

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**

*Per als meus pares
Rafel i Rosa*

ÍNDICE

PRÓLOGO	vi
RESUMEN	vii
1 GENERALIDADES	1
1.1 Introducción	1
1.2 Definiciones de potencia reactiva	2
1.2.1. Análisis en el dominio frecuencial	2
1.2.2. Análisis en el dominio temporal	3
1.3 Comparación entre reactiva según Pillet y convencional	7
1.4 Limitación armónica. Norma EN 60555/2	14
1.5 Influencia de los armónicos de tensión en la potencia reactiva	21
1.5.1 Influencia de la amplitud	21
1.5.2 Influencia de la fase	23
2 POTENCIA REACTIVA Y DISTORSIÓN ARMÓNICA	25
2.1 Introducción	25
2.2 Distorsión armónica	25
2.3 Aplicación al puente trifásico	26
2.3.1 Puente controlado. Ejemplo de aplicación 2.1	27
2.3.2 Puente controlado. Ejemplo de aplicación 2.2	32
2.3.3 Puente controlado. Ejemplo de aplicación 2.3	37
2.3.4 Puente semicontrolado. Ejemplo de aplicación 2.4	43
2.3.5 Puente semicontrolado. Ejemplo de aplicación 2.5	48
2.4 Conclusiones del capítulo	54

3	PUENTE CON CONTROL INDEPENDIENTE	56
3.1	Introducción	56
3.2	Definición del puente con control independiente	56
3.2.1.	Determinación de la tensión	57
3.2.2.	Determinación de la intensidad	58
3.2.2.1.	Régimen de conducción continua	63
3.2.2.2.	Áreas de conducción continua o intermitente	66
3.2.2.3.	Régimen de conducción intermitente	70
3.2.3.	Determinación de las potencias activa y reactiva	93
3.3	Conclusiones del capítulo	94
4	FUNCIONES DE CONTROL EN EL PUENTE CON CONTROL INDEPENDIENTE	95
4.1	Introducción	95
4.2	Lugares geométricos del vector de control	95
4.2.1.	Influencia del factor de carga y de la fuerza contraelectromotriz ...	96
4.2.2.	Influencia del tipo de conducción	125
4.3	Conclusiones del capítulo	129
5	ELECCIÓN DE LA FUNCIÓN DE CONTROL EN EL PUENTE CON CONTROL INDEPENDIENTE	130
5.1	Introducción	130
5.2	Criterio de selección de las funciones de control	130
5.3	Influencia de la resistencia de carga	137
5.4	Ábacos para la elección de la función de control	137
5.5	Ejemplos de aplicación	143
5.5.1	Ejemplo de aplicación 5.1. Rectificador con carga activa	143
5.5.2	Ejemplo de aplicación 5.2. Rectificador con carga pasiva	146
5.5.3	Ejemplo de aplicación 5.3. Ondulador no autónomo	148
5.6	Generalización	151
5.7	Conclusiones del capítulo	151

6	CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS	154
6.1	Conclusiones de la tesis	154
6.2	Líneas futuras	156
ANEXO 1	Descripción del programa FFT	157
ANEXO 2.1	Variación de la potencia reactiva con el vector de control	159
ANEXO 2.2	Variación del segundo y del quinto armónico de la intensidad de red con el vector de control	187
APÉNDICE 1	Notación empleada	215
APÉNDICE 2	Acrónimos empleados	217
BIBLIOGRAFIA		218

PRÓLOGO

Cuando llega el esperado momento de entregar la tesis doctoral, se experimenta una sensación de felicidad y a la vez un proceso de reflexión, fruto de la cual puedo afirmar que los instantes de angustia vividos por los problemas que van surgiendo, quedan olvidados y compensados por la satisfacción de ver terminado un trabajo, de ver que las ganas de aprender y el afán de superación son un estímulo que te empuja a continuar avanzando y a llegar al final. Como recitaba Antonio Machado "*se hace camino al andar*". Sin embargo, todo este camino no lo hubiera podido andar sola, numerosas personas me han apoyado y me han brindado su ayuda, ánimo y consejos, a todas se lo agradezco, pero en particular a las que cito a continuación.

En primer lugar, quiero expresar mi más sincero agradecimiento a mi director de tesis, Rafael Pindado, por su dedicación, su ejemplo y su amistad. A él le debo gran parte de las ideas que han inspirado este trabajo, y en los muchos y buenos ratos que hemos trabajado juntos he aprendido de él como profesional y como persona.

A mis amigos y compañeros de departamento y estudios desde hace muchos años, Rosa Argelaguet y Jesús Vicente, quiero dar las gracias por la ayuda y los consejos que, en todo momento, me han brindado.

Asímismo agradezco todo el apoyo recibido de mis compañeros, Victor Barcons por su ayuda y paciencia en los temas informáticos, Joan Salaet por su colaboración en el aspecto docente y al resto de compañeros, Pep Lluís Bonnín, Toni Escobet, Teresa Escobet, Lluís Ferrer, Josep Font, Ricard Sanahuja y David Yélamos que siempre me han alentado.

También quiero agradecer a los profesores Joan Llaverias y Miquel Bonet de la Escuela Universitaria de Ingeniería Técnica Industrial de Barcelona, los valiosos consejos y el agradable trato que siempre me han dispensado.

A mis hijas Laura y Marina, a las que alegrará que haya concluido esta tesis, agradezco su comprensión por los momentos que no he podido compartir con ellas durante la preparación de la misma.

Por último, un agradecimiento muy especial a mi marido Antonio, que ha sabido entender lo importante que era este trabajo para mí y cuyo ánimo y estímulo, me han ayudado siempre a seguir adelante.

RESUMEN

En el presente trabajo, se analiza el consumo de potencia reactiva (en sentido Pillet) y la distorsión armónica en los convertidores alterna-continua, centrandó el estudio en el puente trifásico con carga activa resistivo-inductiva, ya que es la aplicación más común en accionamientos industriales. En los cálculos y simulaciones, se supondrá que se ha alcanzado el régimen permanente y se trabajará en variable real o bien normalizada, distinguiendo a ésta última mediante asterisco.

Se desarrolla una estrategia de control, con el objetivo de conseguir disminuir la contaminación de red. Dicha estrategia, se ha denominado puente con control independiente y consiste en variar por separado los ángulos de disparo de los dos conmutadores (positivo y negativo) del puente. La tesis, se ha estructurado en seis capítulos, cuyos contenidos se resumen a continuación.

En el primer capítulo, se estudia la contaminación de red, desde dos vertientes: el contenido armónico que se inyecta en la misma y el consumo de potencia reactiva que se produce. Para ello, se analizan distintas definiciones de potencia reactiva y se justifica la adopción de la definición dada por Pillet, se efectúa además la comparación entre dos expresiones de potencia reactiva, observándose que se obtienen resultados diferentes, según el criterio empleado. Por otra parte, se presenta la limitación impuesta por la normativa vigente a la intensidad armónica de red y se evalúa la influencia de los armónicos de tensión en el consumo de potencia reactiva.

Las estructuras más empleadas en el puente trifásico (puente controlado y puente semicontrolado) son objeto de estudio del capítulo 2. Mediante distintos ejemplos, se compara el consumo de reactiva y la tasa de distorsión armónica para ambos tipos de convertidores, los resultados que se obtienen corroboran el dilema existente entre reducción de potencia reactiva y disminución de contenido armónico en la red. En el anexo 1 se describe el programa empleado para obtener la descomposición armónica de la intensidad de fase. Como solución a este compromiso, se adopta el puente con control independiente, discutido en el tercer capítulo, donde se analiza el comportamiento del mismo y se determinan las ecuaciones que rigen su funcionamiento, tanto para conducción continua como intermitente. Asimismo, se exponen las condiciones de existencia de un tipo u otro de conducción y para el caso de conducción intermitente, se deducen las expresiones que permiten predecir la clase de conducción que se va a presentar.

El puente con control independiente, presenta múltiples funciones de control que pueden situar al convertidor en un punto de trabajo deseado, para poder identificarlas de manera rápida y cómoda, en el capítulo cuarto, se elaboran los lugares geométricos que describen la variación del valor medio de tensión en la carga (en variable normalizada) en función del vector de control (ψ_P, ψ_N), tomando el factor de carga (q) y la fuerza contraelectromotriz normalizada (E^) como parámetros. Se completa el estudio, con el análisis de los mencionados parámetros sobre los lugares geométricos y la evolución de los mismos según el tipo de conducción, obteniéndose las curvas que limitan las zonas de funcionamiento en conducción continua y discontinua.*

De todas las posibles funciones de control, interesa escoger las más adecuadas para conseguir minimizar la contaminación de red. Con este fin, en el capítulo 5, se determina un criterio que permite seleccionar la función de control más conveniente. Dicho criterio, se basa en no considerar las combinaciones del vector de control que incumplen la normativa sobre armónicos de intensidad en la red, y de las restantes, seleccionar la que presente el menor consumo de potencia reactiva, de esta forma se aporta una solución al compromiso mencionado anteriormente. Al objeto de facilitar la elección, se elaboran unos ábacos que, en función de la resistencia de carga, señalan las zonas de cumplimiento de la norma. Se presentan distintos ejemplos, que ayudan a concretar el proceso de operación y permiten cuantificar las reducciones que se producen.

Asimismo, para poder analizar la influencia del tipo de convertidor en la distorsión de red y extraer conclusiones, se generan una serie de gráficos que describen la evolución de la potencia reactiva y de la distorsión armónica en función del vector de control, para un conjunto de valores del factor de carga y de la fuerza contraelectromotriz. Dichos gráficos figuran en los anexos 2.1 y 2.2 de la presente memoria.

Finalmente en el capítulo 6, se resumen las conclusiones de la tesis y se plantean las posibles líneas de actuación futura.

Por último se incluyen los apéndices 1 y 2, en los que se describen, respectivamente, la notación y los acrónimos empleados.

CAPÍTULO 1

GENERALIDADES

1.1. Introducción

En la actualidad y debido al aumento del número y de la potencia unitaria de los convertidores alterna-continua, cada vez se da más importancia a las repercusiones sobre la red de alimentación. A menudo debe escogerse la estructura de un rectificador en función de las perturbaciones que la red puede soportar. Interesa, por tanto, definir estructuras que tengan bajos niveles de **contaminación de red**, entendida desde dos vertientes: el consumo de **potencia reactiva** y la **distorsión armónica**. La realidad demuestra que es difícil compatibilizar la minimización de ambos términos; existe abundante bibliografía referente a la disminución de uno u otro concepto, sin embargo se dispone de menor información con respecto a la reducción simultánea de las dos componentes de la contaminación de red.

Existen técnicas encaminadas a la disminución de la contaminación armónica, entre las que pueden destacarse el empleo de filtros pasivos [29], la compensación mediante inyección de armónicos en la red [9] y [28], la variación en la conexión del transformador [19] o bien la generación de corriente fundamental en fase con la tensión a través de control analógico o digital y según un determinado patrón [2], [33], [34] y [37]. Asimismo, se conocen mecanismos orientados a la reducción del consumo de potencia reactiva, como son el control secuencial de varios convertidores conectados en serie [7], la compensación de reactiva mediante filtros inductivo-capacitivos conectados en serie o en paralelo con la carga [2], [4] y [31] o bien la disminución de potencia reactiva mediante realimentación [18] y [38].

Por otra parte, se perfila una tercera vía de actuación, que pretende compensar reactiva y armónicos a la vez [10], en esta línea se sitúa la estrategia de control denominada **punto con control independiente (PCI)** [21], que será desarrollada a lo largo de esta memoria. Concretamente, dicha estructura se aplica al puente trifásico como caso más representativo de los convertidores alterna-continua.

Un primer paso para poder evaluar la contaminación de red es definir las expresiones que se utilizarán para cuantificar la reactiva y la distorsión armónica. En este capítulo se comentan diversas definiciones de potencia reactiva y se selecciona una de ellas, a continuación se analiza la normativa vigente respecto a la limitación de armónicos de intensidad de red.

1.2. Definiciones de potencia reactiva

Desde hace tiempo el concepto de potencia aparente y su descomposición es objeto de controversia y diálogo entre expertos, no se ha llegado todavía a una solución de consenso y no se dispone, por tanto, de una definición mayoritariamente aceptada. Se observan dos grandes líneas de actuación, según se efectúe el análisis en el dominio frecuencial o temporal, aunque aparecen algunos autores que realizan estudios híbridos.

1.2.1. Análisis en el dominio frecuencial

La expresión empleada más habitualmente para la potencia reactiva, es la de Budeanu [2], planteada en el dominio frecuencial y que también será denominada convencional. Se caracteriza por efectuar la suma de los productos de valor eficaz de tensión e intensidad de cada componente armónico de la intensidad de red, según la expresión (1.1).

$$Q_c = \sum_{k=1}^{\infty} V_k I_k \text{sen } \varphi_k \quad (1.1)$$

La descomposición de la potencia aparente, en este caso, está constituida por la potencia activa, la reactiva definida según (1.1) y la potencia distorsionante, que es la diferencia entre la aparente y la suma vectorial de activa y reactiva.

También en el dominio frecuencial, Emanuel [5] define la potencia reactiva referida a la componente fundamental de la intensidad, según la expresión (1.2).

$$Q = V_1 I_1 \text{sen } \varphi_1 \quad (1.2)$$

La potencia distorsionante será la diferencia entre la aparente y la suma vectorial de la activa y la reactiva definida mediante (1.2). Al variar la definición de reactiva, respecto a la dada por Budeanu, también cambia la expresión correspondiente a la potencia distorsionante, que sólo podrá ser nula si la carga es resistiva pura y constante, o bien si la tensión aplicada y la intensidad absorbida son ambas sinusoidales puras.

Excepto en los dos casos comentados en el párrafo anterior, la suma de los cuadrados de las potencias activa y reactiva no coincidirá con el cuadrado de la potencia aparente (condición que se cumple para un sistema lineal), naciendo una componente residual o potencia de distorsión cuya forma dependerá de la definición adoptada para la reactiva.

Czarnecki [2] propone, en el dominio frecuencial, una nueva descomposición de la potencia aparente, en potencia activa, reactiva y una nueva componente que denomina potencia de dispersión, la definición de reactiva que emplea (1.3), es en realidad potencia aparente reactiva

$$Q_r = V \sum_{k=1}^{\infty} I_k \text{sen } \varphi_k \quad (1.3)$$

La potencia de dispersión es la diferencia entre la aparente, y la suma vectorial de la activa y la reactiva definida según (1.3).

Con el objetivo de la determinación del valor óptimo de la capacidad para la compensación de potencia reactiva, se han ido incorporando definiciones que tienen en cuenta los desequilibrios o las asimetrías de las tensiones de alimentación, en este sentido Cristaldi *et al.* [3] extienden la descomposición propuesta por Czarnecki al caso de tensiones de alimentación asimétricas, mediante la aplicación de la transformación de Park.

1.2.2. Análisis en el dominio temporal

En el dominio temporal, destaca la definición de Pillet [20], que coincide con el concepto de Filipski [2], y que establece una definición formal (desde el punto de vista energético), de la potencia reactiva como valor medio de la energía almacenada por los componentes reactivos (positivo en el caso de autoinducción y negativo con capacidad). Esta expresión, en el caso de carga resistivo-inductiva y suponiendo alimentación exenta de componente continua, se formula según (1.4).

$$Q = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i \int [v d\beta] d\alpha \quad (1.4)$$

La potencia reactiva, definida según el procedimiento de Pillet es interesante por diversos conceptos:

1. Al basarse en un aspecto energético, tiene sentido físico.
2. Es aditiva; la suma de las energías almacenadas por los componentes reactivos coincidirá con la diferencia entre las energías suministrada por el generador y transformada en los componentes activos.
3. Permite un tratamiento relativamente sencillo en cálculo numérico.

La expresión (1.4) presenta la limitación de no poder ser aplicada a secciones del circuito provistas de componentes continuas. En el caso de rectificadores trifásicos puede soslayarse empleando el procedimiento en el lado del transformador o de línea.

Kusters y Moore [21] presentan una nueva solución a la determinación y medición de las componentes de la potencia intercambiada en un sistema, basada en la descomposición directa de la intensidad temporal. En el caso de carga resistivo-inductiva, sugieren la partición de la intensidad instantánea (i) en tres componentes que denominan: activa (i_p), reactiva inductiva (i_q) y reactiva inductiva residual (i_{qr}), siendo esta última responsable de la potencia distorsionante. La expresión (1.5) propuesta para la potencia reactiva inductiva es:

$$Q_I = \frac{1}{2\pi\omega_l} \int_0^{2\pi} \bar{v}i d\alpha = VI_{qI} \quad (1.5)$$

con:

$$\omega_l = \frac{V}{\bar{V}} \quad (1.5a)$$

y donde $\bar{v}(\bar{V})$ representan el valor instantáneo (eficaz) de la integral temporal de la tensión.

Se verificará que la potencia distorsionante vendrá dada por la diferencia entre la aparente y la suma vectorial de la activa y la reactiva obtenida mediante la expresión expuesta anteriormente.

Basándose en el concepto de valor instantáneo, Akagi y Nabae [2] proponen una nueva definición de potencia activa y reactiva instantánea, para circuitos trifásicos con forma de onda de tensiones y corrientes sin ninguna restricción. Se denomina teoría de la potencia instantánea reactiva o teoría p-q y se desarrolla en el dominio temporal, formulada en espacio de estado. Los autores descomponen la potencia instantánea (p), definida en sentido vectorial con tres componentes (uno para cada fase), en la suma de la potencia instantánea homopolar (p_0), más la potencia activa instantánea (p_p) y la potencia reactiva instantánea (p_q), tal como se expresa en (1.6). Cabe señalar, que estas componentes carecen de significado físico.

$$P = P_0 + P_p + P_q \quad (1.6)$$

Willems [35], propone una interpretación diferente de la descomposición de potencia propugnada por Akagi y Nabae, que permite generalizar el estudio a sistemas polifásicos. Concretamente, el vector de corriente instantánea puede descomponerse en: una corriente activa instantánea $i_p(t)$, la cual es proporcional a la tensión $v(t)$ y corresponde a la potencia instantánea y una corriente no activa (o reactiva) instantánea $i_q(t)$, que no contribuye a la transferencia de potencia. La potencia instantánea real e imaginaria, se asocian, respectivamente, a las expresiones (1.7) y (1.8).

$$p(t) = v(t) i_p(t) \quad (1.7)$$

$$|q(t)| = |v(t)| \cdot |i_q(t)| \quad (1.8)$$

Willems pone de manifiesto que la teoría p-q propuesta por Akagi y Nabae puede ser interpretada satisfactoriamente como una descomposición de corriente, que conduce a que el campo de validez

de la nueva interpretación pueda extenderse a sistemas polifásicos.

Makram *et al.* [11] consideran el análisis para el caso en que las formas de onda de tensión y corriente presenten distorsión, y ofrecen un nuevo método para calcular la potencia aparente, activa, reactiva y residual en condiciones no senoidales. El método considera los armónicos comunes y no comunes a tensión e intensidad y define las componentes de la potencia, a partir del valor instantáneo, a distinta frecuencia armónica. Éstas son: la potencia media, la potencia real rotatoria, la potencia en cuadratura y la potencia residual (debida a la distorsión). La potencia media es el valor de continua, la potencia real rotatoria es una función cosenoidal de los componentes armónicos de tensión y corriente de orden par, análogamente, la potencia en cuadratura (ortogonal a la anterior) es una función senoidal de los componentes armónicos de tensión y corriente de orden par y finalmente la potencia residual contiene términos senoidales y cosenoidales que resultan de la combinación de los armónicos de tensión y corriente de orden impar. Los términos comentados son calculados mediante un algoritmo para cada una de las frecuencias correspondientes.

Basándose en la teoría de la potencia reactiva instantánea o teoría p-q, Peng y Lai [18] desarrollan una generalización de la misma válida para sistemas de potencia trifásicos, senoidales o no senoidales, equilibrados o desequilibrados y con o sin componente homopolar. Define, en espacio de estado, un nuevo vector q como vector de potencia reactiva (o no activa) instantánea del circuito trifásico, de acuerdo con la expresión (1.9), donde "x" simboliza el producto exterior de los vectores.

$$q \doteq v \times i \quad (1.9)$$

A la norma de q , simbolizada por q , se le denomina potencia reactiva instantánea y se calcula a partir de (1.10).

$$q = \|q\| = \|v \times i\| \quad (1.10)$$

Nabae y Tanaka [16] proponen una nueva definición de la potencia activa-reactiva instantánea, basada directamente en los vectores de estado instantáneos, expresados en coordenadas polares. Comparándola con la teoría p-q, proporciona un claro significado físico a la potencia activa-reactiva en circuitos trifásicos. Define las potencias activa y reactiva instantáneas como se muestra a continuación (1.11), separándolas en una componente fundamental y las componentes armónicas.

$$p(t) = \bar{p} + \tilde{p} \quad (1.11a)$$

$$q(t) = \bar{q} + \tilde{q} \quad (1.11b)$$

Cada uno de los términos que aparece en las expresiones anteriores, tiene el significado siguiente: \bar{p} , es la potencia activa instantánea originada por la frecuencia fundamental en condiciones de simetría, \tilde{p} , es la potencia activa instantánea originada por armónicos o asimetrías, \bar{q} , es la potencia reactiva instantánea originada por la frecuencia fundamental en condiciones de simetría

y \tilde{q} , es la potencia reactiva instantánea originada por armónicos o asimetrías.

Además de las definiciones vistas hasta ahora, que están claramente agrupadas en el dominio frecuencial o en el dominio temporal, existen otras que coexisten en ambos dominios, como por ejemplo, la dada por Ferrero *et al.* [2] y [8], quienes desarrollan un método basado en describir los sistemas trifásicos, en situaciones no senoidales, en términos de los vectores de Park y extendiendo los resultados a los dominios frecuencial y temporal, introduciendo la definición de las potencias real e imaginaria. La potencia compleja instantánea de Park, $a_p(t)$, se define según (1.12), en el dominio temporal.

$$a_p(t) = v(t) \cdot i^*(t) = p_p(t) + j q_p(t) \quad (1.12)$$

La potencia real de Park representa la potencia instantánea en un sistema trifásico, cuando cada tensión o corriente no contienen componente homopolar. La potencia imaginaria de Park se presenta cuando la relación entre los valores instantáneos de tensión y corriente de línea no son los mismos para las tres fases.

Los autores sostienen que una de las ventajas de esta metodología es que posee un carácter general y que engloba como casos particulares de la misma, otras definiciones dadas, como la de Kusters y Moore en el dominio temporal, o bien la de Czarnecki en el dominio frecuencial.

En la misma línea de emplear definiciones para los dominios frecuencial y temporal, Montañó *et al.* [14] y [15], proponen la misma descomposición de potencia aparente propugnada por Czarnecki, añadiéndole un nuevo término al que denominan potencia aparente de no linealidad, S_M , el cual puede ser evaluado con la ecuación (1.13).

$$S_M^2 = V^2 \sum_{k \in M} I_k^2 \quad (1.13)$$

donde M representa el conjunto de armónicos de intensidad sin los correspondientes de tensión.

Para el cálculo de las potencias definidas por estos autores, desarrollan un método híbrido temporal-frecuencial utilizando técnicas de procesamiento digital de señales.

Por último, Sharon [32] plantea una nueva definición del factor de potencia, al que llama factor de calidad de transferencia de potencia (QF), e incluye tres términos en su expresión (1.14). El primer término corresponde a la definición convencional, mientras que el segundo y el tercer término expresan la tasa de distorsión armónica para tensión e intensidad, respectivamente. Cada uno de los términos lleva incorporado un coeficiente que pondera el grado de influencia en el valor total.

$$QF = k_1 \cos \varphi_1 + k_2 \left(1 - \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_k^2}}{V_1} \right) + k_3 \left(1 - \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \right) \quad (1.14)$$

donde φ_1 es el desfase entre la tensión y la corriente fundamentales, k y h el orden de los armónicos de tensión y corriente, respectivamente, y k_1 , k_2 y k_3 son los pesos cuya suma es igual a la unidad. La determinación de los valores de los pesos viene dada por criterios económicos que consideran, por un lado, la inversión que representa compensar la potencia reactiva y la distorsión armónica y por otra parte, el ahorro que supone el empleo de dichas técnicas de compensación.

Pese a todas las discrepancias presentadas, todos los autores coinciden en que la relación entre potencia activa y aparente, es una incuestionable medida del aprovechamiento del sistema.

De todos los métodos analizados, parece coherente aceptar la definición de potencia reactiva en el sentido Pillet, es decir, como indicador del valor medio de la energía almacenada por los componentes reactivos, positiva para las bobinas y negativa para los condensadores, durante un periodo. La decisión se basa en que a su cómoda determinación se une su claro sentido físico.

1.3. Comparación entre reactiva según Pillet y convencional

Para poner de manifiesto las diferencias que pueden producirse en función de la definición de potencia reactiva que se adopte, se realiza un ejemplo [25] sobre un convertidor trifásico AC-DC, actuando sobre carga activa resistivo-inductiva, con factor de carga definido en (1.15), como el mostrado en la figura 1.1.

$$q = \frac{\omega L}{R} \quad (1.15)$$

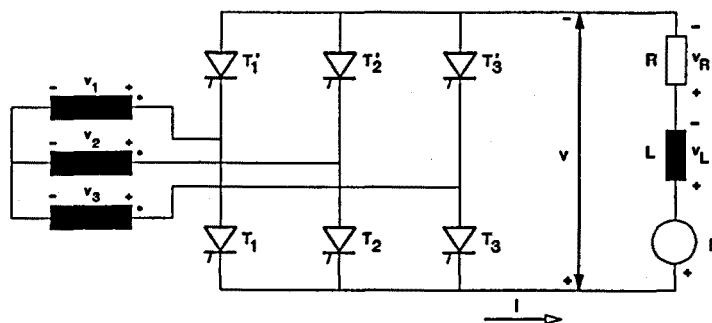


Figura 1.1. Puente trifásico con carga R-L-E.

En el caso más general, el puente trifásico integra dos conmutadores: positivo (CP, tiristores T1 a T3) y negativo (CN, tiristores T'1 a T'3). El conjunto es controlado mediante una **función de control** o relación entre sus ángulos de disparo $\psi_N=f(\psi_P)$; el par de valores correspondientes a los citados ángulos de disparo se define como el **vector de control** (ψ_P, ψ_N) . Todas las funciones de control posibles producen índice de pulsación 3, con exclusión de la que atañe al puente controlado (PC con $\psi_P=\psi_N=\psi$) a la que corresponde índice de 6. Por otra parte, la posibilidad de operación en dos cuadrantes, impone que ambos ángulos de disparo sean controlables.

Con objeto de reducir el número de variables en juego, se normalizan parámetros y resultados a resistencia de carga (R) y amplitud de tensión de línea (V_{LM}). A efectos de notación, se distingue con asteriscos a los coeficientes normalizados. Asimismo, los resultados se encuentran mediante simulación con el programa SCOPT (*Simulación de la CONexión de Puentes Trifásicos*) [21].

El cálculo o medición de potencia reactiva es consecuente a su previa definición, en este ejemplo, se comparan los resultados obtenidos mediante dos definiciones. La primera, según Pillet, que une a su sentido físico propiedades similares a la activa (en particular la aditividad); su aplicación desde el lado de red corresponde a (1.4). La segunda, según Budeanu (1.1), será denominada convencional.

Se alimentará al circuito con una tensión de red puramente senoidal y con tensión provista de componentes armónicos. Las tasas de distorsión armónica de la tensión de red suelen especificarse atendiendo exclusivamente a la amplitud de sus componentes armónicas. Sin embargo, al tratarse de magnitudes fasoriales, se infiere que su desfase debe influir sobre los consumos de potencias puestos en juego cuando se alimenta a cargas no lineales, debido a la interacción de los armónicos del mismo orden de la tensión y de la intensidad.

Las figuras¹ 1.2 a 1.4 representan las curvas de variación de las componentes de potencia, en función del ángulo de disparo de un convertidor en puente semicontrolado (PSC) con carga definida por $q=1$ y $E^*=0,5$ para tensión de fase sinusoidal (trazo discontinuo), así como las correspondientes a la presencia de un 2% de tensión de segundo armónico con fases de 30, 150 y 270 grados (trazo continuo).

Se observa una influencia prácticamente nula sobre la potencia activa; en cuanto a la reactiva, se obtiene el mismo comportamiento con ambas definiciones cuando la alimentación es sinusoidal, y se aprecian desviaciones máximas en torno al 5% con respecto a los valores obtenidos en ausencia de armónicos, y del 8% como variación relativa por incidencia de la fase (sentido Pillet) o bien del 3,5% y 4,8% (sentido convencional).

¹ Las figuras presentadas en este trabajo han sido generadas mediante Harvard Graphics.

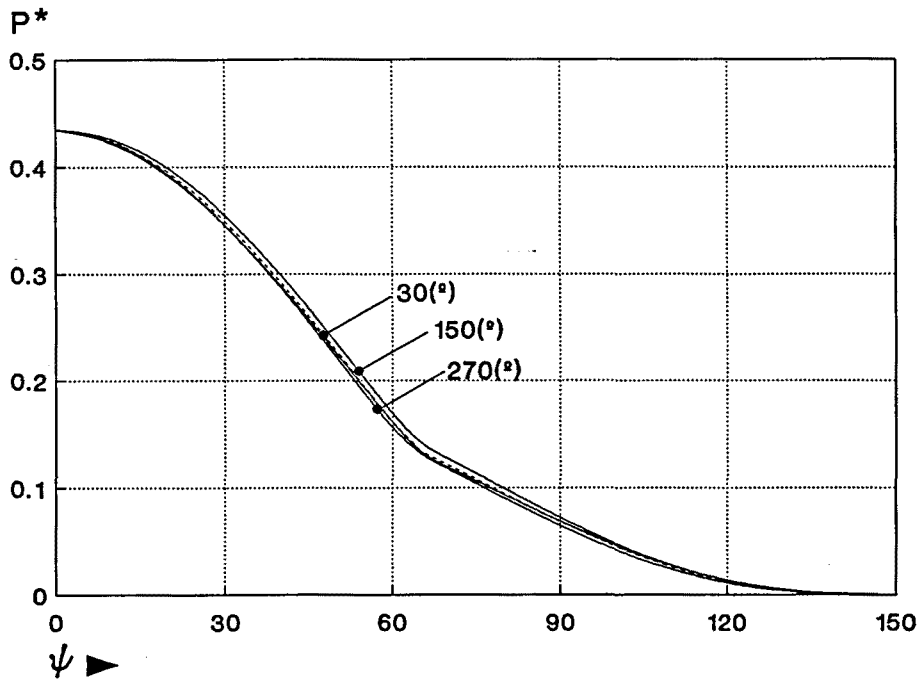


Figura 1.2. Potencia activa en el puente semicontrolado.

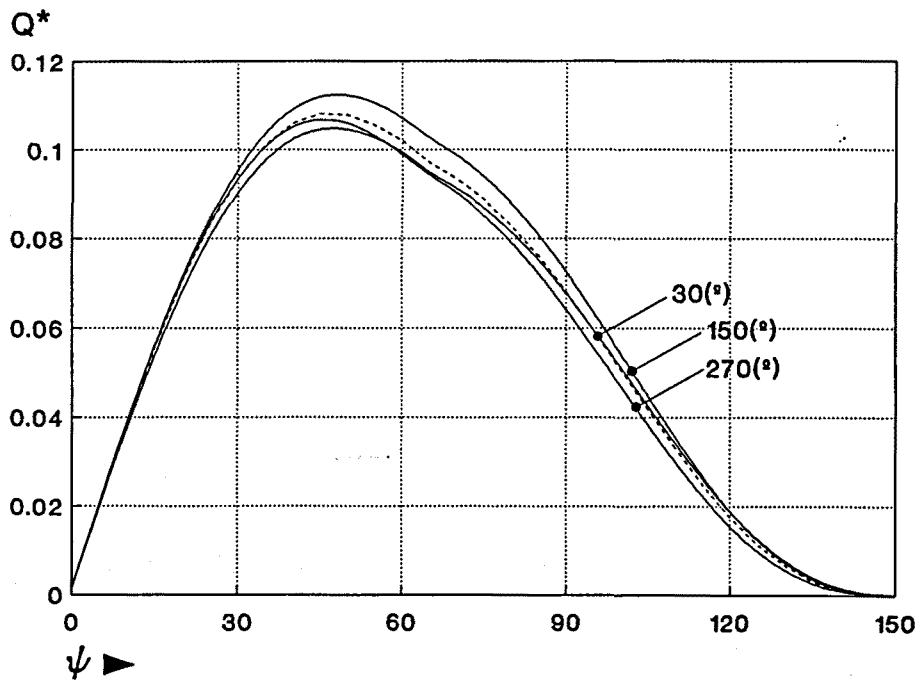


Figura 1.3. Potencia reactiva (Pillet) en el puente semicontrolado.

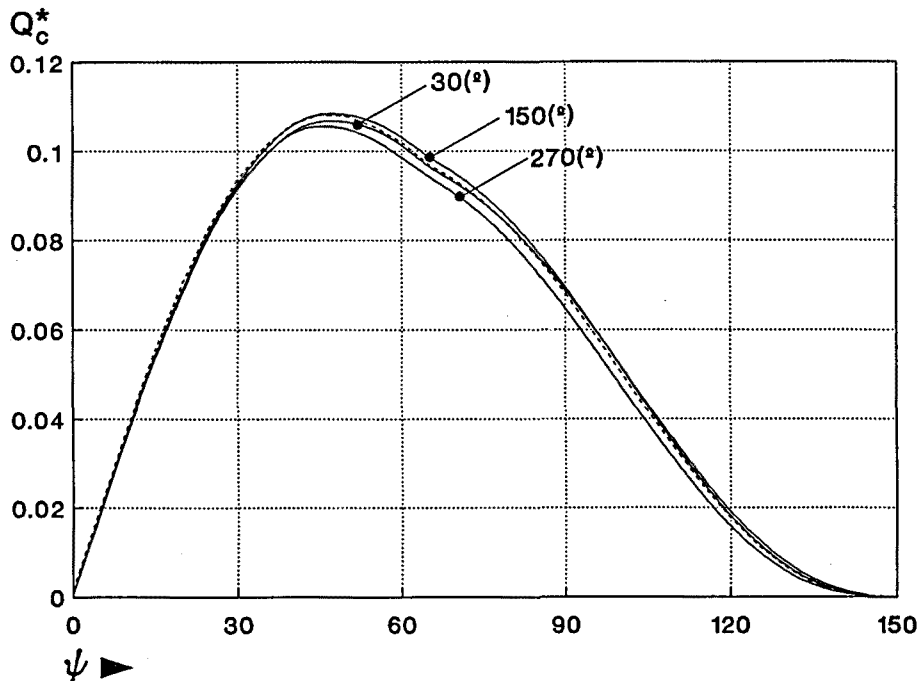


Figura 1.4. Potencia reactiva (convencional) en el puente semicontrolado.

Como medida de la incidencia sobre la potencia en valores reales se presenta una aplicación en un convertidor alimentado desde red de $V_L=380(V)$ 50(Hz) trabajando sobre carga activa con $R=10(\Omega)$, $L=31,8(mH)$, relativo a un PSC con $E=269(V)$ y $\psi=60^\circ$. La tabla 1.1 expone los consumos de potencia para este caso.

Valor segundo armónico	P(kW)	Q(kVAr)	$Q_c(kVAr)$
Ninguno	4,67	2,95	2,95
2% y 30 grados	4,65	2,88	2,94
2% y 150 grados	4,88	3,10	2,99
2% y 270 grados	4,48	2,86	2,85

Tabla 1.1. Valores reales de las componentes de potencia en un punto de trabajo concreto.

Las figuras 1.5 a 1.10 ilustran los resultados de un análisis similar para un PC con funcionamiento en dos cuadrantes, cuando la tensión de fase contiene un 5% de tensión de quinto armónico y con valores de fase de 30, 150 y 270 grados. Se eligen idénticos parámetros de carga a los que fueron adoptados en el caso de convertidor con PSC. Las curvas mantienen el convenio de representación

de las anteriores y corresponden a régimen de trabajo como rectificador ($E^*=0,5$) o bien como ondulator ($E^*=-0,5$).

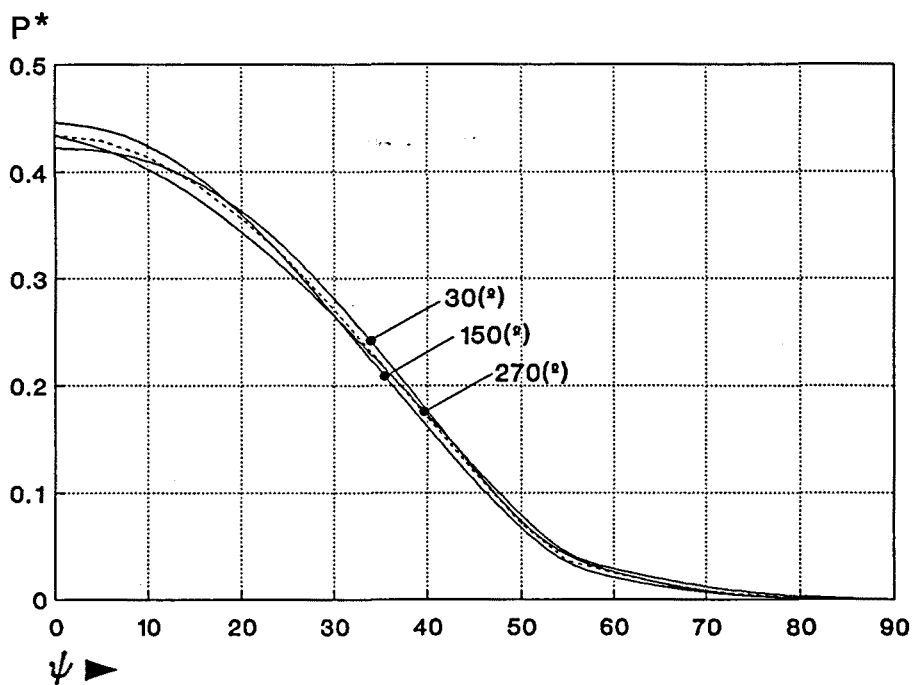


Figura 1.5. Potencia activa en el puente controlado. Rectificador.

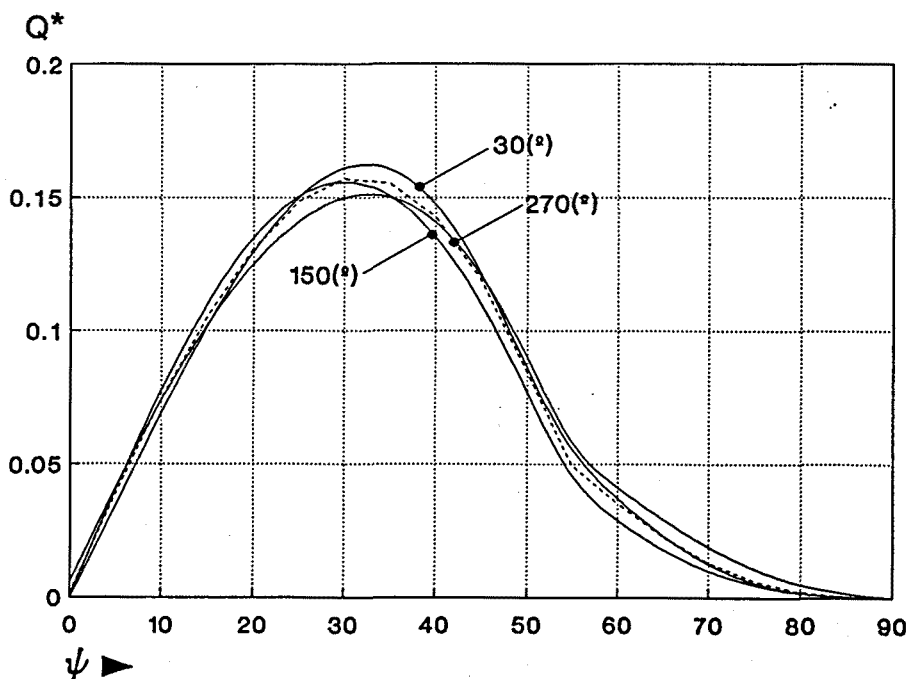


Figura 1.6. Potencia reactiva (Pillet) en el puente controlado. Rectificador.

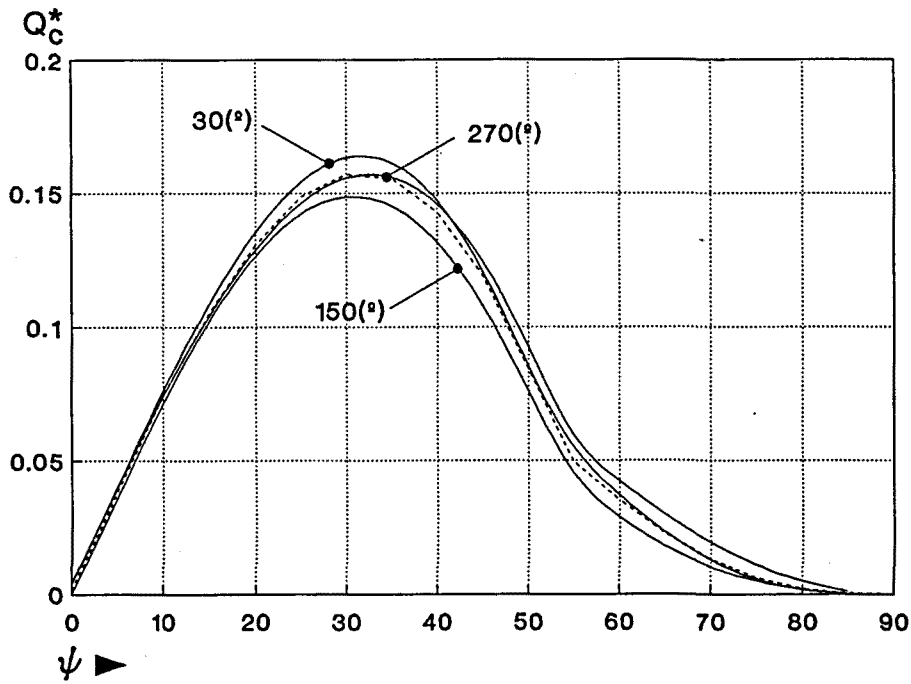


Figura 1.7. Potencia reactiva (convencional) en el puente controlado. Rectificador.

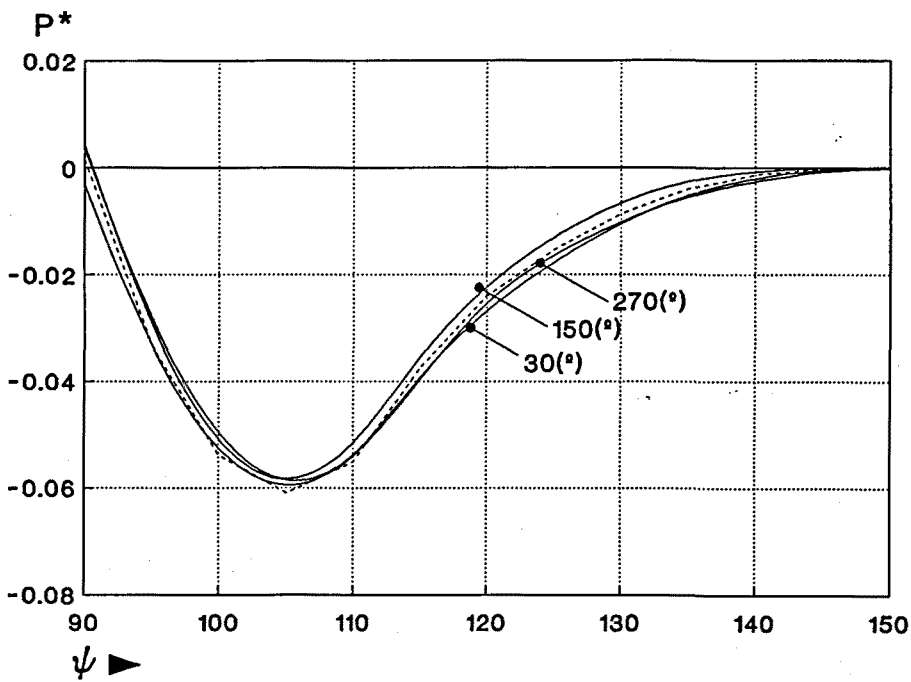


Figura 1.8. Potencia activa en el puente controlado. Ondulador.

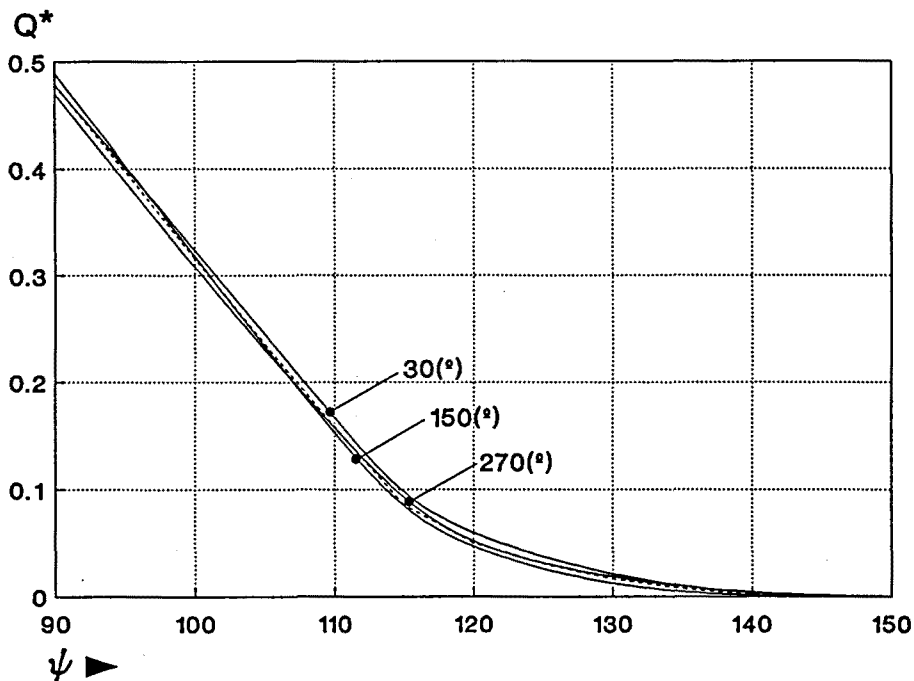


Figura 1.9. Potencia reactiva (Pillet) en el puente controlado. Ondulador.

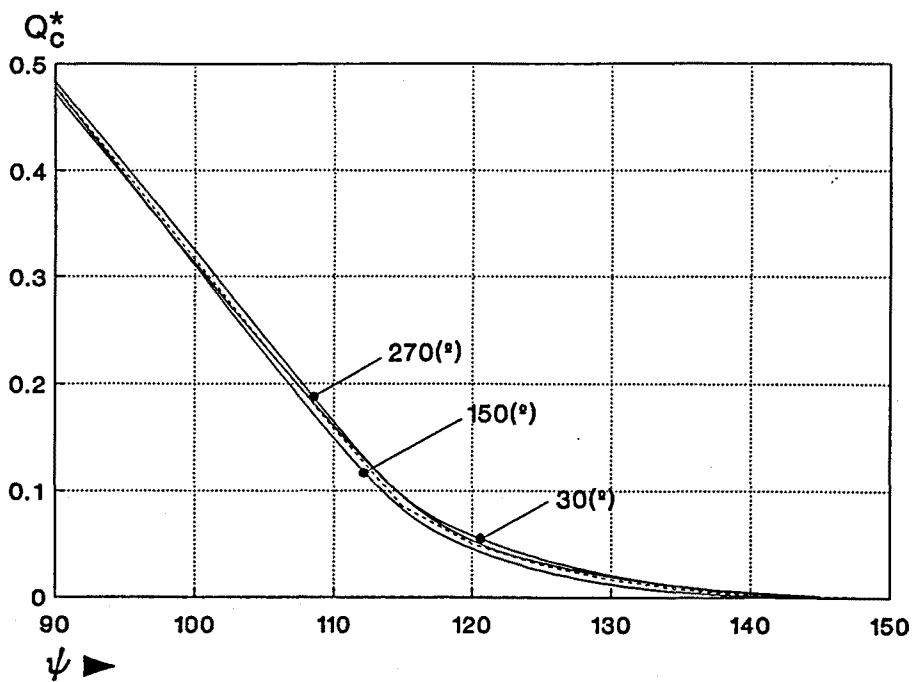


Figura 1.10. Potencia reactiva (convencional) en el puente controlado. Ondulador.

La inspección de las citadas figuras pone en evidencia una escasa influencia del armónico sobre la potencia activa, así como sobre la reactiva en sentido Pillet. No sucede lo mismo con la potencia reactiva definida en sentido convencional que registra desviaciones del orden del 5,7% como rectificador y del 3,7% como ondulator, con respecto a los valores obtenidos en ausencia de armónicos. Si se considera la desviación relativa debida a la influencia de la fase del armónico, se obtiene el 10,6% para el rectificador y 6,8% como ondulator.

Para poder evaluar con más detalle las variaciones derivadas de la definición de reactiva adoptada, se realiza una aplicación en valores reales sobre un convertidor alimentado desde red de $V_L=380(V)$ 50(Hz) trabajando sobre carga activa con $R=10(\Omega)$, $L=31,8(mH)$, que corresponde a dos puntos de trabajo de un PC, uno como rectificador con $E=269(V)$ y $\psi=35^\circ$ y otro como ondulator con $E=-269(V)$ y $\psi=105^\circ$, cuyos resultados recoge la tabla 1.2.

Valor quinto armónico	P(kW)	Q(kVAr)	Q _c (kVAr)	P(kW)	Q(kVAr)	Q _c (kVAr)
Ninguno	6,40	4,50	4,50	-1,76	6,80	6,80
5% y 30 grados	6,67	4,70	4,72	-1,75	7,06	7,01
5% y 150 grados	6,16	4,40	4,24	-1,75	6,71	6,55
5% y 270 grados	6,36	4,38	4,55	-1,77	6,63	6,76
	Rectificador			Ondulator		

Tabla 1.2. Valores reales de las componentes de potencia en dos puntos de trabajo concretos.

Los resultados obtenidos en las dos aplicaciones presentadas demuestran que existe una cierta disparidad en los valores correspondientes a la potencia reactiva, con clara dependencia del criterio de definición de ésta, ante redes de alimentación contaminadas. La tasa de distorsión armónica, para segundo y quinto armónico, que se ha empleado en los ejemplos anteriores, no supera la marcada por la normativa, tal y como se verá en el siguiente apartado.

1.4. Limitación armónica. Norma EN 60555/2

La presencia de armónicos en la red, altera el funcionamiento de los equipos que puedan estar conectados a la misma [1], a la vez que dichos equipos generan nuevos armónicos que son enviados a la red, generándose más perturbaciones. Existe un claro interés en fijar los niveles máximos de contaminación para poder disponer de sistemas de suministro en condiciones aceptables.

La normativa básica, con el título de "Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 2: Entorno. Sección 2: Niveles de compatibilidad para las perturbaciones conducidas de baja frecuencia y la transmisión de señales de suministro público en baja tensión", está recogida en los siguientes documentos:

Norma Española UNE ENV 61000-2-2

Norma Europea ENV 61000-2-2 [6]

Norma CEI IEC 1000-2-2

Esta reglamentación se aplica a las perturbaciones conducidas en la gama de frecuencia de hasta 10KHz de aparatos eléctricos y electrónicos y sistemas de transmisión de señales por la red, y fija los niveles de compatibilidad de redes de distribución en corriente alterna a baja tensión; con tensiones nominales máximas de 240 V en monofásico ó 415 V en trifásico y frecuencias nominales de 50 Hz ó 60 Hz.

Por otra parte, la normativa de producto o familia de producto, titulada "Perturbaciones producidas en las redes de alimentación por los aparatos electrodomésticos y los equipos análogos", está contenida en las siguientes publicaciones:

Norma Española UNE 21-806-90

Norma Europea EN 60555

Norma CEI IEC 555

Consta de un conjunto de normas, que se detallan a continuación:

EN 60555/1 Primera parte: Definiciones.

EN 60555/2 [6] Segunda parte: Armónicos.

EN 60555/3 Tercera parte: Fluctuaciones de tensión.

Su campo de aplicación incluye los aparatos eléctricos y electrónicos para usos domésticos y análogos, destinados a ser conectados a redes de distribución en corriente alterna de los tipos siguientes:

Tensión nominal hasta 240 V, en monofásico, de dos o tres hilos.

Tensión nominal hasta 415 V, en trifásico, de tres o cuatro hilos.

Frecuencia nominal de 50 Hz ó 60 Hz.

La norma básica ENV 61000-2-2, comentada en primer lugar, establece los niveles de compatibilidad electromagnética para las tensiones armónicas en las redes de baja tensión y las limitaciones que impone, y viene dada por los valores contenidos en la tabla 1.3.

Orden del armónico (k)	Tensión armónica (%)
5	6,0
7	5,0
11	3,5
13	3,0
17	2,0
19	1,5
23	1,5
25	1,5
>25	$0,2 + 12,5/k$
3	5,0
9	1,5
15	0,3
21	0,2
>21	0,2
2	2,0
4	1,0
6	0,5
8	0,5
10	0,5
12	0,2
>12	0,2

Tabla 1.3. Niveles de CEM para las tensiones armónicas según ENV 61000-2-2.

Esta norma impone el máximo porcentaje que puede tener un determinado armónico que se haya superpuesto a la tensión de red. Como puede comprobarse, los niveles empleados en los ejemplos del apartado anterior cumplen la normativa.

Análogamente, la norma EN 60555/2, establece los límites máximos del valor eficaz de las componentes de intensidad de red medidas a 230(V) entre fase y neutro o a 400(V) entre fases, tal como se muestra en la tabla 1.4.

ORDEN (k)	I _k (A)
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
15 ≤ k ≤ 39	0,15.15/k
2	1,08
4	0,43
6	0,30
8 ≤ k ≤ 40	0,23.8/k

Tabla 1.4. Límites de la intensidad armónica máxima según la norma EN 60555/2.

En el caso del puente trifásico, éste produce una inyección armónica en la red que comprende componentes de órdenes $pn \pm 1$, siendo p el índice de pulsación y n entero. Puesto que la norma es más severa en los límites que corresponden a armónicos pares, impone menor restricción al puente controlado que a cualquier otro, entre ellos al semicontrolado.

Por otra parte, ya que la norma establece los límites en intensidad, el riesgo de superar las fronteras de la misma aumenta en la medida que disminuye la resistencia de carga. La normalización (1.16) de cualquiera de los valores máximos de la tabla corrobora este hecho, puesto que el límite normalizado permisible aumenta con el valor de la resistencia de carga.

$$I_k^* = \frac{I_k}{V_{LM}} R = \frac{I_k}{230 \sqrt{6}} R \quad (1.16)$$

Como la amplitud de los armónicos de intensidad depende del punto de trabajo, en consecuencia del tipo de carga y de los ángulos de disparo, es posible determinar las zonas de funcionamiento que incumplen la normativa. Indudablemente, dentro de las funciones de control usuales, la mayor restricción está impuesta por el quinto armónico en el caso de PC y el segundo en el PSC.

A modo de ejemplo para tres valores del factor de carga ($q=0,1$, $q=1$, $q=10$), las figuras 1.11 a 1.16, relativas a puente semicontrolado y controlado, permiten el cálculo del valor mínimo del ángulo de disparo que garantiza el cumplimiento de la norma, para una f.e.m. normalizada determinada, si la tensión de fase está exenta de armónicos.

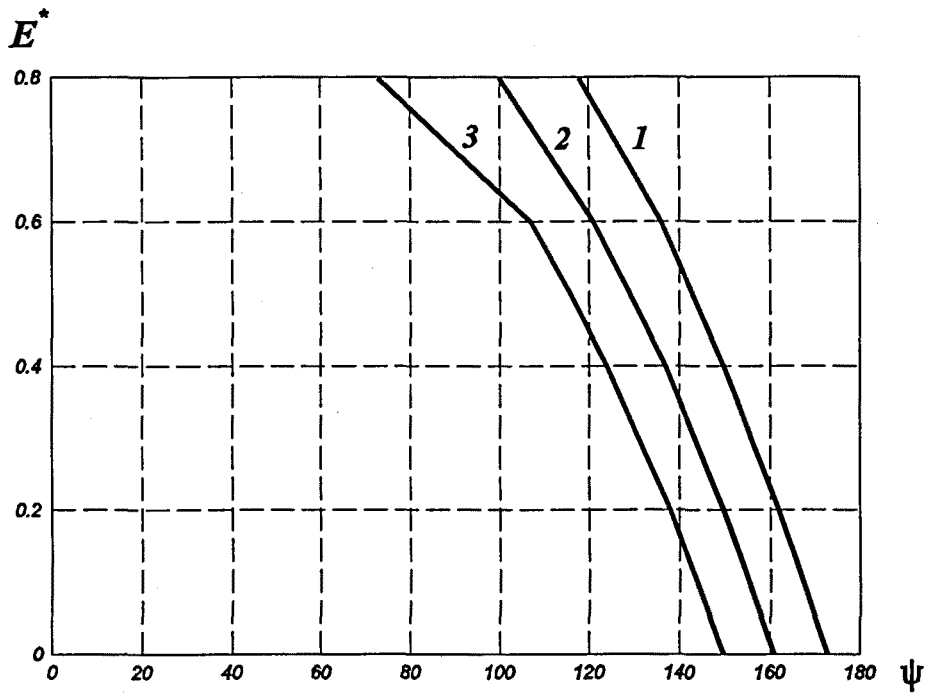


Figura 1.11. Puente semicontrolado, $q=0,1$. 1:R=1 Ω , 2:R=10 Ω , 3:R=25 Ω .

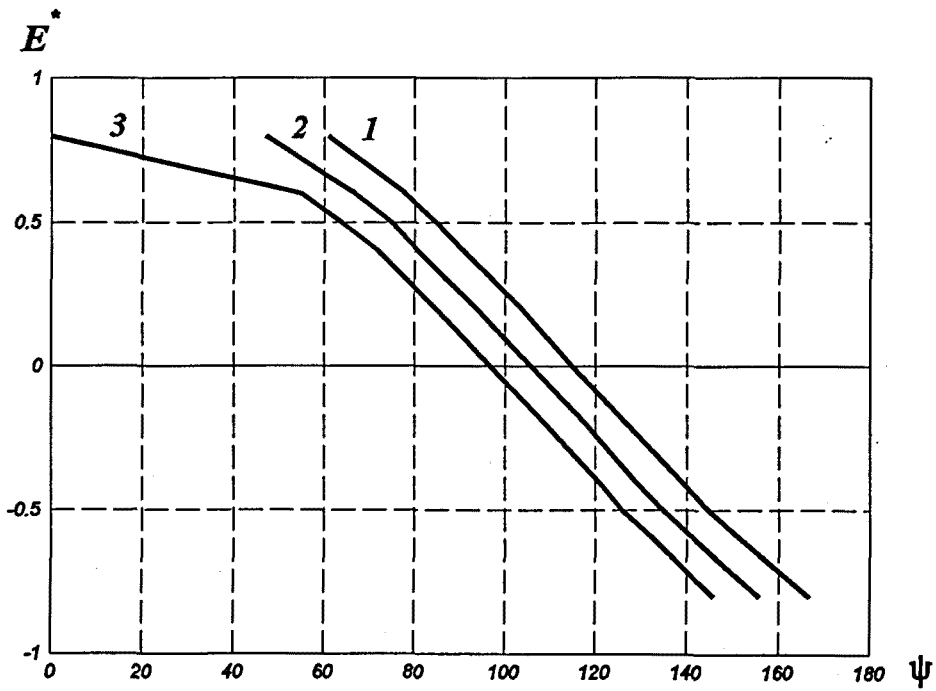


Figura 1.12. Puente controlado, $q=0,1$. 1:R=1 Ω , 2:R=10 Ω , 3:R=25 Ω .

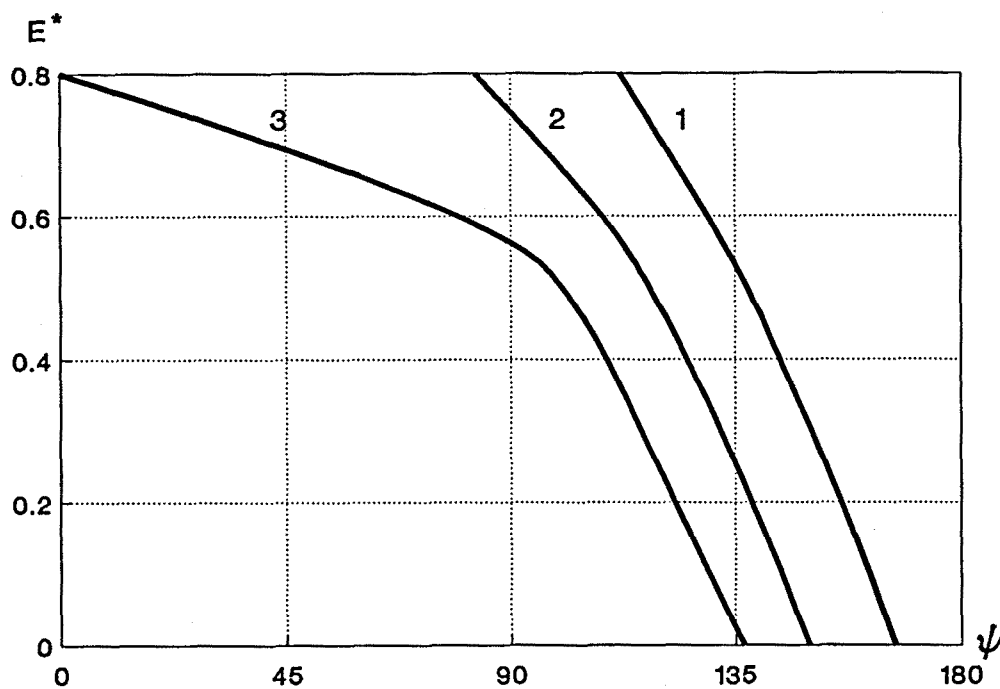


Figura 1.13. Puente semicontrolado, $q=1$. 1: $R=1\Omega$, 2: $R=10\Omega$, 3: $R=25\Omega$.

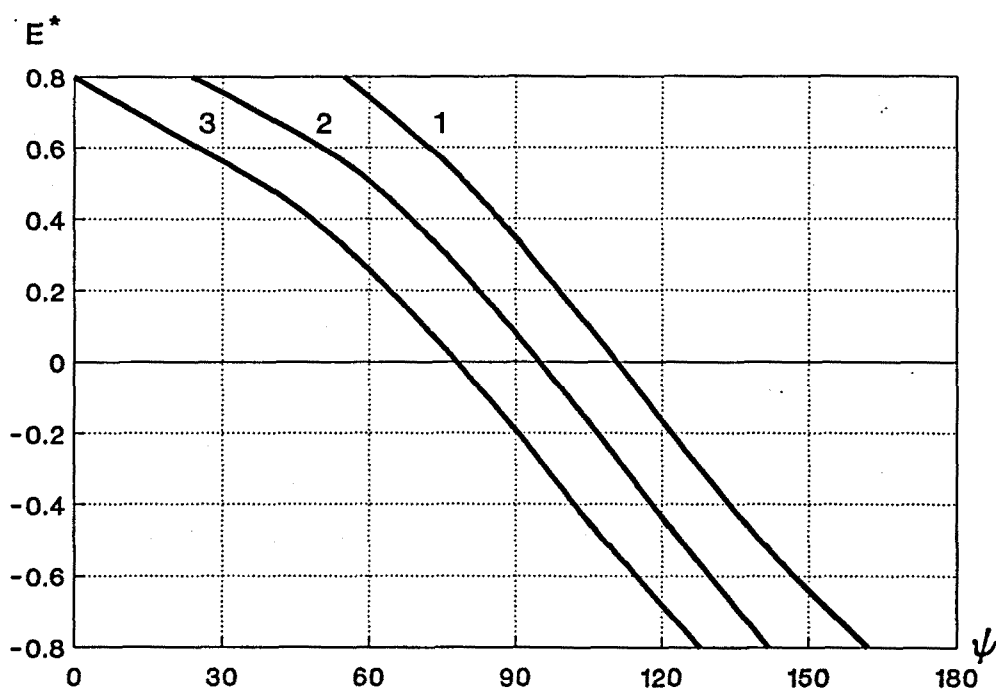


Figura 1.14. Puente controlado, $q=1$. 1: $R=1\Omega$, 2: $R=10\Omega$, 3: $R=25\Omega$.

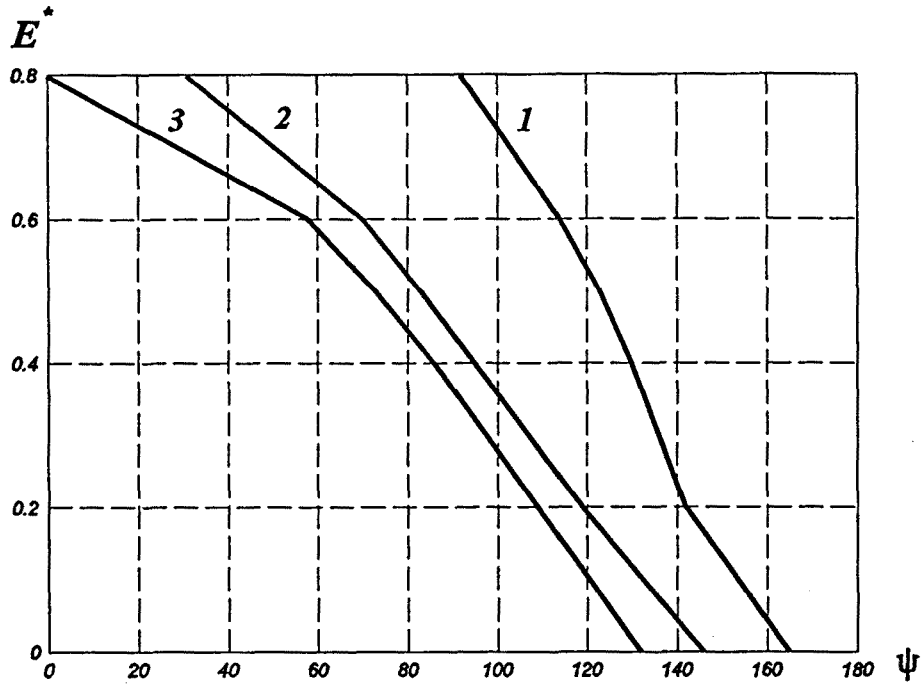


Figura 1.15. Puente semicontrolado, $q=10$. 1: $R=1\Omega$, 2: $R=10\Omega$, 3: $R=25\Omega$.

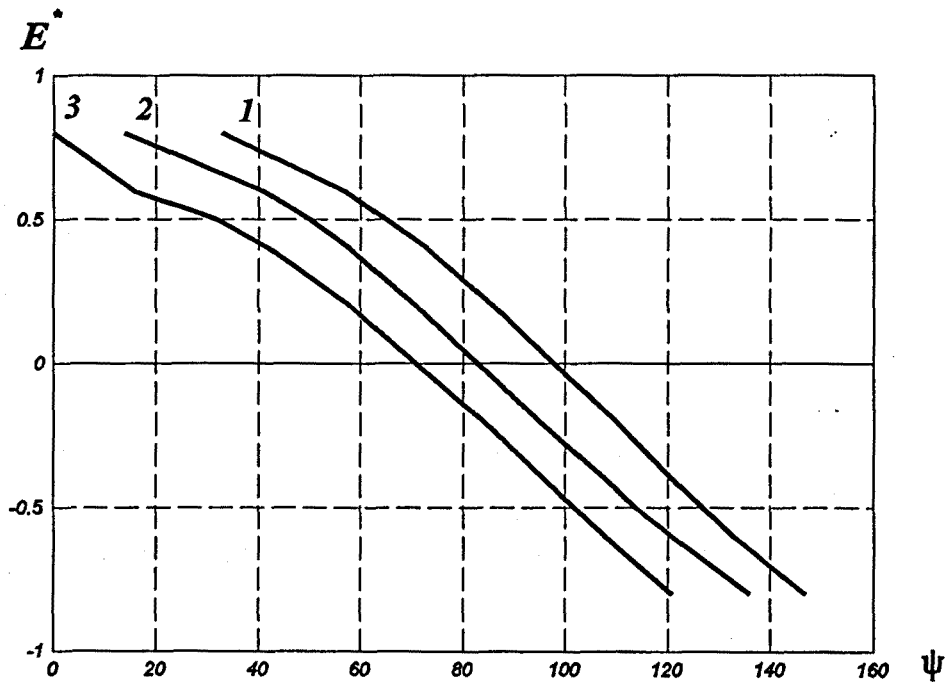


Figura 1.16. Puente controlado, $q=10$. 1: $R=1\Omega$, 2: $R=10\Omega$, 3: $R=25\Omega$.

De la inspección de las citadas figuras, se infiere que el cumplimiento de la norma relativa a armónicos de intensidad, limita el margen de regulación para ambos tipos de convertidores, ampliándose dicha limitación a medida que disminuyen los valores de la resistencia de carga y del factor de carga.

1.5. Influencia de los armónicos de tensión en la potencia reactiva

En el apartado 1.3, se generaron una serie de figuras con el objeto de comprobar la discrepancia que se producía entre adoptar una u otra definición de potencia reactiva, aquéllas gráficas sirven también para ilustrar este apartado, ya que en ellas se pone de manifiesto que al cambiar la composición armónica de la tensión de alimentación, se producen variaciones en el consumo de reactiva. También, se observa que la influencia viene condicionada por la fase del armónico de tensión considerado, por ello se analiza por separado la influencia de la amplitud y de la fase.

1.5.1. Influencia de la amplitud

Se presentan varias aplicaciones, en las que se hace variar la amplitud del armónico de tensión en valores que están permitidos por la normativa y otros que la incumplen, mientras la fase se mantiene constante. Los ejemplos, se realizan sobre puente semicontrolado y controlado, funcionando éste último en régimen de rectificador y de ondulator no autónomo. Para cada ejemplo, se dan los datos de partida y los resultados se exponen en diversas tablas donde figura, el valor del armónico considerado, la potencia reactiva en sentido Pillet, la potencia reactiva convencional y el error o diferencia que se obtiene entre ambas.

A.- Ejemplo de aplicación 1.1

Se trabaja con un puente semicontrolado, con los siguientes datos: $R=10(\Omega)$, $L=3,18(\text{mH})$, $E=269(\text{V})$ y $\psi=60^\circ$. Los resultados aparecen en la tabla 1.5.

Valor segundo armónico	Q(kVAr)	Q _c (kVAr)	$ \epsilon_Q (\%)$
2% y 150 grados	1,67	1,55	7,2
3% y 150 grados (*)	1,71	1,59	7,0
10% y 150 grados (*)	2,00	1,89	5,5

Tabla 1.5. Influencia de la amplitud del armónico de tensión en un punto de trabajo concreto.

Los valores del segundo armónico marcados con (*) indican que incumplen la norma europea ENV 61000-2-2. De la tabla se deduce que, a medida que varía la amplitud se producen ligeras variaciones en la reactiva, definida en ambos sentidos, y que la discrepancia entre las dos definiciones disminuye al aumentar la amplitud de los armónicos analizados.

B.- Ejemplo de aplicación 1.2

Se realiza una nueva aplicación con el puente semicontrolado, variando los datos referentes a la carga: $R=50(\Omega)$, $L=15,9(\text{mH})$, $E=269(\text{V})$ y $\psi=60^\circ$. Los resultados para este caso, se muestran en la tabla 1.6.

Valor segundo armónico	Q(kVAr)	Q _c (kVAr)	$ \epsilon_Q (\%)$
2% y 150 grados	0,33	0,31	7,2
3% y 150 grados (*)	0,34	0,32	7,0
10% y 150 grados (*)	0,40	0,38	5,5

Tabla 1.6. Influencia de la amplitud del armónico de tensión en un punto de trabajo concreto.

El factor de carga, q , es el mismo en ambos ejemplos, ello explica que los valores de las discrepancias se mantengan, lo que diferencia un caso del otro es que el ejemplo 1.1 ($R=10\Omega$) no cumple la normativa en cuanto a armónicos de intensidad, mientras que la segunda aplicación ($R=50\Omega$) está dentro de la norma EN 60555/2.

C.- Ejemplo de aplicación 1.3

En este caso, se realiza la aplicación sobre un puente controlado, que puede funcionar como rectificador o como ondulator. La tensión de fase lleva asociado un quinto armónico, que varía su amplitud y mantiene su fase constante. Se trabaja con los siguientes datos: $R=10(\Omega)$, $L=3,18(\text{mH})$, con $E=269(\text{V})$, $\psi=35^\circ$ para el rectificador y $E=-269(\text{V})$, $\psi=105^\circ$ para el ondulator. Los resultados se presentan en la tabla 1.7.

Valor quinto armónico	Q(kVAr)	Q _c (kVAr)	$ \epsilon_Q (\%)$	Q(kVAr)	Q _c (kVAr)	$ \epsilon_Q (\%)$
5% y 150 grados	3,88	3,60	7,2	8,02	7,52	6,2
7% y 150 grados (*)	3,85	3,50	9,1	8,13	7,53	7,4
10% y 150 grados (*)	3,81	3,34	12,3	8,33	7,56	9,2
	Rectificador			Ondulator		

Tabla 1.7. Influencia de la amplitud del armónico de tensión en dos puntos de trabajo concretos.

Se señala con (*) a los valores del quinto armónico que incumplen la norma ENV 61000-2-2. De los resultados de la tabla 1.7, se observa una ligera variación de la potencia reactiva al variar la amplitud, tanto para la definición dada por Pillet, como para la convencional, en cambio, si que se constata una importante discrepancia entre los valores que suministra una u otra definición, en

concreto se alcanzan diferencias del orden del 12%.

Al igual que sucede en el caso del PSC, con los datos tomadas para la carga, este montaje no cumple con la normativa referente a la limitación de intensidad armónica, se presenta, a continuación otro ejemplo con distintos valores de carga, que se adapta a la norma EN 60555/2.

D.- Ejemplo de aplicación 1.4

Los datos tomados para este caso, son los siguientes: $R=50(\Omega)$, $L=15,9(\text{mH})$, con $E=269(\text{V})$, $\psi=35^\circ$ cuando funciona como rectificador y $E=-269(\text{V})$, $\psi=105^\circ$, en caso de funcionamiento como ondulator no autónomo. Los resultados ilustran la tabla 1.8.

Valor quinto armónico	Q(kVAr)	Q _c (kVAr)	$ \epsilon_Q (\%)$	Q(kVAr)	Q _c (kVAr)	$ \epsilon_Q (\%)$
5% y 150 grados	0,77	0,72	7,2	1,60	1,50	6,2
7% y 150 grados (*)	0,77	0,70	9,1	1,63	1,51	7,4
10% y 150 grados (*)	0,76	0,67	12,3	1,67	1,51	9,2
	Rectificador			Ondulator		

Tabla 1.8. Influencia de la amplitud del armónico de tensión en dos puntos de trabajo concretos.

Comparando, con el ejemplo anterior, se aprecia que los valores relativos correspondientes a la diferencia entre una y otra definición, no han variado, debido a que en ambos casos se mantiene el mismo factor de carga. Por otra parte, se observa que la influencia de la variación de la amplitud del quinto armónico es más baja en esta aplicación que en la anterior.

1.5.2. Influencia de la fase

La influencia de la fase de los armónicos de tensión, en la potencia reactiva, ha sido ya puesta de manifiesto, en las figuras 1.2 a 1.10 y las tablas 1.1 y 1.2, correspondientes al apartado 1.3, donde se comparaba la definición de reactiva dada por Pillet con la definición convencional. En los puntos de trabajo concretos, que han sido analizados, se ha podido valorar que dicha influencia puede alcanzar cotas del orden del 8% para el PSC y del 10,6% y el 6,8% para el puente controlado, funcionando respectivamente, como rectificador y ondulator.

Para dejar constancia de que la influencia de la fase puede llegar a ser de un elevado valor, se presenta un ejemplo que se caracteriza por funcionar en conducción intermitente y por incumplir la normativa, respecto a la limitación de armónicos de intensidad de red. Los datos correspondientes a esta aplicación desarrollada en estructura de puente controlado, son los siguientes: $R=0,5(\Omega)$, $L=159(\mu\text{H})$, $E=430(\text{V})$ y $\psi=60^\circ$. Los resultados se recogen en la tabla 1.9.

Valor quinto armónico	V_m (V)	P(kW)	Q(kVAr)	Q_c (kVAr)	$ \epsilon_Q $ (%)
Ninguno	431,4	1,28	0,90	0,89	0,11
5% y 30 grados	434,3	3,95	2,82	2,91	3,2
5% y 150 grados	431,8	1,68	1,18	1,15	2,9
5% y 270 grados	430,2	0,25	0,17	0,16	4,1

Tabla 1.9. Influencia de la fase del armónico de tensión en un punto de trabajo concreto.

Analizando la información de la tabla anterior, se observa que la fase prácticamente no influye en el valor medio de la tensión de salida del puente, en cambio en las potencias activa y reactiva (con ambas definiciones) produce una variación de hasta tres veces con respecto al consumo que se tendría en ausencia de armónicos. La discrepancia entre un tipo y otro de definición, puede llegar al 4% en el caso de 270° de ángulo de fase.

CAPÍTULO 2

POTENCIA REACTIVA Y DISTORSIÓN ARMÓNICA

2.1. Introducción

La creciente utilización de cargas no lineales en general, y de convertidores estáticos en particular, empeora las condiciones del suministro de energía eléctrica a través de la red de distribución. Esta influencia se engloba bajo el nombre de contaminación de red. Este término será considerado, en el presente trabajo, desde dos vertientes: la de **generación de armónicos** y la del **incremento de las componentes no activas de la potencia**. El objetivo que se persigue en todo diseño de sistemas de potencia es minimizar estos dos aspectos de la contaminación de red.

En la actualidad, los convertidores alterna-continua pueden realizarse mediante sistemas que emplean semiconductores controlados, o bien utilizando técnicas que proponen conectar un sistema rectificador no controlado y un convertidor continua-continua [13]. Los primeros, suelen emplearse para potencias medias y altas, pueden funcionar como rectificador o como ondulator no autónomo y como circuito representativo de este grupo, podría citarse el puente trifásico controlado. Los segundos, son de más reciente implantación, se emplean básicamente para potencias bajas y una aplicación típica de los mismos, consiste en ser utilizados como sistema de alimentación de ordenadores personales. En este caso, suelen estar formados por un rectificador monofásico no controlado y un convertidor continua-continua tipo boost. Este estudio, se ciñe al análisis de distorsión en el lado de red del primer tipo de convertidores alterna-continua.

Siguiendo los trabajos desarrollados por el Profesor R. Pindado, se pretende complementar las conclusiones presentadas por él [21] y [22]. En las referencias citadas, se analizan distintas estrategias de control de convertidores alterna-continua con carga activa, con el objetivo de minimizar la potencia reactiva, que es uno de los aspectos de la contaminación de red. Sin embargo, no se considera la evaluación de la distorsión armónica que puede corroborar o contradecir las mencionadas conclusiones.

2.2. Distorsión armónica

En primer lugar, es necesario determinar una expresión que permita cuantificar los armónicos generados en cada estructura empleada, y que sirva, a su vez como factor de comparación entre

las distintas estrategias de control que puedan ser analizadas.

Para cumplir esta función se ha adoptado el índice armónico (THD), definido según (2.1).

$$THD \doteq \left[\frac{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2}{I_1^2} - 1 \right] 100 = \left[\frac{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}{I_1^2} \right] 100 \quad (2.1)$$

Expresión que coincide con la dada por la norma EN 60555/2 [6], y en la que I_k representa el valor eficaz de cada componente armónico de la intensidad de fase en el lado de red.

Asimismo es necesario disponer de una herramienta de cálculo, que permita conocer el espectro frecuencial de la intensidad de fase. Con este fin, se ha desarrollado el programa FFT (*Fast Fourier Transform*), que realiza el análisis en el dominio de la frecuencia de las formas de onda, que han sido previamente importadas. La estructura de este programa es objeto de estudio en el anexo 1.

2.3. Aplicación al puente trifásico

El programa comentado en el apartado anterior, es de uso general para cualquier tipo de señal que se pretenda descomponer en su suma de armónicos, sin embargo, en este trabajo se emplea para el caso particular del puente trifásico mostrado en la figura 2.1.

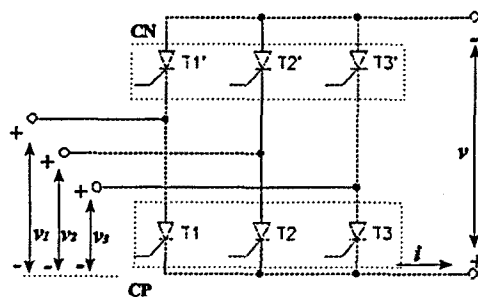


Figura 2.1

En principio, se analiza el puente controlado. Se parte de los ficheros generados por el programa SCOPT[21], que son archivos compuestos por 1200 muestras que describen la evolución de la intensidad de fase en el lado de red del puente trifásico. A partir de los mismos, se desarrolla la descomposición armónica correspondiente y se representa mediante un programa gráfico.

El sistema descrito se aplica a tres casos concretos, que son los mismos que fueron analizados en [21] con el objetivo de minimizar la potencia reactiva y en base a ello, se extrajeron unas determinadas conclusiones. Se pretende comprobar, si a efectos de la distorsión armónica son válidas las mencionadas conclusiones. Las tres aplicaciones anteriores, se estudian conjugando distintas soluciones, para tres valores de la tensión de alimentación del secundario del transformador (V_{LM}) y cinco del factor de carga (q), definido según (1.15).

2.3.1. Puente controlado. Ejemplo de aplicación 2.1

El puente trabaja como rectificador sobre carga activa constituida por f.e.m.(E) de 186,67 V con resistencia unitaria. El valor medio de la intensidad es de 70,62 A. Se trabaja con valores de q de 0,1-0,5-1-5-10, y para V_{LM} de 269,44 V-311,13 V-538,89 V. Para cada combinación de la tensión de alimentación y del factor de carga, se busca el valor del ángulo de disparo (ψ) del puente controlado, que suministra la intensidad media deseada. Con el programa SCOPT, se calculan los valores medios de intensidad y tensión en la carga y las potencias activa, reactiva y aparente, además se generan el archivo de muestras de la intensidad de fase, que será la base sobre la cual se aplicará el programa FFT. El resumen de datos y resultados para cada una de las tensiones de alimentación, se presenta en las tablas 2.1, 2.2 y 2.3. La descomposición armónica, se muestra en las figuras 2.2 a 2.6, cada una para un valor distinto del factor de carga, indicándose además aquéllos casos en que se produce conducción intermitente, mediante la notación (CI).

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ	0	0	0	0	0	Grados
V_m	257,29	257,29	257,29	257,29	257,29	V
I_m	70,63	70,63	70,63	70,63	70,63	A
P	18.254	18.183	18.175	18.172	18.172	W
Q	341	211	114	23	12	VAr
S	19.186	19.051	19.035	19.030	19.030	VA
THD	32,30	31,24	31,13	31,09	31,09	%

Tabla 2.1. Rectificador (PC) con carga activa para $V_{LM} = 269,44$ V.

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ	30,3	30	30	30	30	Grados
V_m	257,32	257,30	257,30	257,30	257,30	V
I_m	70,64	70,62	70,62	70,62	70,62	A
P	19.385	18.323	18.212	18.173	18.172	W
Q	9.042	10.535	10.579	10.520	10.506	VAr
S	24.495	22.305	22.063	21.977	21.974	VA
THD	55,79	33,71	31,20	30,87	30,98	%

Tabla 2.2. Rectificador (PC) con carga activa para $V_{LM} = 311,13$ V.

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ	66,6	60,9	60	60	60	Grados
V_m	257,21	257,27	257,30	257,30	257,30	V
I_m	70,54	70,60	70,63	70,63	70,63	A
P	22.679	19.418	18.517	18.187	18.176	W
Q	29.962	31.603	31.739	31.562	31.521	VAr
S	52.559	42.566	39.351	38.115	38.075	VA
THD	97,78	56,30	38,32	30,80	30,80	%

Tabla 2.3. Rectificador (PC) con carga activa para $V_{LM} = 538,89$ V

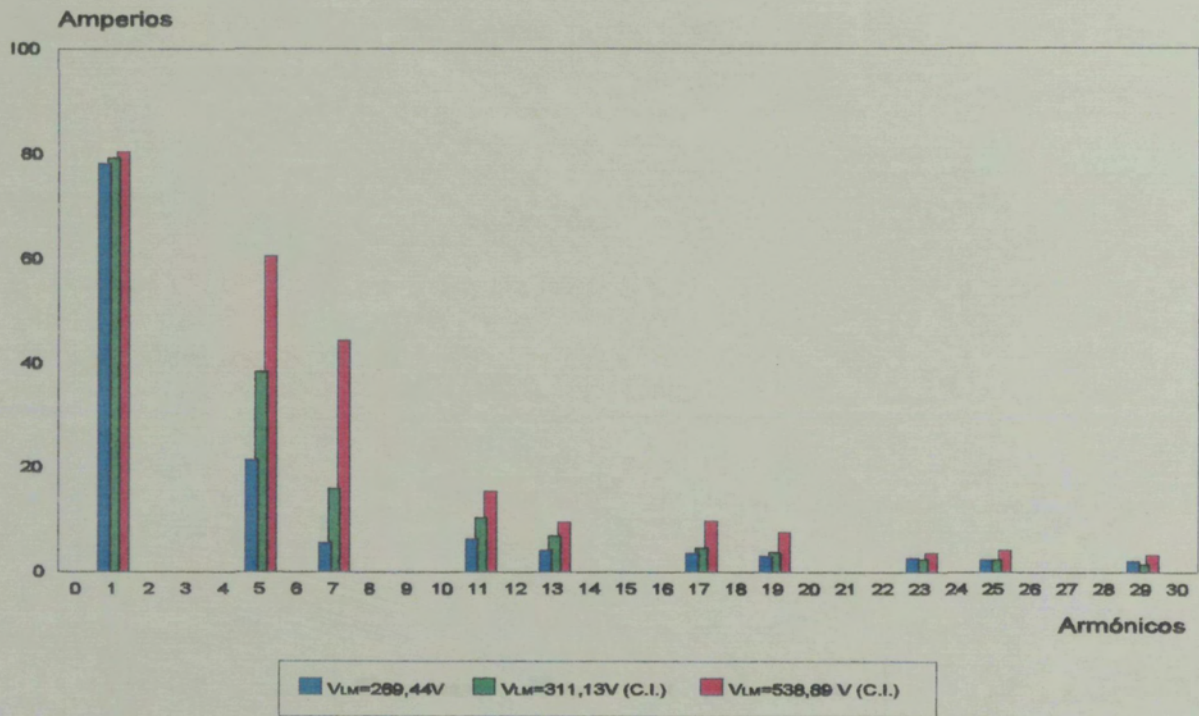


Figura 2.2. Rectificador (PC) con carga activa. Intensidad de fase para $q=0,1$.

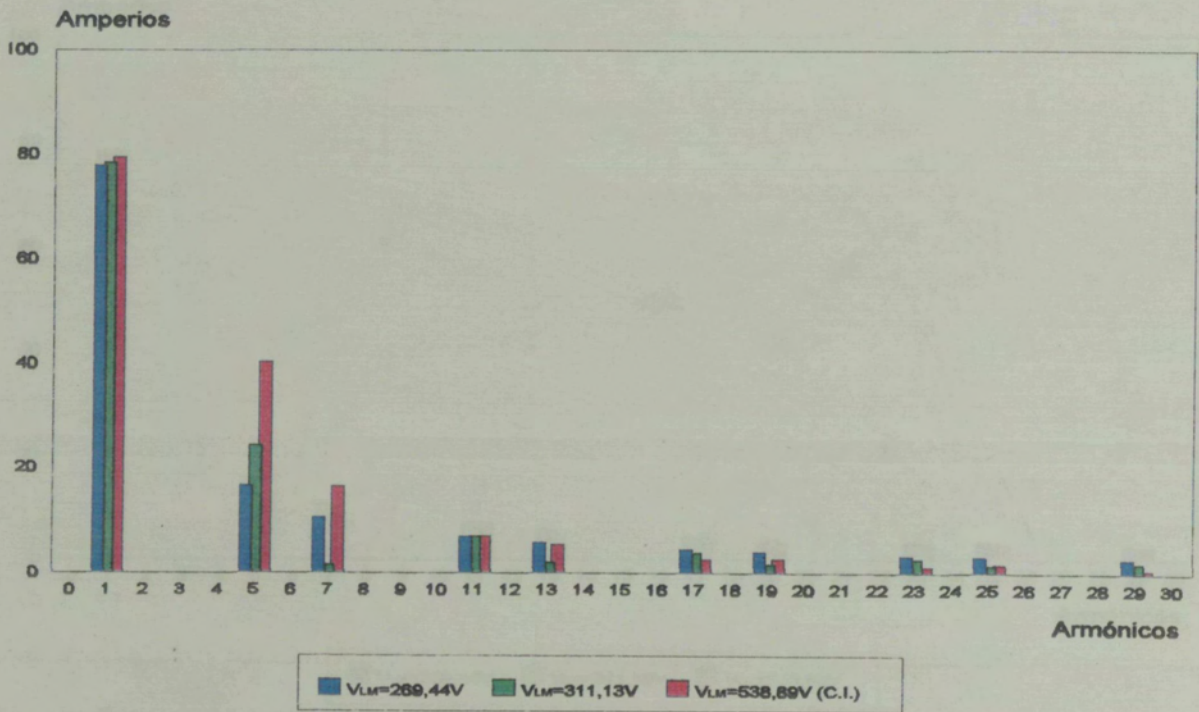


Figura 2.3. Rectificador (PC) con carga activa. Intensidad de fase para $q=0,5$.

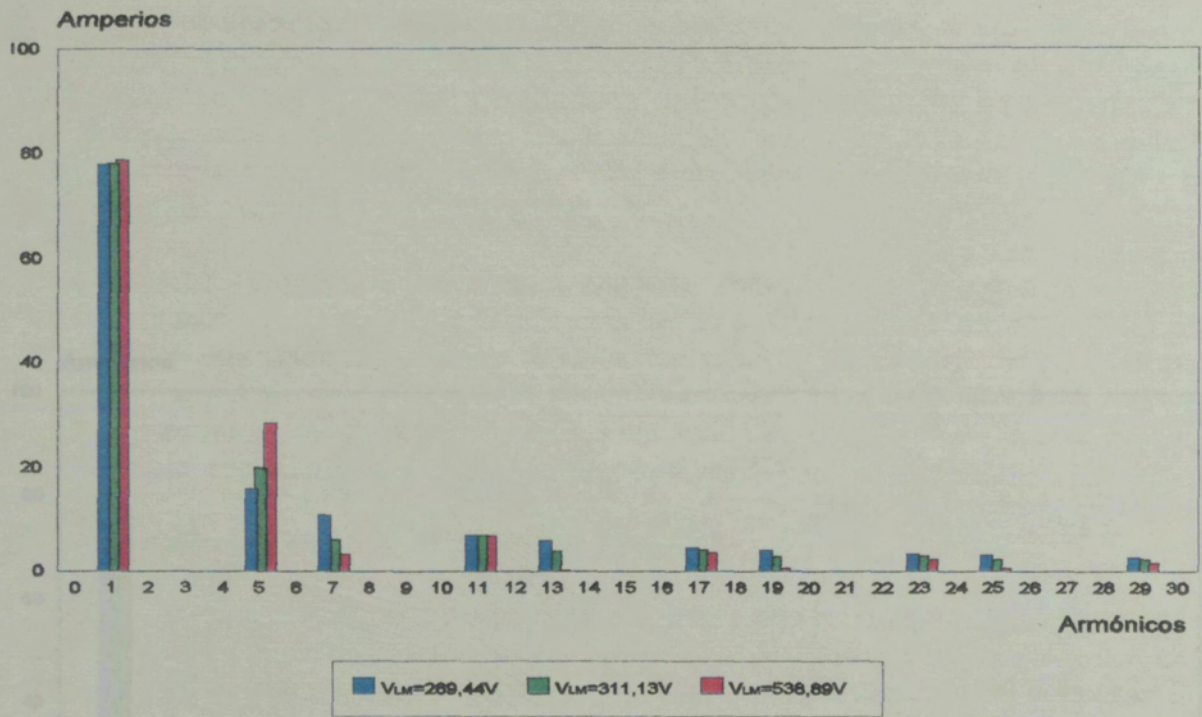


Figura 2.4. Rectificador (PC) con carga activa. Intensidad de fase para $q=1$.

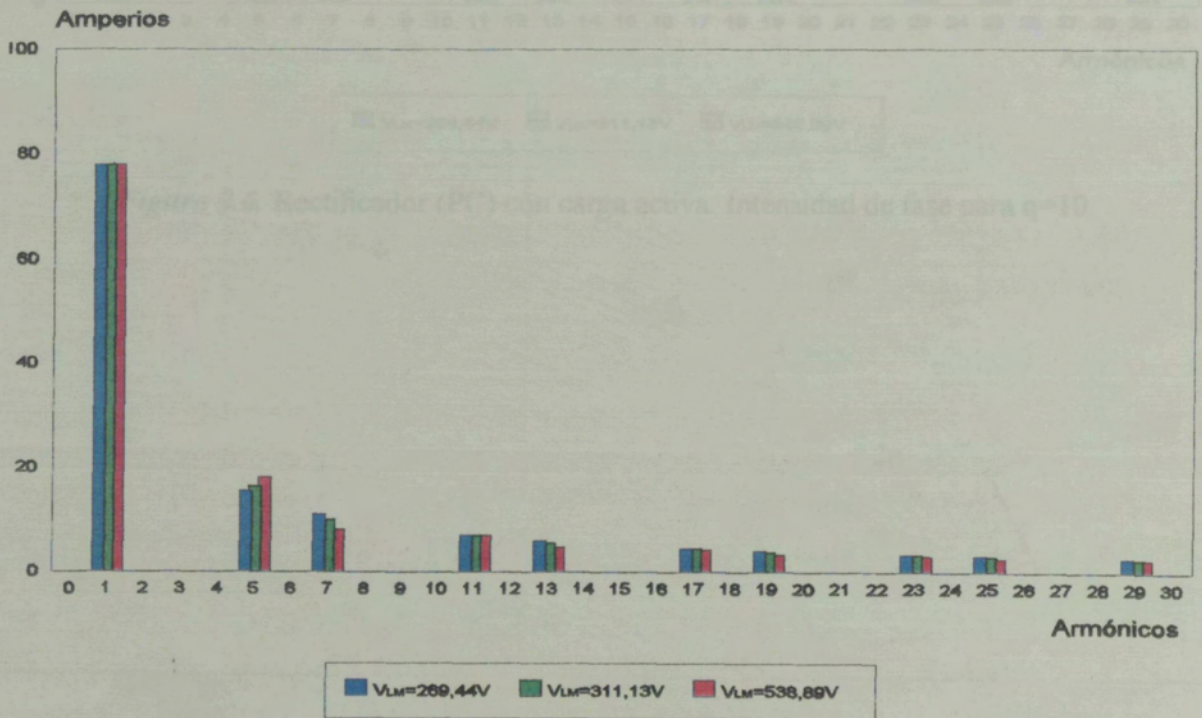


Figura 2.5. Rectificador (PC) con carga activa. Intensidad de fase para $q=5$.

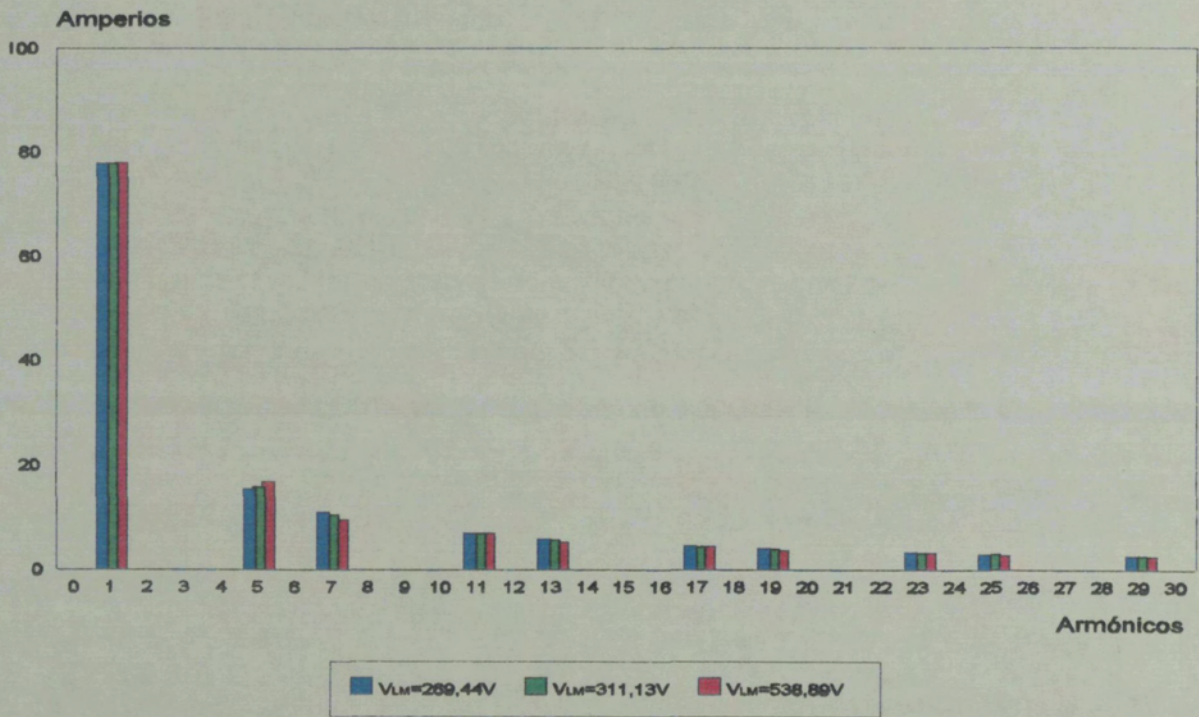


Figura 2.6. Rectificador (PC) con carga activa. Intensidad de fase para q=10.

Los resultados presentados en las tablas 2.1 a 2.3, muestran que, a efectos de la potencia reactiva, el caso más favorable se presenta para el menor valor de la tensión de alimentación. Considerando la distorsión armónica, se observa que este factor mejora cuando q aumenta, y que para valores del factor de carga superiores a la unidad, es preferible trabajar con tensiones de alimentación altas, contrariamente para valores del factor de carga inferiores a la unidad, se obtiene mejor índice armónico con tensiones de alimentación bajas.

Las figuras 2.2 a 2.6, ponen de manifiesto, que para valores del factor de carga superiores a la unidad, es muy poco significativa la diferencia que se origina entre trabajar con valores de la tensión de alimentación más o menos elevados. Sin embargo, para valores del factor de carga inferiores o iguales a la unidad, se observa que a medida que aumenta la tensión de alimentación, crece el módulo de los distintos armónicos, sobre todo para el primero y el quinto armónico, siendo más fuerte el incremento, cuanto menor es el valor de q .

2.3.2. Puente controlado. Ejemplo de aplicación 2.2

La segunda aplicación, se reserva a un rectificador actuando sobre carga pasiva de resistencia unitaria con valor medio de intensidad de 257,3 A. Se procede del mismo modo que en el ejemplo anterior y en las tablas 2.4, 2.5 y 2.6, se presentan los datos y resultados para cada valor de la tensión de alimentación. La descomposición armónica se refleja en las figuras 2.7 a 2.11, cada una para un valor distinto del factor de carga.

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ	0	0	0	0	0	Grados
V_m	257,30	257,30	257,30	257,30	257,30	V
I_m	257,30	257,30	257,30	257,30	257,30	A
P	66.282	66.210	66.202	66.199	66.199	W
Q	341	211	114	23	12	VAr
S	69.367	69.330	69.325	69.324	69.324	VA
THD	30,87	31,06	31,09	31,09	31,09	%

Tabla 2.4. Rectificador (PC) con carga pasiva para $V_{LM} = 269,44$ V.

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ	30	30	30	30	30	Grados
V_m	257,30	257,30	257,30	257,30	257,30	V
I_m	257,30	257,30	257,30	257,30	257,30	A
P	67.422	66.355	66.244	66.205	66.204	W
Q	36.757	38.267	38.310	38.251	38.237	VAr
S	80.786	80.145	80.078	80.054	80.053	VA
THD	32,65	30,76	30,83	31,02	31,06	%

Tabla 2.5. Rectificador (PC) con carga pasiva para $V_{LM} = 311,13$ V.

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ	60	60	60	60	60	Grados
V_m	257,30	257,30	257,30	257,30	257,30	V
I_m	257,30	257,30	257,30	257,30	257,30	A
P	76.511	67.481	66.547	66.217	66.207	W
Q	110.270	114.800	114.930	114.753	114.712	VAr
S	149.059	139.988	139.015	138.671	138.660	V
THD	48,32	32,40	30,95	30,91	30,98	%

Tabla 2.6. Rectificador (PC) con carga pasiva para $V_{LM} = 538,89$ V.

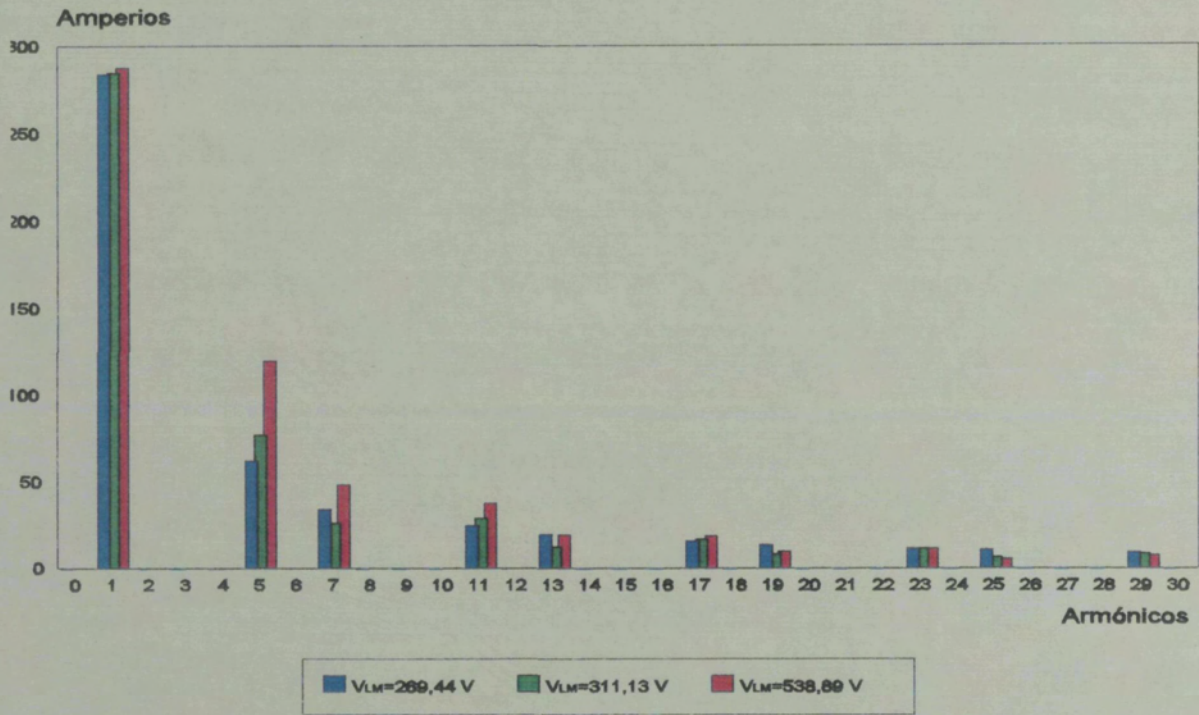


Figura 2.7. Rectificador (PC) con carga pasiva. Intensidad de fase para $q=0,1$.

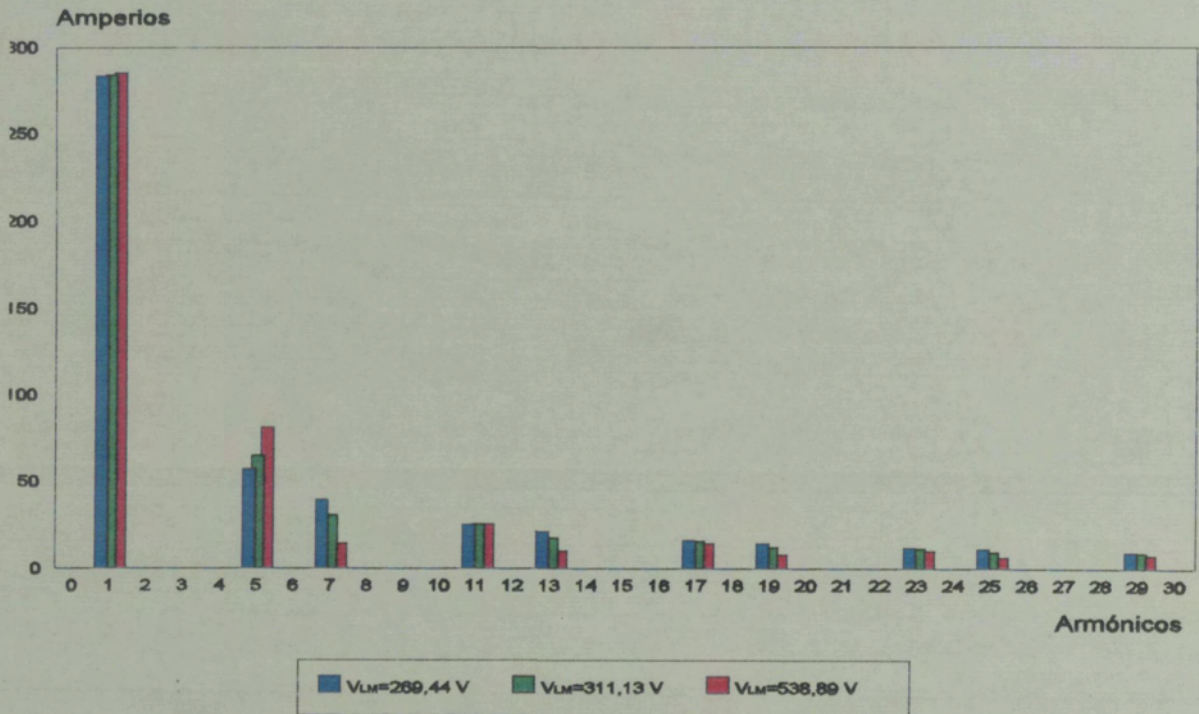


Figura 2.8. Rectificador (PC) con carga pasiva. Intensidad de fase para $q=0,5$.

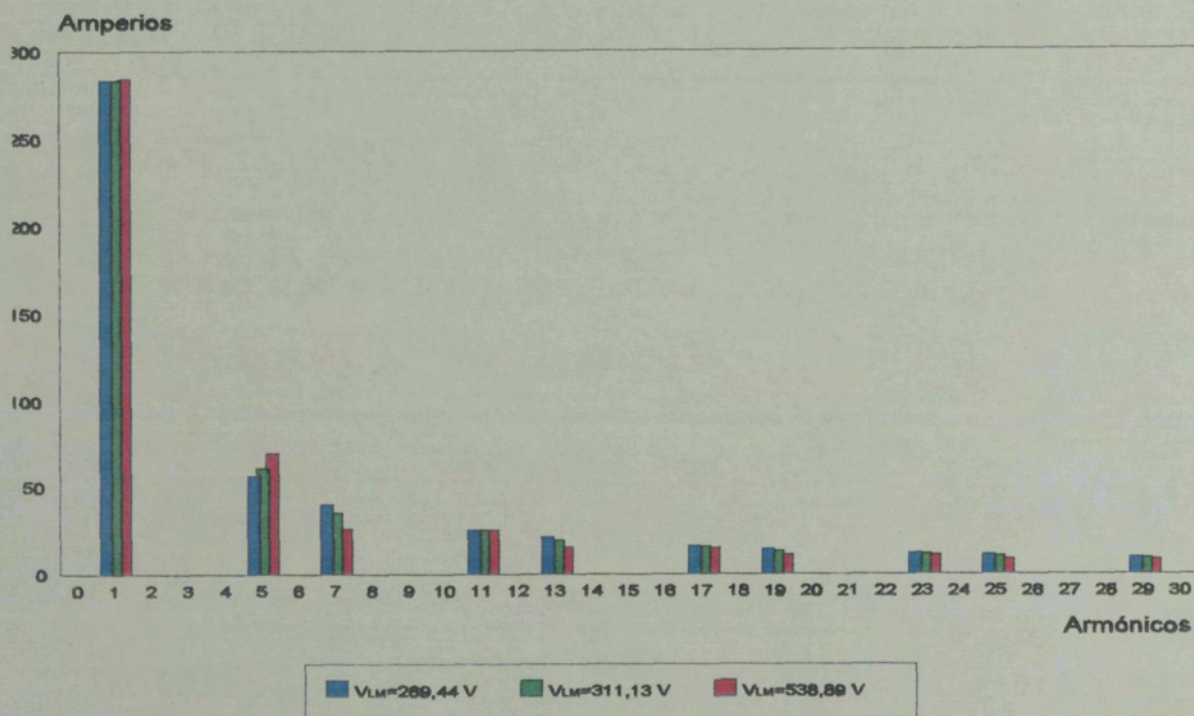


Figura 2.9. Rectificador (PC) con carga pasiva. Intensidad de fase para q=1.

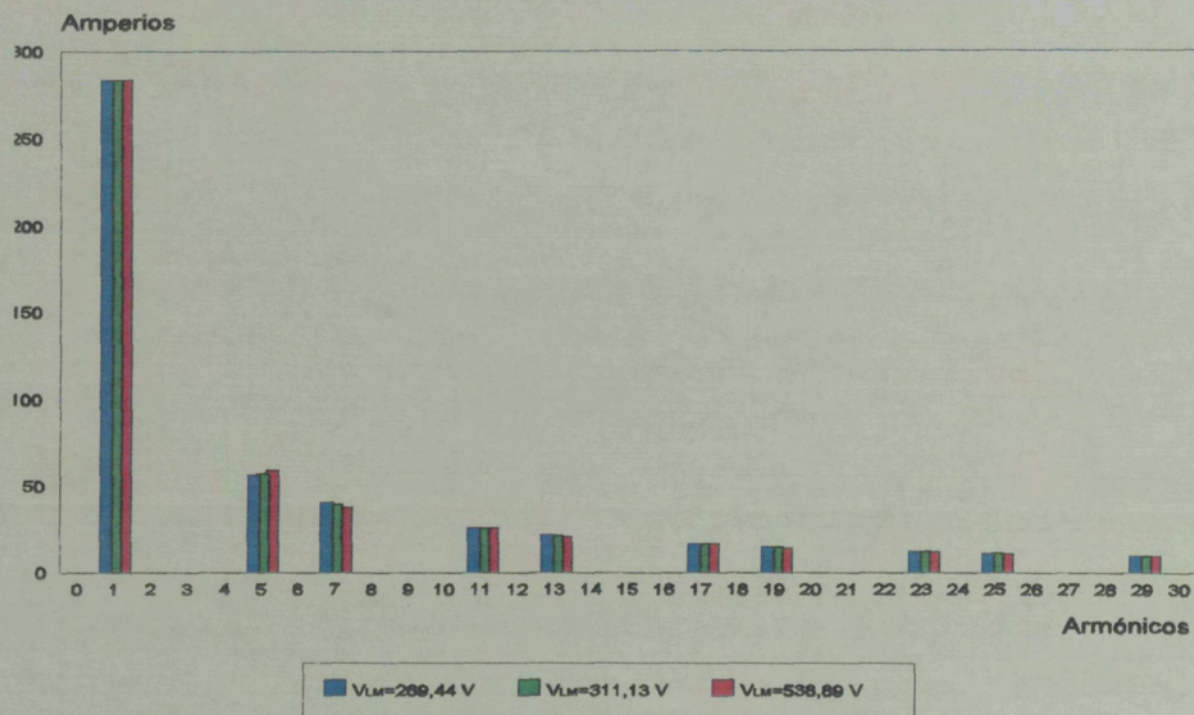


Figura 2.10. Rectificador (PC) con carga pasiva. Intensidad de fase para q=5.

Los resultados presentados en las tablas 2.4 y 2.5 muestran que a medida de la potencia reactiva, el costo más favorable se presenta para el mayor valor de la tensión de alimentación, cuando se compara con el obtenido en el primer caso. Sin embargo, en este caso, cabe destacar los mayores valores alcanzados por la potencia reactiva, que para la mayor tensión de alimentación considerada, supera los 114 kVAr. Conociendo la distorsión armónica, se observa que esta factor disminuye a medida que se aumenta el valor de q , pero los dos factores de distorsión inferior, y en caso de tener a medida que aumenta el nivel de carga, en relación de la máxima tensión de alimentación empleada.

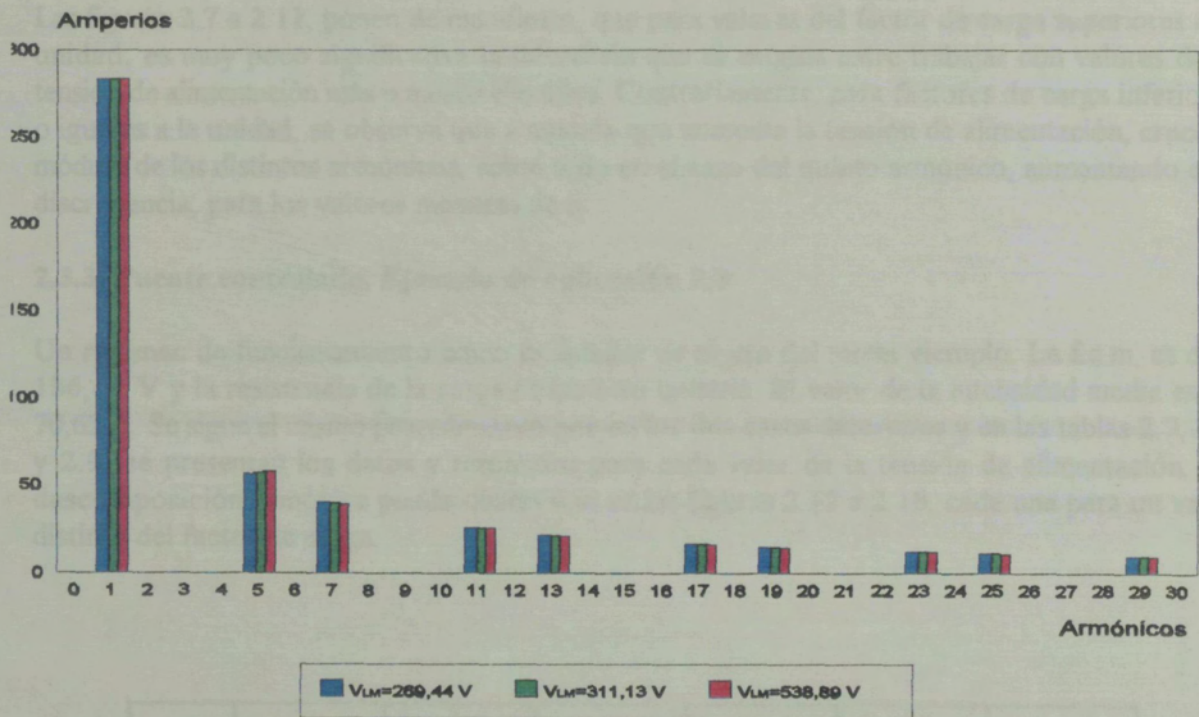


Figura 2.11. Rectificador (PC) con carga pasiva. Intensidad de fase para $q=10$.

V_L	311,13	538,89	269,44	311,13	538,89
I	70,44	70,44	70,44	70,44	70,44
P	1,729	2,539	2,116	2,116	2,116
Q	13,783	26,855	13,783	13,783	13,783
S	25,227	31,13	25,227	25,227	25,227
$\cos \phi$	0,68	0,81	0,68	0,68	0,68

Tabla 2.2. Resultados de simulación para $V_L=269,44$ V

Los resultados presentados en las tablas 2.4 a 2.6, muestran que, a efectos de la potencia reactiva, el caso más favorable se presenta para el menor valor de la tensión de alimentación, resultado coincidente con el obtenido en el primer ejemplo. Sin embargo, en este caso, cabe destacar los elevados valores alcanzados por la potencia reactiva, que para la mayor tensión de alimentación suministrada, superan los 110 kVAR. Considerando la distorsión armónica, se observa que este factor prácticamente se mantiene independiente del valor de q , para las dos tensiones de alimentación inferiores, y en cambio mejora a medida que aumenta el factor de carga, en el caso de la máxima tensión de alimentación empleada.

Las figuras 2.7 a 2.11, ponen de manifiesto, que para valores del factor de carga superiores a la unidad, es muy poco significativa la diferencia que se origina entre trabajar con valores de la tensión de alimentación más o menos elevados. Contrariamente, para factores de carga inferiores o iguales a la unidad, se observa que a medida que aumenta la tensión de alimentación, crece el módulo de los distintos armónicos, sobre todo en el caso del quinto armónico, aumentando esta discrepancia, para los valores menores de q .

2.3.3. Puente controlado. Ejemplo de aplicación 2.3

Un régimen de funcionamiento como ondulator es objeto del tercer ejemplo. La f.e.m. es de -186,67 V y la resistencia de la carga es también unitaria. El valor de la intensidad media es de 70,62 A. Se sigue el mismo procedimiento que en los dos casos anteriores y en las tablas 2.7, 2.8 y 2.9, se presentan los datos y resultados para cada valor de la tensión de alimentación. La descomposición armónica puede observarse en las figuras 2.12 a 2.16, cada una para un valor distinto del factor de carga.

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ	117,8	116,8	116,8	116,8	116,8	Grados
V_m	-115,93	-116,01	-116,01	-116,01	-116,01	V
I_m	70,74	70,66	70,66	70,66	70,66	A
P	-5.729	-7.858	-8.106	-8.193	-8.196	W
Q	17.783	16.605	16.386	16.253	16.240	VAr
S	23.297	19.674	19.212	19.046	19.041	VA
THD	74,48	38,35	32,30	30,80	30,91	%

Tabla 2.7. Ondulador no autónomo (PC) para $V_{LM} = 269,44$ V.

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ	115	113	113	113	113	Grados
V_m	-115,93	-116,09	-116,09	-116,09	-116,09	V
I_m	70,74	70,58	70,58	70,58	70,58	A
P	-5.155	-7.714	-8.065	-8.188	-8.192	W
Q	21.017	19.782	19.508	19.336	19.319	VAr
S	27.915	22.992	22.242	21.971	21.963	VA
THD	81,49	41,54	33,19	30,80	30,87	%

Tabla 2.8. Ondulador no autónomo (PC) para $V_{LM} = 311,13$ V.

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ	109,4	104,4	103	103	103	Grados
V_m	-116,12	-115,80	-115,76	-115,76	-115,76	V
I_m	70,55	70,87	70,91	70,91	70,91	A
P	-2.961	-6.685	-7.776	-8.191	-8.204	W
Q	37.523	36.696	36.106	35.652	35.603	VAr
S	54.450	43.593	39.821	38.280	38.229	VA
THD	104,52	60,50	40,30	30,83	30,80	%

Tabla 2.9. Ondulador no autónomo (PC) para $V_{LM} = 538,89$ V.

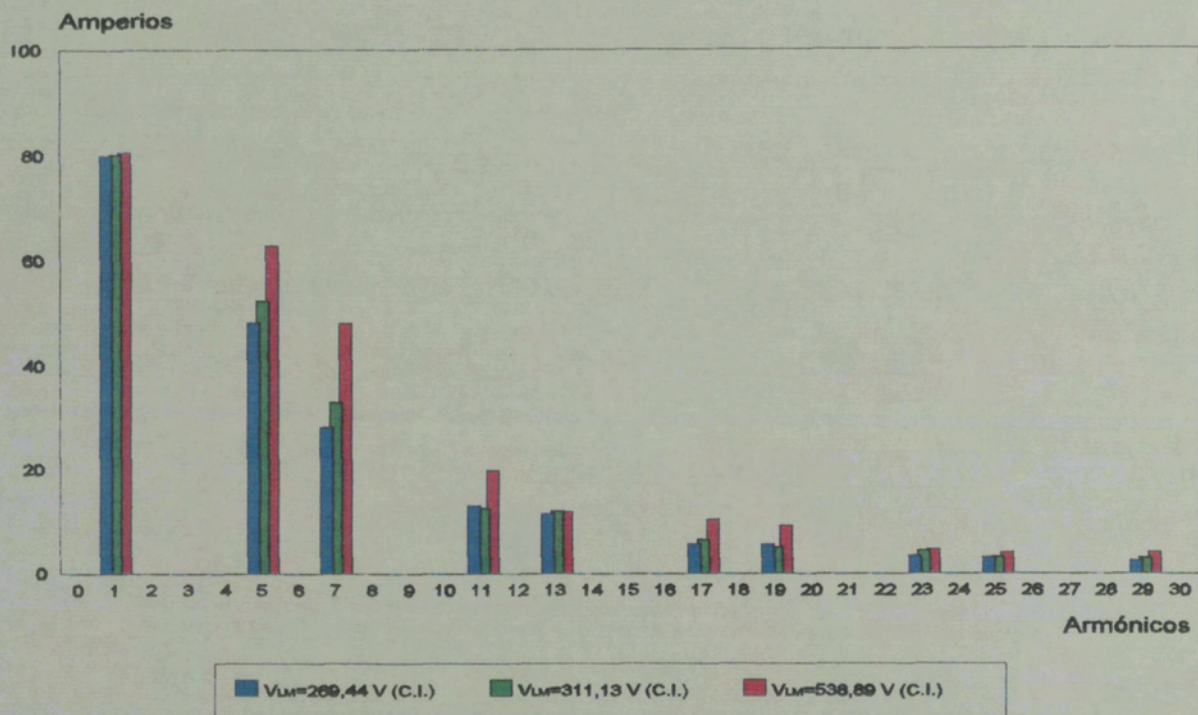


Figura 2.12. Ondulador no autónomo (PC). Intensidad de fase para q=0,1.

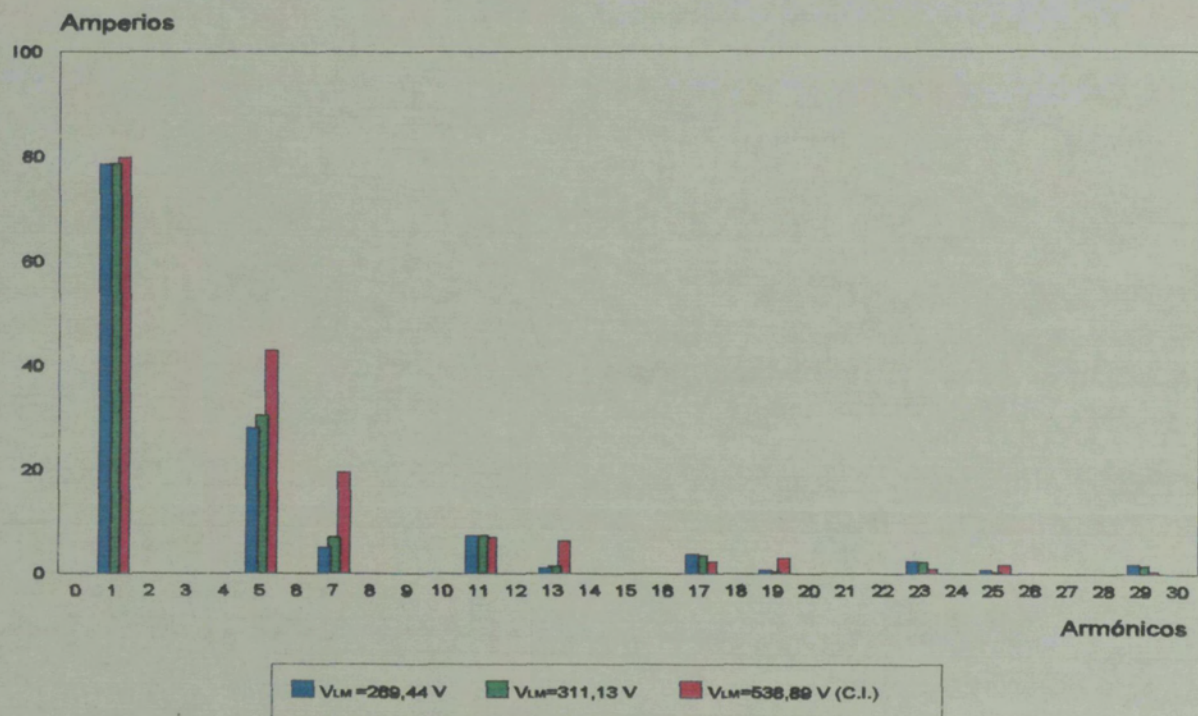


Figura 2.13. Ondulador no autónomo (PC). Intensidad de fase para q=0,5.

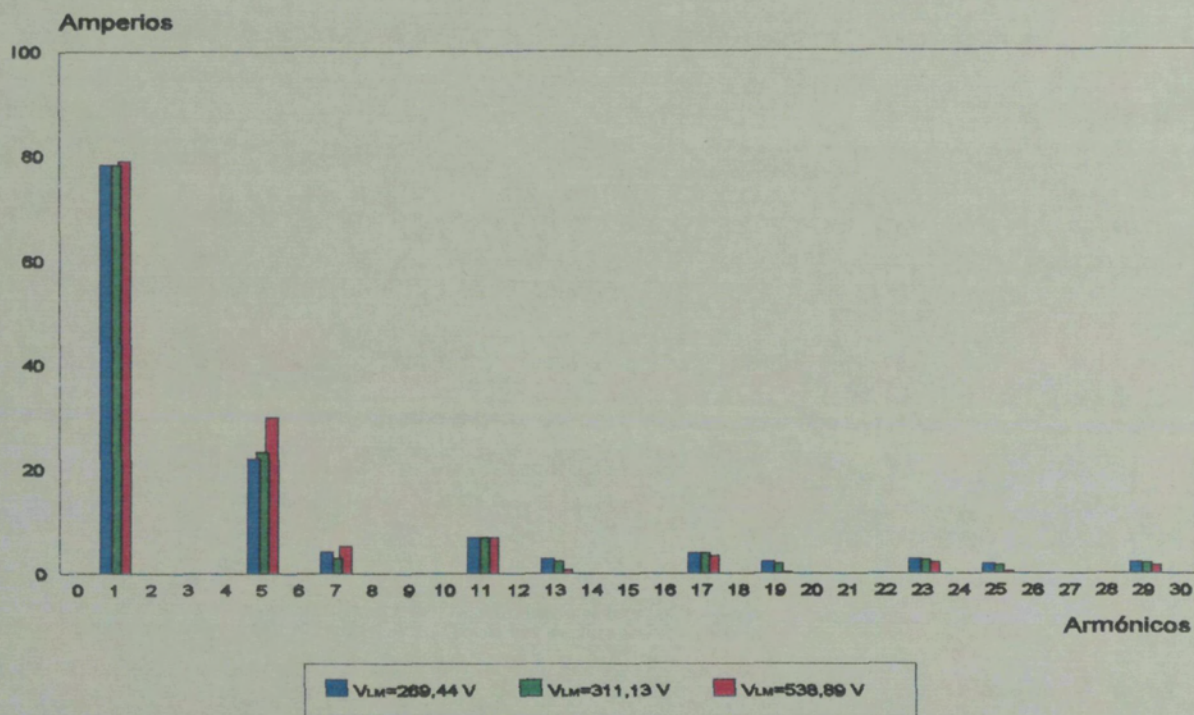


Figura 2.14. Ondulador no autónomo (PC). Intensidad de fase para q=1.

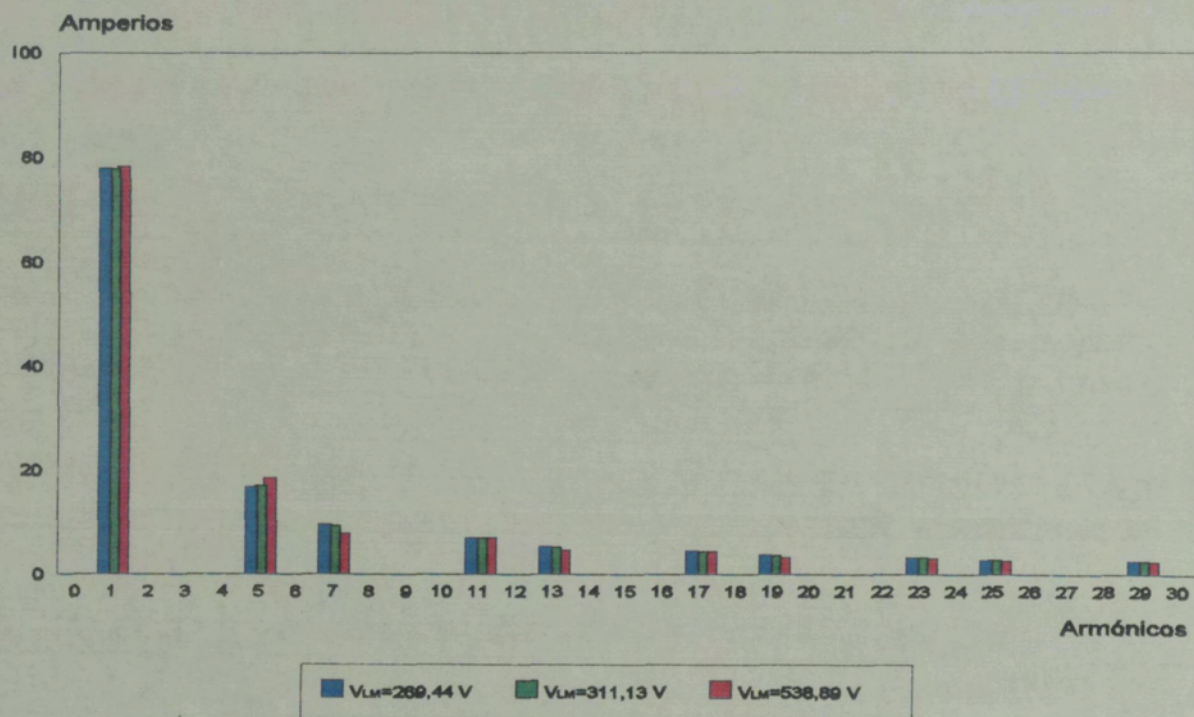


Figura 2.15. Ondulador no autónomo (PC). Intensidad de fase para q=5.

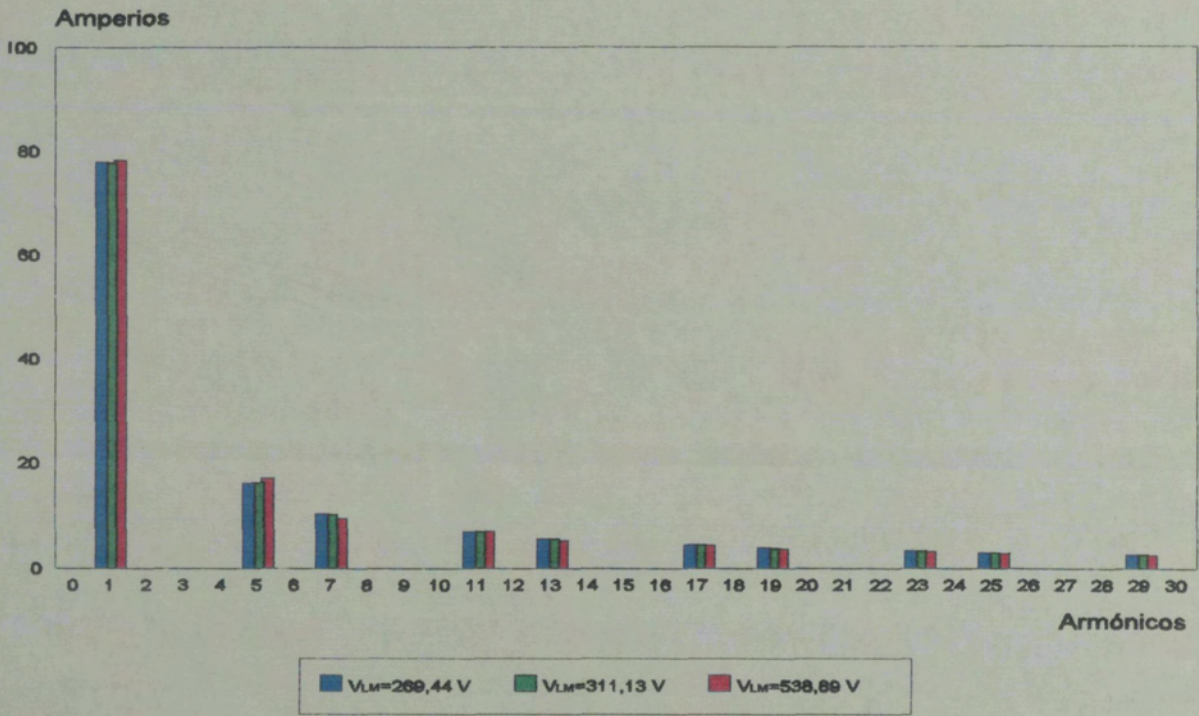


Figura 2.16. Ondulador no autónomo (PC). Intensidad de fase para q=10.

Los resultados presentados en las tablas 2.7 a 2.9, muestran que, a efectos de la potencia reactiva, el caso más favorable se presenta para el menor valor de la tensión de alimentación, presentando características comunes a los casos anteriores. Si se considera, la distorsión armónica, se observa que mejora sus resultados a medida que aumenta el valor del factor de carga, independientemente de la tensión de alimentación. Para valores de q superiores a la unidad, el índice armónico es muy semejante para las tres alimentaciones suministradas, en cambio, para valores del factor de carga inferiores a la unidad, la distorsión armónica empeora a medida que aumenta la tensión de alimentación.

De las figuras 2.12 a 2.16, puede deducirse que para valores del factor de carga superiores a la unidad, es muy poco significativa la diferencia que se origina entre trabajar con valores de la tensión de alimentación más o menos elevados. Sin embargo, para valores del factor de carga inferiores o iguales a la unidad, se observa que a medida que aumenta la tensión de alimentación crece el módulo de los distintos armónicos, sobre todo en el caso del quinto y el séptimo, siendo más importante el incremento, para los valores inferiores de q .

Si se comparan los tres ejemplos presentados, se puede concluir que:

1. En todos los casos disminuye la potencia reactiva al disminuir el valor de la tensión de alimentación. Conclusión, comentada en [21].
2. Teniendo en cuenta la distorsión armónica, para los casos del rectificador con carga activa y del ondulator no autónomo, se cumple que el índice armónico mejora cuando el valor del factor de carga aumenta. Para el caso del rectificador con carga pasiva, THD es prácticamente independiente del valor del factor de carga, si las tensiones de alimentación son las dos inferiores, en el caso de la mayor se comporta del mismo modo que en los otros dos ejemplos.
3. Se cumple en los tres casos estudiados, que para valores del factor de carga superiores a la unidad, la influencia de la tensión de alimentación en la descomposición armónica es prácticamente despreciable, cuando q es inferior o igual a la unidad aumenta el contenido armónico, sobre todo para valores bajos del factor de carga y elevados de la tensión de alimentación.

En [21], donde se analizaba la contaminación de red, únicamente considerando la potencia reactiva, se concluía que ésta era prácticamente independiente del valor de q , y se aconsejaba trabajar, siempre que fuera posible, con valores de la tensión de alimentación cercanos al valor medio de la tensión de salida del puente.

Al estudiar la contaminación de red, también desde la vertiente de la distorsión armónica, se puede añadir información a la comentada en el párrafo anterior. Para mejorar el índice armónico, es recomendable operar con valores elevados del factor de carga, independientemente de la tensión de alimentación, cuando q es inferior o igual a la unidad, es preferible suministrar tensiones de alimentación de valor parecido al valor medio de la tensión de salida del puente trifásico controlado.

Resumiendo, en el puente analizado es preferible trabajar con valores bajos de la tensión de

alimentación y con valores elevados del factor de carga, siempre que sea posible, con tal de mejorar la contaminación de red desde la vertiente de la potencia reactiva y de la generación de armónicos no deseados. En principio, las dos consideraciones formuladas no se contradicen entre sí.

A continuación, se realiza el mismo estudio anterior aplicado al puente semicontrolado, que referido a la figura 2.1, es aquél en que se fija el valor del ángulo de disparo del conmutador negativo ($\psi_N=0$) y se varía el del conmutador positivo (ψ_P) hasta conseguir ajustar el punto de trabajo deseado. Se analizarán los tres ejemplos anteriores, excepto el tercero que contempla el funcionamiento del puente trifásico como ondulator no autónomo, ya que no es posible alcanzar este régimen de trabajo cuando se dispone de un puente semicontrolado.

2.3.4. Puente semicontrolado. Ejemplo de aplicación 2.4

En este caso, se hace trabajar al puente como rectificador con carga activa, definida por una f.e.m. de 186,67 V y resistencia unitaria, circulando una intensidad media en la carga de 70,62 A. Se le suministran tres tensiones de alimentación distintas, cuyos valores son los mismos que en el caso del puente controlado (269,44 V-311,13 V-538,89 V), y se le hace funcionar con cinco factores de carga diferentes (0,1-0,5-1-5-10).

Los datos y resultados obtenidos, se presentan en las tablas 2.10, 2.11 y 2.12, una para cada valor de la tensión de alimentación. La descomposición armónica, para cada valor del factor de carga puede verse en las figuras 2.17 a 2.21, que se detallan a continuación. Debe destacarse, que con la menor tensión de alimentación, los datos de la tabla coinciden con los del mismo caso para el puente controlado, ya que ambos funcionan con idénticos ángulos de disparo.

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ_P	0	0	0	0	0	Grados
V_m	257,29	257,29	257,29	257,29	257,29	V
I_m	70,63	70,63	70,63	70,63	70,63	A
P	18.254	18.183	18.175	18.172	18.172	W
Q	341	211	114	23	12	VA _r
S	19.186	19.051	19.035	19.030	19.030	VA
THD	32,30	31,24	31,13	31,09	31,09	%

Tabla 2.10. Rectificador (PSC) con carga activa para $V_{LM} = 269,44$ V.

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ_P	50,6	42,9	42,9	42,9	42,9	Grados
V_m	257,30	257,37	257,37	257,37	257,37	V
I_m	70,62	70,70	70,70	70,70	70,70	A
P	20.222	18.979	18.447	18.207	18.198	W
Q	3.392	6.491	7.263	7.268	7.214	VAr
S	26.101	23.657	22.542	22.020	22.002	VA
THD	78,78	62,55	54,14	51,18	51,31	%

Tabla 2.11. Rectificador (PSC) con carga activa para $V_{LM} = 311,13$ V.

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ_P	111,6	105,6	98,2	90	90	Grados
V_m	257,28	257,28	257,25	257,30	257,30	V
I_m	70,61	70,61	70,57	70,63	70,63	A
P	26.917	22.729	20.810	18.325	18.211	W
Q	25.684	28.448	27.201	20.399	19.288	VAr
S	63.159	52.659	46.741	35.178	33.952	VA
THD	137,17	104,49	92,94	80,41	79,91	%

Tabla 2.12. Rectificador (PSC) con carga activa para $V_{LM} = 538,89$ V.

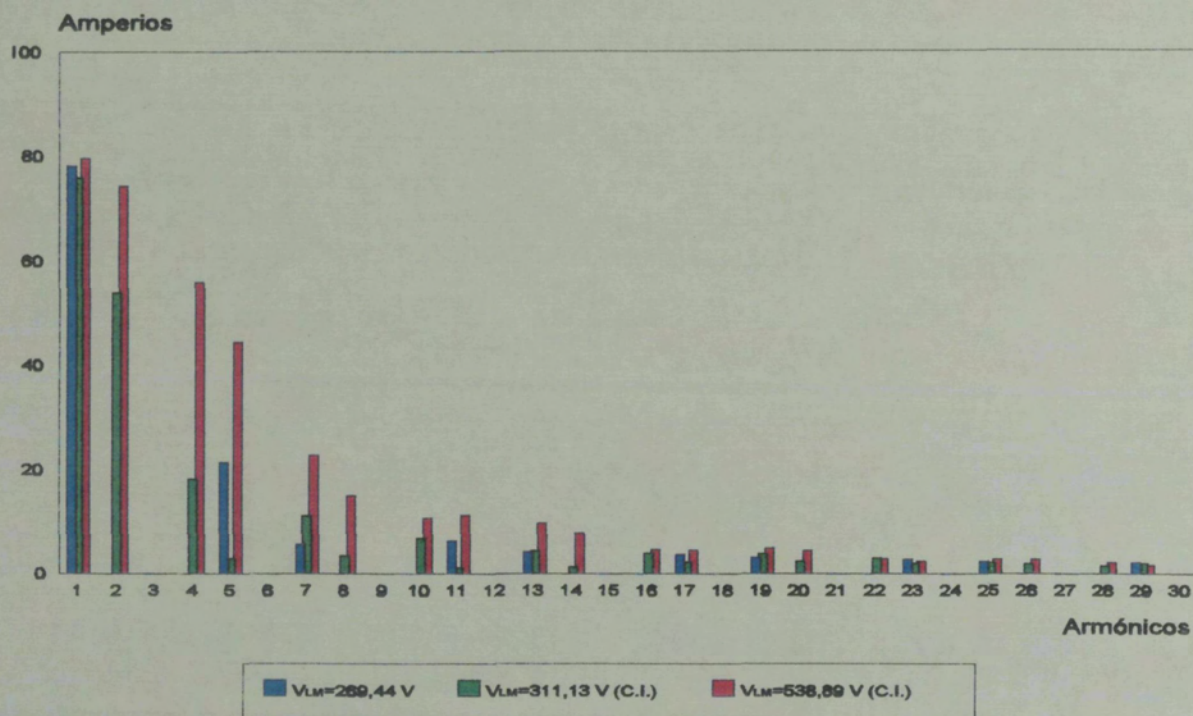


Figura 2.17. Rectificador (PSC) con carga activa. Intensidad de fase para $q=0,1$.

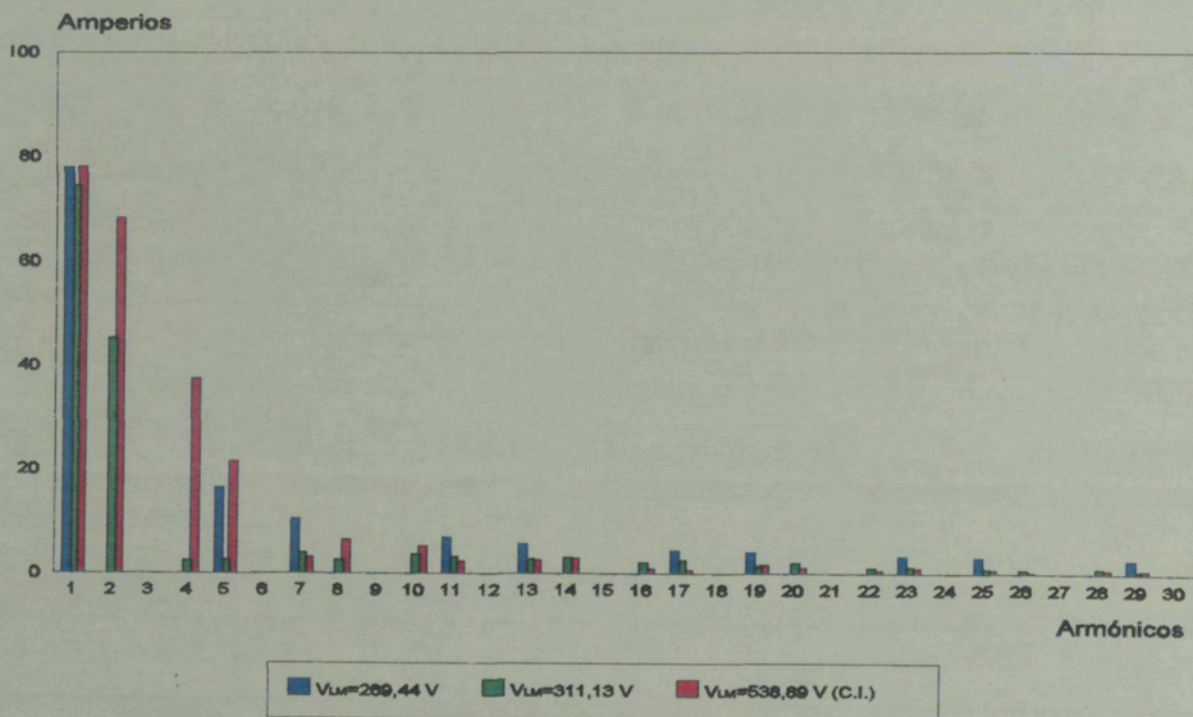


Figura 2.18. Rectificador (PSC) con carga activa. Intensidad de fase para $q=0,5$.

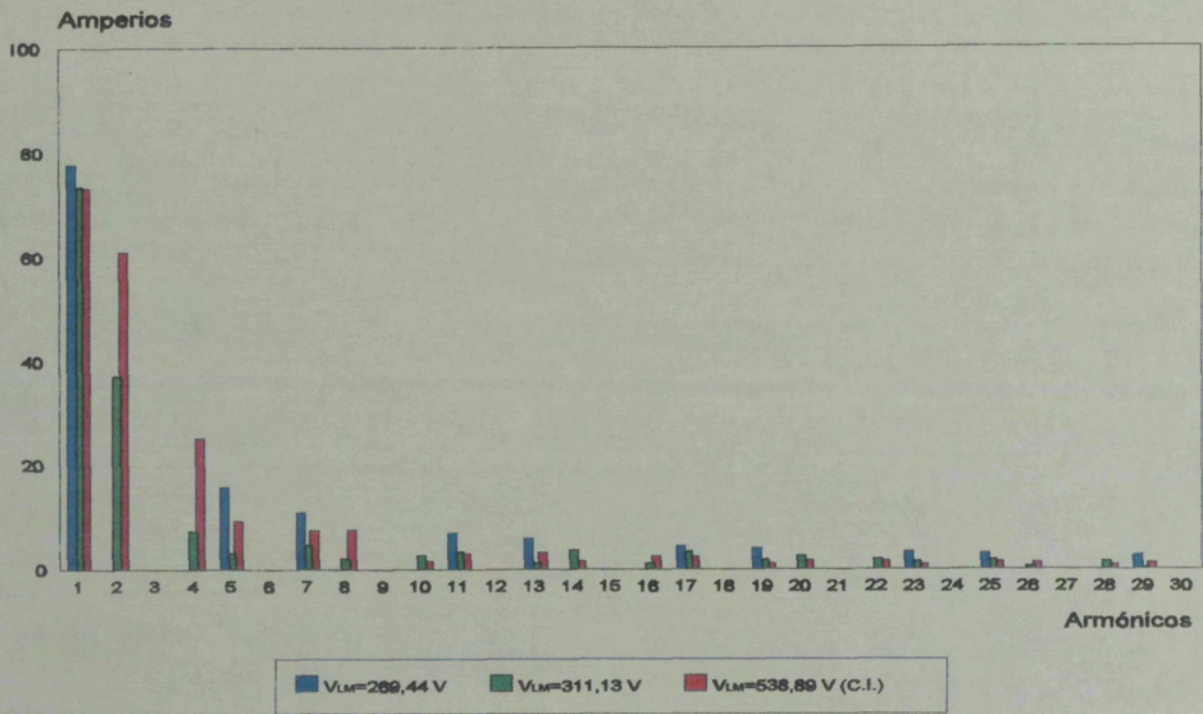


Figura 2.19. Rectificador (PSC) con carga activa. Intensidad de fase para $q=1$.

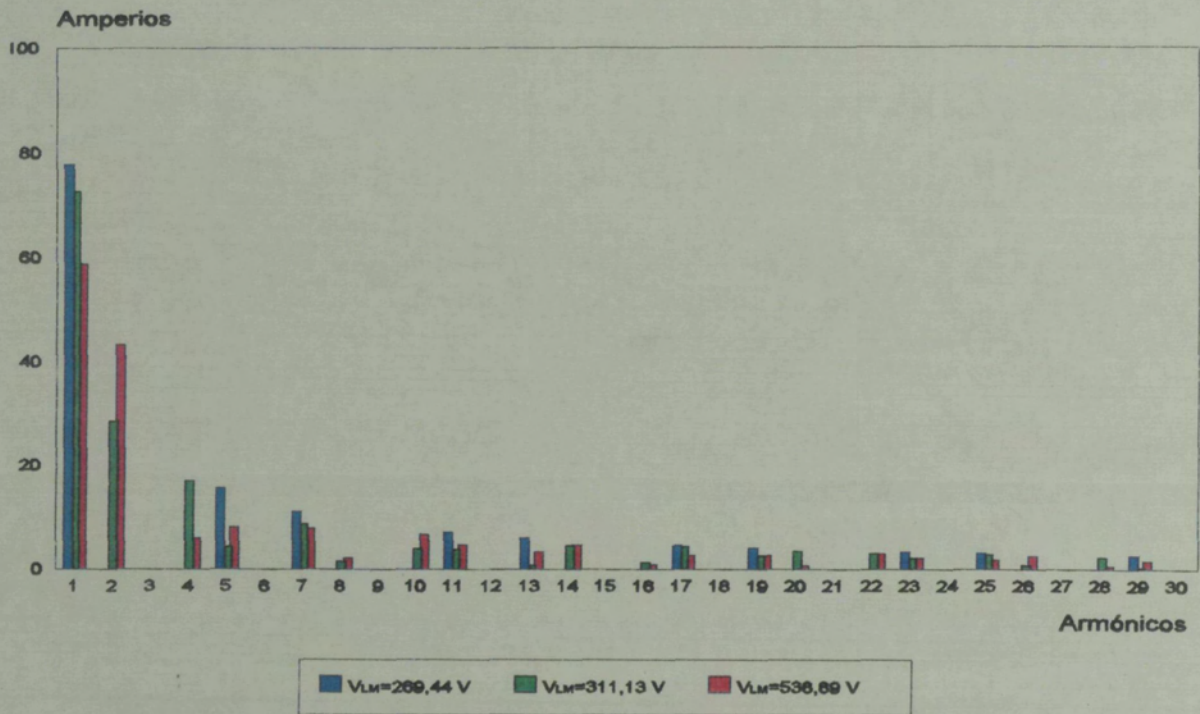


Figura 2.20. Rectificador (PSC) con carga activa. Intensidad de fase para $q=5$.

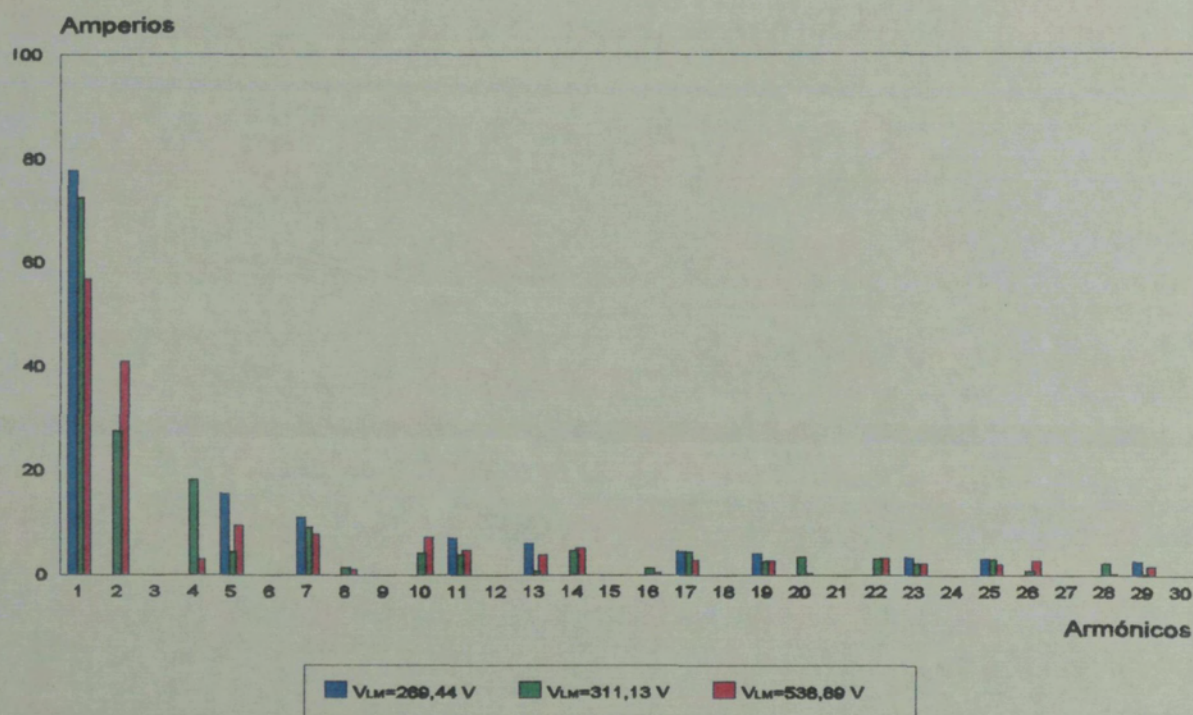


Figura 2.21. Rectificador (PSC) con carga activa. Intensidad de fase para $q=10$.

Tal y como muestran las tablas 2.10 a 2.12, considerando la potencia reactiva, es preferible trabajar con la menor tensión de alimentación posible. En cuanto a la distorsión armónica, se obtienen los índices más bajos para tensiones de alimentación inferiores. En general, para los tres valores de tensión seleccionados, se observa que el factor que cuantifica el comportamiento armónico, mejora al aumentar q .

Comparando estos resultados con los del mismo ejemplo, para el caso del puente controlado, se produce una disminución de potencia reactiva, que oscila entre el 60% y el 10%, según los valores del factor de carga y la tensión de alimentación, obteniéndose mayor reducción para alimentaciones bajas cuando el factor de carga es inferior a la unidad, y para tensiones altas cuando q es mayor que la unidad.

En cuanto al índice armónico, es mejor en el caso del puente controlado. Se observa que en el puente semicontrolado se produce un aumento de este factor comprendido entre el 40% y el 160% y que depende de los valores de q y V_{LM} , presentándose incrementos menores para valores bajos de la tensión de alimentación, cuando el factor de carga es superior o igual a la unidad.

Las figuras 2.17 a 2.21 aportan información sobre la descomposición armónica, en los cinco casos analizados para sendos valores del factor de carga.

En primer lugar, cabe señalar que cuando se suministra la menor tensión de alimentación (caso análogo al puente controlado), el orden de los armónicos sigue la secuencia $k - 6 \pm 1$, contrariamente para las dos alimentaciones restantes (puente semicontrolado estrictamente), los armónicos varían cubriendo todo el espectro, excepto aquellos órdenes que cumplen la condición de ser múltiplos de tres.

La distribución armónica es prácticamente coincidente cuando el factor de carga es superior a la unidad. Se observa que el módulo de la componente fundamental disminuye al aumentar V_{LM} , y sin embargo crece el segundo armónico. Analizando valores de q , inferiores o iguales a la unidad, se puede determinar que el contenido armónico aumenta, a medida que el factor de carga decrece y que el mayor crecimiento se produce para la tensión de alimentación más elevada, sobre todo en los armónicos primero, segundo, cuarto y quinto. Se recomienda, por tanto, trabajar con valores bajos para la alimentación y elevados para el factor de carga.

2.3.5. Puente semicontrolado. Ejemplo de aplicación 2.5

Del mismo modo que en el caso del puente controlado, la segunda aplicación se destina al funcionamiento como rectificador actuando sobre carga pasiva de resistencia unitaria con valor medio de intensidad de 257,3 A. Se realiza el análisis con los datos de partida iguales a los del apartado anterior. Las tablas 2.13, 2.14 y 2.15 ilustran los datos y resultados correspondientes a cada valor de la tensión de alimentación. La descomposición armónica se refleja en las figuras 2.22 a 2.26, para cada valor del factor de carga.

Al igual que en el primer ejemplo de aplicación desarrollado para el PSC, cuando se trabaja con la menor tensión de alimentación, la tabla de datos y resultados presenta los mismos valores que

la del caso análogo correspondiente al puente controlado, debido a que para conseguir el punto de trabajo indicado al principio de este párrafo, ambos puentes deben ser disparados con ángulos comunes.

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ_P	0	0	0	0	0	Grados
V_m	257,30	257,30	257,30	257,30	257,30	V
I_m	257,30	257,30	257,30	257,30	257,30	A
P	66.282	66.210	66.202	66.199	66.199	W
Q	341	211	114	23	12	VAr
S	69.367	69.330	69.325	69.324	69.324	VA
THD	30,87	31,06	31,09	31,09	31,09	%

Tabla 2.13. Rectificador (PSC) con carga pasiva para $V_{LM} = 269,44$ V.

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ_P	42,9	42,9	42,9	42,9	42,9	Grados
V_m	257,37	257,37	257,37	257,37	257,37	V
I_m	257,37	257,37	257,37	257,37	257,37	A
P	68.943	67.024	66.492	66.252	66.244	W
Q	21.496	25.368	26.140	26.145	26.092	VAr
S	81.693	80.548	80.228	80.082	80.077	VA
THD	52,88	51,31	51,09	51,40	51,48	%

Tabla 2.14. Rectificador (PSC) con carga pasiva para $V_{LM} = 311,13$ V.

q	0,1	0,5	1	5	10	
ψ_P	90	90	90	90	90	Grados
V_m	257,30	257,30	257,30	257,30	257,30	V
I_m	257,30	257,30	257,30	257,30	257,30	A
P	101.101	76.901	69.650	66.355	66.241	W
Q	78.065	82.054	76.350	68.429	67.319	VAr
S	171.289	145.316	132.516	122.023	120.997	VA
THD	89,35	81,89	80,31	79,94	80,10	%

Tabla 2.15. Rectificador (PSC) con carga pasiva para $V_{LM} = 538,89$ V.

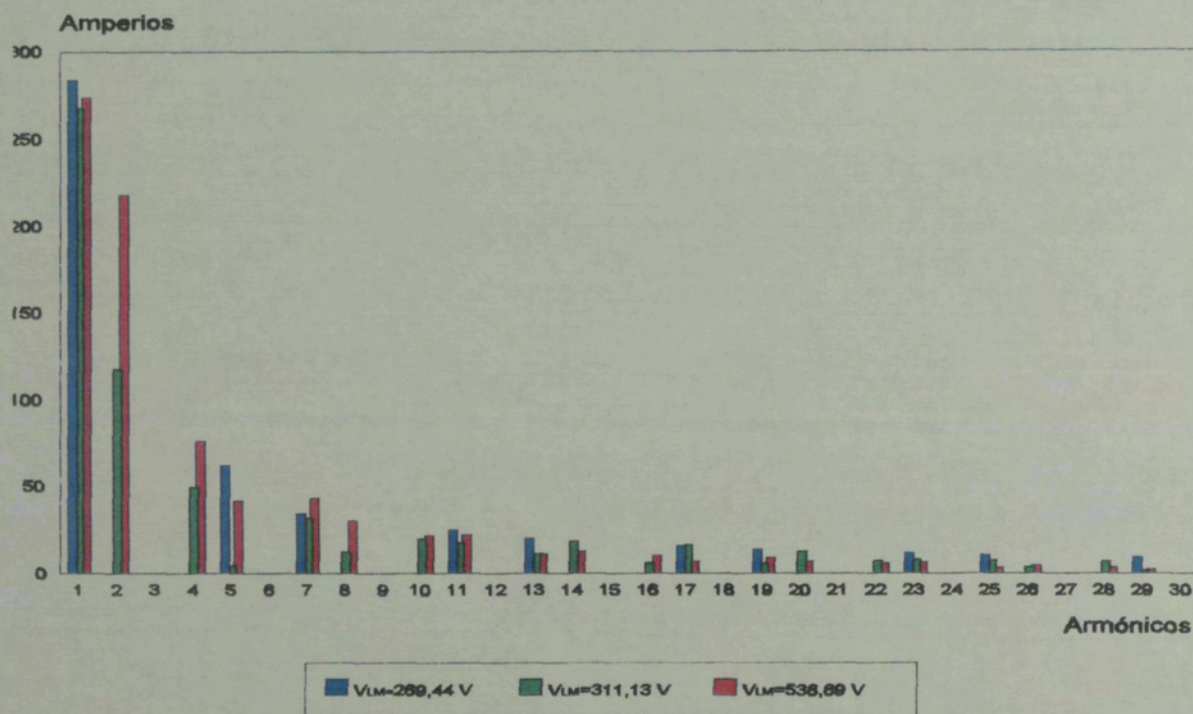


Figura 2.22. Rectificador (PSC) con carga pasiva. Intensidad de fase para $q=0,1$.

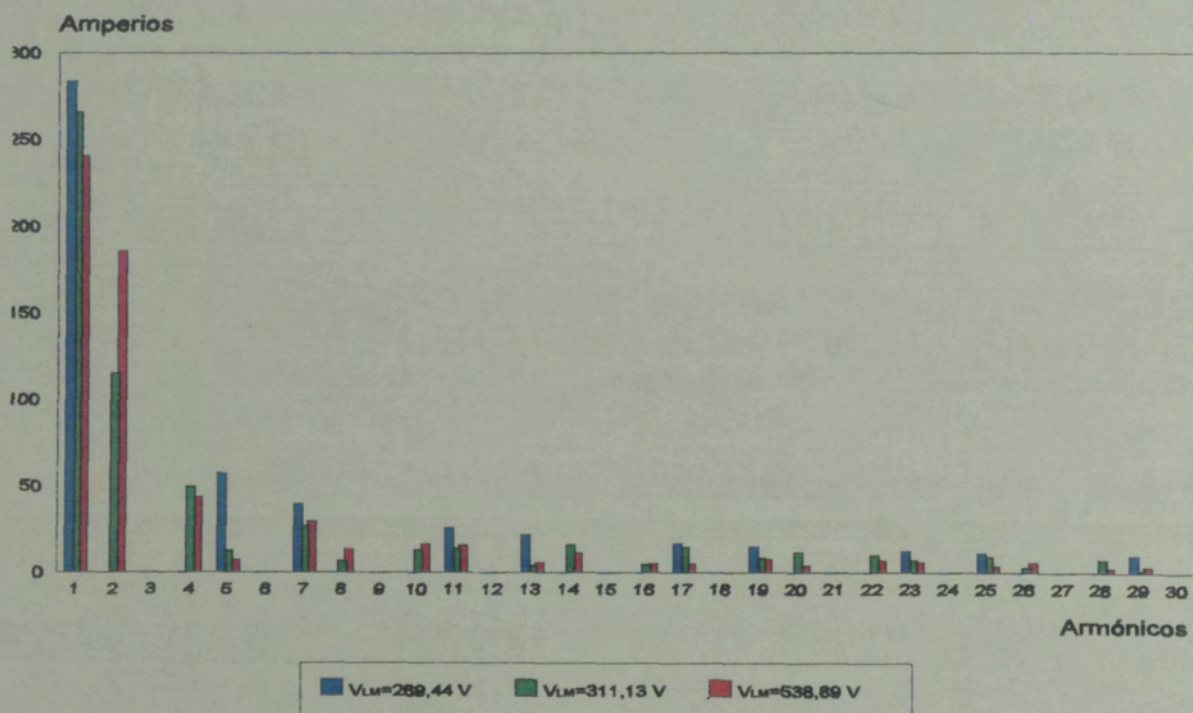


Figura 2.23. Rectificador (PSC) con carga pasiva. Intensidad de fase para $q=0,5$.

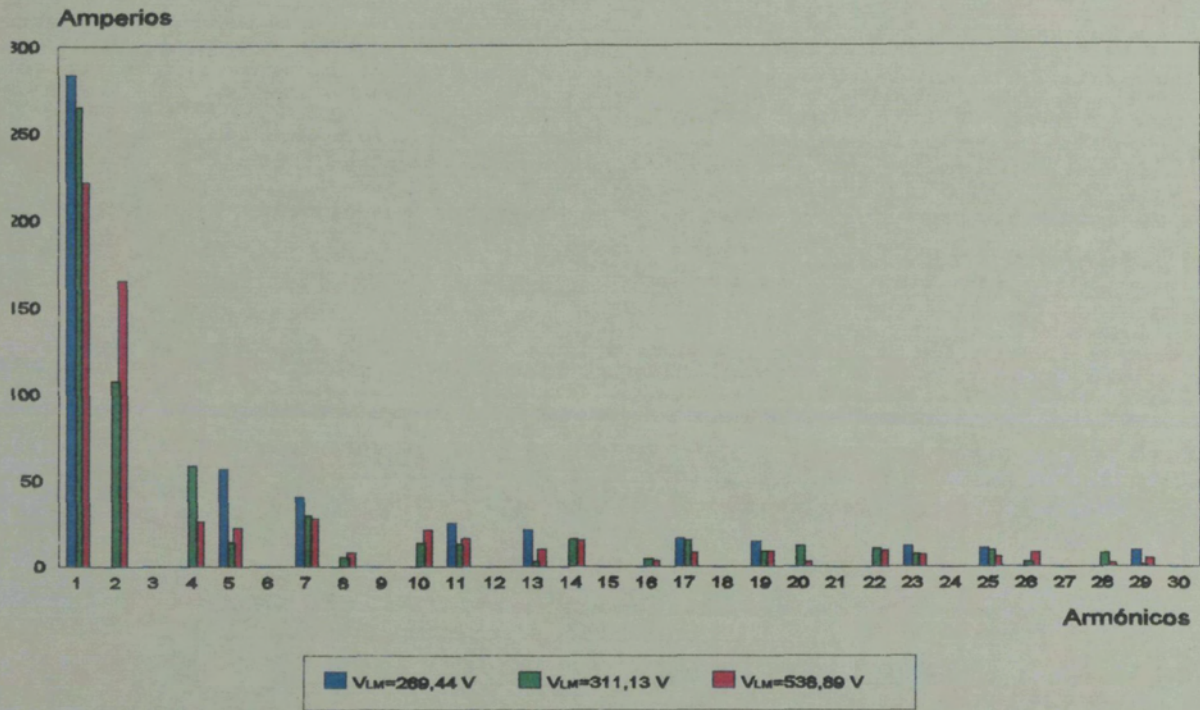


Figura 2.24. Rectificador (PSC) con carga pasiva. Intensidad de fase para $q=1$.

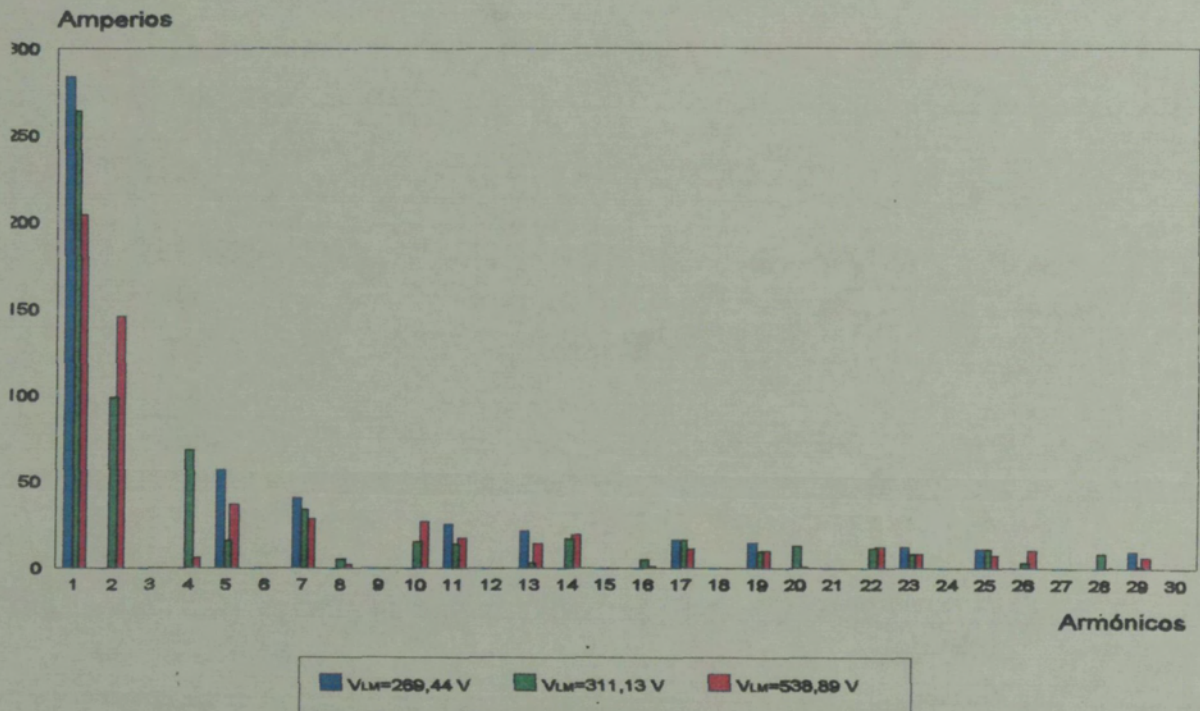


Figura 2.25. Rectificador (PSC) con carga pasiva. Intensidad de fase para $q=5$.

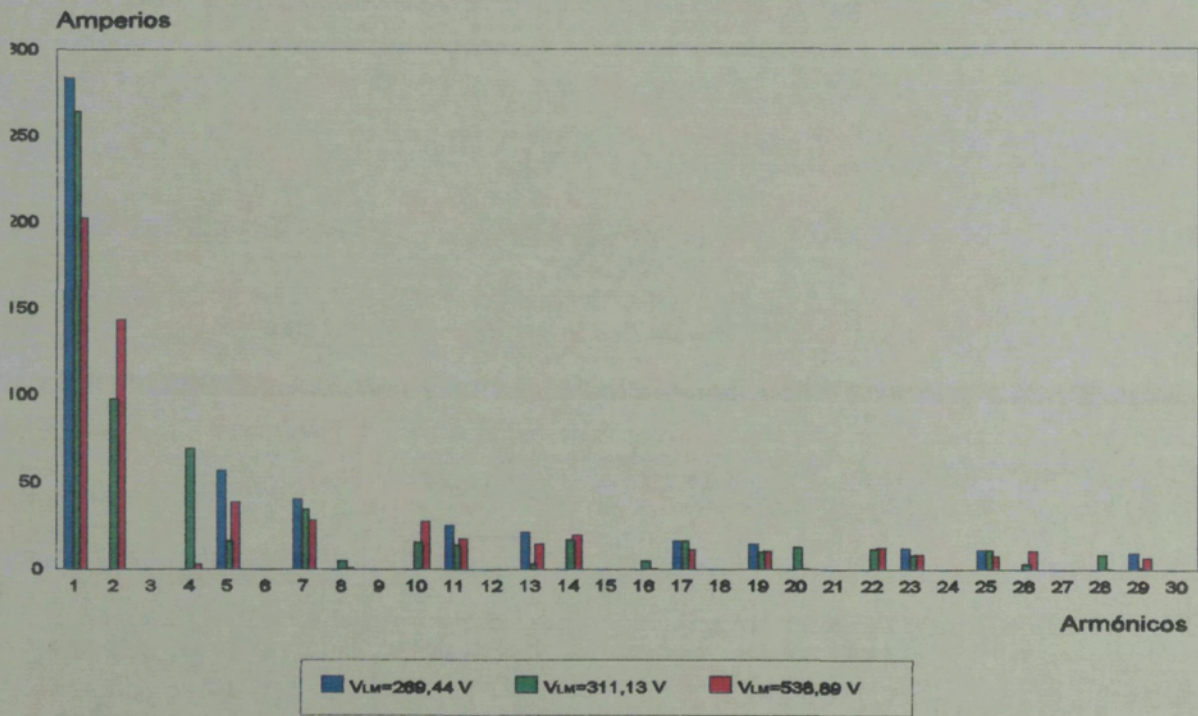


Figura 2.26. Rectificador con (PSC) carga pasiva. Intensidad de fase para q=10.

De las tablas 2.13 a 2.15, se infiere que, desde la óptica de la potencia reactiva, es preferible trabajar con la menor tensión de alimentación. Considerando el comportamiento armónico, los mejores resultados se presentan para la tensión de alimentación más baja. Para los dos valores inferiores de V_{LM} , el índice armónico prácticamente no depende de q , y para el valor más alto de la tensión de alimentación, THD mejora ligeramente al aumentar el valor del factor de carga.

Haciendo un análisis comparativo entre estos resultados y los obtenidos para el mismo caso con el puente controlado, se aprecia una reducción de potencia reactiva que oscila entre el 42% y el 28% dependiendo de los valores que adopten V_{LM} y q , obteniéndose mayor reducción para alimentaciones bajas cuando el factor de carga es inferior a la unidad y para tensiones altas cuando q es mayor que la unidad.

El índice armónico es más favorable en el caso del puente controlado. Cuantitativamente, se produce un aumento en este parámetro, para el puente semicontrolado, comprendido entre el 60% y el 160%, dependiendo de los valores del factor de carga y de la tensión de alimentación, se cumple que el menor incremento se produce para los valores más bajos de V_{LM} , siendo prácticamente independiente de q .

Las figuras 2.22 a 2.26 describen el comportamiento armónico, para cada valor del factor de carga empleado en este ejemplo. Al igual que en la aplicación anterior, cuando se suministra la menor tensión de alimentación (caso análogo al puente controlado), el orden de los armónicos sigue la secuencia $k - 6 \pm 1$. En cambio para las dos alimentaciones restantes (puente semicontrolado estrictamente), los armónicos varían cubriendo todo el espectro, excepto los órdenes múltiplos de tres.

La distribución armónica se mantiene prácticamente constante cuando el factor de carga es superior a la unidad. Se observa que al aumentar V_{LM} disminuye el módulo de la componente fundamental y crece el segundo armónico. Para valores de q , inferiores o iguales a la unidad, el contenido armónico aumenta, a medida que el factor de carga decrece y el mayor crecimiento se produce para la tensión de alimentación más elevada, sobre todo en los armónicos primero, segundo, cuarto y quinto.

2.4. Conclusiones del capítulo

Ante los resultados presentados en los ejemplos de aplicación que se han analizado, se pueden extraer las conclusiones siguientes:

1. En general, se obtienen mejores resultados en cuanto a la potencia reactiva, si se disminuye el valor de la tensión de alimentación, independientemente del factor de carga.
2. El índice armónico mejora cuando el factor de carga aumenta y la tensión de alimentación baja, sobre todo en los ejemplos que contemplan el funcionamiento como rectificador con carga activa y como ondulator no autónomo. En el régimen de rectificador con carga pasiva, se aprecia el mismo tipo de comportamiento si V_{LM} es la mayor; para los otros dos valores de la alimentación, la distorsión armónica es independiente de q .

3. En todos los casos se cumple que la distribución armónica es prácticamente igual, cuando el factor de carga es superior a la unidad, presentándose un contenido armónico ligeramente superior para la tensión de alimentación más elevada. Para valores de q inferiores o iguales a la unidad, la riqueza armónica aumenta a medida que el factor de carga disminuye, obteniéndose los peores resultados para el mayor valor de V_{LM} .
4. Comparando los resultados del puente controlado y el puente semicontrolado, se detecta una importante disminución de potencia reactiva, cuando se trabaja con la segunda configuración. Esta reducción varía en función de los valores de q y V_{LM} empleados, y se observa que mejora para alimentaciones bajas, si el factor de carga es inferior a la unidad y para valores elevados de V_{LM} , si q es superior a la unidad.
5. El índice armónico, presenta mejor comportamiento para el caso del puente controlado, sobre todo con tensiones de alimentación bajas y valores elevados del factor de carga.
6. En cuanto al contenido armónico, se presenta una distribución con mayor número de armónicos para el caso del puente semicontrolado, ya que éstos no siguen la secuencia $k - \delta \pm 1$, sino que aparecen todos excepto los que cumplen la condición de ser múltiplos de tres.
7. Fruto de la comparación entre el puente controlado y el semicontrolado, se observa que el primero mejora la distorsión armónica y aumenta el consumo de potencia reactiva, mientras el segundo actúa de forma contraria, teniendo en cuenta además, que no puede funcionar en régimen de ondulator. Se constata la existencia de un compromiso entre disminución de potencia reactiva y bajo índice armónico.
8. De los apartados anteriores, se deduce que el valor del factor de carga igual a la unidad marca la frontera entre dos tipos de comportamiento.

En este trabajo, se propone una solución intermedia que reúne las ventajas de ambos puentes y minimiza sus inconvenientes, con el objeto de conseguir que los convertidores alterna-continua puedan trabajar con la menor contaminación de red posible.