

Capítulo 3

Técnicas de Control del SMC

3.1 Introducción

En el presente capítulo se presentan dos técnicas de control aplicadas a los convertidores SMC. La primera técnica se basa en la modulación global, en donde dicha técnica consiste en establecer un índice de modulación para cada uno de los convertidores multinivel que forman al SMC, y además contar con otro índice que module los dos anteriores, de esta forma, asegurando el funcionamiento mediante el uso de una sola variable. Para la segunda técnica se emplea un control que permita involucrar el índice de modulación en amplitud (m_a) y un índice que permita variar la duración de la señal de salida del SMC en tiempo, para esta última técnica de control se empleó un SMC de 2X2. Esto con motivo de simplicidad

De ambas técnicas se presenta su estrategia de control para lograr la señal de salida, y para la última técnica se presenta un estudio adicional sobre la modulación en función del *índice de tiempo* [25].

3.2 Modulación del SMC de 3X2

Tal como ya se comentó, una de las ventajas relevantes de la topología del SMC se encuentra en la calidad espectral del voltaje de salida de este convertidor, por tal motivo es importante mantener un buen balance en el voltaje de los capacitores.

En particular, para esta tesis se trabaja con un SMC de 3X2, el cual se compone por $p=3$ (columnas) y $n=2$ (renglones). Por lo que recapitulando, se cuentan con $n \times p = 6$ celdas de conmutación y $(p-1) \times n = 4$ capacitores flotantes.

Cada renglón (n) puede ser visto como un clásico convertidor multicelda que se forma con p celdas de conmutación conectadas en serie. La Figura 3.1 divide al SMC de 3X2, esto para mostrar cada convertidor multicelda de forma individual. La Figura 3.1a muestra un convertidor multinivel en la parte superior con el cual se puede obtener un voltaje de salida positivo y la Figura 3.1b se muestra al convertidor multinivel inferior para un voltaje negativo a la salida.

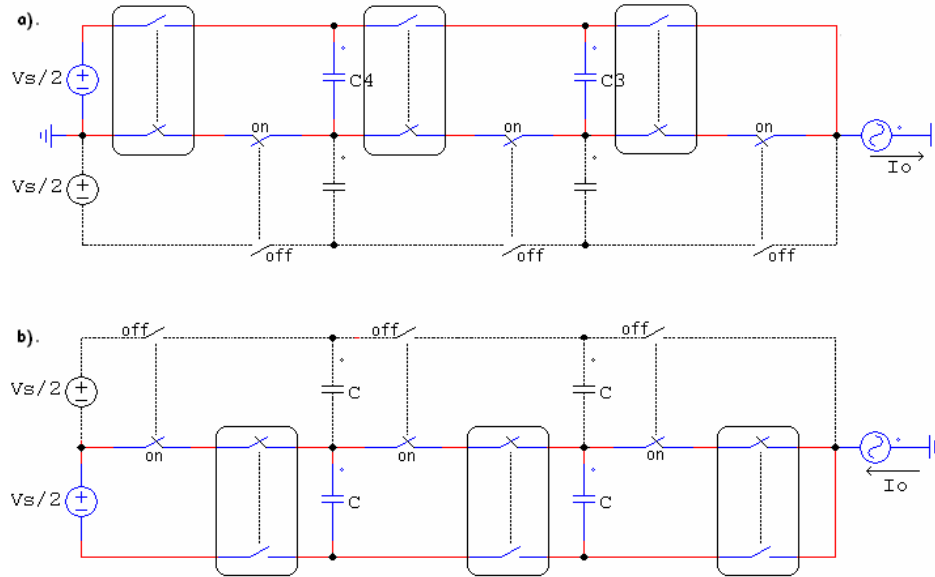


Figura 3.1. Posible uso del convertidor del SMC de 3X2, como convertidor multicelda.

Comprendidas las características del funcionamiento del SMC de 3X2 y la forma que se puede dividir su topología, ahora se puede definir la forma en que se modularán las señales de control; para esto, será necesario definir una señal de modulación la cual permita regular las señales de control para cada uno de los convertidores multinivel.

La señal de modulación global (m_g), regulará el ciclo de trabajo para los semiciclos positivo y negativo, tal como sería para controlar los convertidores multicelda de la Figura 3.1 de forma individual. Por tanto, se generarán dos señales de control, una por renglón (n), es decir n señales secundarias de modulación (m_1 y m_2), tal como se muestra en la Figura 3.2, visto de forma general, el bloque de modulación entregará señales de modulación secundarias m_j , donde $j \in [1..n]$. Esta señal corresponderá al ciclo de trabajo promedio aplicado al SMC.

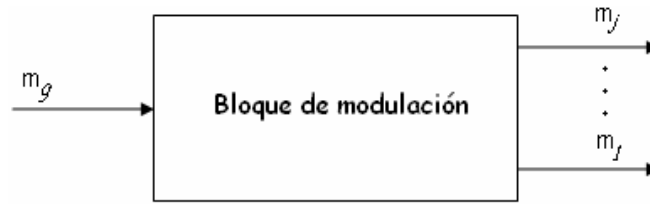


Figura 3.2. Bloque de modulación para la generación de los índices de modulación.

Tal como se describe en la Figura 3.2 los índices m_j están en función de la señal de modulación general (m_g), por lo que la topología puede condicionar el bloque de modulación de la Figura 3.2 y expresarlo por la Ecuación 3.1 [21, 23]:

$$n \times m_g = \sum_{j=1}^n m_j \quad (3.1)$$

Sin embargo, para asegurar la correcta operación del SMC se debe de cumplir la siguiente condición [21, 23]:

$$m_j \geq m_{j+1} \quad (3.2)$$

Ahora, simplificando el funcionamiento del bloque de modulación de la Figura 3.2, a continuación se propone el cálculo de los índices de modulación para el SMC de 3X2.

$$\text{Para } m_1: \quad \begin{cases} m_1 = 2 \times m_g & \text{si } m_g \leq 0.5 \\ m_1 = 1 & \text{si } m_g > 0.5 \end{cases} \quad (3.3)$$

y ahora para m_2 :

$$\begin{cases} m_2 = 0 & \text{si } m_g \leq 0.5 \\ m_2 = 2 \times m_g - 1 & \text{si } m_g > 0.5 \end{cases} \quad (3.4)$$

Siendo las Ecuaciones 3.3 y 3.4 las reglas de modulación que justifican las Ecuaciones 3.2 y 3.3, se puede mostrar de forma gráfica en la Figura 3.3; el ciclo de trabajo para m_1 y m_2 están limitadas por 0 y 1.

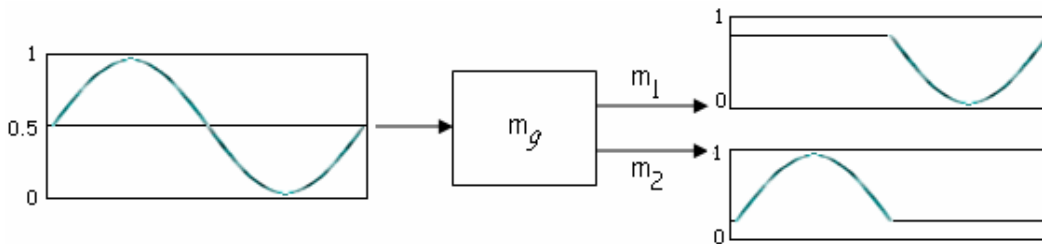


Figura 3.3. Señales de modulación de m_1 y m_2 .

Con base en las Ecuaciones 3.3 y 3.4 se pueden graficar las características de modulación del convertidor en la Figura 3.4, incluyendo m_1 y m_2 .

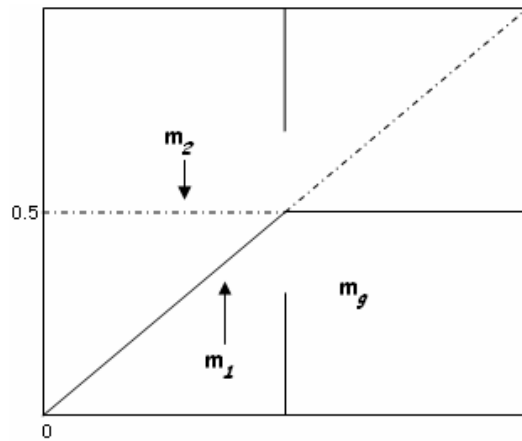


Figura 3.4. Modulación global del SMC

3.2.1 Topología de la modulación del SMC de 3X2

Descrito el modo de operación del bloque de modulación (Figura 3.2) para la señal de modulación global (m_g), se puede ejemplificar de forma general la topología del bloque modulador mediante un modulador analógico en la Figura 3.5, el cual se detalla en [27]. El balance del voltaje en los capacitores se logra cuando el ciclo de trabajo en cada celda es el mismo, pero con un desfaseamiento de $2\pi/p$, es decir, que para el SMC de 3X2 será necesario un desfaseamiento de $2\pi/3$.

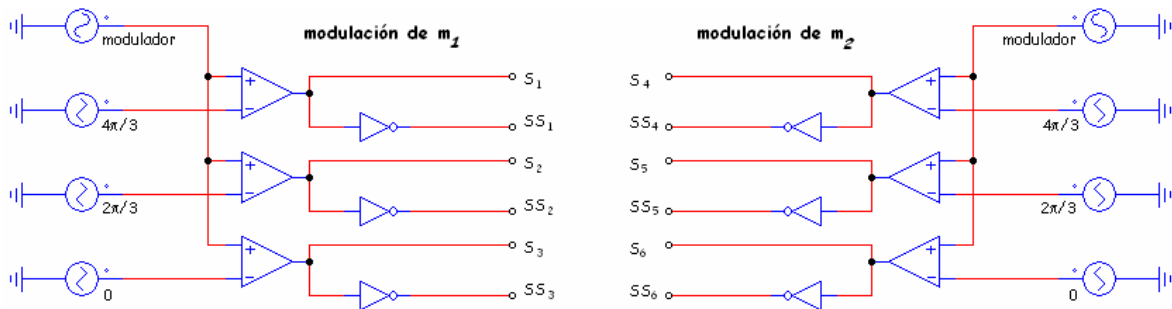


Figura 3.5. Modulador analógico de tres celdas.

De lado izquierdo de la Figura 3.5 se presenta el modulador analógico que generará las señales de control para el renglón $n=1$ (ciclo negativo) del SMC, y de lado derecho de la Figura 3.5 se muestra el modulador para el renglón $n=2$ (ciclo positivo).

3.2.2 Estados de conmutación

La estrategia de control en el SMC de 3X2 se puede pensar complicada dada la gran cantidad de interruptores que utiliza. Como ya se mencionó, la estrategia de control se puede dividir para cada convertidor multinivel del SMC, tal como se muestra en la Figura 3.1 y considerando la modulación analógica ejemplificada en la Figura 3.5 se puede comprender que el estudio aplicado para un convertidor multinivel será idéntico para ambos convertidores.

La Ecuación 2.3 correspondiente al capítulo 2, presenta el número máximo de configuraciones que puede tomar el SMC de 3X2, cabe mencionar que no se consideran todas, puesto que existen diferentes posibles permutaciones entre interruptores.

La Tabla 3.1 presenta las estrategias de control para un SMC de 3X2, y denota con 1's y 0's los estados de cerrado y abierto respectivamente, para los interruptores.

Índices modulación	m_1						m_2					
	Celda 1		Celda 2		Celda 3		Celda 4		Celda 5		Celda 6	
	S1	SS1	S2	SS2	S3	SS3	S4	SS4	S5	SS5	S6	SS6
0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
$V_s/6$	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1
$V_s/3$	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1
$V_s/2$	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0
$V_s/3$	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1
$V_s/6$	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1
0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
$-V_s/6$	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
$-V_s/3$	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1
$-V_s/2$	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1
$-V_s/3$	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1
$-V_s/6$	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1

Tabla 3.1. Estados de conmutación posibles para el voltaje de salida del SMC de 3X2.

La Tabla 3.1 describe en color gris los estados que se mantienen fijos durante el cual, el índice de modulación esta en activo y en color amarillo el estado de los interruptores que están conmutando, es decir, que su índice de modulación esta en activo y el convertidor multicelda permitirá la conmutación de sus interruptores. La forma en la que se dispone la estrategia de control de la Tabla 3.1 permite que funcione el SMC de 3X2.

A continuación, en la Figura 3.6 (a, b y c) se muestra paso a paso y de forma gráfica, como es que los estados de conmutación para el índice de modulación m_2 funcionan sobre el SMC de 3X2.

En la Figura 3.6a se observa como el modulador secundario m_2 activa la celda básica de conmutación 21, la cual se compone por los interruptores $S4$ y $SS4$. El voltaje de salida es $V_s/6$ el cual está presente en el capacitor $C21$. En la gráfica mostrada de lado derecho del SMC, muestra la forma de salida.

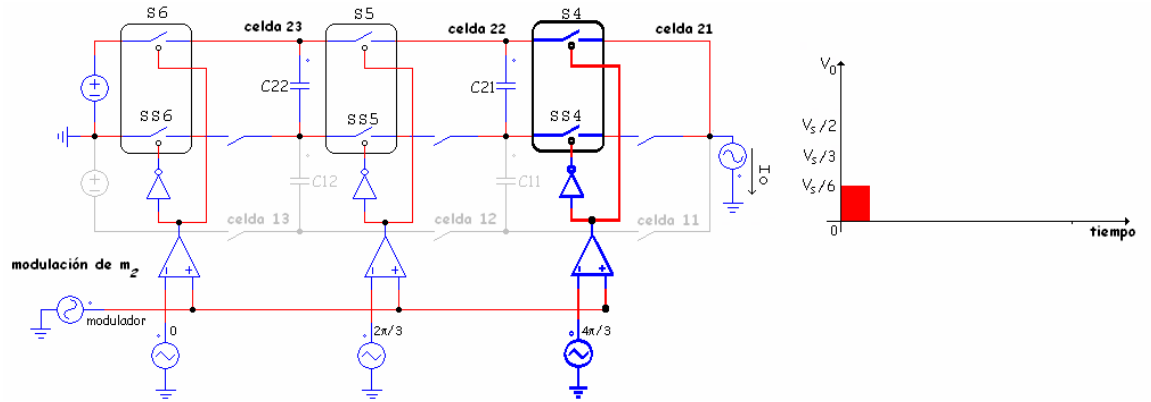


Figura 3.6a. Activación de la celda 21 en un SMC de 3X2 y gráfica del voltaje de salida.

Ahora, para la Figura 3.6b se activa la celda básica de conmutación 22 y se mantiene activa la celda 21, de esta forma el voltaje en el capacitor 22 se suma a la señal del voltaje de salida, lográndose un voltaje de salida de $V_s/3$, tal como se observa en la gráfica de lado derecho al SMC.

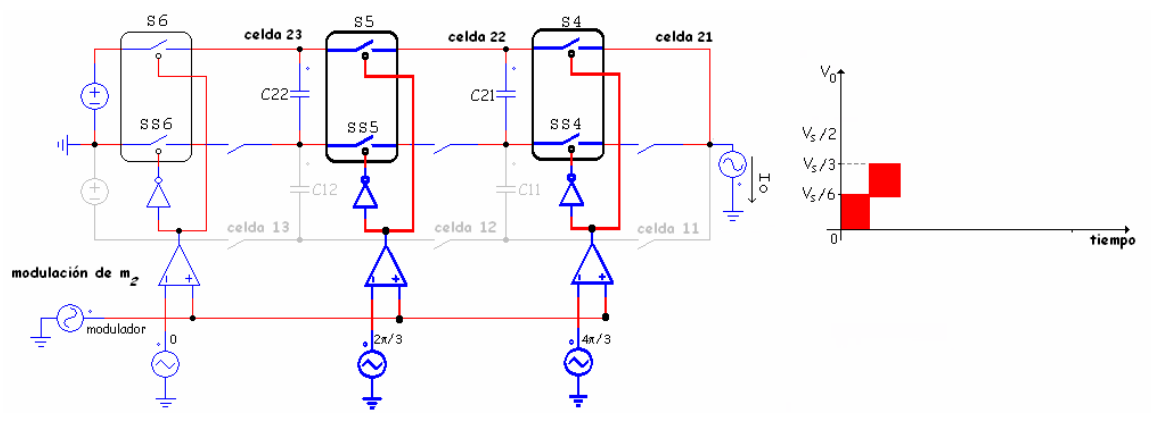


Figura 3.6b. Activación de la celda 21 y 22 en un SMC de 3X2 y gráfica del voltaje de salida.

Por ultimo, se activa la celda 23 y manteniendo activas las celdas 22 y 21, de esta forma se cierran todos los interruptores de la parte superior ($S4$, $S5$ y $S6$), por lo que el voltaje de salida será de $V_s/2$.

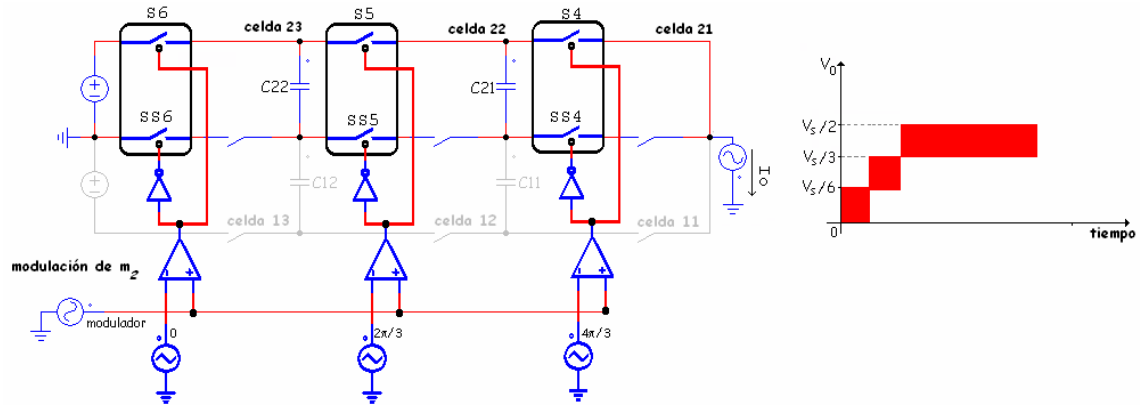


Figura 3.6c. Activación de la celda 21, 22 y 23 en un SMC de 3X2 y gráfica del voltaje de salida.

Para ir aproximando la señal de voltaje a la señal sinusoidal será necesario desactivar los interruptores de la celda 23, de esta forma se regresa a Figura 3.6b y posteriormente los de la celda 22 para llegar a la figura 3.6a.

Finalmente, si se sigue la estrategia de control de la Tabla 3.1 tal como se describe gráficamente en la Figura 3.6 (a, b y c) y comprendidos los índices de modulación, se logra la señal de voltaje de salida del SMC de 3X2 que se muestra en la Figura 3.7.

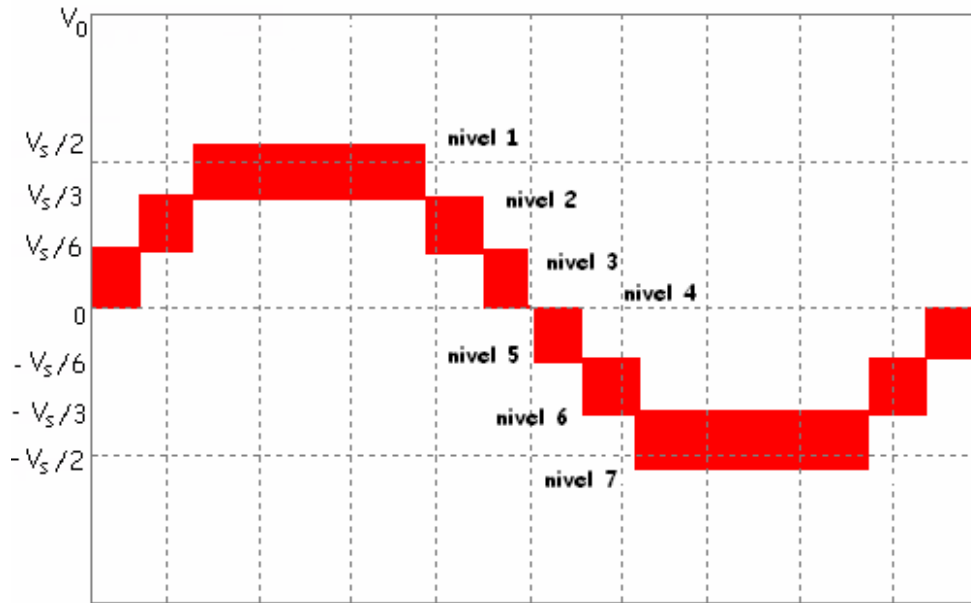


Figura 3.7. Forma de onda del voltaje de salida del SMC de 3X2.

3.3 Modulación en Índice de Tiempo

Tal como se explico en el capítulo 2, la topología del SMC posee gran número de interruptores y la técnica para controlarlos debe funcionar de manera adecuada, ya que de lo contrario, se reduce su tiempo de vida y por consecuencia se generará gran distorsión armónica en la señal de salida.

Típicamente un convertidor de medio puente (Figura 1.3) y puente completo (Figura 1.5) genera formas de onda cuadradas simétricas, en las cuales, el valor de la componente fundamental *rms* es controlada por la variación del voltaje de CD. Ahora, para aplicaciones de bajas y medianas potencias, una señal de onda cuadrada es aceptable para su funcionamiento. Sin embargo, para topologías tales como las del SMC que son aplicadas para alta potencia, es necesaria contar con una baja distorsión armónica (THD).

Siendo que la topología SMC necesita de un THD de baja distorsión armónica y dado que esté se presenta en formas de onda de tipo simétrico (Figura 1.14 y 3.7), en este trabajo de tesis se desarrolló un estudio en el cual se justifica la existencia de otro índice de modulación el cual esta basado en el tiempo. Dicho índice busca una relación entre la calidad del voltaje de salida, así como la ganancia en la componente fundamental, todo esto, regulando el nivel de voltaje de la señal de salida del convertidor.

3.3.1 Índice de tiempo

El voltaje de salida en el SMC está en función directa del número de celdas que constituyen la topología. Para un SMC de 2X2 (Figura 1.13) se tienen cinco niveles de voltaje a la salida (0 , $V_s/4$, $V_s/2$, $-V_s/4$ y $-V_s/2$). La forma de onda del voltaje de salida del SMC (Figura 1.14) se relaciona a la estrategia de control empleada en las celdas de conmutación, tal es el objetivo de formar una señal que se aproxime a una de tipo sinusoidal, de esta manera buscando incrementar la energía al armónico fundamental.

Es posible que mediante el análisis a un semiciclo de la señal de salida del SMC (Figura 3.8) se pueda estudiar su comportamiento. Al emplear la Transformada de Fourier (FT) sobre una señal, se puede evaluar la amplitud del armónico fundamental que constituye la señal.

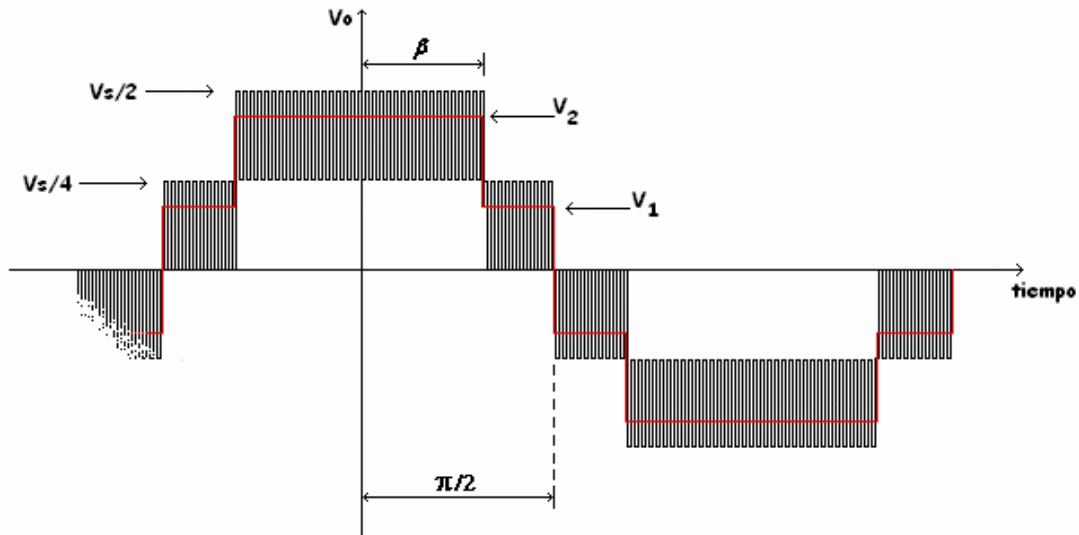


Figura. 3.8. Voltaje de salida y promedio de un SMC de 2X2.

Para la Figura 3.8 se aplicó la FT a la señal promedio V_{ave} (línea roja), para un voltaje de entrada V_s . Los voltajes V_1 y V_2 son el voltaje promedio de cada uno de los niveles del voltaje de salida que dependen del índice de modulación de la señal PWM. Para el semiciclo positivo, se observa que β define al voltaje de salida cuando esté conmuta entre los niveles $V_s/4$ y $V_s/2$. De esta manera β puede variar de 0 a $\pi/2$, cambiando la señal de salida.

Por lo que se puede definir que β estará en función del *índice de tiempo* (m_t), ya que al variar a lo largo del periodo de 0 a $\pi/2$, se logrará cambiar el valor del voltaje y su componente fundamental. El índice m_t define su comportamiento a partir de la Ecuación 3.5.

$$m_t = \frac{\beta}{\pi/2}, \quad 0 < m_t < 1 \quad (3.5)$$

De la misma forma, el índice de modulación en amplitud (m_a) del PWM, el cual esta en función de dos voltajes, uno de control (V_{sen}) y el otro una señal triangular (V_{tri}), siempre será constante a menos que varié la frecuencia a la cual esta conmutando la señal triangular. [28]

$$m_a = \frac{V_{sen}}{V_{tri}} \quad (3.6)$$

3.3.2 Análisis de la señal de salida del SMC de 2X2

Como se mencionó, la forma de onda del SMC de 2X2 (Figura 3.8) puede ser separada en dos señales, una de baja frecuencia (V_{ave}) y otra de alta frecuencia (V_{sw}). Al aplicar FT las señales se podrán separar para ser analizadas de mejor forma (Ecuación 3.7). [26]

$$\mathfrak{F}\{V_{av} + V_{sw}\} = \mathfrak{F}\{V_{av}\} + \mathfrak{F}\{V_{sw}\} \quad (3.7)$$

De esta manera los armónicos que componen a la forma cuadrada V_{sw} , serán localizados a muy altas frecuencias, así que estos no se ven afectados por β . En tal caso, es posible ignorar este análisis y enfocarlo sobre la señal V_{ave} , ya que esta contiene la componente fundamental a 60Hz.

Debido a la simetría que presenta V_{ave} , sólo existirán componentes armónicas en a_n para la serie de Fourier, las cuales estarán dadas por la Ecuación 3.8.

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad (3.8)$$

Ahora, sustituyendo la señal V_{ave} por $f(t)$ y nombrando al valor pico de la componente armónica de la Ecuación 3.7, se obtiene la Ecuación 3.9.

$$(V_{av})_n = \frac{2}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} f(\theta) \cos(n\theta) d\theta \quad (3.9)$$

En donde n es para valores impares.

A partir de este punto, el análisis matemático presentado se desarrolló en radianes, esto con el objetivo de simplificar los cálculos. Ahora, sustituyendo V_{ave} en $f(\theta)$ se tiene la Ecuación 3.10.

$$(V_{av})_n = \frac{2}{\pi} \left[\int_{-\pi/2}^{\pi/2} V_1 \cos(n\theta) d\theta + \int_{-\beta}^{\beta} V_2 \cos(n\theta) d\theta + \int_{\beta}^{\pi/2} V_3 \cos(n\theta) d\theta + \right] \quad (3.10)$$

Resolviendo la Ecuación 3.10 se obtiene la Ecuación 3.11, la cual es capaz de medir la amplitud de los armónicos de la señal $(V_{av})_n$.

$$(V_{av})_n = \frac{4}{n\pi} \left[(V_2 - V_1) \sin(n\beta) + V_1 \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right] \quad (3.11)$$

Sustituyendo β de la Ecuación 3.9 en términos de m_t , se obtiene la Ecuación 3.12.

$$(V_{av})_n = \frac{4}{n\pi} \left[(V_2 - V_1) \text{sen}\left(\frac{n\pi m_1}{2}\right) + V_1 \text{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right] \quad (3.12)$$

En donde n representa el número de armónico.

Ahora, para una señal PWM bipolar con una amplitud E (Figura 3.9) se muestra su valor promedio (V_A) en función del tiempo.

$$V_A = m_a \sin(\omega_1 t) E \quad (3.13)$$

De donde ω_1 es la frecuencia de la componente fundamental y m_a es el índice de modulación en amplitud, el cual se define por relación de la señal sinusoidal y la señal triangular que generan el PWM.

La amplitud pico del valor promedio de la señal PWM o componente fundamental, está dado por la Ecuación 3.14.

$$\hat{V}_A = m_a E \quad (3.14)$$

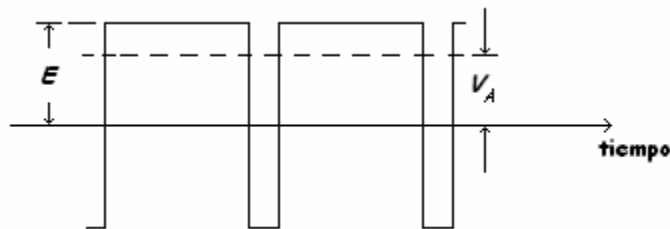


Figura. 3.9. Valor promedio (\hat{V}_A) de un voltaje PWM.

Haciendo uso de este resultado, los voltajes promedio V_1 y V_2 están dados por las Ecuaciones 3.15 y 3.16, respectivamente.

$$V_1 = m_a \frac{V_d}{8} + \frac{V_d}{8} \quad (3.15)$$

$$V_2 = m_a \frac{V_d}{8} + \frac{3V_d}{8} \quad (3.16)$$

Sustituyendo las Ecuaciones 3.15, 3.16 en la Ecuación 3.12, se obtiene la relación que define la amplitud de los armónicos del voltaje de salida $(\hat{V}_0)_n$ en función de m_t y m_a .

$$(\hat{V}_0)_n = \frac{4}{n\pi} \left[\frac{V_d}{4} \text{sen}\left(\frac{n\pi m_t}{2}\right) + \frac{V_d}{8} (m_a + 1) \text{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right] \quad (3.17)$$

La Figura 3.10 muestra el comportamiento de $(\hat{V}_0)_n$ al variar m_t de 0 a 1 con un $m_a = 0.6$.

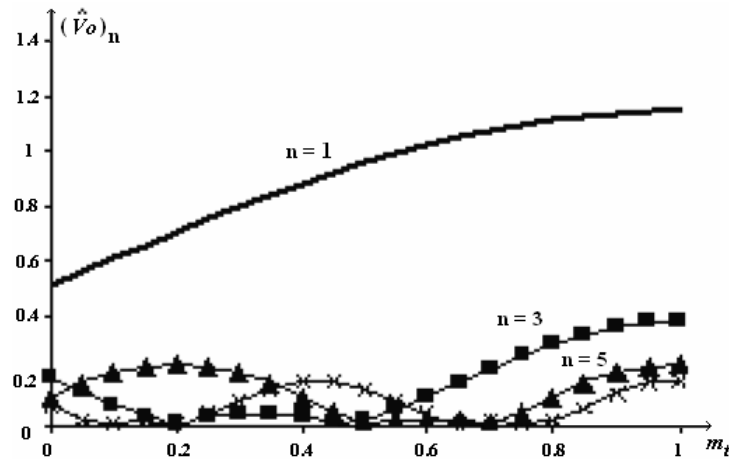


Figura 3.10. Voltaje de las componentes armónicas.

La Figura 3.10 presenta las variaciones en la componente fundamental así como el voltaje de los armónicos que están en función de m_t . Esto se logró mediante la evaluación del rango de valores entre 0 y 90° de m_t en la Ecuación 3.17.

De manera general, el THD está expresado por:

$$THD_v = 100 \times \sqrt{\sum_{n \neq 1} \left[\frac{(V_0)_n}{(V_0)_1} \right]^2} \quad (3.18)$$

Considerando la Ecuación 3.18, en la Figura 3.11 se muestra el THD del voltaje de salida ante variaciones de m_t .

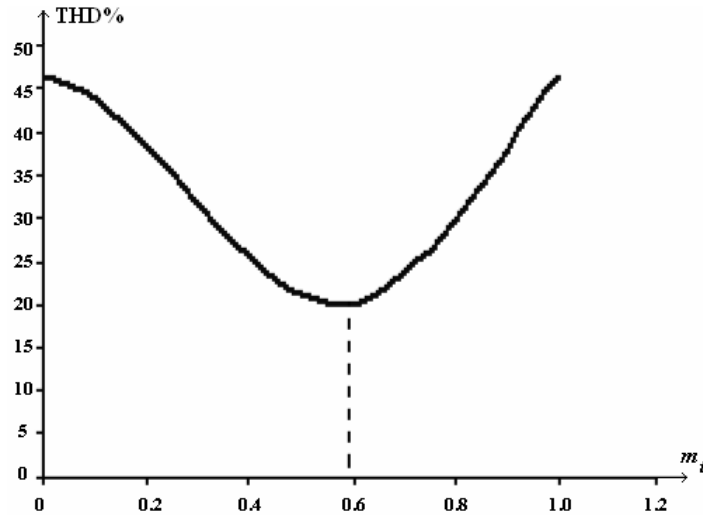


Figura 3.11 Distorsión armónica total en función m_t .

Obsérvese que la amplitud de la fundamental se incrementa conforme m_t aumenta y la distorsión tiene un comportamiento diferente obteniéndose menor valor para un m_t de aproximadamente 0.6.

Cuando $m_t = 1.0$, la señal se aproxima a una onda cuadrada, donde sólo se tienen conmutaciones entre $V_d/4$ y $V_d/2$, de esta manera, se genera una mayor componente fundamental del voltaje de salida, aunque la distorsión también se ve incrementada, un caso similar ocurre con $m_t = 0$, donde ahora se tiene sólo los niveles entre 0 y $V_d/4$, disminuyendo el voltaje de salida, pero incrementando la distorsión de la señal.

El índice de modulación (m_a) de la señal PWM, permite manipular la amplitud del armónico fundamental sin distorsionar la forma de onda considerablemente.

3.3.3 Estrategia de control del SMC de 2X2

Para lograr los cambios en m_t y m_a se implementó una estrategia de control sencilla que permitió analizar el voltaje de salida en función de estos parámetros. El diagrama a bloques de la Figura.3.12 muestra la estrategia utilizada.

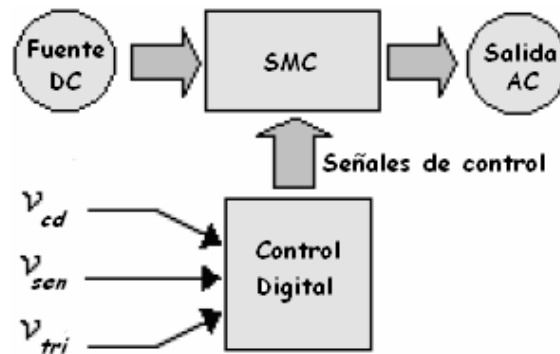


Figura. 3.12. Diagrama a bloques del convertidor multinivel.

Para este control se utilizan tres señales de referencia: v_{dc} , v_{tri} , y v_{sen} . Estas señales son manipuladas para generar las señales de control que disparan a cada uno de los interruptores del SMC, generando los cambios en la amplitud y distorsión del voltaje de salida.

La referencia v_{sen} , es una señal sinusoidal con la frecuencia del armónico fundamental que se requiere, para este caso de 60 Hz , aunque puede modificarse generando una salida con una frecuencia variable. Además se tiene la señal portadora v_{tri} la cual define la señal PWM, y la frecuencia de conmutación. Al cambiar su amplitud se modifica el índice de modulación m_a .

La señal v_{dc} se compara con la señal v_{sen} para establecer el índice de tiempo m_t .

La Figura 3.13 muestra como se generan señales de control para el semiciclo positivo, donde el índice de tiempo esta definido por la intersección del voltaje de referencia v_{cd} y el valor absoluto de la señal sinusoidal, v_{sen} .

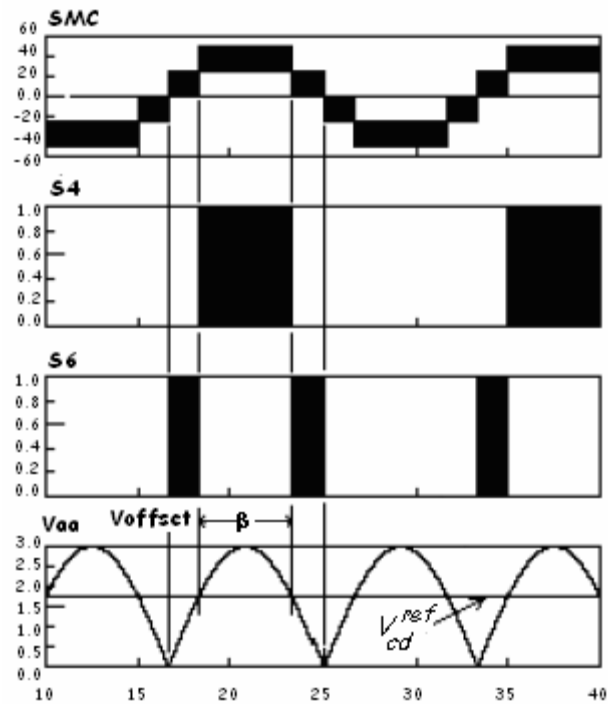


Figura. 3.13. Señales de control para el semiciclo positivo.

A continuación, se muestran los resultados generados por simulación en computadora y los resultados experimentales obtenidos de la implementación del convertidor para un voltaje de entrada de 100 V a 1 A. Se trabajó con una frecuencia de conmutación en el PWM de 50 KHz.

3.3.3.1 Resultados de Simulación.

La Figura 3.14 y Figura.3.15 muestran los resultados obtenidos por la simulación en computadora para la amplitud y distorsión de los armónicos del voltaje de salida respectivamente.

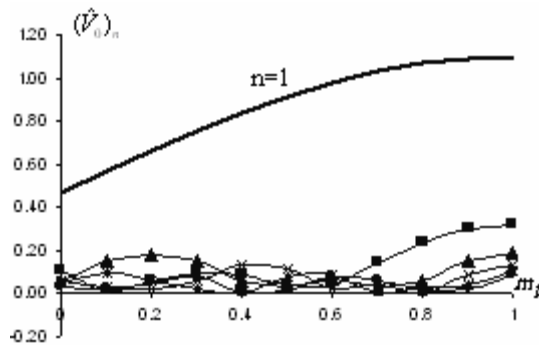


Figura 3.14. Amplitud de los armónicos $(\hat{V}_0)_n$ en función de m_f .

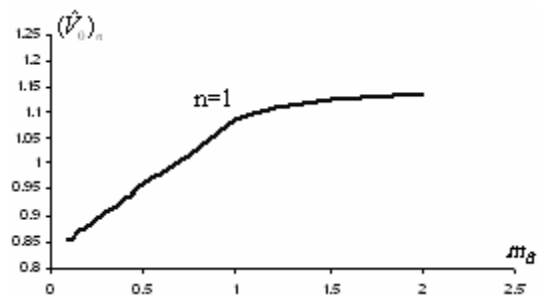


Figura 3.15. Amplitud del armónico fundamental en función de m_a .

3.2.3.2 Resultados Experimentales

Las señales de control que se muestran en la Figura 3.16, son aplicadas a cada uno de los interruptores del SMC de 2X2 (Figura 1.13), las cuales han sido aisladas con el uso de un transformador especial de un devanado primario y un secundario por cada interruptor.

La Figura 3.17 muestra el voltaje de salida del convertidor donde se ha reducido la frecuencia de conmutación para hacer evidente la presencia de la señal PWM.

Se obtuvieron diferentes muestras para la amplitud del componente fundamental con diferentes valores de m_t que se muestran en la Figura 3.18. Nótese que el comportamiento es muy aproximado al obtenido en los resultados teóricos y de simulación.

En la Figura 3.19 se ha fijado un índice de tiempo $m_t = 0.6$ y se ha hecho variar al índice de modulación m_a , esta gráfica nos indica que es posible tener un incremento adicional al modificar este parámetro.

La Figura 3.20 se obtiene de medir la distorsión armónica del voltaje de salida para diferentes valores de m_t .

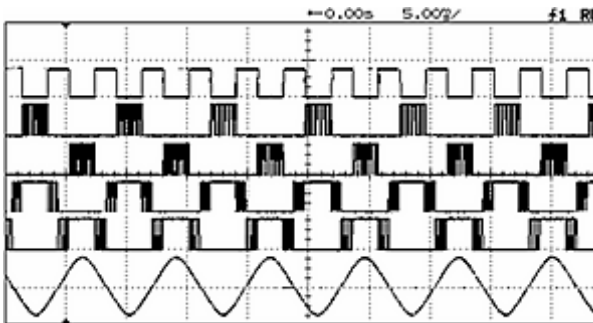


Figura. 3.16. Señales de control.

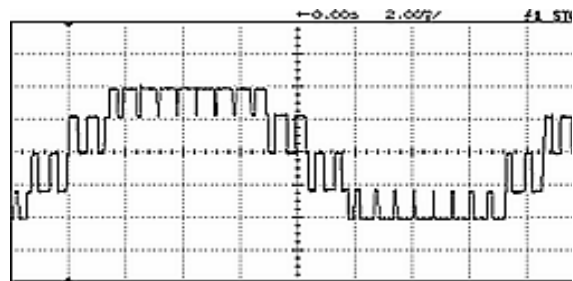


Figura 3.17. Voltaje de salida con baja frecuencia de conmutación.

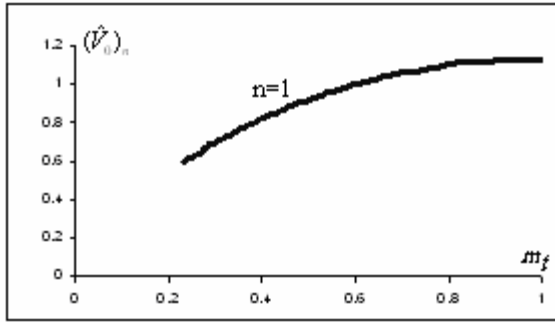


Figura 3.18. Amplitud de la fundamental en función de m_f .

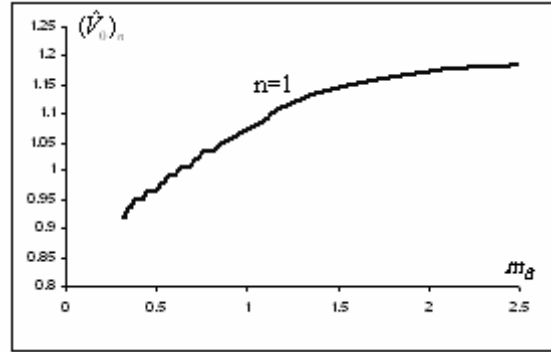


Figura 3.19. Amplitud de la fundamental en función de m_a .

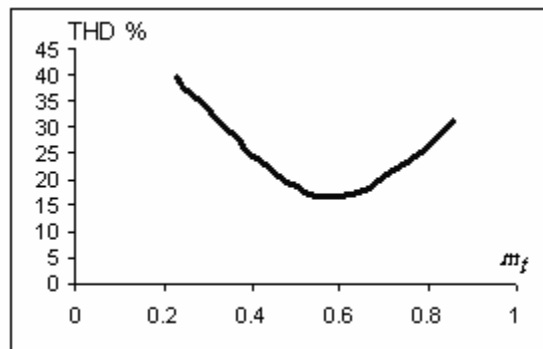


Figura 3.20. Distorsión armónica total del voltaje de salida en función de m_f .

A continuación se muestran los resultados experimentales del voltaje de salida generados por la variación del índice de tiempo m_t y el índice de modulación m_a . Los resultados muestran que para un índice m_t cercano a 1, $m_t=0.9$ y con un índice de modulación igual 0.86 (Figura 3.21) el voltaje de la fundamental se incrementa hasta un valor de $40.6 V_{rms}$.

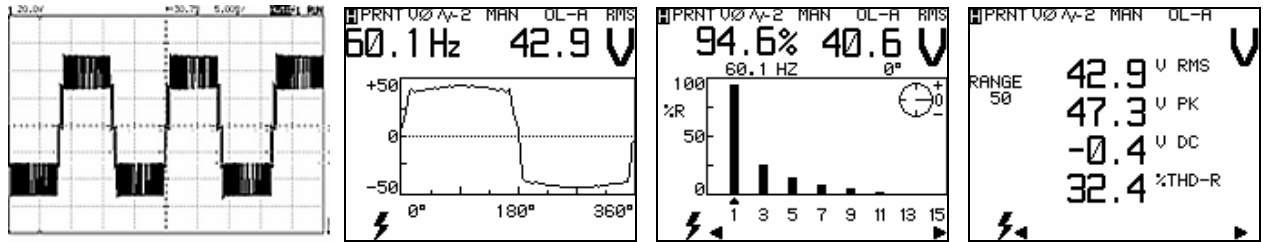


Figura 3.21. Voltaje de salida en función de m_t y m_a ($m_t=0.9$ $m_a=0.86$).

Mientras que la distorsión toma un valor de 32.4%, al reducir el m_t a 0.6 (Figura 3.22) el voltaje de la fundamental se reduce a 35.9 V_{rms} alcanzando un mínimo de distorsión 15.4%.

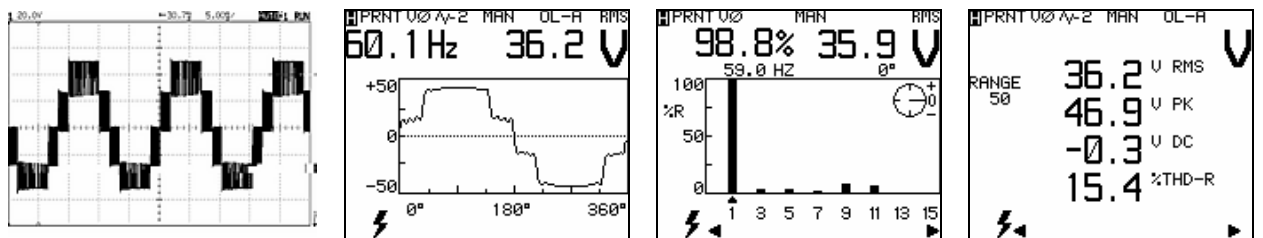


Figura 3.22. Voltaje de salida en función de m_t y m_a ($m_t=0.6$ $m_a=0.86$).

Al reducir m_t a 0.3 (Figura 3.23) el voltaje de salida se reduce a 26.7 V_{rms} aunque el THD se incrementa nuevamente hasta 34%, estos resultados permiten obtener un voltaje de salida menor, pero con un THD elevado.

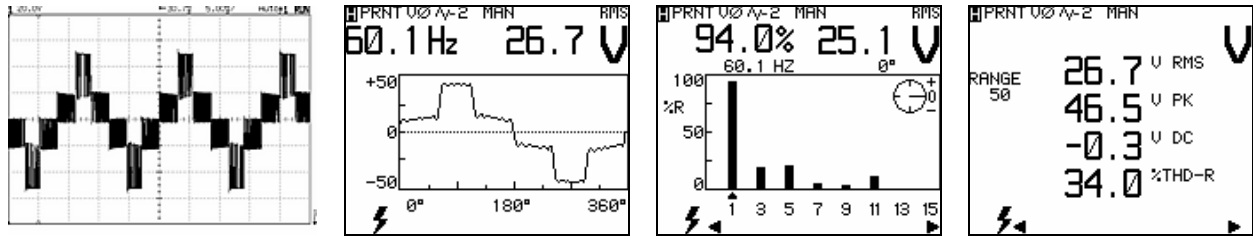


Figura 3.23 Voltaje de salida en función de m_t y m_a ($m_t=0.3$ $m_a=0.86$).

Por otro lado, al llevar índice de modulación m_a mas allá de 1 (sobremodulación) es posible incrementar la amplitud de la fundamental sin distorsión (Figura 3.24), se logra obtener un voltaje de salida de $40 V_{rms}$ con una baja distorsión de 14.3%.

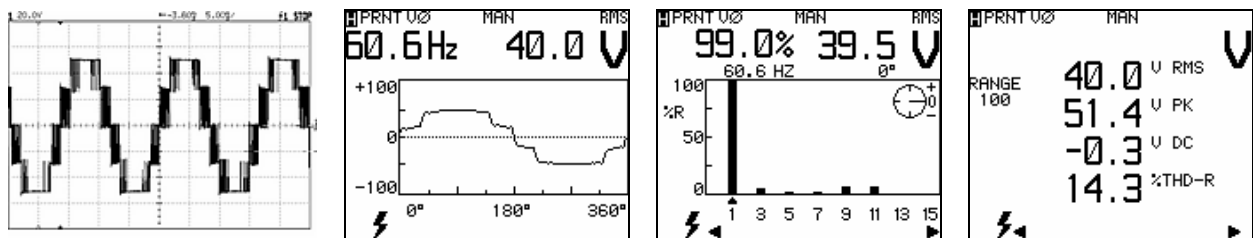


Figura 3.24. Voltaje de salida en función de m_t y m_a ($m_t=0.6$ $m_a=1.3$).

El análisis teórico que se muestra para las dos técnicas da una perspectiva más amplia de cómo controlar los SMC. En el caso de la primera técnica se muestra que con una modulación de tipo global se puede controlar de forma más eficiente cada uno de los convertidores multinivel, procurando mantener un buen balance entre los capacitores que forman las fuentes.

Para el caso de la segunda técnica de control se muestra que la salida de voltaje del SMC puede ser controlada básicamente con los parámetros de índice de tiempo e índice de

modulación, mediante una sencilla estrategia de control. El análisis de una señal multinivel basado en los índices de modulación y tiempo no habían sido estudiados hasta el presente trabajo. Como se observó a lo largo del capítulo, el índice de tiempo es una herramienta totalmente nueva y de recién estudio, por lo que los resultados mostrados ayudan a darse una idea de la gran potencialidad que presenta dicho índice.

Los resultados demuestran que los efectos del índice de tiempo sobre la forma de onda de salida del inversor ayuda a reducir la distorsión armónica total (THD). Por lo que al existir una reducción en la señal de salida, esta puede ser incrementada haciendo variar el índice de modulación de la señal PWM, de esta forma se logra dar una ganancia a la magnitud de la componente fundamental reduciendo el contenido armónico de la señal.

Por lo que, la elección de un índice de tiempo adecuado ayudará a reducir los efectos de la contaminación armónica sobre la señal multinivel, así como poder incrementar su valor mediante la modificación del índice de modulación.

