

COMPENSACION DEL FACTOR DE POTENCIA EN REGIMEN ALINEAL

Ings. Eugenio Tacconi y Carlos Corcione

Laboratorio de Electrónica Industrial Control e Instrumentación, Universidad Nacional de La Plata

RESUMEN

Quando se consideran ondas de tensión y corriente deformadas, es posible obtener una corriente de la misma forma y fase que la tensión, que transporta la potencia activa, y un residuo que completa la corriente total. En este caso puede ser insuficiente la compensación del factor de potencia tradicional con elementos reactivos debido a la aparición de términos de deformación.

Se sugiere un esquema del tipo inversor, que es capaz de introducir en la línea una corriente gobernada por una referencia, esta señal es obtenida a partir de la salida de un convertidor de corriente reactiva instantánea. La configuración presenta la propiedad de compensar diversos tipos de carga, a la vez de ser adaptable a los cambios en la misma.

INTRODUCCION

La utilización de controles electrónicos permite un manejo eficiente de potencia, debido al alto rendimiento que implican los dispositivos actuando en régimen de conmutación. Pero su empleo, comunmente viene acompañado con deformaciones en las ondas de corriente y tensión que tienden a empeorar el factor de potencia. A diferencia del caso sinusoidal, en el cual es posible compensar totalmente con elementos reactivos puros puestos en paralelo; con ondas deformadas no es factible, utilizando este método, obtener igual resultado [1]. Además existe el inconveniente adicional de los cambios frecuentes en las condiciones de excitación y carga, que lleva a esquemas donde la compensación se realiza conmutando reactancias en distintos ciclos de la tensión de línea [2].

Resulta importante partir de una adecuada definición de los distintos parámetros eléctricos, en especial de la potencia y corriente reactivas con ondas distorsionadas.

Analizando las propuestas de distintos investigadores podemos discernir entre dos líneas fundamentales: la basada en el dominio de la frecuencia, que utiliza la descomposición en armónicas de Fourier y la del dominio temporal. Cada una impone una instrumentación diferente para lograr la cuantificación necesaria de las magnitudes eléctricas; para la primera alternativa el desarrollo actual de la microcomputación hace posible el análisis frecuencial en tiempo real y a relativo bajo costo,

aunque tradicionalmente la segunda presenta las soluciones más sencillas.

En este sentido se han presentado circuitos que entregan señales mutuamente ortogonales proporcionales a la corriente activa y a la reactiva instantáneas [3, 4]. El presente trabajo muestra como esta información puede ser utilizada para comandar un circuito inversor de corriente capaz de contrarrestar la componente de corriente que no aporta energía consumida a la carga.

COMPONENTES ORTOGONALES

Se cita brevemente la forma en que pueden ser descompuestas la tensión o la corriente en componentes mutuamente ortogonales [3, 4, 5].

Si una corriente es proporcional a la tensión aplicada, cualquiera sea su forma:

$$i(t) = G \cdot v(t) \quad (E.1)$$

estamos en presencia de una carga resistiva pura, en la cual la totalidad de la corriente entrega energía al sistema que no será devuelto por este; podemos decir que:

$$i(t) \equiv ip(t) \quad (E.2)$$

siendo $ip(t)$ la corriente activa instantánea.

En cualquier otro caso, podemos no obstante encontrar una parte de la corriente instantánea total que tenga la misma forma que la tensión y que cumpla:

$$ip(t) = G \cdot v(t) \quad (E.3)$$

siendo:

$$G = \frac{P}{V^2} \quad (E.4)$$

P es la potencia activa y V es el valor eficaz de la tensión:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \quad (E.5)$$

$$V^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt \quad (E.6)$$

el valor eficaz de $i_p(t)$, a partir de (E. 3) y (E. 4) :

$$I_p = \frac{P}{V} \quad (E. 7)$$

también con (E. 3) y (E. 4) :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i_p(t) dt \quad (E. 8)$$

como $i_p(t)$ es responsable de toda la potencia activa, el resto de la corriente :

$$i_q(t) = i(t) - i_p(t) \quad (E. 9)$$

que denominaremos corriente reactiva total instantánea, no aporta potencia neta al sistema.

En efecto, con (E. 5) ; (E. 8) y (E. 9) :

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot (i_p(t) + i_q(t)) dt &= \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i_p(t) dt \quad (E. 10) \end{aligned}$$

$$\therefore \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i_q(t) dt = 0 \quad (E. 11)$$

indicando que $i_q(t)$ es ortogonal con $v(t)$ y en consecuencia con $i_p(t)$.

La $i_q(t)$ da origen a su valor eficaz I_q y la potencia reactiva total Q que cumplen con las siguientes ecuaciones :

$$I_q = \sqrt{I^2 - I_p^2} \quad (E. 12)$$

$$Q^2 = S^2 - P^2 \quad (E. 13)$$

siendo S la denominada potencia aparente dada por :

$$S = V \cdot I \quad (E. 14)$$

con (E. 12) ; (E. 13) y (E. 14) :

$$I_q = \frac{Q}{V} \quad (E. 15)$$

La corriente reactiva total puede ser a su vez descompuesta, dando origen a corrientes reactivas inductivas o capacitivas (que pueden compensarse

por medio de elementos reactivos puros) y a un resto llamado corriente residual (que necesita elementos alineales para su compensación).

No damos detalles de este último procedimiento, debido a que en este trabajo solo nos interesa el total de la corriente parásita.

Esta puede ser obtenida con un circuito basado en amplificadores operacionales y multiplicadores analógicos [4] como el que muestra la fig. 1.

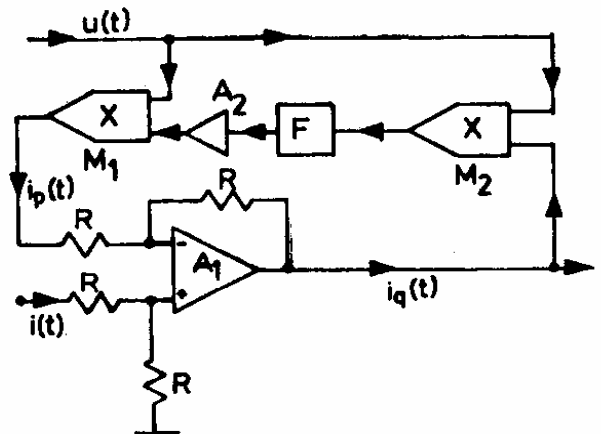


Fig. 1. Convertidor de corriente reactiva. M_1, M_2 : multipl.; A_1, A_2 : ampl.; F : filtro pasa bajos [4].

COMPENSACION DEL FACTOR DE POTENCIA

La compensación del factor de potencia se basa en la inyección de una corriente a la línea tal que sumada a la de carga, el generador vea solamente una corriente resistiva pura (fig. 2 (a)); tal es el caso de la compensación en régimen sinusoidal de una carga R-L mediante una capacidad C en paralelo (fig. 2 (b)).

Si se quiere generalizar el esquema de la fig. 2 (a) al caso de ondas deformadas y cargas variables en el tiempo se necesita la información de la magnitud y sentido de la corriente a compensar (i_q). Esta se puede obtener a partir de la salida del convertidor de corriente reactiva instantánea de la fig. 1. También debemos contar con un dispositivo capaz de inyectar y absorber corriente según el caso y cuya salida podamos gobernar a voluntad, pero tendrá que cumplir además la condición de no consumir energía, pues resulta inútil mejorar el factor de potencia aumentando la potencia activa consumida. La configuración sería entonces la mostrada en la fig. 3, donde un Convertidor de Corriente Reactiva (C.C.R.) sensa la tensión y la corriente en la carga y su salida, proporcional a la corriente reactiva total instantánea (i_q), es comparada con la señal proporcional a la corriente inyectada por el generador de corriente ($i'q$), este generador es controlado por el resultado de la

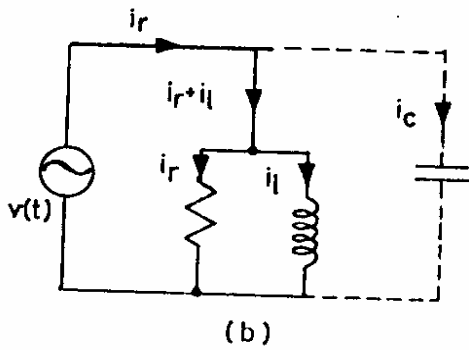
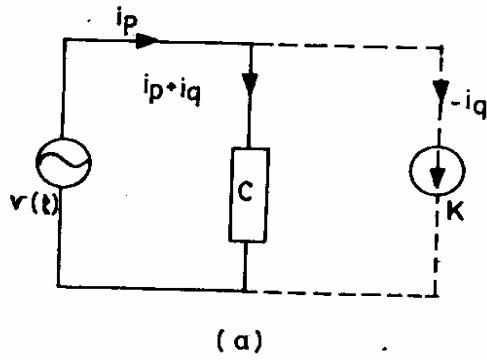


Fig. 2. Comp. del factor de pot. . (a) Esquema general. C: carga; K : comp. . (b) Carga R-L compensada mediante C paralelo.

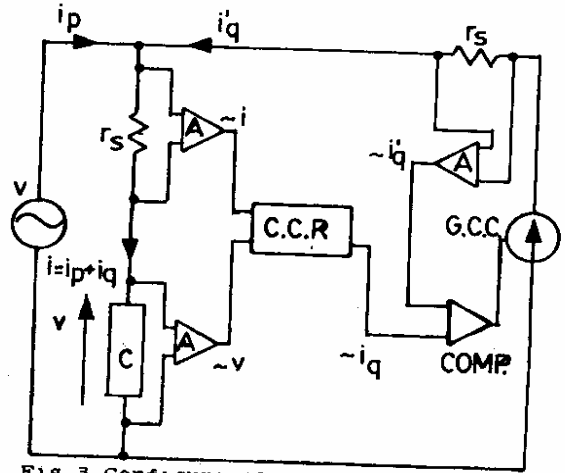


Fig. 3. Configuración básica. C: carga; A : amplif.; rs: resist. sensoras; Comp. : comparador; G. C. C. : gener. de corr. controlado.

mencionada comparación.

GENERADOR DE CORRIENTE

Debido al alto rendimiento requerido por esta etapa, se emplea un inversor de corriente conmutado; en la fig. 4. vemos su circuito simplificado. La tensión $v(t)$ representa la línea de alimentación en la cual se inyecta la corriente i_0 de salida. Las llaves L_1 y

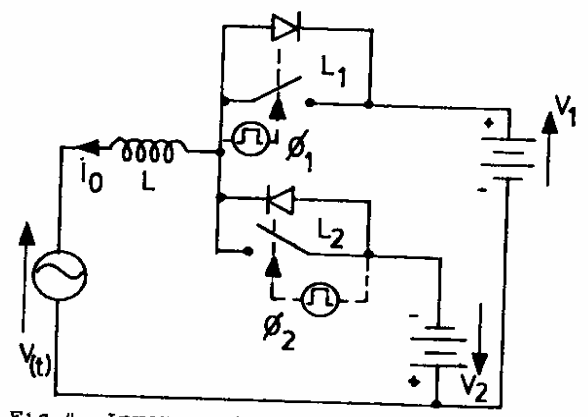


Fig. 4. Inversor de corriente

L_2 son comandadas por las señales de excitación ϕ_1 y ϕ_2 respectivamente cuya distribución en el tiempo apreciamos en la fig. 5. ; ϕ_2 es prácticamente la inversión de ϕ_1 , salvo el pequeño tiempo ΔT_c que asegura la no conducción simultánea evitando el corto circuito de las fuentes de tensión V_1 y V_2 a través de L_1 y L_2 .

Los diodos en paralelo con L_1 y L_2 permiten la circulación de la corriente en la inductancia en los instantes de no conducción de las dos llaves.

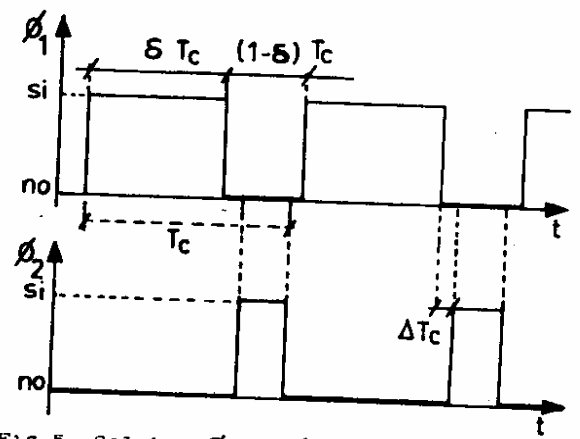


Fig. 5. Señales ϕ_1 y ϕ_2 .

El periodo T_c debe ser lo más pequeño posible comparado con el periodo de la tensión de línea para disminuir el rizado residual en la i_0 . La pendiente de i_0 depende del ciclo de trabajo δ ; de la inductancia L ; de la tensión $v(t)$ de línea y de las tensiones V_1 y V_2 .

En la fig. 6. tenemos representada la variación de la corriente de salida correspondiente a un periodo de conmutación (T_c). La variación Δi_{01} correspondiente a la conducción de L_1 esta dada por:

$$\Delta i_{01} = \frac{V_1 - v(t)}{L} \cdot \delta T_c \quad (E. 16)$$

para cada periodo T_c consideramos a

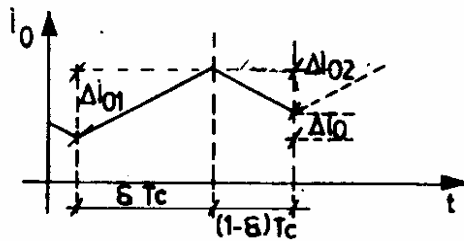


Fig. 6. Corriente en un periodo de conmutación (T_c).

$v(t)$ constante. Cuando conduce L_2 :

$$\Delta i_{o2} = - \frac{V_2 - v(t)}{L} \cdot (1-\delta) \cdot T_c \quad (E. 17)$$

en consecuencia la pendiente del ciclo completo :

$$\frac{\Delta i_o}{T} = \frac{\Delta i_{o1} + \Delta i_{o2}}{T} = \frac{(V_1 + V_2) \cdot \delta - V_2 - v(t)}{L} \quad (E. 18)$$

si $V_1 = V_2 = V_f$ nos queda :

$$\frac{\Delta i_o}{T} = \frac{V_f(2\delta - 1) - v(t)}{L} \quad (E. 19)$$

llamando al valor pico de la tensión de línea \hat{V} , la máxima pendiente positiva de la corriente de salida en el peor caso es :

$$\frac{\Delta i_o(\text{máx})}{T} = \frac{V_f(2\delta_{\text{máx}} - 1) - \hat{V}}{L} \quad (E. 20)$$

y la máxima negativa (peor caso) :

$$\frac{\Delta i_o(\text{máx})}{T} = \frac{V_f(2\delta_{\text{mín}} - 1) + \hat{V}}{L} \quad (E. 21)$$

Con (E. 20) y (E. 21) vemos que para lograr que i_o pueda seguir variaciones rápidas debe ser $\delta_{\text{máx}}$ cercano a 1 y $\delta_{\text{mín}}$ cercano a 0 ; V_f debe ser mayor que \hat{V} y L lo menor posible.

Igualando a 0 la (E. 19) obtenemos el δ necesario para hacer i_o constante , al cual llamamos δ_0 :

$$\delta_0 = \frac{\frac{v(t)}{V_f} + 1}{2} \quad (E. 22)$$

con este valor en la (E. 16) calculamos la variación pico a pico en un periodo T_c (rizado) :

$$\Delta i_o(p-p) = \left(1 - \left(\frac{v(t)}{V_f}\right)^2\right) \cdot \frac{V_f \cdot T_c}{2 \cdot L} \quad (E. 23)$$

De la (E. 23) vemos la necesidad de disminuir T_c y que la condición de L para obtener una buena pendiente se contraponen con el aumento en el rizado.

En el circuito de la fig. 4. se han colocado baterías para producir V_1 y V_2

; teniendo en cuenta que $v(t)$ no tiene valor medio y que el inversor de corriente suministra solo corriente reactiva, las mismas , en su conjunto , no aportarán más que las pérdidas en el inductor y las llaves . Si además imponemos la restricción de que la corriente reactiva no tenga valor medio , cada una por separado tendrá cero en su balance energético , de manera que podremos utilizar en lugar de las baterías , capacitores que , una vez cargados , solo habrá que reponerles la carga correspondiente a las pérdidas.

En el caso en que la corriente de salida (i_q) tenga componente continua se puede utilizar el circuito puente de la fig. 7 . El capacitor C_1 reemplaza a

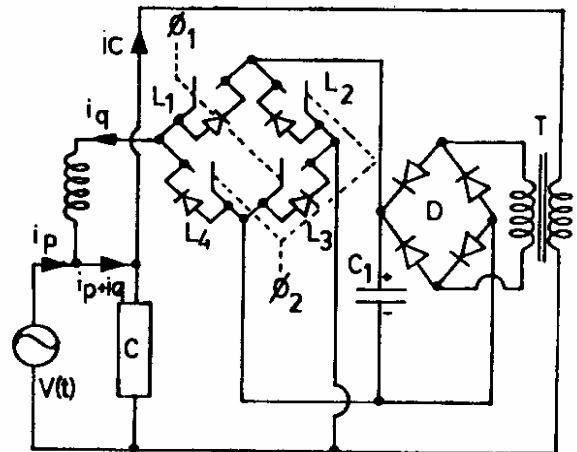


Fig. 7. Inversor de corr. tipo puente.

las baterías , las llaves L_1-L_3 y L_2-L_4 son excitadas por ϕ_1 y por ϕ_2 respectivamente ; se ha dibujado también el circuito de carga de C_1 , puesto por el transformador elevador T y el puente de diodos D . La pequeña corriente reflejada en el primario (i_c) forma parte de la corriente total de la carga , de manera que su componente reactiva también puede ser compensada por el sistema.

Se ha efectuado la prueba experimental de un pequeño modelo , siguiendo los lineamientos mostrados en la fig. 4 . Las señales de ϕ_1 y ϕ_2 son generadas a partir de la salida proporcionada por un modulador de ancho de pulso (circuito integrado 3524) mediante una lógica que introduce el retardo necesario entre conductiones sucesivas (ΔT_c) . Las llaves L_1 y L_2 están constituidas por transistores MOS de potencia ; los mismos fueron elegidos por sus excelentes características de conmutación y por que simplifican el circuito de excitación ; se debe tener en cuenta que estos deben funcionar flotantes con respecto al resto del control [6, 7] .

Una frecuencia de conmutación de 15 KHz ($1/T_c$) y una relación $V_f/\hat{V} > 2$; permitió compatibilizar una buena pendiente máxima en i_o con un bajo rizado ; se comprobó que el inversor de corriente era capaz de seguir

adecuadamente distintas señales referencias.

Se halla actualmente en realización un compensador basado en el inversor tipo puente.

CONCLUSIONES

La estrategia sugerida en este trabajo para la compensación del factor de potencia muestra ser apta para gran cantidad de casos, especialmente en cargas alineales y variables en el tiempo. Su principal limitación es de tipo tecnológico y se encuentra en las llaves utilizadas, que deben soportar una tensión varias veces superior a la de línea; manejar corrientes del mismo orden que la de carga y a la vez tener una alta velocidad de conmutación. La facilidad de conexión en paralelo que ofrecen los dispositivos MOS de potencia hace factible su uso con grandes corrientes, estando por el momento limitada su tensión máxima en el orden de los mil voltios.

REFERENCIAS

- [1] H. A. Banda Gamboa, "Potencia reactiva en circuitos con formas de onda complejas", Anales de las Jornadas en Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Quito, Ecuador, Vol. 6, p-p. 12-17, 1985.
- [2] S. R. Doradia; B. K. Patel, "A thyristor reactive power compensator for fast-varying industrial loads", Int. J. Electronics, 1981, Vol. 51, No. 6, p-p. 763-777, 1981.
- [3] N. L. Kusters; W. J. M. Moore, "On the definition of reactive power under non-sinusoidal conditions", IEEE Trans. Power App. Syst. Vol. PAS 99, p-p. 1845-1854, Sept. / Oct. 1980.
- [4] P. Filipinski; "A new approach to reactive current and reactive power measurement in nonsinusoidal systems", IEEE Trans. on Inst. and Measurement, Vol. IM-29, No. 4, p-p. 423-426, Dec. 1980.
- [5] C. H. Page, "Reactive power in nonsinusoidal situations", IEEE Trans. on Inst. and Measm. Vol. IM-29, No. 4, p-p. 420-423, Dec. 1980.
- [6] C. F. Christiansen, M. I. Valla, N. H. Martínez, "Wideband driver for power MOSFETs", Int. J. Electronics, Vol. 56, No. 3, p-p. 429-431, 1984.
- [7] C. F. Christiansen, N. H. Martínez, María I. Valla, "Mecanismos de disparo y circuitos de accionamiento para transistores MOSFET de estructura celular", Publicación LEICI 13-83-02, Dpto. de Electrotécnica Fac. de

Ingeniería, Universidad Nacional de La Plata, Argentina, 1983

BIOGRAFIA



CORCIONE, CARLOS ALBERTO., Nació en Pergamino, Argentina, el 12 de Febrero de 1956. Realizó sus estudios en la Universidad Nacional de la Plata, obteniendo el título de Ingeniero en Telecomunicaciones en 1980. Desde ese mismo año es

Miembro del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación de la U.N.L.P., efectuando mantenimiento y desarrollo de equipos, principalmente aplicados en física experimental. Actualmente es Jefe de Trabajos Prácticos en la Cátedra de Electrónica, Dpto. de Física, Facultad de Ciencias Exactas, U.N.L.P.