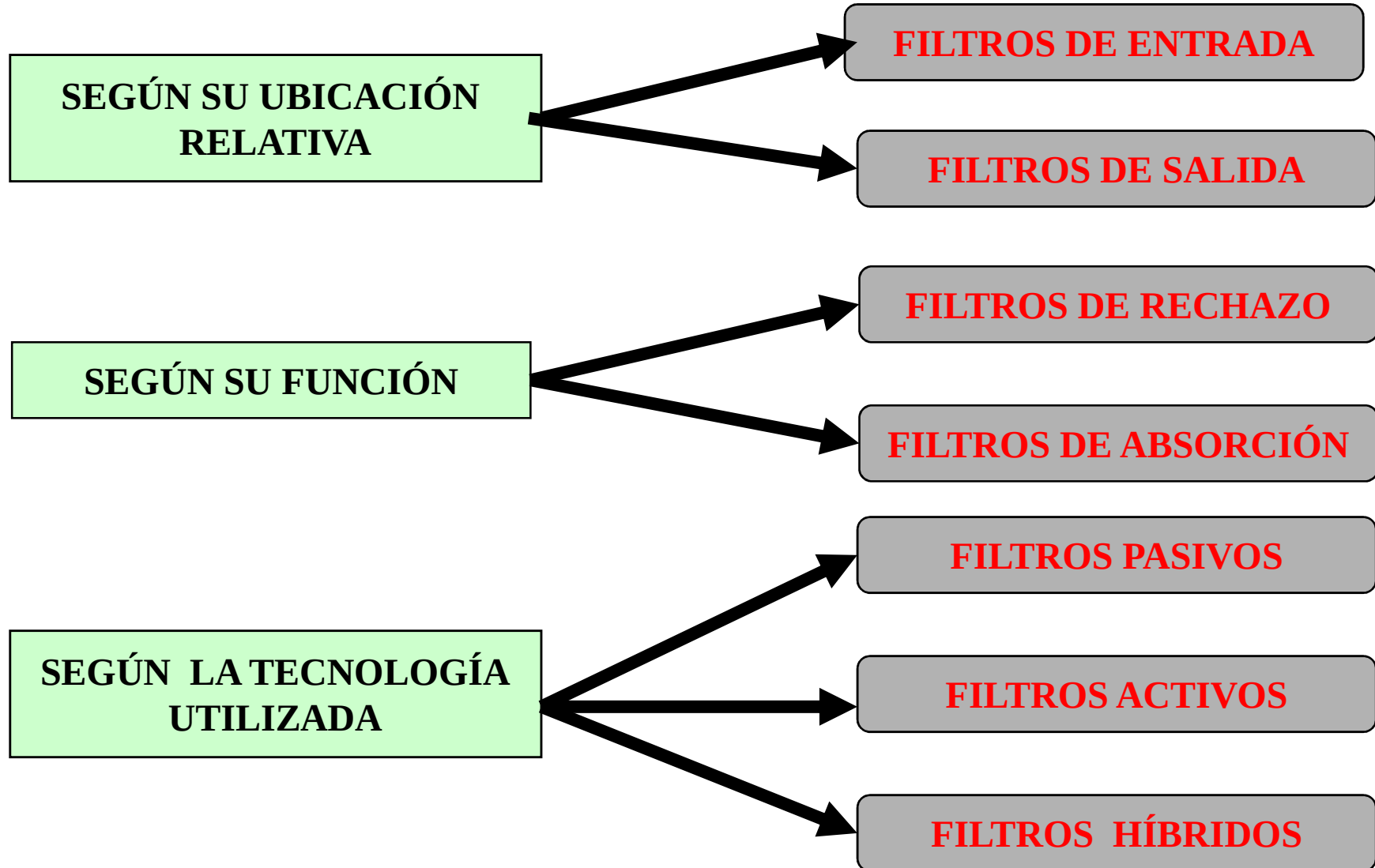
FILTROS DE ABSORCIÓN

**SEGÚN LA TECNOLOGÍA
UTILIZADA**

FILTROS PASIVOS

FILTROS ACTIVOS

FILTROS HÍBRIDOS



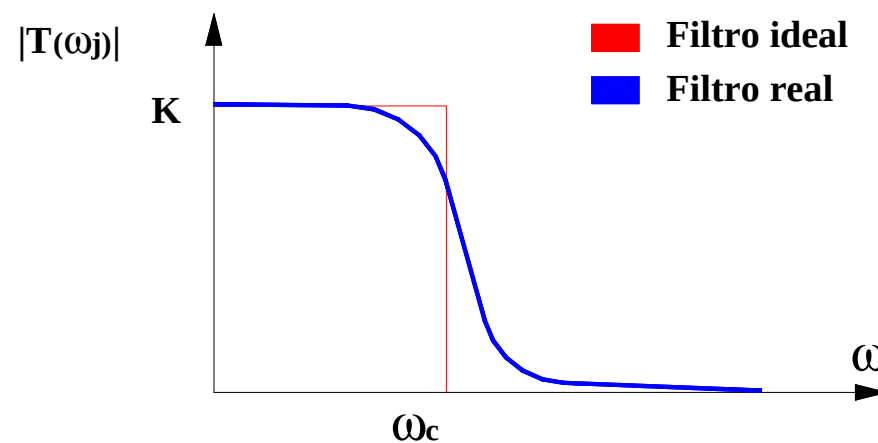
Clasificación.

 Desde el punto de vista del objetivo a cumplir, los filtros eléctricos pueden clasificarse en:

-  filtros paso bajo,
-  paso alto (pasa altos)
-  paso banda
-  rechazo de banda (elimina banda)
-  filtros sintonizados.

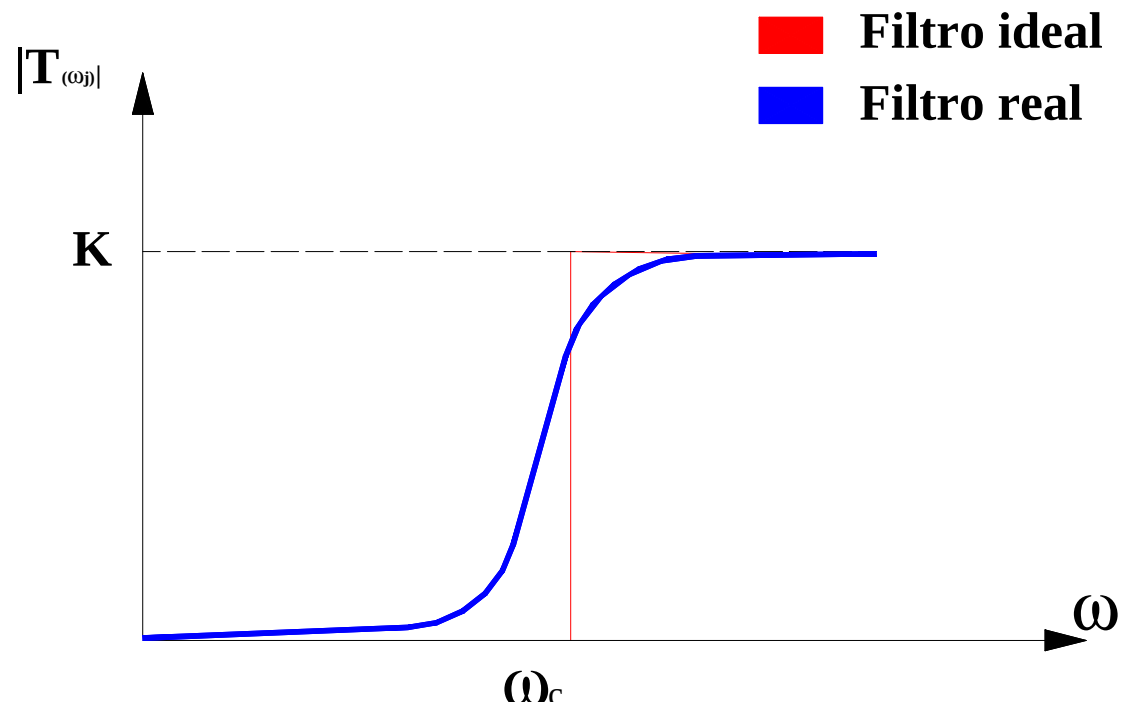
↳ *Filtro paso bajo.*

↳ Son aquellos destinados a transmitir con atenuación despreciable señales cuyas frecuencias se encuentran comprendidas entre corriente continua y un cierto valor denominado frecuencia de corte ω_c . Las componentes de la señal cuyas frecuencias superan a ω_c se verán fuertemente rechazadas, *Figura*.



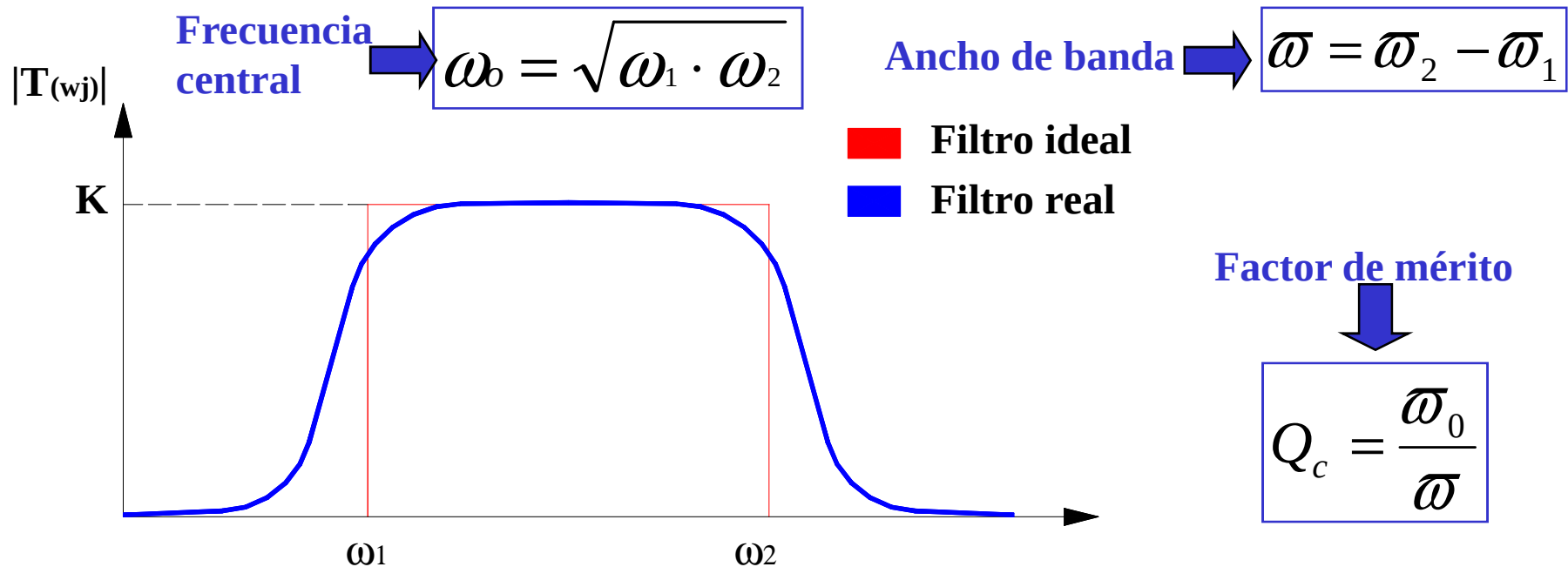
↳ *Filtro paso alto.*

↳ Están destinados a transmitir con atenuación despreciable señales cuyas frecuencias se encuentran entre una cierta frecuencia de corte ω_c y frecuencias muy altas (teóricamente infinito). Las componentes de la señal cuyas frecuencias están por debajo de ω_c se verán fuertemente rechazadas. El módulo de la transferencia se representa en la *Figura*



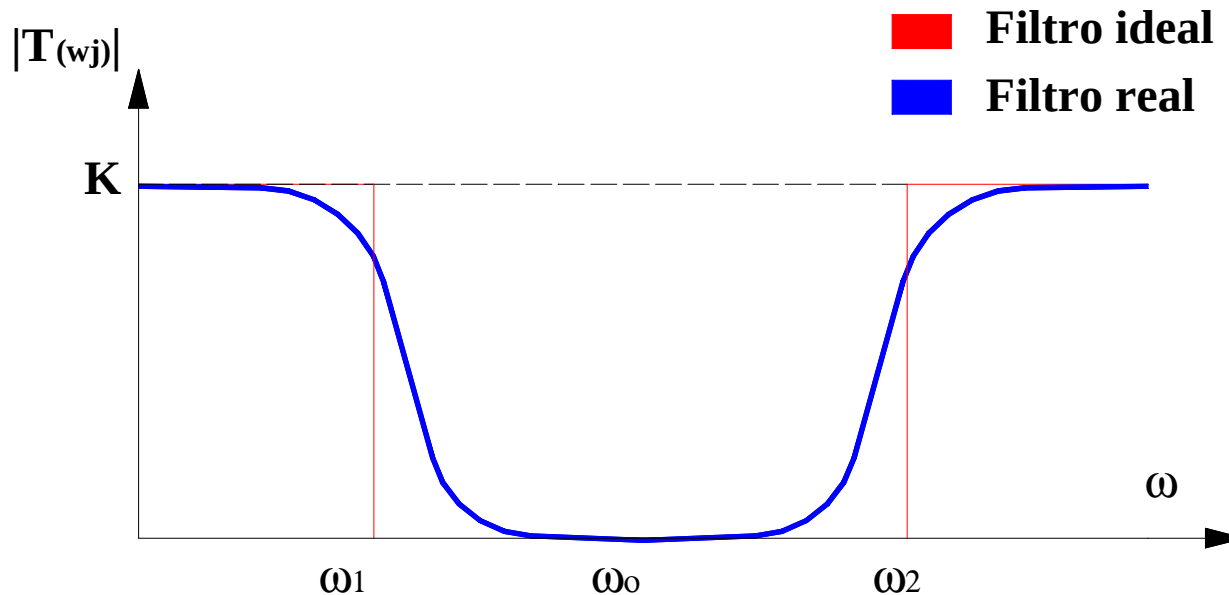
↳ *Filtro paso banda.*

↳ Se utilizan para transmitir con atenuación despreciable señales cuyas frecuencias se encuentran entre ω_1 y ω_2 , (frecuencias de corte inferior y superior respectivamente), fuera de dicho intervalo, las componentes de la señal se verán fuertemente rechazadas. La *Figura*, muestra la transferencia correspondiente



↪ *Filtro de rechazo de banda.*

↪ Son aquellos destinados a transmitir con atenuación despreciable componentes de la señal cuyas frecuencias se encuentran fuera de un intervalo de eliminación dado definido por dos valores de corte ω_1 y ω_2 ; todas aquellas componentes de la señal cuyas frecuencias caen dentro de dicho intervalo se verán fuertemente rechazadas. La *Figura* muestra la función de transferencia correspondiente a este tipo de filtros.



$$\omega_b = \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2}$$

Ancho de banda
de eliminación



$$\omega = \omega_2 - \omega_1$$

➤ Pérdidas.

➤ Si, en la *figura a*, $R_1 = R_2$ se transmite la máxima potencia a la carga, pero si $R_1 \neq R_2$, la potencia en la carga será menor y se dice que existe una **pérdida de transducción**.

➤ Si ahora se intercala entre los terminales a-a' un filtro cuyos elementos no son reactivos puros, *Figura b*, entonces se verifica que la potencia en R_2 es todavía menor y se dice que existe además una **pérdida de inserción**.

Se supone que un generador E de resistencia interna R_1 , se encuentra conectado directamente a la carga R_2

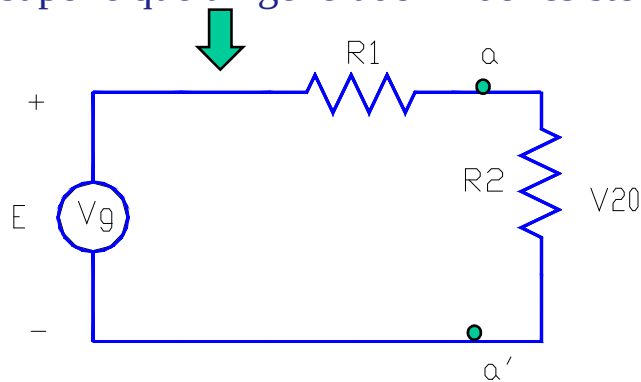


Fig. a.- Pérdidas sin inserción de filtro

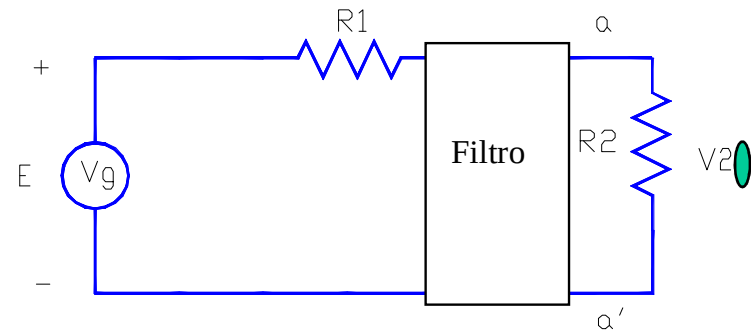


Fig. b.- Pérdidas por inserción

↪ Pérdidas.

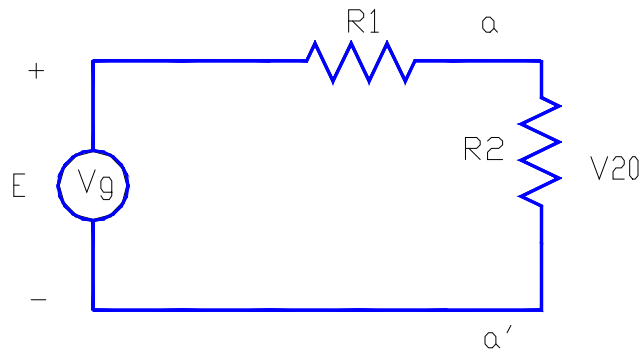


Fig. a.- Pérdidas sin inserción de filtro

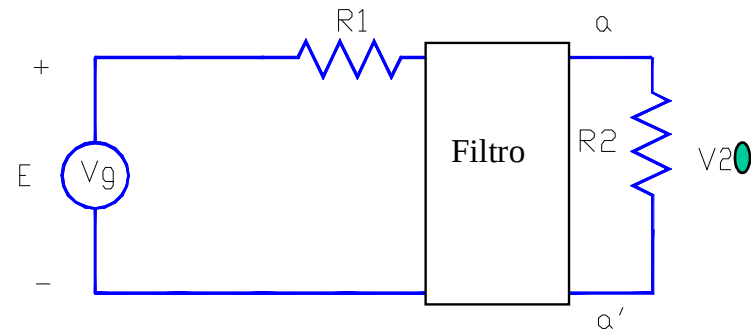


Fig. b.- Pérdidas por inserción

Pérdidas de transducción

$$P_{\max} = \frac{|E|^2}{4R_1} \quad \text{Para: } R_1 = R_2$$

$$P_{20} = \frac{|V_{20}|^2}{R_2}$$

$$\alpha_l \Big|_{dB} = 20 \log \sqrt{\frac{P_{\max}}{P_{20}}} = 20 \log \sqrt{\frac{R_2}{4R_1}} \left| \frac{E}{V_{20}} \right| dB$$

Pérdidas de inserción $P_2 = \frac{|V_2|^2}{R_2}$

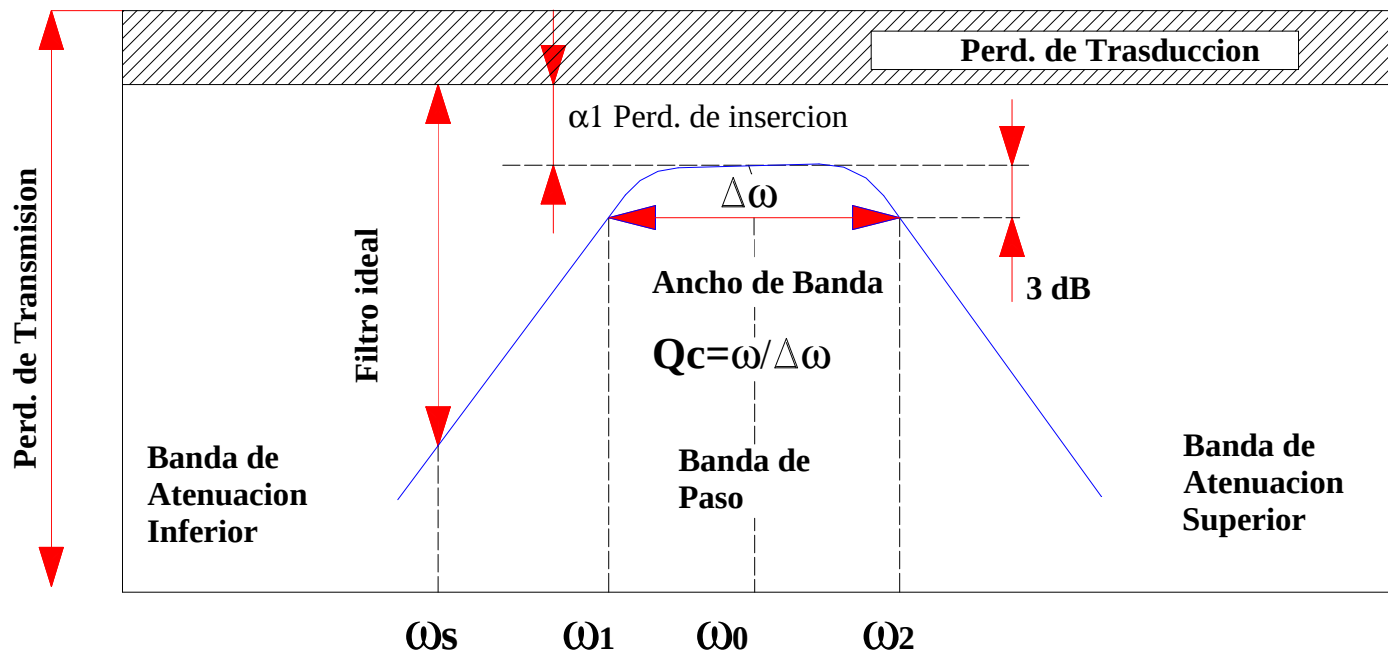
$$\alpha_i \Big|_{dB} = 20 \log \sqrt{\frac{P_{20}}{P_2}} = 20 \log \left| \frac{V_{20}}{V_2} \right| dB$$

V_{20} = Tensión en la carga cuando el filtro no se encuentra insertado

V_2 = Tensión en la carga cuando se interpone el filtro

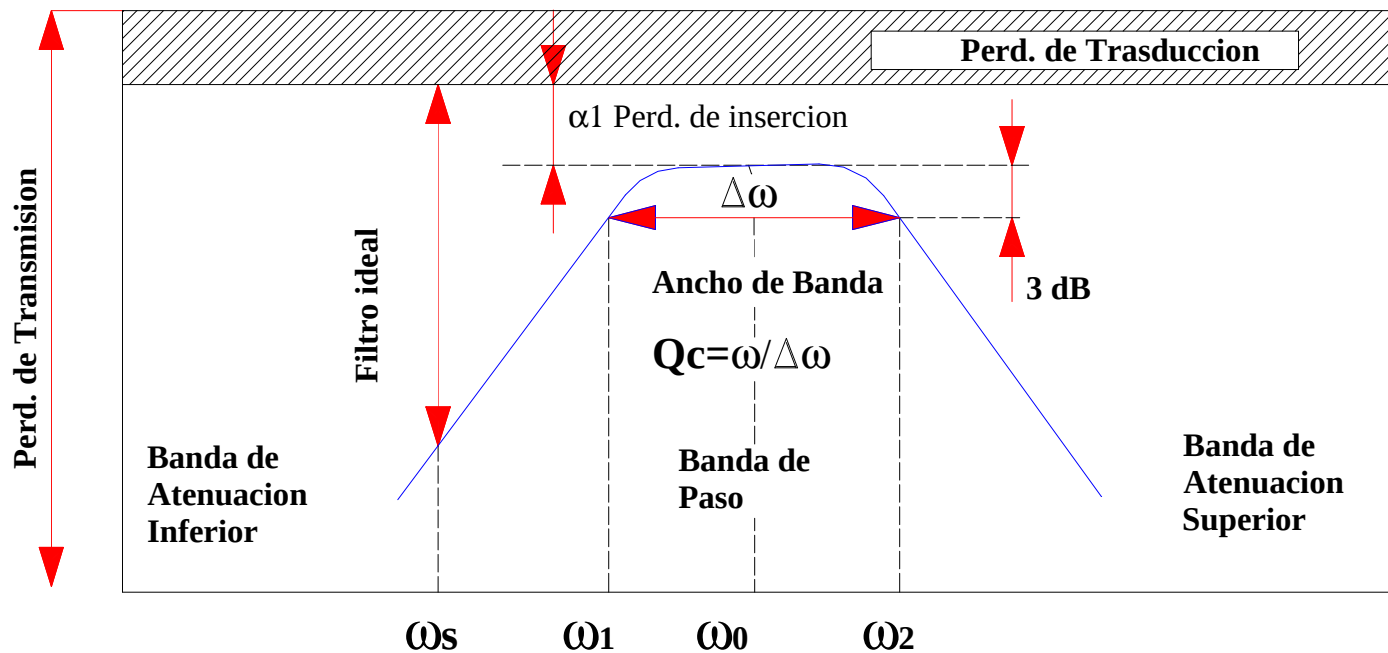
P_2 = Potencia en la carga cuando se interpone el filtro

↪ Pérdidas.



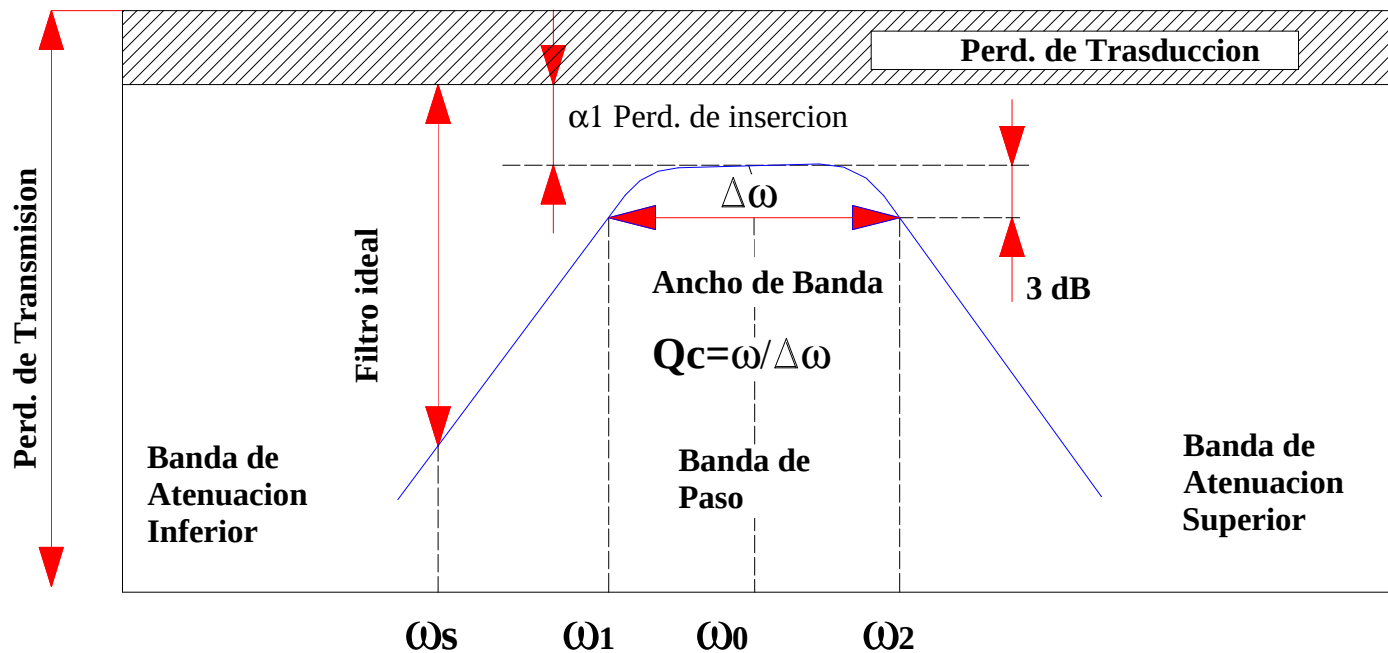
Nivel de impedancia: Se trata del valor de impedancia que presenta el circuito al adaptar varias redes entre sí o con sus impedancias terminales. Cuando los requerimientos del problema lo exigen, especialmente en circuitos de potencia, se trabaja en la entrada con un nivel de impedancia distinto al de la salida.

↪ Pérdidas.



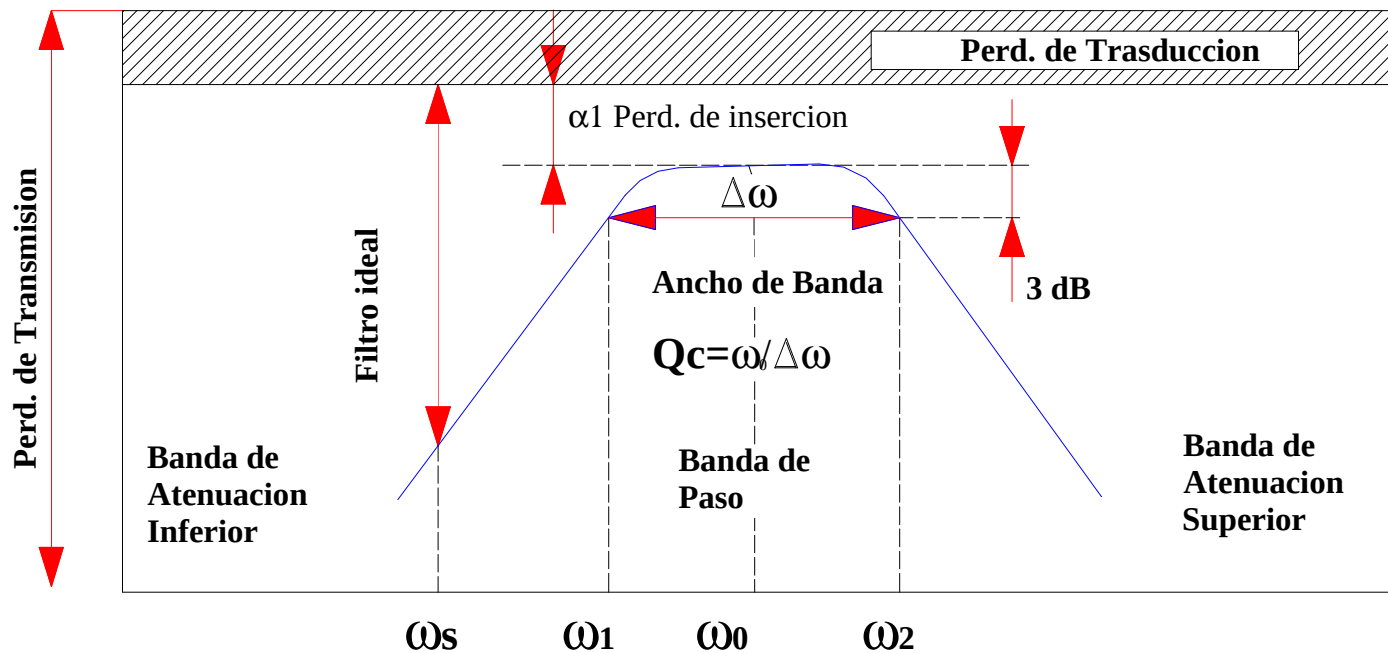
Pérdidas de inserción en la banda de atenuación: Es la relación entre la amplitud (en dB) de las componentes indeseables de la señal antes y después de intercalar el filtro. Los valores entre 20 y 100 dB son los habituales.

↪ Pérdidas.



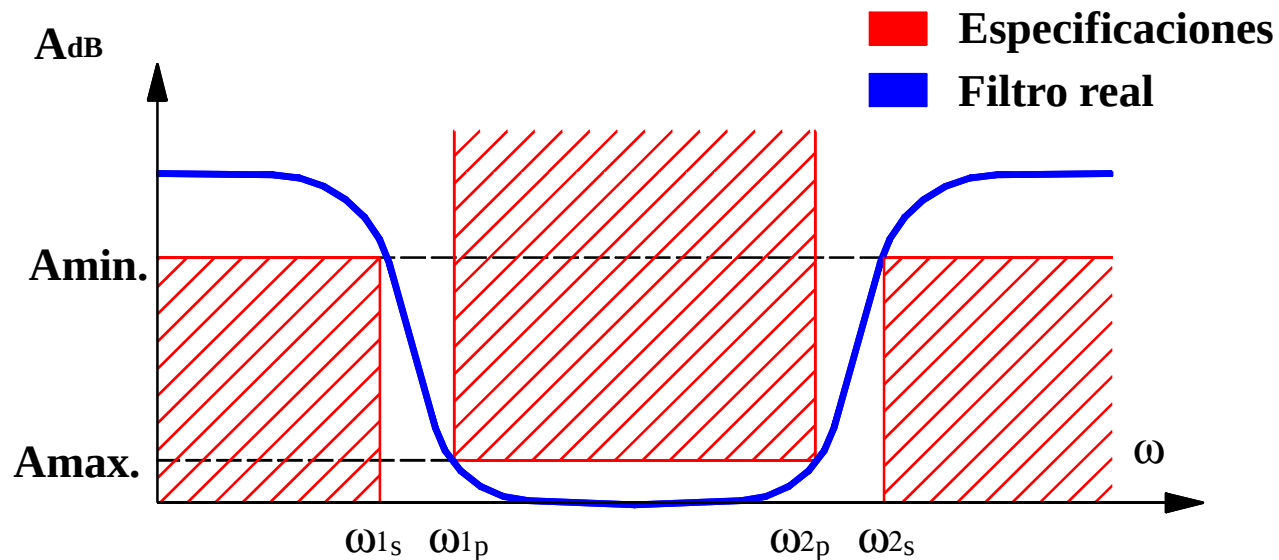
Frecuencias de corte: Son aquellas frecuencias que establecen el límite entre las bandas de paso y las de atenuación, en general se las define para una atenuación de 3 dB por debajo de las pérdidas de inserción, según *Figura*, pero es posible admitir valores menores según el criterio del proyectista.

Perdidas.



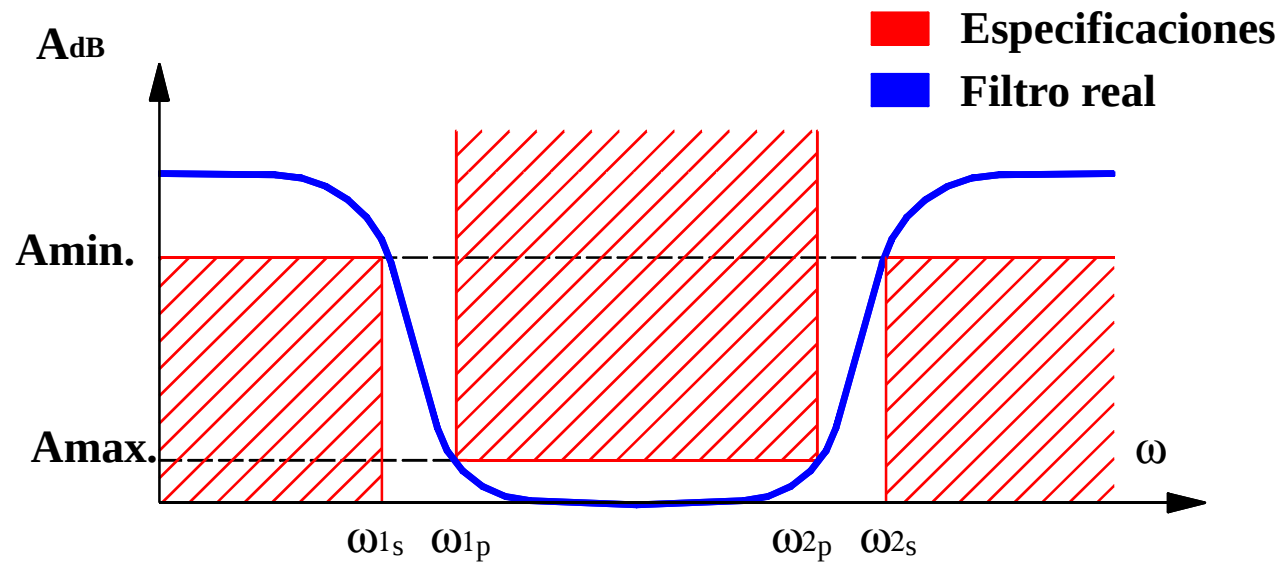
Ancho de banda: Es el intervalo comprendido entre dos frecuencias de corte en la banda de paso del filtro y en el caso paso bajo entre cero y la frecuencia de corte.

↳ Pérdidas.



Atenuación: En la *Figura*, se muestra la característica de atenuación de un filtro paso banda, superpuesta con lo que se ha dado en llamar la plantilla. La **plantilla de un filtro** no es otra cosa que la **representación de las restricciones impuestas por las especificaciones**. La zona enmarcada no puede ser invadida por la característica de atenuación real.

↳ Pérdidas.



En la *Figura*, A_{max} es la máxima atenuación permitida en la banda de paso y A_{min} , la mínima atenuación requerida en la banda de atenuación. La diferencias: $(\omega_{1s} - \omega_{1p})$ y $(\omega_{2s} - \omega_{2p})$, definen las pendientes requeridas.

■ **Relación de inserción:** Una función muy útil es la inversa de la relación de pérdidas por inserción que se denomina función de inserción (se utiliza en filtros pasivos). Sean V_{20} y P_{20} la tensión y potencia en la carga cuando el filtro no se encuentra insertado y V_2 y P_2 las mismas cantidades cuando el filtro se encuentra interpuesto. Se define la relación de inserción por la expresión:

$$H(s) = \frac{V_2}{V_{20}}$$

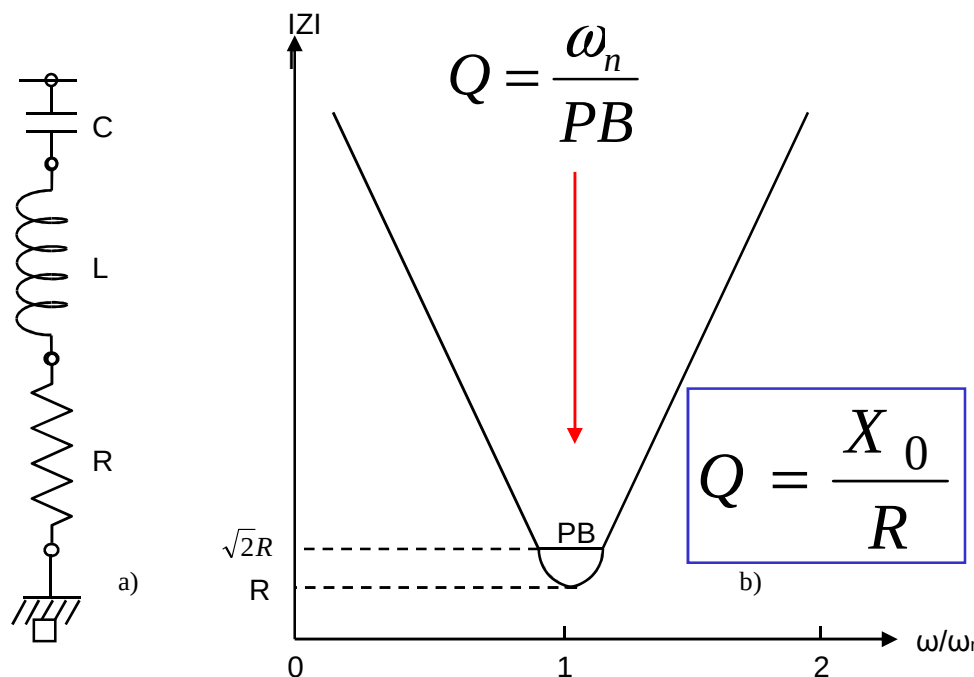
$$V_{20} = \frac{V_g}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

$$H(s) = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{V_2}{V_g} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot T(s)$$

$$H(s) = K \cdot T(s)$$

$T(s)$ presenta una idéntica constelación de polos y ceros que $H(s)$, es decir, ambas funciones sólo difieren en una constante.

Filtro pasivo de absorción en derivación



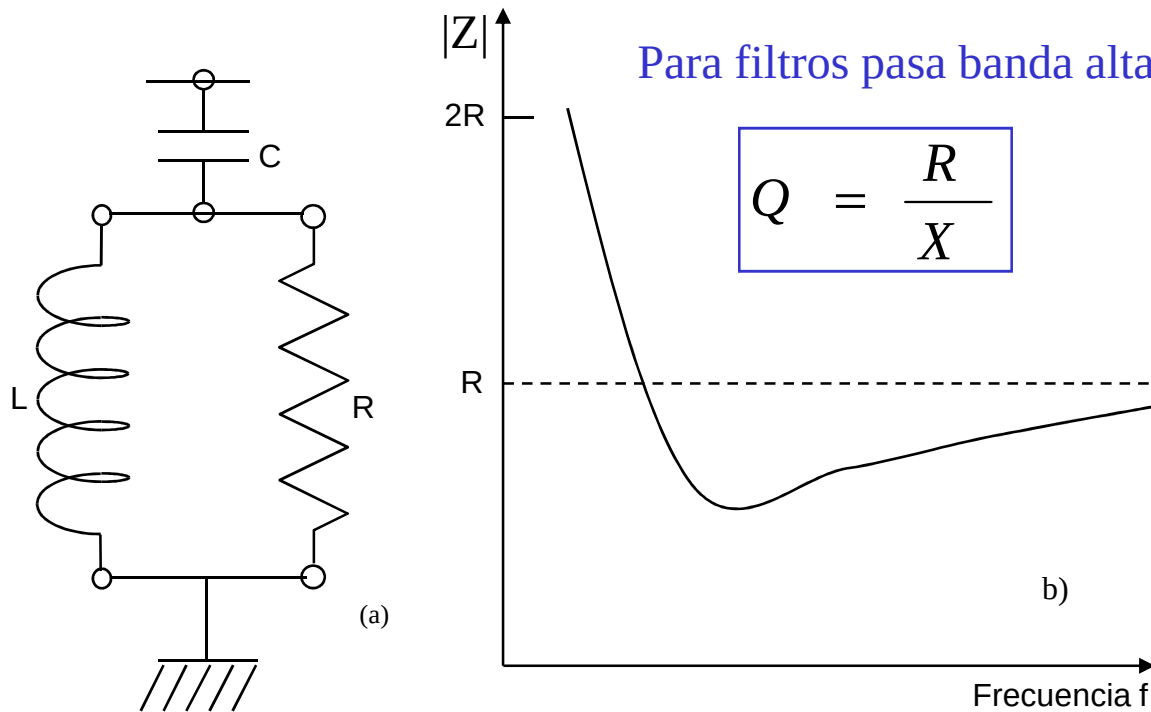
(a) Circuito de un filtro shunt sintonizado de Q elevado. (b) Impedancia del filtro en función de la frecuencia.

■ Un filtro pasivo de absorción derivación está sintonizado a la frecuencia que iguala sus reactancias inductiva y capacitiva.

■ El factor de calidad del filtro (Q) determina la agudeza de la sintonización. Los filtros de Q elevado están sintonizados a un armónico bajo (tal como el quinto) y un valor típico de Q es de 30 a 60. Los filtros de Q reducido (entre 0,5 y 5) presentan impedancias bajas a un gran ancho de banda; cuando se usan para eliminar los armónicos de órdenes elevados (por encima del 17), se le denominan filtros de banda pasante alta (**pasa-alta**).

■ En el caso de filtros sintonizados, el factor Q está definido como la razón de la reactancia inductiva (o capacitiva) a la resistencia en el punto de resonancia.

■ Filtro pasivo de absorción en derivación



(a) Filtro Pasa-banda, de segundo orden.

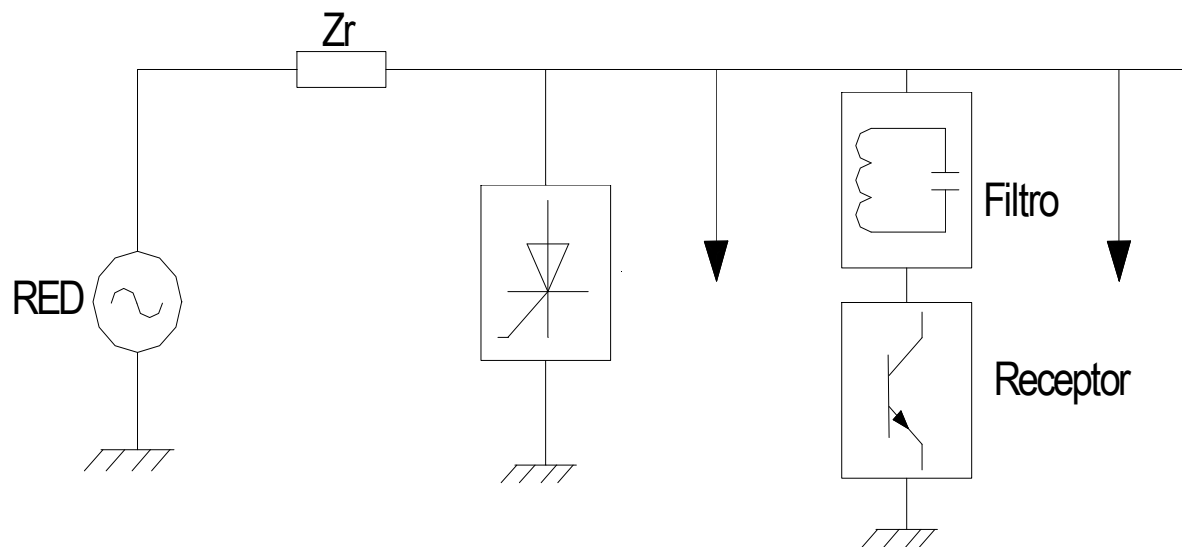
(b) Impedancia del filtro en función de la frecuencia.

$$\delta = \frac{(\omega - \omega_n)}{\omega_n}$$

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_n} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L_n} + \frac{\Delta C}{C_n} \right)$$

- La amplitud de la asintonía del filtro con respecto a la frecuencia nominal de sintonización está representada por el factor δ . Este factor incluye los siguientes efectos:
- Variaciones de la frecuencia fundamental.
- Variaciones en las reactancias inductiva y capacitiva causadas por envejecimiento y temperatura.
- Tolerancias de fabricación de los componentes.

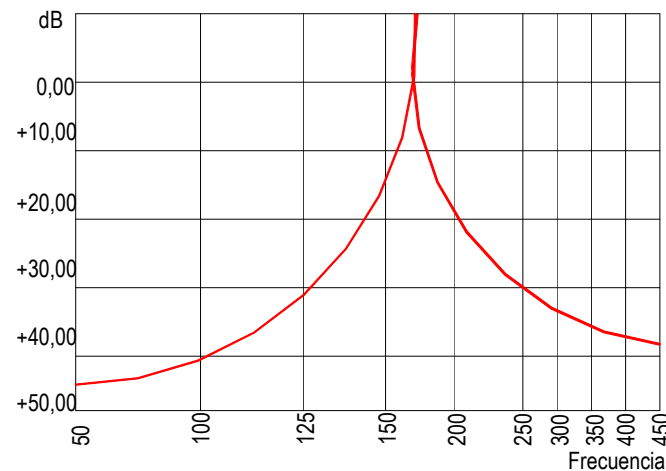
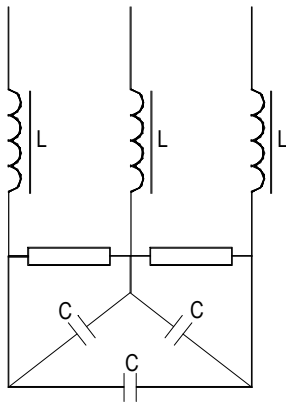
■ *Filtro de rechazo de banda*



Filtro de rechazo, conectado en serie con un dispositivo sensible.

■ Estos filtros están formados, generalmente, por un conjunto LC en paralelo sintonizado a la frecuencia que se quiere rechazar y el conjunto se conecta en serie con la carga en la cual se desea evitar la penetración de algún armónico en particular.

■ *Filtro de rechazo de banda*

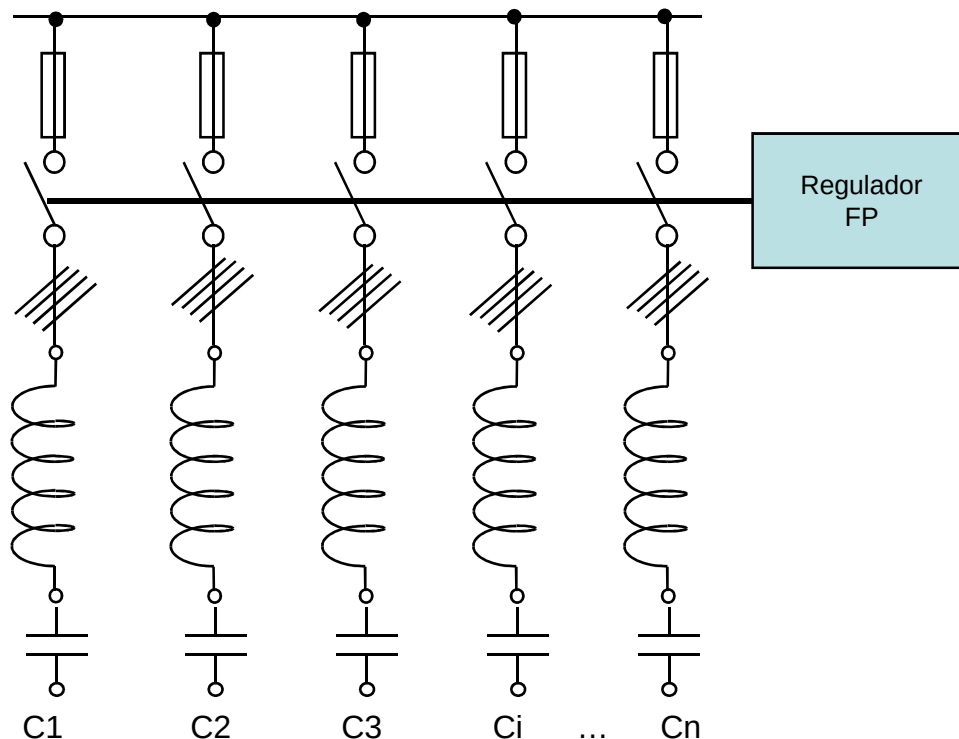


Configuración y respuesta en frecuencia de un filtro pasivo de rechazo.

■ La configuración del filtro pasivo de rechazo y la curva de respuesta en frecuencia, pueden ser como las representadas en la *Figura*.

■ Uno de los objetivos del filtro de rechazo puede ser el de impedir la resonancia paralelo entre el transformador y los condensadores de compensación de reactiva y evitar una sobrecarga de armónicos en el banco de condensadores.

■ *Filtro de rechazo de banda*

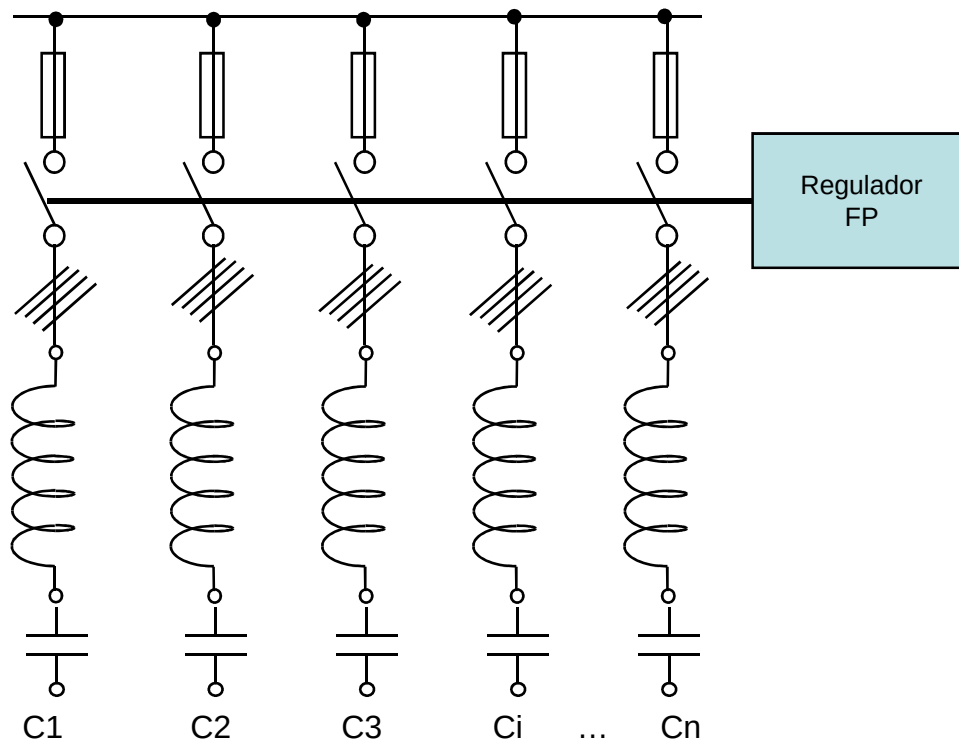


■ El filtro completo puede formarse con tantas ramas como sean necesarias para compensar la energía reactiva de la instalación.

■ Las citadas ramas se podrán conectar y desconectar en función de la demanda de compensación del factor de potencia, tal como se indica en esquema unifilar de la *Figura*.

Esquema unifilar de un filtro de rechazo

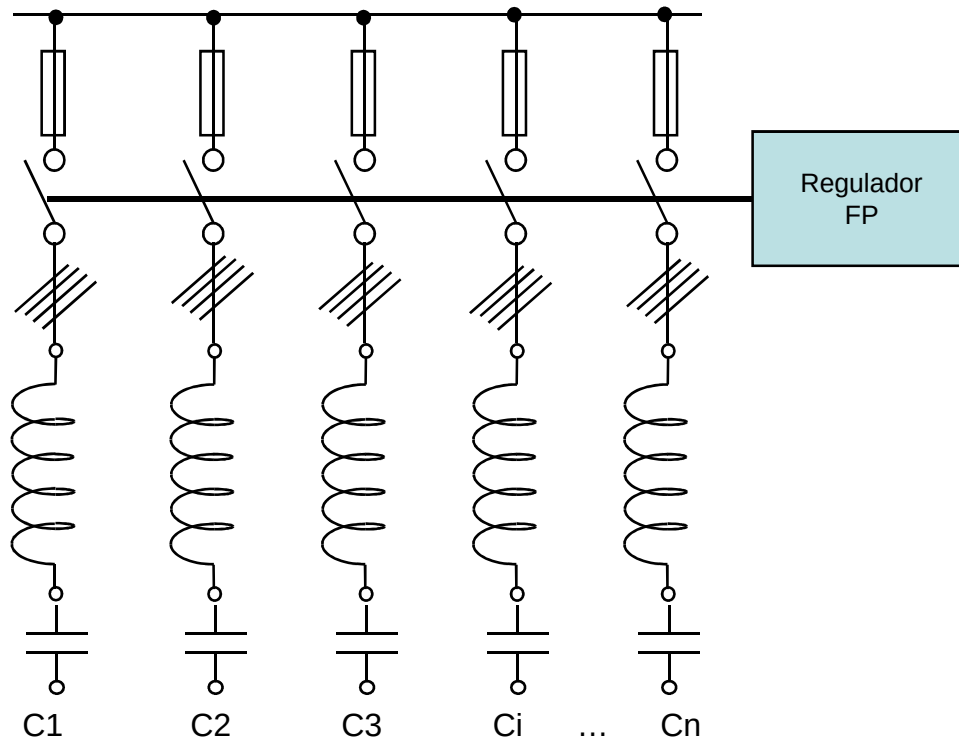
■ *Filtro de rechazo de banda*



■ Las distintas ramas del filtro tienen todas ellas la misma **frecuencia propia de resonancia** serie. Dicha frecuencia no debe coincidir con ningún múltiplo entero de la frecuencia de red y se debe escoger de tal forma que quede por debajo de la frecuencia del primer armónico significativo de la instalación. De esta forma, la resonancia a cualquier armónico resulta imposible.

Esquema unificar de un filtro de rechazo

■ *Filtro de rechazo de banda*



■ Así, el dimensionamiento de filtros de rechazo se hace en función de los kVAr necesarios para llevar el factor de potencia a un valor próximo a la unidad. Como ventajas adicionales protegen a los condensadores de una excesiva sobreintensidad por armónicos en instalaciones con un alto factor de distorsión de onda.

Esquema unificar de un filtro de rechazo

■ *Filtro de rechazo de banda*

Factor de sobretensión

Los filtros de rechazo se especifican haciendo referencia al factor de sobretensión.

$$P\% = 100 \cdot \frac{U_L}{U_C} = 100 \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_r} \right)^2$$

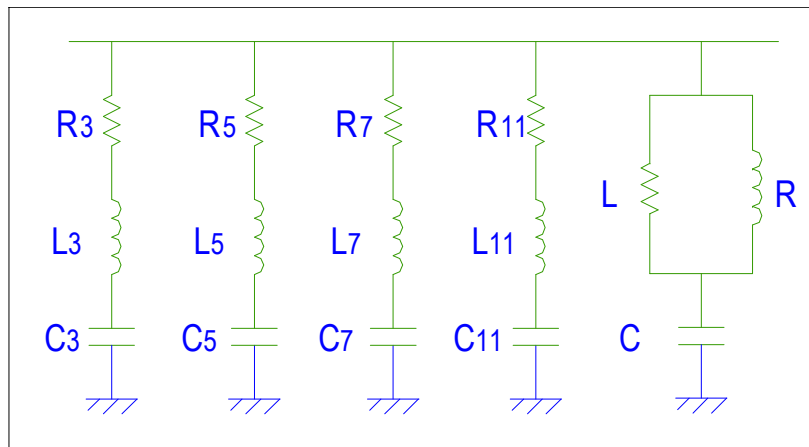
Dependiendo de la frecuencia propia de resonancia del filtro, se genera una determinada sobretensión en los condensadores, que suele ser entre el 5% y el 14%

P=5%-14%

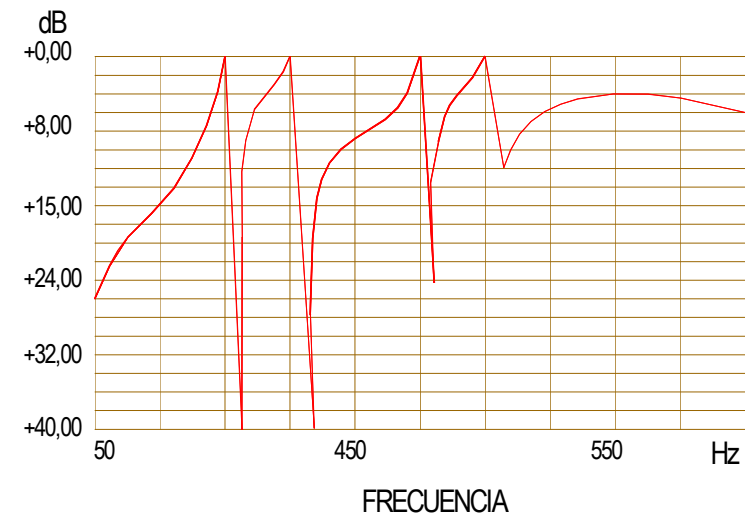
■ Los filtros más habituales para redes con cargas trifásicas equilibradas son los de P=7%, con frecuencias de resonancia de 189 Hz para redes de 50 Hz o de 227 Hz para redes de 60 Hz. Este es el valor más frecuente ya que se pretende evitar la resonancia a los armónicos 5º y superiores.

■ En algunas instalaciones con cargas monofásicas, donde existe peligro de resonancia al tercer armónico se suele utilizar filtros de P=14% (resonancia a 133 Hz para redes de 50 Hz y 160 Hz para redes de 60 Hz).

■ *Filtros de absorción*



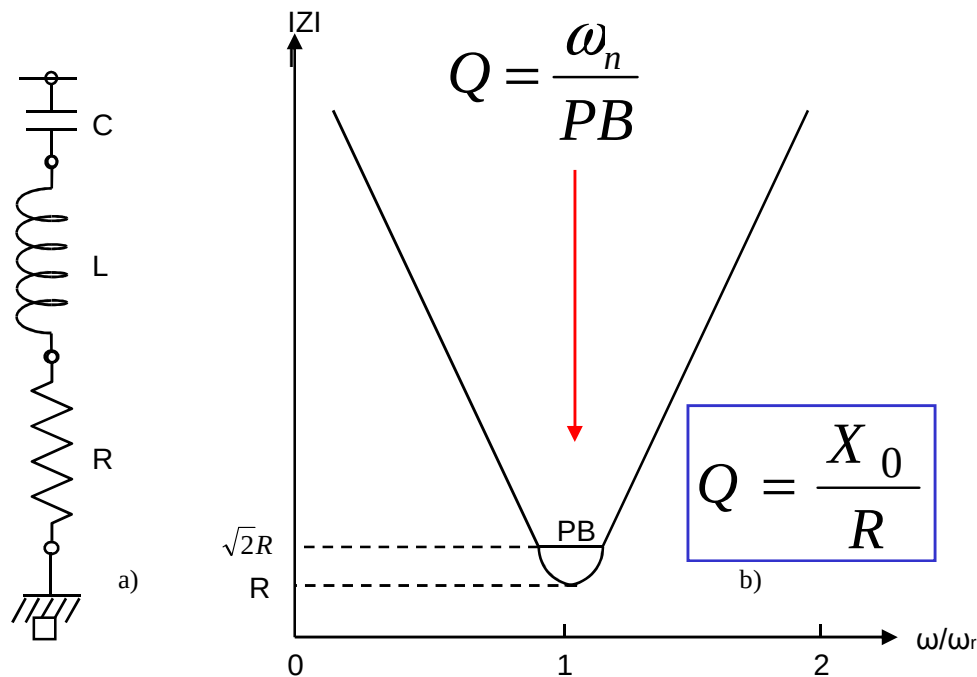
Configuración de un banco de filtros.



Respuesta en frecuencia del filtro.

- Los filtros de absorción, instalados en paralelo, son los que habitualmente se emplean para la eliminación de armónicos en las redes industriales.
- Están formados por tantas ramas LC como armónicos se desee filtrar, con frecuencias de resonancia coincidentes con las de dichos armónicos (sintonizados).
- El principio de funcionamiento consiste en proporcionar un camino de baja impedancia a las corrientes armónicas de forma que estas se deriven por el filtro en vez de propagarse por la red.

■ Filtro simple sintonizado a una sola frecuencia



(a) Circuito de un filtro shunt sintonizado de Q elevado. (b) Impedancia del filtro en función de la frecuencia.

■ La figura muestra un filtro simple sintonizado a una sola frecuencia, generalmente de orden bajo. Su impedancia tiene la expresión:

$$Z = R + j \left(L \cdot \omega - \frac{1}{\omega \cdot C} \right)$$

que a la frecuencia de resonancia f_r se reduce a R .

$$\omega = \omega_r (1 + \delta)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

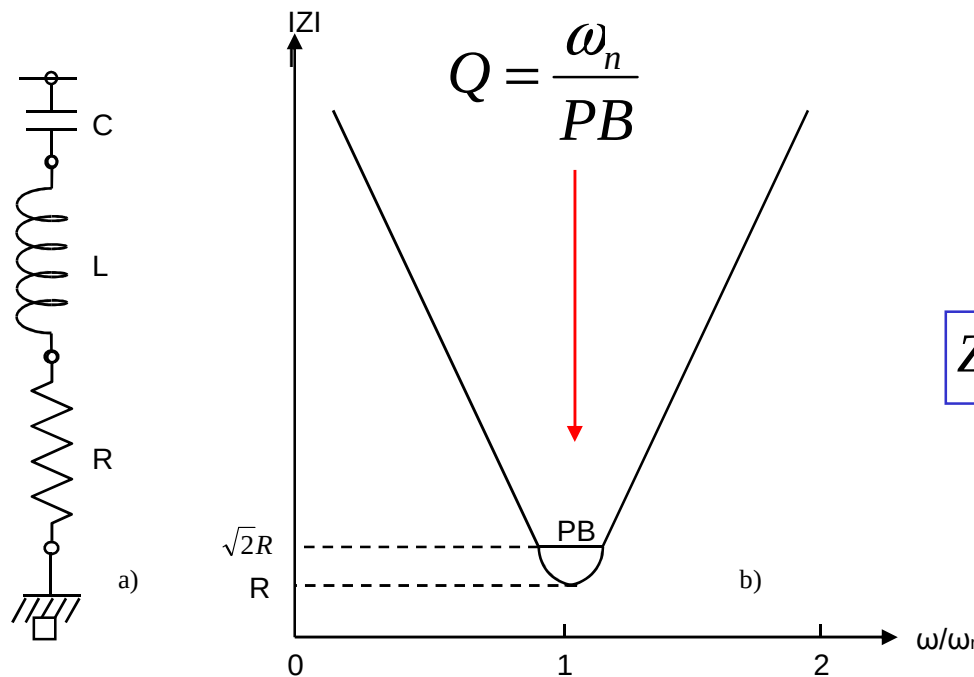
$$X_0 = \omega_r L = \frac{1}{\omega_r C}$$

$$C = \frac{1}{\omega_r X_0} = \frac{1}{\omega_r RQ}$$

$$L = \frac{X_0}{\omega_r} = \frac{RQ}{\omega_r}$$

Z_f

Filtro simple sintonizado a una sola frecuencia



(a) Circuito de un filtro shunt sintonizado de Q elevado. (b) Impedancia del filtro en función de la frecuencia.

Sustituyendo, resulta:

$$Z_f = R \left[1 + jQ \delta \left(\frac{2 + \delta}{1 + \delta} \right) \right]$$

Como: $\delta \ll 1$

$$Z_f \approx R(1 + j2\delta Q) = X_0(Q^{-1} + 2j\delta)$$

$$|Z_f| \approx R\sqrt{1 + 4\delta^2 Q^2}$$

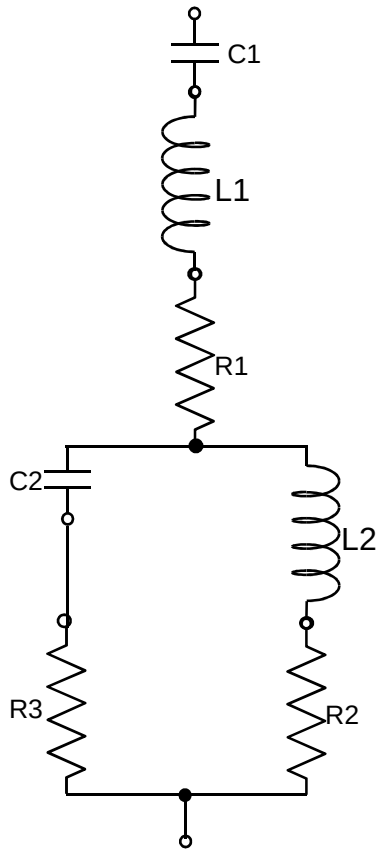
En el diseño de filtros se suele operar con admitancias:

$$Y_f \approx \frac{1}{R(1 + j2\delta Q)} = G_r + jB_r$$

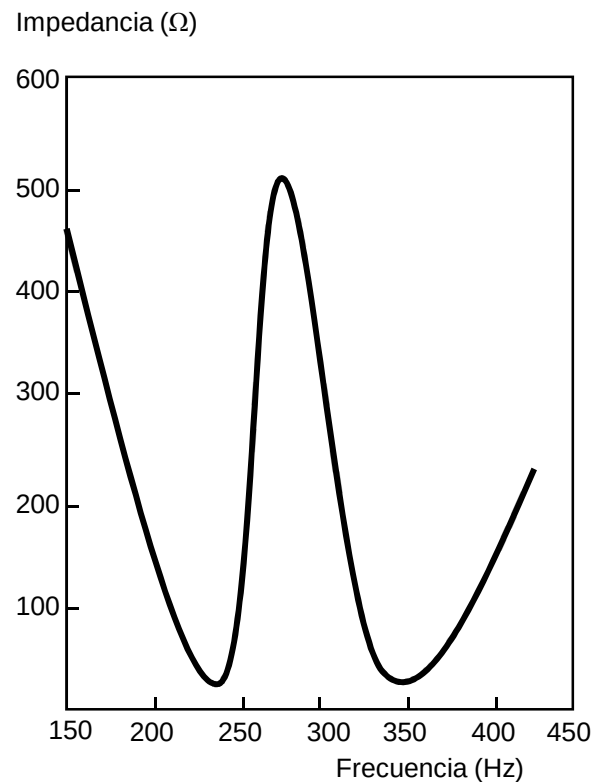
$$G_r = \frac{Q}{X_0(1 + 4\delta^2 Q^2)}$$

$$B_r = \frac{-2\delta Q^2}{X_0(1 + 4\delta^2 Q^2)}$$

Filtros de doble sintonía



Esquema de un filtro de sintonía doble



Impedancias armónicas de filtro doble.

■ El filtro de doble sintonía tiene la ventaja de reducir las pérdidas de energía a la frecuencia fundamental en relación al uso de dos filtros independientes. Tiene también ventaja en aplicaciones de alta tensión, debido al reducido número de bobinas diseñadas para soportar fuertes impulsos de tensión en las líneas.

■ Aunque en teoría se pueden usar filtros de sintonización triple o cuádruple, en la práctica, no se justifican debido a las dificultades de su ajuste correcto.

■ *Filtros de sintonización automática.*



En el diseño de filtros sintonizados es ventajoso el reducir las variaciones máximas de la frecuencia. Esto se puede conseguir manteniendo la sintonía del filtro bien por conexión de condensadores o por variación de la inductancia; una variación de 15 % se considera aceptable. Esta operación se lleva a cabo por medio de un controlador automático que mide la potencia reactiva del filtro a la frecuencia del armónico y varia el valor de L o C , teniendo en cuenta el signo y magnitud de la potencia reactiva medida. Existen ejemplos de este tipo de filtros en algunas instalaciones de HVDC.

■ *Filtros de sintonización automática.*



Los filtros con sintonización automática ofrecen las siguientes ventajas en relación con los filtros fijos:

- a) Reducción de la potencia instalada de condensadores.
- b) Los condensadores utilizados combinan un alto coeficiente de temperatura y de potencia reactiva por unidad de volumen y coste.
- c) Debido a su elevado Q , las pérdidas son menores.
- Las ventajas a) y b) reducen el coste de los condensadores, que constituyen los componentes más caros del filtro, y la c) reduce el valor de las resistencias y, por tanto, el de las pérdidas.

■ *Filtros paso banda.*



Los filtros paso banda ofrecen las siguientes ventajas:



Son menos sensibles a las variaciones de temperatura, desviaciones de frecuencia, tolerancias de fabricación de los componentes, pérdida de unidades del banco de condensadores, etc.



Baja impedancia a un espectro ancho de armónicos sin necesidad de subdivisión en muchas ramas en paralelo que requieren un gran número de interruptores y aumentan los problemas de mantenimiento.



El uso de filtros sintonizados, crea más resonancias en paralelo entre los filtros y la admitancia de la red a frecuencias por debajo de la correspondiente al orden más bajo del filtro sintonizado y también a frecuencias intermedias entre las de los filtros sintonizados. En tales casos, el uso de uno o más filtros paso banda es una alternativa más aceptable.



Por otra parte, estos filtros tienen desventajas, entre las que se encuentran:

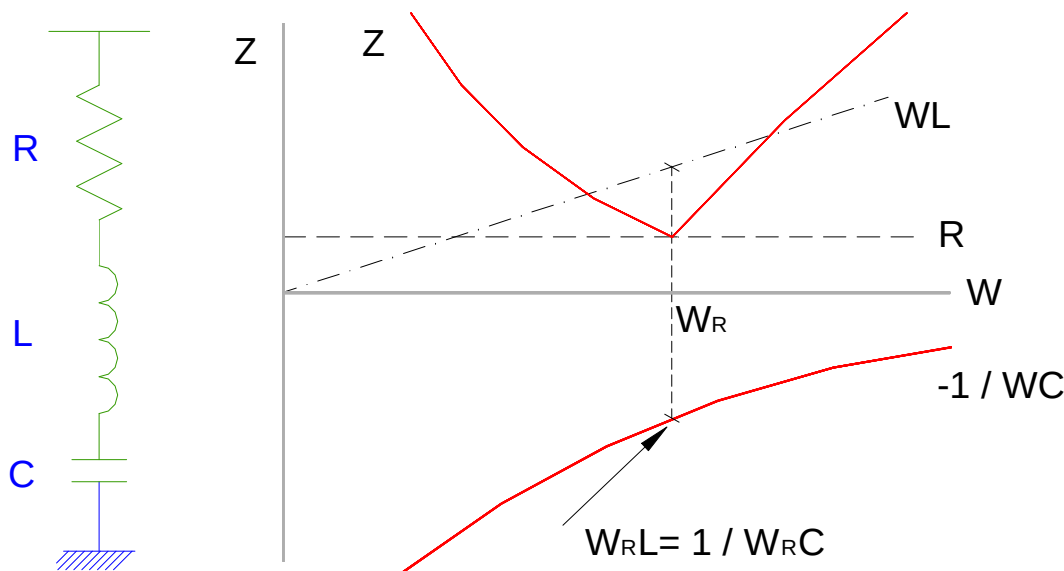


Para conseguir el mismo nivel de filtrado, requieren mayor potencia a la frecuencia fundamental.



Las pérdidas en bobinas y resistencias, en general, son más altas.

■ Cálculo de las ramas del filtro paso banda.



■ La calidad del filtro se mide por el factor de calidad Q, que determina la selectividad del mismo.

■ Conseguir un Q óptimo es especialmente importante en el caso de filtros sintonizados y no lo es tanto para los demás filtros.

$$Q = \frac{L \cdot \omega_R}{R} = \frac{1}{\omega_R \cdot C \cdot R}$$

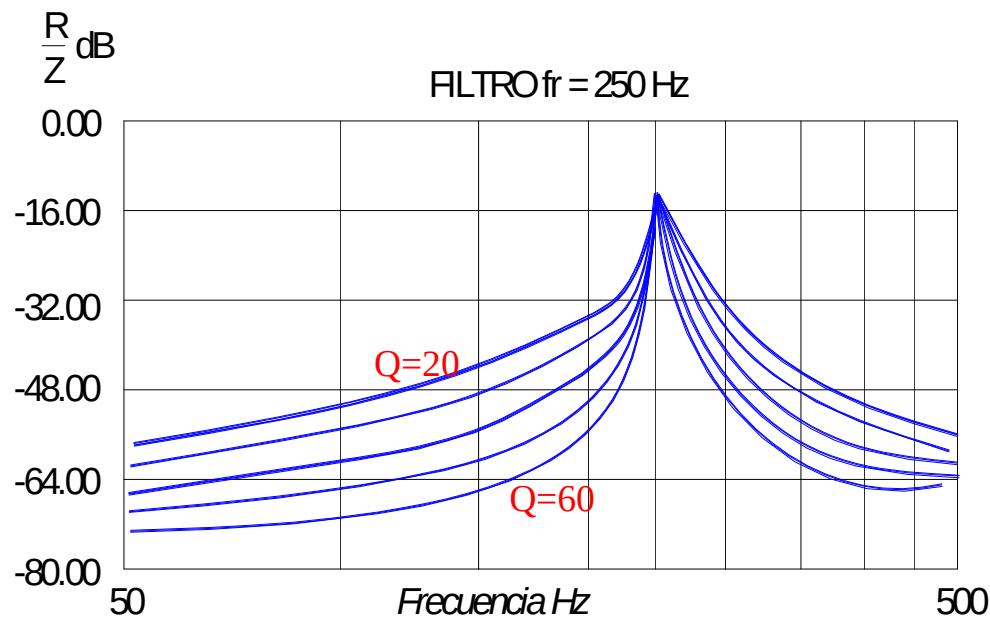
Respuesta del filtro paso banda. Cada una de las ramas, con una configuración R-L como la representada en el esquema, presenta una curva de impedancia en función de la frecuencia.

$$V_L = V_C = \omega_R \cdot L \cdot I_n = \omega_R \cdot L \cdot \frac{V_n}{R} = Q \cdot V_n$$

El filtro ideal presentará una impedancia nula a la frecuencia de resonancia y lo más alta posible a otros valores.

Q es también un indicador de la sobretensión a la que estarán sometidos tanto la bobina como el condensador.

■ Cálculo de las ramas del filtro paso banda.



Respuesta en frecuencia, R/Z dB = $g(f)$, de un filtro paso banda para diferentes valores de Q

■ La desintonización puede producirse tanto por cambios en los valores de L y C como por cambio de la propia frecuencia de la red.

■ La impedancia que presenta el filtro en caso de producirse la desintonización será, para Z_n , la indicada por la expresión:

$$Z_{nF} = R \cdot \sqrt{(1 + 4 \cdot \delta^2 \cdot Q^2)}$$

■ *Cálculo de las ramas del filtro paso banda.*

■ Un proceso sencillo para la determinación de Q, L y C, es el siguiente:

■ Medición de la corriente armónica máxima que debe absorber el filtro para un armónico determinado. Suponer el valor I_n medido antes.

■ Elección del condensador de acuerdo con dos criterios básicos:

■ Bajo consumo a la frecuencia fundamental:

$$\frac{V_1}{3} \cdot X_1 \cdot C < 0,005 \cdot I_n$$

Siendo V_1 la tensión compuesta.

■ Limitación de la tensión en el condensador y bobina en resonancia:

$$\frac{1}{X_n \cdot C} \cdot I_n < V_{\max}$$

Siendo $V_{\max}$ la máxima tensión admisible en C.

■ Elección de L para obtener la resonancia a la frecuencia del armónico que se desee filtrar:

$$L = \frac{1}{C \cdot X_n^2}$$

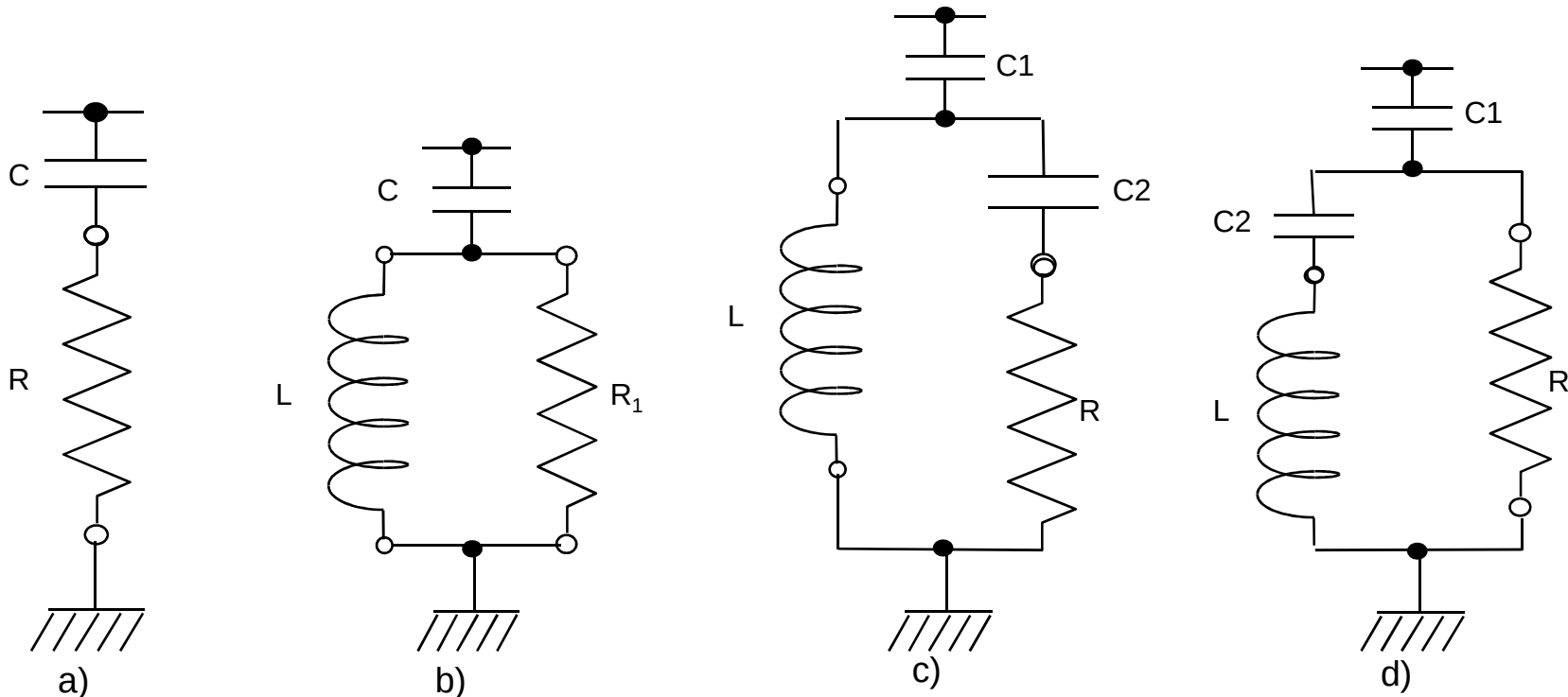
■ Elección de valor de R y Q, según:

$$Z_{nF} = R \cdot \sqrt{1 + 4 \cdot \delta^2 \cdot Q^2}$$

y que cumpla: **$Z_{nF} \ll Z_n \text{ RED}$** .

El valor de R se tomará según la calidad de bobina y condensador entre 0,02 y 0,05 Ω y el valor de Q del orden de 40 en primera aproximación. Esto permitirá calcular un valor de R para la bobina.

■ **Filtros paso alto.** Con la sección paso alto del filtro se pretende crear un camino de baja impedancia para las componentes armónicas de corriente, cuya frecuencia es elevada (corrientes armónicas de orden mayor a 15 o 20).

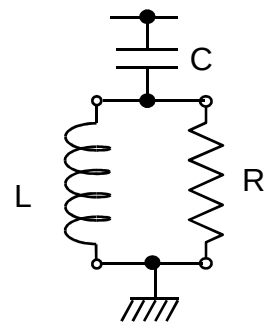
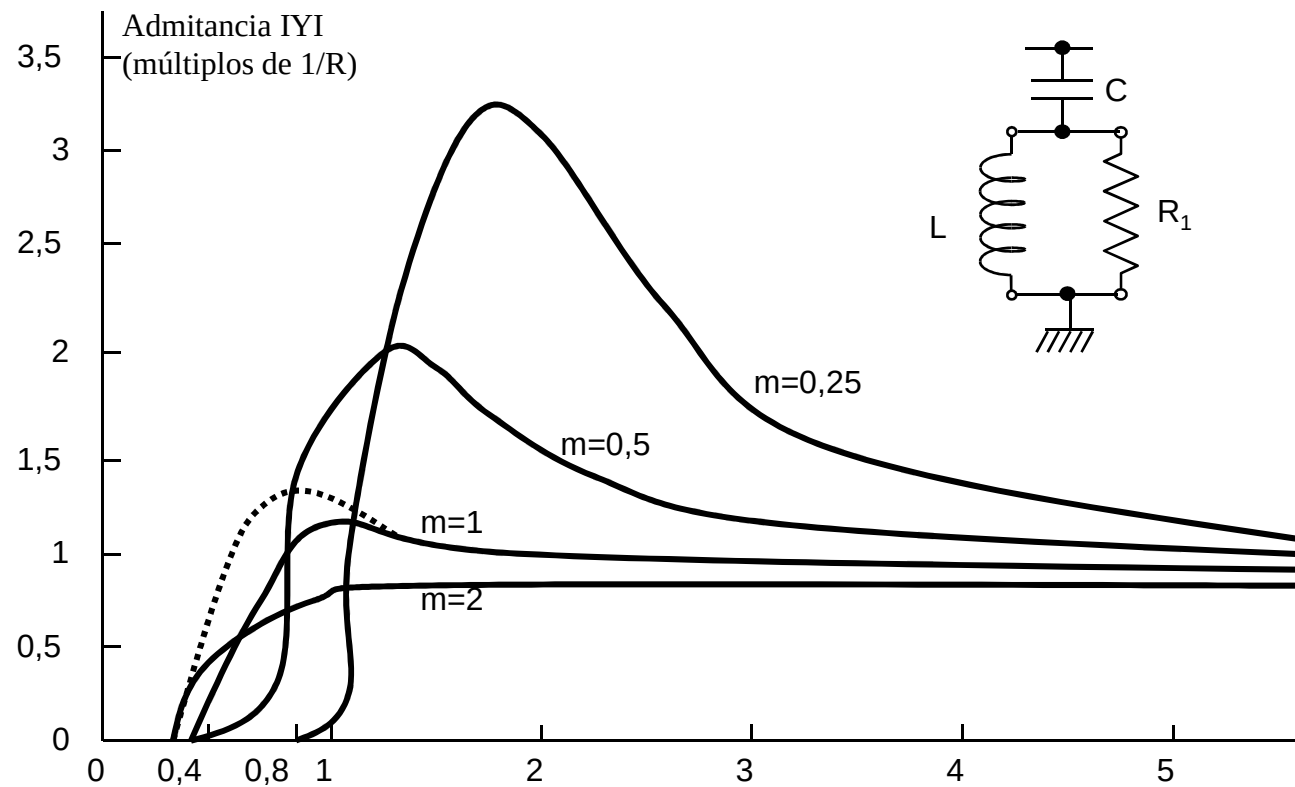


Configuraciones de filtros paso alto. a) primer orden, b) segundo orden, c) tercer orden d) tipo C.

■ *Filtros paso alto. Características*

- El filtro de **primer orden** no se utiliza normalmente, porque requiere un condensador grande y tiene pérdidas excesivas a la frecuencia fundamental.
- El filtro de **segundo orden** ofrece el mejor filtrado, pero sus pérdidas a la frecuencia fundamental son superiores a la del filtro de tercer orden.
- El filtro de **tercer orden** reduce las pérdidas, debido al aumento de su impedancia a la frecuencia fundamental por la presencia del condensador C_2 . El valor nominal de este condensador es muy reducido en comparación con el de C_1 .
- Las características del **filtro tipo-C** se encuentran entre las de los filtros de segundo y tercer orden. Su principal ventaja es una considerable reducción de las pérdidas debido a que C_2 y L están sintonizados en serie a la frecuencia fundamental y R cortocircuitada. Como consecuencia, este filtro es más susceptible a desviaciones de la frecuencia y de los valores de los componentes.

■ Filtros paso alto. Filtro de 2º orden.



$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot L}$$

$$m = \frac{L}{R^2 \cdot C}$$

■ *Filtros paso alto. Filtro de 2º orden.*

■ Para altas frecuencias, un criterio de cálculo sencillo de este tipo de filtros es el siguiente:

■ El valor de impedancia a altas frecuencias puede suponerse igual a R y debe cumplir, para el mínimo n que se desee filtrar, la expresión:

$$R < 0,1 \cdot Z_n RED$$

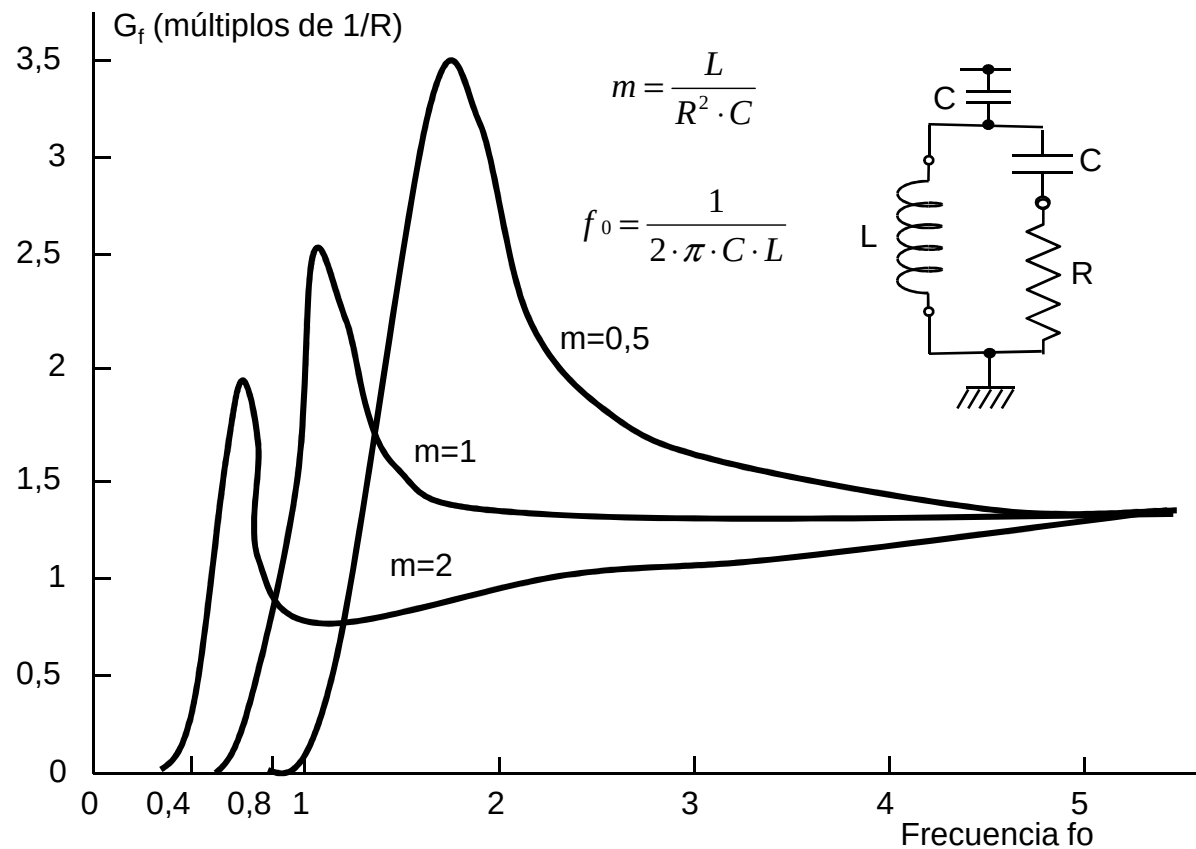
■ Una vez determinado el valor de R, el valor de C se determina por la frecuencia deseada:

$$X_n = (1.5 \div 2) \cdot \frac{1}{C \cdot R}$$

■ El valor de inductancia suele elegirse de forma que se cumpla expresión:

$$\frac{L}{R^2 \cdot C} = (0,5 \div 1)$$

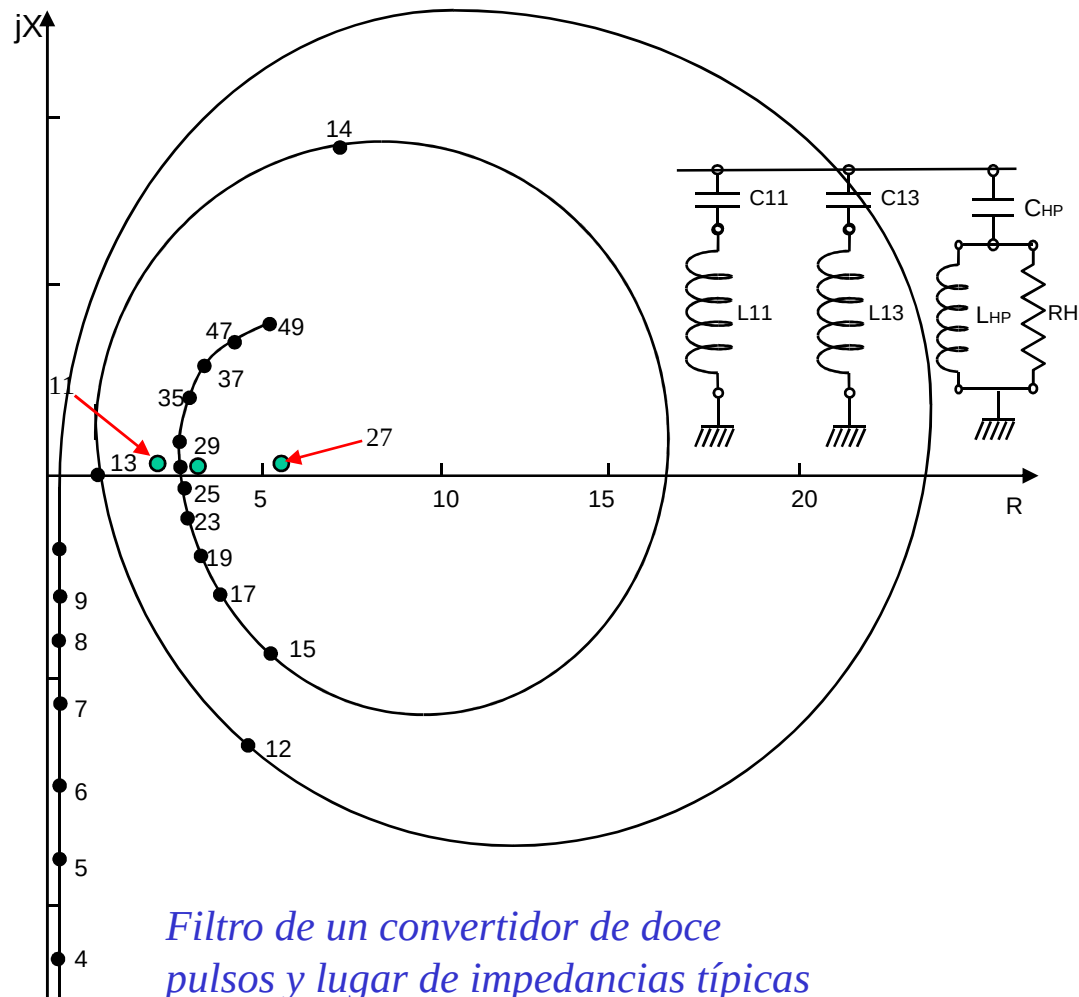
■ *Filtros paso alto. Filtro de 3º orden.*



■ Los picos del filtro de 3º orden son más agudos que los del filtro de 2º orden.

Conductancia G_f de un filtro de 3º orden.

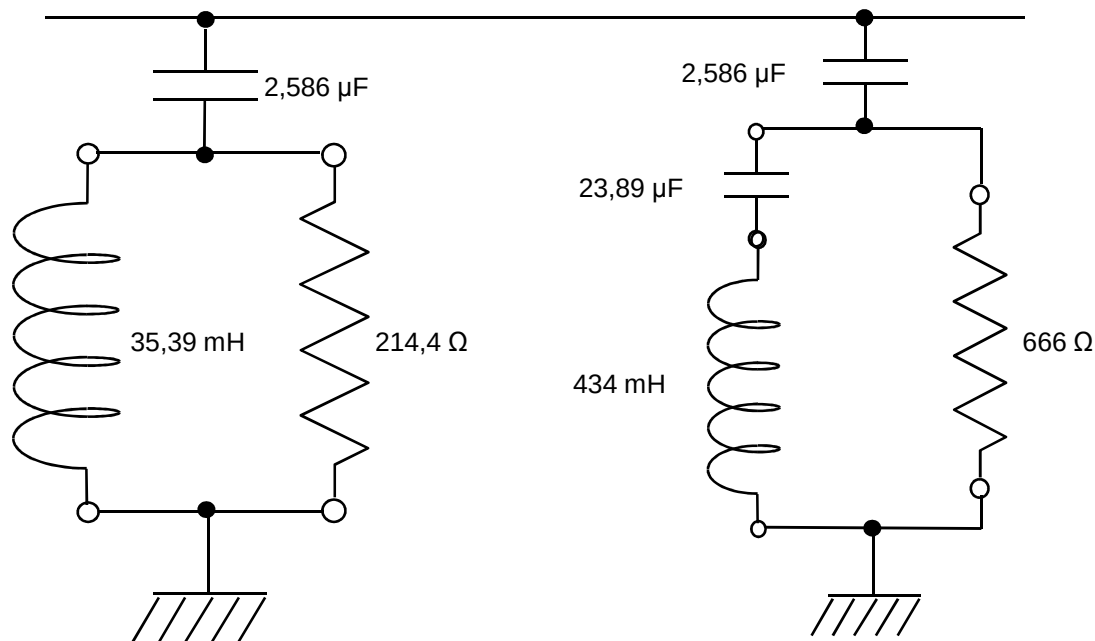
■ Configuraciones típicas de los filtros de corriente alterna



➤ Siempre que se pueda garantizar el funcionamiento en la configuración de conversión de 12 pulsos, se pueden eliminar los filtros sintonizados al quinto y séptimo armónicos. En estas condiciones la *Figura* muestra un ejemplo de diseño de filtros y su correspondiente lugar geométrico de impedancia. El lugar geométrico indica la existencia de resonancias serie para los armónicos 11, 13 y 27 y también valores de impedancia suficientemente pequeños de los armónicos quinto y séptimo para controlar los niveles de estos armónicos producidos por condiciones de desequilibrio.

Filtro de un convertidor de doce pulsos y lugar de impedancias típicas

■ *Filtros para convertidores de 12 pulsos*



Filtro combinado de segundo orden y Tipo-C

■ La resonancia puede ser de tipo serie o paralelo, dependiendo de si la fuente del armónico problemático es la red o el convertidor, respectivamente. Como consecuencia de las asimetrías de la red, el convertidor produce corrientes de armónico tercero de secuencia no homopolar que, por tanto, no pueden ser absorbidas en la conexión triángulo del transformador.

■ Con el fin de eliminar la resonancia de los armónicos de orden bajo, se puede utilizar un filtro tipo-C, junto con otro de paso banda de segundo orden, como muestra la *Figura*.

■ *Inconvenientes de los filtros pasivos.*

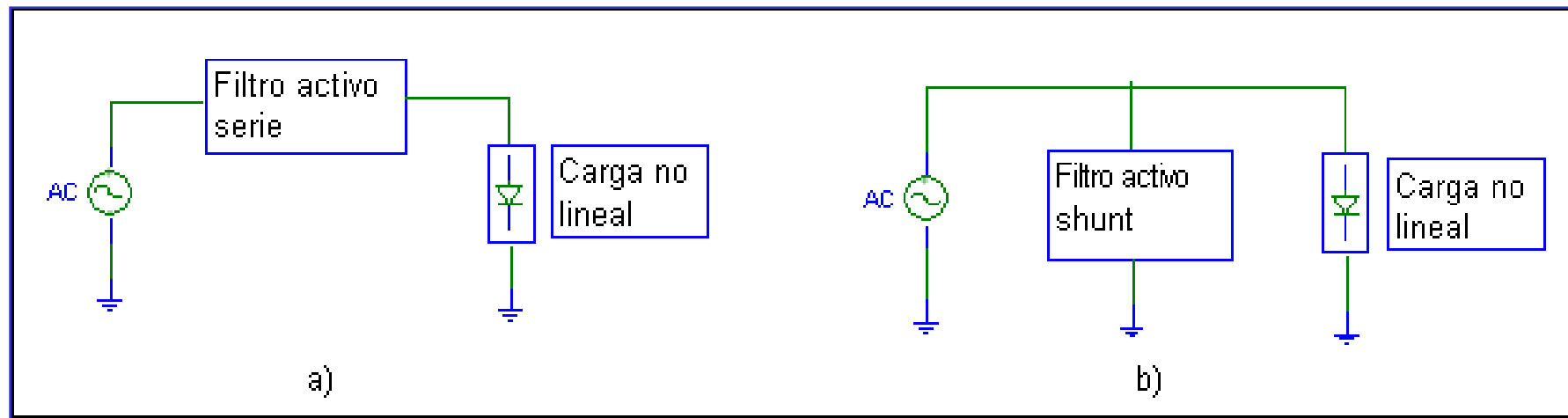
La ventaja de utilizar filtros pasivos estriba, básicamente, en su bajo coste; sin embargo, tienen muchos inconvenientes, entre ellos:

- La impedancia de la fuente resulta muy afectada por las características del filtro.
- La resonancia serie entre el filtro y la impedancia de la fuente puede causar amplificaciones de las tensiones armónicas a ciertas frecuencias.
- El filtro pasivo puede provocar una resonancia paralelo con la red de suministro, con amplificación de las corrientes armónicas.
- Los filtros pasivos, debido a la componente resistiva, tienen un consumo de componente fundamental, lo que provoca armónicos de tensión.
- El número de secciones del filtro será tanto más elevado cuanto mayor sea el número de armónicos a eliminar, lo que supone aumentar los problemas anteriormente mencionados.
- En el caso de compensaciones centralizadas, el filtro de absorción (que es, generalmente, el utilizado a nivel industrial), está adaptado a una configuración concreta de red y estado de cargas. Por lo tanto, no podrán eliminarse ni añadirse cargas a un grupo compensado de esta forma.

■ *Filtros activos.*

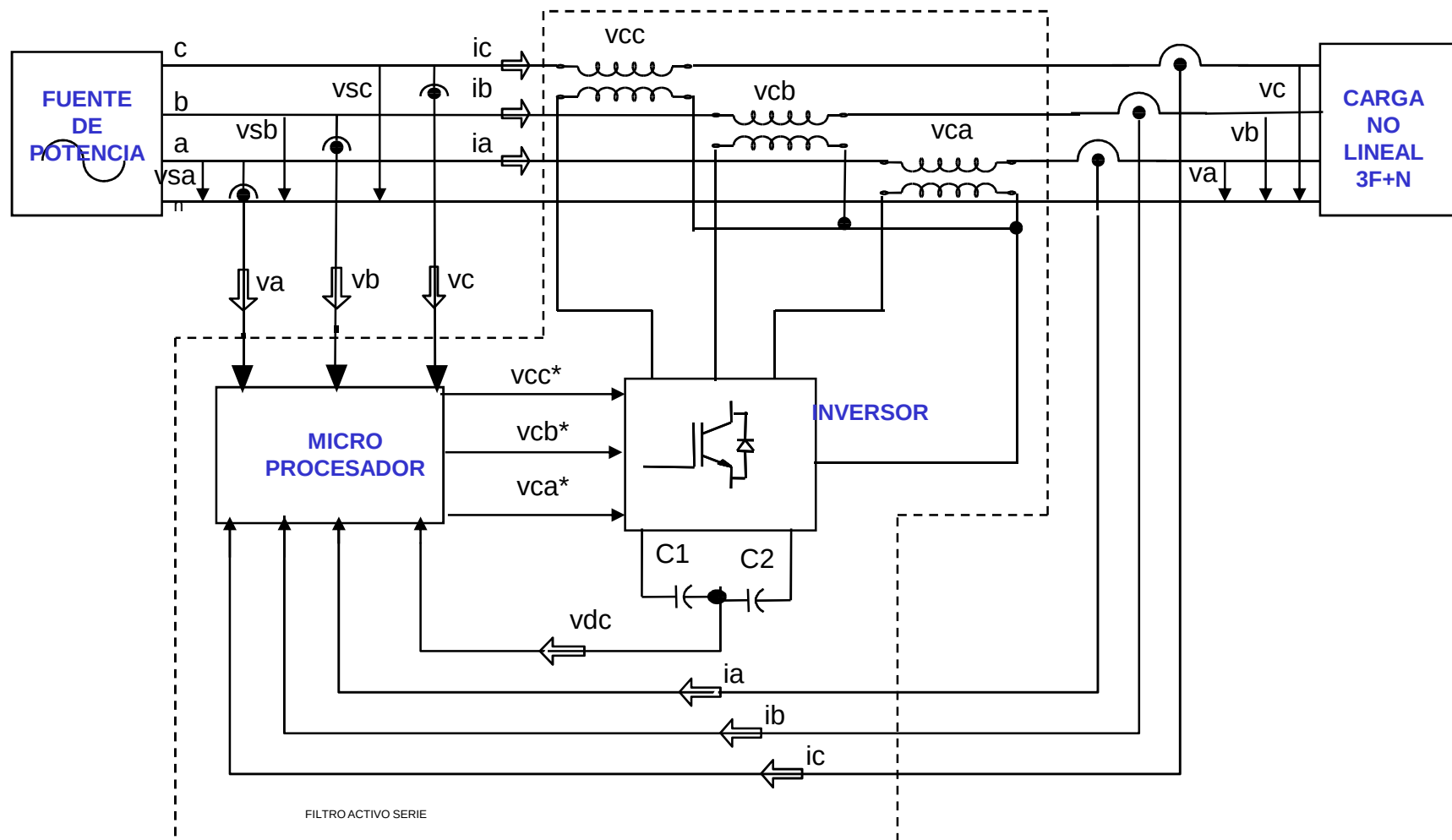
■ *La función de los filtros activos compensadores de armónicos, es eliminar dichos armónicos dando una respuesta adecuada en cada momento, es decir la compensación se adapta a las características de la línea.*

■ *Hoy en día estos filtros hacen también funciones de compensación de reactiva, regulación de tensión, compensación de flicker, eliminación de amplificación armónica, etc.*

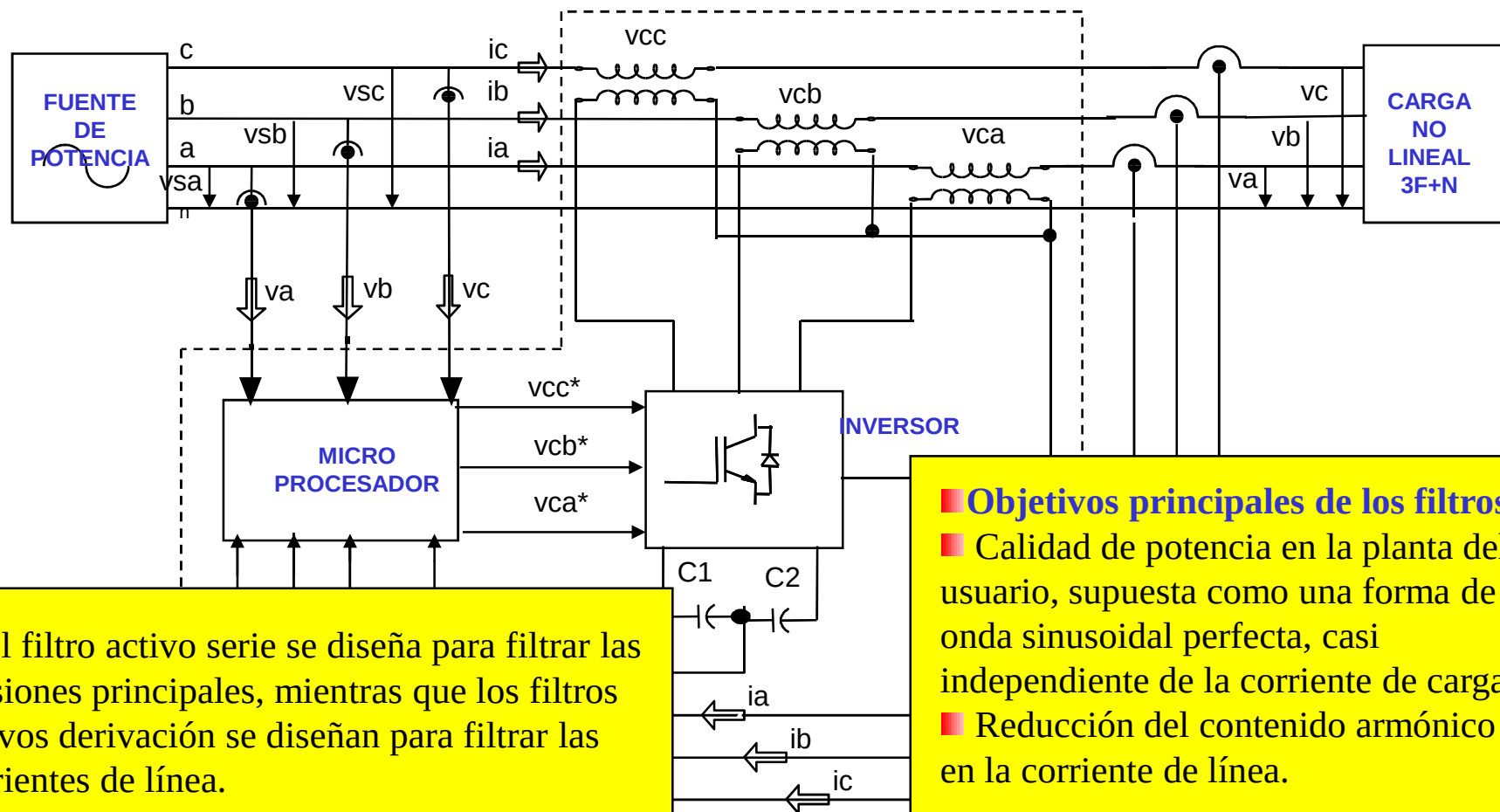


■ El filtro activo puede ser del tipo serie, para bloquear el paso de las corrientes armónicas, como se muestra en la topología (a) de la *Figura*. La otra opción sería del tipo derivación (b), para reducir el contenido de los armónicos en la red.

■ *Filtro activo serie .*



Filtro activo serie .

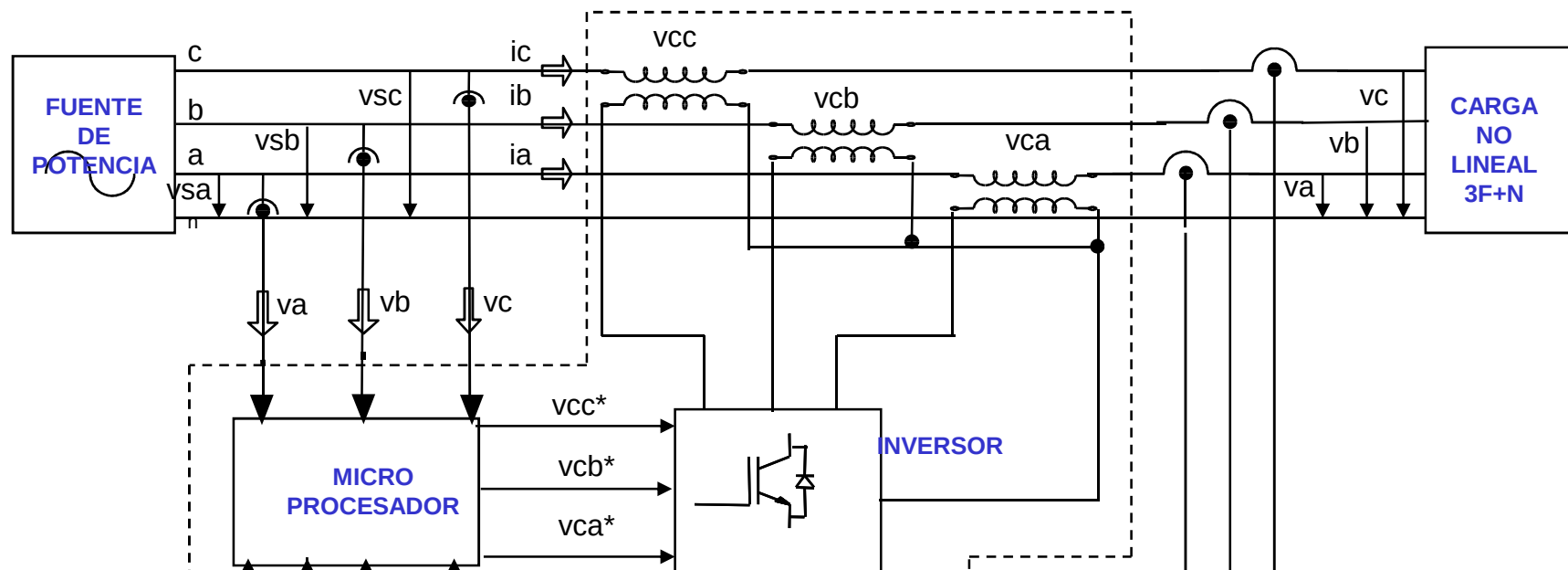


■ El filtro activo serie se diseña para filtrar las tensiones principales, mientras que los filtros activos derivación se diseñan para filtrar las corrientes de línea.

■ Objetivos principales de los filtros:

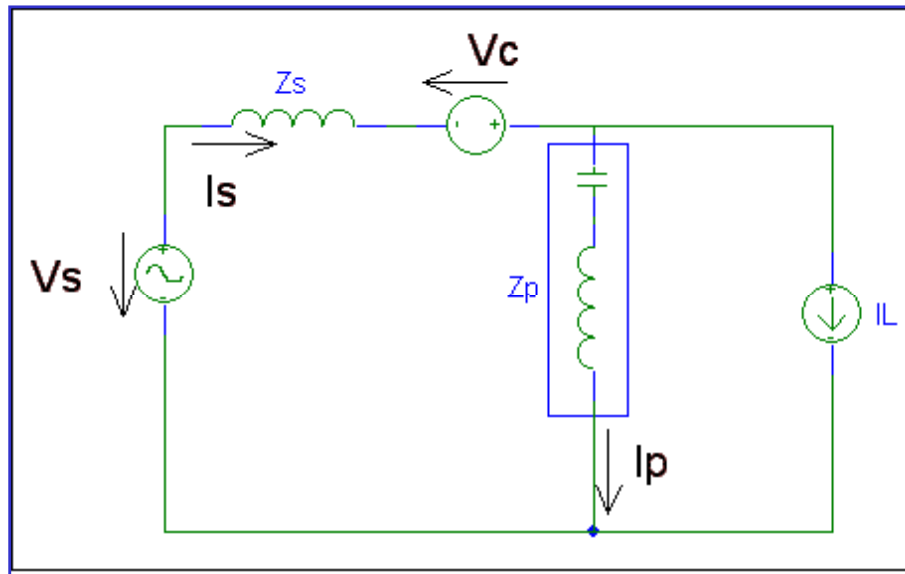
- Calidad de potencia en la planta del usuario, supuesta como una forma de onda sinusoidal perfecta, casi independiente de la corriente de carga.
- Reducción del contenido armónico en la corriente de línea.

■ *Filtro activo serie .*



■ La conexión serie del filtro activo se puede usar en combinación con un sistema de filtros pasivos convencionales. Estos últimos absorben las corrientes de armónicos producidos por la carga no lineal, mientras que el filtro activo bloquea el paso de cualquier armónico en ambas direcciones entre la red y la carga. Esta combinación aísla a los filtros pasivos de la impedancia de la red, mejorando su respuesta y reduciendo la posibilidad de sobrecargas.

■ *Filtro activo serie combinado con un filtro pasivo derivación.*



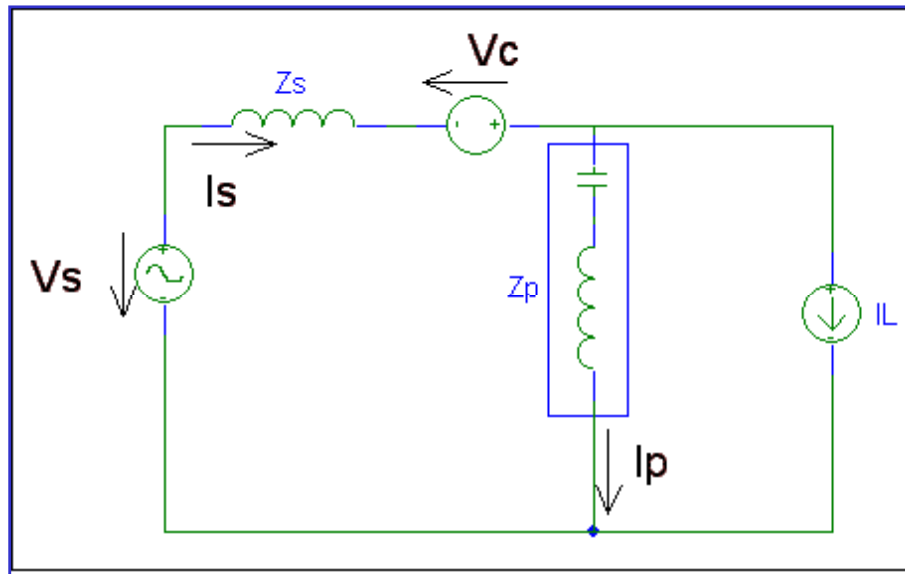
Circuito monofásico de un filtro activo serie combinado con un filtro pasivo derivación

Los armónicos están representados por una fuente de corriente i_L y la red y el filtro pasivo por las impedancias respectivas. El filtro activo está representado por una fuente controlada de tensión V_c en serie.

■ La fuente controlada de tensión, V_c , ofrece una impedancia nula al paso de la componente fundamental e introduce una resistencia muy grande entre la red y la carga al paso de las frecuencias armónicas. En la práctica, debido a la limitación de la anchura de banda del filtro activo existe una resistencia máxima entre la red y la carga para las frecuencias armónicas.

■ En el caso ideal las corrientes armónicas de la carga están obligadas a circular por el filtro pasivo y la tensión del filtro activo es la suma de las tensiones armónicas de la red y del filtro pasivo.

■ *Filtro activo serie combinado con un filtro pasivo derivación.*



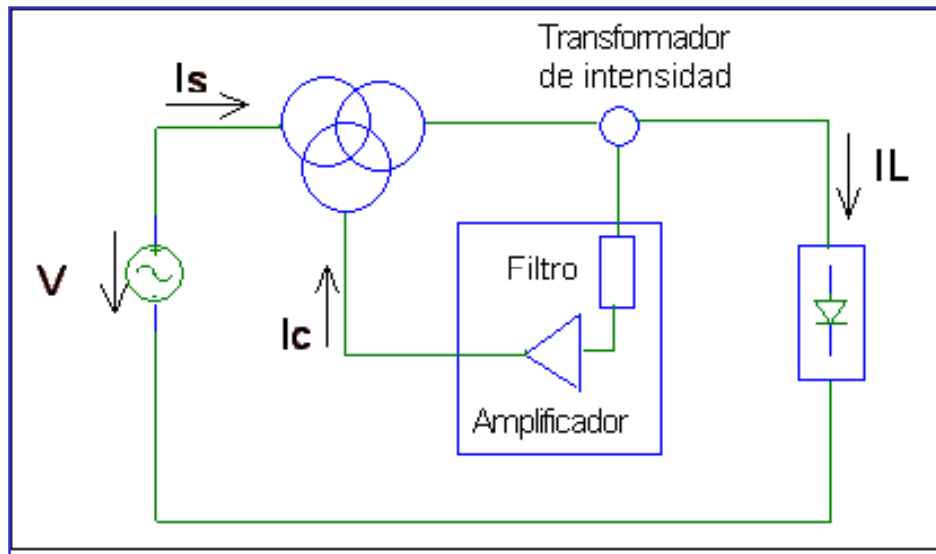
Circuito monofásico de un filtro activo serie combinado con un filtro pasivo derivación

Los armónicos están representados por una fuente de corriente i_L y la red y el filtro pasivo por las impedancias respectivas. El filtro activo está representado por una fuente controlada de tensión V_c en serie.

■ La fuente controlada de tensión, V_c , ofrece una impedancia nula al paso de la componente fundamental e introduce una resistencia muy grande entre la red y la carga al paso de las frecuencias armónicas. En la práctica, debido a la limitación de la anchura de banda del filtro activo existe una resistencia máxima entre la red y la carga para las frecuencias armónicas.

■ La principal limitación de la combinación de filtros activos y pasivos es su restricción de uso a una frecuencia fundamental fija. Este problema se resuelve con el uso del filtro activo en derivación.

■ *Filtro activo derivación.*



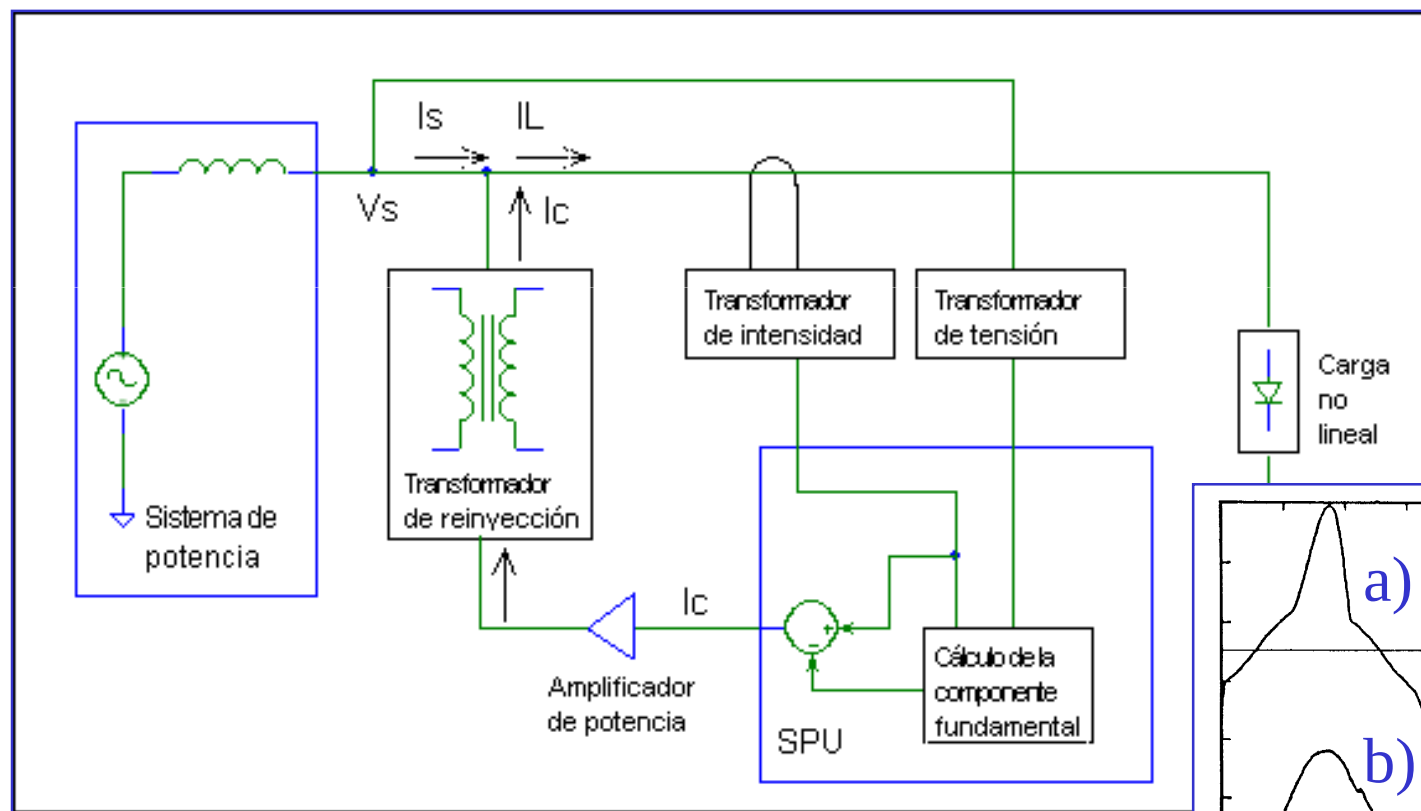
Circuito de compensación magnética de armónicos.

■ El uso de esta conexión de filtro activo fue sugerido en 1971 para la eliminación de las corrientes armónicas por medio de compensación magnética como muestra la Figura

■ Un transformador de intensidad obtiene información de la corriente total de carga, de la que se elimina la componente fundamental por medio de un circuito resonante serie (filtro). Esta información de la I_L permite determinar la señal de corriente de compensación necesaria, la cual convenientemente amplificada en un amplificador lineal, se inyecta al circuito por medio del devanado terciario del transformador de potencia de la red.

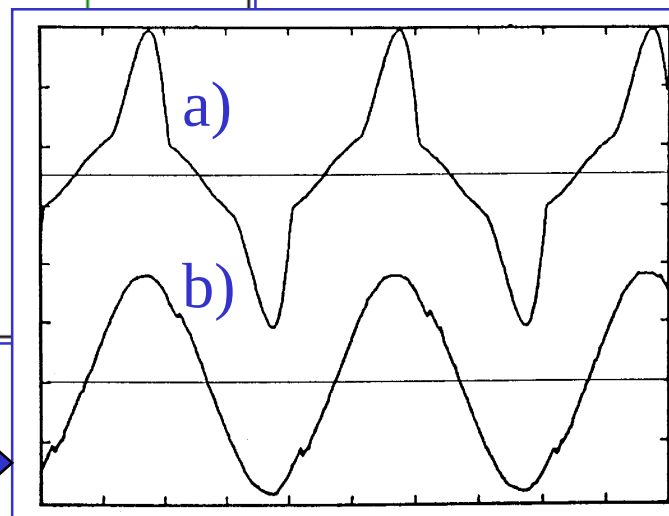
■ En la *Figura siguiente* se puede ver con más detalle el mismo circuito, basado en el uso de una unidad de procesamiento de señales (SPU), para la compensación de la corriente armónica de la carga y el desplazamiento de su componente fundamental. Un transductor muestra la corriente de carga I_L y la información se transmite a la unidad de procesamiento de señal.

■ *Filtro activo derivación.*

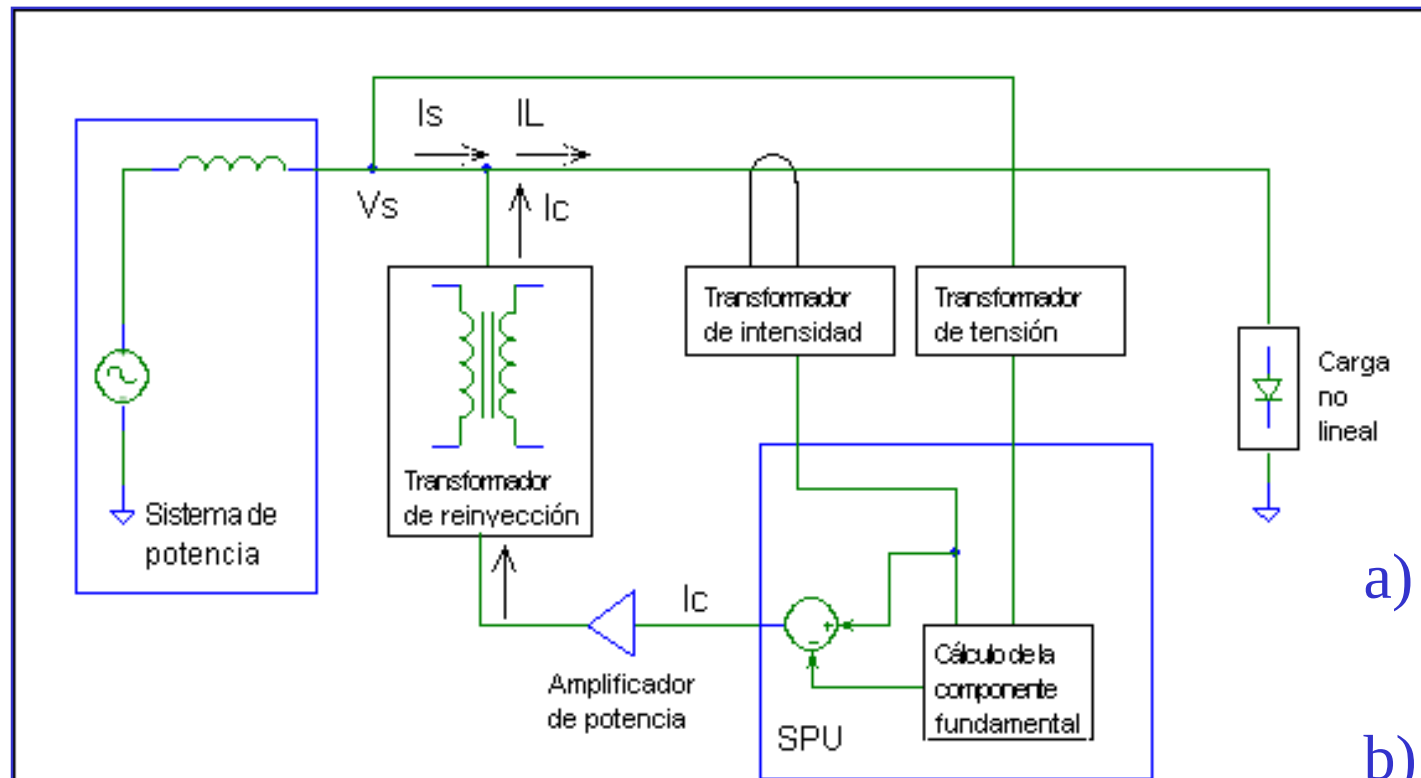


Representación de un sistema activo de compensación de la distorsión armónica.

Magnitudes típicas de un filtro activo. (a) Corriente de carga. (b) Corriente compensada de suministro



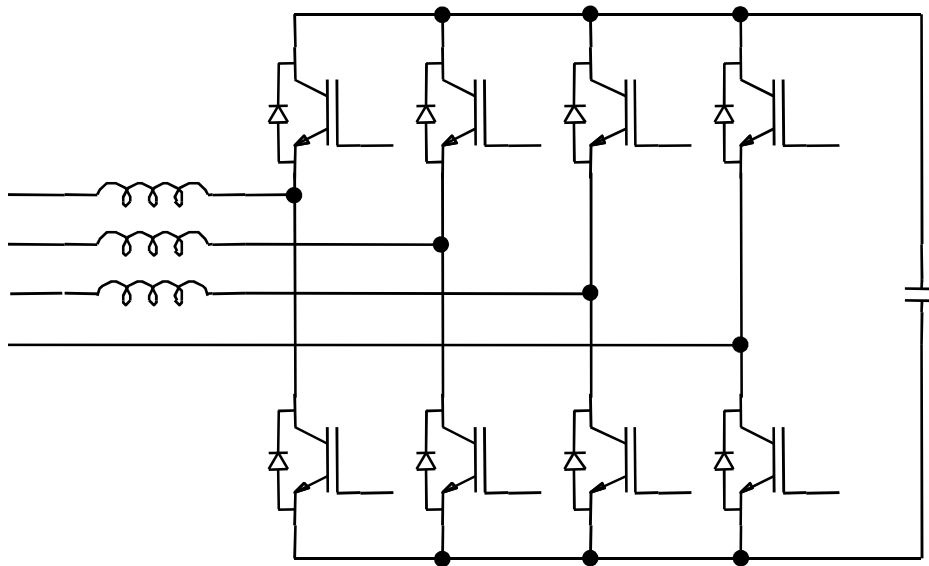
■ *Filtro activo derivación.*



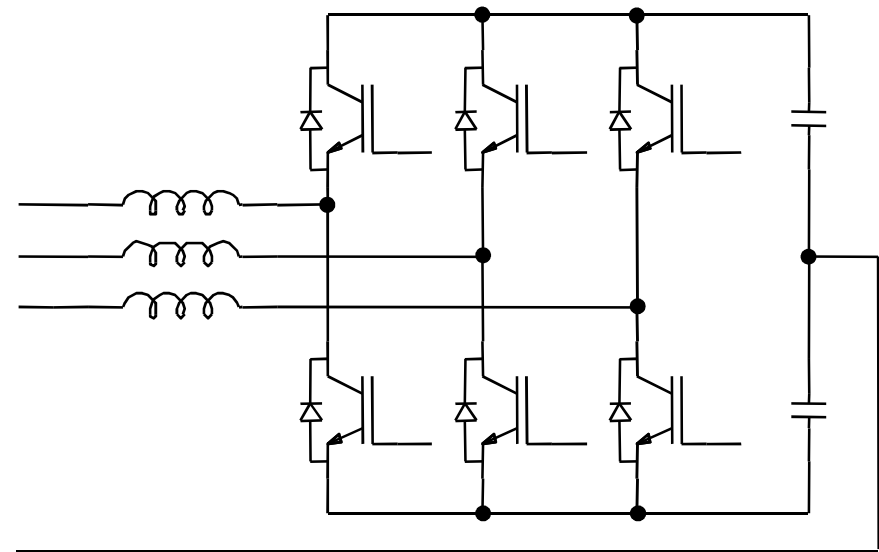
Representación de un sistema activo de compensación de la distorsión armónica.

✦ La principal característica de este sistema es que la SPU funciona en el dominio del tiempo y no requiere un procesamiento complicado para extraer las componentes armónicas. Por tanto, el filtro activo derivación no está relacionado con una frecuencia fundamental específica de la red y su compensación es efectiva para cualquier frecuencia de alimentación, dentro de los límites para los que se ha diseñado.

■ Topologías de filtros activos derivación.

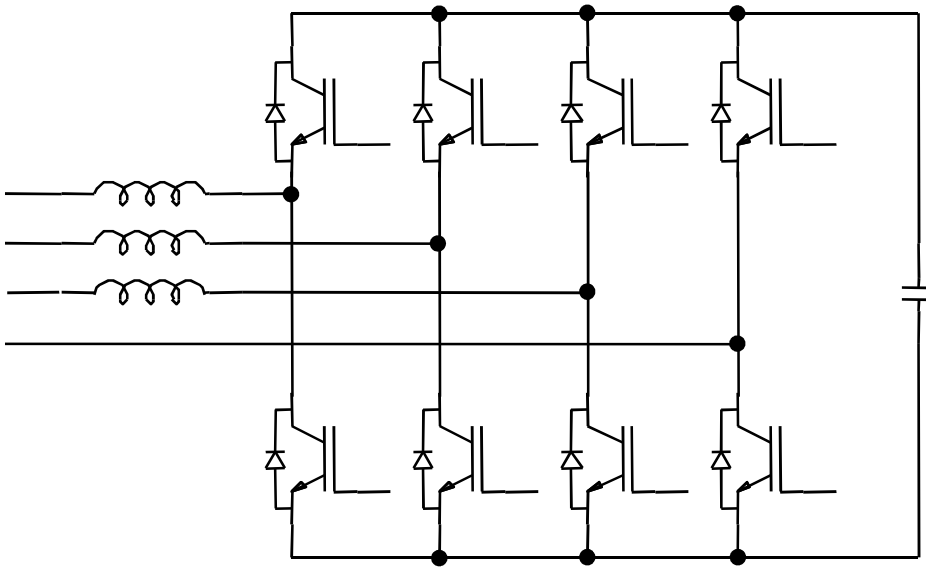


Esquema de puente completo de cuatro etapas (Four-Leg Full Bridge, FLFB).

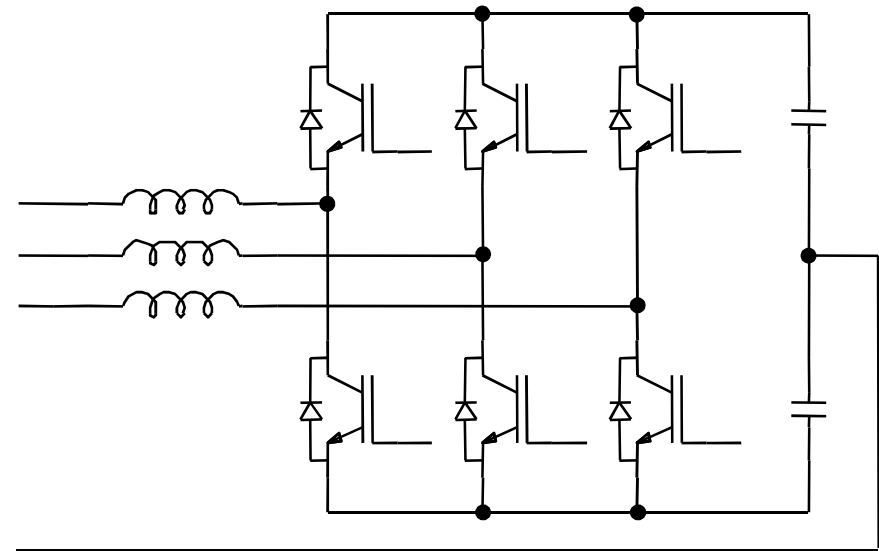


Puente de tres etapas con condensador dividido (Three-Leg Split-Capacitor, TLSC).

■ Topologías de filtros activos derivación.



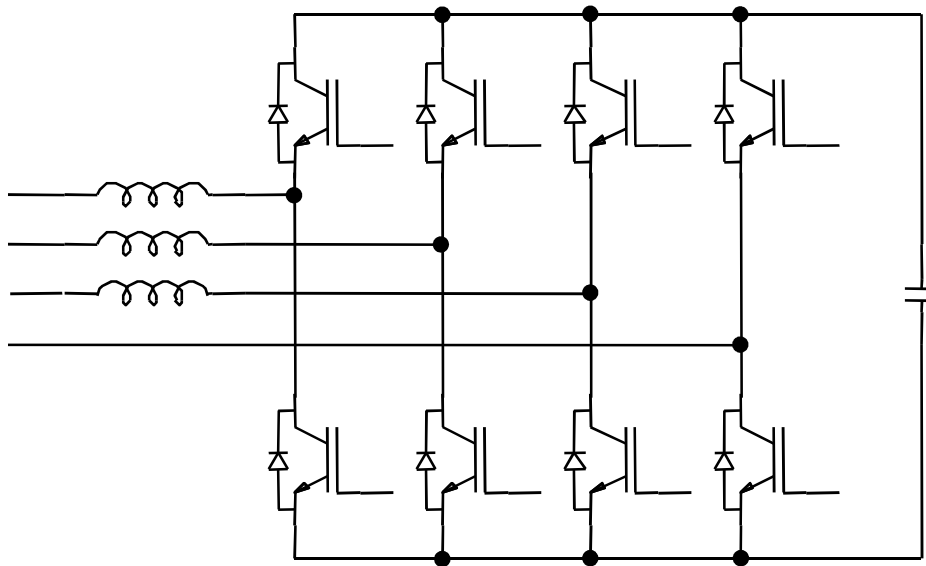
Esquema de puente completo de cuatro etapas (Four-Leg Full Bridge, FLFB).



Puente de tres etapas con condensador dividido (Three-Leg Split-Capacitor, TLSC).

⚡ Estas dos topologías se presentaron a principio de la década de los 90 y desde entonces se han elaborado numerosas publicaciones sobre su control.

■ *Topologías de filtros activos derivación.*

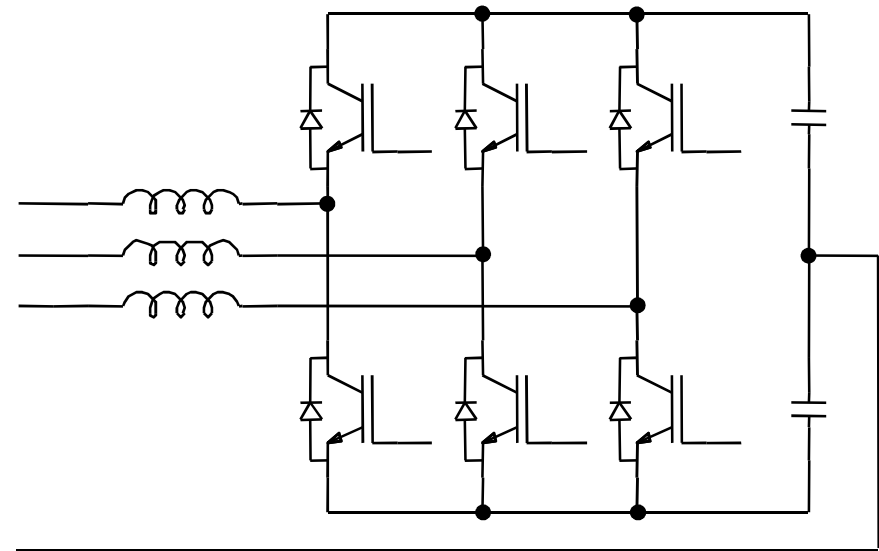


Esquema de puente completo de cuatro etapas (Four-Leg Full Bridge, FLFB).

✚ En principio, el convertidor FLFB ofrece un control elevado de sus tensiones de salida gracias a su número elevado de elementos semiconductores. Sin embargo, la interacción entre las diferentes etapas hace necesario utilizar técnicas modernas para el control de corriente, tales como modulación del vector espacial, para conseguir la corriente de referencia apropiada.

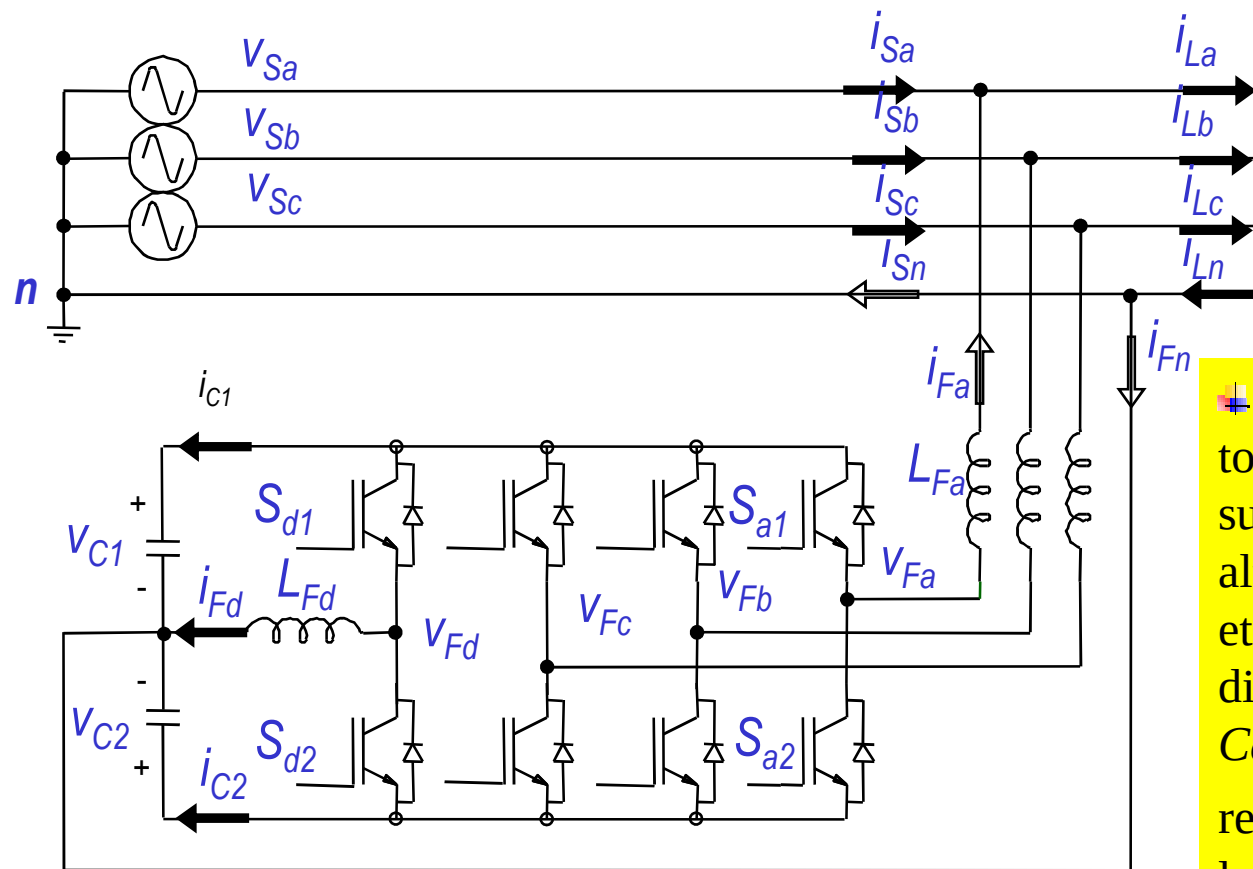
■ *Topologías de filtros activos derivación.*

✚ El convertidor TLSC, con un número menor de etapas, permite que cada una de las tres etapas sea controlada independientemente, con lo cual su control de corriente resulta más simple que en el caso anterior. Sin embargo, en este último caso la corriente de secuencia homopolar inyectada circulará a través de los condensadores de la barra de continua. Esta corriente provoca un desequilibrio de tensión en los condensadores y variación de tensión en la barra de continua, que son efectos no deseados si se pretende realizar un control preciso del filtro activo de potencia.



Puente de tres etapas con condensador dividido (Three-Leg Split-Capacitor, TLSC).

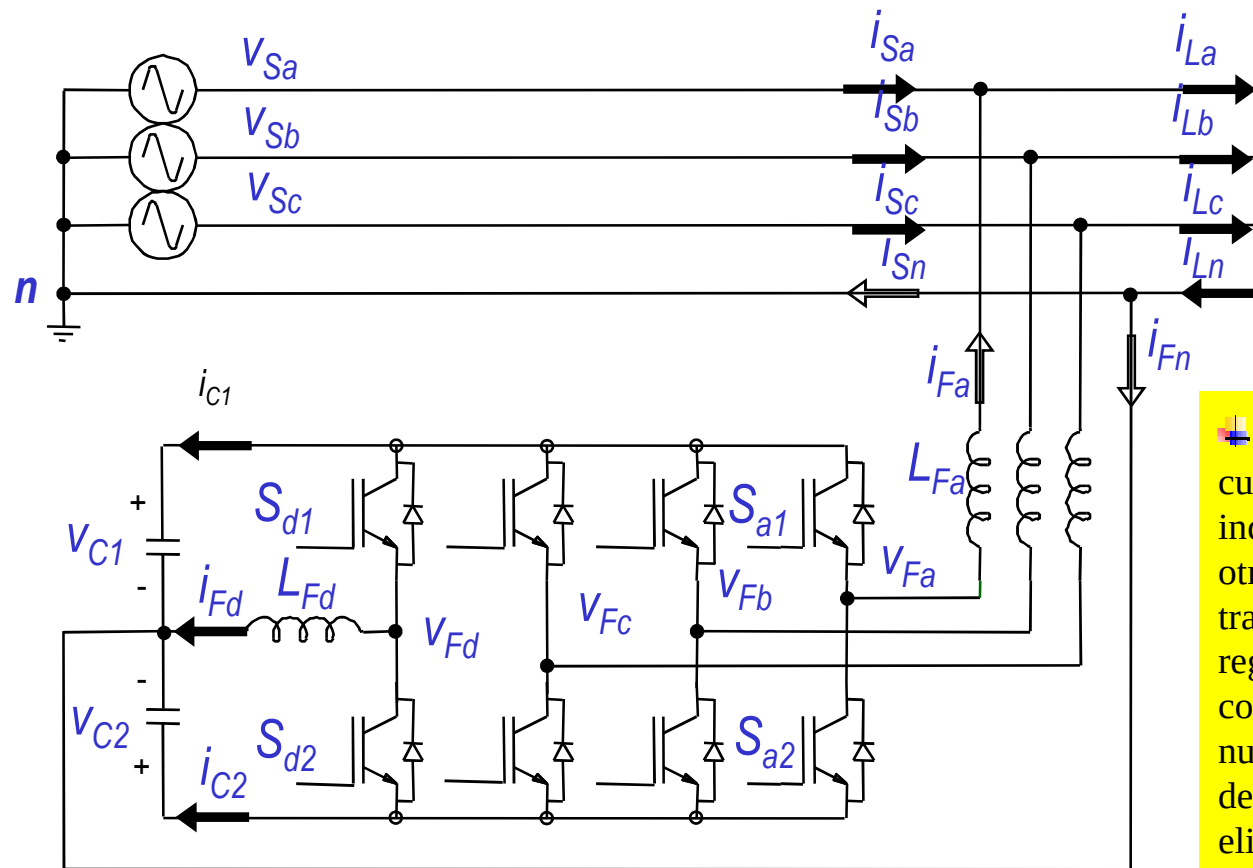
■ Topologías de filtros activos derivación.



Combinando las topologías FLFB y TLSC, surge una topología alternativa de cuatro etapas con condensador dividido (*Four-Leg Split-Capacitor, FLSC*), que resuelve los problemas de las topologías anteriores.

Puente de cuatro etapas con condensador dividido (FLSC)

■ Topologías de filtros activos derivación.



En la topología FLSC, las cuatro etapas trabajan independientemente una de las otras y la corriente que circula a través de la etapa d , se puede regular con la finalidad de conseguir que la corriente sea nula en el punto medio de la barra de continua y, entonces, se puede eliminar el desequilibrio de tensión de la barra de continua.

Puente de cuatro etapas con condensador dividido (FLSC)

■ Estrategias de control de los filtros activos derivación.

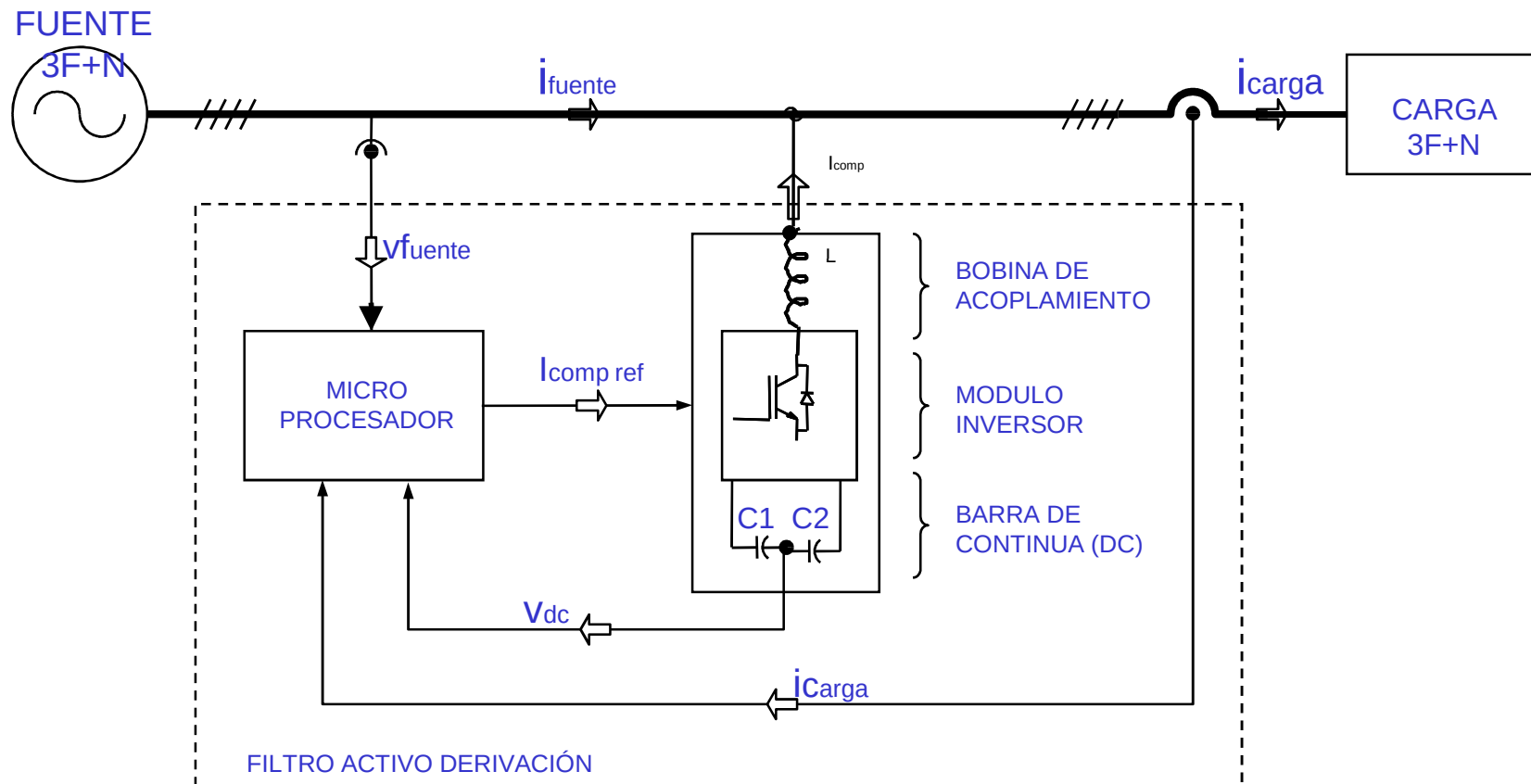


Diagrama de bloques de un filtro activo derivación

■ Estrategias de control de los filtros activos derivación.

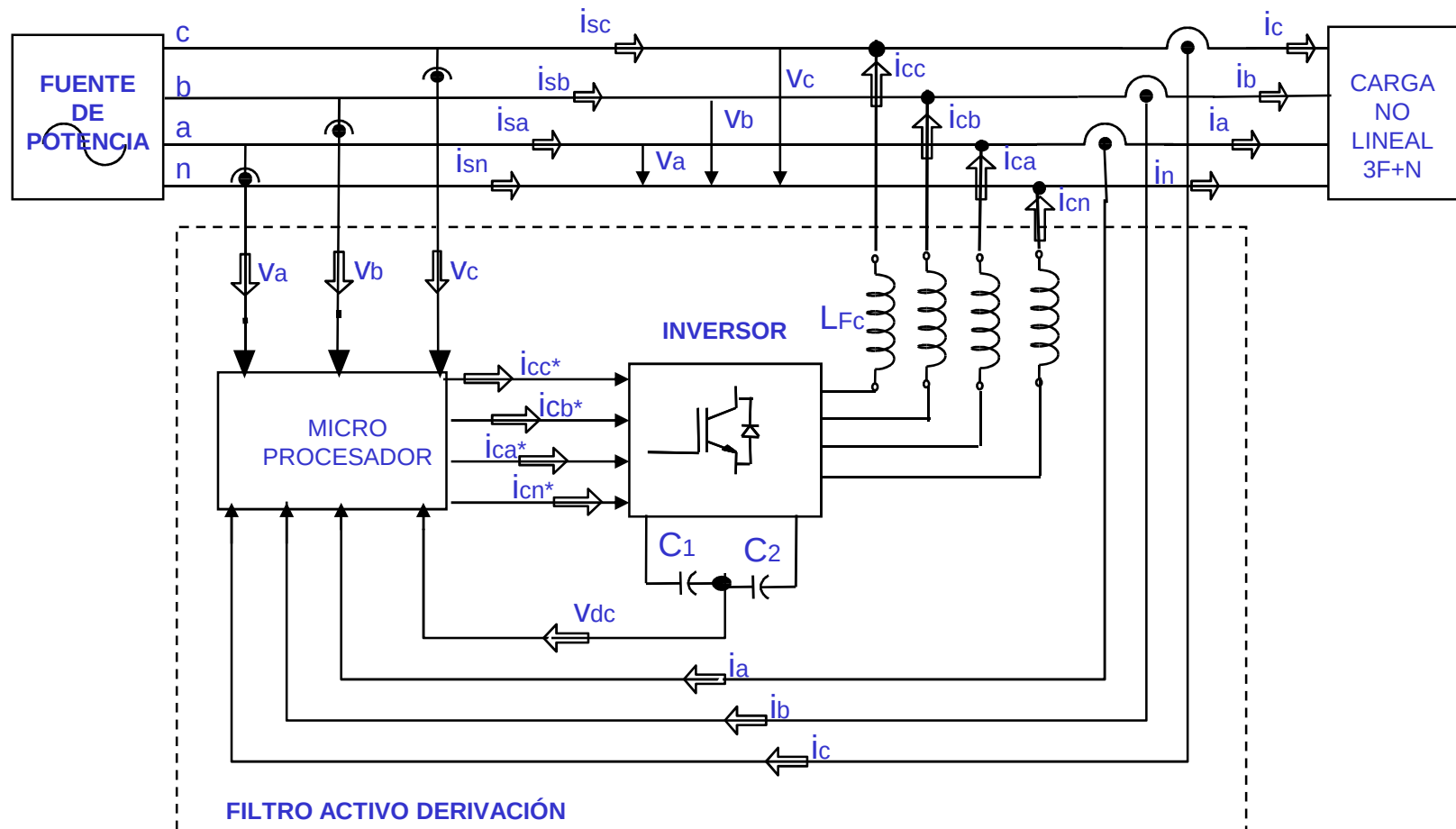


Diagrama de bloques detallado de un filtro activo derivación

■ *Estrategias de control de los filtros activos derivación.*

✚ **Lo que se persigue con el control es alcanzar un comportamiento ideal caracterizado por las siguientes condiciones:**

- Corrientes de línea sinusoidales, independientemente de la distorsión armónica de las corrientes de carga.
- Mantener la tensión del condensador de almacenamiento dentro de un rango apropiado, lo que implica un control muy preciso de la potencia activa de salida del convertidor.
- Alcanzar las condiciones anteriores incluso en presencia de condiciones transitorias duras de las corrientes de carga y/o tensión de entrada.

■ *Estrategias de control de los filtros activos derivación.*

✚ Además un problema del control, este es también un problema de viabilidad de los filtros activos de potencia, **aparte de que la precisión y el tiempo de repuesta del control, es muy importante mantener el volumen y el coste del condensador en un nivel aceptable.** De hecho es difícil, en condiciones transitorias de funcionamiento, eliminar la transferencia de gran cantidad de energía al condensador, o desde el condensador, durante un período de la tensión de línea. Cuando tiene lugar una variación significativa de energía, la tensión del condensador puede variar varios centenares de voltios, incluso cuando la capacitancia de almacenamiento es muy elevada .

■ *Estrategias de control de los filtros activos derivación.*

✚ Diferentes autores utilizan **métodos computacionales de predicción para evaluar las amplitudes y las fases de la componente fundamental de corriente y de los primeros armónicos más altos**. Esta es la aproximación técnica más utilizada para desarrollar un control preciso de la corriente de salida, asegurando que la potencia media de salida del convertidor sea cero. Aunque esta resulta ser una buena aproximación para el funcionamiento en régimen permanente, falla en condiciones transitorias. Incluso con **la evolución que han experimentado estos algoritmos no se resuelve el problema en situaciones transitorias rápidas y en presencia de ciertas cargas**, como electro-erosión y hornos de arco, donde las corrientes son estocásticas, con un espectro continuo.

■ *Estrategias de control de los filtros activos derivación.*

■ Con todos los problemas expuestos que, poco a poco, esperamos se resuelvan, se puede decir que existen diferentes estrategias para extraer las corrientes de referencia trifásicas para los filtros activos de potencia. El comportamiento de estas estrategias dependerá de las diferentes condiciones de la fuente y de la carga. **La estrategia de control de un filtro activo derivación ha de permitir determinar las corrientes de referencia que al actuar sobre el modulo inversor generaran las corrientes que han de compensar la potencia reactiva y las corrientes armónicas demandadas por la carga.**

■ Esto implica un conjunto de corrientes de fuente en el dominio de fase, que serán utilizadas como referencia para generar las señales de conmutación aplicadas al convertidor electrónico (verdadero corazón del filtro activo de potencia) mediante la técnica de lazo cerrado apropiada.

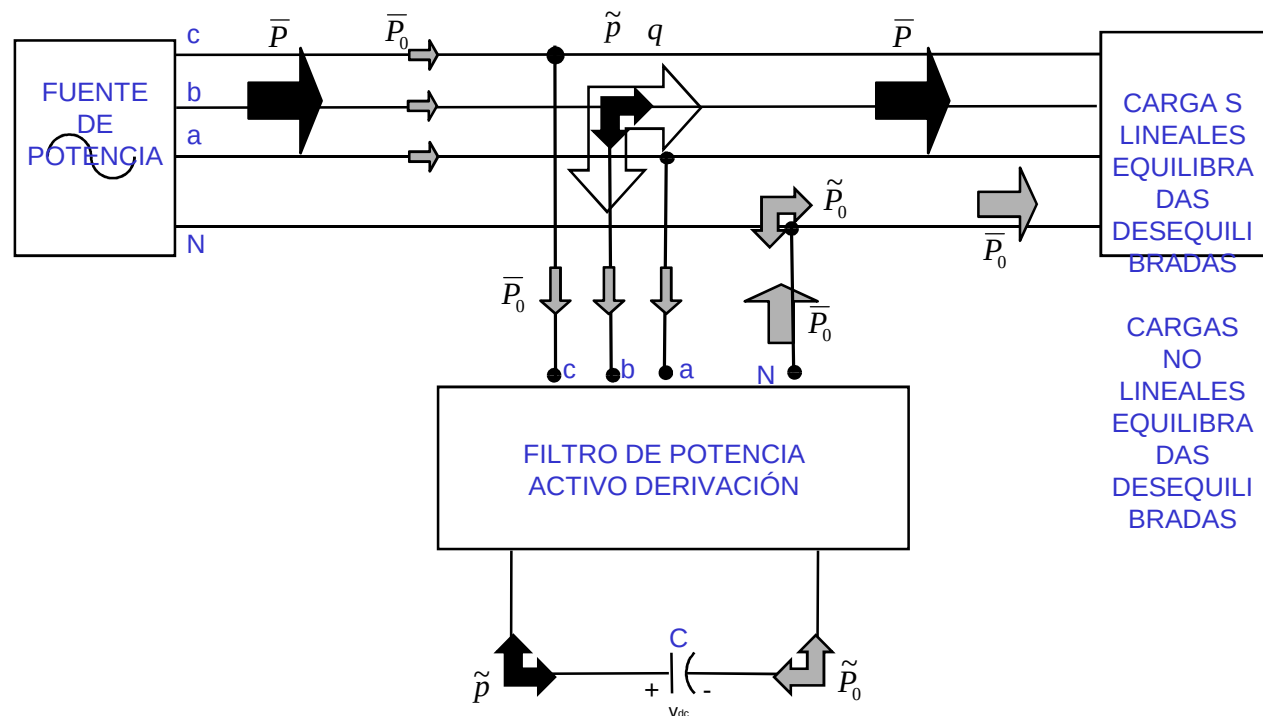
■ *Estrategias de control de los filtros activos derivación.*

✚ Se plantean cuatro estrategias de control para la determinación de las corrientes de referencia para un filtro activo de potencia conectado a una fuente de potencia trifásica con neutro, que alimenta a una carga no lineal:

- Potencia instantánea activa y reactiva (método p-q)
- Corrientes instantáneas directa y en cuadratura (método id-iq)
- Método del factor de potencia unidad (*Unity Power Factor, UPF*)
- Método de eliminación perfecta de armónicos (*Perfect Harmonic Cancellation, PHC*)

■ Estrategia p-q.

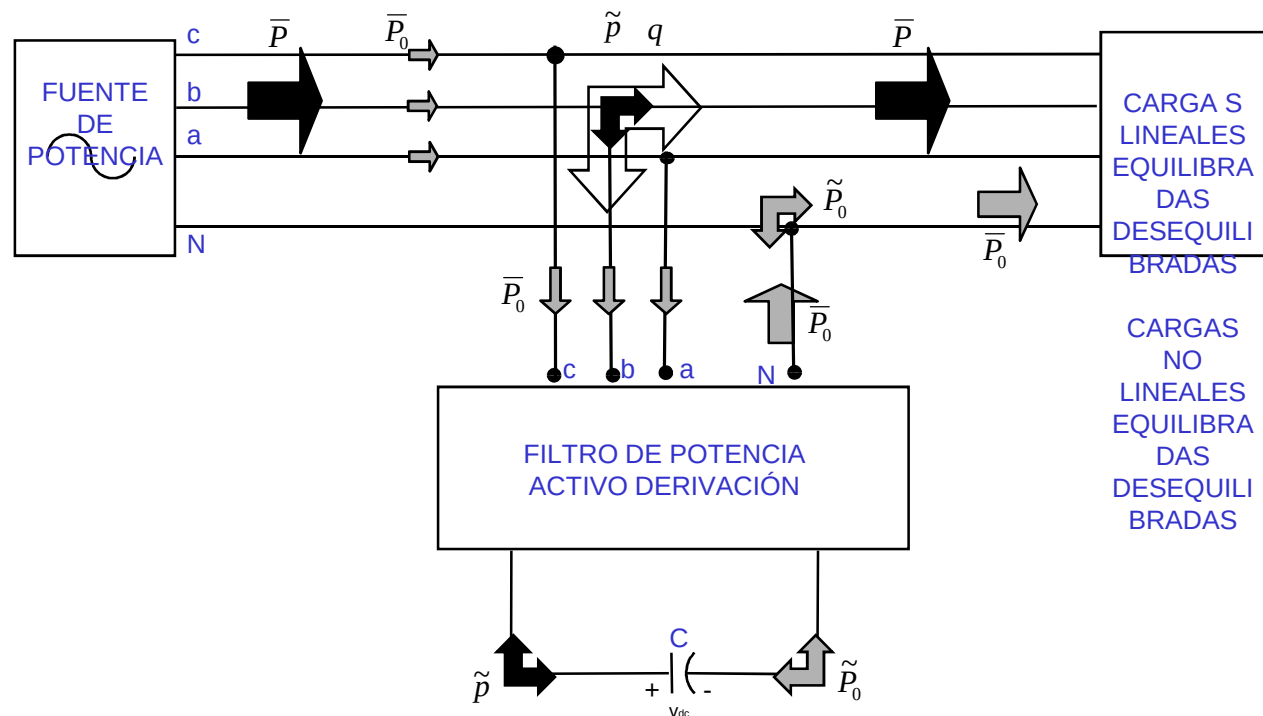
La mayoría de los filtros activos de potencia desarrollados se basan en la teoría de potencia instantánea activa y reactiva (método p-q) para calcular la corriente de compensación deseada.



Componentes de potencia de la teoría p-q en un sistema de potencia trifásico genérico con un filtro activo derivación.

■ Estrategia p-q.

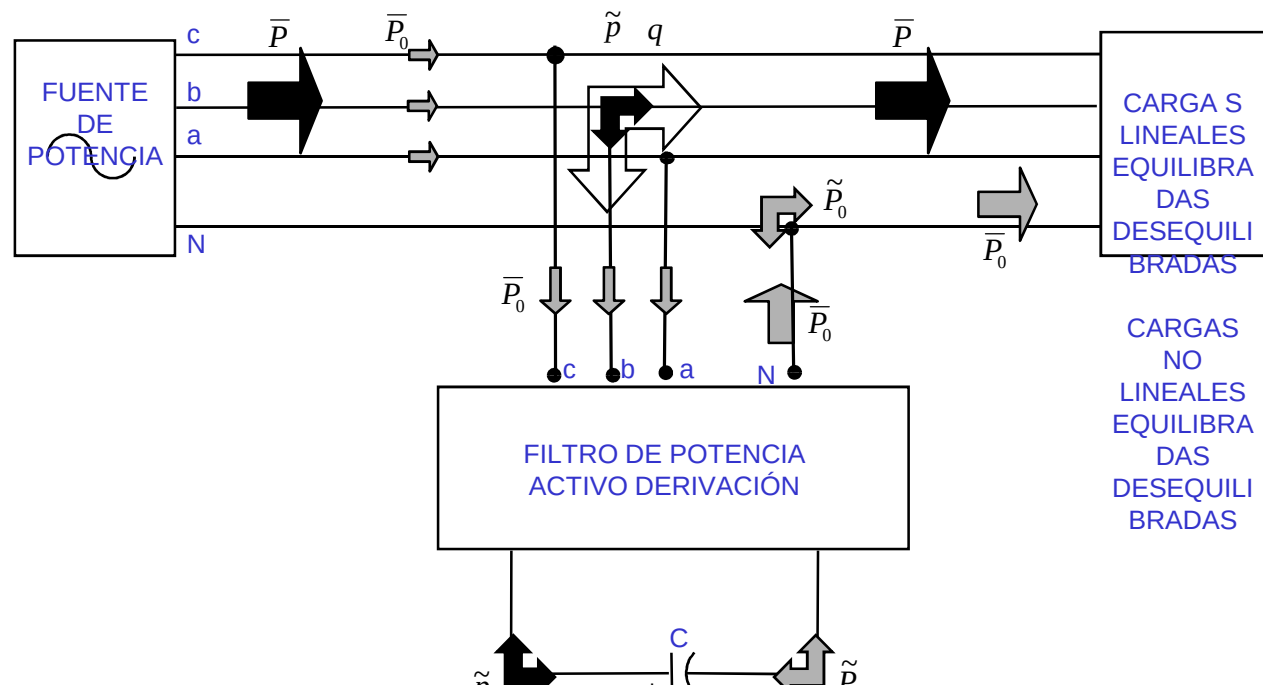
La mayoría de los filtros activos de potencia desarrollados se basan en la teoría de potencia instantánea activa y reactiva (método p-q) para calcular la corriente de compensación deseada.



■ Esta teoría fue propuesta por primera vez por Akagi y sus colaboradores en 1983. Inicialmente fue desarrollada solo para sistemas trifásicos sin conductor neutro y, posteriormente, Watanabe y Aredes la ampliaron para sistemas trifásicos de cuatro conductores.

■ Estrategia p-q.

La mayoría de los filtros activos de potencia desarrollados se basan en la teoría de potencia instantánea activa y reactiva (método p-q) para calcular la corriente de compensación deseada.



■ Esta teoría se basa en el dominio del tiempo, lo que la hace apropiada para el funcionamiento en régimen permanente y transitorio, así como para ondas genéricas de tensiones y corrientes del sistema de potencia, permitiendo el control de los filtros activos de potencia en tiempo real. Otra característica importante de esta teoría es la simplicidad de los cálculos, ya que solo precisa cálculos algebraicos.

■ Estrategia p-q.

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \text{ donde } : C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad q = \begin{bmatrix} q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} \equiv v \times i = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ i_\alpha & i_\beta \\ v_\beta & v_0 \\ i_\beta & i_0 \\ v_0 & v_\alpha \\ i_0 & i_\alpha \end{bmatrix}$$

$$p = u \cdot i = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_0 i_0 + v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad q = \|q\| = \sqrt{q_0^2 + q_\alpha^2 + q_\beta^2}$$

$$\left. \begin{aligned} p &= p_0 + p_e \\ p_0 &= v_0 i_0 \\ p_e &= v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \end{aligned} \right\} \quad \left. \begin{aligned} p_L &= \bar{p}_L + \tilde{p}_L \\ q_L &= \bar{q}_L + \tilde{q}_L \end{aligned} \right\}$$

$$\begin{bmatrix} i_{s0_{ref}} \\ i_{s\alpha_{ref}} \\ i_{s\beta_{ref}} \end{bmatrix} = \frac{\bar{p}_L + \bar{p}_{L0}}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} 0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$$

■ Estrategia p-q.

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \\ i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ i_\alpha & i_\beta \\ v_\beta & v_0 \\ i_\beta & i_0 \\ v_0 & v_\alpha \\ i_0 & i_\alpha \end{bmatrix}$$

✚ La teoría p-q utiliza una transformación (conocida como “Transformación de Clarke”) de un sistema de referencia estacionario de coordenadas $a-b-c$ a un sistema de referencia de coordenadas $\alpha-\beta-0$, también estacionario.

✚ La potencias instantáneas generalizadas, activa p y reactiva q , en términos de componentes $\alpha-\beta-0$, vienen dadas por las siguientes expresiones:

$$p = u \cdot i = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_0 i_0 + v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad q = \|q\| = \sqrt{q_0^2 + q_\alpha^2 + q_\beta^2}$$

$$\left. \begin{aligned} p &= p_0 + p_e \\ p_0 &= v_0 i_0 \\ p_e &= v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \end{aligned} \right\} \quad \left. \begin{aligned} p_L &= \bar{p}_L + \tilde{p}_L \\ q_L &= \bar{q}_L + \tilde{q}_L \end{aligned} \right\}$$

$$\begin{bmatrix} i_{s0_{ref}} \\ i_{s\alpha_{ref}} \\ i_{s\beta_{ref}} \end{bmatrix} = \frac{\bar{p}_L + \bar{p}_{L0}}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} 0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$$

■ Estrategia p-q.

$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$; donde: $C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix}$

$\begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ i_\alpha & i_\beta \\ v_\beta & v_0 \end{bmatrix}$

Las potencia activa instantánea trifásica, p , tiene dos componentes: la potencia activa instantánea de secuencia cero, p_0 , y la potencia activa instantánea debida a las componentes de secuencia positiva y negativa, p_e . De acuerdo con esto:

$$\left. \begin{aligned} p &= p_0 + p_e \\ p_0 &= v_0 i_0 \\ p_e &= v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \end{aligned} \right\}$$

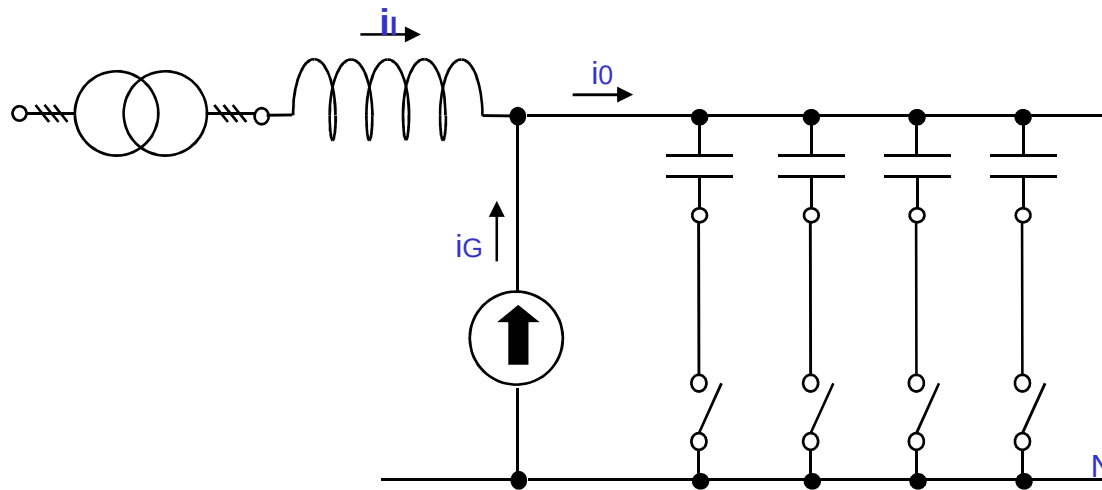
Además, cada componente de potencia tiene, a su vez, un valor medio o componente continua y un valor oscilante o componente alterna.

$$\left. \begin{aligned} p_L &= \bar{p}_L + \tilde{p}_L \\ q_L &= \bar{q}_L + \tilde{q}_L \end{aligned} \right\}$$

El objetivo es conseguir que la fuente proporcione únicamente la potencia activa constante demandada por la carga, . Adicionalmente, la fuente debe suministrar la potencia activa de secuencia cero. Entonces, las corrientes de referencia de la fuente en la referencia $\alpha\beta\text{-}0$ se pueden determinar por la expresión

$$\begin{bmatrix} i_{s0_{ref}} \\ i_{s\alpha_{ref}} \\ i_{s\beta_{ref}} \end{bmatrix} = \frac{\bar{p}_L + \bar{p}_{L0}}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} 0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}$$

■ *Topologías de filtros serie-paralelo*



■ Generalmente, es necesario incluir alguna impedancia entre la fuente y la planta del usuario. Una reactancia de entrada es la forma más barata de corregir la forma de onda de la tensión de línea, usando la circuitería activa del filtro activo de potencia, con una razonable generación del pico de potencia en el generador de corriente.

■ La compensación del factor de potencia determina la necesidad de un banco de condensadores controlados. Ambas impedancias conforman un filtro LC paso-bajo, con una frecuencia de corte variable, dependiente de la potencia reactiva de carga.



■ *Topologías de filtros serie-paralelo*

✚ La función del generador de corriente es conseguir eliminar todos los armónicos producidos en la carga e inyectar en la carga la corriente necesaria para mantener la tensión regulada y sinusoidal. **El principal problema del diseño es minimizar los valores instantáneos máximos de la potencia de salida del generador de corriente.** Este problema es el típico problema de programación lineal, donde las condiciones de frontera se obtienen a partir de las siguientes variables:

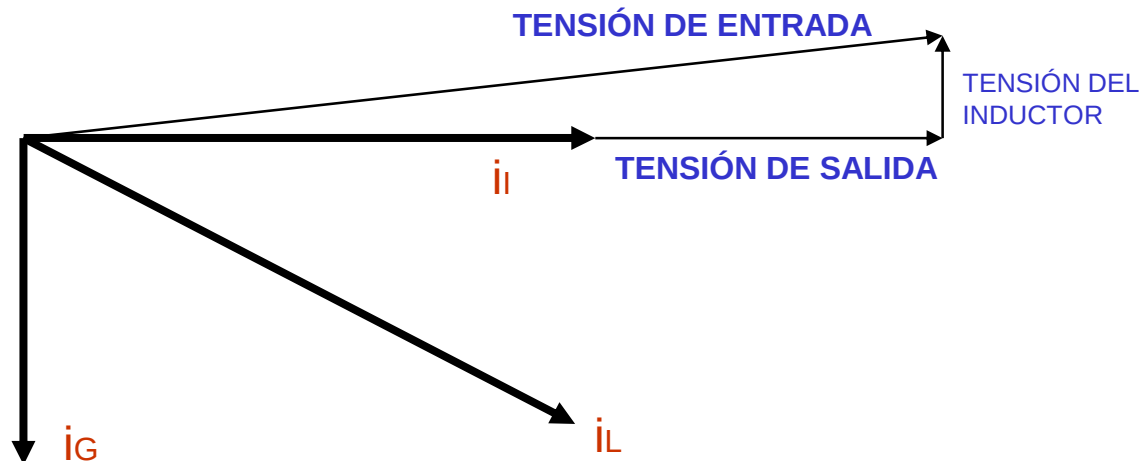
✚ *Máxima diferencia permitida de las tensiones en la red principal y en la planta del usuario.*

✚ *Mínimo factor de potencia capacitivo permitido*

✚ *Mínimo factor de potencia de la carga, sin compensación, y el número de condensadores controlados.*

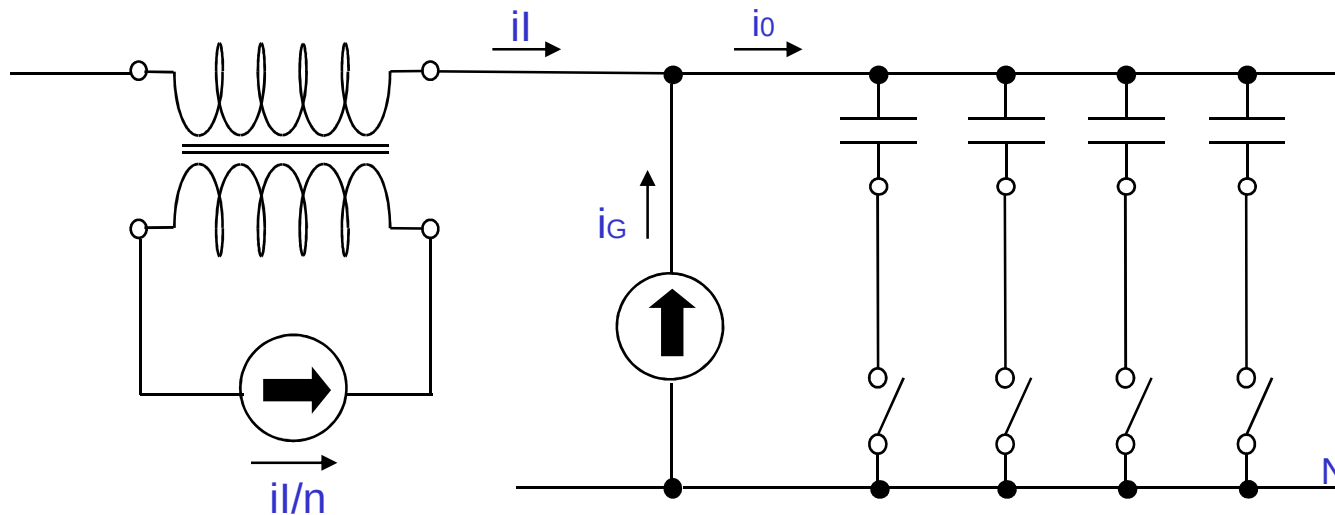
✚ *Máximo valor instantáneo de la distorsión de corriente en la carga.*

■ *Topologías de filtros serie-paralelo*



- Otros aspectos a tener en cuenta son las **funciones de coste**, tanto costes de fabricación como costes de adquisición, **en función del pico instantáneo de potencia de las inductancias de entrada y de los generadores de corriente**.
- Se puede mostrar que el generador de corriente controla la tensión de salida imponiendo una corriente en el nudo de salida igual a la suma de las siguientes componentes:
 - *Componente reactiva de la corriente de carga.*
 - *Todos los armónicos de la corriente de carga.*
- Esto es verdad si la tensión de salida tiene un desfase dependiente de la corriente de entrada. Siendo esta aproximadamente igual a la componente activa de la corriente de carga.

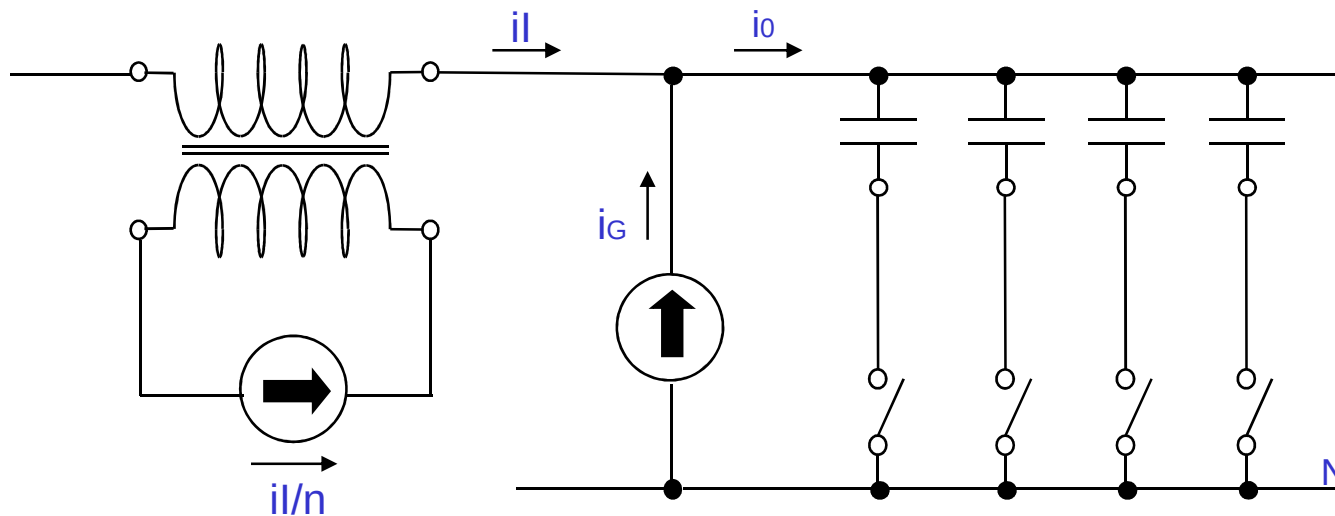
■ *Topologías de filtros serie-paralelo*



■ **El reemplazar la inductancia de entrada por un segundo generador de corriente permite regular de forma independiente las corrientes de entrada**, teniendo en cuenta cada una de las fases de la carga.

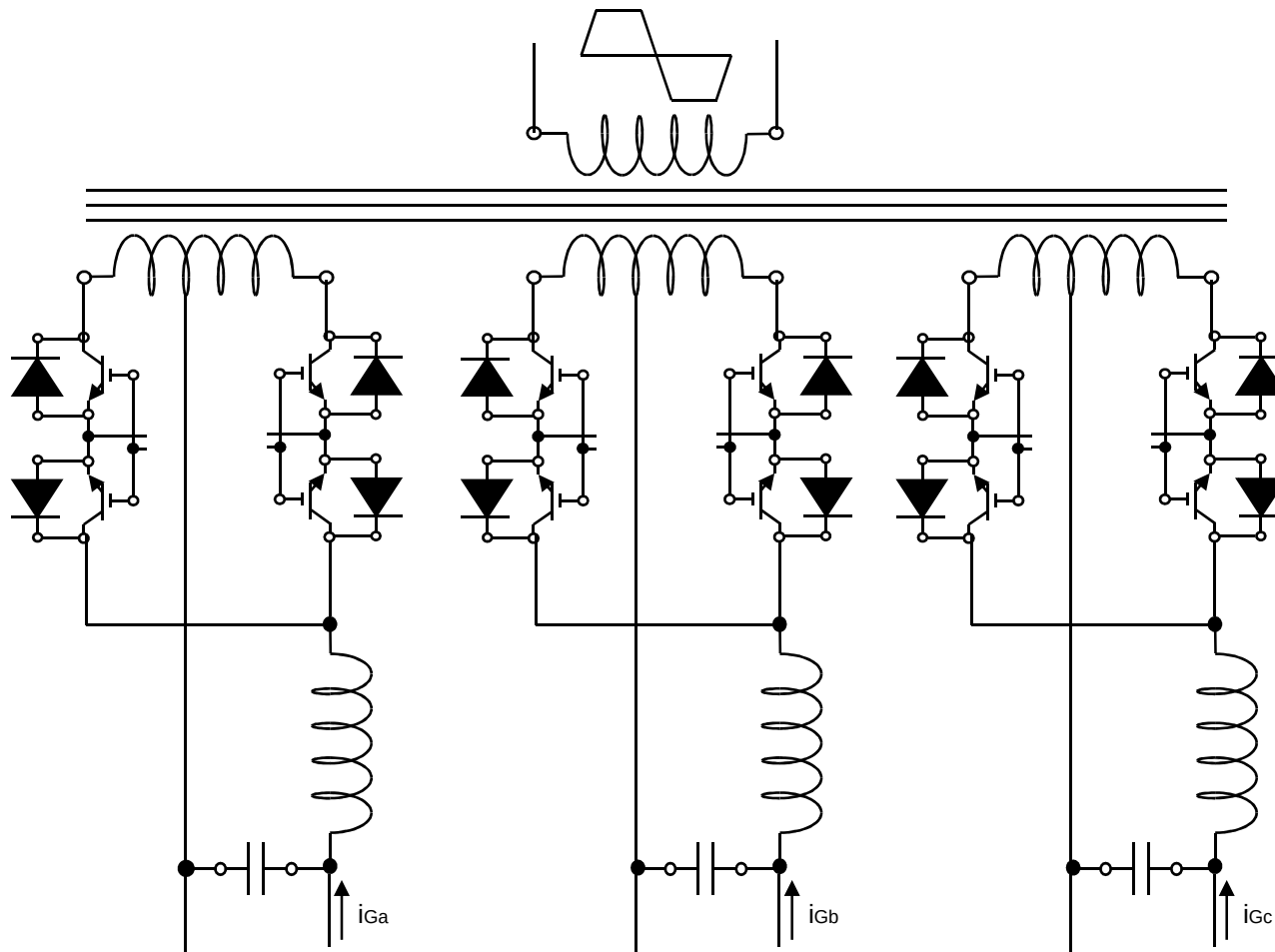
■ Para redes de potencia con elevados niveles de distorsión armónica, la referencia de tensión es, normalmente, inferior al 20% de la tensión nominal de entrada. En consecuencia, este convertidor se puede dimensionar para una potencia de entre un 10% a un 20% superior a la potencia nominal de la planta.

■ *Topologías de filtros serie-paralelo*

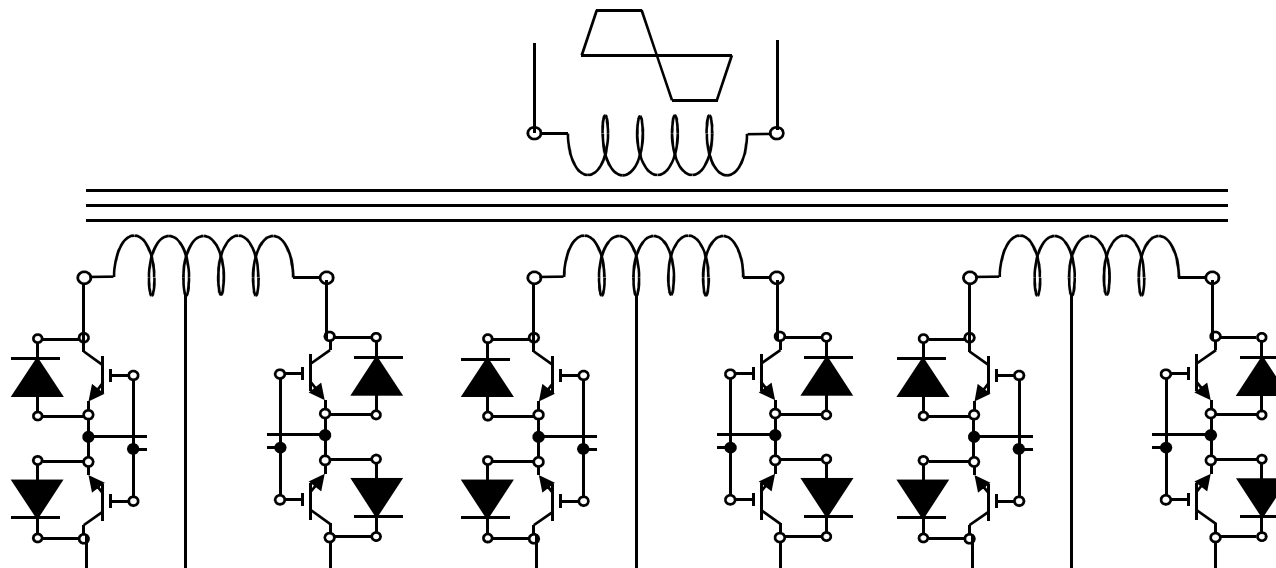


- El control del generador de corriente de entrada desarrolla las siguientes funciones:
- Imponer una forma de onda casi sinusoidal para la corriente de entrada.
- Control de la amplitud y fase con la finalidad de ser igual al primer armónico de la corriente de carga, con la compensación del factor de potencia.
- Ajustar la amplitud de la corriente de entrada con el fin de controlar la tensión del condensador de almacenamiento del convertidor de alta frecuencia DC-AC (potencia activa de entrada igual a la condición de potencia activa de salida).

■ *Cicloconvertidores regulados por un convertidor de alta frecuencia CC-CA.*

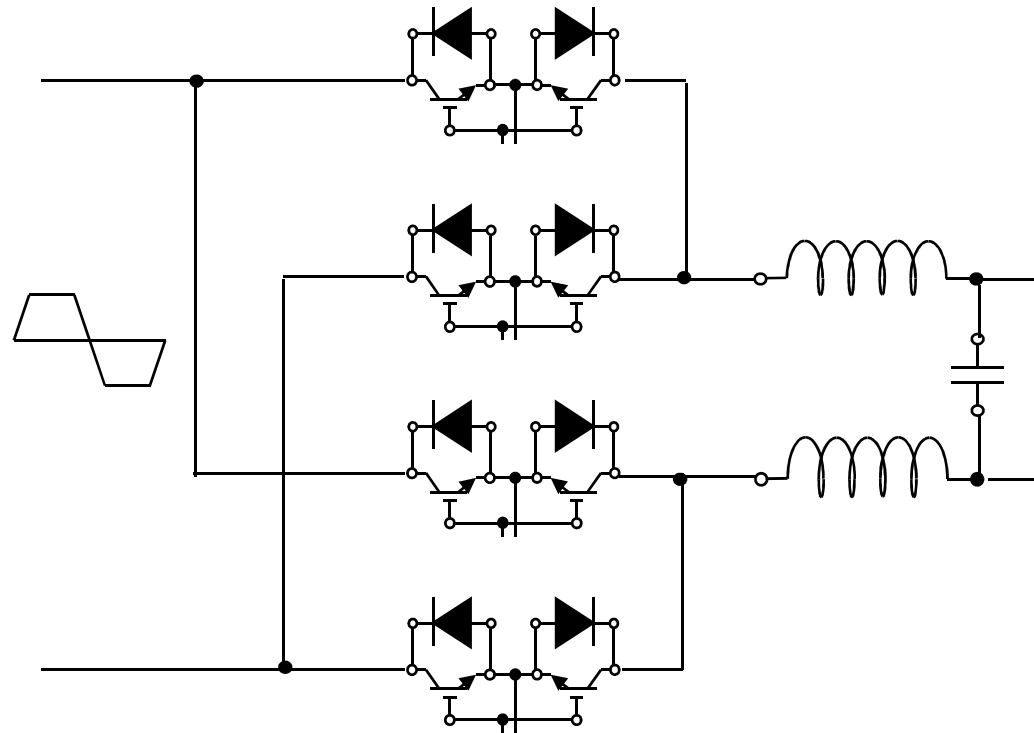


■ *Cicloconvertidores regulados por un convertidor de alta frecuencia CC-CA.*



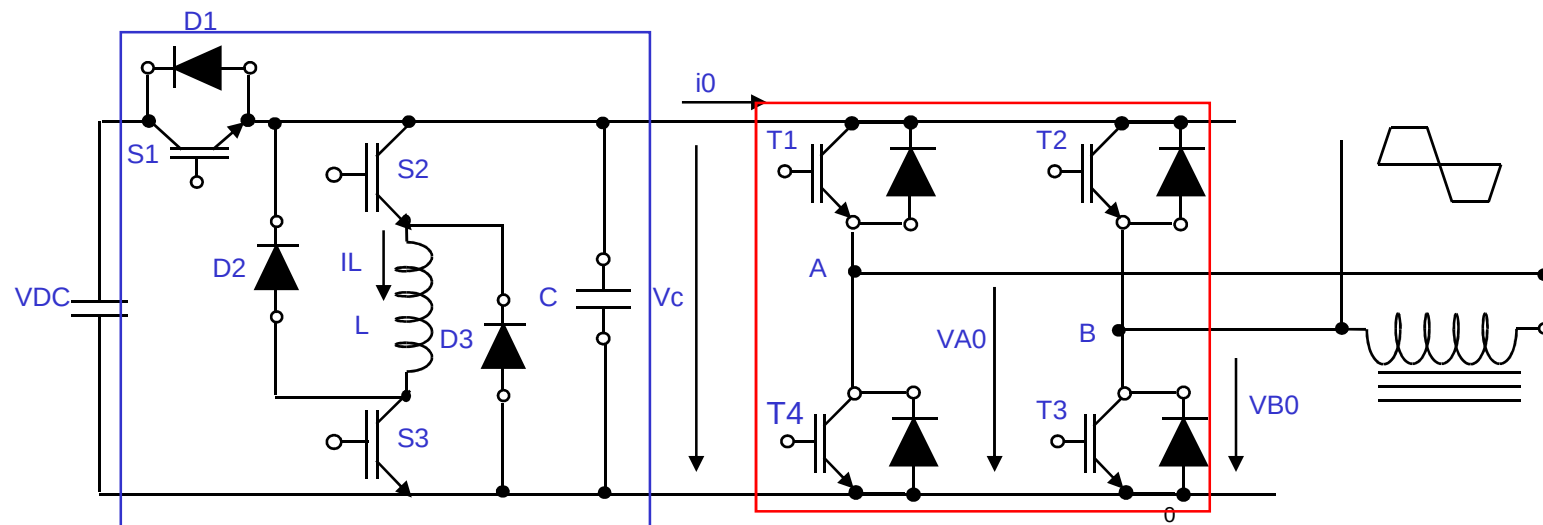
✚ Los seis generadores de corriente, relativos a las tres fases, son independientes e independientemente controlados. Cada generador de corriente paralelo es un cicloconvertidor alimentado por el secundario de un transformador de alta frecuencia donde esta presente una forma de onda trapezoidal, con una frecuencia constante (20 kHz – 50 kHz, dependiendo de la potencia nominal). La conmutación del dispositivo se desarrolla de forma síncrona a tensión cero. Los tres generadores de corriente están conectados a secundarios aislados del mismo transformador.

■ *Cicloconvertidores regulados por un convertidor de alta frecuencia CC-CA.*



Esquema de convertidor de potencia para generadores de corriente serie asociados a transformadores de frecuencia de línea.

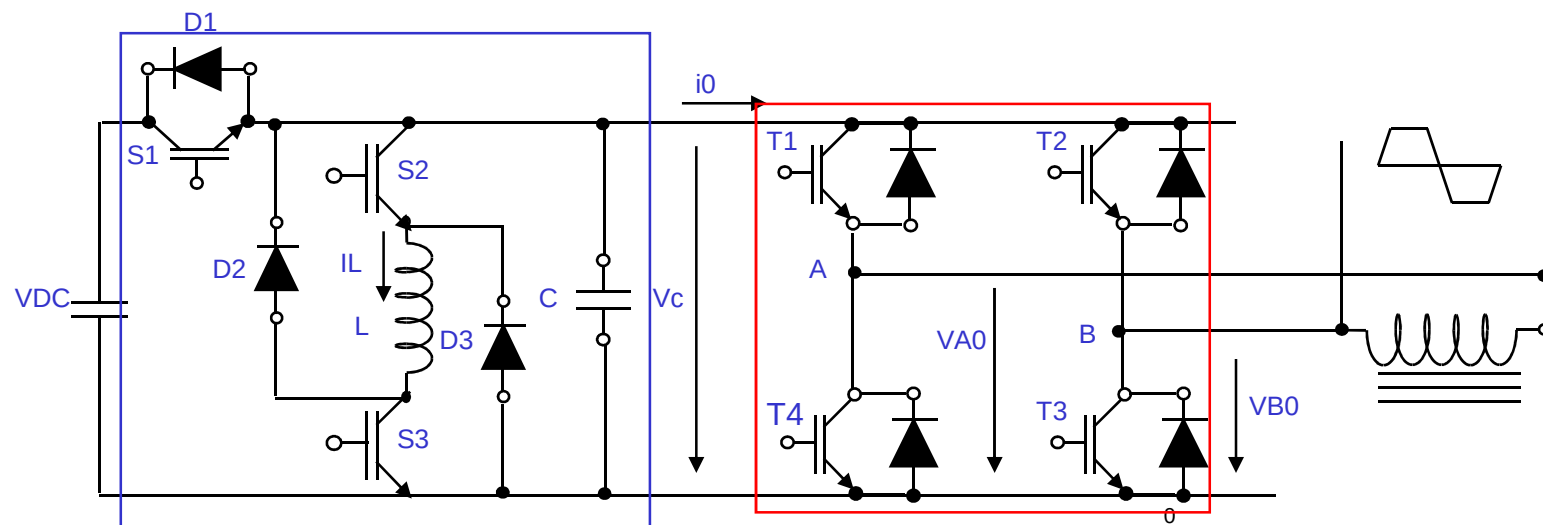
■ *Convertidor CC-CA de conmutación blanda*



■ El convertidor CC-CA de conmutación blanda, presenta tres secciones principales:

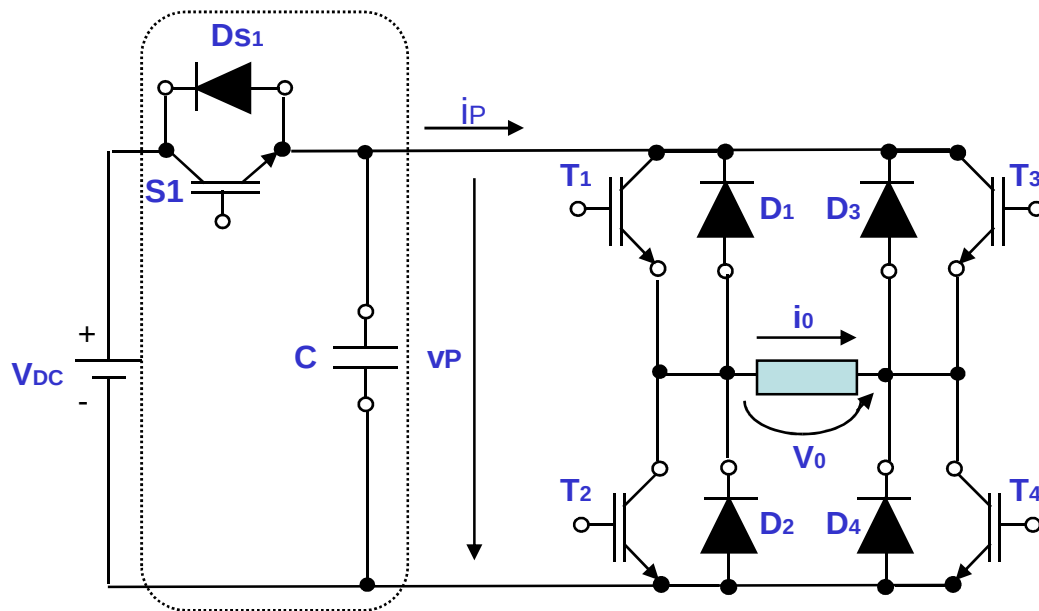
- El condensador de almacenamiento del filtro activo de potencia (VDC).
- La celda de conmutación blanda, conformada por los transistores S1 a S3, diodos D1 a D3, inductancia L y condensador C.
- Un convertidor CC-CA de puente completo.

■ *Convertidor CC-CA de conmutación blanda*



■ El proceso de conmutación blanda, llamada alimentación de entrada conmutada (*Switching Input Supply, SIS*), permite la conmutación a tensión cero de todos los transistores en el circuito del puente y una tensión de salida con un valor moderado de dv/dt . La conmutación a tensión cero es importante para reducir las pérdidas de conmutación de los dispositivos y para eliminar el ruido de conmutación y los picos. La reducción del ruido de conmutación y el valor moderado de dv/dt en la tensión de salida son aspectos muy importantes para reducir la interferencia electromagnética.

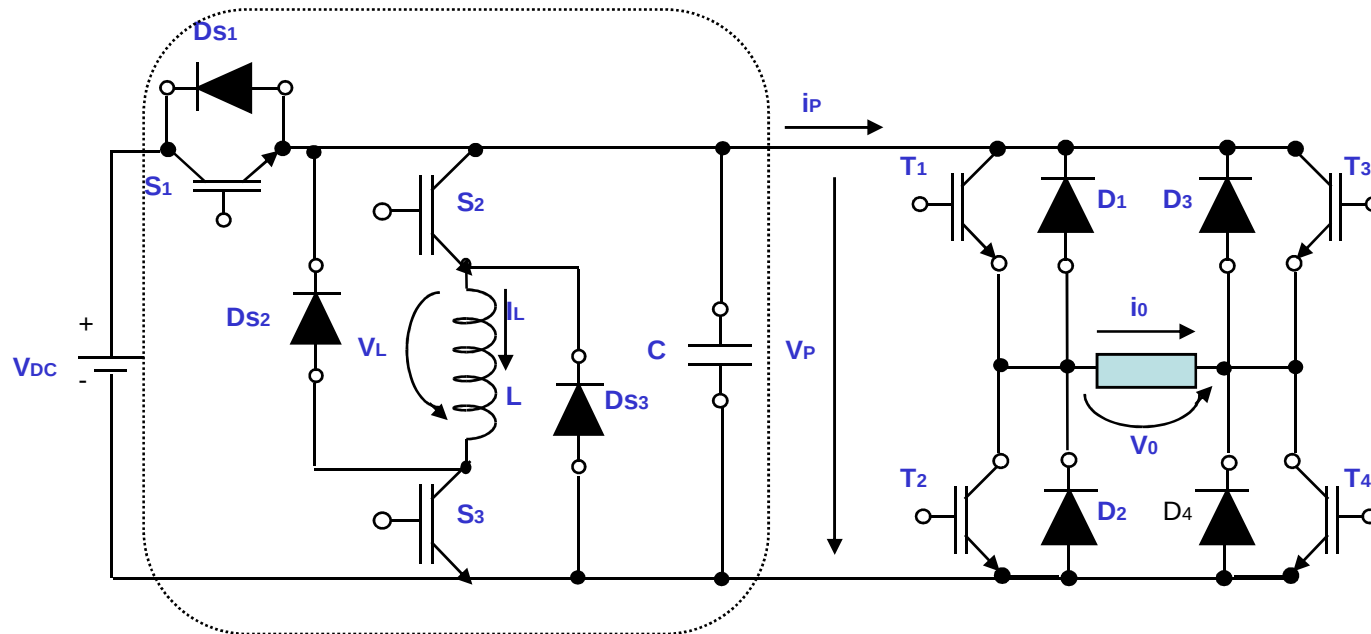
■ Convertidor CC-CA de conmutación blanda



■ La topología básica del circuito SIS (*Switching Input Supply*), se muestra en la *Figura*. El circuito de conmutación auxiliar está conformado por el transistor S1, el diodo Ds1 y el condensador C.

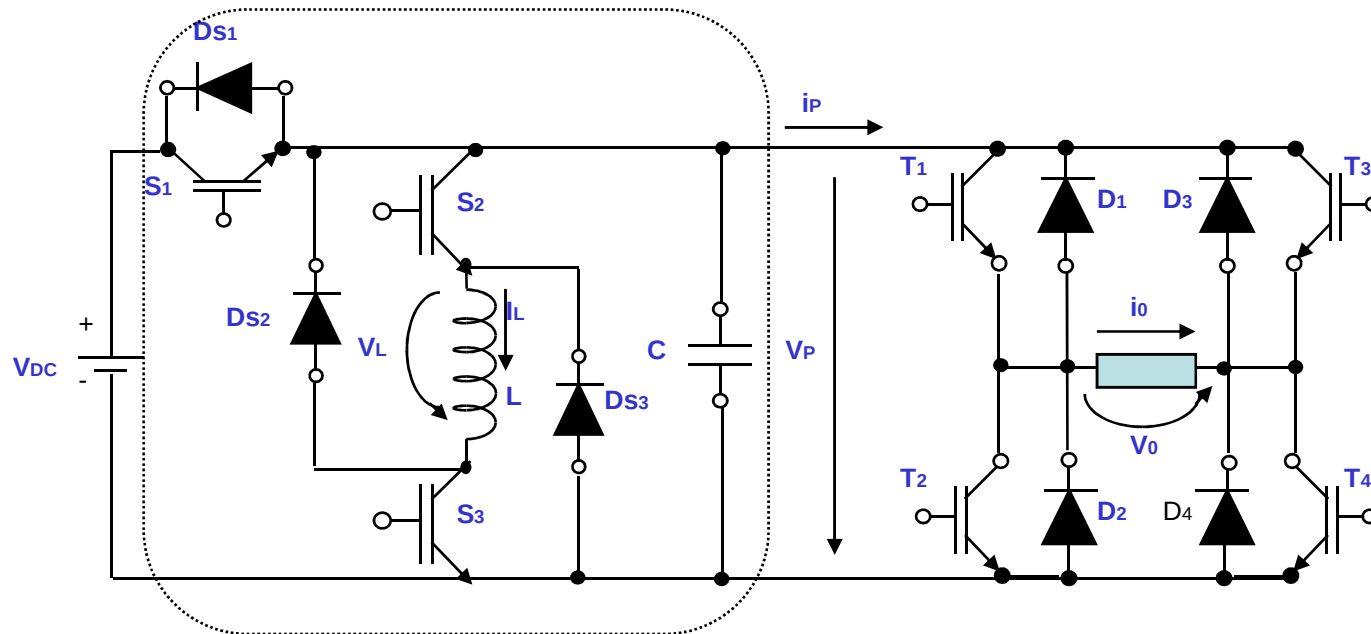
■ Considerando $i_P > 0$ y el transistor S1 encendido, la tensión de la fuente de corriente continua, V_{DC} , está conectada al convertidor y suministra la corriente de carga al puente convertidor. En consecuencia, el circuito SIS y el circuito convertidor se comportan como un inversor convencional en fuente de tensión (*Voltage Sourced Inverter, VSI*), ya que $V_P = V_{DC}$.

■ *Convertidor CC-CA de conmutación blanda*



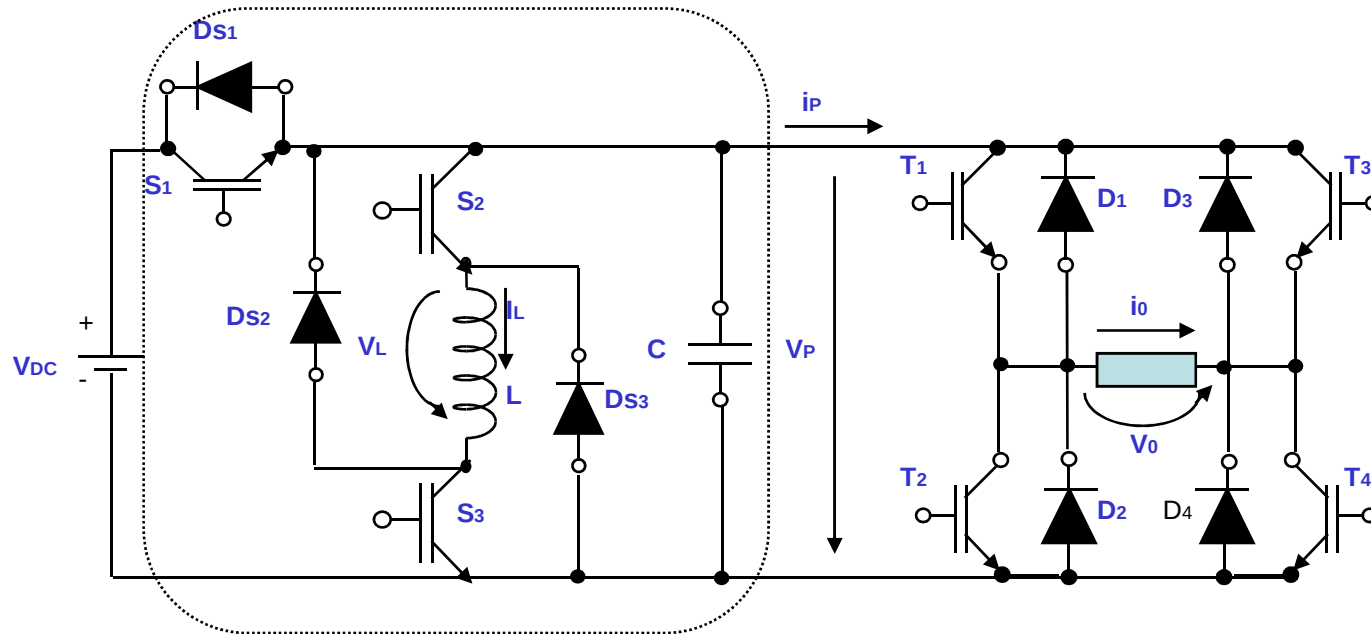
■ En las aplicaciones de alta potencia es importante disponer conjuntamente del máximo rango de trabajo y de eliminación de ruido. Este objetivo se puede alcanzar imponiendo una constante de tiempo para la carga y descarga del condensador, independiente de la corriente de carga. Utilizando un dispositivo auxiliar de almacenamiento de energía, y controlando el valor de la energía almacenada, se puede imponer una constante de tiempo de carga y descarga casi constante facilitando la operación de conmutación con tensión cero, siempre que la energía almacenada en la carga no sea suficiente para cargar el condensador.

■ *Convertidor CC-CA de conmutación blanda*



■ En este circuito, el proceso de conmutación es independiente de la corriente de carga. La inductancia auxiliar almacena la energía necesaria para cargar el condensador de conmutación. Cuando $i_P < 0$, $DS1$ conduce y $S1$ no conduce, la descarga del condensador C se produce por la conducción simultánea de $S2$ y $S3$. La corriente i_L se incrementa linealmente (ya que $v_L = V_{DC}$) hasta que el condensador se descargue completamente, es decir $v_P = 0$. Consecuentemente los transistores del inversor conmutan a tensión cero.

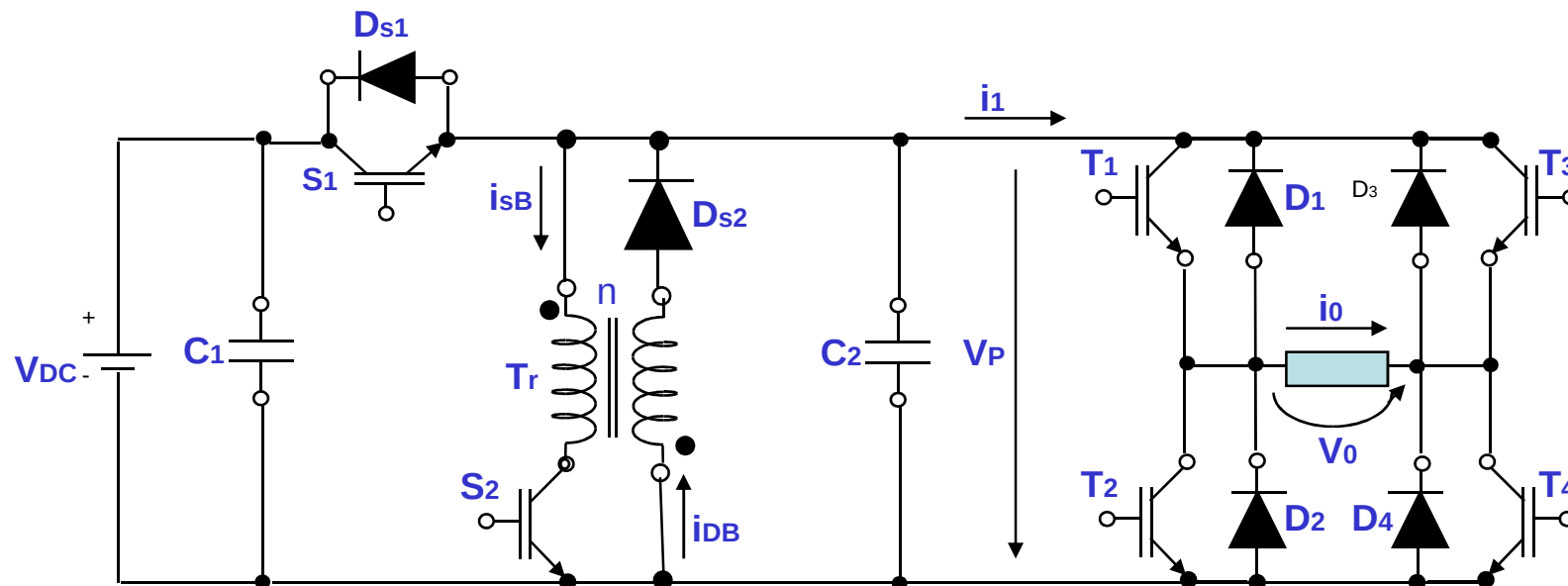
■ *Convertidor CC-CA de conmutación blanda*



Topología SIS con tres conmutadores auxiliares en un convertidor de puente completo.

■ Además, es necesario cargar el condensador C , apagando S_2 y S_3 . La corriente i_L circula por los diodos DS_2 y DS_3 y la energía almacenada en la inductancia L se transfiere al condensador C , hasta $V_P = V_{DC}$, y el circuito vuelve a las condiciones iniciales.

■ *Convertidor CC-CA de conmutación blanda*



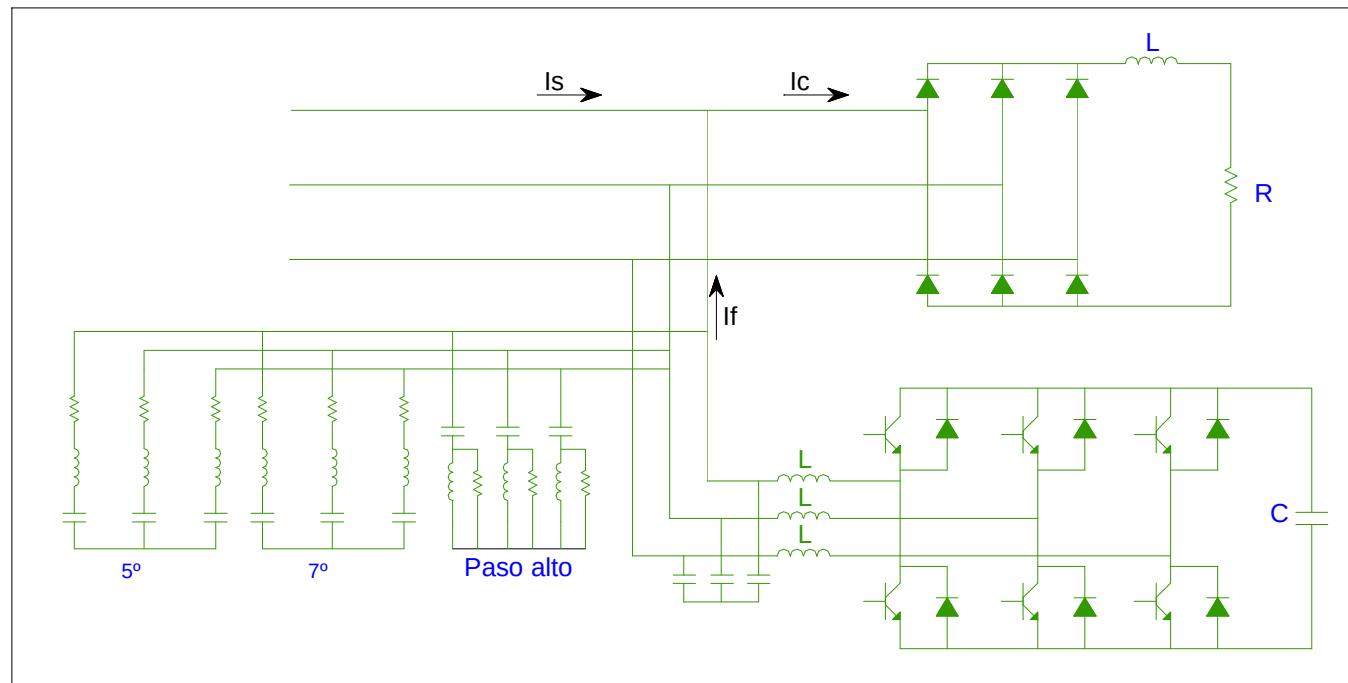
Topología SIS con dos conmutadores auxiliares (configuración “flyback”).

■ La *Figura*, muestra un circuito alternativo para el almacenamiento auxiliar de energía, con el mismo principio de funcionamiento, usando un número reducido de dispositivos semiconductores y un transformador, en una configuración similar a un convertidor “flyback”.

■ *Inconvenientes de los filtros activos*

- La gran potencia, intensidad, que tienen que manejar los elementos semiconductores que conforman el filtro.
- Los armónicos que se introducen en los pasos de corte a conducción o de conducción a corte de dichos elementos.
- La frecuencia de conmutación de los semiconductores que forman el inversor, disminuye cuando aumenta la potencia que han de manejar, lo que hace que la utilización de este tipo de filtros se vea restringida en el caso de altas frecuencias.
- Los filtros activos derivación presentan dos importantes inconvenientes. El primero es la elevada frecuencia del ruido conducido a la red de potencia debido a la conmutación dura de los circuitos IGBTs. No es fácil ni barato reducir el ruido de alta frecuencia, en la salida del convertidor, dentro del máximo nivel de las normas europeas, es decir en la banda de frecuencia de 1-10 MHz
- Otro inconveniente de los filtros derivación es el elevado coste de fabricación de los filtros activos de potencia, asociado a un beneficio limitado para los usuarios

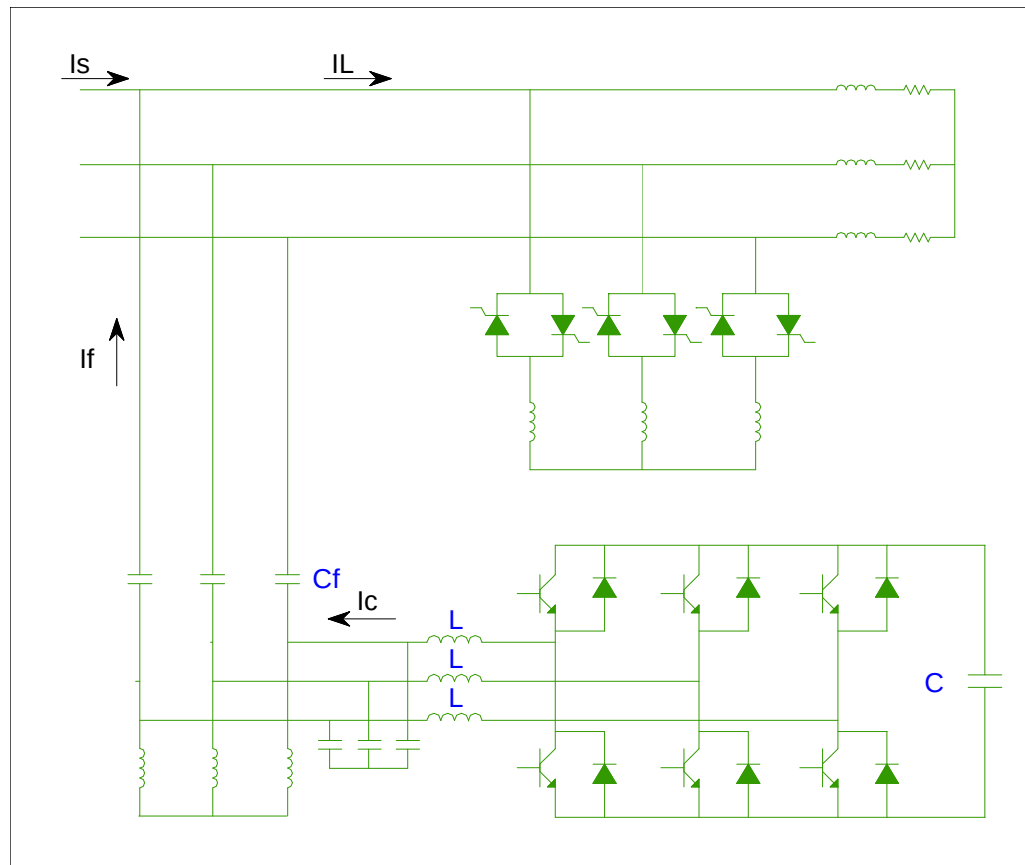
■ *Filtro activo paralelo combinado con un pasivo*



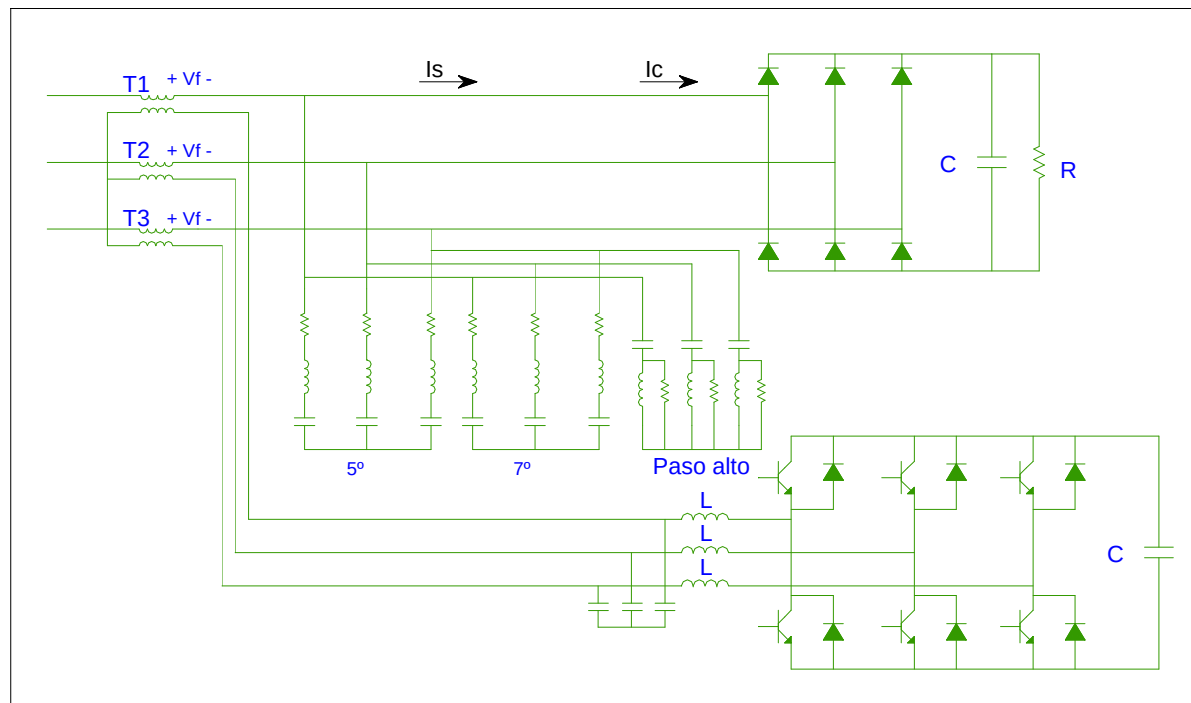
■ Con la finalidad de mejorar el funcionamiento del filtro activo paralelo, recientemente se han realizado trabajos en los que se combina un filtro activo paralelo con un filtro pasivo. En la *Figura*, se representa la estructura de este tipo de filtro, donde puede apreciarse que existen dos filtros pasivos sintonizados y un filtro pasivo pasa alto en paralelo con el filtro activo y con la carga.



■ *Filtro activo paralelo en paralelo con la inductancia del filtro pasivo sintonizado.*



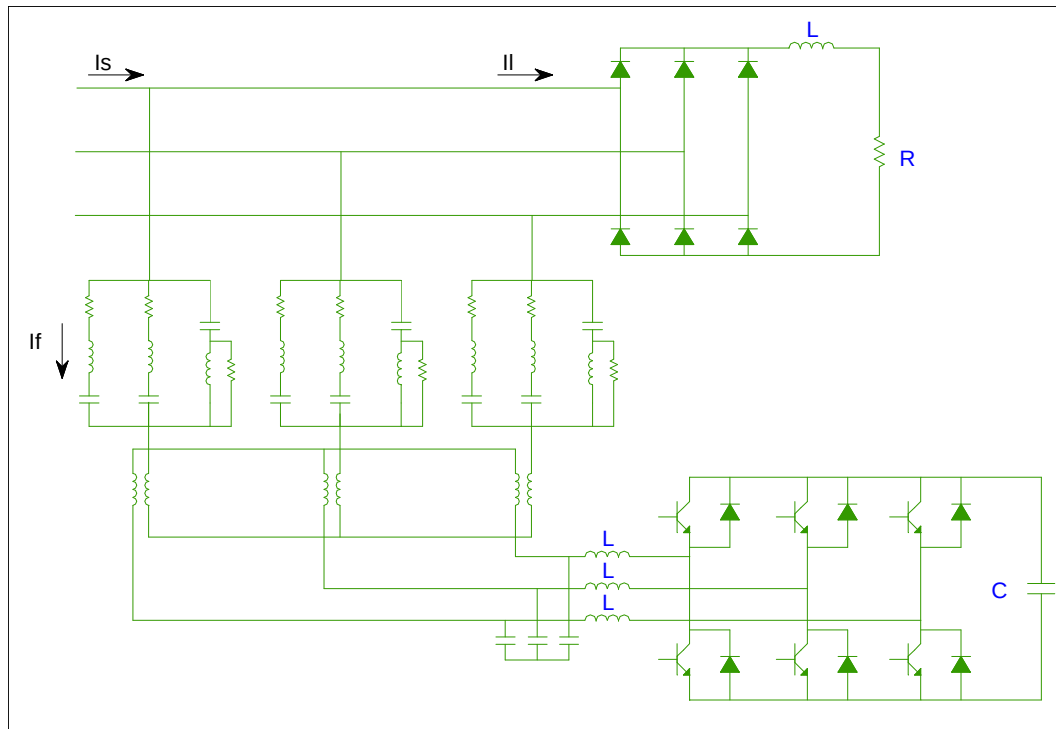
■ *Filtro activo serie combinado con filtro pasivo paralelo .*



■ El filtro pasivo filtra las componentes armónicas de la corriente y el filtro activo actúa como aislador armónico evitando que aparezca el efecto de amplificación armónica debido a la resonancia paralelo entre los filtros pasivos y la impedancia de red y evitando, así mismo, el efecto de resonancia serie entre los armónicos que pueda tener la tensión de la fuente y los filtros pasivos.

■ El filtro activo se comporta como un cortocircuito para la componente fundamental de corriente, mientras que ofrece una impedancia muy elevada a las componentes armónicas. El filtro serie es de mucha menos potencia que el filtro paralelo que habría que utilizar.

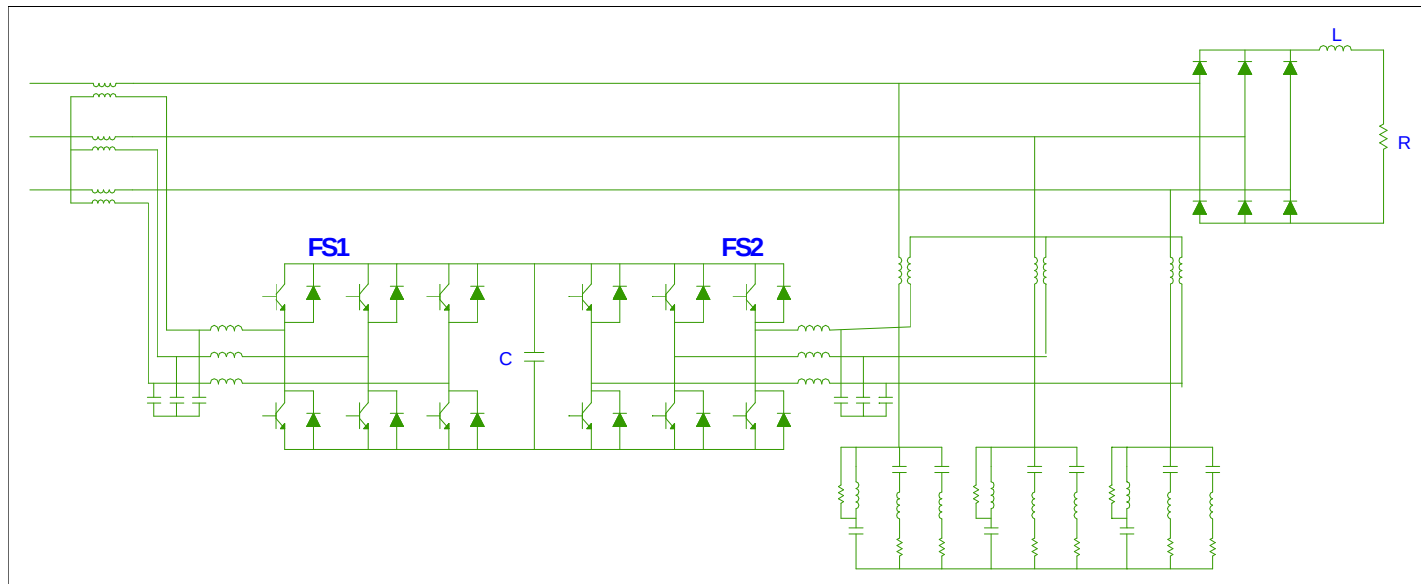
■ Filtro activo serie combinado con uno pasivo en paralelo con la carga



■ Esta solución consiste en conectar un filtro activo serie en serie con un filtro pasivo, estando el conjunto en paralelo con la carga. El filtro pasivo suprime las componentes armónicas de corriente producidas por la carga, el filtro activo mejora las características de filtrado del filtro pasivo.



■ Filtro activo serie con carga – activo serie con filtro pasivo



■ Esta solución, denominada también acondicionador de potencia de línea, es una topología reciente. Este sistema de filtrado consta de dos filtros activos serie, uno en serie con la carga (FS1), y otro en serie con el filtro pasivo (FS2). Ambos filtros están conectados al circuito de potencia a través de un transformador de corriente.