

POTENCIA REACTIVA EN CIRCUITOS CON FORMAS DE ONDA COMPLEJAS

HUGO A. BANDA G.
ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

RESUMEN

Se presentan algunas definiciones fundamentales y la discusión correspondiente a la potencia reactiva y a la potencia de distorsión, tercera componente del vector de potencia. Para aclarar la generación de potencia reactiva en circuitos con ondas distorsionadas se analiza un controlador de corriente alterna con carga resistiva, comparándose los resultados teóricos con los obtenidos experimentalmente, demostrándose con claridad la presencia de una componente reactiva inductiva neta, que es anulada por un capacitor externo, de valor óptimo.

INTRODUCCION

La Electrónica de Potencia emplea elementos semiconductores trabajando en régimen de conmutación para controlar con eficiencia el flujo de energía eléctrica, sin embargo, debido a la naturaleza repetitiva de la acción de conmutación, se producen ondas distorsionadas. Su contenido armónico a más de causar interferencias, puede ser responsable de los siguientes problemas:

- Reducción de la eficiencia en máquinas de inducción;
- Mayores pérdidas en las máquinas, aún en vacío (sin carga);
- Incremento de pérdidas en transformadores, capacitores, conductores y equipo de maniobra;
- Mayor requerimiento de potencia reactiva;
- Incremento en el pago de facturas por consumo de energía eléctrica; etc.

Durante los últimos años se han desarrollado diversos trabajos de investigación, tendientes a comprender y resolver las dificultades que en varios campos de aplicación, han ocasionado las ondas distorsionadas. Igualmente, se han realizado estudios con el objeto de aclarar ciertas definiciones fundamentales, permitiendo desarrollar a la par, la instrumentación necesaria para facilitar la cuantificación de importantes variables eléctricas, representadas por funciones complejas. Así, es posible hablar actualmente de medidores de verdadero valor RMS, factor de potencia, potencia reactiva compleja, potencia residual o de distorsión, etc.

Sin lugar a dudas, las que mayor polémica han causado entre los investigadores en este campo, han sido las definiciones de potencia reactiva y de distorsión. El presente trabajo plantea algunas definiciones fundamentales recopiladas de diversos trabajos de investigación, utilizando el análisis de Fourier y el análisis en el dominio del tiempo.

Para ilustrar su importancia, se presentan algunos ejemplos realizados experimentalmente, con su correspondiente análisis, resultados y conclusiones.

DISCUSION PRELIMINAR

Potencia se define como la relación de transferencia de energía con respecto al tiempo, y estrictamente hablando, solamente dos variables eléctricas pueden ser designadas con el término POTENCIA, la potencia instantánea y la potencia media, ya que cumplen con la definición y tienen la dimensión voltio por amperio. La cantidad comúnmente denominada POTENCIA APARENTE, también tiene la dimensión voltio por amperio, pero carece en absoluto de naturaleza física, es simplemente una figura de mérito que representa la capacidad de transferencia de energía de un sistema. Para distinguirla de las cantidades físicas reales (potencia media y potencia instantánea), en muchos casos se prefiere denominarla como VOLTAMPERIOS APARENTES. Igual cosa se puede decir de la cantidad usualmente denominada POTENCIA REACTIVA. No tiene relación con la disipación de energía, y clásicamente ha estado asociada con el almacenamiento de energía en campos eléctricos o magnéticos. Tiene dimensión voltio por amperio, y en muchos casos se la denomina VOLTAMPERIOS REACTIVOS.

Estas consideraciones, son importantes para el análisis de circuitos, ya que el principio de la conservación de la energía (TEOREMA de TELLEGEN), se aplica a la potencia media y a la potencia instantánea, en cambio el sumatorio de VOLTAMPERIOS REACTIVOS o APARENTES, en general, no es igual al respectivo valor presente a los terminales de entrada. (salvo en casos muy particulares).

VOLTAMPERIOS REACTIVOS Y DE DISTORSION

En los primeros años de la comercialización de la energía eléctrica, surgió la pregunta: ¿Debe pagar el usuario sólo por la energía consumida, o también se le debe cobrar por aquella energía que recibe durante un tiempo y luego la devuelve prácticamente intacta?. Si se considera que los costos de generación son iguales para la empresa, sea que se consuma totalmente, o que parte se la devuelva, la respuesta es evidente.

Había entonces que designar de algún modo a ésta energía que experimenta un vaivén entre la fuente y el circuito. Aunque el término "potencia" no es muy apropiado, se popularizó la expresión "potencia reactiva".

Para definir más exactamente lo que se entiende por potencia reactiva, de tal modo que sea posible calcularla con la misma exactitud que la potencia media, pareció lógico

acudir a una formulación razonable, haciendo referencia al diagrama vectorial de las funciones sinusoidales del voltaje y la corriente a los terminales de entrada del circuito. El defasaje entre el voltaje y la corriente incide directamente en la reducción de la potencia real y en el incremento de la "potencia reactiva".

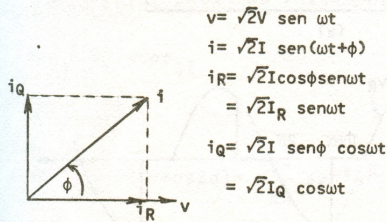


FIG. 1. Descomposición fasorial de la corriente para cálculo de potencia real y voltamperios reactivos.

Partiendo de la definición de potencia media se tiene

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (\sqrt{2}V \text{ sen } \omega t) [\sqrt{2}I \text{ sen } (\omega t + \phi)] \cdot d\omega t \quad (E.1)$$

$$P = V \cdot I \cos \phi = V \cdot I_R \quad (E.2)$$

La potencia media resulta ser igual al producto de los valores RMS del voltaje y de la componente de la corriente que está en fase con el voltaje. Resultó entonces, natural elegir, a modo de definición arbitraria, al producto de los valores RMS del voltaje y de la componente de corriente que está en cuadratura con el voltaje, como definición de "potencia reactiva" o "potencia devatada". [1]

$$Q = V \cdot I_Q = V \cdot I \text{ sen } \phi \quad (E.3)$$

Las componentes P y Q, forman el denominado FASOR DE POTENCIA, cuya magnitud se la designó como potencia aparente.

$$S = (P^2 + Q^2)^{\frac{1}{2}} = V \cdot I \quad (E.4)$$

Hasta aquí se pueden extraer dos conclusiones:

- Los voltamperios reactivos están asociados con el defasaje existente entre la corriente y el voltaje.
- Para el cálculo de la potencia media y de los voltamperios reactivos se puede utilizar la descomposición fasorial de la corriente, tomando el fasor del voltaje como uno de los ejes de proyección.

Desde el punto de vista actual, se pueden producir defasajes entre la corriente y el voltaje, ya sea por la presencia en el circuito de elementos reactivos lineales (capacitores, inductores), o por la acción de los elementos de estado sólido para conmutación de potencia (transistores, tiristores, diodos). Consecuentemente, en el caso general, en que se tengan dispositivos de acción no-lineal, que produzcan distorsiones los voltamperios reactivos NO NECESARIAMENTE estarán asociados con el almacenamiento

de energía en campos de fuerza.

Utilizando el análisis de Fourier, para el caso general, se obtiene, [2]

$$v(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2}V_n \text{ sen}(n\omega t + \psi_{vn}) \quad (E.5)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \sqrt{2}I_m \text{ sen}(m\omega t + \psi_{im}) \quad (E.6)$$

$$S = V \cdot I = \left[\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} V_n^2 \cdot I_m^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (E.7)$$

$$P = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \cos \phi_n \quad (E.8)$$

De donde, se define la "potencia reactiva", como una componente en cuadratura con P, de conformidad con la teoría clásica. [3]

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \text{sen } \phi_n \quad (E.9)$$

donde,

$$\phi_n = \psi_{vn} - \psi_{in} \quad (E.10)$$

Un simple análisis a las expresiones de S, P y Q, demuestra que en el caso general, no se cumple la relación correspondiente al fasor de potencia.

$$S^2 \neq P^2 + Q^2 \quad (E.11)$$

Esto conlleva a definir un VECTOR de POTENCIA, cuya tercera componente ortogonal se la ha denominado VOLTAMPERIOS de DISTORSION, VOLTAMPERIOS RESIDUALES, o más comúnmente "POTENCIA de DISTORSION".

$$D = [S^2 - P^2 - Q^2]^{\frac{1}{2}} \quad (E.12)$$

$$D = \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} [V_n^2 I_m^2 - V_n V_m I_n I_m \cos(\phi_n - \phi_m)] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (E.13)$$

$$\phi_n = \psi_{vn} - \psi_{in}$$

$$\phi_m = \psi_{vm} - \psi_{im}$$

Como se puede ver, los resultados obtenidos aplicando el análisis en el dominio de la frecuencia, son bastante complejos y encierro modo dificultan la instrumentación o la limitan a casos especiales.

Un método alternativo, para análisis de potencia en el dominio del tiempo, fue introducido por Fryze y desarrollado por otros investigadores [3,4,5,6]. Consiste en descomponer analógicamente la corriente, en componentes ortogonales, tomando como referencia la onda de voltaje.

$$i = i_p + i_Q + i_D \quad (E.14)$$

$$i_p = \frac{P}{V^2} \cdot v \quad (E.15)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v \cdot i \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T v \cdot i_p \cdot dt \quad (E.16)$$

$$P = V \cdot I_p \quad (E.17)$$

$$I_p^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_p^2 \cdot dt \quad (E.18)$$

$$i_Q = -\frac{Q}{V^2} H\{v\} \quad (E.19)$$

$$H\{f(t)\} = \frac{1}{T} \text{V.P.} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau)}{\tau-t} \cdot d\tau \quad (E.20)$$

V.P. representa el valor principal de la integral de la transformada de HILBERT. En la transformada de Hilbert de una función periódica $f(t)$, se preserva el valor RMS de la función.

$$\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T [H\{f(t)\}]^2 \cdot dt \quad (E.21)$$

Las funciones $f(t)$ y $H\{f(t)\}$, son mutuamente ortogonales.

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T v \cdot H\{i\} \cdot dt = -\frac{1}{T} \int_0^T i \cdot H\{v\} \cdot dt \quad (E.22)$$

$$Q = V \cdot I_Q \quad (E.23)$$

Una vez obtenidas: i_p , en fase con v ; i_Q en cuadratura con v ; para obtener i_D simplemente se busca el residuo,

$$i_D = i - i_p - i_Q \quad (E.24)$$

Las tres componentes resultan mutuamente ortogonales:

$$\int_0^T i_D \cdot i_p \cdot dt = \int_0^T i_p \cdot i_Q \cdot dt = \int_0^T i_Q \cdot i_D \cdot dt = 0 \quad (E.25)$$

Por lo tanto,

$$I^2 = I_p^2 + I_Q^2 + I_D^2 \quad (E.26)$$

$$D = V \cdot I_D \quad (E.27)$$

Resultando que la potencia aparente está dada por,

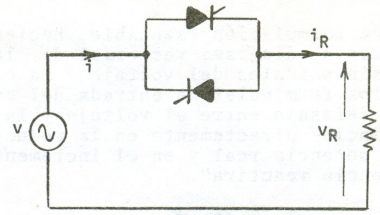
$$S^2 = V^2 (I_p^2 + I_Q^2 + I_D^2) = V^2 \cdot I^2 \quad (E.28)$$

Con lo que demuestra que hay una equivalencia, entre el análisis en el dominio del tiempo y el análisis en el dominio de la frecuencia.

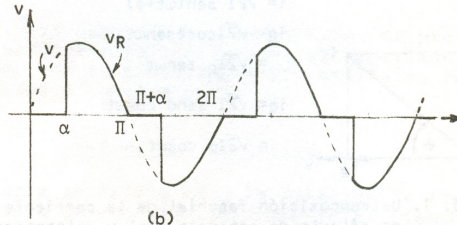
Aún en este caso, los sistemas analógicos para la descomposición de corrientes todavía resultan bastante complejos y los tiempos para la estabilización de lectura, son relativamente grandes; es de esperar que con el avance tecnológico, la complejidad de la instrumentación pueda simplificarse. [7]

GENERACION DE VOLTAMPERIOS REACTIVOS EN CIRCUITOS NO-LINEALES

Como ejemplo ilustrativo se analizará un controlador de corriente alterna, alimentando una carga resistiva.



(a)



(b)

FIG. 2. Controlador de corriente alterna.

- a) Circuito básico.
b) Formas de onda.

A los tiristores se los considera con pérdidas despreciables, la fuente entrega voltaje sinusoidal puro, y su impedancia de salida es despreciable.

$$v = \sqrt{2}V \cdot \text{sen} \omega t \quad (E.29)$$

$$i = i_R = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega t \leq \alpha \\ \frac{\sqrt{2}V}{R} \text{sen} \omega t & \alpha \leq \omega t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t \leq (\pi + \alpha) \\ \frac{\sqrt{2}V}{R} \text{sen} \omega t & (\pi + \alpha) \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (E.30)$$

Si se representa la corriente por serie de Fourier, se tiene,

$$i = \sum_{n=1}^{\infty} (A_{in} \cos n\omega t + B_{in} \text{sen} n\omega t) \quad (E.31)$$

De donde, resultan de interés A_{i1} y B_{i1} .

$$A_{i1} = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi R} (\cos 2\alpha - 1) \quad (E.32)$$

$$B_{i1} = \frac{\sqrt{2}V}{\pi \cdot R} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \text{sen} 2\alpha) \quad (E.33)$$

$$C_{i1} = (A_{i1}^2 + B_{i1}^2) = \sqrt{2} I_1 \quad (E.34)$$

$$\cos \psi_{i1} = \frac{B_{i1}}{C_{i1}} \quad (E.35)$$

$$\text{sen} \psi_{i1} = \frac{A_{i1}}{C_{i1}} \quad (E.36)$$

De acuerdo con las definiciones dadas, se pueden escribir las siguientes relaciones para la potencia media:

$$P = V \cdot I_1 \cos \psi_{i1} \quad (E.37)$$

$$P = V \cdot \frac{B_{i1}}{\sqrt{2}} \quad (E.38)$$

$$P = \frac{V^2}{\pi R} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha) \quad (E.39)$$

Igualmente, para los voltamperios reactivos, se tiene,

$$Q = -V \cdot I_1 \cdot \sin \psi_{i1} \quad (E.40)$$

$$Q = -V \cdot \frac{A_{i1}}{\sqrt{2}} \quad (E.41)$$

$$Q = \frac{V^2}{2\pi R} (1 - \cos 2\alpha) = \frac{V^2}{\pi R} \sin^2 \alpha \quad (E.42)$$

La ecuación (E.42), indica que a los terminales de la fuente, aparece una componente reactiva de carácter inductivo, debido al signo de la expresión.

$$S = \frac{V^2}{R} \frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)^{\frac{1}{2}} \quad (E.43)$$

$$S = \left[\frac{V}{R} \cdot \frac{B_{i1}}{\sqrt{2}} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (E.44)$$

De las expresiones anteriores, se puede obtener la potencia de distorsión.

$$D = \frac{V^2}{R} \left\{ \frac{1}{\pi} [\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{2} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha)^2] - \frac{1}{4\pi} (1 - \cos 2\alpha) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (E.45)$$

$$D = V \left[\frac{V}{R} \cdot \frac{B_{i1}}{\sqrt{2}} - \left(\frac{A_{i1}}{\sqrt{2}} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (E.46)$$

Finalmente, el factor de potencia que presenta el circuito a los terminales de la fuente, está dado por,

$$f_p = \left\{ \frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (E.47)$$

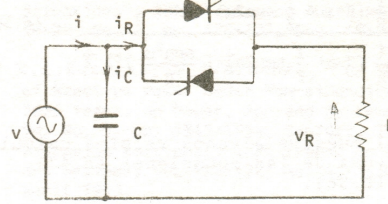
Ahora, si se conecta un capacitor a los terminales de entrada del circuito, seleccionando un valor óptimo, se podrá compensar la componente reactiva inductiva, mejorando el factor de potencia.

La expresión de la corriente de la fuente, está dada por,

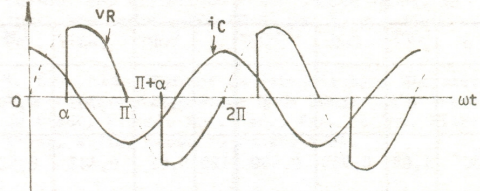
$$i = i_R + i_C = \begin{cases} \sqrt{2}V\omega C \cos \omega t & 0 \leq \omega t \leq \alpha \\ \frac{\sqrt{2}V}{R} \{ \sin \omega t + \omega RC \cos \omega t \} & \alpha \leq \omega t \leq \pi \\ \sqrt{2}V\omega C \cos \omega t & \pi \leq \omega t \leq (\pi + \alpha) \\ \frac{\sqrt{2}V}{R} \{ \sin \omega t + \omega RC \cos \omega t \} & (\pi + \alpha) \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases} \quad (E.48)$$

Aplicando el análisis de Fourier a la expresión de la corriente de la fuente, se tiene,

$$A_{i1} = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi R} (\cos 2\alpha - 1 + 2\pi\omega RC) \quad (E.49)$$



(a)



(b)

FIG. 3. Controlador de corriente alterna compensado por capacitor.
a) Circuito básico.
b) Formas de onda.

$$B_{i1} = \frac{\sqrt{2}V}{\pi R} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha) \quad (E.50)$$

Una comparación de (E.49) y (E.50), con (E.32) y (E.33), permite establecer que la única que permanece inalterable es la potencia media.

$$Q = -\frac{V^2}{2\pi R} (\cos 2\alpha - 1 + 2\pi\omega RC) \quad (E.51)$$

Para un capacitor que tenga un valor $C = C_{OPT}$, se puede reducir Q a cero.

$$C_{OPT} = \frac{1 - \cos 2\alpha}{2\pi\omega R} = \frac{\sin^2 \alpha}{\pi\omega R} \quad (E.52)$$

La expresión general del factor de potencia a los terminales de la fuente del circuito de la FIG. 3, es igual a,

$$f_p = \frac{\frac{1}{\pi} \{ \pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \}}{\left\{ \frac{1}{\pi} (\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha) + \frac{1}{\pi} (\omega RC) (\cos 2\alpha - 1) + (\omega RC)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (E.53)$$

Otro método de calcular el capacitor óptimo, que anule los voltamperios reactivos y optimice el factor de potencia, es igualando la derivada del factor de potencia con respecto al capacitor, a cero y buscando su solución.

$$\frac{\partial f_p}{\partial C} = \frac{1}{\pi} \omega R (\cos 2\alpha - 1) + 2(\omega R)^2 C = 0 \quad (E.54)$$

$$C_{OPT} = \frac{1 - \cos 2\alpha}{2\pi\omega R} = \frac{\sin^2 \alpha}{\pi\omega R} \quad (E.55)$$

Como se puede apreciar, se obtiene un resultado idéntico al anterior (E.52). Si se reemplaza su valor en la fórmula del factor de potencia, se obtiene el máximo valor.

$$f_{P(\text{MAX})} = \frac{\frac{1}{\Pi} (\Pi - \alpha + \frac{1}{2} \text{sen}2\alpha)}{\left\{ \frac{1}{\Pi} (\Pi - \alpha + \frac{1}{2} \text{sen}2\alpha) - \left(\frac{\text{sen}^2\alpha}{\Pi} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{E.56})$$

La TABLA 1 muestra algunos valores calculados con ayuda de las ecuaciones (E.47), (E.52) y (E.56).

α	f_p			α	f_p		
	C_{OPT} μF	$C=0$	$C=C_{\text{OPT}}$		C_{OPT} μF	$C=0$	$C=C_{\text{OPT}}$
0	0	1	1	90°	6,74	0,707	0,792
30°	1,68	0,985	0,989	120	5,05	0,442	0,525
60	5,05	0,897	0,931	150°	1,68	0,17	0,192

TABLA 1. Capacitores óptimos y factores de potencia para controlador de corriente alterna, con carga resistiva.

Los resultados experimentales obtenidos para un voltaje de red igual a 115 V, resistencia igual a 125,3 Ω , se muestran en la FIGURA 4. La concordancia entre los valores calculados y medidos, resulta evidente.

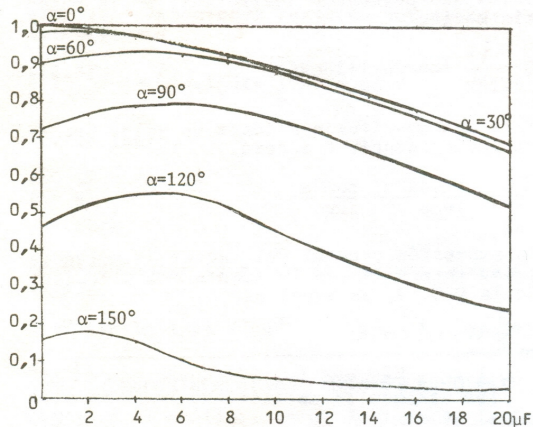


FIG. 4. Variación del f_p en función de la capacidad de compensación, para cada valor de α .

Las ecuaciones (E.47) y (E.56), indican que los valores correspondientes al factor de potencia sin compensación y al factor de potencia compensado máximo, no dependen de los parámetros del circuito, sino únicamente del ángulo de retardo α .

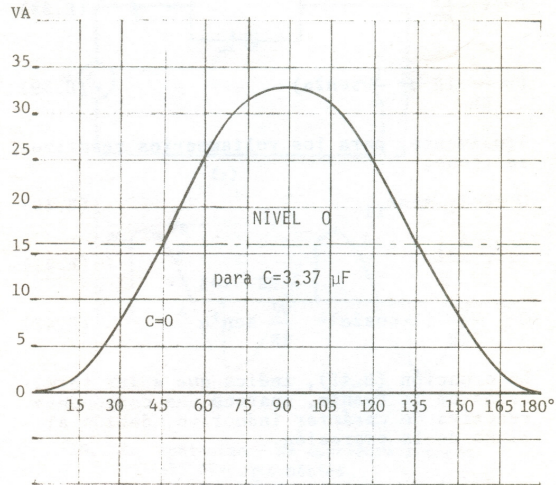


FIG. 5. Variación de la potencia reactiva, en función de α , para $R = 125,3\Omega$; $V = 115V$.

CONCLUSIONES

Los resultados teórico-experimentales, permiten llegar a las siguientes conclusiones:

- La potencia reactiva está asociada con el defasaje existente entre el voltaje y la corriente.
- La potencia reactiva, en el caso general puede o no estar asociada con el almacenamiento de energía en campos de fuerza (elementos reactivos).
- Las distorsiones de las ondas de voltaje o corriente, dan lugar al apareamiento de una tercera componente ortogonal de potencia, denominada "POTENCIA DE DISTORSION".
- La "Potencia reactiva" producida por elementos no-lineales, se la puede compensar con elementos reactivos lineales.
- La compensación de la Potencia de Distorsión, es mucho más compleja y sólo se la puede hacer utilizando elementos no-lineales.
- El conjunto resistencia-controlador de corriente alterna, tiene un efecto reactivo-inductivo, representado por:

$$\omega L_{eq} = \frac{\Pi R}{\text{sen}^2\alpha} \quad (\text{E.57})$$

- En casos prácticos, el capacitor de compensación va a ser fijo, de tal forma que conviene escoger aquel que menos afecte a los factores de potencia distintos del óptimo.

En base a los resultados presentados en la FIGURA 5, y a la ecuación (E.51), se puede concluir que para el caso analizado, el mejor valor de capacitor es el que fija el eje de simetría para Q en 16,4 V.A., esto es $\alpha = 45^\circ$, $C = 3,37 \mu\text{F}$.

RECONOCIMIENTO

El autor deja constancia de su agradecimiento al Laboratorio de Circuitos Eléctricos por las facilidades brindadas, y en especial al Sr. Germán Castro por su valiosa colaboración en la realización del trabajo experimental.

REFERENCIAS

- [1] E.A. Guillemin, "Introducción a la Teoría de los Circuitos", Ed. Reverté S.A., Bilbao, España, pp. 323-324, 1959.
- [2] H.A. Banda, "Factor de Potencia en Circuitos con Formas de Onda Complejas", Esc. Pol., Nac. Fac. Ing. Eléctrica, Quito, Ecuador, JIEE, Vol. 4, pp. 39-44, Mayo 1983.
- *[3] P. Filipiński, "A New Approach to Reactive Current and Reactive Power Measurement in Nonsinusoidal Systems", IEEE Trans. on Inst. and Measurement, VOL. IM-29, No. 4, pp. 423-426, Dec. 1980.

- *[4] C.H. Page, "Reactive Power in Nonsinusoidal Situations", IEEE Trans. on Inst. and Measm. VOL. IM-29, No. 4, pp. 420-423, Dec. 1980.
- *[5] N.L. Kusters, W.J.M. Moore, "On the Definition of Reactive Power Under Non-sinusoidal Conditions" IEEE Trans. on Power. App. and Systems, VOL PAS-99, No. 5, pp. 1845-1854, Sep/Oct. 1980. Discusión Adicional: IEEE Trans. on Power. App. and Systems, VOL PAS-102, No. 4, pp. 1023-1024, April 1983.
- *[6] P. Filipiński, "The Measurement of Distortion Current and Distortion Power", IEEE Trans. on Inst. and Measm., VOL IM-33 No. 1, pp. 36-40, Mar. 1984.
- [7] S. Carrera, "Medidor de Potencia para Sistemas Eléctricos con formas de Onda Complejas", Tesis de Grado, Escuela Pol. Nac., Fac. de Ing. Eléctrica, Quito, Ecuador, Agosto 1984.



BANDA GAMBOA, Hugo A., nació en Quito el 7 de Julio de 1950. Obtuvo el título de Bachiller Técnico en Radiotecnica en el Colegio Central Técnico en 1968. Sus estudios superiores los realizó en la Escuela Politécnica Nacional, obteniendo el título de Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones en 1975. En la Universidad de Bradford, Inglaterra luego de realizar sus estudios

de Post-Grado obtuvo el título de Master of Science in Power Electronics, en 1978. Actualmente presta sus servicios en calidad de Profesor Principal en el Departamento de Electrónica y Control de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Escuela Politécnica Nacional.