

T MAR



BIBLIOTECA RECTOR GABRIEL FERRATÉ
Campus Nord

**ANÁLISIS DE DISTORSIÓN EN EL
LADO DE RED DE CONVERTIDORES
ALTERNA-CONTINUA CON CARGA ACTIVA**

Memoria presentada para acceder al
grado de Doctor Ingeniero Industrial
por **Immaculada Martínez Teixidor**

Director: **Rafael Pindado Rico**

CAPÍTULO 3

PUENTE CON CONTROL INDEPENDIENTE

3.1. Introducción

Con carácter general la incidencia del convertidor sobre la red se manifiesta en dos aspectos: la inyección de armónicos de intensidad y el consumo de componentes no activas de la potencia, cuya disminución simultánea para una estructura de convertidor determinada, suele poner en compromiso su estrategia de control. Fundamentalmente existen dos grandes líneas de actuación [34]. La primera consiste en primar la reducción de potencia reactiva, y dentro de este grupo destaca el control secuencial de puentes conectados en serie [7]. La segunda, se inclina por la disminución de la tasa de distorsión armónica, y está representada por sistemas como el cambio de la conexión del transformador [19] y el empleo de filtros activos o pasivos [29]. Es posible, sin embargo tal como se ha comentado en el capítulo anterior, desarrollar nuevas técnicas de control, incluso para convertidores de estructura convencional, que permitan un cierto margen de maniobra en la solución de dicho dilema; en esta línea se sitúa el control independiente del puente trifásico.

3.2. Definición del puente con control independiente

La posibilidad de trabajo como ondulator no autónomo obliga al empleo de convertidores constituídos por solo tiristores o puentes controlados; por otra parte, si el convertidor funciona en modo volante (*flywheeling*) se alcanzan notables reducciones de los niveles de potencia reactiva, y ese modo sólo puede ser obtenido en el caso de puente semicontrolado. Puede conseguirse unir ambos efectos generalizando el control del puente y regulando, de forma independiente, cada uno de sus dos conmutadores, véase figura 3.1, controlando sus respectivos ángulos de disparo, a partir de las referencias mostradas en la figura 3.2, generando el que se denomina puente con control independiente (PCI), [21], [23] y [24].

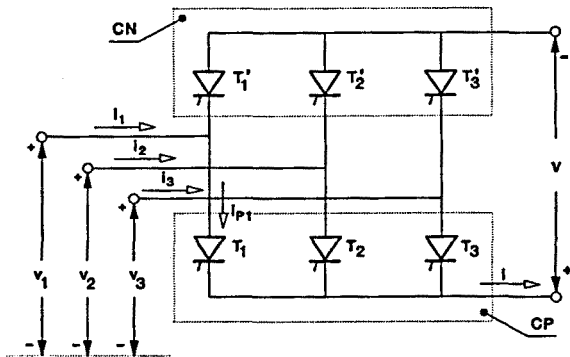


Figura 3.1.

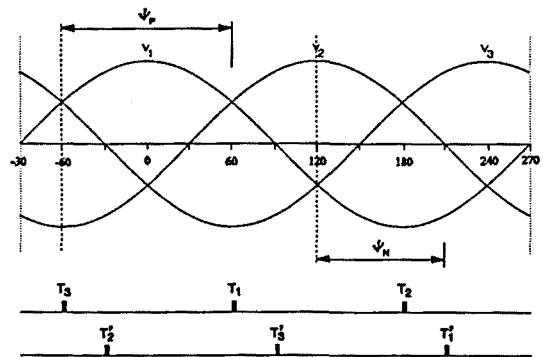


Figura 3.2.

3.2.1. Determinación de la tensión

La tensión de salida del convertidor se rige por las ecuaciones (3.1) formuladas mediante las matrices existenciales o de Wood [36], siendo $u(\alpha)$ la función escalón unitario, $\alpha=2\pi ft$ y V_M la amplitud de la tensión de fase.

$$v(\alpha) = H(\alpha - \psi_p)V(\alpha) + H(\alpha - \pi - \psi_n)V(\alpha - \pi) \quad (3.1)$$

con:

$$H(\alpha) = \begin{bmatrix} h(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & h(\alpha) & h(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.1a)$$

$$V(\alpha) = \begin{bmatrix} V_M \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ V_M \cos \alpha \\ V_M \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.1b)$$

$$h(\alpha) = u(\alpha) - u(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.1c)$$

3.2.2. Determinación de la intensidad

Considerando el puente en conducción continua, y según la figura 3.1, la intensidad puede expresarse como:

$$i(\alpha) = H(\alpha - \psi_p)I(\alpha) + H(\alpha - \pi - \psi_N)I(\alpha - \pi) \quad (3.2)$$

con:

$$I(\alpha) \doteq \begin{bmatrix} i_{p1}(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ i_{p1}(\alpha) \\ i_{p1}(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.2a)$$

siendo, $i_{p1}(\alpha)$ la intensidad a través del tiristor del CP cuyo ánodo está conectado a la fase 1.

La ecuación diferencial satisfecha por la carga, tiene la expresión dada por (3.3):

$$\frac{di(\alpha)}{d\alpha} = -\frac{1}{q} i(\alpha) + \frac{v(\alpha)}{Rq} - \frac{E}{Rq} \quad (3.3)$$

que puede dividirse en el siguiente sistema equivalente:

$$\frac{di_p(\alpha)}{d\alpha} = -\frac{1}{q} i_p(\alpha) + \frac{v_p(\alpha)}{Rq} - \frac{E}{2Rq} \quad (3.4a)$$

$$\frac{d[-i_N(\alpha)]}{d\alpha} = -\frac{1}{q} [-i_N(\alpha)] + \frac{[-v_N(\alpha)]}{Rq} - \frac{E}{2Rq} \quad (3.4b)$$

donde, $v_p(\alpha)$ e $i_p(\alpha)$ corresponden, respectivamente a la tensión y la intensidad de salida del conmutador positivo y $v_N(\alpha)$ e $i_N(\alpha)$ a la tensión y la intensidad de salida del conmutador negativo.

El sistema anterior puede ser formulado en espacio de estado, adoptando las intensidades de los conmutadores como elementos del vector de estado.

$$\frac{dX}{d\alpha} = AX + BU \quad (3.5a)$$

$$i(\alpha) = CX \quad (3.5b)$$

con:

$$A = -\frac{1}{q} J_2 \quad (3.5c)$$

$$B = \frac{1}{Rq} J_2 \quad (3.5d)$$

$$C = [1 \ 1] \quad (3.5e)$$

$$X = \begin{bmatrix} i_P \\ -i_N \end{bmatrix} \quad (3.5f)$$

$$U = \begin{bmatrix} v_P - \frac{E}{2} \\ -v_N - \frac{E}{2} \end{bmatrix} \quad (3.5g)$$

Físicamente equivale a la atribución de la intensidad de cada conmutador a su correspondiente tensión, así como al reparto equitativo de la corriente dependiente de la f.e.m. entre ambos.

Atendiendo a consideraciones de simetría, se fijan las condiciones de contorno. Si α_1 y α_2 son los instantes de aplicación de los impulsos de disparo a los tiristores T1 y T1, se impone que:

$$i_P(\alpha_1) = i_P(\alpha_1 + \frac{2\pi}{3}) \quad (3.6a)$$

$$-i_N(\alpha_2) = -i_N(\alpha_2 + \frac{2\pi}{3}) \quad (3.6b)$$

La solución de la ecuación de estado (3.5) es:

$$i_P(\alpha) = e^{-\frac{\alpha-\alpha_1}{q}} i_P(\alpha_1) + \frac{1}{Rq} \int_{\alpha_1}^{\alpha} e^{-\frac{\alpha-\zeta}{q}} \left[v_P(\zeta) - \frac{E}{2} \right] d\zeta \quad (3.7a)$$

$$-i_N(\alpha) = e^{-\frac{\alpha-\alpha_2}{q}} [-i_N(\alpha_2)] + \frac{1}{Rq} \int_{\alpha_2}^{\alpha} e^{-\frac{\alpha-\zeta}{q}} \left[-v_N(\zeta) - \frac{E}{2} \right] d\zeta \quad (3.7b)$$

Imponiendo las condiciones de contorno, expresadas en las ecuaciones (3.6), y con $\varphi = \arctg(\omega L/R)$, la separación de las componentes de intensidad de los conmutadores arroja los siguientes resultados:

$$i_{P1}(\alpha) = \frac{V_M}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi) - \sqrt{3} \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) \right] - \frac{E}{2R} \quad (3.8a)$$

con: $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \psi_P + \pi/3]$

$$i_{P2}(\alpha) = -\frac{V_M}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{3}) + \sqrt{3} \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) \right] - \frac{E}{2R} \quad (3.8b)$$

con: $\alpha \in [\psi_P + \pi/3, \psi_P + \pi]$

$$i_{P3}(\alpha) = -\frac{V_M}{Z} \left[\cos\left(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{3}\right) + \sqrt{3} \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \pi}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) \right] - \frac{E}{2R} \quad (3.8c)$$

con: $\alpha \in [\psi_P + \pi, \psi_P + 5\pi/3]$

$$-i_{N1}(\alpha) = -\frac{V_M}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi) + \sqrt{3} \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_N - \frac{2\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \operatorname{sen}(\psi_N - \varphi) \right] - \frac{E}{2R} \quad (3.9a)$$

con: $\alpha \in [\psi_N + 2\pi/3, \psi_N + 4\pi/3]$

$$-i_{N2}(\alpha) = \frac{V_M}{Z} \left[\cos\left(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{3}\right) - \sqrt{3} \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_N - \frac{4\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \operatorname{sen}(\psi_N - \varphi) \right] - \frac{E}{2R} \quad (3.9b)$$

con: $\alpha \in [\psi_N + 4\pi/3, \psi_N + 2\pi]$

$$-i_{N3}(\alpha) = \frac{V_M}{Z} \left[\cos\left(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{3}\right) - \sqrt{3} \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \operatorname{sen}(\psi_N - \varphi) \right] - \frac{E}{2R} \quad (3.9c)$$

con: $\alpha \in [\psi_N, \psi_N + 2\pi/3]$

Las distintas componentes de la intensidad de carga se extraen de la ecuación de salida (3.5b). Se exponen las tres en las que interviene el componente 1 del CP, indicándose sus condiciones de existencia e intervalos de validez.

Considerando la zona de control limitada por la condición más habitual ($\psi_P \geq \psi_N$), se obtiene:

- Conducción de los elementos 1 (CP) y 1 (CN).

Existencia si: $\psi_N \leq \psi_P - \pi/3$

$$i_{11}(\alpha) = -\frac{V_{LM}}{Z} \left[\frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_N - \frac{2\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \text{sen}(\psi_N - \varphi) + \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \text{sen}(\psi_P - \varphi) \right] - \frac{E}{R} \quad (3.10)$$

con: $\alpha \in [\psi_N + 2\pi/3, \psi_P + \pi/3]$

- Conducción de los elementos 1 (CP) y 2 (CN).

Existencia si: $\psi_N \geq \psi_P - \pi/3$

$$i_{12}(\alpha) = \frac{V_{LM}}{Z} \left\{ \cos\left(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} [\text{sen}(\psi_P - \varphi) + e^{-\frac{\psi_P - \psi_N - \frac{\pi}{3}}{q}} \text{sen}(\psi_N - \varphi)] \right\} - \frac{E}{R} \quad (3.11)$$

con: $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \psi_N]$

- Conducción de los elementos 1 (CP) y 3 (CN).

Existencia en todo el margen.

$$i_{13}(\alpha) = \frac{V_{LM}}{Z} \left\{ \cos\left(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} [\text{sen}(\psi_P - \varphi) + e^{-\frac{\psi_N - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}} \text{sen}(\psi_N - \varphi)] \right\} - \frac{E}{R} \quad (3.12)$$

con: $\alpha \in [\psi_N, \psi_P + \pi/3]$ si $\psi_N \in [\psi_P - \pi/3, \psi_P]$
 $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \psi_N + 2\pi/3]$ si $\psi_N \in [0, \psi_P - \pi/3]$

Para el caso en que $\psi_P \leq \psi_N$, se llegaría a las mismas expresiones pero sustituyendo ψ_P por ψ_N y α por $(\alpha + \pi)$.

En general, el sistema puede trabajar en régimen de conducción continua (clase A), cuando la intensidad de carga existe en todo instante, o bien discontinua o intermitente (clase C), si aquella se anula en determinados intervalos. La frontera entre las dos clases que corresponde a intensidad nula en un número finito de puntos por periodo (instantes de conmutación), constituye la clase B. Por otra parte, la clase C en el puente con control independiente admite tres variantes según la conducción sea no continua solamente en el primer o segundo tramo (clases C11 y C12) o en

los dos (clase C2).

3.2.2.1. Régimen de conducción continua

El análisis del puente con control independiente para distintos valores de ψ_P y ψ_N con $\psi_P \geq \psi_N$, permite observar dos tipos de comportamiento dependiente de si la diferencia $(\psi_P - \psi_N)$ es superior o inferior a 60° , por ello se efectúa el estudio de ambos casos por separado.

A.- $(\psi_P - \psi_N)$ inferior a 60°

Considerando la componente de intensidad en que participa el tiristor T1, consta de dos tramos que se cierran sucesivamente a través de los tiristores T2 y T3. Las intensidades suministradas por los conmutadores dentro del intervalo considerado tienen las expresiones siguientes:

$$i_{P1}(\alpha) = \frac{V_M}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi) - \sqrt{3} \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_P + \frac{\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) \right] - \frac{E}{2R} \quad (3.13a)$$

con: $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \psi_P + \pi/3]$

$$-i_{N2}(\alpha) = \frac{V_M}{Z} \left[\cos\left(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{3}\right) - \sqrt{3} \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_N + \frac{2\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \operatorname{sen}(\psi_N - \varphi) \right] - \frac{E}{2R} \quad (3.13b)$$

con: $\alpha \in [\psi_N - 2\pi/3, \psi_N]$

$$-i_{N3}(\alpha) = \frac{V_M}{Z} \left[\cos\left(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{3}\right) - \sqrt{3} \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \operatorname{sen}(\psi_N - \varphi) \right] - \frac{E}{2R} \quad (3.13c)$$

con: $\alpha \in [\psi_N, \psi_N + 2\pi/3]$

En el intervalo considerado, los dos tramos de la intensidad están definidos por las ecuaciones (3.14).

$$i_{12}(\alpha) = \frac{V_{LM}}{Z} \left\{ \cos\left(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_P \cdot \frac{\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} [\text{sen}(\psi_P - \varphi) + e^{\frac{\psi_P - \psi_N \cdot \frac{\pi}{3}}{q}} \text{sen}(\psi_N - \varphi)] \right\} - \frac{E}{R} \quad (3.14a)$$

con: $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \psi_N]$

$$i_{13}(\alpha) = \frac{V_{LM}}{Z} \left\{ \cos\left(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_P \cdot \frac{\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} [\text{sen}(\psi_P - \varphi) + e^{\frac{\psi_N - \psi_P \cdot \frac{\pi}{3}}{q}} \text{sen}(\psi_N - \varphi)] \right\} - \frac{E}{R} \quad (3.14b)$$

con: $\alpha \in [\psi_N, \psi_P + \pi/3]$

B.- $(\psi_P - \psi_N)$ superior a 60°

La principal característica de este control es el funcionamiento del puente en modo volante en el transcurso del segundo tramo, régimen que juega un importante papel en la minimización de reactiva absorbida. En esta situación, la carga está a todos los efectos, desconectada de la red y autosumistra su propia intensidad. Durante el segundo tramo, la red no intercambia energía con el puente; sin embargo, el análisis no puede ceñirse al primer tramo pues la forma de la intensidad es el resultado de una influencia mútua entre ambos.

Considerando la componente de intensidad en que participa el tiristor T1, consta de dos tramos que se cierran sucesivamente a través de los tiristores T'3 y T'1. Las intensidades suministradas por los conmutadores dentro del intervalo considerado tienen las expresiones siguientes:

$$i_{P1}(\alpha) = \frac{V_M}{Z} [\cos(\alpha - \varphi) - \sqrt{3} \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_P \cdot \frac{\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \text{sen}(\psi_P - \varphi)] - \frac{E}{2R} \quad (3.15a)$$

con: $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \psi_P + \pi/3]$

$$-i_{N3}(\alpha) = \frac{V_{LM}}{Z} \left[\cos\left(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{3}\right) - \sqrt{3} \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \operatorname{sen}(\psi_N - \varphi) \right] - \frac{E}{2R} \quad (3.15b)$$

con: $\alpha \in [\psi_N, \psi_N + 2\pi/3]$

$$-i_{N1}(\alpha) = -\frac{V_{LM}}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi) + \sqrt{3} \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_N - \frac{2\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \operatorname{sen}(\psi_N - \varphi) \right] - \frac{E}{2R} \quad (3.15c)$$

con: $\alpha \in [\psi_N + 2\pi/3, \psi_N - 2\pi/3]$

La intensidad de salida está determinada por las ecuaciones (3.16).

$$i_{13}(\alpha) = \frac{V_{LM}}{Z} \left\{ \cos\left(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \left[\operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) + e^{\frac{\psi_N - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}} \operatorname{sen}(\psi_N - \varphi) \right] \right\} - \frac{E}{R} \quad (3.16a)$$

con: $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \psi_N + 2\pi/3]$

$$i_{11}(\alpha) = -\frac{V_{LM}}{Z} \left[\frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_N - \frac{2\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \operatorname{sen}(\psi_N - \varphi) + \frac{e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) \right] - \frac{E}{R} \quad (3.16b)$$

con: $\alpha \in [\psi_N + 2\pi/3, \psi_P + \pi/3]$

En los dos casos, que se han analizado se cumple que el valor medio de la tensión a la salida del puente, puede calcularse con la expresión (3.17).

$$V_m = \frac{3 V_{LM}}{2 \pi} [\cos \psi_P + \cos \psi_N] \quad (3.17)$$

3.2.2.2. Áreas de conducción continua o intermitente

En el apartado anterior se ha determinado la intensidad de salida en las distintas situaciones que puede adoptar el puente con control independiente, y siempre bajo el supuesto de trabajo en clase A. En el presente, se establecen las condiciones para que efectivamente la conducción sea continua. El análisis de conducción intermitente será objeto del próximo apartado y finalizará el estudio con la discusión de las condiciones de existencia de las diversas clases de conducción posibles.

El análisis de las zonas de conducción continua se basa en los tramos de posible conducción del tiristor T1, que se numeran en el orden en que aparecen a partir del origen del ángulo de disparo (secuencia T'2, T'3, T'1).

A.- $(\psi_P - \psi_N)$ inferior a 60°

La intensidad de salida se rige por las ecuaciones (3.14) y verifica las condiciones siguientes:

$$I_{0A} = i_{12}(\psi_P - \frac{\pi}{3}) = i_{13}(\psi_P + \frac{\pi}{3}) = - \frac{E}{R} +$$

$$+ \frac{V_{LM}}{Z} \left\{ \cos(\psi_P - \varphi - \frac{\pi}{6}) - \frac{1}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} [\text{sen}(\psi_P - \varphi) + e^{-\frac{\psi_P - \psi_N - \frac{\pi}{3}}{q}} \text{sen}(\psi_N - \varphi)] \right\} \quad (3.18)$$

$$I_{1A} = i_{12}(\psi_N) = i_{13}(\psi_N) = - \frac{E}{R} +$$

$$+ \frac{V_{LM}}{Z} \left\{ \cos(\psi_N - \varphi + \frac{\pi}{6}) - \frac{e^{-\frac{\psi_N - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} [\text{sen}(\psi_P - \varphi) + e^{-\frac{\psi_P - \psi_N - \frac{\pi}{3}}{q}} \text{sen}(\psi_N - \varphi)] \right\} \quad (3.19)$$

donde I_{0A} e I_{1A} son, respectivamente, los valores iniciales de la intensidad en el primero y segundo tramo, para clase A.

Se deduce que la conducción será continua en el primer tramo si:

$$\cos(\psi_N - \varphi + \frac{\pi}{6}) - \frac{e^{-\frac{\psi_N - \psi_P + \frac{\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} [\text{sen}(\psi_P - \varphi) + e^{-\frac{\psi_P - \psi_N + \frac{\pi}{3}}{q}} \text{sen}(\psi_N - \varphi)] \geq \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \quad (3.20)$$

Mientras que la continuidad en el segundo tramo, implica que:

$$\cos(\psi_P - \varphi - \frac{\pi}{6}) - \frac{1}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} [\text{sen}(\psi_P - \varphi) + e^{-\frac{\psi_P - \psi_N + \frac{\pi}{3}}{q}} \text{sen}(\psi_N - \varphi)] \geq \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \quad (3.21)$$

Para determinar cuál de las dos inecuaciones es más restrictiva, se efectúa la diferencia (3.22) entre (3.20) y (3.21) y se busca para qué valor se iguala a cero.

$$\cos(\psi_N - \varphi + \frac{\pi}{6}) - \cos(\psi_P - \varphi - \frac{\pi}{6}) + \frac{1 - e^{-\frac{\psi_P - \psi_N + \frac{\pi}{3}}{q}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3q}}} \left[\text{sen}(\psi_P - \varphi) + e^{-\frac{\psi_P - \psi_N + \frac{\pi}{3}}{q}} \text{sen}(\psi_N - \varphi) \right] = 0 \quad (3.22)$$

La solución de la ecuación anterior, corresponde al valor de ψ_P que cumple la expresión siguiente (3.23):

$$\text{tg}(\psi_P - \varphi) = \frac{A \text{sen}\left(\frac{\psi_P - \psi_N}{2}\right) + (1 - e^{-\frac{\psi_P - \psi_N + \frac{\pi}{3}}{q}}) e^{-\frac{\psi_P - \psi_N + \frac{\pi}{3}}{q}} \text{sen}(\psi_P - \psi_N)}{\left[1 + e^{-\frac{\psi_P - \psi_N + \frac{\pi}{3}}{q}} \cos(\psi_P - \psi_N) \right] (1 - e^{-\frac{\psi_P - \psi_N + \frac{\pi}{3}}{q}}) + A \cos\left(\frac{\psi_P - \psi_N}{2}\right)} \quad (3.23)$$

con:

$$A = (1 - e^{-\frac{2\pi}{3g}}) 2 \operatorname{sen} \left(\frac{\psi_P - \psi_N}{2} - \frac{\pi}{6} \right) \quad (3.23a)$$

Cuando el ángulo de disparo del conmutador positivo, es menor que el valor que se obtiene con la expresión (3.23), la inecuación más restrictiva es la (3.21), que fija el inicio de conducción intermitente en el segundo tramo. Por tanto, en esta zona de funcionamiento, si la conducción es continua en el segundo tramo, lo será necesariamente en el primero.

Asimismo, cuando ψ_P es mayor que el valor obtenido mediante la ecuación (3.23), la inecuación más restrictiva es la (3.20), correspondiente al límite de conducción continua en el primer tramo. En este caso, puede presentarse conducción continua en el segundo tramo e intermitente en el primero.

El valor de ψ_P que cumple con la expresión (3.23), permite conocer de antemano, si la conducción intermitente se inicia en el primer o en el segundo tramo, a partir de los valores concretos que pueda tomar la diferencia entre los ángulos de disparo de los conmutadores positivo y negativo y el ángulo correspondiente al factor de carga (φ).

B.- ($\psi_P - \psi_N$) superior a 60°

La aplicación de las ecuaciones (3.16) en los puntos extremos de sus intervalos de validez, permite determinar los valores de contorno e imponer las condiciones de continuidad en la conducción.

$$I_{0M} = i_{13}(\psi_P - \frac{\pi}{3}) = i_{11}(\psi_P + \frac{\pi}{3}) =$$

$$= \frac{V_{LM}}{Z} \frac{e^{-\frac{\psi_N - \psi_P + \frac{\pi}{3}}{g}}}{1 - e^{-\frac{2\pi}{3g}}} \left[- \operatorname{sen}(\psi_N - \varphi) - e^{-\frac{\psi_P - \psi_N - \pi}{g}} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) \right] - \frac{E}{R} \quad (3.24)$$

$$I_{LM} = i_{13}(\psi_N + \frac{2\pi}{3}) = i_{11}(\psi_N + \frac{2\pi}{3}) =$$

$$= \frac{V_{LM}}{Z} \frac{1}{1 - e^{\frac{2\pi}{3q}}} \left[-\text{sen}(\psi_N - \varphi) - e^{\frac{\psi_P - \psi_N - \pi}{q}} \text{sen}(\psi_P - \varphi) \right] - \frac{E}{R} \quad (3.25)$$

La conducción será continua en el primer tramo, si se cumple:

$$\frac{1}{1 - e^{\frac{2\pi}{3q}}} \left[-\text{sen}(\psi_N - \varphi) - e^{\frac{\psi_P - \psi_N - \pi}{q}} \text{sen}(\psi_P - \varphi) \right] \geq \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \quad (3.26)$$

Mientras que la continuidad en el segundo tramo, implica que:

$$\frac{e^{\frac{\psi_N - \psi_P - \pi}{q}}}{1 - e^{\frac{2\pi}{3q}}} \left[-\text{sen}(\psi_N - \varphi) - e^{\frac{\psi_P - \psi_N - \pi}{q}} \text{sen}(\psi_P - \varphi) \right] \geq \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \quad (3.27)$$

Se procede del mismo modo que en el apartado anterior, para analizar cuál de las dos inecuaciones es más restrictiva, para ello se efectúa la diferencia entre (3.26) y (3.27), que origina la ecuación (3.28).

$$(1 - e^{\frac{\psi_N - \psi_P - \pi}{q}}) \left[-\text{sen}(\psi_N - \varphi) - e^{\frac{\psi_P - \psi_N - \pi}{q}} \text{sen}(\psi_P - \varphi) \right] = 0 \quad (3.28)$$

Que equivale a (3.29).

$$-\text{sen}(\psi_N - \varphi) - e^{\frac{\psi_P - \psi_N - \pi}{q}} \text{sen}(\psi_P - \varphi) = 0 \quad (3.29)$$

El valor de ψ_P que cumple con la ecuación (3.29), es el correspondiente a la solución de la siguiente expresión (3.30).

$$\operatorname{tg}(\psi_P - \varphi) = \frac{\operatorname{sen}(\psi_P - \psi_N)}{e^{\frac{\psi_P - \psi_N - \pi}{\alpha}} + \cos(\psi_P - \psi_N)} \quad (3.30)$$

Este valor límite del ángulo del conmutador positivo, marcará la frontera que determina si la conducción intermitente empieza en el primer o segundo tramo, en función de la diferencia entre los ángulos de ambos conmutadores y el factor de carga.

Cuando ψ_P sea menor que el valor dado por (3.30), la inecuación (3.27) es la más restrictiva, e indica que si la conducción es continua en el segundo tramo, lo será necesariamente en el primero.

Asimismo, cuando el ángulo de disparo del conmutador positivo sea mayor que el valor obtenido mediante la expresión (3.30), la inecuación (3.26) es la más restrictiva, y por tanto determina que el inicio de conducción intermitente se produce en el primer tramo.

3.2.2.3. Régimen de conducción intermitente

El estudio de la conducción no continua en el puente con control independiente ofrece una gran riqueza de resultados como fruto de su complejidad analítica. Se suma además la posibilidad de trabajo en clases C11, C12 o C2 que, junto a la disparidad de comportamiento según la diferencia entre ángulos de disparo sea superior o inferior a 60° , plantea seis posibles situaciones distintas de funcionamiento.

En el análisis que se presenta, se supone que la intensidad dependiente de la f.c.e.m. de carga se reparte por igual entre los dos conmutadores del puente. Las soluciones se obtienen dentro del intervalo de posible activación del tiristor T1.

A.- $(\psi_P - \psi_N)$ inferior a 60°

A1.- Clase C11

La intensidad de salida se anula a partir de un punto (α_{c1}) del primer tramo -conducción de T1 y T'2-. La tensión de salida queda definida, para cada tramo, según las ecuaciones siguientes (3.31).

$$v(\alpha) = v_{12} = V_{LM} \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \quad | \text{ para } \alpha \in \left[\psi_P - \frac{\pi}{3}, \alpha_{c1}\right] \quad (3.31a)$$

$$v(\alpha) = E \quad | \text{ para } \alpha \in [\alpha_{c1}, \psi_N] \quad (3.31b)$$

$$v(\alpha) = v_{13} = V_{LM} \cos(\alpha - \frac{\pi}{6}) \quad | \text{ para } \alpha \in [\psi_N, \psi_P + \frac{\pi}{3}] \quad (3.31c)$$

El valor medio de la tensión de salida, es:

$$V_m = \frac{3 V_{LM}}{2 \pi} [\cos \psi_P + \cos(\psi_N + \frac{\pi}{3}) + \cos(\alpha_{cl} - \frac{\pi}{3})] + \frac{3 E}{2 \pi} (\psi_N - \alpha_{cl}) \quad (3.32)$$

El conjunto de las condiciones de contorno quedará determinado por (3.33).

$$i_{P1}(\alpha_1) = i_{P1}(\alpha_1 + \frac{2 \pi}{3}) \quad (3.33a)$$

$$-i_{N2}(\alpha_1) = -i_{N3}(\alpha_1 + \frac{2 \pi}{3}) \quad (3.33b)$$

$$i_{P1}(\psi_N) = 0 \quad (3.33c)$$

$$-i_{N3}(\psi_N) = 0 \quad (3.33d)$$

Las ecuaciones (3.34) muestran las intensidades de los conmutadores. La de salida se define por las (3.35) y el ángulo de corte de conducción (α_{cl}), que acota el intervalo de validez de las anteriores, es la solución de la expresión (3.36).

- Conmutador positivo.

$$i_{P1} = \frac{V_M}{Z} [\cos(\alpha - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P + \frac{\pi}{3}}{\tau}} \sqrt{3} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \psi_N + \frac{2\pi}{3}}{\tau}} \cos(\varphi - \psi_N)] - \frac{E}{2R} (1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_N + \frac{2\pi}{3}}{\tau}}) \quad (3.34a)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \alpha_{cl}]$

$$i_{P1} = \frac{V_M}{Z} [\cos(\alpha - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{\tau}} \cos(\varphi - \psi_N)] - \frac{E}{2R} (1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{\tau}}) \quad (3.34b)$$

con $\alpha \in [\psi_N, \psi_P + \pi/3]$

- Conmutador negativo.

$$-i_{N2} = \frac{V_M}{Z} [\cos(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{3}) - e^{-\frac{\alpha - \psi_N + \frac{2\pi}{3}}{\tau}} \cos(\varphi - \psi_N + \frac{\pi}{3})] - \frac{E}{2R} (1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_N + \frac{2\pi}{3}}{\tau}}) \quad (3.34c)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \alpha_{c1}]$

$$-i_{N3} = \frac{V_M}{Z} [\cos(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{3}) - e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{\tau}} \cos(\varphi - \psi_N + \frac{\pi}{3})] - \frac{E}{2R} (1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{\tau}}) \quad (3.34d)$$

con $\alpha \in [\psi_N, \psi_P + \pi/3]$

- Salida.

$$i_{12} = \frac{V_{LM}}{Z} [\cos(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{6}) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P + \frac{\pi}{3}}{\tau}} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \psi_N + \frac{2\pi}{3}}{\tau}} \cos(\varphi - \psi_N + \frac{\pi}{6})] - \frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_N + \frac{2\pi}{3}}{\tau}}) \quad (3.35a)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \alpha_{c1}]$

$$i_{13} = \frac{V_{LM}}{Z} \left[\cos \left(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) - e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{q}} \cos \left(\varphi - \psi_N + \frac{\pi}{6} \right) \right] - \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{q}} \right) \quad (3.35b)$$

con $\alpha \in [\psi_N, \psi_P + \pi/3]$

- Ángulo de corte.

$$\cos \left(\alpha_{cl} - \varphi + \frac{\pi}{6} \right) - e^{-\frac{\alpha_{cl}}{q}} \left\{ e^{\frac{\psi_P - \pi}{q}} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) + e^{\frac{\psi_N - 2\pi}{q}} \left[\cos \left(\varphi - \psi_N + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \right] \right\} = \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \quad (3.36)$$

Como ejemplo de esta clase de conducción, se presenta en la figura 3.3, la evolución de la tensión y la intensidad, en variable normalizada, en función de α para el caso correspondiente a $E^* = -0,93$, $q=1$, $\psi_P = 170^\circ$ y $\psi_N = 155^\circ$. Como puede observarse, los valores de ángulo de disparo de ambos conmutadores y de fuerza electromotriz que cumplen la condición necesaria para pertenecer a la clase C11, son muy extremos y difícilmente se darán en circuitos prácticos, sin embargo se expone como parte del estudio teórico desarrollado en el presente capítulo.

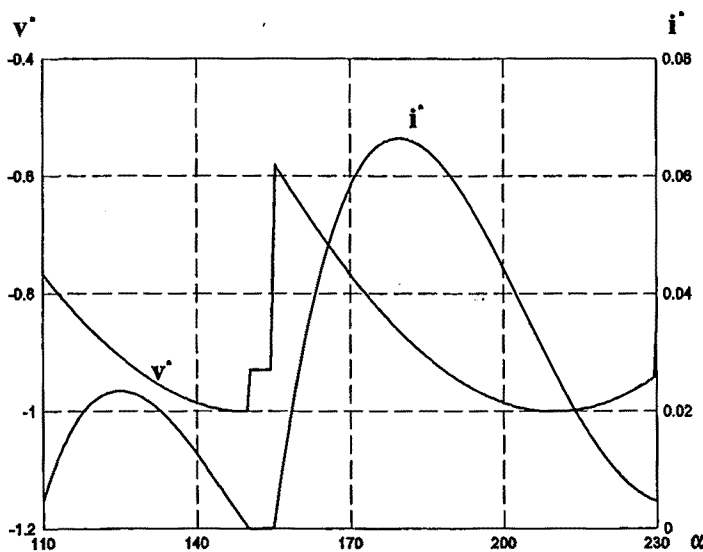


Figura 3.3. Formas de onda de tensión e intensidad de salida.

A2.- Clase C12

La intensidad de salida se anula a partir de un punto (α_{c2}) del segundo tramo -conducción de T1 y T3-. La tensión de salida quedará definida por:

$$v(\alpha) = v_{12} = V_{LM} \cos \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) \quad | \quad \text{para } \alpha \in \left[\psi_P - \frac{\pi}{3}, \psi_N \right] \quad (3.37a)$$

$$v(\alpha) = v_{13} = V_{LM} \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{6} \right) \quad | \quad \text{para } \alpha \in \left[\psi_N, \alpha_{c2} \right] \quad (3.37b)$$

$$v(\alpha) = E \quad | \quad \text{para } \alpha \in \left[\alpha_{c2}, \psi_P + \frac{\pi}{3} \right] \quad (3.37c)$$

El valor medio de la tensión de salida, es:

$$V_m = \frac{3 V_{LM}}{2 \pi} \left[\cos \psi_N + \cos \left(\psi_P + \frac{\pi}{3} \right) - \cos \left(\alpha_{c2} + \frac{\pi}{3} \right) \right] + \frac{3 E}{2 \pi} \left(\psi_P + \frac{\pi}{3} - \alpha_{c2} \right) \quad (3.38)$$

El conjunto de las condiciones de contorno, quedará determinado por (3.39).

$$i_{P1}(\alpha_1) = 0 \quad (3.39a)$$

$$-i_{N2}(\alpha_1) = 0 \quad (3.39b)$$

$$-i_{N2}(\psi_N) = -i_{N3}(\psi_N) \quad (3.39c)$$

Las intensidades de los conmutadores, están definidas en las ecuaciones (3.40). La de salida se determina por la expresión (3.41) y el ángulo de corte de conducción (α_{c2}), que acota el intervalo de validez de las anteriores, es la solución de la (3.42).

- Conmutador positivo.

$$i_{P1} = \frac{V_M}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P \cdot \frac{\pi}{3}}{\tau}} \cos(\psi_P - \varphi - \frac{\pi}{3}) \right] - \frac{E}{2R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_P \cdot \frac{\pi}{3}}{\tau}} \right) \quad (3.40a)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \alpha_{c2}]$

- Conmutador negativo.

$$-i_{N2} = \frac{V_M}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{3}) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P \cdot \frac{\pi}{3}}{\tau}} \cos(\psi_P - \varphi) \right] - \frac{E}{2R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_P \cdot \frac{\pi}{3}}{\tau}} \right) \quad (3.40b)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \psi_N]$

$$-i_{N3} = \frac{V_M}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{3}) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P \cdot \frac{\pi}{3}}{\tau}} \cos(\psi_P - \varphi) - \sqrt{3} e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{\tau}} \text{sen}(\psi_N - \varphi) \right] - \frac{E}{2R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_P \cdot \frac{\pi}{3}}{\tau}} \right) \quad (3.40c)$$

con $\alpha \in [\psi_N, \alpha_{c2}]$

- Salida.

$$i_{12} = \frac{V_{LM}}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{6}) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P \cdot \frac{\pi}{3}}{\tau}} \cos(\psi_P - \varphi - \frac{\pi}{6}) \right] - \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_P \cdot \frac{\pi}{3}}{\tau}} \right) \quad (3.41a)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \psi_N]$

$$i_{13} = \frac{V_{LM}}{Z} \left[\cos \left(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P \cdot \frac{\pi}{3}}{q}} \cos \left(\psi_P - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) - e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{q}} \operatorname{sen} (\psi_N - \varphi) \right] - \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_P \cdot \frac{\pi}{3}}{q}} \right) \quad (3.41b)$$

con $\alpha \in [\psi_N, \alpha_{c2}]$

- Ángulo de corte.

$$\cos \left(\alpha_{c2} - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) - e^{-\frac{\alpha_{c2}}{q}} \left\{ e^{\frac{\psi_N}{q}} \operatorname{sen} (\psi_N - \varphi) + e^{\frac{\psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}} \left[\cos \left(\psi_P - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) - \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \right] \right\} = \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \quad (3.42)$$

Al igual que en el estudio anterior, se ilustra este caso con un ejemplo aplicado al PCI con $q=1$, $E^*=0,6$, $\psi_P = 60^\circ$ y $\psi_N = 30^\circ$, que puede examinarse en la figura 3.4, donde se representa la evolución de la tensión y la intensidad de salida.

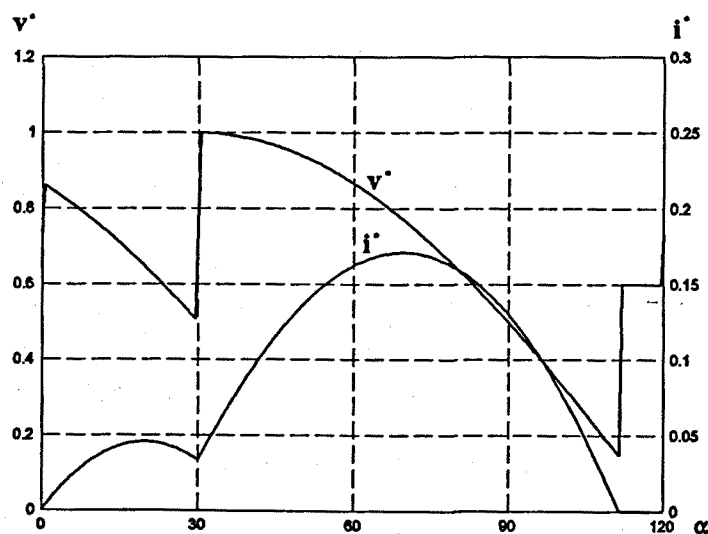


Figura 3.4. Formas de onda de tensión e intensidad de salida.

A3.- Clase C2

La intensidad de carga presenta ahora un ángulo de corte en cada uno de los tramos y la tensión de salida está determinada por las ecuaciones (3.43).

$$v(\alpha) = v_{12} = V_{LM} \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \quad | \text{ para } \alpha \in \left[\psi_P - \frac{\pi}{3}, \alpha_{c1}\right] \quad (3.43a)$$

$$v(\alpha) = E \quad | \text{ para } \alpha \in [\alpha_{c1}, \psi_N] \quad (3.43b)$$

$$v(\alpha) = v_{13} = V_{LM} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \quad | \text{ para } \alpha \in [\psi_N, \alpha_{c2}] \quad (3.43c)$$

$$v(\alpha) = E \quad | \text{ para } \alpha \in [\alpha_{c2}, \psi_P + \frac{\pi}{3}] \quad (3.43d)$$

El valor medio de la tensión de salida, viene dado por la expresión (3.44).

$$V_m = \frac{3 V_{LM}}{2 \pi} \left[\cos\left(\psi_P + \frac{\pi}{3}\right) + \cos\left(\psi_N + \frac{\pi}{3}\right) + \cos\left(\alpha_{c1} - \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\alpha_{c2} + \frac{\pi}{3}\right) \right] + \frac{3 E}{2 \pi} \left[\left(\psi_P + \psi_N + \frac{\pi}{3}\right) - (\alpha_{c1} + \alpha_{c2}) \right] \quad (3.44)$$

El valor inicial, en cada tramo, de la intensidad de ambos conmutadores es nulo, según (3.45).

$$i_{P1}(\alpha_1) = 0 \quad (3.45a)$$

$$-i_{N2}(\alpha_1) = 0 \quad (3.45b)$$

$$i_{P1}(\psi_N) = 0 \quad (3.45c)$$

$$-i_{N3}(\Psi_N) = 0 \quad (3.45d)$$

Las intensidades de los conmutadores y de la carga, quedan reflejadas en las ecuaciones (3.46) y (3.47), respectivamente. Los ángulos de corte son las soluciones de las (3.48).

- Conmutador positivo.

$$i_{P1} = \frac{V_M}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \Psi_P + \frac{\pi}{3}}{g}} \cos(\Psi_P - \varphi - \frac{\pi}{3}) \right] - \frac{E}{2R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \Psi_P + \frac{\pi}{3}}{g}} \right) \quad (3.46a)$$

con $\alpha \in [\Psi_P - \pi/3, \alpha_{c1}]$

$$i_{P1} = \frac{V_M}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \Psi_N}{g}} \cos(\varphi - \Psi_N) \right] - \frac{E}{2R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \Psi_N}{g}} \right) \quad (3.46b)$$

con $\alpha \in [\Psi_N, \alpha_{c2}]$

- Conmutador negativo.

$$-i_{N2} = \frac{V_M}{Z} \left[\cos\left(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{3}\right) - e^{-\frac{\alpha - \Psi_P + \frac{\pi}{3}}{g}} \cos(\Psi_P - \varphi) \right] - \frac{E}{2R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \Psi_P + \frac{\pi}{3}}{g}} \right) \quad (3.46c)$$

con $\alpha \in [\Psi_P - \pi/3, \alpha_{c1}]$

$$-i_{N2} = \frac{V_M}{Z} \left[\cos\left(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{3}\right) - e^{-\frac{\alpha - \Psi_N}{g}} \cos\left(\varphi - \Psi_N + \frac{\pi}{3}\right) \right] - \frac{E}{2R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \Psi_N}{g}} \right) \quad (3.46d)$$

con $\alpha \in [\Psi_N, \alpha_{c2}]$

- Salida.

$$i_{12} = \frac{V_{LM}}{Z} \left[\cos \left(\alpha - \varphi + \frac{\pi}{6} \right) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P + \frac{\pi}{3}}{q}} \cos \left(\psi_P - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) \right] - \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_P + \frac{\pi}{3}}{q}} \right) \quad (3.47a)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \alpha_{c1}]$

$$i_{13} = \frac{V_{LM}}{Z} \left[\cos \left(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) - e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{q}} \cos \left(\varphi - \psi_N + \frac{\pi}{6} \right) \right] - \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{q}} \right) \quad (3.47b)$$

con $\alpha \in [\psi_N, \alpha_{c2}]$

- Ángulo de corte del primer tramo. Es la solución no trivial ($\alpha_{c1} = \psi_P - \pi/3$) de la ecuación siguiente:

$$\cos \left(\alpha_{c1} - \varphi + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} = e^{-\frac{\alpha_{c1} - \psi_P + \frac{\pi}{3}}{q}} \left[\cos \left(\psi_P - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) - \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \right] \quad (3.48a)$$

- Ángulo de corte del segundo tramo:

$$\cos \left(\alpha_{c2} - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) - \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} = e^{-\frac{\alpha_{c2} - \psi_N}{q}} \left[\cos \left(\varphi - \psi_N + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \right] \quad (3.48b)$$

Se presenta, como ejemplo en la figura 3.5, una aplicación para $q=1$, $E^*=0,6$, $\psi_P = 60^\circ$ y $\psi_N = 45^\circ$ en la que se observa la variación de la tensión y de la intensidad de salida en función de α .

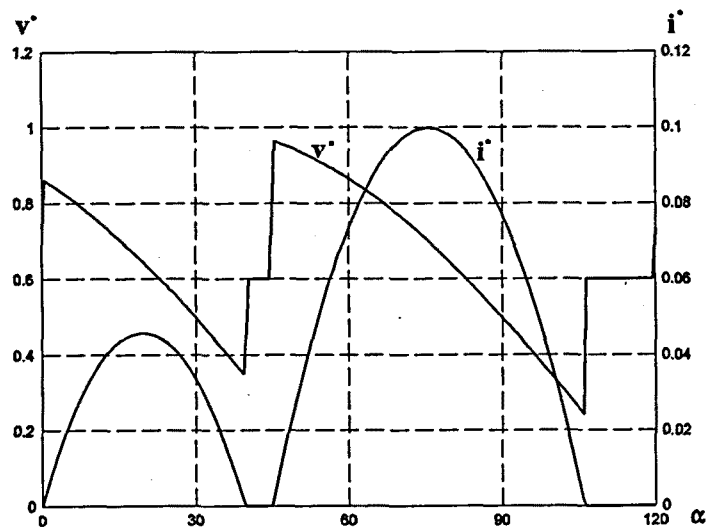


Figura 3.5. Formas de onda de tensión e intensidad de salida.

A continuación, se condensan en las figuras 3.6 a 3.8, la evolución de la potencia reactiva y de las intensidades de segundo y quinto armónico, en función de (ψ_P, ψ_N) para los casos correspondientes a las clases de conducción C12 y C2. La clase C11 no se presenta, pues se origina para valores del vector de control, obtenidos mediante la expresión (3.23), distantes de los utilizados en las aplicaciones habituales.

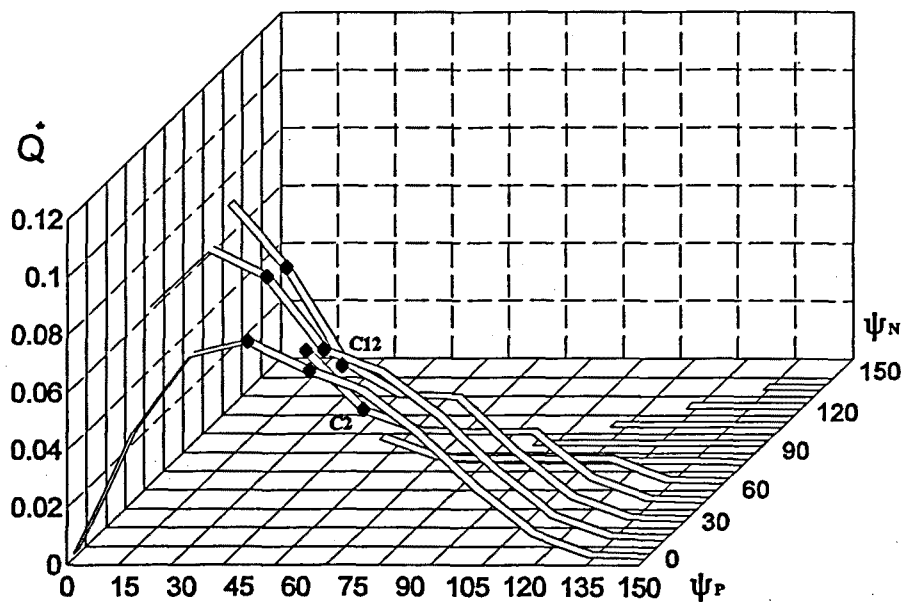


Figura 3.6. Variación de la potencia reactiva con el vector de control. $E^*=0,6$, $q=1$.

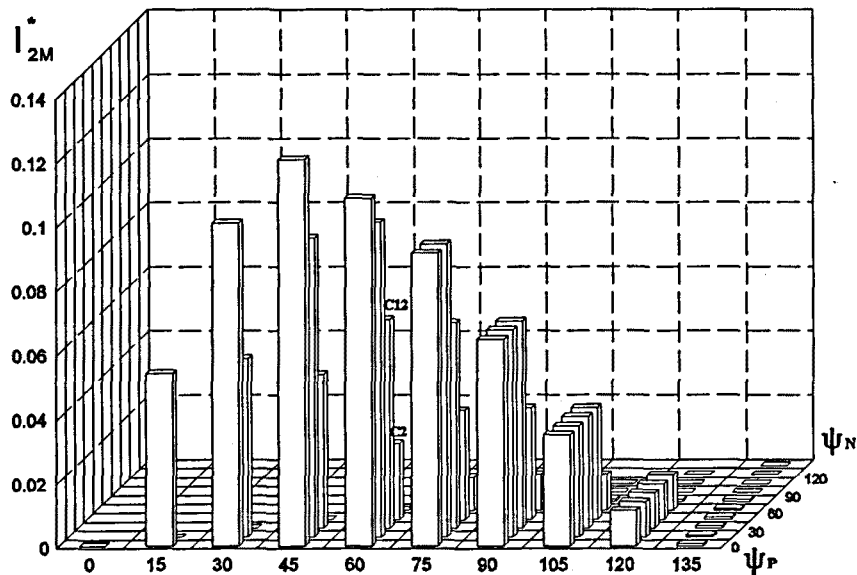


Figura 3.7. Variación de la intensidad de segundo armónico en función del vector de control. $E^*=0,6$, $q=1$.

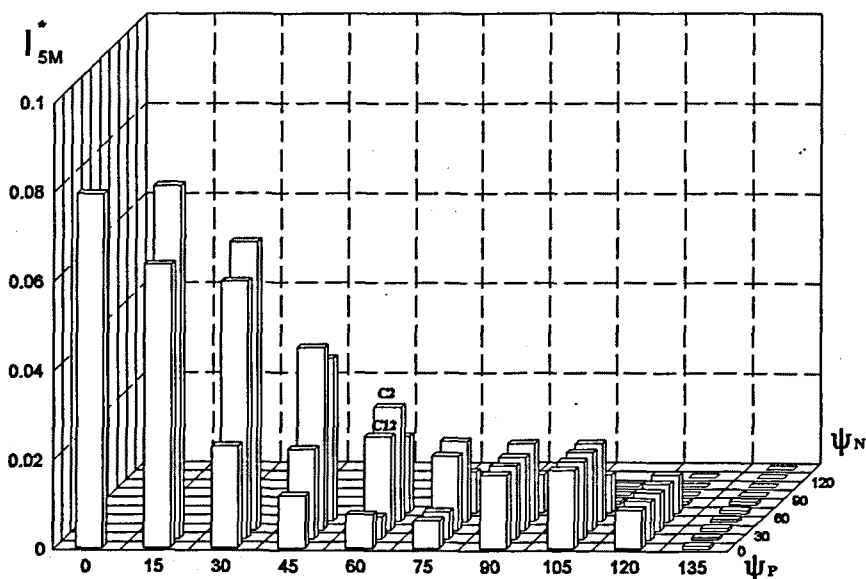


Figura 3.8. Variación de la intensidad de quinto armónico en función del vector de control. $E^*=0,6$, $q=1$.

De la inspección de las tres figuras anteriores, se deduce que la potencia reactiva y la intensidad de segundo armónico disminuye para conducción intermitente en ambos tramos, en cambio la intensidad de quinto armónico aumenta en este caso. Sin embargo, como el valor de esta intensidad armónica es menor, puede afirmarse que es más conveniente, a efectos de reducción de reactiva y distorsión armónica, trabajar en clase C2 que no en clase C12.

B.- ($\psi_P - \psi_N$) superior a 60°

Cuando la diferencia entre los ángulos de disparo de los dos conmutadores supera los 60 grados, el puente trabaja en modo volante durante la totalidad del segundo tramo. Se presentan los tres tipos de conducción analizados en el caso anterior (clases C11, C12 y C2).

B1.- Clase C11

La tensión de salida del puente se determina por las expresiones (3.49), en las que se indica su intervalo de validez en función del ángulo de corte.

$$v(\alpha) = v_{13} = V_{LM} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \quad | \text{ para } \alpha \in \left[\psi_P - \frac{\pi}{3}, \alpha_{cl}\right] \quad (3.49a)$$

$$v(\alpha) = E \quad | \text{ para } \alpha \in \left[\alpha_{cl}, \psi_N + \frac{2\pi}{3}\right] \quad (3.49b)$$

$$v(\alpha) = 0 \quad | \text{ para } \alpha \in \left[\psi_N + \frac{2\pi}{3}, \psi_P + \frac{\pi}{3}\right] \quad (3.49c)$$

El valor medio de la tensión de salida, viene dado por la expresión (3.50).

$$V_m = \frac{3 V_{LM}}{2 \pi} \left[\cos \psi_P - \cos \left(\alpha_{cl} + \frac{\pi}{3} \right) \right] + \frac{3 E}{2 \pi} \left(\psi_N + \frac{2 \pi}{3} - \alpha_{cl} \right) \quad (3.50)$$

Las condiciones impuestas, en este caso, para la integración de la ecuación de estado son:

$$i_{P1}(\alpha_1) = i_{P1}\left(\alpha_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.51a)$$

$$-i_{N3}(\alpha_1) = -i_{N1}(\alpha_1 + \frac{2\pi}{3}) \quad (3.51b)$$

$$i_{P1}(\psi_N + \frac{2\pi}{3}) = 0 \quad (3.51c)$$

$$-i_{N1}(\psi_N + \frac{2\pi}{3}) = 0 \quad (3.51d)$$

Los resultados obtenidos se presentan en las ecuaciones (3.52) para las intensidades de los conmutadores y (3.53) para la de la carga. El ángulo de corte, es la solución de la expresión (3.54).

- Conmutador positivo.

$$i_{P1} = \frac{V_M}{Z} [\cos(\alpha - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P + \frac{\pi}{3}}{g}} \sqrt{3} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{g}} \cos(\varphi - \psi_N - \frac{2\pi}{3})] - \frac{E}{2R} (1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{g}}) \quad (3.52a)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \alpha_{c1}]$

$$i_{P1} = \frac{V_M}{Z} [\cos(\alpha - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \psi_N - \frac{2\pi}{3}}{g}} \cos(\varphi - \psi_N - \frac{2\pi}{3})] - \frac{E}{2R} (1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_N - \frac{2\pi}{3}}{g}}) \quad (3.52b)$$

con $\alpha \in [\psi_N + 2\pi/3, \psi_P + \pi/3]$

- Conmutador negativo.

$$-i_{N3} = \frac{V_M}{Z} [\cos(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{3}) - e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{g}} \cos(\varphi - \psi_N + \frac{\pi}{3})] - \frac{E}{2R} (1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{g}}) \quad (3.52c)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \alpha_{c1}]$

$$-i_{NI} = -\frac{V_M}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \psi_N - \frac{2\pi}{3}}{q}} \cos\left(\varphi - \psi_N - \frac{2\pi}{3}\right) \right] - \frac{E}{2R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_N - \frac{2\pi}{3}}{q}}\right) \quad (3.52d)$$

con $\alpha \in [\psi_N + 2\pi/3, \psi_P + \pi/3]$

- Salida.

$$i_{13} = \frac{V_{LM}}{Z} \left[\cos\left(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) \right] - \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_N}{q}}\right) \quad (3.53a)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \alpha_{c1}]$

$$i_{11} = -\frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_N - \frac{2\pi}{3}}{q}}\right) \quad (3.53b)$$

con $\alpha \in [\psi_N + 2\pi/3, \psi_P + \pi/3]$

- Ángulo de corte.

$$\cos\left(\alpha_{c1} - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) - e^{-\frac{\alpha_{c1}}{q}} \left[e^{-\frac{\psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) - e^{-\frac{\psi_N}{q}} \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \right] = \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \quad (3.54)$$

Como ejemplo de este caso, se recoge en la figura 3.9 la variación de la tensión y la intensidad de salida para un caso concreto con $q=1$, $E^*=-0,2$, $\psi_P = 135^\circ$ y $\psi_N = 60^\circ$. Debe observarse, de la expresión (3.30) que marca el límite para entrar en esta clase de conducción, que siempre se producirá para valores de fuerza contraelectromotriz de signo negativo, y cuando ésta sea nula se producirá el paso a clase C2.

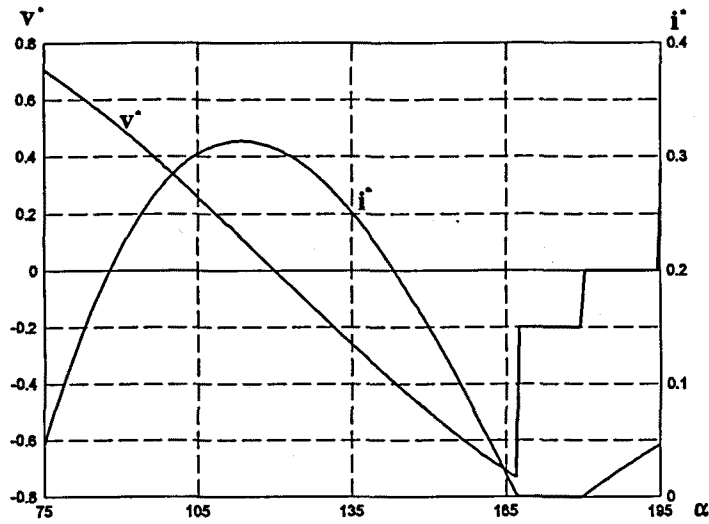


Figura 3.9. Formas de onda de tensión e intensidad de salida.

B2.- Clase C12

La tensión de salida del puente se determina por las expresiones (3.55), en las que se indica el intervalo de validez en función del ángulo de corte (α_{c2}).

$$v(\alpha) = v_{13} = V_{LM} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \quad | \text{ para } \alpha \in \left[\psi_P - \frac{\pi}{3}, \psi_N + \frac{2\pi}{3}\right] \quad (3.55a)$$

$$v(\alpha) = 0 \quad | \text{ para } \alpha \in \left[\psi_N + \frac{2\pi}{3}, \alpha_{c2}\right] \quad (3.55b)$$

$$v(\alpha) = E \quad | \text{ para } \alpha \in \left[\alpha_{c2}, \psi_P + \frac{\pi}{3}\right] \quad (3.55c)$$

El valor medio de la tensión de salida, viene dado por (3.56).

$$V_m = \frac{3 V_{LM}}{2 \pi} [\cos \psi_P + \cos \psi_N] + \frac{3 E}{2 \pi} \left(\psi_P + \frac{\pi}{3} - \alpha_{c2}\right) \quad (3.56)$$

Las condiciones impuestas, en este caso, para la integración de la ecuación de estado son:

$$i_{P1}(\alpha_1) = 0 \quad (3.57a)$$

$$-i_{N3}(\alpha_1) = 0 \quad (3.57b)$$

$$-i_{N3}(\psi_N + \frac{2\pi}{3}) = -i_{N1}(\psi_N + \frac{2\pi}{3}) \quad (3.57c)$$

Los resultados obtenidos se presentan en las ecuaciones (3.58) para las intensidades de los conmutadores y (3.59) para la de la carga, dentro del campo de validez dado por el ángulo de corte que corresponde a la solución de la expresión (3.60).

- Conmutador positivo.

$$i_{P1} = \frac{V_M}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{\tau}} \cos(\psi_P - \varphi - \frac{\pi}{3}) \right] - \frac{E}{2R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{\tau}} \right) \quad (3.58a)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \alpha_{c2}]$

- Conmutador negativo.

$$-i_{N3} = \frac{V_M}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{3}) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{\tau}} \cos(\psi_P - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \right] - \frac{E}{2R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{\tau}} \right) \quad (3.58b)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \psi_N + 2\pi/3]$

$$-i_{N1} = -\frac{V_{LM}}{Z} \left[\cos(\alpha - \varphi) + e^{-\frac{\alpha - \psi_N - \frac{2\pi}{3}}{q}} \sqrt{3} \operatorname{sen}(\psi_N - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}} \cos(\psi_P - \varphi + \frac{\pi}{3}) \right] - \frac{E}{2R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}} \right) \quad (3.58c)$$

con $\alpha \in [\psi_N + 2\pi/3, \alpha_{c2}]$

- Salida.

$$i_{13} = \frac{V_{LM}}{Z} \left[\cos\left(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) \right] - \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}} \right) \quad (3.59a)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \psi_N + 2\pi/3]$

$$i_{11} = \frac{V_{LM}}{Z} \left[-e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \psi_N - \frac{2\pi}{3}}{q}} \operatorname{sen}(\psi_N - \varphi) \right] - \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}} \right) \quad (3.59b)$$

con $\alpha \in [\psi_N + 2\pi/3, \alpha_{c2}]$

- Ángulo de corte.

$$e^{-\frac{\alpha_{c2} - \psi_N - \frac{2\pi}{3}}{q}} \left\{ -\operatorname{sen}(\psi_N - \varphi) - e^{-\frac{\psi_P - \psi_N - \pi}{q}} \left[\operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) - \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \right] \right\} = \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \quad (3.60)$$

La figura 3.10 muestra para esta clase de conducción, la evolución de la tensión y la intensidad de salida para un caso concreto dado por $q=1$, $E^*=0,2$, $\psi_P = 135^\circ$ y $\psi_N = 0^\circ$. La entrada en la clase C12 se produce siempre para valores de la fuerza electromotriz de signo positivo.

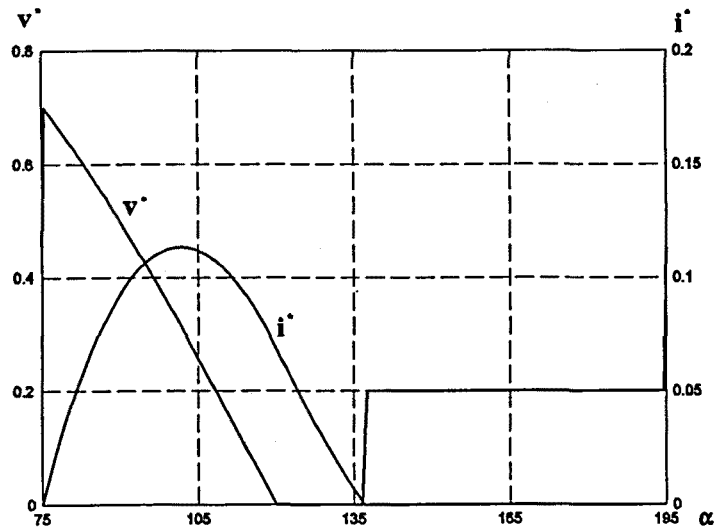


Figura 3.10. Formas de onda de tensión e intensidad de salida.

B3.- Clase C2

En este caso, el valor instantáneo de la tensión de salida, se define por las ecuaciones (3.61).

$$v(\alpha) = v_{13} = V_{LM} \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \quad | \text{ para } \alpha \in \left[\psi_P - \frac{\pi}{3}, \alpha_{cl}\right] \quad (3.61a)$$

$$v(\alpha) = E \quad | \text{ para } \alpha \in \left[\alpha_{cl}, \psi_P + \frac{\pi}{3}\right] \quad (3.61b)$$

El valor medio de la tensión de salida, viene dado por (3.62).

$$V_m = \frac{3 V_{LM}}{2 \pi} \left[\cos \psi_P - \cos \left(\alpha_{cl} + \frac{\pi}{3} \right) \right] + \frac{3 E}{2 \pi} \left(\psi_P + \frac{\pi}{3} - \alpha_{cl} \right) \quad (3.62)$$

Las condiciones de contorno pasan a ser:

$$i_{p1}(\alpha_1) = 0 \quad (3.63a)$$

$$-i_{N3}(\alpha_1) = 0 \quad (3.63b)$$

$$i_{P1}(\psi_N + \frac{2\pi}{3}) = 0 \quad (3.63c)$$

$$-i_{N1}(\psi_N + \frac{2\pi}{3}) = 0 \quad (3.63d)$$

- Conmutador positivo.

$$i_{P1} = \frac{V_M}{Z} [\cos(\alpha - \varphi) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{\tau}} \cos(\psi_P - \varphi - \frac{\pi}{3})] - \frac{E}{2R} (1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{\tau}}) \quad (3.64a)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \alpha_{c1}]$

$$i_{P1} = 0 \quad (3.64b)$$

con $\alpha \in [\alpha_{c1}, \psi_P + \pi/3]$

- Conmutador negativo.

$$-i_{N3} = \frac{V_M}{Z} [\cos(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{3}) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{\tau}} \cos(\psi_P - \varphi - \frac{2\pi}{3})] - \frac{E}{2R} (1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{\tau}}) \quad (3.64c)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \alpha_{c1}]$

$$-i_{N1} = 0 \quad (3.64d)$$

con $\alpha \in [\alpha_{c1}, \psi_P + \pi/3]$

- Salida.

$$i_{13} = \frac{V_{LM}}{Z} \left[\cos \left(\alpha - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}} \operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) \right] - \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{\alpha - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}} \right) \quad (3.65a)$$

con $\alpha \in [\psi_P - \pi/3, \alpha_{c1}]$

$$i_{11} = 0 \quad (3.65b)$$

con $\alpha \in [\alpha_{c1}, \psi_P + \pi/3]$

- Ángulo de corte del primer tramo. Es la solución no trivial ($\alpha_{c1} = \psi_P - \pi/3$) de la ecuación siguiente:

$$\cos \left(\alpha_{c1} - \varphi - \frac{\pi}{6} \right) - e^{-\frac{\alpha_{c1} - \psi_P - \frac{\pi}{3}}{q}} \left[\operatorname{sen}(\psi_P - \varphi) - \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \right] = \frac{E}{V_{LM} \cos \varphi} \quad (3.66)$$

- Ángulo de corte del segundo tramo. La intensidad de salida es uniformemente nula durante todo el segundo tramo. El ángulo de corte es propiamente el de inicio del mismo ($\alpha_{c2} = \psi_N + 2\pi/3$).

En la figura 3.11 se representa la variación de la tensión y la intensidad en función de α para un caso concreto que viene dado por $q=1$, $E^*=0,2$, $\psi_P = 135^\circ$ y $\psi_N = 45^\circ$.

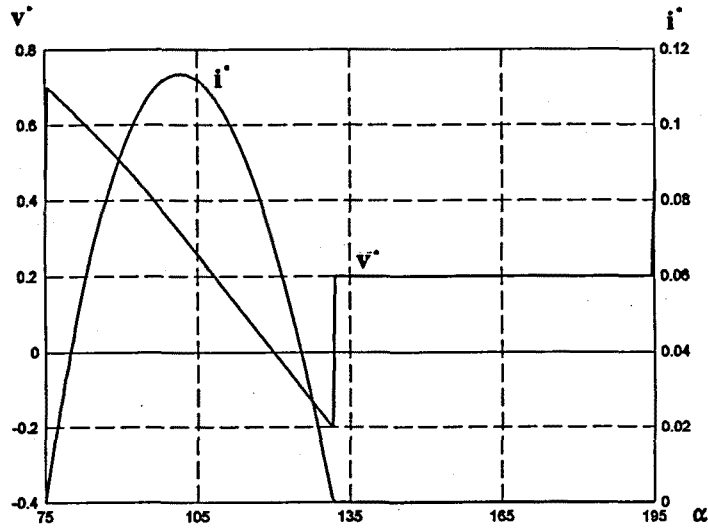


Figura 3.11. Formas de onda de tensión e intensidad de salida.

Las figuras 3.12 a 3.14 contienen respectivamente, la variación de la potencia reactiva y de las intensidades de segundo y quinto armónico en función del vector de control, para $q=1$ y $E^*=0,2$. De esta forma pueden observarse en un mismo gráfico los puntos correspondientes a clase C12 y C2, presentadas en los ejemplos anteriores. La clase C11 no figura en estas gráficas, ya que se produce para valores de E^* negativos.

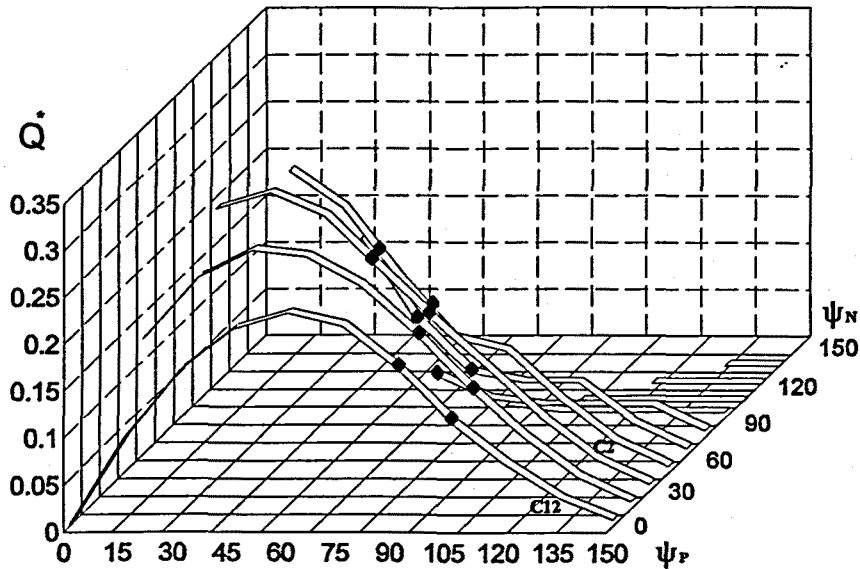


Figura 3.12. Variación de la potencia reactiva con el vector de control. $E^*=0,2$, $q=1$.

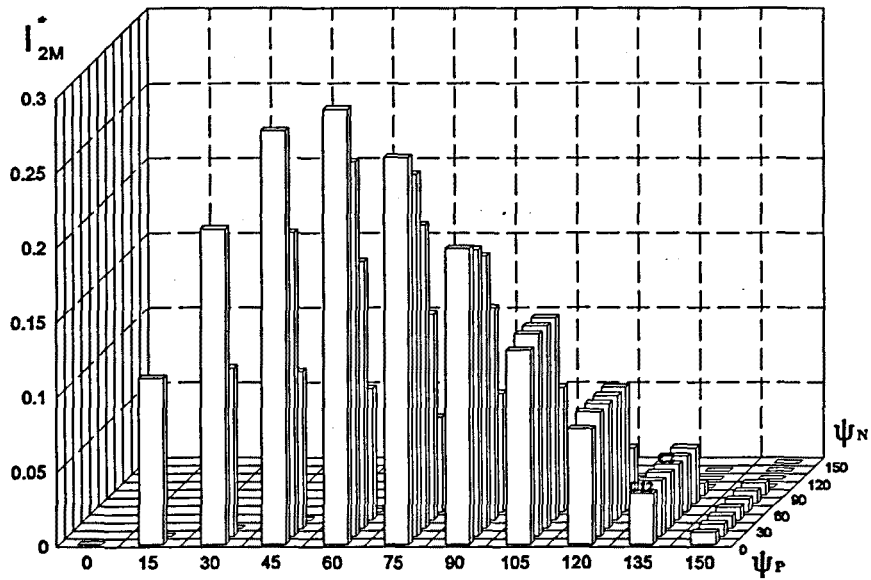


Figura 3.13. Variación de la intensidad de segundo armónico en función del vector de control. $E^*=0,2$, $q=1$.

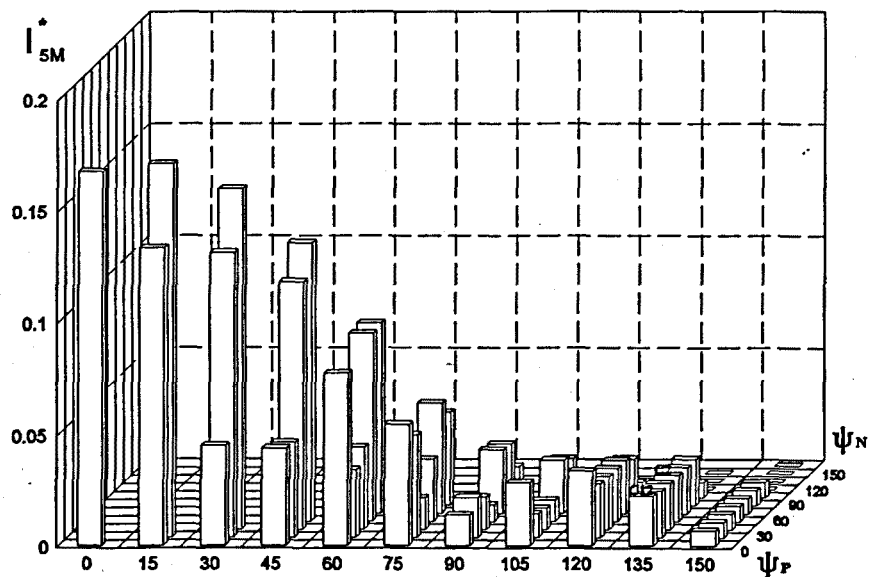


Figura 3.14. Variación de la intensidad de quinto armónico en función del vector de control. $E^*=0,2$, $q=1$.

De las tres figuras anteriores se observa que la diferencia en el consumo de potencia reactiva y en las intensidades armónicas de segundo y quinto orden es prácticamente nula, por el hecho de trabajar en conducción intermitente en el segundo tramo o en ambos tramos.

3.2.3. Determinación de las potencias activa y reactiva

En el caso de vector de tensión sinusoidal, las componentes energéticas de potencia se determinan por las ecuaciones simplificadas (3.67).

$$P+jQ = \frac{V_M}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_1+2\pi} r(\alpha) d\alpha \quad (3.67)$$

con:

$$r(\alpha) = E^T(\alpha) \{ Di[H(\alpha-\psi_p)]I(\alpha) - Di[H(\alpha-\pi-\psi_N)]I(\alpha-\pi) \} + \\ + E^T(\alpha) \{ H^T(\alpha-\psi_p)H(\alpha-\pi-\psi_N)I(\alpha-\pi) - H^T(\alpha-\pi-\psi_N)H(\alpha-\psi_p)I(\alpha) \} \quad (3.67a)$$

$$E(\alpha) = \begin{bmatrix} V_M \exp [j(\alpha + \frac{2\pi}{3})] \\ V_M \exp (j\alpha) \\ V_M \exp [j(\alpha - \frac{2\pi}{3})] \end{bmatrix} \quad (3.67b)$$

3.3. Conclusiones del capítulo

Las aportaciones de este capítulo, pueden resumirse en los apartados siguientes:

1. Se ha estudiado el puente con control independiente, del cual se determinan las ecuaciones que permiten calcular los valores de tensión e intensidad, tanto para conducción continua como intermitente.
2. Se verifica un comportamiento diferente, según $(\psi_P - \psi_N)$ sea superior o inferior a 60° . Para ambos casos, se establecen las ecuaciones que marcan la frontera entre conducción continua e intermitente, y se hallan unas expresiones que permiten conocer de antemano la clase de funcionamiento (C11, C12, C2) que se va a producir cuando se entre en la zona de conducción discontinua.

CAPÍTULO 4

FUNCIONES DE CONTROL EN EL PUENTE CON CONTROL INDEPENDIENTE

4.1. Introducción

Una primera consecuencia del control independiente es la posibilidad de situar al convertidor en un punto de trabajo concreto, definido por los valores medios de tensión y corriente de salida (V_m, I_m), con distintos valores del vector de control. Por otra parte, existe una pluralidad de funciones de control para regular una determinada zona de trabajo del convertidor; de forma que los puentes de uso más extendido, controlado y semicontrolado ($\psi_N=0, \psi_P=\psi$) o bien ($\psi_P=0, \psi_N=\psi$) pasan a ser casos particulares del PCI. En consecuencia, una función de control adecuada permitiría conjugar las ventajas de ambos.

En este capítulo, se determinan de una manera ágil, los distintos valores del vector de control que dan lugar al mismo punto de trabajo, esto se consigue mediante unos ábacos que corresponden a los lugares geométricos de (ψ_P, ψ_N) que originan el mismo valor medio de tensión en la carga.

4.2. Lugares geométricos del vector de control

Cuando en un sistema convertidor-carga en régimen permanente, se desea trabajar con un par motor y una velocidad determinados, se consigue fijando el punto de trabajo del convertidor, que viene dado por los valores medios de la tensión y la intensidad de salida del mismo (V_m, I_m). En el caso del puente con control independiente, existen diversas posibilidades para situarse en el mismo punto de trabajo, puesto que puede conseguirse variando las dos componentes del vector de control. Es preciso, por tanto disponer de herramientas que describan los valores de (ψ_P, ψ_N) que suministran un mismo punto de trabajo.

El principal problema que se presenta en el momento de plantear la adecuada estrategia de control, es tener que trabajar con un número importante de parámetros que pueden variar. Para poder fijar, en cada caso los valores del vector de control que suministran la misma tensión e intensidad de salida, se han elaborado unas curvas que reflejan la dependencia entre unos parámetros y otros. En la presentación de resultados, se trabaja con variables normalizadas, distinguidas mediante asterisco.

4.2.1. Influencia del factor de carga y de la fuerza contraelectromotriz

Los lugares geométricos que se pretende representar, pueden variar con los valores que tengan el factor de carga, la fuerza electromotriz y los ángulos de disparo que constituyen el vector de control, así como con el punto de trabajo donde se desee situar al convertidor. Por ello se sigue un proceso ordenado que permita evaluar la influencia de cada uno de los parámetros descritos y sus condiciones de dependencia. En primer lugar, se fija un valor constante para el factor de carga y se dan distintos valores a los restantes parámetros, lo cual permitirá obtener unos lugares geométricos concretos que, posteriormente podrán ser comparados con los que se generen a partir de diferentes condiciones de partida.

Como parámetro constante, se ha tomado el factor de carga y como parámetros variables, se adoptan la fuerza contraelectromotriz normalizada y el ángulo de disparo del conmutador positivo del puente. A partir de estas hipótesis, se generan, mediante el programa SCOPT [21], las curvas siguientes:

$V_m^* = f(\psi_N)$ para distintos valores de E^* y manteniendo fijo ψ_p .

$V_m^* = f(\psi_N)$ para distintos valores de ψ_p y manteniendo fijo E^* .

A partir de las dos familias de curvas, antes mencionadas, se genera una nueva gráfica que expresa $\psi_N = f(\psi_p)$ para distintos valores de V_m^* y manteniendo fijo E^* . El objetivo que se persigue al generar esta nueva curva es conocer los lugares geométricos del vector de control que originan el mismo punto de trabajo. El procedimiento descrito se emplea contemplando el funcionamiento del puente como rectificador o como ondulator no autónomo.

Se analizarán tres valores del factor de carga, $q=0,1$, $q=1$ y $q=10$.

A.- Factor de carga, $q=0,1$

A continuación se presenta, en las figuras 4.1 y 4.2, la variación de V_m^* en función de ψ_N para $q=0,1$, $\psi_p=0^\circ$ (rectificador), o bien $\psi_p=150^\circ$ (ondulator) y E^* variable.

En el gráfico siguiente se observa que para $E^*=0$ se consigue el máximo margen de variación de V_m^* , disminuyendo éste a medida que E^* va aumentando. Los tramos comunes a todas las curvas corresponden a conducción continua, mientras que los tramos diferenciados para cada valor de E^* determinan zonas de conducción intermitente.

Para el convertidor en régimen de ondulator se genera una familia de curvas como la anterior, que está representada en la figura 4.2, y donde se observan, de manera análoga al rectificador, las zonas de conducción continua y conducción intermitente y que el margen de variación de V_m^* disminuye a medida que el valor absoluto de E^* adopta valores menores.

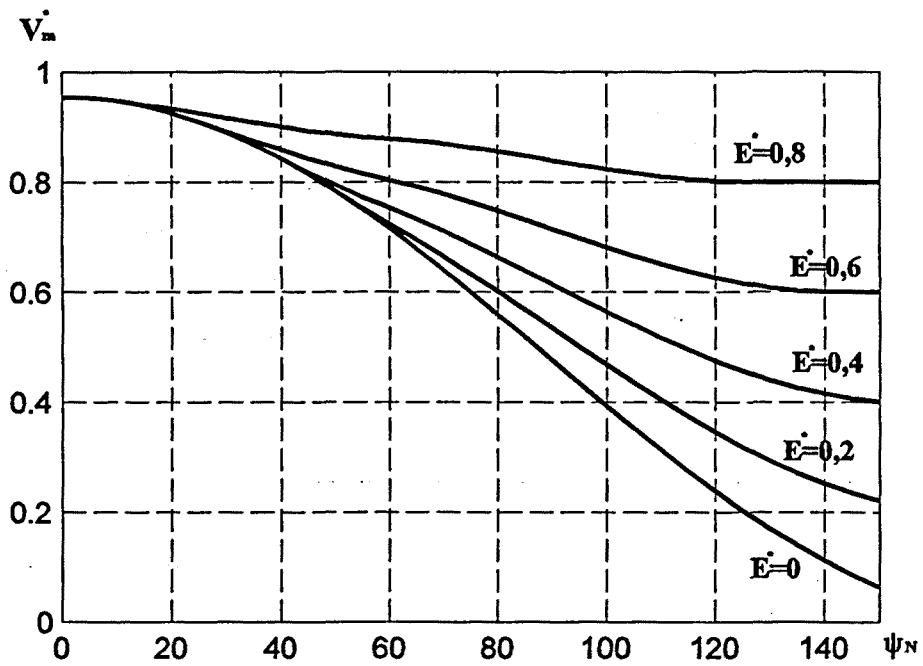


Figura 4.1. Rectificador, $q=0,1$, $\psi_P=0^\circ$

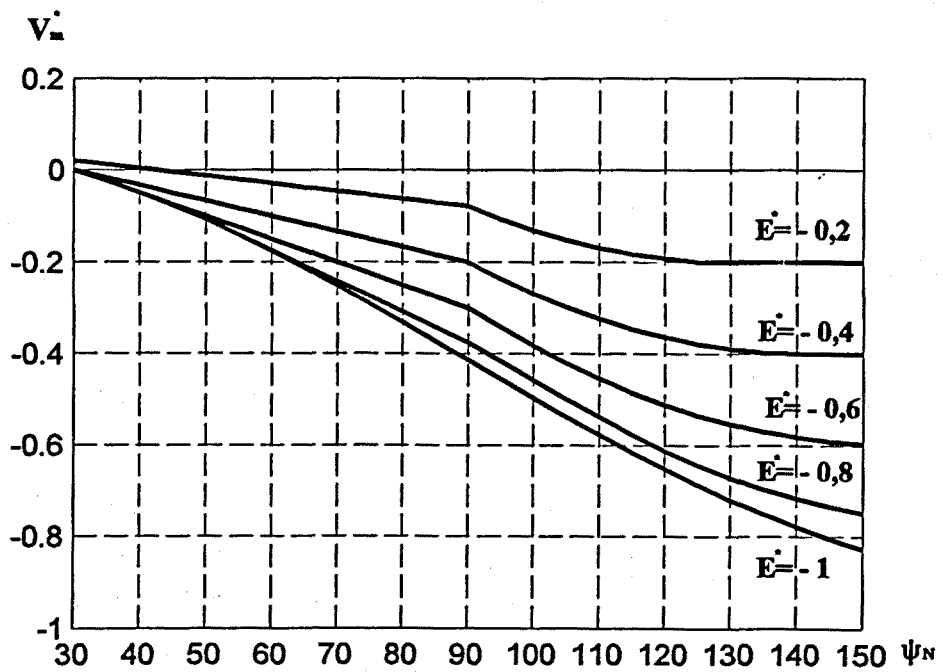


Figura 4.2. Ondulador, $q=0,1$, $\psi_P=150^\circ$

Las siguientes familias de curvas (figuras 4.3 y 4.4) corresponden a la variación del valor medio de la tensión de salida normalizada en función de ψ_N , manteniendo $E^*=0,4$ (rectificador) y $E^*=-0,6$ (ondulador) con ψ_P variable.

En la figura 4.3, se señalan las zonas donde se produce conducción continua (CC) y además se observa que a medida que aumenta el valor de ψ_P , el margen de variación de V_m^* disminuye.

La figura 4.4 describe el comportamiento del convertidor funcionando como ondulador y de su inspección se desprende que a medida que aumenta ψ_P , el rango de valores de la tensión de salida normalizada también es mayor; en el mismo gráfico se indican los tramos de cada curva donde tiene lugar la conducción intermitente. Asimismo, existen dos zonas de trabajo, la que corresponde a $V_m^* \geq 0$ (rectificador) y aquella en que $V_m^* < 0$ (ondulador).

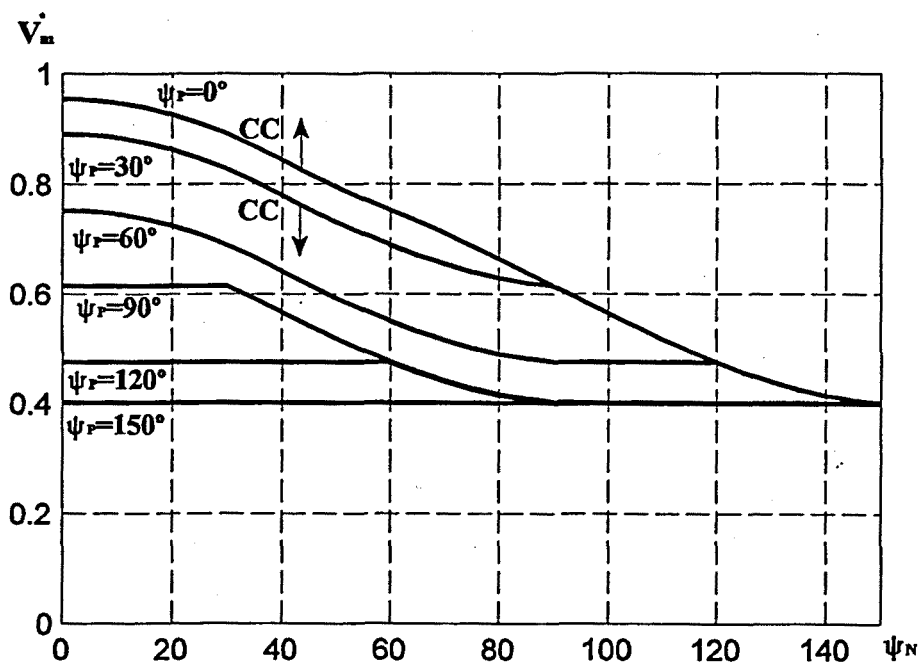


Figura 4.3. Rectificador, $q=0,1$, $E^*=0,4$

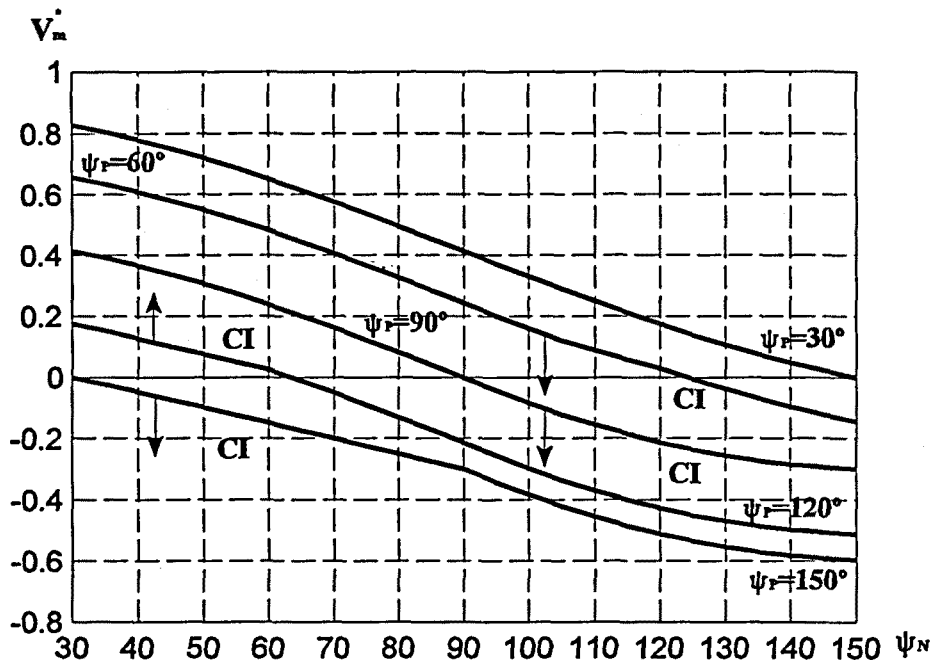


Figura 4.4. Ondulador, $q=0,1$, $E^*=-0,6$

A partir de los gráficos anteriores, se han elaborado los lugares geométricos del vector de control que sitúan al convertidor en el mismo punto de trabajo. Las figuras 4.5 a 4.8 contemplan el funcionamiento del puente como rectificador y las figuras 4.9 a 4.13 proveen análoga representación para el caso del ondulator. Cada una de las familias de curvas corresponde a factor de carga, $q=0,1$ y a un valor determinado de la fuerza contraelectromotriz normalizada. En ellas se indican los tramos donde existe conducción intermitente. Para el caso del rectificador los valores seleccionados de E^* son: $0/0,2/0,4/0,6$ y para el funcionamiento como ondulator E^* se toma igual a: $-0,2/-0,4/-0,6/-0,8/-1$.

La figura 4.5 corresponde a $E^*=0$ y se observa que a medida que aumenta V_m^* , disminuye el número de posibles valores del vector de control que pertenecen al lugar geométrico. Este mismo comportamiento se mantiene en las restantes figuras que representan los distintos valores de E^* .

La figura 4.6 describe los lugares geométricos para $E^*=0,2$, en ella se observa que los valores medios de tensión de salida posibles son superiores al valor de E^* . De igual manera sucede con los restantes valores de la fuerza contraelectromotriz normalizada, tal como se verá en las figuras 4.7 y 4.8.

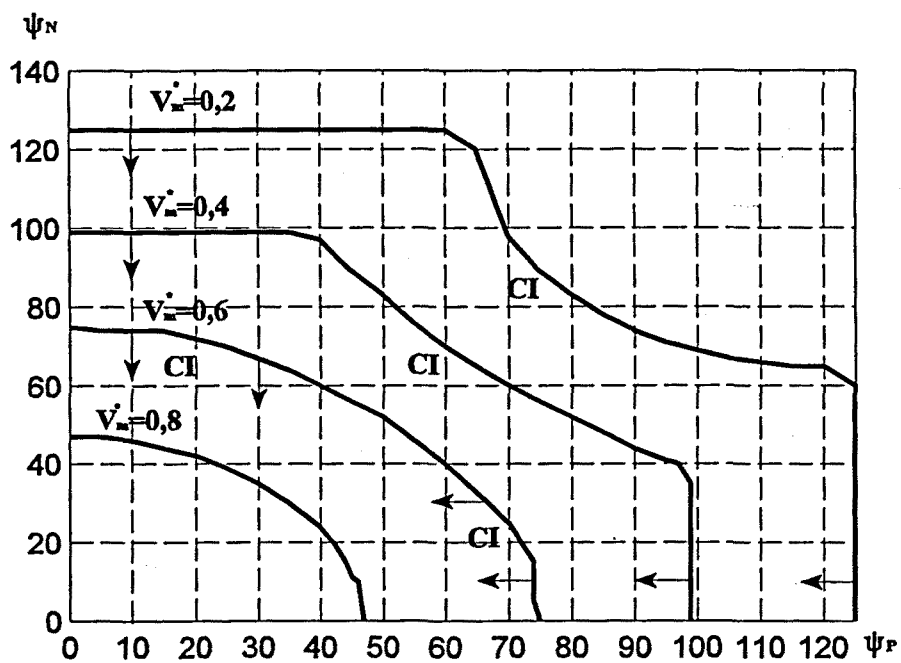


Figura 4.5. Rectificador, $q=0,1$, $E^*=0$

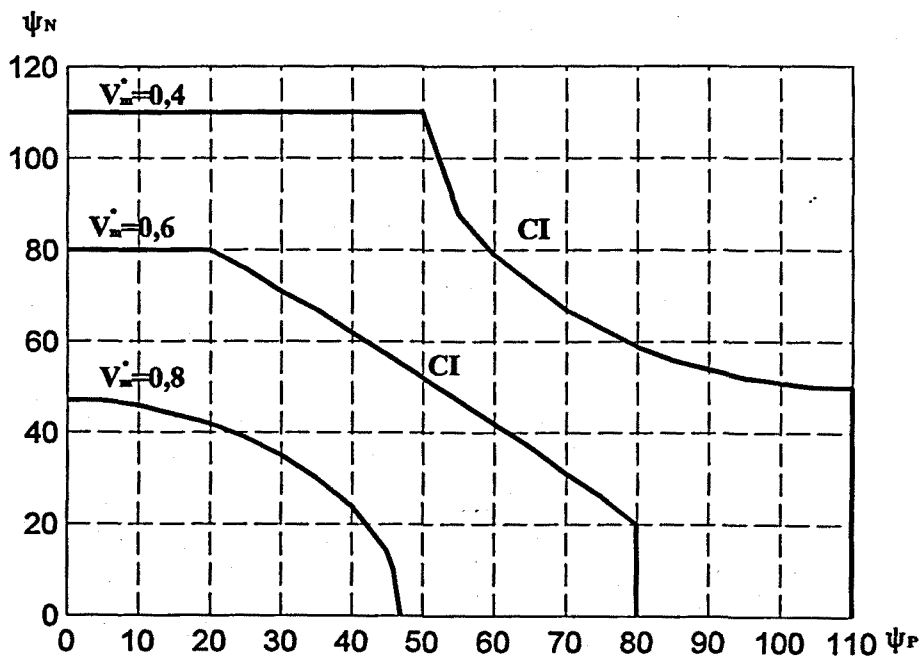


Figura 4.6. Rectificador, $q=0,1$, $E^*=0,2$

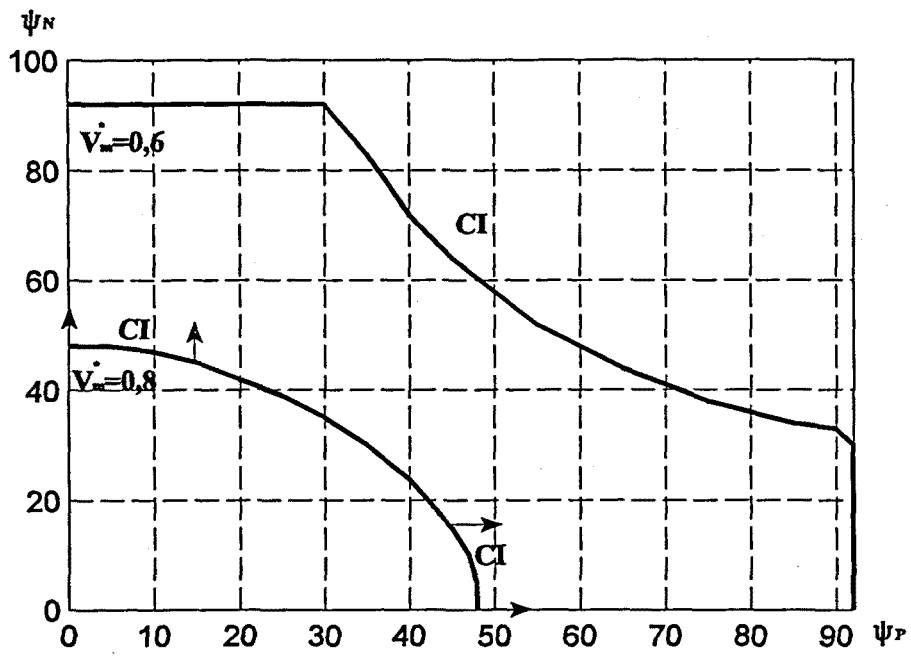


Figura 4.7. Rectificador, $q=0,1$, $E^*=0,4$

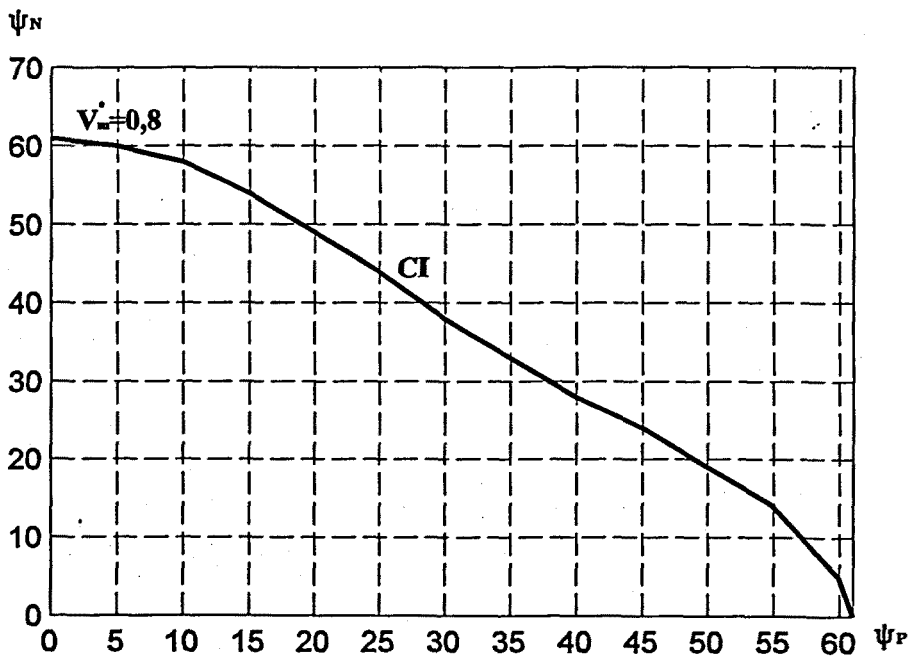


Figura 4.8. Rectificador, $q=0,1$, $E^*=0,6$

Del análisis de las cuatro figuras presentadas, se deduce que mientras existe conducción continua, el lugar geométrico del vector de control que origina un mismo punto de trabajo, es independiente de E^* , y también se observa que las curvas son simétricas respecto a las dos componentes del vector de control, es decir que el par (ψ_P, ψ_N) se comporta del mismo modo que (ψ_N, ψ_P) .

Asímismo puede apreciarse, que a medida que el valor de la fuerza contraelectromotriz va aumentando, los valores del vector de control que dan lugar a conducción intermitente, para el mismo valor medio de tensión de salida normalizada, son más numerosos, lo cual genera una dependencia de E^* en las distintas curvas.

Las figuras 4.9 a 4.13, muestran los lugares geométricos cuando el convertidor está funcionando como ondulator no autónomo, para cinco valores distintos de E^* .

En estos cinco gráficos se representa el lugar geométrico correspondiente a $V_m^* = 0$, como valor frontera entre el funcionamiento como rectificador y ondulator, pero teniendo en cuenta que en esta zona de trabajo no se ha alcanzado todavía el régimen de ondulator no autónomo. Para cada una de las figuras presentadas, se marcan las zonas donde existe conducción intermitente.

Se verifica que los lugares geométricos que describen un mismo punto de trabajo son únicos e independientes del valor de E^* , cuando existe conducción continua, presentándose alteraciones en las curvas al entrar en régimen de conducción intermitente.

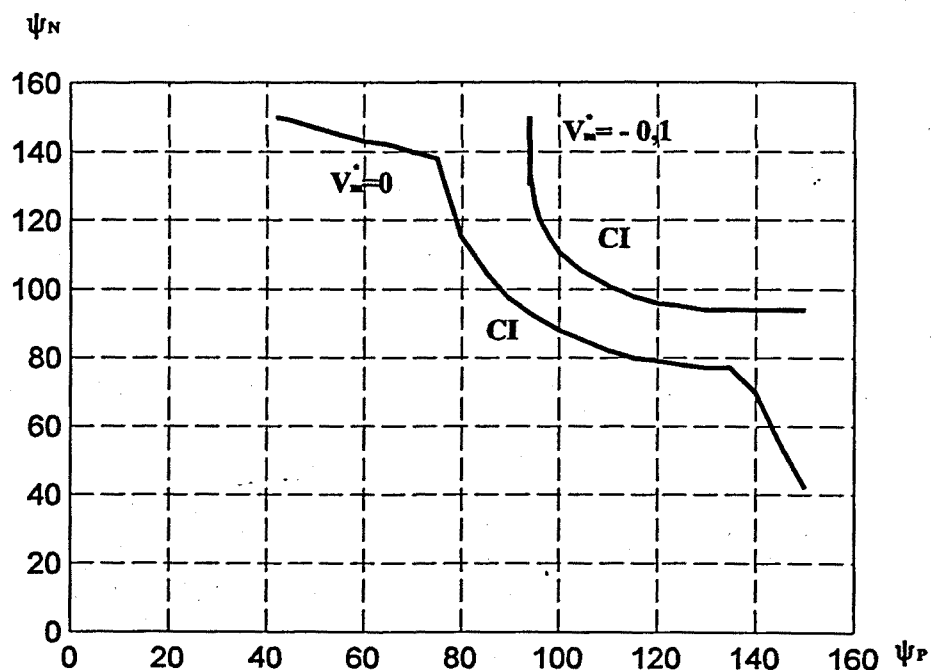


Figura 4.9. Ondulator, $q=0,1$, $E^*=-0,2$

En la figura anterior, los lugares geométricos que describen la pertenencia a $V_m^* = 0$ y $V_m^* = -0,1$ no corresponden a funcionamiento como ondulator no autónomo, sino que en ambos casos el convertidor todavía actúa en régimen de rectificador.

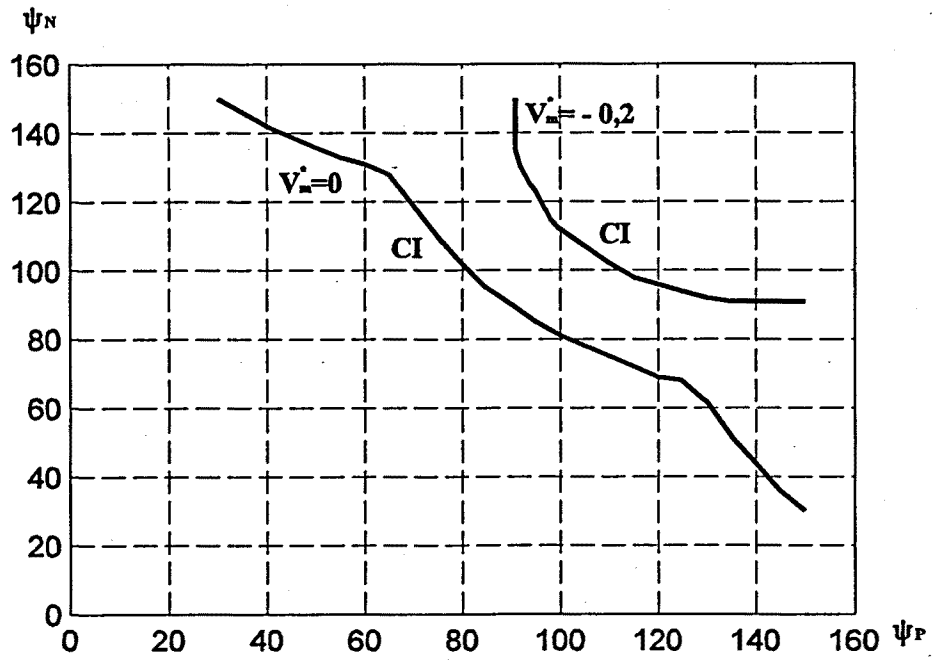


Figura 4.10. Ondulador, $q=0,1$, $E^*=-0,4$

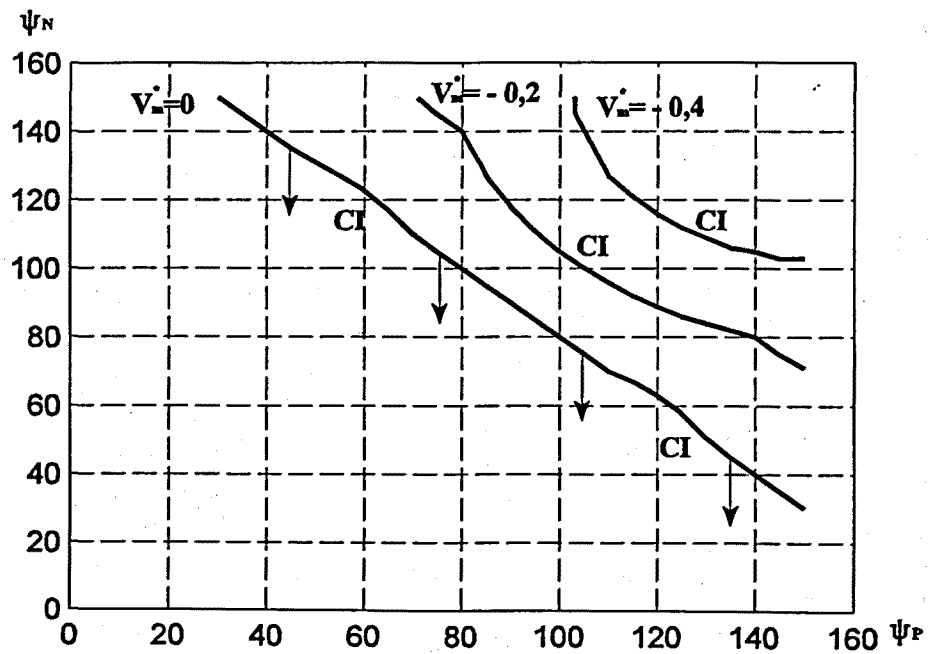


Figura 4.11. Ondulador, $q=0,1$, $E^*=-0,6$

Según la figura 4.10, en el lugar geométrico correspondiente a $V_m^* = -0,2$, se cumple que para la mayoría de valores del vector de control todavía no se ha alcanzado el régimen de funcionamiento como ondulator no autónomo, excepto para los valores del ángulo de disparo del conmutador positivo comprendidos entre 98° y 115° .

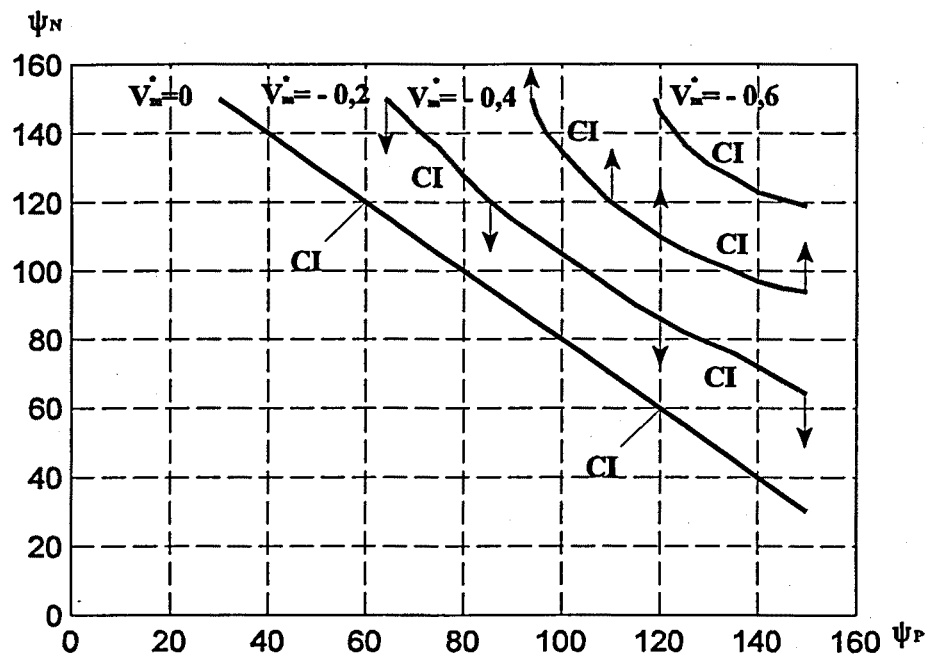


Figura 4.12. Ondulador, $q=0,1$, $E^*=-0,8$

En la figura 4.11, para $V_m^* = -0,2$, sólo se alcanza comportamiento como ondulator no autónomo para los valores de ψ_P comprendidos entre 92° y 115° . Para el mismo caso, según la figura 4.12, se deja de tener régimen de rectificador para los valores del ángulo de disparo del conmutador positivo que oscilan entre 85° y 121° .

Finalmente, se presenta la figura 4.13 que describe los lugares geométricos para fuerza contraelectromotriz, $E^* = -1$.

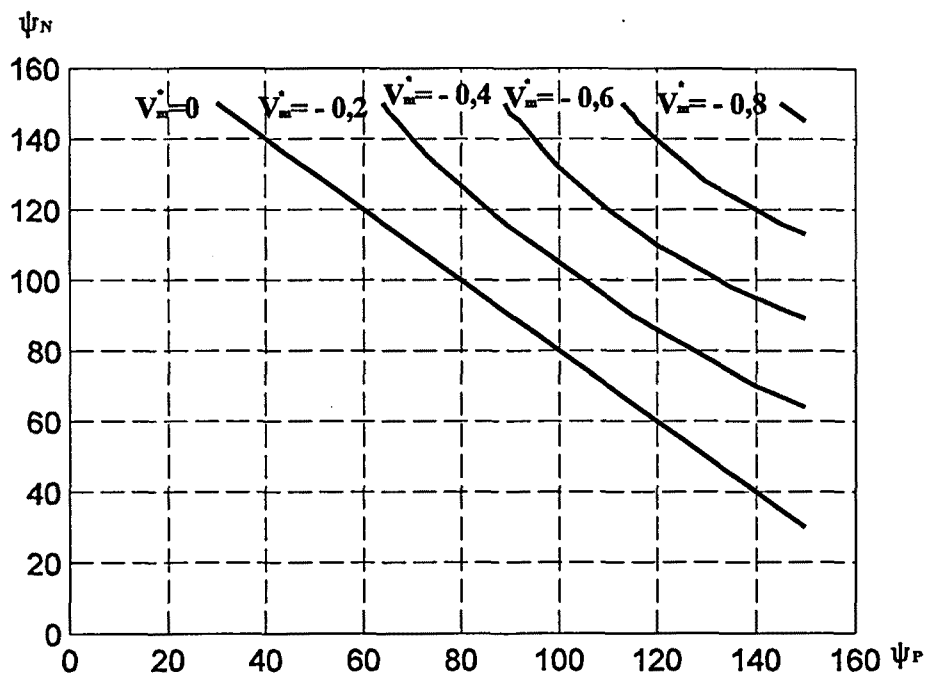


Figura 4.13. Ondulador, $q=0,1$, $E^*=-1$

En este gráfico, para $V_m^*=-0,2$ no se presenta funcionamiento como ondulator no autónomo, cuando el ángulo de disparo del conmutador positivo varía entre 70° y 80° y entre 130° y 140° .

En general, se observa que a medida que V_m^* aumenta en valor absoluto, el número de valores del vector de control que dan lugar al mismo punto de trabajo disminuye. Análogamente al estudio efectuado en el funcionamiento como rectificador, se aprecia que cuando E^* disminuye en valor absoluto, los tramos de conducción intermitente son más numerosos y ello origina que las distintas curvas dependan de la fuerza contraelectromotriz. Finalmente, se cumple que existe un comportamiento simétrico entre los pares (ψ_p, ψ_N) y (ψ_N, ψ_p) .

B.- Factor de carga, $q=1$

Se realiza el mismo análisis con un valor del factor de carga distinto, para poder valorar la influencia de este parámetro en las formas de los lugares geométricos correspondientes a un determinado punto de trabajo.

En las figuras 4.14 y 4.15, se describe la variación de V_m^* en función de ψ_N para factor de carga unitario, con $\psi_p=0^\circ$ (rectificador), o bien $\psi_p=150^\circ$ (ondulador) y E^* variable.

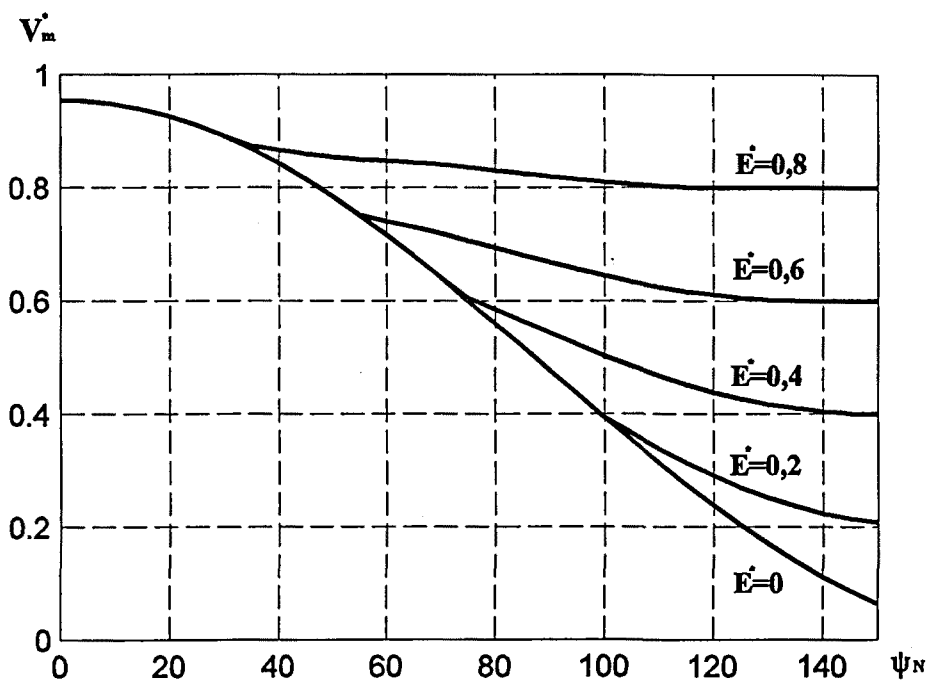


Figura 4.14. Rectificador, $q=1$, $\psi_p=0^\circ$

Para el convertidor en régimen de ondulator se genera una familia de curvas como la anterior, que está representada en la figura 4.15.

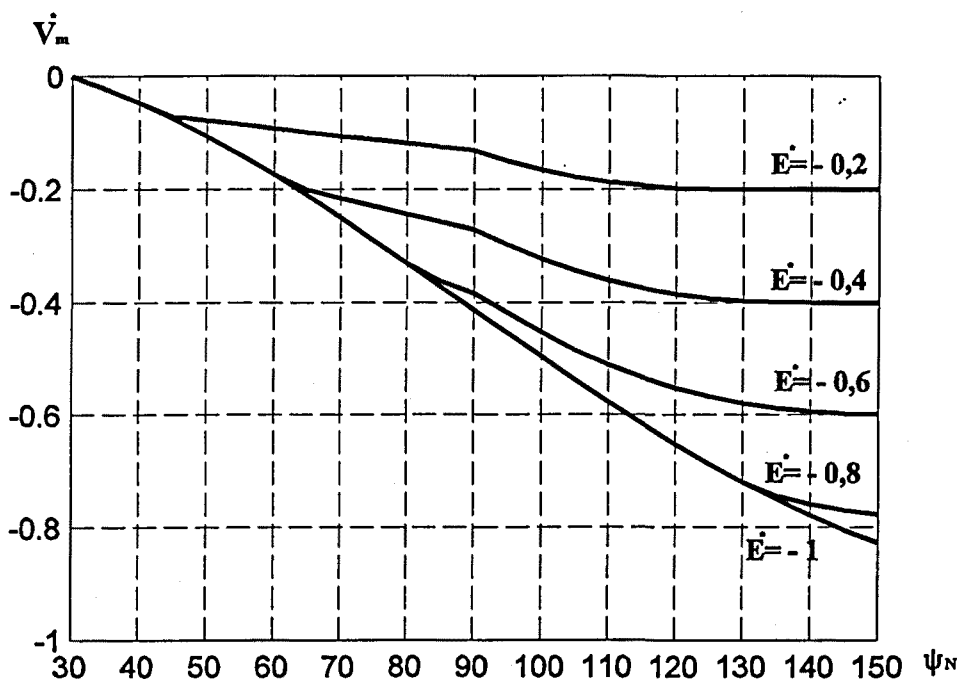


Figura 4.15. Ondulador, $q=1$, $\psi_p=150^\circ$

Las siguientes familias de curvas (figuras 4.16 y 4.17) corresponden a la variación del valor medio de la tensión de salida normalizada en función del ángulo de disparo del conmutador negativo, manteniendo $E^* = 0,4$ (rectificador) y $E^* = -0,6$ (ondulador) con ψ_p variable.

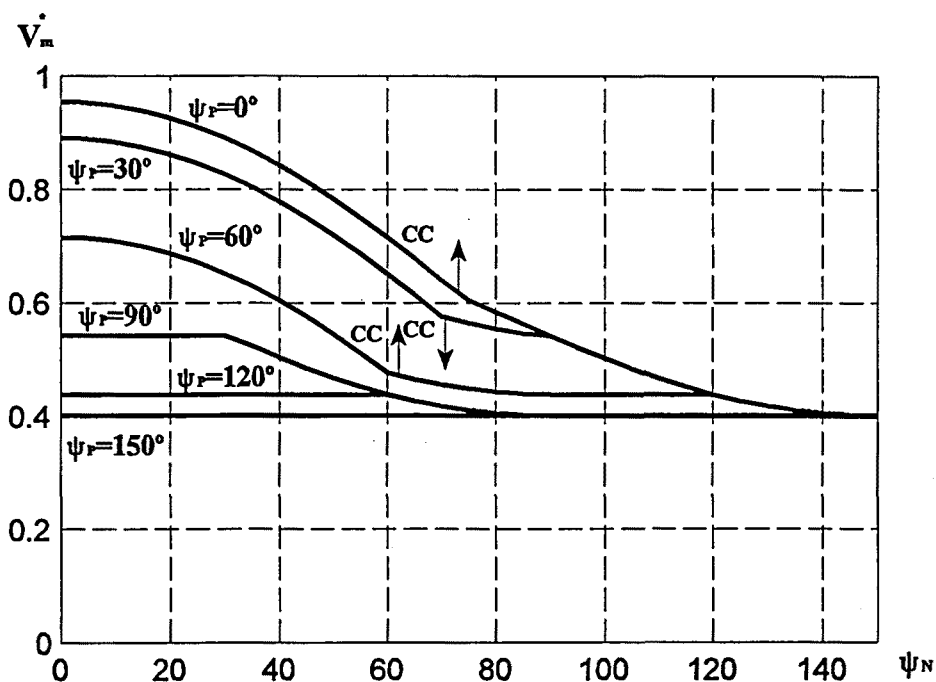


Figura 4.16. Rectificador, $q=1$, $E^* = 0,4$

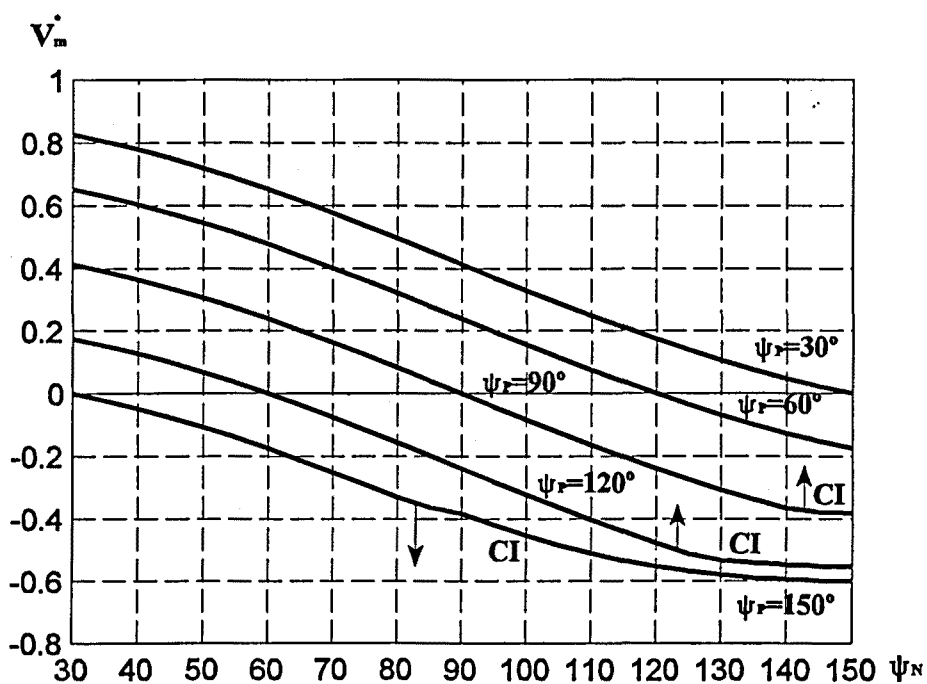


Figura 4.17. Ondulador, $q=1$, $E^* = -0,6$

Comparando las cuatro figuras anteriores con las que se han obtenido para los mismos casos, tomando $q=0,1$, se observa un tipo de comportamiento análogo y como diferencia cabe señalar que, para factor de carga unitario, aparecen más tramos de conducción continua, en ambos regímenes de funcionamiento (rectificador y ondulator no autónomo).

A partir de los gráficos anteriores, se han elaborado los lugares geométricos del vector de control que sitúan al convertidor en el mismo punto de trabajo. Las figuras 4.18 a 4.21 contemplan el funcionamiento del puente como rectificador y las figuras 4.22 a 4.26 proveen análoga representación para el caso del ondulator. Cada una de las familias de curvas corresponde a un factor de carga unitario y a un valor determinado de la fuerza contraelectromotriz normalizada. En ellas se indican los tramos donde existe conducción intermitente. Para el caso del rectificador los valores seleccionados de E^* son: $0/0,2/0,4/0,6$ y para el funcionamiento como ondulator E^* se toma igual a: $-0,2/-0,4/-0,6/-0,8/-1$.

La figura 4.18 corresponde a $E^*=0$ y se observa que a medida que aumenta V_m^* , disminuye el número de posibles valores del vector de control que pertenecen al lugar geométrico que define un mismo punto de trabajo. Idéntico comportamiento se mantiene en las restantes figuras que representan los distintos valores de E^* .

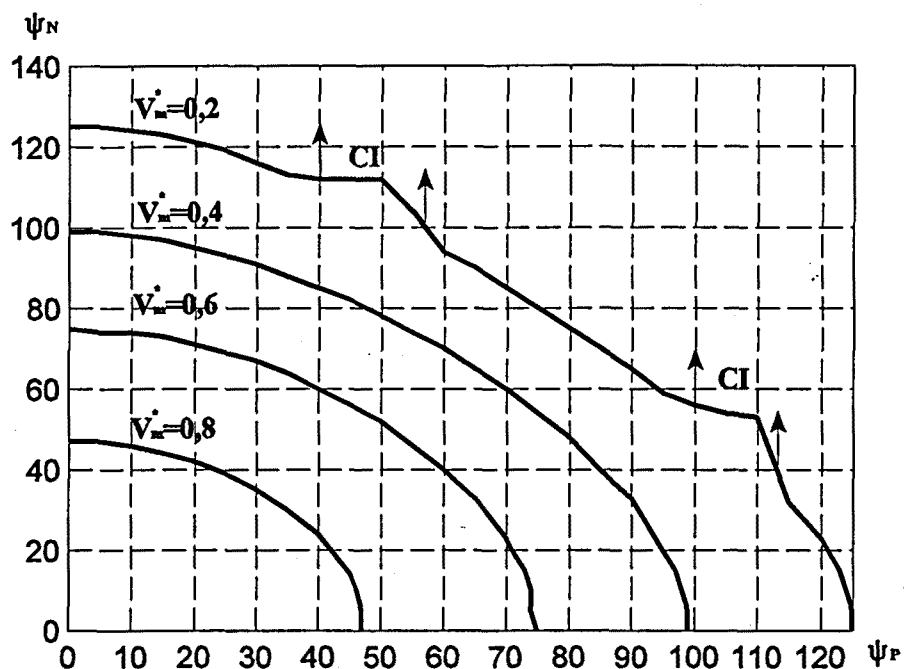


Figura 4.18. Rectificador, $q=1$, $E^*=0$

Las figuras 4.19, 4.20 y 4.21, describe los lugares geométricos para $E^*=0,2$, $E^*=0,4$ y $E^*=0,8$ respectivamente, en ellas, igual que en la anterior, se observa que los valores medios de tensión de salida posibles son superiores al valor de E^* .

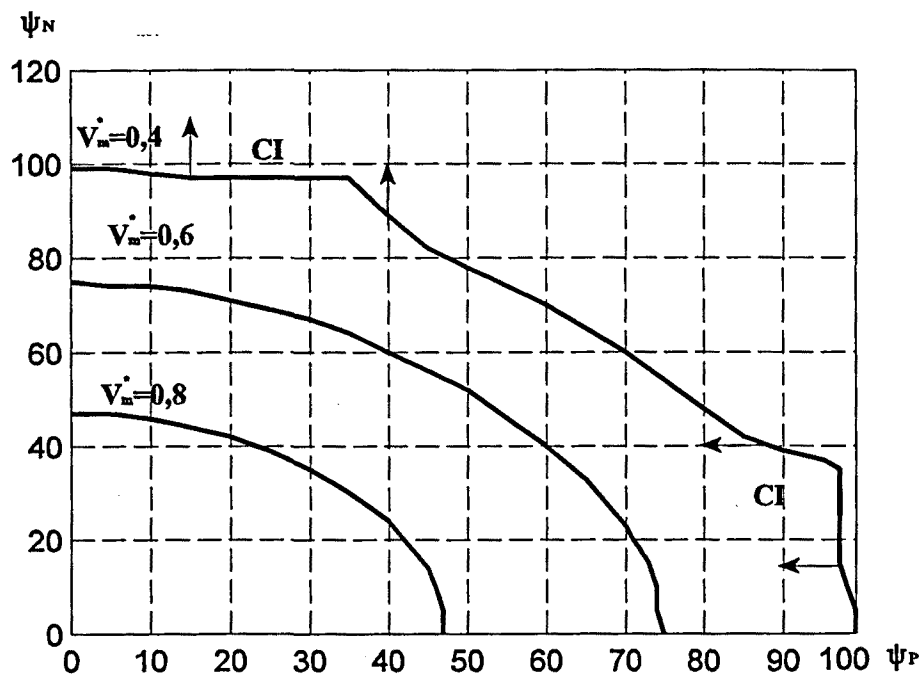


Figura 4.19. Rectificador, $q=1$, $E^*=0,2$

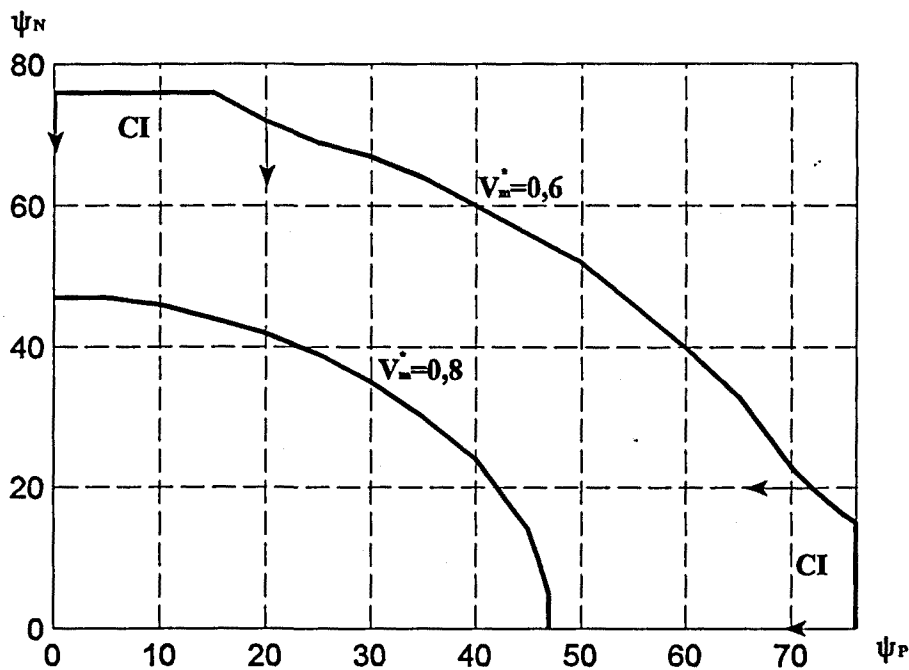


Figura 4.20. Rectificador, $q=1$, $E^*=0,4$

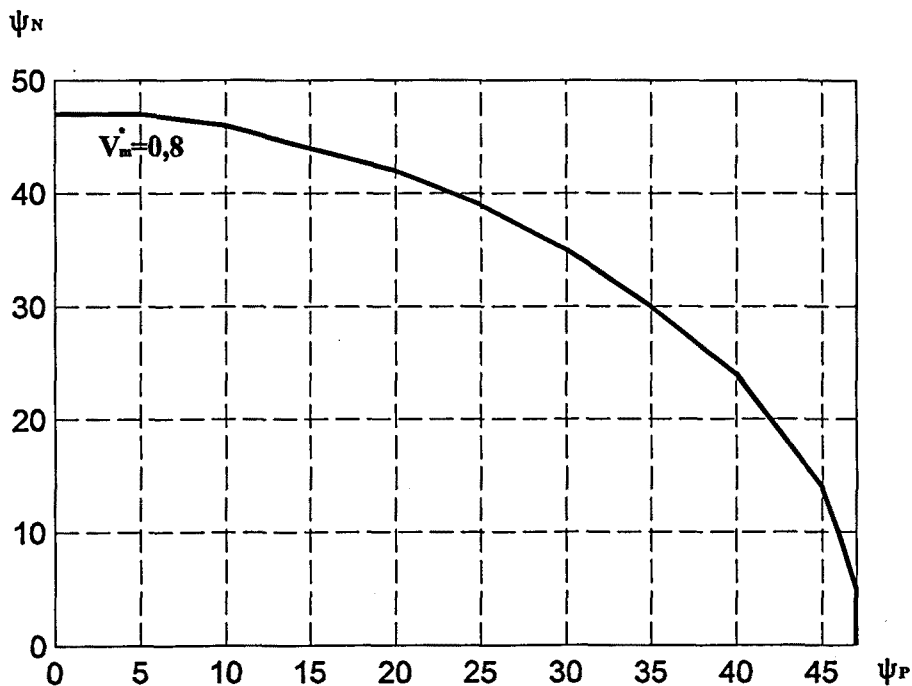


Figura 4.21. Rectificador, $q=1$, $E^*=0,6$

Del análisis de las cuatro figuras presentadas, se deduce que mientras existe conducción continua, el lugar geométrico del vector de control que origina un mismo punto de trabajo, es independiente de E^* , y también se observa que las curvas son simétricas respecto a las dos componentes del vector de control, es decir que el par (ψ_P, ψ_N) se comporta del mismo modo que (ψ_N, ψ_P) . Estos resultados son comunes a los ya comentados para $q=0,1$, con la salvedad de que en el caso que ahora se estudia son mayores los tramos de conducción continua, lo cual implica una menor dependencia de la fuerza contraelectromotriz.

Las figuras 4.22 a 4.26, muestran los lugares geométricos cuando el convertidor está funcionando como ondulator no autónomo, para cinco valores distintos de E^* . En estas figuras, se representan el lugar geométrico correspondiente a $V_m^*=0$, como valor frontera entre el funcionamiento como rectificador y ondulator, pero teniendo en cuenta que en esta zona de trabajo no se ha alcanzado todavía el régimen de ondulator.

Para cada uno de los gráficos presentados, se marcan las zonas donde existe conducción intermitente.

Asimismo, se podrá observar que a medida que E^* aumenta, en valor absoluto, el margen de valores posibles de la tensión de salida normalizada también aumenta, cumpliéndose a su vez que cuando se pretenden cotas mayores de V_m^* , en valor absoluto, el número de posibilidades del par (ψ_P, ψ_N) es menor.

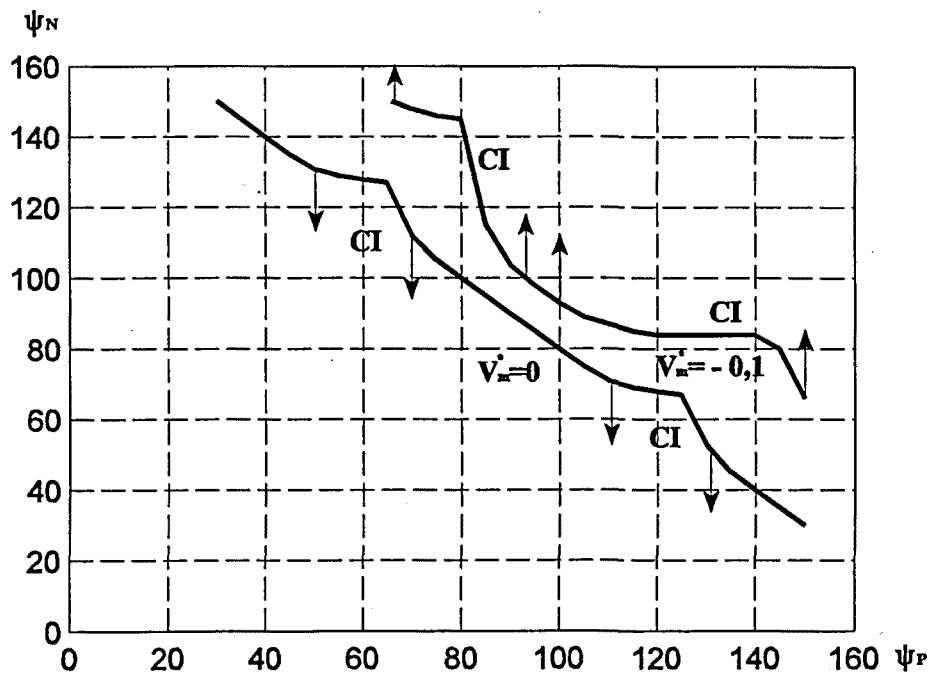


Figura 4.22. Ondulador, $q=1$, $E^*=-0,2$

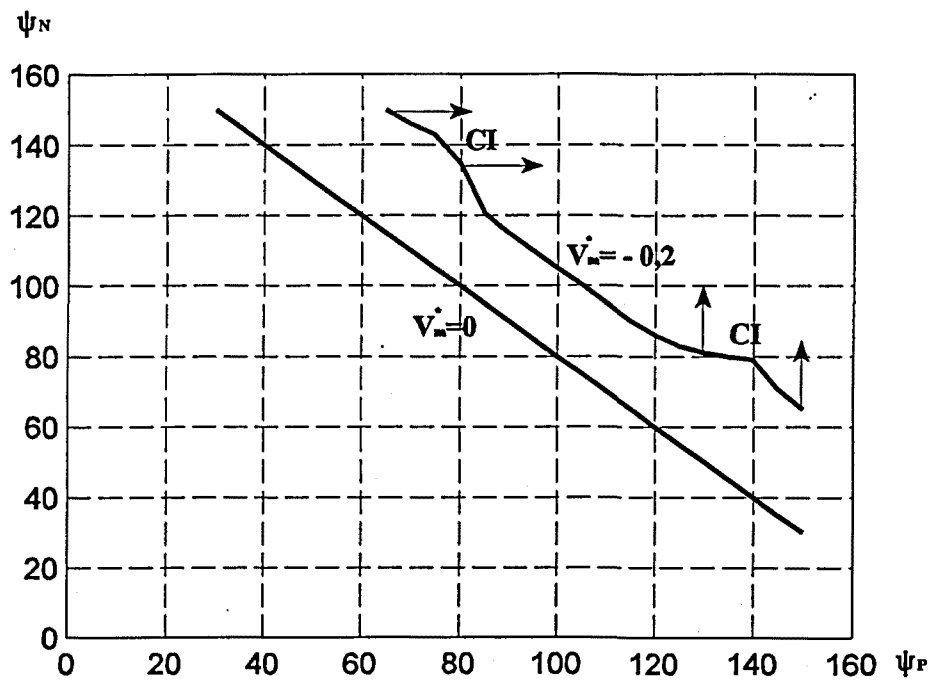


Figura 4.23. Ondulador, $q=1$, $E^*=-0,4$

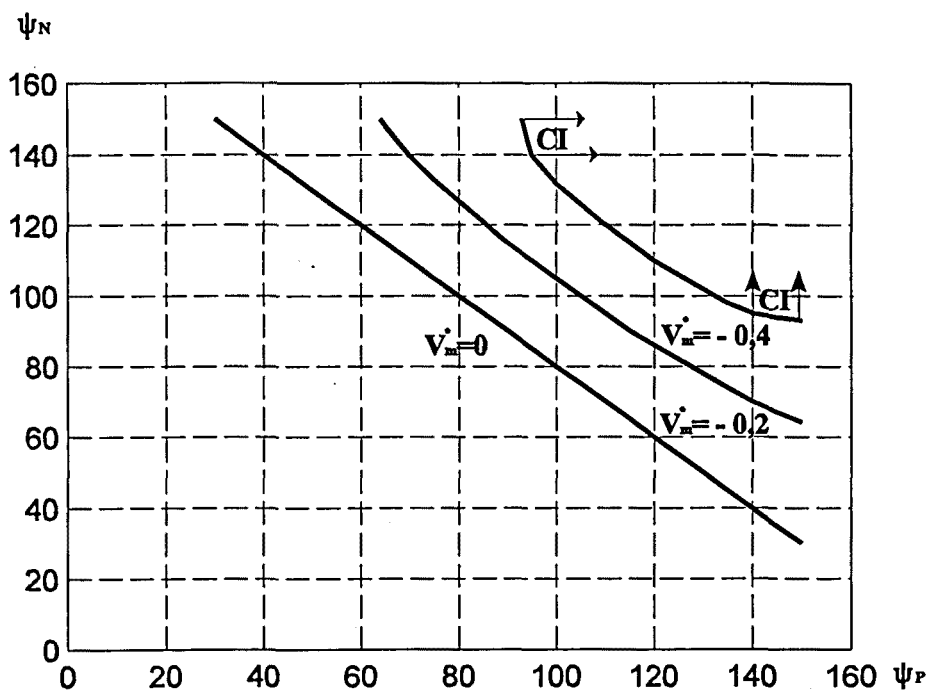


Figura 4.24. Ondulador, $q=1$, $E^*=-0,6$

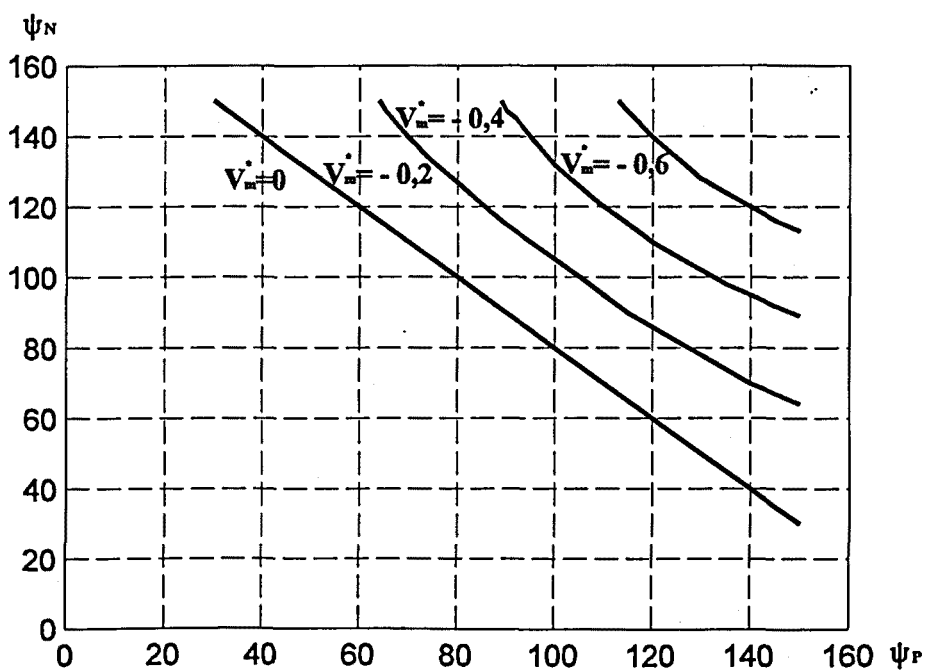


Figura 4.25. Ondulador, $q=1$, $E^*=-0,8$

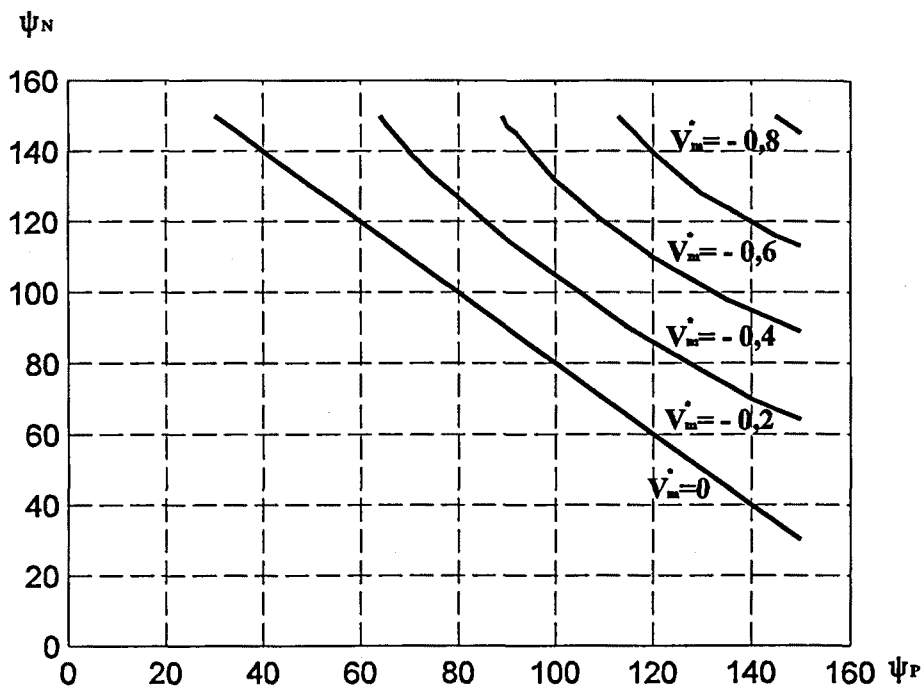


Figura 4.26. Ondulador, $q=1$, $E^*=-1$

En general, la evolución de las distintas curvas sigue la tónica marcada por el caso analizado anteriormente, en que $q=0,1$, sin embargo debe destacarse que para factor de carga unitario existen menos tramos con conducción intermitente, con lo cual se reduce la dependencia del valor que pudiera adoptar la fuerza contraelectromotriz.

A modo de resumen puede indicarse que cuando V_m^* aumenta, en valor absoluto, el número de valores del par (ψ_P, ψ_N) que dan lugar al mismo punto de trabajo disminuye, a su vez, cuando E^* disminuye, en valor absoluto, los tramos donde se produce conducción intermitente son más numerosos y, finalmente, cabe señalar que cada curva correspondiente a un determinado lugar geométrico presenta simetría con respecto a los pares de valores (ψ_P, ψ_N) y (ψ_N, ψ_P) .

Para completar la información, que permita comparar resultados y obtener conclusiones, se determina nuevamente la influencia del factor de carga, tomando un valor distinto del mismo.

C.- Factor de carga, $q=10$

En este caso se repite el proceso para factor de carga, $q=10$, y se obtienen en primer lugar las curvas correspondientes a los valores medios de tensión normalizada en función de ψ_N , para $\psi_P=0^\circ$ (funcionamiento como rectificador) y $\psi_N=150^\circ$ (funcionamiento como ondulador no autónomo), con E^* variable en ambos casos, tal como puede verse en las figuras 4.27 y 4.28.

En las figuras 4.29 y 4.30, puede observarse la evolución de V_m^* en función del ángulo de disparo del conmutador negativo, para $E^*=0,4$ (rectificador) y $E^*=-0,6$ (ondulador), tomando ahora como

parámetro variable el ángulo de disparo del conmutador positivo.

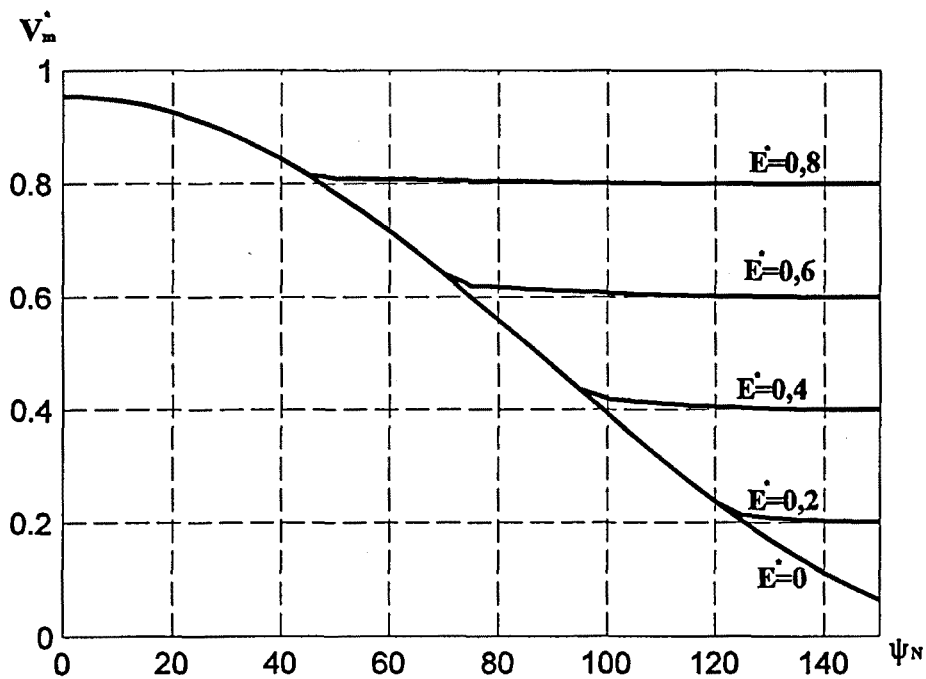


Figura 4.27. Rectificador, $q=10$, $\psi_P=0^\circ$

En el gráfico anterior se pone de manifiesto, al igual que para los restantes valores del factor de carga que, los tramos comunes a todas las curvas corresponden a conducción continua, mientras que los tramos diferenciados para cada valor de E^* determinan zonas de conducción intermitente. También se cumple que a medida que aumenta la fuerza contraelectromotriz, disminuye el margen de variación de V_m^* .

En la siguiente curva se observa, de manera análoga al caso del rectificador, la existencia de tramos de conducción continua e intermitente y que el margen de variación de V_m^* disminuye a medida que E^* , en valor absoluto, adopta valores menores.

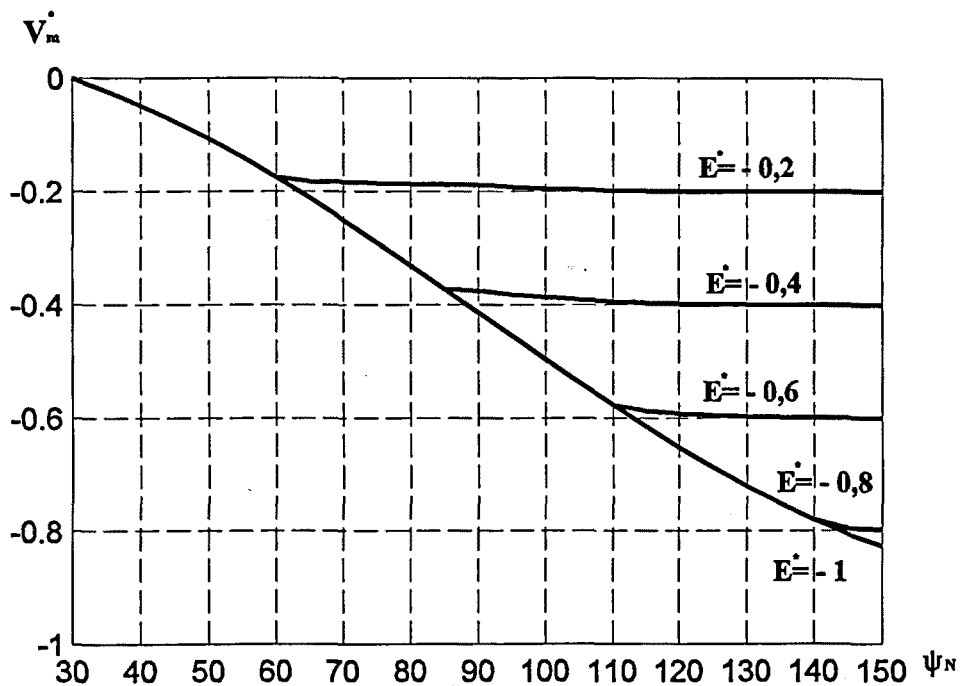


Figura 4.28. Ondulador, $q=10$, $\psi_p=150^\circ$

Las siguientes familias de curvas (figuras 4.29 y 4.30) corresponden a la variación del valor medio de la tensión de salida normalizada en función de ψ_N manteniendo $E^*=0,4$ (rectificador) y $E^*=-0,6$ (ondulador) con ψ_p variable.

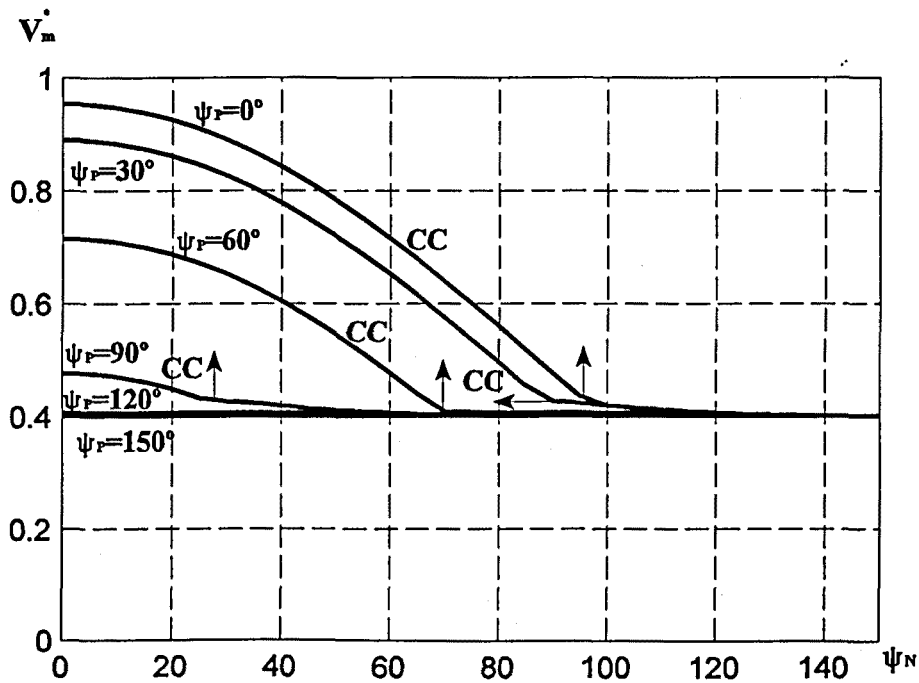


Figura 4.29. Rectificador, $q=10$, $E^*=0,4$

En la figura 4.29, se señalan las zonas donde se produce conducción continua y además se observa que a medida que aumenta el valor de ψ_p , el margen de variación de V_m^* disminuye.

La figura 4.30 describe el comportamiento del convertidor funcionando como ondulator y de su inspección se desprende que a medida que aumenta el ángulo de disparo del conmutador positivo, el rango de valores de la tensión de salida normalizada también es mayor; en el mismo gráfico se indican los tramos de cada curva donde tiene lugar la conducción intermitente. Asimismo, existen dos zonas de trabajo, la que corresponde a $V_m^* \geq 0$ (rectificador) y aquella en que $V_m^* < 0$ (ondulador).

Comparando con las figuras obtenidas para los distintos valores del factor de carga, se observa que la tendencia que siguen las curvas es la misma, pero se produce un aumento de los tramos en que existe conducción continua, a medida que q tiene un valor más elevado.

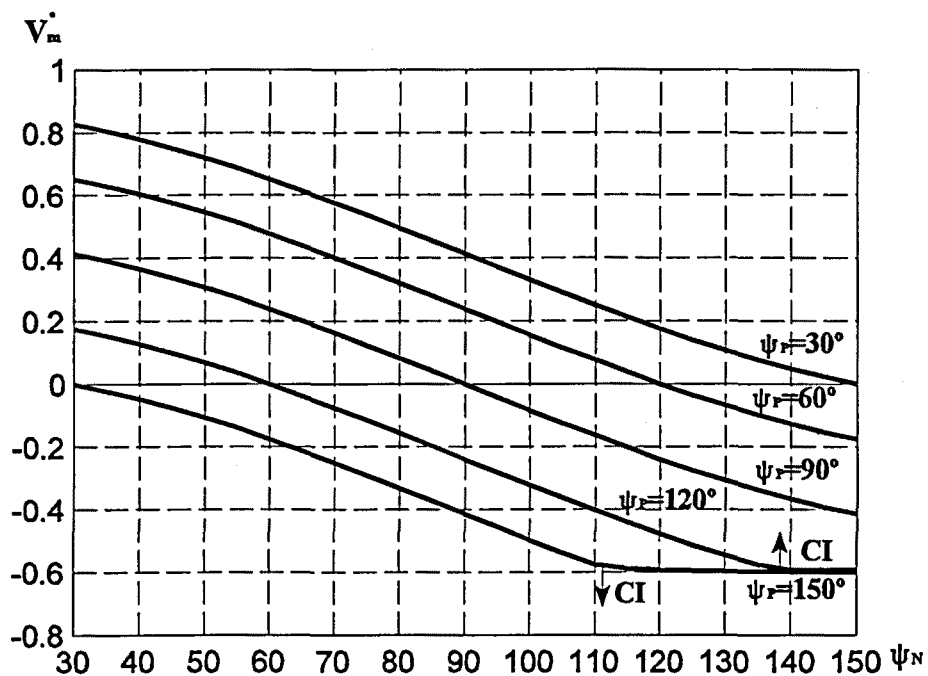


Figura 4.30. Ondulador, $q=10$, $E^*=-0,6$

A partir de los gráficos anteriores, se han elaborado los lugares geométricos del vector de control que sitúan al convertidor en el mismo punto de trabajo. Las figuras 4.31 a 4.34 contemplan el funcionamiento del puente como rectificador y las figuras 4.35 a 4.39 proveen análoga representación para el caso del ondulator. Para el primer caso los valores seleccionados de E^* son: 0/0,2/0,4/0,6 y para el segundo -0,2/-0,4/-0,6/-0,8/-1.

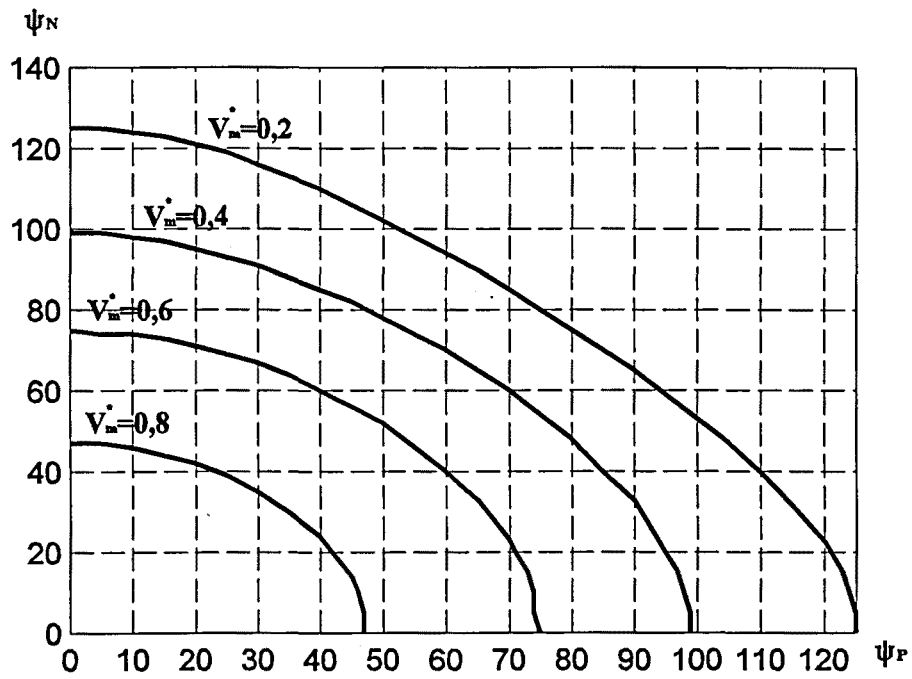


Figura 4.31. Rectificador, $q=10$, $E^*=0$

En la figura anterior y las tres siguientes se cumple que a medida que aumenta V_m^* , disminuye el número de posibles valores del vector de control que pertenecen al lugar geométrico.

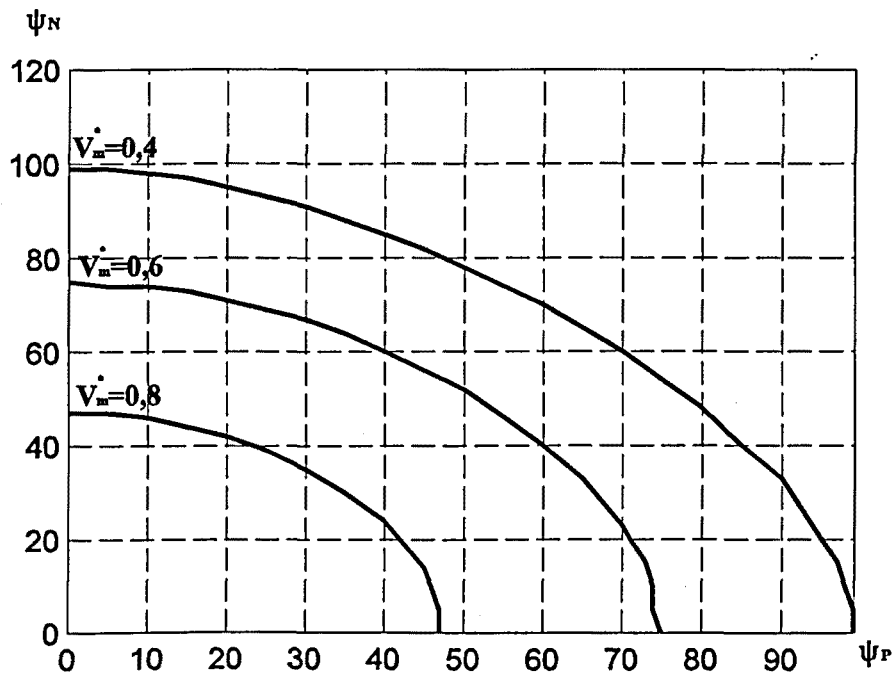


Figura 4.32. Rectificador, $q=10$, $E^*=0,2$

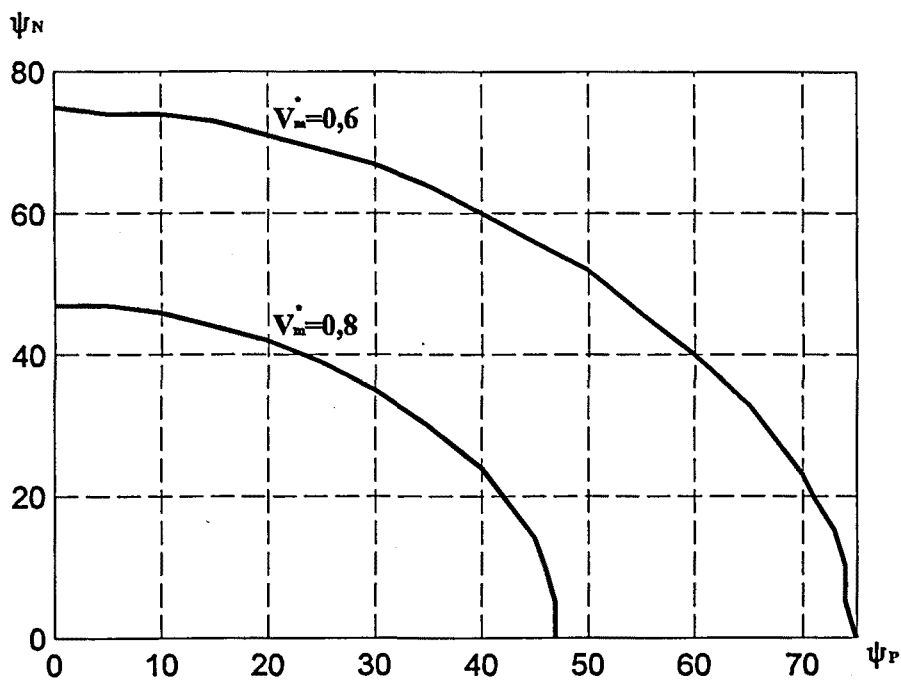


Figura 4.33. Rectificador, $q=10, E^=0,4$*

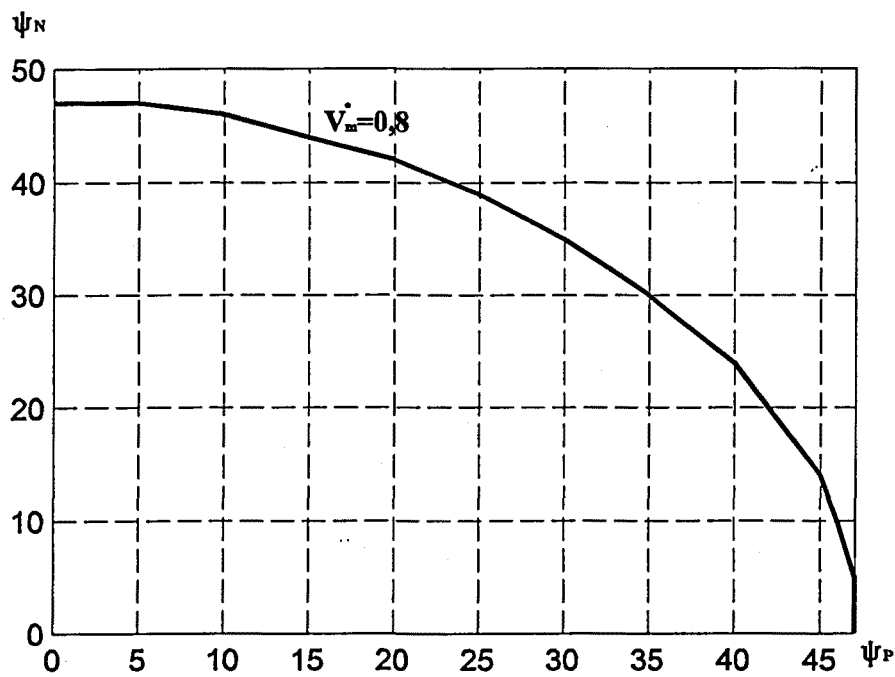


Figura 4.34. Rectificador, $q=10, E^=0,6$*

El tipo de gráfico resultante para los casos analizados, tiene un comportamiento semejante a los obtenidos con distintos valores del factor de carga, cabe destacar que para $q=10$, todas las curvas presentadas originan únicamente zonas de conducción continua.

Las figuras 4.35 a 4.39, muestran los lugares geométricos cuando el convertidor está funcionando como ondulator no autónomo, para cinco valores distintos de E^* .

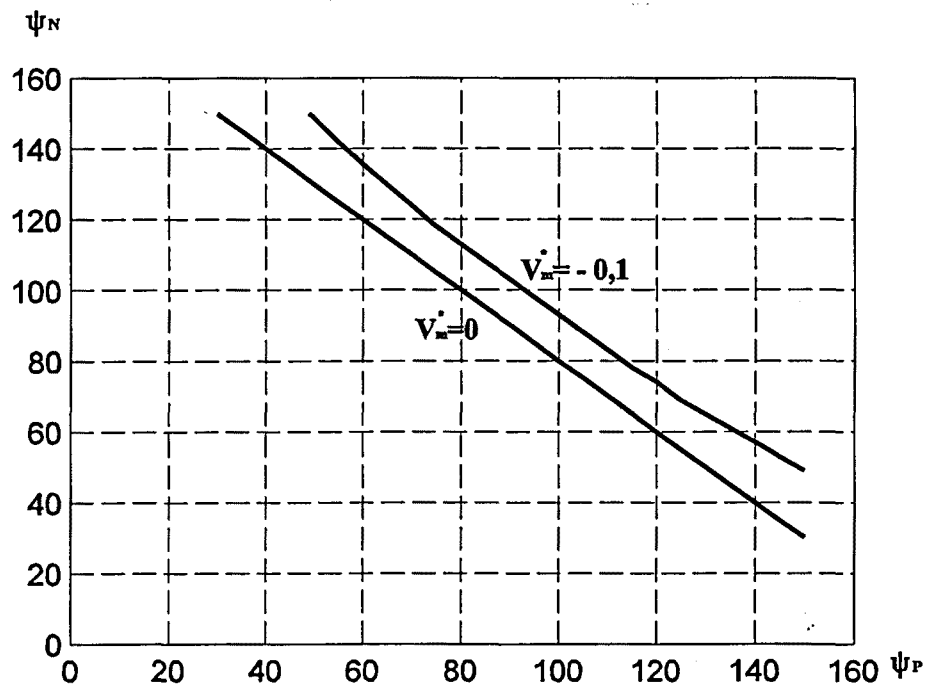


Figura 4.35. Ondulador, $q=10$, $E^*=-0,2$

En esta figura y en las siguientes, se representa el lugar geométrico correspondiente a $V_m^*=0$, como valor frontera entre el funcionamiento como rectificador y ondulator, pero teniendo en cuenta que en esta zona de trabajo no se ha alcanzado todavía el régimen de ondulator.

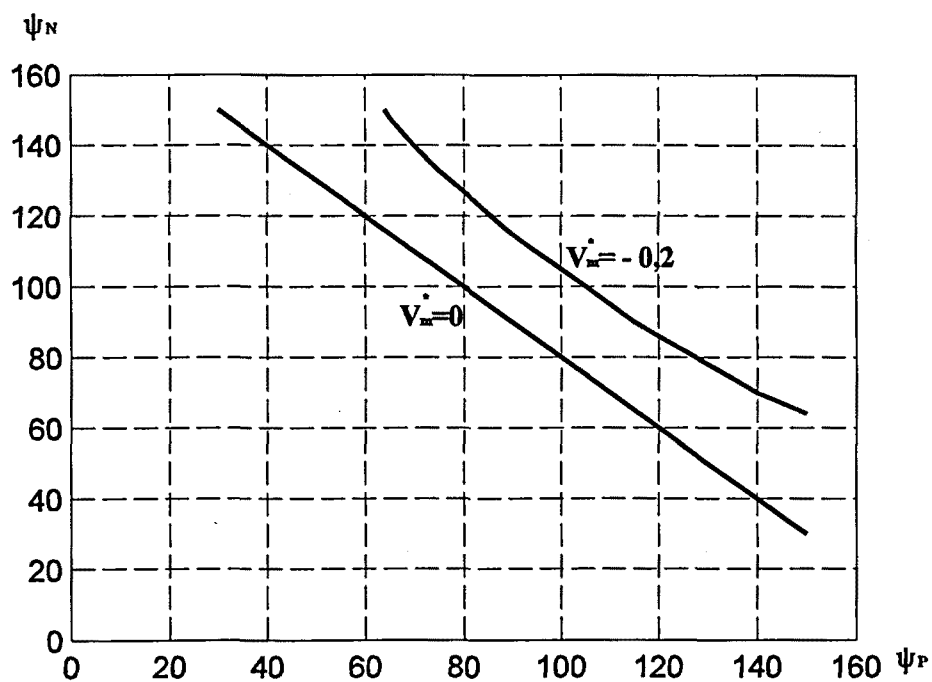


Figura 4.36. Ondulador, $q=10$, $E^*=-0,4$

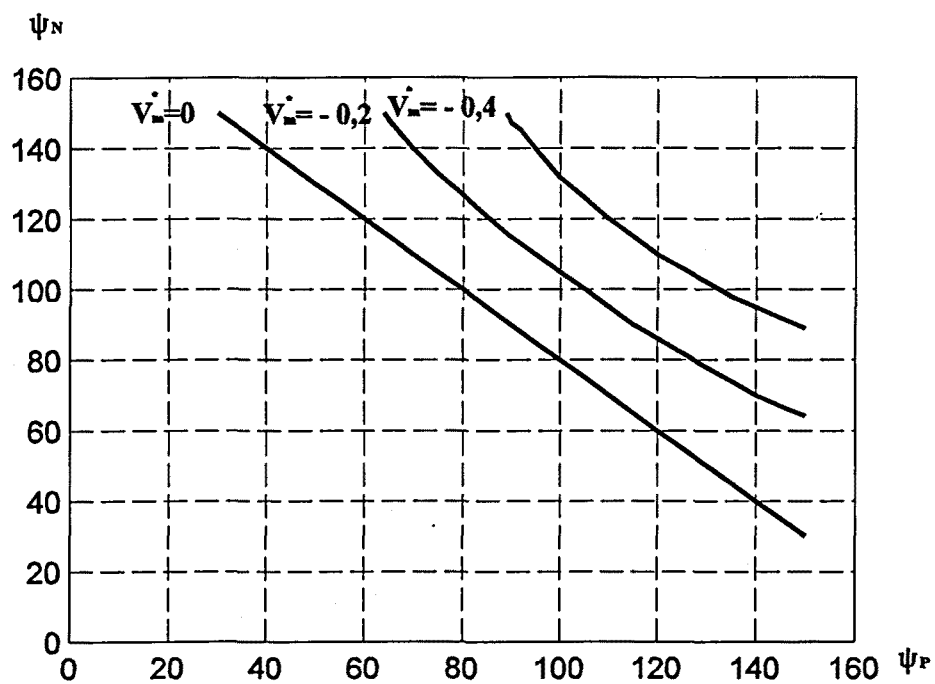


Figura 4.37. Ondulador, $q=10$, $E^*=-0,6$

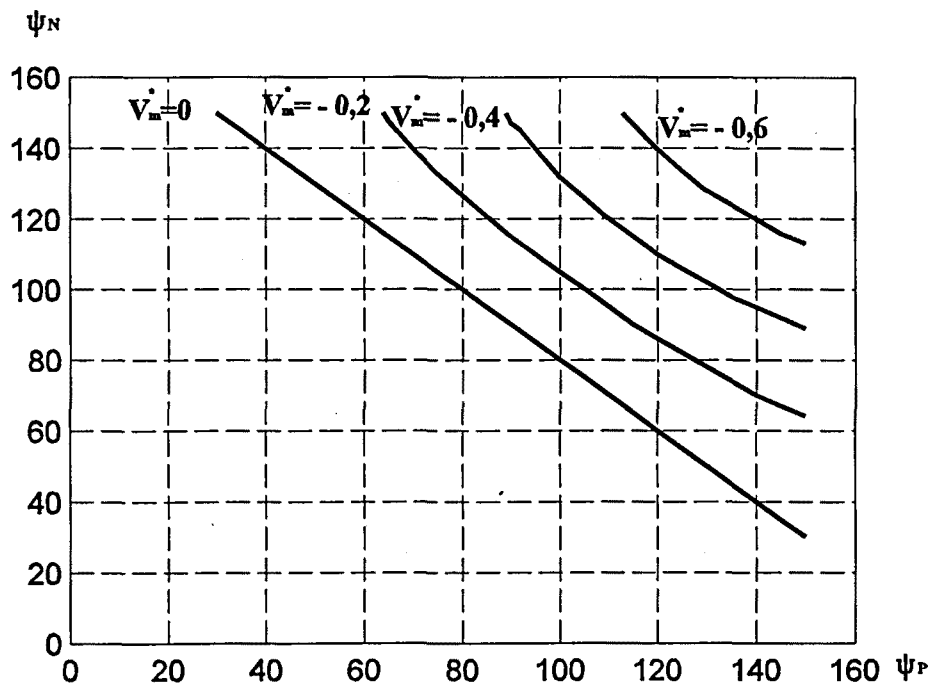


Figura 4.38. Ondulador, $q=10$, $E^*=-0,8$

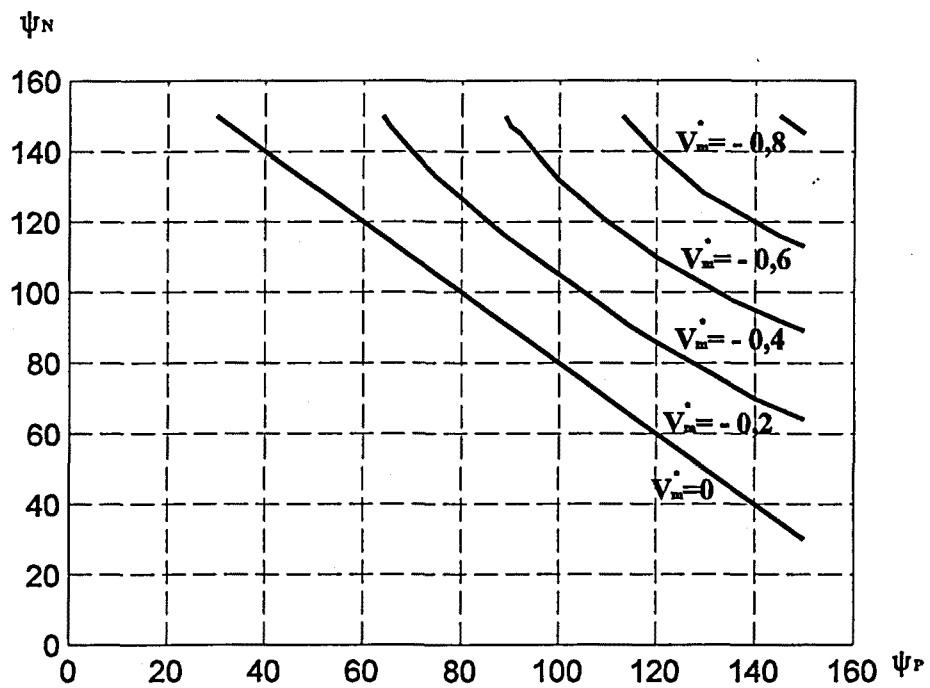


Figura 4.39. Ondulador, $q=10$, $E^*=-1$

En las cinco figuras presentadas se observa que todos los valores del vector de control corresponden a conducción continua. La evolución de los distintos gráficos es análoga a la mostrada para $q=0,1$ y $q=1$, cumpliéndose en este caso que existen menos tramos que originan conducción intermitente.

A modo de resumen, las principales características de los lugares geométricos presentados pueden agruparse en los siguientes puntos:

1. A medida que $|E^*|$ aumenta, el margen de valores posibles de la tensión de salida normalizada disminuye, en el caso del rectificador y aumenta en el ondulator.
2. En el funcionamiento como rectificador, cuando aumenta ψ_p , el margen de variación de V_m^* disminuye, en cambio en régimen de ondulator, valores mayores de ψ_p originan un rango más amplio de variación en la tensión de salida normalizada.
3. Cuando $|V_m^*|$ aumenta, se produce una disminución del número de posibles valores del vector de control que pertenecen al lugar geométrico, independientemente de si el convertidor funciona en régimen de rectificador o de ondulator.
4. Siempre que exista conducción continua, el lugar geométrico obtenido, para V_m^* , es único e independiente de los valores del factor de carga y de la fuerza contraelectromotriz.
5. Las curvas correspondientes a los lugares geométricos son simétricas respecto a las dos componentes del vector de control, es decir que el par (ψ_p, ψ_N) se comporta del mismo modo que (ψ_N, ψ_p) .
6. A medida que q aumenta disminuyen los tramos correspondientes a conducción intermitente.

Como puede apreciarse a partir de las diferentes gráficas presentadas, existe una dependencia del factor de carga, la cual puede visualizarse para funcionamiento como rectificador y ondulator.

En régimen de rectificador, se muestra en las figuras 4.40 y 4.41, el lugar geométrico para $V_m^*=0,6/E^*=0,4$ y $V_m^*=0,2/E^*=0$, respectivamente. En ellas se observa que mientras existe conducción continua las curvas son idénticas, originándose gráficas diferentes para conducción intermitente. En las figuras mencionadas anteriormente, se señalan con (CI) los tramos correspondientes a conducción intermitente.

De manera análoga, se procede en el caso del funcionamiento como ondulator, obteniéndose las gráficas mostradas en las figuras 4.42 y 4.43, que corresponden respectivamente a los siguientes valores: $V_m^*=-0,4/E^*=-0,6$ y $V_m^*=-0,6/E^*=-0,8$. En ambas figuras, se señalan los tramos donde se produce conducción intermitente.

El análisis de estas cuatro figuras corrobora la conclusión, ya expuesta, referente a que a medida que el factor de carga aumenta, disminuyen los tramos correspondientes a conducción intermitente.

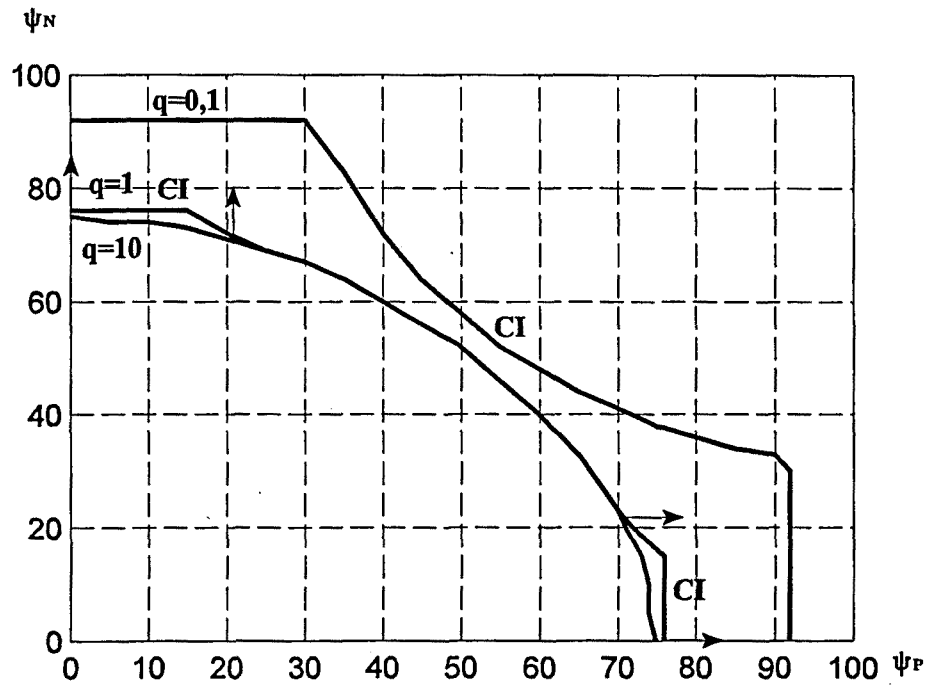


Figura 4.40. Rectificador, $V_m^*=0,6$, $E^*=0,4$

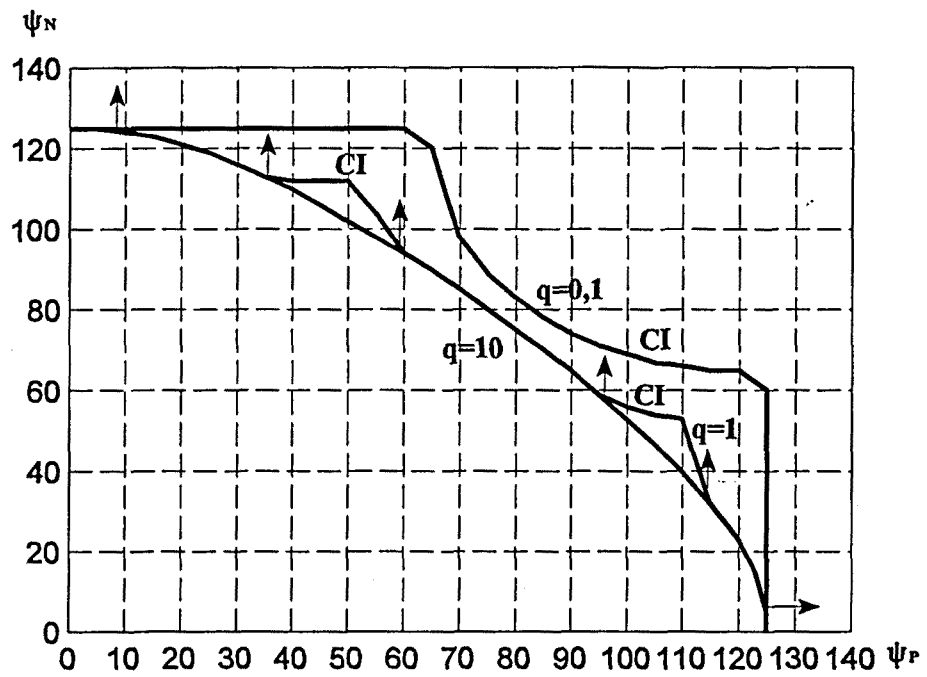


Figura 4.41. Rectificador, $V_m^*=0,2$, $E^*=0$

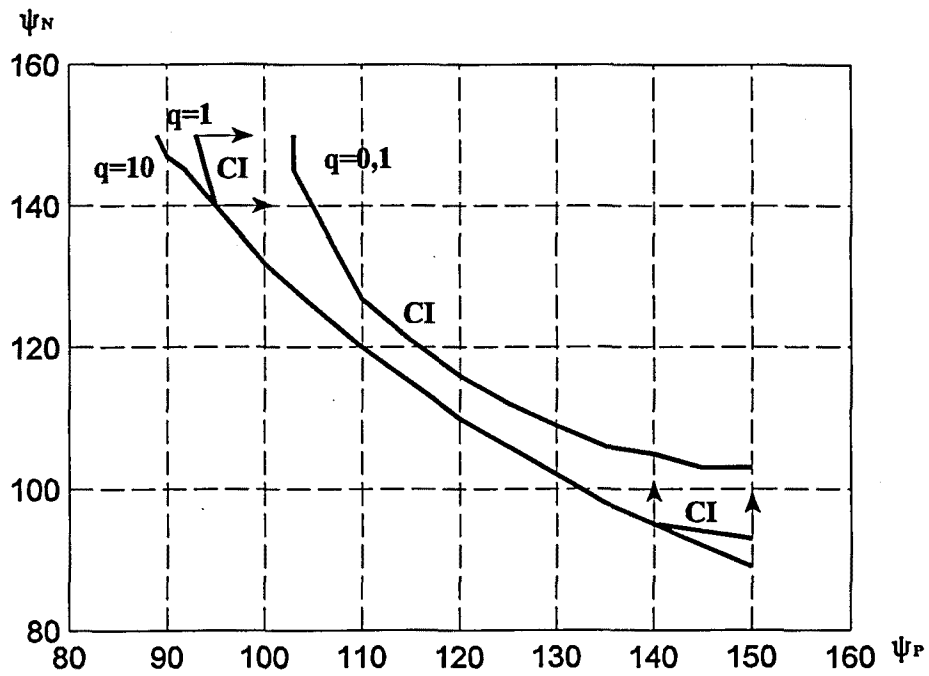


Figura 4.42. Ondulador, $V_m^* = -0,4$, $E^* = -0,6$

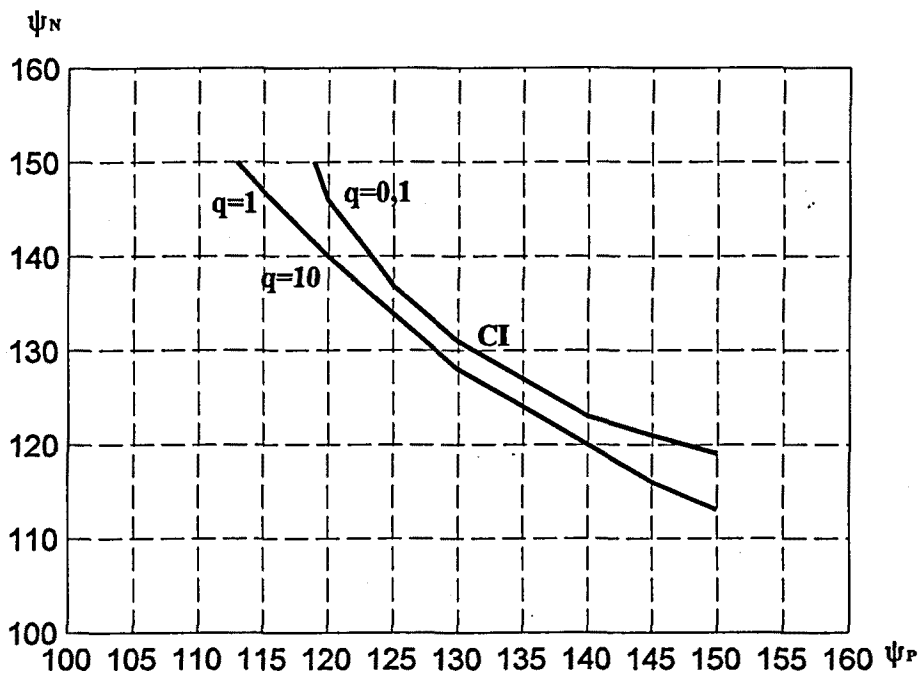


Figura 4.43. Ondulador, $V_m^* = -0,6$, $E^* = -0,8$

De las conclusiones mencionadas anteriormente, se desprende la influencia del tipo de conducción en los lugares geométricos, por ello se presentan las curvas siguientes que determinan, para distintos valores de E^* , la línea fronteriza entre conducción continua y conducción intermitente, que finalmente conduce a zona de no conducción. Se elabora un gráfico para cada valor del factor de carga y se estudia por separado el funcionamiento como rectificador y como ondulator no autónomo.

4.2.2. Influencia del tipo de conducción

La figura 4.44, 4.45 y 4.46, muestra las curvas que separan las zonas de conducción continua e intermitente para distintos valores de E^* y tomando, respectivamente, $q=0,1$, $q=1$ y $q=10$.

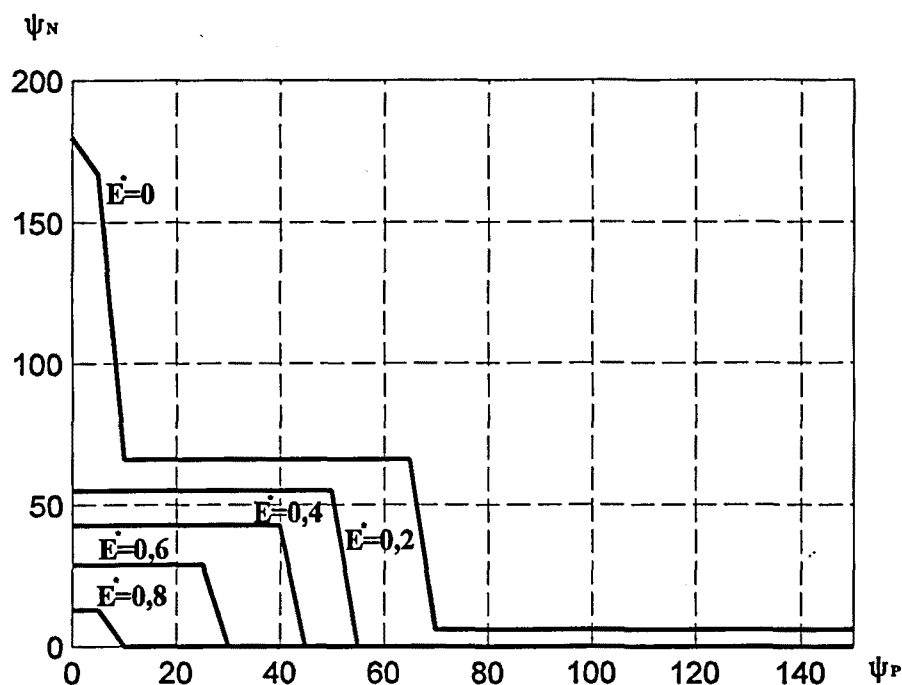


Figura 4.44. Rectificador, $q=0,1$

La zona de conducción intermitente y no conducción queda situada en la parte exterior de cada una de las gráficas que corresponden a un valor distinto de la fuerza contraelectromotriz. De este modo para valores dados del vector de control, puede conocerse de antemano si van a llevar al convertidor a una zona de conducción continua o no. Se observa que, en este caso, a medida que aumenta el valor de E^* disminuyen los valores del vector de control que dan lugar a zonas de conducción continua.

Las figuras 4.45 y 4.46, que se ofrecen a continuación, muestran el mismo tipo de representación para $q=1$ y $q=10$. A partir de la observación de las mismas, se aprecia que a medida que el factor de carga aumenta, disminuye el número de valores del vector de control que originan zonas de

conducción intermitente. También se pone en evidencia que para valores mayores de q las curvas características presentan un comportamiento de tipo más lineal.

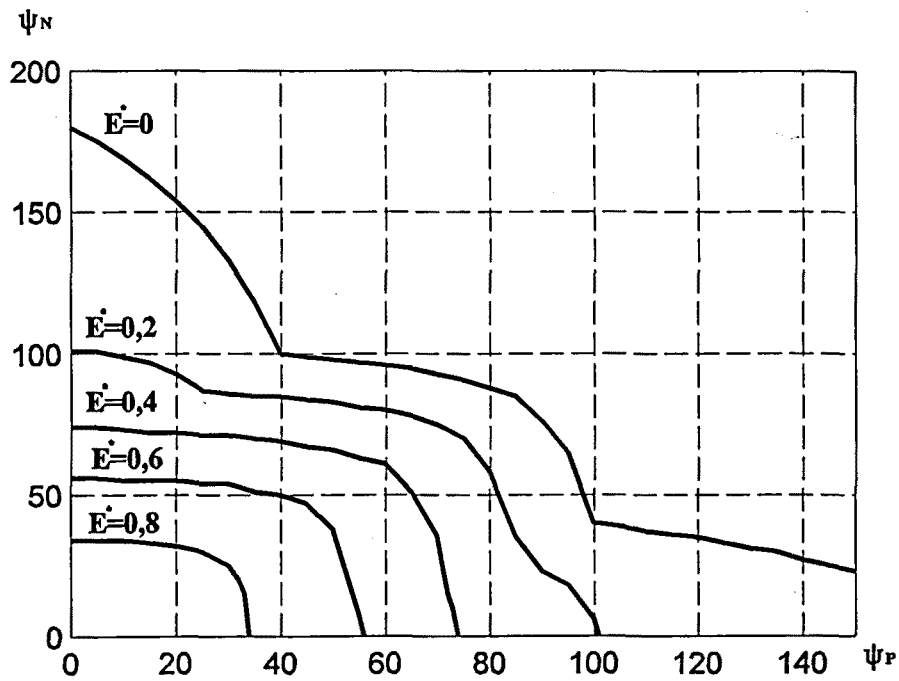


Figura 4.45. Rectificador, $q=1$

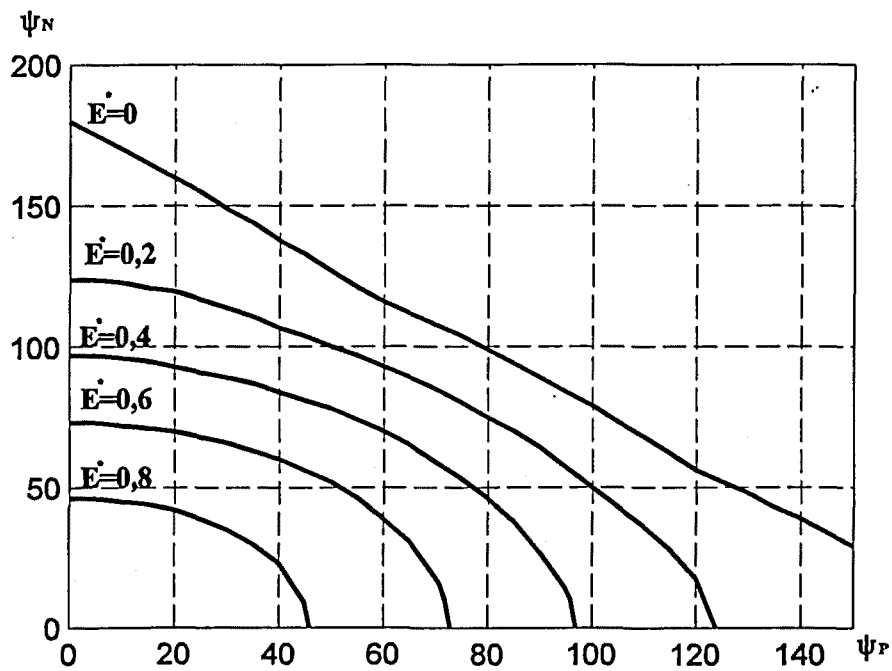


Figura 4.46. Rectificador, $q=10$

En las figuras 4.47, 4.48 y 4.49, se obtiene el mismo tipo de representación, cuando el convertidor funciona como ondulator no autónomo para $q=0,1$, $q=1$ y $q=10$, respectivamente.

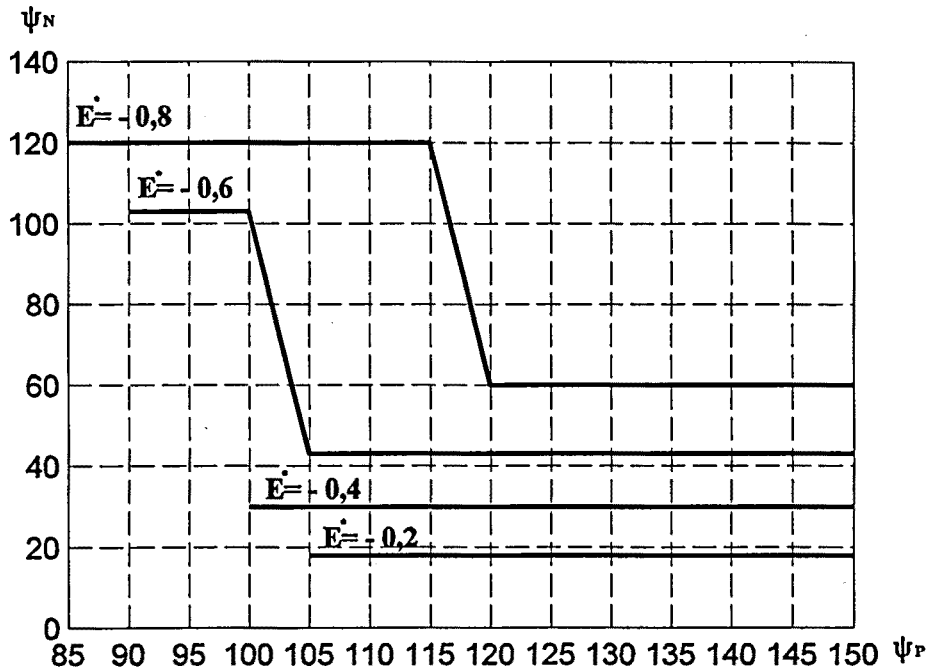


Figura 4.47. Ondulador, $q=0,1$

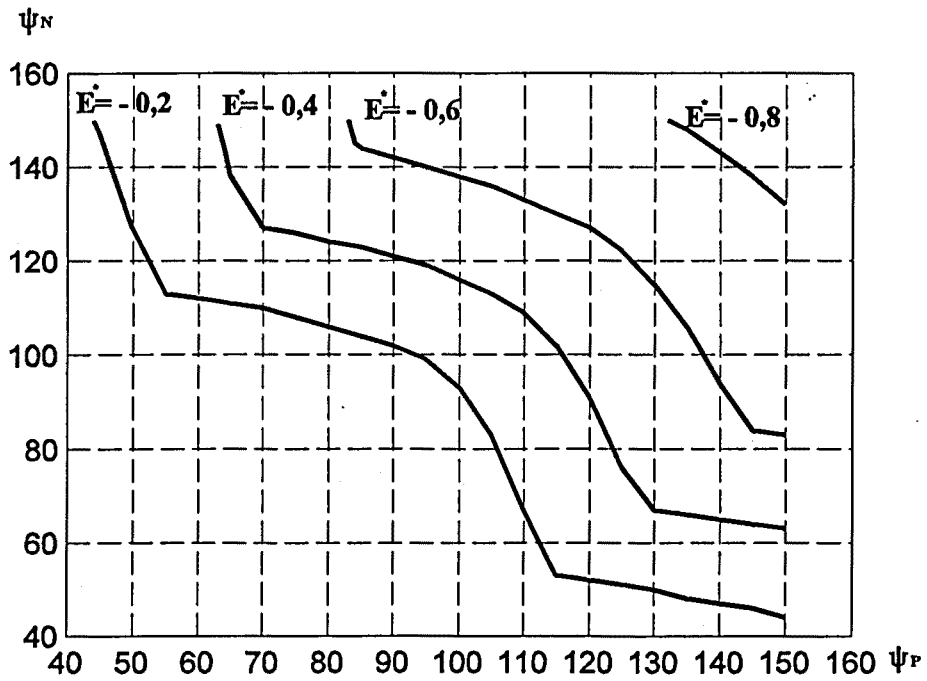


Figura 4.48. Ondulador, $q=1$

En las dos gráficas anteriores, el área exterior a cada una de las curvas correspondientes a los distintos valores de E^* , representa la zona donde los valores del vector de control originan conducción no continua. En ambas figuras, no se presentan resultados para $E^*=-1$, debido a que en este caso siempre se presenta conducción continua.

En la figura 4.47, para factor de carga $q=0,1$, se han representado los valores frontera entre conducción continua e intermitente, sin embargo en la mayoría de ellos no se ha entrado todavía en régimen de ondulator y el convertidor aún continúa funcionando como rectificador, como excepción debe señalarse para $E^*=-0,6$, los valores de ψ_p comprendidos entre 95° y 100° y para $E^*=-0,8$, entre 90° y 115° . Salvo en estos casos, el régimen de ondulator se alcanza para ángulos superiores a los dados por las curvas límite, con lo cual se cumplirá que cuando se actúe como ondulator no autónomo, se estará siempre en zona de conducción intermitente.

Asímismo, en la figura 4.47, puede observarse que las distintas curvas se cortan de manera brusca, debido a que en estos puntos termina la zona de funcionamiento como ondulator no autónomo.

En la figura 4.48, para factor de carga $q=1$, en la curva correspondiente a $E^*=-0,2$, se presentan determinados valores de los ángulos del vector de control para los cuales se entra en conducción intermitente, pero todavía no se ha alcanzado el régimen de ondulator, estos valores corresponden a ángulos del conmutador positivo comprendidos entre 50° y 80° y entre 110° y 140° .

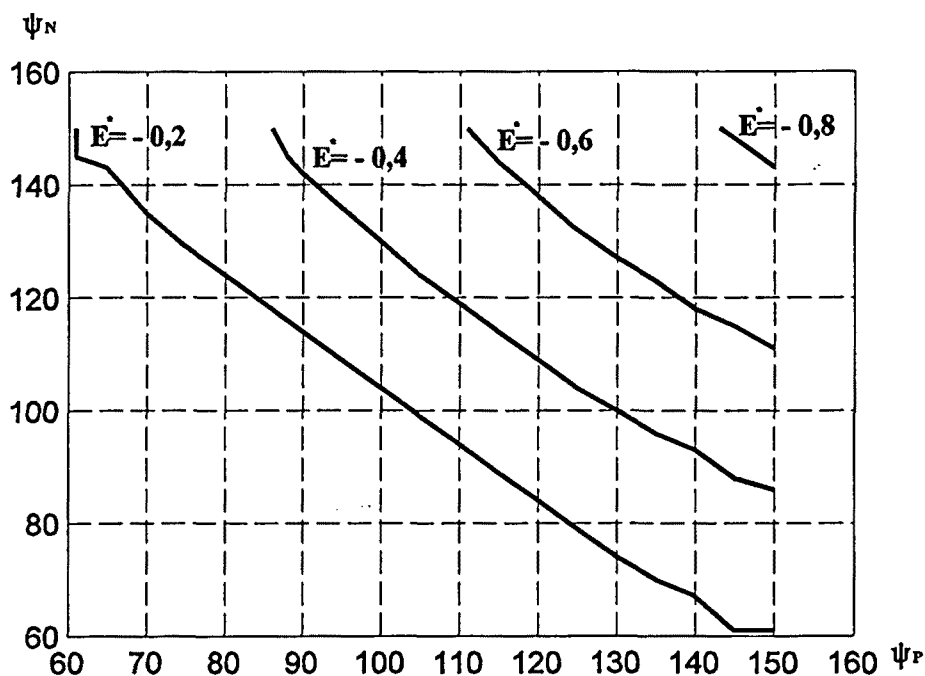


Figura 4.49. Ondulador, $q=10$

En la figura 4.49, correspondiente a $q=10$, no se realiza la representación de la gráfica correspondiente a $E^*=-1$, ya que siempre está en la zona de conducción continua, en este caso, las curvas analizadas marcan la frontera entre conducción continua e intermitente y corresponden a funcionamiento como ondulator no autónomo. La parte exterior de cada uno de los gráficos corresponde a conducción no continua.

En las tres familias de curvas presentadas, se cumple que el número de valores del vector de control que originan conducción continua crece al aumentar E^* , en valor absoluto. También se observa que cuando el factor de carga es mayor, disminuye el número de valores del vector de control que originan conducción intermitente y que el comportamiento de las curvas para los distintos valores de E^* presenta un aspecto más lineal.

4.3. Conclusiones del capítulo

1. Se trazan los lugares geométricos del valor medio de la tensión en la carga, en variable normalizada, en función del vector de control, para régimen de trabajo como rectificador y como ondulator no autónomo, para tres valores distintos del factor de carga y para varios valores de la fuerza contraelectromotriz. Estas curvas permiten conocer las distintas funciones de control que originan el mismo punto de trabajo.
2. Asimismo, se representa, para cuatro casos concretos, la influencia del factor de carga y se cumple que, mientras existe conducción continua, los lugares geométricos no dependen de q , y que, a medida que el factor de carga aumenta su valor, los tramos de conducción intermitente son menores.
3. También se obtienen, las gráficas que marcan las zonas fronterizas entre conducción continua e intermitente, para distintos valores del factor de carga y de la fuerza contraelectromotriz, permitiendo determinar de antemano, en función del vector de control, el tipo de conducción que desarrollará el convertidor para cada caso determinado.
4. Se destaca la ventaja de la representación en variables normalizadas, que permite condensar en un gráfico los diferentes casos que se pueden presentar.

CAPÍTULO 5

ELECCIÓN DE LA FUNCIÓN DE CONTROL EN EL PUENTE CON CONTROL INDEPENDIENTE

5.1. Introducción

A la vista de los resultados presentados en el capítulo anterior, se confirma la existencia de diversas posibilidades del puente con control independiente en el momento de situar al convertidor en un punto de trabajo concreto. Debe determinarse un criterio, que permita seleccionar de entre todas ellas, la que presente menor consumo de potencia reactiva con la mínima distorsión armónica permitida.

En el presente capítulo, se toma como criterio para acotar las diversas funciones de control, el nivel de perturbación máximo permitido para los distintos armónicos, según la normativa vigente, y de entre todas las que cumplen con la norma, se selecciona aquella que genera el menor consumo de potencia reactiva [26].

5.2. Criterio de selección de las funciones de control

La norma europea EN 60555/2 [6] establece los límites del valor eficaz de los armónicos de intensidad de fase en función de su orden, medidos a 230(V) entre fase y neutro o a 400(V) entre fases, veáse tabla 1.4.

En el caso de convertidores alterna-continua el orden de los mismos verifica la relación $pn \pm 1$ (p , índice de pulsación y n , entero). La limitación más severa está impuesta por el armónico de menor orden que es el quinto en el caso del puente controlado y el segundo para cualquier otra función de control. Esta restricción se empleará para seleccionar las funciones de control con las que conviene trabajar.

Para poder realizar dicha selección de manera sistemática, se dispone de las curvas que se presentan a continuación, en las que para distintos coeficientes del valor medio de la tensión de salida y del factor de carga, se observa la evolución de la potencia reactiva, la tasa de distorsión armónica y los módulos de los armónicos de segundo y quinto orden para distintas combinaciones del vector de control. Operando en variable normalizada, en la figura 5.1 se representa para $q=10$

y $E^*=-1$, la variación de Q^* , THD, I_{2M}^* e I_{5M}^* en función de los valores del par (ψ_P, ψ_N) que originan el punto de trabajo dado por $V_m^*=0$.

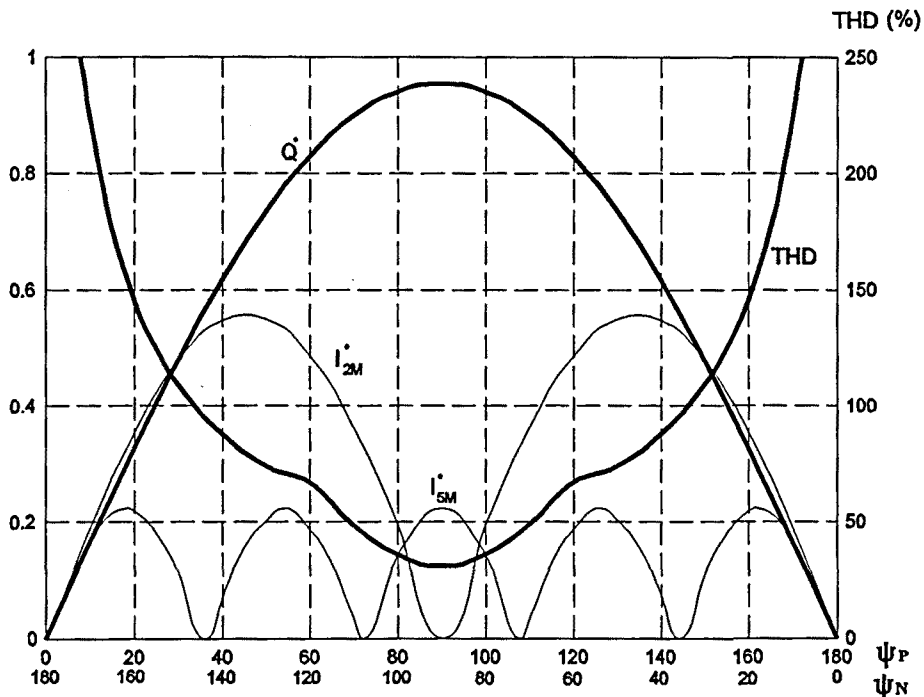


Figura 5.1. Evolución de la potencia reactiva y la distorsión armónica. $E^*=-1$, $q=10$, $V_m^*=0$

De la inspección de la figura anterior, se infiere que el par de valores del vector de control correspondientes al puente controlado generan el máximo consumo de reactiva y la mínima tasa de distorsión armónica. Asimismo, en este punto se presenta una intensidad máxima para el quinto armónico y mínima para el segundo.

En todo el margen de regulación la mayor restricción viene impuesta por el segundo armónico, excepto en la zona comprendida entre $\pm 10^\circ$ alrededor del ángulo correspondiente al PC, donde la máxima limitación la impone la intensidad del quinto armónico.

A continuación, en las figuras 5.2 y 5.3 puede observarse, el mismo tipo de representación para $q=1$ y $q=0,1$, respectivamente, manteniendo los valores de fuerza contraelectromotriz y de tensión media en la carga.

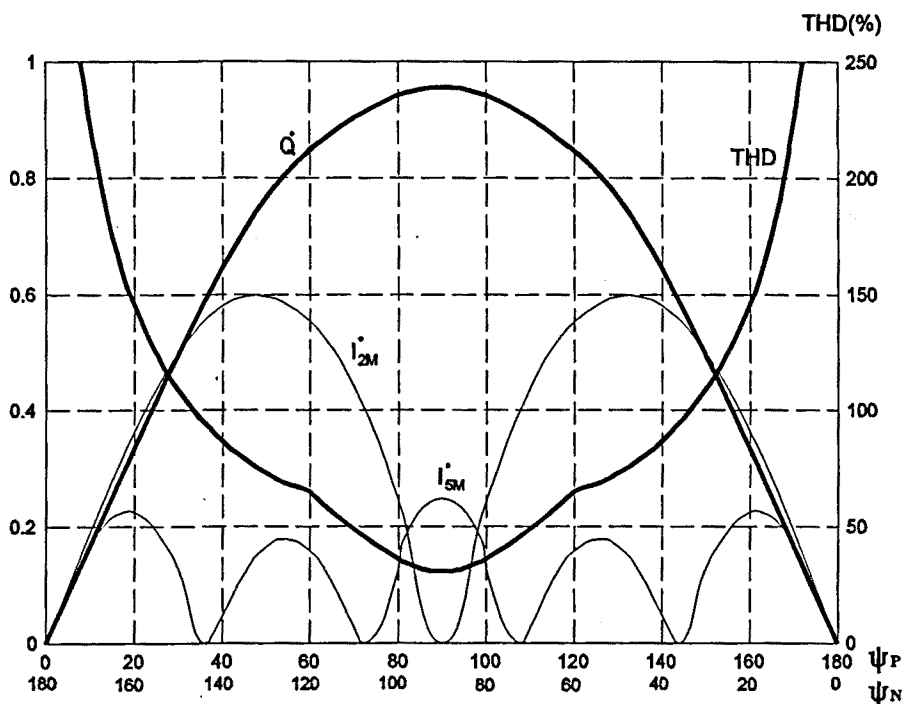


Figura 5.2. Evolución de la potencia reactiva y la distorsión armónica. $E^*=-1$, $q=1$, $V_m^*=0$

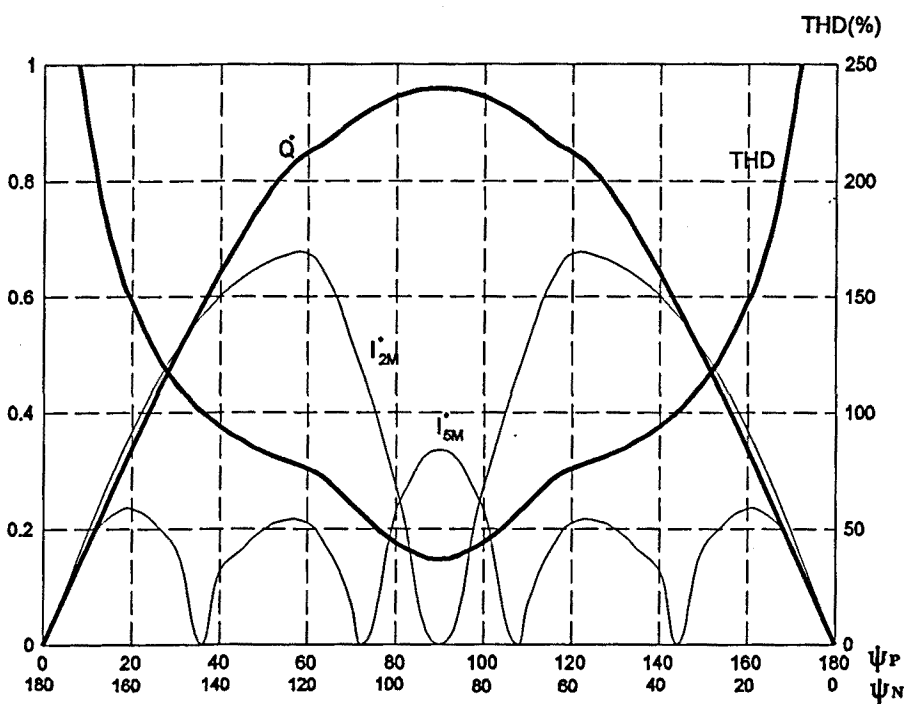


Figura 5.3. Evolución de la potencia reactiva y la distorsión armónica. $E^*=-1$, $q=0,1$, $V_m^*=0$

De las figuras anteriores, se deduce que mantienen la misma estructura que para el caso de $q=10$, pero las formas de onda presentan un aspecto más deformado y alcanzan mayor valor. Al disminuir el factor de carga, el consumo de reactiva aumenta, así como la tasa de distorsión armónica y los valores del módulo de las intensidades armónicas de segundo y quinto orden. En todos los casos presentados se trabaja en conducción continua.

La zona recomendada de trabajo coincide con aquella en que se cumple la normativa sobre limitación de intensidad armónica (que varía en función de la resistencia de carga, como se verá en el apartado siguiente), y dentro de ella se elige el vector de control que genere menor consumo de potencia reactiva.

Se realiza el mismo proceso para obtener un valor medio de tensión en la carga de 0,4, con $E^*=0$, presentándose resultados para $q=10$, $q=1$ y $q=0,1$, como puede observarse en las figuras siguientes, en las que aparece la zona en la que el convertidor conduce.

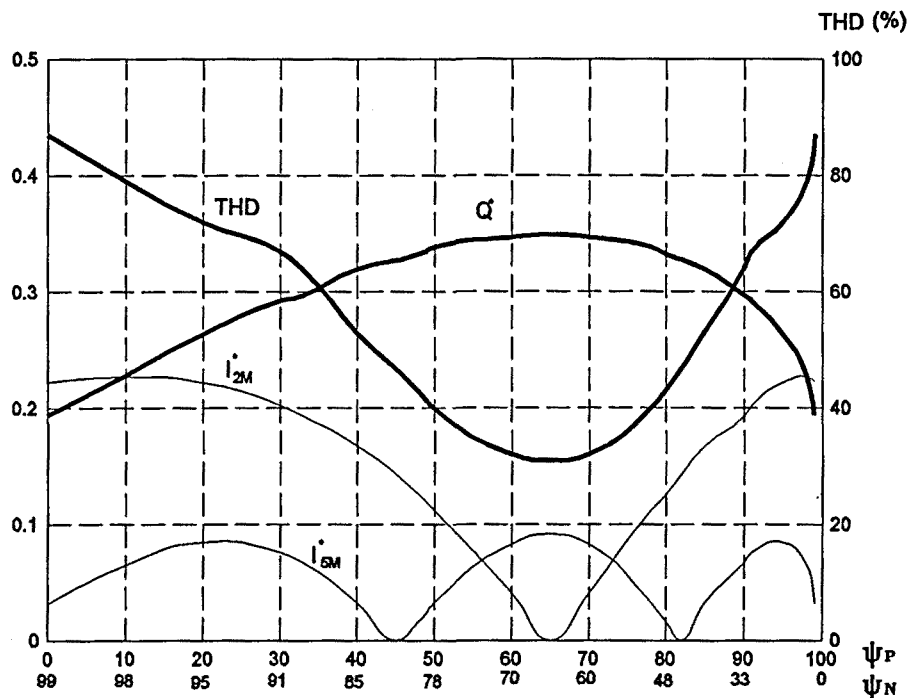


Figura 5.4. Evolución de la potencia reactiva y la distorsión armónica. $E^*=0$, $q=10$, $V_m^*=0,4$

Al igual que en el caso anterior, se observa que la combinación del vector de control correspondiente al puente controlado, origina mínima tasa de distorsión armónica y máximo consumo de reactiva. Del mismo modo, la mayor restricción en cuanto a intensidades armónicas viene impuesta por la de segundo orden, excepto en un margen de aproximadamente $\pm 10^\circ$, alrededor del valor asociado al PC, en que la máxima restricción la determina el quinto armónico. La zona de regulación para $V_m^*=0,4$, es menor que la que se obtenía para $V_m^*=0$.

Se muestra el mismo tipo de representación para $q=1$ y $q=0,1$, en las figuras 5.5 y 5.6, respectivamente.

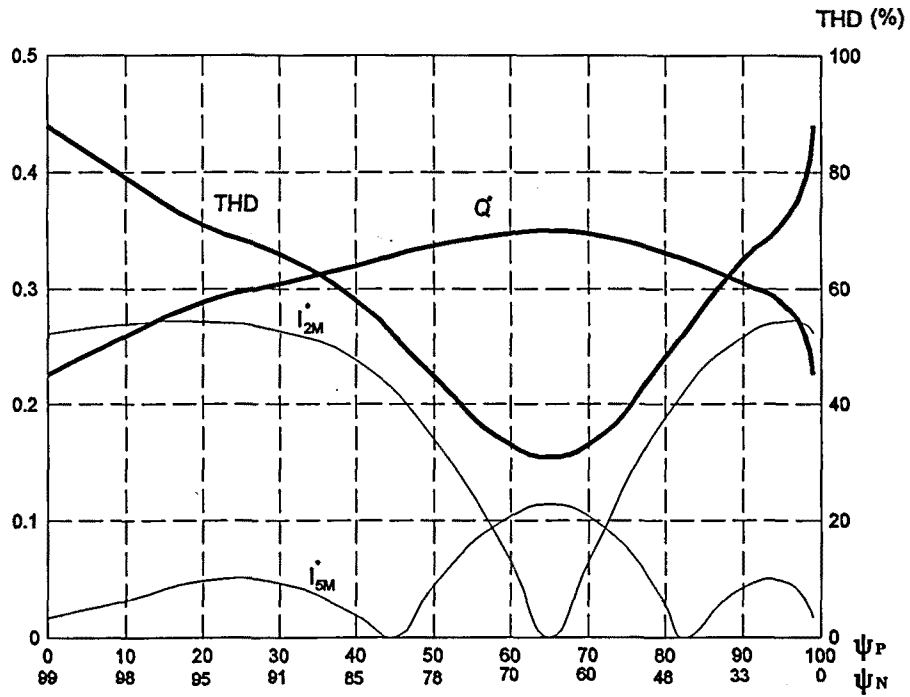


Figura 5.5. Evolución de la potencia reactiva y la distorsión armónica. $E^*=0$, $q=1$, $V_m^*=0,4$

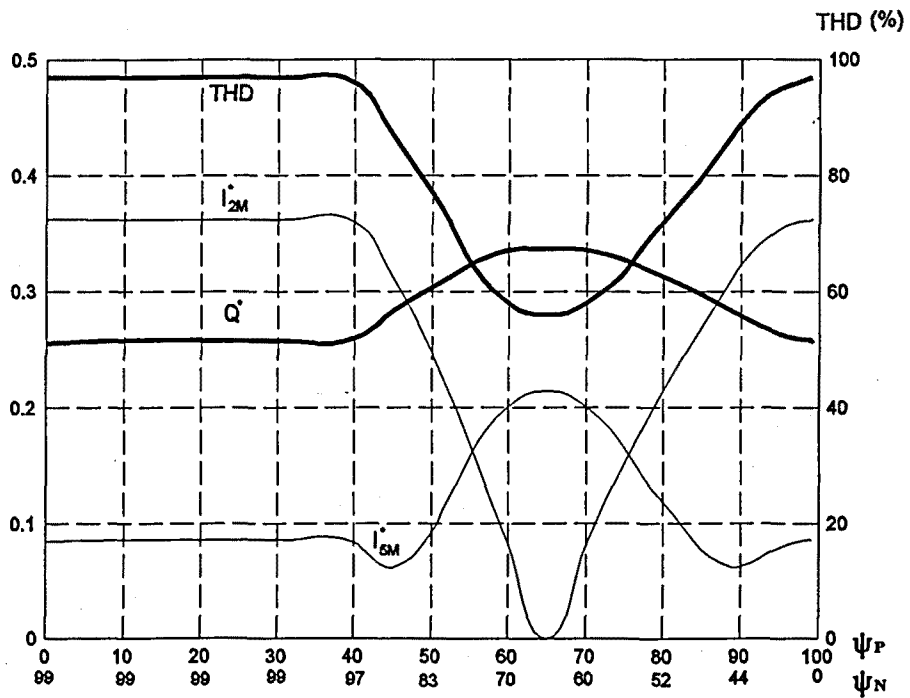


Figura 5.6. Evolución de la potencia reactiva y la distorsión armónica. $E^*=0$, $q=0,1$, $V_m^*=0,4$

Los gráficos para $q=10$ y $q=1$ corresponden a conducción continua en su totalidad y presentan un aspecto muy parecido, aunque para factor de carga unitario, los valores máximos de las intensidades de ambos armónicos aumentan. La figura 5.6, presenta un aspecto distinto, ya que en este caso ($q=0,1$), en toda la zona de regulación se produce conducción intermitente, excepto para las combinaciones $0^\circ/99^\circ$ y $65^\circ/65^\circ$. Se observa que el consumo de reactiva prácticamente se mantiene y la tasa de distorsión armónica aumenta, comparando con los resultados obtenidos en las figuras 5.4 y 5.5, en cuanto a las intensidades armónicas, aumentan sus valores máximos. Cabe destacar, que en la zona inicial de conducción, aproximadamente hasta $\psi_p=40^\circ$, los valores de las cuatro variables analizadas permanecen constantes.

Finalmente, para los mismos valores del factor de carga (10-1-0,1), se determina la evolución de la potencia reactiva y la distorsión armónica, cuando se trabaja con $V_m^*=-0,6$ y $E^*=-0,8$. Los resultados se presentan en las figuras 5.7, 5.8 y 5.9.

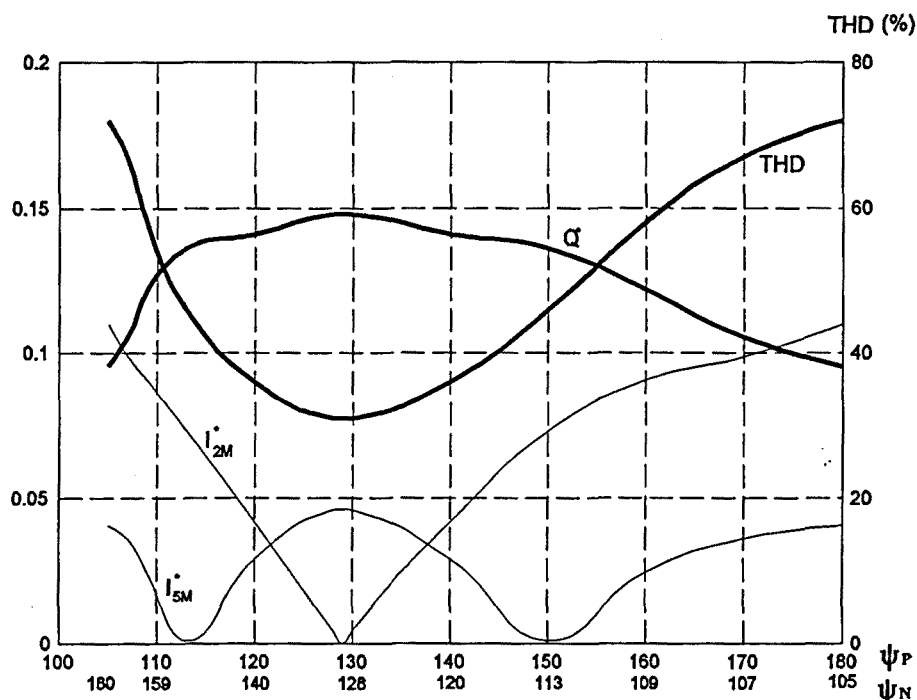


Figura 5.7. Evolución de la potencia reactiva y la distorsión armónica. $E^*=-0,8$, $q=10$, $V_m^*=-0,6$

La estructura de esta figura coincide con las presentadas en los anteriores casos y son válidos los mismos comentarios, se presenta conducción continua en todo el margen de regulación perteneciente a $V_m^*=-0,6$.

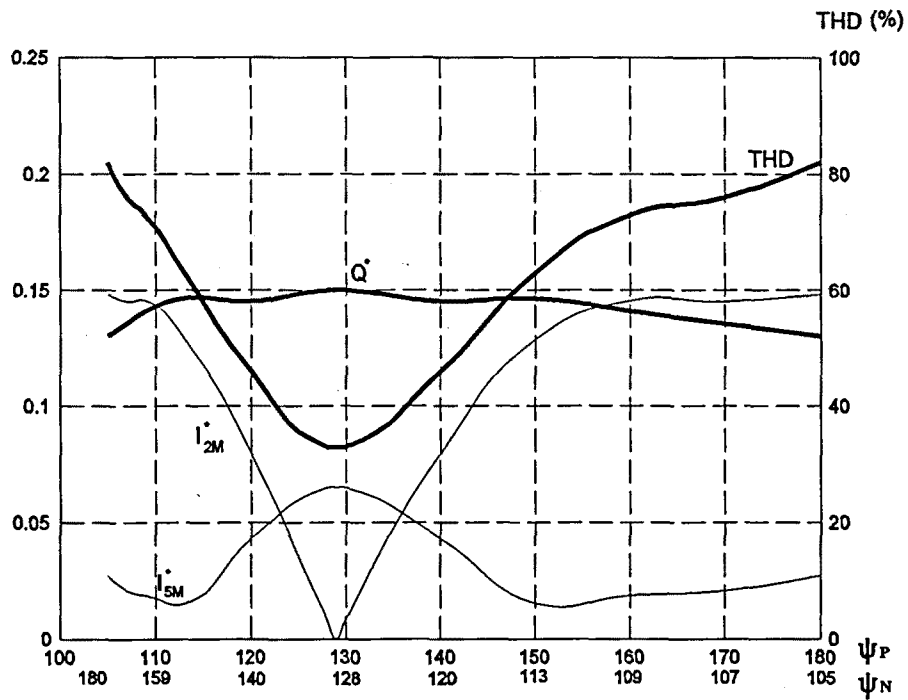


Figura 5.8. Evolución de la potencia reactiva y la distorsión armónica. $E^*=-0,8$, $q=1$, $V_m^*=-0,6$

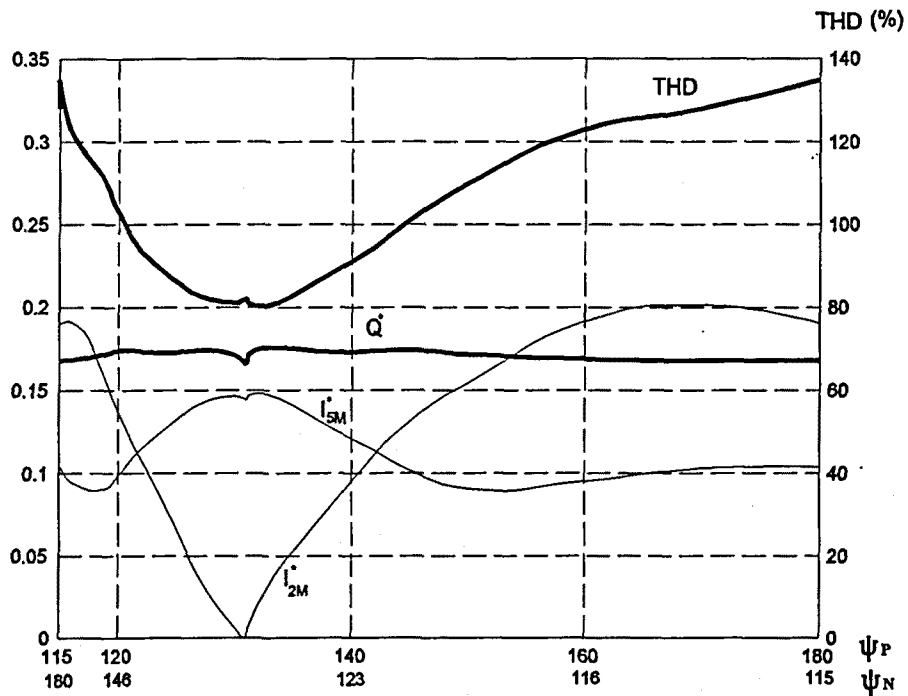


Figura 5.9. Evolución de la potencia reactiva y la distorsión armónica. $E^*=-0,8$, $q=0,1$, $V_m^*=-0,6$

De las figuras anteriores, se observa que cuando el factor de carga disminuye, los valores de THD, las intensidades armónicas y la potencia reactiva aumentan ligeramente. Nótese el caso correspondiente a $q=0,1$, en que en todo el margen de regulación se presenta conducción intermitente, ello origina que Q^* prácticamente se mantenga constante, por tanto la mejor zona de trabajo coincide con el funcionamiento como PC, donde se produce menor tasa de distorsión armónica. En las familias de curvas analizadas, se pone de manifiesto el dilema, ya comentado entre reducción de reactiva y de distorsión armónica.

5.3. Influencia de la resistencia de carga

Según se aprecia en la tabla citada en el apartado anterior, los valores máximos de intensidad de fase están expresados en variable real; para poder comparar con los resultados suministrados por cada montaje en puente con control independiente, deberá efectuarse la conversión a variable normalizada mediante los factores V_{LM} y R , tal como se muestra en la expresión (1.16).

Se observa que el valor normalizado del límite de intensidad permisible, es directamente proporcional a la resistencia de carga, por tanto si ésta disminuye, aumenta el riesgo de superar la frontera impuesta por la norma. Para los casos concretos de segundo y quinto armónico, la expresión citada anteriormente se transforma en las que se obtienen a continuación.

$$I_2^* = 1,91 \cdot 10^{-3} R \quad (5.1a)$$

$$I_5^* = 2,015 \cdot 10^{-3} R \quad (5.1b)$$

5.4. Ábacos para la elección de la función de control

Tal como reflejan las expresiones (5.1), hay una clara dependencia de la resistencia de carga, para poder conocerla, se han elaborado las curvas que se presentan a continuación. En ellas, se toman algunos de los casos analizados en el capítulo 4, y se dibujan las líneas que marcan la frontera entre el cumplimiento o no de la citada norma. De este modo, en el momento de seleccionar funciones de control apropiadas, podrán excluirse todas aquellas que no verifiquen la normativa vigente.

A título de ejemplo, se han tomado tres casos con factor de carga unitario y con comportamiento en régimen de rectificador con carga activa ($E^*=0,4$), rectificador con carga pasiva ($E^*=0$) y ondulador no autónomo ($E^*=-0,6$). En las gráficas se muestran los lugares geométricos del vector de control que dan lugar a un mismo punto de trabajo, y las líneas que marcan las áreas de cumplimiento de la norma para distintos valores de la resistencia de carga. Se presentan dos juegos de gráficos, que acotan el segundo y el quinto armónico, respectivamente.

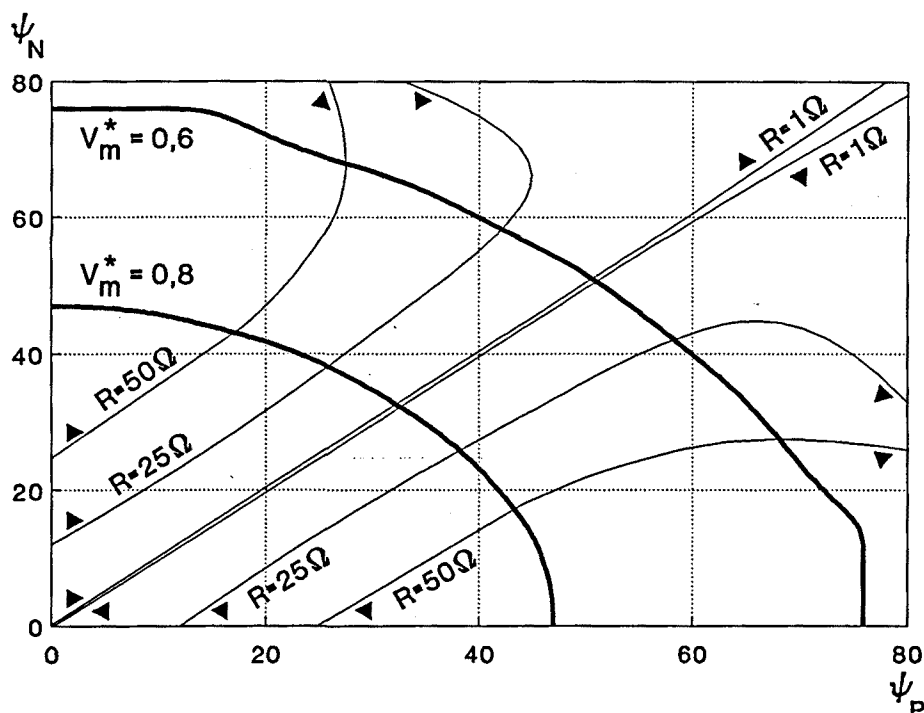


Figura 5.10. Rectificador, $q=1$, $E^*=0,4$. Limitación de segundo armónico.

En este gráfico, se señalan las zonas que incumplen los niveles impuestos por la norma correspondientes al segundo armónico en el plano del vector de control, para diversos valores de la resistencia de carga. Se observa, que a medida que ésta aumenta, disminuye la zona prohibida. Se cumple, que el punto de corte con los ejes cartesianos, da el ángulo límite para el caso del puente semicontrolado, resultando que si el corte es con el eje de ordenadas, se obtiene un PSC con $\psi_P=0$, y si corta con el eje de abscisas, corresponde a un puente semicontrolado con $\psi_N=0$. Puede comprobarse, analizando la figura 5.11, que corresponde al límite inferior del ángulo de disparo para respetar la norma EN 60555/2, en el caso del puente semicontrolado con factor de carga unitario.

En la figura 5.12, se representan, para distintos valores de la resistencia de carga, las zonas de no cumplimiento de la norma en el caso del quinto armónico. De manera análoga, las figuras 5.14 y 5.16, muestran el mismo tipo de ábaco para segundo armónico, en los casos de $E^*=0$ y $E^*=-0,6$ y las 5.15 y 5.17, suministran idéntica información, cuando la limitación viene determinada por el quinto armónico, respectivamente para $E^*=0$ y $E^*=-0,6$.

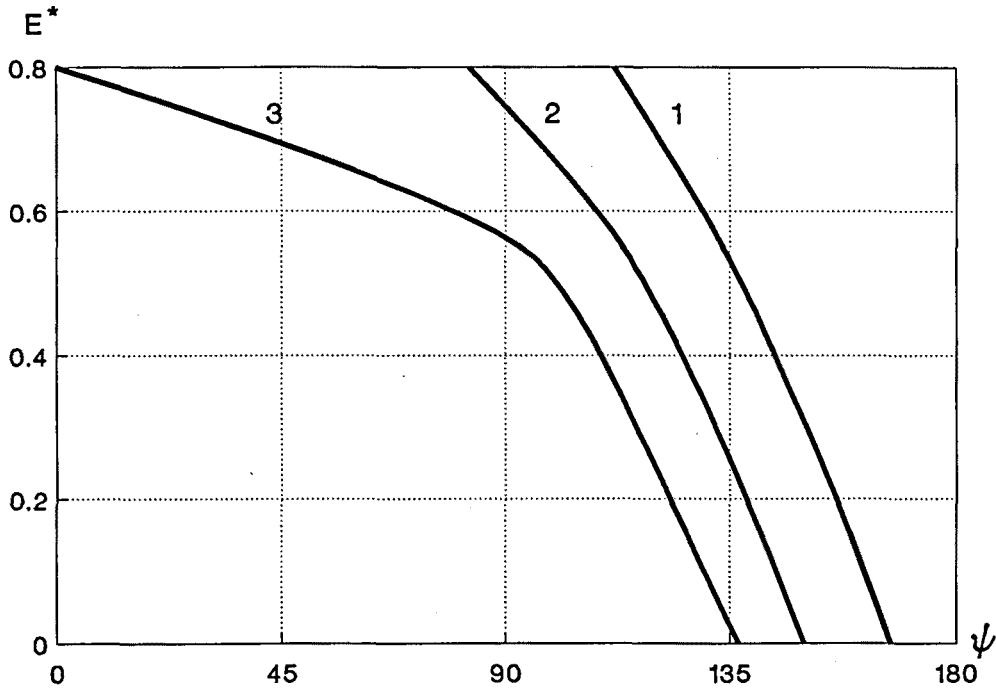


Figura 5.11. Puente semicontrolado, $q=1$. 1: $R=1\Omega$, 2: $R=10\Omega$, 3: $R=25\Omega$.

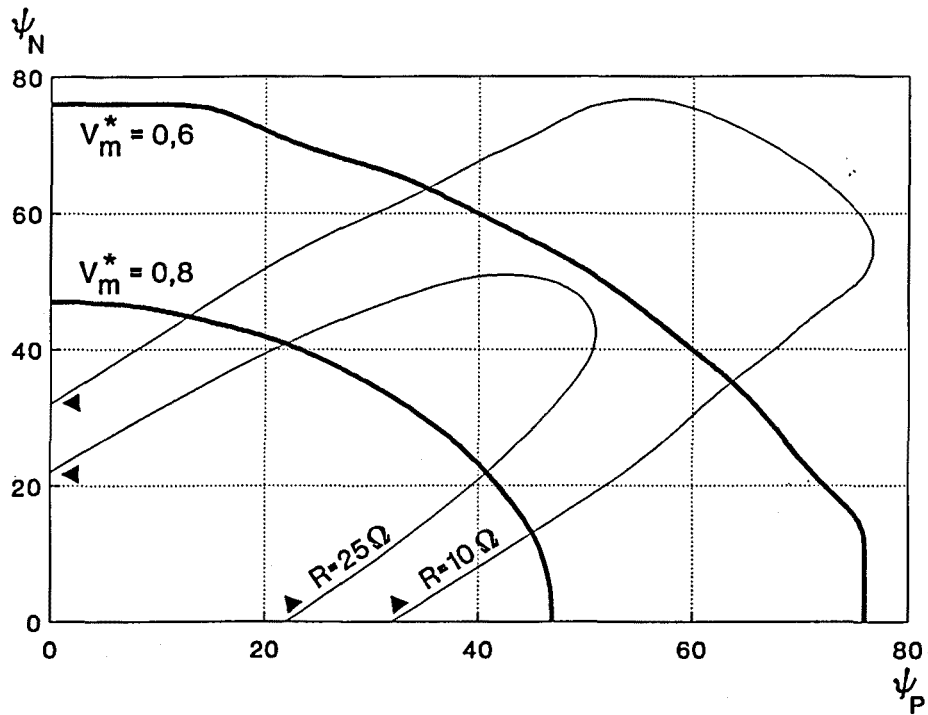


Figura 5.12. Rectificador, $q=1$, $E^*=0,4$. Limitación de quinto armónico.

Para el caso de la limitación que impone el quinto armónico, se observa que a medida que la resistencia de carga aumenta, disminuye la zona prohibida, al igual que ocurría para el segundo armónico. La bisectriz de este plano, corresponde a los ángulos límites ($\psi_P = \psi_N$), del puente controlado. Puede comprobarse, observando la figura 5.13.

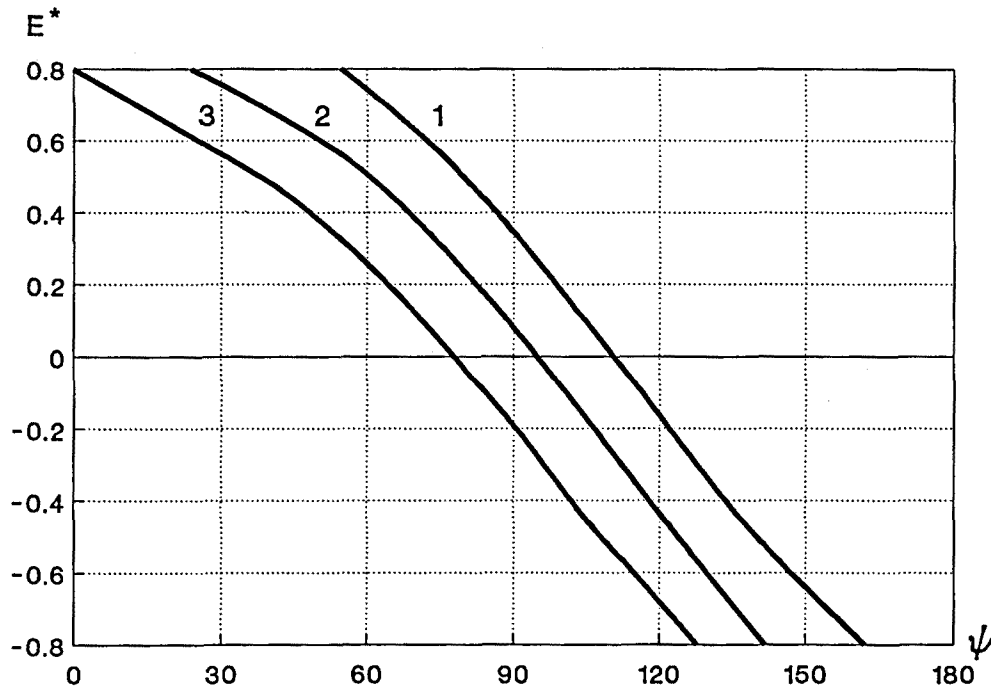


Figura 5.13. Puente controlado, $q=1$. 1: $R=1\Omega$, 2: $R=10\Omega$, 3: $R=25\Omega$.

La zona de trabajo adecuada debe cumplir simultáneamente la limitación impuesta por ambos armónicos, y además no pertenecer a un área de no conducción, con lo cual según el valor de la resistencia de carga (valores de R próximos a la unidad) es difícil acotar un área que cumpla a la vez las condiciones antes mencionadas.

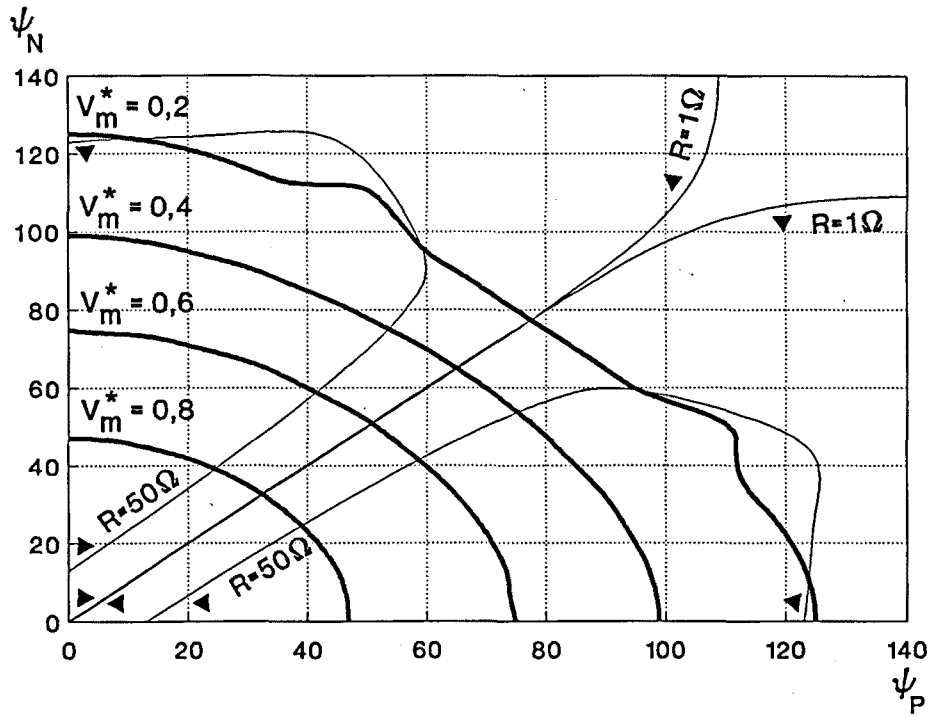


Figura 5.14. Rectificador, $q=1$, $E^*=0$. Limitación de segundo armónico.

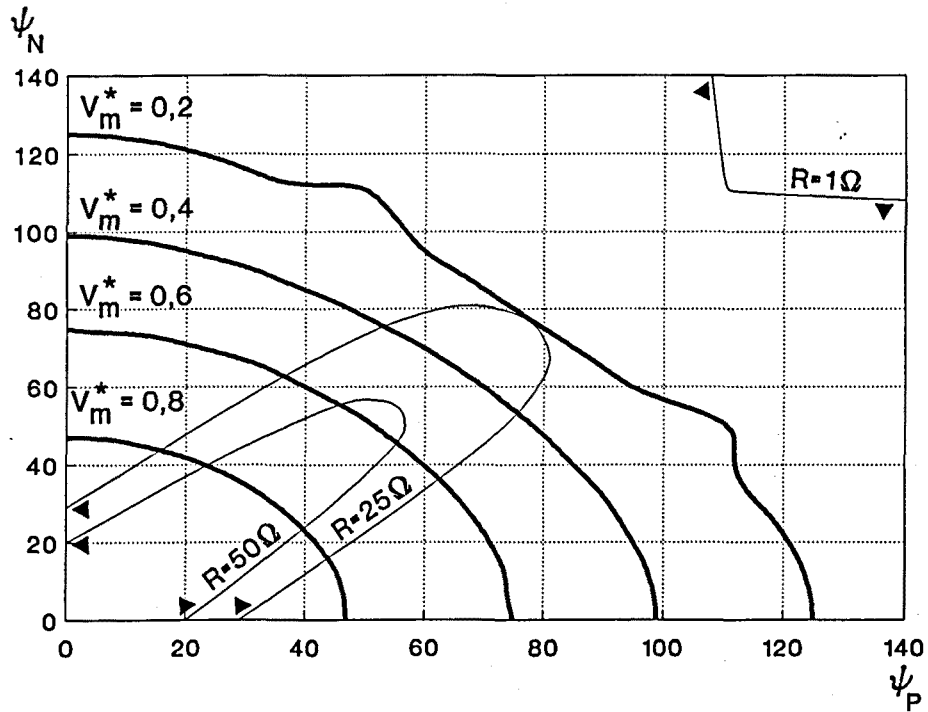


Figura 5.15. Rectificador, $q=1$, $E^*=0$. Limitación de quinto armónico.

Las dos figuras siguientes, aportan la misma información, para el régimen de trabajo como ondulator no autónomo.

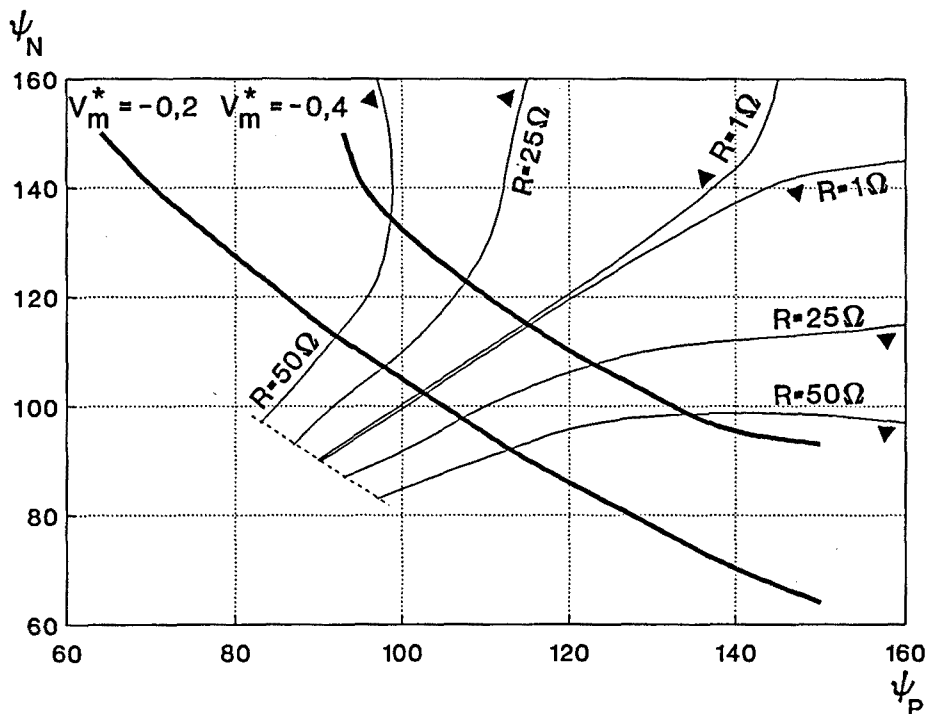


Figura 5.16. Ondulador, $q=1$, $E^*=-0.6$. Limitación de segundo armónico.

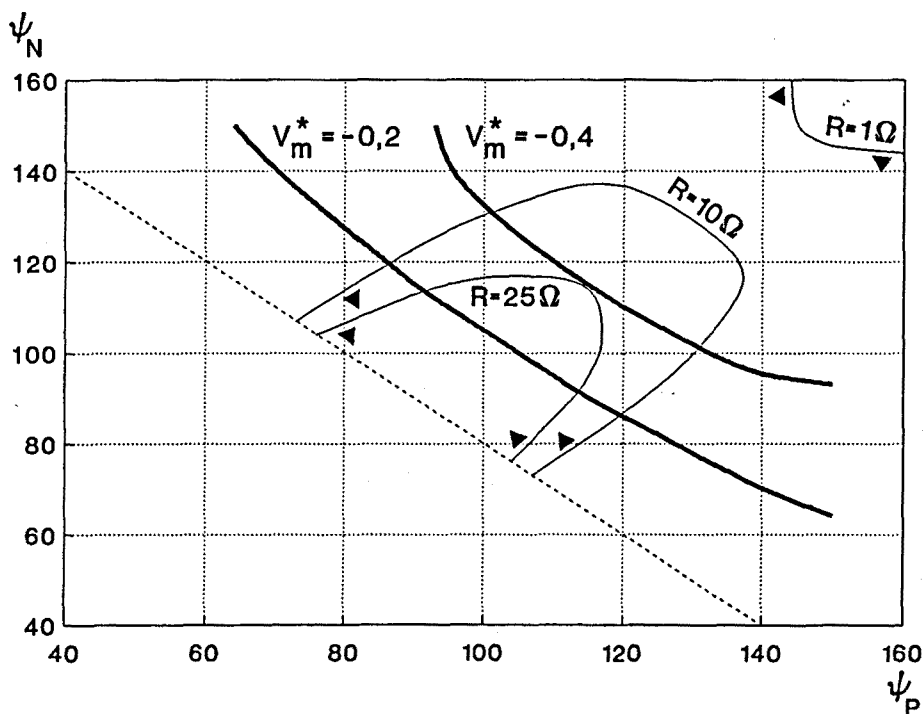


Figura 5.17. Ondulador, $q=1$, $E^*=-0.6$. Limitación de quinto armónico.

De la inspección de las curvas anteriores, se infiere que al aumentar el valor de la fuerza contraelectromotriz, la zona que incumple la normativa se hace menor, tanto en el caso del segundo como del quinto armónico, y para un valor del factor de carga determinado.

Cuando q aumenta, la zona donde se produce el cumplimiento de la norma se hace mayor, para cada valor de la resistencia de carga, debido a que la intensidad máxima permitida se mantiene y las intensidades de cada armónico son menores. Cuando el factor de carga disminuye, se produce el mismo tipo de variación, pero en sentido contrario.

Para facilitar la interpretación del mecanismo propuesto, se desarrollan tres ejemplos de aplicación, en los que se fijará un determinado punto de trabajo y se buscarán a través de los lugares geométricos encontrados en el capítulo 4, los valores del vector de control que lo pueden generar, procediendo después a evaluar su descomposición armónica empleando el programa FFT.

A continuación, mediante los ábacos presentados en este capítulo, para un determinado valor de la resistencia de carga, se determinarán los pares del vector de control que cumplen la norma europea, y de entre ellos se seleccionará, aquél que origine menor consumo de reactiva. Para el cálculo de la potencia reactiva, se emplea la expresión de Pillet [20], dada según la ecuación (1.4).

5.5. Ejemplos de aplicación

Se pretende regular un convertidor en puente trifásico, para que funcione en un punto de trabajo determinado. Se emplea la técnica del puente con control independiente para conseguir el punto de trabajo mencionada anteriormente, y se aplica a tres casos concretos, que se desarrollan a continuación.

5.5.1. Ejemplo de aplicación 5.1. Rectificador con carga activa

Se conecta el PCI a red trifásica de $3 \times 400(\text{V})$ $50(\text{Hz})$, con $L=178(\text{mH})$, $R=56(\Omega)$, $E=225,4(\text{V})$ y se le hace trabajar en $V_m=338(\text{V})$, $I_m=2(\text{A})$. Empleando variables normalizadas se tiene $q=1$, $E^*=0,4$ y $V_m^*=0,6$, con esta información se accede al lugar geométrico correspondiente a V_m^* descrito en la figura 4.20, y se encuentran los valores del vector de control que originan las condiciones impuestas.

El consumo de reactiva y el valor eficaz de los tres primeros armónicos de intensidad figuran en la tabla 5.1.

Control	ψ_P/ψ_N	Q(VAr)	$I_2(A)$	$I_4(A)$	$I_5(A)$
6	0/76	683,2	1,09	0,19	0,07
5	10/76	711,2	1,08	0,16	0,07
4	20/72	717,1	1,07	0,15	0,06
3	30/67	756,2	0,92	0,13	0,06
2	40/60	829,4	0,58	0,10	0,31
1	50/52	849,3	0,06	0,01	0,47
PC	51/51	850,0			0,47

Tabla 5.1. Ejemplo 5.1. Consumos de potencia reactiva y valor eficaz de armónicos.

La distribución armónica correspondiente a los distintos controles presentados en la tabla anterior, se muestra en la figura 5.18, donde se compara con los valores dados por la norma (serie EN) y en la figura 5.19, en la que se observa con más detalle el gráfico anterior, y permite determinar los pares (ψ_P, ψ_N) que superan los niveles de intensidad de cada armónico fijados por la norma europea EN 60555/2.

De la inspección de las figuras 5.18 y 5.19, se infiere que las series 5 y 6 no cumplen con la normativa, superando el valor fijado para el segundo armónico. De entre las series restantes, se toma la número 4, que dentro de las que no sobrepasan el nivel de armónicos, es la que presenta un menor consumo de potencia reactiva, concretamente experimenta una reducción del 15,6% con respecto al PC.

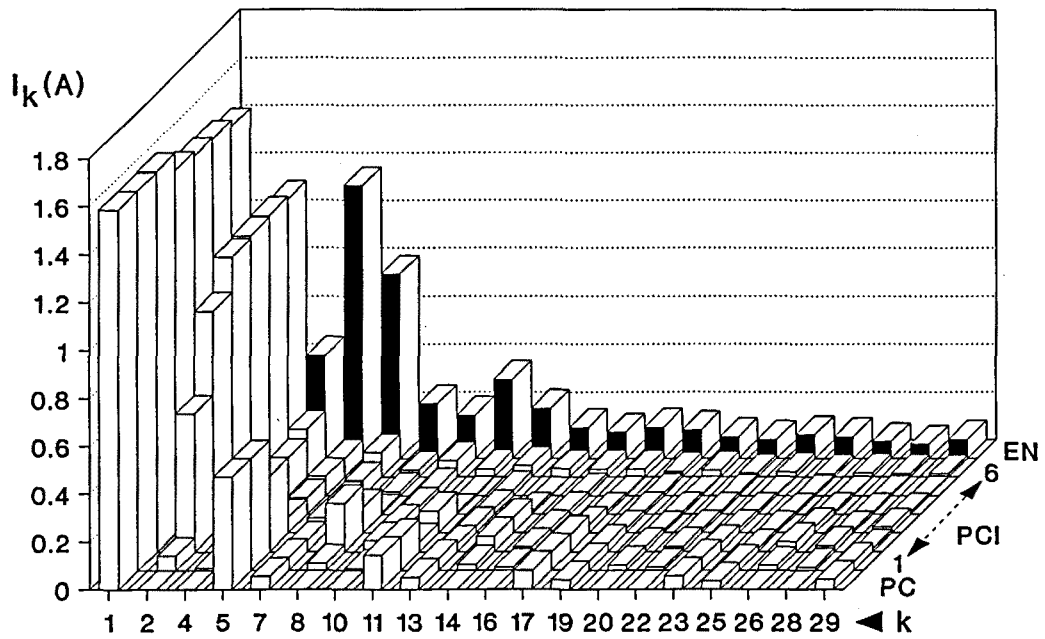


Figura 5.18. Ejemplo 5.1. Armónicos de la intensidad de fase.

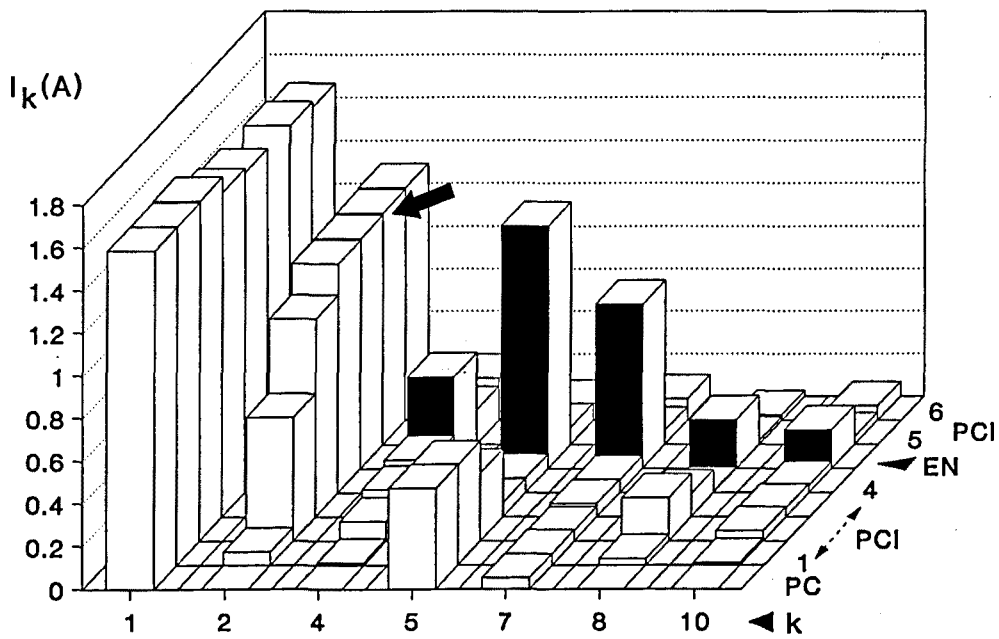


Figura 5.19. Detalle de la figura anterior.

5.5.2. Ejemplo de aplicación 5.2. Rectificador con carga pasiva

Los datos considerados son los siguientes: alimentación trifásica a $3 \times 400(\text{V})$ $50(\text{Hz})$, con $L=318(\text{mH})$, $R=100(\Omega)$, $E=0(\text{V})$, para conseguir que el convertidor trabaje en un punto dado por $V_m=338(\text{V})$, $I_m=3,38(\text{A})$. Tomando los datos en variable normalizada, se tiene $q=1$, $E^*=0$ y $V_m^*=0,6$. A partir de la figura 4.18, que ilustra los distintos valores del vector de control, capaces de originar este punto de trabajo, se elabora la tabla 5.2, en la que se muestran siete combinaciones distintas del par (ψ_P, ψ_N) , con su correspondiente valor de potencia reactiva y de intensidad eficaz de los tres primeros armónicos.

Control	ψ_P/ψ_N	Q(VAr)	$I_2(\text{A})$	$I_4(\text{A})$	$I_5(\text{A})$
6	0/75	967,9	1,45	0,13	0,39
5	10/74	1087,8	1,40	0,26	0,38
4	20/71	1186,4	1,29	0,35	0,25
3	30/67	1284,6	1,04	0,37	0,02
2	40/60	1379,1	0,62	0,27	0,40
1	50/52	1417,6	0,07	0,03	0,61
PC	51/51	1418,1			0,61

Tabla 5.2. Ejemplo 5.2. Consumos de potencia reactiva y valor eficaz de armónicos.

La figura 5.20 muestra la distribución armónica de la intensidad de fase, para los siete controles especificados en la tabla anterior, junto con la correspondiente al límite permitido por la norma europea EN 60555/2. Esta información puede observarse de forma más detallada en la figura 5.21.

De la inspección de las citadas gráficas, se deduce que las series 4,5 y 6 incumplen la normativa respecto a la limitación de intensidad armónica, de las restantes series, la tercera presenta un menor consumo de potencia reactiva, que corresponde a una reducción del 9,4%, con respecto al montaje en puente controlado.

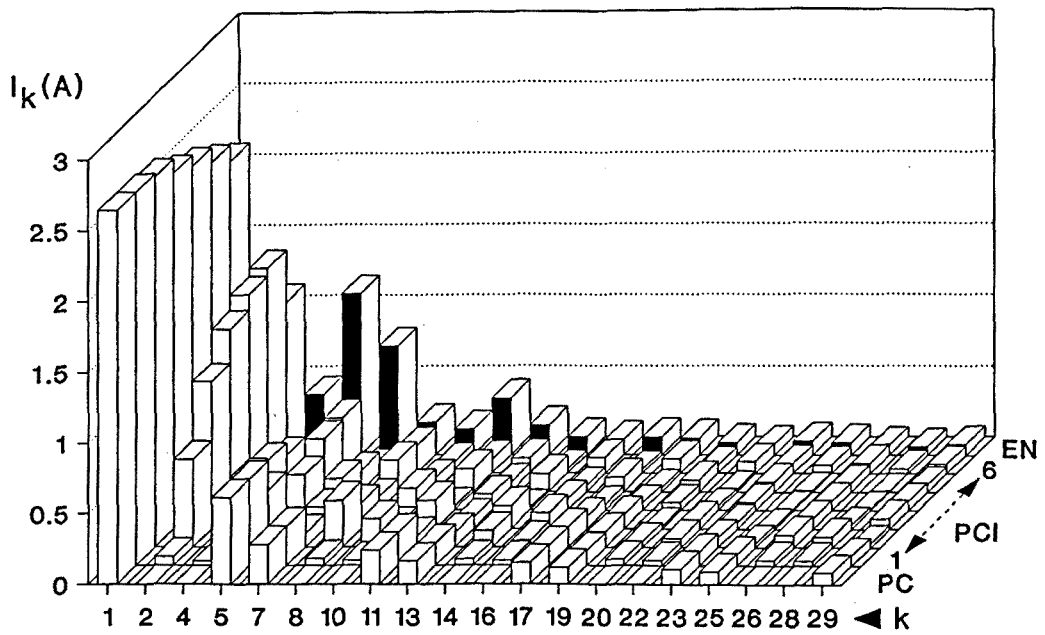


Figura 5.20. Ejemplo 5.2. Armónicos de la intensidad de fase.

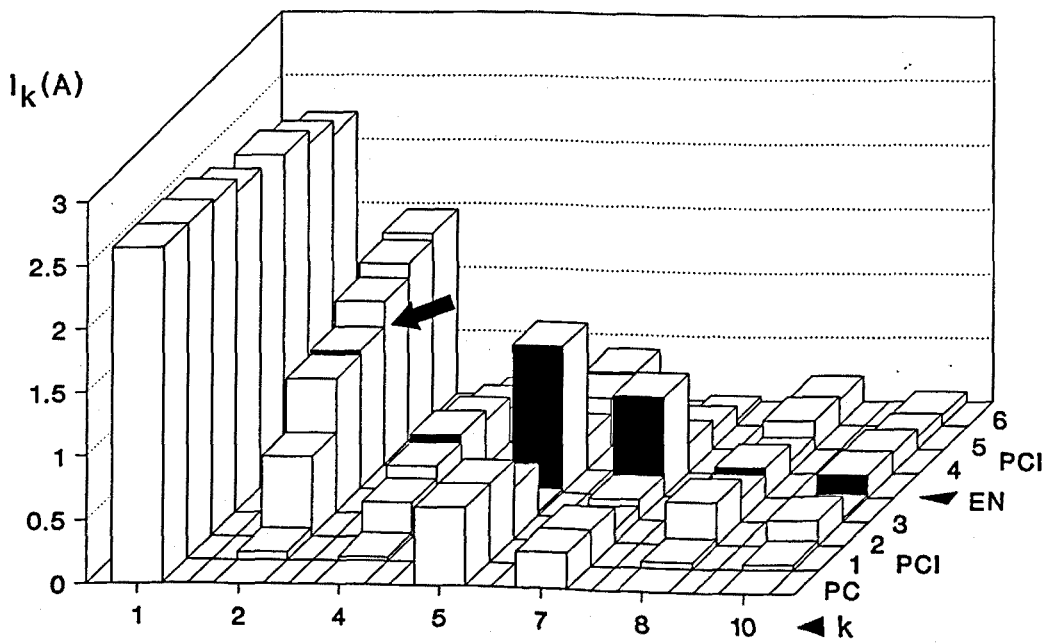


Figura 5.21. Detalle de la figura anterior.

5.5.3. Ejemplo de aplicación 5.3. Ondulador no autónomo

En este caso, los datos que se aplican son los siguientes: alimentación trifásica a 3x400(V) 50(Hz), con $L=302(\text{mH})$, $R=95(\Omega)$, $E=-338(\text{V})$, para situar al convertidor en un punto de trabajo definido por $V_m=-112(\text{V})$, $I_m=2,37(\text{A})$. Esta aplicación corresponde, en variable normalizada, a $q=1$, $E^*=-0,6$ y $V_m^*=-0,2$ -descrita en la figura 4.24- y a partir de la cual se determina el lugar geométrico del vector de control que cumple con los datos prefijados, obteniéndose los valores que se muestran en la tabla 5.3.

Control	ψ_P/ψ_N	Q(VAr)	$I_2(\text{A})$	$I_4(\text{A})$	$I_5(\text{A})$
5	150/64	1002,9	1,10	0,20	0,70
4	140/70	1117,0	1,12	0,13	0,17
3	130/78	1147,5	1,06	0,13	0,15
2	120/86	1193,5	0,83	0,14	0,09
1	110/95	1228,3	0,41	0,08	0,38
PC	102,5/102,5	1231,4			0,47

Tabla 5.3. Ejemplo 5.3. Consumos de potencia reactiva y valor eficaz de armónicos.

Las figuras 5.22 y 5.23 muestran la descomposición armónica, incluyendo la de la norma EN 60555/2 (serie EN).

De las dos figuras, se observa que las series 4 y 5 no cumplen la normativa referente a la limitación de armónicos de intensidad de fase. De las series restantes, se selecciona la tercera, por ser la que presenta menor consumo de potencia reactiva, en concreto genera una reducción del 6,8%.

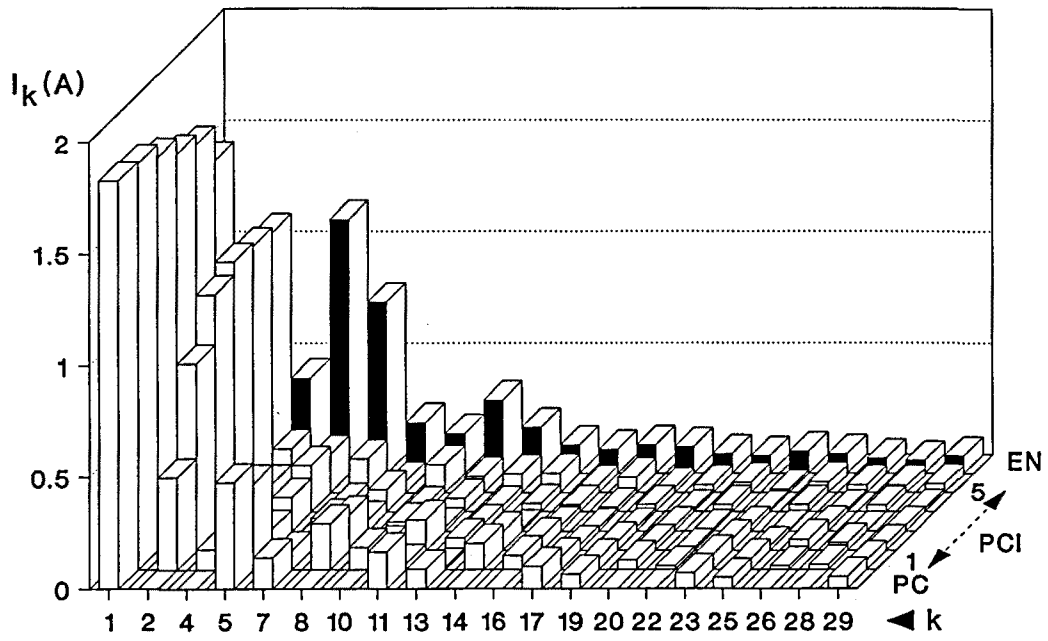


Figura 5.22. Ejemplo 5.3. Armónicos de la intensidad de fase.

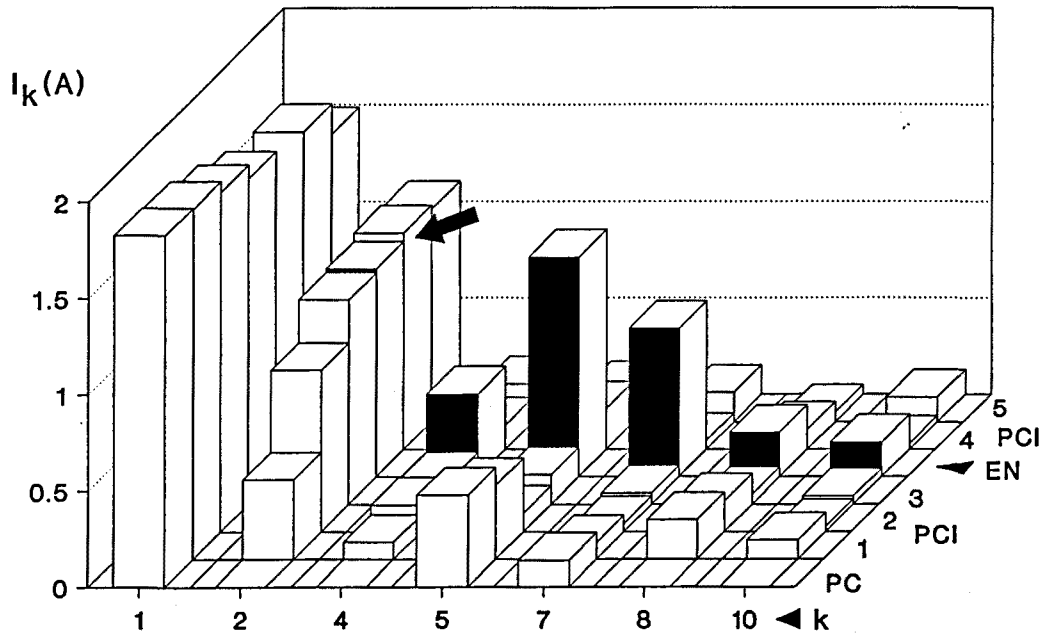


Figura 5.23. Detalle de la figura anterior.

A continuación, se expone, para cada ejemplo, una tabla que registra los valores normalizados y reales de consumos de potencia reactiva (columnas 2 y 3, respectivamente). En cada caso, se especifica el control que conduce a la máxima reducción (fila 3) y el más favorable posible, dentro de las limitaciones impuestas por la norma (fila 4). Los resultados se extractan mediante el cálculo de los porcentajes de reducción, con respecto a los consumos registrados en el PC (fila 2), adoptado como estándar.

ψ_P/ψ_N	Q^*	$Q(\text{VAr})$	Reducción(%)	Observaciones
51/51	0,149968	850,0	0	Punto trabajo PC
0/76	0,120539	683,2	19,6	Reducción máxima
20/72	0,126520	717,1	15,6	Norma 60555/2

Tabla 5.4. Ejemplo 5.1. Reducción del consumo de potencia reactiva.

ψ_P/ψ_N	Q^*	$Q(\text{VAr})$	Reducción(%)	Observaciones
51/51	0,446801	1418,1	0	Punto trabajo PC
0/75	0,304938	967,9	31,7	Reducción máxima
30/67	0,404714	1284,6	9,4	Norma 60555/2

Tabla 5.5. Ejemplo 5.2. Reducción del consumo de potencia reactiva.

ψ_P/ψ_N	Q^*	$Q(\text{VAr})$	Reducción(%)	Observaciones
102,5/102,5	0,368566	1231,4	0	Punto trabajo PC
150/64	0,300175	1002,9	18,5	Reducción máxima
130/78	0,343455	1147,5	6,8	Norma 60555/2

Tabla 5.6. Ejemplo 5.3. Reducción del consumo de potencia reactiva.

De las tres tablas anteriores, destacan los valores del control que conducen a la máxima reducción de potencia reactiva (19,6% ó 31,7% para el rectificador y 18,5% para el ondulator), así como el efecto impuesto por la restricción de la norma (15,6% ó 9,4% para el rectificador y 6,8% para el ondulator).

5.6. Generalización

A partir de los ejemplos desarrollados anteriormente, puede establecerse un proceso estructurado, que permita determinar los valores de (ψ_P, ψ_N) para una adecuada estrategia de control con el puente con control independiente, que permita reducir el consumo de potencia reactiva generando un nivel de armónicos de intensidad de red admitido por la normativa vigente.

El procedimiento mencionado, comprende los siguientes pasos:

1. En función de los datos de la carga que se pretende alimentar, se determina el punto de trabajo (V_m^*, I_m^*) del convertidor.
2. Con los gráficos presentados en el capítulo 4, y conociendo los parámetros q y E^* de la carga, pueden encontrarse las distintas combinaciones de (ψ_P, ψ_N) que originan el punto de trabajo deseado.
3. A través de los ábacos que figuran en este capítulo y tomando el valor de la resistencia de carga, pueden determinarse los valores del vector de control que cumplen, simultáneamente, con la normativa de intensidad de red para segundo y quinto armónico.
4. De las combinaciones de (ψ_P, ψ_N) acordes con los criterios descritos en el punto 3, se selecciona aquélla, cuya función de control está lo más alejada posible de la del puente controlado, por ser la que presenta un menor consumo de potencia reactiva.

Con el fin de elaborar un análisis más general, las figuras expuestas en los anexos 2.1 y 2.2 y comentadas en las conclusiones de este capítulo, representan, respectivamente, la variación de la potencia reactiva y la distorsión armónica para segundo y quinto armónico, en función del vector de control, para un conjunto de valores del factor de carga $(0,1/1/10)$ y de la fuerza contraelectromotriz normalizada ($E^*=0,8$ hasta $E^*=-0,8$ con un incremento de $0,2$), y permiten deducir la influencia de (ψ_P, ψ_N) , q y E^* en la evolución de la potencia reactiva y las componentes armónicas de intensidad, de orden dos y cinco.

5.7. Conclusiones del capítulo

1. Se corrobora el dilema existente entre la reducción simultánea de potencia reactiva y tasa de distorsión armónica, a través de las figuras 5.1 a 5.9, donde además se observa que la mayor restricción en cuanto al cumplimiento de la normativa vigente, viene impuesta por la intensidad del segundo armónico, excepto en una zona de $\pm 10^\circ$ situada alrededor del valor del vector de control correspondiente al funcionamiento como puente controlado, en la que la limitación la determina la intensidad del quinto armónico.
2. Cuando en la zona de funcionamiento del PCI, se produce conducción continua, a medida que disminuye el factor de carga, aumenta el valor de la potencia reactiva y los valores máximos de las intensidades de segundo y quinto armónico, sin embargo la tasa de distorsión armónica mantiene su valor. Cuando la conducción es intermitente, se produce

además un aumento de THD. Para conducción continua, al variar el valor de E^* , las formas de onda mantienen la misma evolución, lo único que cambia es el factor de escala para Q^* , I_{2M}^* e I_{5M}^* , mientras que la tasa de distorsión armónica presenta un valor prácticamente constante, aunque varíe la fuerza contraelectromotriz.

3. De las gráficas 5.10 a 5.17, obtenidas en este capítulo, se observa que, a medida que aumenta el valor de la resistencia de carga, disminuye la zona de no cumplimiento de la normativa, tanto para segundo como para quinto armónico.
4. En el caso de limitación impuesta por el segundo armónico, el punto de corte con los ejes de coordenadas, coincide con el ángulo límite que se obtiene, cuando la estructura del convertidor es la correspondiente al puente semicontrolado. Análogamente, si la limitación de intensidad viene dada por el quinto armónico, la bisectriz del plano formado por las dos componentes del vector de control, coincide con el ángulo límite que se obtiene para el puente controlado.
5. Para ambos armónicos estudiados, al aumentar el valor de E^* , disminuye la zona que incumple la normativa, del mismo modo sucede, cuando se aumenta el valor del factor de carga.
6. Se presentan unos ábacos que permiten predecir, en función de la resistencia de carga, si una determinada función de control cumplirá la norma europea EN 60555/2. Se observa, además que el cumplimiento de dicha normativa, puede imponer fuertes restricciones a los límites de regulación del convertidor con estructura de puente trifásico.
7. Se adopta un criterio que posibilita la selección de la función de control que origina menor consumo de potencia reactiva, para un punto de trabajo concreto. Una conclusión experimental aconseja el control como PC convencional para cargas provistas de bajo valor de fuerza electromotriz normalizada y funciones de control $\psi_N \approx 2\psi_P$ -en régimen de funcionamiento como rectificador- o $\psi_N \approx 2/3\psi_P$ -caso de ondulator- como solución al compromiso entre consumo de potencia reactiva y tasa de distorsión armónica de la intensidad en el lado de red.
8. Se desarrolla un procedimiento sistemático que describe los pasos a seguir, para poder elegir la función de control que mejor se adapta a las condiciones de diseño impuestas.
9. Con carácter general, los gráficos expuestos en el anexo 2.1, permiten deducir que a medida que disminuye el valor de E^* , el consumo de potencia reactiva y los factores P/S y Q/S sufren un aumento. No se aprecia prácticamente diferencia entre trabajar con $q=1$ ó $q=10$ a efectos de niveles de reactiva, sin embargo con $q=0,1$ se obtienen valores de Q^* ligeramente inferiores. Por ello interesan valores elevados de E^* e inferiores a la unidad para q . Los tramos de conducción intermitente aumentan cuando disminuye el valor del factor de carga y para cotas más elevadas de fuerza contraelectromotriz. Se consigue menor consumo de potencia reactiva para ψ_N comprendido entre 0° y 30° y ψ_P oscilando entre 0° y 30° o bien entre 105° y el límite de conducción, en el caso de funcionamiento como rectificador, para el régimen de ondulator es preferible trabajar con $\psi_P = 150^\circ$ (si

es posible) y adoptando cualquier valor permitido para ψ_N .

10. A partir del anexo 2.2, se observa que cuando el valor de la fuerza contraelectromotriz disminuye, las intensidades armónicas, tanto de segundo como de quinto orden, aumentan. Por otra parte las citadas intensidades disminuyen al aumentar q . Para mejorar la distorsión armónica es conveniente trabajar con valores de E^* y q elevados. Los tramos de no conducción aumentan para valores pequeños del factor de carga y elevados de E^* . Para funcionamiento como rectificador se obtiene menor contenido armónico cuando ψ_N está comprendido entre 0° y 30° y ψ_p es mayor que 105° , para el caso de ondulator éste se consigue si $\psi_p = 150^\circ$ y ψ_N toma el valor más elevado posible, sin entrar en zona de no conducción.
11. Comparando los resultados de las dos familias de curvas, se observa que puede reducirse reactiva y contenido armónico simultáneamente, cuando E^* es elevado y los dos ángulos del vector de control están alejados (rectificador), o próximos entre sí (ondulator). Sin embargo para el factor de carga, se recomienda seleccionarlo de bajo valor para disminuir reactiva y de elevado valor para conseguir menores intensidades armónicas, ello obliga a adoptar una solución intermedia que podría corresponder a q unitario.

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

6.1. Conclusiones de la tesis

Los resultados del presente trabajo, expuestos a modo de conclusiones, pueden agruparse en los apartados siguientes:

1. Se ha puesto de manifiesto, la disparidad de definiciones de potencia reactiva, que hacen de esta cuestión un tema controvertido, sobre el que todavía no se ha alcanzado una solución que sea ampliamente aceptada. Los resultados obtenidos, comparando dos de las diversas definiciones, demuestran que existe una cierta dispersión en los valores correspondientes a la potencia reactiva, dependiendo de la expresión empleada para la misma. La definición de potencia reactiva, dada por Pillet, se ha mostrado como herramienta útil y operativa para los propósitos de este trabajo, y se ha adoptado por su inequívoco significado físico, equivalente a la energía almacenada en los componentes reactivos del circuito no lineal.
2. Se ha demostrado que los armónicos de la tensión de red pueden influir sensiblemente sobre los niveles de las componentes de potencia. Tal influencia se manifiesta en sentido vectorial, consideración que debe tenerse presente, pues las normativas de EMI se limitan a acotar los porcentajes máximos de contenido armónico, atendiendo exclusivamente a su amplitud.
3. En base a los ejemplos presentados, se corrobora el dilema entre disminución de potencia reactiva y reducción del nivel de contaminación armónica. Como casos extremos, aparecen las estructuras convencionales: puente controlado (mínima distorsión armónica y máximo consumo de reactiva) y puente semicontrolado (máxima distorsión armónica y mínimo consumo de potencia reactiva).
4. Como solución al compromiso, mencionado en el apartado anterior, se aplica una estrategia de control, denominada puente con control independiente [21] y se desarrolla la formulación que permite abordar esta estructura, tanto en régimen de conducción continua como intermitente. Asimismo, se establecen las expresiones que marcan la frontera entre uno y otro tipo de conducción, y se llega a determinar las inecuaciones que permiten predecir la clase de conducción que se va a presentar, cuando se esté en régimen

de conducción discontinua. Los resultados obtenidos a través de estas fórmulas, coinciden plenamente con los hallados mediante simulación, empleando el programa SCOPT, que realiza el cálculo a partir de una serie de muestras de la tensión de red.

5. El puente con control independiente puede presentar distintas combinaciones del vector de control para situar al convertidor en el mismo punto de trabajo, dado por los valores medios de tensión e intensidad de salida. El primer paso es poder determinar de forma ágil estos valores, para ello se elaboran unas gráficas que describen los lugares geométricos del vector de control que dan lugar al mismo valor medio de tensión de salida, tomando q y E^* como parámetros. También se describe la influencia del factor de carga y de la fuerza electromotriz en la evolución de los lugares geométricos. Asimismo, se trazan las líneas fronterizas que separa las zonas donde se produce conducción continua e intermitente. De este modo, se dispone de una herramienta cómoda que permite conocer las distintas funciones de control que dan lugar a un mismo punto de trabajo, y saber de antemano el tipo de conducción que se producirá para cada función de control determinada.
6. De todas las posibles funciones de control señaladas en el apartado anterior, interesa seleccionar las que puedan tener utilidad para conseguir una adecuada estrategia de control. Para ello, se establece un criterio de selección basado en determinar qué funciones de control cumplen la normativa vigente sobre armónicos de intensidad en el lado de red, y dentro del grupo que verifica esta condición, se elige la que presente menor consumo de potencia reactiva. Para seguir la evolución en toda la zona de funcionamiento del PCI, se dispone de unas gráficas que muestran las variaciones de reactiva, tasa de distorsión armónica e intensidades armónicas de segundo y quinto orden en función del vector de control, con ellas pueden analizarse las zonas de trabajo más recomendables para cumplir con la normativa y a la vez consumir la menor potencia reactiva posible. Asimismo, se presentan unos ábacos que permiten conocer las zonas de cumplimiento de la citada norma, en función del valor de la resistencia de carga, cuando se pretende trabajar en un punto concreto dado por V_m^* y tomando q y E^* en forma paramétrica.
7. Con carácter general, se ha generado una familia de curvas para potencia reactiva y otra para intensidad armónica de segundo y quinto orden, de las que se infiere que para conseguir simultáneamente bajos consumos de reactiva y pequeño contenido armónico, es conveniente trabajar con factor de carga unitario, valores de fuerza contraelectromotriz elevados, ángulos del vector de control alejados entre sí para funcionamiento como rectificador, o próximos entre ellos cuando se trabaja como ondulator, siempre que sea posible y se cumpla la normativa vigente.
8. Cuando se debe trabajar en un punto de funcionamiento concreto, se propone una metodología de operación basada en utilizar las familias de curvas mencionadas en el párrafo anterior. Se seleccionan los pares (ψ_P, ψ_N) que cumplan la norma en cuanto a contenido armónico según las figuras expuestas en el anexo 2.2 y de ellos mediante las curvas del anexo 2.1, se elige la combinación del vector de control que origina menor consumo de potencia reactiva, para disparar al puente trifásico y situarlo en el punto de trabajo deseado.

9. Como característica del puente con control independiente, cabe señalar que su estructura no aumenta la complejidad ni el costo del circuito correspondiente al convertidor en puente trifásico, únicamente requiere impulsos de disparo independientes para los dos conmutadores (positivo y negativo) del convertidor. Por otra parte, el sistema de control que se propone no es incompatible con otras técnicas de reducción de potencia reactiva, como puede ser el empleo de condensadores de compensación o con sistemas para la disminución de armónicos, caso de la utilización de filtros de red. Por último, destacar que los resultados que se obtienen con el PCI son equiparables a los conseguidos con la conexión en serie de dos puentes controlados [21] y [22].

6.2. Líneas futuras

Una primera línea de actuación consiste en contrastar los resultados obtenidos mediante simulación, con datos procedentes del montaje experimental del circuito con la técnica de control propuesta en este trabajo.

En el estudio desarrollado, se ha considerado comportamiento ideal de los conmutadores y no se han tenido en cuenta fenómenos como la conmutación o la influencia de la reactancia de dispersión del transformador de alimentación. Se ha previsto realizar el análisis de la estrategia de control correspondiente al puente con control independiente, considerando conmutadores reales, teniendo en cuenta la conmutación y evaluando la influencia de la reactancia del transformador. El proceso comprendería una etapa de análisis teórico, otra de simulación con paquetes disponibles en el mercado [12] y [30] y finalmente contrastación de resultados simulados con datos conseguidos mediante experimentación.

Otra línea de trabajo posible está encaminada a completar los programas de que se dispone actualmente y que han sido comentados a lo largo de este trabajo. Toda la formulación desarrollada para el puente con control independiente, puede implementarse en un programa de cálculo. Por otro lado, es posible generar nuevos programas que permitan automatizar el proceso de selección de la función de control, en base a la limitación impuesta por la norma europea EN 60555/2. Dentro de esta misma línea se contempla la posibilidad de programar el control de los ángulos de disparo de los dos conmutadores del puente, según los criterios aquí expuestos, de manera que se obtendría un convertidor alterna-continua con control digital.

Finalmente, cabe la posibilidad de analizar la influencia de este tipo de control en los armónicos presentes en la salida del convertidor, y ver si esta técnica puede ser de interés para la reducción de armónicos en la carga, en la línea que apunta la bibliografía reciente [17].

ANEXO 1

Descripción del programa FFT

La estructura de este programa está simbolizada en la figura A1.1, y consta de un menú principal que dispone de cinco opciones.

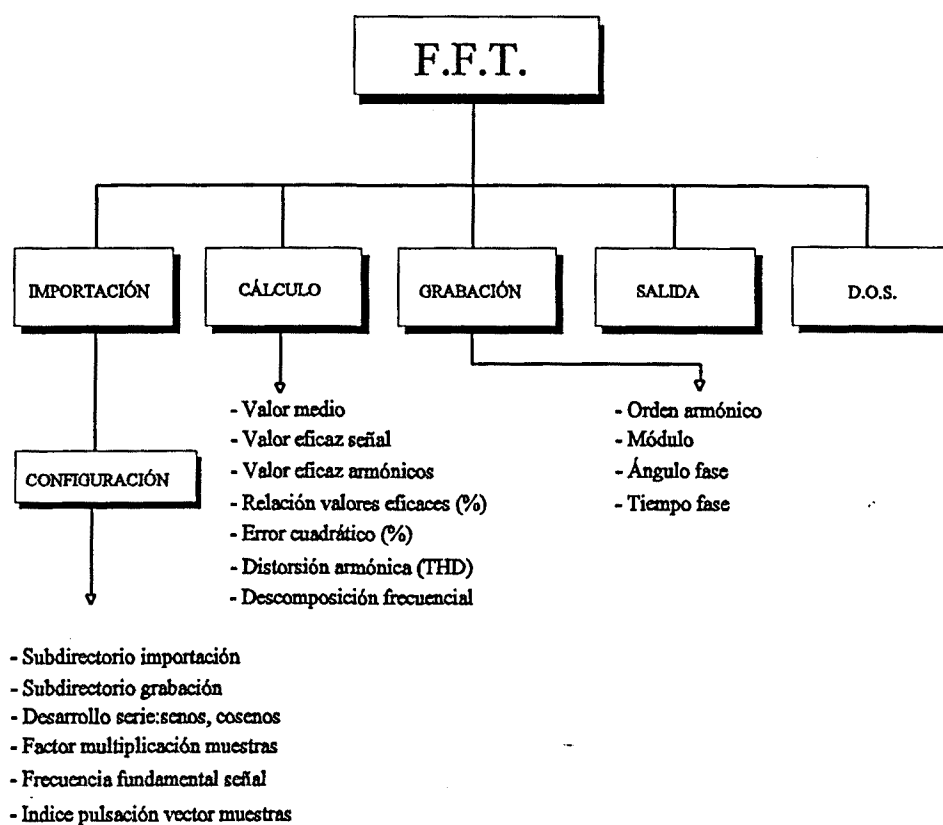


Figura A1.1

Importación. Permite capturar los archivos que se hayan generado previamente, y que contienen la información, en forma de puntos, de las señales que se pretenden analizar. Incorpora la posibilidad de cambiar la configuración variando los subdirectorios de importación y de grabación, para conseguir un funcionamiento más versátil. También permite decidir si el desarrollo se hace

en serie de funciones seno o coseno, multiplicar las muestras por un determinado factor, elegir la frecuencia fundamental de la señal y el índice de pulsación del vector de muestras.

Cálculo. Es la parte principal del programa. Se cuantifican los valores de módulo y fase de los componentes armónicos generados, mediante un algoritmo[27], cuya única restricción es que las muestras de la señal original sean un número par. También permite elegir la cantidad de armónicos que serán analizados, calculando además el valor medio, el valor eficaz de la señal, mediante fórmula, el valor eficaz de los armónicos, efectuando la suma de los valores eficaces de cada componente, la relación y el error cuadrático entre ambos valores eficaces, la distorsión armónica (THD) y realiza una presentación en pantalla de los resultados obtenidos.

Grabación. Guarda el archivo generado por el programa, que contiene la información referente a orden, módulo de la amplitud y valor del ángulo y el tiempo de fase, para cada componente armónico analizado.

Salida. Permite salir del programa, una vez realizadas las funciones deseadas con el mismo.

D.O.S. Permite ir al sistema operativo MS.DOS, y regresar de nuevo al programa FFT.

ANEXO 2.1

Variación de la potencia reactiva con el vector de control

A continuación, se representa la variación de la potencia reactiva, en variable normalizada, y de los factores P/S y Q/S con el vector de control. Se toman valores de la fuerza contraelectromotriz normalizada desde $E^*=0,8$ hasta $E^*=-0,8$ con un intervalo de 0,2; el factor de carga adopta tres valores (0,1-1-10).

La figura situada en la parte superior de cada página describe la variación de la potencia reactiva, y las que ocupan la parte inferior corresponden a la evolución porcentual de P/S (izquierda) y Q/S (derecha) que equivalen respectivamente, a los factores de aprovechamiento y pérdidas del sistema.

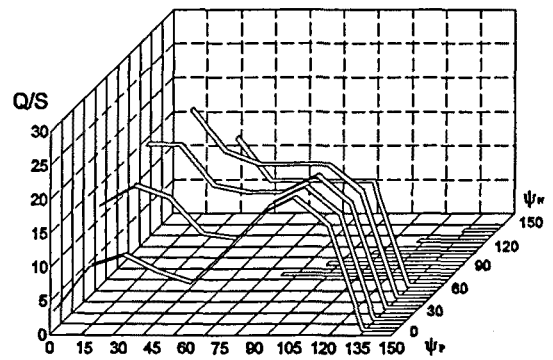
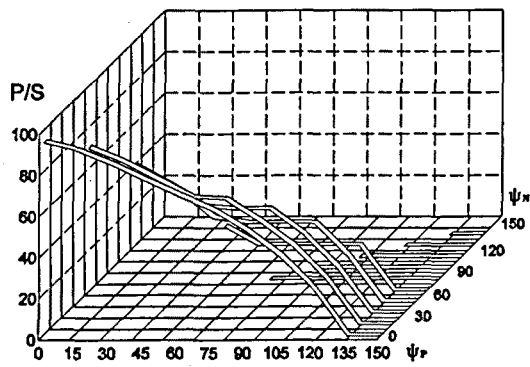
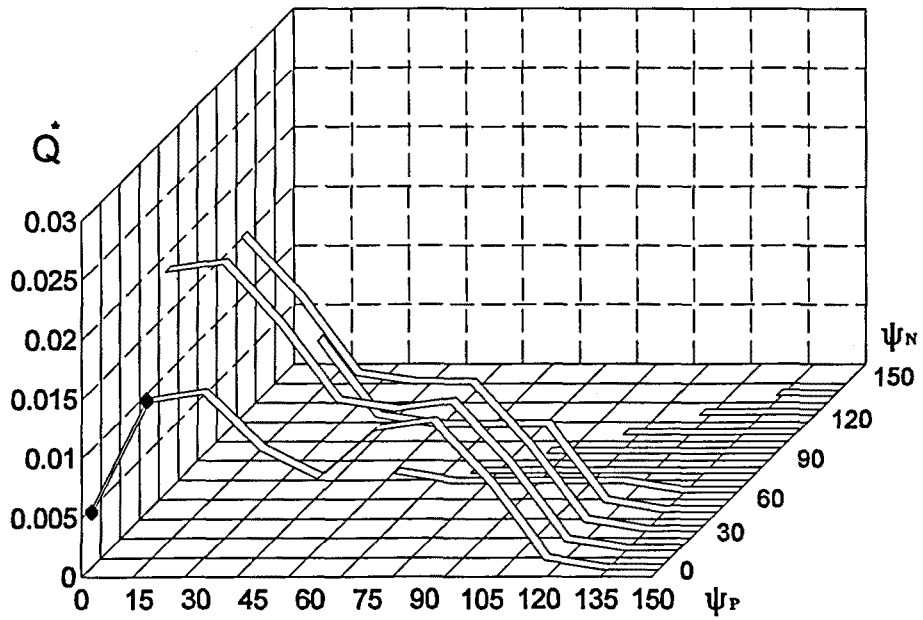
Se cumple:

$$\begin{aligned} Q^*(\psi_P, \psi_N) &= Q^*(\psi_N, \psi_P) \\ P/S(\psi_P, \psi_N) &= P/S(\psi_N, \psi_P) \\ Q/S(\psi_P, \psi_N) &= Q/S(\psi_N, \psi_P) \end{aligned}$$

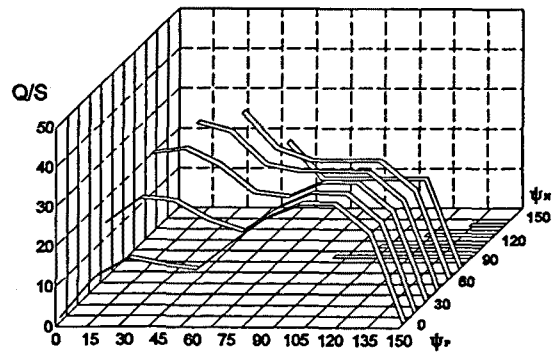
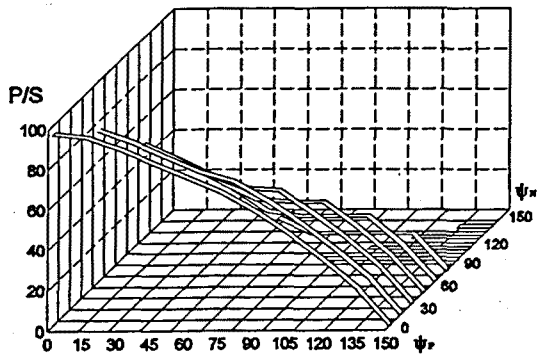
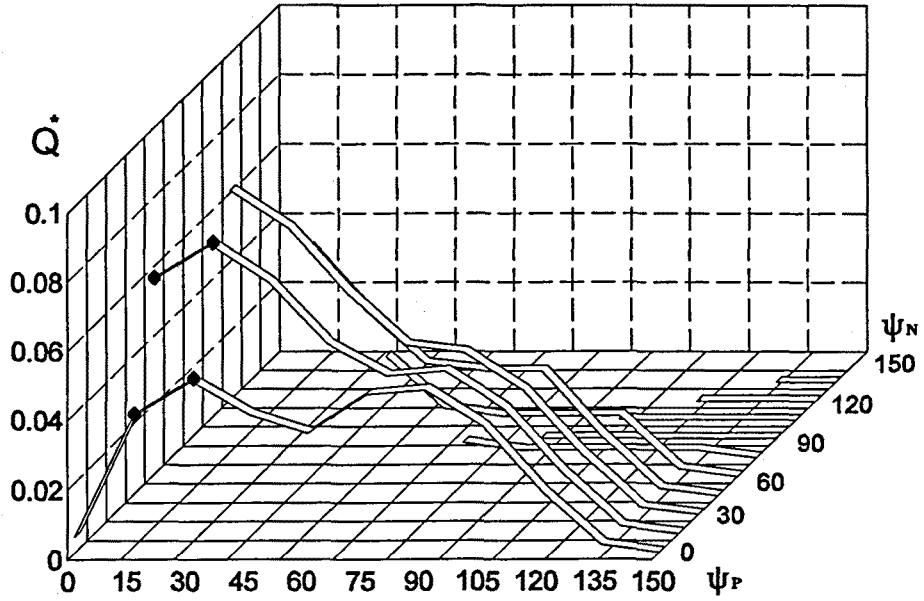
Debido a esta condición de simetría, sólo se efectúa la representación de los valores correspondientes a $\psi_P \geq \psi_N$.

En la gráfica donde figura Q^* se muestran señalados los dos ángulos entre los que se produce el paso de conducción continua a intermitente. Las curvas que no presentan señales indican conducción continua o discontinua, según estén situadas respectivamente, delante o detrás de las que aparecen señaladas.

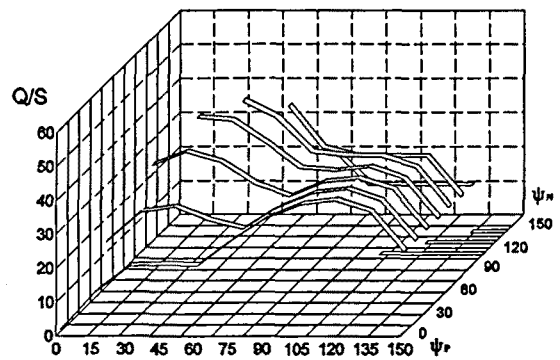
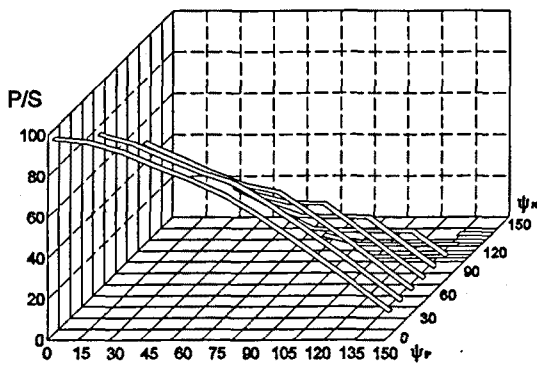
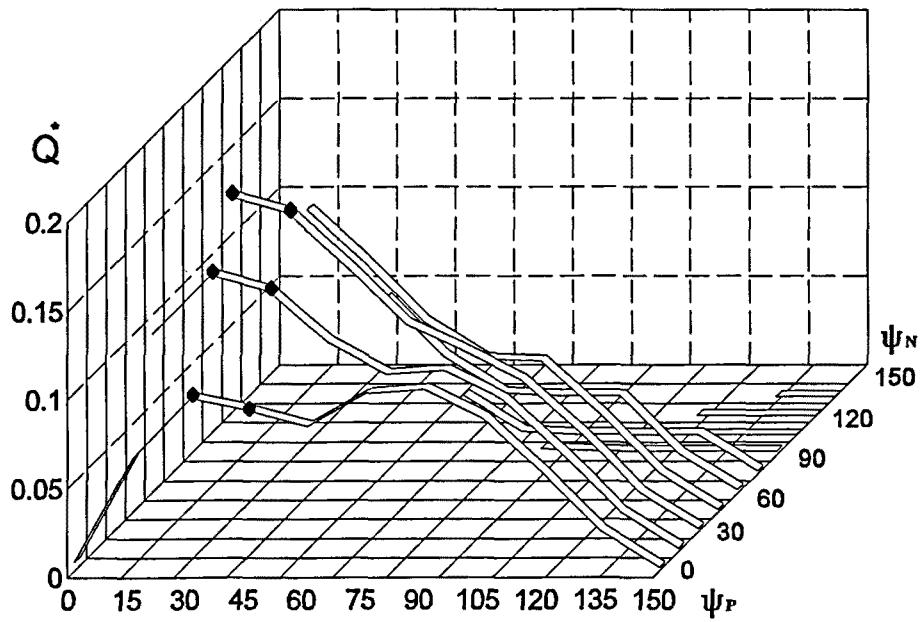
$q = 0,1$
 $E^* = 0,8$



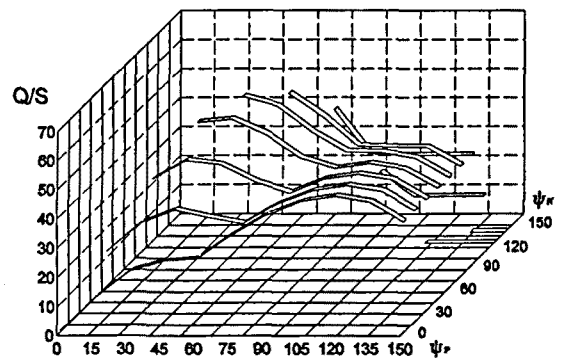
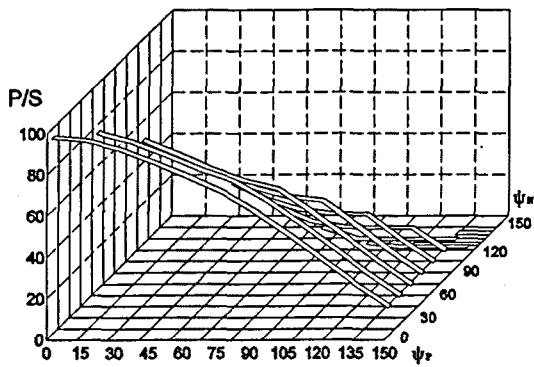
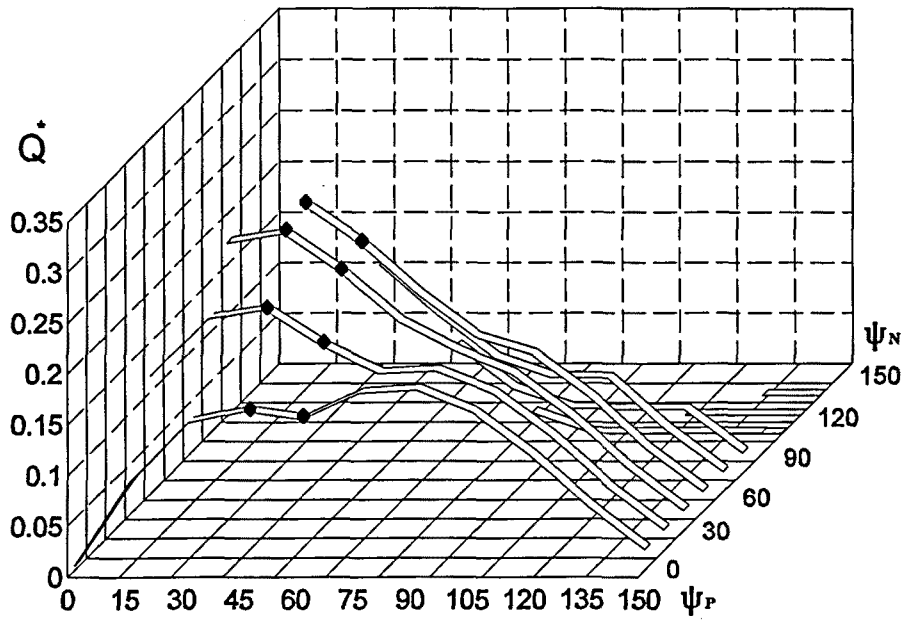
$q = 0,1$
 $E^* = 0,6$



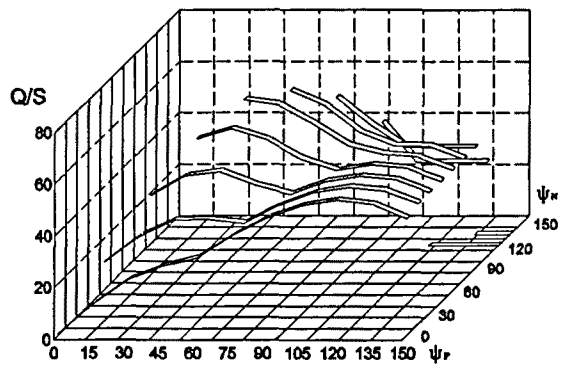
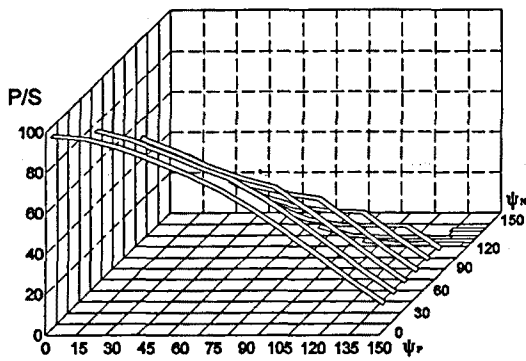
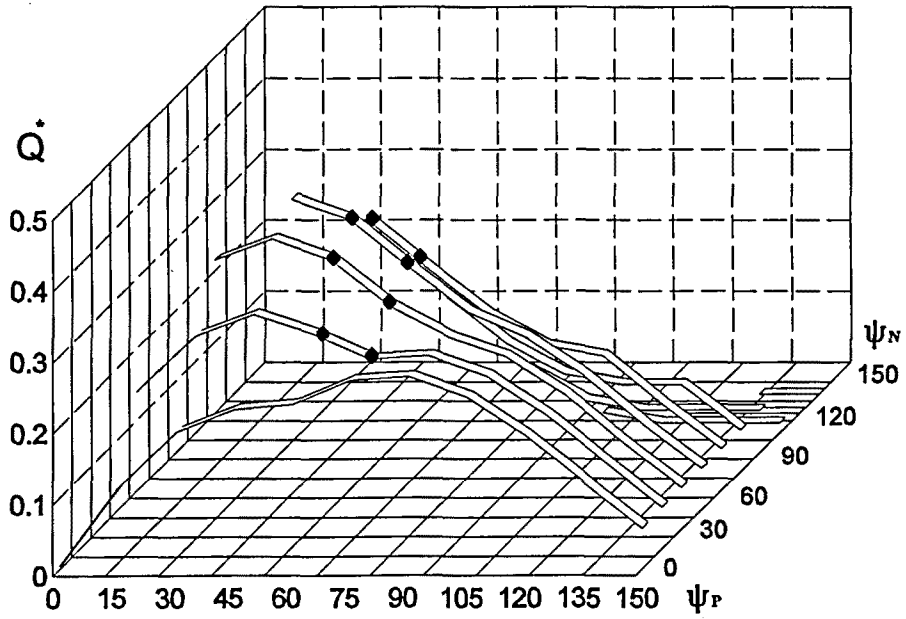
$q = 0,1$
 $E^* = 0,4$



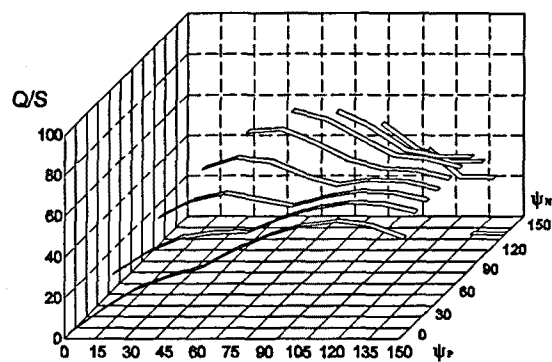
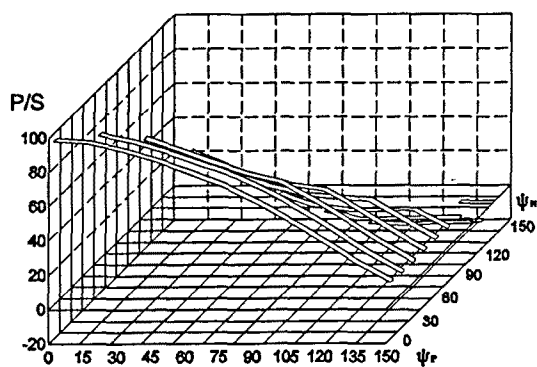
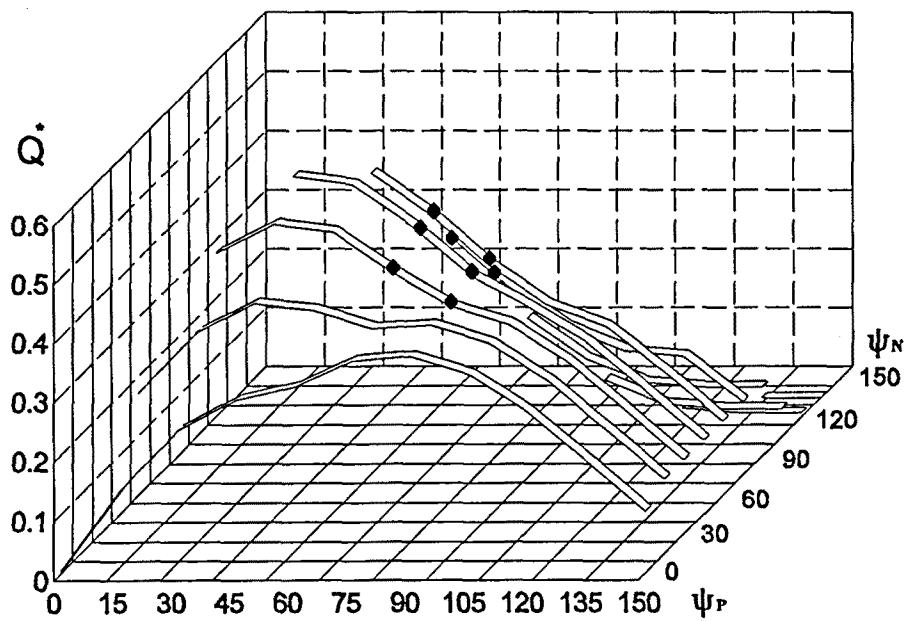
$q = 0,1$
 $E^* = 0,2$



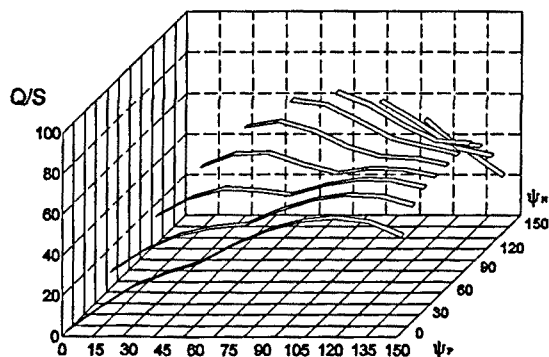
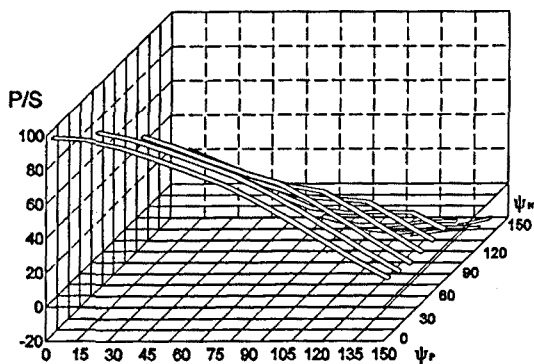
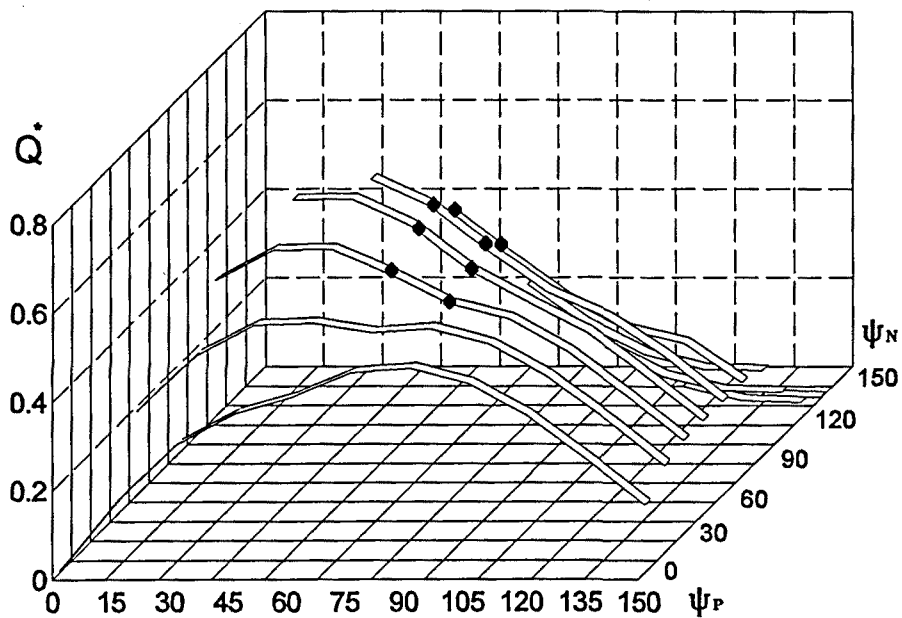
$q = 0,1$
 $E^* = 0$



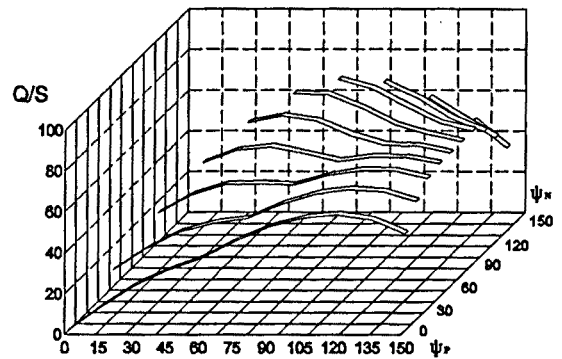
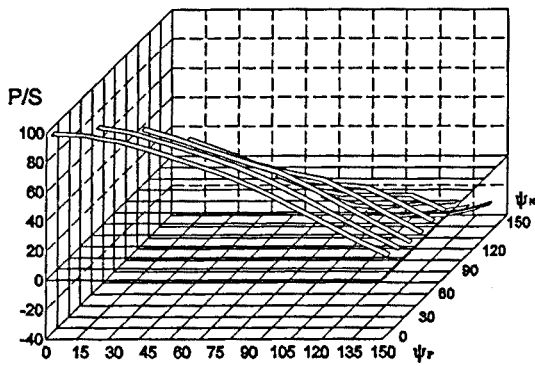
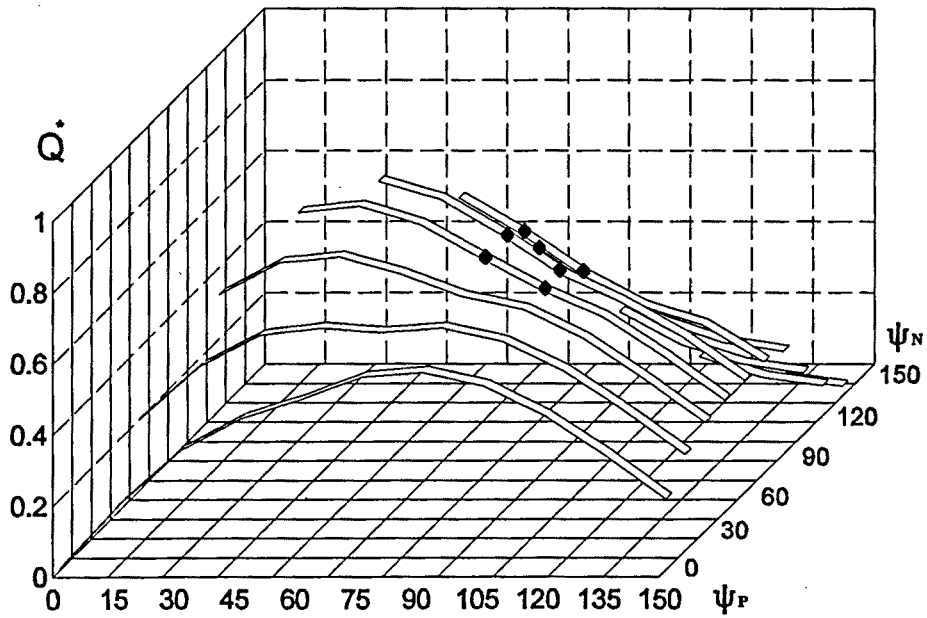
$q = 0,1$
 $E^* = -0,2$



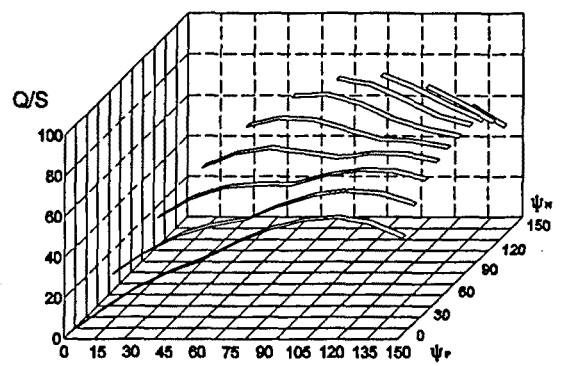
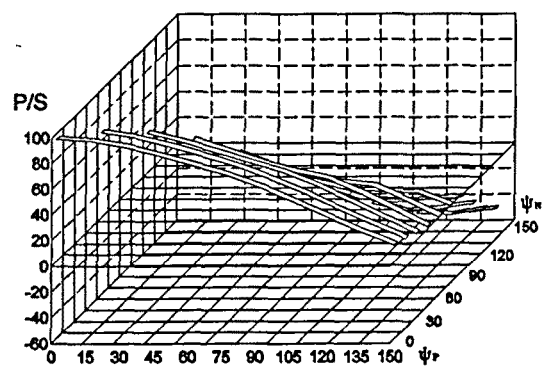
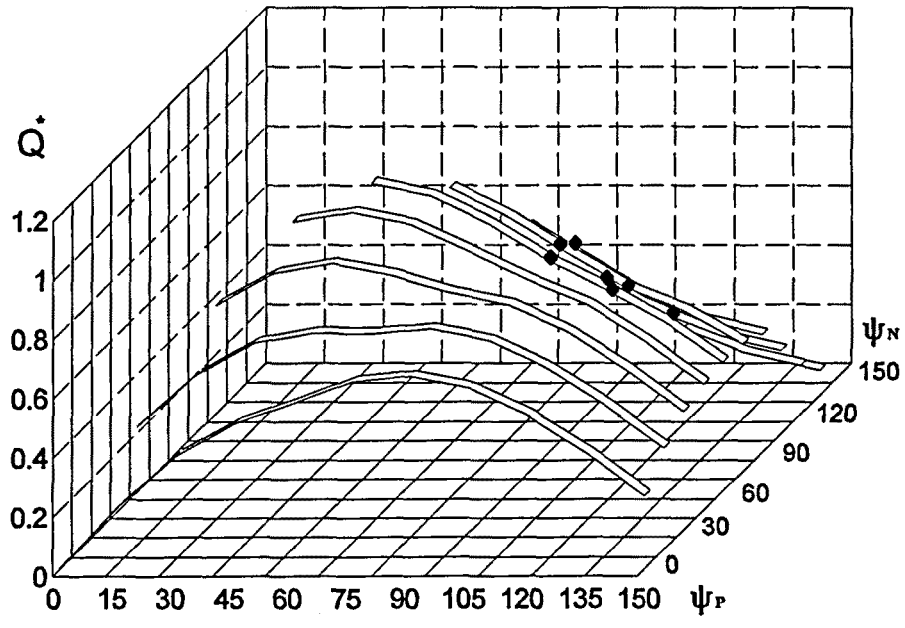
$q = 0,1$
 $E^* = -0,4$



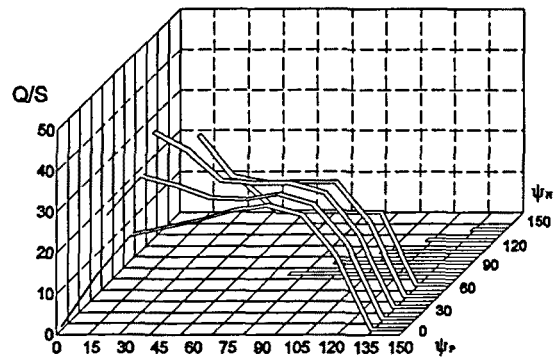
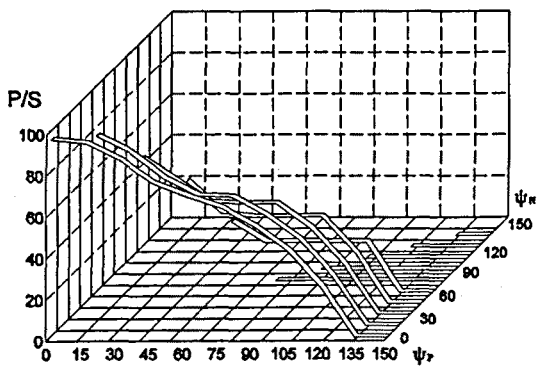
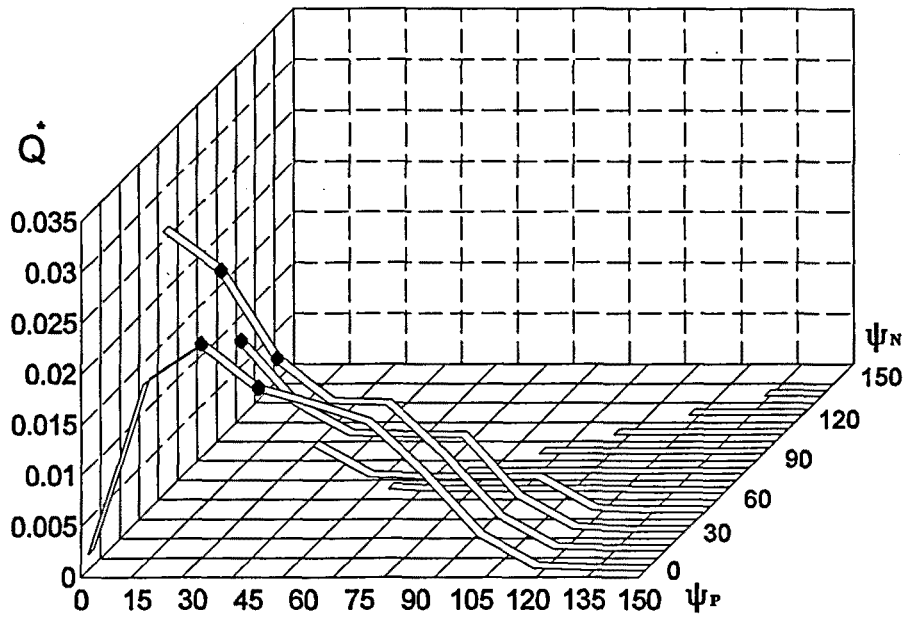
$q = 0,1$
 $E^* = -0,6$



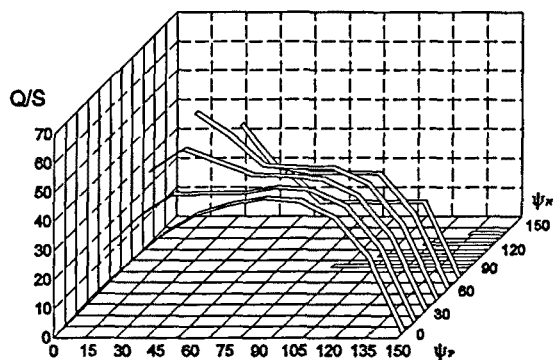
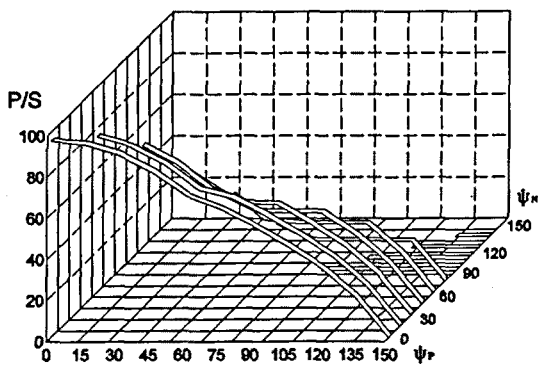
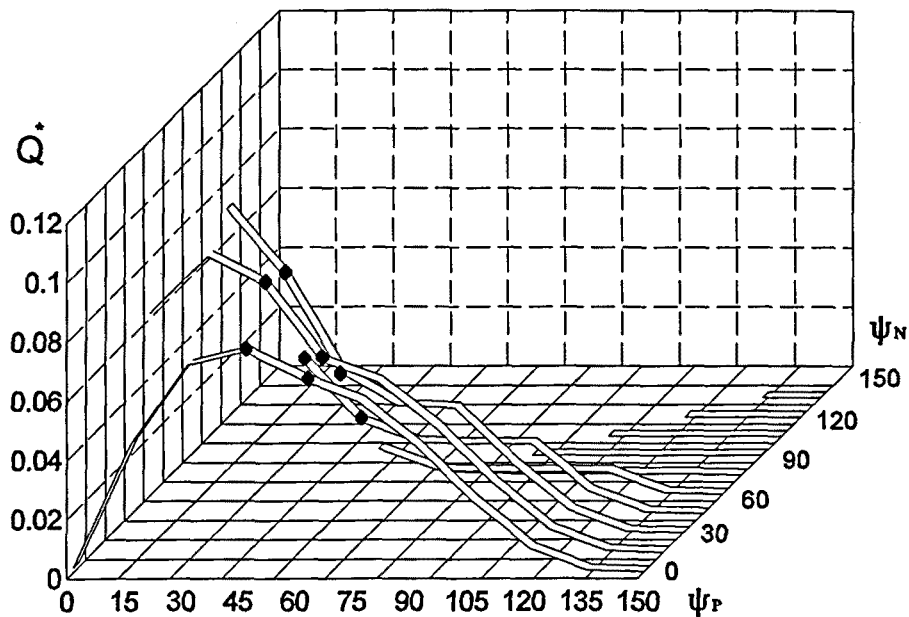
$q = 0,1$
 $E^* = -0,8$



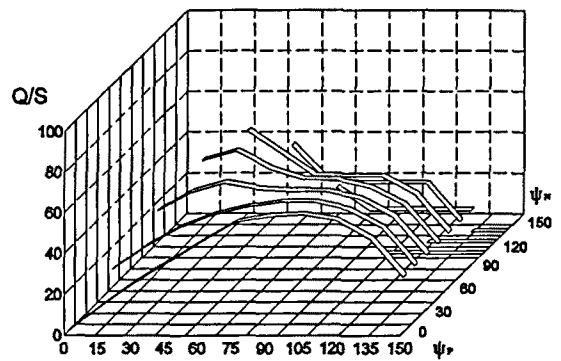
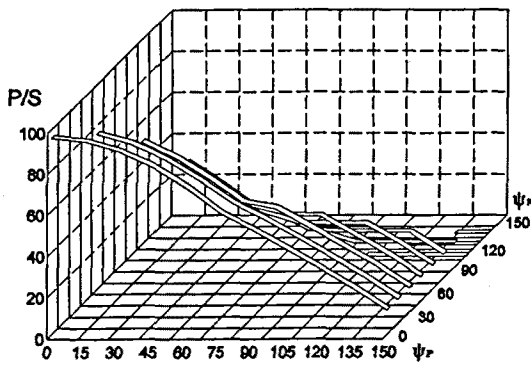
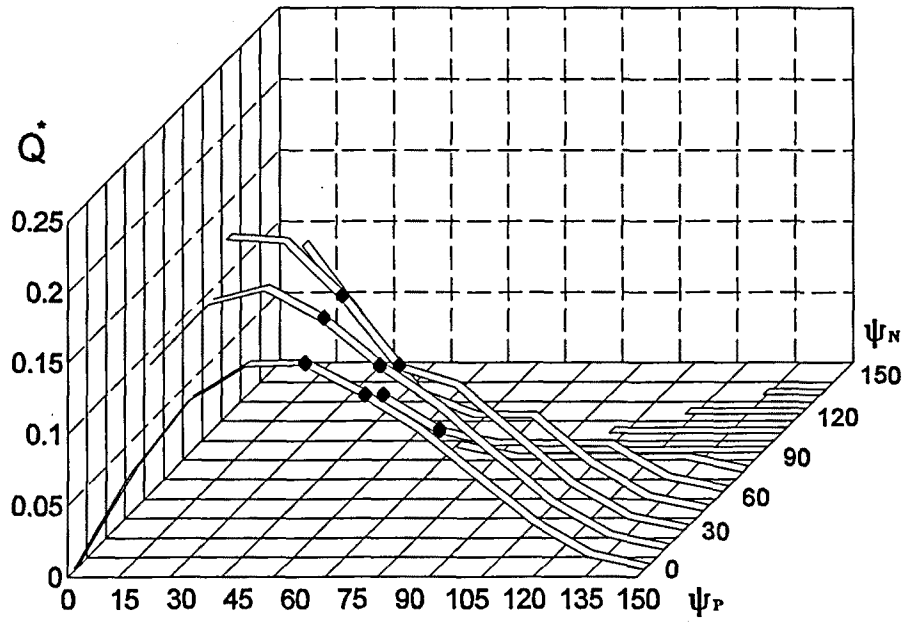
$q = 1$
 $E^* = 0,8$



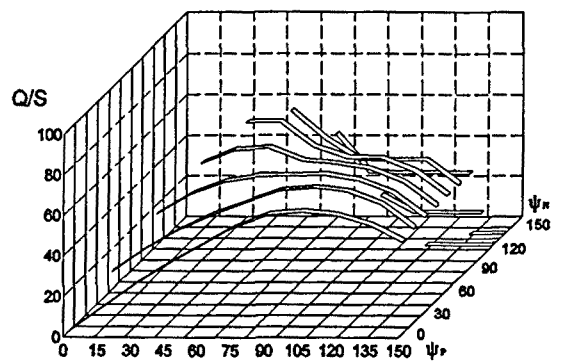
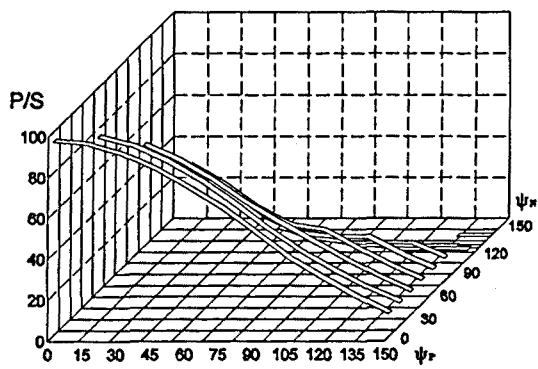
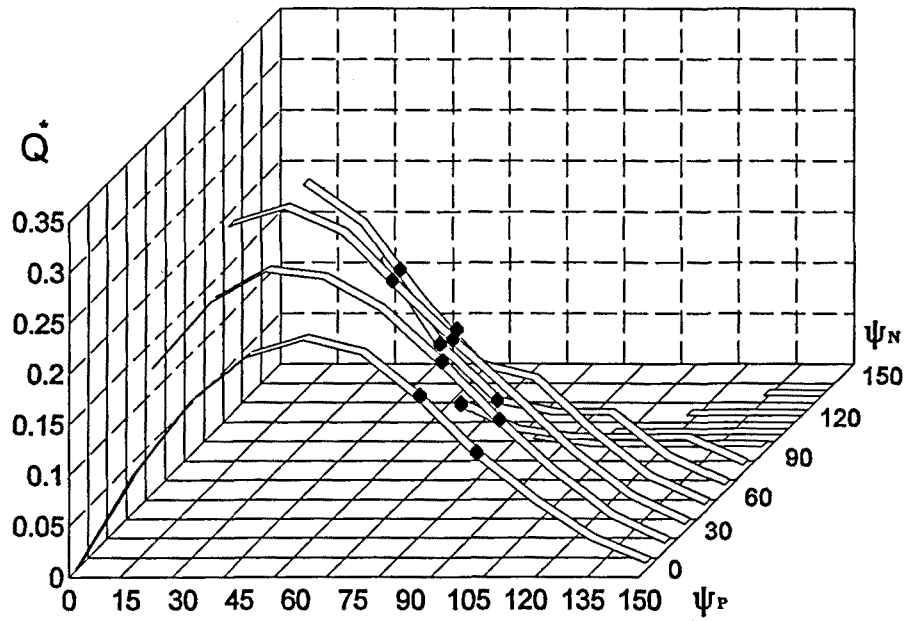
$q = 1$
 $E^* = 0,6$



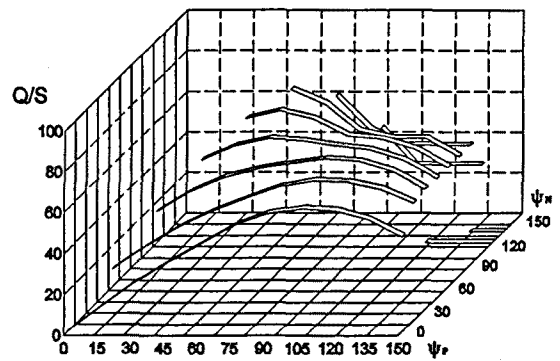
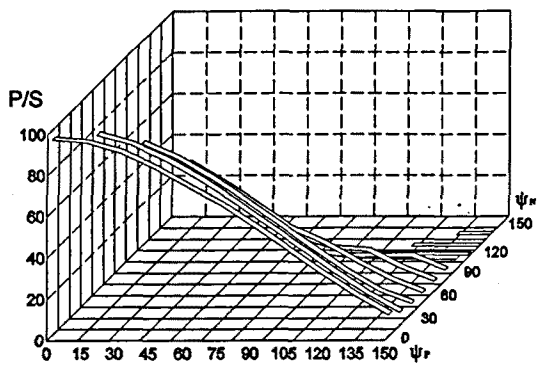
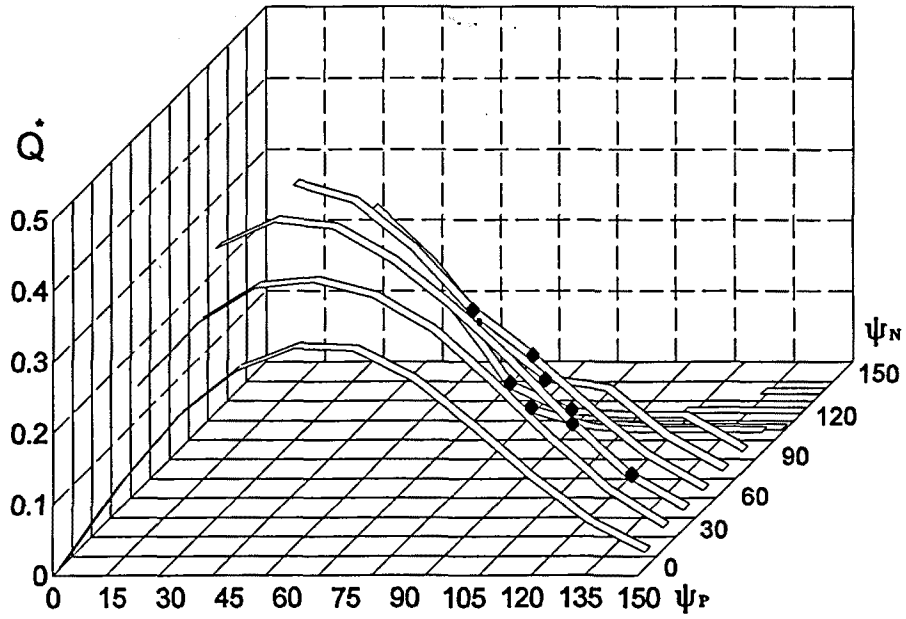
$q = 1$
 $E^* = 0,4$



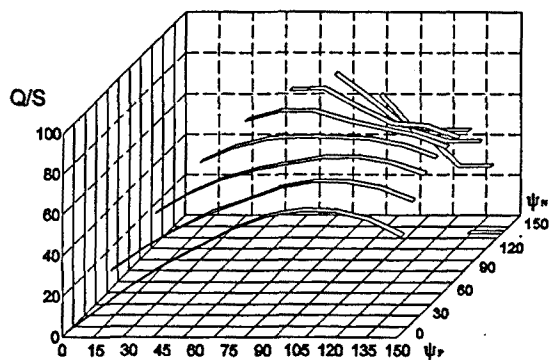
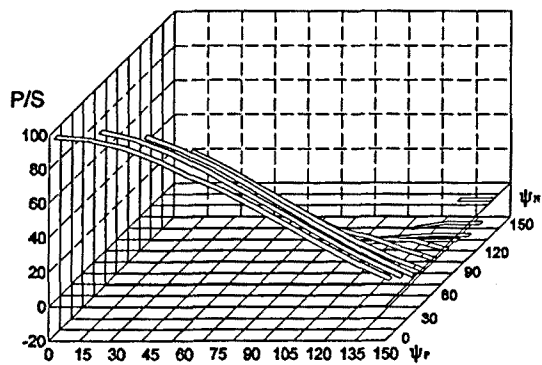
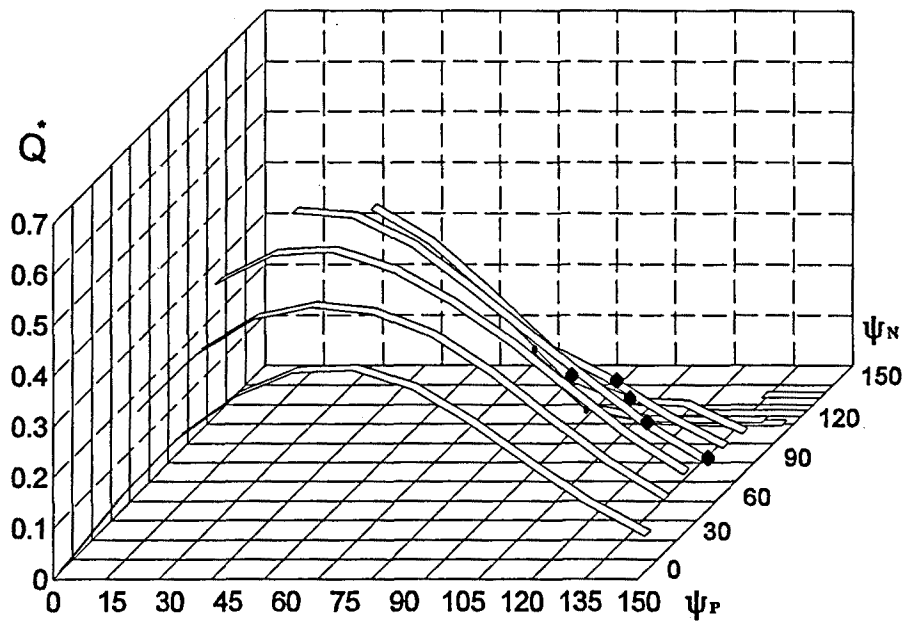
$q = 1$
 $E^* = 0,2$



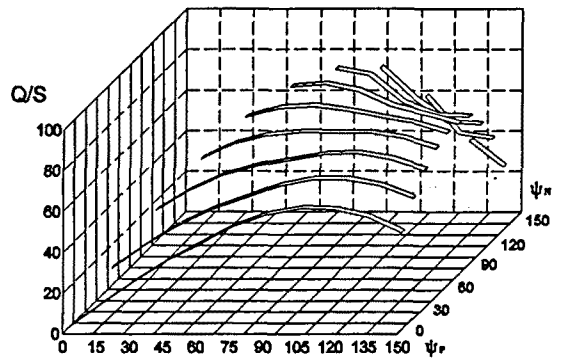
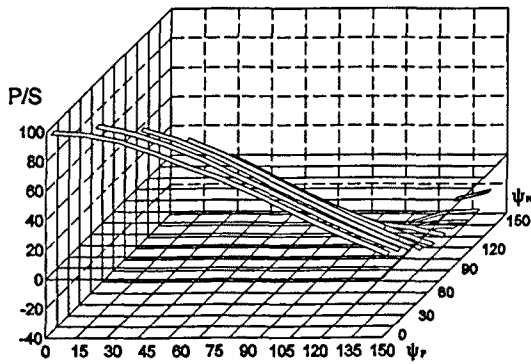
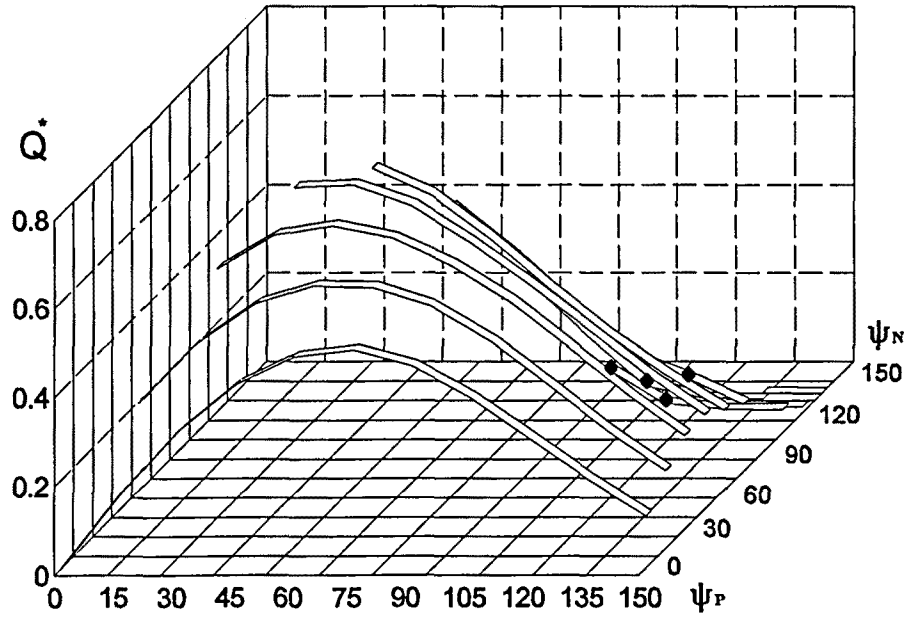
$q = 1$
 $E^* = 0$



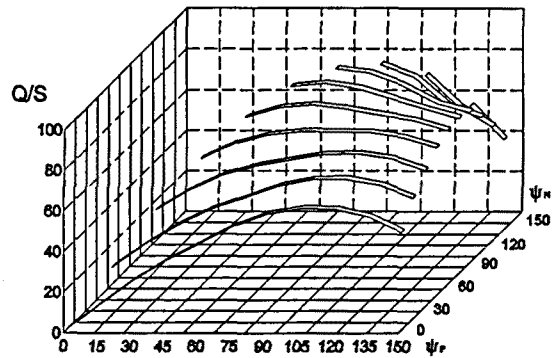
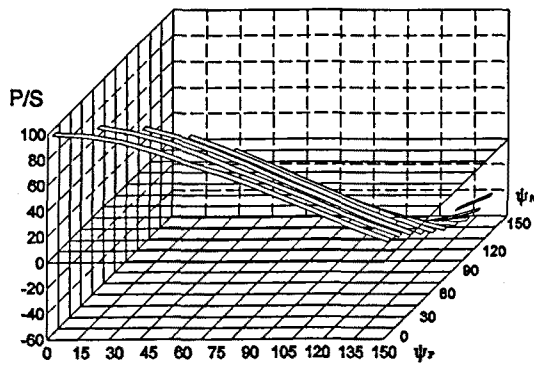
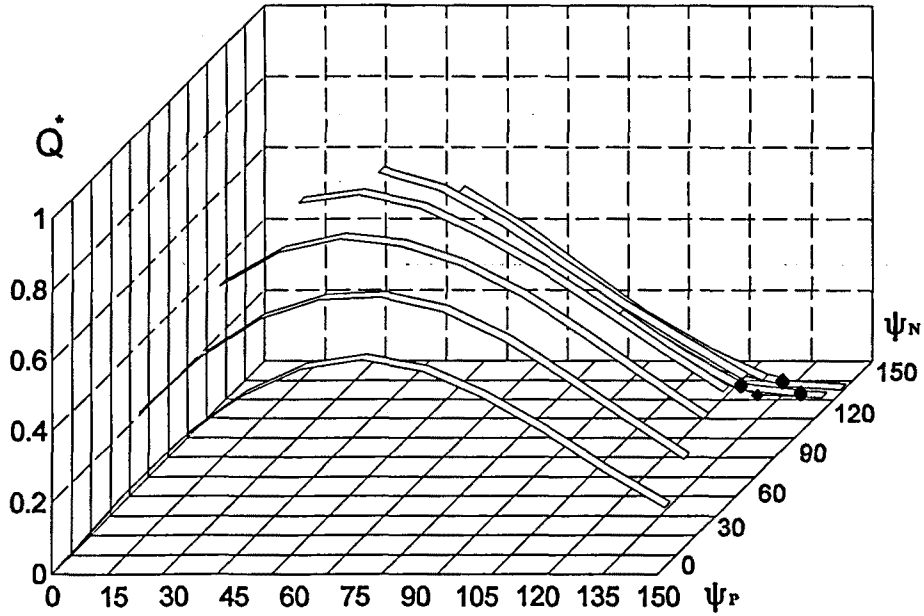
$q = 1$
 $E^* = -0,2$



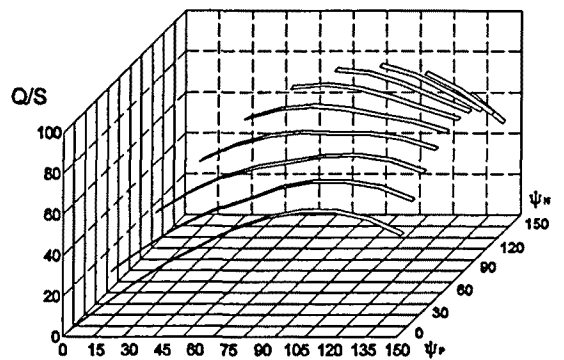
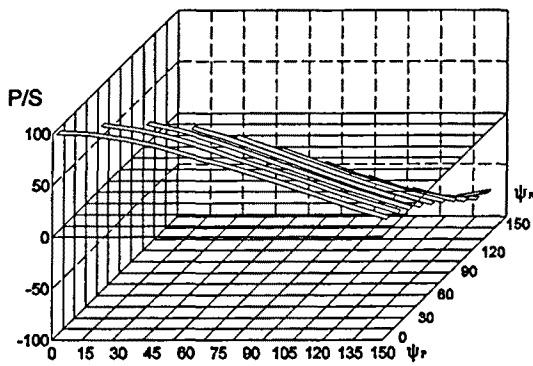
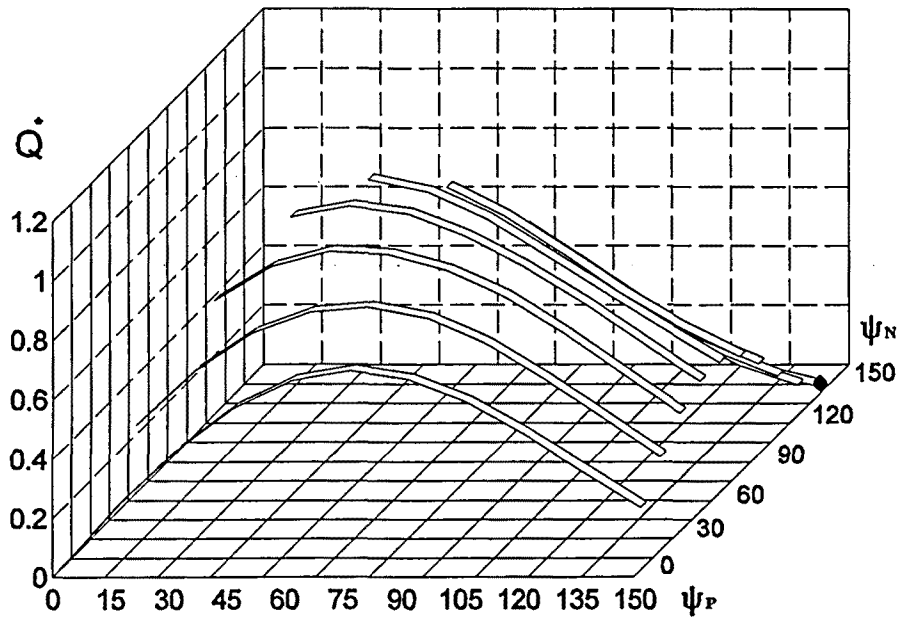
$q = 1$
 $E^* = -0,4$



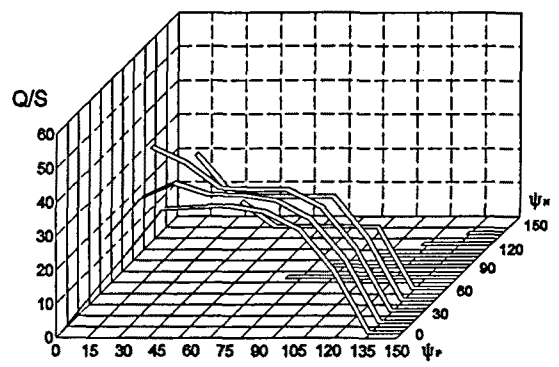
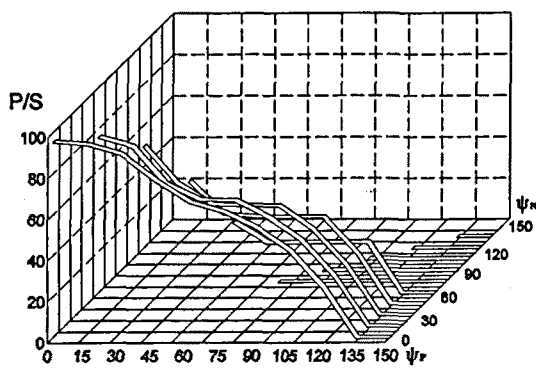
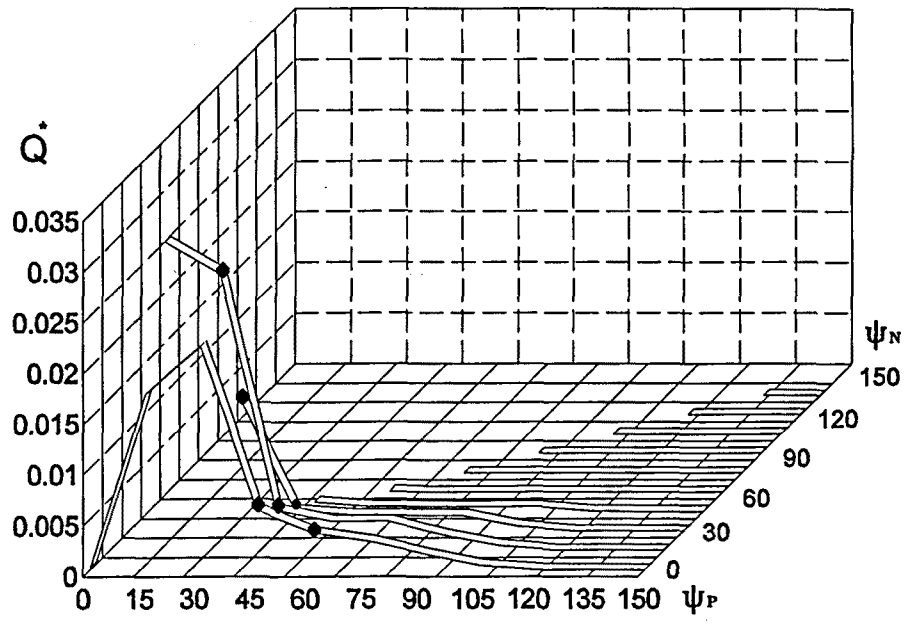
$q = 1$
 $E^* = -0,6$



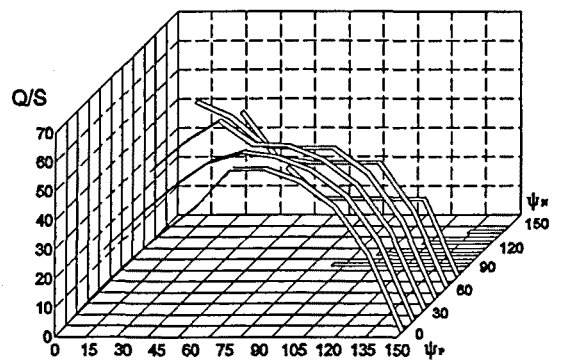
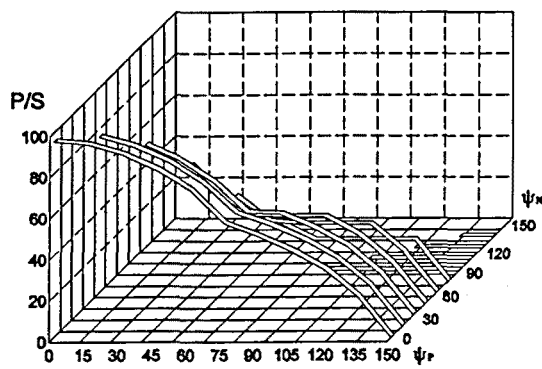
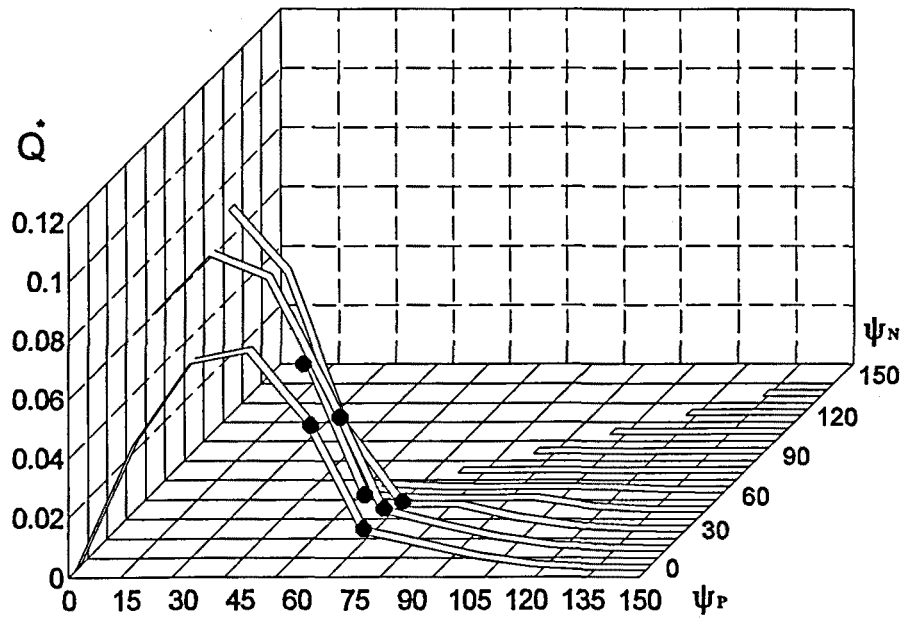
$q = 1$
 $E^* = -0,8$



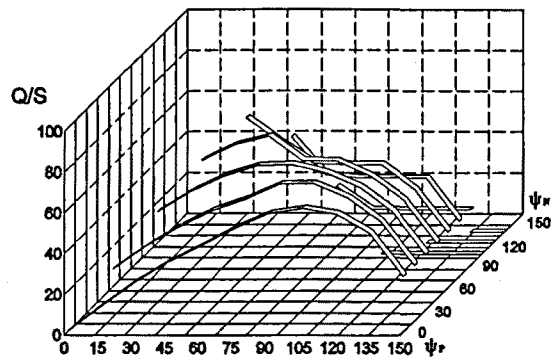
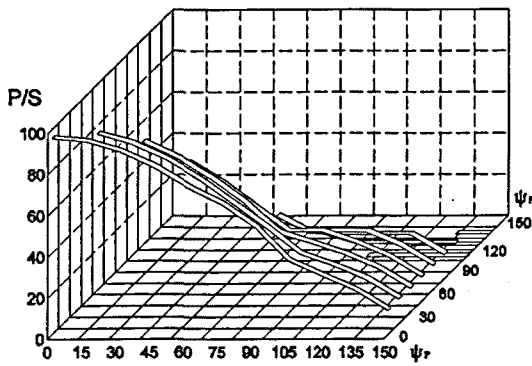
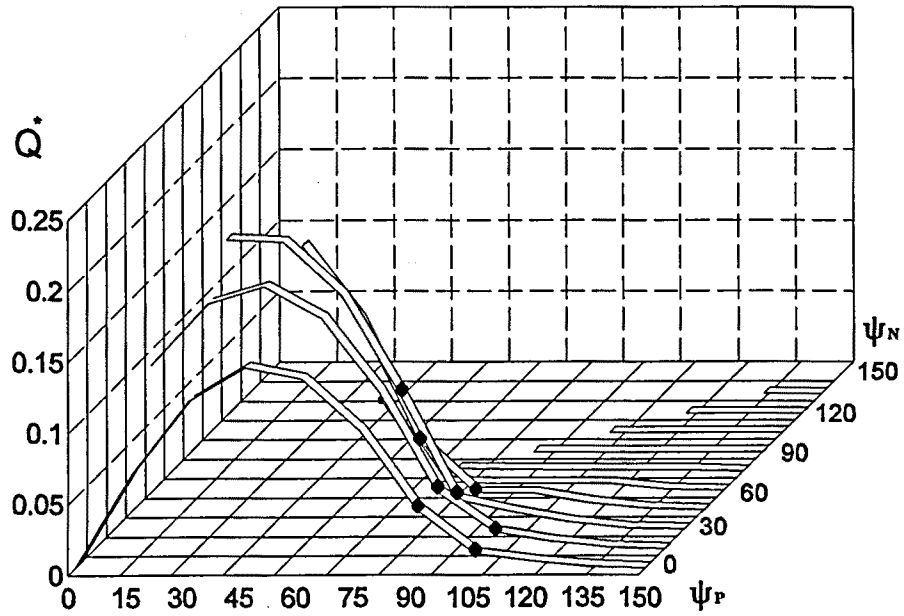
$q = 10$
 $E^* = 0,8$



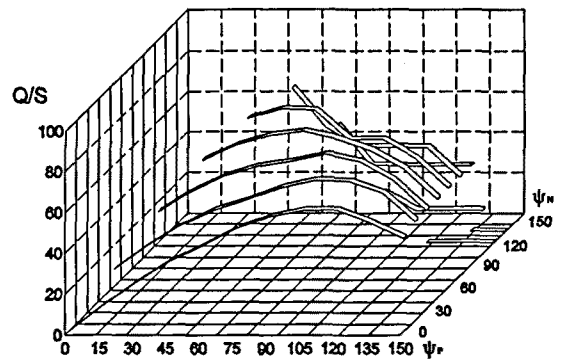
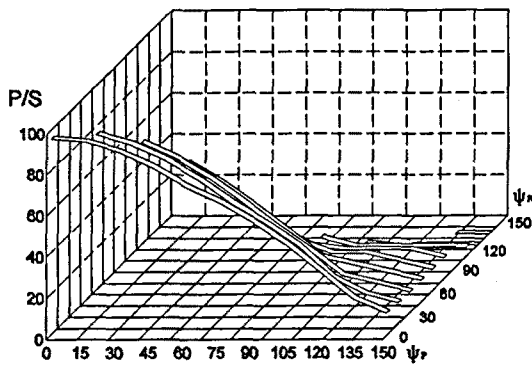
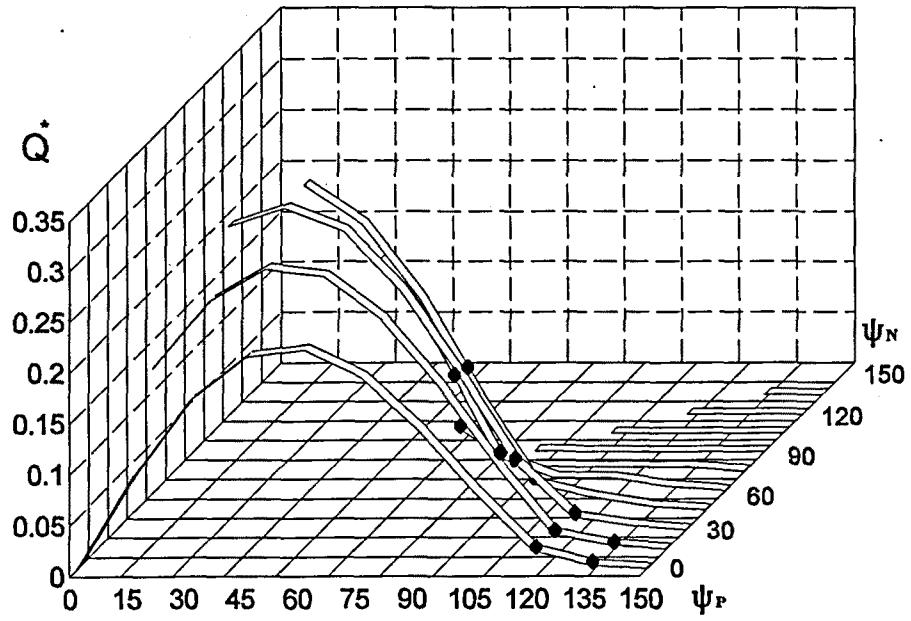
$q = 10$
 $E^* = 0,6$



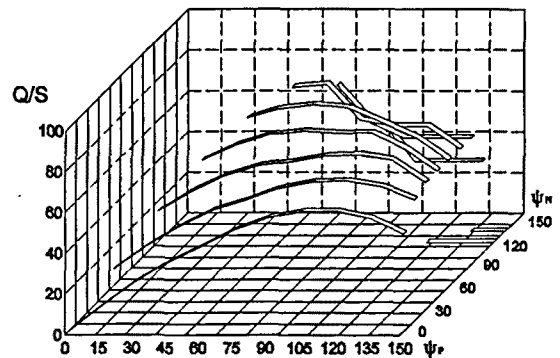
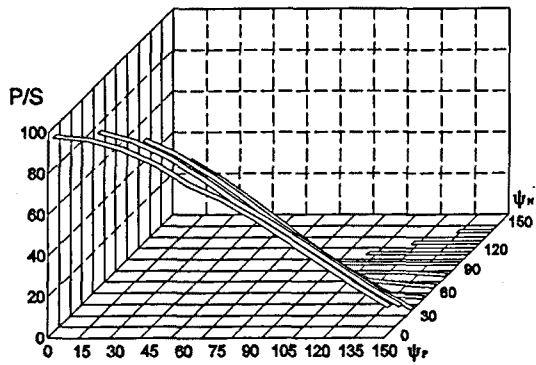
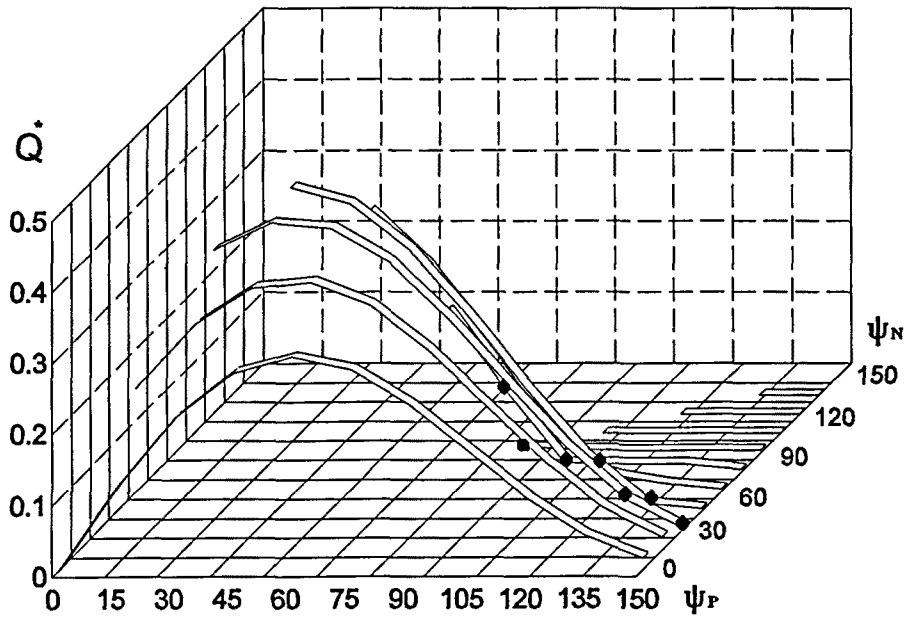
$q = 10$
 $E^* = 0,4$



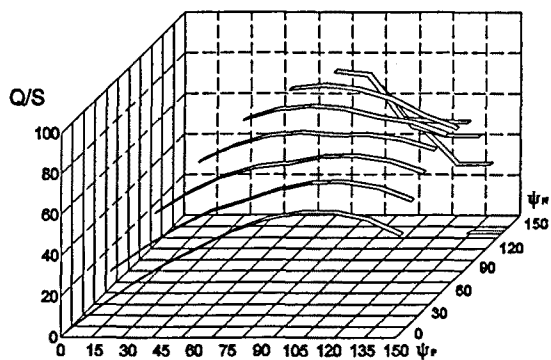
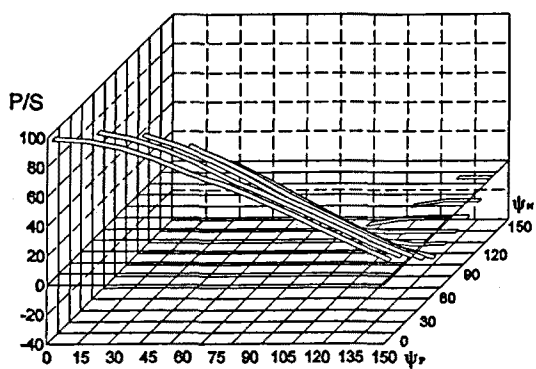
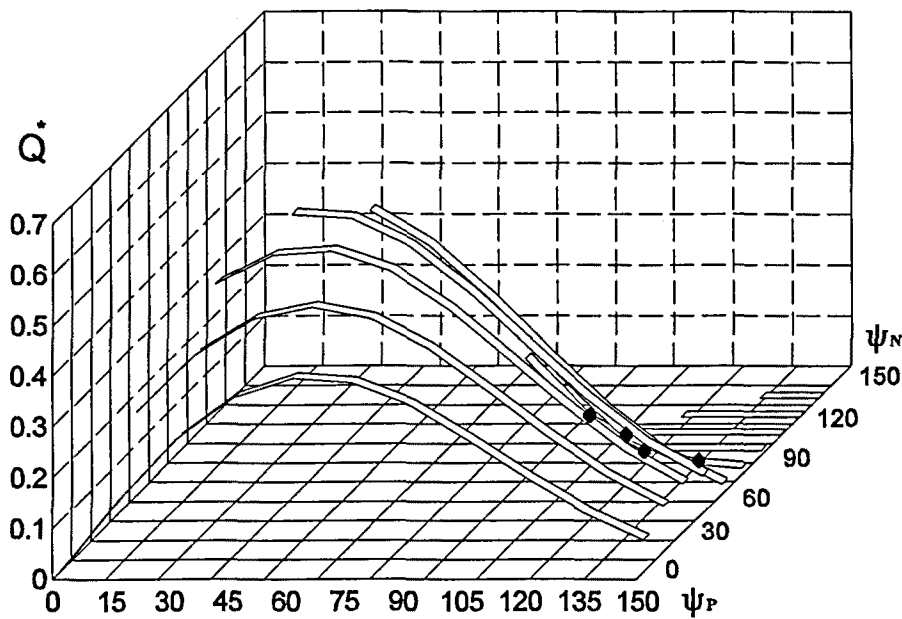
$q = 10$
 $E^* = 0,2$



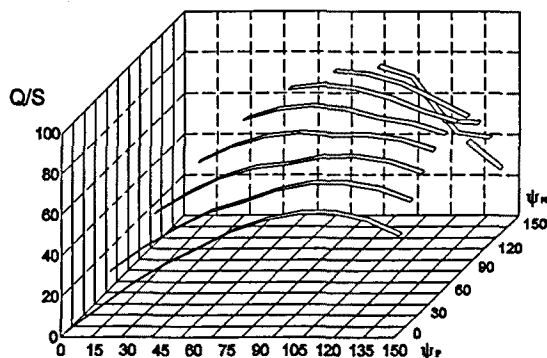
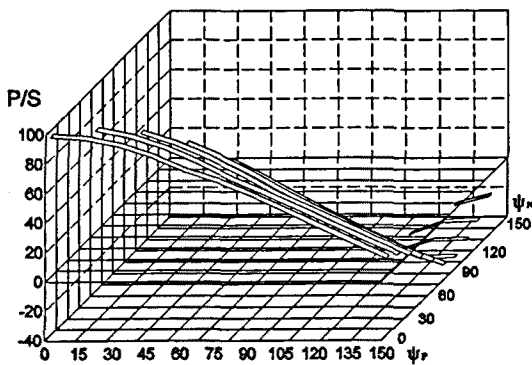
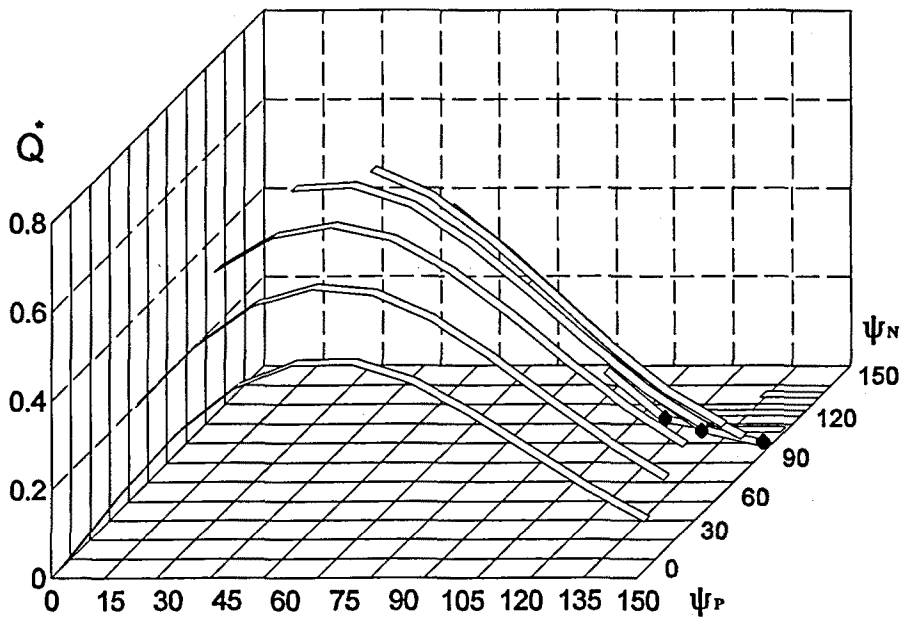
$q = 10$
 $E^* = 0$



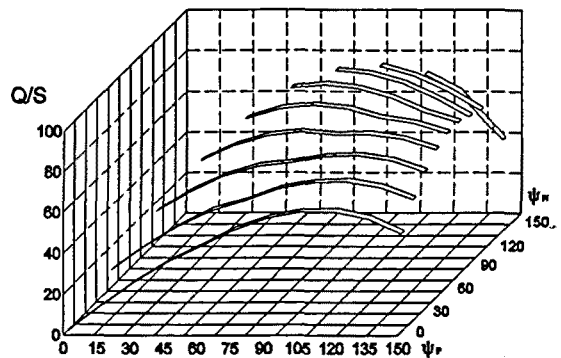
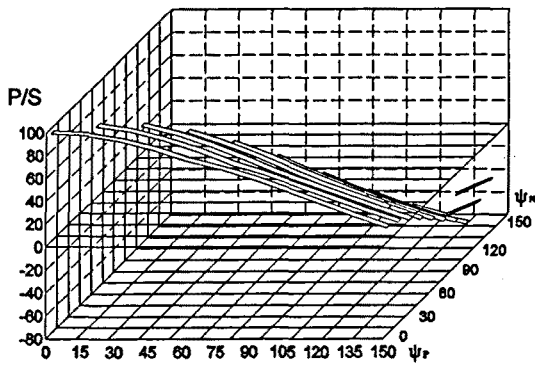
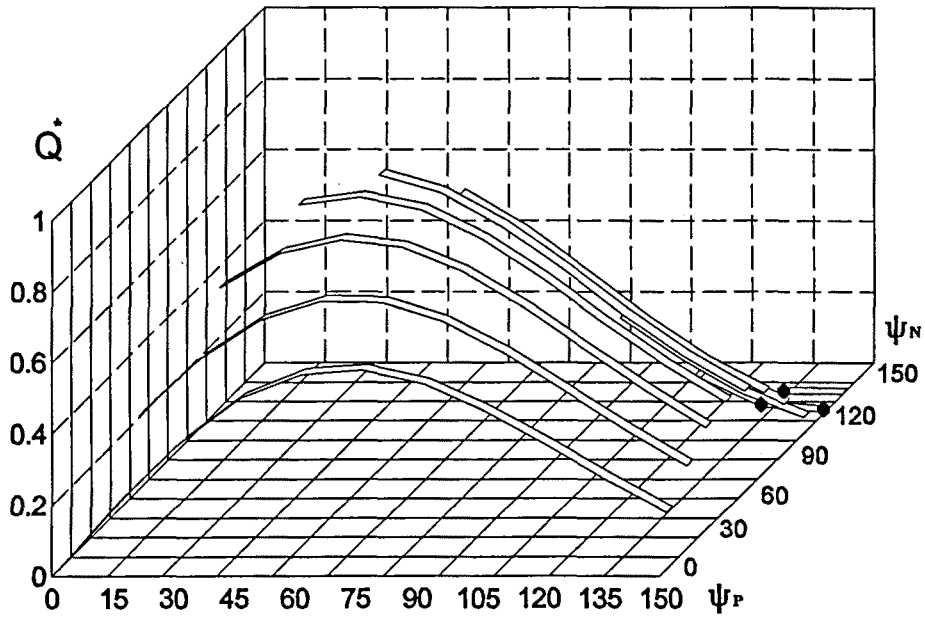
$q = 10$
 $E^* = -0,2$



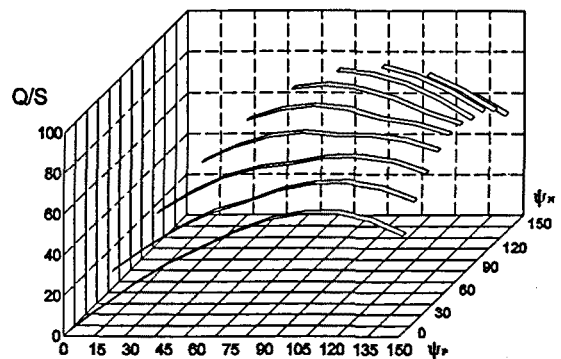
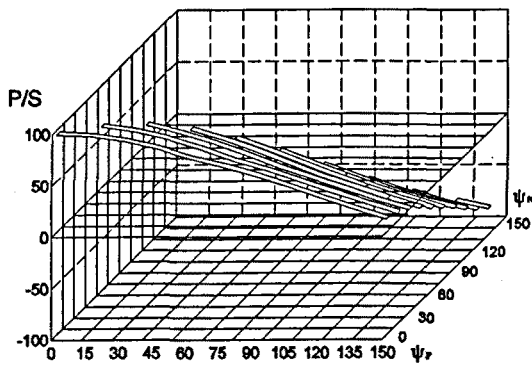
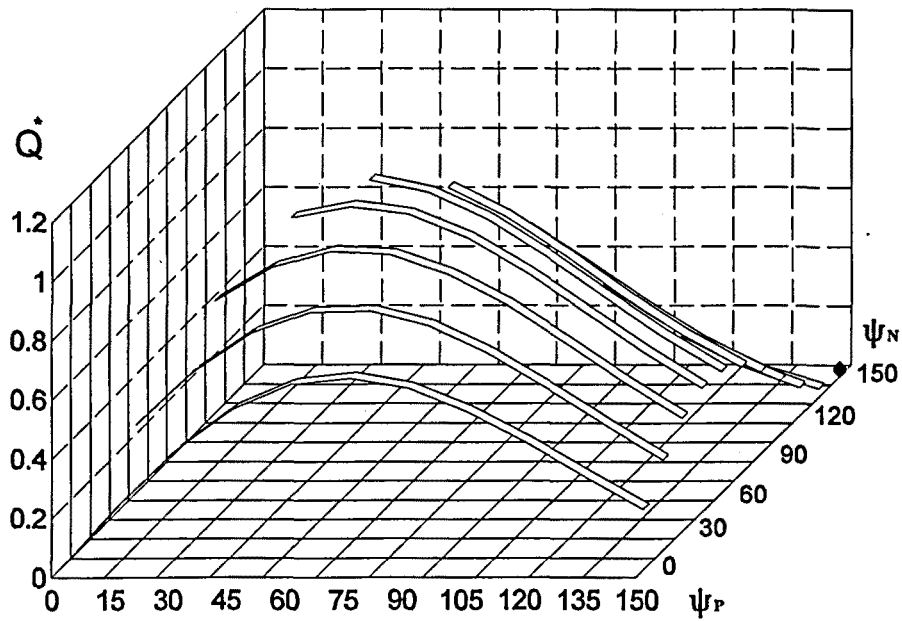
$q = 10$
 $E^* = -0,4$



$q = 10$
 $E^* = -0,6$



$q = 10$
 $E^* = -0,8$



ANEXO 2.2

Variación del segundo y del quinto armónico de la intensidad de red con el vector de control

En los gráficos siguientes, se describe la evolución del módulo de la intensidad de fase en variable normalizada, en función del vector de control.

Cada página consta de dos figuras, una en la parte superior y otra en la inferior que corresponden, respectivamente al segundo y al quinto armónico. Se varía la fuerza contraelectromotriz normalizada desde $E^* = 0,8$ hasta $E^* = -0,8$, con un incremento de 0,2. Se repite el mismo análisis para tres valores distintos del factor de carga (0,1-1-10).

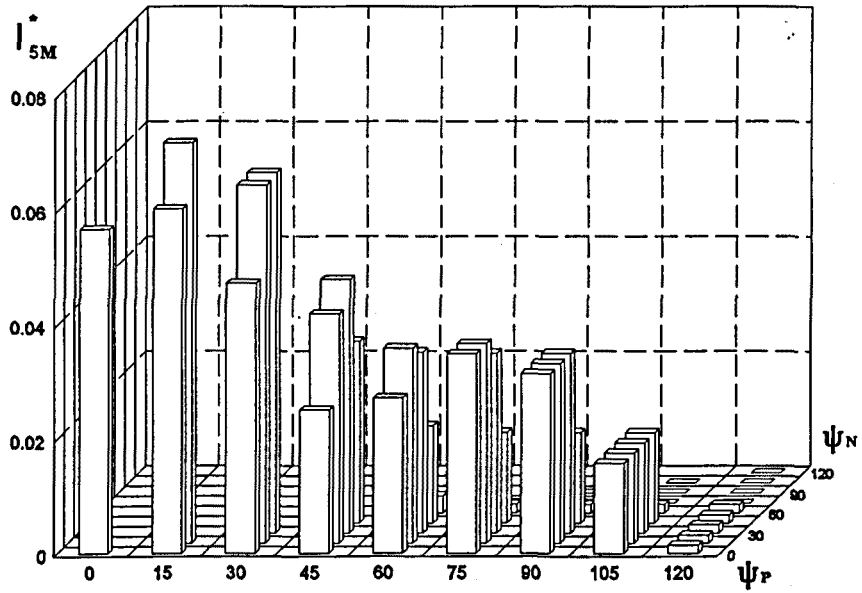
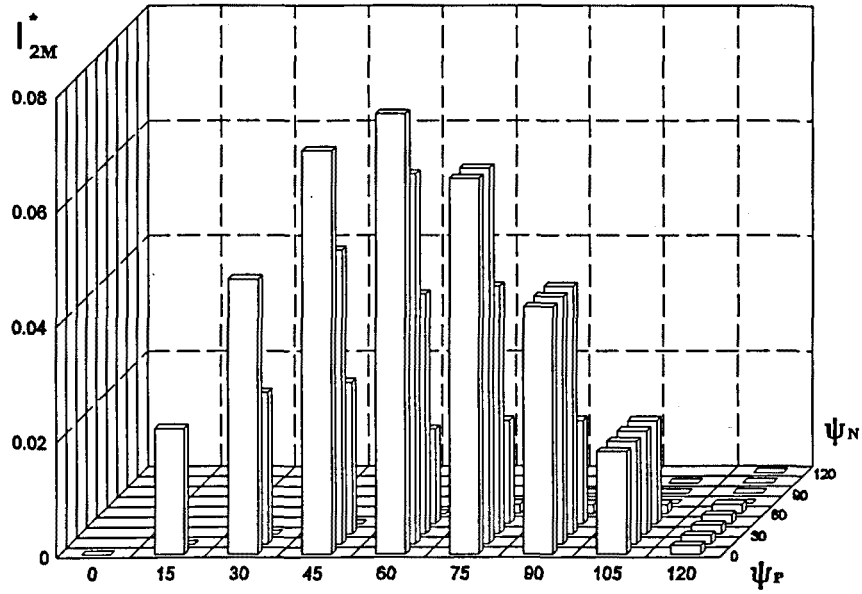
Se cumple:

$$I_{KM}^*(\psi_P, \psi_N) = I_{KM}^*(\psi_N, \psi_P)$$

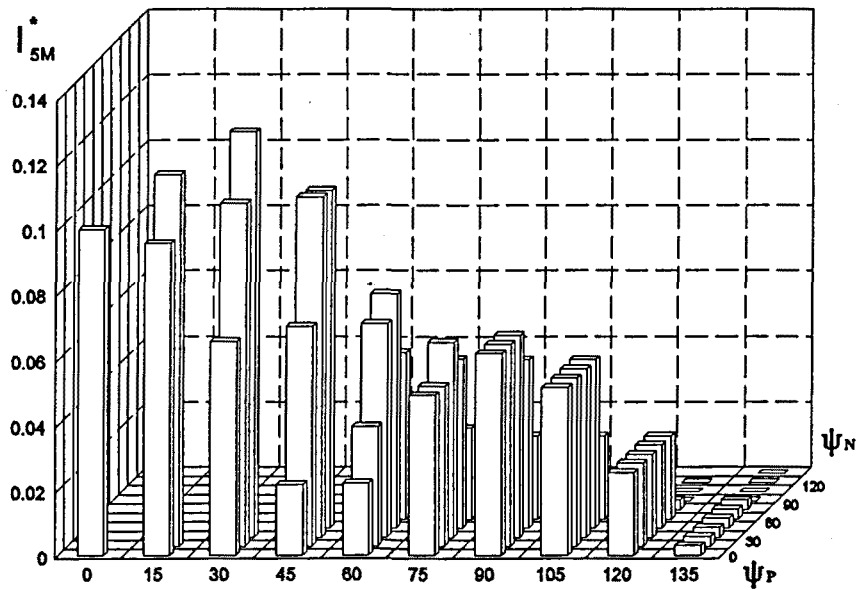
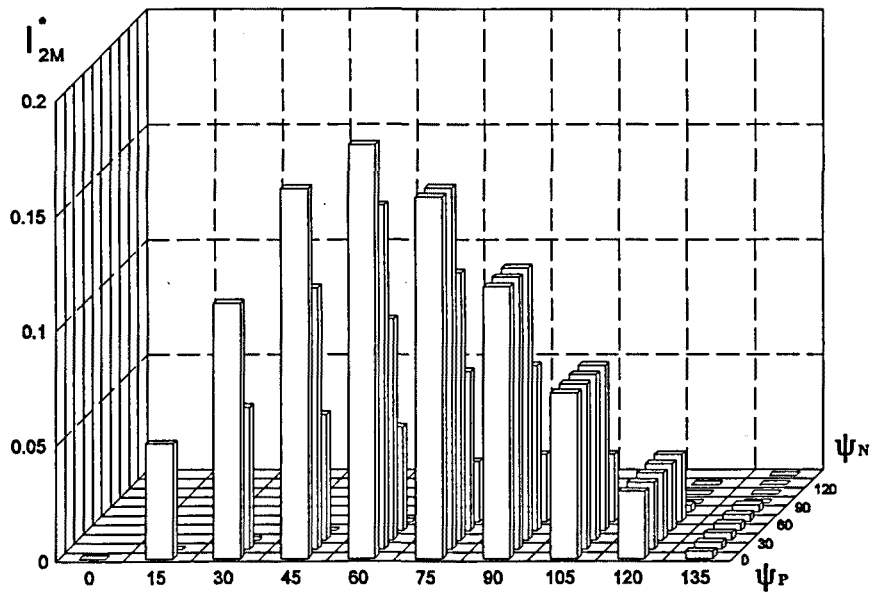
Debido a esta condición de simetría, sólo se efectúa la representación de los valores correspondientes a $\psi_P \geq \psi_N$.

Para las combinaciones del vector de control en que no existe conducción, el módulo de la intensidad armónica es igual a cero.

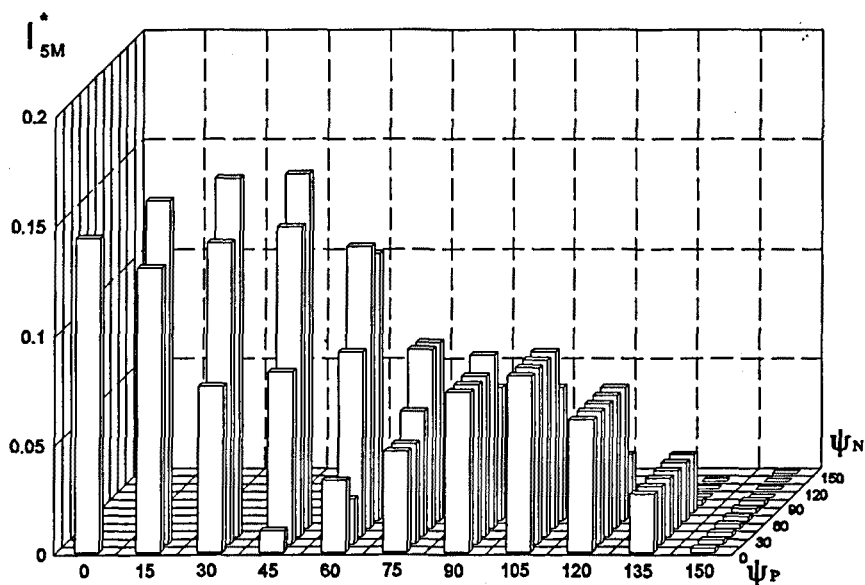
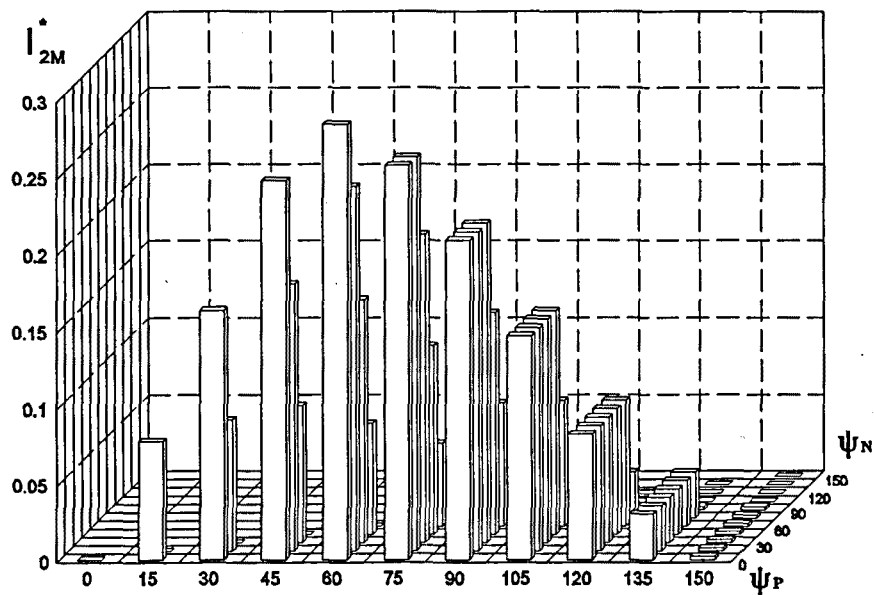
$q = 0,1$
 $E^* = 0,8$



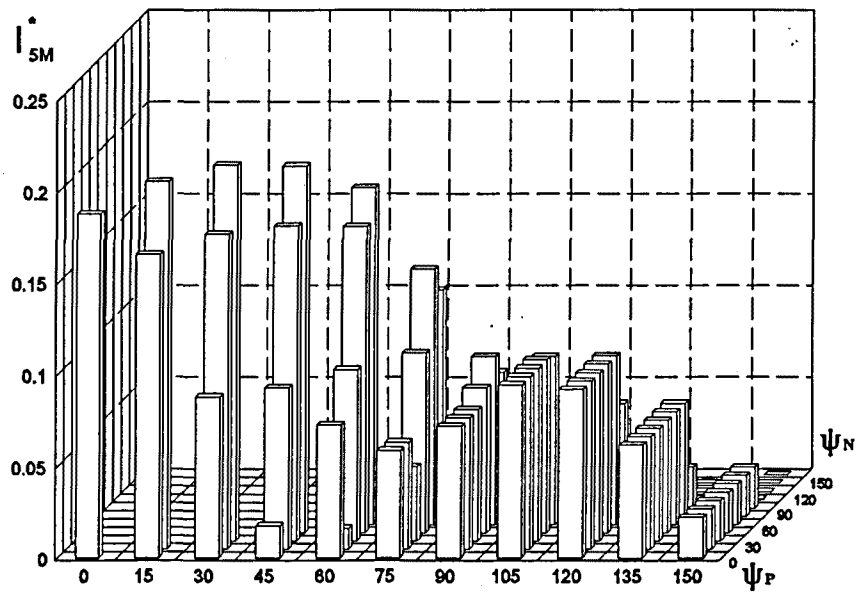
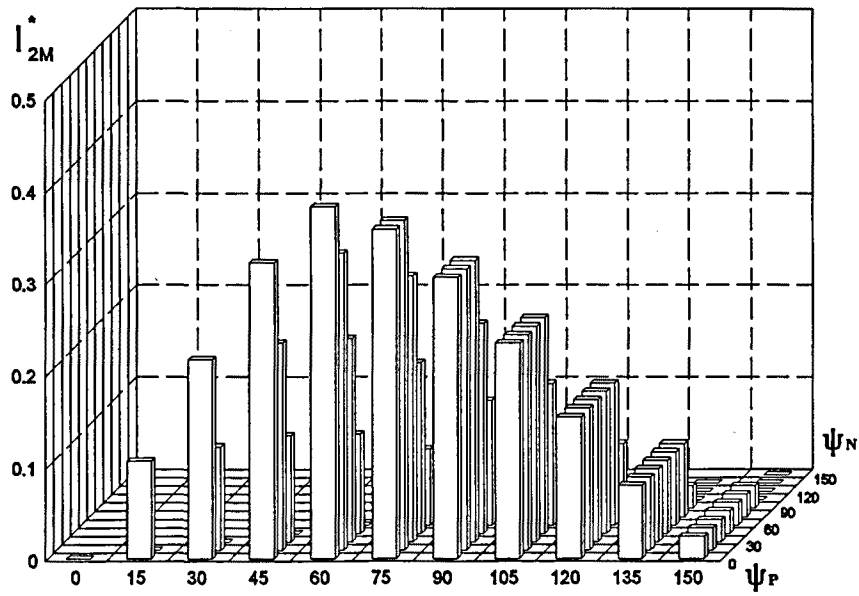
$q = 0,1$
 $E^* = 0,6$



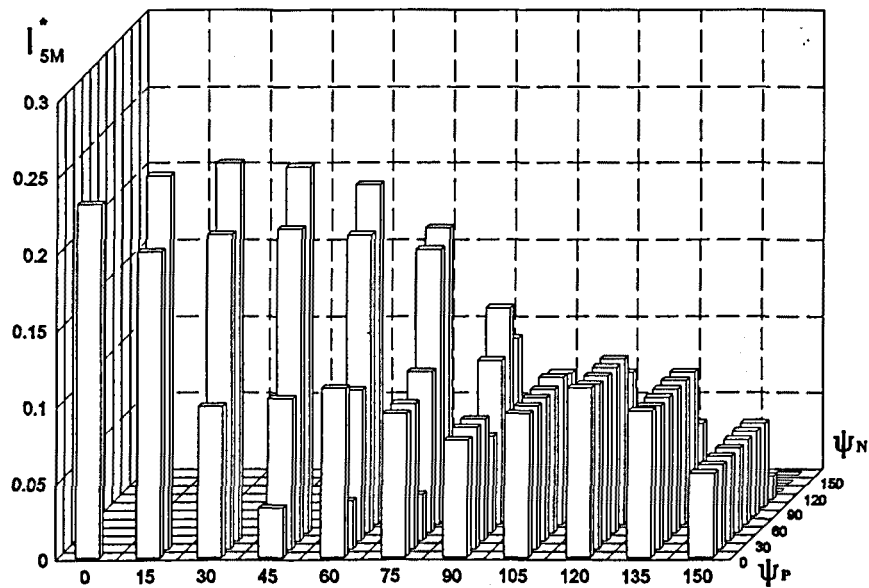
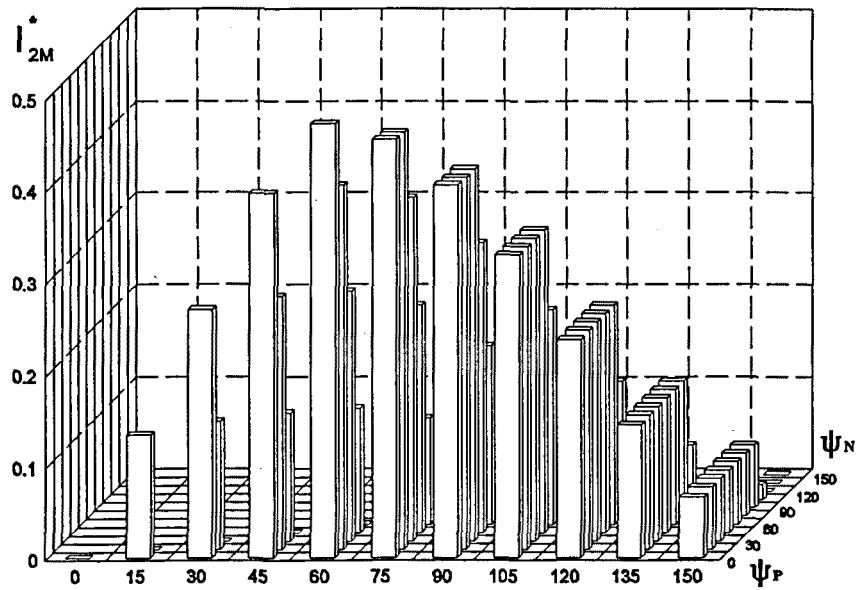
$q = 0,1$
 $E^* = 0,4$



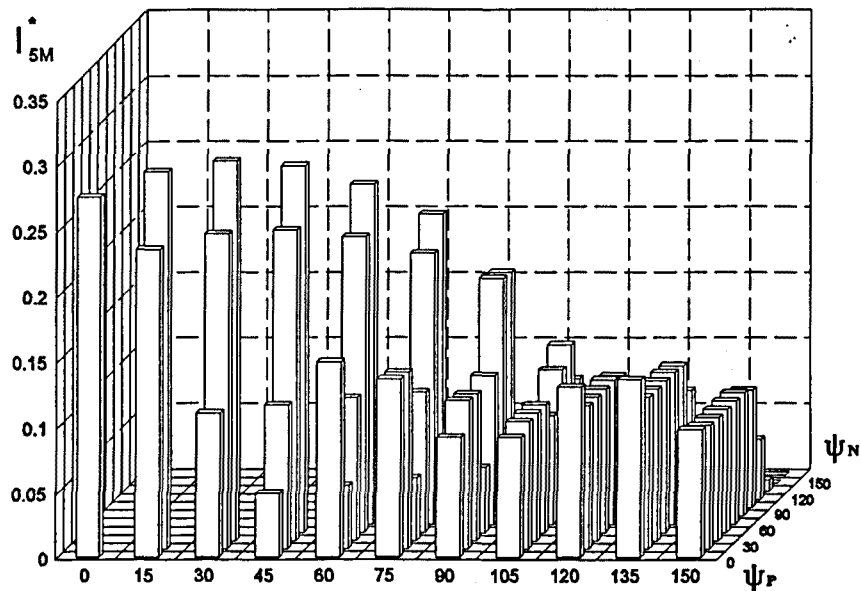
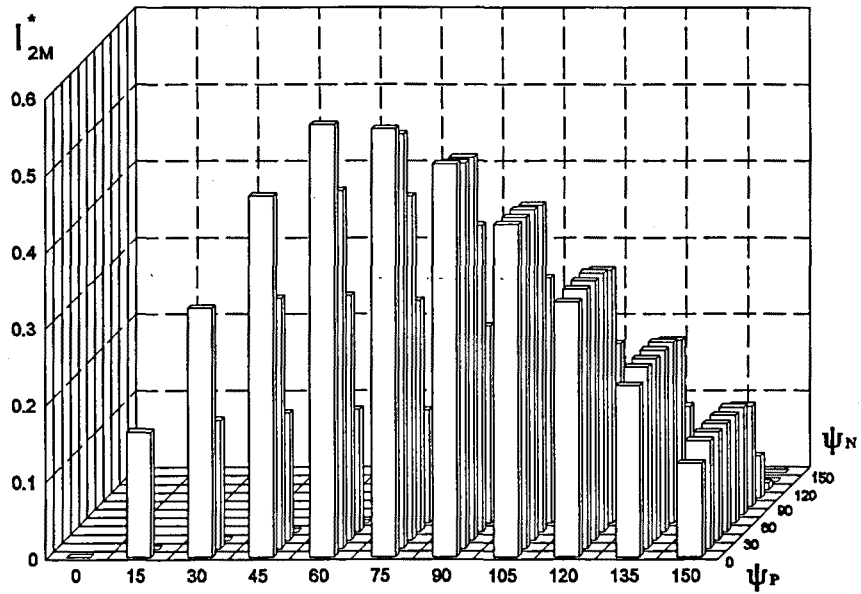
$q = 0,1$
 $E^* = 0,2$



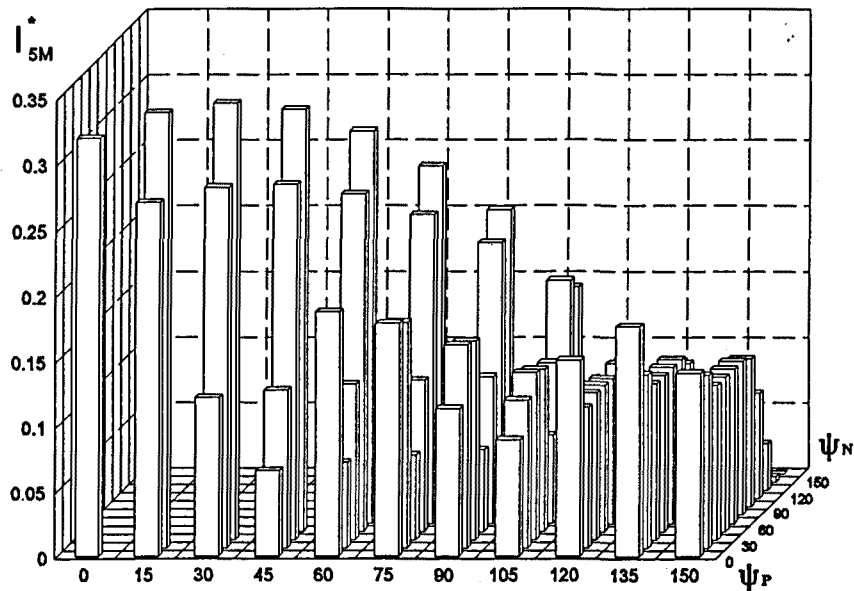
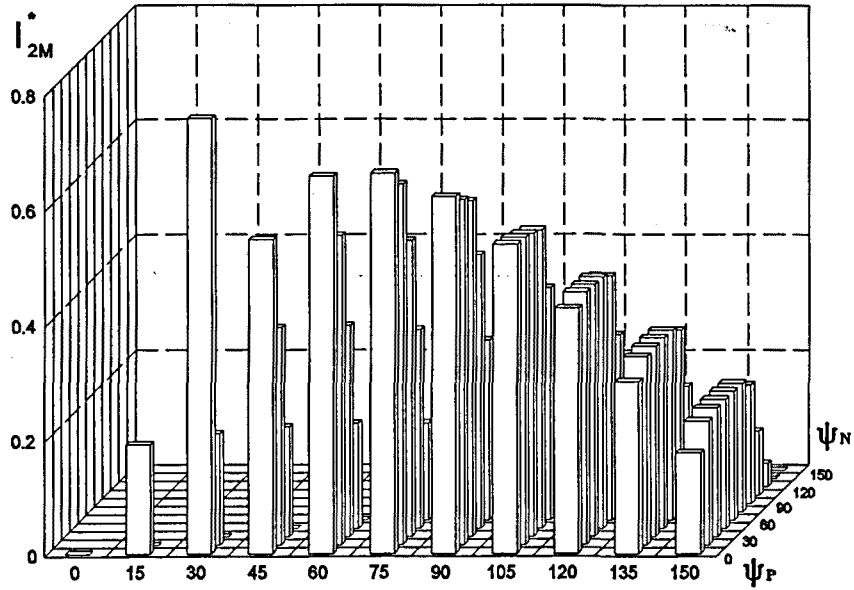
$q = 0,1$
 $E^* = 0$



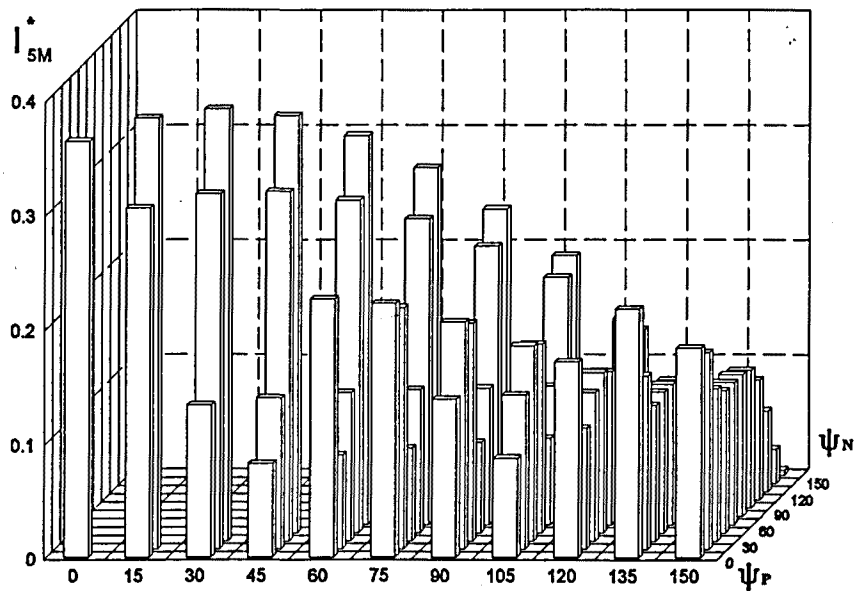
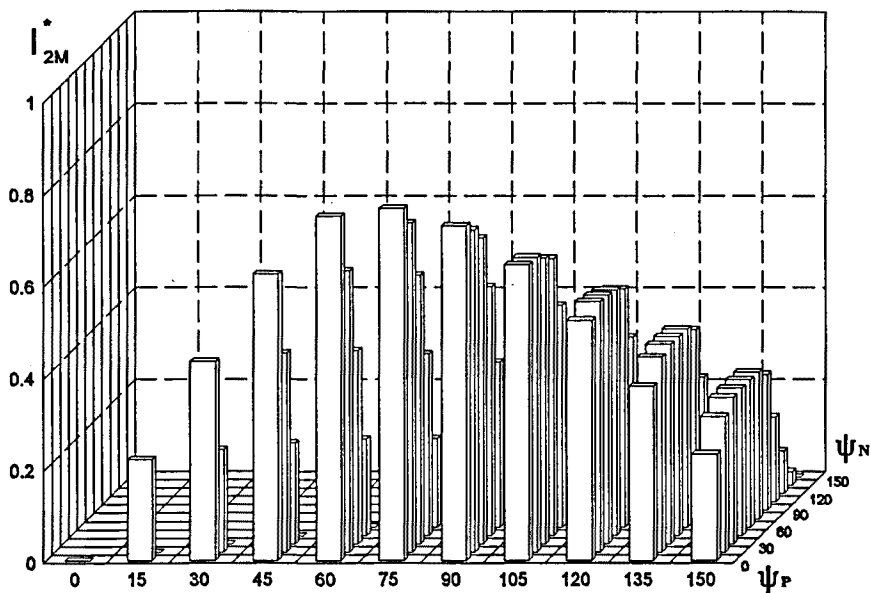
$q = 0,1$
 $E^* = -0,2$



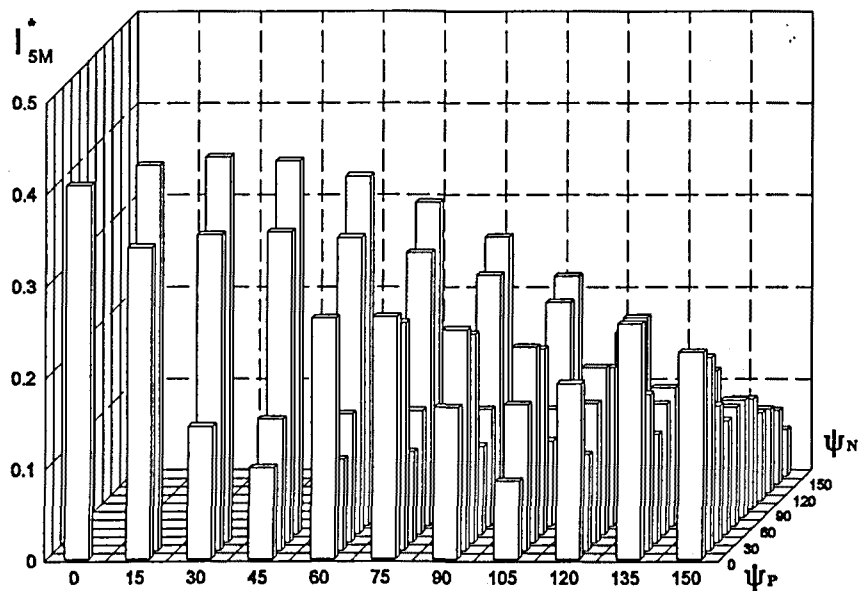
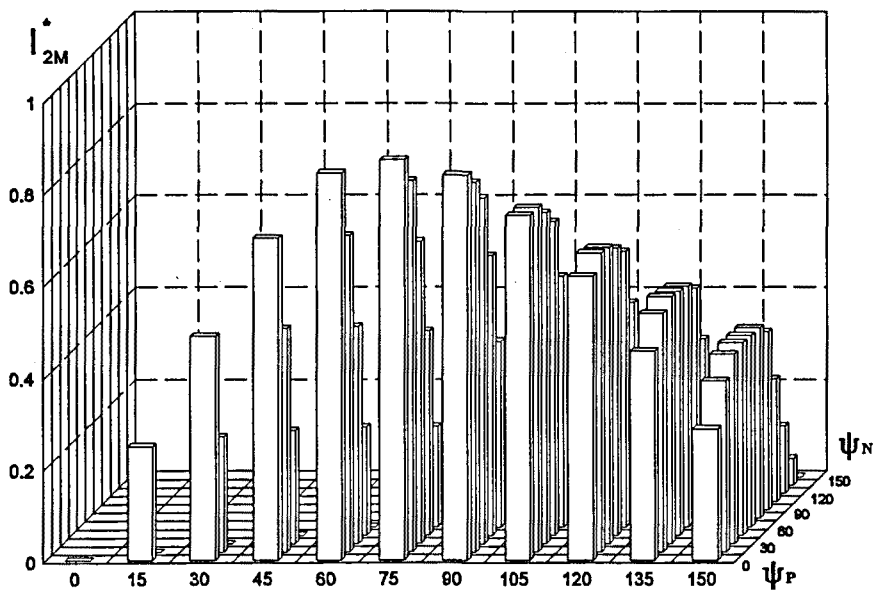
$q = 0,1$
 $E^* = -0,4$



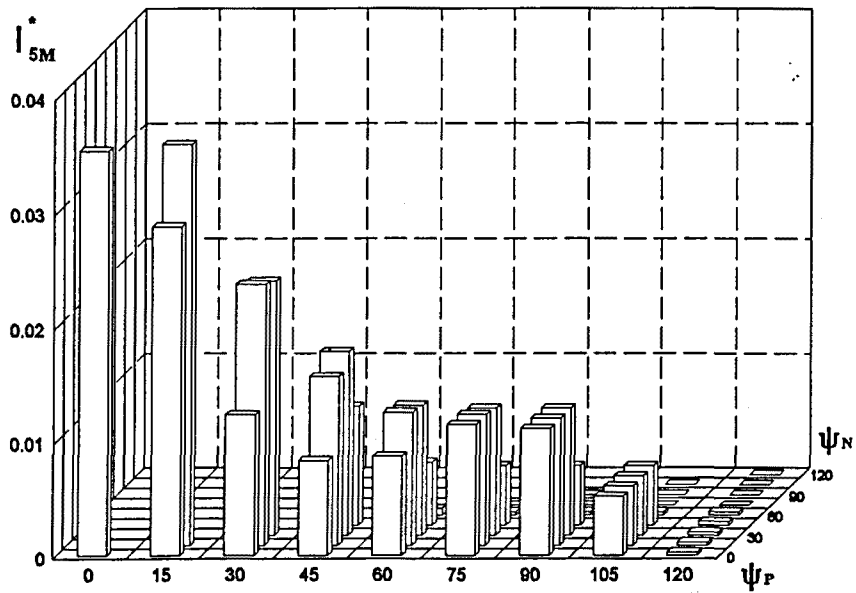
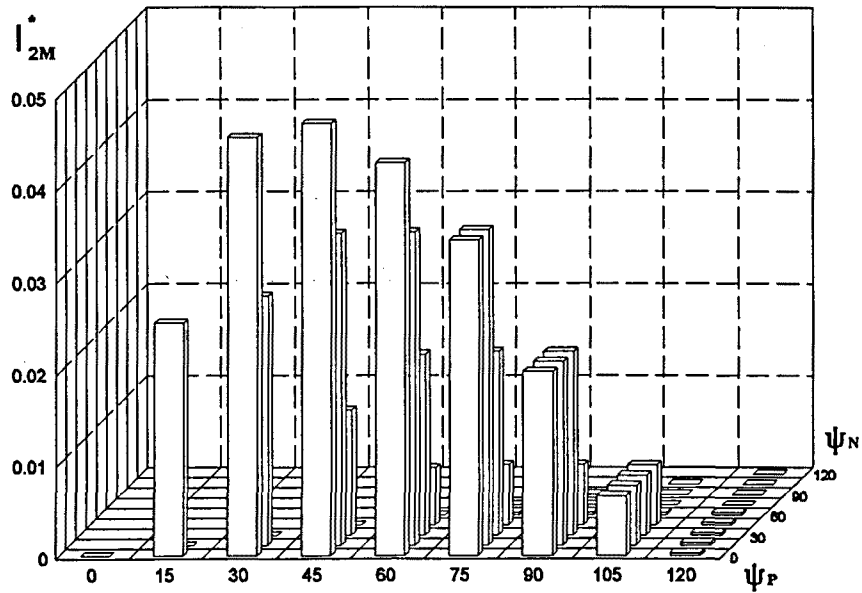
$q = 0,1$
 $E^* = -0,6$



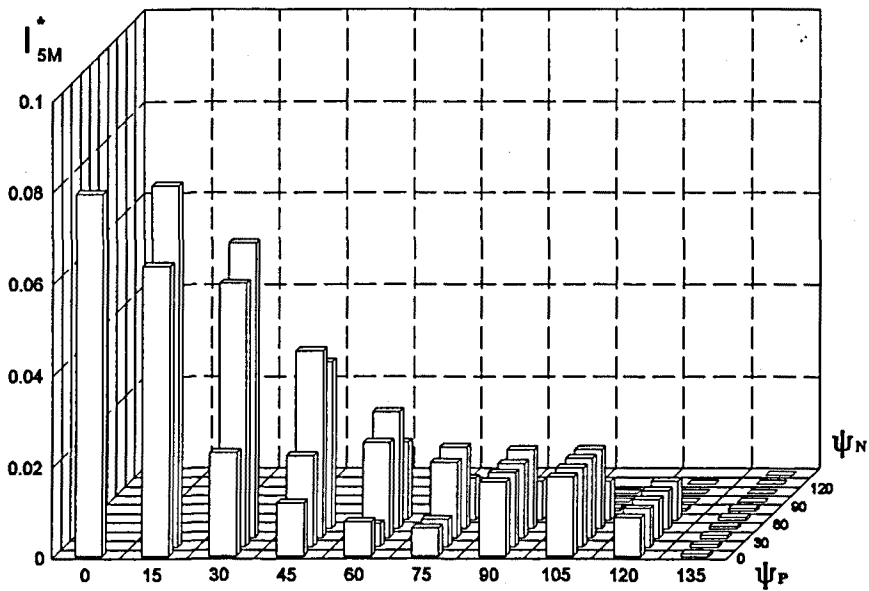
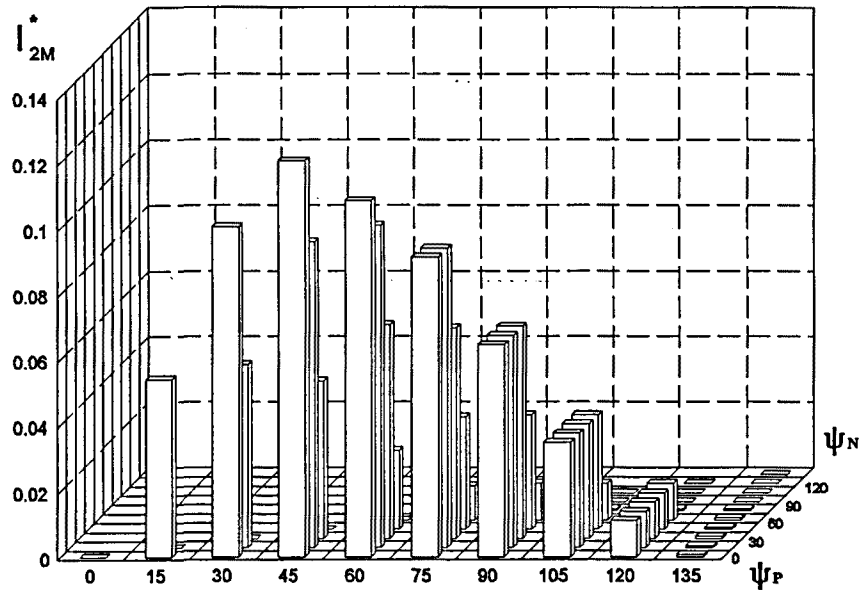
$q = 0,1$
 $E^* = -0,8$



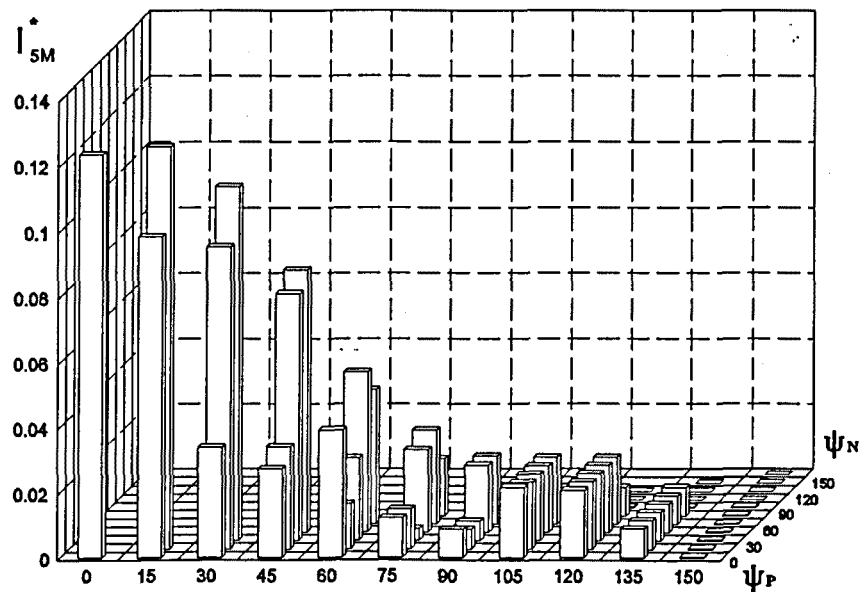
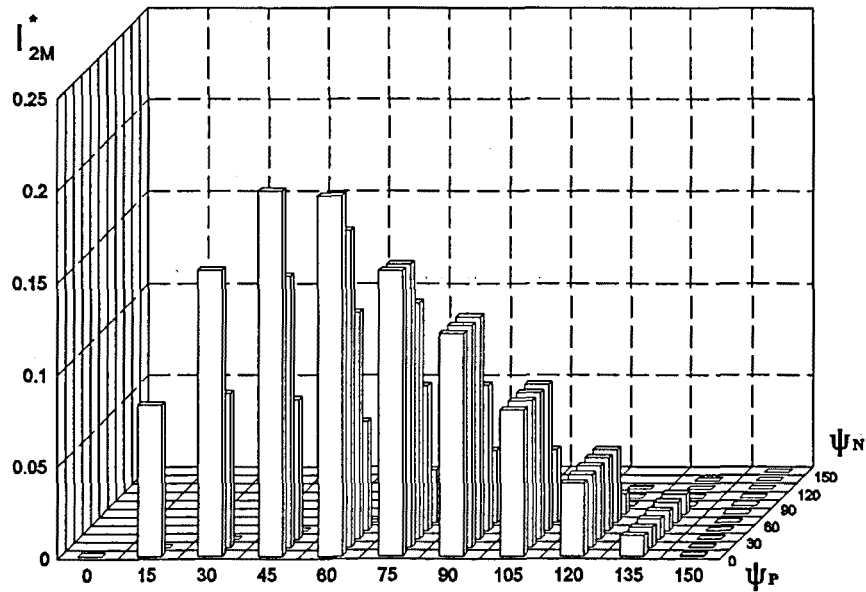
$q = 1$
 $E^* = 0,8$



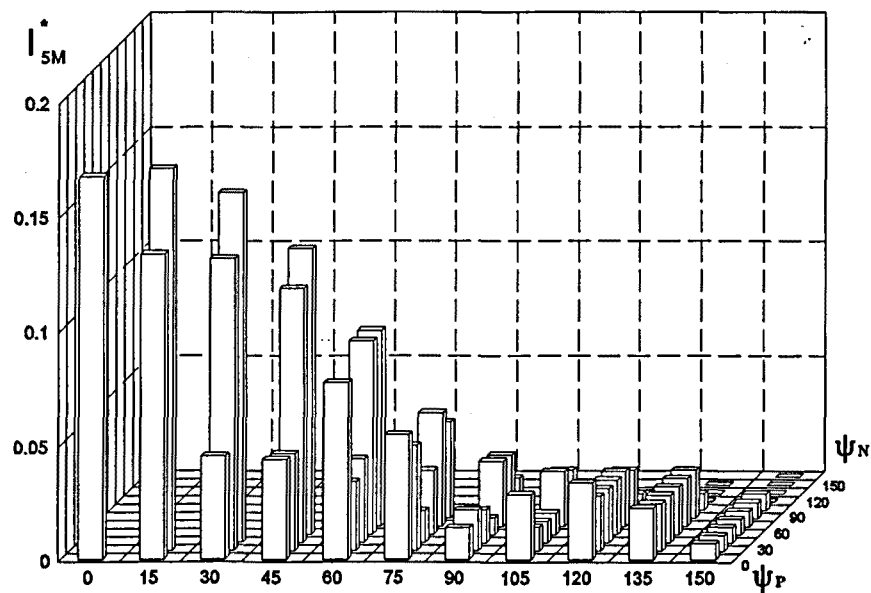
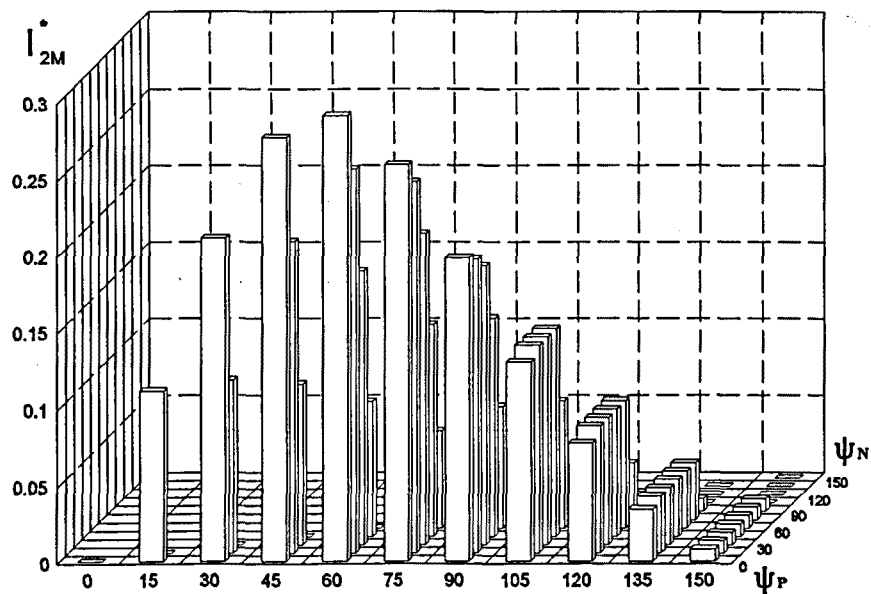
$q = 1$
 $E^* = 0,6$



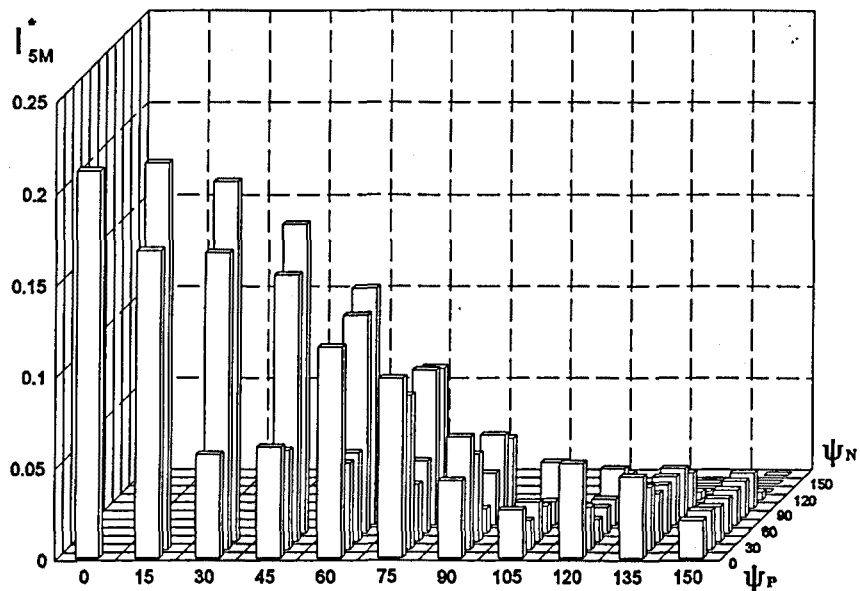
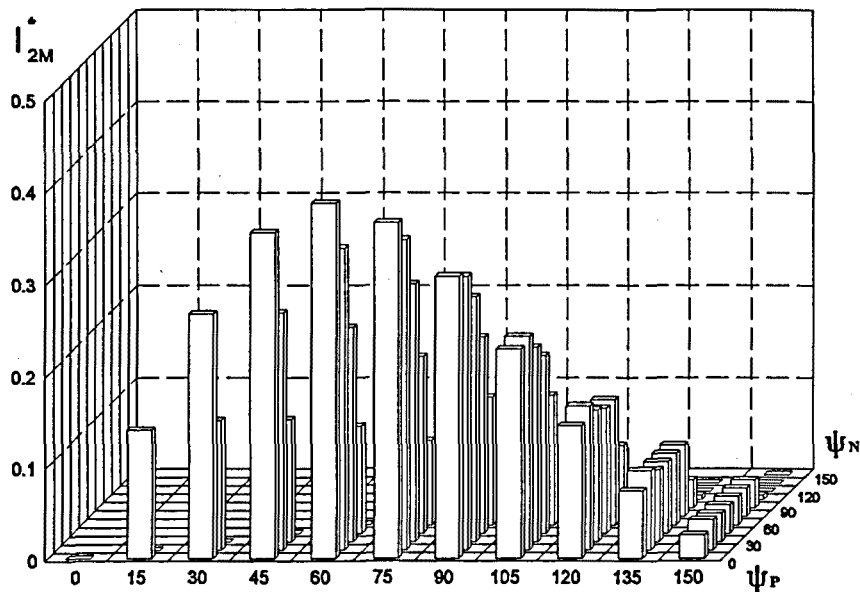
$q = 1$
 $E^* = 0,4$



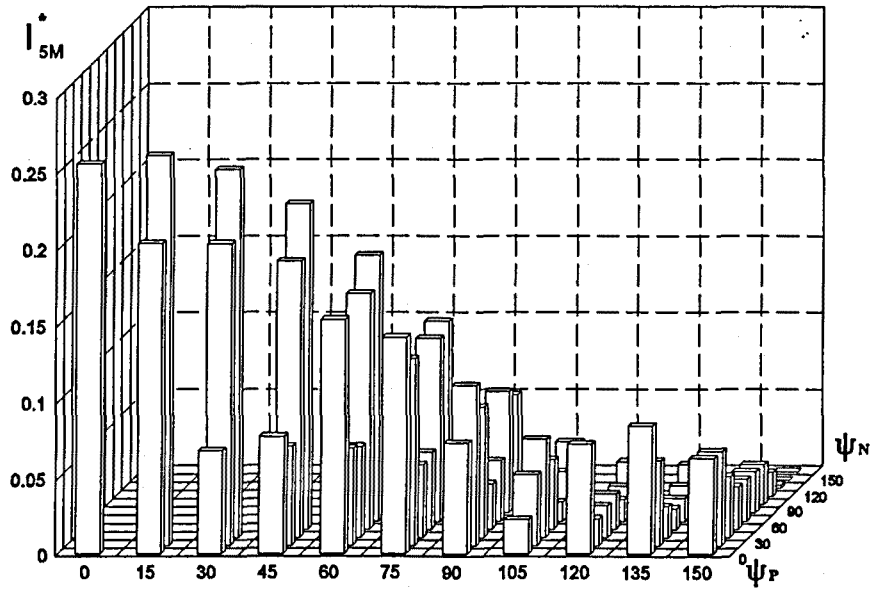
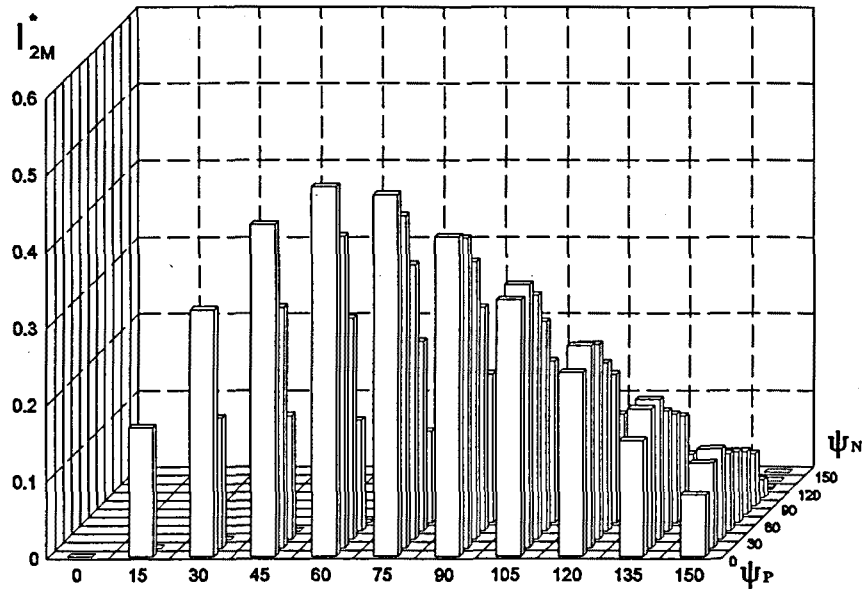
$q = 1$
 $E^* = 0,2$



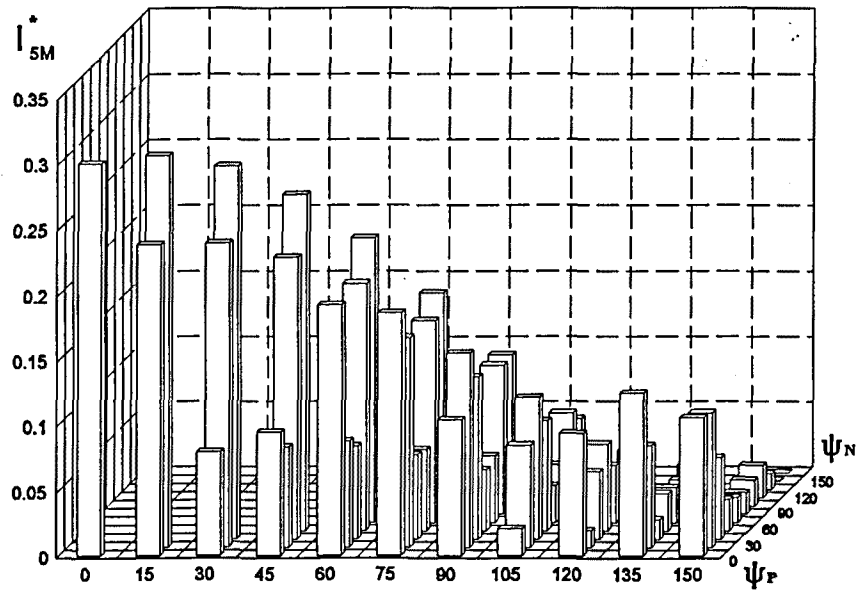
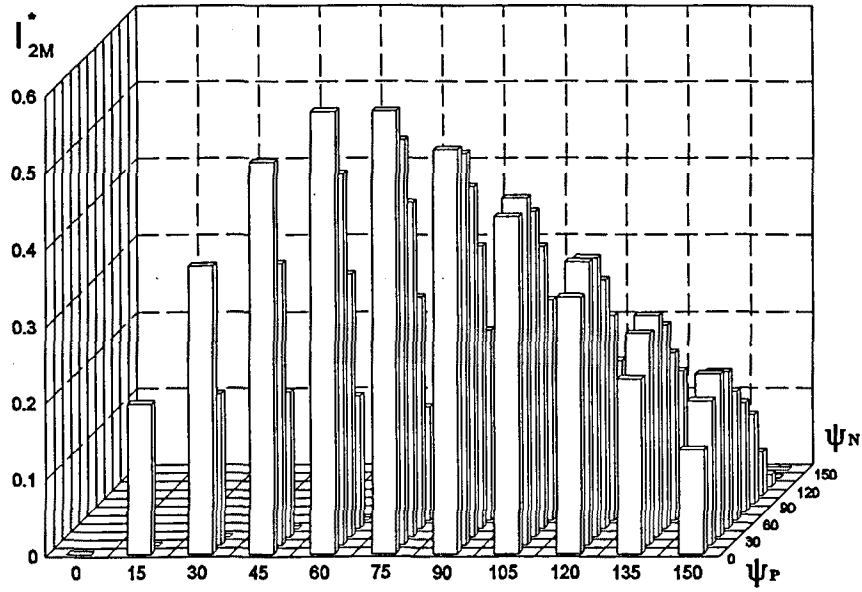
$q = 1$
 $E^* = 0$



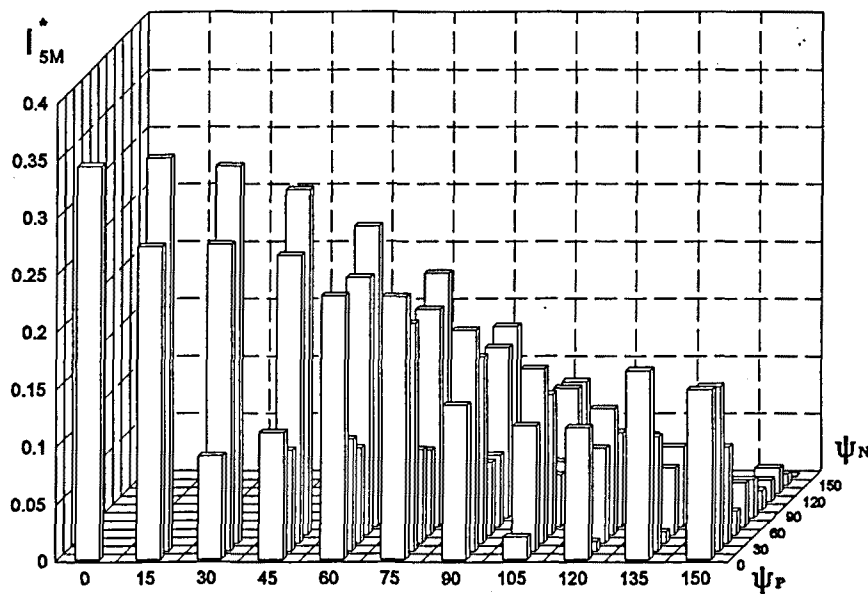
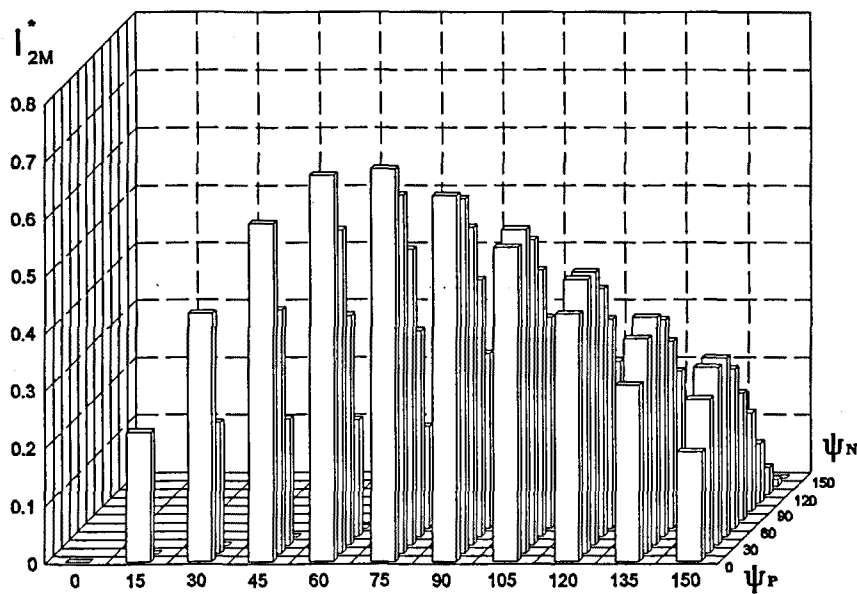
$q = 1$
 $E^* = -0,2$



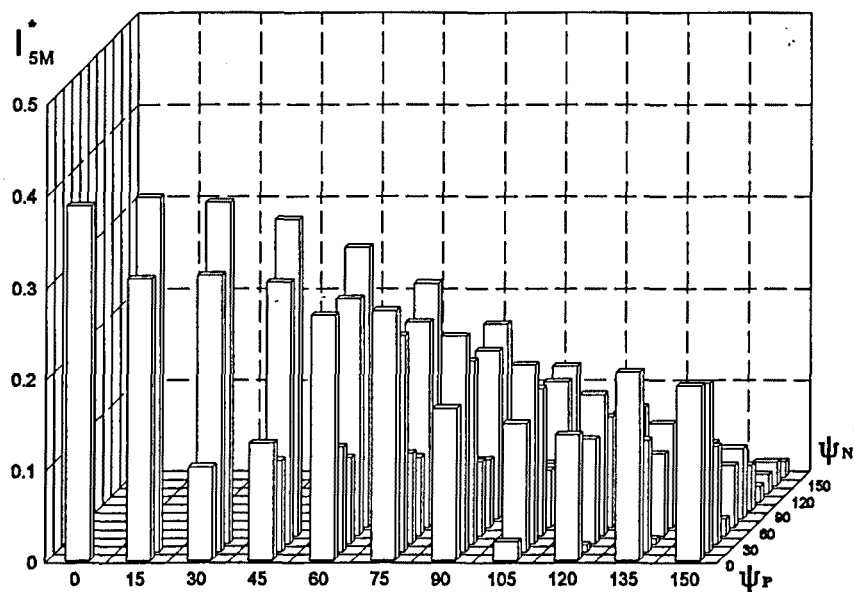
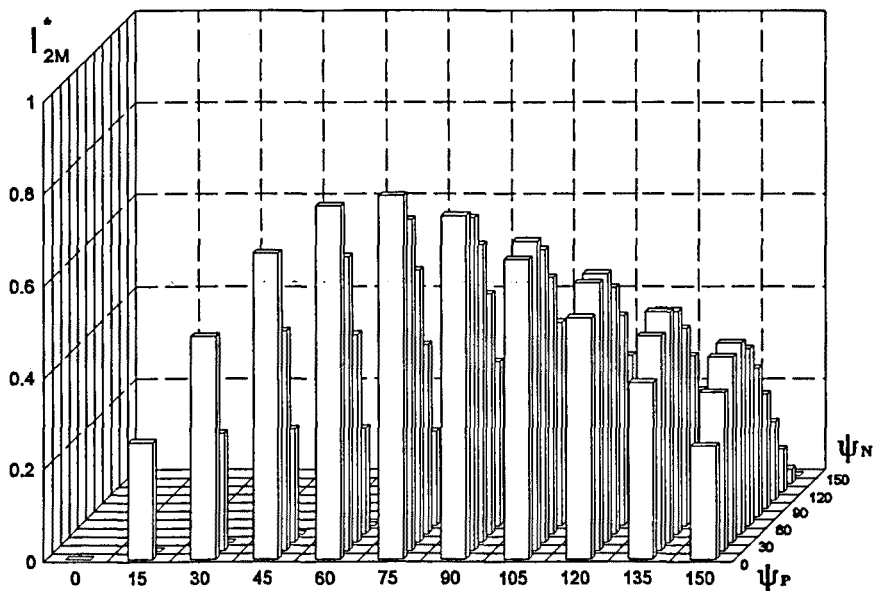
$q = 1$
 $E^* = -0,4$



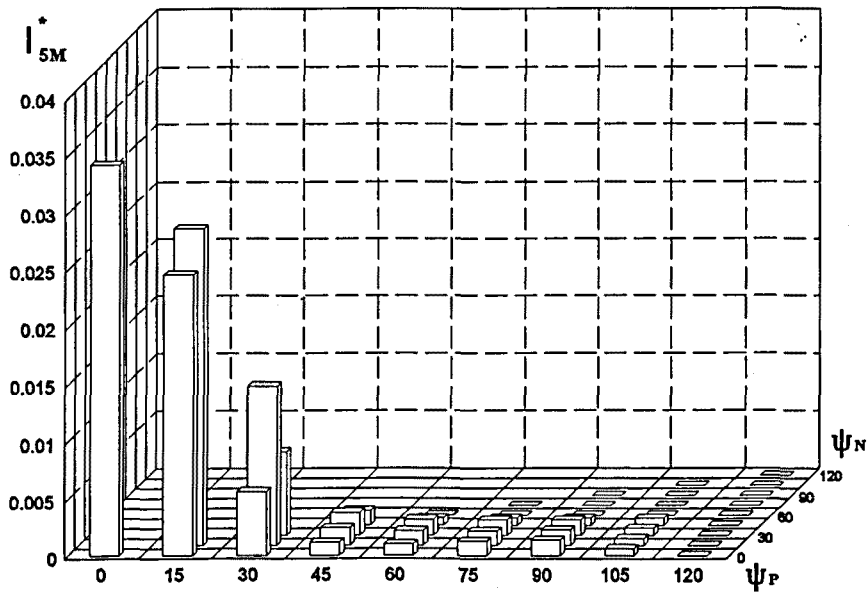
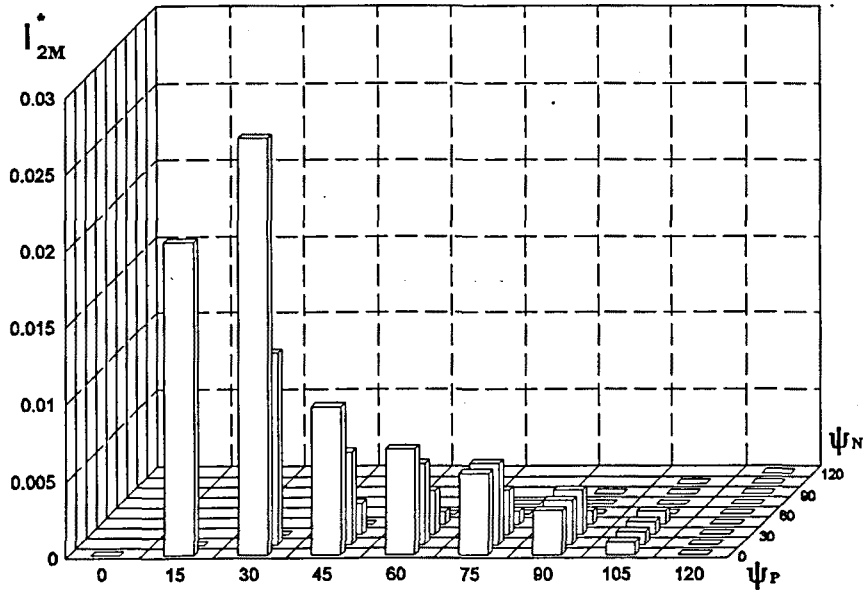
$q = 1$
 $E^* = -0,6$



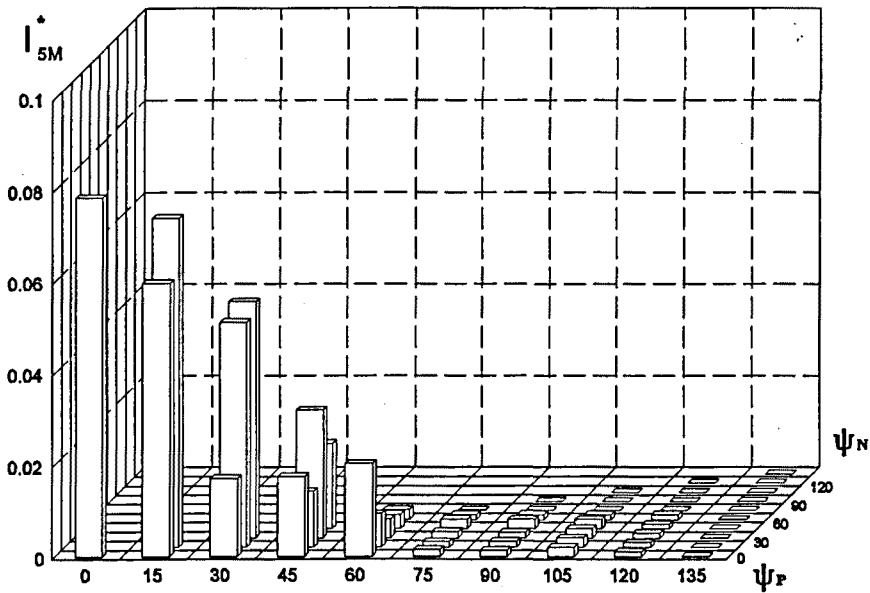
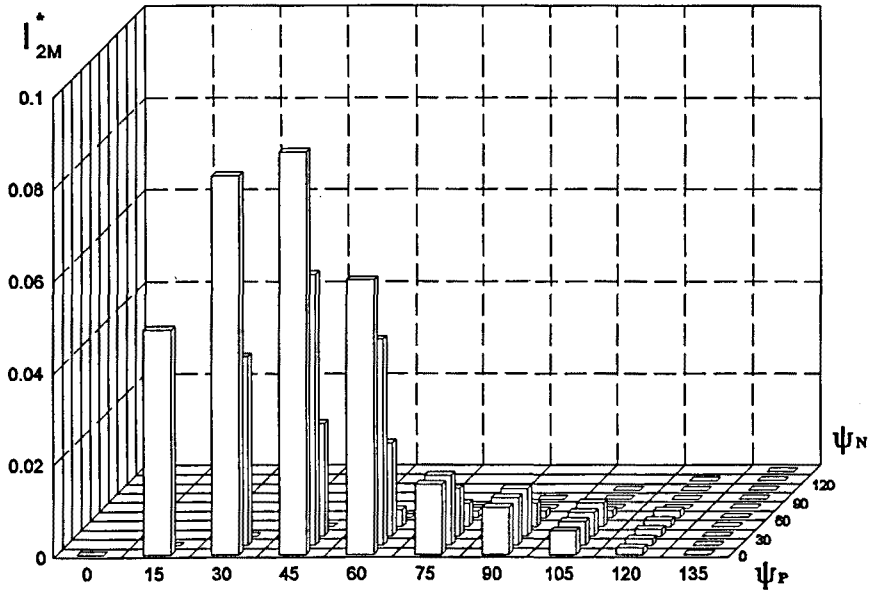
$q = 1$
 $E^* = -0,8$



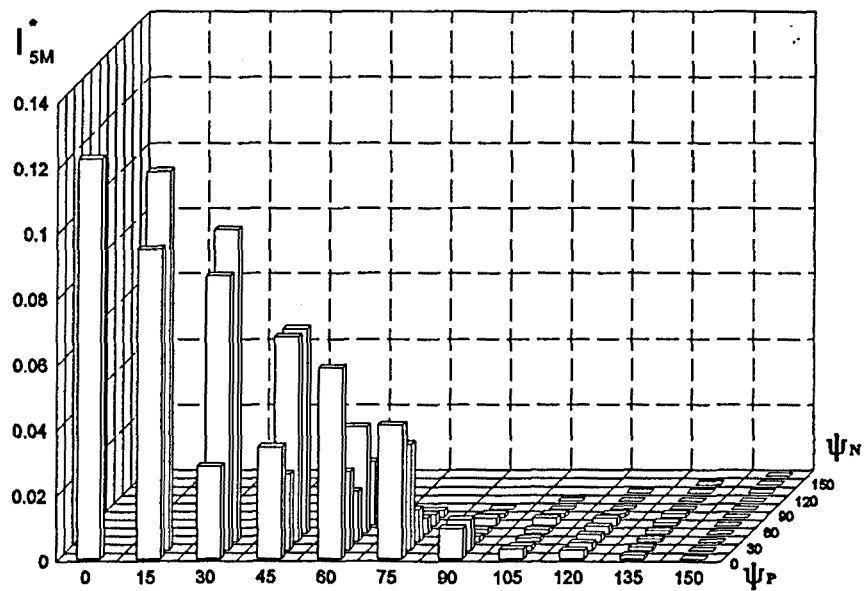
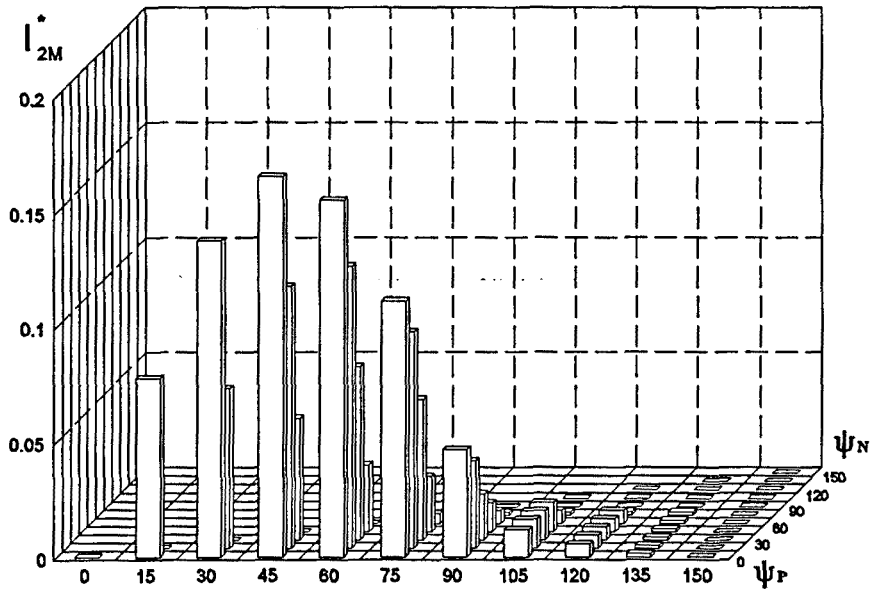
$q = 10$
 $E^* = 0,8$



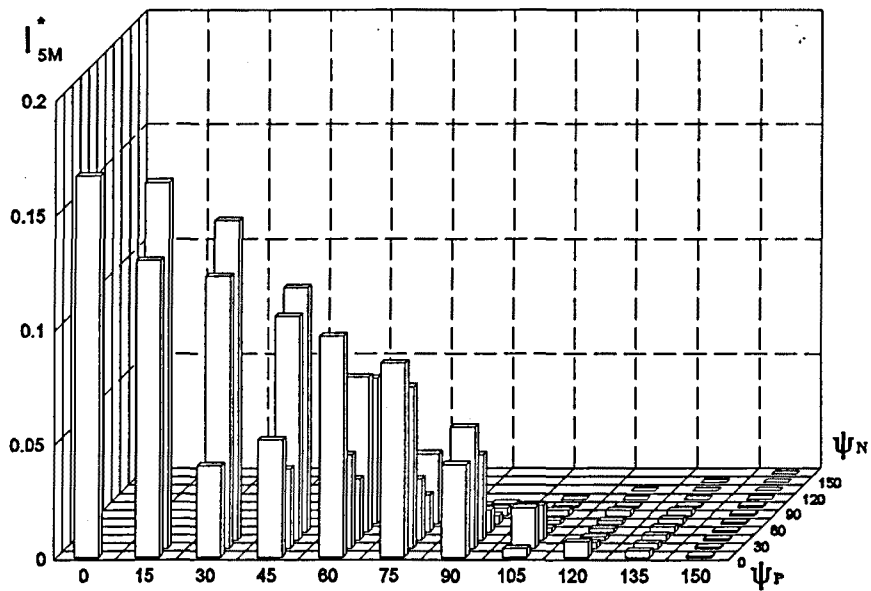
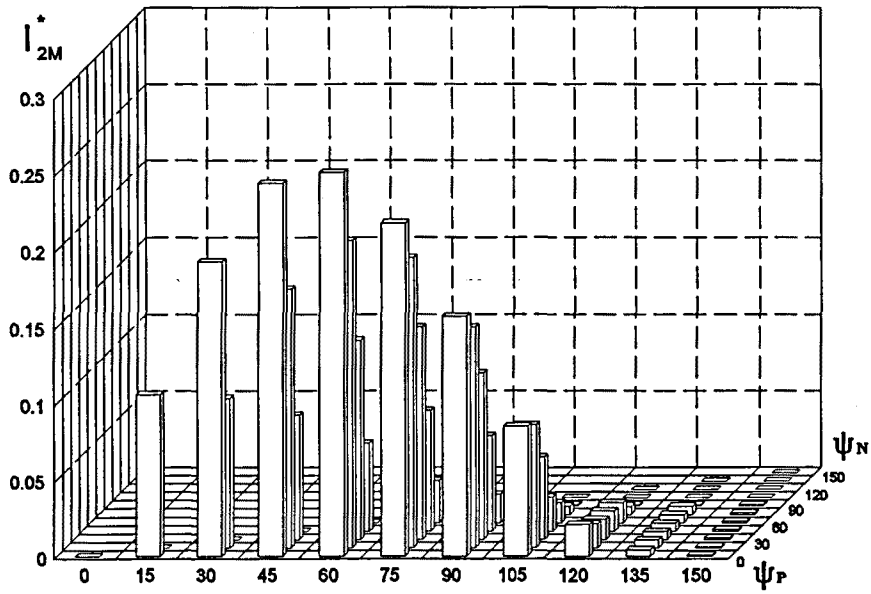
$q = 10$
 $E^* = 0,6$



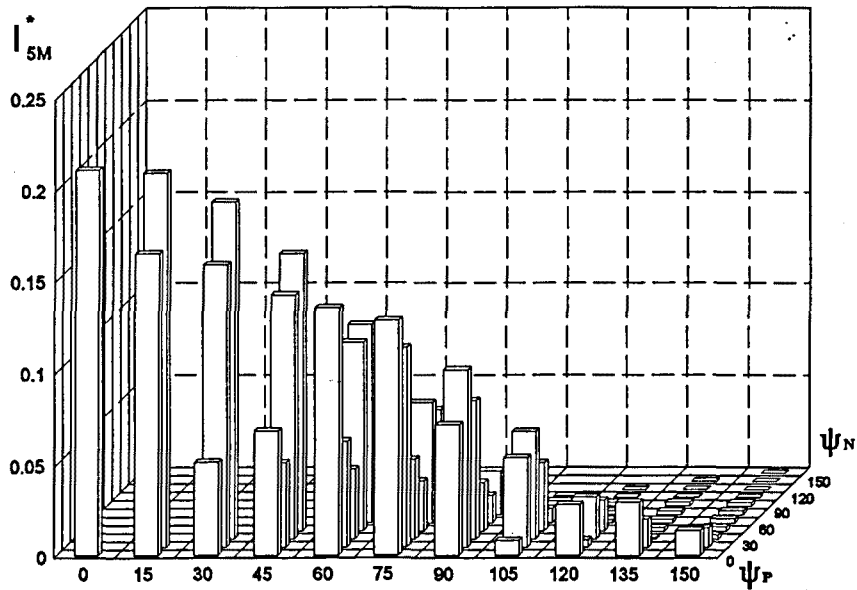
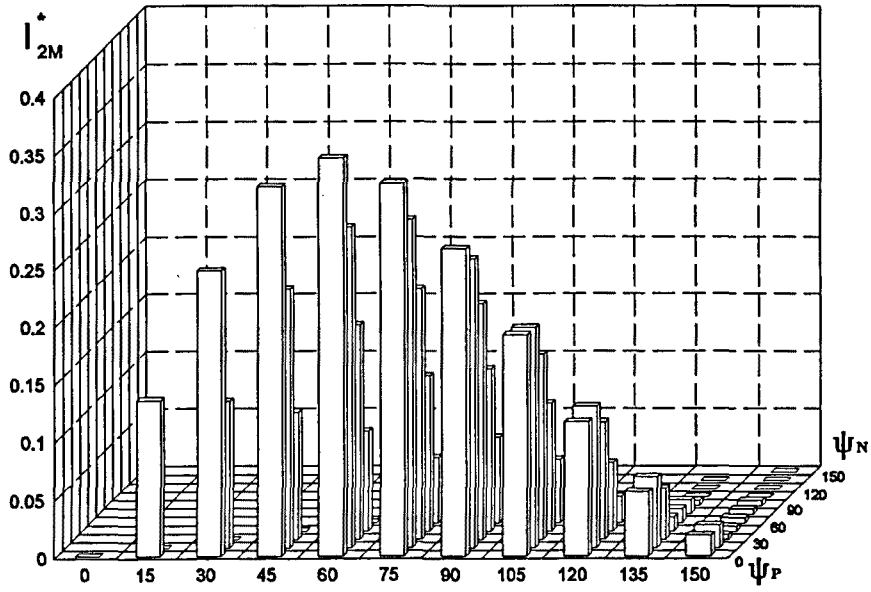
$q = 10$
 $E^* = 0,4$



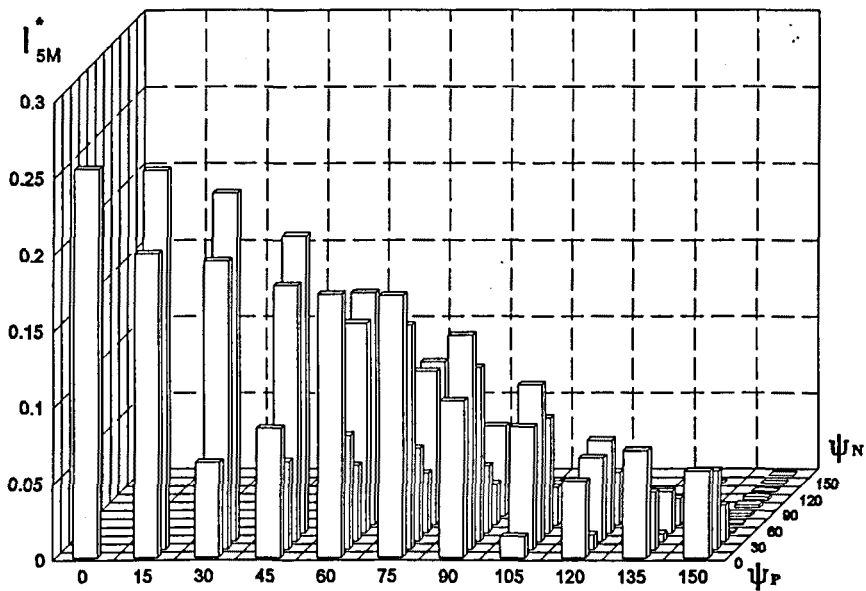
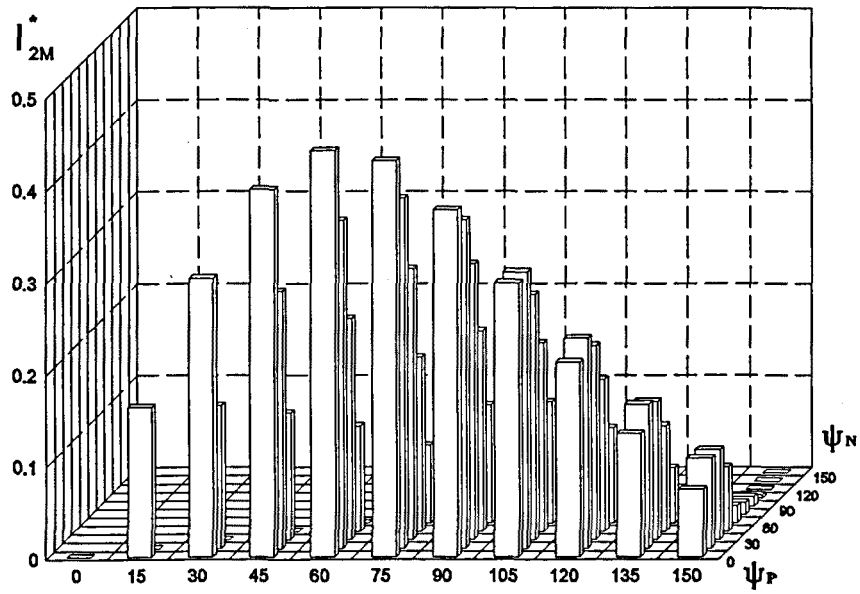
$q = 10$
 $E^* = 0,2$



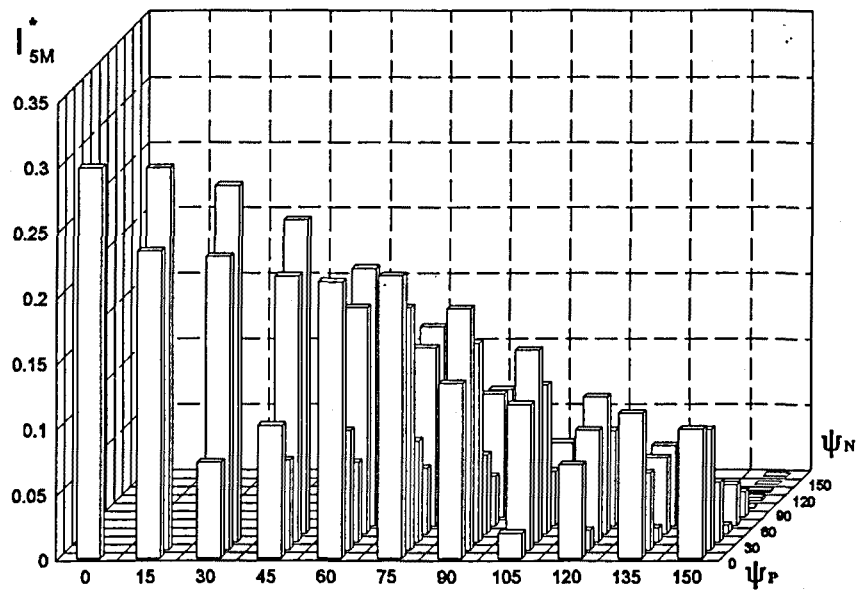
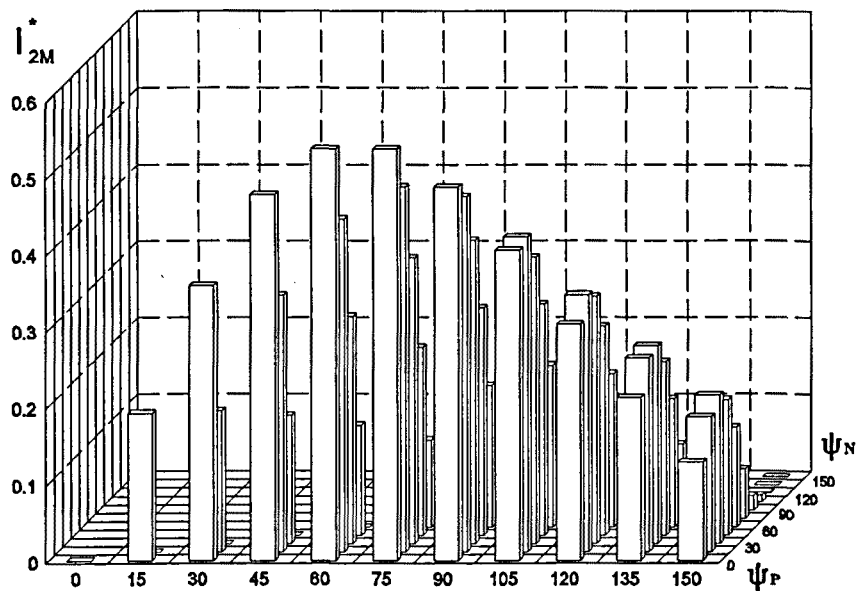
$q = 10$
 $E^* = 0$



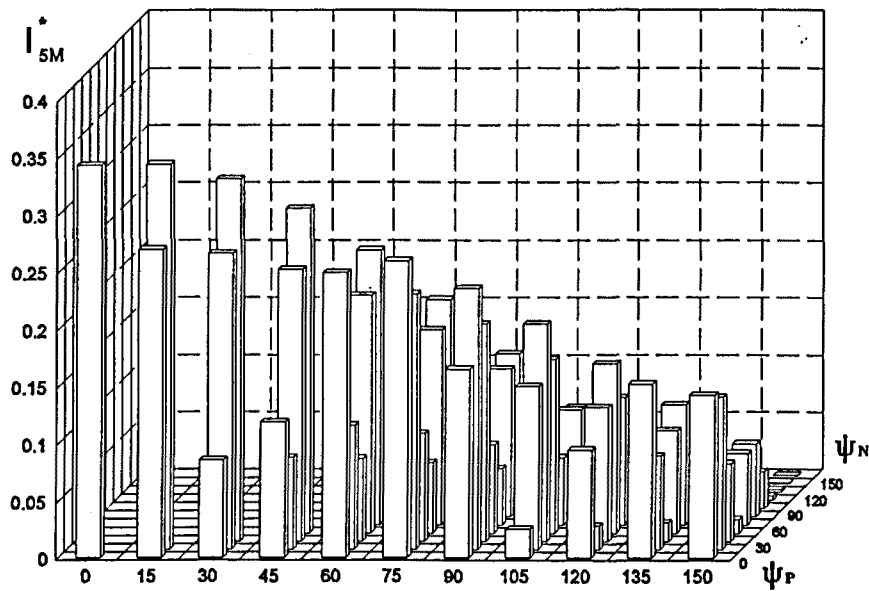
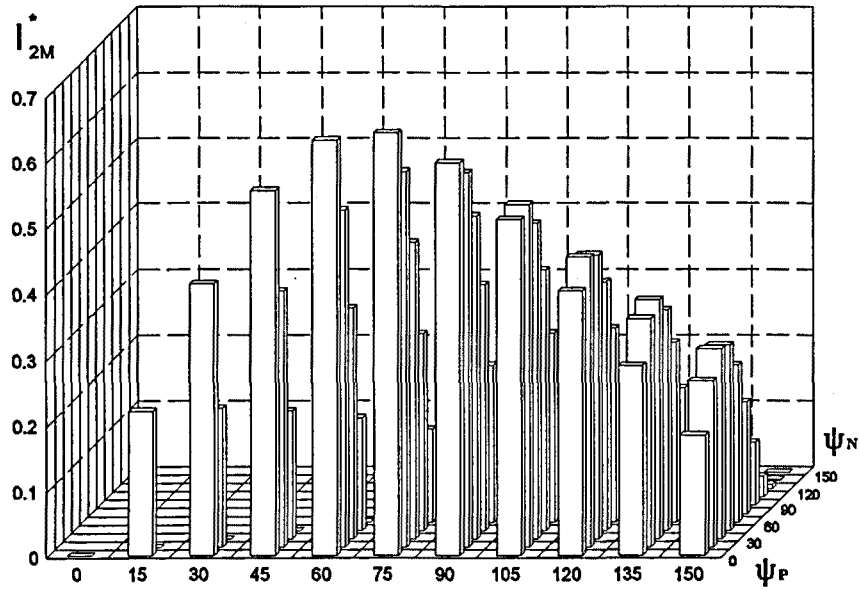
$q = 10$
 $E^* = -0,2$



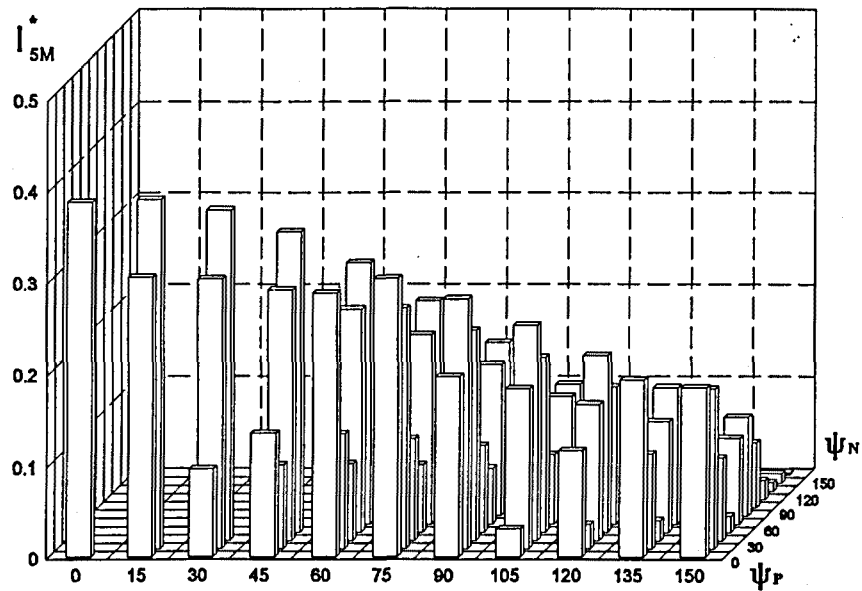
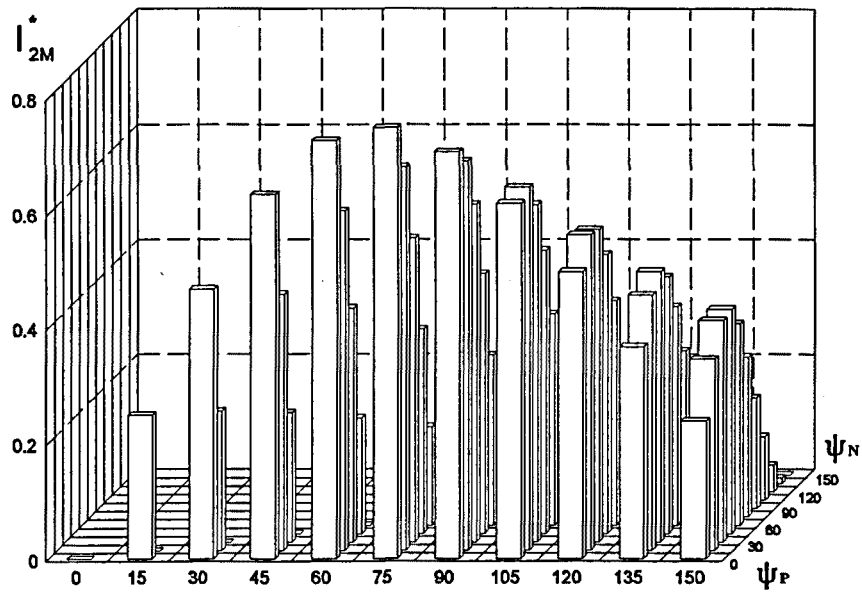
$q = 10$
 $E^* = -0,4$



$q = 10$
 $E^* = -0,6$



$q = 10$
 $E^* = -0,8$



APÉNDICE 1

Notación empleada

A, B	Matrices de la ecuación de estado
C	Matriz de la ecuación de salida
E	F.c.e.m. de la carga
H	Vector de existencia
h	Elemento del vector H o función existencial
I	Vector intensidad
i	Valor instantáneo de la intensidad de la carga
I_{0A}	Valor inicial de la intensidad en el primer tramo. Clase A
I_{1A}	Valor inicial de la intensidad en el segundo tramo. Clase A
i_i	Valor instantáneo de la intensidad de la fase i
i_{ij}	Fracción de intensidad que se cierra por los tiristores T _i del conmutador positivo y T _j ' del conmutador negativo
I_k	Valor eficaz de la intensidad de la componente armónica de orden k
I_{kM}	Amplitud de la intensidad de la componente armónica de orden k
I_m	Valor medio de la intensidad de salida
i_p	Valor instantáneo de la intensidad de salida del conmutador positivo
i_{pi}	Valor instantáneo de la intensidad de salida i del conmutador positivo
-i_N	Valor instantáneo de la intensidad de salida del conmutador negativo
-i_{Ni}	Valor instantáneo de la intensidad de salida i del conmutador negativo
J_h	Matriz unitaria (h,h)
L	Coefficiente de autoinducción de la carga
P	Potencia activa
p(t)	Potencia instantánea activa
Q	Potencia reactiva
q	Factor de carga
q(t)	Potencia instantánea reactiva
R	Resistencia de carga
S	Potencia aparente
U	Vector de entrada
V	Vector tensión aplicado a la parte pasiva de la carga
v	Valor instantáneo de la tensión de la carga
V_m	Amplitud de la tensión de fase
v_i	Valor instantáneo de la tensión de la fase i
v_{ij}	Valor instantáneo de la tensión de línea, fases i y j
V_k	Valor eficaz de la tensión de la componente armónica de orden k

V_{LM}	Amplitud de la tensión de línea
V_m	Valor medio de la tensión en la carga
v_p	Valor instantáneo de la tensión de salida del conmutador positivo
$-v_N$	Valor instantáneo de la tensión de salida del conmutador negativo
X	Vector de estado
Z	Impedancia de la carga
α	Ángulo
α_1	Ángulo de aplicación del impulso al tiristor T_1
α_2	Ángulo de aplicación del impulso al tiristor T_1'
α_{c1}	Ángulo de corte del primer tramo
α_{c2}	Ángulo de corte del segundo tramo
ϵ	Error
φ	Ángulo de desfase de la carga
φ_k	Ángulo de desfase de la componente armónica de orden k
ψ	Ángulo de disparo
ψ_N	Ángulo de disparo del conmutador negativo
ψ_P	Ángulo de disparo del conmutador positivo
ω	Pulsación de la red

NOTAS:

1. Los subíndices i, j pueden adoptar valores enteros comprendidos entre 1 y 3.
2. En los casos que corresponde, las variables normalizadas a amplitud de tensión de línea y resistencia de carga, se distinguen añadiendo un asterisco al símbolo correspondiente.

APÉNDICE 2

Acrónimos empleados

CEI	Comisión electrotécnica internacional
CEM	Compatibilidad electromagnética
CENELEC	Comité europeo de normalización electrotécnica
CC	Conducción continua
CI	Conducción intermitente
Clase A	Conducción continua
Clase B	Conducción con intensidad nula en los instantes de conmutación
Clase C	Conducción intermitente
Clase C11	Conducción intermitente en el primer tramo
Clase C12	Conducción intermitente en el segundo tramo
Clase C2	Conducción intermitente en el primer y segundo tramo
CN	Conmutador negativo
CP	Conmutador positivo
EMI	Interferencias electromagnéticas
EN	Norma europea
FFT	Fast Fourier Transform
PC	Puente controlado
PCI	Puente con control independiente
PSC	Puente semicontrolado
QF	Factor de calidad de transferencia de potencia
SCOPT	Simulación de la conexión de puentes trifásicos
THD	Tasa de distorsión armónica

BIBLIOGRAFÍA

- [1] ARRILLAGA, J., BRADLEY, D. A. y BODGER, P.S. "Power system harmonics". John Wiley & Sons. New York, 1985.
- [2] COMUNICACIONES presentadas en "International Workshop on Power Definitions and Measurements under Non-Sinusoidal Conditions". European Transactions on Electrical Power Engineering, vol 3, nº 1. Enero-Febrero, 1993.
- [3] CRISTALDI, Loredana, FERRERO, Alessandro y SUPERTI-FURGA, Gabrio. "Current decomposition in asymmetrical, unbalanced three-phase systems under nonsinusoidal conditions". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 43, nº 1. Febrero 1994, pp. 63-68.
- [4] CZARNECKI, Leszek S. "Scattered and reactive current, voltage, and power in circuits with nonsinusoidal waveforms and their compensation". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 40, nº 3. Junio 1991, pp. 563-567.
- [5] EMANUEL, Alexander E. "On the definition of power factor and apparent power in unbalanced polyphase circuits with sinusoidal voltage and currents". Transactions on Power Delivery, vol 8, nº 3. Julio 1993, pp. 841-847.
- [6] EN 60555/2. "Perturbaciones producidas en las redes de alimentación por los aparatos electrodomésticos y los equipos análogos". Segunda parte: Armónicos. CENELEC, 1986. ENV 61000-2-2. "Compatibilidad electromagnética". Segunda parte: Entorno. Sección 2: Niveles de compatibilidad para las perturbaciones conducidas de baja frecuencia y la transmisión de señales de suministro público en baja tensión. CENELEC, 1993¹.
- [7] FARRER, W. y ANDREW, D.F. "Fully controlled regenerative bridges with half-controlled characteristics". IEE Proceedings, vol 125-B, nº 2. Febrero 1978, pp. 109-112.

¹ Aprobada por CENELEC en 1993, con carácter experimental.

- [8] FERRERO, Alessandro y SUPERTI-FURGA, Gabrio. "A new approach to the definition of power components in three-phase systems under nonsinusoidal conditions". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 40, n° 3. Junio 1991, pp.568-577.
- [9] HU, Lihua y YACAMINI, Robert. "Harmonic transfer through converters and HVDC links". IEEE Transactions on Power Electronics, vol 7, n° 3. Julio 1992, pp. 514-525.
- [10] KELLEY, Arthur W. y YADUSKY, William F. "Rectifier design for minimum line-current harmonics and maximum power factor". IEEE Transactions on Power Electronics, vol 7, n° 2. Abril 1992, pp. 332-341.
- [11] MAKRAM, Elham B., HAINES, Regán B. y GIRGIS, Adly A. "Effect of harmonic distortion in reactive power measurement". IEEE Transactions on Industry Applications, vol 28, n° 4. Agosto 1992, pp. 782-787.
- [12] MICROSIM CORPORATION. "The design center". Versión 6.1. Irvine, Julio 1994.
- [13] MOHAN, Ned, UNDELAND, Tore M. y ROBBINS, William P. "Power electronics. Converters, applications, and design". John Wiley & Sons. New York, 1995.
- [14] MONTAÑO, Juan Carlos, CASTILLA, Manuel, GUTIÉRREZ, Jaime y LÓPEZ, Antonio. "Análisis de la potencia aparente". Mundo Electrónico, n° 227. Abril 1992, pp. 80-83.
- [15] MONTAÑO, Juan Carlos, CASTILLA, Manuel y LÓPEZ, Antonio. "Medida de las componentes de la potencia aparente". Mundo Electrónico, n° 234. Diciembre 1992, pp. 76-80.
- [16] NABAE, Akira y TANAKA, Toshihiko. "A new definition of instantaneous active-reactive current and power based in instantaneous space vectors on polar coordinates in three-phase circuits". Transactions on Power Delivery, vol 11, n° 3. Julio 1996, pp. 1238-1243.
- [17] NGANDUI, Éloi, OLIVIER, Guy, APRIL, Georges-Émile y GUIMARAES, Carlos. "DC harmonic distortion minimization of thyristor converters under unbalanced voltage supply using asymmetrical firing angle". IEEE Transactions on Power Electronics, vol 12, n° 2. Marzo 1997, pp. 332-342.

- [18] PENG, Fang Zheng y LAI, Jih-Sheng. "Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 45, nº 1. Febrero 1996, pp. 293-297.
- [19] PERREAULT, David J. y KASSAKIAN, John G. "Effects of firing angle imbalance on 12-pulse rectifiers with interphase transformers". IEEE Transactions on Power Electronics, vol 10, nº 3. Mayo 1995, pp. 257-262.
- [20] PILLET, Emile. "Sur la generalisation de la notion de puissance réactive". Revue General de Electricité. Mayo 1982, pp 317-323.
- [21] PINDADO, Rafael. "Estudio del consumo de potencias (activa, reactiva) de los convertidores trifásicos estáticos de corriente con control secuencial, alimentando cargas R-L con fcm. dependiente de un parámetro". Tesis Doctoral UPC. Febrero 1991.
- [22] PINDADO, Rafael. "Influencia de la tensión de alimentación sobre el consumo de potencia reactiva de convertidores trifásicos alterna-continua trabajando con cargas R-L dotadas de fcm". 2as. Jornadas Luso-Espanholas de Engenharia Electrotécnica. Coimbra. Julio 1991, pp. 4.101 a 4.109.
- [23] PINDADO, Rafael. "Reducción de potencia reactiva en convertidores trifásicos AC-DC, trabajando en dos cuadrantes con cargas activas R-L, mediante control independiente de sus conmutadores". 4as. Jornadas Luso-Espanholas de Engenharia Electrotécnica. Porto. Julio 1995, pp. 1235-1242.
- [24] PINDADO, Rafael y MARTINEZ, Immaculada. "Aplicación de la técnica de control independiente en convertidores trifásicos AC-DC en dos cuadrantes como solución al compromiso entre potencia reactiva y distorsión armónica". 4as. Jornadas Luso-Espanholas de Engenharia Electrotécnica. Porto. Julio 1995, pp. 1228-1234.
- [25] PINDADO, Rafael y MARTÍNEZ, Immaculada. "Influencia de los armónicos de tensión sobre las potencias activa y reactiva en convertidores trifásicos AC-DC, con carga activa y operando en dos cuadrantes". 5as. Jornadas Hispano-Lusas de Ingeniería Eléctrica. Salamanca. Julio 1997, pp. 1461-1468.
- [26] PINDADO, Rafael y MARTÍNEZ, Immaculada. "Reducción de potencia reactiva en convertidores trifásicos AC-DC en dos cuadrantes mediante control independiente". Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación. Valencia.

- Septiembre 1997, pp. 245-250.
- [27] RALSTON, Anthony. "Introducción al análisis numérico". Limusa-Wiley. Mexico, D.F.,1970.
- [28] RASHID, Muhammad H. y MASWOOD, Ali I. "Analysis of three phase a.c./d.c. converters under unbalanced supply conditions". IEEE Transactions on Industrial Applications, vol IA-24, n° 3. Mayo/Junio 1988, pp. 449-455.
- [29] SAKUI, Masaaki y FUJITA, Hiroshi. "An analytical method for calculating harmonic currents of a three-phase diode-bridge rectifier with DC-filter". IEEE Transactions on Power Electronics, vol 9, n° 6. Noviembre 1994, pp. 631-637.
- [30] SALAZAR, Lautaro y Joós, G. "PSPICE simulation of three-phase inverters by means of switching functions". IEEE Transactions on Power Electronics, vol 9, n° 1. Enero 1994, pp.35-42.
- [31] SASDELLI, Renato y MONTANARI, Gian Carlo. "Compensable power for electrical systems in nonsinusoidal conditions". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 43, n° 4. Agosto 1994, pp. 592-598.
- [32] SHARON, Daniel. "Power factor definitions and power transfer quality in nonsinusoidal situations". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 45, n° 3. Junio 1996, pp. 728-733.
- [33] VIRIYA, Pichetjamroen y MATSUSE, Kouki. "Low-harmonic GTO converter for fundamental power factor compensation". IEEE Transactions on Power Electronics, vol 6, n° 3. Julio 1991, pp. 371-379.
- [34] WERNEKINCK, Eugenio, KAWAMURA, Atsuö y HOFT, Richard. "A high frequency AC-DC converter with unity power factor and minimum harmonic distortion". IEEE Transactions on Power Electronics, vol 6, n° 3. Julio 1991, pp. 364-370.
- [35] WILLEMS, Jacques L. "A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situations". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 41, n° 4. Agosto 1992, pp. 523-527.

- [36] WOOD, Peter. "Switching power converters". Van Nostrand Reinhold Co. New-York, 1981.
- [37] WU, Jinn-Chang y JOU, Hurng-Liahng. "Fast-response power factor detector". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol 44, n° 4. Agosto 1995, pp. 919-922.
- [38] YAMAMOTO, Mitsutoshi y MOTOYOSHI, Osamu. " Active and reactive power control for doubly-fed wound rotor induction generator". IEEE Transactions on Power Electronics, vol 6, n° 4. Octubre 1991, pp. 624-629.