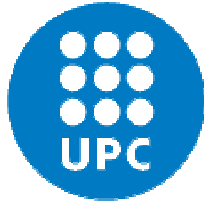


ADVERTIMENT. L'accés als continguts d'aquesta tesi doctoral i la seva utilització ha de respectar els drets de la persona autora. Pot ser utilitzada per a consulta o estudi personal, així com en activitats o materials d'investigació i docència en els termes establerts a l'art. 32 del Text Refós de la Llei de Propietat Intel·lectual (RDL 1/1996). Per altres utilitzacions es requereix l'autorització prèvia i expressa de la persona autora. En qualsevol cas, en la utilització dels seus continguts caldrà indicar de forma clara el nom i cognoms de la persona autora i el títol de la tesi doctoral. No s'autoritza la seva reproducció o altres formes d'explotació efectuades amb finalitats de lucre ni la seva comunicació pública des d'un lloc aliè al servei TDX. Tampoc s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant als continguts de la tesi com als seus resums i índexs.

ADVERTENCIA. El acceso a los contenidos de esta tesis doctoral y su utilización debe respetar los derechos de la persona autora. Puede ser utilizada para consulta o estudio personal, así como en actividades o materiales de investigación y docencia en los términos establecidos en el art. 32 del Texto Refundido de la Ley de Propiedad Intelectual (RDL 1/1996). Para otros usos se requiere la autorización previa y expresa de la persona autora. En cualquier caso, en la utilización de sus contenidos se deberá indicar de forma clara el nombre y apellidos de la persona autora y el título de la tesis doctoral. No se autoriza su reproducción u otras formas de explotación efectuadas con fines lucrativos ni su comunicación pública desde un sitio ajeno al servicio TDR. Tampoco se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al contenido de la tesis como a sus resúmenes e índices.

WARNING. Access to the contents of this doctoral thesis and its use must respect the rights of the author. It can be used for reference or private study, as well as research and learning activities or materials in the terms established by the 32nd article of the Spanish Consolidated Copyright Act (RDL 1/1996). Express and previous authorization of the author is required for any other uses. In any case, when using its content, full name of the author and title of the thesis must be clearly indicated. Reproduction or other forms of for profit use or public communication from outside TDX service is not allowed. Presentation of its content in a window or frame external to TDX (framing) is not authorized either. These rights affect both the content of the thesis and its abstracts and indexes.



**UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH**

Departament d'Enginyeria Electrònica

ELIMINACIÓN SELECTIVA DE ARMÓNICOS EN CONVERTIDORES PWM CONTINUA-ALTERNA MEDIANTE LA TRANSFORMADA DE WALSH

Tesis doctoral presentada para la obtención
del título de doctor

Jesús Vicente Rodrigo

Director: Rafael Pindado Rico

Codirectora: Inmaculada Martínez Teixidor

ELIMINACIÓN SELECTIVA DE ARMÓNICOS EN CONVERTIDORES PWM

CONTINUA-ALTERNA MEDIANTE LA TRANSFORMADA DE WALSH

Jesús Vicente Rodrigo

(RESUMEN)

La síntesis de tensión alterna a partir de continua mediante la generación de señales de modulación de anchura de pulsos (PWM) representa un método económico y eficaz de realización de dicha transformación, ya que se requieren pocos dispositivos semiconductores que trabajan de una forma más eficiente al hacerlo en conmutación.

El inconveniente de estos sistemas es la presencia de armónicos que deben ser cancelados. En esta tesis se estudia la eliminación selectiva de armónicos mediante la transformada de Walsh como una alternativa más eficaz que la eliminación armónica programada.

La generación de señales PWM utilizando la técnica de eliminación armónica programada necesita la solución de sistemas de ecuaciones trascendentes no lineales. Normalmente, debido a su elevado tiempo de procesado por necesitar una solución iterativa, estas ecuaciones deben resolverse off-line y los valores correspondientes a los ángulos de conmutación óptimos deben almacenarse en tablas de consulta, o interpolados mediante funciones simples para permitir el funcionamiento on-line. La flexibilidad del sistema es muy limitada, especialmente para aplicaciones que requieren, a la vez, control de amplitud y frecuencia.

Una alternativa más eficiente es la utilización de la transformada de Walsh ya que permite el cálculo de los ángulos de conmutación mediante ecuaciones lineales dependientes de la amplitud de la fundamental utilizada como consigna.

En esta tesis se realiza, en primer lugar, un estudio exhaustivo sobre la viabilidad del método convencional de Walsh, presentado en la literatura consultada. En ella se expone un método de eliminación selectiva de armónicos con regulación de la amplitud de la fundamental. Todo ello es conseguido mediante unas ecuaciones lineales que permiten el cálculo de los ángulos de conmutación de la señal PWM a partir de la amplitud de fundamental deseada. No obstante, como se demuestra en esta tesis, con este método el máximo valor de rango de variación de la fundamental no supera el 58% y es necesario, además, combinar diferentes conjuntos de soluciones para cubrir dicho rango. Se ha mejorado el método convencional con una nueva forma de especificar los ángulos de conmutación, mediante fracciones de intervalos que producen una simplificación en el método matemático.

En segundo lugar, en esta tesis se presenta un nuevo método, denominado avanzado, fruto del ensayo de diferentes alternativas al método convencional que suponían una modificación en la forma de la señal, circunscrita a la definición del ángulo de final del corte, que en el método

convencional es fijo y en el nuevo método propuesto es variable. Con el nuevo método el rango de variación se aproxima al 100%. De esta forma, es posible almacenar en el sistema de generación de la señal un solo conjunto de ecuaciones que consigue, con muy bajo coste de procesado, resolver cualquier aplicación de modulación escalar.

Otro aspecto estudiado es la influencia de diferentes causas de funcionamiento no ideal sobre la distribución armónica de una onda PWM. Las causas analizadas comprenden: el tiempo muerto, los tiempos de transición de la señal PWM, la imprecisión en el cálculo y el truncamiento de decimales de los ángulos de disparo. Los resultados obtenidos permiten definir el límite real de las prestaciones del convertidor y los requisitos que debe satisfacer su sistema de control.

Por último, se ha puesto a punto una planta de pruebas para la comprobación experimental de los métodos estudiados con el propósito de validar los resultados de simulación. A partir de los resultados obtenidos se proponen las reglas de diseño a seguir para implementar el método avanzado.

Los resultados de simulación expuestos y los resultados experimentales obtenidos prueban la aplicación generalizada de la nueva metodología propuesta. Por este motivo, las investigaciones debieran considerar cuidadosamente las prometedoras posibilidades de las técnicas basadas en las funciones de Walsh.

SELECTIVE HARMONIC ELIMINATION IN DC-AC PWM CONVERTERS USING THE WALSH TRANSFORM

Jesús Vicente Rodrigo

(ABSTRACT)

The synthesis of alternating current (AC) voltage from direct current (DC) voltage by means of pulse width modulation (PWM) waveforms represents an economic and efficient method of making this conversion, since few semiconductor devices are required and they work in a more efficient way when doing it in commutation. However, the main drawback of these systems is the presence of harmonics to be cancelled.

It is well known that the generation of PWM signals using the technique of programmed harmonic elimination requires the solution of non-linear transcendental equations systems. Normally, because of its high processing time for needing an iterative solution, these equations must be solved off-line and the values corresponding to the optimal commutation angles have to be stored in look-up tables or interpolated by simple functions to allow the on-line operation. The flexibility of the system is very limited, especially for applications that require simultaneous control of amplitude and frequency.

This thesis studies the selective harmonic elimination by means of the Walsh transform as a more efficient alternative to the programmed harmonic elimination, since it permits the calculation of the switching angles by linear equations that depend on the fundamental amplitude, used as a reference.

In the first place, this thesis carries out an exhaustive study about the feasibility of the Walsh method presented in the consulted literature, where it is analysed a method of harmonic elimination with regulation of the fundamental amplitude. All this is achieved by means of linear equations that allow the calculation of the PWM signal switching angles from the desired fundamental amplitude. However, as demonstrated in this thesis, by this method the maximum fundamental amplitude range achieved doesn't exceed 58% and it is also necessary to combine different equations sets to cover this range. This method, named conventional, has been significantly improved in this thesis with a new way of definition of the switching angles, by means of interval fractions that lead to a simplification of the mathematical calculation.

Secondly, this thesis presents a new method, named advanced, as a result of testing different alternatives to the conventional method, based on modifications of the waveform of the signal, restricted to the definition of the angle corresponding to the end of the notch, that is fixed in the conventional method, and variable in the new proposed method. With the new method the amplitude range is close to 100%. Therefore, it is possible to store in the signal generation

system a single set of equations that allows solving any scalar modulation application, with a low processing cost.

Another studied aspect is the influence of different causes of non ideal behaviour on the harmonic distribution of a PWM waveform. The analyzed causes include: dead-time, transition times, uncertainty calculation and error due to truncation of switching angles digits. The obtained results allow the definition of the real limits of the converter performance and the requirements that has to satisfy its control system.

Finally, a test plant has been build for experimental verification of the methods studied in order to validate the simulation results. From the obtained results there are proposed the design rules to follow in order to implement the advanced method.

The simulation results shown and the experimental results obtained proof the generalized application of the proposed new methodology. For this reason, researchers should carefully consider the promising potentialities of techniques based on Walsh functions.

ELIMINACIÓ SELECTIVA D'HARMÒNICS EN CONVERTIDORS PWM CONTÍNUA-ALTERNA MITJANÇANT LA TRANSFORMADA DE WALSH

Jesús Vicente Rodrigo

(RESUM)

La síntesi de tensió alterna a partir de contínua mitjançant la generació de senyals de modulació d'amplada de polsos (PWM) representa un mètode econòmic i eficaç de realització d'aquesta transformació, ja que es requereixen pocs dispositius semiconductors que treballen d'una forma més eficient al fer-ho en commutació.

L'inconvenient d'aquests sistemes és la presència d'harmònics que han de ser cancel·lats. En aquesta tesi s'estudia l'eliminació selectiva d'harmònics mitjançant la transformada de Walsh com una alternativa més eficaç que l'eliminació harmònica programada.

La generació de senyals PWM utilitzant la tècnica d'eliminació harmònica programada necessita la solució de sistemes d'equacions transcendents no lineals. Normalment, degut al seu elevat temps de processat pot necessitar una solució iterativa, aquestes equacions s'han de resoldre off-line i els valors corresponents als angles de commutació òptims s'han d'emmagatzemar en taules de consulta, o interpolats mitjançant funcions simples per permetre el funcionament on-line. La flexibilitat del sistema és molt limitada, especialment per a aplicacions que requereixen, a la vegada, control d'amplitud i freqüència.

Una alternativa més eficient és la utilització de la transformada de Walsh ja que permet el càlcul dels angles de commutació mitjançant equacions lineals dependents de l'amplitud de la fonamental utilitzada com a consigna.

En aquesta tesi es realitza, en primer lloc, un estudi exhaustiu sobre la viabilitat del mètode convencional de Walsh, presentat en la literatura consultada. En ella s'exposa un mètode d'eliminació selectiva d'harmònics amb regulació de l'amplitud de la fonamental. Tot això s'aconsegueix amb unes equacions lineals que permeten el càlcul dels angles de commutació del senyal PWM a partir de l'amplitud de fonamental desitjada. No obstant, com es demostra en aquesta tesi, amb aquest mètode el màxim valor de rang de variació de la fonamental no supera el 58% i és necessari, a més, combinar diferents conjunts de solucions per cobrir el rang esmentat. S'ha millorat el mètode convencional amb una nova forma d'especificar els angles de commutació, mitjançant fraccions d'interval que produeixen una simplificació en el mètode matemàtic.

En segon lloc, en aquesta tesi es presenta un nou mètode, anomenat avançat, fruit de l'assaig de diferents alternatives al mètode convencional que suposaven una modificació en la forma del senyal, circumscrita a la definició de l'angle de final del tall, que en el mètode convencional

és fix i en el nou mètode proposat és variable. Amb el nou mètode el rang de variació de la fonamental s'aproxima al 100%. D'aquesta forma, és possible emmagatzemar en el sistema de generació del senyal un sol conjunt d'equacions que aconseguix, amb un cost de processat molt baix, resoldre qualsevol aplicació de modulació escalar.

Un altre aspecte estudiat és la influència de diferents causes de funcionament no ideal sobre la distribució harmònica d'una ona PWM. Les causes analitzades comprenen: el temps mort, els temps de transició del senyal PWM, la imprecisió en el càlcul i el truncament de decimals dels angles de disparament. Els resultats obtinguts permeten definir el límit real de les prestacions del convertidor i els requisits que ha de satisfer el seu sistema de control.

Per últim, s'ha posat en marxa una planta de proves per a la comprovació experimental dels mètodes estudiats amb el propòsit de validar els resultats de simulació. A partir dels resultats obtinguts es proposen les regles de disseny a seguir per a l'implementació del mètode avançat.

Els resultats de simulació exposats i els resultats experimentals obtinguts proven l'aplicació generalitzada de la nova metodologia proposada. Per aquest motiu, les investigacions haurien de considerar amb cura les prometedores possibilitats de les tècniques basades en les funcions de Walsh.

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar quiero dar las gracias a mis directores de tesis, Rafael Pindado e Inmaculada Martínez por su dedicación, amistad y apoyo continuado durante todos los años en los que hemos trabajado juntos, sin los cuales esta tesis no hubiera visto la luz.

A mis compañeros, y sin embargo amigos, de la escuela de Manresa, Rosa Argelaguet, Víctor Barcons, Ricard Sanahuja, Toni Escobet, Teresa Escobet y Josep Font, que no sólo me han animado sino que, además, me han ayudado a resolver algún que otro problema puntual. Un agradecimiento especial se merecen Manel Blanes y David Soler por su aportación al diseño y montaje de la parte experimental.

Finalmente quiero dedicar esta tesis a mis padres, Fernando y Josefina, por su generosidad, a mi hermana Gemma, por su paciencia, y a Rosa, mi compañera de viaje y tribulaciones, cuyo empuje ha ayudado a la finalización de este trabajo.

Esta tesis ha contado con la ayuda de los siguientes proyectos:

- Control activo de perturbaciones mecánicas, CICYT, ref. TAP99-0748.
- Nuevas técnicas de control de convertidores de potencia, orientadas a la mejora de prestaciones de los accionamientos eléctricos y a la reducción de perturbaciones en el sistema de alimentación y en el entorno. MCYT / Ref. DPI2001-2213.
- Control de topologías avanzadas para la mejora del rendimiento y calidad de potencia de convertidores estáticos en generadores eólicos asíncronos doblemente alimentados. ENE2004-07881-C03-02.

ÍNDICE

1	INTRODUCCIÓN, MOTIVACIÓN Y ESTADO DEL ARTE	1
1.1	Introducción	1
1.2	Revisión de los trabajos de investigación previos	1
1.3	Motivación.....	4
1.4	Descripción de los diferentes capítulos de la tesis.....	5
2	MÉTODO CONVENCIONAL DE WALSH	7
2.1	Descripción del método convencional para la forma de onda bipolar	7
2.2	Análisis de las soluciones para la forma de onda bipolar	18
2.2.1	Caso de cuatro ángulos por cuarto de periodo.....	18
2.2.2	Comparación con el método de reducción armónica programada	21
2.2.3	Optimización del algoritmo de búsqueda	22
2.2.4	Número de soluciones obtenidas.....	25
2.2.5	Análisis del consumo de potencia	25
2.3	Conclusiones del capítulo.....	30
3	MÉTODO AVANZADO DE WALSH	31
3.1	Descripción del método avanzado para la forma de onda bipolar	31
3.2	Análisis de las soluciones para la forma de onda bipolar.	44
3.2.1	Comparación de los métodos convencional y avanzado.	44
3.2.2	Aplicación del método avanzado para un número elevado de ángulos.	48
3.2.3	Análisis del consumo de potencia	53
3.3	Conclusiones del capítulo.....	57
4	EFFECTOS DE DIFERENTES NO IDEALIDADES SOBRE LA AMPLITUD DE LOS ARMÓNICOS.....	59
4.1	Cálculo de la amplitud de los armónicos a partir de los ángulos de conmutación	59
4.2	Metodología	59
4.3	Tiempo muerto de conmutación.....	61
4.4	Tiempos de transición	62
4.5	Imprecisión en el cálculo del ángulo de disparo	64
4.6	Efectos del número de decimales utilizados en el cálculo de los ángulos	75
4.7	Conclusiones del capítulo.....	85

5	REGLAS DE DISEÑO Y COMPROBACIÓN EXPERIMENTAL	87
5.1	Descripción de la planta de pruebas	87
5.2	Descripción de las mediciones realizadas y comparación con los resultados de simulación.....	93
5.3	Mediciones para el método convencional de Walsh	95
5.4	Mediciones para el método avanzado de Walsh	102
5.5	Análisis de resultados y comparación con los resultados teóricos y simulados	108
5.6	Conclusiones del capítulo.....	110
5.6.1	Reglas de diseño	110
5.6.2	Elección del procesador	111
5.6.3	Número de ángulos admisible.....	111
6	CONCLUSIONES	113
6.1	Conclusiones.....	113
6.1.1	Reglas de diseño.....	115
6.1.2	Elección del procesador	116
6.1.3	Número de ángulos admisible.....	116
7	LINEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN	117
7.1	Temas propuestos como futuras líneas de investigación	117
7.1.1	Método avanzado de Walsh para forma de onda unipolar	118
A1	ANEXO: MEDICIONES ADICIONALES AL CAPÍTULO 5.....	121
A1.1	Mediciones para el método convencional de Walsh con $q=1$ y $A1=60\%$	121
A1.2	Mediciones para el método avanzado de Walsh con $q=1$ y $A1=60\%$	128
A1.3	Mediciones para el método convencional de Walsh con $q=0,16$ y $A1=90\%$	134
A1.4	Mediciones para el método avanzado de Walsh con $q=0,16$ y $A1=90\%$	140
A1.5	Mediciones para el método convencional de Walsh con $q=0,16$ y $A1=60\%$	146
A1.6	Mediciones para el método avanzado de Walsh con $q=0,16$ y $A1=60\%$	152
A2	ANEXO: DESCRIPCIÓN DE LOS PROGRAMAS UTILIZADOS.....	159
	BIBLIOGRAFÍA	161

NOTACIÓN UTILIZADA

A_k	Amplitud del armónico de orden k
B	Matriz de transformación Walsh-Fourier
DF	Factor de distorsión
G_F	Vector de coeficientes de Fourier
G_W	Vector de coeficientes de Walsh
m = [m(1) m(2) ... m(M)]	Vector de conmutación
M	Número de ángulos de conmutación por cuarto de periodo
N	Número de intervalos de conmutación por cuarto de periodo
P	Potencia activa
q	Factor de carga
Q	Potencia reactiva
RHD	“Rejected Harmonic Distortion”
THD	Distorsión armónica total
wal(k, t)	Función de Walsh de orden k
WAL	Matriz discreta de Walsh
W_k	Coficiente de Walsh de orden k
α_i	Inicio de pulso
β_i	Final de pulso
δ	Tiempo muerto
θ	Imprecisión en el cálculo del ángulo de disparo
τ	Tiempo de transición
Φ = [Φ_1 Φ_2 ... Φ_M] ^T	Vector de las fracciones de los ángulos de conmutación

1 INTRODUCCIÓN, MOTIVACIÓN Y ESTADO DEL ARTE

En este capítulo se realiza una introducción a la tesis describiendo los documentos de partida en los que se basan los estudios realizados, así como la motivación para realizar este trabajo y los resultados obtenidos. Se describen los diferentes capítulos en los que se divide la tesis y se avanzan las aportaciones realizadas en la generación de señales PWM en convertidores continua-alterna con eliminación selectiva de armónicos utilizando la transformada de Walsh.

Los trabajos presentados se basan en la utilización de dos métodos, el primero denominado convencional porque es el que aparece en la bibliografía publicada sobre el tema y el segundo que se define como avanzado, porque mejora notablemente las prestaciones del método convencional, como se demuestra en esta tesis.

1.1 Introducción

La síntesis de tensión alterna a partir de continua mediante la generación de señales de modulación de anchura de pulsos (PWM) representa un método económico y eficaz de realización de dicha transformación, ya que se requieren pocos dispositivos semiconductores que trabajan de una forma más eficiente al hacerlo en conmutación [5], [16], [33].

La modulación de anchura de pulso (PWM) utilizando la técnica de eliminación armónica programada necesita la solución de sistemas de ecuaciones trascendentes no lineales. Normalmente, debido a su elevado tiempo de procesado por necesitar una solución iterativa, estas ecuaciones deben resolverse off-line y los valores correspondientes a los ángulos de conmutación óptimos deben almacenarse en tablas de consulta, o interpolados mediante funciones simples para permitir el funcionamiento on-line. La flexibilidad del sistema es muy limitada, especialmente para aplicaciones que requieren, a la vez, control de amplitud y frecuencia.

Una alternativa más eficiente es la utilización de la transformada de Walsh ya que permite el cálculo de los ángulos de conmutación mediante ecuaciones lineales dependientes de la amplitud de la fundamental utilizada como consigna.

1.2 Revisión de los trabajos de investigación previos

Las funciones de Walsh fueron definidas en 1923 por el matemático estadounidense J.L. Walsh [54]. Estas forman un conjunto de funciones que se caracterizan por tomar solo dos valores, +1 y -1. El hecho de adoptar sólo dos valores hace que presenten un comportamiento análogo al de la lógica digital, aunque, por otra parte, sigan manteniendo muchas propiedades funcionales

similares a las de las series de Fourier, como el hecho de formar un conjunto ortogonal [36]. Un subconjunto de las primeras funciones 16 funciones de Walsh se muestra en la figura 1-1:

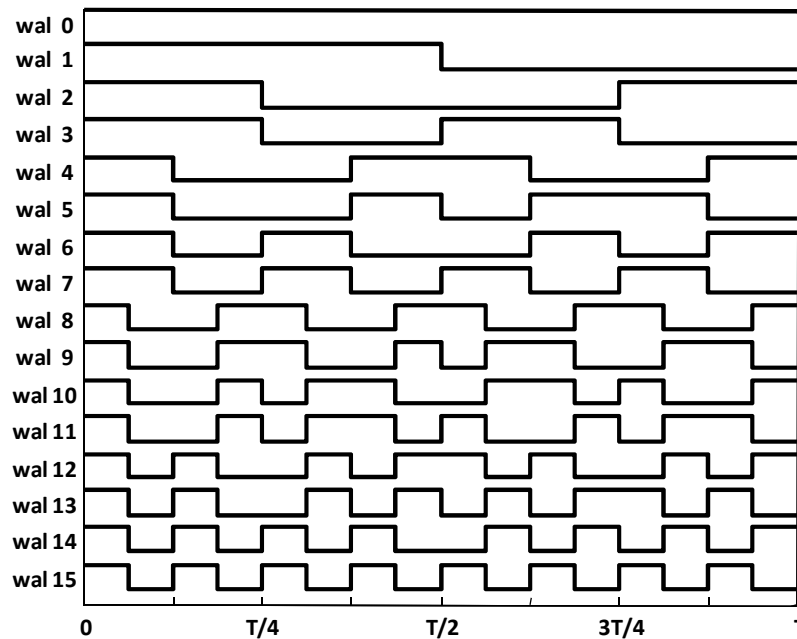


Figura 1-1. Funciones de Walsh

Pese a que los trabajos sobre las propiedades matemáticas de las funciones de Walsh se completaron en los años 30, las aplicaciones en ingeniería no empezaron a publicarse hasta tres decenios después, cuando se popularizó la utilización de los semiconductores y los procesadores digitales. Los primeros desarrollos se centraron en problemas de comunicación y en la codificación de imágenes [2],[15].

Hay un gran número de ejemplos en el campo de la comunicación y en el análisis de problemas estocásticos donde las propiedades de ortogonalidad de este tipo de sistemas proporcionan, por si mismos, soluciones particularmente atractivas y funcionales al problema de identificación [3], [4]. Con la aplicación de técnicas digitales y el empleo de circuitos electrónicos digitales en estas áreas, se ha hecho patente la necesidad de utilizar otros sistemas de funciones ortogonales que, aun no poseyendo algunas de las propiedades deseables de las funciones armónicas en redes lineales invariantes en el tiempo, tienen otras ventajas que las hacen aplicables de una forma mucho más directa [20], [41].

Otras áreas de aplicación son el proceso de datos bidimensionales o aquéllas de trabajo en tiempo real. La utilización de las funciones de Walsh reduce las necesidades de velocidad y capacidad de almacenamiento, cuando se compara con los métodos equivalentes de Fourier.

En lo que respecta a la conversión continua-alterna, la base matemática para realizar la correspondencia entre los coeficientes de las series de Fourier y los de Walsh fue establecida en el trabajo de Siemens y Kitai en 1973 [40] y complementada en [7] donde se justifica el número mínimo de términos para realizar un desarrollo en funciones de Walsh. A partir de estos trabajos arranca la aplicación de las funciones de Walsh en el área de la electrónica de potencia, hacia los años 90, con la publicación de diferentes artículos sobre la eliminación selectiva de armónicos como una alternativa eficiente a la eliminación armónica programada.

Como se ha expuesto en la introducción, los métodos de eliminación armónica programada presentan el inconveniente de tener que resolver sistemas con ecuaciones trascendentes [14], [17], [27], [28], [59]. Para simplificar dichos sistemas se han realizado diferentes trabajos de investigación encaminados a sustituirlos por otros basados en polinomios [8], [10], [30], [38], [43] o mediante la utilización de algoritmos genéticos [6], [11], [34], [39], [45]. En general uno de los principales problemas es hacer una estimación inicial para determinar los ángulos de conmutación [53]. Estos métodos también se han aplicado a sistemas multinivel [13], [22], [55]. Recientemente, se han publicado trabajos que se fundamentan en la eliminación armónica basada en la modulación [12], [31], [56], [57]. Otro aspecto a tener en cuenta en la eliminación selectiva de armónicos es el efecto de las no idealidades en las formas de onda generadas [18], [19].

Por otra parte, la eliminación selectiva de armónicos mediante la transformada de Walsh se describe por primera vez en [1], limitándose a dos casos prácticos, pero sin hacer una generalización de los resultados. En [46] se desarrolla una generalización del método, ampliada en [24] al presentar de una forma clara el proceso matricial requerido por el método de eliminación armónica. Los autores de la referencia anterior presentan resultados experimentales en [23]. No obstante, excepto en [24], se muestran gráficas donde se observa que el rango de variación de la fundamental es continuo y cercano al 100%, lo cual, como se demuestra en esta tesis no es correcto. Aportaciones más recientes aplican el método de la transformada de Walsh a la técnica de inyección armónica en inversores trifásicos [37], al diseño de restauradores dinámicos de tensión (DVR) [60] y a sistemas multinivel [58]. Otros ejemplos de aplicación se presentan en [9], [21], [26], [32], [35]. Más curiosa es la referencia [44] donde se afirma que el método de la transformada de Walsh no tiene aplicación práctica en la eliminación armónica.

El método de eliminación selectiva de armónicos mediante la transformada de Walsh requiere de dos premisas, establecidas en las referencias [24] [46]. En primer lugar, se subdivide el primer cuarto de periodo en un número de intervalos cuyo valor debe ser potencia entera de 2 y mayor o igual a 4 veces el número de cortes que se usarán por cuarto de periodo. Con esto se asegura que

las funciones de Walsh utilizadas en el desarrollo tengan un valor constante dentro de cada intervalo y que el error de truncamiento sea suficientemente pequeño.

En segundo lugar, en cada intervalo solamente se admite una conmutación. De esta forma, cada ángulo de conmutación está ligado a un intervalo, que le fija los límites de variación. Además, los ángulos inicial (α_i) y final (β_i) de cada corte están relacionados entre sí mediante una función exclusiva $\beta_i=f(\alpha_i)$, tal como se explica en los capítulos 2 (método convencional) y 3 (método avanzado). Así pues, en esta tesis el número de cortes de la señal PWM se adopta igual al número de ángulos de conmutación (α_i), denominándose “vector de intervalos de conmutación” al conjunto de intervalos que contienen a dichos ángulos.

Con M ángulos de conmutación en el primer cuarto de periodo, se opta por eliminar $M-1$ armónicos, dejando un grado de libertad para regular el valor de la amplitud de la fundamental.

1.3 Motivación

La motivación inicial de este trabajo ha sido el estudio exhaustivo sobre la viabilidad del método convencional de Walsh, presentado en las referencias bibliográficas citadas anteriormente. En ellas se expone un método de eliminación selectiva de armónicos con regulación de la amplitud de la fundamental. Todo ello es conseguido mediante unas ecuaciones lineales que permiten el cálculo de los ángulos de conmutación de la señal PWM a partir de la amplitud de fundamental deseada. En cuanto al número de armónicos eliminados y a los límites de regulación de la componente fundamental, los resultados presentados son ciertamente espectaculares. Sin embargo, deben ser cuestionados cuando se analizan con detalle, pues el elevado número de decimales necesario para el resultado matemático de los ángulos de conmutación, impide que éstos puedan discriminarse y plantean fundadas dudas sobre su realización práctica.

El estudio realizado demuestra que el rango de la fundamental está limitado al 51%, en el mejor de los casos. En vista de ello, se ensayaron diferentes alternativas al método convencional que suponían una modificación en la forma de la señal, circunscrita a la definición del ángulo de final del corte, que en el método convencional es fijo y en el nuevo método propuesto es variable. Con el nuevo método el rango de variación se aproxima al 100%.

En esta tesis se presenta este nuevo método, denominado avanzado como antes se ha dicho, que permite almacenar en el sistema de generación de la señal un reducido número de conjuntos de ecuaciones que consiguen, con muy bajo coste de procesado, resolver cualquier aplicación de modulación escalar. Cada conjunto de ecuaciones está ligado a un vector de intervalos de

conmutación y tiene unas características bien definidas en cuanto a margen de regulación de la fundamental y rango de variación de la distorsión armónica.

Pero este resultado no es trivial. En principio, para cada número de cortes por cuarto de periodo hay que estudiar todas las posibles combinaciones de ángulos de disparo, ya que la solución no es única sino que se encuentran miles de ellas, complicando los procesos de cálculo y de elección de las soluciones. Para realizar la selección, se hizo una clasificación en función del mayor rango de variación de la amplitud de la fundamental y se utilizó además el factor de distorsión como segundo criterio de clasificación o calificación de la bondad de la solución.

Esta ha sido otra importante motivación. El reto de intentar simplificar los miles de soluciones encontradas y poder realizar la predicción de una o varias soluciones, o derivar una ley general para revelar las mejores soluciones (vectores de intervalos de conmutación) para un determinado número de ángulos. Esto último, no ha sido posible para el método convencional ya que obliga a calcular todas las soluciones para un determinado número de ángulos.

A diferencia del método convencional, el método avanzado logra la obtención de más soluciones y éstas son más coherentes, pues permiten prever la solución óptima sin tener que probar los miles o millones de combinaciones que se necesitan con el convencional. De esta forma se han simulado con éxito vectores de conmutación con solución para 32, 64 y 128 ángulos, habiéndose obtenido actualmente resultados experimentales preliminares en el caso de 32 ángulos.

1.4 Descripción de los diferentes capítulos de la tesis

En el capítulo 2, “Método convencional de Walsh”, se muestra el método que damos en llamar convencional porque es el que se utiliza en la bibliografía publicada sobre el tema y en contraposición al nuevo método avanzado que se presenta en esta tesis. Se describe en qué consiste el método y como se obtienen las ecuaciones lineales que permiten calcular los ángulos de conmutación en función de la amplitud de la fundamental y se analizan los resultados obtenidos, así como el consumo de potencias. Hay que hacer notar que se han introducido mejoras en el proceso matemático para simplificar las expresiones matriciales y disminuir el tiempo de procesado. [49], [50], [51],[52].

El capítulo 3, “Método avanzado de Walsh”, se presenta el nuevo método denominado avanzado porque, como se demuestra, supera al convencional en prestaciones, principalmente por el aumento del rango de variación de la fundamental. Se describe en qué consiste el método y como se obtienen las ecuaciones lineales que permiten calcular los ángulos de conmutación en función

de la amplitud de la fundamental y se analizan los resultados obtenidos, comparándolos con los del método convencional para distinguir las ventajas del avanzado. [47], [48].

En el capítulo 4 “Efectos de diferentes no idealidades sobre la amplitud de los armónicos” se presenta un estudio de la influencia de diferentes causas de funcionamiento no ideal sobre la distribución armónica de una onda PWM. Las causas analizadas comprenden: el tiempo muerto preceptivo para evitar estados incompatibles, los tiempos de transición de la señal PWM, la imprecisión en el cálculo y el truncamiento de decimales de los ángulos de disparo. Los resultados obtenidos permiten definir el límite real de las prestaciones del convertidor y los requisitos que debe satisfacer su sistema de control. [29].

El siguiente capítulo, 5, “Reglas de diseño y comprobación experimental”, describe la planta de pruebas utilizada para la comprobación experimental de los métodos estudiados en la presente tesis con el propósito de validar los resultados de simulación presentados en los capítulos 2 y 3. A partir de los resultados obtenidos se proponen las reglas de diseño a seguir para implementar el método avanzado. [48].

A continuación, el capítulo 6 presenta las principales conclusiones de la tesis y, fundamentalmente, recopila y ordena las conclusiones razonadas y justificadas en los capítulos precedentes.

Finalmente, en el capítulo 7 se proponen diferentes líneas de investigación, sugeridas a partir del trabajo presentado en esta tesis. El propósito es ampliar los resultados obtenidos, así como abrir nuevas vías de investigación basadas en la aplicación de las funciones de Walsh al diseño de inversores.

2 MÉTODO CONVENCIONAL DE WALSH

En este capítulo se muestra el método que damos en llamar convencional porque es el que se utiliza en la bibliografía publicada sobre el tema y en contraposición al nuevo método que se presenta en esta tesis y que se llama avanzado. Se describe en qué consiste el método y como se obtienen las ecuaciones lineales que permiten calcular los ángulos de conmutación en función de la amplitud de la fundamental y se analizan los resultados obtenidos y el consumo de potencias.

2.1 Descripción del método convencional para la forma de onda bipolar

Para realizar el desarrollo en serie de funciones de Walsh, toda función periódica puede descomponerse como suma infinita de funciones de Walsh de la forma:

$$f(t) = W_0 wal(0, t) + \sum_{k=1}^{\infty} W_k wal(k, t); t \in [0,1) \quad (2-1)$$

Donde:

$$W_0 = \int_0^1 f(t) wal(0, t) dt = \int_0^1 f(t) dt \quad (2-2)$$

$$W_k = \int_0^1 f(t) wal(k, t) dt \quad (2-3)$$

En el caso de que la función tenga valor medio nulo, W_0 será nulo y la representación en serie de Walsh quedará:

$$f(t) = \sum_{k=1}^{\infty} W_k wal(k, t); t \in [0,1) \quad (2-4)$$

Esta representación en serie de Walsh resulta especialmente útil a la hora de representar ondas PWM. En particular, dado que las ondas PWM presentan simetría par respecto a $\pi/2$ y simetría impar respecto a π , en la expresión (2-4) sólo aparecerán las funciones de Walsh que verifican $k=4n-3$ ($n=1,2,3,4,\dots$) [1], dotadas de este mismo tipo de simetría.

$$f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} W_{(4n-3)} wal(4n-3, t); t \in [0,1) \quad (2-5)$$

El punto de partida del método viene dado por la relación entre los coeficientes de Fourier (G_F) y los coeficientes de Walsh (G_W), correspondientes al desarrollo en serie de la señal PWM a generar.

$$G_F = B G_W \quad (2-6)$$

$$G_F = \{A_{2k-1}\} \quad k = [1,2, \dots, M] \quad (2-7)$$

$$G_W = \{W_{4n-3}\} \quad n = [1,2, \dots, N] \quad (2-8)$$

La matriz B se obtiene de la expresión (2-9), donde $g(v) = \{g_h g_{h-1} \dots g_2 g_1\}$ es el código Gray de v, siendo g_1 el bit menos significativo [40].

$$B_{u,v} = 2 (-1)^{g_i} (-j)^{\sum_{i=1}^h g_i} \left[\prod_{i=1}^h \cos\left(\frac{\pi}{2} \left(\frac{u}{2^{i-1}} - g_i\right)\right) \right] sinc\left(\frac{u \pi}{2^h}\right) \quad (2-9)$$

Los coeficientes de Walsh se obtienen de:

$$G_W = C \Phi + D \quad (2-10)$$

Donde, $\Phi = [\Phi_1 \Phi_2 \dots \Phi_M]^T$ es el vector de conmutación de las fracciones de ángulo referidas al final de su intervalo de conmutación, $\Phi_i \in (0,1)$. La utilización de estas fracciones hace que las expresiones matriciales obtenidas sean más simples que trabajando directamente con los ángulos, como se hace en los trabajos de investigación analizados.

Cada cuarto de período se subdivide en N intervalos, de 0 a N-1, pero sólo M de estos incluyen un, y sólo un, ángulo de conmutación. Estos intervalos, $m(\alpha_i)$, forman los elementos del vector de intervalos de conmutación.

$$m = [m(\alpha_1) m(\alpha_2) \dots m(\alpha_M)] \quad (2-11)$$

Para simplificar la notación denominaremos a los elementos del vector m como:

$$m = [m(1) m(2) \dots m(M)] \quad (2-12)$$

La relación entre las fracciones (Φ_i) y los ángulos de conmutación (α_i) se calcula mediante la ecuación (2-13), en radianes, y se puede observar en la figura 2-1, para una onda PWM bipolar.

$$\alpha_i = \frac{\pi}{2N} (m(i) + 1 - \Phi_i) \quad (2-13)$$

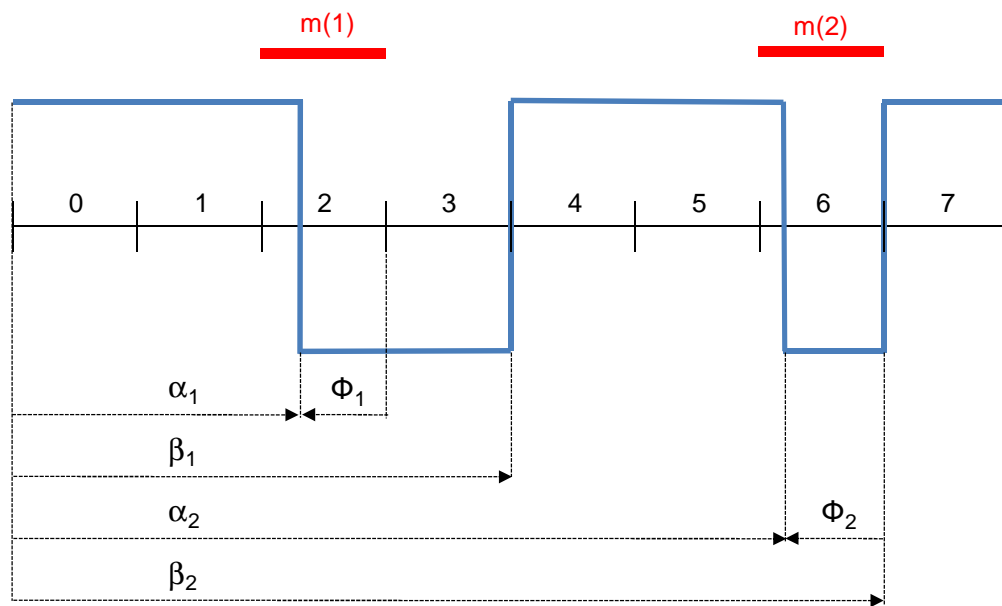


Figura 2-1

Fijando N como la potencia entera de 2 mayor o igual que 4 veces el número de ángulos, se consigue que las funciones de Walsh utilizadas en el desarrollo en serie de la señal PWM tenga un valor constante en cada intervalo, reduciendo la complejidad del algoritmo y manteniendo a un nivel bajo el error por truncamiento. Otra simplificación se obtiene fijando el final de la conmutación (β_i) en el fin del siguiente intervalo si el valor de $m(i)$ es inferior a $(N/2)-1$, o en el inicio del siguiente intervalo en caso contrario.

La figura 2-1 muestra el primer cuarto de período de una señal PWM con dos ángulos de conmutación (α_1, α_2) en los intervalos 2 y 6. En este caso: $M=2, N=8, m(1)=2$ y $m(2)=6$. En este caso, para realizar el desarrollo en serie de Walsh, podremos transformar la ecuación (2-3) de la siguiente forma:

$$W_k = \int_0^1 f(t) wal(k, t) dt = 4 \int_0^{\frac{1}{4}} f(t) wal(k, t) dt \quad (2-14)$$

Teniendo en cuenta que el valor de la función de Walsh es constante en cada intervalo podemos substituir t por $i/(4N)$ (aunque se escribe i para simplificar), resultando:

$$W_k = 4 \sum_{i=0}^{N-1} \left[wal(k, i) \int_{\frac{i}{4N}}^{\frac{i+1}{4N}} f(t) dt \right] \quad (2-15)$$

Y substituyendo los valores de la función PWM para cada intervalo, queda:

$$W_k = \frac{1}{N} \left[\sum_{i=0}^{N-1} wal(k, i) - 2 \Phi_1 wal(k, m(1)) - 2 wal(k, m(1) + 1) - 2 \Phi_2 wal(k, m(2)) \right] \quad (2-16)$$

La aparición del término $2 wal(k, m(1) + 1)$ en la expresión anterior (2-16) se debe a que el primer “corte” (entre α_1 y β_1) empieza en un intervalo que es inferior a $N/2 - 1$, mientras que para el segundo “corte” no aparece una expresión semejante, al ser su intervalo de inicio superior o igual a $N/2 - 1$. Para generalizar la expresión se utiliza el parámetro λ_i que adopta el valor 1 si $m(i) < N/2 - 1$ y el valor 0 en caso contrario. De esta forma, para 2 ángulos se encuentra:

$$W_k = -\frac{2}{N} [\Phi_1 wal(k, m(1)) + \Phi_2 wal(k, m(2))] + \frac{1}{N} \left[\sum_{i=0}^{N-1} wal(k, i) - 2 \sum_{j=1}^2 \lambda_p wal(k, m(j) + 1) \right] \quad (2-17)$$

Y en general para M ángulos:

$$W_k = -\frac{2}{N} \left[\sum_{j=0}^M \Phi_j wal(k, m(j)) \right] + \frac{1}{N} \left[\sum_{i=0}^{N-1} wal(k, i) - 2 \sum_{j=1}^M \lambda_p wal(k, m(j) + 1) \right] \quad (2-18)$$

Comparando esta expresión con la ecuación (2-10) podemos deducir los elementos que forman la matriz C y el vector D . Los elementos de la matriz C son:

$$C_{k,j} = -\frac{2}{N} wal(k, m(j)) \quad (2-19)$$

Mientras que los del vector D son:

$$D_k = \frac{1}{N} \left[\sum_{i=0}^{N-1} wal(k, i) - 2 \sum_{j=1}^M \lambda_p wal(k, m(j) + 1) \right] \quad (2-20)$$

La matriz C y el vector D se derivan de la matriz que llamaremos WAL, cuadrada, de dimensión N (tiene N filas y N columnas), y que representa el valor de las funciones de Walsh utilizadas en el desarrollo en serie de la señal PWM, que son de orden $4n-3$ ($n=1,2,3,\dots$), en cada uno de los N intervalos en los que se divide el cuarto de periodo.

$$WAL_{i,j} = wal\left(4i - 3, \frac{j-1}{4N}\right), \quad i, j = 1 \dots N \quad (2-21)$$

A partir de esta matriz se obtienen las matrices C y D. La matriz C está formada por las M columnas de la matriz WAL correspondientes a los valores del vector de conmutación (m). Mientras que el vector columna D se obtiene del vector SW y de la matriz PW. El primero (SW) es el vector resultante de sumar fila a fila los valores de la matriz WAL y la segunda (PW) se forma a partir de la matriz WAL desplazando una columna a la izquierda y poniendo a cero las columnas correspondientes a los intervalos mayores o iguales a $N/2 - 1$.

$$C_{i,j} = -\frac{2}{N} WAL_{i,m(j)+1}, \quad i = 1 \dots N, j = 1 \dots M \quad (2-22)$$

$$D_i = \frac{1}{N} \left[SW(i) - 2 \sum_{j=1}^M PW_{i,m(j)+1} \right], \quad i = 1 \dots N \quad (2-23)$$

Los índices de columna de las matrices WAL y PW son $m(j)+1$ porque los intervalos se numeran a partir de 0 y los índices de las matrices y vectores empiezan por 1.

De las ecuaciones (2-6) y (2-10) se deduce:

$$G_F = B(C \Phi + D) = E \Phi + F \quad (2-24)$$

Finalmente, el sistema de ecuaciones lineales se obtiene de (2-24).

$$\Phi = E^{-1} (G_F - F) \quad (2-25)$$

Si se deja la amplitud de la fundamental, A_1 , variable y se hace que el resto de armónicos, A_3 , A_5 , A_7 , ... se anulen, se encuentra:

$$\Phi = P A_1 + K \quad (2-26)$$

El sistema de ecuaciones (2-26) tiene las restricciones de que A_1 y $\Phi_i \in [0,1]$. Además, para que el sistema de ecuaciones sea válido, se deberá comprobar que el rango de variación de A_1 sea positivo.

A continuación se muestra la solución numérica del caso descrito para dos ángulos de conmutación ($M=2$) en los intervalos 2 y 6 ($m=[2,6]$). El número de intervalos por cuarto de periodo será $N=8$, que cumple las condiciones de ser la potencia de 2 superior o igual a $4 \times M$.

Las diferentes matrices serán:

Matriz B:

$$B = \begin{vmatrix} 1,2732 & -0,5274 & -0,1049 & -0,2533 & -0,0249 & 0,0103 & -0,0519 & -0,1254 \\ 0,4244 & 1,0246 & -0,6846 & 0,2836 & -0,0860 & -0,2077 & -0,3108 & 0,1287 \end{vmatrix}$$

Matriz de Walsh y vector suma:

$$WAL = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{vmatrix} \quad SW = \begin{vmatrix} 8 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$$

Matriz PW:

$$PW = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

Matriz C y vector D:

$$C = -\frac{1}{4} \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -1 \\ -1 & -1 \\ -1 & 1 \\ 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{vmatrix} \quad D = \frac{1}{8} \begin{vmatrix} 6 \\ -2 \\ 2 \\ 2 \\ -2 \\ -2 \\ 2 \\ 2 \end{vmatrix}$$

Desarrollando la ecuación (2-26), obtenemos las ecuaciones lineales correspondientes a las fracciones de ángulo:

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= -1,0155 A_1 + 0,9555 \\ \Phi_2 &= -1,5931 A_1 + 1,5317 \end{aligned} \quad (2-27)$$

De estas ecuaciones, con las restricciones indicadas anteriormente, se obtiene el rango de variación de la fundamental:

$$\begin{aligned} A_{1min} &= 0,3373 \\ A_{1max} &= 0,9409 \end{aligned} \quad (2-28)$$

Finalmente, los ángulos de conmutación para el primer cuarto de periodo referidos al origen serán:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{\pi}{16} (1,0155 A_1 + 2,0444) \\ \beta_1 &= \frac{\pi}{4} \\ \alpha_2 &= \frac{\pi}{16} (1,5931 A_1 + 5,4683) \\ \beta_2 &= \frac{7\pi}{16} \end{aligned} \quad (2-29)$$

A continuación se muestran las formas de onda, para el primer cuarto de periodo y las distribuciones armónicas para los valores de amplitud mínima (figura 2-2) y máxima (figura 2-3), suponiendo una tensión del bus de continua de 100 V. Se puede comprobar la eliminación del tercer armónico y que se regula la amplitud de la fundamental. También se observa la disminución del factor de distorsión al aumentar la amplitud de la fundamental.

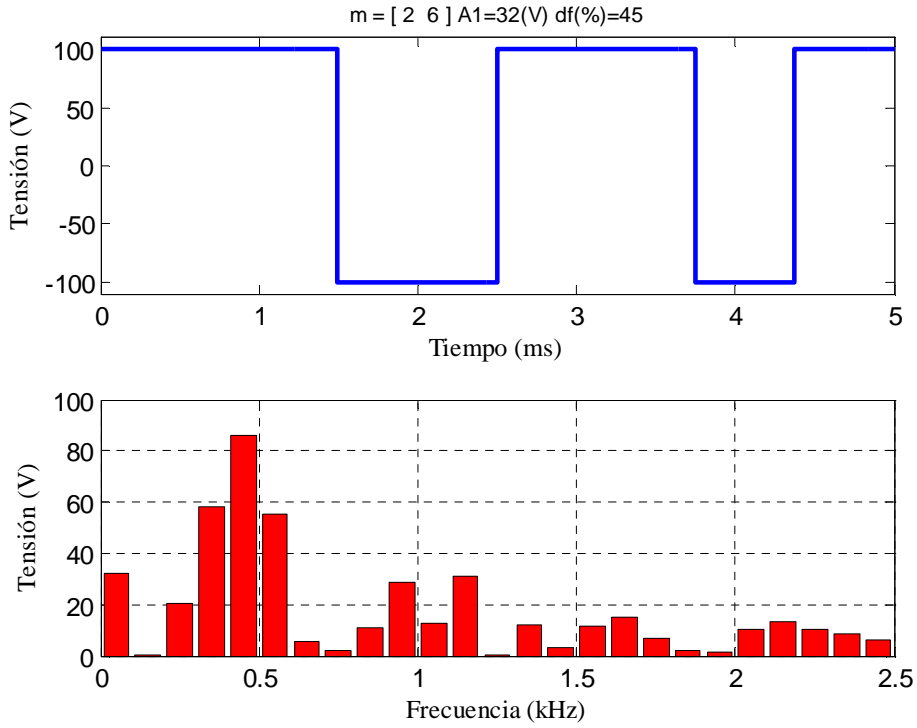


Figura 2-2

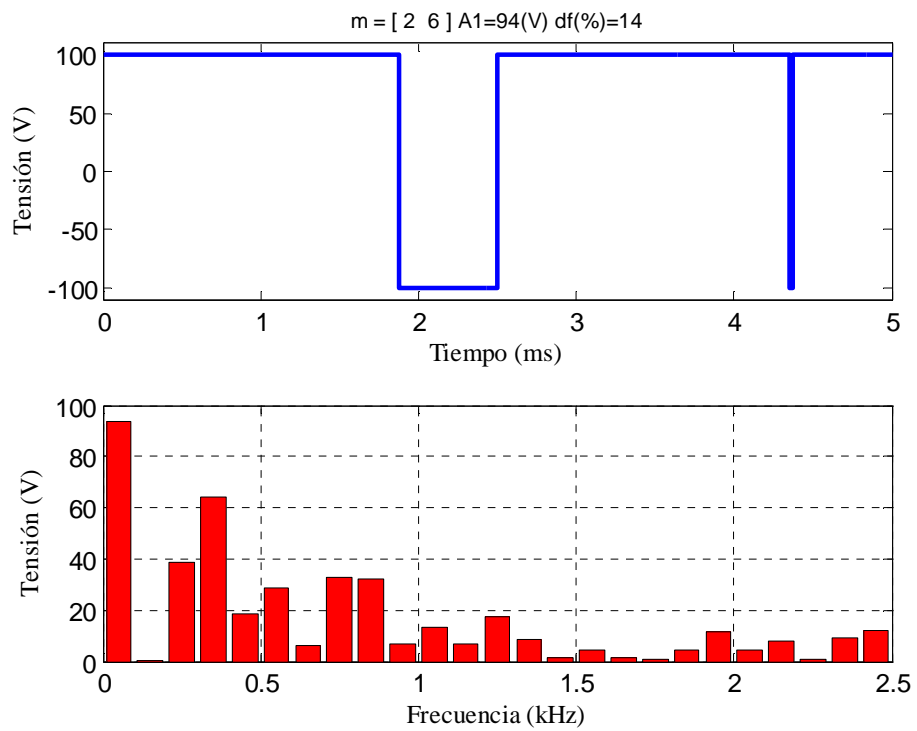


Figura 2-3

Para 4 ángulos de conmutación por cuarto de periodo (M=4, N=16) y suponiendo el vector de conmutación $m=[1, 6, 11, 14]$ las matrices obtenidas serian:

Matriz B:

$$B = \begin{bmatrix} 1.2732 & -0.5274 & -0.1049 & -0.2533 & -0.0249 & 0.0103 & -0.0519 & -0.1254 & -0.0062 & 0.0026 & 0.0005 & 0.0012 & -0.0124 & 0.0052 & -0.0259 & -0.0626 \\ 0.4244 & 1.0246 & -0.6846 & 0.2836 & -0.0860 & -0.2077 & -0.3108 & 0.1287 & -0.0191 & -0.0461 & 0.0308 & -0.0128 & -0.0421 & -0.1016 & -0.1520 & 0.0630 \\ 0.2547 & 0.6148 & 0.9201 & -0.3811 & -0.2037 & -0.4918 & 0.3286 & -0.1361 & -0.0341 & -0.0823 & -0.1232 & 0.0510 & -0.0955 & -0.2305 & 0.1540 & -0.0638 \\ 0.1819 & -0.0753 & 0.3788 & 0.9144 & -0.7505 & 0.3109 & 0.0618 & 0.1493 & -0.0534 & 0.0221 & -0.1112 & -0.2685 & -0.3272 & 0.1355 & 0.0270 & 0.0651 \end{bmatrix}$$

Matriz de Walsh y vector suma:

$$WAL = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad SW = \begin{bmatrix} 16 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Matriz PW:

$$PW = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Matriz C y vector D:

$$C = -\frac{1}{8} \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \end{vmatrix} \quad D = \frac{1}{16} \begin{vmatrix} 12 \\ -4 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 4 \\ 4 \\ 0 \\ 0 \\ 4 \\ 4 \\ -4 \\ -4 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$$

Las ecuaciones lineales correspondientes a las fracciones de los ángulos son:

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= -0,3590 A_1 + 1,1490 \\ \Phi_2 &= -1,5803 A_1 + 1,5483 \\ \Phi_3 &= -1,8984 A_1 + 1,8922 \\ \Phi_4 &= -1,3055 A_1 + 1,3941 \end{aligned} \tag{2-30}$$

Para estas ecuaciones los límites de regulación de la amplitud de la fundamental serán:

$$A_1 \min = 0,4700 \quad A_1 \max = 0,9797 \tag{2-31}$$

Los ángulos de conmutación para el primer cuarto de periodo referidos al origen serán:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{\pi}{32} (0,3590 A_1 + 0,8510) & \beta_1 &= \frac{3 \pi}{32} \\ \alpha_2 &= \frac{\pi}{32} (1,5803 A_1 + 5,4517) & \beta_2 &= \frac{8 \pi}{32} \\ \alpha_3 &= \frac{\pi}{32} (1,8984 A_1 + 10,1078) & \beta_3 &= \frac{12 \pi}{32} \\ \alpha_4 &= \frac{\pi}{32} (1,3055 A_1 + 13,6059) & \beta_4 &= \frac{15 \pi}{32} \end{aligned} \tag{2-32}$$

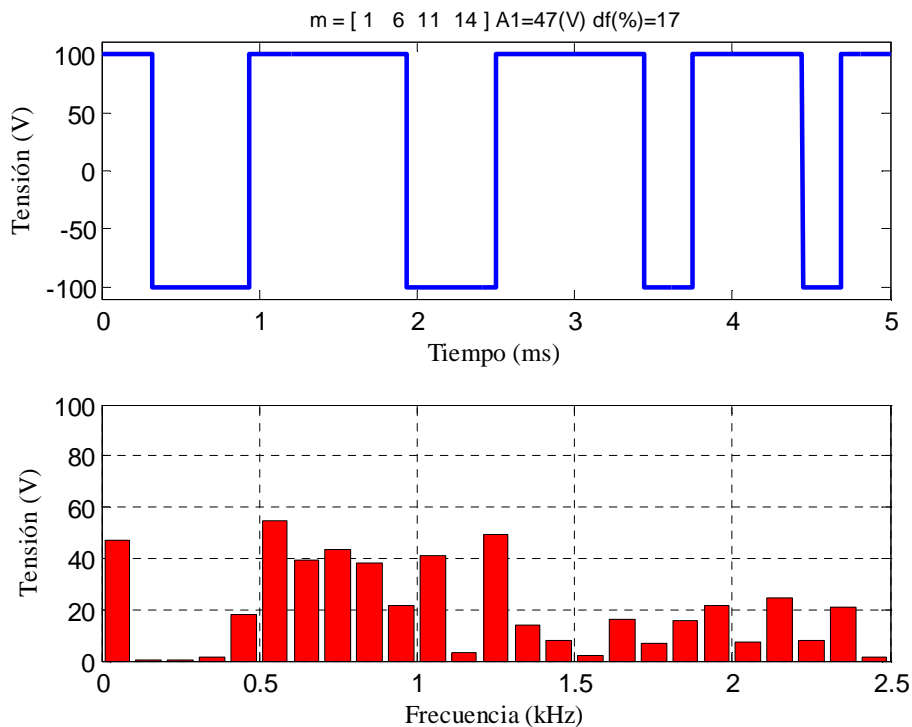


Figura 2-4

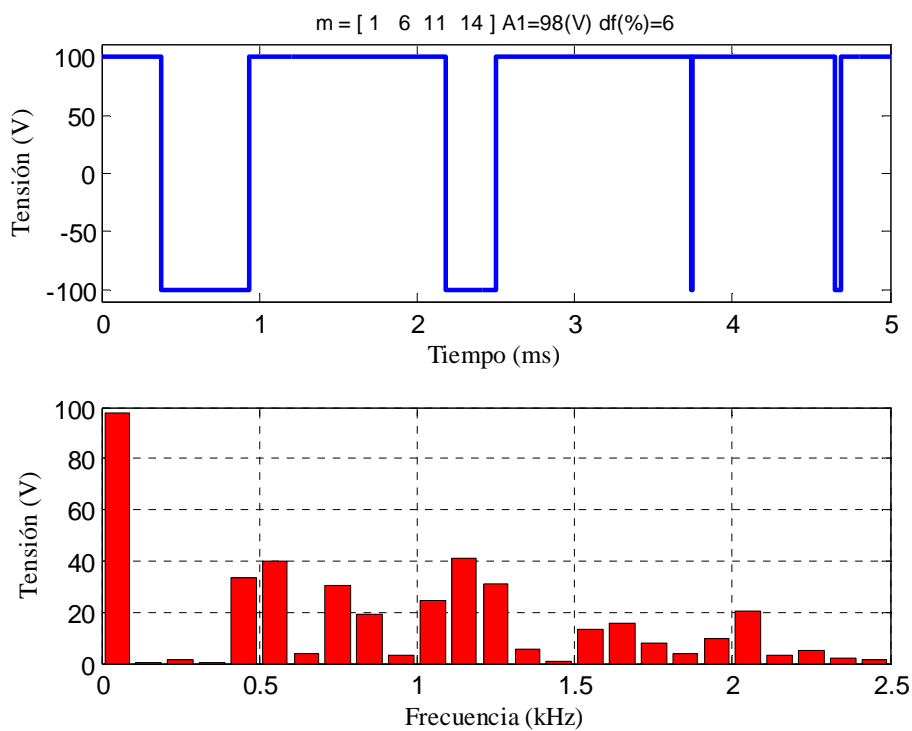


Figura 2-5

Las formas de onda correspondientes a las amplitudes mínima y máxima se muestran en las figuras 2-4 y 2-5. Se puede observar que la distorsión armónica es menor para el valor máximo de la amplitud de la fundamental.

2.2 Análisis de las soluciones para la forma de onda bipolar

Como puede deducirse de la exposición del método descrito anteriormente, la solución a la eliminación programada de armónicos no es única. Primero hay que seleccionar el vector de conmutación, es decir, aquellos intervalos del primer cuarto de periodo en los que se va a producir una conmutación. En el apartado anterior se han tomado como ejemplos $m=[2, 6]$ y $m=[1, 6, 11, 14]$, para los casos de dos y cuatro ángulos por cuarto de periodo, respectivamente.

Es claro que a medida que aumenta el número de ángulos el número de combinaciones de intervalos a probar aumenta considerablemente y es interesante desarrollar alguna estrategia para reducir esta cantidad.

En los primeros trabajos realizados se verificaron todas las posibles combinaciones de intervalos para encontrar aquellos que permitían eliminar los armónicos seleccionados. Esta técnica tiene el problema de obtener un gran número de soluciones, lo que dificulta el proceso de selección de los mejores casos y, también incrementa el tiempo de cálculo, especialmente cuando el número de intervalos de conmutación es grande [50], [52].

Los dos parámetros utilizados para seleccionar las mejores soluciones son: el rango de variación de la amplitud de la fundamental y el factor de distorsión armónica.

2.2.1 Caso de cuatro ángulos por cuarto de periodo.

En este caso los resultados más destacables son que: (i) el mínimo valor que puede obtenerse para la amplitud de la fundamental es del 46% de la tensión del bus de continua y, (ii) el máximo rango de regulación que puede obtenerse con un solo vector de conmutación (es decir con el mismo conjunto de ecuaciones lineales para calcular los ángulos) es del 51%, con $A_{1 \min}$ del 47% y $A_{1 \max}$ del 98% de la tensión del bus de continua.

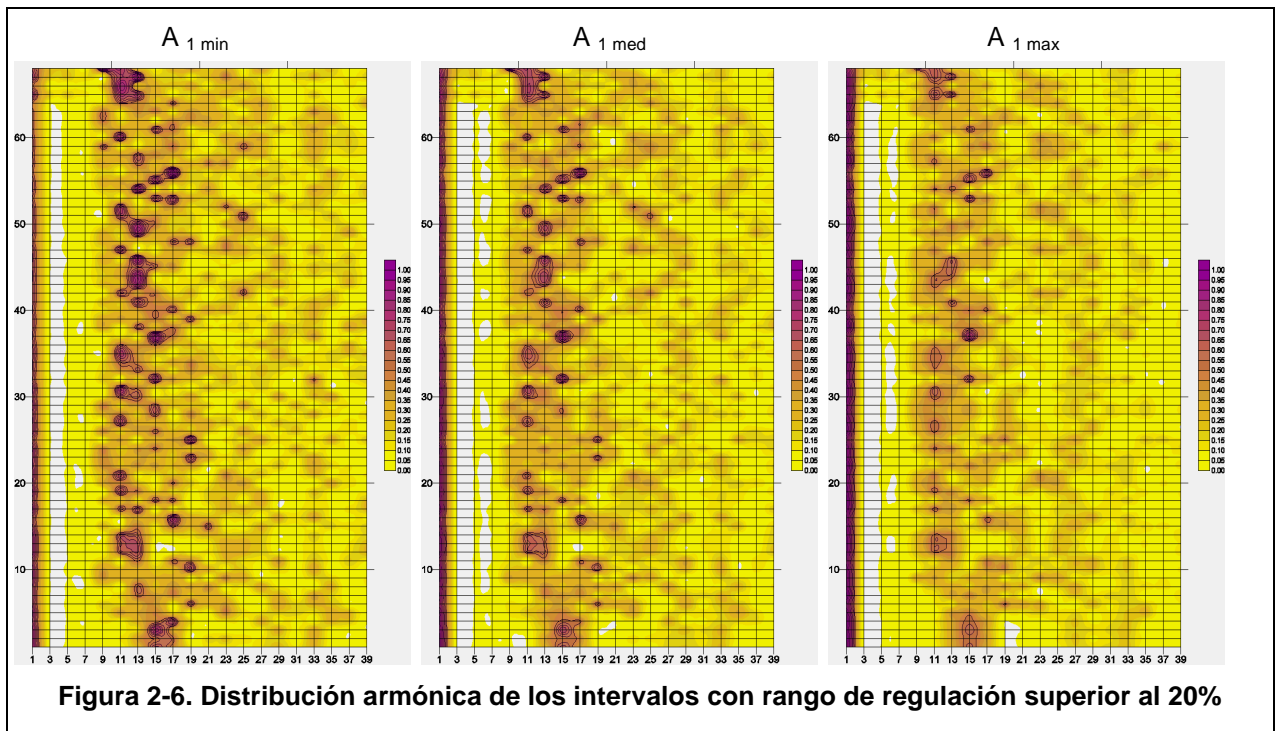
Los armónicos A_3 , A_5 , y A_7 son los que se cancelan y una vez fijado el valor de A_1 para la aplicación particular, las ecuaciones lineales suministrarán los valores de los ángulos de conmutación. Como que la solución no es única, se debe seleccionar el vector de conmutación de entre aquéllos cuyo rango de variación de la amplitud de la fundamental cubra el valor fijado de A_1 . El criterio que se propone consiste en seleccionar el vector de conmutación que presente la

menor distorsión. El cálculo de las amplitudes de los armónicos (A_k) se realiza mediante la ecuación (2-33), donde los ángulos α_i y β_i marcan, respectivamente, el inicio y el final, de cada pulso de la señal PWM. Como medida de la distorsión se toma el factor de distorsión (DF) que se calcula mediante (2-34) [16]. Este parámetro es más realista que el THD ya que se asemeja a la conexión de una carga inductiva a la salida del convertidor DC-AC. Los cálculos mostrados en este apartado se realizan para un orden máximo de $k=39$.

$$A_k = \left| \frac{4}{\pi k} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^N [\cos(k\beta_i) - \cos(k\alpha_i)] \right] \right| \quad (2-33)$$

$$DF = \frac{1}{A_1} \left[\sum_{k=3}^{39} \left(\frac{A_k}{k} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2-34)$$

En la Figura 2-6 y en la Tabla 2-1 se muestran los resultados obtenidos para los vectores de conmutación con una regulación de la fundamental superior al 20%, ordenados según el valor del factor de distorsión correspondiente a la amplitud mínima de fundamental para cada vector de conmutación.



En ambas se destaca la gran dispersión de resultados tanto en el rango de variación de la amplitud de la fundamental como en el del factor de distorsión. Se observa que la máxima variación de la fundamental se puede obtener tomando únicamente dos vectores de conmutación $\mathbf{m}=[1\ 6\ 11\ 14]$ (caso 64, con el máximo valor de rango) y $\mathbf{m}=[2\ 7\ 9\ 13]$ (caso 7).

#	VECTOR	A1		A1 (%)	DF (%)			#	VECTOR	A1		A1 (%)	DF (%)		
		min	max	rango	min	med	max			min	max	rango	min	med	max
1	2 7 11 14	0,796	1,007	21	7,1	6,0	5,1	35	3 8 10 15	0,680	0,996	32	11,0	8,3	6,7
2	2 7 10 13	0,782	1,024	24	7,4	5,9	4,9	36	3 8 11 15	0,642	0,965	32	11,0	8,5	6,8
3	2 7 11 15	0,785	1,007	22	7,4	6,1	5,1	37	2 6 11 15	0,585	0,785	20	11,1	9,0	7,4
4	2 7 10 14	0,704	1,024	32	8,3	6,3	4,9	38	2 7 9 14	0,619	1,031	41	11,2	7,1	4,9
5	0 4 10 15	0,754	1,000	25	8,3	6,3	5,1	39	3 7 11 14	0,631	0,938	31	11,2	8,8	7,2
6	1 4 9 13	0,675	0,883	21	8,6	6,5	5,1	40	2 6 10 13	0,585	0,782	20	11,2	9,0	7,4
7	2 7 9 13	0,688	1,031	34	9,0	6,4	4,9	41	3 8 12 14	0,626	0,869	24	11,4	9,4	7,9
8	1 5 11 15	0,687	0,962	28	9,2	6,8	5,1	42	1 6 12 15	0,631	0,981	35	11,6	8,2	6,1
9	1 6 10 15	0,749	0,963	21	9,2	7,5	6,3	43	3 8 10 13	0,626	0,996	37	11,6	8,3	6,7
10	1 5 10 12	0,734	0,954	22	9,4	6,8	5,1	44	3 8 9 13	0,646	0,937	29	11,6	9,0	7,3
11	1 5 10 15	0,665	0,890	23	9,4	7,3	5,7	45	3 8 12 15	0,621	0,869	25	11,6	9,5	7,9
12	3 9 12 14	0,772	0,981	21	9,5	8,0	6,8	46	3 8 12 13	0,637	0,869	23	11,7	9,4	7,9
13	3 9 11 14	0,768	0,997	23	9,6	7,9	6,7	47	1 6 9 13	0,624	0,955	33	11,8	8,5	6,4
14	3 9 12 15	0,765	0,981	22	9,6	8,0	6,8	48	1 5 10 13	0,555	0,930	38	11,9	7,6	5,2
15	1 5 11 14	0,658	0,963	31	9,7	6,9	5,1	49	3 8 11 13	0,615	0,965	35	11,9	8,6	6,8
16	1 5 10 14	0,615	0,906	29	9,8	7,2	5,5	50	2 7 8 13	0,625	1,035	41	12,0	7,4	5,0
17	3 9 10 14	0,758	1,004	25	9,8	7,9	6,7	51	1 6 12 14	0,606	0,982	38	12,2	8,3	6,1
18	2 7 10 15	0,649	1,024	38	9,9	6,7	4,9	52	1 6 10 13	0,603	0,955	35	12,2	8,6	6,4
19	3 9 11 15	0,749	0,997	25	9,9	8,0	6,7	53	2 6 11 14	0,527	0,796	27	12,2	9,2	7,1
20	1 6 10 14	0,685	0,974	29	10,0	7,7	6,1	54	3 7 9 13	0,599	0,937	34	12,4	9,1	7,3
21	1 6 8 13	0,728	0,955	23	10,0	7,8	6,4	55	2 6 12 13	0,584	0,834	25	12,6	9,3	7,1
22	2 7 9 15	0,705	1,031	33	10,1	6,8	4,9	56	2 6 10 14	0,501	0,704	20	12,9	10,2	8,3
23	1 5 11 12	0,716	0,967	25	10,2	7,0	5,1	57	3 7 10 13	0,556	0,990	43	13,0	8,7	6,7
24	3 7 9 12	0,736	0,981	25	10,2	7,8	6,8	58	1 6 11 15	0,538	0,976	44	13,6	8,8	6,1
25	1 5 9 13	0,605	0,842	24	10,3	7,8	6,1	59	2 5 11 13	0,563	0,810	25	13,7	9,9	7,3
26	3 7 10 12	0,733	0,990	26	10,3	7,8	6,7	60	1 6 11 13	0,548	0,955	41	14,1	9,1	6,4
27	3 7 10 15	0,707	0,990	28	10,3	8,1	6,7	61	2 6 11 13	0,511	0,817	31	14,2	9,8	7,1
28	3 7 11 15	0,678	0,938	26	10,5	8,5	7,2	62	1 5 11 13	0,529	0,965	44	14,3	8,2	5,1
29	3 7 11 12	0,726	0,938	21	10,6	8,4	7,2	63	3 7 11 13	0,511	0,938	43	15,1	9,7	7,2
30	3 8 10 14	0,664	0,996	33	10,7	8,2	6,7	64	1 6 11 14	0,470	0,980	51	15,3	9,2	6,1
31	3 9 10 15	0,712	1,004	29	10,8	8,3	6,7	65	2 3 9 15	0,814	1,015	20	17,1	14,5	12,6
32	0 4 9 13	0,591	0,947	36	10,9	7,5	5,6	66	1 6 12 13	0,476	0,955	48	17,6	10,0	6,4
33	3 8 11 14	0,633	0,965	33	10,9	8,4	6,8	67	2 3 9 14	0,787	1,015	23	18,1	15,0	12,6
34	3 7 10 14	0,642	0,990	35	11,0	8,3	6,7	68	3 4 11 13	0,713	0,909	20	24,4	19,5	15,2

Tabla 2-1. Factor de distorsión para vectores con rango de regulación superior al 20%

Por otra parte, la representación de las amplitudes de los armónicos de la señal PWM mostrada en la figura 2-6 ayuda en el análisis de los datos obtenidos, ya que permite identificar los vectores con una mayor eliminación armónica. Los resultados mostrados se corresponden con los

valores mínimo, medio y máximo de cada vector de disparo. Los armónicos mostrados son los impares del 1 al 39. Se observa que la mayor reducción armónica se consigue cuando la amplitud de la fundamental es máxima.

2.2.2 Comparación con el método de reducción armónica programada

Para poder comprobar la bondad del método basado en la transformada de Walsh, se ha realizado una comparación con el método de reducción armónica programada [50]. Se han tomado tres vectores de disparo: $\mathbf{m}=[1\ 6\ 11\ 14]$ (caso número 64 de la tabla 2-1), $\mathbf{m}=[2\ 7\ 9\ 13]$ (caso número 7) y $\mathbf{m}=[2\ 6\ 10\ 14]$ (caso número 56). Los resultados se resumen en la tabla 2-2.

A1	FACTOR DE DISTORSIÓN (%)			
	Reducción Programada	Transformada de Walsh		
		$\mathbf{m}=[1\ 6\ 11\ 14]$	$\mathbf{m}=[2\ 6\ 10\ 14]$	$\mathbf{m}=[2\ 7\ 9\ 13]$
0,5	24,95	15,66	13,77	---
0,6	19,51	12,59	11,20	---
0,7	15,45	10,33	9,08	9,35
0,8	12,25	8,60	---	7,62
0,9	9,61	7,27	---	6,32
1	7,16	---	---	5,38

Tabla 2-2. Comparación del factor de distorsión

Puede comprobarse que los menores valores del factor de distorsión se obtienen con el método de la transformada de Walsh. Aunque el vector $[1\ 6\ 11\ 14]$ permite cubrir casi toda la variación de la fundamental, es más conveniente tomar la combinación de los otros dos para reducir el factor de distorsión al variar la amplitud de la fundamental.

Los ángulos de conmutación correspondientes a cada uno de los casos mostrados en la tabla 2-2 se muestran en la tabla 2-3. Estos ángulos son los que permiten calcular los factores de distorsión para cada uno de los casos presentados utilizando las ecuaciones (2-33) y (2-34).

	A1	Ángulos de conmutación (rad)								DF (%)	
		α_1	β_1	α_2	β_2	α_3	β_3	α_4	β_4		
Transformada de Walsh	m=[1 6 11 14]	0,5	0,1012	0,2945	0,6128	0,7854	1,0855	1,1781	1,3998	1,4726	15,66
		0,6	0,1047	0,2945	0,6283	0,7854	1,1042	1,1781	1,4127	1,4726	12,59
		0,7	0,1082	0,2945	0,6438	0,7854	1,1228	1,1781	1,4255	1,4726	10,33
		0,8	0,1117	0,2945	0,6593	0,7854	1,1414	1,1781	1,4383	1,4726	8,60
		0,9	0,1153	0,2945	0,6749	0,7854	1,1601	1,1781	1,4511	1,4726	7,27
	m=[2 6 10 14]	0,5	0,2104	0,3927	0,6656	0,7854	0,9834	1,0799	1,3870	1,4726	13,77
		0,6	0,2148	0,3927	0,6756	0,7854	0,9995	1,0799	1,4016	1,4726	11,20
		0,7	0,2198	0,3927	0,6868	0,7854	1,0174	1,0799	1,4179	1,4726	9,08
	m=[2 7 9 13]	0,7	0,2212	0,3927	0,6888	0,7854	0,9398	0,9817	1,2963	1,3744	9,35
		0,8	0,2278	0,3927	0,7019	0,7854	0,9473	0,9817	1,3199	1,3744	7,62
		0,9	0,2344	0,3927	0,7150	0,7854	0,9548	0,9817	1,3435	1,3744	6,32
		1,0	0,2410	0,3927	0,7281	0,7854	0,9622	0,9817	1,3671	1,3744	5,38
Reducción programada de armónicos	0,5	0,3681	0,6289	1,1095	1,3018	---	---	---	---	24,95	
	0,6	0,3684	0,6114	1,1170	1,2786	---	---	---	---	19,51	
	0,7	0,3669	0,5922	1,1208	1,2518	---	---	---	---	15,45	
	0,8	0,3621	0,5700	1,1149	1,2157	---	---	---	---	12,25	
	0,9	0,3530	0,5432	1,0884	1,1597	---	---	---	---	9,61	
	1,0	0,3260	0,4960	0,9679	1,0150	---	---	---	---	7,16	

Tabla 2-3. Ángulos de conmutación

2.2.3 Optimización del algoritmo de búsqueda

Para reducir el tiempo de cálculo en la búsqueda de soluciones se ha hecho un estudio de la distribución de los intervalos de conmutación [49]. A modo de ejemplo en la tabla 2-4Tabla 2-4 se muestran los resultados obtenidos para 4 ángulos.

INTERVALO	Combinaciones con rango > 20%				Todas las combinaciones			
	m(1)	m(2)	m(3)	m(4)	m(1)	m(2)	m(3)	m(4)
0	2	0	0	0	21	0	0	0
1	21	0	0	0	53	0	0	0
2	15	0	0	0	65	0	0	0
3	26	0	0	0	47	6	0	0
4	0	3	0	0	0	44	0	0
5	0	10	0	0	0	21	0	0
6	0	16	0	0	0	25	0	0
7	0	19	0	0	0	54	8	0
8	0	10	2	0	0	22	28	
9	0	6	10	0	0	14	34	2
10	0	0	21	0	0	0	51	12
11	0	0	22	0	0	0	38	22
12	0	0	9	5	0	0	18	35
13	0	0	0	23	0	0	7	38
14	0	0	0	18	0	0	2	36
15	0	0	0	18	0	0	0	41
	64	64	64	64	186	186	186	186

Tabla 2-4. Distribución de los intervalos de conmutación

Los valores mostrados se corresponden con las 64 combinaciones con un valor de regulación de la fundamental superior al 20% y, por otra parte, con el conjunto de las 186 soluciones con cualquier valor de regulación.

Puede observarse que cada elemento $m(i)$ del vector de conmutación toma valores dentro de su cuarto más cercano, es decir, para 4 ángulos, $m(1)=0...3$, $m(2)=4...7$, $m(3)=8...11$ y $m(4)=12...15$. Teniendo en cuenta estas consideraciones se han reducido los rangos de los intervalos de la forma que indica la tabla 2-5, aunque se han realizado algún solapamiento para aumentar el rango de búsqueda.

ángulos	m(1)		m(2)		m(3)		m(4)		m(5)		m(6)		m(7)		m(8)	
	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max
3	0	6	4	10	9	15										
4	0	4	3	7	7	11	11	15								
5	0	7	5	12	11	18	18	25	24	31						
6	0	6	4	10	9	15	15	21	20	26	25	31				
7	0	5	3	8	8	13	12	17	17	22	21	26	26	31		
8	0	4	3	7	7	11	11	15	15	19	19	23	23	27	27	31

Tabla 2-5. Valores de los intervalos de conmutación

Utilizando estos valores, los tiempos de cálculo se ven reducidos sensiblemente, permitiendo la obtención de soluciones para números de ángulos mayores con un tiempo de procesado razonable.

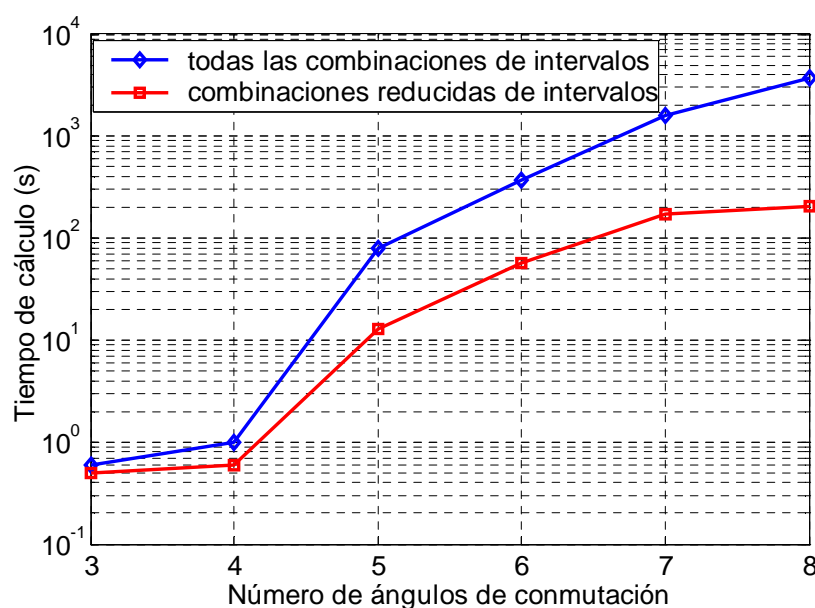


Figura 2-7. Comparativa del tiempo de cálculo

La figura 2-7 compara los tiempos de cálculo cuando se usan todas las posibles combinaciones y cuando se usan los rangos indicados en la tabla 2-5. Hay que hacer notar que estos cálculos se realizaron con un PC con un Pentium 3 a 1,2 GHz. El factor de reducción en el tiempo de cálculo varía desde 1,2 para 3 ángulos hasta 18,3 para 8 ángulos.

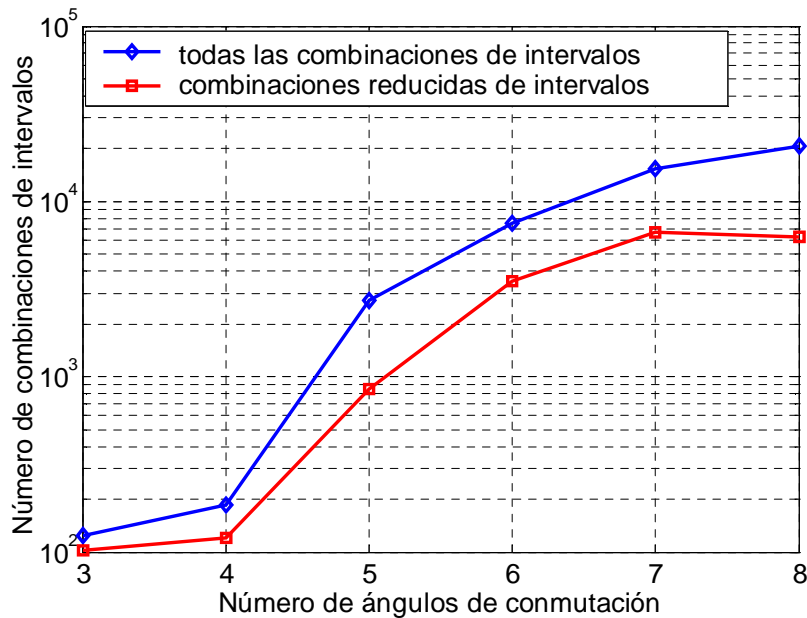


Figura 2-8. Comparativa del número de combinaciones

En la figura 2-8 se muestran las combinaciones con solución encontradas en cada caso. Aunque el número de soluciones es menor se siguen obteniendo un gran número de soluciones con rangos de variación de la fundamental suficientemente grandes para tener aplicaciones prácticas. En la tabla 2-6 se detallan los valores con los que se han construido las dos figuras anteriores.

Número de ángulos	Tiempo de cálculo (s)		Número de combinaciones	
	Todos los Intervalos	Intervalos Reducidos	Todos Intervalos	Intervalos Reducidos
3	0,6	0,5	124	102
4	1	0,6	186	121
5	79	13	2741	855
6	367	57	7546	3536
7	1590	172	15380	6673
8	3710	203	20574	6310

Tabla 2-6. Resultados de la optimización del algoritmo

2.2.4 Número de soluciones obtenidas

Teniendo en cuenta las consideraciones del apartado anterior se han diseñado los algoritmos para obtener las soluciones para el método convencional de Walsh, con generación de señal PWM bipolar, realizando un estudio para diferentes números de ángulos. La tabla 2-7 resume los resultados obtenidos entre 3 y 8 ángulos.

Ángulos	Número de soluciones	Tiempo de ejecución (s)	Rango máximo (%)	A1 min (%)	A1 max (%)
3	102	1,98	43,4	59	106
4	121	1,49	51,0	46	104
5	855	10,77	24,2	77	103
6	3536	37,98	32,9	65	102
7	6673	82,36	40,1	56	102
8	6310	124,28	43,9	53	101

Tabla 2-7. Número de soluciones para el método convencional y señal bipolar

De la tabla se observa que en ningún caso se puede obtener un valor de la amplitud mínima inferior al 46% de la alimentación del bus de continua. Estos resultados cuestionan los valores mostrados en algunos artículos analizados, donde se presentan diagramas lineales para valores de fundamental entre el 20% y el 100%, en función de los ángulos de conmutación.

Se deduce de la tabla anterior que los casos con un mayor rango de variación de la fundamental se obtienen para 4 y 8 ángulos, es decir los que son potencias de 2. Este hecho se repite cuando se analiza el método avanzado de Walsh propuesto en esta tesis, como se verá en el capítulo 3.

2.2.5 Análisis del consumo de potencia

En este apartado se presenta un método para calcular los consumos de potencia y valorar la influencia de los intervalos de conmutación para un valor dado de regulación de la fundamental. Así mismo se presentan las formas de onda y las distribuciones armónicas de tensión y corriente para diferentes casos de factor de carga. Es bien sabido que la potencia activa se determina mediante las expresiones (2-35) y (2-36) con $\theta = \omega t$ y según se opere en dominio temporal o frecuencial, respectivamente.

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta)i(\theta) d\theta \quad (2-35)$$

$$P = V_0 I_0 + \sum_{k=1}^N V_k I_k \cos(\varphi_k) \quad (2-36)$$

En lo que respecta a la potencia reactiva existe una pluralidad de criterios, fruto de una profunda controversia. En el presente apartado, se adopta la definición de E. Pillet (2-37) [51] por sus propiedades de invariancia y aditividad, a las que une un inequívoco sentido físico al ser equivalente al valor medio de la energía almacenada multiplicado por 2ω . Su traslación al dominio de la frecuencia, conduce a la expresión (2-38).

$$Q = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\theta) \left[\int v(\delta) d\delta \right] d\theta \quad (2-37)$$

$$Q = \sum_{k=1}^N \frac{V_k I_k \sin(\varphi_k)}{k} \quad (2-38)$$

Se ha desarrollado un conjunto de programas en el entorno Matlab para obtener los intervalos válidos para 4 ángulos de conmutación por cuarto de periodo. La generación de la tensión de salida PWM y la determinación de la intensidad de carga, se ha llevado a cabo, también, mediante un conjunto específico de programas en Matlab.

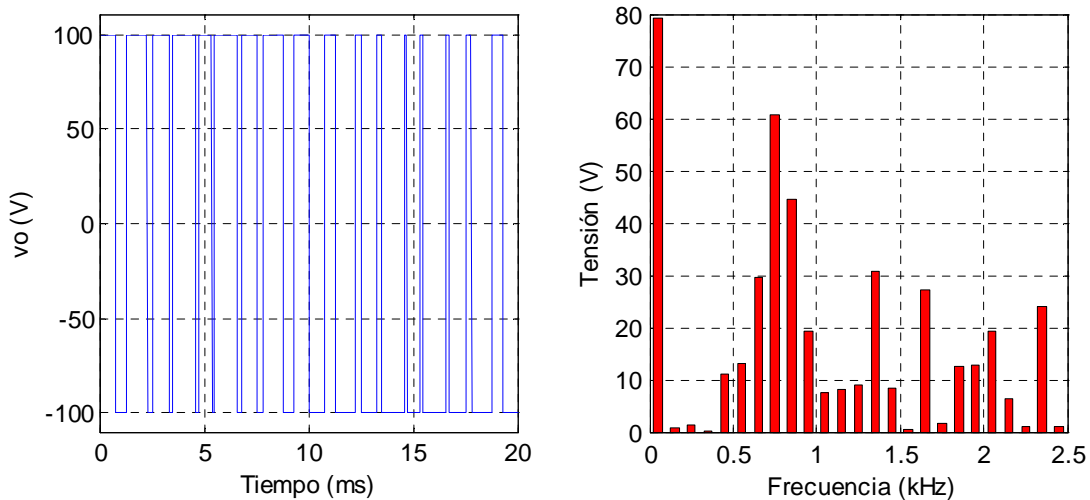


Figura 2-9. Forma de onda y distribución armónica de la tensión

Se han seleccionado 15 casos (imponiendo el valor normalizado de amplitud de fundamental de tensión del 80% y la cancelación de los armónicos 3, 5 y 7) para calcular y comparar las potencias consumidas.

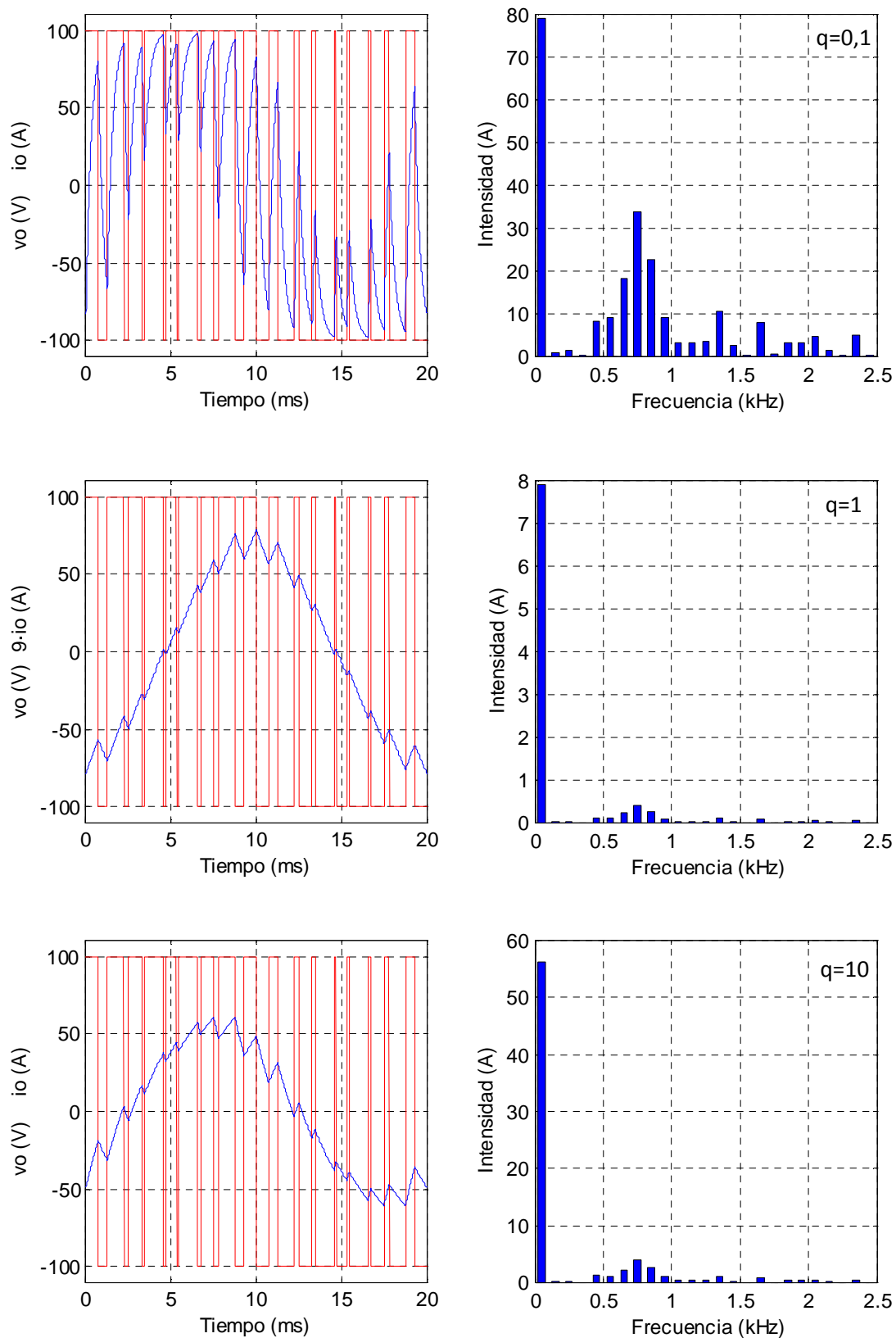


Figura 2-10. Forma de onda y distribución armónica de la intensidad para los tres valores considerados para el factor de carga

A efectos de la simulación, se ha adoptado tensión de alimentación DC de 100 (V) y frecuencia de la tensión de salida de 50 (Hz). A modo de ejemplo, en la figura 2-9 se representan las formas de onda de la tensión y su distribución armónica para el vector de conmutación $\mathbf{m}=[2\ 7\ 10\ 14]$.

Para dicho vector de conmutación, la figura 2-10 presenta las formas de onda de tensión e intensidad de salida, así como el módulo del espectro en frecuencia de esta última, cuando el convertidor opera con carga R-L con $R=1\ (\Omega)$ y considerando tres valores distintos del factor de carga $q= \omega L/R$ (0,1, 1 y 10).

En lo que respecta a la tensión, se comprueba la cancelación de los armónicos 3, 5 y 7, corroborando la eficacia del método convencional. En cuanto a la forma de onda de la intensidad en la carga, la distribución armónica obtenida pone de manifiesto la práctica aproximación a la componente fundamental para valores de q superiores a la unidad.

				q=0.1				q=1				q=10			
				P	Q	P	Q	P	Q	P	Q	P	Q	P	Q
Intervalos				W	VAr	W	VAr	W	VAr	W	VAr	W	VAr	W	VAr
0	4	9	13	4362	436,2	4388	438,8	1578	1578	1580	1580	31,21	310,7	31,25	312,5
1	6	11	14	4529	452,9	4552	455,2	1592	1592	1593	1593	31,45	312,9	31,49	314,9
1	5	10	13	4249	424,9	4273	427,2	1582	1582	1583	1583	31,34	311,6	31,38	313,8
1	5	10	14	4268	426,8	4291	429,0	1584	1584	1586	1586	31,39	312,1	31,42	314,3
1	5	10	15	4346	434,6	4364	436,3	1571	1571	1572	1572	31,09	309,2	31,13	311,3
1	6	10	13	4593	459,3	4614	461,4	1592	1592	1594	1594	31,45	312,9	31,49	314,9
1	6	10	14	4547	454,7	4572	457,1	1605	1605	1607	1607	31,72	315,5	31,75	317,5
1	6	12	14	4624	462,4	4649	464,9	1612	1612	1614	1614	31,85	316,8	31,88	318,8
2	7	10	14	4366	436,6	4393	439,3	1589	1589	1591	1591	31,50	313,0	31,53	315,3
2	7	9	13	4393	439,3	4422	442,1	1593	1593	1594	1594	31,56	313,5	31,59	315,9
2	7	9	14	4436	443,6	4467	446,7	1611	1611	1613	1613	31,91	317,1	31,95	319,5
3	7	10	13	4589	458,9	4616	461,6	1590	1590	1592	1592	31,47	312,5	31,50	315,1
3	7	10	15	4797	479,7	4818	481,8	1594	1594	1596	1596	31,51	312,9	31,54	315,4
3	7	9	13	4761	476,1	4787	478,6	1616	1616	1617	1617	31,95	317,3	31,99	319,9
3	8	10	13	4662	466,2	4695	469,4	1610	1610	1612	1612	31,85	316,3	31,89	318,9

Tabla 2-8. Valores de potencia activa y reactiva

El cálculo de las componentes de potencia se ha llevado a cabo mediante programas específicos, desarrollados en el entorno Matlab, basados en las fórmulas (2-35) a (2-38). La tabla 2-8 muestra los resultados obtenidos utilizando algoritmos de cálculo en el dominio temporal (en celdas de color gris) y el dominio de la frecuencia (en celdas de color blanco) operando con un conjunto

de 2000 muestras por periodo y acotando a orden máximo de armónico de 50, en el dominio frecuencial.

De la inspección de la tabla, se infiere que no existe una diferencia apreciable entre los valores de las componentes de la potencia (activa y reactiva) calculadas en el dominio temporal o en el dominio de la frecuencia. Por otra parte, se deduce que, a q constante, los consumos de potencia, tanto activa como reactiva, son prácticamente independientes del valor del vector de intervalos. Los rangos de desviación obtenidos oscilan entre 1,4% ($q=10$) y 6,6% ($q=0,1$) tanto para la potencia activa como para la reactiva.

Por otra parte, se observa una evidente proporcionalidad entre las dos componentes de forma que la relación Q/P coincide sensiblemente con el valor del factor de carga. Con objeto de resaltar este resultado en una sola gráfica, para cada uno de los tres casos de factor de carga se han calculado las componentes normalizadas (Q^* , P^*), a amplitud de tensión y resistencia de carga unitarias, referidas a sus respectivos valores correspondientes al primer vector de conmutación $m=[0\ 4\ 9\ 13]$ considerado en la tabla 2-8. La proporcionalidad de las dos componentes normalizadas de la potencia resulta indiscutible a la vista de la figura 2-11, que representa los valores registrados en los 90 puntos de trabajo de la tabla anterior.

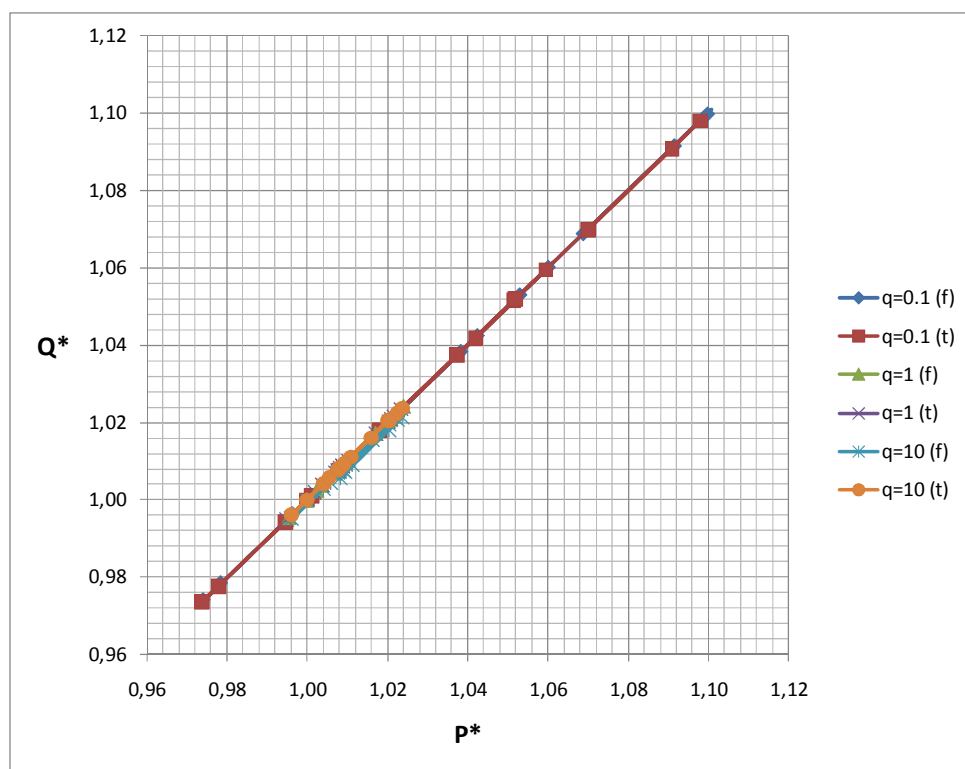


Figura 2-11. Potencias normalizadas para el conjunto de casos analizados

2.3 Conclusiones del capítulo

Se ha demostrado la eficiencia de la utilización de las funciones de Walsh para la eliminación selectiva de armónicos en convertidores DC-AC con PWM. La utilización de dichas funciones transforma en lineal al sistema de ecuaciones que se utiliza para el cálculo de los ángulos de disparo, posibilitando la generación de algoritmos de control en tiempo real. Por otra parte, permite la regulación de la amplitud de la componente fundamental con márgenes inferiores al 51% y con un límite inferior del valor de dicha amplitud del 46% del valor del bus de continua.

El exhaustivo estudio realizado obtiene un elevado número de soluciones lo que permite elegir aquéllas que presentan una menor distorsión para un determinado rango de variación de la fundamental.

La tabla 2-2 pone de manifiesto la superioridad del método convencional de Walsh sobre el de reducción armónica programada en lo que al factor de distorsión se refiere. El mayor rango de variación de la fundamental se obtiene cuando se utiliza un número de ángulos que sea potencia de 2.

Se han optimizado los algoritmos de búsqueda de soluciones en dos aspectos:

- Reducción del número de combinaciones de vectores de conmutación a probar.
- Simplificación de las ecuaciones de cálculo de los ángulos, puesto que se calculan las fracciones de ángulo (Φ_i) dentro del intervalo de variación en lugar de especificar el ángulo respecto al origen.

De los resultados presentados se constata una práctica independencia sobre la cancelación de armónicos del vector de conmutación elegido, para una carga determinada, lo que pone de manifiesto la robustez del método propuesto.

Se han utilizado algoritmos de cálculo, en el dominio del tiempo y de la frecuencia, para determinar los valores de potencia activa y reactiva, con resultados similares en ambos dominios. Se ha observado una escasa influencia del vector de conmutación sobre los consumos de potencia activa y reactiva. Los resultados obtenidos han demostrado una excelente correspondencia entre la relación Q/P y el factor de carga.

3 MÉTODO AVANZADO DE WALSH

En este capítulo se muestra el método denominado avanzado porque, como se demuestra, supera al convencional en prestaciones, principalmente en el aumento del rango de variación de la fundamental. Se describe en qué consiste el método y como se obtienen las ecuaciones lineales que permiten calcular los ángulos de conmutación en función de la amplitud de la fundamental y se analizan los resultados obtenidos

3.1 Descripción del método avanzado para la forma de onda bipolar

El nuevo método de generación de la señal PWM que se propone en esta tesis consiste en hacer que cada ángulo de subida (β_i) se produzca en el intervalo adyacente, $m(i)+1$, al del ángulo de bajada (α_i), $m(i)$ [48]. De esta forma ambos ángulos son simétricos respecto al final del intervalo $m(i)$. Los ángulos de final del corte son variables pero dependientes de los del inicio del corte.

La forma de la onda para 2 ángulos de conmutación por cuarto de periodo se muestra en la figura 3-1. En este caso $M=2$, $N=8$, $m(1)=2$ y $m(2)=6$.

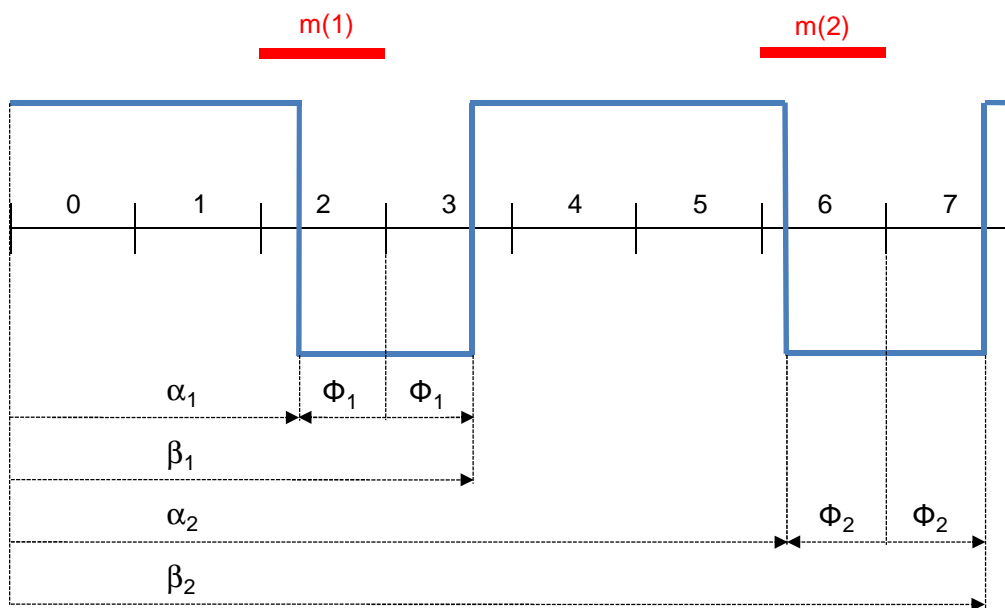


Figura 3-1

Igual que en el método convencional, los coeficientes de Walsh se obtienen de la expresión (2-10), $G_W = C \Phi + D$, donde $\Phi = [\Phi_1 \Phi_2 \dots \Phi_M]^T$ es el vector de conmutación de las fracciones de ángulo referidas al final de su intervalo de conmutación, $\Phi_i \in (0,1)$. Cuando $\Phi_i = 1$, el corte abarca 2 intervalos completos.

Estas fracciones proporcionan, para el método avanzado, los valores de los ángulos de inicio (α_i) y final (β_i) de los cortes mediante las ecuaciones (3-1) y (3-2), respectivamente, en radianes.

$$\alpha_i = \frac{\pi}{2N} (m(i) + 1 - \Phi_i) \quad (3-1)$$

$$\beta_i = \frac{\pi}{2N} (m(i) + 1 + \Phi_i) \quad (3-2)$$

Para encontrar la expresión de los términos W_k se parte de la ecuación (2-15) que se reproduce aquí como (3-3).

$$W_k = 4 \sum_{i=0}^{N-1} \left[wal(k, i) \int_{\frac{i}{4N}}^{\frac{i+1}{4N}} f(t) dt \right] \quad (3-3)$$

Ahora, sustituyendo los valores de la función PWM para cada intervalo, queda:

$$W_k = \frac{1}{N} \left[\sum_{i=0}^{N-1} wal(k, i) - 2 \Phi_1 [wal(k, m(1)) + wal(k, m(1) + 1)] \right. \\ \left. - 2 \Phi_2 [wal(k, m(2)) + wal(k, m(2) + 1)] \right] \quad (3-4)$$

Y en general para M ángulos:

$$W_k = -\frac{2}{N} \left[\sum_{j=1}^M \Phi_j [wal(k, m(j)) + wal(k, m(j) + 1)] \right] + \frac{1}{N} \left[\sum_{i=0}^{N-1} wal(k, i) \right] \quad (3-5)$$

Comparando esta expresión con la ecuación (2-10) podemos deducir los elementos que forman la matriz C y el vector D. Los cambios introducidos por el método avanzado producen una simplificación notable en las expresiones necesarias para obtener los vectores de conmutación con solución, especialmente en el cálculo de los elementos de la matriz D. La matriz C se obtiene de:

$$C_{k,j} = -\frac{2}{N} [wal(k, m(j)) + wal(k, m(j) + 1)] \quad (3-6)$$

Mientras que para el vector D tenemos:

$$D_k = \frac{1}{N} \left[\sum_{i=0}^{N-1} wal(k, i) \right] \quad (3-7)$$

En este caso, la matriz C y el vector D se derivan, igual que en el método convencional de la matriz cuadrada que llamaremos WAL, de dimensión N×N, y que representa el valor de las funciones de Walsh utilizadas en el desarrollo en serie de la señal PWM, que son de orden 4n-3 (n=1,2,3...), en cada uno de los N intervalos en los que se divide el cuarto de periodo.

$$WAL_{i,j} = wal\left(4i - 3, \frac{j - 1}{4N}\right), \quad i, j = 1 \dots N \quad (3-8)$$

La matriz C está formada por la suma de los pares de columnas de la matriz WAL correspondientes a los valores del vector de conmutación y los adyacentes. Por otra parte, el vector columna D se obtiene del vector resultante de sumar fila a fila los valores de la matriz WAL (que recibe la denominación de SW).

$$C_{i,j} = -\frac{2}{N} [WAL_{i,m(j)+1} + WAL_{i,m(j)+2}], \quad i = 1 \dots N, j = 1 \dots M \quad (3-9)$$

$$D_i = \frac{1}{N} [SW(i)], \quad i = 1 \dots N \quad (3-10)$$

Los índices de columna de las matrices WAL son m(j)+1 y m(j)+2 porque los intervalos se numeran a partir de 0 y los índices de las matrices y vectores a partir de 1.

Combinando las ecuaciones de manera análoga al desarrollo del apartado 2.1 obtendremos las nuevas ecuaciones lineales que permiten obtener los ángulos de conmutación a partir de la amplitud deseada de la fundamental.

$$G_F = B(C \Phi + D) = E \Phi + F \quad (3-11)$$

$$\Phi = E^{-1} (G_F - F) \quad (3-12)$$

Dejando la amplitud de la fundamental, A₁, variable y obligando a que se anulen el resto de armónicos (A₃, A₅, ..., A_{2M-1}), siendo M el número de cortes por cuarto de periodo, queda:

$$\Phi = P A_1 + K \quad (3-13)$$

Igualmente, el sistema de ecuaciones (3-13) tiene las restricciones de que A_1 y $\Phi_i \in [0,1]$. Además, para que el sistema de ecuaciones sea válido, se deberá comprobar que el rango de variación de A_1 sea positivo.

A continuación se muestra la solución numérica del caso descrito para dos ángulos de conmutación ($M=2$) en los intervalos 2 y 6 ($m=[2, 6]$). El número de intervalos por cuarto de periodo será $N=8$, que cumple las condiciones de ser la potencia de 2 superior o igual a $4 \times M$.

Las diferentes matrices son:

Matriz B:

$$B = \begin{vmatrix} 1,2732 & -0,5274 & -0,1049 & -0,2533 & -0,0249 & 0,0103 & -0,0519 & -0,1254 \\ 0,4244 & 1,0246 & -0,6846 & 0,2836 & -0,0860 & -0,2077 & -0,3108 & 0,1287 \end{vmatrix}$$

Matriz de Walsh y vector suma:

$$WAL = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{vmatrix} \quad SW = \begin{vmatrix} 8 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$$

Matriz C y vector D:

$$C = -\frac{1}{4} \begin{vmatrix} 2 & 2 \\ 2 & -2 \\ -2 & 2 \\ -2 & -2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix} \quad D = \frac{1}{8} \begin{vmatrix} 8 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$$

Desarrollando la ecuación (3-12), obtenemos las ecuaciones lineales correspondientes a las fracciones de ángulo:

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= -0,5877 A_1 + 1,0583 \\ \Phi_2 &= -0,6933 A_1 + 0,7071 \end{aligned} \tag{3-14}$$

De estas ecuaciones, obtenemos el rango de variación de la fundamental, con las restricciones indicadas anteriormente:

$$\begin{aligned} A_1 min &= 0,0991 \\ A_1 max &= 1,0200 \end{aligned} \tag{3-15}$$

Finalmente, los ángulos de conmutación para el primer cuarto de periodo referidos al origen son:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{\pi}{16} (0,5877 A_1 + 1,9417) \\ \beta_1 &= \frac{\pi}{16} (-0,5877 A_1 + 4,0583) \\ \alpha_2 &= \frac{\pi}{16} (0,6933 A_1 + 6,2929) \\ \beta_2 &= \frac{\pi}{16} (-0,6933 A_1 + 7,7071) \end{aligned} \tag{3-16}$$

A continuación se muestran las formas de onda, para el primer cuarto de periodo y las distribuciones armónicas para los valores de amplitud mínima y máxima, suponiendo una tensión del bus de continua de 100 V.

Se puede comprobar que se elimina el tercer armónico y que se regula la amplitud de la fundamental. También se observa la disminución del factor de distorsión al aumentar la amplitud de la fundamental.

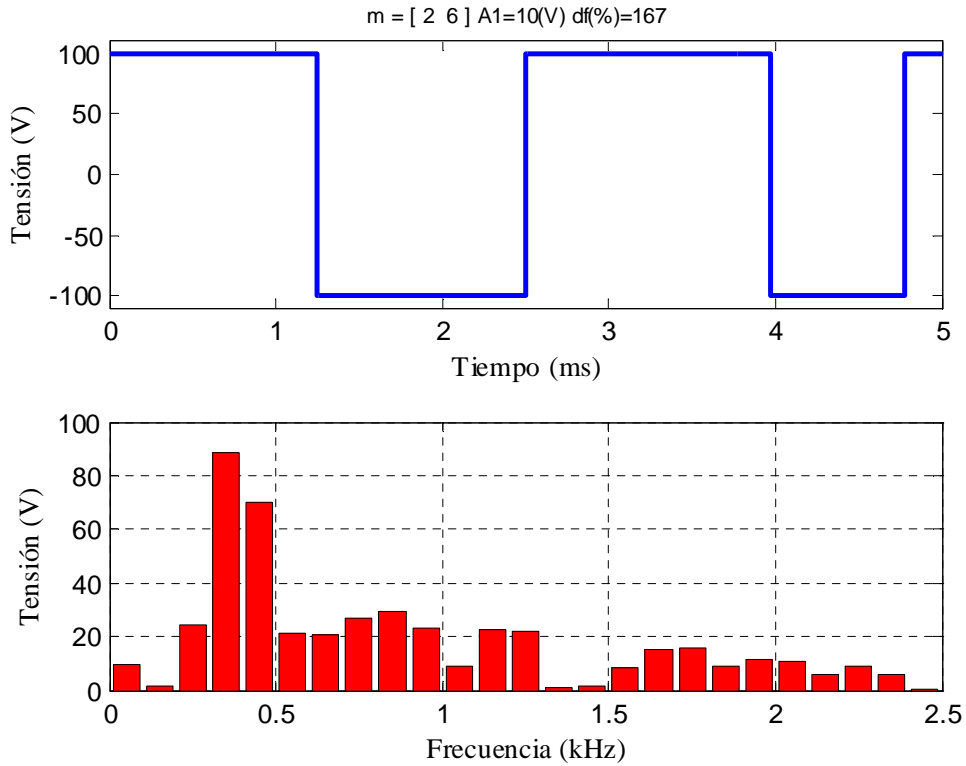


Figura 3-2

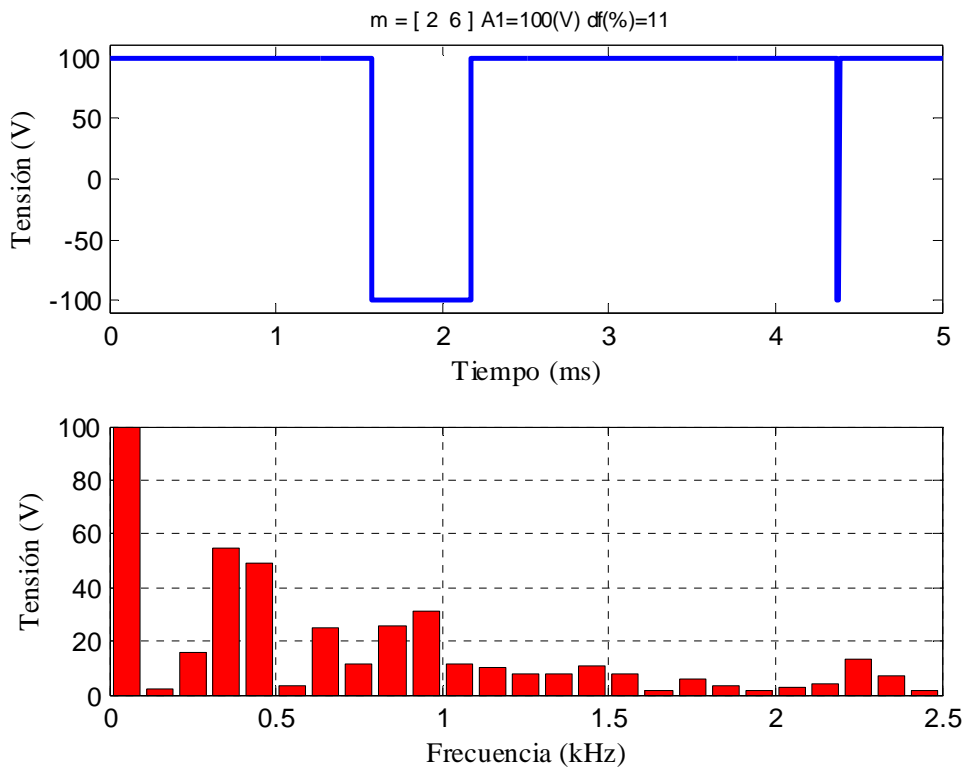


Figura 3-3

Para 4 ángulos de conmutación por cuarto de periodo (M=4, N=16) y suponiendo el vector de conmutación $m=[1, 6, 11, 14]$ las matrices obtenidas resultan ser:

Matriz B:

$$B = \begin{pmatrix} 1.2732 & -0.5274 & -0.1049 & -0.2533 & -0.0249 & 0.0103 & -0.0519 & -0.1254 & -0.0062 & 0.0026 & 0.0005 & 0.0012 & -0.0124 & 0.0052 & -0.0259 & -0.0626 \\ 0.4244 & 1.0246 & -0.6846 & 0.2836 & -0.0860 & -0.2077 & -0.3108 & 0.1287 & -0.0191 & -0.0461 & 0.0308 & -0.0128 & -0.0421 & -0.1016 & -0.1520 & 0.0630 \\ 0.2547 & 0.6148 & 0.9201 & -0.3811 & -0.2037 & -0.4918 & 0.3286 & -0.1361 & -0.0341 & -0.0823 & -0.1232 & 0.0510 & -0.0955 & -0.2305 & 0.1540 & -0.0638 \\ 0.1819 & -0.0753 & 0.3788 & 0.9144 & -0.7505 & 0.3109 & 0.0618 & 0.1493 & -0.0534 & 0.0221 & -0.1112 & -0.2685 & -0.3272 & 0.1355 & 0.0270 & 0.0651 \end{pmatrix}$$

Matriz de Walsh y vector suma:

$$WAL = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad SW = \begin{pmatrix} 16 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Matriz C y vector D:

$$C = -\frac{1}{8} \begin{pmatrix} 2 & 2 & 2 & 2 \\ 2 & 2 & -2 & -2 \\ 2 & -2 & 0 & 2 \\ 2 & -2 & 0 & -2 \\ 0 & 2 & -2 & 2 \\ 0 & 2 & 2 & -2 \\ 0 & -2 & 0 & 2 \\ 0 & -2 & 0 & -2 \\ -2 & 0 & 2 & 0 \\ -2 & 0 & -2 & 0 \\ -2 & 0 & 0 & 0 \\ -2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -2 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad D = \frac{1}{16} \begin{pmatrix} 16 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Las ecuaciones lineales correspondientes a las fracciones de los ángulos son:

$$\begin{aligned}
 \Phi_1 &= -0,2449 A_1 + 1,0799 \\
 \Phi_2 &= -0,8200 A_1 + 1,3094 \\
 \Phi_3 &= -1,0300 A_1 + 1,1028 \\
 \Phi_4 &= -0,4860 A_1 + 0,4927
 \end{aligned}
 \tag{3-17}$$

Para estas ecuaciones los límites de regulación de la amplitud de la fundamental serán:

$$A_{1min} = 0,3773 \qquad A_{1max} = 1,0139
 \tag{3-18}$$

Los ángulos de conmutación para el primer cuarto de periodo referidos al origen serán:

$$\begin{aligned}
 \alpha_1 &= \frac{\pi}{32} (0,2449 A_1 + 0,9201) & \beta_1 &= \frac{\pi}{32} (-0,2449 A_1 + 3,0799) \\
 \alpha_2 &= \frac{\pi}{32} (0,8200 A_1 + 5,6906) & \beta_2 &= \frac{\pi}{32} (-0,8200 A_1 + 8,3094) \\
 \alpha_3 &= \frac{\pi}{32} (1,0300 A_1 + 10,8972) & \beta_3 &= \frac{\pi}{32} (-1,0300 A_1 + 13,1028) \\
 \alpha_4 &= \frac{\pi}{32} (0,4860 A_1 + 14,5073) & \beta_4 &= \frac{\pi}{32} (-0,4860 A_1 + 15,4927)
 \end{aligned}
 \tag{3-19}$$

Las formas de onda, para el primer cuarto de periodo, correspondientes a las amplitudes mínima y máxima, así como las distribuciones armónicas respectivas, se muestran en las figuras 3-4 y 3-5. Se puede observar que la distorsión armónica es menor cuando la amplitud de la fundamental adopta el valor máximo.

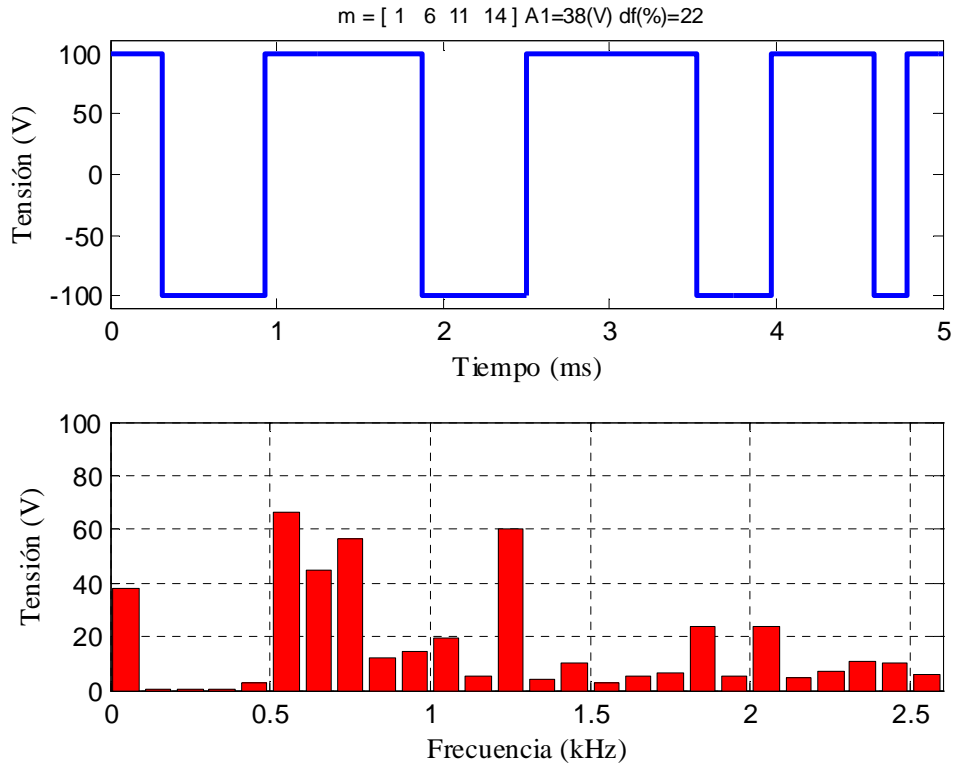


Figura 3-4

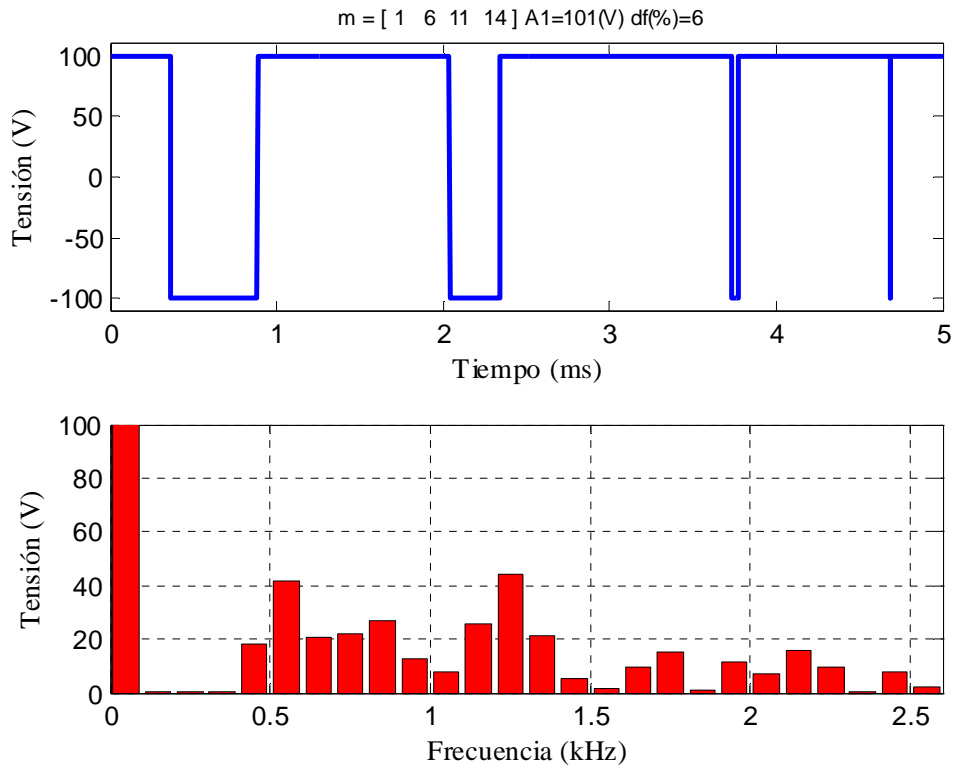


Figura 3-5

El caso anterior se presenta con objeto de comparar los resultados obtenidos con los métodos convencional y avanzado, utilizando el mismo vector de conmutación.

A continuación se muestran los valores numéricos correspondientes al vector de conmutación $m=[1, 5, 9, 13]$, que presenta el mayor rango de variación de la amplitud de la fundamental para 4 ángulos por cuarto de periodo ($M=4, N=16$).

Matriz B:

$$B = \begin{bmatrix} 1.2732 & -0.5274 & -0.1049 & -0.2533 & -0.0249 & 0.0103 & -0.0519 & -0.1254 & -0.0062 & 0.0026 & 0.0005 & 0.0012 & -0.0124 & 0.0052 & -0.0259 & -0.0626 \\ 0.4244 & 1.0246 & -0.6846 & 0.2836 & -0.0860 & -0.2077 & -0.3108 & 0.1287 & -0.0191 & -0.0461 & 0.0308 & -0.0128 & -0.0421 & -0.1016 & -0.1520 & 0.0630 \\ 0.2547 & 0.6148 & 0.9201 & -0.3811 & -0.2037 & -0.4918 & 0.3286 & -0.1361 & -0.0341 & -0.0823 & -0.1232 & 0.0510 & -0.0955 & -0.2305 & 0.1540 & -0.0638 \\ 0.1819 & -0.0753 & 0.3788 & 0.9144 & -0.7505 & 0.3109 & 0.0618 & 0.1493 & -0.0534 & 0.0221 & -0.1112 & -0.2685 & -0.3272 & 0.1355 & 0.0270 & 0.0651 \end{bmatrix}$$

Matriz de Walsh y vector suma:

$$WAL = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad SW = \begin{bmatrix} 16 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Matriz C y vector D:

$$C = -\frac{1}{8} \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 & 2 \\ 2 & 2 & -2 & -2 \\ 2 & -2 & -2 & 2 \\ 2 & -2 & 2 & -2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -2 & -2 & -2 & -2 \\ -2 & -2 & 2 & 2 \\ -2 & 2 & 2 & -2 \\ -2 & 2 & -2 & 2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad D = \frac{1}{16} \begin{bmatrix} 16 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Las ecuaciones lineales correspondientes a las fracciones de los ángulos serán:

$$\begin{aligned}
 \Phi_1 &= -0,1954 A_1 + 0,9018 \\
 \Phi_2 &= -0,5565 A_1 + 1,0187 \\
 \Phi_3 &= -0,8328 A_1 + 0,9938 \\
 \Phi_4 &= -0,9824 A_1 + 1,0016
 \end{aligned}
 \tag{3-20}$$

Para estas ecuaciones los límites de regulación de la amplitud de la fundamental serán:

$$A_1 \text{min} = 0,0337 \quad A_1 \text{max} = 1,0196 \tag{3-21}$$

Los ángulos de conmutación para el primer cuarto de periodo referidos al origen serán:

$$\begin{aligned}
 \alpha_1 &= \frac{\pi}{32} (0,1954 A_1 + 1,0982) & \beta_1 &= \frac{\pi}{32} (-0,1954 A_1 + 2,9018) \\
 \alpha_2 &= \frac{\pi}{32} (0,5565 A_1 + 4,9813) & \beta_2 &= \frac{\pi}{32} (-0,5565 A_1 + 7,0187) \\
 \alpha_3 &= \frac{\pi}{32} (0,8328 A_1 + 9,0062) & \beta_3 &= \frac{\pi}{32} (-0,8328 A_1 + 10,9938) \\
 \alpha_4 &= \frac{\pi}{32} (0,9824 A_1 + 12,9984) & \beta_4 &= \frac{\pi}{32} (-0,9824 A_1 + 15,0016)
 \end{aligned}
 \tag{3-22}$$

Las formas de onda, para el primer cuarto de periodo, correspondientes a la amplitud mínima, media y máxima, así como las distribuciones armónicas respectivas, se muestran en las figuras 3-6, 3-7 y 3-8. De nuevo se observa que la distorsión armónica disminuye al aumentar la amplitud de la fundamental.

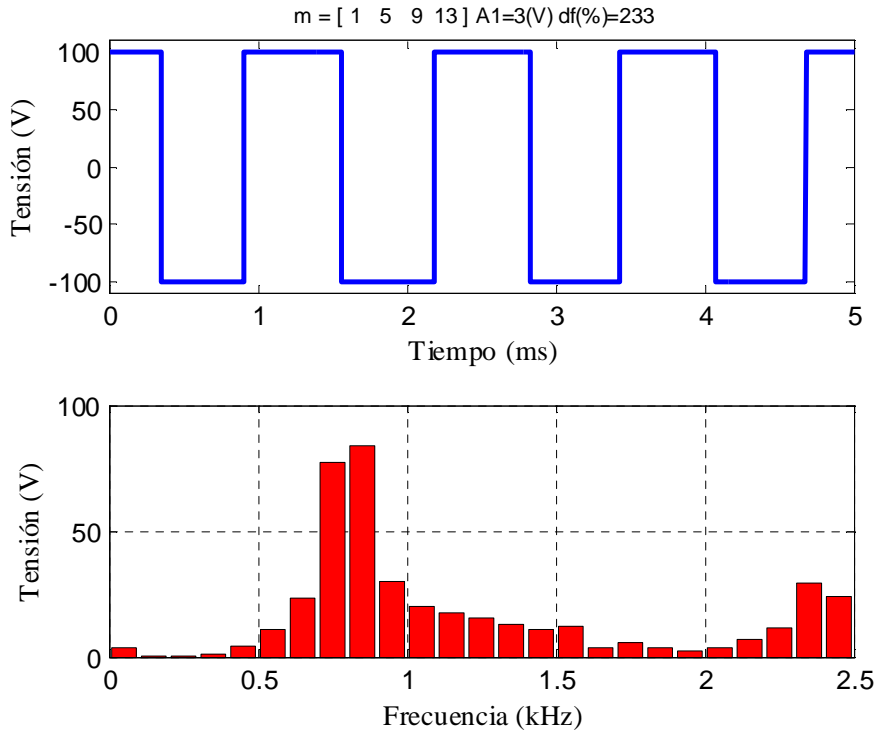


Figura 3-6

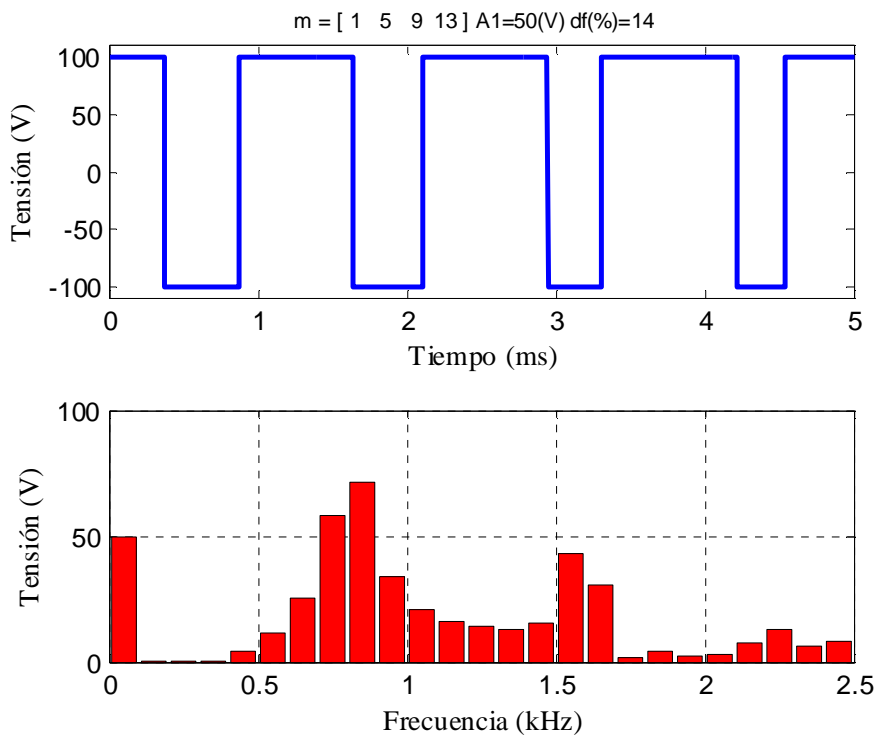


Figura 3-7

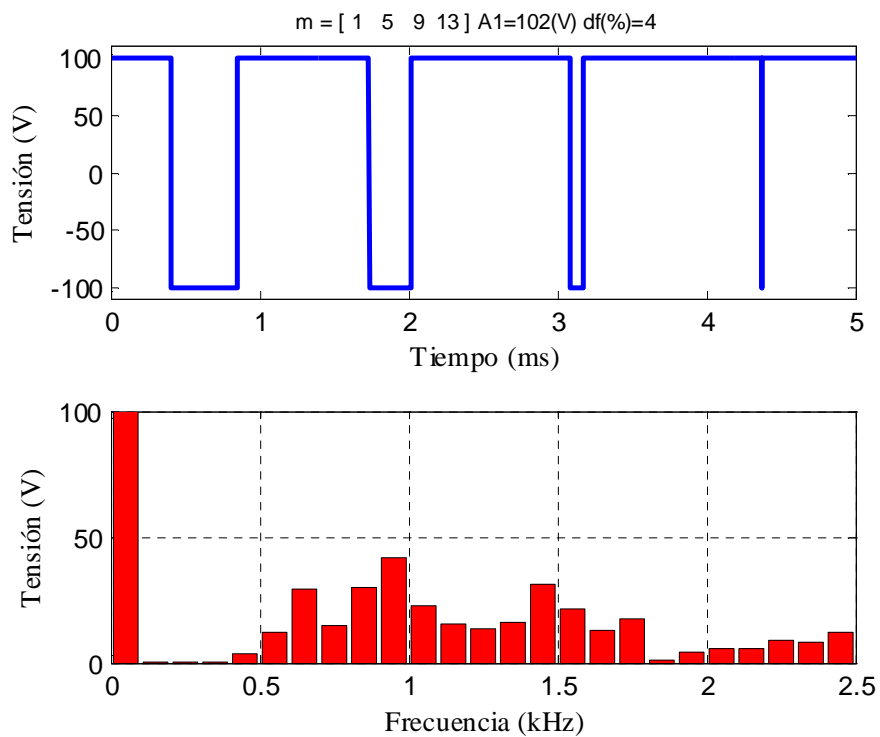


Figura 3-8

3.2 Análisis de las soluciones para la forma de onda bipolar.

Al igual que ocurre para el método convencional descrito en el capítulo 2, la solución a la eliminación programada de armónicos no es única: una vez seleccionado el vector de conmutación, es decir, los intervalos del primer cuarto de periodo en los que se va a producir una conmutación, hay que demostrar que existe solución, comprobando que el rango de regulación de la fundamental es positivo. El método descrito permite obtener las rectas que relacionan los ángulos de conmutación con la amplitud de fundamental deseada para la aplicación particular.

En el apartado anterior se han tomado como ejemplos $m=[2, 6]$ y $m=[1, 6, 11, 14]$, $m=[1,5,9,13]$, para los casos de dos y cuatro ángulos por cuarto de periodo, respectivamente. Nuevamente, la cuestión que se plantea es como determinar el mejor intervalo de disparo para la aplicación a la que se destine el convertidor.

Igual que se ha hecho para el método convencional, se ha seguido un proceso exhaustivo de búsqueda y análisis de las soluciones para cada número de ángulos. En este capítulo los valores límite de los intervalos de conmutación y el número total de combinaciones que se han probado para el método avanzado se muestran en la tabla 3-1.

Ángulos	m(1)		m(2)		m(3)		m(4)		m(5)		m(6)		m(7)		m(8)		Combinaciones
	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	
3	0	5	5	10	9	14											216
4	0	3	4	7	8	11	11	14									256
5	0	6	6	12	12	18	19	25	24	30							16807
6	0	5	5	10	10	15	16	21	21	26	25	30					46656
7	0	4	4	8	9	13	13	17	18	22	22	26	26	30			78125
8	0	3	4	7	8	11	12	15	16	19	20	23	24	27	27	30	65536

Tabla 3-1. Valores de los intervalos de conmutación (método avanzado)

3.2.1 Comparación de los métodos convencional y avanzado.

Al analizar las soluciones del método avanzado se ha decidido compararlas con las obtenidas con el método convencional. Para ello, en lugar de utilizar los resultados mostrados en el capítulo 2, se ha seleccionado un nuevo conjunto de pruebas de forma que el número de combinaciones a examinar sea el mismo para los dos métodos, logrando así que la comparación entre los dos métodos sea ecuánime. No son idénticos los casos que se toman, ya que para el método avanzado el último ángulo de conmutación α_M debe situarse en el penúltimo intervalo del primer cuarto de periodo puesto que el final del corte β_M debe producirse en el último intervalo.

Los valores de los intervalos de conmutación para el método convencional se muestran en la tabla 3-2.

Ángulos	m(1)		m(2)		m(3)		m(4)		m(5)		m(6)		m(7)		m(8)		Combinaciones
	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	
3	0	5	5	10	10	15											216
4	0	3	4	7	8	11	12	15									256
5	0	6	6	12	12	18	19	25	25	31							16807
6	0	5	5	10	10	15	16	21	21	26	26	31					46656
7	0	4	4	8	9	13	13	17	18	22	22	26	27	31			78125
8	0	3	4	7	8	11	12	15	16	19	20	23	24	27	28	31	65536

Tabla 3-2. Valores de los intervalos de conmutación (método convencional)

La figura 3-9 y la tabla 3-3 muestran las soluciones obtenidas para cada método, así como el tiempo de cálculo necesario para obtenerlas. El procesador empleado ha sido una CPU Intel T5270 trabajando a una frecuencia de 1,4 GHz [47].

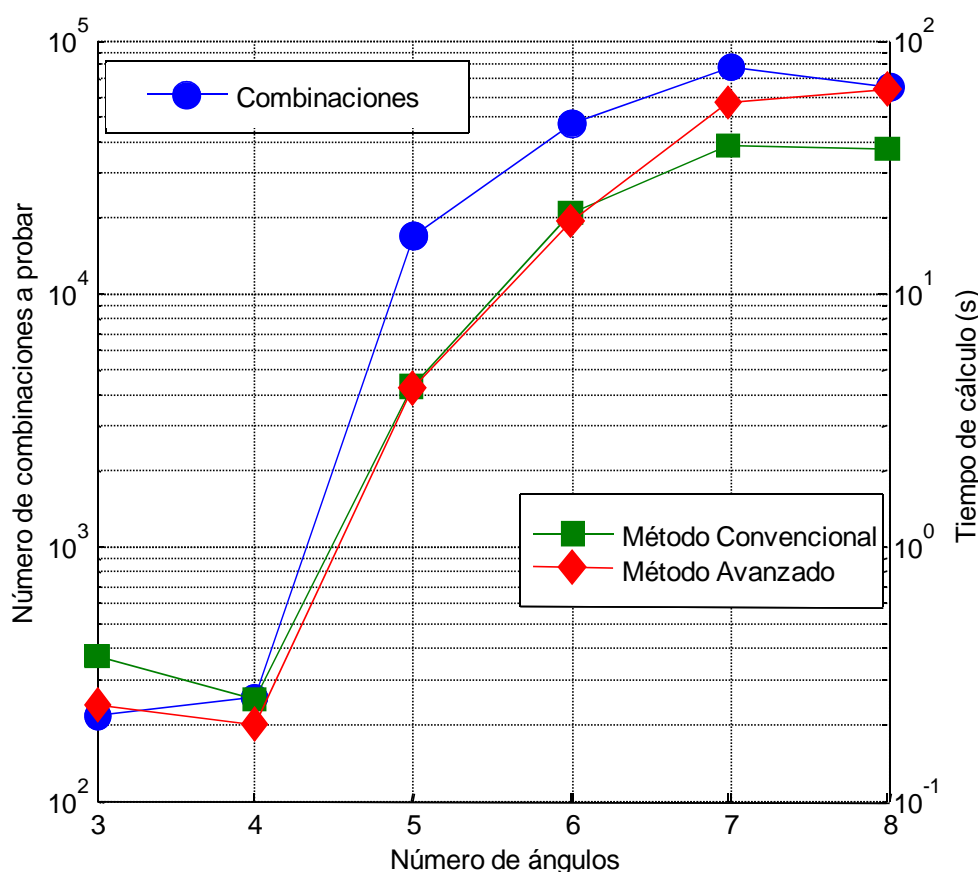


Figura 3-9. Número de combinaciones a probar y tiempo de cálculo para los métodos convencional y avanzado

Puede observarse que el número de soluciones obtenidas siempre es mayor para el método convencional y que los tiempos de cálculo son similares para los dos métodos, excepto para los

casos de 7 y 8 ángulos. La razón para ello es que el número de soluciones para el método convencional es mucho mayor y hay que almacenar en disco un mayor número de datos.

Ángulos	Número de combinaciones a probar	Número de soluciones		Tiempo de cálculo (s)	
		Convencional	Avanzado	Convencional	Avanzado
3	216	94	99	0,37	0,24
4	256	100	124	0,25	0,20
5	16807	483	725	4,33	4,21
6	46656	2378	2822	20,74	19,33
7	78125	4510	8094	38,44	56,84
8	65536	3946	11439	37,28	64,24

Tabla 3-3. Número de soluciones obtenidas y tiempos de cálculo.

Se ha realizado un análisis más detallado para conocer como se distribuyen las soluciones en lo que se refiere al rango de variación de la fundamental cubierto por cada una de ellas. Con los datos obtenidos (tabla 3-4) se ha construido la figura 3-10.

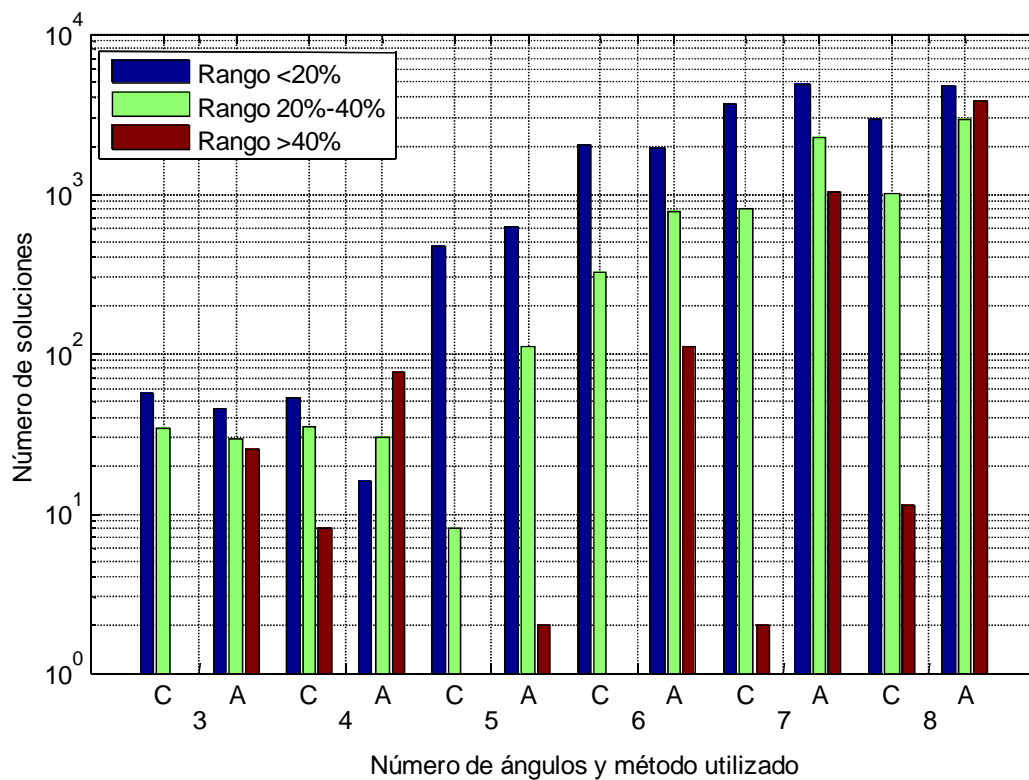


Figura 3-10. Número de soluciones obtenidas en función del rango de A1.

Para cada valor del número de ángulos hay dos grupos de columnas, a la izquierda las soluciones para el método convencional (C) y a la derecha las del avanzado (A).

Número de ángulos	Rango Método Convencional			Rango Método Avanzado		
	< 20%	20% - 40%	> 40%	< 20%	20% - 40%	> 40%
3	91	35	1	99	54	25
4	96	43	8	124	108	78
5	478	8	0	725	112	2
6	2372	320	0	2822	883	111
7	4503	801	2	8094	3261	1040
8	3938	1019	11	11439	6739	3843

Tabla 3-4. Número de soluciones en función del rango de amplitud de la fundamental

Se puede observar claramente que el método avanzado permite un mayor rango de variación, con un mayor número de soluciones en cada uno de los rangos considerados, demostrando así su superioridad, especialmente cuando el rango de variación ha de ser superior al 40%.

Por otra parte, la tabla 3-5 muestra los resultados obtenidos con ambos métodos, en lo que respecta al rango de variación de la fundamental y el factor de distorsión calculado según la ecuación (2-34). Estas tablas muestran los valores mínimos y máximos de la amplitud de la fundamental en tanto por ciento, teniendo en cuenta todas las soluciones. También presentan el máximo rango de variación de la fundamental disponible con un solo vector de conmutación. Finalmente se muestran los valores del factor de distorsión, calculados para el máximo valor de amplitud de fundamental en cada uno de los vectores de conmutación.

Número de ángulos	Método convencional					Método avanzado				
	A1 min (%)	A1 max (%)	Rango máximo (%)	DF (%)		A1 min (%)	A1 max (%)	Rango máximo (%)	DF (%)	
				min	max				min	max
3	59	106	43,4	4,7	15,6	32	107	74,2	4,8	19,8
4	46	104	51,0	3,8	16,2	3	104	98,6	3,7	18,7
5	77	103	24,2	2,9	7,3	57	103	45,0	2,8	8,1
6	65	102	32,9	2,5	6,5	39	102	62,4	2,3	8,1
7	56	102	40,1	2,3	7,5	23	102	78,7	1,8	5,3
8	53	101	43,9	1,8	6,6	6	101	94,3	1,5	3,8

Tabla 3-5. Rango de amplitud y factor de distorsión

Se debe remarcar que los valores mostrados no corresponden al mismo vector de conmutación. Esta es la razón por la que, para 8 ángulos en el método convencional, aunque el valor mínimo posible para la fundamental sea del 53% y el máximo del 101%, en cambio, el máximo rango de variación de la fundamental sea, solamente, del 43,9%.

Se puede observar que el método avanzado consigue un mayor rango de amplitud, mientras que los valores del factor de distorsión son similares a los del método convencional. Los mejores resultados en el rango de variación de la amplitud, para un solo vector de conmutación, son

98,6% y 94,3%, que se corresponden, respectivamente, con los vectores de disparo $\mathbf{m}=[1\ 5\ 9\ 13]$ y $\mathbf{m}=[2\ 6\ 10\ 14\ 18\ 22\ 26\ 30]$. En ambos casos, el número de ángulos es una potencia de dos y los intervalos están equitativamente distribuidos a lo largo del primer cuarto de periodo.

3.2.2 Aplicación del método avanzado para un número elevado de ángulos.

La coincidencia apuntada en el último párrafo del apartado 3.2.1 ha sido tomada en cuenta como una guía de diseño para seleccionar los vectores de disparo a comprobar. Así, por ejemplo, para 16, 32 y 64 cortes por cuarto de periodo, se han elegido los vectores [2:4:62], [2:4:126] y [2:4:254], respectivamente, expresados en notación Matlab.

Los resultados de la simulación para 8, 16, 32 y 64 ángulos se muestran en las figuras 3-11 a 3-18 ($A_1=100V$) y 3-15 a 3-18 ($A_1=10V$). Se ha utilizado un bus de continua de 100V y una frecuencia de 50 Hz para las señales PWM bipolares.

De hecho para todos los casos presentados la mínima amplitud de la fundamental es de 5,9 V y la máxima amplitud es de 100 V. Esto prueba que, con esta nueva técnica, la regulación de la fundamental es casi del 95%.

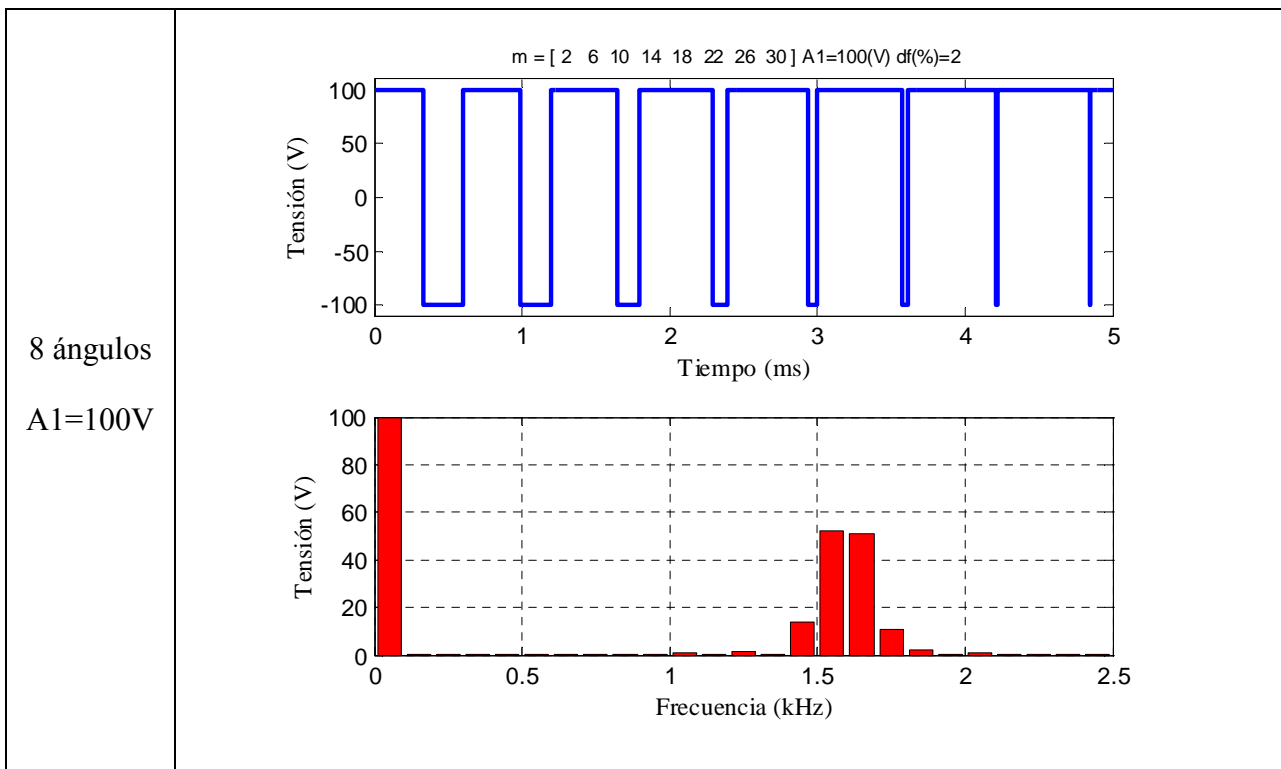


Figura 3-11

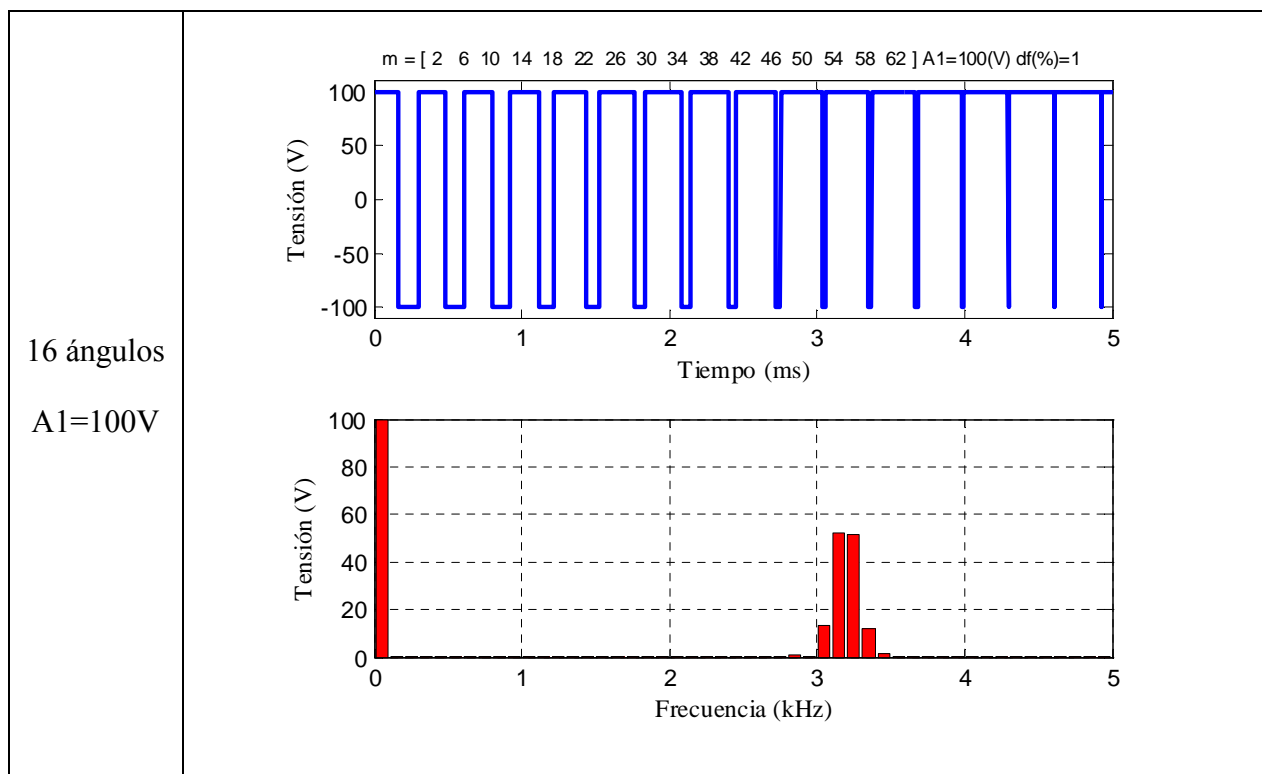


Figura 3-12

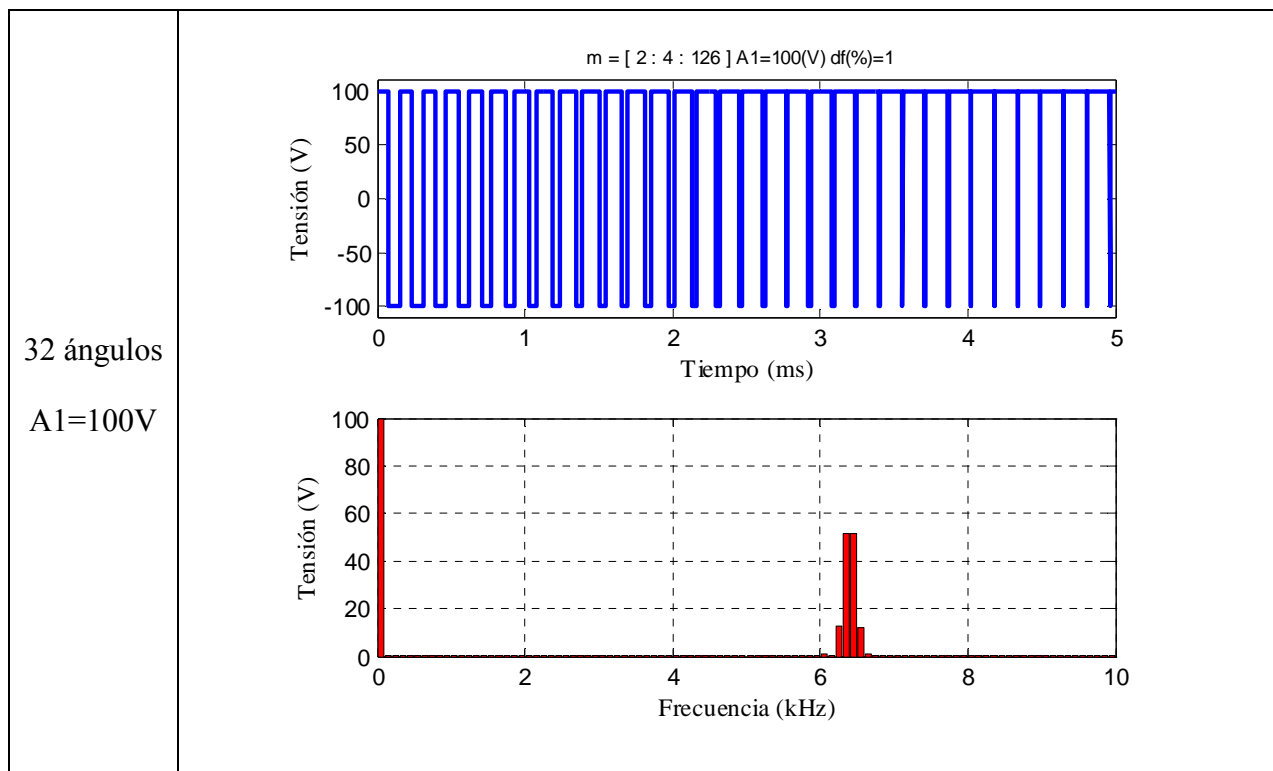


Figura 3-13

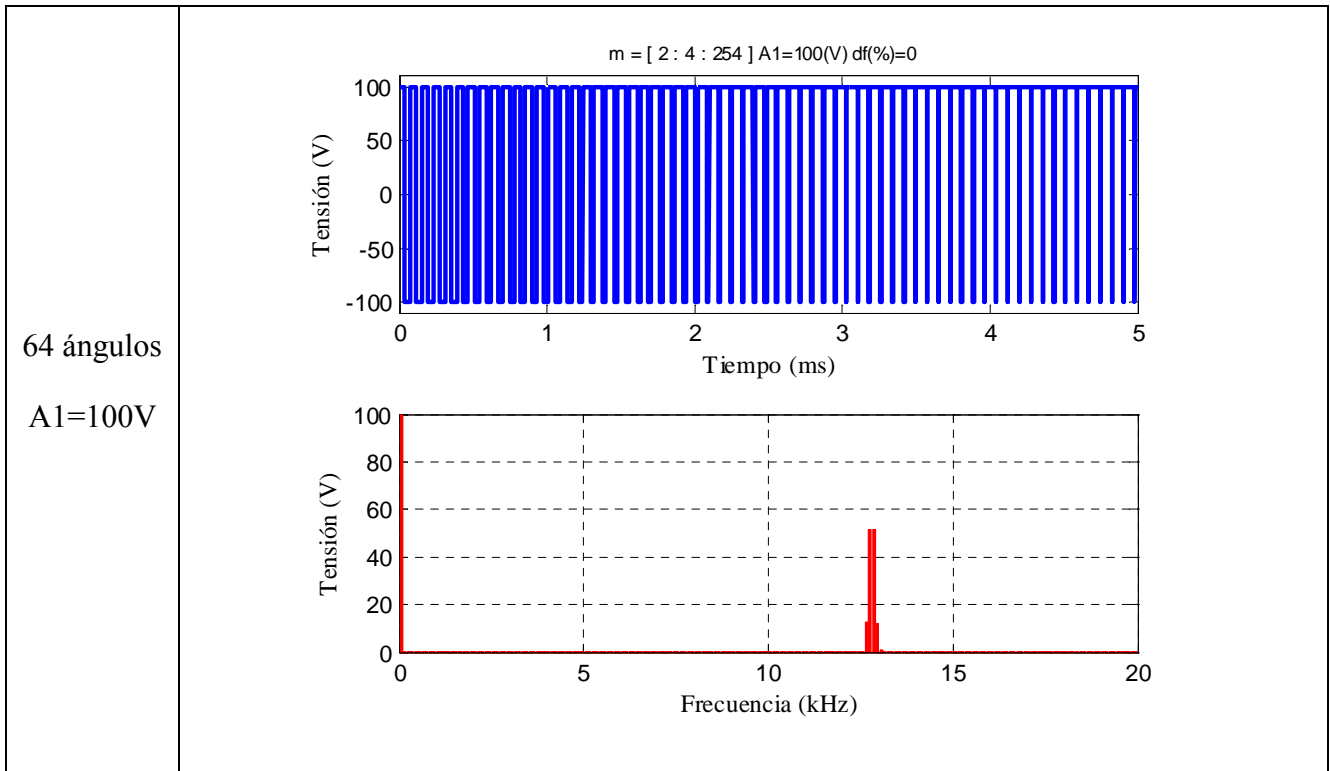


Figura 3-14

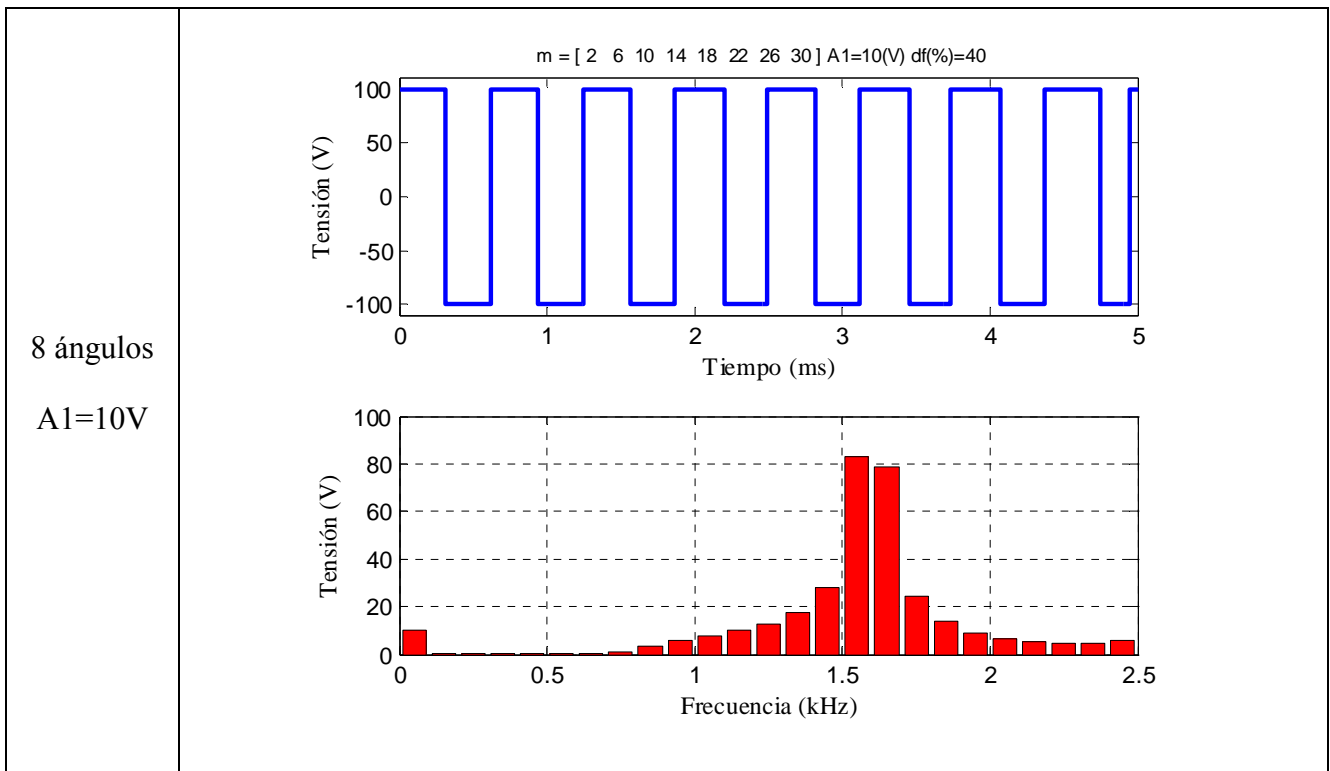


Figura 3-15

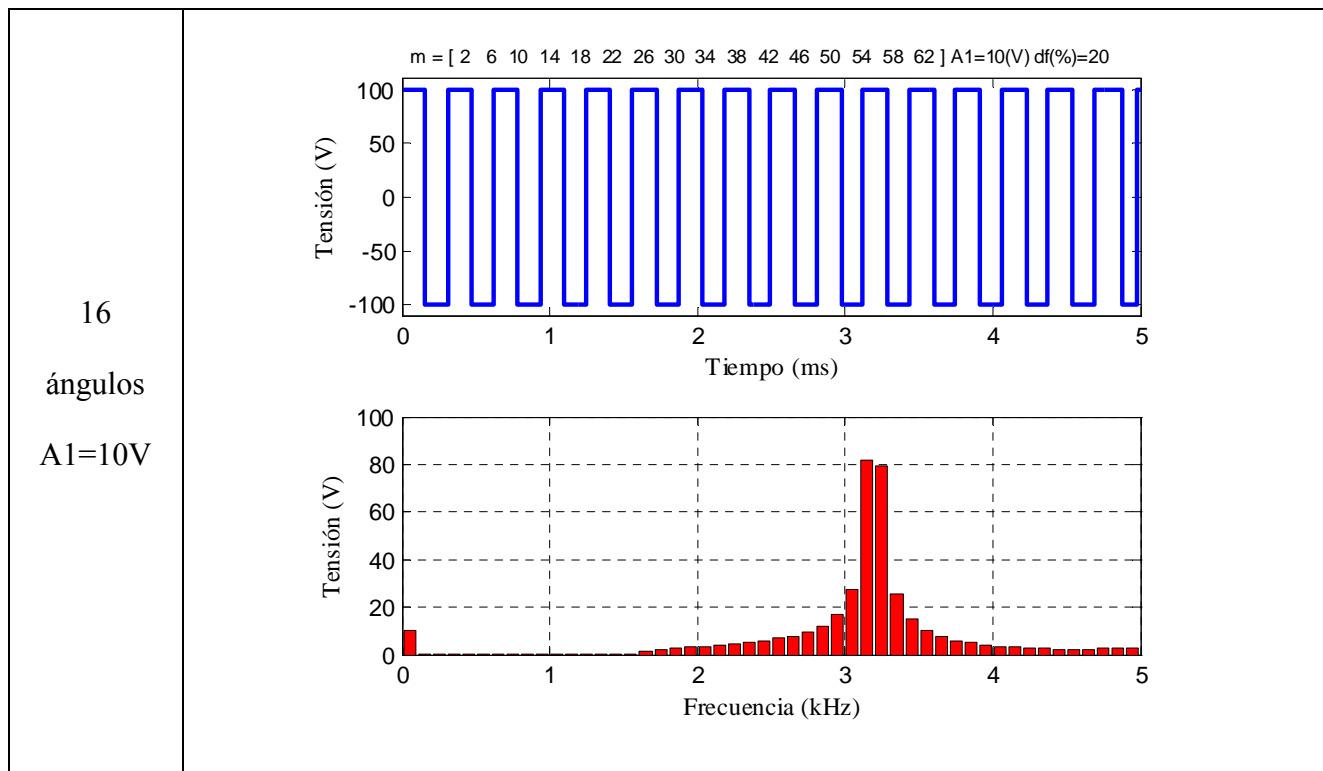


Figura 3-16

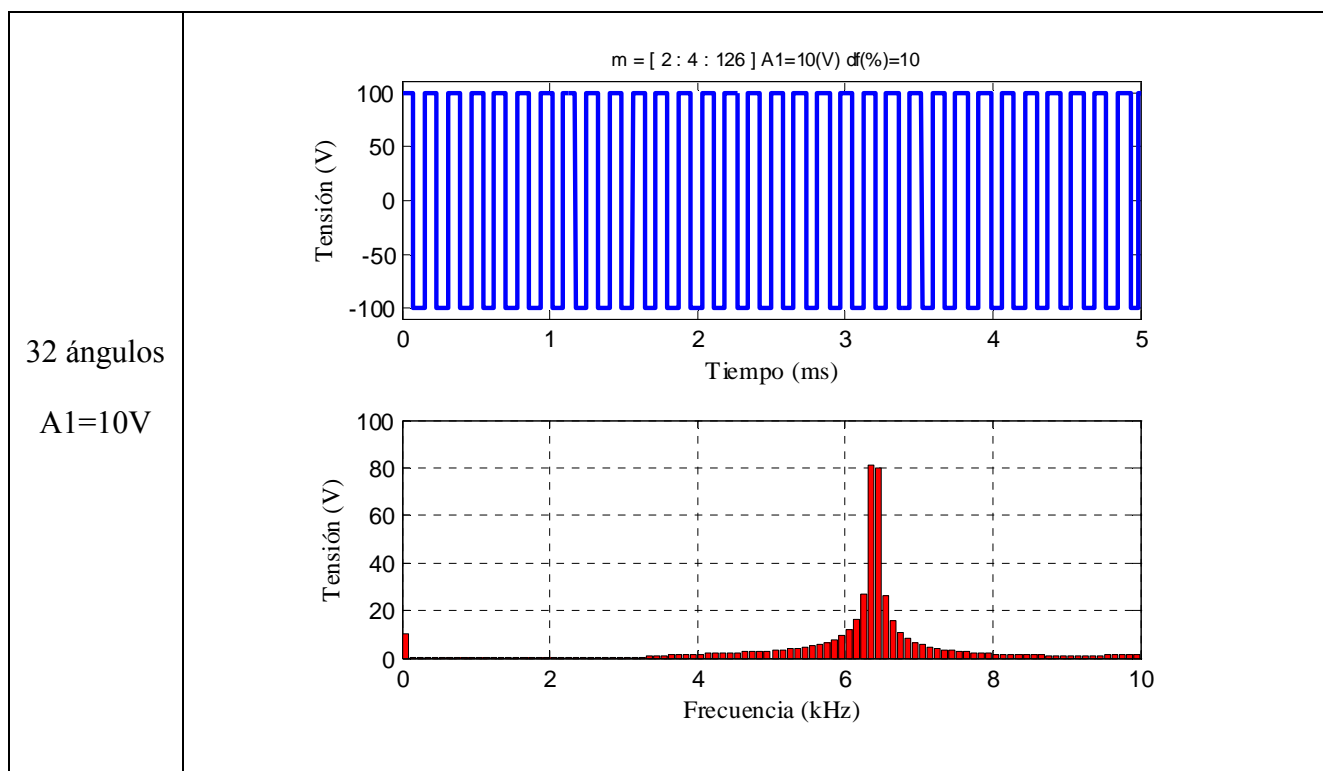


Figura 3-17

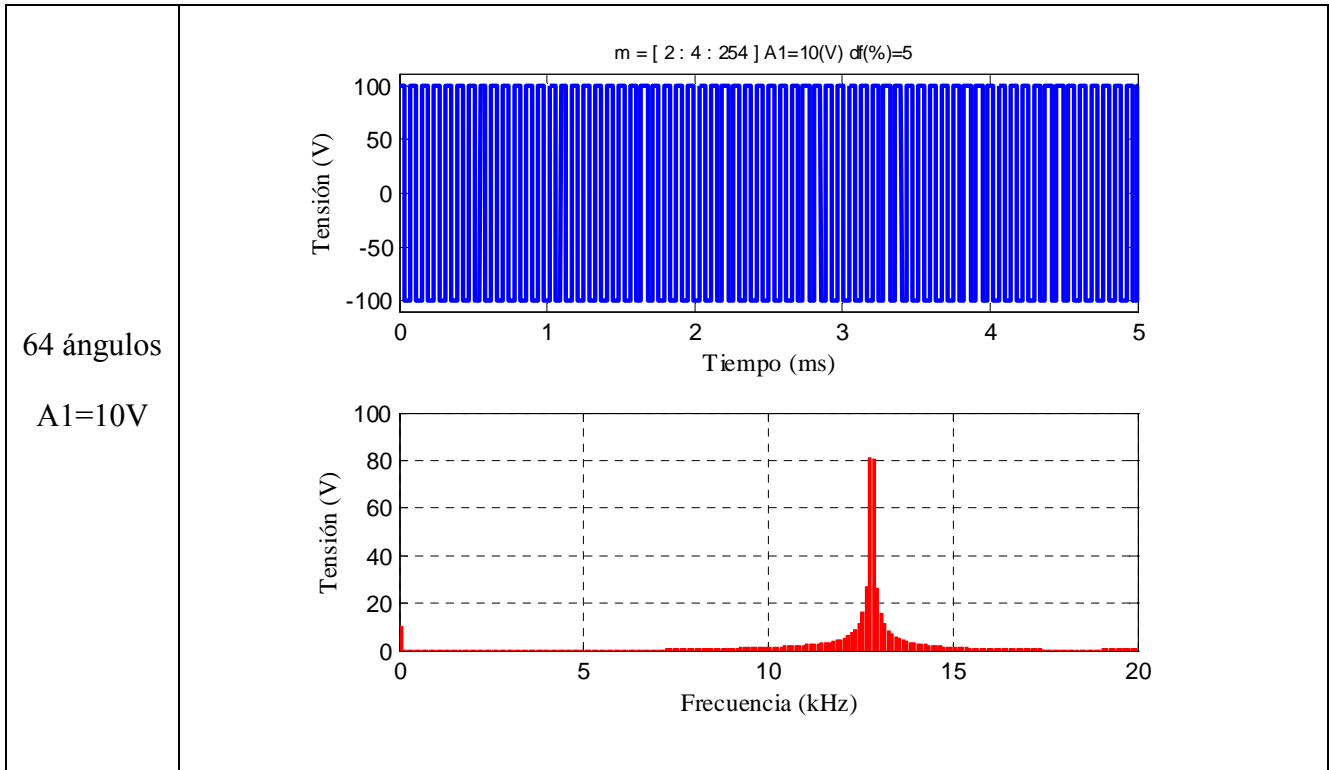


Figura 3-18

Hay que destacar que en todos los casos se observa un desplazamiento de los armónicos con mayor amplitud de la fundamental a las posiciones con orden $k = (4 \times M) \pm 1$, siendo M el número de ángulos por cuarto de periodo. La tabla 3-6 muestra los valores para el número de ángulos de 4 a 64, para una amplitud de fundamental de 80V y una frecuencia de 50 Hz.

Vector	M	f ₁ (Hz)	f ₂ (Hz)	n _{max1}	n _{max2}	V _{max1} (V)	V _{max2} (V)
[2:4:16]	4	750	850	15	17	63,0	59,5
[2:4:32]	8	1550	1650	31	33	62,2	60,4
[2:4:64]	16	3150	3250	63	65	61,8	60,9
[2:4:128]	32	6350	6450	127	129	61,6	61,1
[2:4:256]	64	12750	12850	255	257	61,5	61,2

Tabla 3-6. Armónicos con mayor amplitud

3.2.3 Análisis del consumo de potencia

En este apartado se presentan los resultados correspondientes al consumo de potencia en el caso de utilizar el método avanzado de Walsh para la obtención de los intervalos de conmutación. Para poder comparar estos resultados con los obtenidos en el capítulo anterior se han utilizado las mismas consideraciones de cálculo tanto en el campo temporal como frecuencial y se han tomado los quince intervalos de conmutación para cuatro ángulos por cuarto de periodo que presentan un rango de variación de la fundamental mayor.

A modo de ejemplo en la figura 3-19 se muestran la forma de onda de tensión y su distribución armónica para $m=[1\ 5\ 9\ 13]$. Para este vector de conmutación se presentan, en la figura 3-20 las formas de onda de tensión e intensidad de salida, así como el espectro de frecuencia de la intensidad para carga R-L con $R=1\ (\Omega)$ y considerando tres valores distintos del factor de carga $q=\omega L/R$ (0,1, 1 y 10).

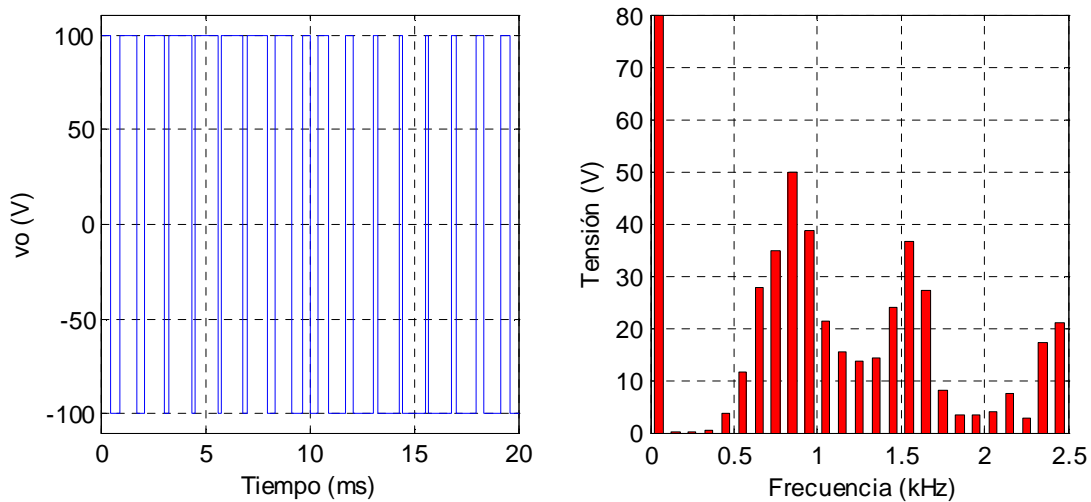


Figura 3-19. Forma de onda y distribución armónica de la tensión

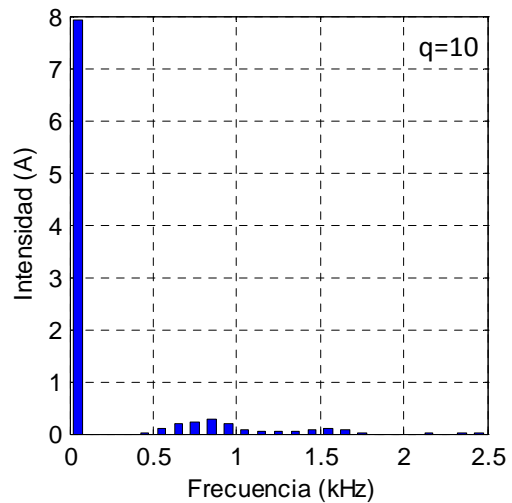
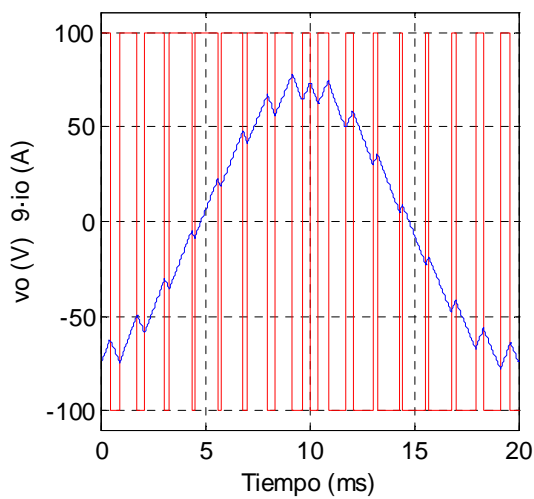
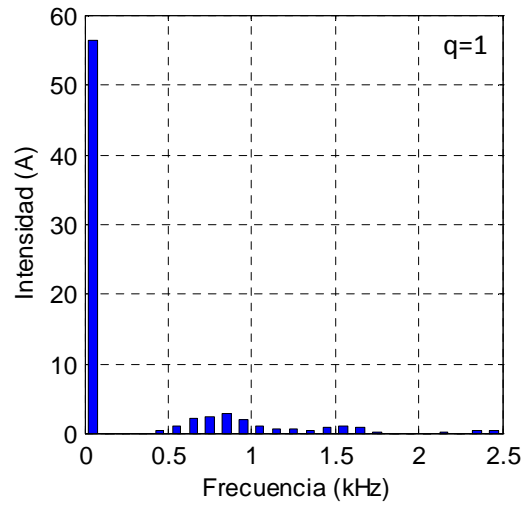
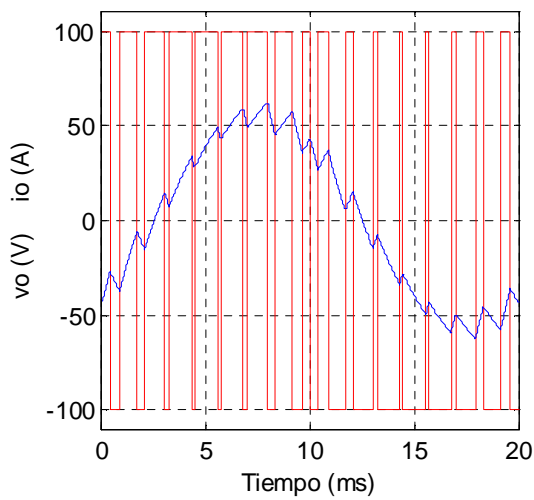
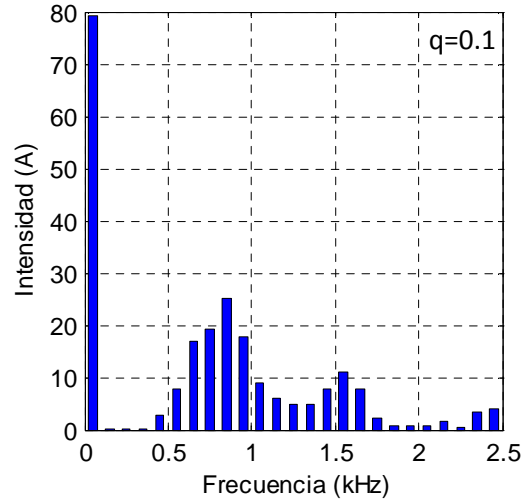
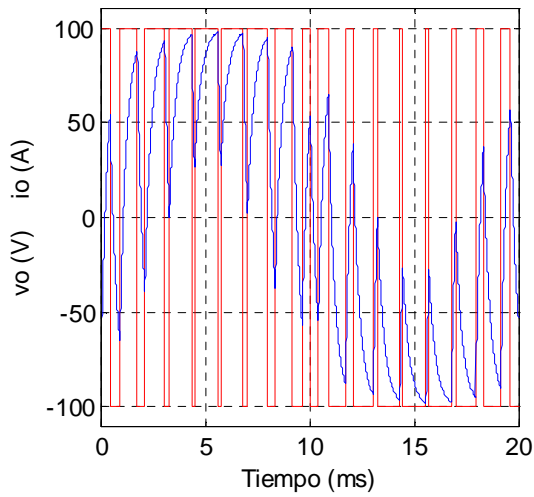


Figura 3-20. Forma de onda y distribución armónica de intensidad

Igual que en el método convencional se comprueba la cancelación de los armónicos 3, 5 y 7, corroborando también la eficacia del método avanzado. Nuevamente, la forma de onda de la intensidad en la carga se aproxima a la componente fundamental para valores de q superiores a la unidad, a la vista de la distribución armónica obtenida.

En la tabla 3-7 se muestran los resultados obtenidos en cuanto a los cálculos de potencia, activa y reactiva, realizados siguiendo los mismos criterios descritos en el apartado 2.2.5 del capítulo anterior.

Intervalos				q=0.1				q=1				q=10			
				P	Q	P	Q	P	Q	P	Q	P	Q	P	Q
				W	VAR	W	VAR	W	VAR	W	VAR	W	VAR	W	VAR
1	5	9	13	4267	426,7	4287	428,6	1624	1624	1626	1626	32,20	320,2	32,2	322,3
2	5	9	13	4258	425,8	4275	427,5	1609	1609	1610	1610	31,92	317,1	31,9	319,5
2	6	10	14	4368	436,8	4396	439,5	1622	1622	1624	1624	32,17	319,7	32,2	322,0
2	6	10	13	4375	437,5	4398	439,8	1636	1636	1637	1637	32,44	322,3	32,5	324,7
3	5	10	13	4687	468,7	4714	471,3	1607	1607	1609	1609	31,77	315,5	31,8	318,1
2	6	9	13	4372	437,2	4393	439,3	1654	1654	1655	1655	32,80	325,9	32,8	328,3
3	5	9	13	4729	472,9	4750	475,0	1625	1625	1626	1626	32,13	319,1	32,2	321,6
1	5	9	14	4272	427,2	4295	429,4	1600	1600	1602	1602	31,70	315,3	31,7	317,4
3	5	10	12	4681	468,1	4712	471,2	1622	1622	1623	1623	32,05	318,3	32,1	320,9
2	5	10	14	4413	441,3	4434	443,4	1634	1634	1636	1636	32,39	321,8	32,4	324,3
2	5	8	13	4351	435,1	4372	437,2	1625	1625	1627	1627	32,22	320,2	32,3	322,6
2	5	10	13	4372	437,2	4392	439,2	1623	1623	1625	1625	32,17	319,6	32,2	322,0
2	4	9	13	4450	445,0	4469	446,9	1617	1617	1619	1619	32,03	318,2	32,1	320,7
1	4	8	13	4173	417,3	4191	419,1	1609	1609	1611	1611	31,92	317,3	31,9	319,5
2	6	11	14	4468	446,8	4488	448,8	1607	1607	1609	1609	31,84	316,4	31,9	318,8

Tabla 3-7. Valores de potencia activa y reactiva

La tabla muestra los resultados obtenidos utilizando algoritmos de cálculo en el dominio temporal (en celdas de color gris) y el dominio de la frecuencia (en celdas de color blanco) operando con un conjunto de 2000 muestras por periodo y acotando a orden máximo de armónico de 50, en el dominio frecuencial.

De manera análoga al comportamiento con el método convencional, de los resultados obtenidos, se deduce que no existe una diferencia apreciable entre los valores de las componentes de la potencia (activa y reactiva) calculadas en el dominio temporal o en el dominio de la frecuencia. Además, los consumos de potencia, tanto activa como reactiva, son prácticamente independientes del valor del vector de intervalos. Los rangos de desviación obtenidos en este caso oscilan entre 2,0% ($q=1$) y 7,1% ($q=0.1$) tanto para la potencia activa como para la reactiva.

De forma análoga al comportamiento descrito en el capítulo anterior se observa una notable proporcionalidad entre las dos componentes de la potencia, coincidiendo la relación Q/P con el valor del factor de carga. La gráfica mostrada en la figura 3-21 destaca esta coincidencia. Para cada uno de los tres casos de factor de carga se han calculado las componentes normalizadas (Q^* , P^*) referidas a sus respectivos valores correspondientes al primer vector de conmutación $m=[1 \ 5 \ 9 \ 13]$ considerado en la tabla 3-7. Nuevamente se destaca la proporcionalidad de las dos componentes normalizadas de la potencia en la figura 3-21, correspondiente a los valores registrados en los 90 puntos de trabajo de la mencionada tabla.

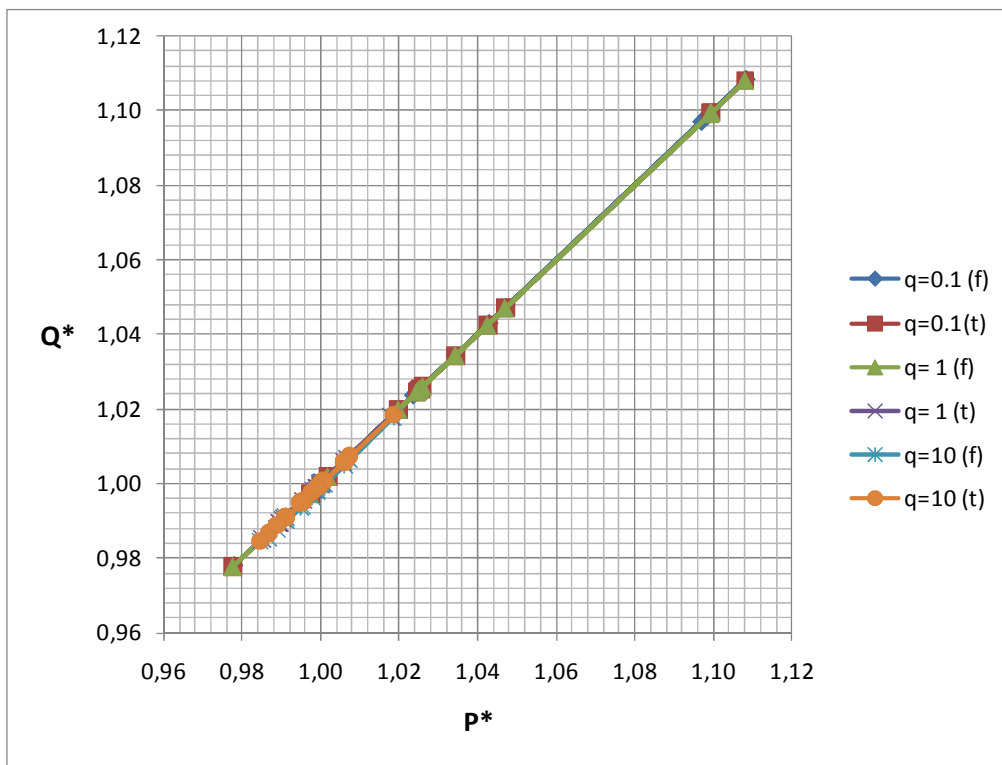


Figura 3-21. Potencias normalizadas para el conjunto de casos analizados

3.3 Conclusiones del capítulo

Se ha obtenido un nuevo método, denominado avanzado en esta tesis, para la generación de señales PWM en convertidores DC-AC basado en las funciones de Walsh que permite la utilización de un solo vector de conmutación para un rango de variación de la amplitud de la fundamental cercano al 100% de la tensión del bus de continua del convertidor. Este vector puede considerarse como la solución genérica a la eliminación selectiva de armónicos. Su expresión en notación Matlab es [2:4:4*M-2], siendo M el número de ángulos de conmutación por cuarto de periodo, con la condición de que sea potencia entera de 2.

Otra propiedad destacable de esta solución genérica es que los primeros armónicos no eliminados que muestran un mayor valor de amplitud se concentran en los órdenes de armónico $k = (4 \times M) \pm 1$. Esto simplifica el diseño de un filtro adicional, al conocer de antemano la posición de los armónicos.

Por otra parte, utilizar un solo vector de conmutación tiene la ventaja de que el procesador encargado de calcular los ángulos como funciones lineales de la amplitud de la fundamental debe almacenar solamente un conjunto de ecuaciones perfectamente determinado, reduciendo, además, los tiempos de cálculo.

El método avanzado ha permitido la predicción de la solución general al problema de la eliminación selectiva de armónicos para un elevado número de ángulos de conmutación (más de 8), demostrado por simulación, lo cual sería inviable con el método convencional por necesitar un importante tiempo de cálculo, al tener que buscar todas las combinaciones con solución.

El método avanzado supera al convencional en el número de soluciones obtenidas para un determinado número de ángulos, con un rango de variación de la fundamental notablemente mayor que el conseguido con el método convencional que en ningún caso supera al 51%, con valores similares de distorsión armónica.

Los resultados de simulación presentados prueban la aplicación generalizada de la nueva metodología propuesta. Por este motivo, se deben considerar las prometedoras posibilidades de las técnicas basadas en las funciones de Walsh.

4 EFECTOS DE DIFERENTES NO IDEALIDADES SOBRE LA AMPLITUD DE LOS ARMÓNICOS

En este capítulo se presenta un estudio de la influencia de diferentes causas de funcionamiento no ideal sobre la distribución armónica de una onda PWM. Las causas analizadas comprenden: el tiempo muerto preceptivo para evitar estados incompatibles, los tiempos de transición de la señal PWM, la imprecisión en el cálculo y el truncamiento de decimales de los ángulos de disparo. Los resultados obtenidos permiten definir el límite de las prestaciones del convertidor y los requisitos que debe satisfacer su sistema de control.

4.1 Cálculo de la amplitud de los armónicos a partir de los ángulos de conmutación

La tensión de salida de los convertidores DC-AC, con técnicas de PWM y bajo comportamiento ideal, presenta simetría de semiciclo, es decir: simetría par respecto a $\pi/2$ y simetría impar respecto a π , por lo que su espectro en frecuencia comprende solamente armónicos impares. Por otra parte, tales propiedades de simetría permiten determinar completamente el espectro frecuencial a partir de la posición de los ángulos de conmutación en el primer cuarto de periodo.

La amplitud de la componente fundamental y de los armónicos se calcula a partir de la ecuación (4-1), en la que $\{\alpha_i\}$ $\{\beta_i\}$ con $i \in [1, M]$ representan los conjuntos de ángulos en los que se realiza la conmutación inicial (flanco descendente) y final (flanco ascendente), respectivamente. M representa el número de cortes por cuarto de periodo,

$$A_k = \left| \frac{4}{\pi k} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M [\cos(k\beta_i) - \cos(k\alpha_i)] \right] \right| \quad (4-1)$$

En la mayor parte de trabajos publicados se supone habitualmente que la onda PWM presenta transiciones instantáneas, que dan lugar a resultados espectaculares en lo que respecta al número de armónicos cancelados y que, por necesitar un elevado número de conmutaciones, hacen necesario el estudio del efecto de las no idealidades sobre la amplitud de los armónicos.

4.2 Metodología

Se analiza la sensibilidad de la fundamental y de los armónicos frente a cuatro causas de funcionamiento no ideal: (i) tiempo muerto de conmutación de los componentes del convertidor PWM, (ii) tiempo de subida y bajada de la señal PWM, (iii) imprecisión en el cálculo de los

ángulos de disparo y (iv) truncamiento de los decimales utilizados en el cálculo de los ángulos, expresados en grados. La metodología aquí descrita y los resultados obtenidos son originales y una estudio preliminar se presentó en [29].

En las figuras 4-1 y 4-2 se representan las señales correspondientes a los dos primeros casos. Para estas no idealidades se han obtenido por análisis matemático los coeficientes de Fourier (a_k , b_k) y las amplitudes (A_k) de los armónicos. En todos los casos, las expresiones halladas son válidas para k impar pues las ondas resultantes conservan las propiedades de simetría de semionda.

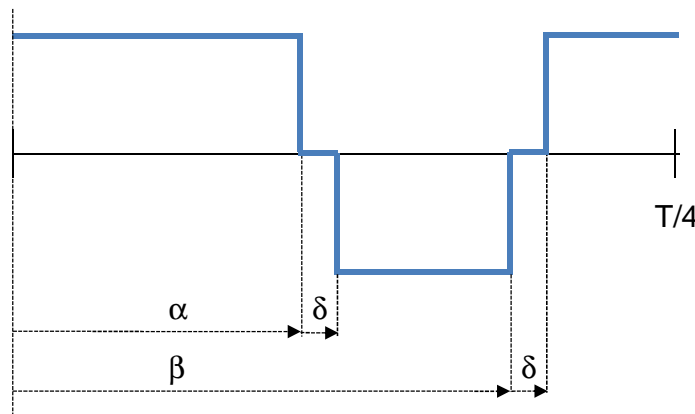


Figura 4-1. Tiempo muerto.

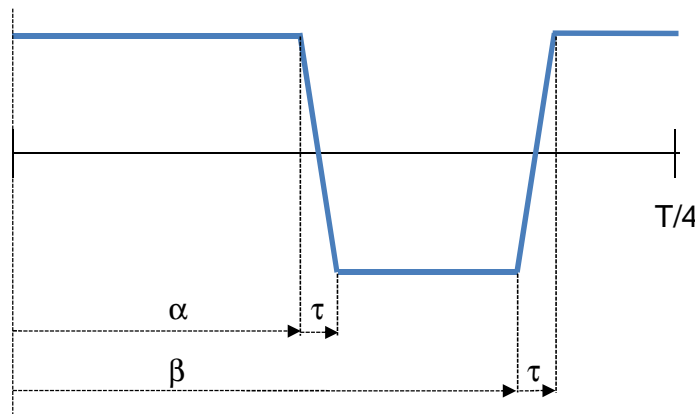


Figura 4-2. Tiempos de transición.

Por otra parte la figura 4-3 muestra la imprecisión en el cálculo de los ángulos de disparo, que se supone acumulada en los ángulos de bajada de los “cortes” de la señal PWM en el primer cuarto de periodo. Esta suposición tiene fundamento, especialmente, en el método convencional de Walsh ya que los ángulos de bajada (α) se calculan a partir de las ecuaciones lineales que

dependen de la amplitud de la fundamental, mientras que los ángulos de subida (β) son fijos para este método. En el método avanzado la imprecisión implica una falta de simetría entre los ángulos de subida y de bajada, implicando un “estrechamiento” de los pulsos.

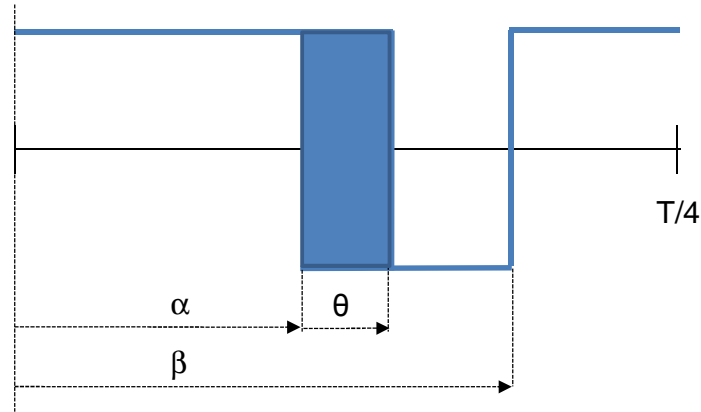


Figura 4-3. Imprecisión en el cálculo del ángulo de disparo

4.3 Tiempo muerto de conmutación

En este caso, el ángulo correspondiente al tiempo muerto (δ) se supone igual en todas las conmutaciones, negativas y positivas. Las ecuaciones que permiten el cálculo de las amplitudes de los armónicos se presentan en las expresiones (4-4) y (4-5).

$$a_k = \frac{-2 \sin(k\delta)}{\pi k} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M \cos(k\beta_i) - \cos(k\alpha_i) \right] \quad (4-4a)$$

$$b_k = \frac{2[1 + \cos(k\delta)]}{\pi k} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M \cos(k\beta_i) - \cos(k\alpha_i) \right] \quad (4-4b)$$

$$A_k = \left| \frac{4}{\pi k} \cos\left(\frac{k\delta}{2}\right) \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M \cos(k\beta_i) - \cos(k\alpha_i) \right] \right| \quad (4-5)$$

Para analizar el efecto del tiempo muerto sobre las amplitudes de los armónicos se representa el cociente de las expresiones (4-5) y (4-1), designándolo como A_k/A_{k0} , siendo su valor el mostrado en la expresión (4-6).

$$\frac{A_k}{A_{k0}} = \left| \cos\left(\frac{k\delta}{2}\right) \right| \quad (4-6)$$

La representación gráfica correspondiente a la variación de las amplitudes para valores del tiempo muerto inferiores a 50 μs se muestra en la figura 4-4.

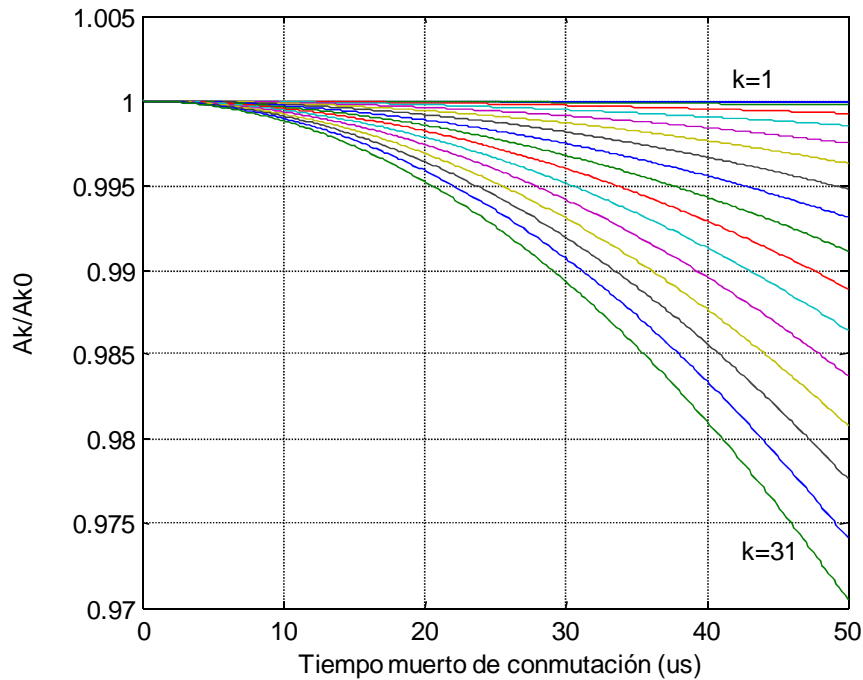


Figura 4-4. Variación de la amplitud de los armónicos frente al tiempo muerto

Se observa que, en dicho intervalo, excepto para la amplitud de la fundamental, la amplitud de los armónicos disminuye al aumentar el valor del tiempo muerto, contribuyendo, pues, a la disminución de la distorsión armónica.

4.4 Tiempos de transición

En este supuesto, las conmutaciones no son instantáneas y presentan un tiempo de transición, siendo τ el ángulo correspondiente al mismo, con independencia de que el flanco sea de subida o de bajada. Las ecuaciones obtenidas mediante análisis matemático son las (4-7) y (4-8).

$$a_k = \frac{4 [\cos(k\tau) - 1]}{\pi k^2 \tau} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M \cos(k\beta_i) - \cos(k\alpha_i) \right] \quad (4-7a)$$

$$b_k = \frac{4 \sin(k\tau)}{\pi k^2 \tau} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M \cos(k\beta_i) - \cos(k\alpha_i) \right] \quad (4-7b)$$

$$A_k = \left| \frac{8}{\pi k^2 \tau} \sin\left(\frac{k\tau}{2}\right) \left[1 + 2 \sum_{i=1}^M \cos(k\beta_i) - \cos(k\alpha_i) \right] \right| \quad (4-8)$$

Igual que en el supuesto anterior, el cociente entre las expresiones (4-8) y (4-1) mostrará la influencia del tiempo de transición sobre la amplitud de los armónicos. Su valor se muestra en la expresión (4-9).

$$\frac{A_k}{A_{k0}} = \left| \frac{2}{k\tau} \sin\left(\frac{k\tau}{2}\right) \right| \quad (4-9)$$

La representación gráfica correspondiente a la variación de las amplitudes para valores del tiempo de transición inferiores a 50 μs se muestra en la figura 4-5.

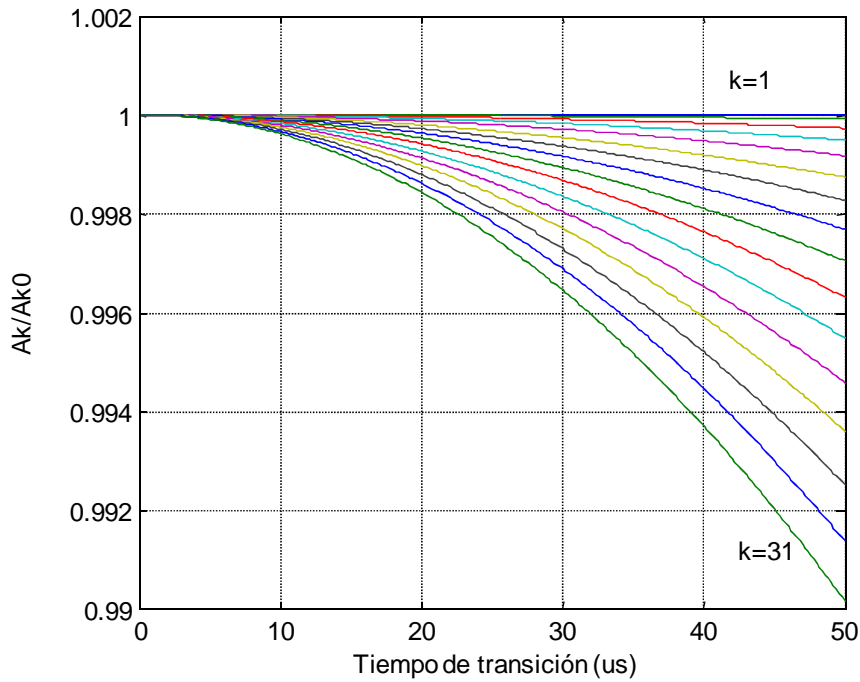


Figura 4-5. Variación de la amplitud de los armónicos frente al tiempo de transición.

De manera parecida al comportamiento frente al tiempo muerto, la amplitud de los armónicos disminuye, aunque menos, al aumentar el valor del tiempo de transición, contribuyendo, también, a la disminución de la distorsión armónica.

4.5 Imprecisión en el cálculo del ángulo de disparo

En este apartado se presentan los resultados obtenidos teniendo en cuenta que la imprecisión en el ángulo de disparo se supone como un error que se suma a los ángulos de inicio del corte (α_i) y que las simetrías de las ondas se mantienen respecto a los ángulos del primer cuarto de periodo, como muestra la figura 4-3. En este caso los ángulos de final de los cortes (β_i) se supone que no tienen error.

Para el estudio se han escrito unos programas en Matlab que suministran unos diagramas de barras donde se puede observar la variación de la amplitud de la fundamental y la distorsión armónica producida, únicamente, por los armónicos que se deberían eliminar. Este valor se define aquí como “Rejected Harmonic Distortion” (RHD) y su cálculo se muestra en la expresión (4-10). El valor N es el número de cortes por cuarto de periodo.

$$RHD = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{k=3}^{2N-1} V_k^2} \quad (\%) \tag{4-10}$$

Los valores obtenidos se corresponden a los métodos convencional y avanzado descritos, respectivamente, en los capítulos 2 y 3 para 4, 8 y 16 ángulos y para un conjunto de 15 vectores de conmutación, en cada caso. La tabla 4-1 muestra los conjuntos de vectores de conmutación utilizados.

	Método convencional	Método avanzado
4 ángulos	1: [1 6 11 14]	1: [1 5 9 13]
	2: [1 6 11 15]	2: [2 5 9 13]
	3: [1 5 11 13]	3: [2 6 10 14]
	4: [3 7 10 13]	4: [2 6 10 13]
	5: [3 7 11 13]	5: [3 5 10 13]
	6: [2 7 9 14]	6: [2 6 9 13]
	7: [2 7 8 13]	7: [3 5 9 13]
	8: [1 6 11 13]	8: [1 5 9 14]
	9: [2 7 10 15]	9: [3 5 10 12]
	10: [1 5 10 13]	10: [2 5 10 14]
	11: [0 4 9 13]	11: [2 5 8 13]
	12: [1 6 10 13]	12: [2 5 10 13]
	13: [3 7 10 14]	13: [2 4 9 13]
	14: [2 7 9 13]	14: [1 4 8 13]
	15: [3 7 9 13]	15: [2 6 11 14]

8 ángulos	1: [1 5 8 13 19 21 26 29]	1: [2 6 10 14 18 22 26 30]
	2: [2 5 10 15 18 22 26 30]	2: [1 5 9 13 17 21 25 29]
	3: [1 5 10 15 18 22 26 30]	3: [2 6 10 14 18 22 25 29]
	4: [2 6 11 15 18 21 25 29]	4: [2 6 10 14 18 22 26 29]
	5: [3 6 11 15 19 21 26 29]	5: [2 6 10 14 18 21 25 29]
	6: [2 5 10 15 18 22 25 29]	6: [2 5 9 13 17 21 25 29]
	7: [1 5 10 15 18 22 25 29]	7: [2 6 10 14 17 21 25 29]
	8: [3 6 11 15 18 21 25 29]	8: [3 6 11 13 18 21 26 29]
	9: [2 6 11 15 19 22 27 29]	9: [2 6 10 13 17 21 25 29]
	10: [2 6 11 15 19 21 26 29]	10: [3 5 10 13 17 20 25 29]
	11: [1 5 10 15 18 22 26 31]	11: [2 6 10 14 18 22 25 30]
	12: [1 5 10 15 18 21 24 29]	12: [2 6 10 14 18 22 27 30]
	13: [2 6 10 15 17 21 24 29]	13: [3 5 10 13 18 20 25 29]
	14: [2 5 10 15 18 22 26 31]	14: [2 6 9 13 17 21 26 30]
	15: [2 5 10 15 18 21 24 29]	15: [3 6 11 13 17 20 25 29]
16 ángulos (conv.)	1: [3 5 10 13 17 21 27 31 35 37 42 45 50 53 58 61]	
	2: [1 5 9 13 17 21 26 31 34 38 41 45 49 53 57 61]	
	3: [2 5 9 13 17 21 26 31 34 38 41 45 49 53 57 61]	
	4: [2 6 10 13 17 21 26 31 34 38 41 45 49 53 57 61]	
	5: [2 6 10 13 17 21 26 31 34 38 42 46 50 54 58 63]	
	6: [2 6 9 13 17 21 26 31 34 38 41 45 49 53 57 61]	
	7: [2 6 10 13 17 21 26 31 34 38 42 46 50 55 58 61]	
	8: [2 5 9 13 17 21 26 31 34 38 42 46 50 54 58 63]	
	9: [2 5 9 13 17 21 26 31 34 38 42 46 50 55 58 61]	
	10: [2 6 9 13 17 21 26 31 34 38 42 46 50 55 59 62]	
	11: [2 6 10 13 17 21 26 31 34 38 41 45 49 53 58 62]	
	12: [2 6 10 13 17 21 26 31 33 37 41 45 49 54 58 61]	
	13: [2 5 9 13 17 21 26 31 33 37 41 45 49 54 58 61]	
	14: [2 6 9 13 17 21 26 31 34 38 42 46 50 55 57 61]	
	15: [1 5 9 13 17 21 26 31 34 38 42 46 50 55 57 61]	
16 ángulos (avan.)	1: [2 6 10 14 18 22 26 30 34 38 42 46 50 54 58 62]	
	2: [2 6 10 14 18 22 26 30 34 38 42 46 50 54 57 61]	
	3: [2 6 10 14 18 22 26 30 34 38 42 46 50 53 57 61]	
	4: [2 6 10 14 18 22 26 30 34 38 42 46 49 53 57 61]	
	5: [2 6 10 14 18 22 26 30 34 38 42 46 50 54 58 61]	
	6: [2 6 10 14 18 22 26 30 34 38 42 45 49 53 57 61]	
	7: [2 6 10 14 18 22 26 30 34 38 41 45 49 53 57 61]	
	8: [2 6 10 14 18 22 26 30 34 37 41 45 49 53 57 61]	
	9: [2 6 10 14 18 22 26 30 33 37 41 45 49 53 57 61]	
	10: [2 6 10 14 18 22 26 29 33 37 41 45 49 53 57 61]	
	11: [2 6 10 14 18 22 25 29 33 37 41 45 49 53 57 61]	
	12: [1 5 9 13 17 21 25 29 33 37 41 45 49 53 57 61]	
	13: [2 6 10 14 18 21 25 29 33 37 41 45 49 53 57 61]	
	14: [2 6 10 14 18 22 26 30 34 38 42 46 49 54 58 62]	
	15: [2 6 10 14 18 22 26 30 34 38 42 46 49 54 57 61]	

Tabla 4-1. Vectores de conmutación utilizados

Para cada intervalo se ha utilizado una variación de los valores de imprecisión entre 0 y 1 grados con un incremento de 0,1, tal como se muestra en la figura 4-6.

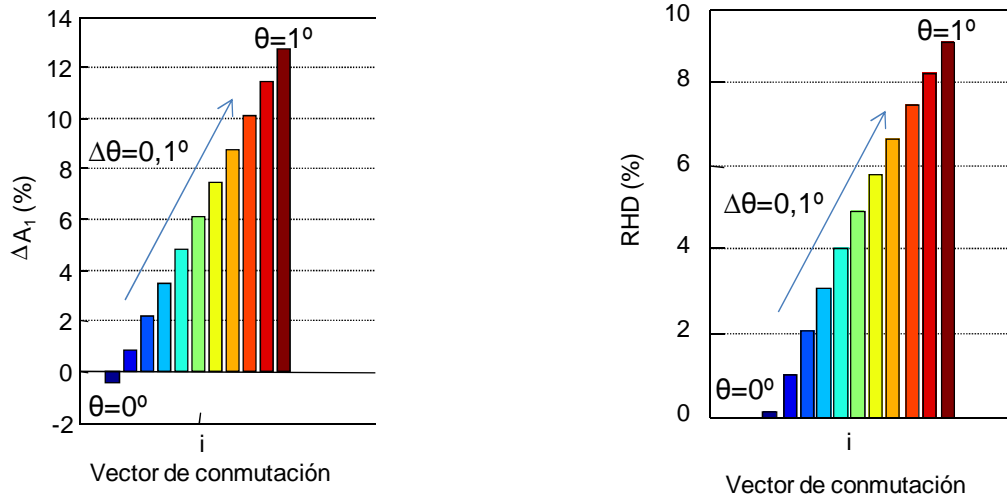


Figura 4-6. Valores de imprecisión utilizados.

Los resultados obtenidos para los diferentes métodos, ángulos, valor seleccionado de la amplitud de la fundamental y vectores de conmutación se representan en las tablas 4-2 a 4-7.

Tabla 4-2. Método convencional (4 ángulos)

Variación de A1	A1=70%	<p>A bar chart showing the variation of A1 (%) for 15 switching vectors at A1=70%. The y-axis ranges from -2 to 18. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. Each vector has a cluster of four bars in blue, green, red, and black. The values are generally positive, peaking around 16-17% for vectors 5, 6, 7, 9, 10, and 15.</p>
	A1=90%	<p>A bar chart showing the variation of A1 (%) for 15 switching vectors at A1=90%. The y-axis ranges from -2 to 14. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. Each vector has a cluster of four bars in blue, green, red, and black. The values are generally positive, peaking around 13-14% for vectors 5, 6, 7, 9, 10, and 15.</p>
RHD (%)	A1=70%	<p>A bar chart showing RHD (%) for 15 switching vectors at A1=70%. The y-axis ranges from 0 to 14. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. Each vector has a cluster of four bars in blue, green, red, and black. The values are generally positive, peaking around 12% for vector 3 and 10.</p>
	A1=90%	<p>A bar chart showing RHD (%) for 15 switching vectors at A1=90%. The y-axis ranges from 0 to 7. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. Each vector has a cluster of four bars in blue, green, red, and black. The values are generally positive, peaking around 6.5% for vector 7.</p>

Tabla 4-3. Método avanzado (4 ángulos)

Variación de A1	A1=70%	
	A1=90%	
RHD (%)	A1=70%	
	A1=90%	

Tabla 4-4. Método convencional (8 ángulos)

Variación de A1	A1=70%	<p>This bar chart displays the variation of A1 (%) for 15 switching vectors. The y-axis ranges from -5 to 35. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and numbered 1 to 15. Each vector has a group of five bars in blue, green, yellow, red, and black. The values are generally positive, peaking around 30-35% for vectors 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, and 15.</p>
	A1=90%	<p>This bar chart displays the variation of A1 (%) for 15 switching vectors. The y-axis ranges from -5 to 30. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and numbered 1 to 15. Each vector has a group of five bars in blue, green, yellow, red, and black. The values are generally positive, peaking around 25-28% for vectors 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, and 15.</p>
RHD (%)	A1=70%	<p>This bar chart displays the RHD (%) for 15 switching vectors. The y-axis ranges from 0 to 16. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and numbered 1 to 15. Each vector has a group of five bars in blue, green, yellow, red, and black. The values are generally positive, peaking around 14-15% for vectors 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, and 15.</p>
	A1=90%	<p>This bar chart displays the RHD (%) for 15 switching vectors. The y-axis ranges from 0 to 12. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and numbered 1 to 15. Each vector has a group of five bars in blue, green, yellow, red, and black. The values are generally positive, peaking around 10-11% for vectors 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, and 15.</p>

Tabla 4-5. Método avanzado (8 ángulos)

Variación de A1	A1=70%	<p>A bar chart showing the variation of the first harmonic amplitude (ΔA1) in percent for 15 commutation vectors. The y-axis ranges from -5 to 35. Each vector has a cluster of 8 bars in different colors (blue, green, yellow, red, black, brown, grey, white). The values are generally positive, peaking around 30-35%.</p>
	A1=90%	<p>A bar chart showing the variation of the first harmonic amplitude (ΔA1) in percent for 15 commutation vectors. The y-axis ranges from -5 to 30. The distribution of bars is similar to the 70% case but with lower overall values, peaking around 25-30%.</p>
RHD (%)	A1=70%	<p>A bar chart showing the relative harmonic distortion (RHD) in percent for 15 commutation vectors. The y-axis ranges from 0 to 16. Each vector has a cluster of 8 bars. The values are positive, peaking around 14-16%.</p>
	A1=90%	<p>A bar chart showing the relative harmonic distortion (RHD) in percent for 15 commutation vectors. The y-axis ranges from 0 to 14. The values are positive, peaking around 11-13%.</p>

Tabla 4-6. Método convencional (16 ángulos)

Variación de A1	A1=70%	<p>A bar chart showing the variation of A1 (%) for 16 switching vectors at A1=70%. The y-axis ranges from -10 to 70. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. Each vector has a group of four bars in blue, green, red, and black. The values are generally positive, peaking around 60-65% for most vectors.</p>
	A1=90%	<p>A bar chart showing the variation of A1 (%) for 16 switching vectors at A1=90%. The y-axis ranges from -10 to 60. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. Each vector has a group of four bars in blue, green, red, and black. The values are generally positive, peaking around 50-55% for most vectors.</p>
RHD (%)	A1=70%	<p>A bar chart showing RHD (%) for 16 switching vectors at A1=70%. The y-axis ranges from 0 to 25. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. Each vector has a group of four bars in blue, green, red, and black. The values are generally positive, peaking around 20-25% for most vectors.</p>
	A1=90%	<p>A bar chart showing RHD (%) for 16 switching vectors at A1=90%. The y-axis ranges from 0 to 20. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. Each vector has a group of four bars in blue, green, red, and black. The values are generally positive, peaking around 16-18% for most vectors.</p>

Tabla 4-7. Método avanzado (16 ángulos)

Variación de A1	A1=70%	
	A1=90%	
RHD (%)	A1=70%	
	A1=90%	

De la observación de las gráficas se puede concluir que, tanto la variación de la fundamental como la distorsión de los armónicos eliminados aumentan de forma casi lineal con la magnitud del error. Los valores extremos mostrados en las figuras de las tablas 4-2 a 4-7 se recogen en la tabla 4-8.

		ΔA_1 (%)				RHD (%)			
		convencional		avanzado		convencional		avanzado	
N	A1	min	max	min	max	min	max	min	max
4	70%	-1,090	17,319	-0,101	17,200	1,300	12,410	0,135	10,300
	90%	-0,851	13,648	-0,055	13,524	0,522	6,850	0,061	7,810
8	70%	-0,477	33,639	-0,024	33,441	1,190	15,130	0,122	15,700
	90%	-0,408	26,459	-0,013	26,139	1,090	11,700	0,130	12,510
16	70%	-0,242	65,383	-0,006	65,817	1,010	24,300	0,052	19,357
	90%	-0,186	51,106	-0,003	51,316	0,937	19,090	0,034	16,338

Tabla 4-8. Resultados imprecisión

De manera general, se observa que ambos métodos presentan un comportamiento muy similar frente al error de imprecisión, en lo que respecta a la variación de la fundamental. En todo caso, es interesante hacer notar que al aumentar el valor de consigna de A1 disminuye el error, como puede apreciarse en la figura 4-7.

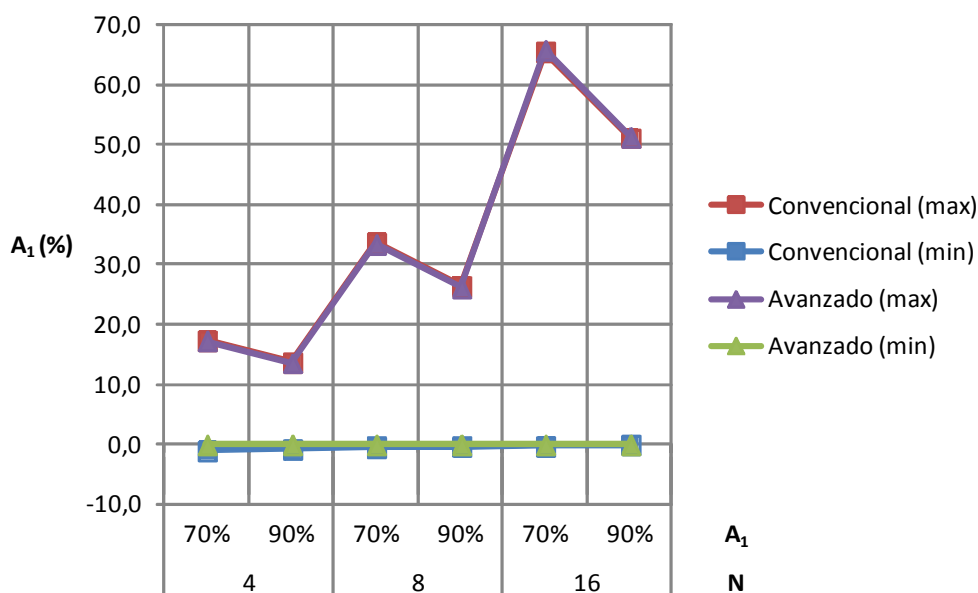


Figura 4-7. Variación de A_1 frente a la imprecisión

En lo que respecta a la distorsión de los armónicos eliminados (RHD), esta aumenta con el aumento de la imprecisión y, comparando los dos métodos, se puede decir que, en general, el

comportamiento es ligeramente mejor para el método avanzado, como se puede advertir en la figura 4-8.

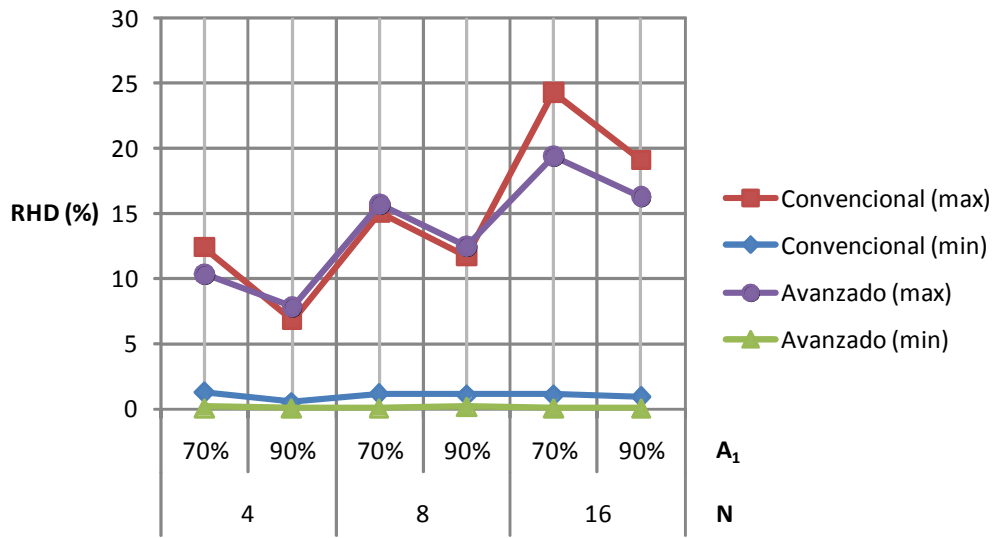


Figura 4-8. Distorsión armónica reducida frente a la imprecisión

4.6 Efectos del número de decimales utilizados en el cálculo de los ángulos

Para determinar la influencia del número de decimales que se utilizan en el cálculo de los ángulos de conmutación de las señales PWM, se han escrito unos programas en Matlab que generan diagramas de barras función de la variación de la amplitud de la fundamental y de la distorsión armónica producida por los armónicos que se deberían eliminar (definidos como RHD en la ecuación (4-10)).

Los cálculos se han realizado para los mismos vectores de conmutación utilizados en el apartado anterior, mostrados en la tabla 4-1. La figura 4-9 muestra el número de decimales usados en cada caso. Se inician las diferentes simulaciones trabajando con la máxima resolución de Matlab (se denota como MR) y se van truncando los decimales de la parte fraccionaria trabajando con valores que van desde 8 decimales hasta 1 y finalmente solamente se trabaja con la parte entera. Los resultados obtenidos se resumen en las tablas 4-9 a 4-14.

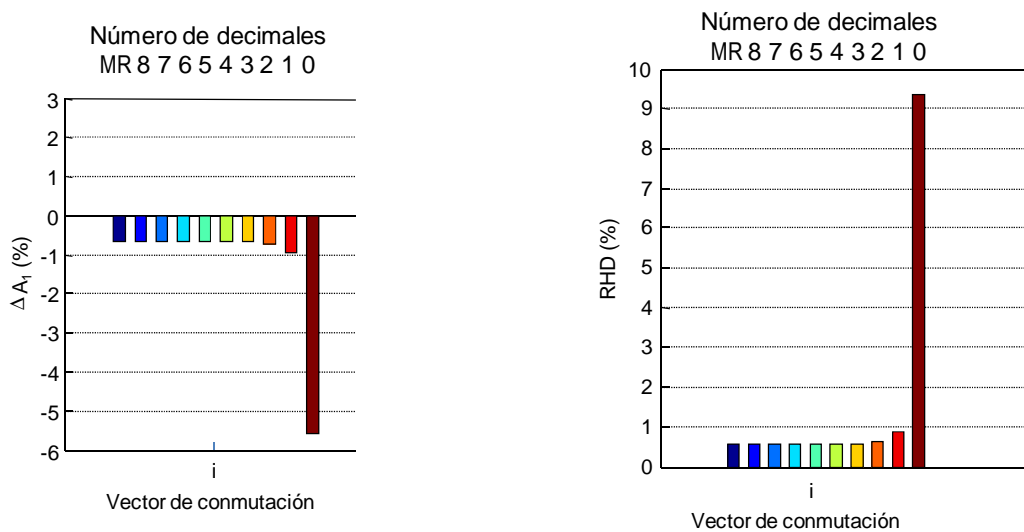


Figura 4-9. Número de dígitos decimales utilizados

Tabla 4-9. Método convencional (4 ángulos)

Variación de A1	A1=70%	
	A1=90%	
RHD (%)	A1=70%	
	A1=90%	

Tabla 4-10. Método avanzado (4 ángulos)

Variación de A1	A1=70%	<p>A bar chart showing the variation of A1 (%) for 15 switching vectors at A1=70%. The y-axis ranges from -10 to 10. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. The bars show significant variation, with a peak of approximately 9% at vector 5 and a trough of approximately -9% at vector 15.</p>
	A1=90%	<p>A bar chart showing the variation of A1 (%) for 15 switching vectors at A1=90%. The y-axis ranges from -6 to 6. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. The bars show variation, with a peak of approximately 5% at vector 10 and a trough of approximately -4% at vector 11.</p>
RHD (%)	A1=70%	<p>A bar chart showing RHD (%) for 15 switching vectors at A1=70%. The y-axis ranges from 0 to 10. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. For each vector, there are multiple colored bars (blue, green, red, black) and a taller brown bar. The brown bars show a peak of approximately 9.5% at vector 13 and a trough of approximately 0% at vector 3.</p>
	A1=90%	<p>A bar chart showing RHD (%) for 15 switching vectors at A1=90%. The y-axis ranges from 0 to 10. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. For each vector, there are multiple colored bars and a taller brown bar. The brown bars show a peak of approximately 9.5% at vector 3 and a trough of approximately 0% at vector 6.</p>

Tabla 4-11. Método convencional (8 ángulos)

Variación de A1	A1=70%	
	A1=90%	
RHD (%)	A1=70%	
	A1=90%	

Tabla 4-12. Método avanzado (8 ángulos)

Variación de A1	A1=70%	<p>A bar chart showing the variation of A1 (%) for 15 switching vectors at A1=70%. The y-axis ranges from -8 to 8. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. The bars show significant variation, with values ranging from approximately -7.5% to 7.5%.</p>
	A1=90%	<p>A bar chart showing the variation of A1 (%) for 15 switching vectors at A1=90%. The y-axis ranges from -5 to 5. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. The bars show variation, with values ranging from approximately -4.5% to 5%.</p>
RHD (%)	A1=70%	<p>A bar chart showing RHD (%) for 15 switching vectors at A1=70%. The y-axis ranges from 0 to 25. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. The chart shows multiple bars for each vector, with the highest values reaching up to 22%.</p>
	A1=90%	<p>A bar chart showing RHD (%) for 15 switching vectors at A1=90%. The y-axis ranges from 0 to 14. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. The chart shows multiple bars for each vector, with the highest values reaching up to 12%.</p>

Tabla 4-13. Método convencional (16 ángulos)

Variación de A1	A1=70%	
	A1=90%	
RHD (%)	A1=70%	
	A1=90%	

Tabla 4-14. Método avanzado (16 ángulos)

Variación de A1	A1=70%	<p>A bar chart showing the variation of A1 (%) for 16 switching vectors at A1=70%. The y-axis ranges from -8 to 12. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. The bars show significant variation, with a peak of approximately 11% at vector 6 and a trough of approximately -6% at vector 3.</p>
	A1=90%	<p>A bar chart showing the variation of A1 (%) for 16 switching vectors at A1=90%. The y-axis ranges from -2 to 7. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. The bars show variation, with a peak of approximately 6.5% at vector 11 and a trough of approximately -1.5% at vector 14.</p>
RHD (%)	A1=70%	<p>A bar chart showing RHD (%) for 16 switching vectors at A1=70%. The y-axis ranges from 0 to 35. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. The bars show RHD values between approximately 2% and 31%.</p>
	A1=90%	<p>A bar chart showing RHD (%) for 16 switching vectors at A1=90%. The y-axis ranges from 0 to 25. The x-axis is labeled 'Vector de conmutación' and ranges from 1 to 15. The bars show RHD values between approximately 1% and 24%.</p>

Para poder analizar los datos en su conjunto, se recogen en las tablas 4-15 y 4-16 los valores extremos mostrados en las gráficas de las tablas 4-9 a 4-14.

		$\Delta A1$ (%) MR-2 decimales				$\Delta A1$ (%) 1 decimal				$\Delta A1$ (%) 0 decimales			
		convencional		avanzado		convencional		avanzado		convencional		avanzado	
N	A1	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max
4	70%	-1,11	-0,54	-0,15	0,02	-1,39	-0,34	-0,59	0,87	-5,56	2,56	-9,65	8,74
	90%	-0,90	-0,40	-0,11	0,03	-1,35	-0,34	-0,80	0,57	-6,98	4,58	-4,10	5,02
8	70%	-0,58	-0,31	-0,10	0,08	-1,02	0,18	-0,40	0,67	-9,84	8,27	-7,69	7,04
	90%	-0,45	-0,23	-0,11	0,05	-0,96	0,28	-0,56	0,89	-6,45	1,34	-4,36	4,85
16	70%	-0,32	-0,14	-0,09	0,13	-0,81	1,05	-0,98	1,07	-11,01	12,49	-6,60	10,84
	90%	-0,28	-0,10	-0,05	0,10	-0,96	0,69	-0,71	0,67	-12,47	4,35	-1,05	6,28

Tabla 4-15. Variación de A1 frente al número de dígitos decimales

		RHD (%) MR-2 decimales				RHD (%) 1 decimal				RHD (%) 0 decimales			
		convencional		avanzado		convencional		avanzado		convencional		avanzado	
N	A1	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max	min	max
4	70%	1,23	5,22	0,36	2,26	0,57	4,40	0,31	3,06	3,73	14,27	1,53	9,63
	90%	1,23	2,95	0,43	1,77	0,52	3,31	0,72	1,94	1,94	13,04	1,36	9,38
8	70%	1,08	4,04	0,12	1,24	1,61	3,54	0,83	2,55	7,48	20,20	9,19	21,41
	90%	1,06	2,58	0,12	0,82	0,61	2,63	0,60	1,90	5,18	15,64	6,03	12,34
16	70%	1,01	4,12	0,05	0,67	2,19	4,13	2,50	3,74	24,39	36,82	18,34	30,73
	90%	0,92	2,62	0,03	0,43	1,66	3,22	1,72	2,48	20,01	29,61	17,92	23,27

Tabla 4-16. Variación de la distorsión armónica reducida frente al número de dígitos decimales

El efecto del número de decimales utilizado se puede dividir en tres grupos: 0, 1 y 2 o más decimales. En el primer caso, en el que sólo se utiliza la parte entera para expresar el valor de los ángulos en grados eléctricos, los errores cometidos son muy grandes, tanto en la variación de la amplitud de la fundamental como en la variación de la distorsión armónica reducida (RHD) como se aprecia en la graficas correspondientes de las tablas 4-17 y 4-18.

Utilizando un dígito decimal en la parte fraccionaria la variación de la amplitud de la fundamental está acotada entre -1,5% y 1%, mientras que para la RHD, la variación está acotada entre 0,5% y 4,5%, con un comportamiento ligeramente mejor para el método avanzado.

Cuando el número de dígitos decimales es superior o igual a dos el comportamiento es más uniforme para los dos métodos, aunque el método avanzado presenta valores mucho menores tanto para la variación de amplitud de la fundamental (de -0,15% a 0,13%) como para la RHD (0,03% a 2,26%), mientras que para el método convencional las variaciones son -1,11% a -0,10 para la amplitud y 0,92% a 5,22% para la RHD.

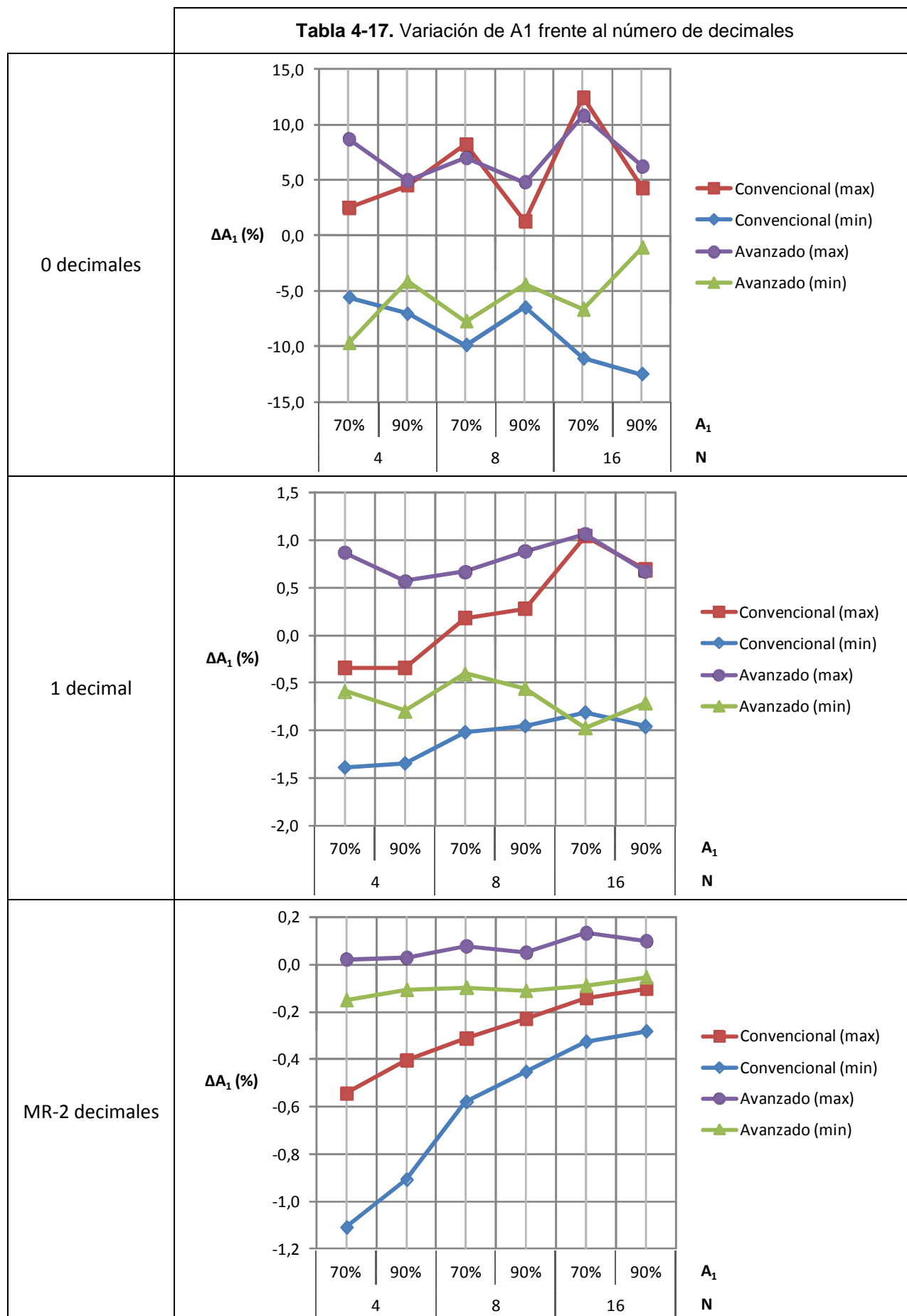
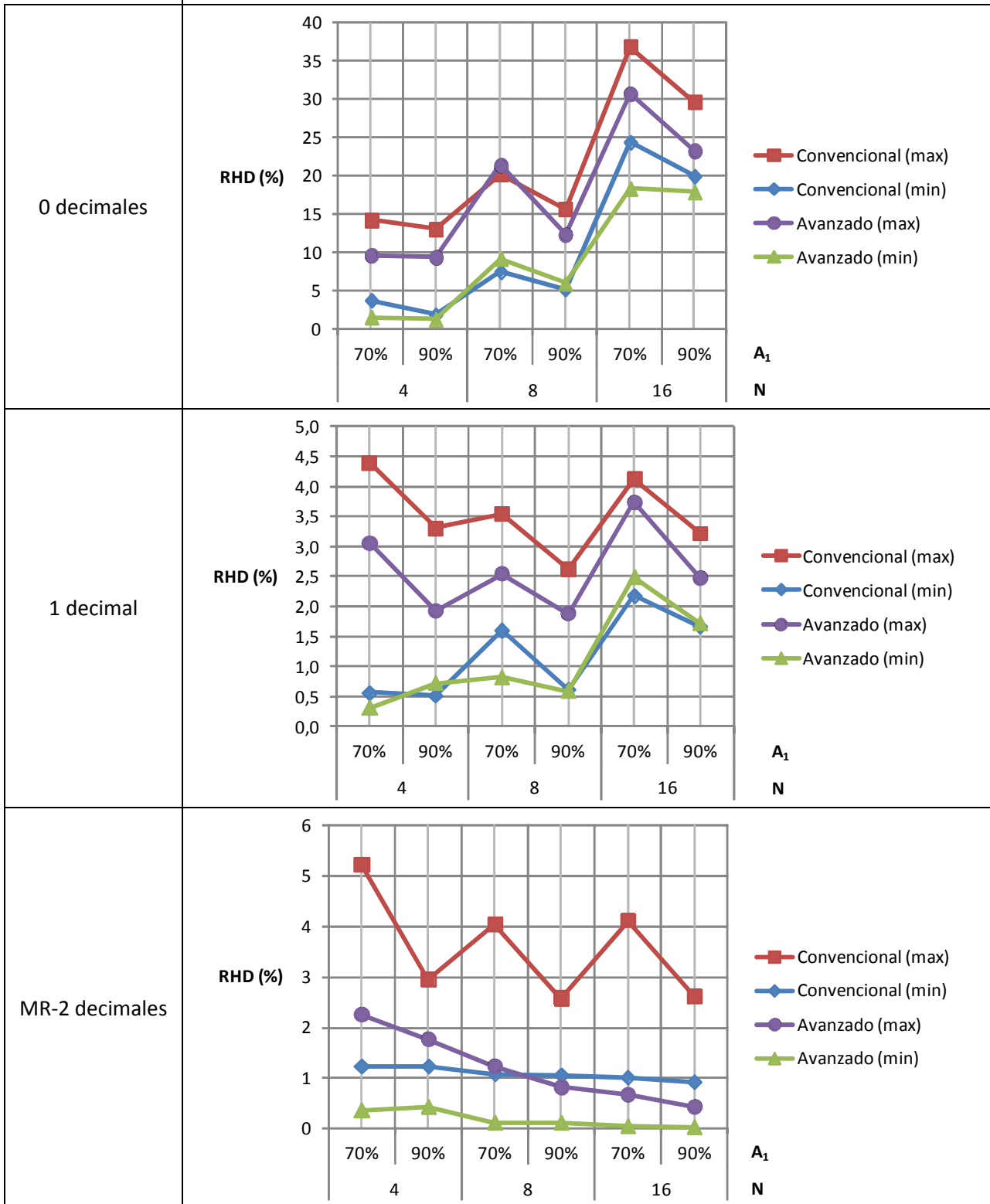


Tabla 4-18. Variación de RHD vs. Número de decimales



4.7 Conclusiones del capítulo

De los resultados obtenidos se infiere que los tiempos muertos y de transición no influyen sensiblemente sobre la amplitud de la fundamental y, es más, reducen ligeramente la de los armónicos, contribuyendo indirectamente, a mejorar la reducción armónica.

La amplitud de la fundamental aumenta con la imprecisión de forma casi lineal, sin diferencias apreciables entre los dos métodos analizados. En lo que respecta a la distorsión de los armónicos eliminados (RHD), esta aumenta con el aumento de la imprecisión y, comparando los dos métodos, se puede decir que, en general, el comportamiento es mejor para el método avanzado.

En cuanto a la influencia del número de decimales utilizados sobre la variación de la amplitud de la fundamental se aprecian unos errores muy grandes cuando solamente se trabaja con la parte entera, mientras que con 2 o más decimales los errores son mucho menores, siendo notablemente mejor el comportamiento para el método avanzado.

Cuando se analiza la influencia del número de decimales sobre la RHD se observa que cuando se utilizan dos o más decimales, su valor se mantiene a niveles bajos, especialmente para el método avanzado. Con un decimal los valores son mayores y cuando sólo se trabaja con la parte entera los valores son muy elevados.

Como resumen de las conclusiones de este capítulo las recomendaciones serían:

1. Utilizar al menos dos decimales para expresar los ángulos de conmutación en grados.
2. Minimizar los errores de imprecisión, ya que su influencia se hace notar con errores de tan sólo una décima de grado.
3. Conviene elegir el método avanzado porque presenta valores de variación de fundamental y de distorsión armónica reducida menores que para el método convencional.
4. Los tiempos de retardo y de transición no representan una restricción crítica para el diseño del convertidor ya que, con valores pequeños, ayudan a la reducción armónica.

5 REGLAS DE DISEÑO Y COMPROBACIÓN EXPERIMENTAL

En este capítulo se describe la planta de pruebas utilizada para la comprobación experimental de los métodos descritos en la presente tesis con el propósito de validar los resultados de simulación presentados en los capítulos 2 y 3. A partir de los resultados obtenidos se proponen las reglas de diseño a seguir para implementar el método propuesto.

5.1 Descripción de la planta de pruebas

El esquema de la planta utilizada para la comprobación experimental se muestra en la figura 5-1 y está formada por los siguientes elementos:

1. Placa de desarrollo basada en el microcontrolador de 8 bits 80535 de Siemens.
2. Placa generadora de los pulsos PWM para 3 fases e interfase usuario.
3. Placa para la generación del tiempo muerto.
4. Inversor de 3 fases, módulo de potencia de baja tensión de Microchip.
5. Fuente de alimentación DC.
6. Carga R-L.

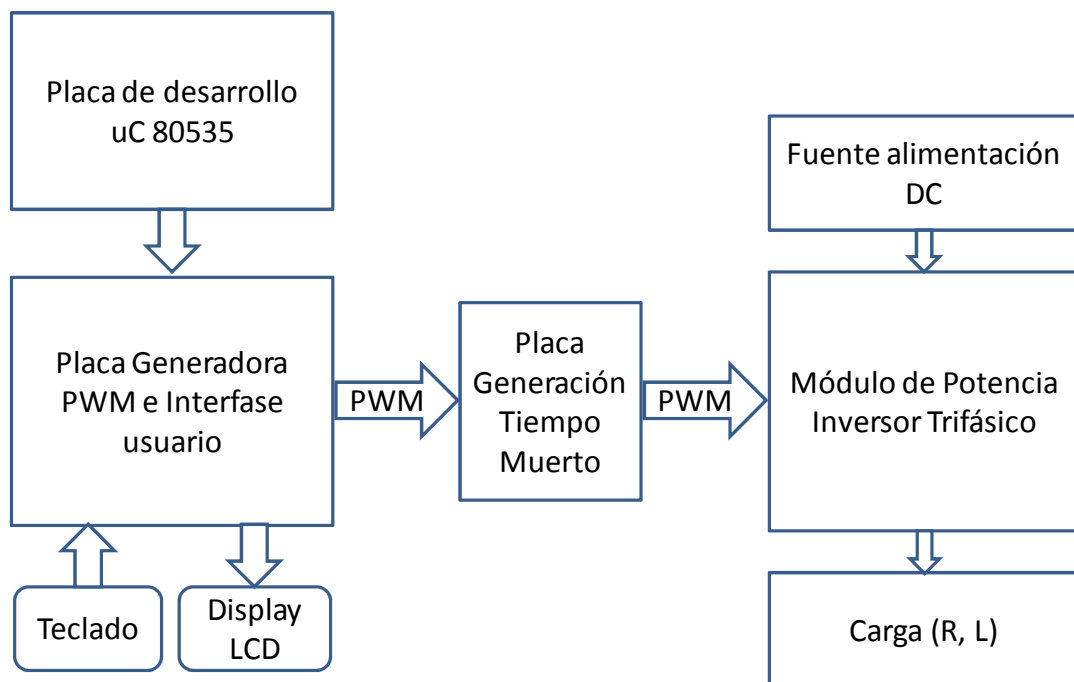


Figura 5-1. Esquema de la planta experimental

Se puede observar que el sistema dispone de un teclado de 4 teclas y una pantalla LCD de dos líneas de 16 caracteres cada una para la interfase con el usuario. El teclado permite seleccionar entre diferentes vectores de disparo tanto para el método convencional como para el avanzado, así como el valor de tensión de fundamental deseado (en pasos del 1%).

La placa de desarrollo (figura 5-2) almacena el programa de la aplicación y las ecuaciones lineales correspondientes a diferentes vectores de conmutación, encargándose de enviar a la placa generadora de los pulsos PWM (figura 5-3) la información correspondiente a los puntos de conmutación [42].



Figura 5-2. Placa de desarrollo

Los puntos de conmutación correspondientes al periodo completo se almacenan en uno de los dos subsistemas de memoria de 64 Kbyte de los que dispone esta placa generadora de pulsos. De esta forma, la señal PWM se genera haciendo que un contador de 16 bits recorra cíclicamente toda la memoria. El periodo se encuentra dividido en 65536 intervalos, siendo, pues, la resolución a 50 Hz de 305 ns, equivalente a $5,49 \cdot 10^{-3}$ grados eléctricos.

Gracias al uso de dos subsistemas de memoria, se pueden cambiar los puntos de conmutación (ya sea por un cambio del valor de amplitud de fundamental o por la selección de un nuevo vector de conmutación) mientras todavía se sigue generando la señal PWM.

En cuanto a las salidas PWM de esta placa, cada una de las 3 fases que se generan requiere 2 bits de la posición de memoria. Un bit se conecta a la entrada de datos de un flip-flop tipo D (D_bit) y el otro a la entrada de reloj (CLK_bit) de dicho flip-flop. Cuando se debe producir una conmutación en la salida PWM el nivel requerido en la salida se almacena en la posición D_bit (1 cuando el nivel deseado es 1 y 0 en caso contrario). Inicialmente el programa borra la memoria RAM de forma que todos los bits están a cero. Para garantizar el tiempo de hold de los

flip-flops tipo D el valor deseado en la salida se guarda, también, en la posición anterior al cambio. En todos los casos, en la posición del bit de reloj (CLK_bit) se almacena un 1 en las posiciones donde se debe producir un cambio en la señal PWM.

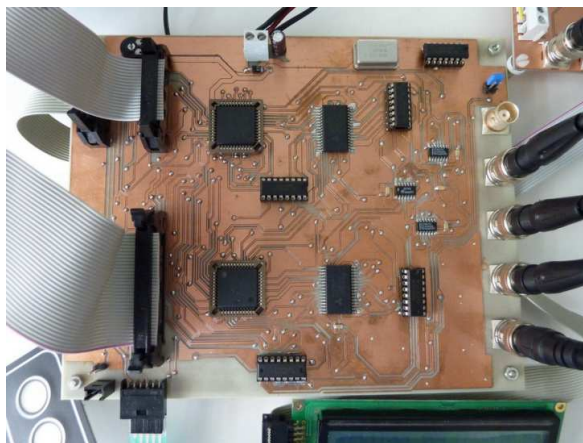


Figura 5-3. Placa generadora de la señal PWM e interfase con el usuario

Con este método se evita tener que programar la forma de la onda PWM completa, pues solamente se programan las posiciones de memoria correspondientes a los instantes de conmutación (que son de hecho los propios ángulos de conmutación calculados mediante las ecuaciones lineales dependientes de la amplitud de la fundamental). Así pues se simplifica el proceso de actualizar la memoria ya que se reduce al mínimo el número de posiciones a programar.

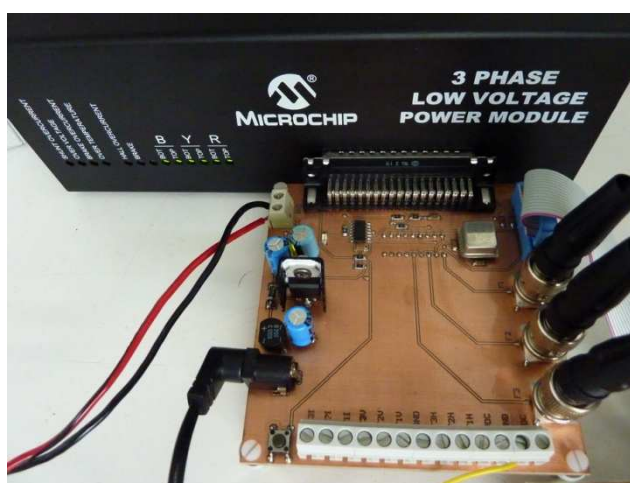


Figura 5-4. Placa generadora del tiempo muerto

La placa generadora del tiempo muerto (figura 5-4) permite adaptar los pulsos suministrados por la placa descrita anteriormente al Módulo de Potencia Inversor Trifásico, de forma que los pulsos

PWM de cada fase se doblan para disparar a los elementos superiores e inferiores de cada rama del inversor. Además suministra el tiempo muerto especificado por el fabricante del inversor y que es de 2 μ s. Esta placa se centra en el uso de un integrado IXDP630 del fabricante IXYS.

Finalmente, el módulo de potencia se utiliza para suministrar las señales PWM basadas en la transformada de Walsh a las cargas trifásicas que se desean probar para validar la eficiencia de los algoritmos propuestos en esta tesis y que se han comprobado mediante simulación en los capítulos 2 y 3.

Este módulo, desarrollado por Microchip [25], permite trabajar con un bus de continua entre 0 y 48 V y tiene el diagrama general mostrado en la figura 5-5.

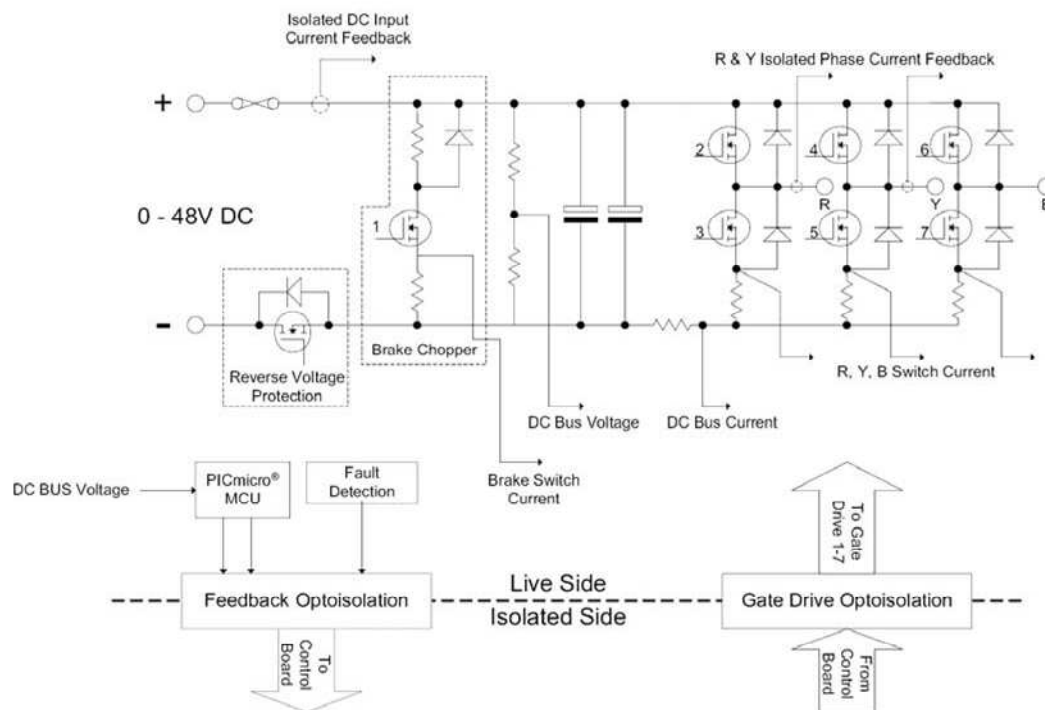


Figura 5-5. Convertidor de Potencia

El convertidor de potencia es un inversor trifásico de tres ramas que utiliza transistores MOSFET y diseñado, en principio, para el desarrollo y evaluación de aplicaciones de control de motores con procesadores dsPIC, de Microchip. Una fotografía de este convertidor de potencia se muestra en la figura 5-6.



Figura 5-6. Convertidor de potencia

El convertidor de potencia también incorpora diferentes sistemas de protección: contra sobrecorriente en las ramas del inversor, contra sobretensión del bus de continua, contra sobrecorriente en la rama de frenado del inversor y térmica del radiador de los transistores. Todas estas protecciones están controladas por el hardware del propio convertidor para inhabilitar los pulsos de disparo de los transistores del inversor. La activación de cualquiera de estas protecciones envía una señal de fallo a la placa de desarrollo, que, mediante el programa de control, inhabilita la generación de las señales PWM.

El esquema de conexión de la carga se muestra en la figura 5-7. El bus de continua se obtiene mediante una fuente de alimentación doble de 30V/5A, con $V_{dc}=10V$ para limitar las corrientes en la carga. El valor de L se fija a 50 mH, mientras que R puede adoptar 15Ω cuando el factor de carga utilizado es $q=1$ y 100Ω para $q=0,16$. Los valores de regulación de fundamental son de 60% y 90% para que coincidan los márgenes de regulación en los dos métodos analizados en la tesis: convencional y avanzado.

El conmutador 3F/3M permite que el inversor trabaje en “modo trifásico” (3F) cuando el neutro de la estrella no se conecta a la masa de la alimentación, o en “modo fases independientes” (3M) cuando conecta el neutro a masa.

Con el modo 3F los armónicos múltiplos de 3 se cancelan, quedando el resto de armónicos como indican los valores de simulación, mientras que en el modo 3M los armónicos múltiplos de 3 no se cancelan.

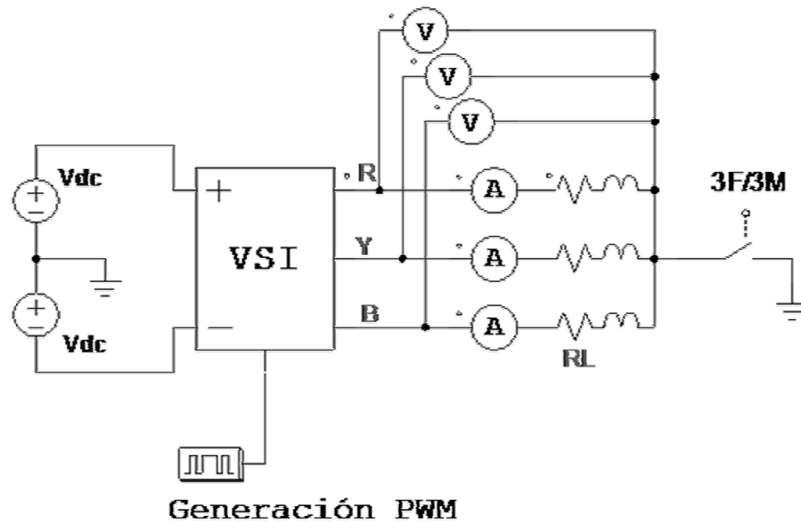


Figura 5-7. Conexión de la carga

En la figura 5-8 se muestra una fotografía del banco de pruebas con los elementos descritos anteriormente y el PC que almacena los datos y formas de onda obtenidos con los equipos de medida. El osciloscopio digital es un Gw Instek GDS-2104 de 100MHz, 1GSa/s. El analizador de redes es un Fluke 434 Power Quality Analyzer. Las sondas amperimétricas son Fluke i400s trabajando a 10mV/A.



Figura 5-8. Banco de pruebas

5.2 Descripción de las mediciones realizadas y comparación con los resultados de simulación.

Para comprobar experimentalmente la eficacia de los métodos descritos en los capítulos anteriores se han realizado varias series de medidas, utilizando tres vectores de conmutación para cada método (para 4, 8 y 16 ángulos), con dos factores de carga ($q=0,16$ y $q=1$), y dos amplitudes de la fundamental ($A_1=60\%$ y $A_1=90\%$). Los valores RL utilizados para la carga son $L=50$ mH , $R=15 \Omega$ ($q=1$) y $R=100 \Omega$ ($q=0,16$). Los vectores utilizados se muestran en la tabla 5-1.

Ángulos	Método Convencional	Método Avanzado
4	[1 6 11 14]	[2 6 10 14]
8	[2 6 11 15 18 21 25 29]	[2 6 10 14 18 22 26 30]
16	[1 5 9 13 16 20 24 29 34 37 41 45 49 53 57 61]	[2 6 10 14 18 22 26 30 34 38 42 46 50 54 58 62]

Tabla 5-1. Vectores de conmutación utilizados en la planta experimental

Para poder apreciar mejor los resultados obtenidos y facilitar la comparación con los resultados experimentales se han distribuido los gráficos correspondientes en dos páginas opuestas. La figura 5-9 contiene la distribución de los 9 gráficos que se muestran para un vector de conmutación, un valor de amplitud de la fundamental y un valor de factor de carga.

Los gráficos 1 a 5 representan las medidas realizadas en la planta experimental y los gráficos 6 a 8 se corresponden con las simulaciones realizadas en Matlab. El gráfico 9 permite comparar los resultados obtenidos experimentalmente con los de la simulación.

Los gráficos 1 y 2 muestra las formas de onda de tensión e intensidad obtenidas con el osciloscopio digital para una carga R-L. También se muestra la señal de sincronismo procedente de la placa generadora de la señal PWM, utilizada para realizar las medidas. En el gráfico 1 se puede observar un periodo completo de las señales y en el 2 el primer semiperiodo.

Los gráficos 3, 4 y 5 se han obtenido mediante un analizador de red Fluke 434. El gráfico 3 representa los armónicos de tensión, el 4 los armónicos de corriente y el 5 las formas de onda de corriente en la carga.

El gráfico 6 muestra las formas de onda de tensión y corriente obtenidas mediante simulación en Matlab. Los gráficos 7 y 8 representan, respectivamente, los armónicos de tensión y corriente obtenidos por simulación.

Finalmente, el gráfico 9 permite comparar los valores de amplitud de los armónicos de tensión medidos en la planta con los obtenidos por simulación.

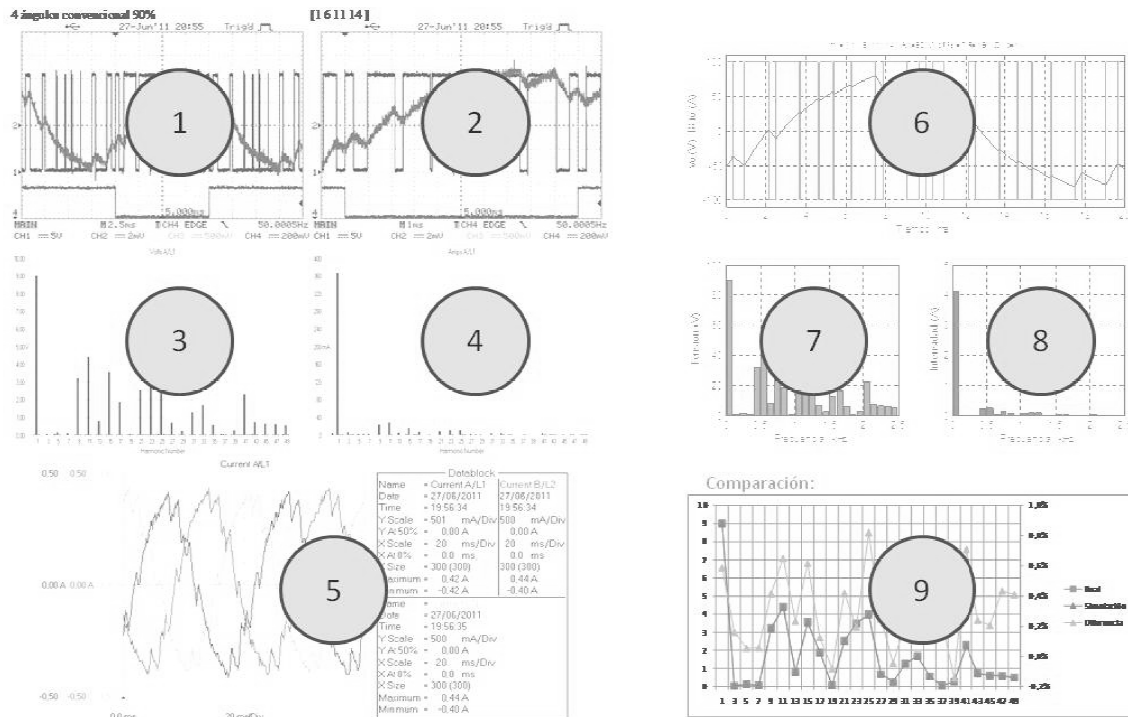


Figura 5-9. Distribución de los gráficos experimentales y de simulación

A continuación se presentan, en los apartados 5.3 y 5.4, los resultados correspondientes al factor de carga $q=1$ y una amplitud del 90%, para los métodos convencional y avanzado, respectivamente.

El resto de medidas, para el mismo conjunto de vectores de conmutación y los dos métodos se muestran en el Anexo 1. Estas medidas son: $A1=60\%$ para los dos valores de factor de carga ($q=0,16$ y $q=1$) y $A1=90\%$ para $q=0,16$.

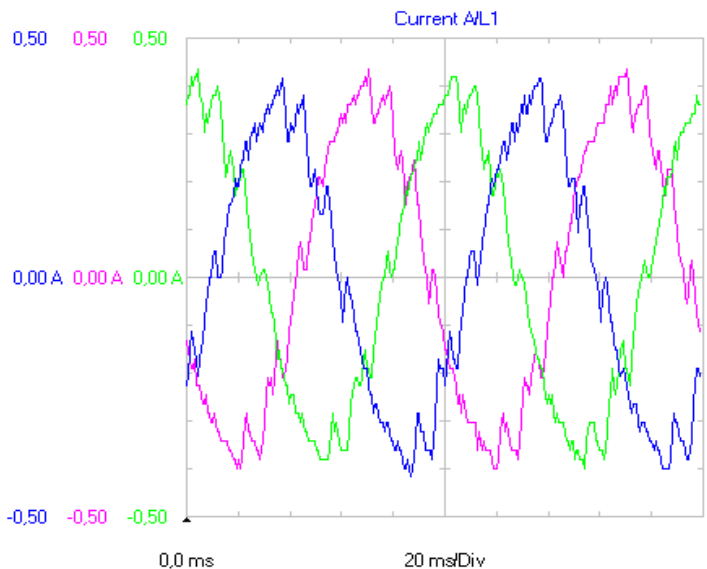
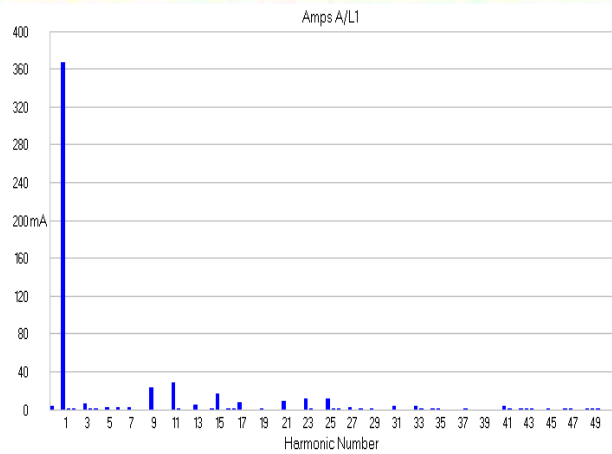
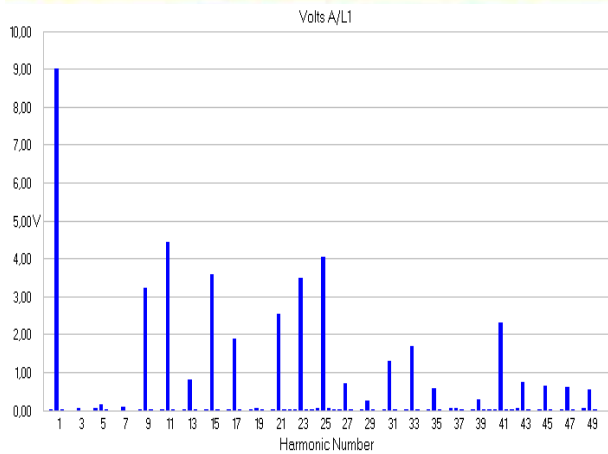
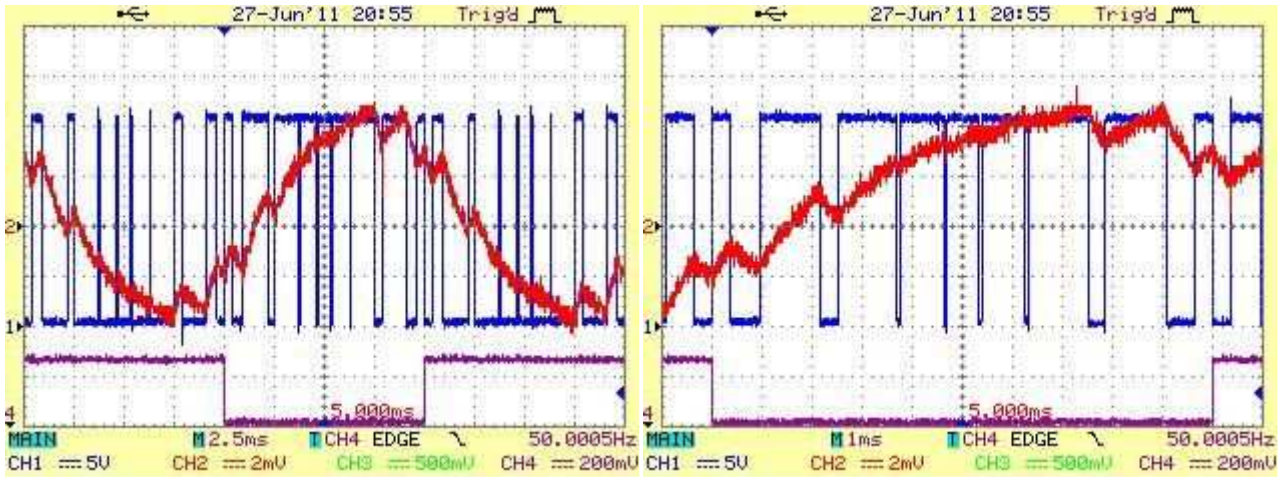
5.3 Mediciones para el método convencional de Walsh

A continuación se presentan los resultados mencionados.

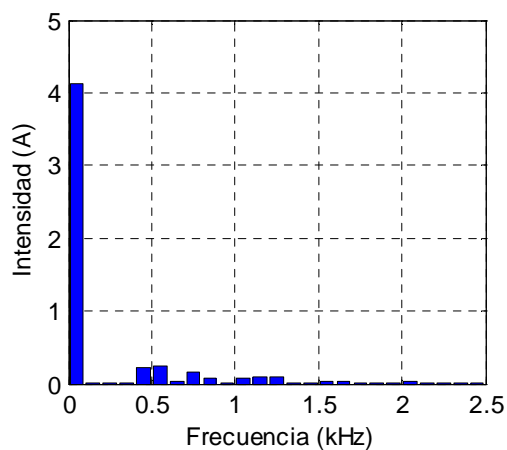
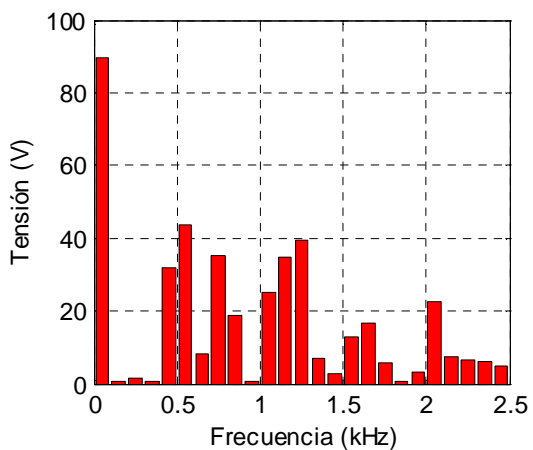
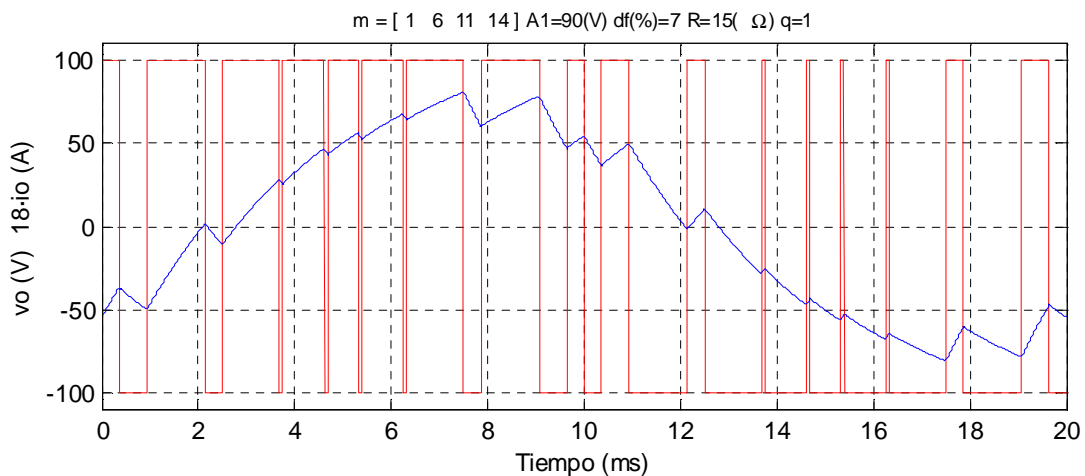
Esta página se deja intencionadamente en blanco para visualizar mejor las dos páginas a comparar en la versión impresa de la tesis.

4 ángulos convencional 90%

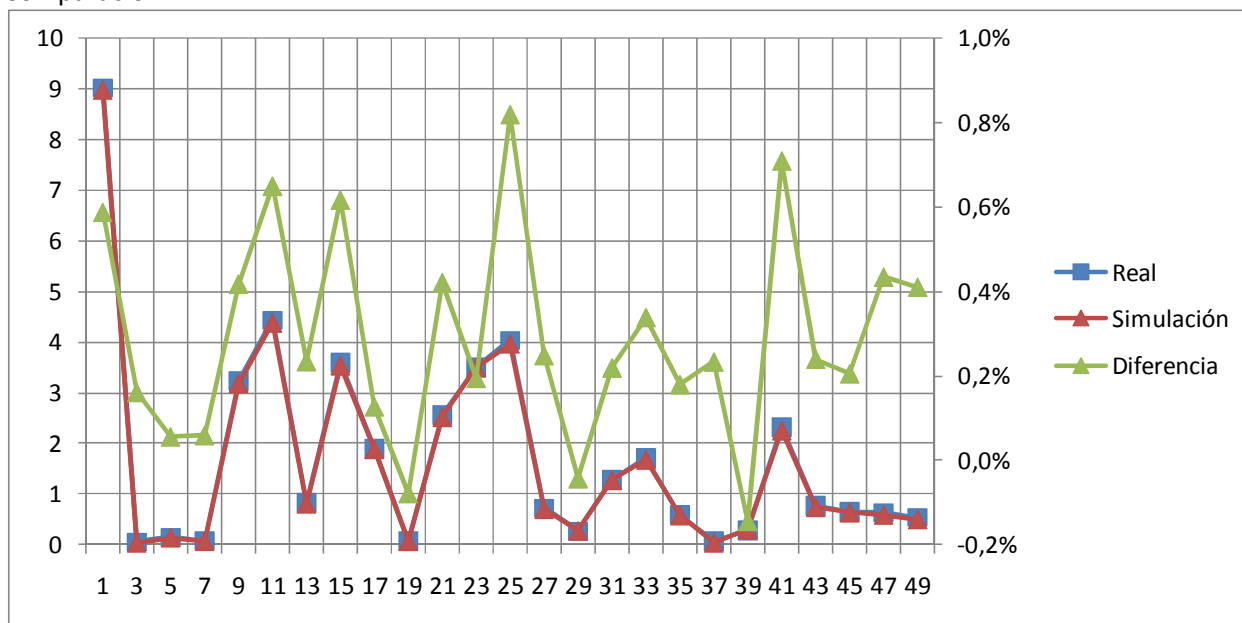
[1 6 11 14]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 27/06/2011	27/06/2011
Time = 19:56:34	19:56:34
Y Scale = 501 mA/Div	500 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,42 A	0,44 A
Minimum = -0,42 A	-0,40 A
Name = Current C/L3	
Date = 27/06/2011	
Time = 19:56:35	
Y Scale = 500 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,44 A	
Minimum = -0,40 A	

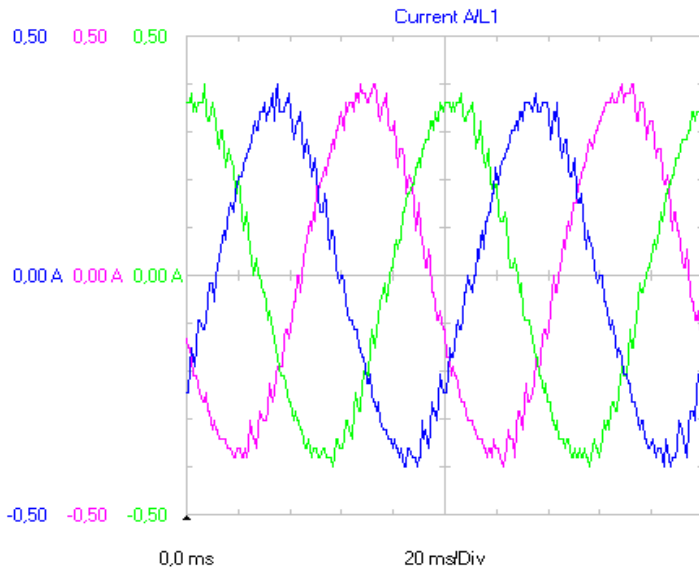
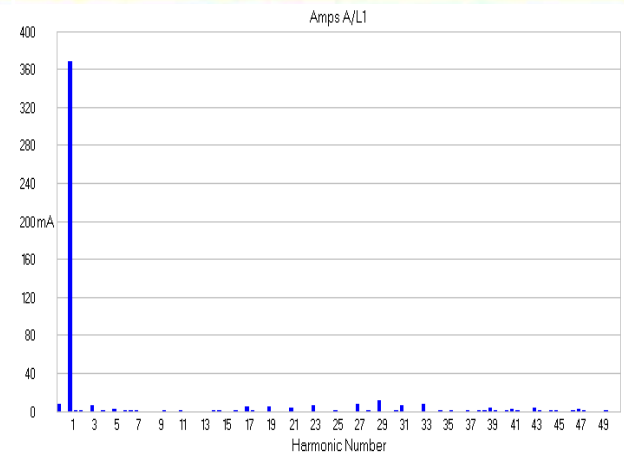
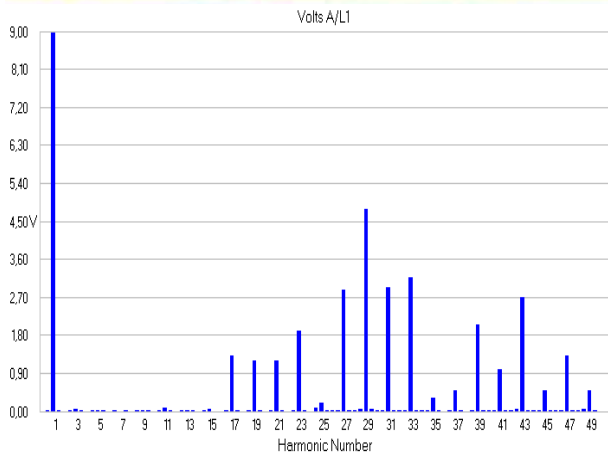
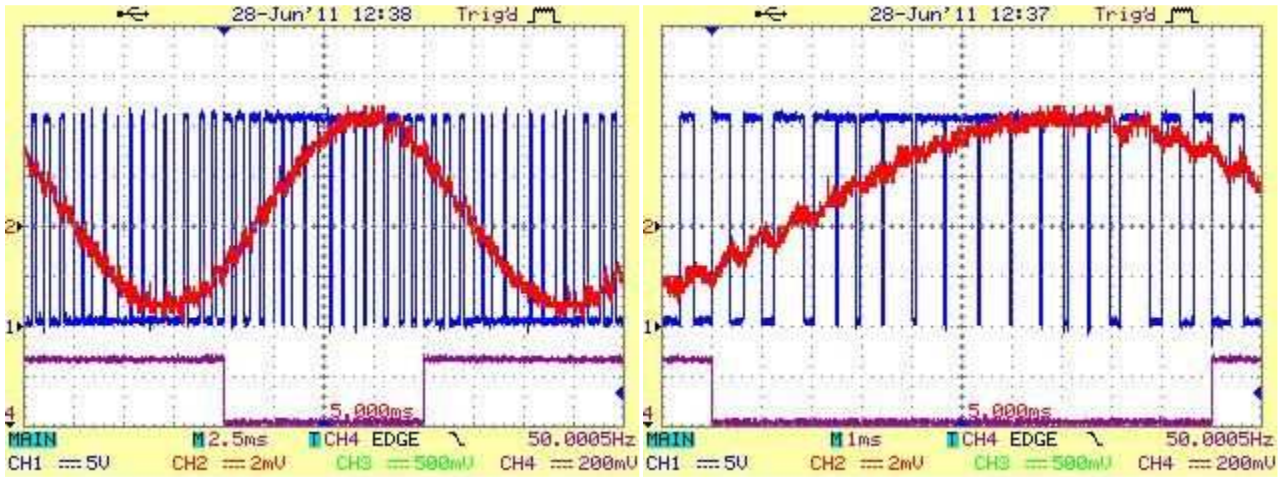


Comparación:

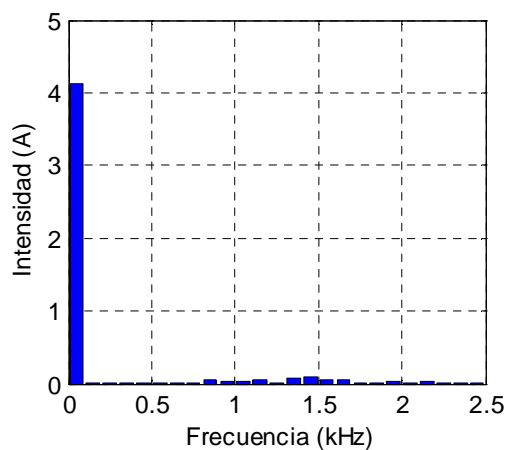
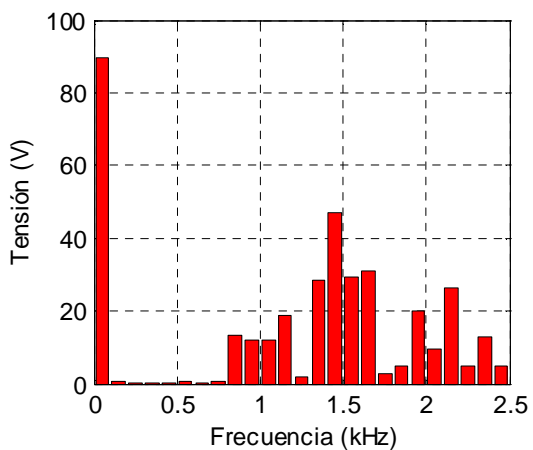
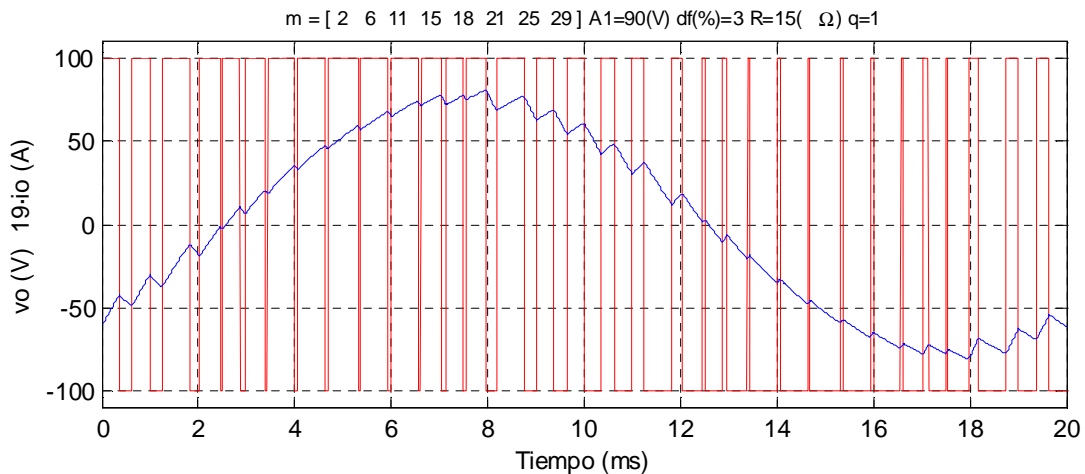


8 ángulos convencional 90%

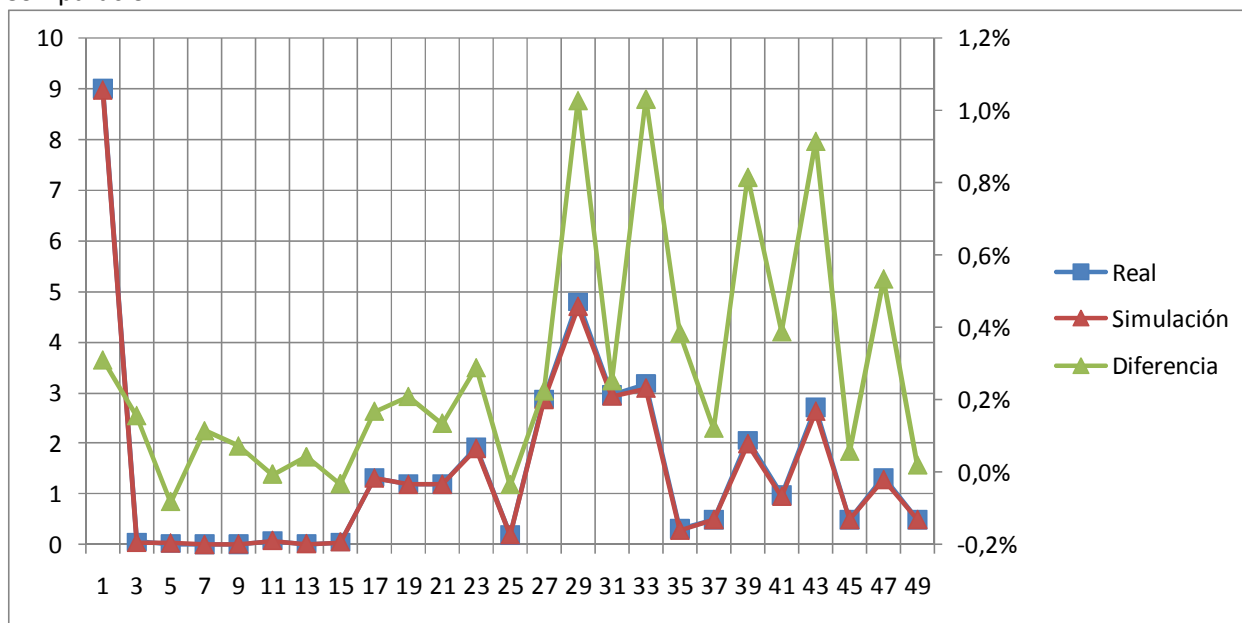
[2 6 11 15 18 21 25 29]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 28/06/2011	28/06/2011
Time = 12:38:20	12:38:20
Y Scale = 501 mA/Div	500 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,40 A	0,40 A
Minimum = -0,40 A	-0,40 A
Name = Current C/L3	
Date = 28/06/2011	
Time = 12:38:21	
Y Scale = 500 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,40 A	
Minimum = -0,40 A	

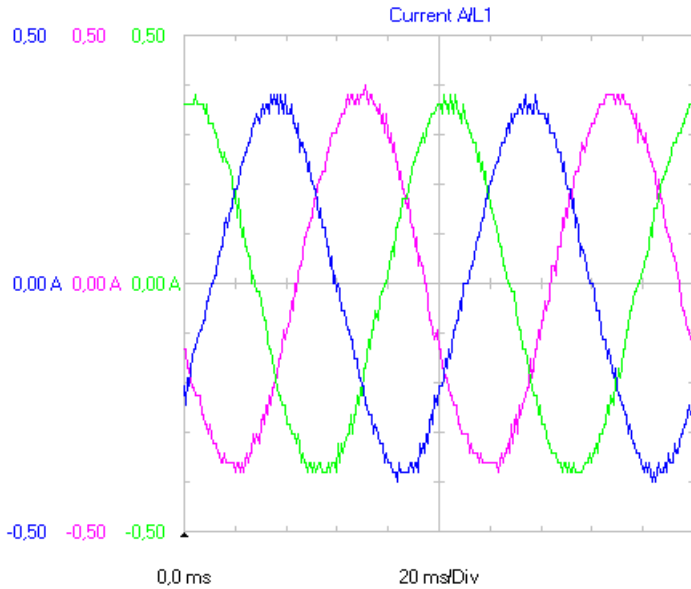
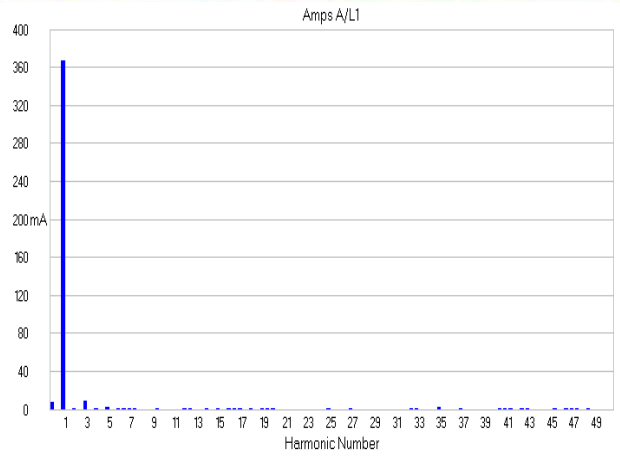
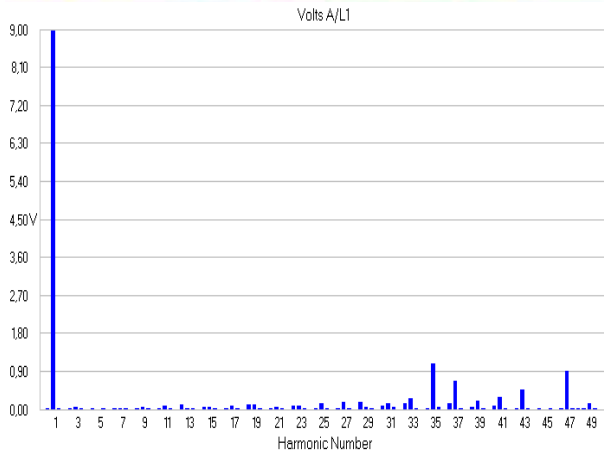
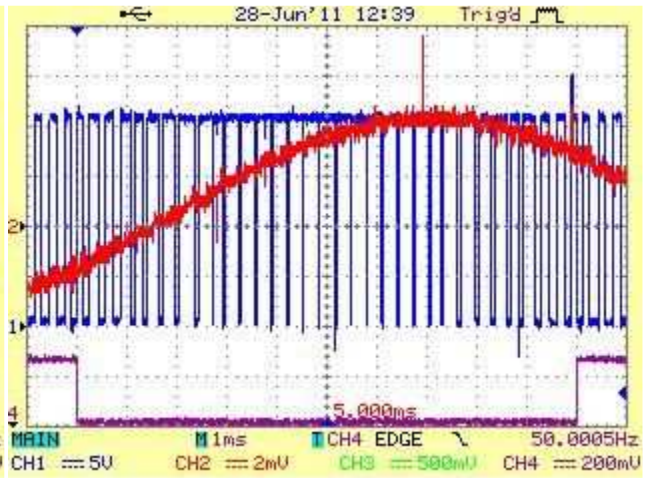
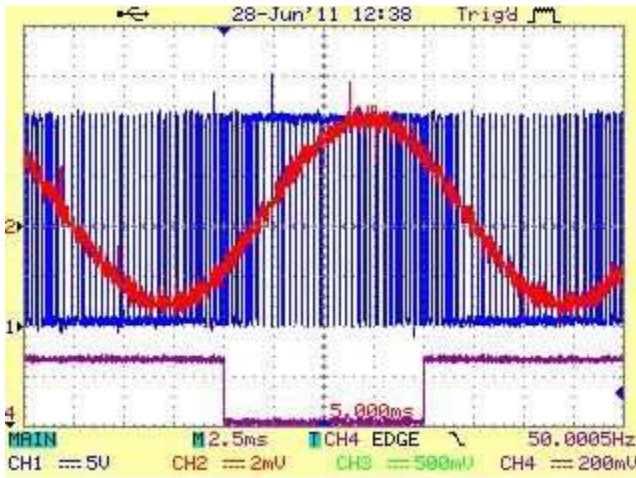


Comparación:

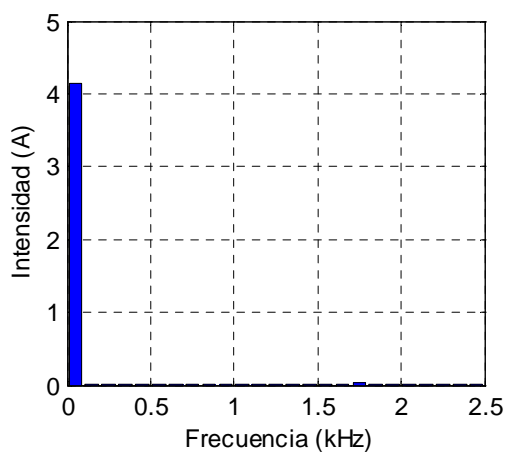
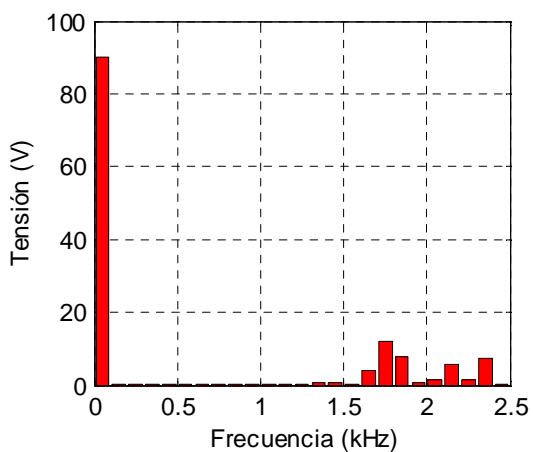
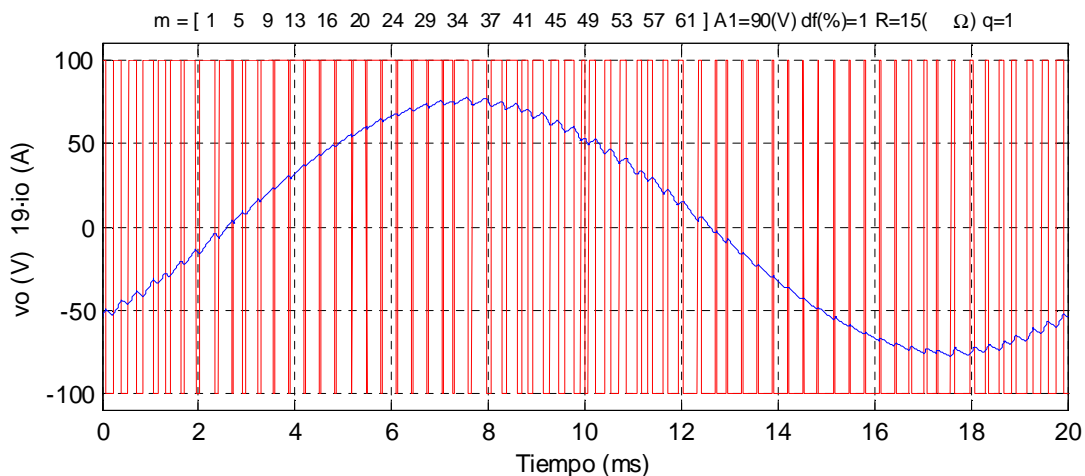


16 ángulos convencional 90%

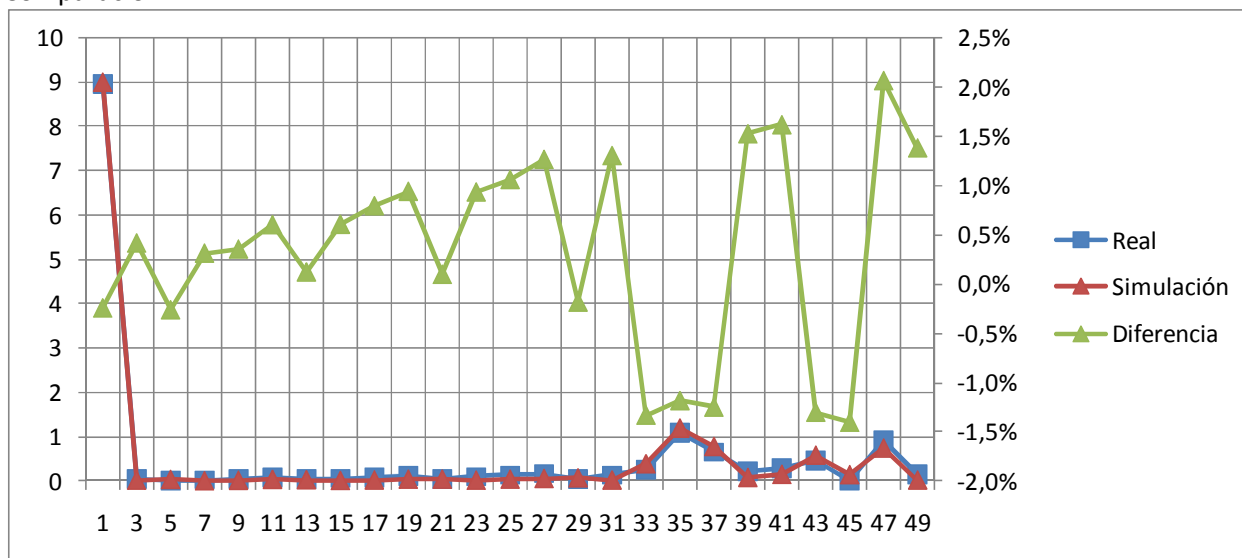
[1 5 9 13 16 20 24 29 34 37 41 45 49 53 57 61]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 28/06/2011	28/06/2011
Time = 12:42:07	12:42:08
Y Scale = 501 mA/Div	500 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,38 A	0,40 A
Minimum = -0,40 A	-0,38 A
Name = Current C/L3	
Date = 28/06/2011	
Time = 12:42:08	
Y Scale = 500 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,38 A	
Minimum = -0,38 A	



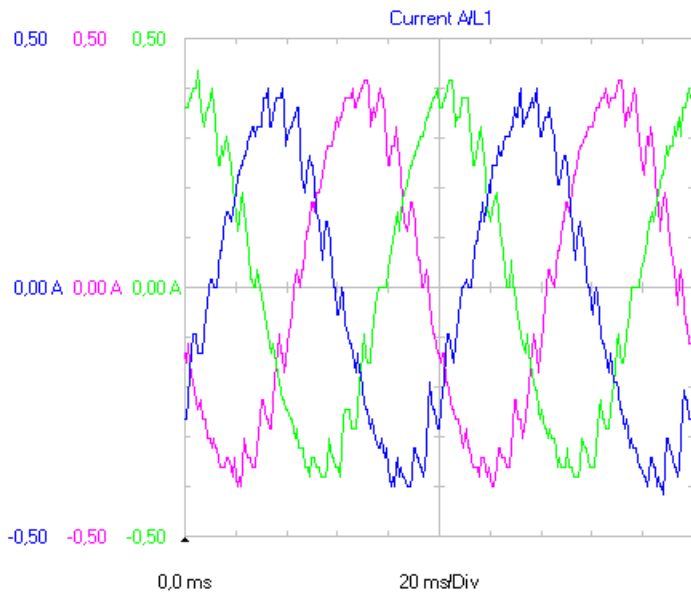
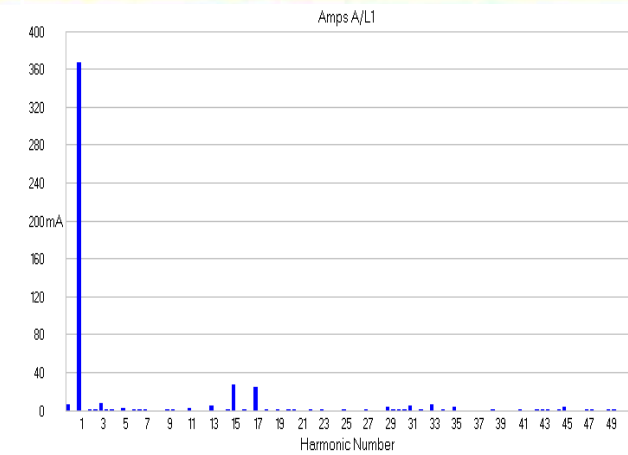
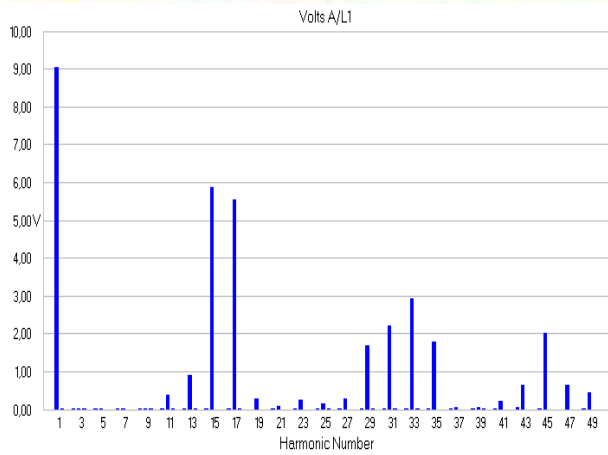
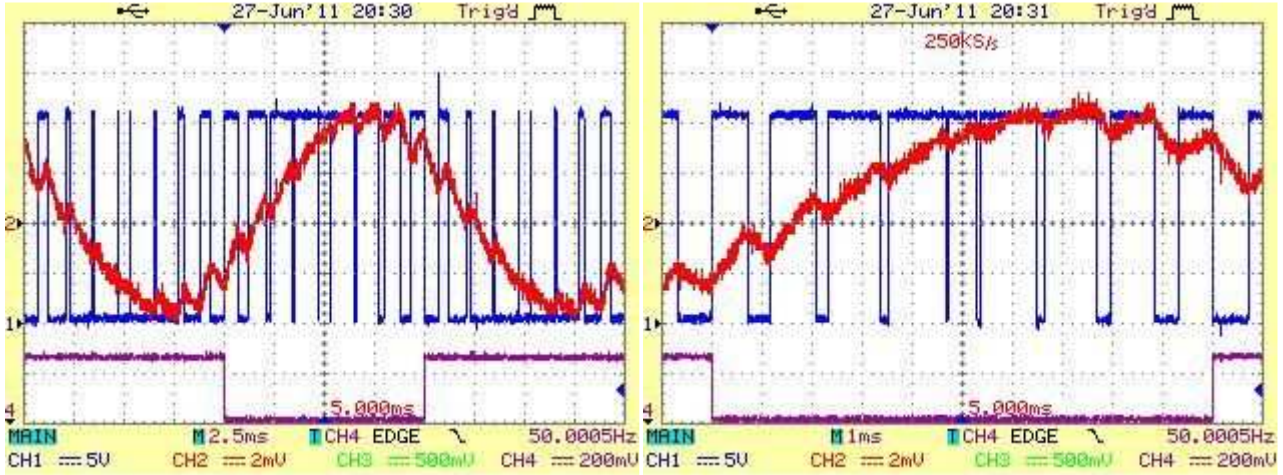
Comparación:



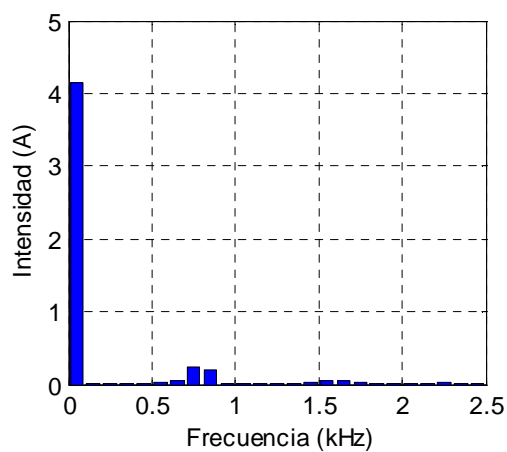
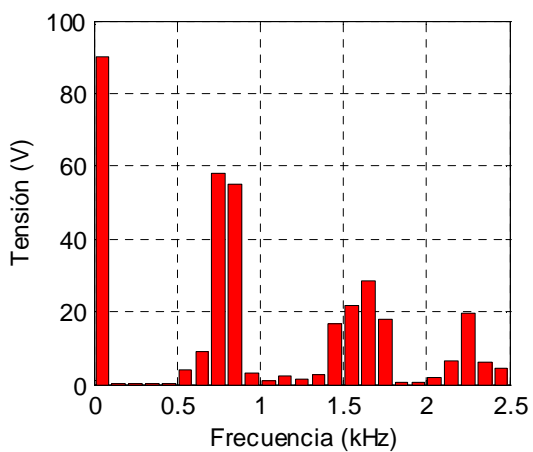
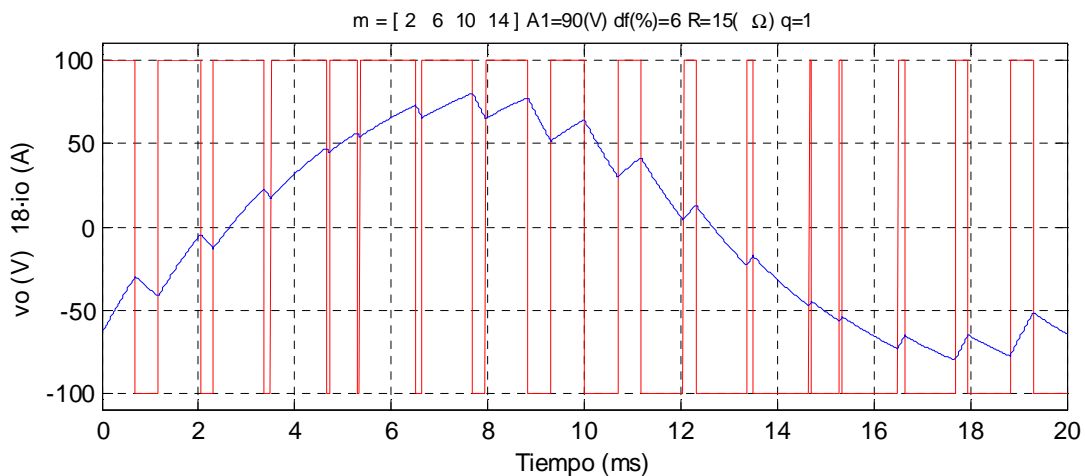
5.4 Mediciones para el método avanzado de Walsh

4 ángulos avanzado 90°

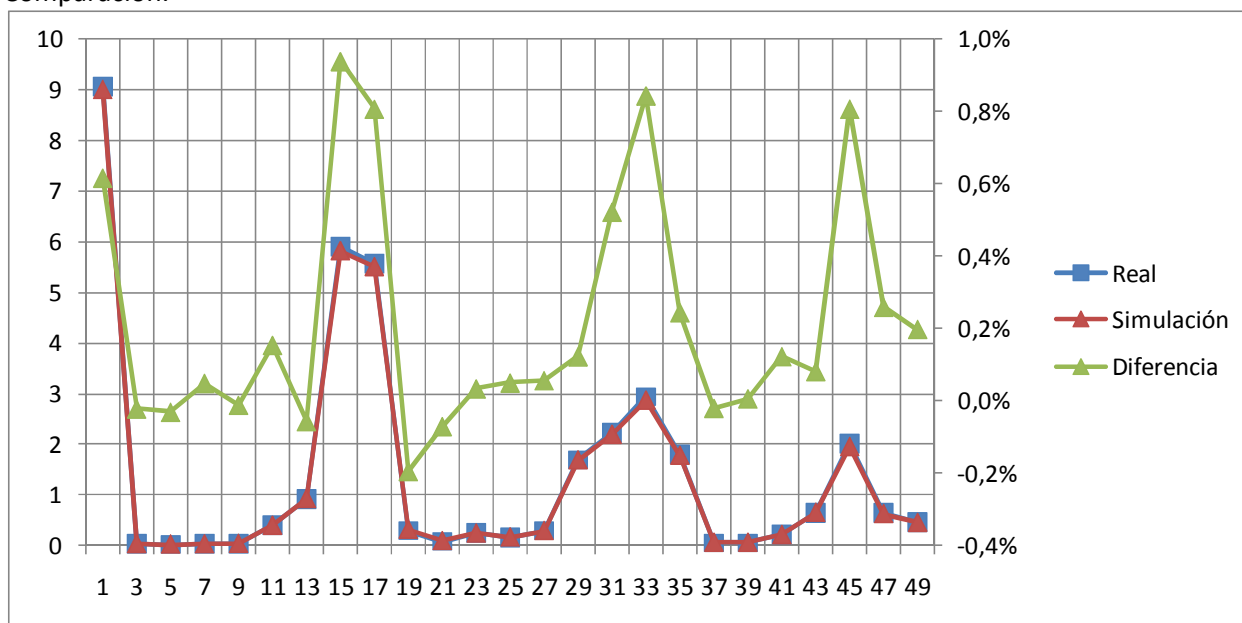
[2 6 10 14]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 27/06/2011	27/06/2011
Time = 19:33:39	19:33:39
Y Scale = 501 mA/Div	501 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,40 A	0,42 A
Minimum = -0,42 A	-0,40 A
Name = Current C/L3	
Date = 27/06/2011	
Time = 19:33:39	
Y Scale = 501 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,44 A	
Minimum = -0,38 A	

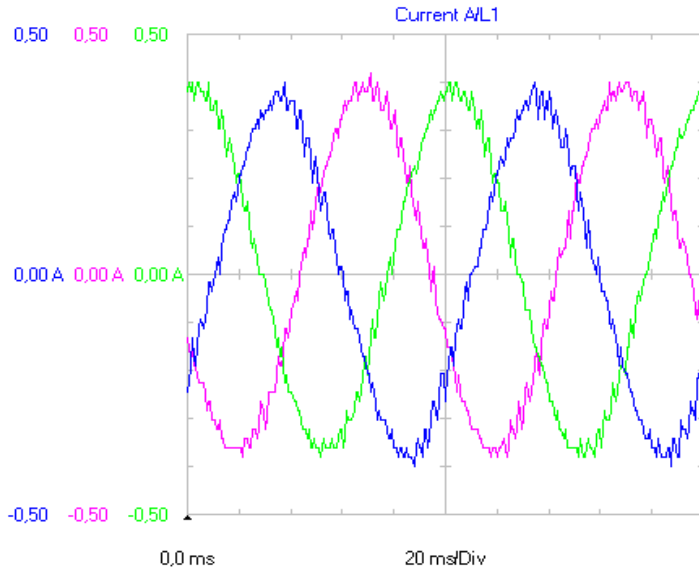
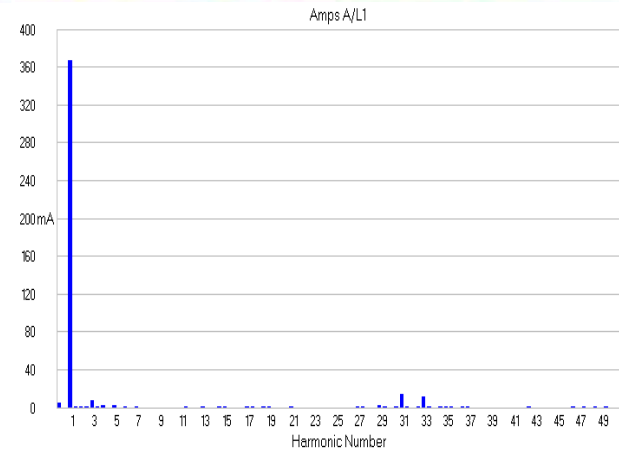
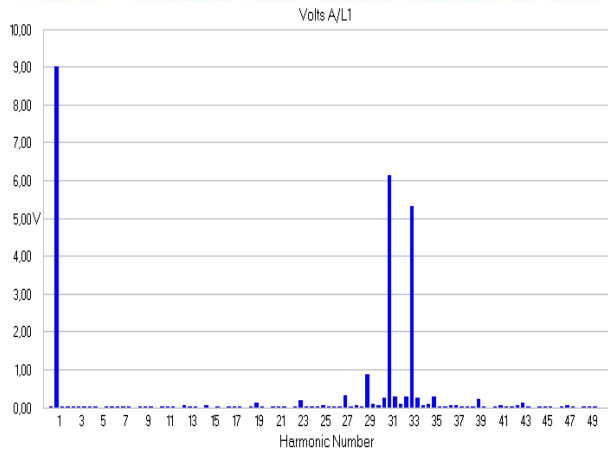
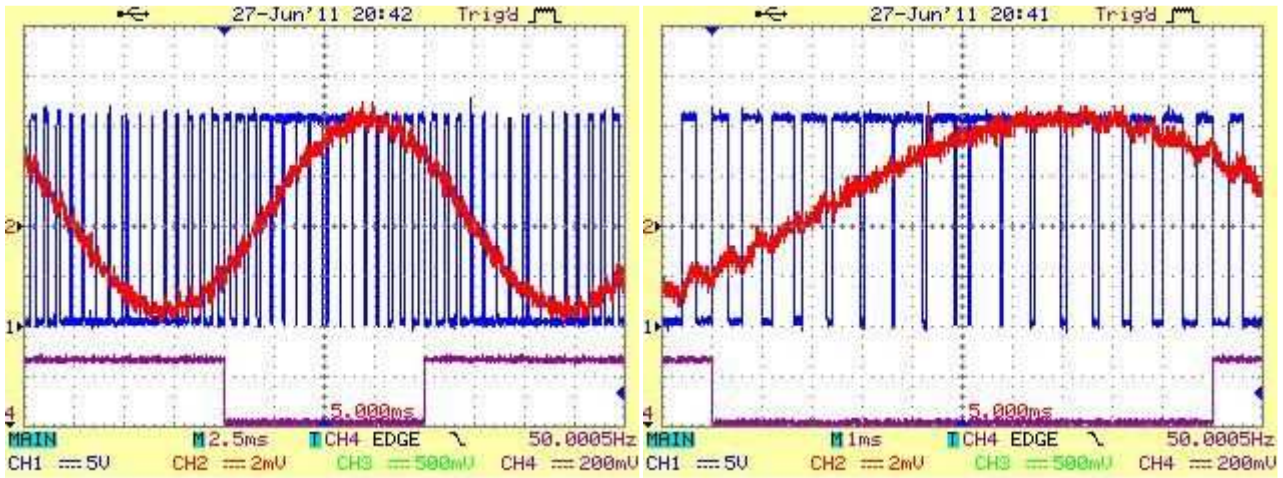


Comparación:

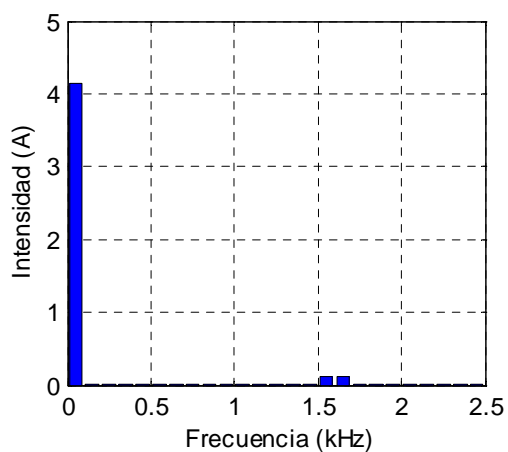
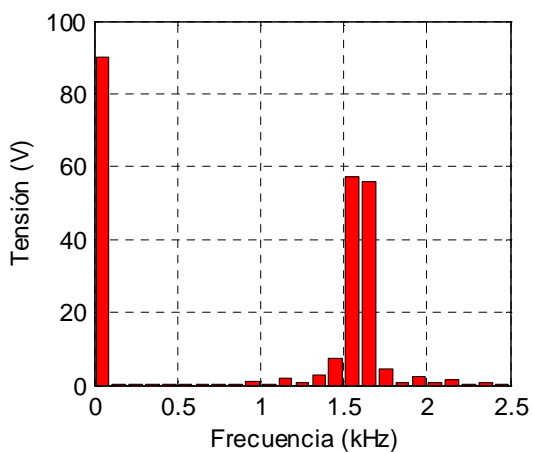
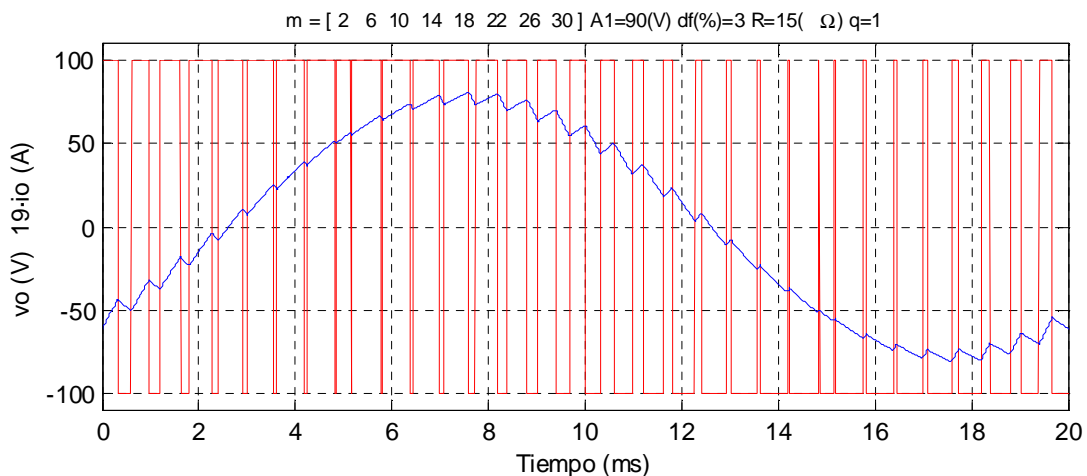


8 ángulos avanzado 90°

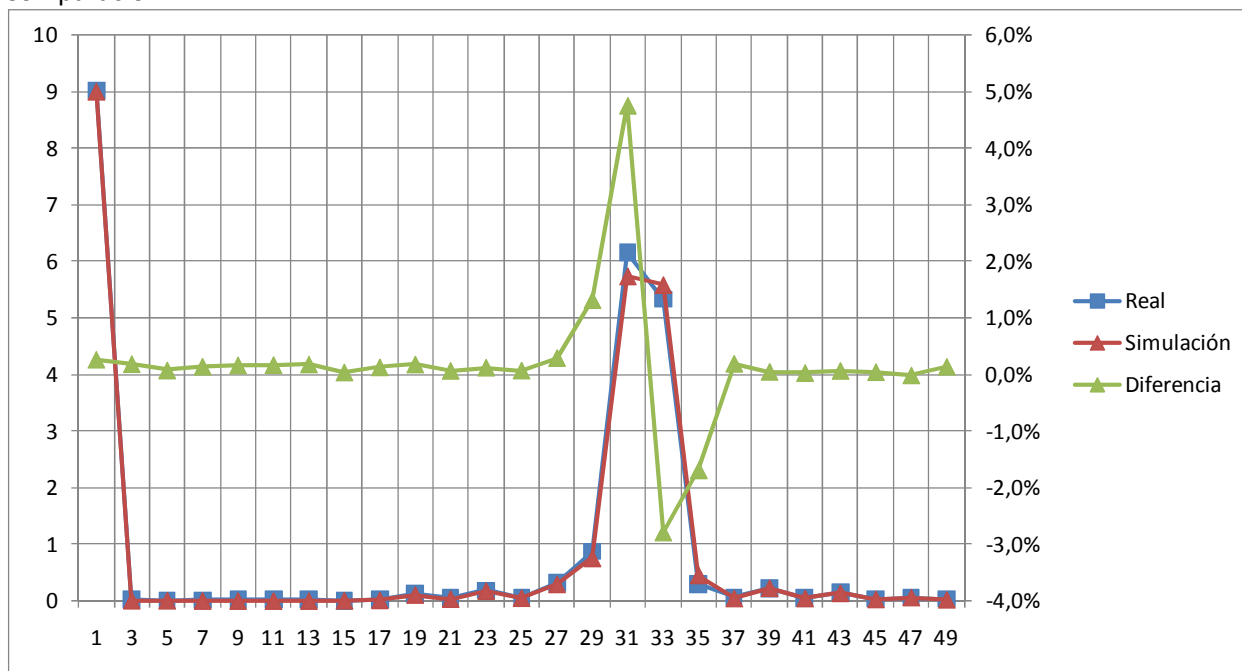
[2 6 10 14 18 22 26 30]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 27/06/2011	27/06/2011
Time = 19:42:54	19:42:54
Y Scale = 501 mA/Div	500 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,40 A	0,42 A
Minimum = -0,40 A	-0,38 A
Name = Current C/L3	
Date = 27/06/2011	
Time = 19:42:55	
Y Scale = 500 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,40 A	
Minimum = -0,38 A	

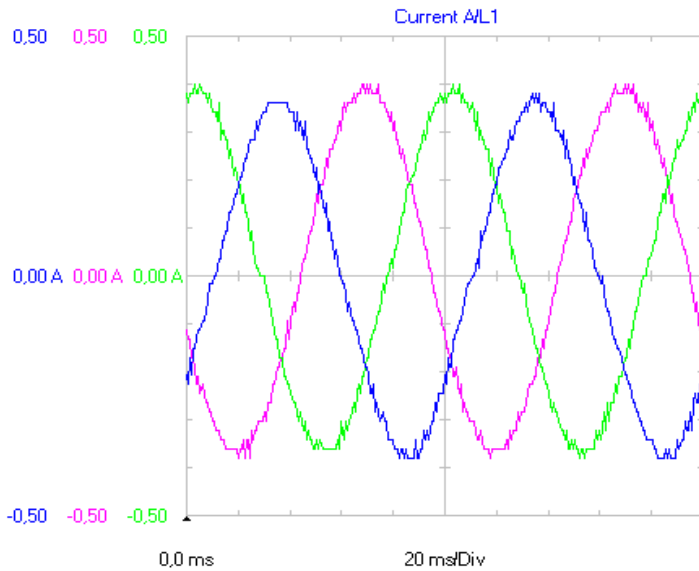
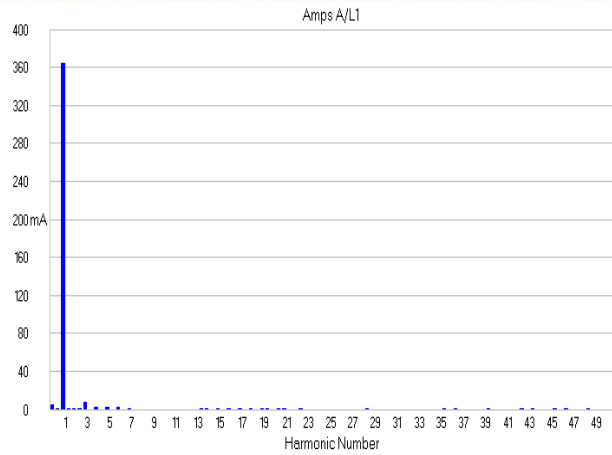
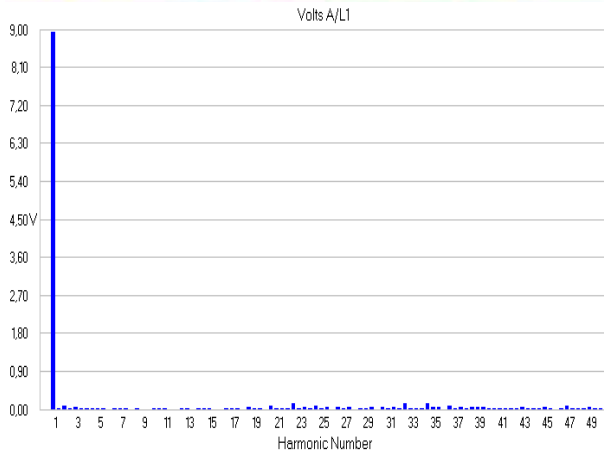
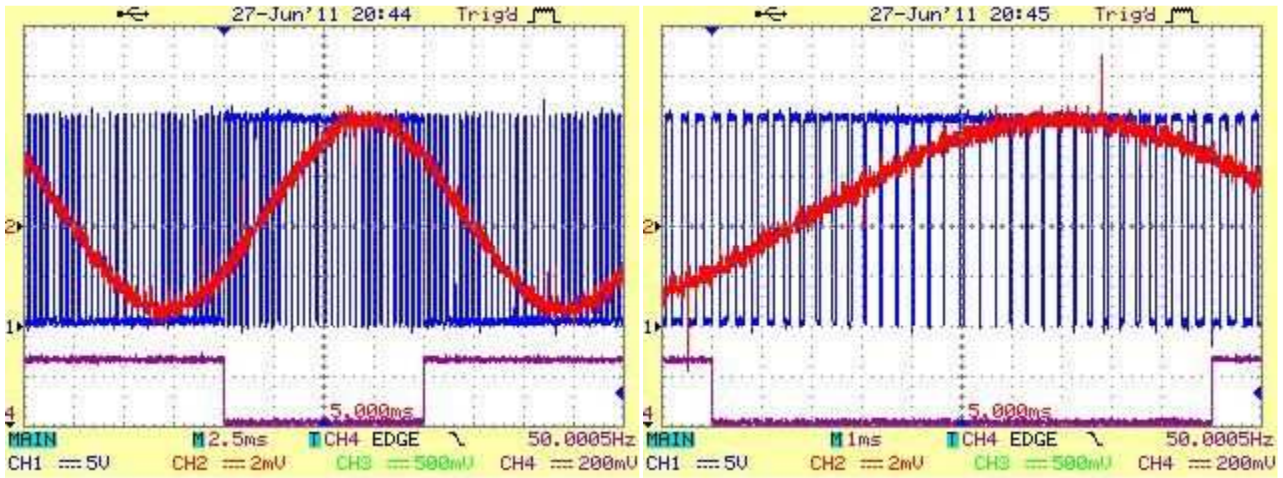


Comparación:

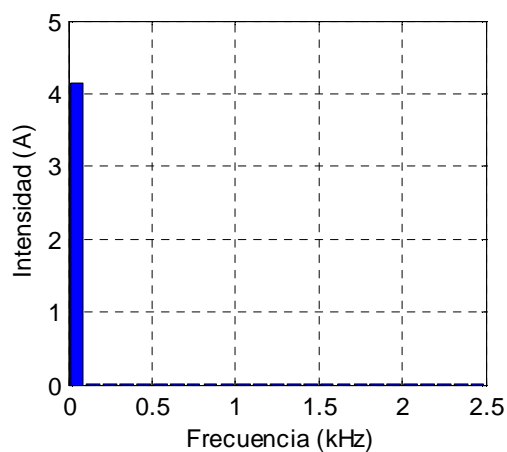
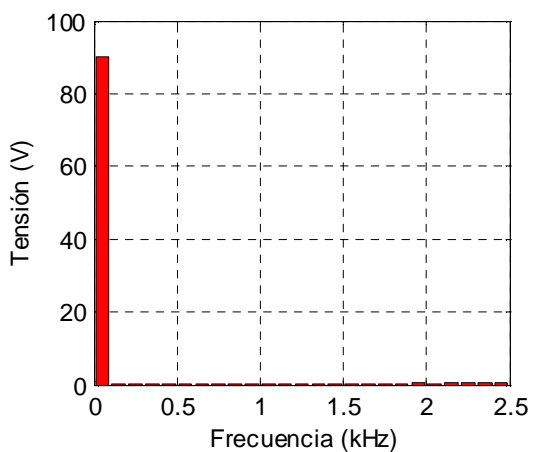
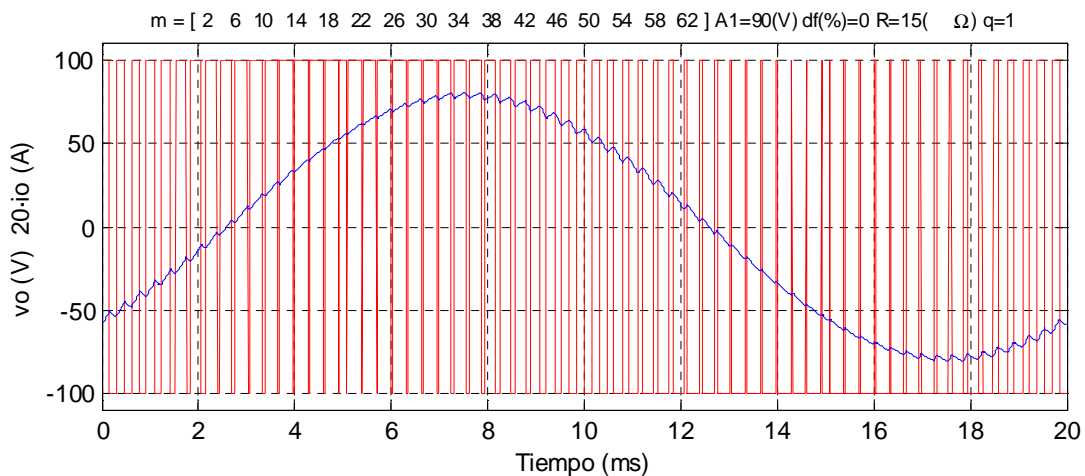


16 ángulos avanzado 90%

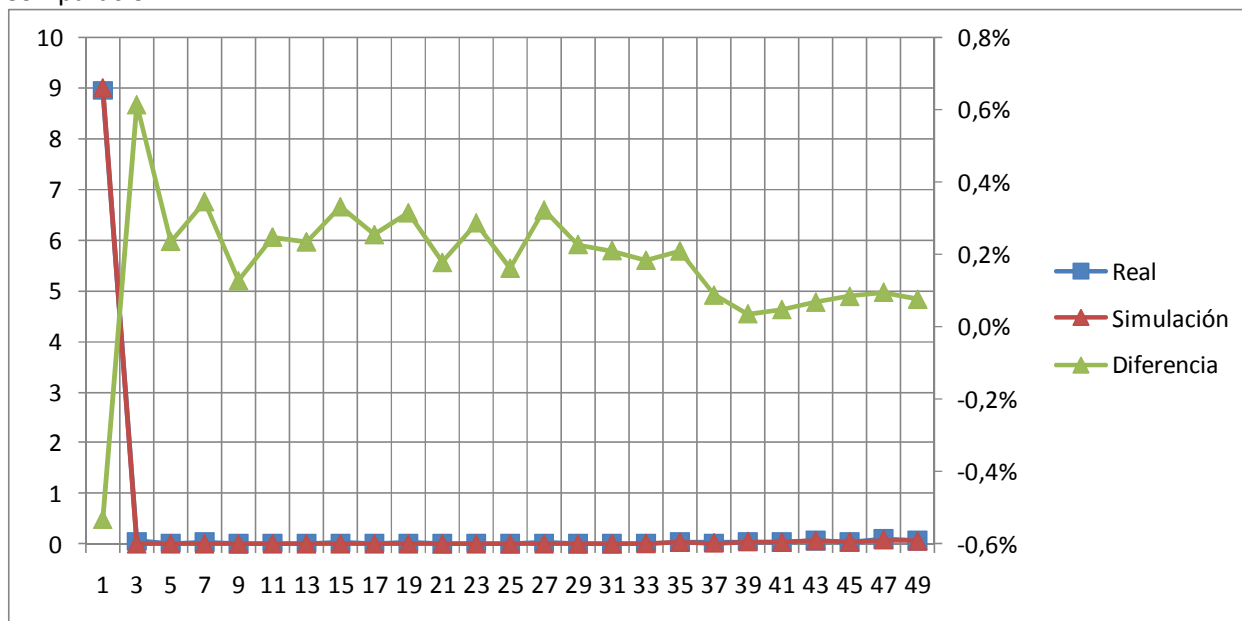
[2 6 10 14 18 22 26 30 34 38 42 46 50 54 58 62]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 27/06/2011	27/06/2011
Time = 19:46:12	19:46:13
Y Scale = 501 mA/Div	500 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,38 A	0,40 A
Minimum = -0,38 A	-0,38 A
Name = Current C/L3	
Date = 27/06/2011	
Time = 19:46:13	
Y Scale = 500 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,40 A	
Minimum = -0,38 A	



Comparación:



5.5 Análisis de resultados y comparación con los resultados teóricos y simulados

A la vista de los datos presentados en este capítulo y en al Anexo 1, se observa la notable concordancia de los resultados obtenidos mediante simulación con los valores reales procedentes de la planta piloto.

En la mayoría de casos las diferencias entre los resultados teóricos y los reales son inferiores al 1% para el método avanzado e inferiores al 1,5% para el método convencional. Los valores de estas diferencias se resumen en las figuras 5-10 y 5-11.

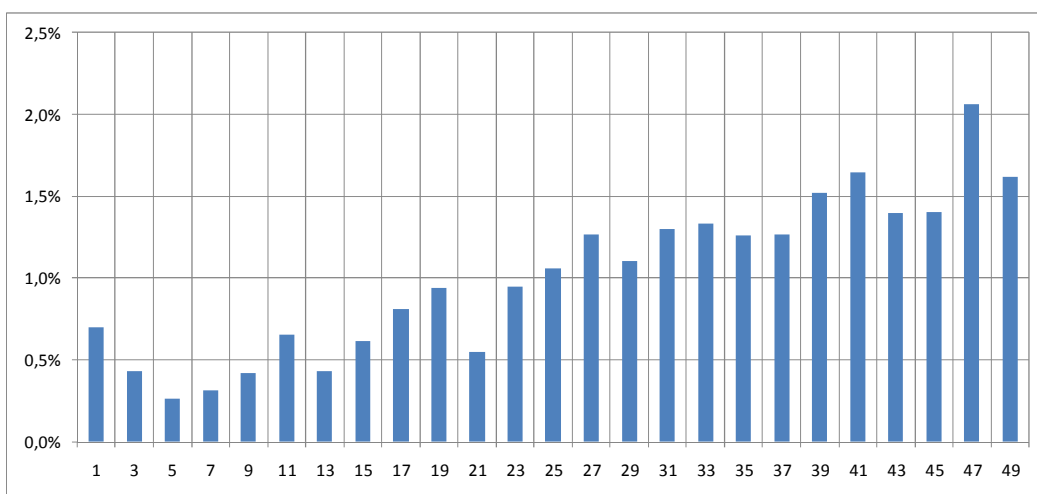


Figura 5-10. Diferencias de amplitud de los armónicos de tensión (método convencional)

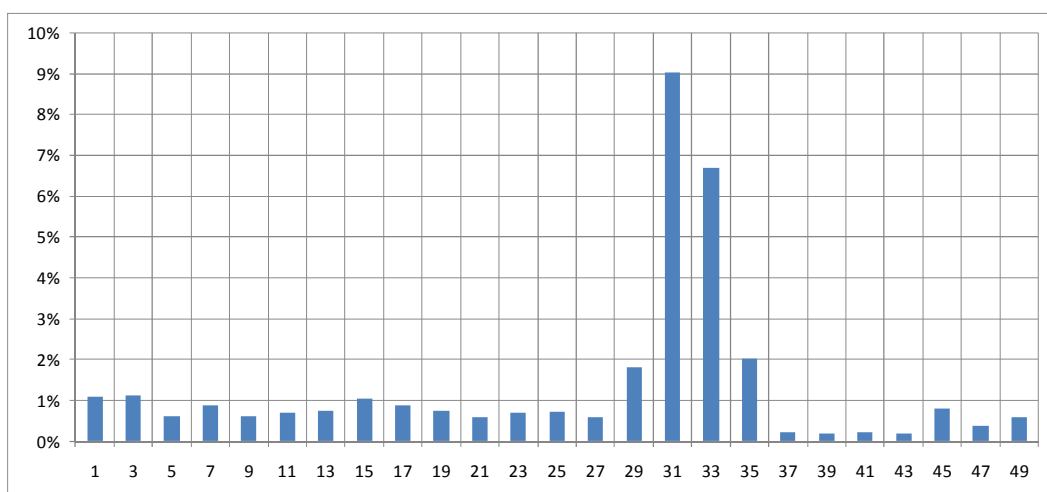


Figura 5-11. Diferencias de amplitud de los armónicos de tensión (método avanzado)

No obstante, las mayores diferencias se encuentran en los casos correspondientes al método avanzado para 8 ángulos de conmutación, con una regulación del 60% de fundamental, en los armónicos 31 y 33, que son, en el peor de los casos, del 9% y del 6,7% respectivamente. Estas diferencias son positivas para el armónico 31 y negativas en el 33, con lo que esta variación se compensa al calcular la distorsión armónica.

La tabla 5-2 muestra los valores de distorsión armónica de tensión THD obtenida en la planta de prueba con el analizador Fluke y los valores obtenidos en las simulaciones para un orden de armónico máximo de 49. Las figuras 5-12 y 5-13 muestran estos mismos resultados para facilitar la comparación de los valores de distorsión.

				ÁNGULOS		
				4	8	16
CONVENCIONAL	A1=60%	REAL	q=0,16	187,7	161,1	24,9
			q=1	188,5	162,2	25,1
		SIMULACIÓN		197,0	174,6	37,2
	A1=90%	REAL	q=0,16	103,6	87,4	15,5
			q=1	104,0	87,8	15,6
		SIMULACIÓN		107,2	93,9	19,6
AVANZADO	A1=60%	REAL	q=0,16	191,0	170,1	8,3
			q=1	191,6	170,7	8,5
		SIMULACIÓN		194,2	168,7	9,7
	A1=90%	REAL	q=0,16	102,3	89,6	4,5
			q=1	102,7	90,4	4,5
		SIMULACIÓN		105,0	89,6	1,6

Tabla 5-2. THD (%) Real vs Simulación

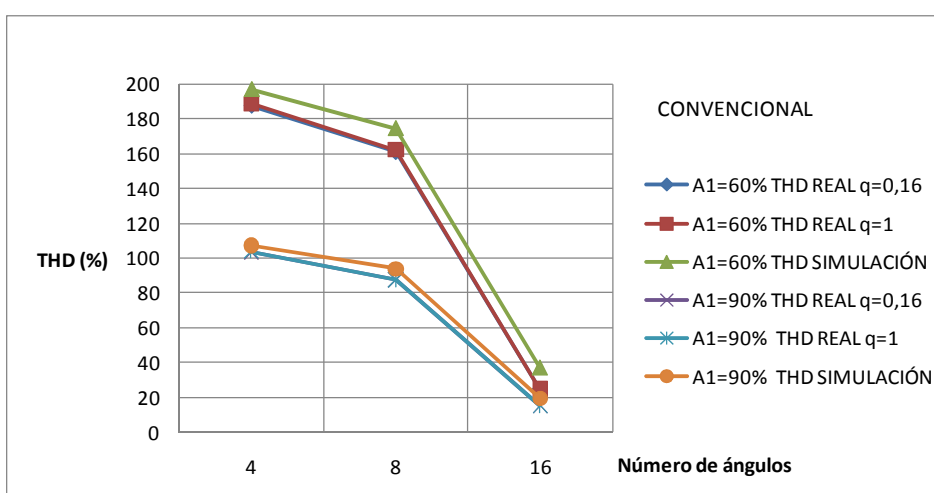


Figura 5-12. THD (%) método convencional

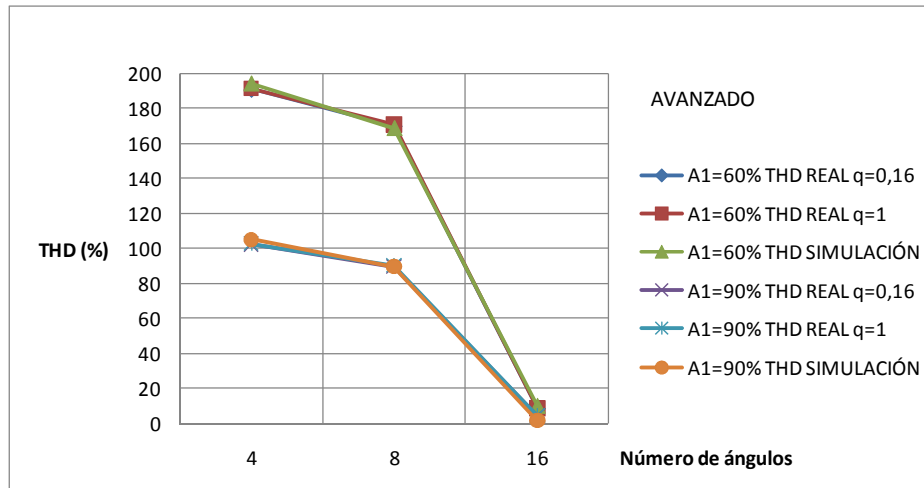


Figura 5-13. THD (%) método avanzado

Se puede apreciar que con el método avanzado hay una mayor concordancia entre los resultados reales y los de simulación.

5.6 Conclusiones del capítulo

Se ha construido una planta piloto que permite generar señales PWM basadas en los dos métodos estudiados en la tesis (convencional y avanzado), mediante la cual se obtienen con eficacia las medidas experimentales que dan veracidad a los resultados teóricos y de simulación ya expuestos en los capítulos 2 y 3.

A continuación se detallan las consideraciones que deben tenerse en cuenta a la hora de elegir el número de ángulos y el tipo de procesador para las necesidades de una aplicación particular.

5.6.1 Reglas de diseño

En primer lugar hay que seleccionar el factor de distorsión admisible en función de la amplitud deseada de la fundamental. Esto hace necesario dimensionar el vector de conmutación de forma que permita la cancelación de un número suficiente de armónicos, como se ha mostrado en las tablas del capítulo 3.

Otra consideración es relativa al margen requerido de regulación de amplitud de la fundamental. Cuando se necesita un margen amplio es preciso adoptar el método avanzado.

Finalmente, si debe ser cancelado un elevado número de armónicos, el método avanzado proporciona las mejores soluciones siempre que se escojan los vectores de conmutación cuyo

número de ángulos sea potencia entera de 2 y los intervalos de conmutación estén regularmente distribuidos en el primer cuarto de periodo.

5.6.2 Elección del procesador

En cuanto al tipo de procesador necesario, la planta experimental demuestra que un microcontrolador de 8 bits basta para generar las señales PWM necesarias en la mayor parte de aplicaciones industriales. Sin embargo, el procesador debe trabajar con una resolución de 16 bits para garantizar la precisión de los ángulos y una circuitería externa relativamente compleja formada por dos memorias de 64 Kbytes, y sus etapas de interfase, para almacenar los puntos de conmutación.

5.6.3 Número de ángulos admisible

Con la planta piloto se ha comprobado que la generación de señales hasta 16 ángulos funciona correctamente corroborando los resultados de simulación, acotando pues este valor como el límite práctico de utilización. Para valores mayores (32 ángulos) cuando la amplitud se acerca al 100% la anchura de los pulsos cercanos al cuarto de periodo tiene amplitudes inferiores al tiempo muerto y ya no son generados por el programa de la placa de desarrollo.

6 CONCLUSIONES

Este capítulo presenta las principales conclusiones de la tesis y, fundamentalmente, recopila y ordena las conclusiones razonadas y justificadas en los capítulos precedentes.

6.1 Conclusiones

Se ha demostrado la eficiencia de la utilización de las funciones de Walsh para la eliminación selectiva de armónicos en convertidores DC-AC con PWM. El empleo de dichas funciones transforma en lineal al sistema de ecuaciones necesario para el cálculo de los ángulos de conmutación a partir del valor de la amplitud de la fundamental, requerido por la aplicación del inversor. La consecuente simplificación del programa de cálculo posibilita la generación de algoritmos de control en tiempo real.

En esta tesis, se han analizado dos métodos denominados convencional y avanzado. El convencional es el que aparece descrito en la literatura referenciada y refleja el estado del arte actual en este campo de investigación. En este caso, la aportación realizada ha consistido en la búsqueda exhaustiva de soluciones para determinar las prestaciones reales del método. En ese ámbito, las características se han analizado en dos aspectos: la regulación de amplitud de la fundamental y la eliminación efectiva de los armónicos previstos, para conseguir la menor distorsión armónica.

También se han optimizado los algoritmos de búsqueda de soluciones en dos aspectos:

- Reducción del número de combinaciones de vectores de conmutación a ensayar.
- Simplificación de las ecuaciones de cálculo de los ángulos, puesto que se determinan las fracciones de ángulo (Φ_i) dentro del intervalo de variación, en lugar de especificar el ángulo respecto al origen.

Las soluciones obtenidas por el método convencional, utilizando entre 3 y 8 ángulos de conmutación, revelan que el máximo valor de regulación de la fundamental es, en el mejor de los casos que es registrado para 4 ángulos, del 51 % del valor del bus de continua, para un solo vector de conmutación y del 58% cuando se utilizan varios vectores de conmutación.

El nuevo método original, desarrollado y expuesto en la tesis, ha sido denominado avanzado y supone un paso adelante en la optimización de los algoritmos mencionados. Se basa en la

simetría de los ángulos que forman los pulsos de la señal PWM. Los resultados obtenidos pueden calificarse de espectaculares ya que permiten la regulación de la amplitud de la fundamental con valores próximos al 100% empleando solamente un solo vector de conmutación, siempre que el número de ángulos utilizados sea potencia entera de 2. Sin embargo, los valores de distorsión encontrados son similares a los del método convencional.

Con el método avanzado se puede afirmar que se ha obtenido una solución genérica y definitiva a la eliminación selectiva de armónicos. Cuando el número de ángulos de conmutación (M) es potencia entera de 2 el vector de conmutación $[2:4:4*M-2]$, en notación de Matlab, alcanza la regulación máxima, cercana al 100%. Otra propiedad destacable de esta solución genérica es que los primeros armónicos no eliminados con mayores valores de amplitud se concentran en los órdenes de armónico $k = (4 \times M) \pm 1$. Esto simplifica el diseño de un posible filtro adicional al conocer de antemano la posición exacta de los armónicos.

Por otra parte, utilizar un solo vector de conmutación tiene la ventaja de que el procesador encargado de calcular los ángulos como funciones lineales de la amplitud de la fundamental, debe almacenar solamente un conjunto de ecuaciones perfectamente determinado, reduciendo además, los tiempos de cálculo.

El método avanzado logra, además, la predicción de la solución general al problema de la eliminación selectiva de armónicos para un elevado número de ángulos de conmutación, lo cual es inviable con el método convencional que requiere un excesivo tiempo de cálculo, al tener que buscar todas las combinaciones con solución.

Sin duda, el método avanzado supera al convencional en el número de soluciones obtenidas para un determinado número de ángulos, con un rango de variación de la fundamental notablemente mayor que el conseguido con el método convencional. Tal número de soluciones permite elegir aquellas que presentan una menor distorsión armónica para un determinado rango de variación de la fundamental.

En lo que se refiere a la influencia del factor de carga, de los resultados presentados se constata que para una carga determinada, existe una práctica independencia entre el vector de conmutación elegido y la cancelación de armónicos, lo que pone de manifiesto la robustez del método propuesto.

Se ha observado una escasa influencia del vector de conmutación sobre los consumos de potencia activa y reactiva. Los resultados obtenidos han demostrado una excelente

correspondencia entre la relación Q/P y el factor de carga, tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia

En cuanto al análisis de las no idealidades de la señal PWM, de los resultados obtenidos se infiere que los tiempos muertos y de transición no influyen sensiblemente sobre la amplitud de la fundamental y, es más, reducen ligeramente la de los armónicos, contribuyendo indirectamente, a mejorar la reducción armónica.

La amplitud de la fundamental aumenta de forma casi lineal con la imprecisión en el cálculo del ángulo de disparo, expresado en grados, sin diferencias apreciables entre los dos métodos analizados. En lo que respecta a la distorsión de los armónicos eliminados (RHD) se observa que crece cuando aumenta la imprecisión y, comparando los dos métodos, se puede decir que, en general, el comportamiento es mejor para el método avanzado.

En cuanto a la influencia del número de decimales adoptados para los ángulos sobre la variación de la amplitud de la fundamental y de la RHD, se aprecian errores elevados cuando solamente se trabaja con la parte entera, mientras que con 2 o más decimales los errores son mucho menores, siendo notablemente mejor el comportamiento para el método avanzado.

Se ha construido una planta piloto que permite generar señales PWM basadas en los dos métodos estudiados en la tesis (convencional y avanzado), mediante la cual se obtienen con eficacia las medidas experimentales que dan veracidad a los resultados teóricos y de simulación ya expuestos en los capítulos 2 y 3.

A continuación se detallan las consideraciones que deben tenerse en cuenta a la hora de elegir el número de ángulos y el tipo de procesador para las necesidades de una aplicación particular.

6.1.1 Reglas de diseño

En primer lugar hay que seleccionar el factor de distorsión admisible en función de la amplitud deseada de la fundamental. Esto hace necesario dimensionar el vector de conmutación de forma que permita la cancelación de un número suficiente de armónicos, como se ha mostrado en las tablas del capítulo 3.

Otra consideración es relativa al margen requerido de regulación de amplitud de la fundamental. Cuando se necesita un margen amplio es preciso adoptar el método avanzado.

Finalmente, si debe ser cancelado un elevado número de armónicos, el método avanzado proporciona las mejores soluciones siempre que se escojan los vectores de conmutación cuyo

número de ángulos sea potencia entera de 2 y los intervalos de conmutación estén regularmente distribuidos en el primer cuarto de periodo.

6.1.2 Elección del procesador

En cuanto al tipo de procesador necesario, la planta experimental demuestra que un microcontrolador de 8 bits basta para generar las señales PWM necesarias en la mayor parte de aplicaciones industriales. Sin embargo, el procesador debe trabajar con una resolución de 16 bits para garantizar la precisión de los ángulos y una circuitería externa relativamente compleja formada por dos memorias de 64 Kbytes, y sus etapas de interfase, para almacenar los puntos de conmutación.

6.1.3 Número de ángulos admisible

Con la planta piloto se ha comprobado que la generación de señales hasta 16 ángulos funciona correctamente corroborando los resultados de simulación, acotando pues este valor como el límite práctico de utilización. Para valores mayores (32 ángulos) cuando la amplitud se acerca al 100% la anchura de los pulsos cercanos al cuarto de periodo tiene amplitudes inferiores al tiempo muerto y ya no son generados por el programa de la placa de desarrollo.

Los resultados de simulación expuestos y los resultados experimentales obtenidos prueban la aplicación generalizada de la nueva metodología propuesta. Por este motivo, las investigaciones debieran considerar cuidadosamente las prometedoras posibilidades de las técnicas basadas en las funciones de Walsh.

7 LINEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

En este capítulo se proponen diferentes líneas de investigación, sugeridas a partir del trabajo presentado en los capítulos anteriores. El propósito es ampliar los resultados de la tesis, así como abrir nuevas vías de investigación basadas en la aplicación de las funciones de Walsh al diseño de inversores.

7.1 Temas propuestos como futuras líneas de investigación

- Siguiendo la metodología empleada en esta tesis, debería hacerse un estudio exhaustivo para la generación de señales PWM en sistemas con forma de onda unipolar, al objeto de encontrar sus límites de aplicación. El desarrollo preliminar para el método avanzado se muestra en el apartado 7.1.1.
- Desde el punto de vista de la realización del hardware, convendría estudiar la sustitución de la placa de interfase utilizada por un dispositivo basado en FPGA, que implemente la circuitería necesaria para generar la señal PWM mediante temporizadores programables. El objetivo sería la superación del límite de 16 ángulos por cuarto de periodo, de forma que se puedan emplear 32 o más ángulos, con una mejor resolución.
- Otro aspecto de interés es el estudio del efecto que tendría sobre la eliminación armónica la anulación por programa de los cortes de conmutación que presentan una anchura próxima al valor del tiempo muerto. De esta forma se reducirían las pérdidas en los conmutadores al disminuir el número de conmutaciones.
- Teniendo en cuenta el interés de aplicar las señales PWM a sistemas trifásicos, conviene estudiar la aplicación del método propuesto sin forzar la anulación de los armónicos impares múltiplos de 3, puesto que se anulan si la carga es equilibrada. De esta forma se puede aumentar el número total de armónicos eliminados, disminuyendo así la distorsión armónica.

7.1.1 Método avanzado de Walsh para forma de onda unipolar

En este apartado se describe la metodología para encontrar las ecuaciones lineales que relacionan los ángulos de conmutación con la amplitud de la fundamental para la forma de onda unipolar. En la figura 7 se muestra el primer cuarto de periodo para una señal PWM con 2 ángulos de conmutación. En el primer semiperiodo la señal varía de cero a un valor positivo, mientras que en el segundo semiperiodo varía entre cero y un valor negativo.

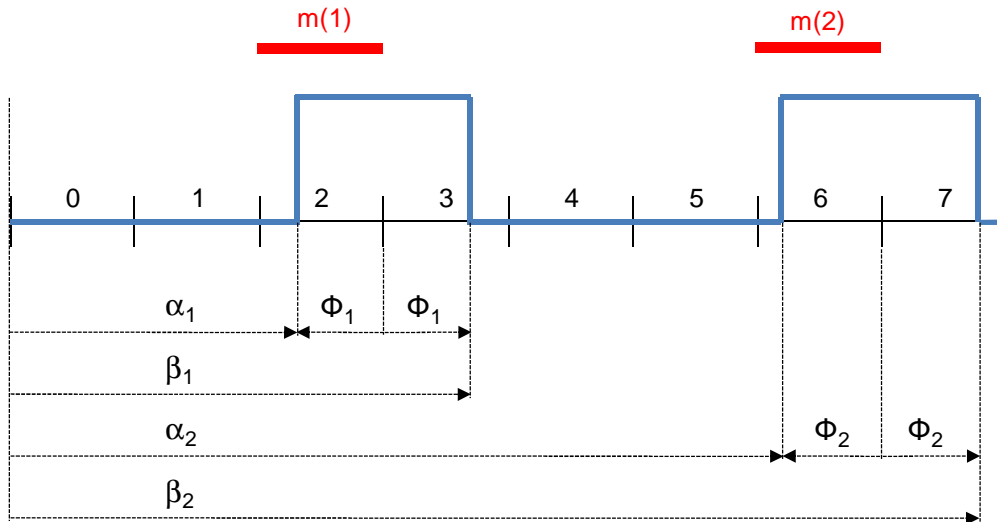


Figura 7-1. Onda unipolar

Las diferencias en el análisis respecto al caso bipolar hacen referencia al cálculo de los coeficientes de las funciones de Walsh (W_k). Para dos ángulos la ecuación (3-4) quedará como:

$$W_k = \frac{1}{N} [\Phi_1 [wal(k, m(1)) + wal(k, m(1) + 1)] + \Phi_2 [wal(k, m(2)) + wal(k, m(2) + 1)]] \quad (7-1)$$

Y en el caso general de M ángulos la ecuación será:

$$W_k = \frac{1}{N} \left[\sum_{j=1}^M \Phi_j [wal(k, m(j)) + wal(k, m(j) + 1)] \right] \quad (7-2)$$

Ahora, los elementos de la matriz C y del vector D son:

$$C_{k,j} = \frac{1}{N} [wal(k, m(j)) + wal(k, m(j) + 1)] \quad (7-3)$$

$$D_k = 0 \quad (7-4)$$

Análogamente al caso bipolar, C deriva de la misma matriz WAL definida en la ecuación (2-21). Se diferencia del caso bipolar en el coeficiente común que, en este caso es, de $1/N$ en lugar de $-2/N$. Por otra parte, el vector columna D se anula para esta forma de onda.

$$C_{i,j} = \frac{1}{N} [WAL_{i,m(j)+1} + WAL_{i,m(j)+2}], \quad i = 1 \dots N, \quad j = 1 \dots M \quad (7-5)$$

$$D_i = 0, \quad i = 1 \dots N \quad (7-6)$$

Igualmente, los índices de columna de la matriz WAL son $m(j)+1$ porque los intervalos se numeran a partir de 0 y los índices de las matrices y vectores empiezan por 1.

Las ecuaciones (2-24) y (2-25), con estos nuevos valores para C y D proporcionarán el sistema de ecuaciones (2-26), del que se derivarán las ecuaciones lineales para calcular los ángulos de conmutación.

Líneas futuras de investigación

A1 ANEXO: MEDICIONES ADICIONALES AL CAPÍTULO 5

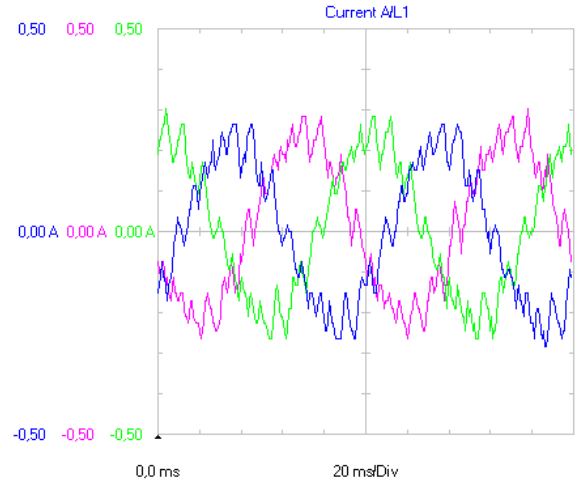
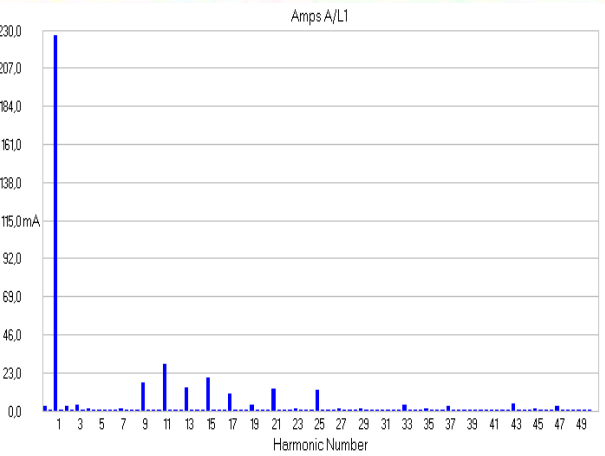
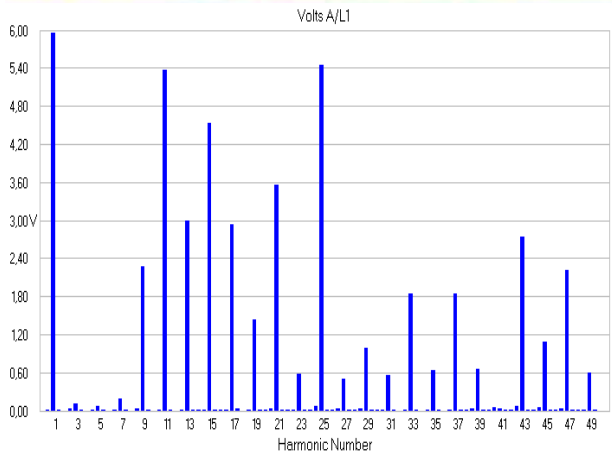
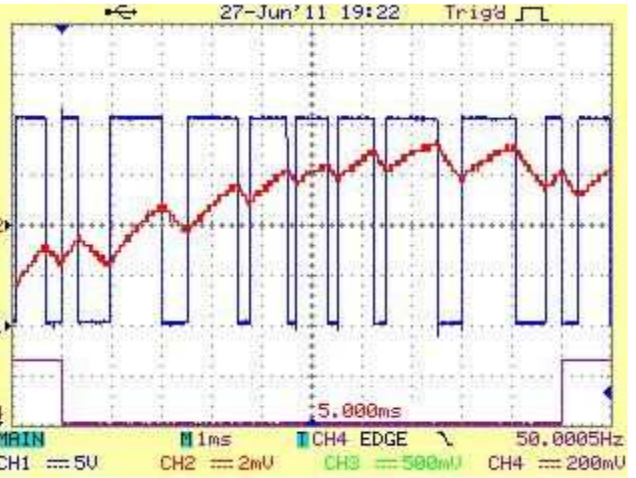
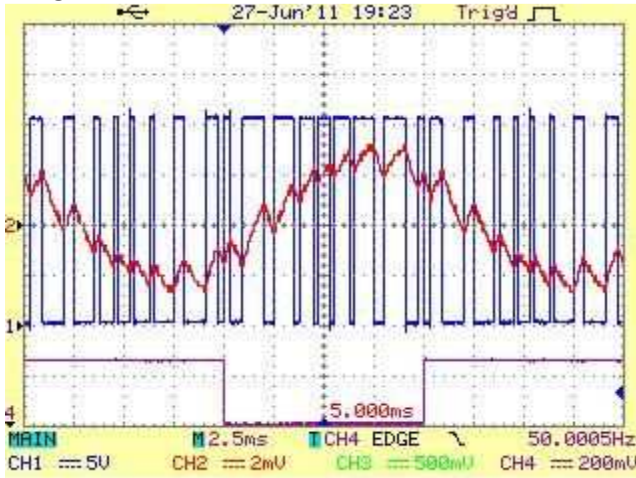
En este anexo se muestran los resultados experimentales y de simulación que complementan a los presentados en el capítulo 5.

A1.1 Mediciones para el método convencional de Walsh con $q=1$ y $A1=60\%$

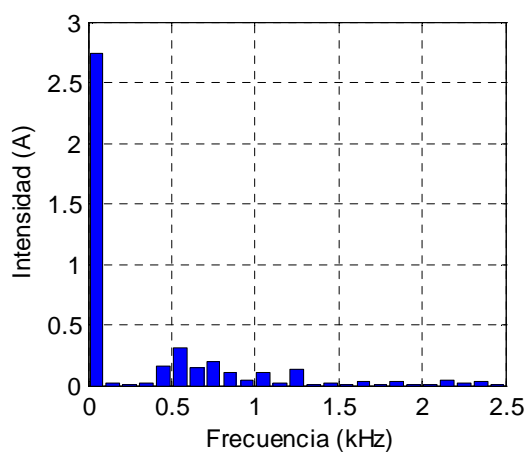
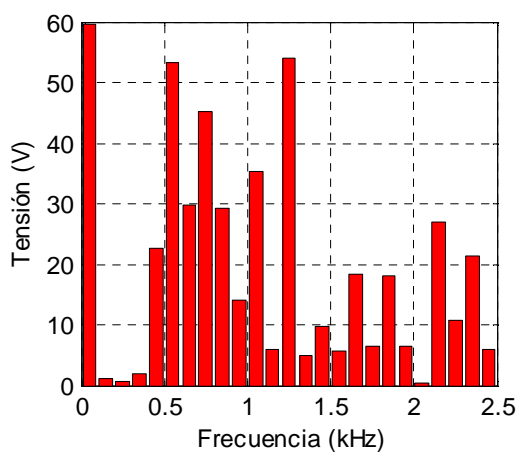
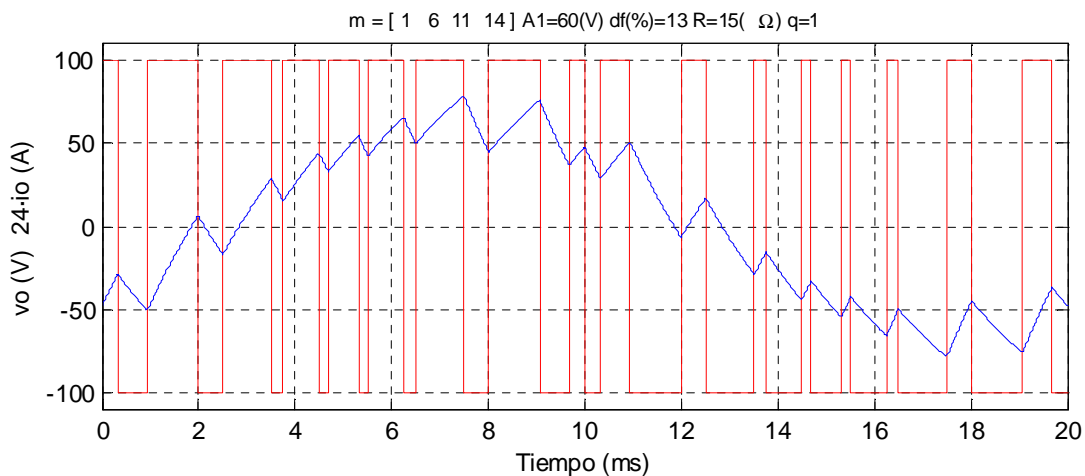
Esta página se deja intencionadamente en blanco para visualizar mejor las dos páginas a comparar en la versión impresa de la tesis.

4 ángulos convencional 60%

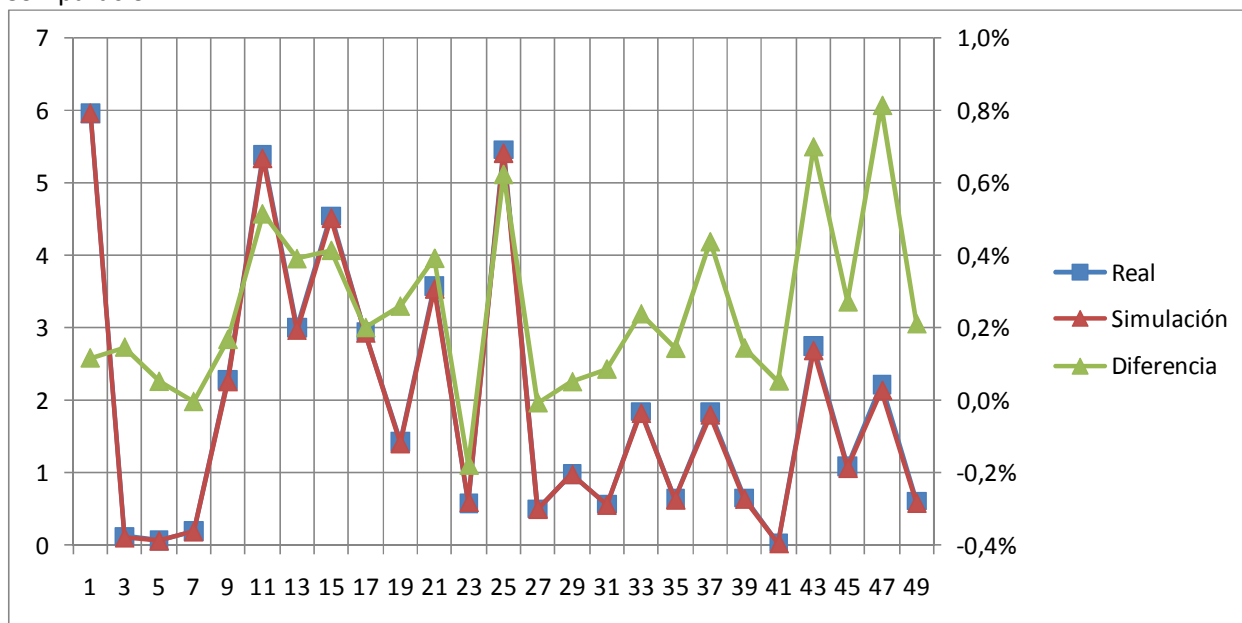
[1 6 11 14]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 27/06/2011	27/06/2011
Time = 18:26:11	18:26:12
Y Scale = 500 mA/Div	500 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,27 A	0,31 A
Minimum = -0,29 A	-0,27 A
Name = Current C/L3	
Date = 27/06/2011	
Time = 18:26:12	
Y Scale = 500 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,31 A	
Minimum = -0,27 A	

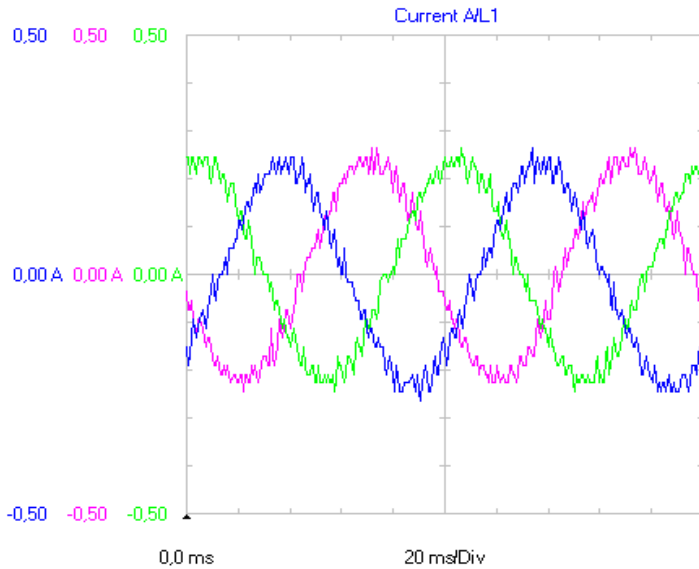
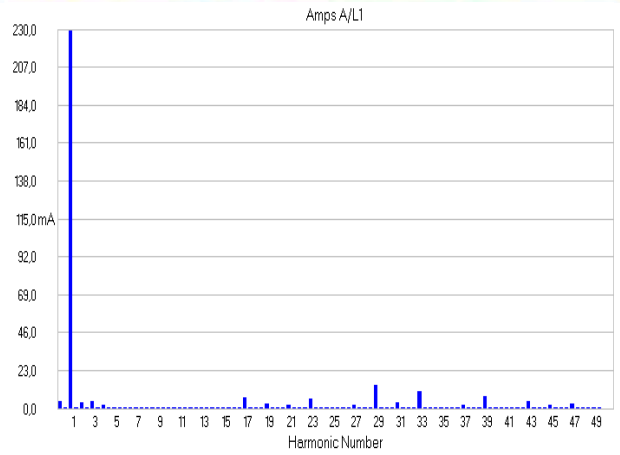
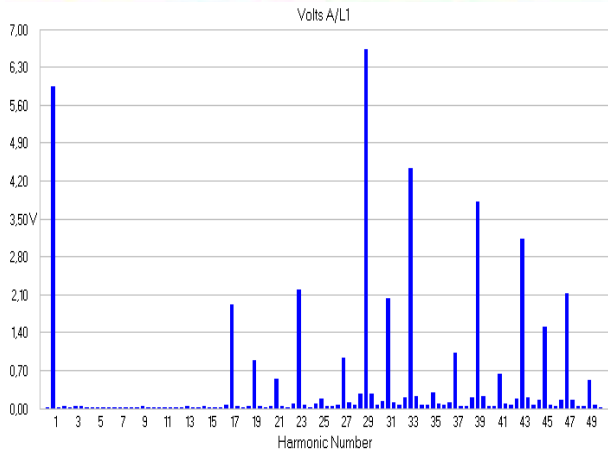
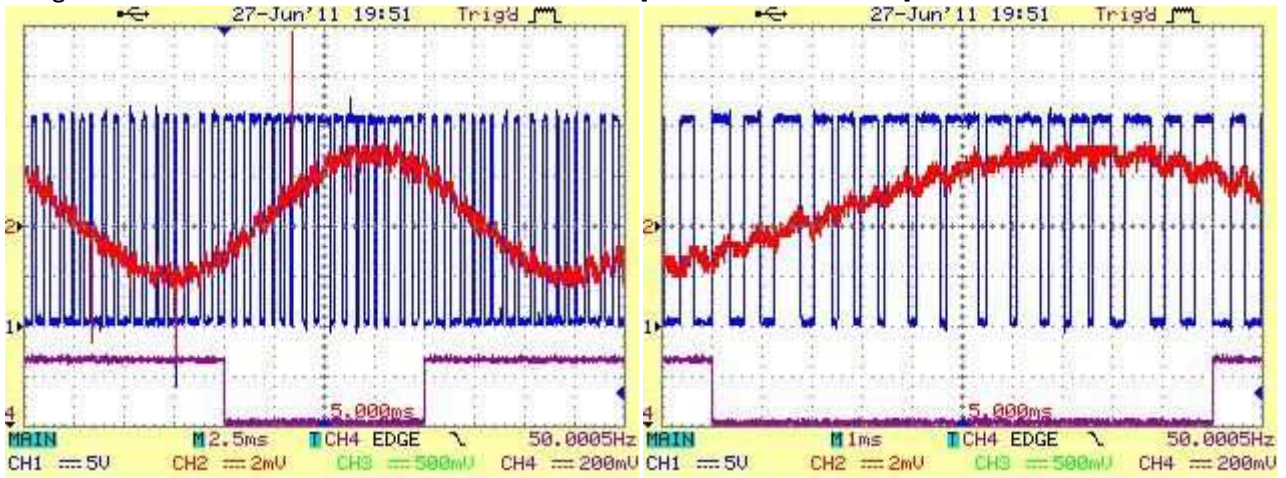


Comparación:

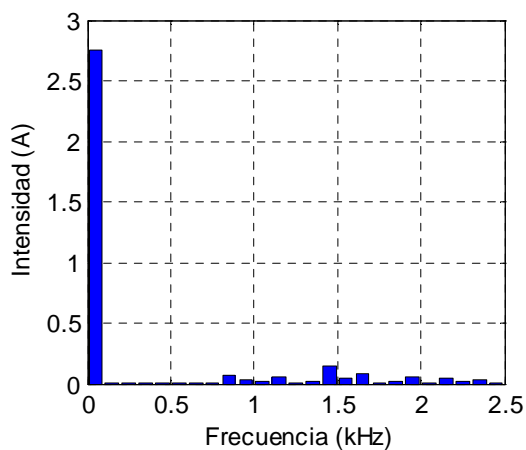
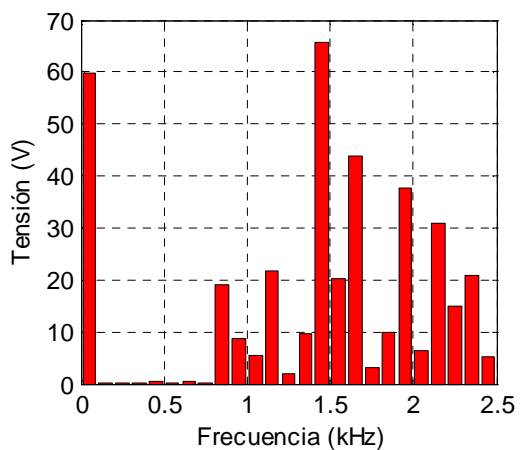
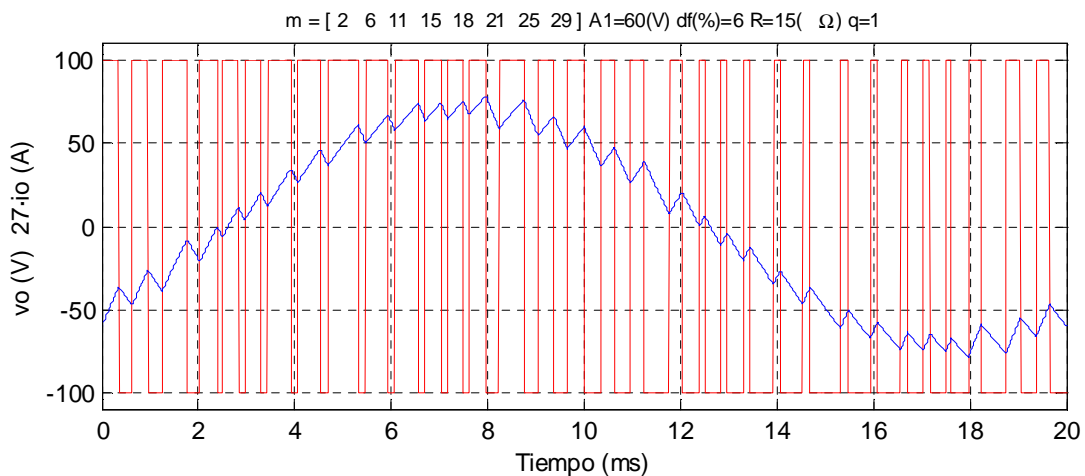


8 ángulos convencional 60%

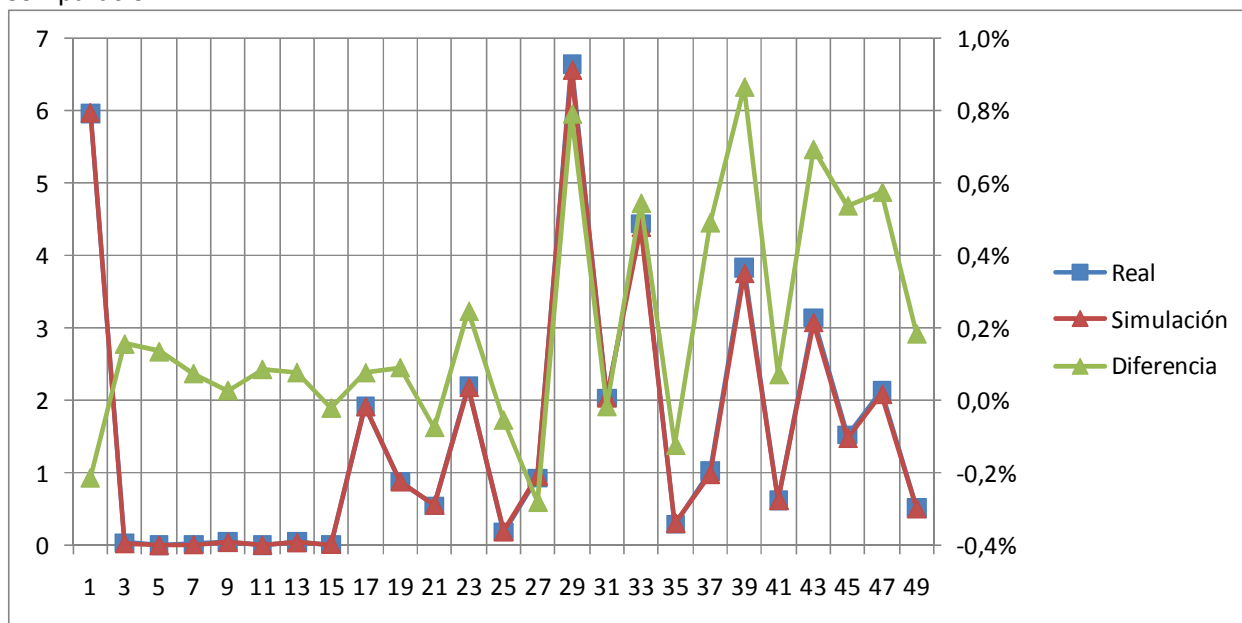
[2 6 11 15 18 21 25 29]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 27/06/2011	27/06/2011
Time = 18:51:37	18:51:37
Y Scale = 500 mA/Div	500 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,27 A	0,27 A
Minimum = -0,27 A	-0,25 A
Name = Current C/L3	
Date = 27/06/2011	
Time = 18:51:38	
Y Scale = 500 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,27 A	
Minimum = -0,25 A	

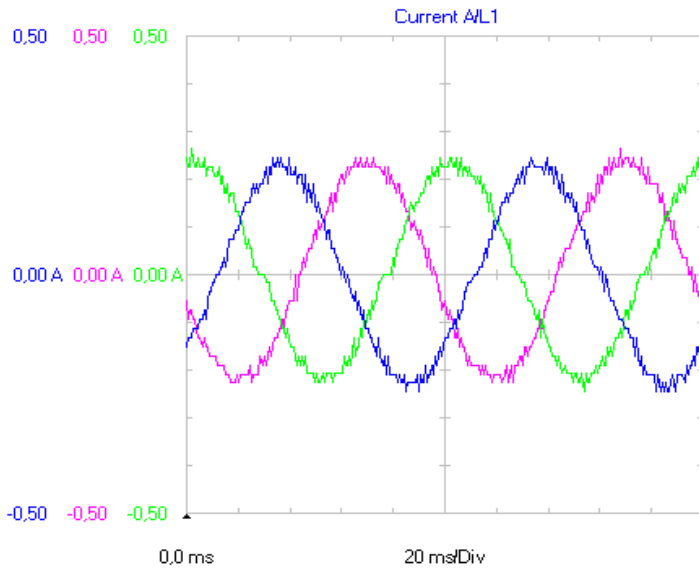
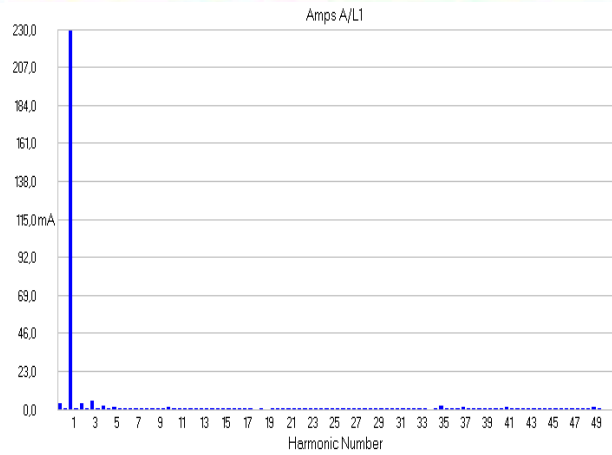
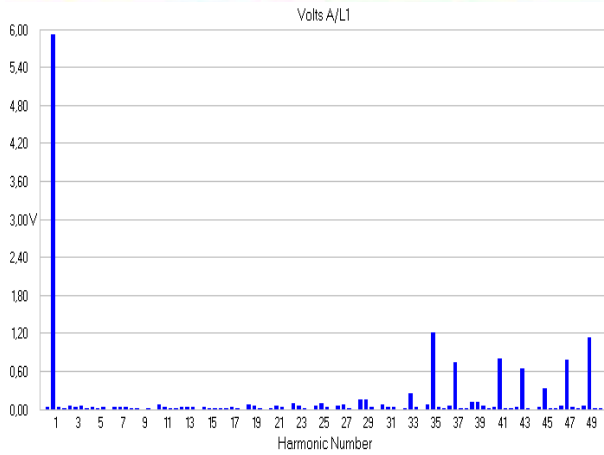
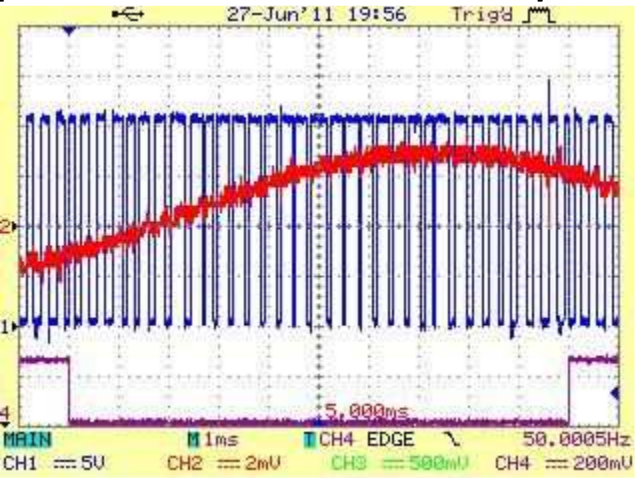
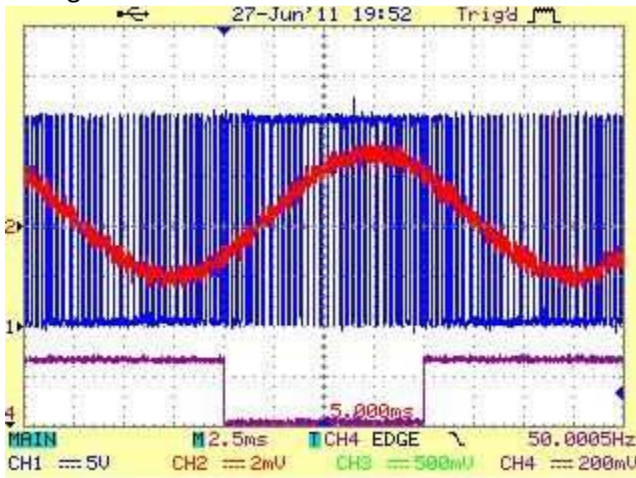


Comparación:

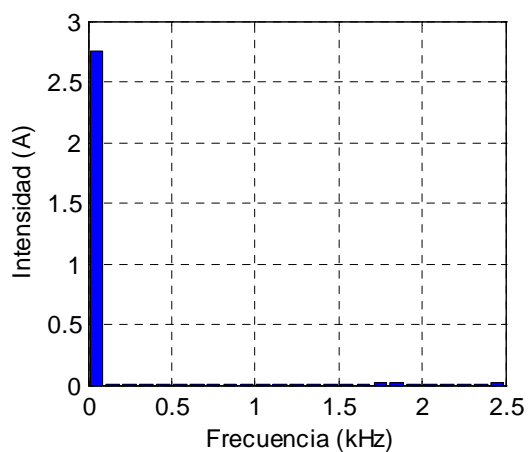
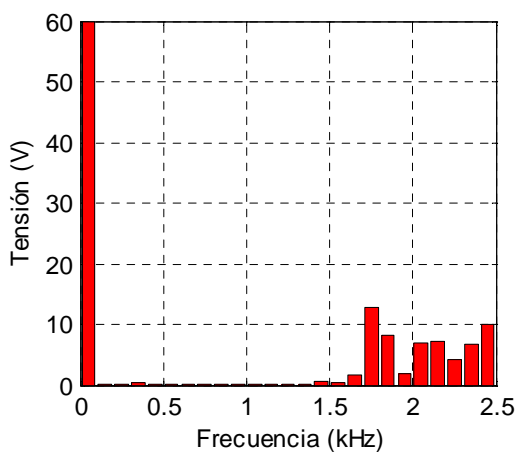
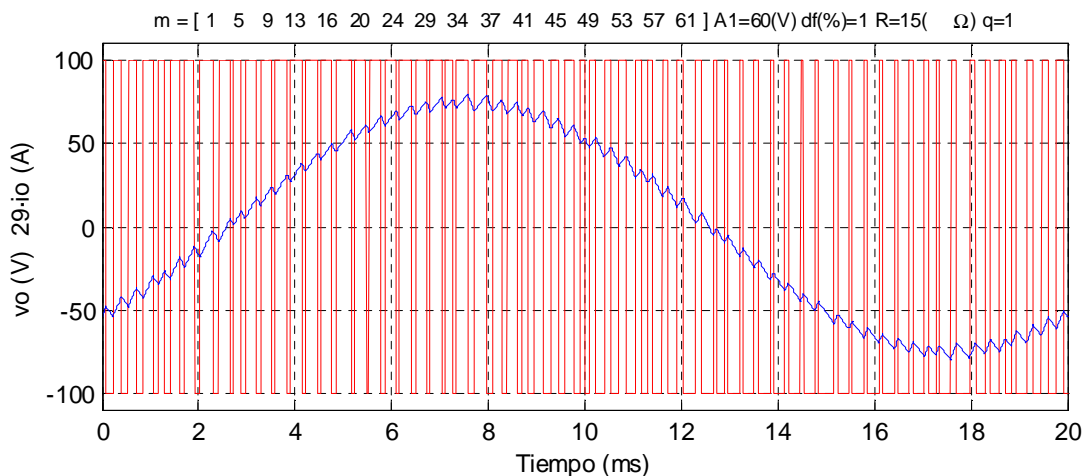


16 ángulos convencional 60%

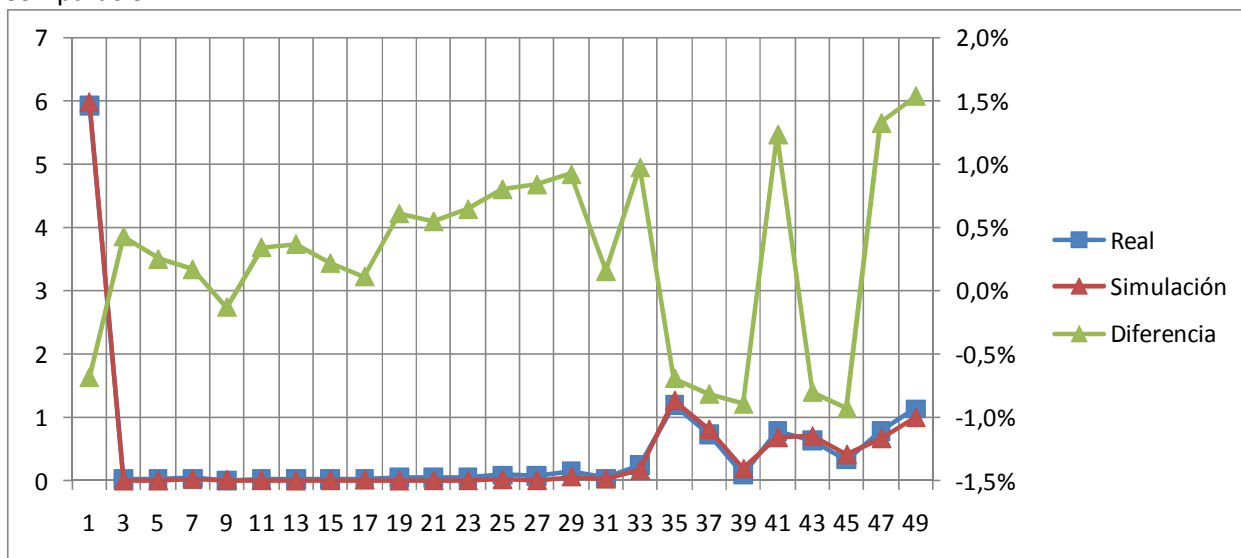
[1 5 9 13 16 20 24 29 34 37 41 45 49 53 57 61]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 27/06/2011	27/06/2011
Time = 18:55:32	18:55:32
Y Scale = 500 mA/Div	500 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,25 A	0,27 A
Minimum = -0,25 A	-0,23 A
Name = Current C/L3	
Date = 27/06/2011	
Time = 18:55:33	
Y Scale = 501 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,27 A	
Minimum = -0,25 A	



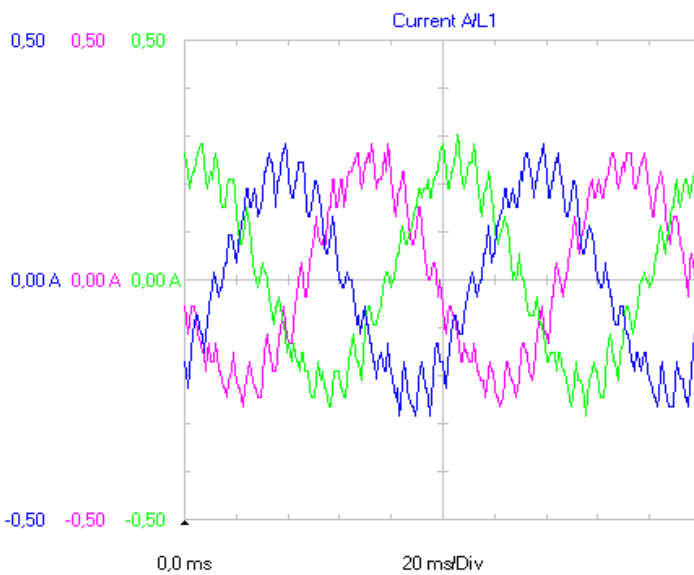
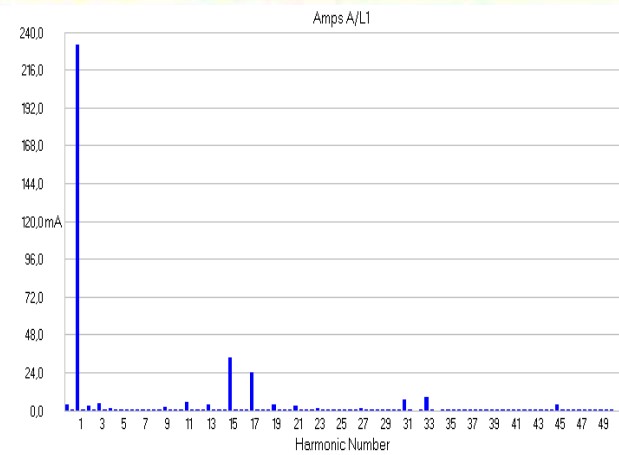
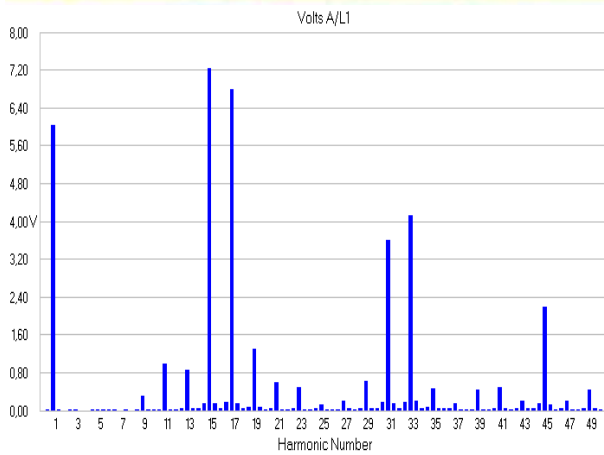
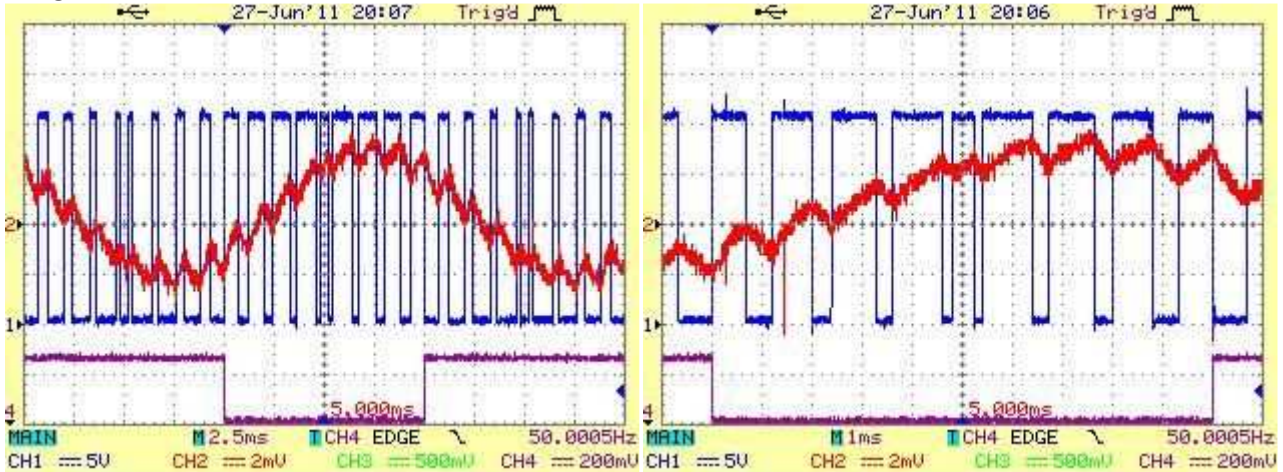
Comparación:



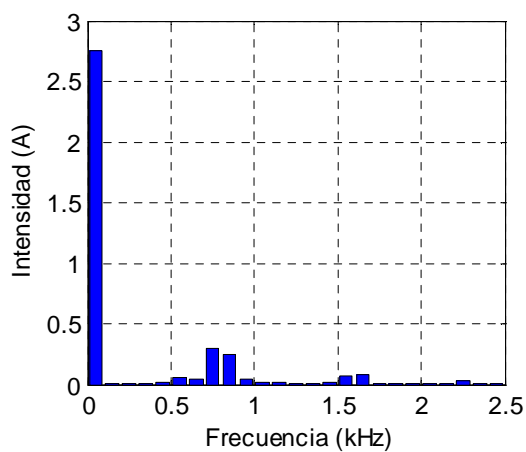
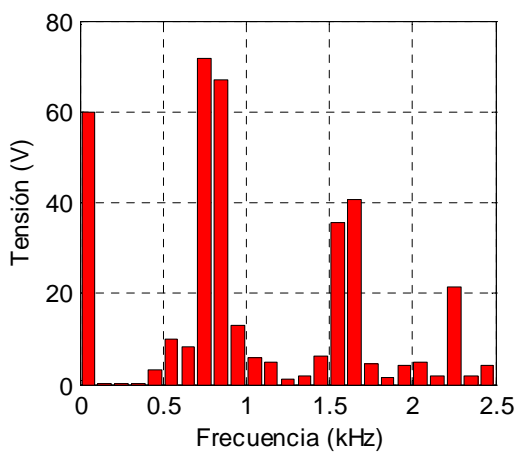
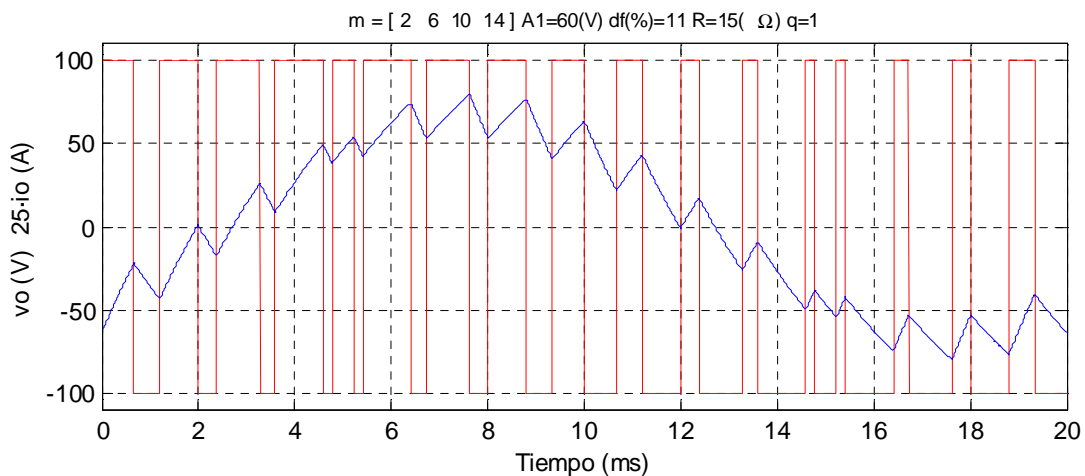
A1.2 Mediciones para el método avanzado de Walsh con $q=1$ y $A1=60\%$

4 ángulos avanzado 60%

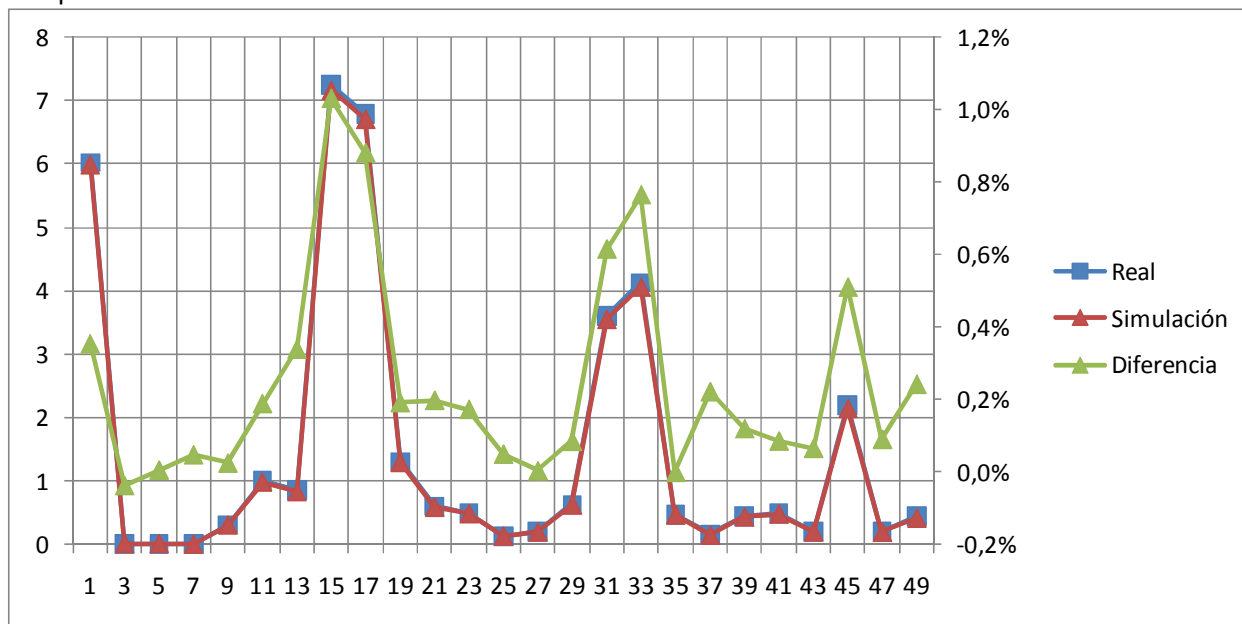
[2 6 10 14]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 27/06/2011	27/06/2011
Time = 19:09:45	19:09:45
Y Scale = 501 mA/Div	500 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,29 A	0,29 A
Minimum = -0,29 A	-0,27 A
Name = Current C/L3	
Date = 27/06/2011	
Time = 19:09:46	
Y Scale = 500 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,31 A	
Minimum = -0,29 A	

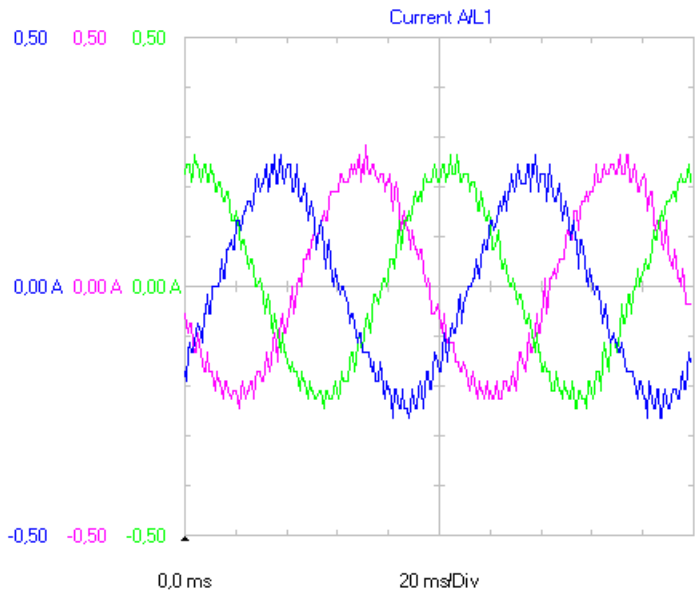
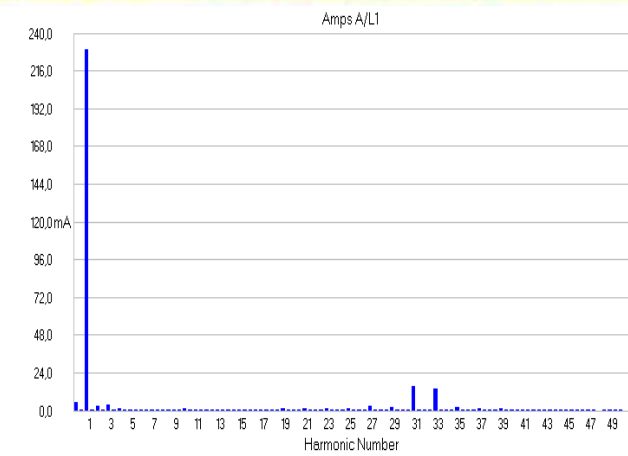
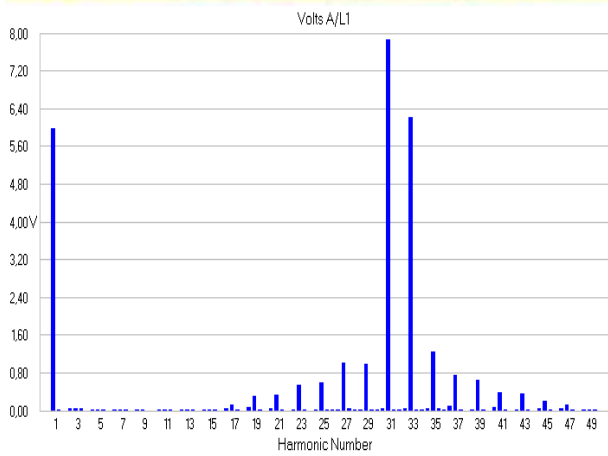
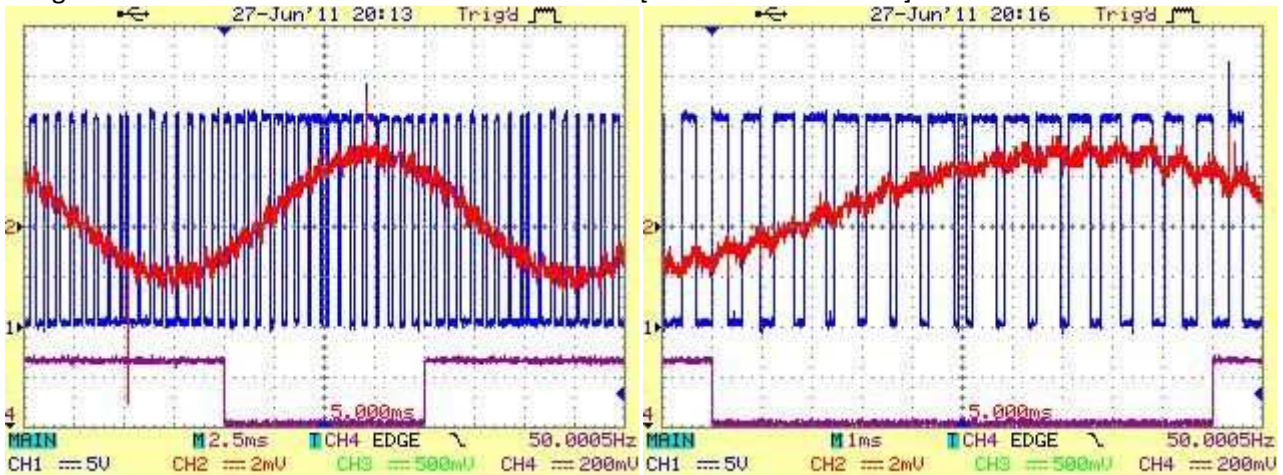


Comparación:

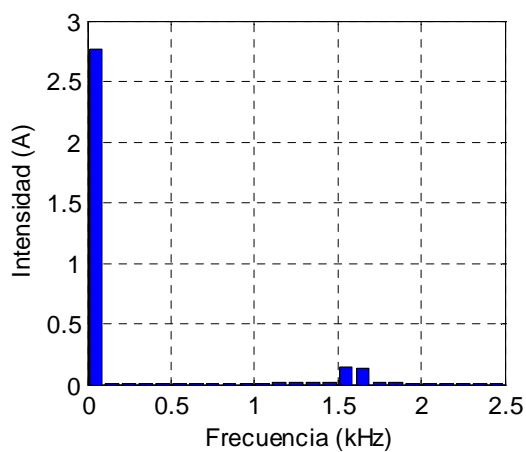
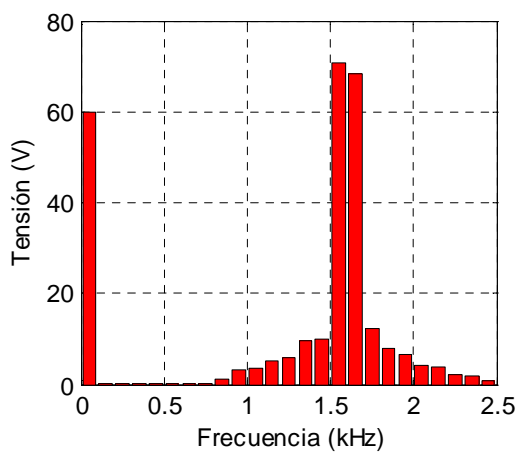
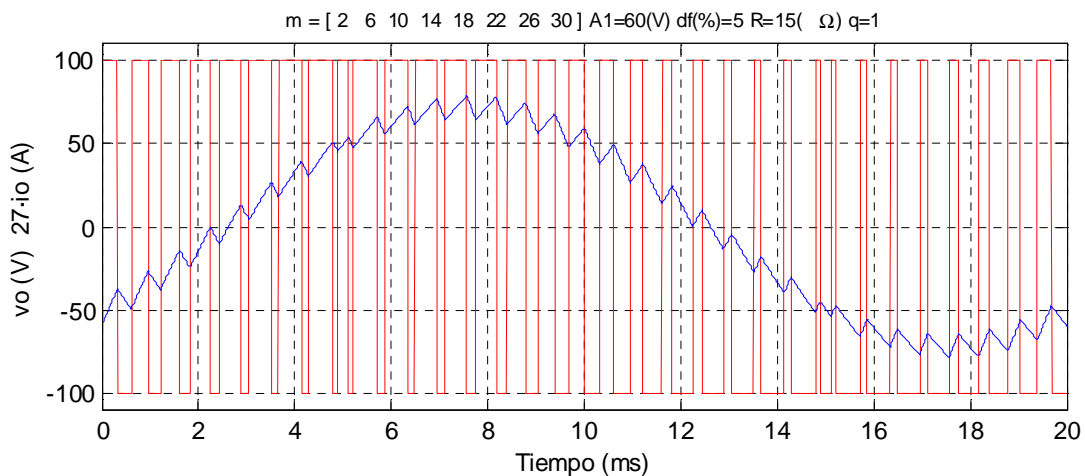


8 ángulos avanzado 60%

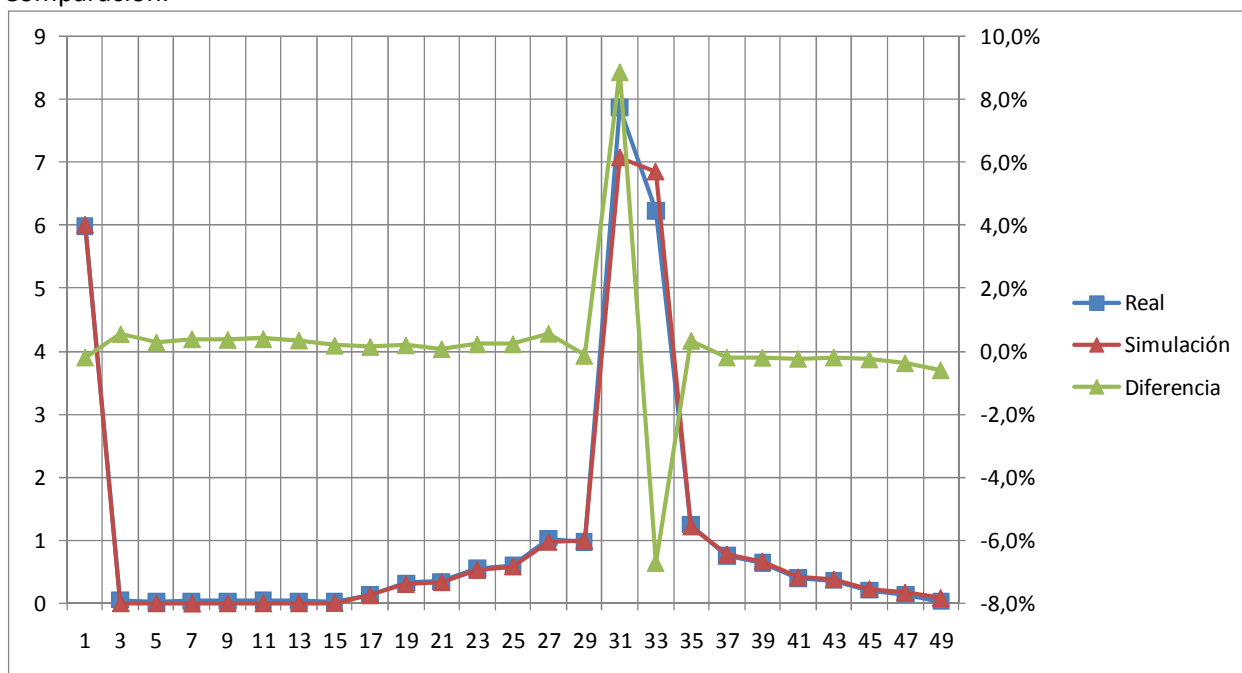
[2 6 10 14 18 22 26 30]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 27/06/2011	27/06/2011
Time = 19:16:43	19:16:44
Y Scale = 501 mA/Div	500 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,27 A	0,29 A
Minimum = -0,27 A	-0,25 A
Name = Current C/L3	
Date = 27/06/2011	
Time = 19:16:44	
Y Scale = 500 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,27 A	
Minimum = -0,25 A	

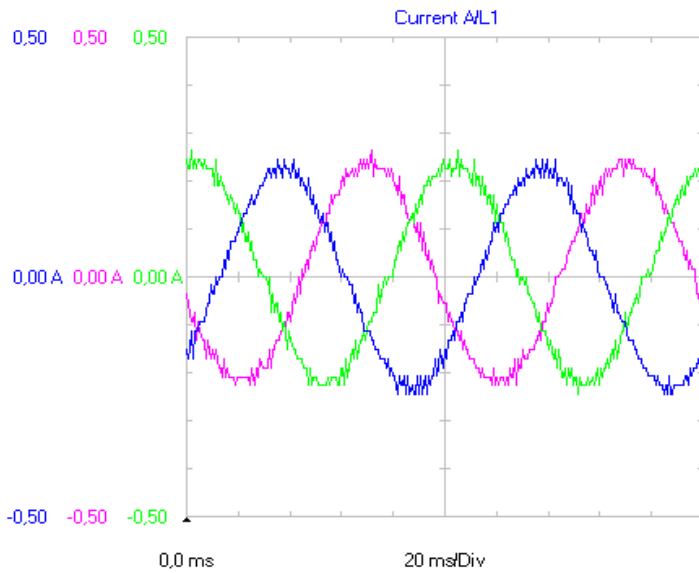
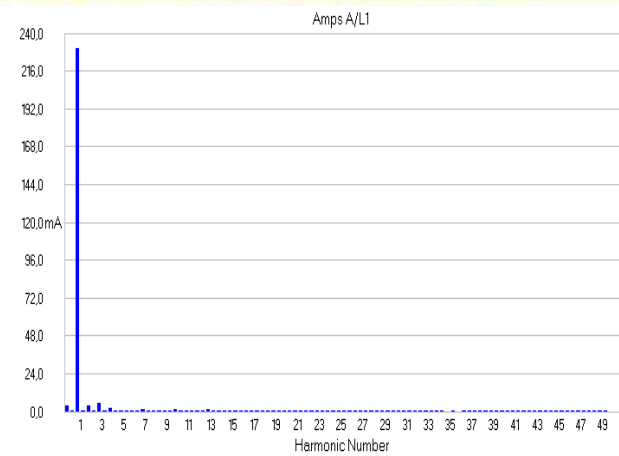
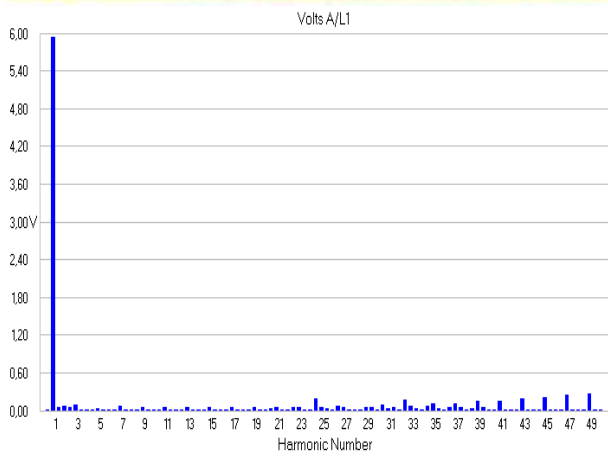
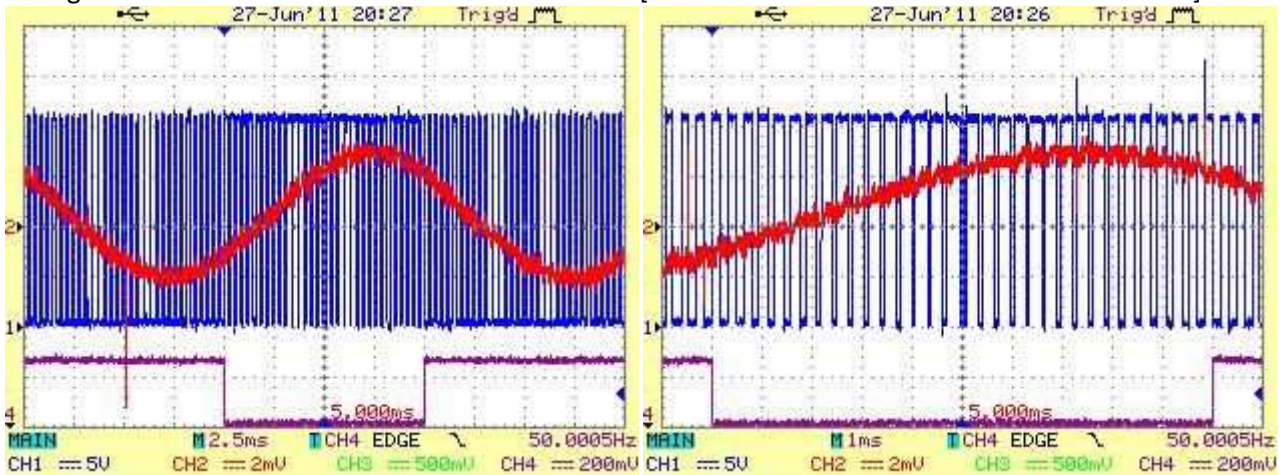


Comparación:

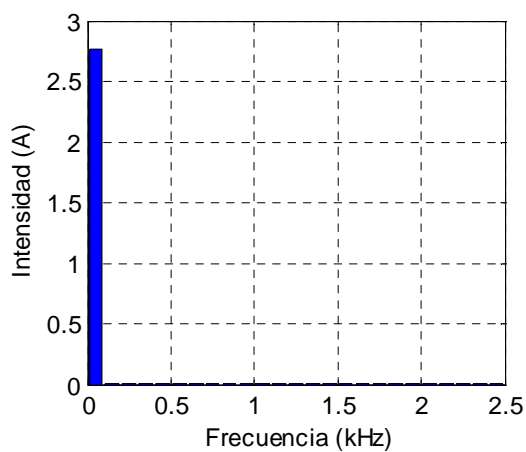
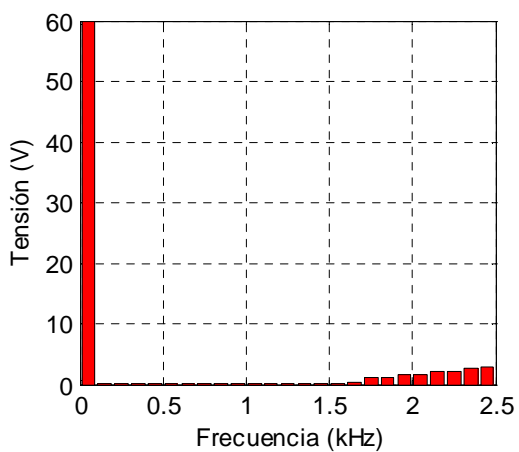
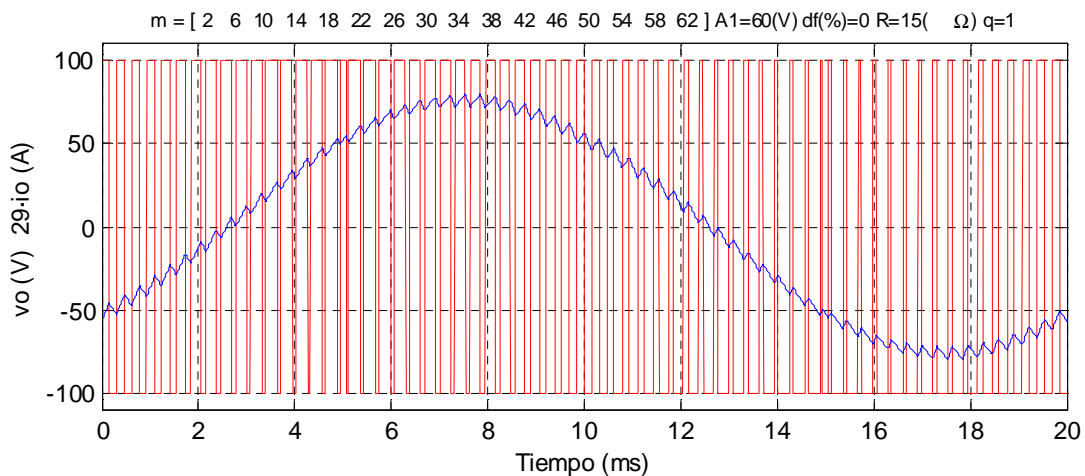


16 ángulos avanzado 60%

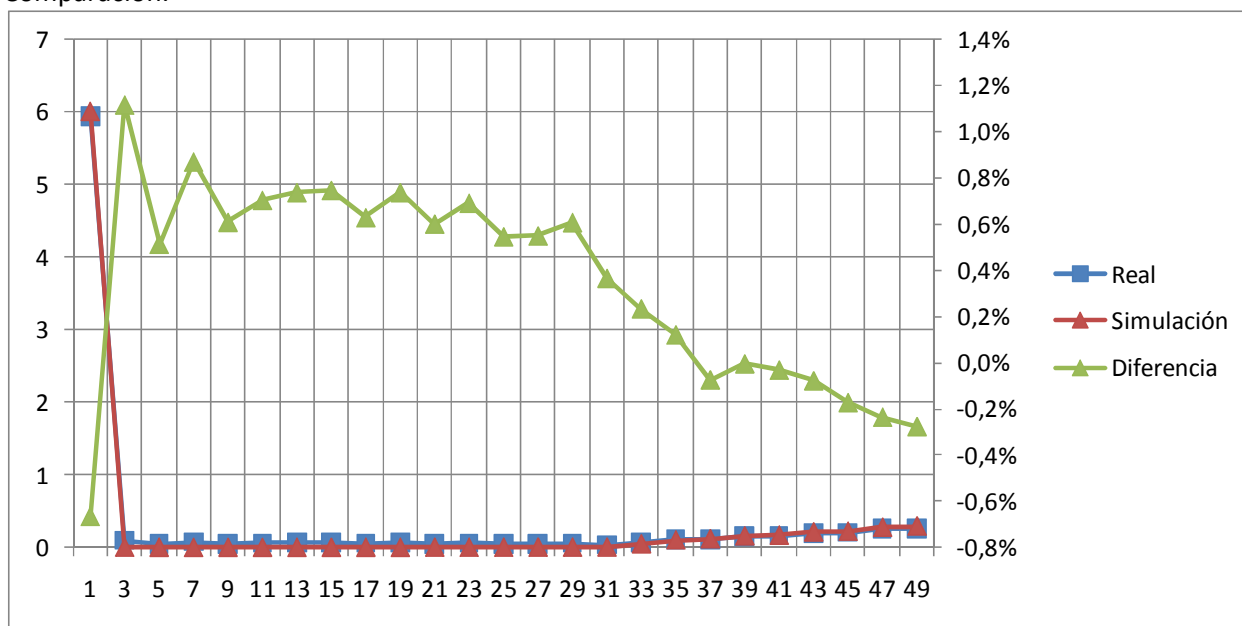
[2 6 10 14 18 22 26 30 34 38 42 46 50 54 58 62]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 27/06/2011	27/06/2011
Time = 19:26:19	19:26:19
Y Scale = 501 mA/Div	500 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,25 A	0,27 A
Minimum = -0,25 A	-0,23 A
Name = Current C/L3	
Date = 27/06/2011	
Time = 19:26:19	
Y Scale = 500 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,27 A	
Minimum = -0,25 A	



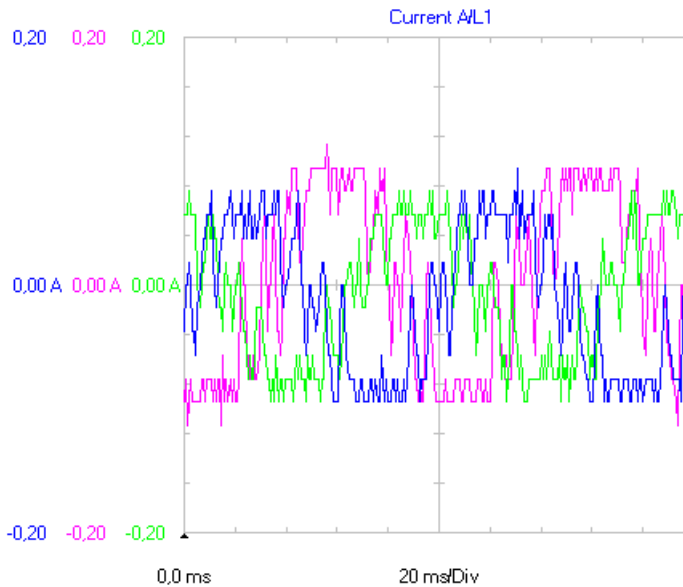
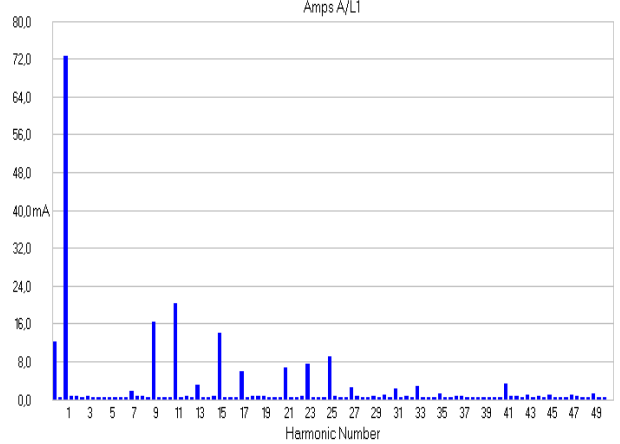
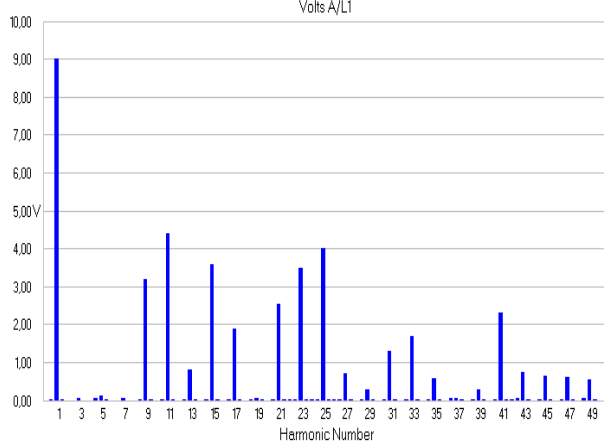
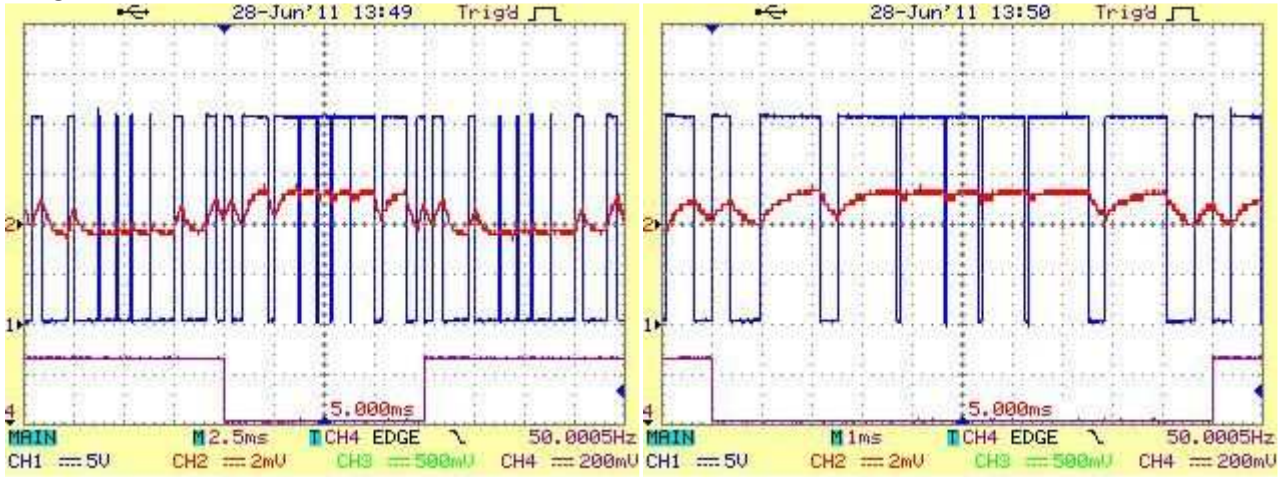
Comparación:



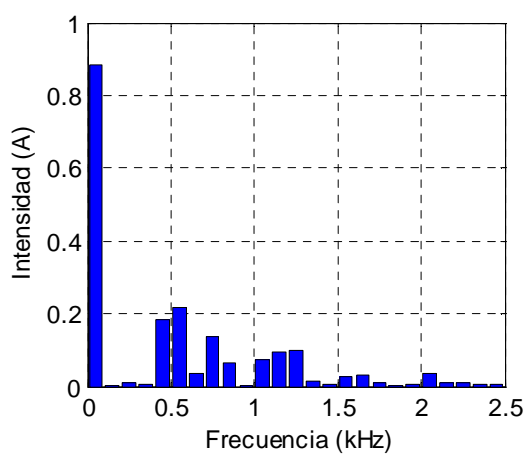
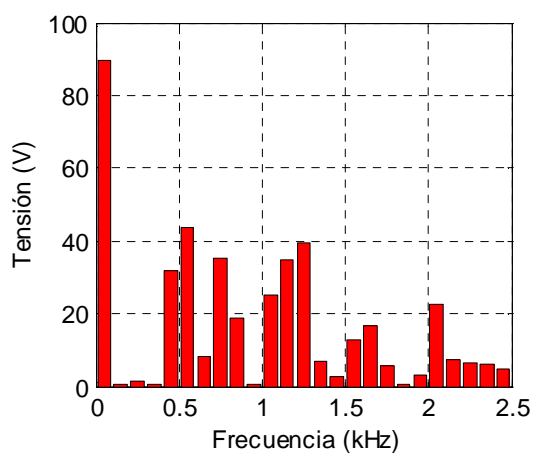
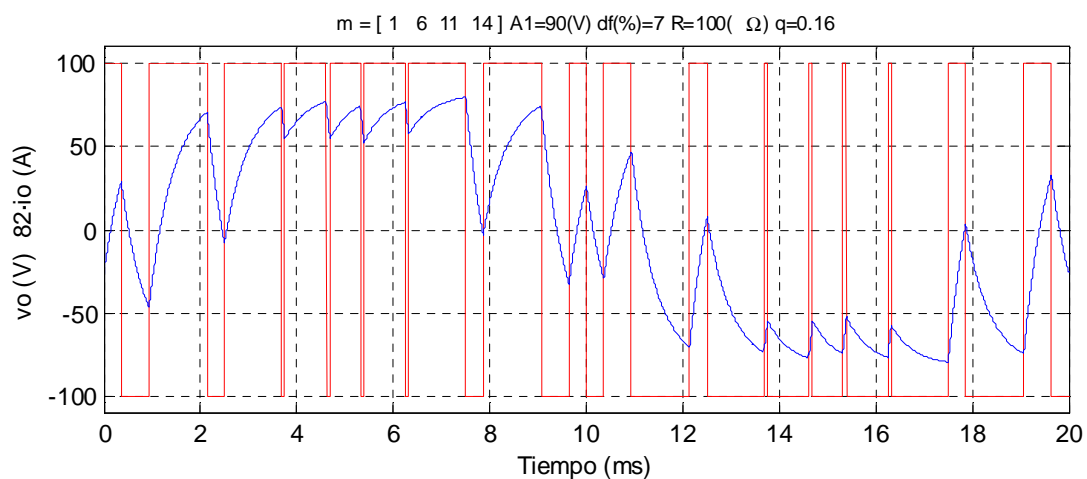
A1.3 Mediciones para el método convencional de Walsh con $q=0,16$ y $A1=90\%$

4 ángulos convencional 90%

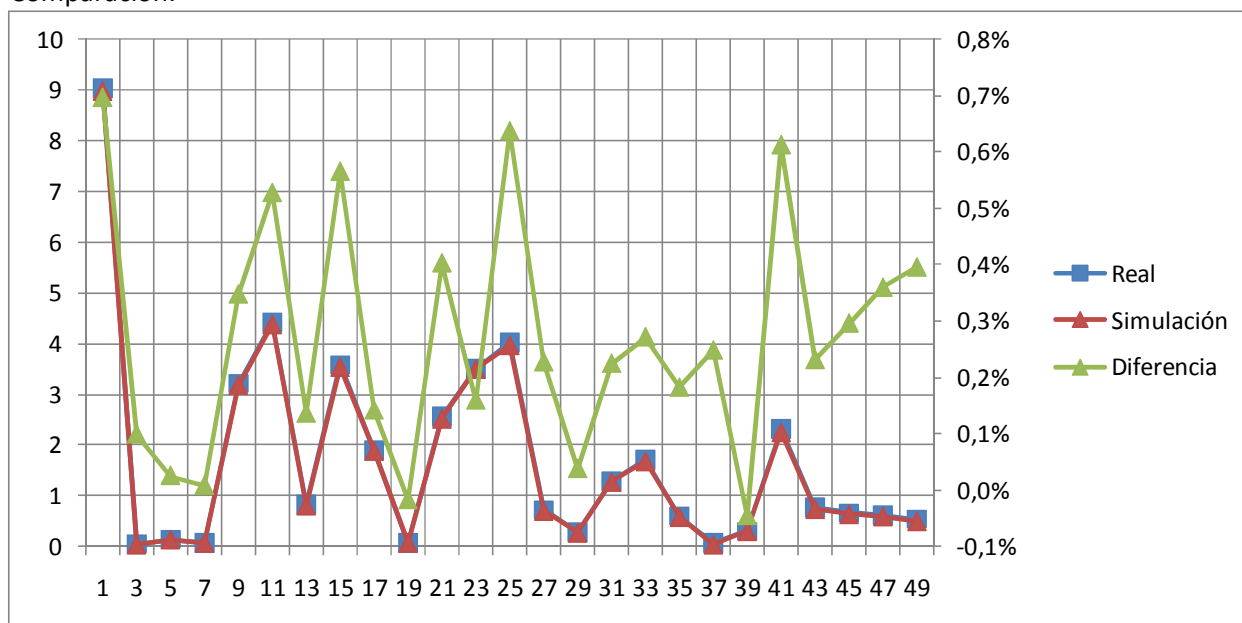
[1 6 11 14]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 28/06/2011	28/06/2011
Time = 13:53:38	13:53:38
Y Scale = 200 mA/Div	200 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,10 A	0,11 A
Minimum = -0,10 A	-0,11 A
Name = Current C/L3	
Date = 28/06/2011	
Time = 13:53:39	
Y Scale = 200 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,08 A	
Minimum = -0,10 A	

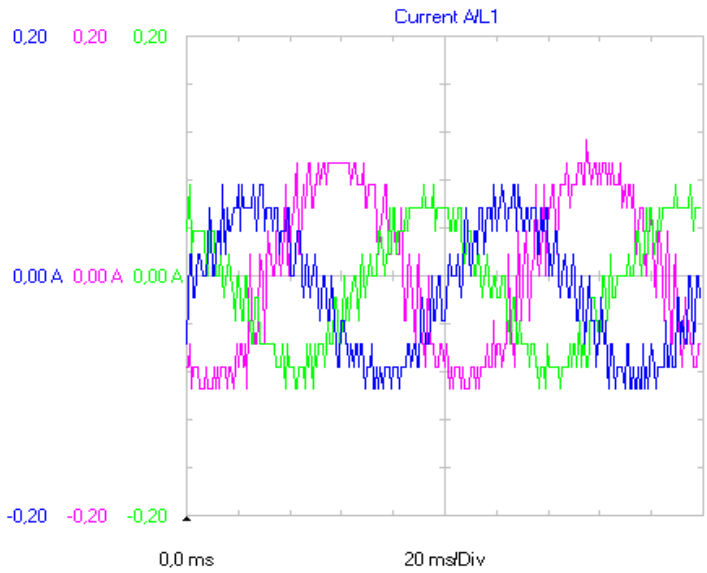
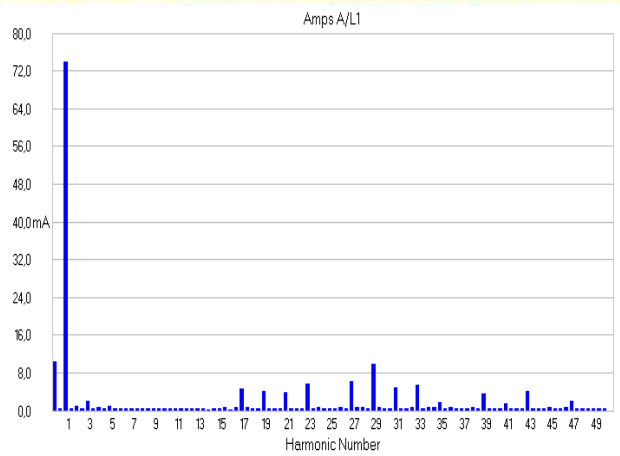
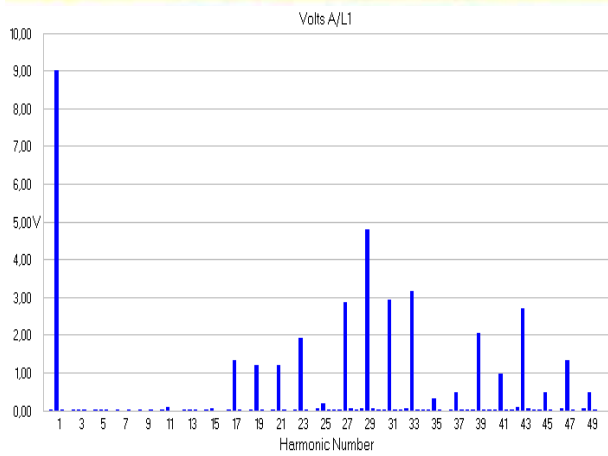
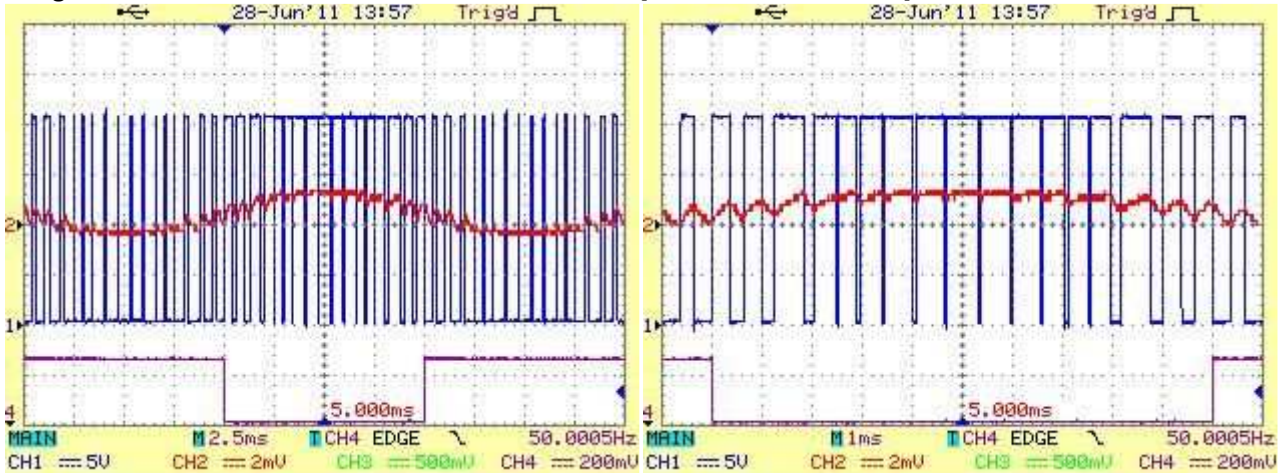


Comparación:

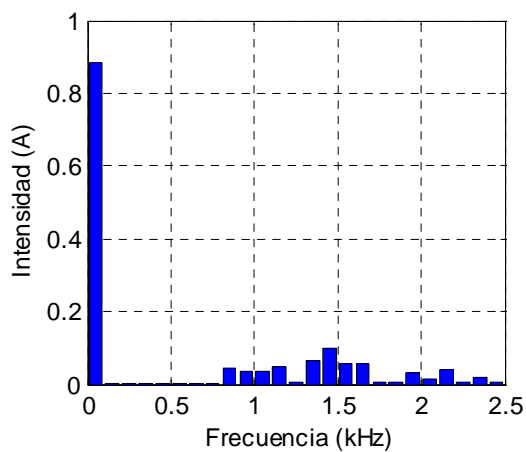
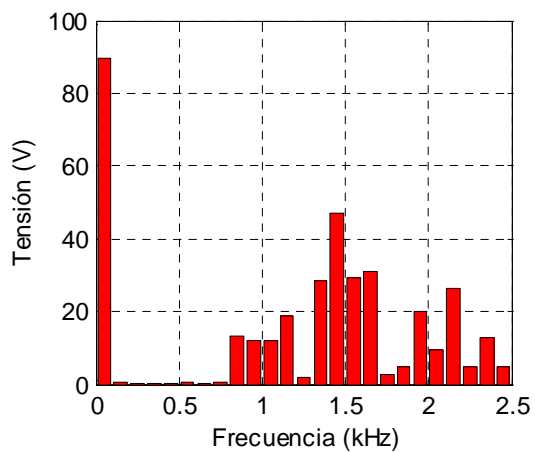
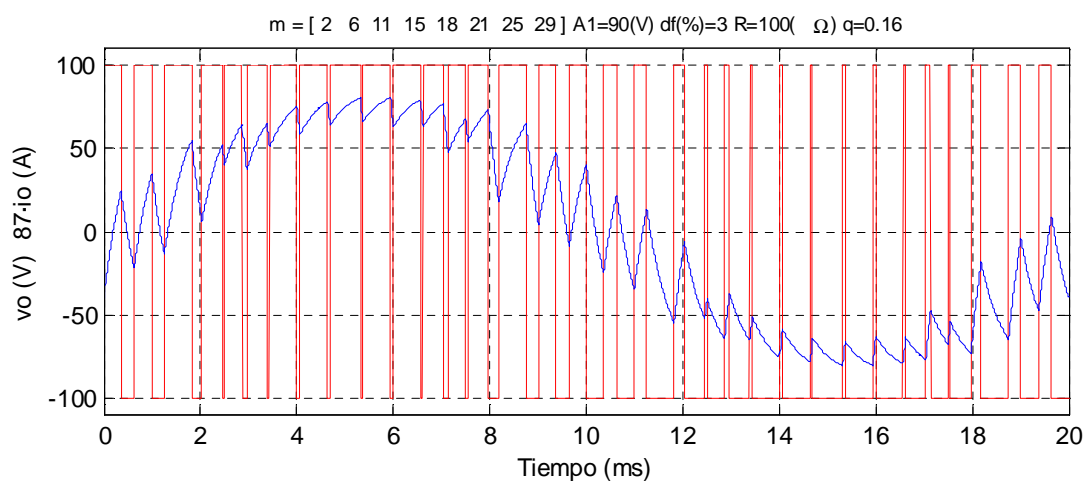


8 ángulos convencional 90%

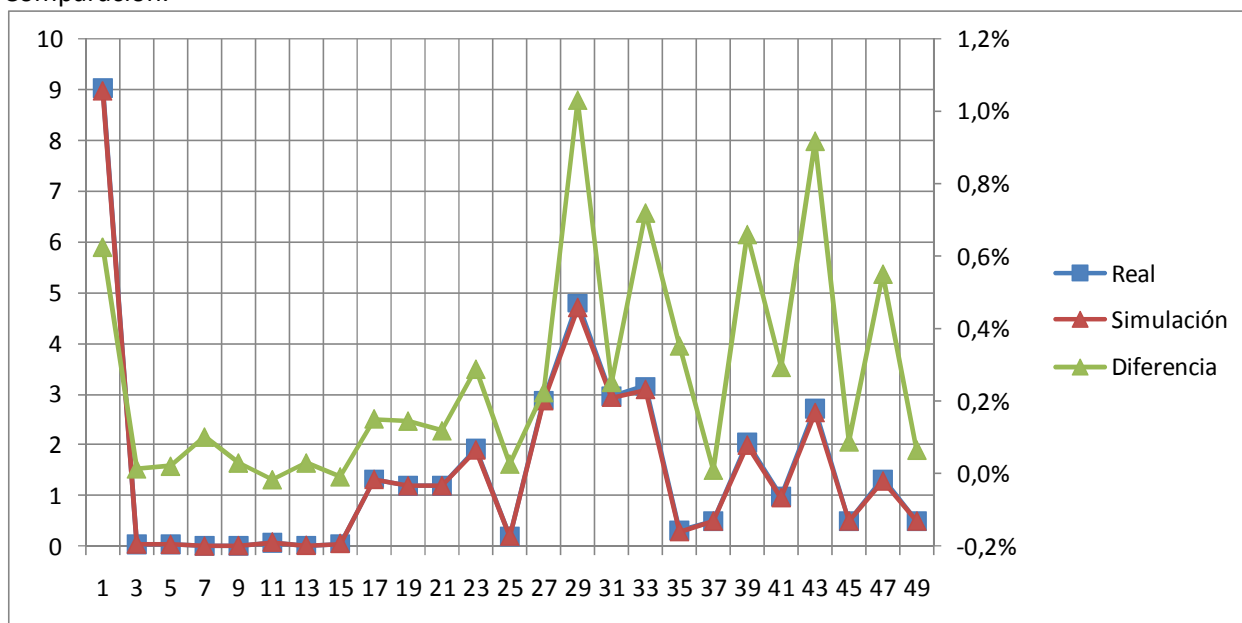
[2 6 11 15 18 21 25 29]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 28/06/2011	28/06/2011
Time = 13:59:41	13:59:42
Y Scale = 200 mA/Div	200 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,08 A	0,11 A
Minimum = -0,10 A	-0,10 A
Name = Current C/L3	
Date = 28/06/2011	
Time = 13:59:42	
Y Scale = 200 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,08 A	
Minimum = -0,10 A	

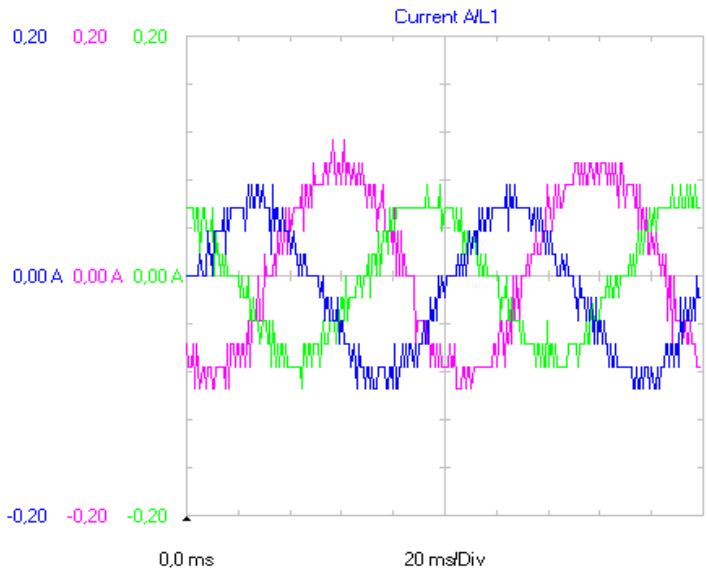
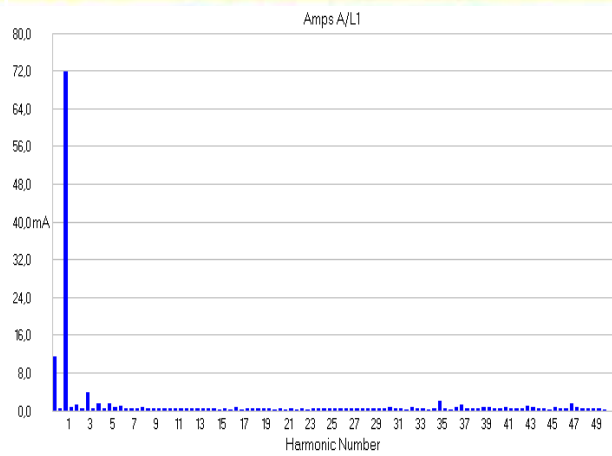
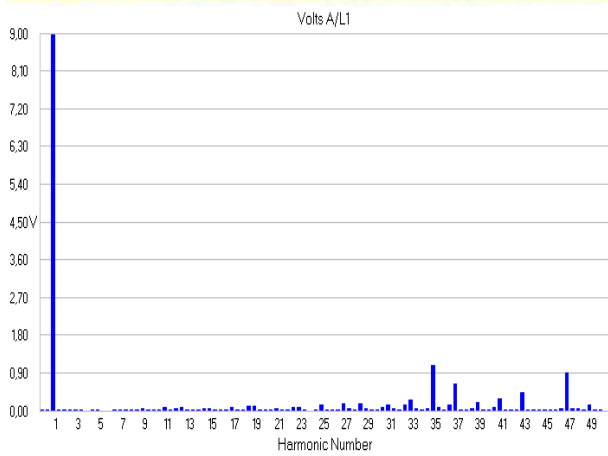
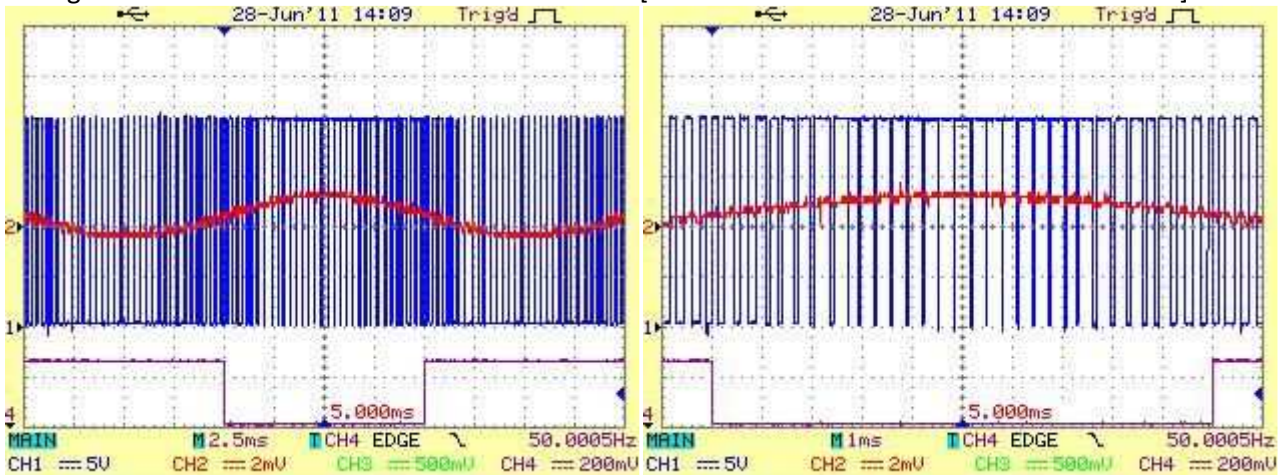


Comparación:

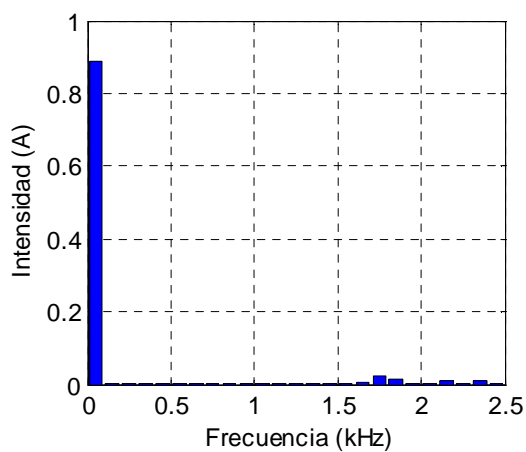
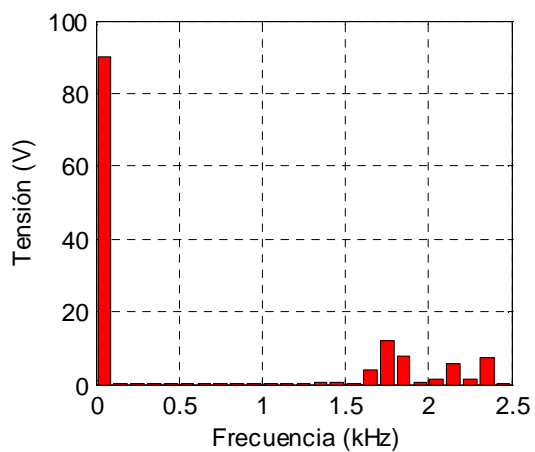
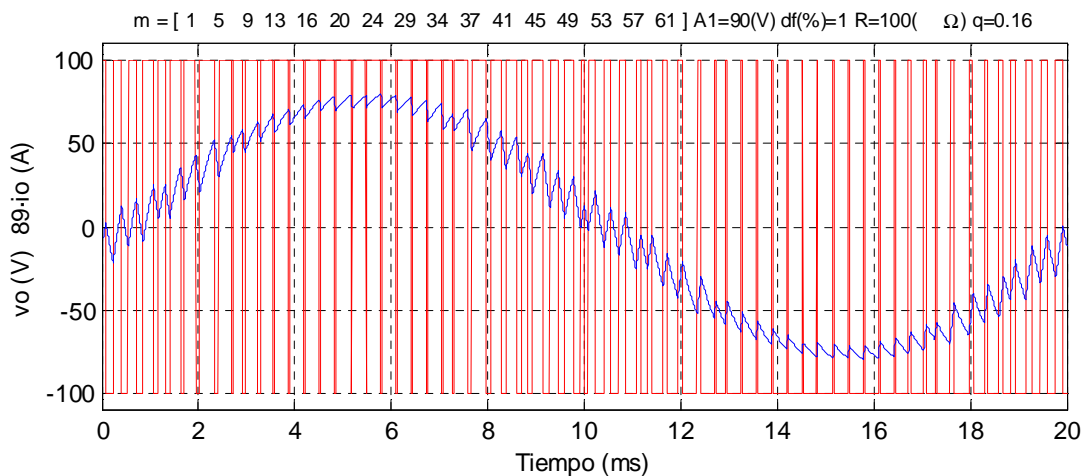


16 ángulos convencional 90%

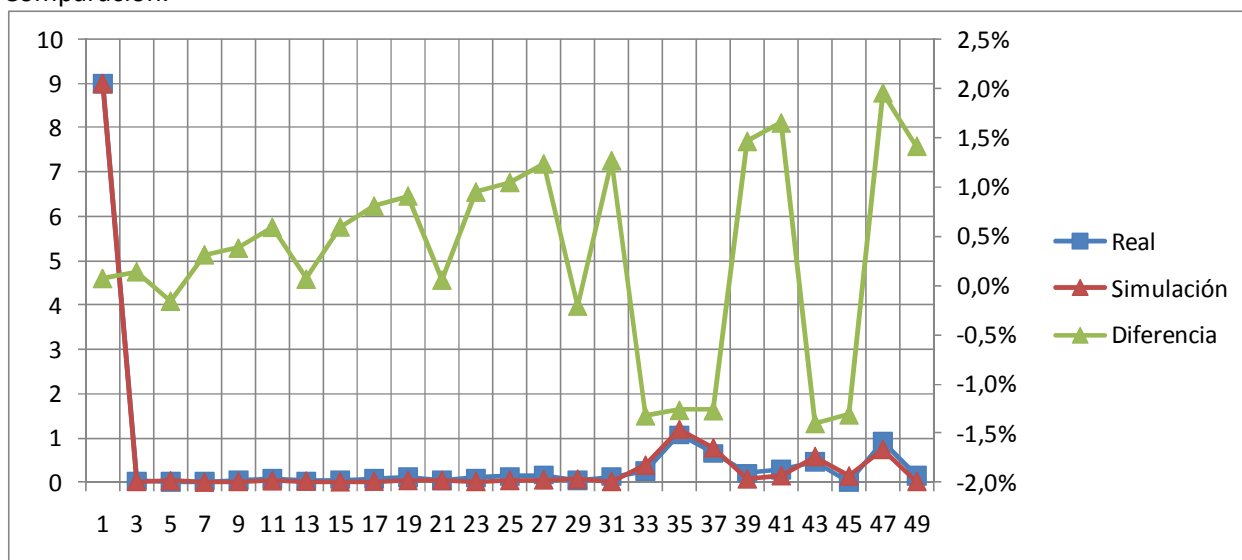
[1 5 9 13 16 20 24 25 34 37 41 45 49 53 57 61]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 28/06/2011	28/06/2011
Time = 14:11:00	14:11:01
Y Scale = 200 mA/Div	200 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,08 A	0,11 A
Minimum = -0,10 A	-0,10 A
Name = Current C/L3	
Date = 28/06/2011	
Time = 14:11:01	
Y Scale = 200 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,08 A	
Minimum = -0,10 A	



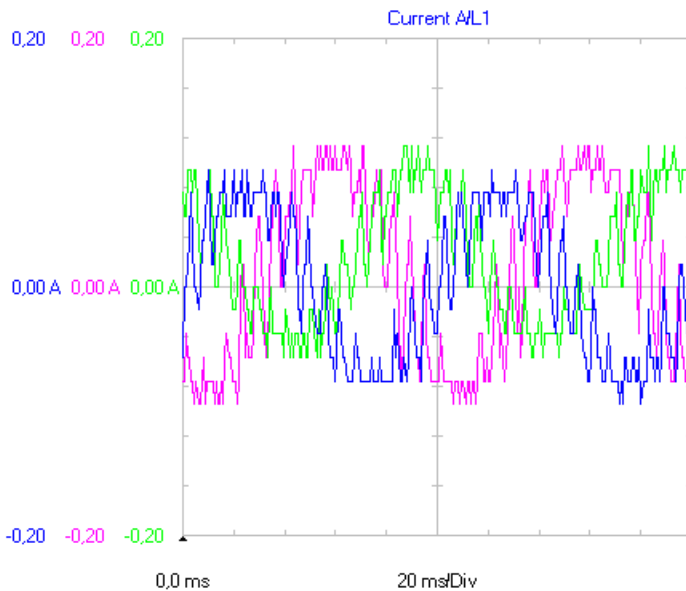
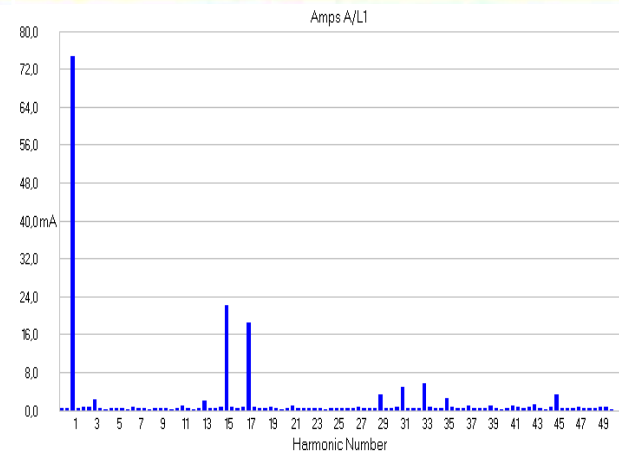
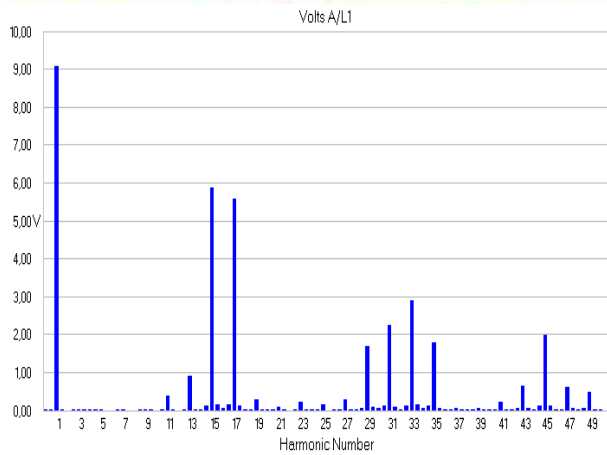
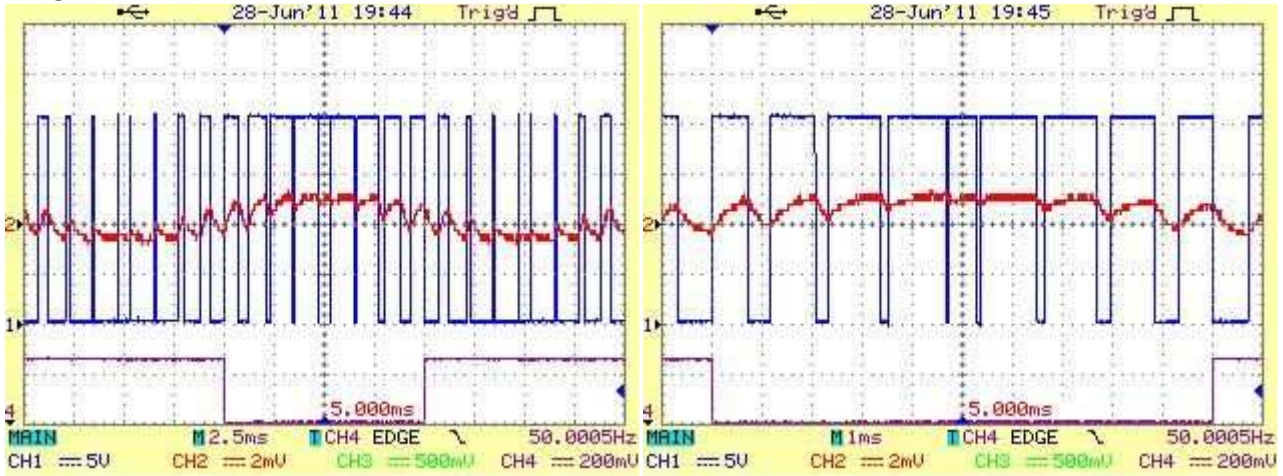
Comparación:



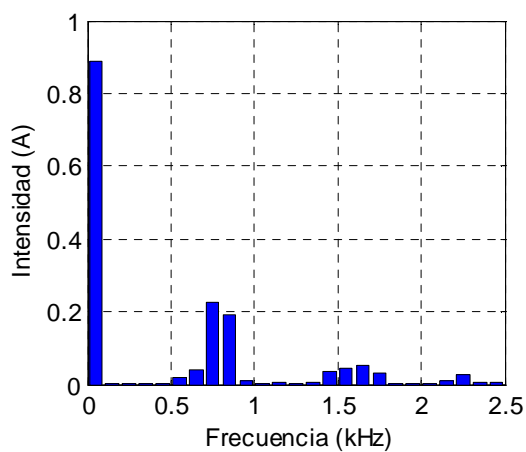
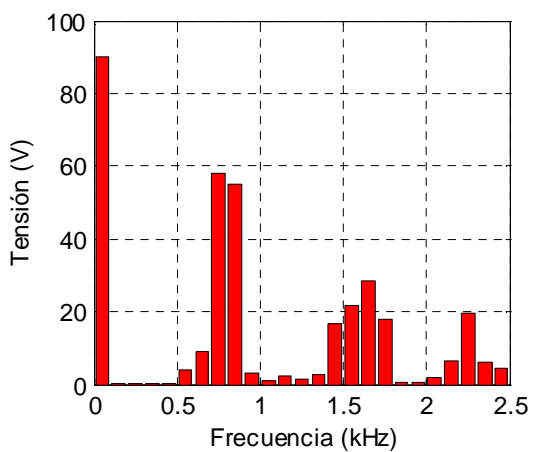
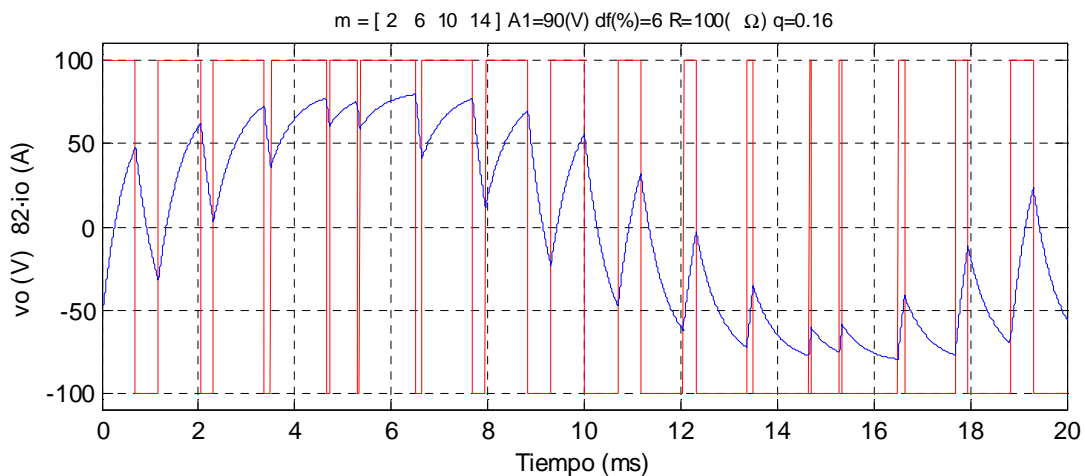
A1.4 Mediciones para el método avanzado de Walsh con $q=0,16$ y $A1=90\%$

4 ángulos avanzado 90%

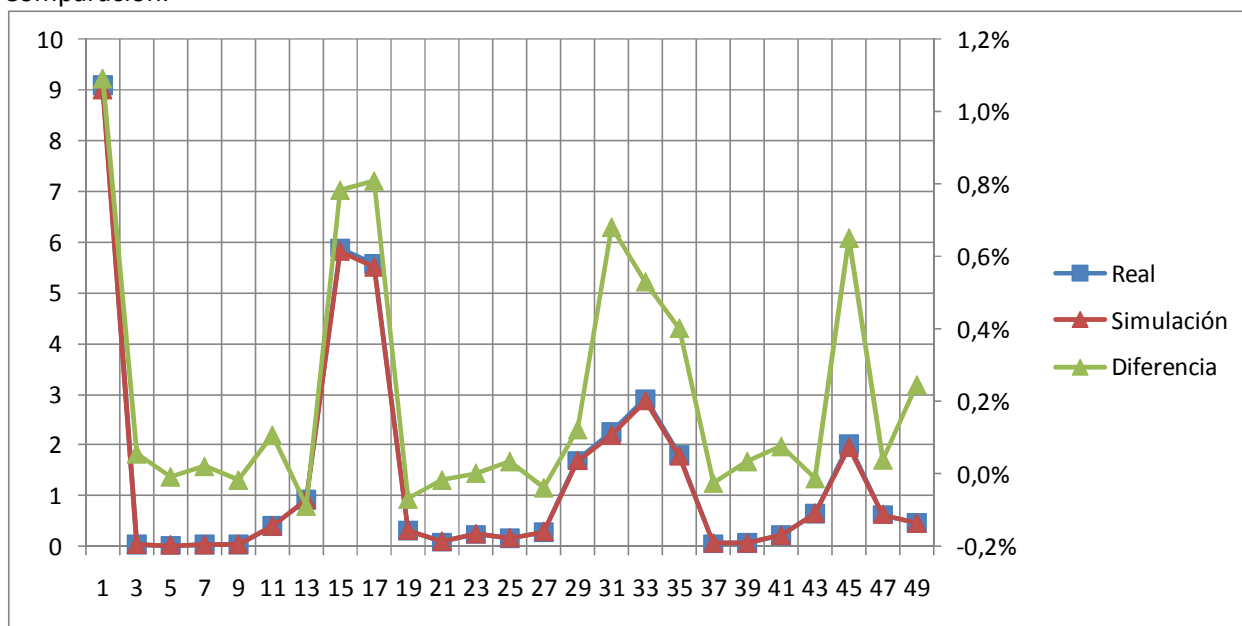
[2 6 10 14]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 28/06/2011	28/06/2011
Time = 19:48:07	19:48:08
Y Scale = 200 mA/Div	200 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,10 A	0,11 A
Minimum = -0,10 A	-0,10 A
Name = Current C/L3	
Date = 28/06/2011	
Time = 19:48:08	
Y Scale = 200 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,11 A	
Minimum = -0,06 A	

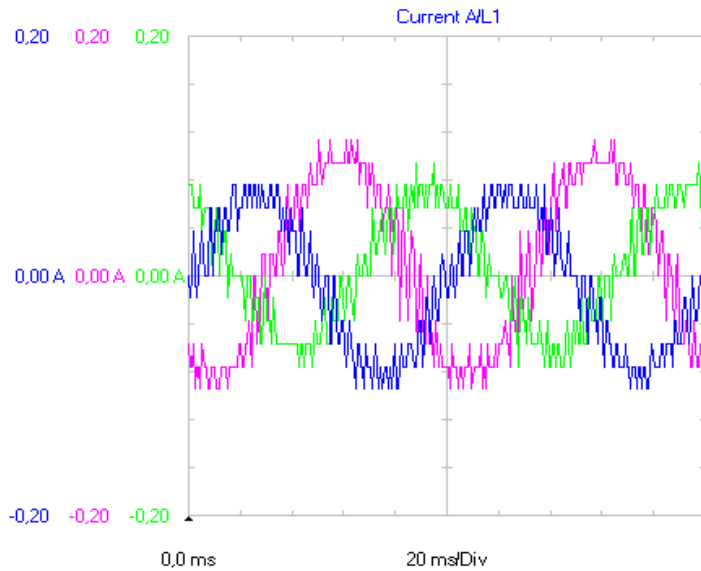
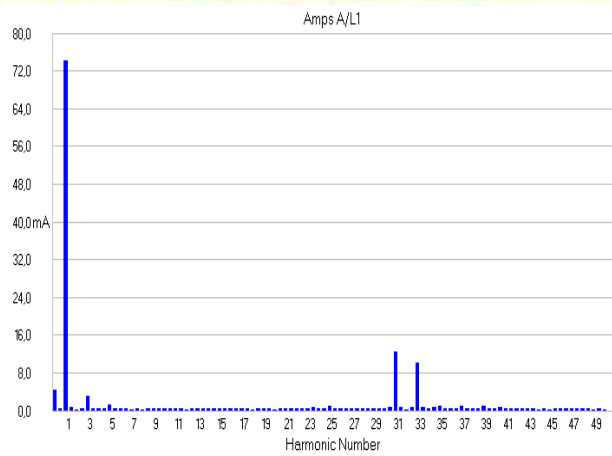
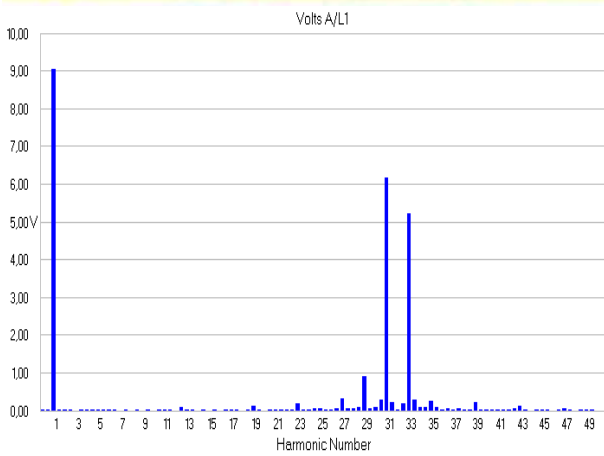
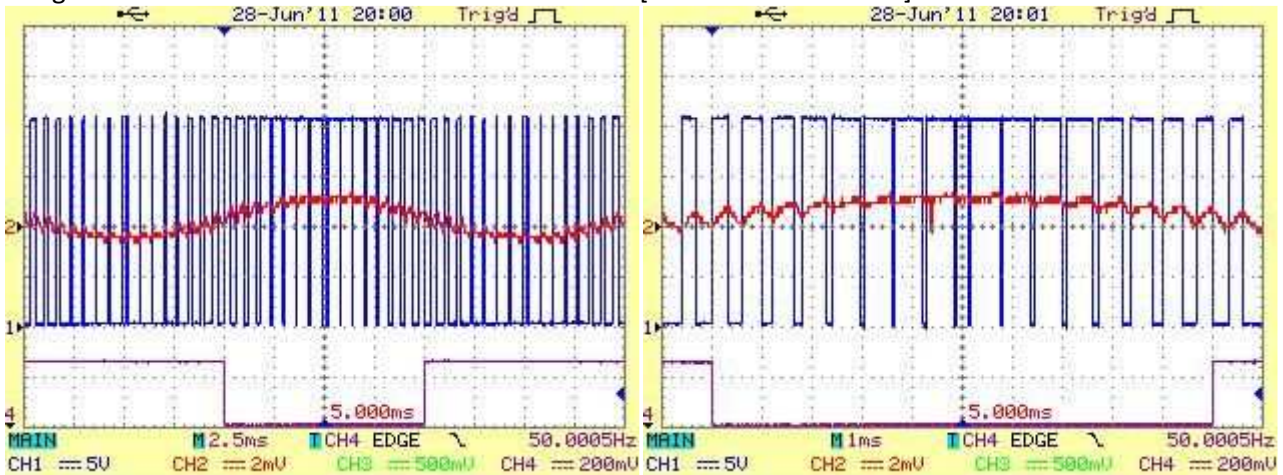


Comparación:

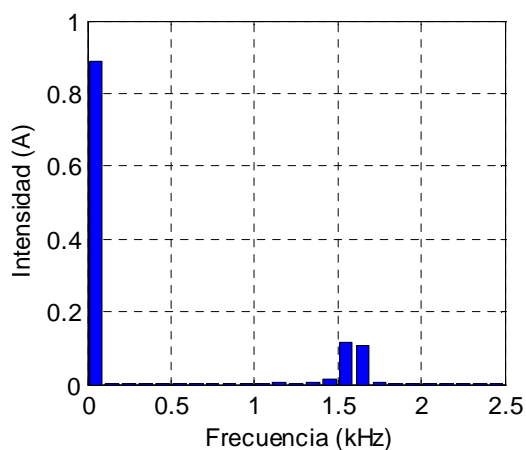
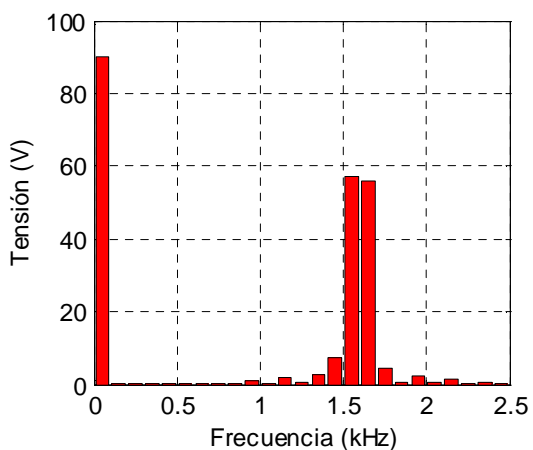
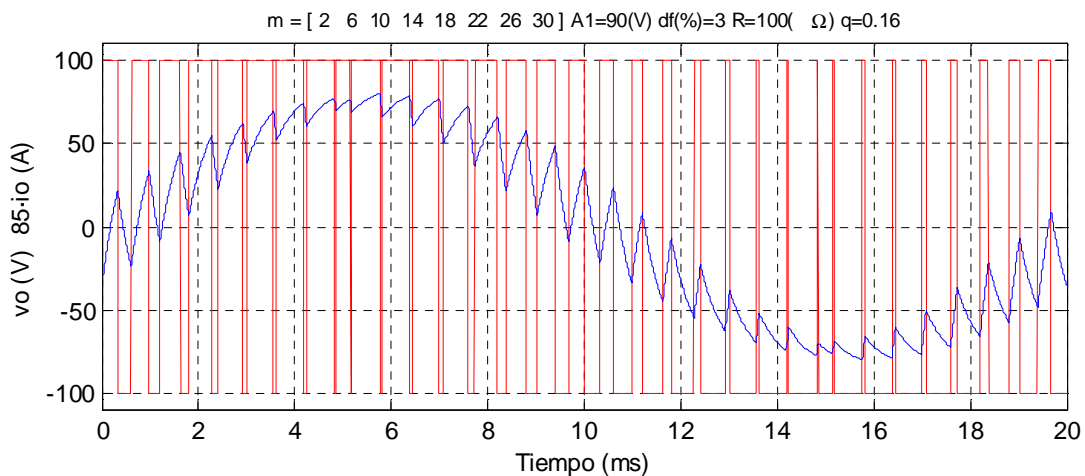


8 ángulos avanzado 90%

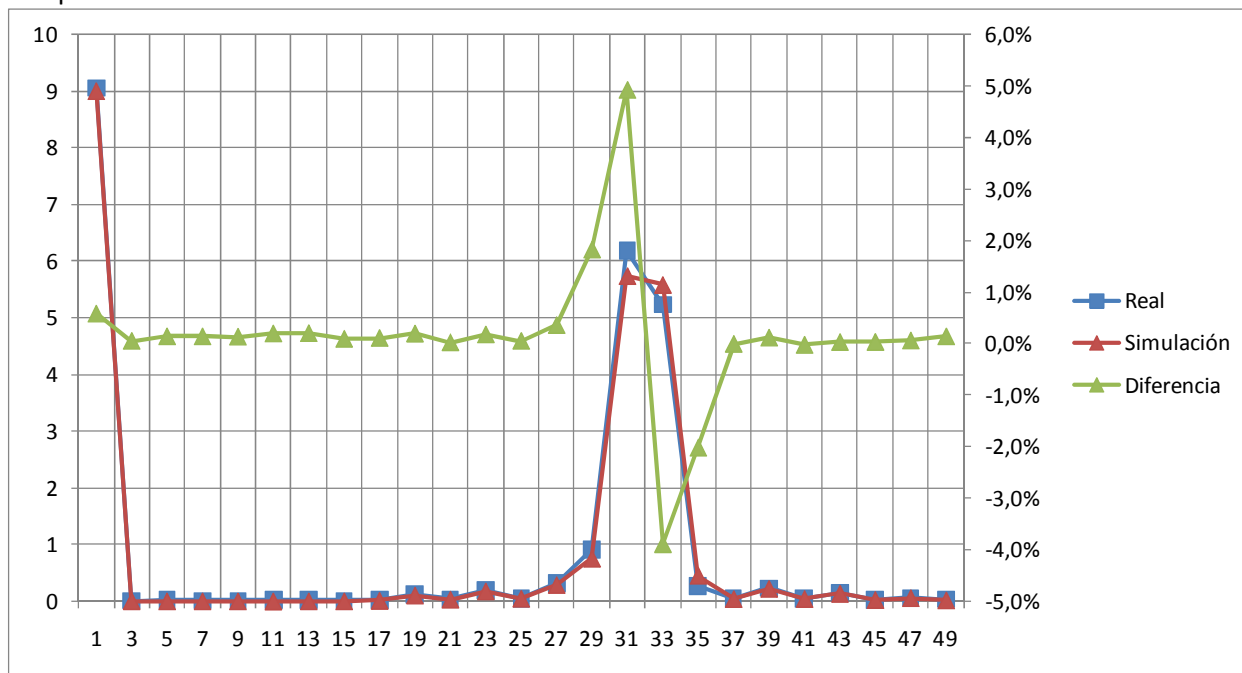
[2 6 10 14 18 22 26 30]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 28/06/2011	28/06/2011
Time = 20:01:01	20:01:01
Y Scale = 200 mA/Div	200 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,08 A	0,11 A
Minimum = -0,10 A	-0,10 A
Name = Current C/L3	
Date = 28/06/2011	
Time = 20:01:02	
Y Scale = 200 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,10 A	
Minimum = -0,08 A	

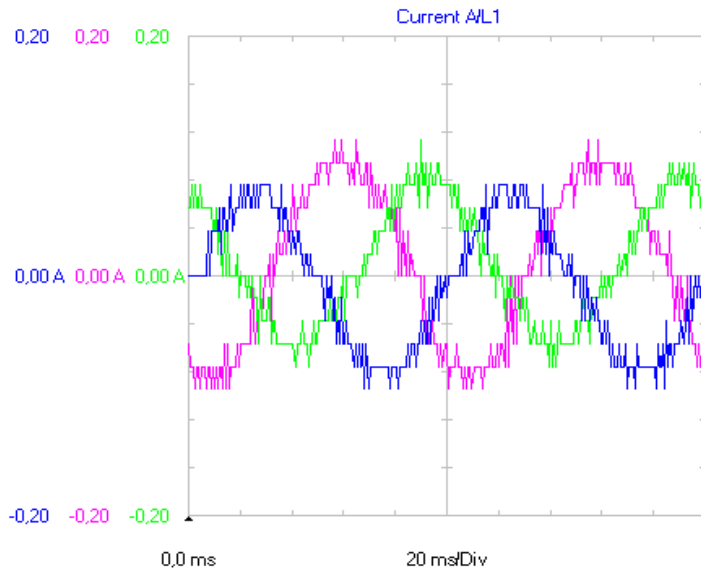
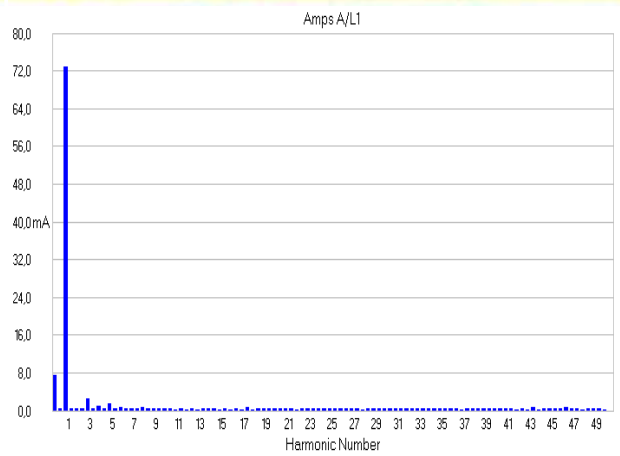
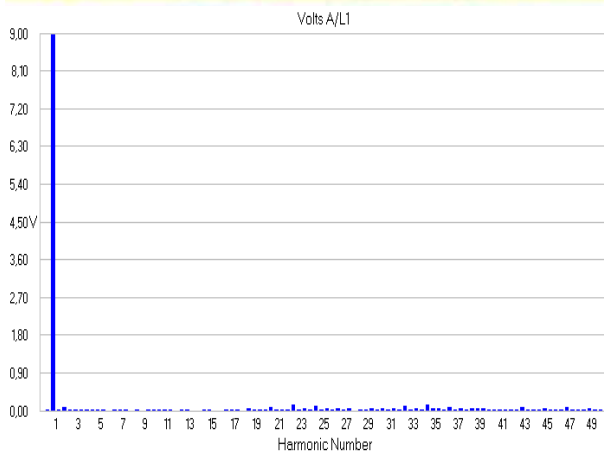
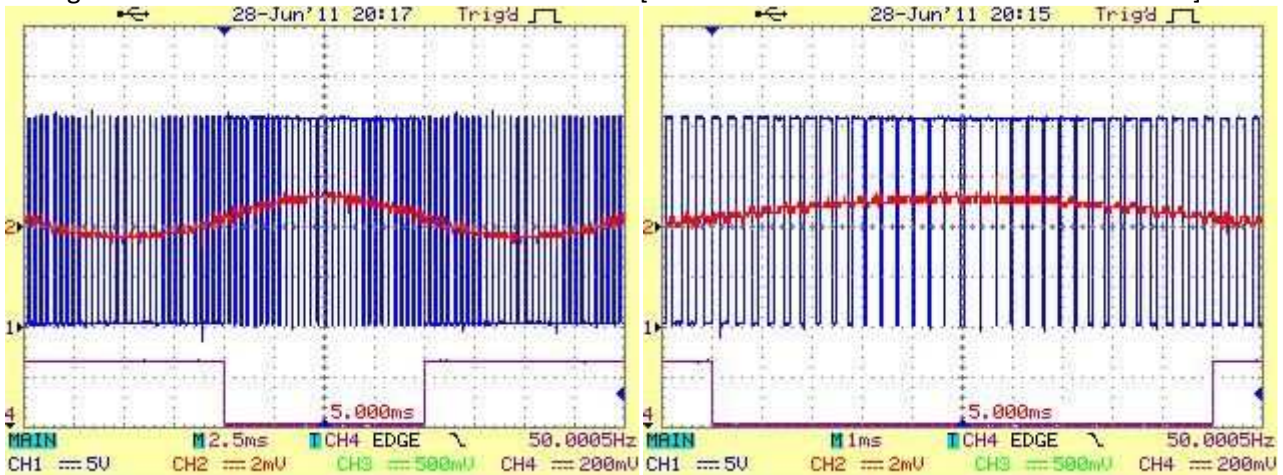


Comparación:

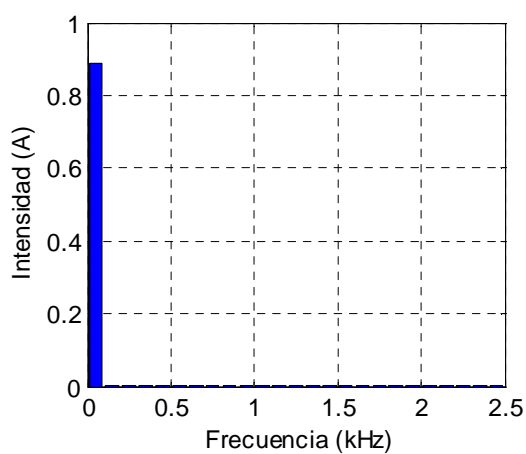
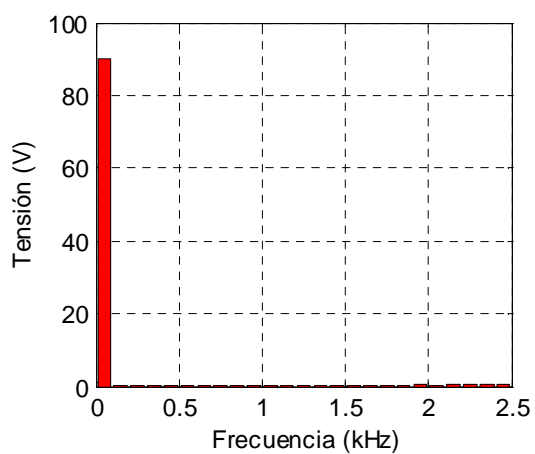
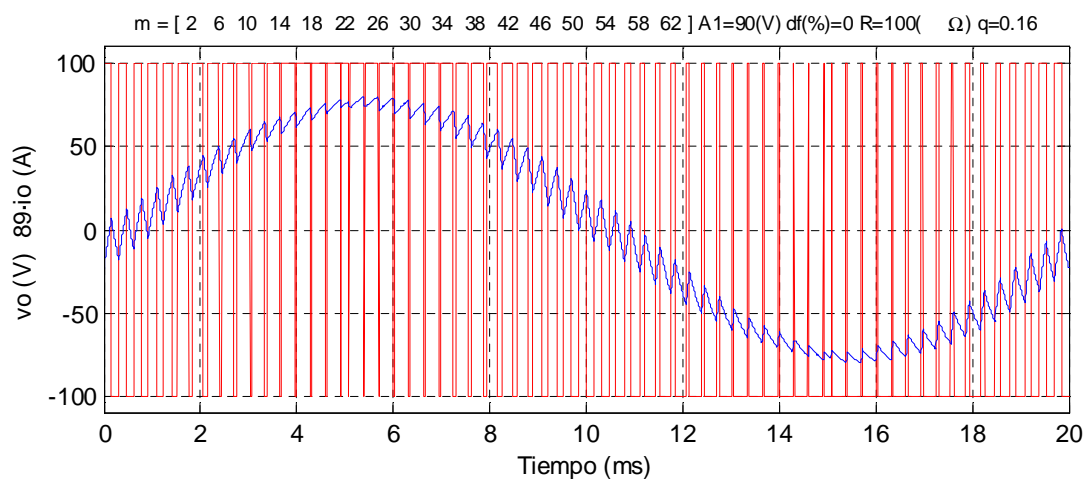


16 ángulos avanzado 90%

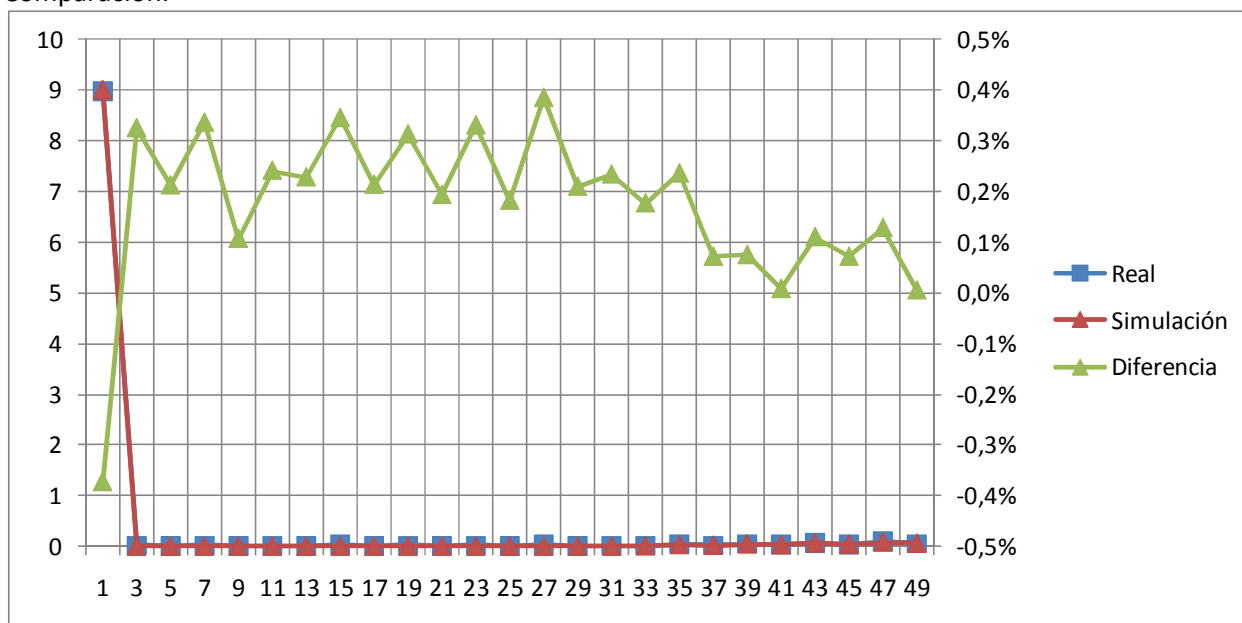
[2 6 10 14 18 22 26 30 34 38 42 46 50 54 58 62]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 28/06/2011	28/06/2011
Time = 20:18:24	20:18:25
Y Scale = 200 mA/Div	200 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,08 A	0,11 A
Minimum = -0,10 A	-0,10 A
Name = Current C/L3	
Date = 28/06/2011	
Time = 20:18:25	
Y Scale = 200 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,11 A	
Minimum = -0,08 A	



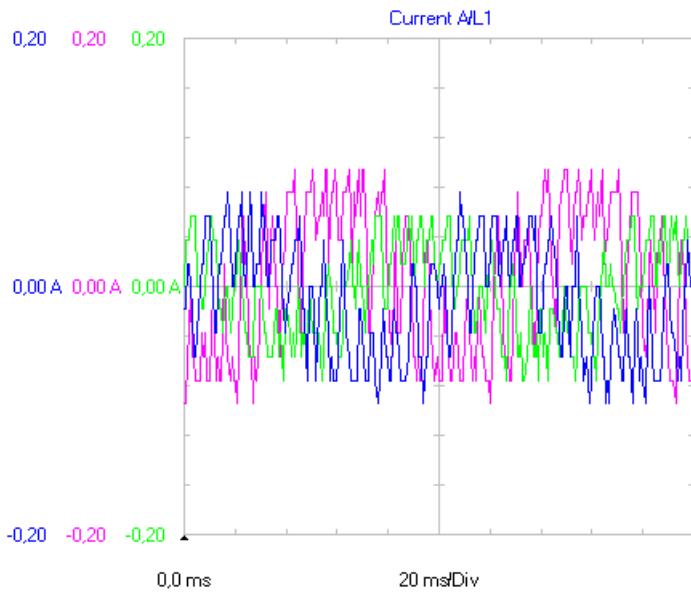
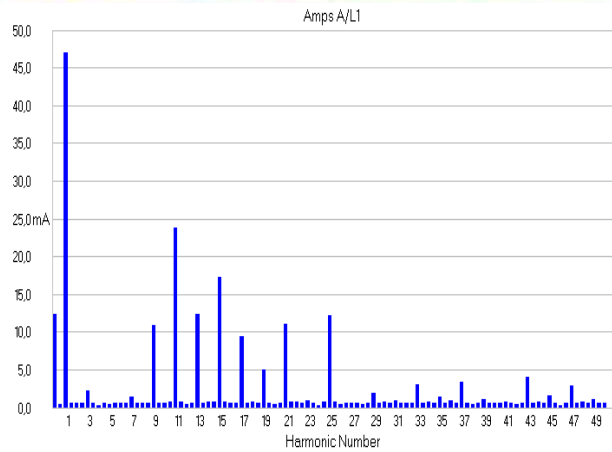
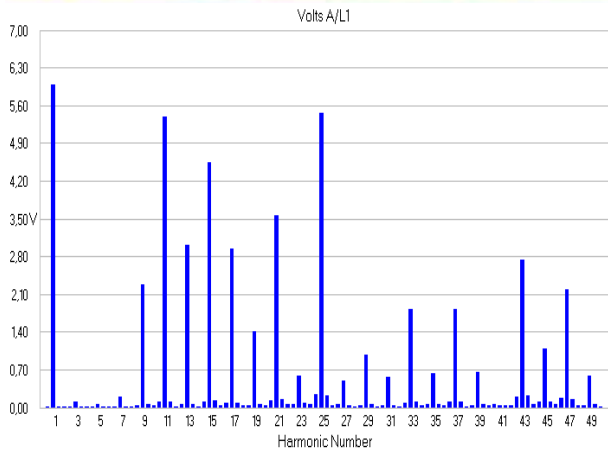
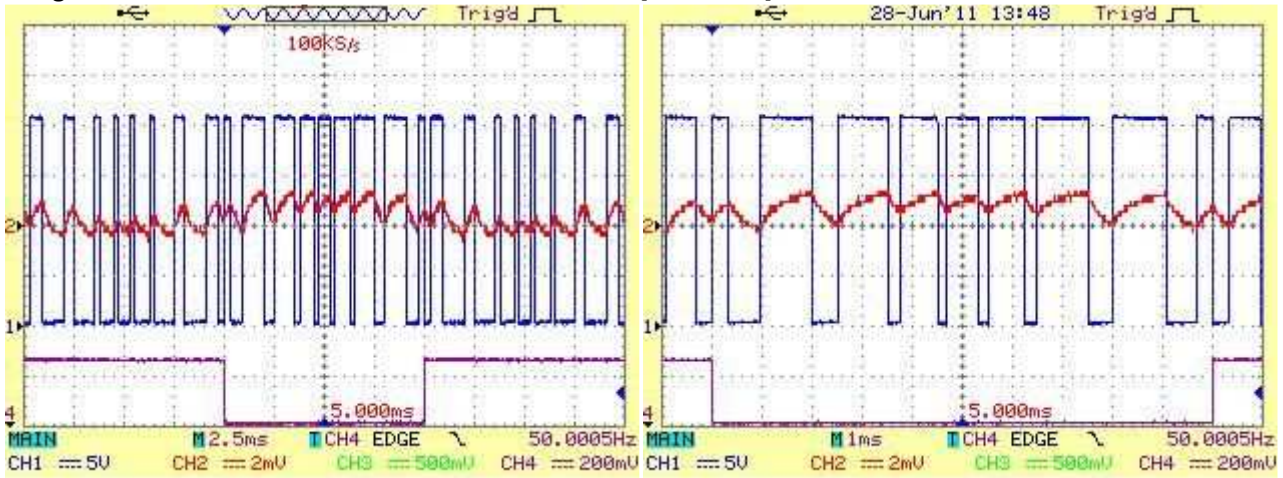
Comparación:



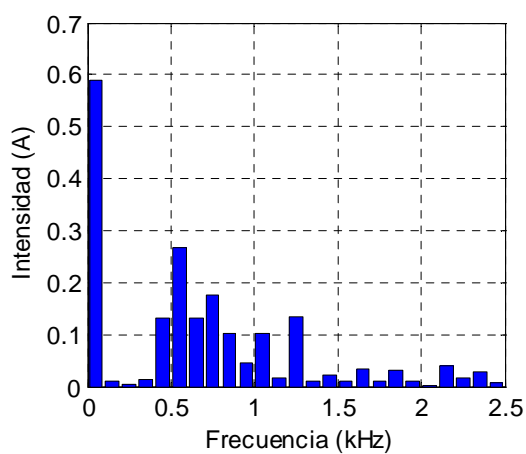
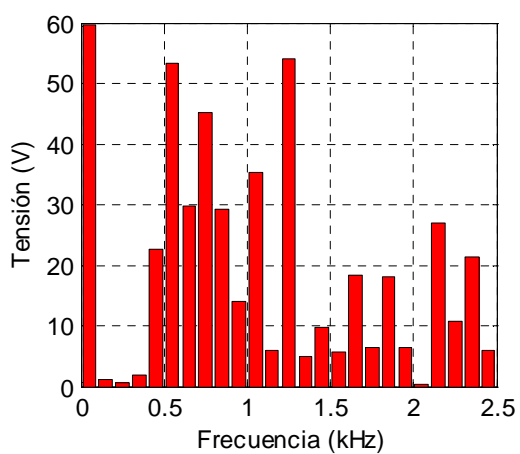
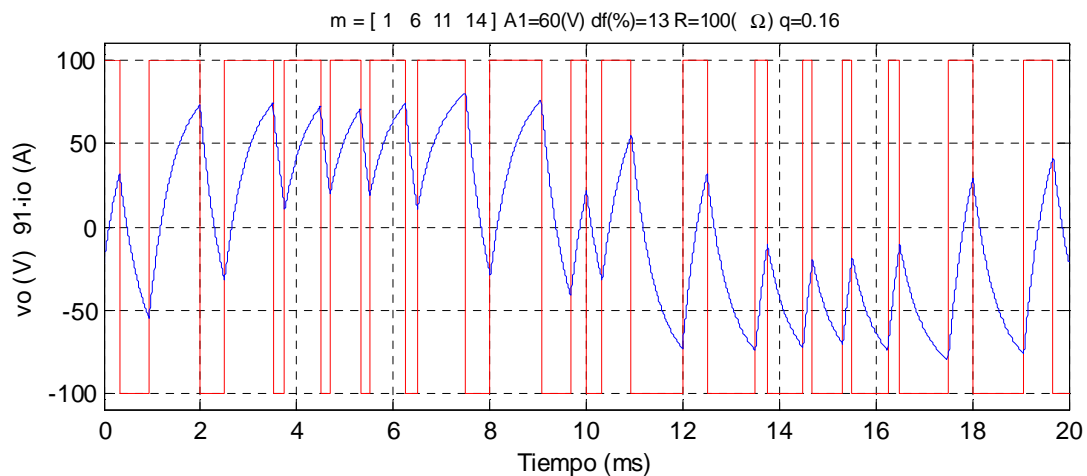
A1.5 Mediciones para el método convencional de Walsh con $q=0,16$ y $A1=60\%$

4 ángulos convencional 60%

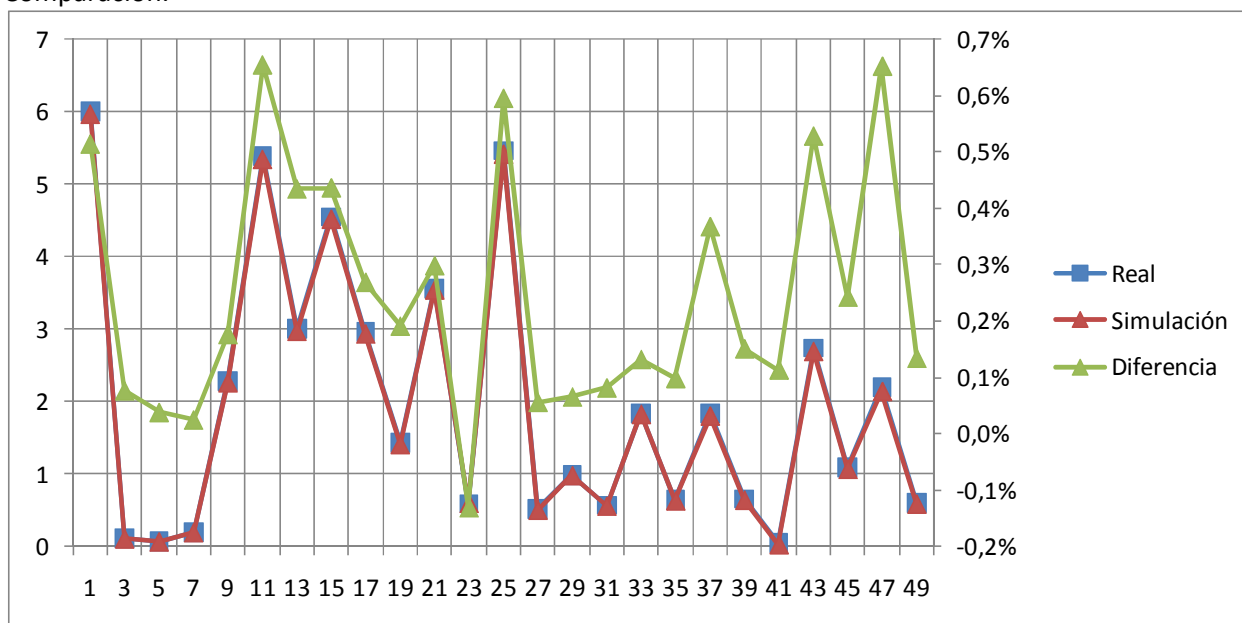
[1 6 11 14]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 28/06/2011	28/06/2011
Time = 13:49:45	13:49:45
Y Scale = 200 mA/Div	200 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,08 A	0,10 A
Minimum = -0,10 A	-0,10 A
Name = Current C/L3	
Date = 28/06/2011	
Time = 13:49:46	
Y Scale = 200 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,06 A	
Minimum = -0,08 A	

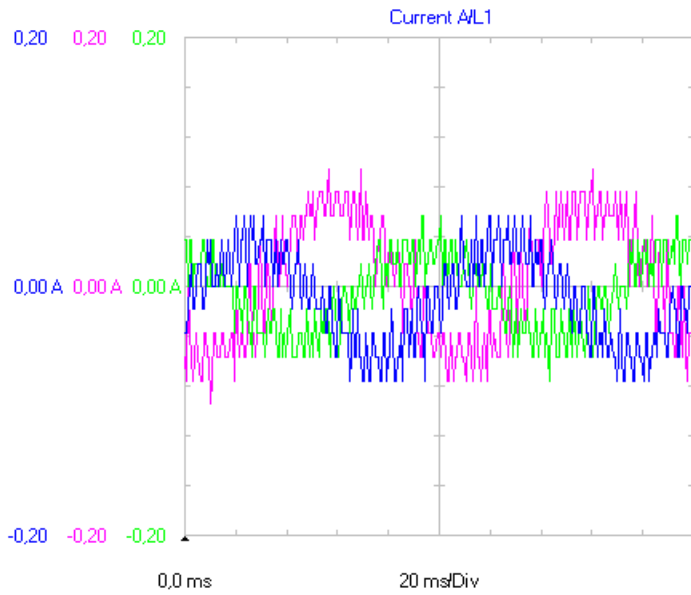
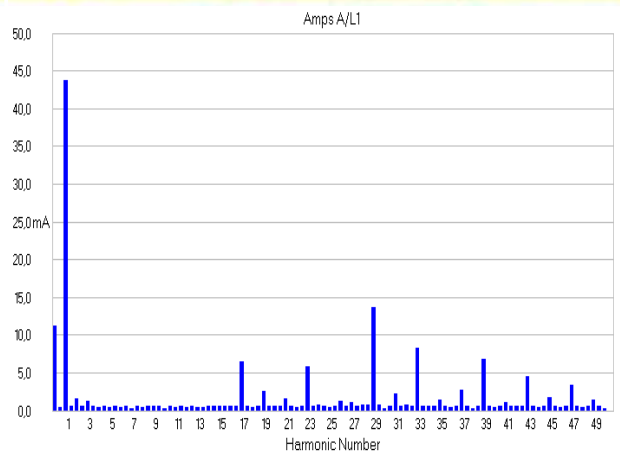
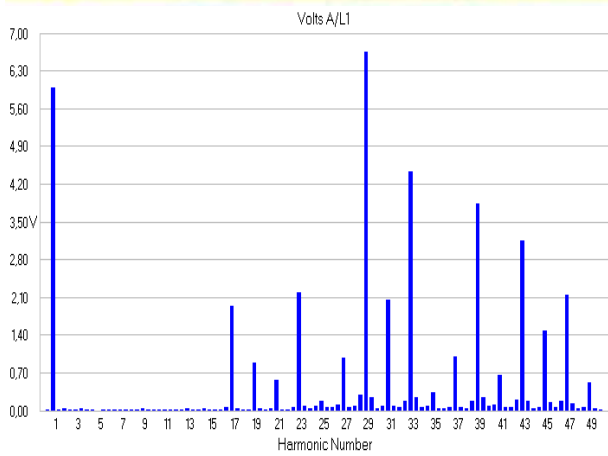
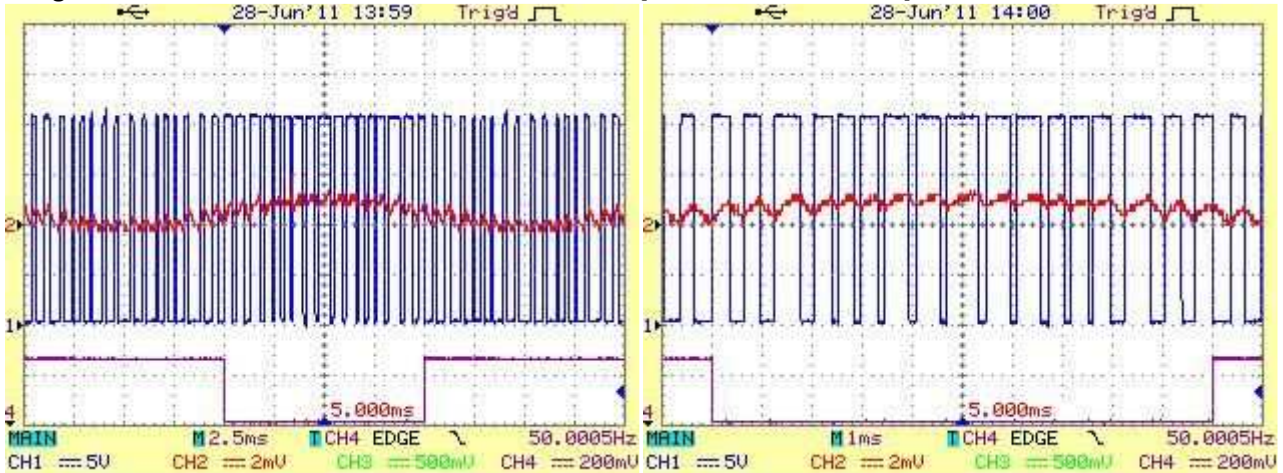


Comparación:

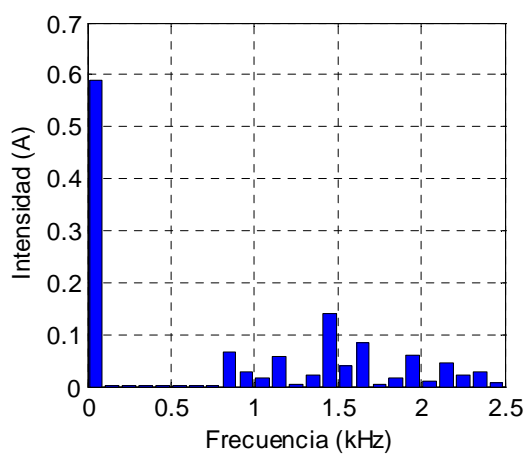
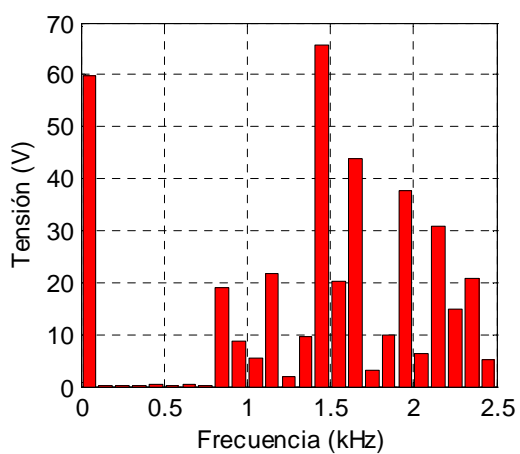
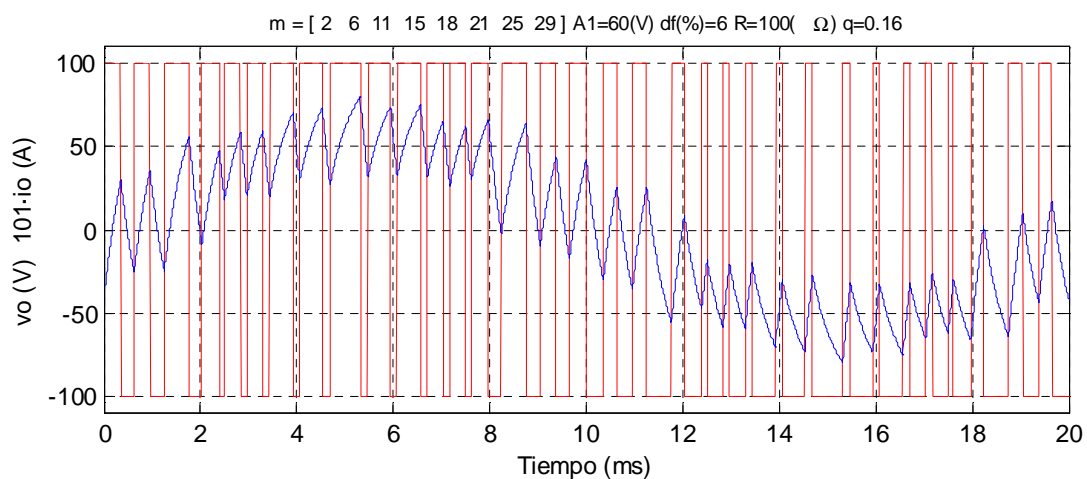


8 ángulos convencional 60%

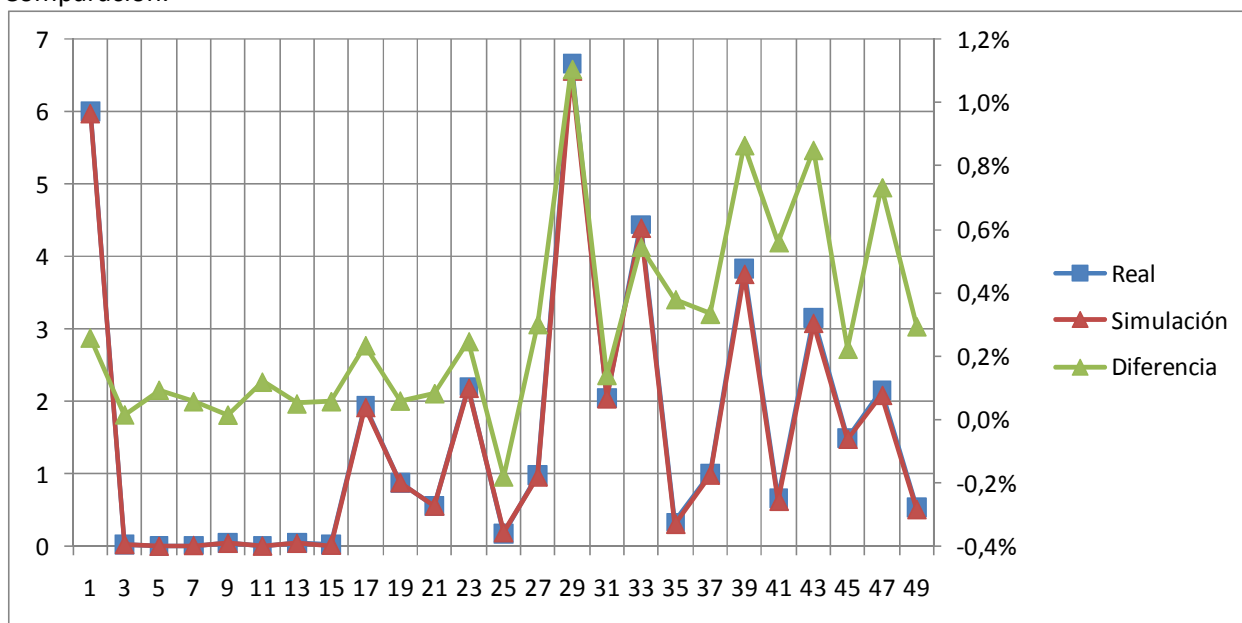
[2 6 11 15 18 21 25 29]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 28/06/2011	28/06/2011
Time = 14:02:58	14:02:58
Y Scale = 200 mA/Div	200 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,06 A	0,10 A
Minimum = -0,08 A	-0,10 A
Name = Current C/L3	
Date = 28/06/2011	
Time = 14:02:59	
Y Scale = 200 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,06 A	
Minimum = -0,08 A	

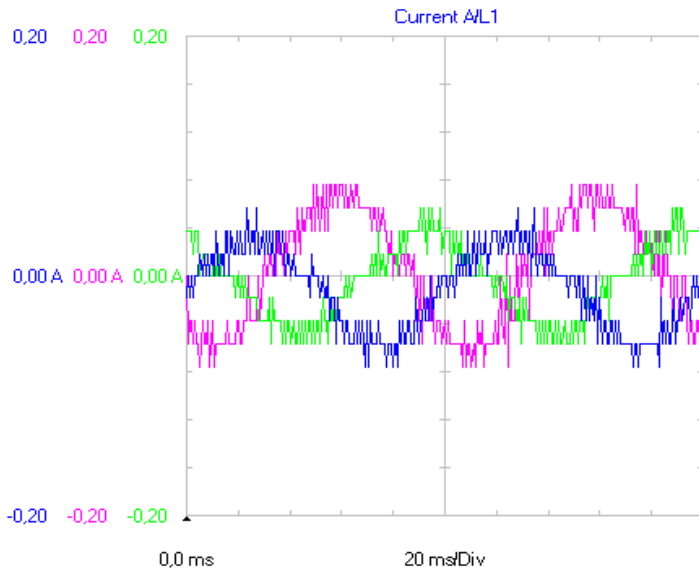
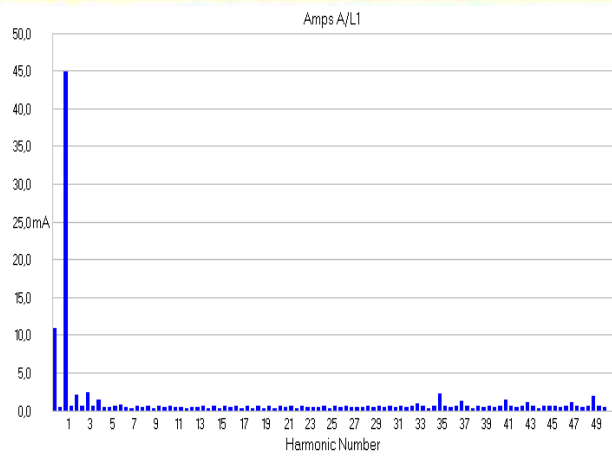
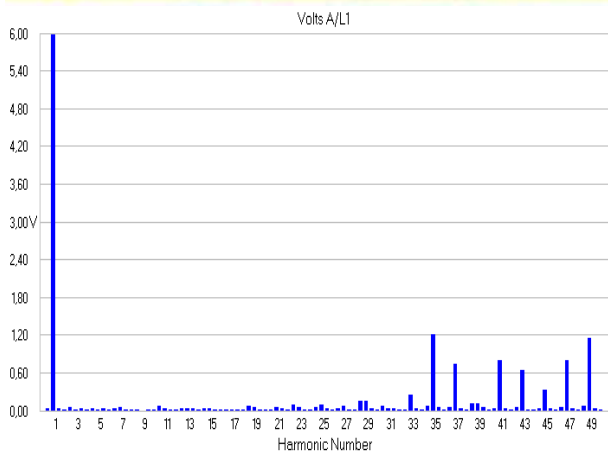
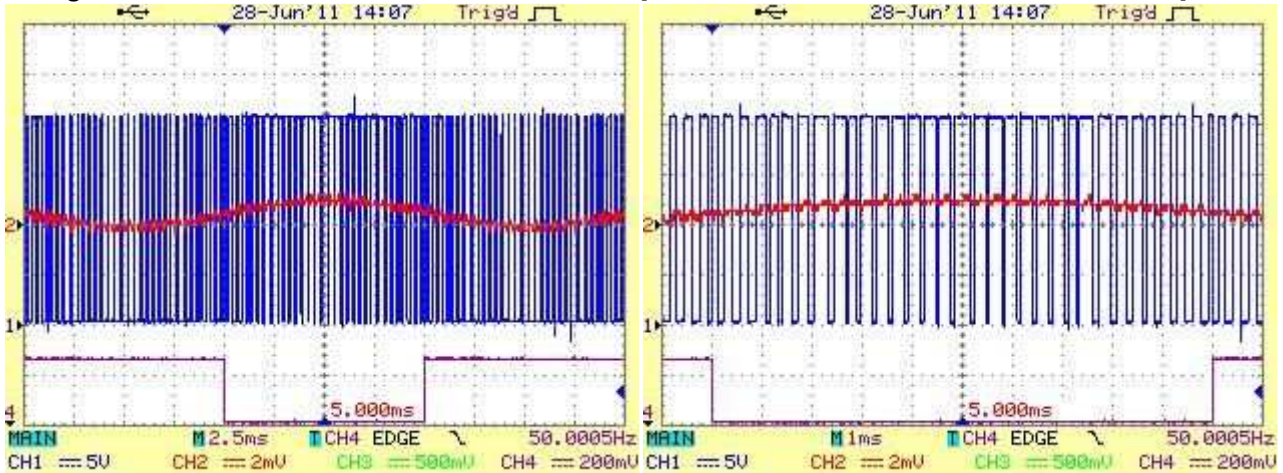


Comparación:

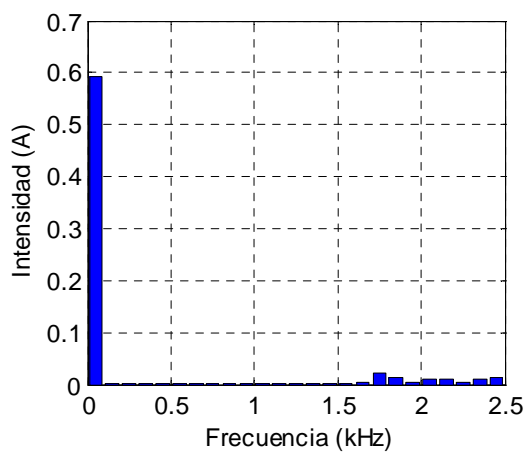
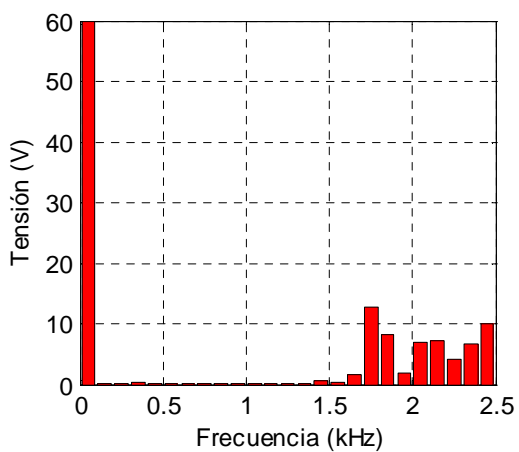
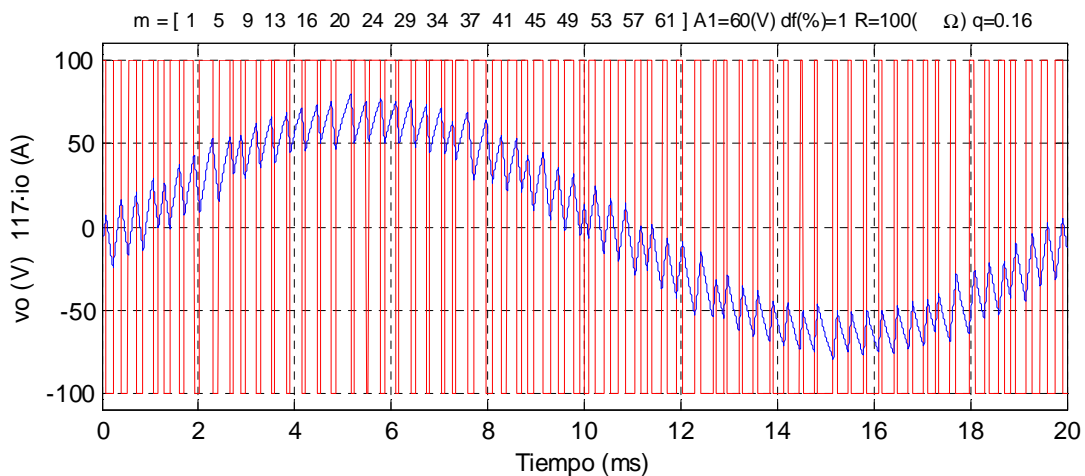


16 ángulos convencional 60%

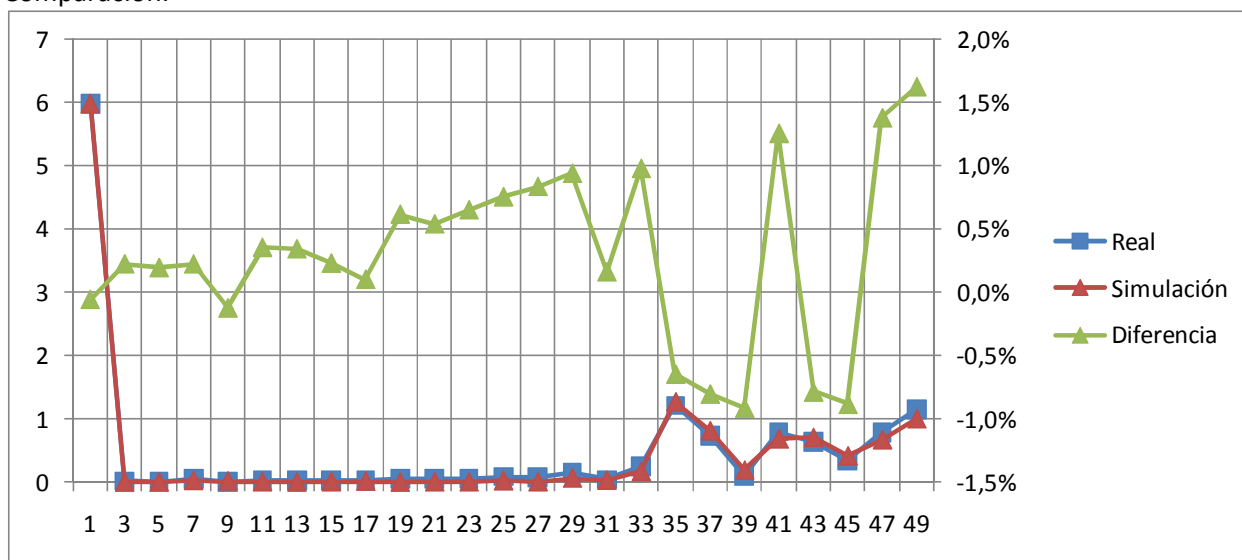
[1 5 9 13 16 20 24 29 34 37 41 45 49 53 57 61]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 28/06/2011	28/06/2011
Time = 14:08:37	14:08:38
Y Scale = 200 mA/Div	200 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,06 A	0,08 A
Minimum = -0,08 A	-0,08 A
Name = Current C/L3	
Date = 28/06/2011	
Time = 14:08:38	
Y Scale = 200 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,06 A	
Minimum = -0,06 A	



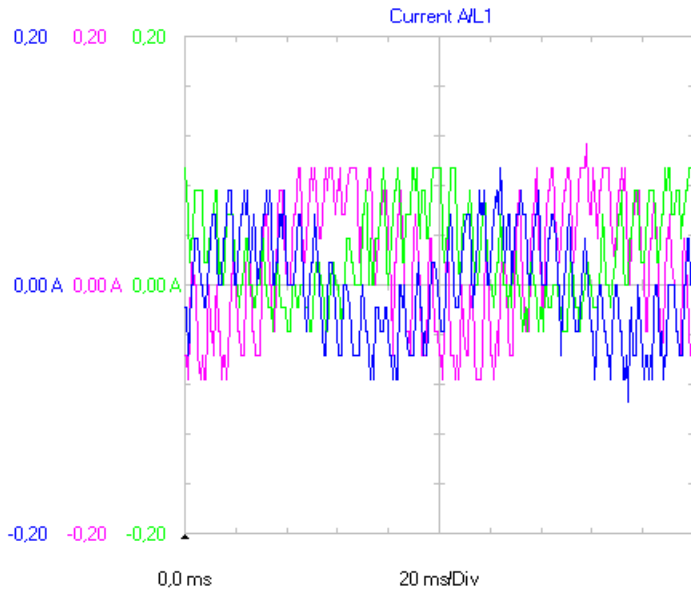
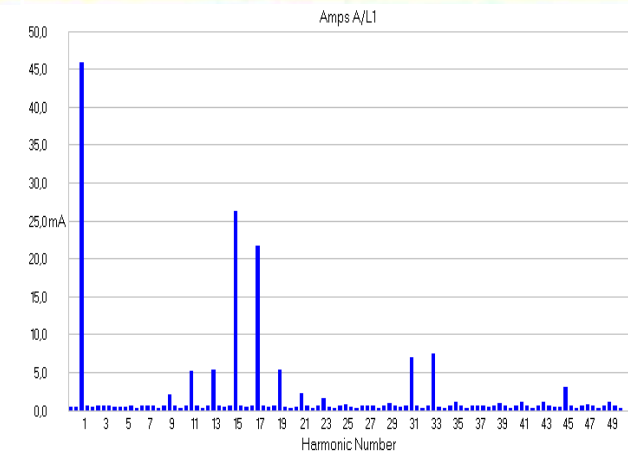
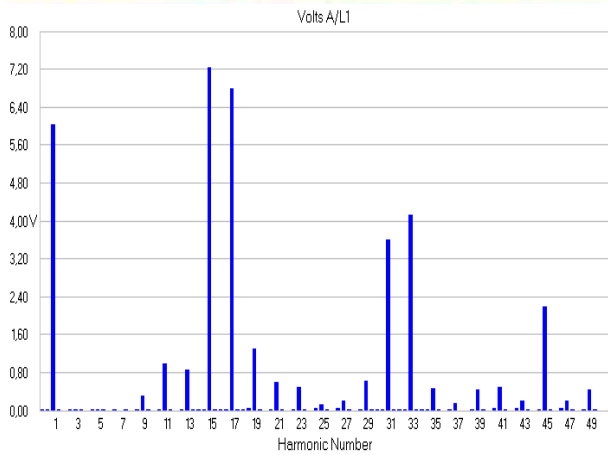
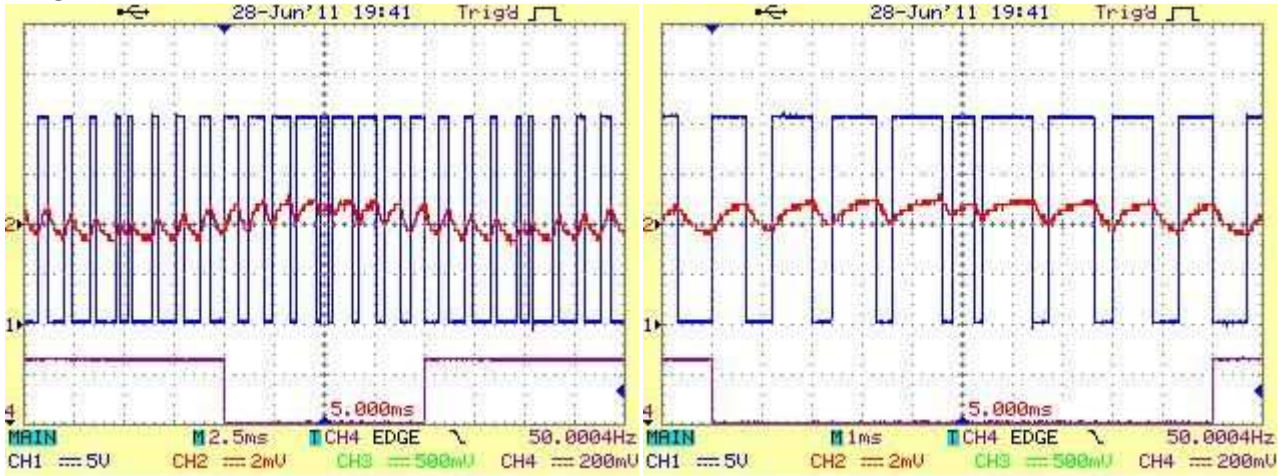
Comparación:



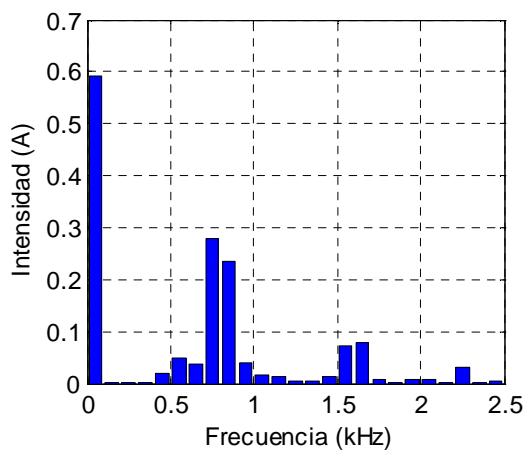
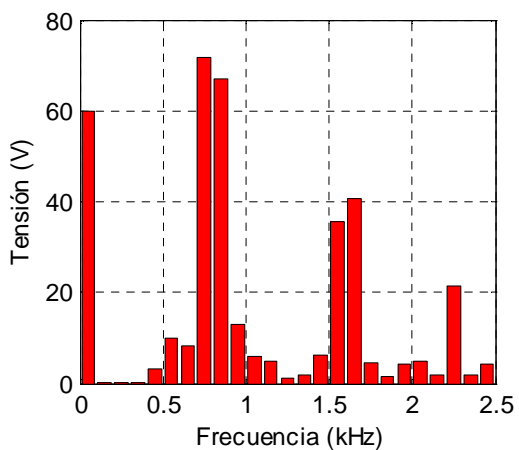
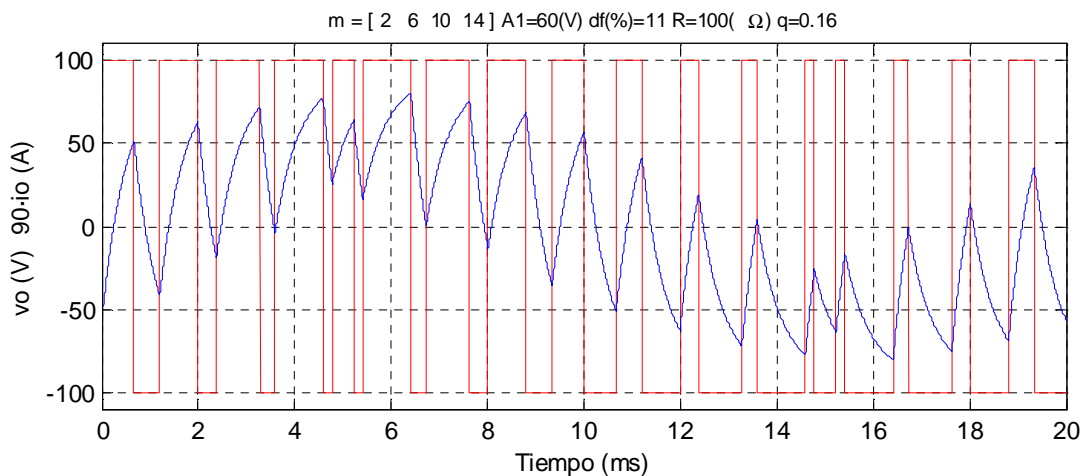
A1.6 Mediciones para el método avanzado de Walsh con $q=0,16$ y $A1=60\%$

4 ángulos avanzado 60%

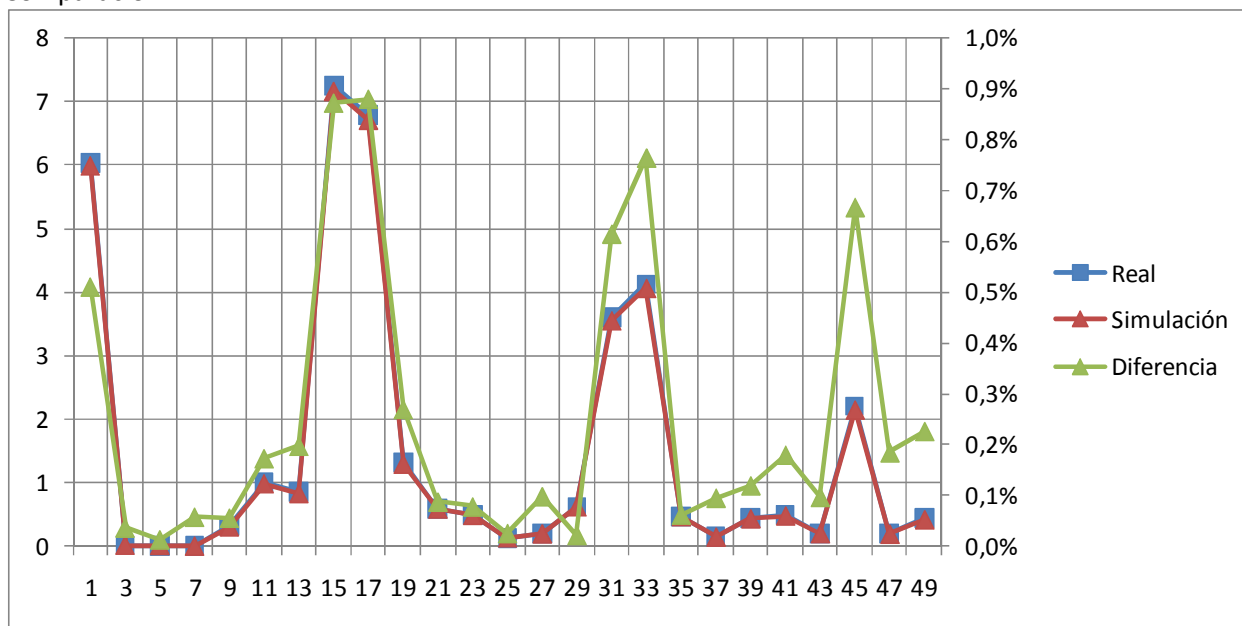
[2 6 10 14]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 28/06/2011	28/06/2011
Time = 19:41:34	19:41:35
Y Scale = 200 mA/Div	200 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,10 A	0,11 A
Minimum = -0,10 A	-0,08 A
Name = Current C/L3	
Date = 28/06/2011	
Time = 19:41:35	
Y Scale = 200 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,10 A	
Minimum = -0,04 A	

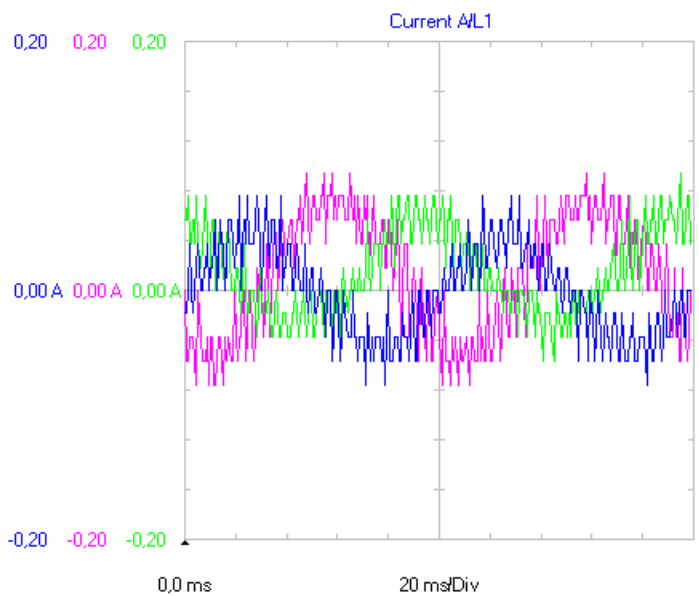
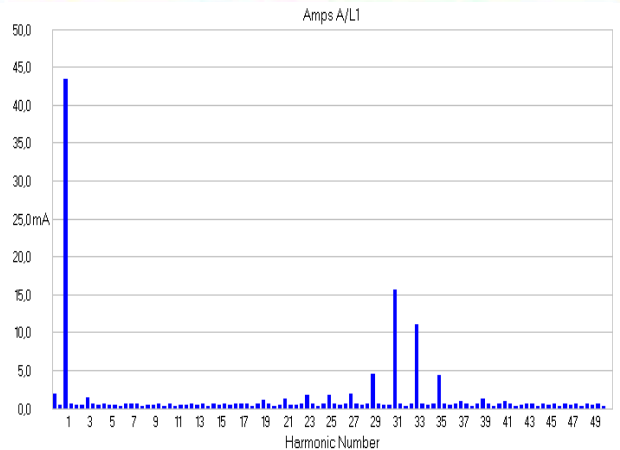
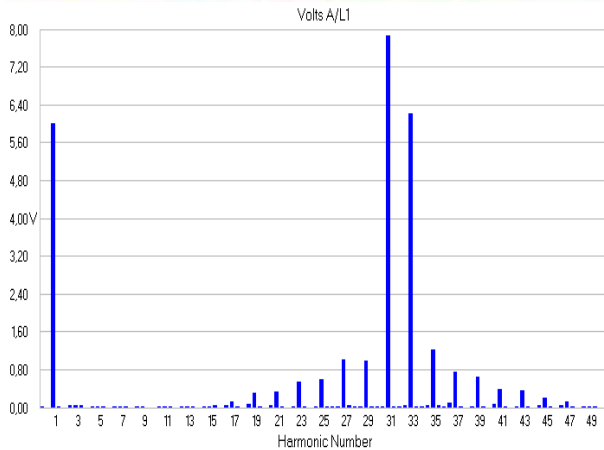
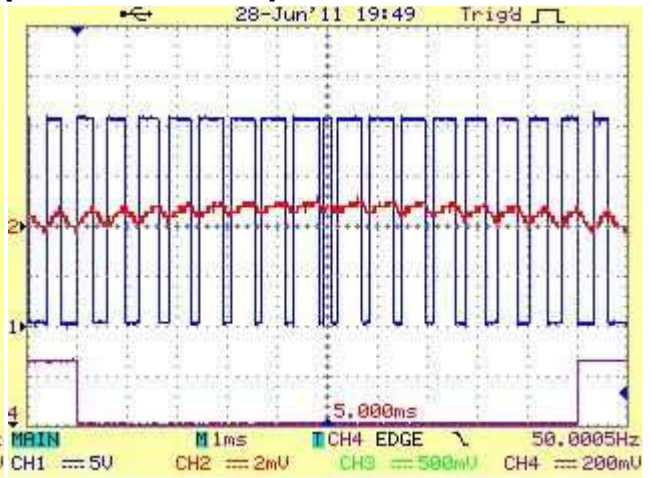
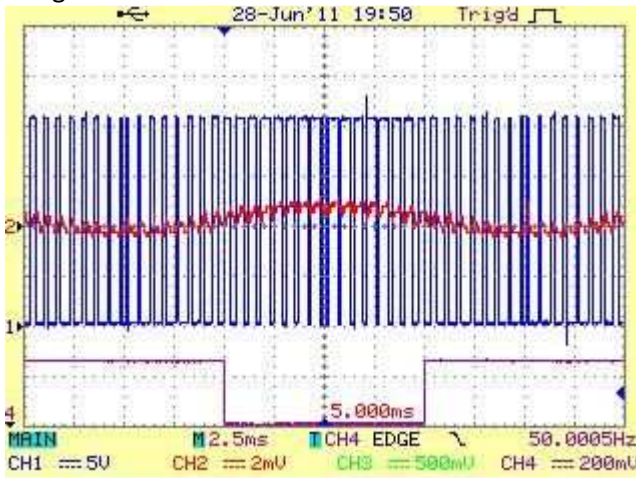


Comparación:

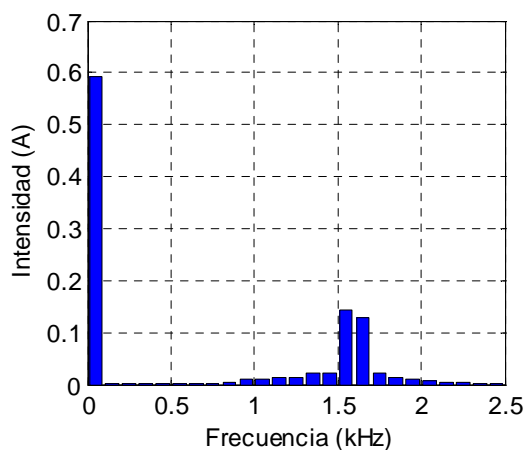
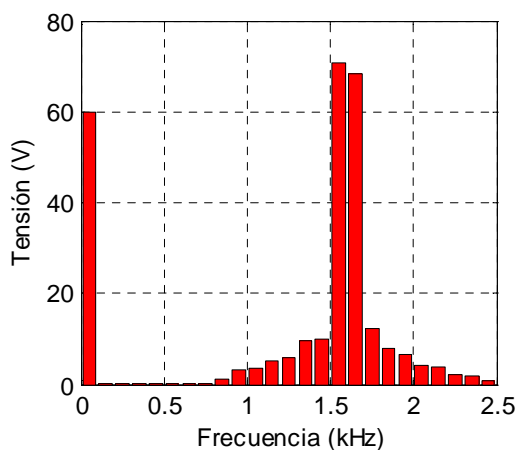
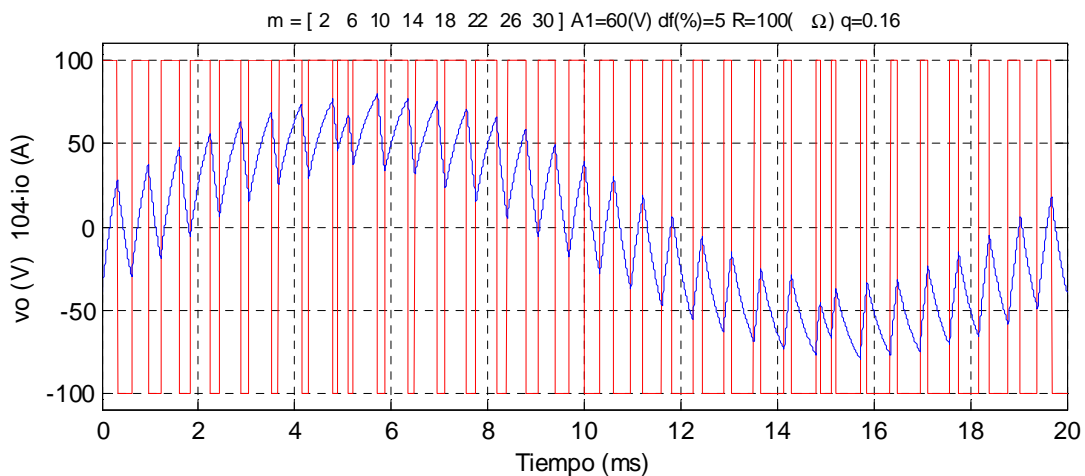


8 ángulos avanzado 60%

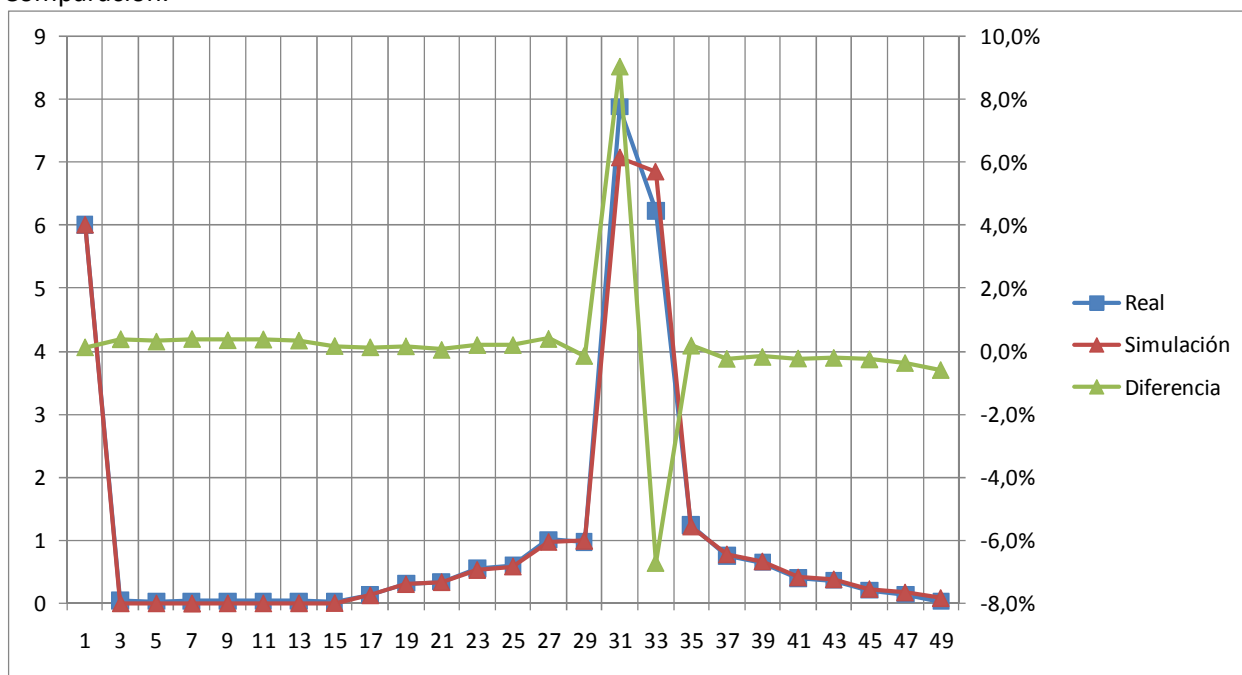
[2 6 10 14 18 22 26 30]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 28/06/2011	28/06/2011
Time = 19:52:58	19:52:58
Y Scale = 200 mA/Div	200 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,08 A	0,10 A
Minimum = -0,08 A	-0,08 A
Name = Current C/L3	
Date = 28/06/2011	
Time = 19:52:59	
Y Scale = 200 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,10 A	
Minimum = -0,06 A	

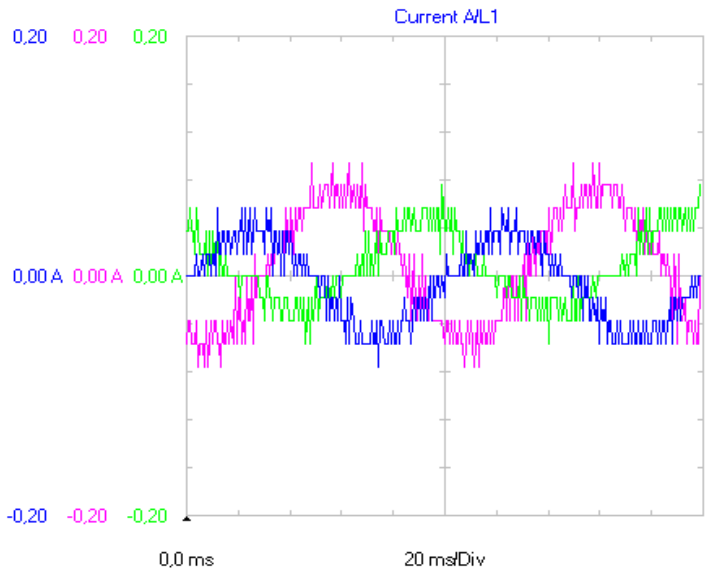
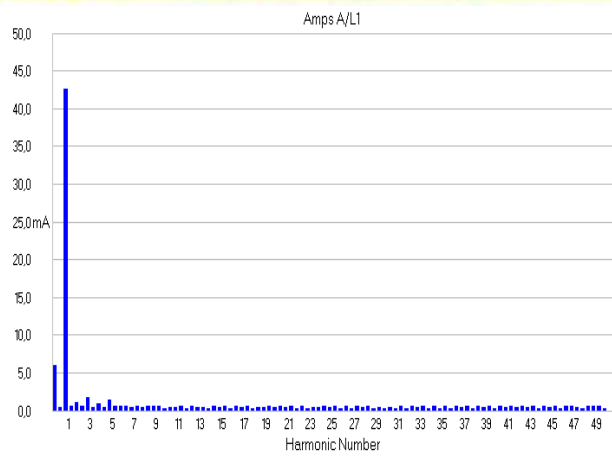
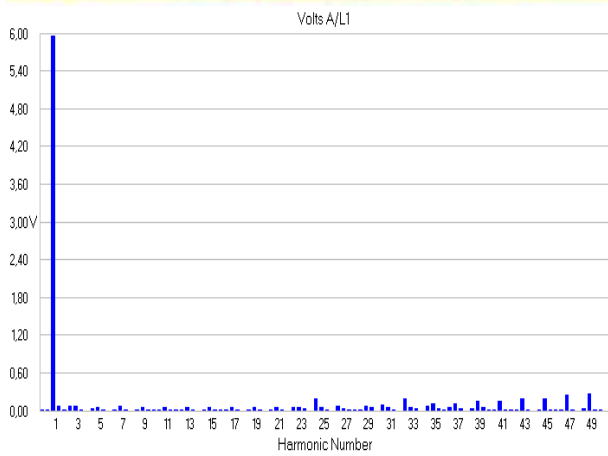
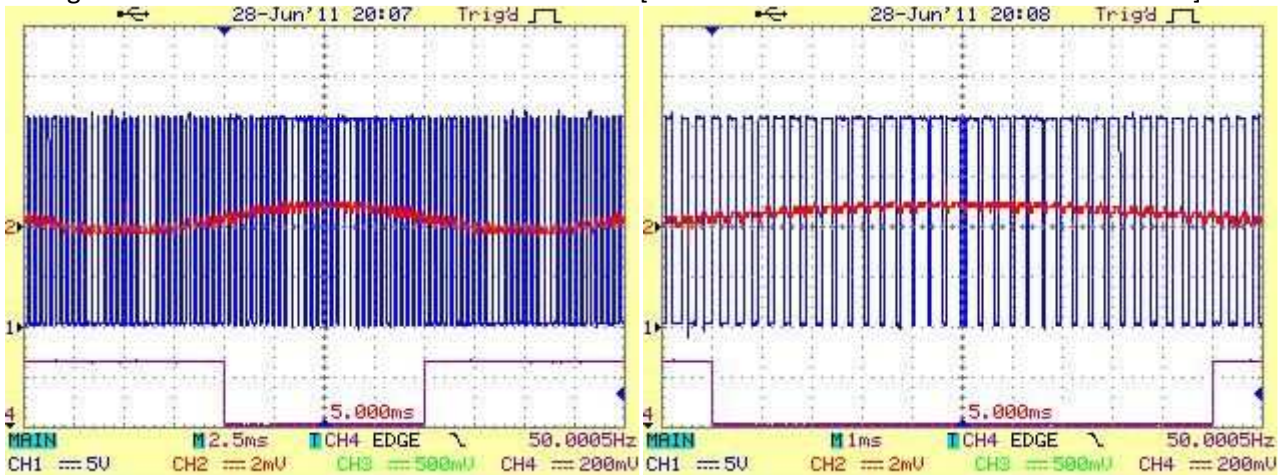


Comparación:

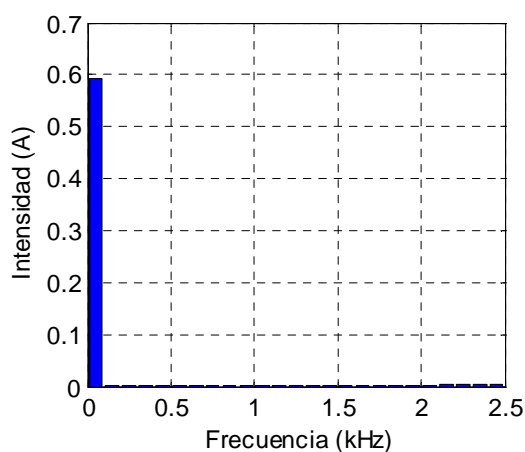
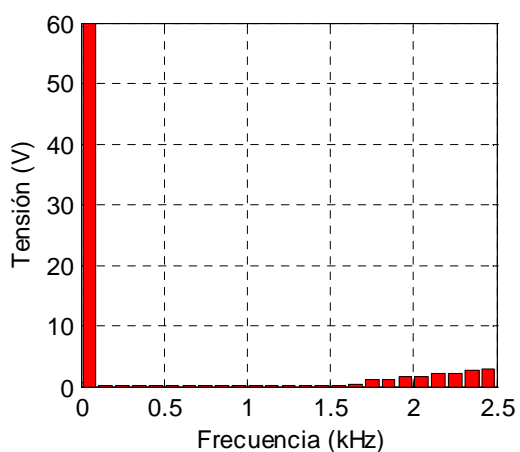
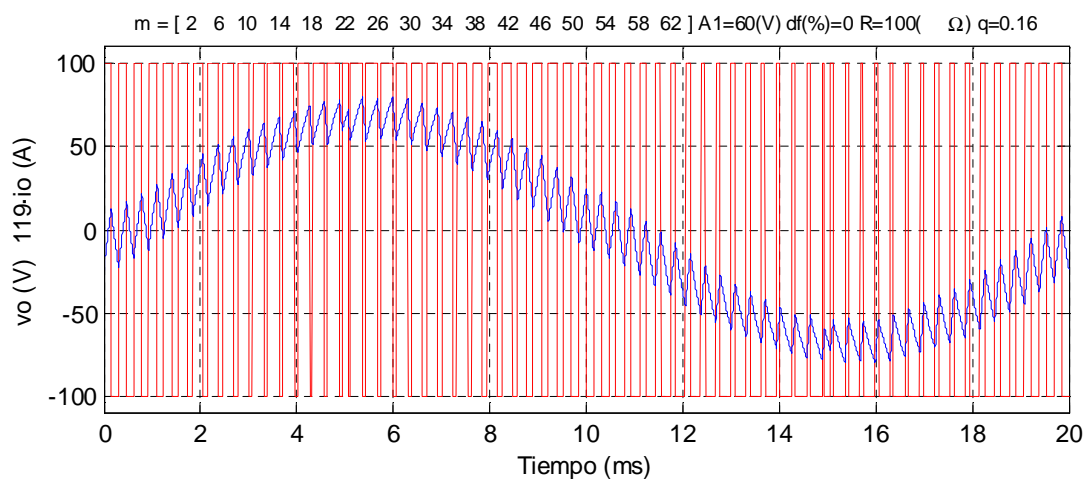


16 ángulos avanzado 60%

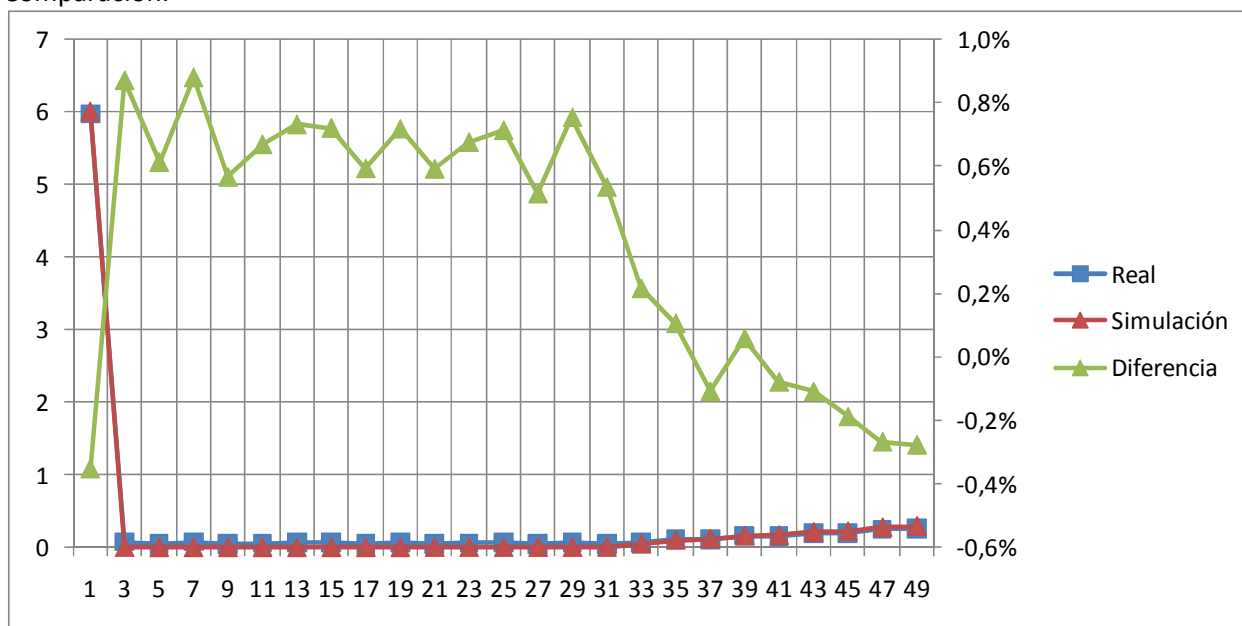
[2 6 10 14 18 22 26 30 34 38 42 46 50 54 58 62]



Datablock	
Name = Current A/L1	Current B/L2
Date = 28/06/2011	28/06/2011
Time = 20:07:55	20:07:55
Y Scale = 200 mA/Div	200 mA/Div
Y At 50% = 0,00 A	0,00 A
X Scale = 20 ms/Div	20 ms/Div
X At 0% = 0,0 ms	0,0 ms
X Size = 300 (300)	300 (300)
Maximum = 0,06 A	0,10 A
Minimum = -0,08 A	-0,08 A
Name = Current C/L3	
Date = 28/06/2011	
Time = 20:07:55	
Y Scale = 200 mA/Div	
Y At 50% = 0,00 A	
X Scale = 20 ms/Div	
X At 0% = 0,0 ms	
X Size = 300 (300)	
Maximum = 0,08 A	
Minimum = -0,06 A	



Comparación:



A2 ANEXO: DESCRIPCIÓN DE LOS PROGRAMAS UTILIZADOS

En este anexo se describen los programas Matlab utilizados en la tesis

Descripción	Nombre del programa
Programas para calcular el margen de variación de la amplitud de la fundamental y las ecuaciones de las rectas para un vector de conmutación dado.	prova_vector_adv_bipolar.m prova_vector_cls_bipolar.m
Programas para el cálculo de todas las posibles soluciones para un determinado número de ángulos por cuarto de periodo que almacenan los resultados en diferentes hojas de cálculo.	SOLS_ADV_BIP_LP.m ADV_BIP_XLS_LP.m SOLS_CLS_BIP_L.m CLS_BIP_XLS_L.m
Programas para representar las formas de onda de tensión y corriente y las distribuciones armónicas correspondientes, para un vector de conmutación dado.	gen_pwm_VIP_adv_bip_T.m gen_pwm_VIP_cls_bip_T.m ones_VCA_2_adv.m ones_VCA_2_cls.m pwm_VA1_adv_bip_T.m pwm_VCA1_adv_bip_T.m pwm_VA1_cls_bip_T.m pwm_VCA1_cls_bip_T.m
Programas para calcular las potencias activa y reactiva en los dominios temporal y frecuencial.	ada.m adv1.txt adv2.txt aspwp.m FFTP.M fftsio.m fftsvo.m po_ge_an_ad_txt.m po_ge_an_cl_txt.m potepwm.m pwmp.m utilsp.m viort.m vsrp.m vsrp_mod.m
Programas para los cálculos de las no idealidades.	DIG_RHD_ADV_BIP.m DIG_RHD_CLS_BIP.m IMPR_RHD_ADV_BIP.m IMPR_RHD_CLS_BIP.m plot_dead_time_vs_Ak.m plot_transition_time_vs_Ak.m
Rutinas auxiliares	bin2gray.m calcula_THD_adv_bip.m calcula_THD_cls_bip.m fluke2mat_adv.m fluke2mat_cls.m gen_mat_b2.m gen_mat_cdef.m gen_mat_wal.m gen_mat_walab.m ones_VCA_2_adv.m ones_VCA_2_cls.m plot_w4n_3.m rectas_hex_adv.m

BIBLIOGRAFÍA

- [1] J. A. Asumadu and R. G. Hoft, "Microprocessor-based sinusoidal waveform synthesis using Walsh and related orthogonal functions," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 4, pp. 234-241, 1989.
- [2] K. G. Beauchamp, *Walsh Functions and their Applications*. London: Academic Press, 1975.
- [3] N. M. Blachman, "Sinusoids versus Walsh functions," *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, pp. 346-354, 1974.
- [4] N. M. Blachman, "Spectral Analysis with Sinusoids and Walsh Functions," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. AES-7, pp. 900-905, 1971.
- [5] B. K. Bose, *Modern Power Electronics :Evolution, Technology and Applications*. New York: IEEE Press, 1992.
- [6] E. Butun, T. Erfidan and S. Urgan, "Improved power factor in a low-cost PWM single phase inverter using genetic algorithms," *Energy Conversion and Management*, vol. 47, pp. 1597-1609, 7, 2006.
- [7] B. D. Chen and Y. Y. Sun, "Waveform Synthesis Via Inverse Walsh Transform," *International Journal of Electronics*, vol. 48, pp. 243-256, 1980, 1980.
- [8] J. N. Chiasson, L. M. Tolbert, K. J. McKenzie and Z. Du, "A complete solution to the harmonic elimination problem," *Ieee Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 491-499, MAR 2004, 2004.
- [9] K. Choeisai, "Low fourier harmonics PWM pattern synthesis method based on walsh function," in *Advanced Intelligent Mechatronics, 2003. AIM 2003. Proceedings. 2003 IEEE/ASME International Conference on*, 2003, pp. 1172-1177 vol.2.
- [10] D. Czarkowski, D. V. Chudnovsky and I. W. Selesnick, "Solving the optimal PWM problem for single-phase inverters," *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 465-475, 2002.
- [11] M. S. A. Dahidah, V. G. Agelidis and M. V. Rao, "Hybrid genetic algorithm approach for selective harmonic control," *Energy Conversion and Management*, vol. 49, pp. 131-142, FEB 2008, 2008.
- [12] M. S. A. Dahidah, G. Konstantinou, N. Flourentzou and V. G. Agelidis, "On comparing the symmetrical and non-symmetrical selective harmonic elimination pulse-width modulation technique for two-level three-phase voltage source converters," *Power Electronics, IET*, vol. 3, pp. 829-842, 2010.
- [13] Z. Du, L. M. Tolbert and J. N. Chiasson, "Active harmonic elimination for multilevel converters," *Ieee Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 459-469, MAR 2006, 2006.
- [14] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas and J. F. Lindsay, "Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: a critical evaluation," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 302-316, 1990.
- [15] H. F. Harmuth, "Applications of Walsh functions in communications," *Spectrum, IEEE*, vol. 6, pp. 82-91, 1969.
- [16] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters :Principles and Practice*. Hoboken, NJ: John Wiley, 2003.
- [17] J. Holtz, "Pulsewidth modulation-a survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 410-420, 1992.
- [18] S. G. Jeong and M. H. Park, "The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 108-114, 1991.
- [19] A. Khaligh, J. R. Wells, P. L. Chapman and P. T. Krein, "Dead-time distortion in generalized selective harmonic control," *Ieee Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 1511-1517, MAY 2008, 2008.

- [20] R. Kitai, "Synthesis of Periodic Sinusoids from Walsh Waves," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 313-317, 1975.
- [21] S. Kondo and K. Choeisai, "Walsh function based synthesis method of PWM pattern for full-bridge inverter," in *Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the*, 1997, pp. 271-276 vol.1.
- [22] G. S. Konstantinou, M. Ciobotaru and V. G. Agelidis, "Operation of a modular multilevel converter with selective harmonic elimination PWM," in *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, 2011, pp. 999-1004.
- [23] T. J. Liang, R. M. O'Connell and R. G. Hoft, "Inverter harmonic reduction using Walsh function harmonic elimination method," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 971-982, 1997.
- [24] T. J. Liang and R. G. Hoft, "Walsh function method of harmonic elimination," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual*, 1993, pp. 847-853.
- [25] Microchip, "dsPICDEM™ MC1L 3-Phase Low Voltage Power Module User's Guide". Microchip Technology Incorporated, <http://www.microchip.com>, 2003.
- [26] J. Nazarzadeh, M. Razzaghi and K. Y. Nikraves, "Harmonic elimination in pulse-width modulated inverters using piecewise constant orthogonal functions," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 40, pp. 45-49, JAN 1997, 1997.
- [27] H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II --- Voltage Control Techniques," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-10, pp. 666-673, 1974.
- [28] H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I--Harmonic Elimination," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-9, pp. 310-317, 1973.
- [29] R. Pindado, I. Martínez and J. Vicente, "Efectos de la incertidumbre del vector de disparo en la disminución armónica de convertidores DC-AC con PWM mediante transformada de Walsh," in *Proc. 8º Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'01)*, Sept. 2001, Matanzas (Cuba), CD Ref. 02-018.
- [30] R. Pindado, C. Jaen and J. Pou, "Robust method for optimal PWM harmonic elimination based on the chebyshev functions," in *Harmonics and Quality of Power, 1998. Proceedings. 8th International Conference on*, 1998, pp. 976-981 vol.2.
- [31] I. Quesada, C. Martinez, C. Raga, A. Lazaro, A. Barrado, R. Vazquez and I. Gonzalez, "Feasible solutions space for the harmonic cancellation technique," in *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2011 7th International Conference-Workshop*, 2011, pp. 258-263.
- [32] C. Radoi, V. Drogoreanu, V. Lazarescu and D. Vizireanu, "PWM inverter based on walsh functions," in *Electrotechnical Conference, 1996. MELECON '96., 8th Mediterranean*, 1996, pp. 1238-1241 vol.3.
- [33] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*. San Diego etc.: Academic Press, 2001.
- [34] R. N. Ray, D. Chatterjee and S. K. Goswami, "An application of PSO technique for harmonic elimination in a PWM inverter," *Applied Soft Computing*, vol. 9, pp. 1315-1320, 9, 2009.
- [35] M. Razzaghi and J. Nazarzadeh, "Optimum pulse-width modulated patterns in induction motors using Walsh functions," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 35, pp. 87-91, 11, 1995.
- [36] T. J. Rivlin and E. B. Saff, *Joseph L. Walsh :Selected Papers*. New York: Springer, 2000.
- [37] S. G. Rosu, C. Radoi, A. Florescu and O. Stocklosa, "Microcontroller-based walsh function PWM modulation with harmonic injection technique," in *Automation Quality and Testing Robotics (AQTR), 2010 IEEE International Conference on*, 2010, pp. 1-6.
- [38] Z. Salam, "An On-Line Harmonic Elimination Pulse Width Modulation Scheme for Voltage Source Inverter," *Journal of Power Electronics*, vol. 10, pp. 43-50, Jan 2010.
- [39] Z. Salam and N. Bahari, "Selective harmonics elimination PWM (SHEPWM) using differential evolution approach," in *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India, 2010 Joint International Conference on*, 2010, pp. 1-5.

- [40] K. H. Siemens and R. Kitai, "A Nonrecursive Equation for the Fourier Transform of a Walsh Function," *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, vol. EMC-15, pp. 81-83, 1973.
- [41] K. H. Siemens and R. Kitai, "Digital Walsh-Fourier Analysis of Periodic Waveforms," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 316-321, 1969.
- [42] D. Soler-Jiménez, "Síntesi de senyals PWM trifàsics basats en la transformada de Walsh". Treball fi de carrera. Escola Universitària Politècnica de Manresa, UPC. Juny 2003.
- [43] J. Sun and H. Grotstollen, "Pulsewidth modulation based on real-time solution of algebraic harmonic elimination equations," in *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on*, 1994, pp. 79-84 vol.1.
- [44] J. Sun and H. Grotstollen, "On application of Walsh functions method in power electronics," in *Annual Conference of I.E.E. Japan Industry Applications Society*, 1993, pp. 79-84.
- [45] K. Sundareswaran, K. Jayant and T. N. Shanavas, "Inverter Harmonic Elimination Through a Colony of Continuously Exploring Ants," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 2558-2565, 2007.
- [46] F. Swift and A. Kamberis, "A new Walsh domain technique of harmonic elimination and voltage control in pulse-width modulated inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 8, pp. 170-185, 1993.
- [47] J. Vicente, R. Pindado and I. Martínez, "Design guidelines using selective harmonic elimination advanced method for DC-AC PWM with the Walsh transform," in *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2011 7th International Conference-Workshop*, 2011, pp. 220-225.
- [48] J. Vicente, R. Pindado, I. Martínez and J. Pou, "A new efficient algorithm for DC-AC PWM waveform generation with full fundamental regulation on a single linear equation set," in *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. the 29th Annual Conference of the IEEE*, 2003, pp. 1835-1839 Vol.2.
- [49] J. Vicente, R. Pindado and I. Martínez, "Algorithm Optimization for PWM Signal Generation with Selective Harmonic Elimination Using the Walsh Transform", *International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ'03)*. Vigo (Spain), Apr. 2003.
- [50] J. Vicente, R. Pindado, and I. Martínez, "Selection Criteria for the Switching Intervals in DC-AC Converters for Harmonic Reduction Using the Walsh Transform," in *Proc. 10th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2002)*, Sept. 2002, Dubrovnik-Cavtat (Croatia), CD Ref. T1-029.
- [51] J. Vicente, R. Pindado and I. Martínez, "Análisis del consumo de potencia en convertidores PWM DC-AC con eliminación armónica programada basada en la transformada de Walsh," in *Proc. 9º Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'02)*, Vol.1, Sept. 2002, Alcalá de Henares, pp.73-76.
- [52] J. Vicente, R. Pindado and I. Martínez, "Intervalos de existencia de los ángulos de conmutación para la eliminación armónica en convertidores PWM continua-alterna mediante la transformada de Walsh," in *Proc. 7º Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI'00)*, Sept. 2000, Terrassa, pp. 179-182.
- [53] R. A. Villarreal-Ortiz, A. Hernandez-Angeles, C. R. Fuerte-Esquivel and R. O. Villanueva-Chavez, "Centroid PWM technique for inverter harmonics elimination," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 20, pp. 1209-1210, April 2005, 2005.
- [54] J. L. Walsh, "A Closed Set of Normal Orthogonal Functions," *American Journal of Mathematics*, vol. 45, pp. 5-24, Jan., 1923, 1923.
- [55] J. Wang and D. Ahmadi, "A Precise and Practical Harmonic Elimination Method for Multilevel Inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 857-865, 2010.
- [56] J. R. Wells, X. Geng, P. L. Chapman, P. T. Krein and B. M. Nee, "Modulation-based harmonic elimination," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 22, pp. 336-340, 2007.
- [57] J. R. Wells, B. M. Nee, P. L. Chapman and P. T. Krein, "Selective harmonic control: a general problem formulation and selected solutions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, pp. 1337-1345, 2005.
- [58] M. Ye, P. Song and C. Zhang, "Study of harmonic elimination technology for multi-level inverters," in *Industrial Electronics and Applications, 2008. ICIEA 2008. 3rd IEEE Conference on*, 2008, pp. 242-245.

Bibliografía

- [59] W. Zhang, Q. Zhang, W. Chen and L. Zhang, "Analyzing of voltage-source selective harmonic elimination inverter," in *Mechatronics and Automation (ICMA), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 1888-1892.
- [60] Y. Zhao, "Design and implementation of inverter in dynamic voltage restorer based on selective harmonic elimination PWM," in *Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 2008. DRPT 2008. Third International Conference on*, 2008, pp. 2239-2244.
- [61] C. F. Zheng, B. Zhang and D. Y. Qiu, "Solving switching angles for the inverter's selected harmonic elimination technique with Walsh function," *ICEMS 2005: Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, Vols 1-3*, pp. 1366-1370, 2005.