

Proyecto Fin de Carrera

Ingeniería en Automática y Electrónica Industrial

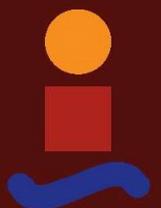
Modelado, simulación y control de convertidores en cascada

Autor: Jacobo Villalón Carbellido

Tutor: Francisco Salas Gómez

Dep. Ingeniería de Sistemas y Automática
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2017



Proyecto Fin de Carrera
Ingeniería en Automática y Electrónica Industrial

Modelado, simulación y control de convertidores en cascada

Autor:

Jacobo Villalón Carbellido

Tutor:

Francisco Salas Gómez

Profesor titular

Dep. de Ingeniería de Sistemas y Automática

Escuela Técnica Superior de Ingeniería

Universidad de Sevilla

Sevilla, 2017

Proyecto Fin de Carrera: Modelado, simulación y control de convertidores en cascada

Autor: Jacobo Villalón Carbellido

Tutor: Francisco Salas Gómez

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2017

El Secretario del Tribunal

A los que creyeron en mí
A los que iluminan esta vida con
su positivismo

La conversión de DC a AC con un voltaje y frecuencia de salidas deseados, puede ser realizada con dos tipos de inversores: inversores de un solo nivel e inversores multinivel (MLI). Entre todas las topologías de MLI, el inversor con conexión en cascada de puentes H es tenido en consideración en este trabajo. Las ventajas de los MLI incluyen: mínima distorsión armónica, EMI reducida y que puede ser operado a diferentes niveles de voltaje.

Abstract

The conversion of DC to AC with a desired voltage and output frequency can be done with two types of inverters: single level inverters and multilevel inverters (MLI). Among all MLI topologies, the inverter with H-bridge cascade connection is taken into account in this study. The advantages of MLI include: minimal harmonic distortion, reduced EMI and that can be operated at different voltage levels.

Resumen	ix
Abstract	xi
Índice	xiii
Índice de Tablas	xv
Índice de Figuras	xvii
Notación	xix
1 Antecedentes y objetivos	1
1.1 Problema	1
1.2 Solución propuesta	2
1.3 Justificación	2
1.4 Objetivos	2
1.5 Conceptos previos	3
1.5.1 Inversor	3
1.5.2 Inversor multinivel	3
1.5.3 Estrategias de modulación	5
1.6 Organización del documento	6
2 MLI en cascada simétrico	7
2.1 Estados de conducción y voltajes	7
2.2 Armónicos	9
2.2.1 Armónicos pares	10
2.2.2 Armónicos impares	10
2.3 Distorsión armónica	10
3 Estrategias de conmutación	11
3.1 Eliminación selectiva de armónicos (SHE)	11
3.1.1 Cálculo de los ángulos de conmutación del 1 ^{er} cuarto de ciclo	12
3.2 Minimización del THD	13
4 Simulación	15
4.1 Programa de simulación	15
4.2 Eliminación selectiva de armónicos	15
4.3 Optimización del THD	19
5 Conclusiones y trabajos futuros	21
5.1 Conclusiones	21
5.2 Trabajos futuros	21
6 Anexos	23
6.1 Programa MATLAB de cálculo de ángulos de conmutación para SHE, por método N-R	23
6.2 Programa MATLAB de cálculo de ángulos de conmutación para SHE, por el método de los mínimos cuadrados	25
6.3 Programa MATLAB de cálculo de ángulos de conmutación para SHE, por el algoritmo genético	27
6.4 Programa MATLAB de cálculo de ángulos de conmutación para SHE, por GlobalSearch	29
6.5 Programa MATLAB para optimización del THD	31

6.6 Programa MATLAB para el cálculo del THD

32

Referencias

33

Índice de Tablas

Tabla 2-1: relación entre f_i , voltaje de salida de una etapa y los estados de conmutación.	9
Tabla 4-1: errores y THD con respecto de m .	18
Tabla 4-2: valores de la componente fundamental y el 3 ^{er} armónico en un MLI de THD optimizado.	19

Índice de Figuras

Figura 1—1. MLI en cascada de puentes H simétrico.	4
Figura 1—2. MLI en cascada de puentes H asimétrico de potencia 2.	4
Figura 1—3. MLI en cascada de puentes H asimétrico de potencia 3.	5
Figura 2—1: inversor en cascada simétrico de 5 niveles	8
Figura 2—2: forma de onda de salida de un inversor en cascada simétrico de 5 niveles	8
Figura 2—3: inversor en cascada simétrico de 5 niveles.	9
Figura 4—1: “modelo” de MATLAB-Simulink para SHE en un MLI en cascada simétrico.	16
Figura 4—2: señales de mando de los interruptores.	17
Figura 4—3: señal de salida de MLI de 5 niveles ($m=0,5$).	17
Figura 4—4: señal de salida de MLI de 5 niveles ($m=1$).	17
Figura 4—5: señal de salida de MLI de 5 niveles ($m=0,1$).	18
Figura 4—6: señal de salida de un MLI en cascada de <i>THD</i> optimizado.	19

Notación

AC	Corriente alterna
DC	Corriente continua
MLI	Inversor multinivel
EMI	Emisión electromagnética
MW	Megavatio (1 MW = 1.000.000 W)
THD	Distorsión armónica total
NPC	<i>Neutral-Point-Clamped Converter</i> (convertidor de diodo anclado)
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> (modulación por ancho de pulso)
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i> (modulación sinusoidal por ancho de pulso)
SHE	<i>Selective Harmonic Elimination</i> (eliminación selectiva de armónicos)
RMS o rms	<i>root mean square</i> (media cuadrática)

1 ANTECEDENTES Y OBJETIVOS

“La sabiduría suprema es tener sueños bastante grandes para no perderlos de vista mientras se persiguen.”

- William Faulkner -

Las aplicaciones industriales exigen, cada vez más, equipos de mayor potencia (niveles de potencia en MW) con media tensión. Como consecuencia, surgieron inversores alimentados en tensión, como una opción para aplicaciones de media tensión y alta potencia (1).

Los inversores multinivel tienen la función de sintetizar una tensión de AC de salida deseada a partir de varios niveles de entrada de DC. Cuantas más fuentes DC de entrada tengamos, la forma de onda de salida tendrá más niveles y, por tanto, se aproxima más a la onda sinusoidal deseada.

En la conversión CD-CA, los MLI presentan un contenido armónico bajo y bajas pérdidas por conmutación, comparados con los convertidores convencionales de dos niveles. Además, como los MLI se centran en mejorar la calidad de la onda de salida y en poder aumentar la potencia nominal del convertidor, se hacen más atractivos para la industria.

Hoy en día, investigadores de todo el mundo ponen gran empeño en mejorar aspectos del MLI como: la simplificación del comando, el rendimiento de diferentes algoritmos para obtener menor THD, desarrollo de nuevas topologías multinivel y nuevas estrategias de conmutación (2).

Los MLI pueden ser de una de estas tres topologías:

- 1) Inversor con diodo enclavado.
- 2) Inversor con condensador flotante.
- 3) Inversor en cascada de puente H.

1.1 Problema

El problema que nos ocupa es básicamente un problema de conversión de energía. Queremos una energía eléctrica en su forma AC y disponemos de energía eléctrica en su forma DC. Es decir, queremos una fuente AC y disponemos de una o varias fuentes DC. Como en todo problema de conversión de energía, lo 1º que debemos fijarnos es si el rendimiento es elevado, ya que si no, tendremos muchas pérdidas que se traducirán en pérdidas económicas.

Algunas topologías, como los inversores con diodo enclavado y con condensador flotante, necesitan gran cantidad de componentes. Además, el tiempo de vida de algunos de estos componentes no juega a su favor (como es el caso de los condensadores). Éste sería un 2º aspecto a tener en cuenta a la hora de juzgar la ‘rentabilidad de la inversión’: número de componentes que utiliza (coste) y mantenimiento de estos componentes (coste).

Los MLI pueden operar tanto en alta como en baja frecuencia, luego habrá, en mayor o menor medida, pérdidas por conmutación, que influirán en el rendimiento. Adicionalmente, las pérdidas de conmutación dependerán de la estrategia de modulación escogida y la topología seleccionada.

En este texto se busca una estrategia de modulación más eficiente que reduzca:

- 1) Las pérdidas por conmutación (mediante menos conmutaciones por ciclo).
- 2) El coste.

Por otro lado, debido a que los dispositivos a conectar a la fuente AC que construyamos necesitarán una calidad mínima de onda, nuestro objetivo ideal sería conseguir una onda sinusoidal perfecta; evidentemente, esto no lo vamos a conseguir nunca, pero buscaremos una estrategia de modulación que consiga:

- 3) La forma de onda más parecida posible a la sinusoidal: esto lo conseguiremos con más fuentes DC de entrada. Aunque no será un criterio de diseño, sino más bien un dato o imposición de entrada.
- 4) El contenido armónico a la salida lo más bajo que sea posible: la salida debe presentar la menor cantidad de armónicos. Esto lo mediremos en este trabajo a través de la distorsión armónica total (*THD*). El 2º objetivo será, entonces, conseguir un *THD* lo más bajo que sea posible.
 - a. Los primeros armónicos eliminados: como alternativa al anterior objetivo, en vez de conseguir un *THD* lo más bajo posible, interesa más bien eliminar ciertos armónicos. Suelen ser los primeros armónicos porque en la siguiente etapa colocaremos un filtro paso bajo, que eliminará los armónicos de altas frecuencias. Como ya veremos más adelante, el número de armónicos que podremos eliminar será igual al número de fuentes de voltaje DC de entrada menos uno (en el caso de convertidor simétrico).

1.2 Solución propuesta

La solución al problema planteado consiste en proponer un inversor multinivel en cascada. Se trabajará con un inversor en cascada simétrico de 5 niveles, pero se intentará que lo planteado en este texto sea extrapolable a inversores en cascada asimétricos y/o de más niveles.

Se analizarán y simularán diferentes técnicas de modulación convencionales en el inversor en cascada mencionado. Según (3), la modulación híbrida tiene mayores ventajas con relación a las otras estrategias convencionales (como SPWM o SHE), proporcionando una menor *THD* y menores pérdidas por conmutación. Pero la modulación híbrida no será objeto de nuestro estudio.

Generalmente, operar los interruptores a baja frecuencia de conmutación significa menos pérdidas por conmutación en los interruptores. Lo que implica mayor eficiencia.

1.3 Justificación

Los MLI satisfacen las necesidades de la industria donde se requiere niveles de media y alta tensión. Eso sí, presentan menos pérdidas por conmutación y menor *THD* que los inversores de 2 o 3 niveles.

Los inversores de 2 o 3 niveles no llegan a cumplir con el mínimo contenido armónico que las normas exigen (máximo *THD*). De ahí que los MLI de más de 3 niveles hayan surgido para solucionar el problema.

Con un MLI con los suficientes niveles, los filtros de salida pueden minimizarse o incluso quitarse.

Cada estrategia de modulación genera una forma de onda distinta a la salida del convertidor, produciendo un espectro armónico diferente. Las estrategias de modulación para estos sistemas son indispensables para controlar la energía eléctrica en distintos procesos industriales, donde se requiere que el contenido armónico de la tensión de salida del convertidor sea aceptable de acuerdo con sus necesidades. Estos abarcan desde transportes (trenes y coches eléctricos), pasando por la fabricación, hasta la conversión de la energía (eólica y solar).

1.4 Objetivos

El objetivo general es analizar y simular diferentes estrategias de modulación convencionales en un MLI en cascada de 5 niveles.

Los objetivos específicos serán: a) lograr la simetría de la onda de salida; b) reducir el nº de conmutaciones por ciclo para tener menos pérdidas por conmutación; c) reducir el *THD* en la onda de voltaje de salida.

1.5 Conceptos previos

Seguidamente vamos a ver una serie de conceptos teóricos sobre inversores, para tener una idea más clara de ellos en este trabajo.

1.5.1 Inversor

En Electrónica de Potencia, un convertidor de DC a AC se denomina comúnmente como 'inversor'. Existen 2 tipos: a) inversores alimentados en tensión (VSI); b) inversores alimentados en corriente (CSI).

1.5.2 Inversor multinivel

Se conoce como 'inversor multinivel' (MLI) a la familia de inversores capaces de entregar a la salida formas de onda alterna de más de 3 niveles, ya sea en corriente o en tensión, dependiendo de si corresponde a un CSI o a un VSI (4). Las características principales de los convertidores multinivel son:

- 1) Múltiples niveles de DC en la entrada permite aumentar varias veces la tensión de salida del inversor empleando menos interruptores que en un inversor convencional.
- 2) Cada interruptor debe bloquear solamente la tensión correspondiente a un único nivel de DC, evitando de esta manera el inconveniente del equilibrado estático y dinámico de la conexión en serie de los dispositivos electrónicos.
- 3) La potencia de los inversores se incrementa al emplear voltajes mayores, sin necesidad de incrementar la corriente, evitando así mayores pérdidas durante la conducción, y por consecuencia, se mejora el rendimiento del inversor.
- 4) El voltaje de salida en un inversor multinivel presenta un contenido armónico menor que el que se logra con un inversor convencional de potencia equivalente. Teóricamente podría obtenerse una distorsión armónica total nula si se dispone de un número infinito de niveles de la tensión de entrada.
- 5) Pueden operar con un intervalo amplio en la frecuencia de conmutación considerando las características de velocidad de los interruptores. En general, con los inversores multinivel se consiguen mejores formas de tensión y corriente de salida al aumentar la frecuencia de conmutación.
- 6) La respuesta dinámica del inversor es más rápida, por tener más niveles de tensión a la salida y requerir de filtros de menor tamaño.

Desde el punto de vista de su topología, los inversores multinivel se pueden clasificar en 3 grandes grupos (4):

- 1) MLI de diodo de anclado.
- 2) MLI con condensadores flotantes.
- 3) MLI en cascada de puente H.

Los dos primeros se construyen con una única fuente; el 3º se construye con varias fuentes aisladas.

Los inversores que sean alimentados por más de una fuente DC pueden ser clasificados como:

- Simétrico: aquel cuyas fuentes DC son del mismo valor.
- Asimétrico: aquel cuyas fuentes DC no son del mismo valor.

1.5.2.1 MLI de diodo anclado (NPC)

Estos inversores utilizan diodos anclados y condensadores. Se fabrican en estructuras de 3, 4 y 5 niveles. Son conocidos también como *Neutral Point-Clamped Converters* (NPC). Se usan para voltaje medio y alta potencia.

1.5.2.2 MLI con condensadores flotantes

También es conocido como *Floating Capacitor Converter* o *Capacitor Clamped Converter*. La función de los condensadores es como la de un circuito de anclaje, o sea, prevé de forma natural el voltaje entre los

interruptores, por lo que las señales de control pueden ser intercambiadas de fase para evitar problemas de cambios bruscos en la pendiente de la tensión de salida.

1.5.2.3 MLI en cascada de puentes H

Un inversor puede considerarse como una fuente de tensión alterna. Por ello, es posible realizar la conexión de más de dos inversores en cascada. Se trata de conectar en serie la salida de una etapa con la salida de otra, y así sucesivamente. La ventaja de esta conexión es que pueden obtenerse más niveles de tensión y mayor amplitud en la salida, dependiendo de la estrategia de modulación empleada (5). La figura 1—1 muestra un MLI monofásico en cascada de puentes H simétrico. El valor máximo de la onda de salida corresponde a $2E$ debido a que las magnitudes de cada puente H se suman. En las figuras 1—2 y 1—3 se muestran otras dos variantes del MLI en cascada de puentes H (6).

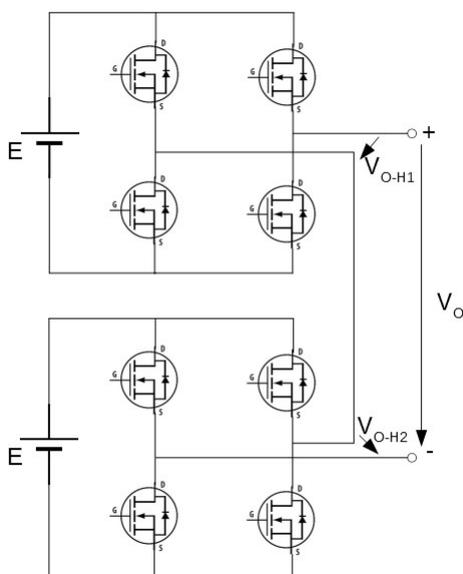


Figura 1—1. MLI en cascada de puentes H simétrico.

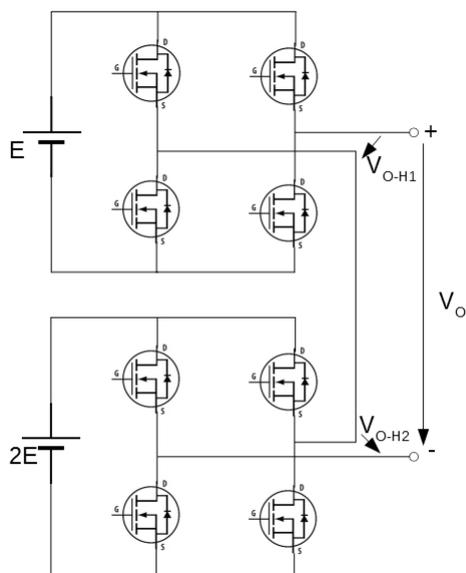


Figura 1—2. MLI en cascada de puentes H asimétrico de potencia 2.

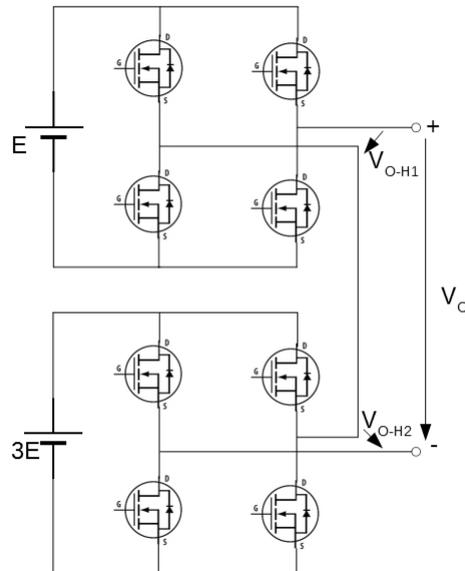


Figura 1—3. MLI en cascada de puentes H asimétrico de potencia 3.

1.5.3 Estrategias de modulación

En muchas aplicaciones industriales, el voltaje de salida de los inversores debe ser controlado para afrontar problemas de cambios del voltaje de entrada y cumplir los requisitos de voltaje y frecuencia a la salida. Los armónicos del voltaje de salida del inversor dependen de la estrategia de modulación seleccionada (7).

Un número más elevado de dispositivos semiconductores, trae por consiguiente un nivel más elevado de complejidad en la topología multinivel, comparado con el inversor de 2 niveles.

Sin embargo, esta complejidad se puede utilizar para mejorar algunos criterios de las técnicas de modulación, como: a) reducir la frecuencia de modulación; b) reducir la pendiente de la señal de voltaje de salida.

Hoy en día, existen varias estrategias de conmutación para los inversores multinivel y pueden ser clasificadas en dos grupos importantes, dependiendo de su frecuencia de conmutación (2): a) conmutación a frecuencia fundamental (donde el inversor tiene pocas conmutaciones por ciclo); b) conmutación a alta frecuencia (donde el inversor tiene muchas conmutaciones por ciclo).

Fundamentalmente, existen las estrategias de modulación basadas en niveles siguientes:

- 1) SHE (eliminación selectiva de armónicos): baja frecuencia de conmutación.
- 2) SPWM (modulación sinusoidal por ancho de pulso): alta frecuencia de conmutación.
- 3) Modulación híbrida: frecuencia de conmutación mixta.

1.5.3.1 SHE

En esta técnica, los ángulos de conmutación se calculan previamente de forma que se eliminen ciertos armónicos, normalmente armónicos de bajo orden. Se pueden eliminar hasta $s-1$ armónicos; donde s es el n° de conmutaciones por cuarto de ciclo. Esta técnica opera a muy baja frecuencia; con ello se consigue reducir pérdidas por conmutación y tener una amplitud ajustable de la componente fundamental. Los armónicos de baja de frecuencia más significativos se escogen para eliminarse, seleccionando apropiadamente los ángulos de conmutación (8) (9).

1.5.3.2 SPWM

Esta técnica convencional se basa en la comparación de una referencia sinusoidal con señales portadoras: la salida de un comparador proporciona un nivel lógico 0 o 1 según una señal sea menor o mayor que la otra. Las señales portadoras son generalmente señales triangulares, desplazadas en fase o en niveles para reducir el

contenido armónico del voltaje de salida (6).

1.5.3.3 Modulación híbrida

La modulación híbrida es una estrategia de conmutación que se usa en MLI asimétricos (fue concebida especialmente para este tipo de topología). Recoge dos tipos de modulación (mencionados anteriormente): modulación a frecuencia fundamental; y modulación a alta frecuencia. Es una estrategia de comando mixta que, a su vez, introduce pequeñas modificaciones de las técnicas convencionales (2) (10).

1.6 Organización del documento

La organización de este trabajo es la siguiente:

- Capítulo 2: se hablará de la estructura de un MLI en cascada simétrico.
- Capítulo 3: se analizarán las estrategias de conmutación implementadas en este trabajo.
- Capítulo 4: tras simular en entorno MATLAB-Simulink las diferentes soluciones de convertidores en cascada simétricos propuestos, se verán sus resultados y se analizarán.
- Capítulo 5: aquí se incluyen los anexos con los programas MATLAB desarrollados para el cálculo de los ángulos de disparo.

2 MLI EN CASCADA SIMÉTRICO

“La teoría es asesinada tarde o temprano por la experiencia.”

- Albert Einstein -

Una estructura básica de un MLI en cascada de puentes H simétrico, con dos fuentes DC, se puede ver en la figura 1—1. Cada puente H usa una fuente DC para generar un voltaje modulado en los terminales de salida. El voltaje total de salida es obtenido de la suma del voltaje de salida de cada puente H. Cada puente H (cada etapa del inversor) es capaz de producir 3 niveles de voltaje: $+E$, $-E$ y 0. El n° máximo de niveles de voltaje (L) que es capaz de dar un MLI simétrico es (11):

$$L = 2 \cdot N_{inv} + 1 \quad (2-1)$$

Donde N_{inv} es el n° de puentes H o etapas del inversor (o n° de fuentes de continua).

Cada etapa del inversor requiere una fuente DC aislada. Las fuentes aisladas pueden ser paneles fotovoltaicos o convertidores DC/DC; aunque normalmente son transformadores con varios secundarios aislados eléctricamente entre sí. En este trabajo consideraremos que son fuentes de tensión constante como pueden ser una pila o una batería.

Luego, una forma de aumentar el n° de niveles de un inversor es aumentar el n° de etapas o puentes H conectados en serie. Otra forma sería tener fuentes DC con diferentes valores de voltaje. Los inversores con fuentes DC de diferentes valores se llaman, como hemos visto, asimétricos. En este caso, el n° máximo de niveles de voltaje (L) que es capaz de dar un MLI asimétrico depende de si es de potencia 2 (binario) o de potencia 3 (trinario):

$$L_{bin} = 2^{(N_{inv}+1)} - 1 \quad (2-2)$$

$$L_{tri} = 3^{N_{inv}} \quad (2-3)$$

En un inversor en cascada asimétrico de potencia 2, el valor de la fuente DC de cada puente H es:

$$V_{dc,i} = 2^{i-1} \cdot V_{dc} \quad (2-4)$$

En un inversor en cascada asimétrico de potencia 3, el valor de la fuente DC de cada puente H es:

$$V_{dc,i} = 3^{i-1} \cdot V_{dc} \quad (2-5)$$

Donde: V_{dc} es el valor de la 1ª fuente; $V_{dc,i}$ es el valor de la fuente i -ésima; e i es el n° de puente H que va desde 1 hasta N_{inv} .

2.1 Estados de conducción y voltajes

En la siguiente figura se muestra un inversor en cascada simétrico de 5 niveles, que va a ser objeto de nuestro estudio.

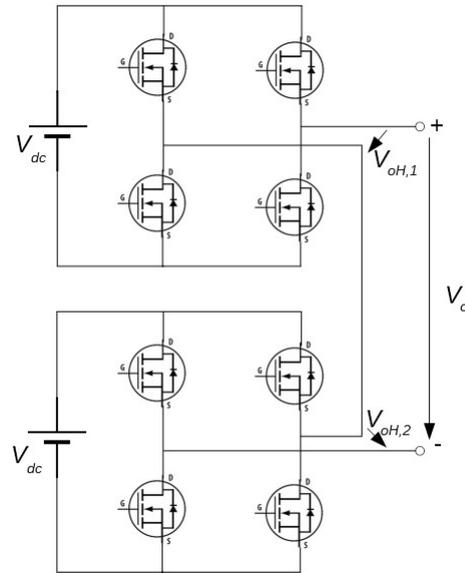


Figura 2—1: inversor en cascada simétrico de 5 niveles

En la figura siguiente se muestra la forma de onda de salida del inversor de nuestro estudio.

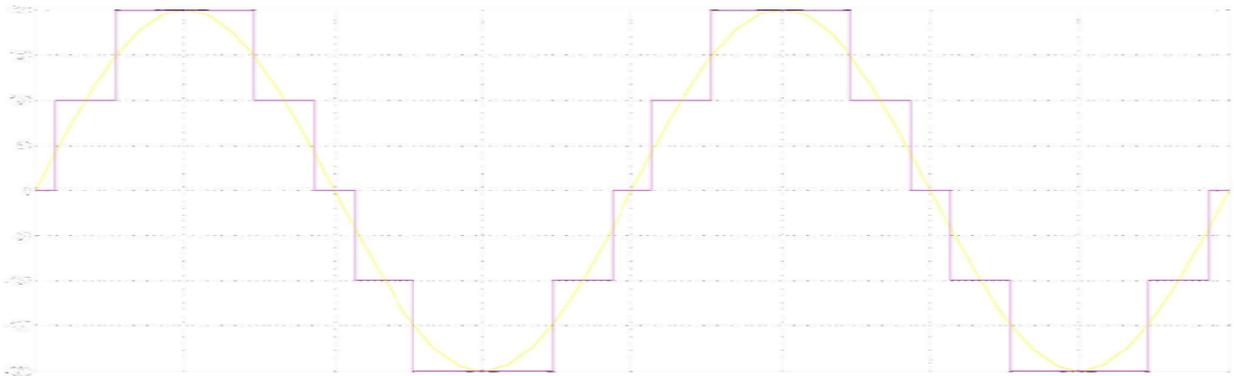


Figura 2—2: forma de onda de salida de un inversor en cascada simétrico de 5 niveles

La forma de onda en amarillo corresponde con una onda sinusoidal perfecta, que sería nuestro objetivo utópico. La forma de onda en fucsia es la salida de nuestro inversor de 5 niveles. La salida corresponde a la suma del voltaje individual de salida de cada etapa del inversor, en este caso:

$$V_o = V_{oH,1} + V_{oH,2} \quad (2-6)$$

Generalizando, para un inversor de N_{inv} etapas, el voltaje de salida será:

$$V_o = \sum_{i=1}^{N_{inv}} V_{oH,i} \quad (2-7)$$

Para relacionar $V_{oH,i}$ con V_{dc} , se utiliza una función de conmutación denominada f_i :

$$V_{oH,i} = f_i \cdot V_{dc} \quad (2-8)$$

Ecuación que se podría describir de la siguiente forma, si fuera para un convertidor asimétrico:

$$V_{oH,i} = f_i \cdot V_{dc,i} \quad (2-9)$$

En la siguiente tabla se relaciona el valor de la función de conmutación, el voltaje de salida de la etapa i y los estados de conmutación de los interruptores de dicha etapa (12). El valor de f_i puede ser -1, 0 o 1, pudiéndose conseguir el valor 0 de dos formas:

Tabla 2-1: relación entre f_i , voltaje de salida de una etapa y los estados de conmutación.

f_i	$V_{oH,i}$	S_{i1}	S_{i2}	S_{i3}	S_{i4}
1	V_{dc}	on	off	off	on
-1	$-V_{dc}$	off	on	on	off
0	0	on	on	off	off
0	0	off	off	on	on

Donde S_{ij} representa al interruptor de la etapa i en la posición j ; en la siguiente figura denotamos los interruptores en el convertidor bajo estudio, para comprobar donde están situados en cada etapa:

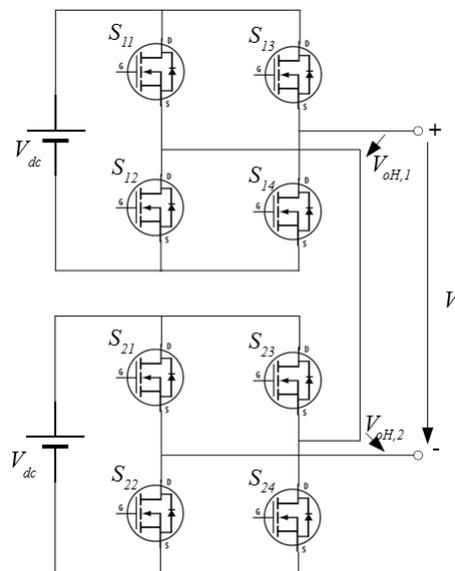


Figura 2—3: inversor en cascada simétrico de 5 niveles.

De las ecuaciones 2-7 y 2-8 se obtiene:

$$V_o = \sum_{i=1}^{N_{inv}} f_i \cdot V_{dc} \tag{2-10}$$

2.2 Armónicos

En sistemas eléctricos de corriente alterna, los armónicos son componentes sinusoidales de la serie de Fourier de una señal periódica (de tensión o corriente). El orden armónico es un n^o entero mayor que 1. Una componente de orden armónico n (con $n > 1$) es generalmente designada como “ n -ésimo armónico”. Designar a la componente fundamental como el “1^{er} armónico” no está recomendado (13).

La frecuencia fundamental (f) es la frecuencia de trabajo del sistema; en nuestro caso, es la frecuencia de la señal sinusoidal ideal de salida del convertidor. En España, la frecuencia de suministro de la red eléctrica es 50 Hz.

Una señal distorsionada, estará compuesta por una componente fundamental (de frecuencia f) y una serie de componentes de orden n ($n > 1$) superpuestas a la anterior y cuya frecuencia será $n \cdot f$.

La señal de salida de un convertidor DC/AC tiene armónicos no deseables como consecuencia de la naturaleza de la conmutación de los dispositivos electrónicos de potencia.

Cada armónico está caracterizado por: orden (n), amplitud (A_n) y fase (φ_n).

¿Por qué eliminar los armónicos en lo posible? Los armónicos provocan una serie de problemas tanto en la red eléctrica como en los equipos alimentados con señales distorsionadas. Entre estos problemas cabe destacar:

- a) Sobrecalentamiento de cables, transformadores y motores.
- b) Corrientes excesivas en el neutro.
- c) Fenómenos de resonancia.

2.2.1 Armónicos pares

Los armónicos pares son el resultado de una onda asimétrica.

2.2.2 Armónicos impares

Las ondas simétricas contienen únicamente armónicos impares. En las ondas asimétricas hay armónicos pares e impares.

2.3 Distorsión armónica

La distorsión armónica es una característica de una señal eléctrica que es interpretada como una distorsión en la forma de onda con respecto a una señal sinusoidal ideal. Nos servirá, por tanto, para comparar o medir una estrategia de conmutación con respecto a otra.

Según (14), hay dos definiciones de *THD* (*Total Harmonic Distorsion*) que se pueden encontrar en la literatura. Conforme a una de ellas, el contenido armónico de una forma de onda es comparado con su componente fundamental. Según la 2ª definición, el contenido armónico es comparado de una forma de onda es comparado con el valor rms de la forma de onda. Para distinguirlas, la 1ª es ocasionalmente denotada por THD_F y la 2ª por THD_R . Los *THDs* de una señal de corriente, por ejemplo, son definidos como:

$$THD_F = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (2-11)$$

$$THD_R = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (2-12)$$

Donde I_n son o bien el valor rms o bien la amplitud, del armónico de orden n .

A bajo valores de *THD*, no hay mucha diferencia entre los dos. Sin embargo, las dos definiciones pueden causar ambigüedad, confusión y malinterpretación cuando medidos formas de onda de gran contenido armónico. Se recomienda el uso de THD_F mejor que THD_R . Así lo haremos en este trabajo, pasando a denotarlo simplemente por *THD*.

3 ESTRATEGIAS DE CONMUTACIÓN

“La ciencia no consiste sólo en saber lo que debe o puede hacerse, sino también en saber lo que podría hacerse aunque quizá no debiera hacerse.”

- Umberto Eco -

Para generar la señal de salida deseada del inversor, hay que ejercer un adecuado control sobre el apagado/encendido de los interruptores de éste. Las estrategias de conmutación son formas de crear los patrones de conmutación adecuados para generar la salida deseada.

3.1 Eliminación selectiva de armónicos (SHE)

La técnica de eliminación selectiva de armónicos es una estrategia de conmutación que opera a frecuencia fundamental. Esta estrategia elimina los armónicos de bajo orden, que son los que más afectan negativamente a la carga. Para emplear esta técnica se usa el principio de simetría del cuarto de onda, el cual consiste en (suponiendo que la forma de onda de salida buscada ideal es una senoide que empieza en 0° cuya 1ª mitad del ciclo es positiva y las 2ª mitad es negativa):

- 1) Calcular previamente los ángulos de conmutación del 1º cuadrante (de 0° a 90°), es decir, del 1º cuarto de ciclo de la onda de salida. Ya veremos más adelante cómo se calculan estos ángulos.
- 2) El 2º cuarto de la onda es el espejo del 1º cuarto de onda generado (de izquierda a derecha).
- 3) Los ángulos del 3º y 4º cuarto, es decir, de la 2ª mitad del ciclo, se calculan sabiendo que deben ser el espejo de la 1ª mitad (de arriba abajo).

El nº de ángulos de conmutación por cuarto de ciclo (s) vendrá dado por el nº de niveles (L) requeridos según la siguiente ecuación:

$$s = \frac{L - 1}{2} \quad (3-1)$$

Como se podrá comprobar fácilmente, este nº coincide con el nº de etapas de puentes H (N_{inv}) conectadas en cascada de nuestro inversor ($s=N_{inv}$). Siendo esta ecuación equivalente a la (2-1).

Siempre hablaremos de inversores de un nº impar de niveles mayor o igual a 5 (5, 7, 9, etc.). Inversores con menos niveles son posibles, pero no son objeto de nuestro estudio.

Si tenemos calculados los ángulos del 1º cuadrante (que ya veremos cómo):

$$\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_s \quad (3-2)$$

Según lo mencionado anteriormente, la forma de calcular los ángulos del 2º cuarto es la siguiente (en radianes):

$$\alpha_{s+k} = \pi - \alpha_{s-k+1}, \text{ con } k = 1, 2, \dots, s \quad (3-3)$$

Los ángulos del 3º cuadrante serán:

$$\alpha_{2s+k} = \pi + \alpha_k, \text{ con } k = 1, 2, \dots, s \quad (3-4)$$

Y los del 4º cuadrante:

$$\alpha_{3s+k} = 2\pi - \alpha_{s-k+1}, \text{ con } k = 1, 2, \dots, s \quad (3-5)$$

3.1.1 Cálculo de los ángulos de conmutación del 1er cuarto de ciclo

Para hallar los ángulos, se hace por medio de la expansión de las series de Fourier (4) (8) (15) (16) (17). La expansión en series de Fourier del voltaje de salida se podría escribir de la siguiente forma:

$$V_o(\omega \cdot t) = \sum_{n=1,3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{4V_{dc}}{n \cdot \pi} (\cos(n \cdot \alpha_1) + \cos(n \cdot \alpha_2) + \dots + \cos(n \cdot \alpha_s)) \sin(n \cdot \omega \cdot t) \quad (3-6)$$

Donde: s es el nº de puentes H conectados en cascada por fase; k es el orden de las componentes armónicas. Para un deseado voltaje de pico V_1 de la componente fundamental, dado, es requerido para determinar los ángulos de conmutación tales que:

$$0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_s \leq \frac{\pi}{2} \quad (3-7)$$

Y algunos armónicos predominantes de orden más bajo de voltaje de fase sean cero. Entre los s ángulos de conmutación, básicamente uno es usado para elegir el voltaje de la componente fundamental (V_1) y los restantes $s-1$ ángulos de conmutación son usados para eliminar ciertos armónicos predominantes de orden más bajo.

De la ecuación (3-6), la expresión del voltaje fundamental (V_1) en términos de ángulos de conmutación está dada por: ($n=1$) ($\omega \cdot t = \frac{\pi}{2}$)

$$\frac{4V_{dc}}{\pi} (\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \dots + \cos(\alpha_s)) = V_1 \quad (3-8)$$

Además, la relación entre el voltaje fundamental y el máximo voltaje obtenible está dada por índice de modulación. El índice de modulación (m) es definido como la relación entre el voltaje fundamental de salida (V_1) y el máximo voltaje fundamental ($V_{1,máx}$) obtenible. El máximo voltaje fundamental es obtenido cuando todos los ángulos de conmutación son 0.

$$V_{1,máx} = \frac{4 \cdot s \cdot V_{dc}}{\pi} \quad (3-9)$$

$$m = \frac{V_1}{V_{1,máx}} = \frac{\pi \cdot V_1}{4 \cdot s \cdot V_{dc}} \quad (3-10)$$

$$m \leq 1 \Leftrightarrow V_1 \leq V_{1,máx} \quad (3-11)$$

Para inversores de 5, 7, 11 y 13 niveles, $s=2$, $s=3$, $s=5$ y $s=7$ respectivamente. El nº de grados de libertad disponible es $s+1$: los s ángulos de conmutación más 1 por la posibilidad de elegir el valor de V_1 (o m). Aunque en la mayoría de textos científicos (18) se habla de s grados de libertad, debido a que quizá el valor de V_1 venga impuesto. En estos, un ángulo (grado de libertad) se utiliza para fijar el valor de V_1 . El resto para eliminar (dejar prácticamente a 0) los $s-1$ primeros armónicos impares (3° , 5° , 7° , etc.).

$$\begin{aligned}
\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \dots + \cos(\alpha_s) &= s \cdot m & (3-12) \\
\cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) + \dots + \cos(3\alpha_s) &= 0 \\
\cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \dots + \cos(5\alpha_s) &= 0 \\
\cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \dots + \cos(7\alpha_s) &= 0 \\
\dots & \\
\cos((2s-1)\alpha_1) + \cos((2s-1)\alpha_2) + \dots + \cos((2s-1)\alpha_s) &= 0
\end{aligned}$$

Esto es un sistema de ecuaciones trascendentales, conocidas como ecuaciones SHE (eliminación selectiva de armónicos), donde las incógnitas son los ángulos de conmutación. La 1ª ecuación determina el valor de V_I para un valor de m dado. Las restantes ecuaciones eliminan los primeros armónicos impares. El sistema de ecuaciones es resuelto empleando el método Newton-Raphson (N-R), en el que todas las posibles soluciones, para un valor de m dado, son obtenidas sin mucho esfuerzo computacional. El algoritmo para resolver este sistema de ecuaciones es dado en (19).

El grado de libertad extra que nos daría elegir el valor de m (o V_I) podría servir para eliminar otro armónico impar más, de bajo orden, pero, como se ha comprobado en la fase de investigación de este trabajo, no se llega a una solución coherente.

Dado que los resultados no son muy buenos en las situaciones extremas ($m \approx 1$ o $m \approx 0$), adicionalmente, se han empleado otros métodos para resolver el sistema de ecuaciones anterior: el método de los mínimos cuadrados (con resultados similares), el algoritmo genético (con mejores resultados normalmente) y la utilidad *GlobalSearch* de MATLAB (que compara el resultado de varios métodos para dar la mejor). Tampoco se han conseguido resultados muy buenos para $m \approx 1$ o $m \approx 0$, aunque mejores, ya que físicamente estamos llevando al límite al convertidor: para $m \approx 1$ estoy haciendo que $V_I \approx V_{I,máx}$, y para ello los ángulos tendrán un valor muy parecido; para $m \approx 0$ estoy haciendo que $V_I \approx 0$, y para ello los ángulos de conmutación tendrán un valor casi idéntico y muy cercano a 90° .

3.2 Minimización del THD

Dado que no podíamos eliminar otro armónico, se trabajó en la posibilidad de optimizar el valor de *THD*. Efectivamente, hay textos científicos que avalan este objetivo (20). Se trataría de utilizar el algoritmo genético para buscar los ángulos de conmutación óptimos con los que se obtuviera el menor valor de *THD* posible. Lo que se ha hecho en este trabajo es crear una función MATLAB que calcula el *THD* a partir de los ángulos de conmutación, que se le pasan como variables de entrada. Después se ha realizado otro programa que busca los valores de los ángulos de conmutación que minimizan la función *THD*, a través del algoritmo genético.

4 SIMULACIÓN

“Es posible que los frustrados sean más sensibles a la fuerza y esplendor de la masa que las personas autosuficientes. El deseo de escapar o camuflar su insatisfacción personal desarrolla en los frustrados cierta facilidad para simular —para aparentar— y también una disposición para identificarse completamente con los espectáculos de masas.”

- Eric Hoffer -

En este apartado se describen los resultados obtenidos mediante la simulación para la estrategia de conmutación SHE para un MLI en cascada simétrico de 5 niveles. La simulación se realiza a una frecuencia de 50 Hz.

4.1 Programa de simulación

Para realizar la simulación se utilizó el programa MATLAB-Simulink. Aunque para el cálculo de los ángulos de conmutación y muchos de sus resultados mostrados en este trabajo (*THD*, valor de los armónicos, etc.) se utilizó también el programa MATLAB, o más bien, software programado en MATLAB con éste propósito.

4.2 Eliminación selectiva de armónicos

La técnica de eliminación selectiva de armónicos, para un MLI simétrico en cascada de 5 niveles, requiere el cálculo de 2 ángulos de disparo (en el 1^{er} cuadrante), con el objetivo de eliminar el armónico de orden 3. Para el cálculo de los ángulos de conmutación se utilizaron varios programas MATLAB (anexos 5.1, 5.2, 5.3 y 5.4). El programa está pensando para un MLI de L niveles, es decir, podría calcular los s ángulos de conmutación de un MLI de más de 5 niveles. Por ello, lo primero que te pide al ejecutarlo es el n° de ángulos de conmutación (del 1^{er} cuadrante) que tiene que calcular, que como sabemos depende de forma directa del n° de niveles del MLI.

Lo segundo que te pide es el índice de modulación (m). Recordemos que el índice de modulación es un n° entre 0 y 1:

$$0 < m \leq 1 \quad (4-1)$$

Una vez calculados los ángulos de conmutación, podemos comprobar si el programa ha llegado a una solución coherente o buena, es decir, si todas las ecuaciones del sistema de ecuaciones siguiente son cero:

$$\begin{aligned} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \dots + \cos(\alpha_s) - s \cdot m &= 0 \\ \cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) + \dots + \cos(3\alpha_s) &= 0 \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \dots + \cos(5\alpha_s) &= 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \dots + \cos(7\alpha_s) &= 0 \\ \dots & \\ \cos((2s-1)\alpha_1) + \cos((2s-1)\alpha_2) + \dots + \cos((2s-1)\alpha_s) &= 0 \end{aligned} \quad (4-2)$$

Para ello se ha creado la variable *varm*. Se puede comprobar que el algoritmo genético da la mejor solución y que la utilidad *GlobalSearch* de MATLAB no mejora la solución dada por el algoritmo genético. Esta utilidad

analiza varios métodos de búsqueda de mínimos y se queda con la mejor.

Para $s=2$, las ecuaciones anteriores quedarían:

$$\begin{aligned}\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - 2 \cdot m &= 0 \\ \cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) &= 0\end{aligned}\quad (4-3)$$

Por otro lado, también podemos apreciar que, según el valor de m , cuanto más cerca de 0 o de 1 sea nuestro índice de modulación, peor será la solución proporcionada por cualquiera de los métodos de minimización.

Si pasamos a trabajar con el algoritmo genético, para el caso que nos ocupa y un índice de modulación de $m=0,5$, obtendremos los siguientes ángulos de disparo (del 1^{er} cuadrante):

$$\begin{aligned}\alpha_1 &\cong 24,73^\circ \\ \alpha_2 &\cong 84,73^\circ\end{aligned}\quad (4-4)$$

Efectivamente, como habíamos dicho, aquí el algoritmo se comporta muy bien. Como vemos con los resultados obtenidos para las ecuaciones (4-3):

$$\begin{aligned}\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - 2 \cdot m &\cong 0,86 \cdot 10^{-4} \\ \cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) &\cong -0,51 \cdot 10^{-4}\end{aligned}\quad (4-5)$$

Los mencionados programas MATLAB acaban calculando los tiempos de disparo en el ciclo completo y otros parámetros necesarios para el control. Estos quedan en el Workspace y MATLAB-Simulink los coge de allí. En MATLAB-Simulink se realizó el siguiente “modelo” para simular el MLI objeto de nuestro trabajo:

simetrico.slx

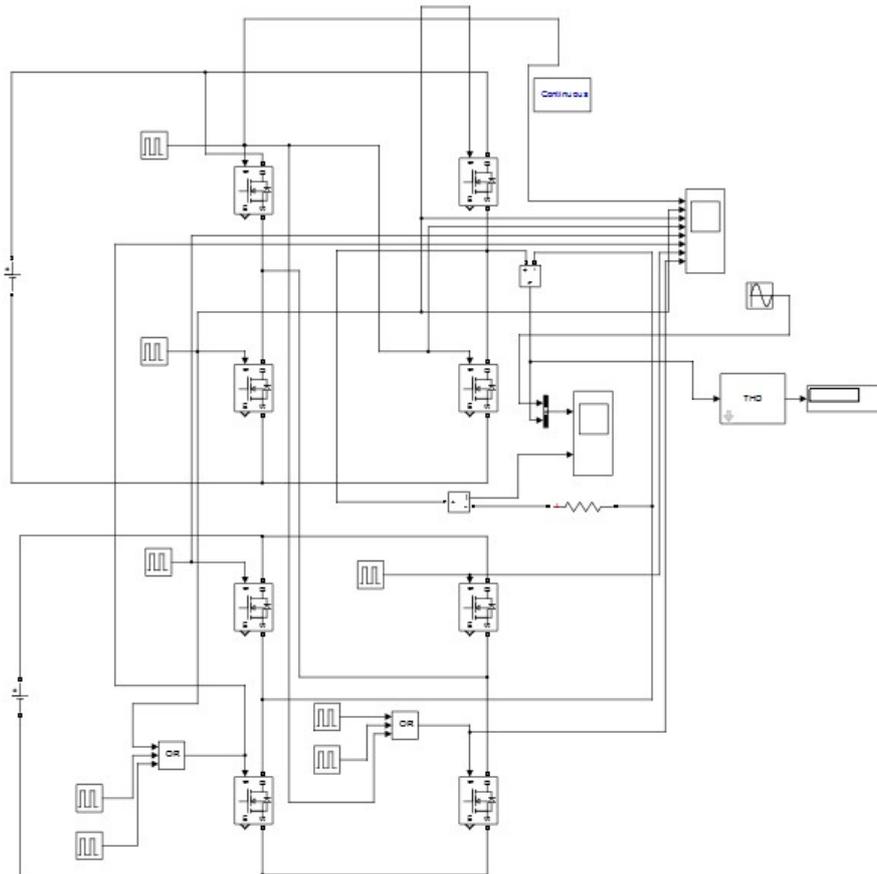


Figura 4—1: “modelo” de MATLAB-Simulink para SHE en un MLI en cascada simétrico.

Si ejecutamos la simulación, el resultado de la simulación es el siguiente. Las señales de mando de los interruptores son:

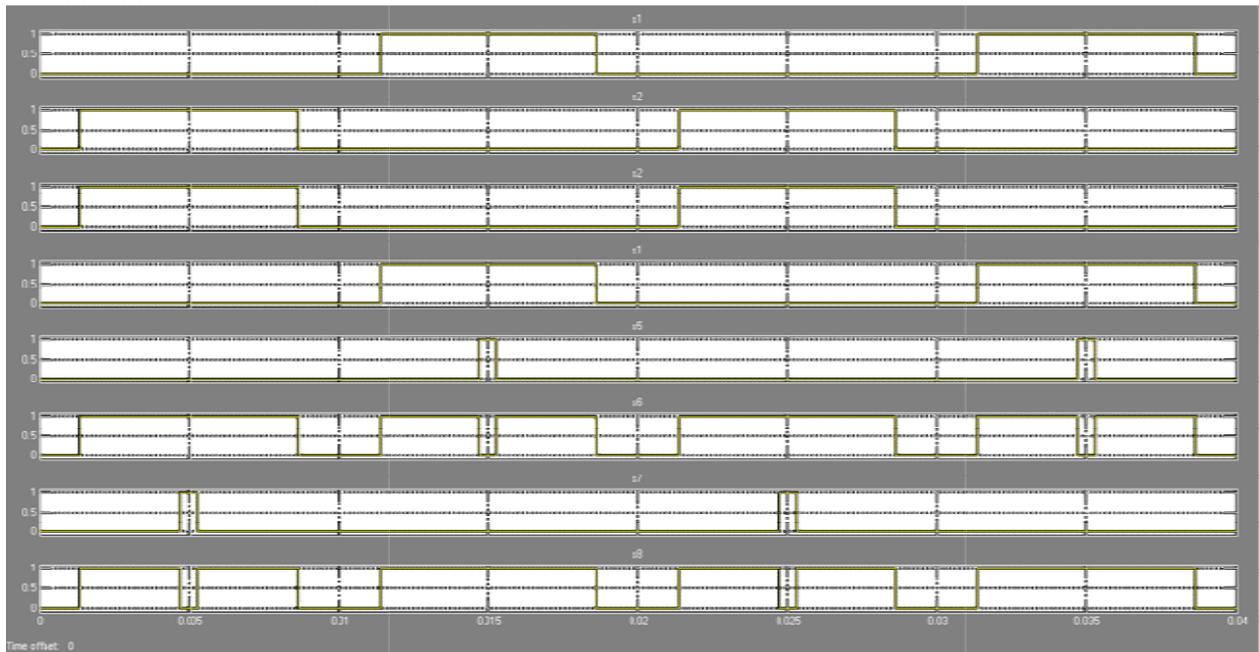


Figura 4—2: señales de mando de los interruptores.

Notar que las señales de los interruptores 1 y 4, y por otro lado, 2 y 3, son iguales.

El voltaje de salida es el siguiente:

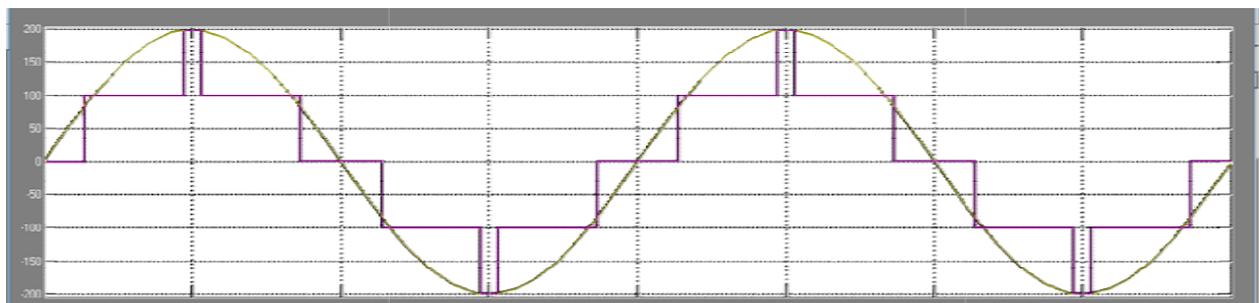


Figura 4—3: señal de salida de MLI de 5 niveles ($m=0,5$).

En la figura anterior se ha querido poner en amarillo: la señal sinusoidal perfecta, que sería nuestro objetivo utópico. En magenta va la señal de salida del MLI.

El valor de THD obtenido para $m=0,5$ es: $THD=33,36\%$.

La señal de salida para el caso extremo $m=1$ es:

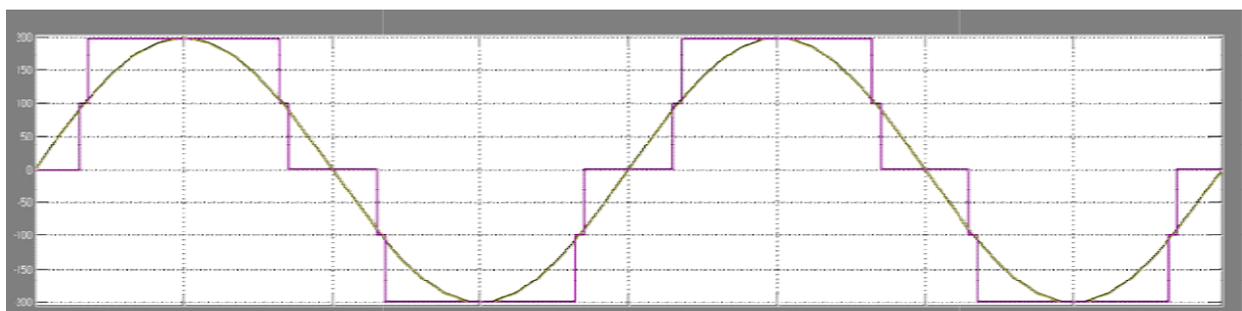


Figura 4—4: señal de salida de MLI de 5 niveles ($m=1$).

El valor de THD obtenido para $m=1$ es: $THD=26,93\%$.

Como habíamos dicho, aquí el algoritmo no se comporta muy bien:

$$\begin{aligned}\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - 2 \cdot m &\cong -0,2614 \\ \cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) &\cong 0,0509\end{aligned}\quad (4-6)$$

La señal de salida para el caso extremo $m=0,1$ es:

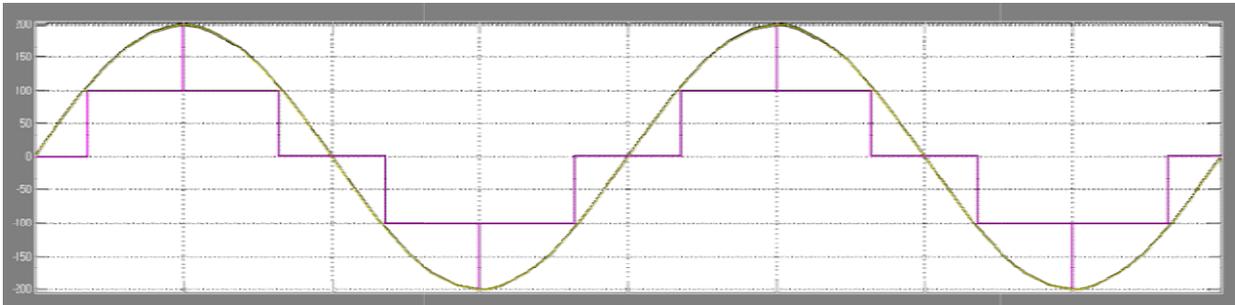


Figura 4—5: señal de salida de MLI de 5 niveles ($m=0,1$).

El valor de *THD* obtenido para $m=0,1$ es: $THD=32,64\%$.

Como habíamos dicho, aquí el algoritmo no se comporta muy bien:

$$\begin{aligned}\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - 2 \cdot m &\cong 0,6462 \\ \cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) &\cong -0,1151\end{aligned}\quad (4-7)$$

En la siguiente tabla vemos los valores de *THD* para diferentes valores de m y el error a la hora de minimizar las dos ecuaciones (4-3): (los valores 0 son en realidad aproximadamente 0)

m	$\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - 2 \cdot m$	$\cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2)$ (3 ^{er} armónico)	<i>THD</i> (%)
0,1	0,6462	-0,1151	32,64
0,2	0,4525	-0,0792	32,11
0,3	0,2586	-0,0442	31,63
0,4	0,0642	-0,0109	31,21
0,5	0	0	33,36
0,6	0	0	31,41
0,7	0	0	29,84
0,8	0	0	20,97
0,9	-0,0661	0,0110	31,02
1	-0,2614	0,0509	26,93

Tabla 4-1: errores y *THD* con respecto de m .

Como podemos apreciar el *THD* varía entre un 21% a un 33%, desapareciendo prácticamente el 3^{er} armónico prácticamente.

4.3 Optimización del THD

Utilizando el algoritmo genético, se ha realizado un programa en MATLAB para mejorar todo lo posible el *THD*. Aquí nos olvidamos de eliminar los primeros armónicos impares. El programa se puede encontrar en el apartado 5.5. Éste llama a su vez a la función *THD(x)*, programada especialmente para este trabajo y que podemos encontrar en el anexo 5.6.

Si ejecutamos el programa, obtendremos los siguientes ángulos de disparo (del 1^{er} cuadrante):

$$\begin{aligned}\alpha_1 &\cong 12,8467^\circ \\ \alpha_2 &\cong 41,8292^\circ\end{aligned}\quad (4-8)$$

El *THD* obtenido es: *THD*=16,42%.

La señal de salida obtenida es:

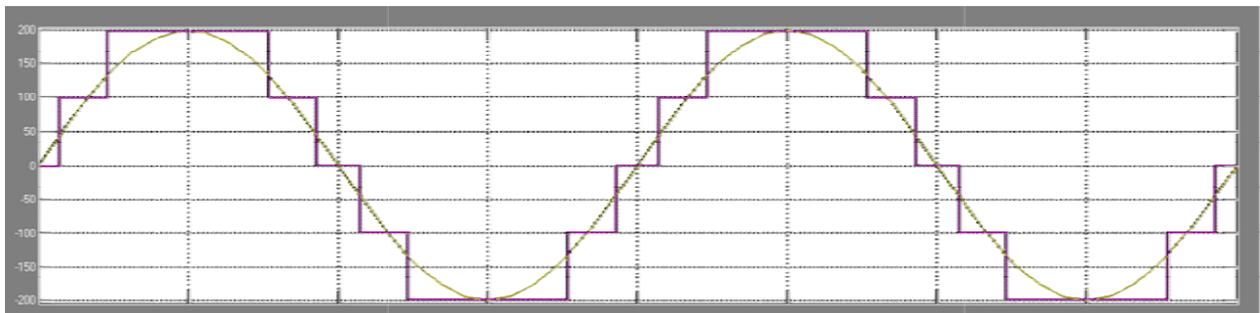


Figura 4—6: señal de salida de un MLI en cascada de *THD* optimizado.

En la siguiente tabla vemos el valor de la amplitud de la componente fundamental y del 3er armónico: ($V_{dc} = 100$ V)

$\frac{4V_{dc}}{\pi} (\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2))$ (componente fundamental)	$\frac{4V_{dc}}{3 \cdot \pi} (\cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2))$ (3 ^{er} armónico)	$\cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2)$	<i>THD</i> (%)
219,0095 V	8,5570 V	0,2016	16,42

Tabla 4-2: valores de la componente fundamental y el 3^{er} armónico en un MLI de *THD* optimizado.

5 CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

“No pienso nunca en el futuro porque llega muy pronto.”

- Albert Einstein -

En la actualidad el inversor multinivel en cascada es, debido a sus beneficios, una gran alternativa de convertidor en aplicaciones industriales. Además, ha sido un importante tema de estudio en los últimos años, abordado ampliamente, debido al alto nº de niveles que puede generar en la tensión de salida y a su alta fiabilidad por su nº limitado de componentes necesarios para su funcionamiento.

5.1 Conclusiones

En este trabajo se consiguió simular con éxito un MLI en cascada de 5 niveles a través de MATLAB-Simulink. Las simulaciones se realizaron según diferentes técnicas de conmutación de los interruptores: SHE; o reducir al mínimo el THD. Cada una con diferentes objetivos: la 1ª es eliminar todo lo posible la presencia de los primeros armónicos (impares); la 2ª es reducir todo lo posible la contaminación armónica.

Como hemos visto en el capítulo anterior, podemos enumerar las siguientes conclusiones:

- Los métodos matemáticos para el cálculo de los ángulos de conmutación, para la estrategia de conmutación SHE, empiezan a no ser muy exactos cuando el índice de modulación es cercano o igual a 1 o cercano a 0.
- Por consiguiente, la presencia de los primeros armónicos impares será reducida pero no nula para los índices de modulación mencionados.
- En la estrategia de conmutación de optimización del THD, la presencia de los primeros armónicos impares es palpable pero pequeña.
- Por lo tanto, la estrategia de conmutación a elegir vendrá en función de lo que se necesite para la aplicación concreta, si se van a colocar filtros, etc., es decir, si prima el menor THD posible o si prima la no presencia de los primeros armónicos impares.

5.2 Trabajos futuros

Algunos aspectos importantes a seguir investigando para MLI en cascada son:

- Validar experimentalmente la información obtenida en este trabajo.
- Evaluar las pérdidas por conmutación y por conducción por ciclo para cada puente H.
- Analizar el comportamiento de la THD de corriente en función del factor de potencia.
- Analizar en detalle por qué son menos precisos los métodos matemáticos para el cálculo de los ángulos de disparo para SHE con índice de modulación cercano a 0 o igual o cercano a 1. O también, estudiar la forma de calcularlos de forma más precisa a través de otros algoritmos.

Otros trabajos que se pueden hacer sobre MLI en cascada son:

- Implementar la técnica SHE pero a través de otro método que busca la optimización de la altura de los escalones para eliminar los primeros armónicos impares, según (21).

- Eliminar otro armónico adicional más, siempre y cuando se tenga una determinada tensión de entrada e índice de modulación. Es decir, la tensión de entrada y el índice de modulación no serán datos del problema sino soluciones.
- Eliminar los primeros armónicos impares de orden superior a 3, es decir, desde el 5º en adelante. Ver ventajas e inconvenientes, y aplicaciones a las que vendría bien.

6 ANEXOS

“Tenemos que aprovechar cuando la suerte está de nuestro lado y hacer todo lo posible por ayudarla, de la misma manera que ella nos está ayudando.”

- Paulo Coelho, 2012 -

6.1 Programa MATLAB de cálculo de ángulos de conmutación para SHE, por método N-R

```
                                conmangleSHE.m
%
%  $\cos(x(1))+\cos(x(2))+\dots+\cos(x(s))=s \cdot m$            [1ª ecuación]
%  $\cos(3x(1))+\cos(3x(2))+\dots+\cos(3x(s))=0$            [2ª ecuación]
%  $\cos(5x(1))+\cos(5x(2))+\dots+\cos(5x(s))=0$            [3ª ecuación]
% ...
%  $\cos((2s-1)x(1))+\cos((2s-1)x(2))+\dots+\cos((2s-1)x(s))=0$  [sª ecuación]
%
% ELIMINACIÓN SELECTIVA DE ARMÓNICOS, con método N-R

s=input('s='); %número de ecuaciones = nº incógnitas =
% = nº ángulos de conmutación = nº puentes H en cascada (si es simétrico) =
% = nº fuentes de continua (si es simétrico)
m=input('m='); %índice de modulación
y=zeros(1,s);
y(1)=s*m;
h=(1:2:2*(s)-1);% armónicos
wp=1000;
res=@(x) [(sum(cos(x*h))-y)'
           (x<=0).*abs(x)*wp
           (x>=pi/2).*(x)*wp];
x0=zeros(s,1);
for k=1:s
x0(k,1)=(k-1)*pi/2/s+pi/4/s;
end
```

```

[x,ssq,cnt,nfj] = LMFnlsql2(res,x0,'Display',0);

X=sort(x); %ordenamos los resultados en orden ascendente
vthd=THD(X);
varm=sum(cos(X*h))-y;

for k=1:s %calculamos los ángulos de conmutación de los otros 3 cuadrantes
    X(s+k)=pi-X(s-k+1);
    X(2*s+k)=pi+X(k);
    X(3*s+k)=2*pi-X(s-k+1);
end
f=50;
w=2*pi*f;
T=1/f;
t=X/w;
pws1=(t(8)-t(5))/T*100;
pds1=t(5);
pws2=(t(4)-t(1))/T*100;
pds2=t(1);
pws5=(t(7)-t(6))/T*100;
pds5=t(6);
pws62=(t(6)-t(5))/T*100;
pds62=t(5);
pws63=(t(8)-t(7))/T*100;
pds63=t(7);
pws7=(t(3)-t(2))/T*100;
pds7=t(2);
pws81=(t(2)-t(1))/T*100;
pds81=t(1);
pws82=(t(4)-t(3))/T*100;
pds82=t(3);

```

6.2 Programa MATLAB de cálculo de ángulos de conmutación para SHE, por el método de los mínimos cuadrados

```

                                conmangleSHE2.m

%
% cos(x(1))+cos(x(2))+...+cos(x(s))=s·m           [1ª ecuación]
% cos(3x(1))+cos(3x(2))+...+cos(3x(s))=0         [2ª ecuación]
% cos(5x(1))+cos(5x(2))+...+cos(5x(s))=0         [3ª ecuación]
% ...
% cos((2s-1)x(1))+cos((2s-1)x(2))+...+cos((2s-1)x(s))=0   [sª ecuación]
%
% ELIMINACIÓN SELECTIVA DE ARMÓNICOS, con método mínimos cuadrados

s = input('s='); % número de ecuaciones = n° incógnitas =
% = n° ángulos de conmutación = n° puentes H en cascada (si es simétrico) =
% = n° fuentes de continua (si es simétrico)
m = input('m='); % índice de modulación
y=zeros(1,s);
y(1)=s*m;
h=(1:2:2*s-1); % armónicos
res=@(x) (sum(cos(x*h))-y)';
xlb=zeros(s,1);
xub=ones(s,1)*pi/2;
x0=zeros(s,1);
for k=1:s
x0(k,1)=(k-1)*pi/2/s+pi/4/s;
end
options=optimset('Display','final','TolFun',1e-12,'TolX',1e-12);
x=lsqnonlin(res,x0,xlb,xub,options); % método de mínimos cuadrados

X=sort(x);

vthd=THD(X);
varm=sum(cos(X*h))-y;
for k=1:s % calculamos los ángulos de conmutación de los otros 3 cuadrantes
    X(s+k)=pi-X(s-k+1);
    X(2*s+k)=pi+X(k);
    X(3*s+k)=2*pi-X(s-k+1);
end

```

```
f=50;
w=2*pi*f;
T=1/f;
t=X/w;
pws1=(t(8)-t(5))/T*100;
pds1=t(5);
pws2=(t(4)-t(1))/T*100;
pds2=t(1);
pws5=(t(7)-t(6))/T*100;
pds5=t(6);
pws62=(t(6)-t(5))/T*100;
pds62=t(5);
pws63=(t(8)-t(7))/T*100;
pds63=t(7);
pws7=(t(3)-t(2))/T*100;
pds7=t(2);
pws81=(t(2)-t(1))/T*100;
pds81=t(1);
pws82=(t(4)-t(3))/T*100;
pds82=t(3);
```

6.3 Programa MATLAB de cálculo de ángulos de conmutación para SHE, por el algoritmo genético

conmangleSHE3.m

```

%
% cos(x(1))+cos(x(2))+...+cos(x(s))=s·m          [1ª ecuación]
% cos(3x(1))+cos(3x(2))+...+cos(3x(s))=0        [2ª ecuación]
% cos(5x(1))+cos(5x(2))+...+cos(5x(s))=0        [3ª ecuación]
% ...
% cos((2s-1)x(1))+cos((2s-1)x(2))+...+cos((2s-1)x(s))=0  [sª ecuación]
%
% ELIMINACIÓN SELECTIVA DE ARMÓNICOS, con algoritmo genético

s = input('s='); %número de ecuaciones = n° incognitas =
% = n° ángulos de conmutación = n° puentes H en cascada (si es simétrico) =
% = n° fuentes de continua (si es simétrico)
m = input('m='); %índice de modulación
y=zeros(1,s);
y(1)=s*m;
h=(1:2:2*s-1);% armónicos
res=@(x) norm((sum(cos(x'*h))-y)');
xlb=zeros(s,1);
xub=ones(s,1)*pi/2;
x0=zeros(s,1);
for k=1:s
x0(k,1)=(k-1)*pi/2/s+pi/4/s;
end

x=ga(res,s,[],[],[],[],xlb,xub);% método algoritmo genético

X=sort(x');

vthd=THD(X);
varm=sum(cos(X*h))-y;
for k=1:s %calculamos los ángulos de conmutación de los otros 3 cuadrantes
X(s+k)=pi-X(s-k+1);
X(2*s+k)=pi+X(k);
X(3*s+k)=2*pi-X(s-k+1);
end

```

```
f=50;
w=2*pi*f;
T=1/f;
t=X/w;
pws1=(t(8)-t(5))/T*100;
pds1=t(5);
pws2=(t(4)-t(1))/T*100;
pds2=t(1);
pws5=(t(7)-t(6))/T*100;
pds5=t(6);
pws62=(t(6)-t(5))/T*100;
pds62=t(5);
pws63=(t(8)-t(7))/T*100;
pds63=t(7);
pws7=(t(3)-t(2))/T*100;
pds7=t(2);
pws81=(t(2)-t(1))/T*100;
pds81=t(1);
pws82=(t(4)-t(3))/T*100;
pds82=t(3);
```

6.4 Programa MATLAB de cálculo de ángulos de conmutación para SHE, por *GlobalSearch*

conmangleSHE4.m

```
%
% cos(x(1))+cos(x(2))+...+cos(x(s))=s·m          [1ª ecuación]
% cos(3x(1))+cos(3x(2))+...+cos(3x(s))=0        [2ª ecuación]
% cos(5x(1))+cos(5x(2))+...+cos(5x(s))=0        [3ª ecuación]
% ...
% cos((2s-1)x(1))+cos((2s-1)x(2))+...+cos((2s-1)x(s))=0  [sª ecuación]
%
% ELIMINACIÓN SELECTIVA DE ARMÓNICOS, con GlobalSearch

s = input('s='); %número de ecuaciones = n° incognitas =
% = n° ángulos de conmutación = n° puentes H en cascada (si es simétrico) =
% = n° fuentes de continua (si es simétrico)
m = input('m='); %índice de modulación
y=zeros(1,s);
y(1)=s*m;
h=(1:2:2*s-1);% armónicos
res=@(x) (sum(cos(x*h))-y)';
xlb=zeros(s,1);
xub=ones(s,1)*pi/2;
x0=zeros(s,1);
for k=1:s
x0(k,1)=(k-1)*pi/2/s+pi/4/s;
end
opts=optimset('Algorithm','interior-point');
problem=createOptimProblem('fmincon','objective',@(x) norm((sum(cos(x*h))-y)'),x0,x0,'lb',xlb,'ub',xub,
'options',opts);
gs=GlobalSearch;
[x,fy]=run(gs,problem);

X=sort(x);

vthd=THD(X);
varm=sum(cos(X*h))-y;
for k=1:s %calculamos los ángulos de conmutación de los otros 3 cuadrantes
X(s+k)=pi-X(s-k+1);
```

```
X(2*s+k)=pi+X(k);
X(3*s+k)=2*pi-X(s-k+1);
end
f=50;
w=2*pi*f;
T=1/f;
t=X/w;
pws1=(t(8)-t(5))/T*100;
pds1=t(5);
pws2=(t(4)-t(1))/T*100;
pds2=t(1);
pws5=(t(7)-t(6))/T*100;
pds5=t(6);
pws62=(t(6)-t(5))/T*100;
pds62=t(5);
pws63=(t(8)-t(7))/T*100;
pds63=t(7);
pws7=(t(3)-t(2))/T*100;
pds7=t(2);
pws81=(t(2)-t(1))/T*100;
pds81=t(1);
pws82=(t(4)-t(3))/T*100;
pds82=t(3);
```

6.5 Programa MATLAB para optimización del THD

optthd.m

```

s=2; % n° de ángulos de conmutación en el 1er cuadrante
LB=zeros(1,s);
UB=ones(1,s)*pi/2;
fun=@(x)THD(x);
x=ga(fun,s,[],[],[],[],LB,UB);
g=x*180/pi;
y=THD(x);
X=sort(x);
for k=1:s %calculamos los ángulos de conmutación de los otros 3 cuadrantes
    X(s+k)=pi-X(s-k+1);
    X(2*s+k)=pi+X(k);
    X(3*s+k)=2*pi-X(s-k+1);
end
f=50;
w=2*pi*f;
T=1/f;
t=X/w;
pws1=(t(8)-t(5))/T*100;
pds1=t(5);
pws2=(t(4)-t(1))/T*100;
pds2=t(1);
pws5=(t(7)-t(6))/T*100;
pds5=t(6);
pws62=(t(6)-t(5))/T*100;
pds62=t(5);
pws63=(t(8)-t(7))/T*100;
pds63=t(7);
pws7=(t(3)-t(2))/T*100;
pds7=t(2);
pws81=(t(2)-t(1))/T*100;
pds81=t(1);
pws82=(t(4)-t(3))/T*100;
pds82=t(3);

```

6.6 Programa MATLAB para el cálculo del *THD*

THD.m

```
function y=THD(x)
%THD función que calcula la distorsión armónica total (THD) de un inversor
%en cascada de Mlevel niveles, a partir de los ángulos de conmutación del
%1er cuadrante dados en el array 'x'
den=0;
p=length(x);
for k=0:p-1
    %den=den+(1/k*sum(cos(k*a)))^2;
    den=den+(2*k+1)*x(k+1);
end
%y=sqrt(den)/sum(cos(a));
y=sqrt(pi^2*p^2/8-(sum(cos(x)))^2-pi/4*den)/sum(cos(x));
end
```

REFERENCIAS

1. **Loranca Coutiño, Javier.** *Análisis de Técnicas de Modulación en Convertidores Multinivel en Cascada Asimétrico.* Cuernavaca : s.n., 2013.
2. *The age of multilevel converters arrives.* **Franquelo, L. G., et al.** 2, s.l. : IEEE, 2008, Industrial Electronics Magazine, Vol. 2, pp. 28-29.
3. *Direct torque control with reduced switching losses for asymmetric multilevel inverter fed induction motor drives.* **Kouro, S., y otros.** s.l. : IEEE, 2006. Industry Applications Conference, 41st IAS Annual Meeting. págs. 2441-2446.
4. *Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications.* **Rodriguez, J., Jih-Sheng, L. y Fang Zheng, P.** 4, s.l. : IEEE, 2002, Industrial Electronics, Vol. 49, págs. 724-738.
5. *A comparison of symmetrical and asymmetrical three-phase h bridge multilevel inverter for dtc induction motor drives.* **Khoucha, F., y otros.** 1, s.l. : IEEE Transactions on, 2011, Energy Conversion, Vol. 26, págs. 64-72.
6. *Analysis of an asymmetric modulation method for cascaded multilevel inverters.* **Ding, K., Cheng, K. W. E. y Zou, Y. P.** 1, s.l. : IET, 2012, Power Electronics, Vol. 5, págs. 74-85.
7. *Minimisation of total harmonic distortion in a cascaded multilevel inverter by regulating voltages of the sources.* **Farokhnia, N., y otros.** 1, s.l. : IET, 2012, Power Electronics, Vol. 5, págs. 106-114.
8. *Selective harmonic elimination for an asymmetrical multilevel converter.* **Jingang, H., et al.** s.l. : IEEE, 2007. IEEE International Symposium on. pp. 993-997.
9. *Fundamental frequency switching strategies of a seven-level hybrid cascaded h-bridge multilevel inverter.* **Zhong, D., y otros.** 1, s.l. : IEEE Transactions on, 2009, Power Electronics, Vol. 24, págs. 25-33.
10. *Impact of hybrid multilevel modulation strategies on input and output harmonic performances.* **Rech, C. y Pinheiro, J. R.** 3, s.l. : IEEE Transactions on, 2007, Power Electronics, Vol. 22, págs. 967-977.
11. *A Survey on Cascaded Multilevel Inverters.* **Malinowski, Mariusz, et al.** 7, s.l. : IEEE, July 2010, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vol. 57, pp. 2197-2206.
12. **Luo, F. L. and Ye, H.** *Power electronics: advanced conversion technologies.* s.l. : CRC Press/Taylor & Francis, 2010.
13. IEC (International Electrotechnical Commission). [Online] [Cited: 28 05 2017.] <http://std.iec.ch/iev/iev.nsf/display?openform&ievref=103-07-25>. IEV ref 103-07-25.
14. *On the Definition of Total Harmonic Distortion and Its Effect on Measurement Interpretation.* **Shmilovitz, Doron.** 1, s.l. : IEEE, January de 2005, IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, Vol. 20.
15. *Application of the bee algorithm for selective harmonic elimination strategy in multilevel inverters.* **Kavousi, A., y otros.** 4, s.l. : IEEE Transactions on, 2012, Power Electronics, Vol. 27, págs. 1689-1696.
16. *Selective harmonic mitigation technique for high-power converters.* **Napoles, J., y otros.** 7, s.l. : IEEE Transactions on, 2010, Industrial Electronics, Vol. 57, págs. 2315-2323.
17. *A universal selective harmonic elimination method for high-power inverters.* **Ahmadi, D., y otros.** 10, s.l. : IEEE Transactions on, 2011, Power Electronics, Vol. 26, págs. 2743-2752.
18. *Comparative Analysis of Cascade H-Bridge Multilevel Voltage Source Inverter.* **Sabhaya, Hiral V. y Sheth, Vishal S.**
19. *THD Analysis for Different Levels of Cascade Multilevel Inverters for Industrial Applications.* **Kumar, Jagdish.** International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering.
20. *Switching Angle Estimation using GA Toolbox for Simulation of Cascaded Multilevel Inverter.* **Panda,**

Kaibalya Prasad, y otros. 21, 21 de 07 de 2013, International Journal of Computer Applications, Vol. 73, págs. 0975 – 8887.

21. *Análisis y desarrollo de un inversor multinivel.* **Bárceñas Bárceñas, Ernesto.** Cuernavaca, Moleros : Cenidet (Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico), 2002.