



UNIVERSIDAD DEL BÍO-BÍO

**FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**

**“Accionamiento de motor de inducción vía
Convertidor Matricial Indirecto de tres niveles”**

PABLO LILLO ALTAMIRANO

LEONARDO SANZANA CASANOVA

**SEMINARIO PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO DE EJECUCIÓN EN ELECTRICIDAD**

CONCEPCIÓN –CHILE

2016



UNIVERSIDAD DEL BÍO-BÍO

FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

“Accionamiento de motor de inducción vía
Convertidor Matricial Indirecto de tres niveles”

PABLO LILLO ALTAMIRANO

LEONARDO SANZANA CASANOVA

PROFESOR GUÍA : JAVIER RIEDEMANN AROS
PROFESORES CORRECTORES : JUAN CARLOS DELGADO NAVARRO
FABRICIO SALGADO DÍAZ

Dedicatorias

Pablo Lillo Altamirano

En primer lugar dedico esta memoria a Dios, quien me dio fuerzas cuando no las tenía (Isaías 40:29). A mi madre Nelly Altamirano Romero por ser mí puesta a tierra cuando me costaba ver y a mi padre Samuel Lillo Toledo por su ciego apoyo sin importar la situación. A mi hermana Daniela Lillo Altamirano por ser un pilar en todo momento. A Yoselyn por demostrarme que una sonrisa y un buen momento se debe valorar y a Camila por enseñarme y demostrarme que nunca hay que bajar los brazos. A mi buen amigo Felipe Delgado por dedicar su tiempo a mi bienestar. También a mis colegas Rubén Pino y Martín Pérez por su apoyo tanto como estudiantes como amigos durante esta etapa de nuestras vidas. Por último a mi colega y amigo Leonardo Sanzana Casanova por su apoyo en todo, estudios, amistad y más importante, apoyo en la vida aún antes de los años estudiados acá en la universidad.

Leonardo Sanzana Casanova

Dedico esta memoria primeramente a Dios porque de él viene toda sabiduría (Proverbios 2:6). A mi familia, mi madre Isabel Casanova Venegas y mi padre Irinoldo Sanzana Isla, ya que gracias a ellos he podido llegar a esta instancia y completar una etapa importante de mi vida y a mis hermanos Elizabeth e Irinoldo por el apoyo incondicional que me brindaron. A mi novia Claudia Guerrero por su amor y paciencia por sobre todas las cosas. Y finalmente a mi colega Pablo Lillo y a mis compañeros Rubén Pino y Martín Pérez, por esas incontables horas de estudio y trabajo que rindieron frutos a lo largo de estos años.

Agradecimientos

Al concluir esta etapa universitaria queremos agradecer a la Universidad del Bío-Bío como institución por acogernos estos años de estudios y muy especialmente a la facultad de Ingeniería que se convirtió en nuestro segundo hogar.

Un sincero agradecimiento a nuestro profesor guía, Sr. Javier Riedemann Aros por su voluntad a enseñar aún fuera de los tiempos establecidos y no siendo alumnos de sus asignaturas impartidas. Sin duda fue la base principal de esta memoria y su ayuda hoy nos lleva a terminar esta etapa.

También agradecemos a nuestro actual jefe de carrera, Sr. Juan Carlos Delgado Navarro por su energía y entrega al momento de hacer sus clases, característica que recordaremos cuando apliquemos los conocimientos que nos entregó. De igual forma al Sr. Fabricio Salgado Díaz por su disponibilidad y cercanía con nosotros ante cualquiera de nuestras dudas.

Destacamos también a los profesores, Srs. Luís Muñoz Sáez y Patricio Concha Fuentes, cuya pasión por la enseñanza y experiencia entregada nos inspira a seguir avanzando en lo que uno ama.

Tampoco nos olvidamos de todos nuestros compañeros de generación quienes formaron nuestro entorno y a los cuales agradecemos de la manera más sincera el hacernos parte de este grupo.

Además se agradece el aporte financiero entregado por el proyecto Grupo de Investigación GI16050/EF del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad del Bío-Bío.

Y finalmente pero no menos importante a “Don Pedro” por su amistad pese a las diferencias en edad, actividades, gustos, entre otros. Por darnos facilidades para nuestros estudios, teniendo a disposición salas y materiales sin los cuales no hubiéramos podido aprender.

Índice

Objetivos.....	5
Resumen.....	6
Introducción.....	8
CAPÍTULO 1: Convertidor AC/AC.....	9
1.1.- Generalidades convertidor AC/AC.....	10
1.2.- Convertidor matricial.....	10
1.2.1.- Convertidor matricial directo.....	12
1.2.2.- Convertidor matricial indirecto.....	16
1.3.- Cálculo del filtro de entrada.....	20
CAPÍTULO 2: Estrategias de modulación.....	21
2.1.- Generalidades.....	22
2.2.- SPWM (Senoidal Pulse With Modulation).....	22
2.3.- SVPWM (Spacial Vector Pulse With Modulation).....	26
CAPÍTULO 3: Convertidor AC/AC Matricial Indirecto de dos niveles.....	32
3.1.- Etapa rectificadora del Convertidor Matricial Indirecto (CMI) de dos niveles.....	33
3.1.1.- Modulación etapa de entrada (Rectificación).....	35
3.1.2.- Gráficos del rectificador obtenidos en PSim.....	37
3.2.- Etapa inversora del Convertidor Matricial Indirecto de dos niveles.....	39
3.2.1.- Inversor fuente de voltaje de dos niveles.....	39
3.2.2.- Modulación con estrategia PWM con portadora sinusoidal (SPWM).....	41
3.2.3.- Modulación con estrategia PWM con vectores espaciales (SVPWM).....	44
3.3.- Sincronización entre las etapas de rectificación e inversión.....	52
CAPÍTULO 4: Convertidor AC/AC Matricial Indirecto de tres niveles.....	55
4.1.- Etapa rectificadora del Convertidor Matricial Indirecto (CMI) de tres niveles.....	56
4.2.- Etapa inversora del Convertidor Matricial Indirecto de tres niveles.....	56
4.2.1.- Inversor fuente de voltaje de tres niveles con punto neutro enclavado (NPC VSI de tres niveles).....	56
4.2.2.- Modulación con estrategia PWM con portadora sinusoidal (SPWM).....	60
4.2.3.- Modulación con estrategia PWM con vectores espaciales (SVPWM).....	64
4.3.- Sincronización entre las etapas de rectificación e inversión.....	76
CAPÍTULO 5: Pruebas con motor de inducción en PSim.....	78
5.1.- Control escalar.....	79

5.2.- Pruebas con convertor matricial indirecto de dos niveles en PSim.	80
5.3.- Pruebas con convertor matricial indirecto de tres niveles en PSim.	86
CAPÍTULO 6: Comentarios y Conclusiones.....	93
Referencias.....	96
Anexos	97
A1.- Conversión de la tensión con vectores espaciales y SWPM.	97
A2.- Convertor matricial indirecto de dos niveles simulado en PSim, con la etapa inversora modulada con SPWM.....	99
A3.- Convertor matricial indirecto de dos niveles simulado en PSim, con la etapa inversora modulada con SVPWM.....	100
A4.- Convertor matricial indirecto de tres niveles simulado en PSim, con la etapa inversora modulada con SPWM.....	101
A5.- Convertor matricial indirecto de tres niveles simulado en PSim, con la etapa inversora modulada con SVPWM.....	102

Objetivos.

General.

- Simular el accionamiento de una máquina de inducción basado en un convertidor basado en un convertidor matricial indirecto con un inversor NPC de tres niveles de salida.

Específicos.

- Simular en PSim un inversor NPC de tres niveles alimentando un motor de inducción. El inversor debe ser alimentado por un convertidor matricial de tres a dos líneas.
- Estudiar y simular las estrategias de modulación SPWM y SVPWM. Realizar comparativa entre sus ventajas y desventajas

Resumen.

El presente seminario de titulación busca lograr el accionamiento de un motor de inducción trifásico por medio de un convertidor matricial indirecto de tres niveles modulado con vectores espaciales.

Haciendo comparaciones entre las estrategias de modulación para el inversor de dos y tres niveles; su topología, las consideraciones de rendimiento, entre otras, es posible realizar un análisis que permita conclusiones acertadas y predicciones para un trabajo futuro.

Para conseguir los objetivos es necesario complementar los conocimientos eléctricos con contenido anexo. Por ejemplo, para realizar pruebas de simulación y modulación fue necesaria la aplicación de programación en “C” para el propio “C Block” de PSim, software de simulación encargado de las pruebas. Por otro lado la complementación con el uso de teoremas y arreglos matemáticos será otro punto importante en el desarrollo de los programas.

Apuntando en dirección a la práctica, donde para familiarizarse con las modulaciones y la programación en C fue necesario realizar un trabajo inicial que consiste en modular un inversor de 6 switches de dos niveles a su salida mediante vectores espaciales (SVPWM) y alimentado por una fuente DC específica. Este sistema fue probado en vacío y con carga RL, haciendo un análisis de sus parámetros y de su rendimiento. Haciendo las mismas pruebas, en vacío y con carga RL, se modula el mismo sistema con la estrategia de modulación SPWM para hacer una comparación de resultados, entre las dos estrategias.

Completada la parte de dos niveles se procedió a elaborar en primer lugar un sistema de tres niveles, también alimentado por una fuente DC pero usando como estrategia una modulación SPWM dado a que su grado de complejidad en si era menor. Una vez realizadas en él las pruebas en vacío y con carga RL se procedió a implementar el mismo sistema pero esta vez modulado con vectores espaciales (SVPWM), al cual se le realizaron las pruebas anteriores a fin de hacer una comparativa final.

En ambos casos, para dos y tres niveles, aparte de la forma de onda de los voltajes de salida, la manera más certera de comprobar si los sistemas estaban bien elaborados decía relación con que el espectro de frecuencia de sus voltajes, este no tenía que presentar contenido armónico de bajo orden, de tal forma que no afectara los parámetros del sistema en general.

Para finalizar y de manera de llevar el caso a lo más real posible, para los cuatro experiencias se realiza una prueba con carga motriz, a modo de ver el efecto del circuito sobre los parámetros de la máquina, tanto eléctricos como mecánicos. La dificultad de esta última actividad era agregar rectificador con salida variable a modo de reemplazar la fuente DC por este elemento. La estrategia de modulación del rectificador fue de vectores espaciales. Es necesario considerar que dado a la

estrategia utilizada, y a que el convertidor indirecto tiene la característica de que sus etapas (rectificación e inversión) están separadas, es netamente infaltable la combinación de los ciclos de trabajo, dado que ambos elementos distintos deben estar en completa sincronización para obtener el estado deseado. De este modo, gracias a la obtención de los datos, realizar los análisis pertinentes, ver la factibilidad eléctrica, mecánica, monetaria entre otras. Así poder llegar a las conclusiones y propuestas para trabajos futuros.

Introducción.

Los motores de inducción, conocidos por su bajo costo de mantención, menos puntos de fallas (en relación al motor de corriente continua), mayor rango de ajuste de velocidad, entre otras, ventajas hacen de esta máquina un elemento atractivo y mayormente utilizable a nivel industrial.

El aprovechar las ventajas mencionadas podría significar a grandes rasgos una mejora en el rendimiento de la máquina. Llevando este efecto en cadena se puede inferir las ganancias en costos y de tipo energético.

Respecto al control de sus variables, se tienen distintas alternativas como ejemplo técnicas de rectificación e inversión, métodos de partida corriente y tensión, entre otras, además de formas de manipular el torque. Así se pueden encontrar diversas formas de control desde lo más rústico a lo más sofisticado y moderno que entrega la tecnología hoy en día.

Específicamente y de lo que trata especialmente este seminario dice relación con el accionamiento de un motor de inducción trifásico mediante un convertidor matricial indirecto de tres niveles.

En este convertidor de potencia se presentan dos etapas, rectificación e inversión y es por esto que este convertidor se denomina tipo matricial “indirecto”. Tras esta elección se consideran todos los efectos que esto pueda tener. Esto dice relación con las topologías a utilizar y estrategias de modulación indicadas. Gracias a ello se podrá dar análisis y evaluar la factibilidad del sistema, determinando la mejor opción de funcionamiento para este convertidor.

Para aplicar las diferentes estrategias de modulación se deberán manejar conocimientos relevantes de semiconductores, en cuanto a su funcionamiento, ventajas, desventajas y aplicaciones.

Se compararán los datos de la modulación con vectores espaciales con los datos de una modulación por ancho de pulso con onda portadora, analizando sus diferencias, similitudes, fortalezas y debilidades. Esto se realizará considerando pruebas en vacío, con carga RL y con una carga motriz (motor). Para los tres casos se manipularán variables para ver sus efectos y aspectos a mejorar.

El sistema completo será simulado mediante el software de simulación Psim. Este provee de los elementos necesarios para llevar a cabo la tarea y mostrarlas de manera clara y entendible.

Por otro lado es necesario agregar que las topologías están abiertas a ser modificadas con el fin de obtener los más óptimos resultados. Esto siempre manteniendo la modificación realizada dentro de un rango lógico, avalado teórica y prácticamente.

CAPÍTULO 1: Convertidor AC/AC

1.1.- Generalidades convertidor AC/AC.

Elemento que controla la tensión, corriente y potencia media que entrega una fuente alterna a una carga, conectándola y desconectándola mediante interruptores de potencia. El control en las conmutaciones de dichos interruptores es el elemento clave en el Convertidor, y se caracterizan por tener intervalos reguladores que transforman la señal de entrada a una señal de salida con atributos deseados.

Es usado popularmente en motores, aplicaciones industriales y comerciales donde sea necesario el control de velocidad y torque de la máquina.

Una forma general de clasificar estos conversores tiene que ver con la cantidad de fases que utilice. Otra manera dice relación con su flujo de potencia, ya sea unidireccional o bidireccional.

El énfasis de este seminario será atribuido al conversor matricial trifásico considerando una onda de salida mejor aprovechada (menor contenido armónico) y con un flujo de potencia bidireccional.

1.2.- Convertidor matricial.

El término matricial se debe a que se usa un convertidor (Fig. 1.1) para cada una de las conexiones posibles entre la entrada y salida.

Con las conmutaciones de los interruptores bidireccionales se puede conectar las tres fases de entrada con cualquier fase de salida a través de un símbolo de matriz de conmutación.

En el caso normal se usa un filtro “LC” de entrada para eliminar las corrientes armónicas en este mismo lado y la carga es lo suficientemente inductiva para mantener la continuidad de las corrientes de salida.

Se deben controlar los interruptores de tal forma que en cualquier momento, haya solamente uno de los interruptores conectados con una fase de salida, que se debe cerrar para evitar el cortocircuito de las líneas de alimentación o la interrupción del paso de la corriente a la carga, cuando esta es inductiva.

En la Fig. 1.1 se muestra el ejemplo clásico de convertidor matricial en el cual se pueden apreciar sus componentes, las condiciones de los switches, entre otros.

Con las restricciones mencionadas anteriormente se obtienen los posibles estados del convertidor y 2^s (donde “s” es la cantidad de switches) estados que permiten la obtención de voltaje de línea de salida y corrientes de fase en la entrada.

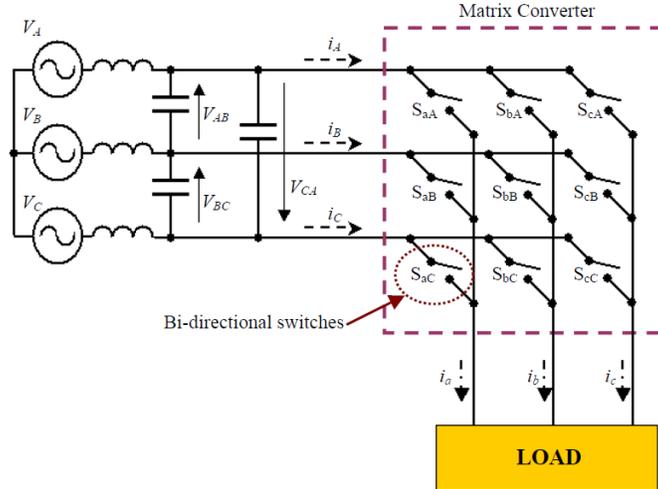


Fig. 1.1 Ejemplo de convertidor matricial.

El convertidor matricial puede conectar cualquier fase de entrada (A, B y C) con cualquier fase de salida (a, b, c) en cualquier momento. Cuando se conectan los voltajes de V_{an} , V_{bn} y V_{cn} en los terminales de salida, estos se relacionan con los voltajes de entrada V_{An} , V_{Bn} y V_{Cn} mediante la matriz:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Donde S_{Aa} a S_{Cc} son las variables de conmutación de los interruptores correspondientes. Para que haya una carga balanceada lineal conectada en estrella en los terminales de salida, las corrientes de fase en la entrada se relacionan con las corrientes de fase de salida por:

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Donde la matriz de variables de conmutación es la transpuesta de la matriz respectiva (1.1).

Las conmutaciones realizadas por los switches son hechas en tiempos definidos que dependen de la topología del sistema, la estrategia de modulación, entre otros. Y se pueden apreciar en los diagramas de conmutación.

A modo de ejemplo se puede apreciar en la Fig. 1.2 el diagrama de conmutación, la forma de su señal (señales discretas) y la definición de sus ejes (ordenada y abscisa).

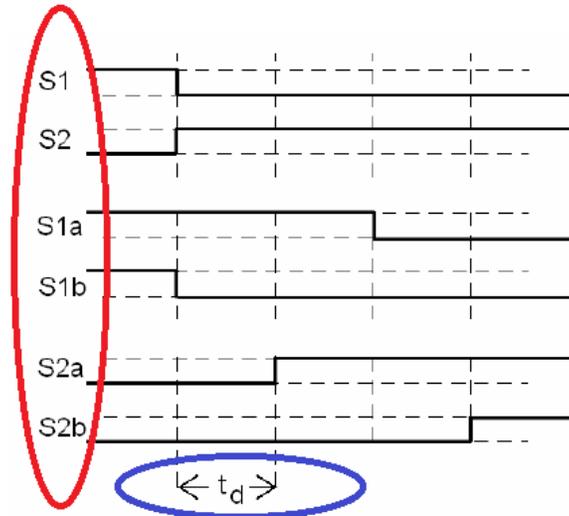


Fig. 1.2 Ejemplo de diagrama de conmutación.

En rojo se destacan los switches. El eje de las ordenadas se muestra la amplitud de la señal. Para el eje de las abscisas se refleja el tiempo en que permanece activo el switch.

1.2.1.- Convertidor matricial directo.

Siempre refiriéndose desde el punto de vista trifásico, este convertidor hizo su aparición en 1976, como Convertidor matricial AC que utiliza una matriz de “ $m \times n$ ” matemáticamente hablando. Constructivamente se conforma por interruptores bidireccionales “ m ” de entradas a las fases “ n ” de salida.

Las capacidades de los interruptores bidireccionales para la conducción de la corriente en ambas direcciones y tensiones en ambas polaridades dan origen a un convertidor matricial de fase ideal, para generar una salida de voltaje variable, fase-N, sin restricciones de frecuencia en dicha alimentación.

Algunos beneficios prestados por este tipo de convertidor dicen relación con:

- El factor de desplazamiento es ajustable e independiente de la carga.
- Posee una capacidad de regeneración a considerar (trabaja en los cuatro cuadrantes de operación).
- Tiene una alta calidad en las formas de entrada y salida.

Como desventajas este elemento presenta principalmente:

- La relación en la transferencia de tensión es limitada (0.86).
- Requiere semiconductores de alta potencia dado a los procesos realizados con este.

Como se muestra en la Fig. 1.1, en un convertidor matricial directo los procesos de rectificación e inversión se encuentran juntos, a diferencia del tipo indirecto, que se presentará más adelante. Se pueden señalar también algunas características típicas en la descripción general las cuales son similares a las del conversor matricial mencionado anteriormente.

- Cualquier línea de entrada puede ser conectada a cualquier línea de salida.
- Dado a la distribución de los switches las líneas no pueden estar cortocircuitadas.
- Dado a la generalidad de las cargas (uso de cargas inductivas) los terminales de salida tampoco pueden estar abiertos para evitar consecuencias de sobretensión.
- Para cada salida los switches deben ser controlados por la siguiente expresión.

$$S_{jA} + S_{jB} + S_{jC} = 1; \quad j \in \{a, b, c\} \quad (1.3)$$

Donde S_{jk} representa el estado del switch bidireccional definido por:

$$S_{jk} \left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ } S_{jk} \text{ cerrado} \\ 0 \text{ } S_{jk} \text{ abierto} \end{array} \right\}; \quad j \in \{a, b, c\}, k \in \{A, B, C\}$$

Un convertidor matricial directo trifásico presenta un total de 27 combinaciones válidas disponibles para la generación de corrientes de fase de entrada y tensiones de salida, como se muestra en la Tabla 1.1. Los valores instantáneos de los voltajes de salida y las corrientes de entrada generados por cada combinación de los switches pueden ser determinados a través de la matriz de transferencia instantánea (1.4), donde T_{LL} es la matriz de transferencia de fase de entrada a la salida línea-línea y T_{Ph} es la matriz de transferencia de, fases de entrada por fases de salida [7].

$$T_{LL} = \begin{bmatrix} S_{aA} - S_{bA} & S_{aB} - S_{bB} & S_{aC} - S_{bC} \\ S_{bA} - S_{cA} & S_{bB} - S_{cB} & S_{bC} - S_{cC} \\ S_{cA} - S_{aA} & S_{cB} - S_{aB} & S_{cC} - S_{aC} \end{bmatrix}; \quad T_{Ph} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bB} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Tabla 1.1 Combinaciones válidas para la conmutación de un convertidor matricial directo.

Group	Switches On			Output line-to-supply neutral voltages			Line-to-line Voltages			Input phase currents		
	S_{ak}	S_{bk}	S_{ck}	V_a	V_b	V_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	i_A	i_B	i_C
I	S_{aA}	S_{bB}	S_{cC}	V_A	V_B	V_C	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	i_a	i_b	i_c
	S_{aA}	S_{bC}	S_{cB}	V_A	V_C	V_B	$-V_{CA}$	$-V_{BC}$	$-V_{AB}$	i_a	i_c	i_b
	S_{aB}	S_{bA}	S_{cC}	V_B	V_A	V_C	$-V_{AB}$	$-V_{CA}$	$-V_{BC}$	i_b	i_a	i_c
	S_{aB}	S_{bC}	S_{cA}	V_B	V_C	V_A	V_{BC}	V_{CA}	V_{AB}	i_c	i_a	i_b
	S_{aC}	S_{bA}	S_{cB}	V_C	V_A	V_B	V_{CA}	V_{AB}	V_{BC}	i_b	i_c	i_a
	S_{aC}	S_{bB}	S_{cA}	V_C	V_B	V_A	$-V_{BC}$	$-V_{AB}$	$-V_{CA}$	i_c	i_b	i_a
II $V_{ab} = 0$	S_{aA}	S_{bA}	S_{cB}	V_A	V_A	V_B	0	V_{AB}	$-V_{AB}$	$-i_c$	i_c	0
	S_{aA}	S_{bA}	S_{cC}	V_A	V_A	V_C	0	$-V_{CA}$	V_{CA}	$-i_c$	0	i_c
	S_{aB}	S_{bB}	S_{cA}	V_B	V_B	V_A	0	$-V_{AB}$	V_{AB}	i_c	$-i_c$	0
	S_{aB}	S_{bB}	S_{cC}	V_B	V_B	V_C	0	V_{BC}	$-V_{BC}$	0	$-i_c$	i_c
	S_{aC}	S_{bC}	S_{cA}	V_C	V_C	V_A	0	V_{CA}	$-V_{CA}$	i_c	0	$-i_c$
	S_{aC}	S_{bC}	S_{cB}	V_C	V_C	V_B	0	$-V_{BC}$	V_{BC}	0	i_c	$-i_c$
II $V_{bc} = 0$	S_{aB}	S_{bA}	S_{cA}	V_B	V_A	V_A	$-V_{AB}$	0	V_{AB}	$-i_a$	i_a	0
	S_{aC}	S_{bA}	S_{cA}	V_C	V_A	V_A	V_{CA}	0	$-V_{CA}$	$-i_a$	0	i_a
	S_{aA}	S_{bB}	S_{cB}	V_A	V_B	V_B	V_{AB}	0	$-V_{AB}$	i_a	$-i_a$	0
	S_{aC}	S_{bB}	S_{cB}	V_C	V_B	V_B	$-V_{BC}$	0	V_{BC}	0	$-i_a$	i_a
	S_{aA}	S_{bC}	S_{cC}	V_A	V_C	V_C	$-V_{CA}$	0	V_{CA}	i_a	0	$-i_a$
	S_{aB}	S_{bC}	S_{cC}	V_B	V_C	V_C	V_{BC}	0	$-V_{BC}$	0	i_a	$-i_a$
II $V_{ca} = 0$	S_{aA}	S_{bB}	S_{cA}	V_A	V_B	V_A	V_{AB}	$-V_{AB}$	0	$-i_b$	i_b	0
	S_{aA}	S_{bC}	S_{cA}	V_A	V_C	V_A	$-V_{CA}$	V_{CA}	0	$-i_b$	0	i_b
	S_{aB}	S_{bA}	S_{cB}	V_B	V_A	V_B	$-V_{AB}$	V_{AB}	0	i_b	$-i_b$	0
	S_{aB}	S_{bC}	S_{cB}	V_B	V_C	V_B	V_{BC}	$-V_{BC}$	0	0	$-i_b$	i_b
	S_{aC}	S_{bA}	S_{cC}	V_C	V_A	V_C	V_{CA}	$-V_{CA}$	0	i_b	0	$-i_b$
	S_{aC}	S_{bB}	S_{cC}	V_C	V_B	V_C	$-V_{BC}$	V_{BC}	0	0	i_b	$-i_b$
III	S_{aA}	S_{bA}	S_{cA}	V_A	V_A	V_A	0	0	0	0	0	0
	S_{aB}	S_{bB}	S_{cB}	V_B	V_B	V_B	0	0	0	0	0	0
	S_{aC}	S_{bC}	S_{cC}	V_C	V_C	V_C	0	0	0	0	0	0

Basada en la matriz de transferencia T_{LL} (1.4), la salida de voltaje línea a línea instantánea y las corrientes de fase de entrada pueden ser determinadas por:

$$V_{0LL} = \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = T_{LL} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = T_{LL} \cdot V_i \quad (1.5)$$

$$i_{iph} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = T_{LL}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} = T_{LL}^T \cdot i_{0LL} \quad (1.6)$$

Dónde:

- T_{LL}^T Corresponde a la matriz transpuesta de T_{LL} .
- V_{ab} , V_{bc} y V_{ca} son voltajes línea a línea de salida.
- V_A , V_B y V_C son los voltajes de fase de entrada.
- i_A , i_B e i_C son las corrientes de fase de entrada.
- i_{ab} , i_{bc} e i_{ca} son las corrientes línea a línea de salida.

Al utilizar la matriz de transferencia T_{Ph} , se pueden encontrar las tensiones línea a línea instantánea de salida (V_A , V_B y V_C) y las corrientes de fase de entrada (i_A , i_B e i_C son) dadas por:

$$V_{0Ph} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = T_{Ph} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = T_{Ph} \cdot V_i \quad (1.7)$$

$$i_{iph} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = T_{LL}^T \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T_{Ph}^T \cdot i_{0Ph} \quad (1.8)$$

Durante cada periodo de conmutación y dependiendo de las estrategia utilizada se modulan los ciclos de trabajo de los interruptores de modo que las variables de entrada y salida sean las correspondientes. Entonces la función de conmutación de cada switch en las ecuaciones (1.4) puede ser reemplazada por una función de modulación en baja frecuencia para las transformaciones requeridas.

$$0 < m_{jk} = \frac{t_{jk}}{T_{SW}} < 1, \quad j \in \{a, b, c\}, \quad k \in \{A, B, C\} \quad (1.9)$$

Dónde:

- t_{jk} corresponde al tiempo de encendido de un switch S_{jk} .
- T_{SW} corresponde al periodo de conmutación.

- m_{jk} corresponde a la relación entre el tiempo de encendido de un switch respecto al periodo e conmutación.

Para baja frecuencia la matriz de transferencia puede expresarse como:

$$M_{LL} = \begin{bmatrix} m_{aA} - m_{bA} & m_{aB} - m_{bB} & m_{aC} - m_{bC} \\ m_{bA} - m_{cA} & m_{bB} - m_{cB} & m_{bC} - m_{cC} \\ m_{cA} - m_{aA} & m_{cB} - m_{aB} & m_{cC} - m_{aC} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$M_{Ph} = \begin{bmatrix} m_{aA} & m_{aB} & m_{aC} \\ m_{bA} & m_{bB} & m_{bC} \\ m_{cA} & m_{cB} & m_{cC} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Las componentes de voltajes de salida y corrientes de fase de entrada pueden ser determinadas por:

$$\overrightarrow{V_{0LL}} = M_{LL} \cdot V_i \quad (1.12)$$

$$\overrightarrow{i_{0LL}} = M_{LL}^T \cdot i_{0LL} \quad (1.13)$$

$$\overrightarrow{V_{0LL}} = M_{Ph} \cdot V_i \quad (1.14)$$

$$\overrightarrow{i_{Ph}} = M_{Ph}^T \cdot i_{Ph} \quad (1.15)$$

1.2.2.- Convertidor matricial indirecto.

El conversor matricial indirecto, a diferencia del modelo anterior, separa los procesos de rectificación e inversión, por lo que consta de dos etapas. En la Fig. 1.4 se muestra un conversor matricial indirecto de dos niveles, se puede apreciar las dos etapas señalando la rectificación como una matriz de tres fases para dos fases conformado por 6 interruptores bidireccionales, mientras que la inversión se muestra como una matriz de dos fases para tres fases conformado por 6 interruptores, por lo que este conversor también puede realizar operación en cuatro cuadrantes.

Se puede apreciar la separación de las dos etapas, aclarando que la imagen, dado a su topología, corresponde a un conversor convencional de dos niveles.

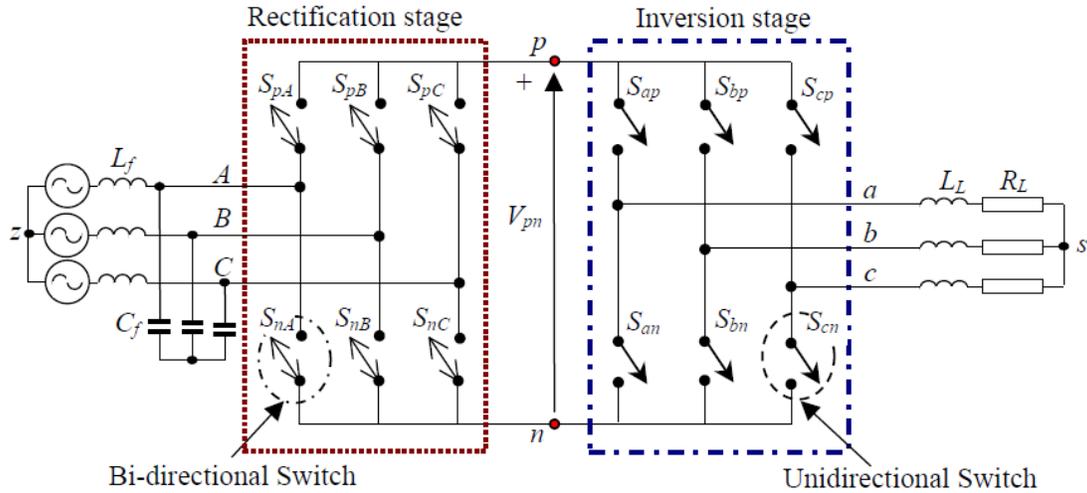


Fig. 1.4 Conversor matricial indirecto de dos niveles.

El voltaje de fase instantáneo de salida para el convertidor matricial indirecto de dos niveles está determinado por:

$$V_{0Ph} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{an} \\ S_{bp} & S_{bn} \\ S_{cp} & S_{cn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{pa} & S_{pb} & S_{pc} \\ S_{nA} & S_{nB} & S_{nC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = T_{inv} \cdot T_{rect} \cdot V_i \quad (1.16)$$

Dónde:

- T_{inv} corresponde a la matriz de transferencia instantánea de inversión.
- T_{rect} corresponde a la matriz de transferencia instantánea de rectificación.

Si se toman los procesos por separado tendremos que:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{pa} & S_{na} \\ S_{pb} & S_{nb} \\ S_{pc} & S_{nc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_p \\ V_n \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{pa} & S_{pb} & S_{pc} \\ S_{na} & S_{nb} & S_{nc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

Dónde:

- V_A, V_B y V_C corresponde a las tensiones de fase de entrada.
- V_a, V_b y V_c Corresponde a las tensiones de fase de salida.
- V_p y V_n corresponde a las tensiones del enlace DC.

El convertidor matricial indirecto se encarga de hacer un control AC por medio de un proceso de rectificación e inversión y se rige por las condiciones de la corriente alterna (ya que es un convertidor AC/AC) ya sea en la parte constructiva como en la parte eléctrica propiamente tal.

Los convertidores utilizados en este seminario son de dos y tres niveles. Para la etapa inversora del convertidor de tres niveles se utilizó un NPC VSI (neutral point clamped – voltaje source inverter).

Destacando por su topología distinta, en el NPC el bus de continua se divide en tres niveles gracias a la presencia de dos condensadores en serie (C_1 y C_2). El punto medio de los condensadores se define como el neutro del bus de continua.

En la Fig. 1.5 se muestra una sola pierna del NPC y se puede inferir cómo es posible obtener 3 valores de salida ($V_{dc}/2$, 0 y $-V_{dc}/2$).

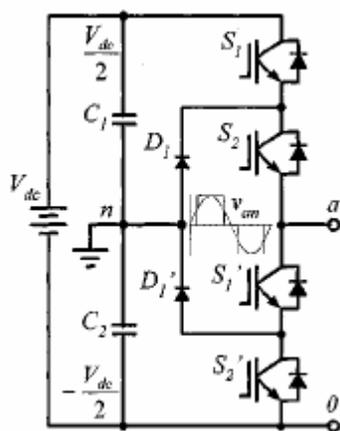


Fig. 1.5 Rama de fase de NPC tres niveles.

Los principales componentes que distinguen este circuito son los diodos D_1 y D_1' que bloquean la tensión en los interruptores a la mitad de la tensión del bus de continua. Cuando S_1 y S_2 conducen la tensión entre los puntos a y o es V_{dc} ($V_{po} = V_{dc}$). En este caso D_1' equilibra el reparto de tensión entre S_1' y S_2' con S_1' bloqueando la tensión en bornes de C_1 .

A medida que aumenta el número de valores de tensión aumenta con ello el número de componentes. Por ejemplo un inversor de “ n ” niveles de tensión presenta $n-1$ condensadores en el bus de continua.

A continuación se presentan algunas ventajas y desventajas del clásico convertidor NPC.

Ventajas:

- La tensión que deben soportar los interruptores es solo la mitad de la tensión del bus de continua, por lo que pueden soportar mayores niveles de potencia.
- La distorsión armónica es menor que en la topología de dos niveles.

- Esta topología puede generalizarse, de manera que los principios utilizados para tres niveles pueden extrapolarse a topologías con un número mayor de niveles de tensión.

Desventajas:

- Esta topología requiere diodos de alta velocidad que deben ser capaces de soportar corrientes máximas y están sometidos a un gran estrés de recuperación inversa.
- En las topologías con más de tres niveles, los diodos soportan tensiones cada vez mayores, de modo que deben ir conectándose en serie. Este hecho complica el diseño y eleva los requisitos de fiabilidad y costes.
- La metodología de control se complica, ya que en la topología NPC debe regularse el equilibrio de tensiones en los condensadores del bus de continua. Para topologías de más de tres niveles, la regulación de este equilibrio es todavía un tema sin resolver.

La figura 1.6 muestra la topología del NPC con la variante que los interruptores bidireccionales son reemplazados en este caso por dos semiconductores IGBT por cada interruptor bidireccional.

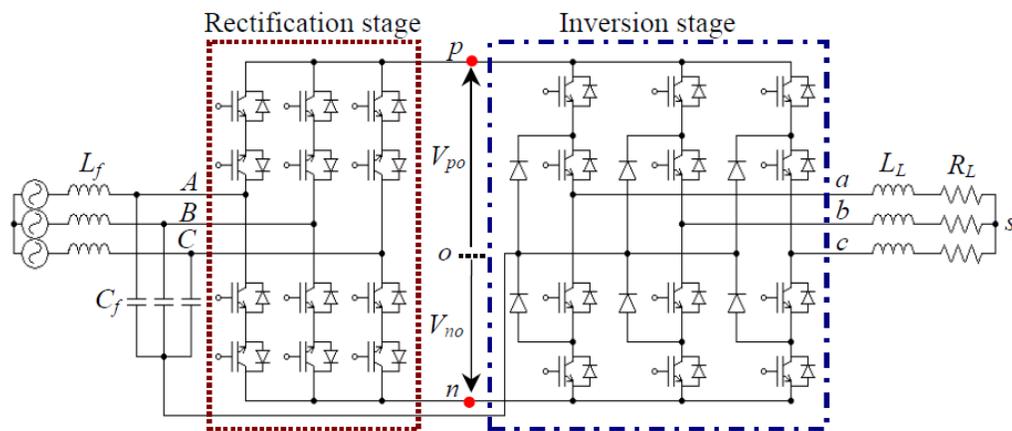


Fig. 1.6 NPC tres niveles con punto neutro en filtro de entrada.

Importante señalar que cada etapa presenta sus propios ciclos de trabajo y para obtener los resultados deseados es necesario un arreglo matemático para la combinación de estos. Dichos arreglos serán vistos en los siguientes capítulos.

1.3.- Cálculo del filtro de entrada.

Como es sabido, las corrientes de entrada de este convertidor matricial poseen un contenido armónico indeseable. En base a la topología del circuito y los parámetros nominales es posible determinar un filtro que logre atenuar dichos contenidos. De esta manera la red no es contaminada.

El filtro consiste de condensadores conectados en estrella y bobinas de reactancia en serie a las líneas de suministro.

El diseño forma una estructura de segundo orden con una frecuencia de corte elaborada para ser mucho más baja que la frecuencia de conmutación con el fin de proporcionar una reducción considerable en la frecuencia de conmutación.

La frecuencia de corte está dada por:

$$f_{corte} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f C_f}} \quad (1.19)$$

Dónde:

- L_f corresponde a la inductancia del filtro.
- C_f corresponde a la capacitancia de filtro.

CAPÍTULO 2: Estrategias de modulación

2.1.- Generalidades.

Son técnicas que generan señales de disparo para el control de elementos de potencia (interruptores) los cuales darán origen a una señal de salida específica. A continuación son presentadas las dos estrategias utilizadas en este seminario.

2.2.- SPWM (Senoidal Pulse With Modulation).

Esta estrategia particularmente consiste en la comparación de dos señales, moduladoras y portadoras, las cuales en base a sus valores dan el control a los interruptores para la obtención de una salida en particular.

Las señales moduladoras son un conjunto trifásico sinusoidal balanceado encargado de configurar la amplitud, frecuencia y fase de salida en el elemento a modular. Se considera:

$$\begin{aligned}
 V_a &= A \cdot \sin(\omega_m \cdot t) \\
 V_b &= A \cdot \sin\left(\omega_m \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_c &= A \cdot \sin\left(\omega_m \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

Donde A es la amplitud de las moduladoras y ω su frecuencia angular.

Esta estrategia se caracteriza por poseer una frecuencia de conmutación constante donde se genera un espectro definido con componentes de alta frecuencia y con reducción de armónicos de bajo orden.

En la Fig. 2.1 se muestran la curva con las características de la modulación SPWM.

De este modo se evidencia la limitación en el rango lineal. El fenómeno provoca que los motores trabajen a tensiones inferiores a las nominales lo que se traduce en un menor desempeño.

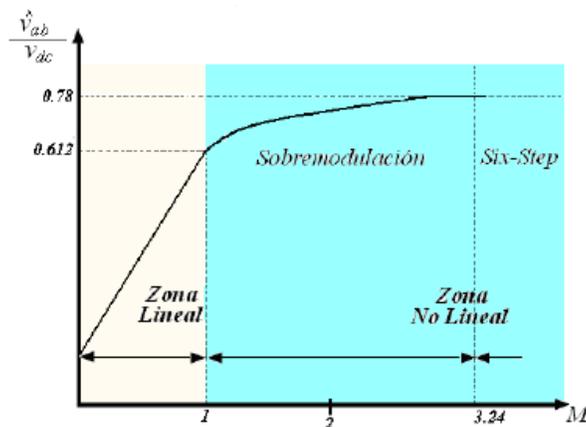


Fig. 2.1 Curva característica del SPWM. Relación entre el índice de modulación con el porcentaje de utilización del bus DC.

Las señales moduladoras y portadoras funcionan bajo ciertas características:

Señales moduladoras: Siendo de baja frecuencia consta en este caso de un conjunto de tensiones trifásicas desfasadas en 120° como muestra la Fig. 2.2. Dado al uso de esta, gracias a la señal de referencia se tiene la información de amplitud, frecuencia y fase deseada. Además cabe agregar que debido a los diversos accionamientos se utilizan distintas señales moduladoras.

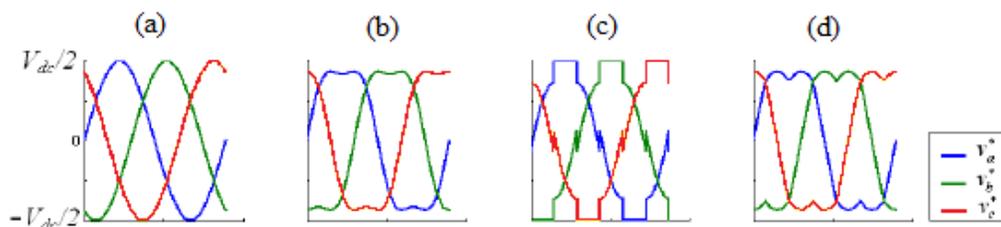


Fig. 2.2 Tipos de señales moduladoras a) Sinusoidal, b) Inyección del tercer armónico, c) Discontinua d) CBSVPWM.

Señales portadoras: De la comparación, corresponde a la señal de alta frecuencia, son normalmente triangulares como se muestra en la Fig. 2.3, siendo generalmente periódica y de frecuencia determinada en base a criterios variados. Estos criterios varían dependiendo de los semiconductores utilizados, dado que la velocidad de conmutación debe ser soportada por estos elementos. Es necesario también tener en cuenta la potencia disipada y las pérdidas producidas por el fenómeno de conmutación.

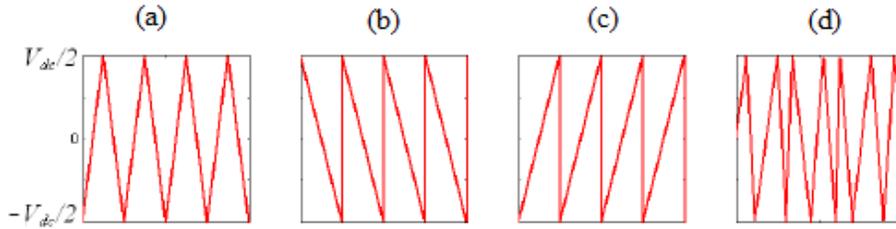


Fig. 2.3 Formas de señal portadora. a) Triangular, b) Diente de sierra de pendiente negativa, c) Diente de sierra de pendiente positiva, d) Aleatoria.

Así, la señal portadora define el tipo de control que se hace sobre los flancos de la señal modulada. Como característica se tiene que cuando la portadora es diente de sierra el control del ancho de pulso se hace sobre uno de los pulsos.

- Cuando la pendiente es negativa el control es realizado sobre el flanco de subida y los puntos resultantes están alineados a la derecha, a esta característica se le conoce como Leading Edge PWM y se muestra en la Fig. 2.4.

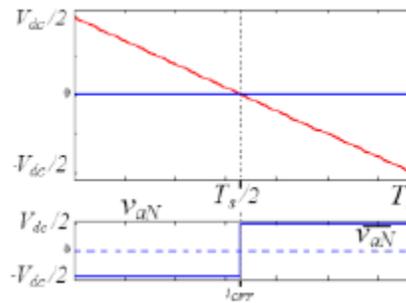


Fig. 2.4 Leading Edge PWM.

- Cuando la pendiente es positiva el control es realizado en el flanco de bajada y los pulsos resultantes están alineados a la izquierda, a esta característica se le conoce como Trailing Edge PWM y se muestra en la Fig. 2.5.

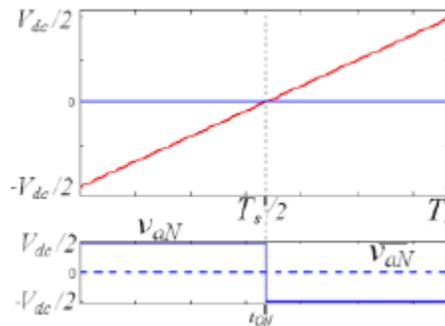


Fig. 2.5 Trailing Edge PWM.

- Cuando la señal es triangular se generan dos intersecciones con la moduladora permitiendo el control de flanco de subida y bajada, a esta característica se le conoce como Double Edge PWM y se muestra en la Fig. 2.6.

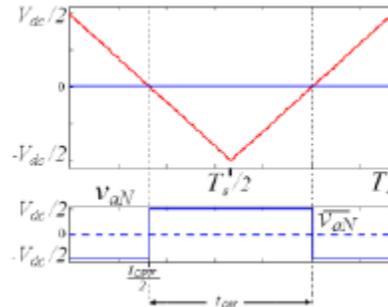


Fig. 2.6 Double Edge PWM.

Teniendo en cuenta la comparación de las ondas se pueden distinguir 2 tipos de conmutación:

Conmutación Bipolar.

Se puede apreciar en la Fig. 2.7 (a) que cuando el valor instantáneo de la onda de referencia es mayor que la portadora, la salida es + Vcc y en caso contrario cuando es menor que la portadora, la salida es de -Vcc.

Se puede ver que la conmutación es bipolar dado que su salida es capaz de tomar valores alternos entre más y menos la tensión de la fuente continua.

Conmutación unipolar.

Para este modelo la salida se conmuta de nivel alto a cero, o de nivel bajo a cero, en lugar de entre niveles alto y bajo, como se muestra en la Fig. 2.7 (b).

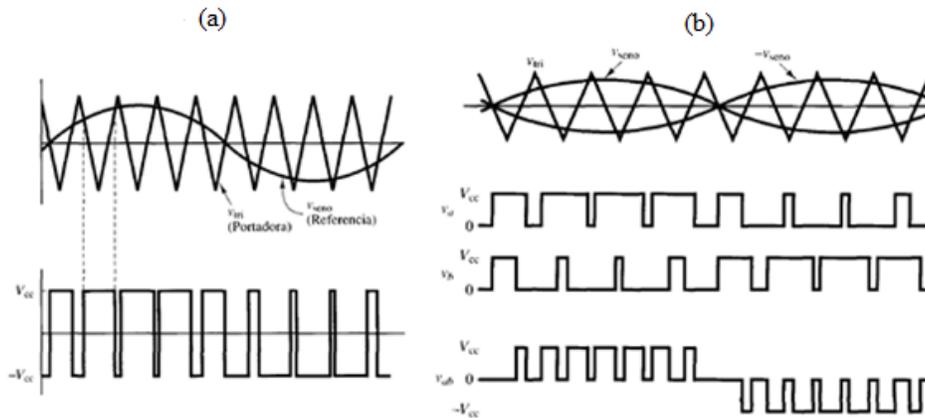


Fig. 2.7 a) Conmutación bipolar b) Conmutación unipolar.

Índice de modulación de frecuencia (N).

Corresponde a la relación entre frecuencia portadora y frecuencia moduladora donde:

$$N = \frac{f_{tri}}{f_{ref}} \quad (2.2)$$

Un alto valor de N permite obtener un alto número de pulsos por periodo de la onda fundamental logrando ubicar los armónicos a altas frecuencias con lo que su presencia no afecte en demasía el comportamiento de salida. Dicho proceso trae como consecuencia una generación considerada de conmutaciones, lo que se debe tener en cuenta en el momento de elegir los semiconductores y evaluar las pérdidas de potencia.

- Cuando N es un valor entero: Se le denomina modulador sincrónico y es apropiado para aplicaciones que requieran un bajo índice de frecuencia.
- Cuando N no es un valor entero: Denominado también modulador asincrónico y se caracteriza por la producción de sub-armónicos para $N > 21$.

Índice de modulación de amplitud (M).

Dice relación con el nivel de utilización del enlace DC y corresponde a la relación entre la amplitud de la señal moduladora normalizada respecto a la portadora.

$$M = \frac{V_{ref}}{V_{tri}} \quad (2.3)$$

2.3.- SVPWM (Spacial Vector Pulse With Modulation).

A partir de la evolución en las presentaciones de los microprocesadores, la demanda de mejores desempeños en accionamientos y la generalización de las transformaciones de Park (1929) y Clarke (1958) para el análisis de circuitos trifásicos, Van Der Broeck (1988) logró implementar la técnica de PWM basada en vectores espaciales (SVPWM).

Actualmente la modulación SVPWM se ha convertido en una técnica popular para inversores trifásicos, en particular en aplicaciones de control de motores de inducción [9].

En la modulación PWM basada en vectores espaciales se explota la interacción entre las tres fases y en lugar de usar un modulador para cada fase, se procesa un único modulador para el vector espacial de voltaje del conjunto trifásico [9].

Los vectores espaciales son representaciones vectoriales en un plano bidimensional, α y β , Fig. 2.8 (b). Para fines eléctricos los vectores son utilizados como estrategia de modulación dada a sus ventajas.

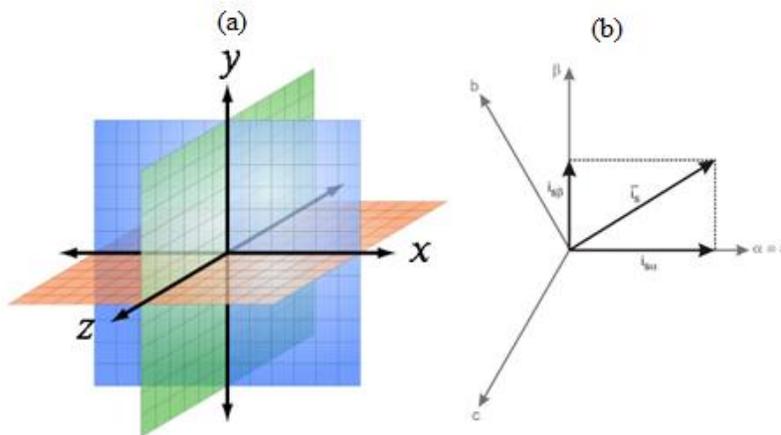


Fig. 2.8 a) Plano en tres dimensiones, b) Plano en dos dimensiones.

Si se aprecia a nivel práctico con esta estrategia es posible llevar un sistema trifásico (tres dimensiones) a uno bifásico (dos dimensiones), o, llevar un sistema bifásico a uno rotatorio, todo mediante a arreglos matemáticos pertinentes.

A continuación se muestra la transformación desde un sistema trifásico a un sistema rotatorio, (a modo de demostración).

Para tensiones:

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{1}{k} \cdot (V_\alpha \cdot \cos(\theta) + V_\beta \cdot \sin(\theta)) \\ V_q &= \frac{1}{k} \cdot (V_\beta \cdot \cos(\theta) - V_\alpha \cdot \sin(\theta)) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Para corrientes:

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{1}{k} \cdot (I_\alpha \cdot \cos(\theta) + I_\beta \cdot \sin(\theta)) \\ I_q &= \frac{1}{k} \cdot (I_\beta \cdot \cos(\theta) - I_\alpha \cdot \sin(\theta)) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Dónde:

- θ : es la posición angular del sistema de referencia

- k: constante utilizada para que las variables d-q sean escaladas para tener la misma amplitud que las cantidades por fase RMS.

Separadas entre tensiones y corrientes; y diferenciándose dependiendo de la conexión de la máquina se tiene que:

Para tensiones:

$$k = \frac{3}{2} \cdot \sqrt{2}, \text{ para conexión delta.} \quad (2.6)$$

$$k = \frac{3}{2} \cdot \sqrt{6}, \text{ para conexión en estrella.}$$

Para corrientes:

$$k = \frac{3}{2} \cdot \sqrt{6}, \text{ para conexión delta.} \quad (2.7)$$

$$k = \frac{3}{2} \cdot 2, \text{ para conexión en estrella.}$$

Para nuestro caso en particular se debe tener conocimiento que la transformación a utilizar va desde un sistema trifásico a un bifásico.

Ambos sistemas de referencia (trifásico y bifásico) se encuentran en estado estacionario por lo que las expresiones matemáticas mencionadas serán particular para este caso. Separadas entre corrientes y tensiones las expresiones estarán dadas por:

Para tensiones:

Se considera un sistema trifásico compuesto por (V_A V_B V_C) y uno bifásico determinado con los planos (V_α V_β).

$$V_\alpha = V_A - \frac{1}{2} \cdot (V_B - V_C)$$

$$V_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (V_B - V_C) \quad (2.8)$$

Para las corrientes:

Se considera un sistema trifásico compuesto por (I_A I_B I_C) y uno bifásico determinado con los planos (I_α I_β).

$$I_\alpha = \frac{3}{2} \cdot I_A \quad (2.9)$$

$$I_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (I_B - I_C)$$

Con las ecuaciones anteriores es posible determinar un vector de referencia y su respectivo ángulo, ambos esenciales para el control y la modulación vectorial.

$$V_{ref} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} = \sqrt{I_{\alpha}^2 + I_{\beta}^2}$$

$$\theta = \tanh^{-1}\left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}}\right) = \tanh^{-1}\left(\frac{I_{\beta}}{I_{\alpha}}\right) \quad (2.10)$$

Donde:

- V_{ref} corresponde al módulo del vector de referencia.
- θ corresponde al respectivo ángulo del vector de referencia.

En la Fig. 2.9, V_{α} e I_{α} forman parte del eje real y V_{β} e I_{β} es parte del eje imaginario. En ambos casos (para corrientes y tensiones) sintetizan el vector de referencia.

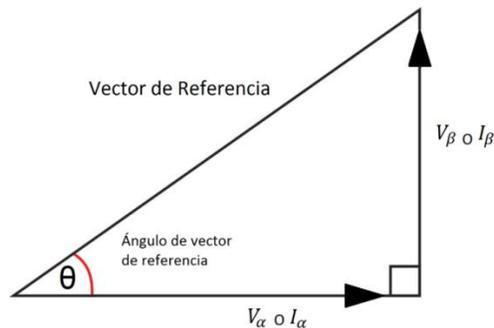


Fig 2.9 Conformación de vector de referencia

Al aplicar las ecuaciones (2.8 y 2.10), sobre el conjunto trifásico de señales moduladoras de fase se obtiene el vector espacial de referencia $V_{ref}(t)$. Cuando las señales moduladoras conforman un sistema balanceado de señales sinusoidales, en estado estacionario $V_{ref}(t)$ se caracteriza por poseer amplitud constante y rotar en el plano (α, β) trazando una trayectoria circular [9].

Transformando a vector.

El propósito de esta estrategia de modulación es tener un mayor control en la salida del convertidor. De esta manera se logra aprovechar la alta eficiencia de esta modulación en comparación al resto.

Para que esta sea implementada es necesario transformar en vectores espaciales las tensiones de salida y corrientes de entrada en base a la siguiente expresión, que también es conocida como “Transformada de vectores espaciales”:

$$\vec{X} = \frac{2}{3} \cdot (x_1 + x_2 \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi} + x_3 \cdot e^{-j\frac{2}{3}\pi}) \quad (2.11)$$

Donde:

- Tanto el vector como sus componentes pueden corresponder a tensiones o corrientes según el sistema a transformar, pero siempre siendo de un tipo, jamás siendo ambas.
- La constante $2/3$ aplicada a (2.11) es para escalar los vectores a un valor de fase de salida (Ej tensiones de fase) relacionadas a una carga. Dicha constante no se consideró en el cálculo de vectores espaciales debido a que se trabajó con valores entre líneas y no de fase de carga.

Representación gráfica.

A modo de resumen es necesario mencionar que gráficamente los vectores espaciales son representados en un plano (α, β) por medio de dos vectores activos, que describen los lados de un triángulo equilátero. El vector de referencia describe una circunferencia que se mezcla con el hexágono formado por los triángulos equiláteros de los vectores espaciales activos. Estos vectores en magnitud son representados con un valor DC. El movimiento del vector de referencia definirá las conmutaciones realizadas por el elemento modulado con este método. Cada conmutación es realizada bajo ciertos tiempos determinados según la forma en que se module.

La cantidad de posibilidades de conmutación (cantidad de semiconductores) también abrirán más opciones en la señal de salida haciendo variar también la forma del hexágono constituido por los triángulos equiláteros. Esto atraerá con ello la variación en otros ámbitos como la forma de modular con este método o el tiempo en las conmutaciones.

En las Fig. 2.10 y 2.11 se muestran los hexágonos compuestos por vectores espaciales para la conformación de señales de dos y tres niveles.

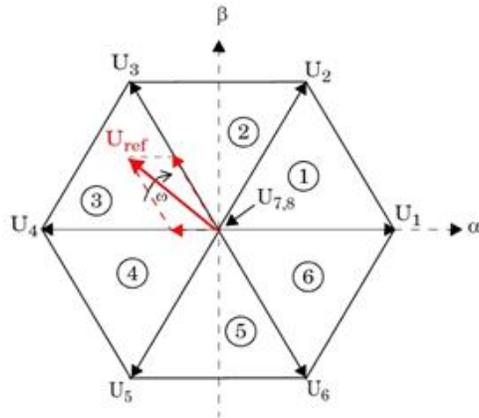


Fig. 2.10 Hexágono para modulación en dos niveles.

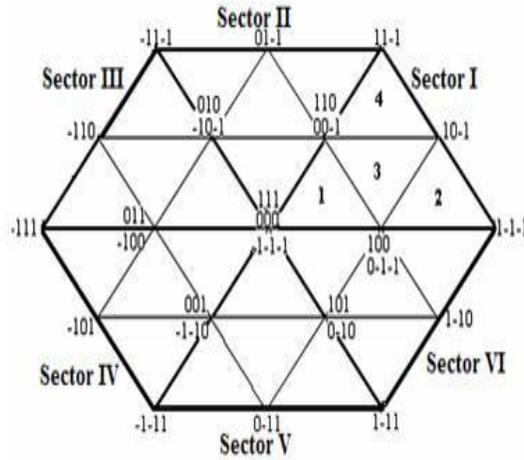


Fig. 2.11 Hexágono para modulación de tres niveles.

Se puede apreciar claramente la diferencia en la cantidad de triángulos equiláteros presentes en cada hexágono. También es posible inferir la existencia de sectores y sub sectores presentes en cada figura, la más de una posibilidad en la amplitud de la señal de salida y la obvia variación que existiría en los tiempos de conmutación.

Por otro lado cada punto de unión entre los vectores (aristas de cada triángulo) corresponden a una conmutación de los switches.

Cabe mencionar que el rendimiento de esta estrategia, a diferencia de la estrategia anterior, corresponde a $\frac{2}{\sqrt{3}}$ veces más.

CAPÍTULO 3: Convertidor AC/AC Matricial Indirecto de dos niveles

3.1.- Etapa rectificadora del Convertidor Matricial Indirecto (CMI) de dos niveles.

El convertidor matricial indirecto, tal y como se dijo en el Capítulo 1, consta de dos etapas de transformación, una rectificadora y otra inversora, en este aparatado se analizara la primera de estas, abordando sus características constructivas, la estrategia de modulación utilizada y las gráficas de la tensión DC de salida del convertidor AC/DC, entre otras, obtenidas a través de simulaciones en el software PSim.

El convertidor matricial $3\phi/2\phi$, mostrado en la Fig. 3.1, tal y como se señaló en capítulos anteriores está compuesto por seis interruptores bidireccionales y tiene como finalidad mantener una tensión positiva y máxima en el enlace DC al conmutar entre tensiones de líneas. Dado a que típicamente la carga es de naturaleza inductiva y a las altas frecuencias de conmutación de los interruptores, la corriente de salida del rectificador es considerada constante.

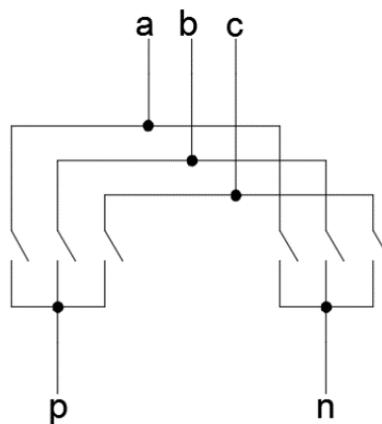


Fig. 3.1 Esquema del convertor de entrada.

En la Fig. 3.2 se muestra el circuito del rectificador matricial simulado en el software PSim, donde V_a , V_b y V_c son voltajes trifásicos de entrada del convertor y “ $V_{dc} +$ ” y “ $V_{dc} -$ ” son los puntos “p” y “n” respectivamente del enlace DC.

En todo instante los interruptores del rectificador tienen que ser controlados de tal manera que nunca se cortocircuiten las líneas de entrada, esto implica:

$$S_{aq} + S_{bq} + S_{cq} = 1, \quad q \in \{p, n\} \quad (3.1)$$

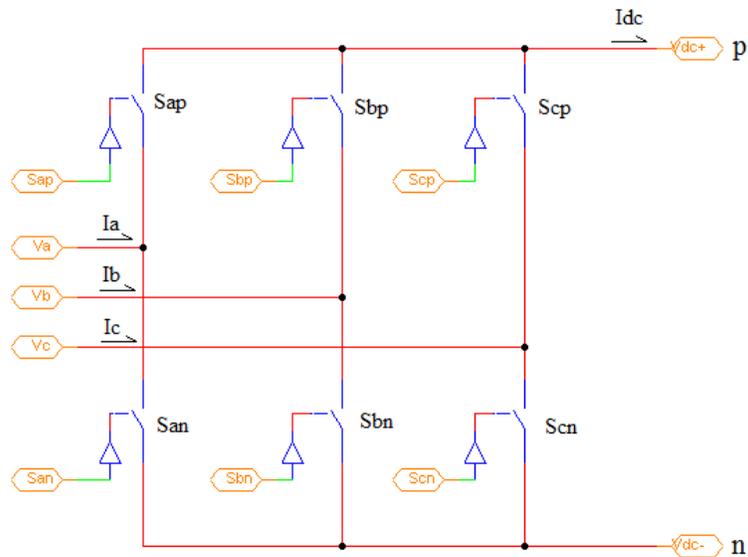


Fig. 3.2 Rectificador simulado en PSim.

La Tabla 3.1 presenta todas las combinaciones de conmutación válidas del rectificador, así como las tensiones y corrientes que esta produce. Con el fin de generar formas de onda de entrada idénticas al convertidor matricial directo, el rectificador no solo sintetiza un voltaje continuo en el enlace DC, también tiene que mantener un conjunto de corrientes de entrada sinusoidales y equilibradas con un ángulo de desplazamiento con respecto a las tensiones de entrada.

Tabla 3.1 Combinaciones de conmutaciones válidas para el rectificador matricial y sus respectivos voltajes generados y corrientes de entrada (1 = ON y 0 = OFF).

<i>Estados de conmutación</i>						<i>Voltajes de Salida</i>			<i>Corrientes de Salida</i>		
S_{ap}	S_{bp}	S_{cp}	S_{an}	S_{bn}	S_{cn}	V_p	V_n	V_{pn}	I_a	I_b	I_c
1	0	0	0	0	1	V_a	V_c	V_{ac}	I_{dc}	0	$-I_{dc}$
0	1	0	0	0	1	V_b	V_c	V_{bc}	0	I_{dc}	$-I_{dc}$
0	1	0	1	0	0	V_b	V_a	V_{ba}	$-I_{dc}$	I_{dc}	0
0	0	1	1	0	0	V_c	V_a	V_{ca}	$-I_{dc}$	0	I_{dc}
0	0	1	0	1	0	V_c	V_b	V_{cb}	0	$-I_{dc}$	I_{dc}
1	0	0	0	1	0	V_a	V_b	V_{ab}	I_{dc}	$-I_{dc}$	0
1	0	0	1	0	0	V_a	V_a	0	0	0	0
0	1	0	0	1	0	V_b	V_b	0	0	0	0
0	0	1	0	0	1	V_c	V_c	0	0	0	0

3.1.1.- Modulación etapa de entrada (Rectificación).

La modulación del rectificador se realiza mediante PWM con vectores espaciales (SVPWM) utiliza un vector de referencia que corresponderá a un vector de corriente de entrada del convertor.

Para mantener el conjunto de corrientes de entradas con un ángulo de desplazamiento con respecto a los voltajes de entrada, las corrientes de entrada tienen que estar sincronizadas con dichos voltajes. Al utilizar la ecuación (2.10), este conjunto de corrientes de entrada se transforma en el vector de corriente de referencia, \dot{I}_{in} , el cual se expresa como:

$$\dot{I}_{in} = I_{in} \cdot e^{j(\omega_i \cdot t - \varphi_i)} = I_{in} \angle \theta_i \quad (3.2)$$

Donde I_{in} es la magnitud y θ_i es la dirección del vector de referencia. La variable θ_i es equivalente a $\omega_i \cdot t - \varphi_i$, donde $\omega_i \cdot t$ es el ángulo de las tensiones de entrada y φ_i es el ángulo de desplazamiento de las corrientes de entrada con respecto a los voltajes.

En esta modulación se definen seis sectores, Fig. 3.3, en los cuales una tensión de fase tiene mayor valor absoluto. Por lo tanto, en cada sector se pueden tener tensiones positivas y una negativa o dos tensiones negativas y una positiva.

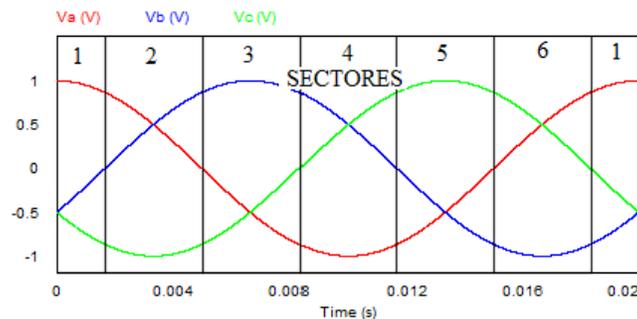


Fig. 3.3 Sectores para la modulación de la etapa rectificadora.

La estrategia de modulación SVPWM es aplicada para controlar el rectificador matricial. Al aplicar la transformación de vectores espaciales (2.11), las corrientes generadas por las primeras seis combinaciones de conmutación mostradas en la Tabla 3.1 son transformadas en seis vectores espaciales de corrientes con igual magnitud pero distinta dirección, tal y como se muestra en la Fig. 3.4, mientras que las últimas tres conmutaciones son considerados vectores nulos y se ubican en el origen del plano alfa-beta. Cada vector de corriente es referido a una conexión de las tensiones de fase de entrada con el enlace DC. Por ejemplo el vector de corriente $I1 (AC)$ representa la conexión del voltaje de fase V_a con el terminal “p” y de la misma forma el voltaje de fase V_c con

el terminal “n”. Hay que tener en cuenta que la velocidad con que el vector de referencia gire en el plano alfa-beta depende de la frecuencia utilizada para sintetizar dicho vector.

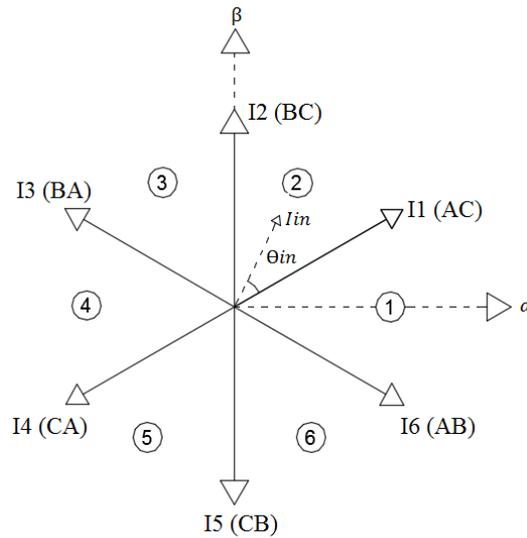


Fig. 3.4 Modulación con vectores espaciales de la etapa rectificadora.

La etapa rectificadora, en este caso, trabaja con un índice de modulación unitario, debido a que se busca maximizar el voltaje medio en el enlace DC, para obtener la máxima transferencia de tensión posible entre la entrada de la etapa rectificadora y la salida de la etapa inversora.

Para la conmutación de los interruptores, el vector cero se elimina y la secuencia de conmutación consiste solo de dos vectores activos, por ejemplo si se tiene que sintetizar el vector de referencia en el sector 2, los vectores a conmutar serán I1 e I2. De esta manera se obtiene una tensión media máxima en el enlace DC para cada período de conmutación.

Dado el vector de corriente de referencia, los ciclos de trabajo de los vectores activos de la etapa rectificadora d_γ^R y d_δ^R , están dados por:

$$d_\gamma = \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}\right) ; d_\delta = \text{sen}(\theta_{in})$$

$$d_\gamma^R = \frac{d_\gamma}{d_\gamma + d_\delta} ; d_\delta^R = \frac{d_\delta}{d_\gamma + d_\delta} \quad (3.3)$$

Donde d_γ y d_δ son obtenidos a partir del ángulo del vector de referencia θ_{in} , calculado para cada sector, cabe señalar que el valor de dicho ángulo puede ir desde 0° a 60°, que es el espacio que ocupa cada sector.

Debido a que no se incluye el vector nulo de corriente en la modulación del convertor de entrada, la tensión media en el enlace DC varía en cada ciclo de conmutación. Esta tensión está dada por:

$$V_{pn} = d_{\gamma}^R \cdot V_{linea \gamma} + d_{\delta}^R \cdot V_{linea \delta}$$

$$V_{pn} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{\hat{V}_{in}}{(d_{\gamma} + d_{\delta})} \quad (3.4)$$

Donde $V_{linea \gamma}$ y $V_{linea \delta}$ son las tensiones de líneas correspondientes según los sectores para la modulación (Fig. 3.4) y \hat{V}_{in} la tensión de línea máxima de entrada. En la Tabla 3.2 se muestran los valores de $V_{linea \gamma}$ y $V_{linea \delta}$ para cada sector, así como los interruptores que deben conmutar para obtener dicho voltaje.

Tabla 3.2 Tensiones de líneas en el enlace DC para cada sector.

Sector	d_{γ}^R		d_{δ}^R	
	Interruptores ON	$V_{linea \gamma}$	Interruptores ON	$V_{linea \delta}$
1	S_{ap}, S_{bn}	V_{ab}	S_{ap}, S_{cn}	V_{ac}
2	S_{ap}, S_{cn}	V_{ac}	S_{bp}, S_{cn}	V_{bc}
3	S_{bp}, S_{cn}	V_{bc}	S_{bp}, S_{an}	V_{ba}
4	S_{bp}, S_{an}	V_{ba}	S_{cp}, S_{an}	V_{ca}
5	S_{cp}, S_{an}	V_{ca}	S_{cp}, S_{bn}	V_{cb}
6	S_{cp}, S_{bn}	V_{cb}	S_{ap}, S_{bn}	V_{ab}

3.1.2.- Gráficos del rectificador obtenidos en PSim.

En la Fig. 3.5 se muestra el circuito del rectificador simulado en el software PSim, donde el bloque al que llegan las tensiones de fase es un sub circuito que contiene la disposición anteriormente mostrada en la Fig. 3.2, mientras que el bloque llamado C-R, es un C-Block el cual se programó en lenguaje C para que enviara los pulsos PWM a los interruptores del rectificador, utilizando la estrategia de modulación mencionada en el apartado anterior.

La frecuencia de conmutación con la que se está trabajando es de 10 kHz, las tensiones de fase tienen un valor unitario (solo a modo instructivo) y su frecuencia es de 50 Hz.

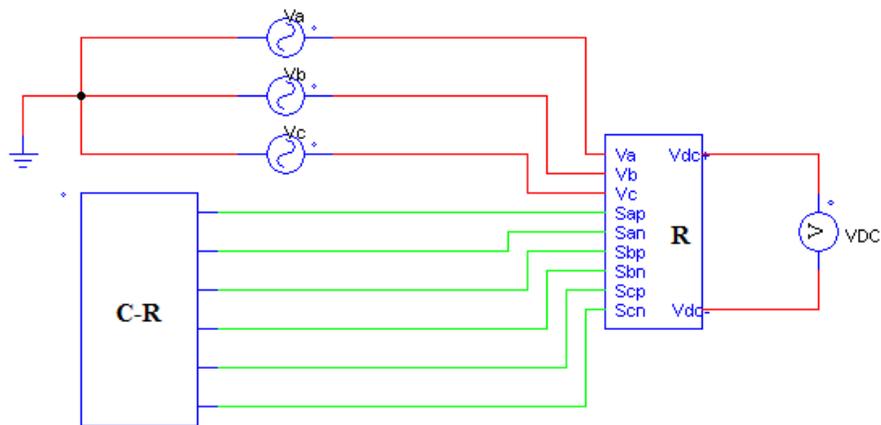


Fig. 3.5 Rectificador matricial simulado en Psim.

En las Fig. 3.6 y 3.7 se muestran los pulsos PWM de los interruptores de una pierna (pierna a), y los distintos ciclos de trabajo de la etapa rectificadora, respectivamente.

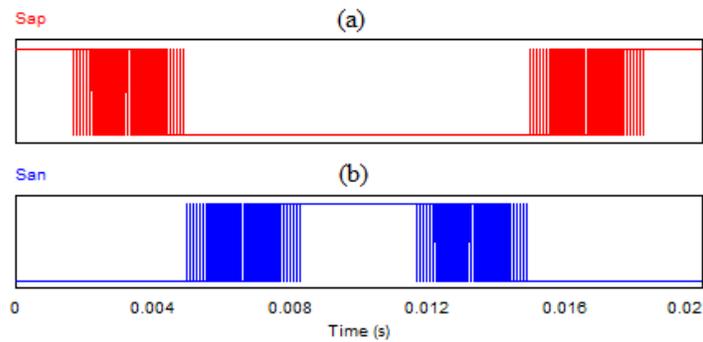


Fig. 3.6 Pulsos PWM etapa rectificadora de la pierna “a” a) S_{ap} , b) S_{an} .

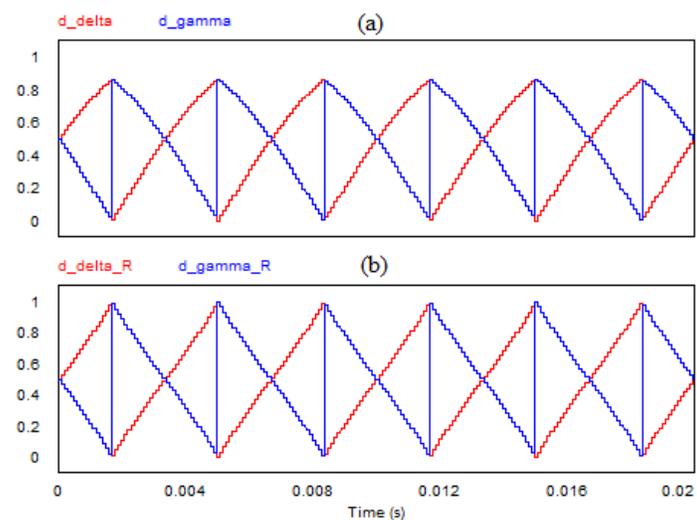


Fig. 3.7 Ciclos de trabajo de la etapa rectificadora a) d_γ y d_δ , b) d_γ^R y d_δ^R .

Finalmente en la Fig. 3.8 se muestra la tensión obtenida a la salida del rectificador, normalizada con los correspondientes sectores.

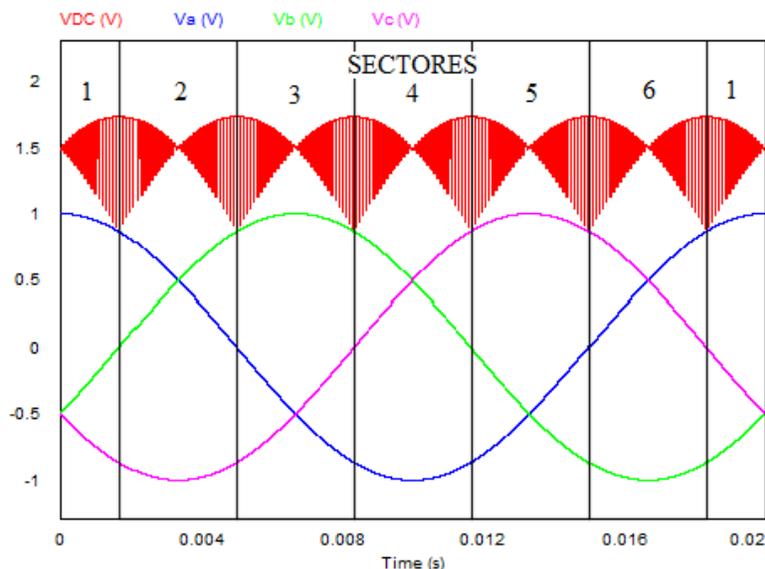


Fig. 3.8 Tensión enlace DC con los correspondientes sectores.

3.2.- Etapa inversora del Convertidor Matricial Indirecto de dos niveles.

En esta sección se analizará la etapa inversora del convertidor matricial indirecto, dicha etapa se compone de un inversor fuente de voltaje (VSI), el cual varía su estructura constructiva dependiendo de los niveles de voltajes requeridos, en este caso será de dos niveles.

Se usarán dos estrategias de modulación, una con SPWM y otra con SVPWM, ambas modulaciones mencionadas con anterioridad.

3.2.1.- Inversor fuente de voltaje de dos niveles.

El inversor fuente de voltaje de dos niveles se compone de seis interruptores bidireccionales, tal y como se muestra en la Fig. 3.9, tiene la función de cambiar el voltaje del enlace DC de corriente continua a un voltaje simétrico de salida de corriente alterna, con una magnitud y frecuencia determinada.

Se dice que el VSI es de dos niveles debido a que en los puntos “xn” ($x \in \{a, b, c\}$), solo pueden medirse dos voltajes, V_{dc} ($V_{dc}/2 + V_{dc}/2$) o 0.

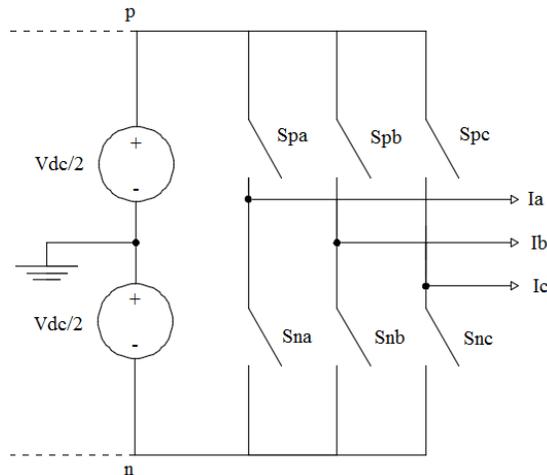


Fig. 3.9 Configuración del inversor fuente de voltaje de dos niveles.

En la Fig. 3.10 se muestra el inversor simulado en el software PSim, se observan los seis interruptores bidireccionales mencionados anteriormente, así como las etiquetas de las señales de conmutación.

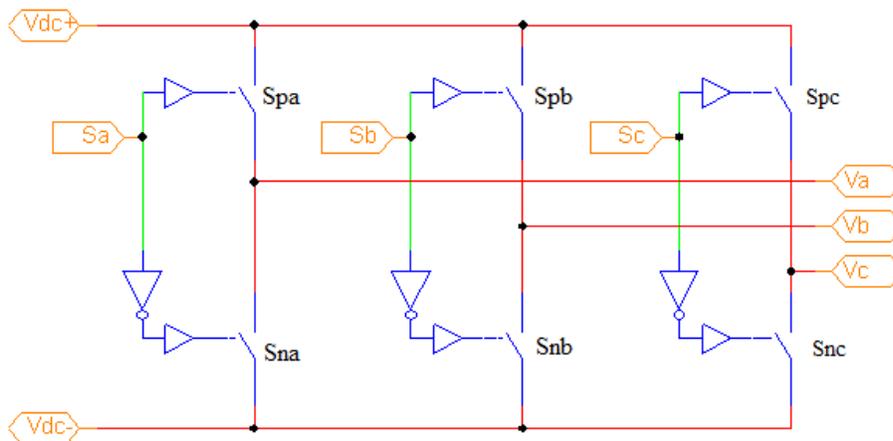


Fig. 3.10 VSI de dos niveles simulado es PSim.

Como se ha hablado con anterioridad una condición importante es que no se cortocircuite la fuente, esa condición se puede expresar con la siguiente fórmula:

$$S_{pj} + S_{nj} = 1, \quad j \in \{a, b, c\} \quad (3.5)$$

Donde S_{pj} y S_{nj} son los estados de los interruptores de la parte superior e inferior respectivamente. Es debido a esta condición que solo hay tres señales de disparo en la Fig. 3.10 una señal es la negada de la otra, de esta forma nos aseguramos que la expresión (3.5) se cumpla en el VSI de dos

niveles. La Tabla 3.3 muestra las combinaciones de los interruptores válidas para el inversor y los voltajes que estos generan.

Tabla 3.3 Combinaciones de conmutaciones válidas para el VSI de dos niveles y sus respectivos voltajes generados (1 = ON y 0 = OFF)

Estados de conmutación						Voltajes de salida					
S_{pa}	S_{pb}	S_{pc}	S_{na}	S_{nb}	S_{nc}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
1	0	0	0	1	1	V_{dc}	0	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
1	1	0	0	0	1	V_{dc}	V_{dc}	0	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
0	1	0	1	0	1	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
0	1	1	1	0	0	0	V_{dc}	V_{dc}	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
0	0	1	1	1	0	0	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
1	0	1	0	1	0	V_{dc}	0	V_{dc}	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
1	1	1	0	0	0	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}	0	0	0
0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0

3.2.2.- Modulación con estrategia PWM con portadora sinusoidal (SPWM).

La técnica de modulación SPWM se basa en el principio de balance volt-segundo, esto significa que el tren de pulsos generados está determinado por la amplitud y frecuencia de la señal portadora, que en este caso es de característica sinusoidal.

El tren de pulsos se genera mediante la comparación entre las amplitudes de la señal portadora (alta frecuencia) y una señal moduladora (baja frecuencia). Para las señales de los interruptores de una pierna (por ejemplo S_{pa} y S_{na}) solo es suficiente un único proceso de comparación puesto a que estas son complementarias, por lo que para el inversor serán necesario tres procesos de comparación simultáneo, uno para cada fase.

Las señales moduladoras son un conjunto trifásico sinusoidal balanceado, las cuales están encargados de configurar la amplitud, frecuencia y fase a la salida del inversor, en este caso se usaran las ecuaciones (2.1)

Las señales portadoras son generalmente triangulares, y su frecuencia determina la velocidad con que los dispositivos semiconductores conmutaran.

El inversor simulado en PSim es mostrado en la Fig. 3.10, el enlace DC esta simulado con una fuente de corriente continua y el bloque "I1" es un sub circuito que contiene la disposición mostrada en la Fig. 3.11.

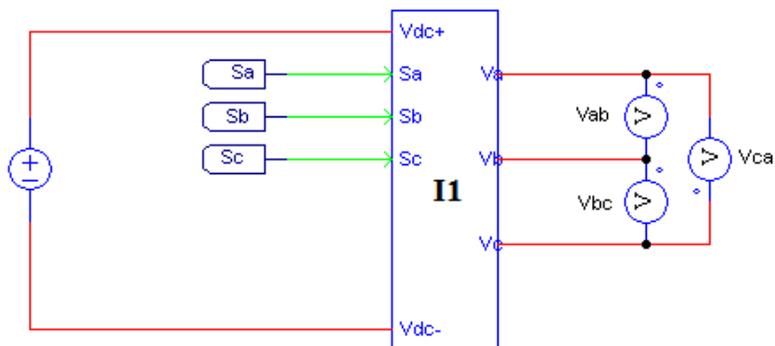


Fig. 3.11 Inversor fuente de voltaje de dos niveles simulado en PSim.

Las señales S_a , S_b y S_c , se sintetizan tal y como se dijo anteriormente, comparando una señal portadora y una señal moduladora, dichas señales se simularon con fuentes de ondas triangulares y sinusoidales, respectivamente. La Fig. 3.12 muestra cómo se sintetiza la señal de conmutación " S_a ", ya que para los otros casos (S_b y S_c) solo cambia el ángulo de desfase de la fuente sinusoidal usada como moduladora

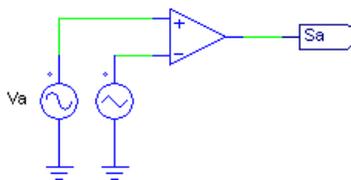


Fig. 3.12 Síntesis de la señal de conmutación " S_a " para el VSI de dos niveles en PSim.

En la Fig. 3.13, se muestra la comparación entre la onda portadora y moduladora de la señal " S_a ". La frecuencia de la señal portadora es de 2 kHz, esto para apreciar mejor la comparación.

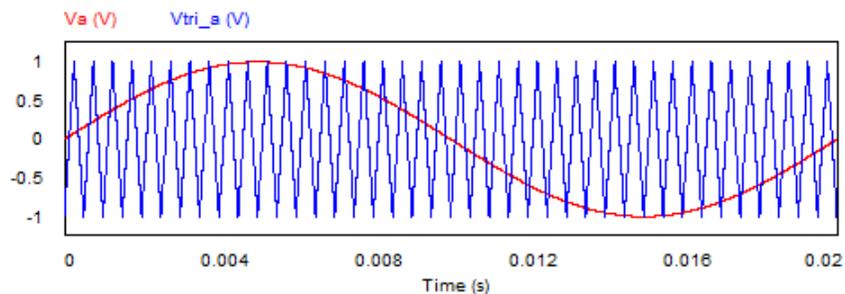


Fig. 3.13 Señal portadora y moduladora que sintetizan la señal PWM " S_a " en el VSI de dos niveles.

El comparador se activará cuando la señal moduladora sea mayor que la señal portadora enviando un valor a la salida de este, que puede ser 1 cuando la moduladora es mayor que la portadora o 0 en el caso contrario. La Fig. 3.14 muestra la señal de disparo de la pierna “a” del inversor.

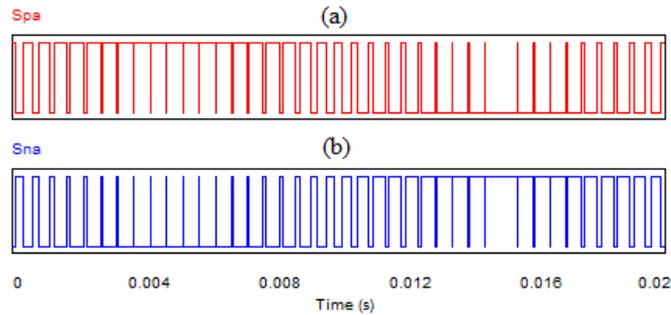


Fig. 3.14 Pulsos PWM de una pierna del VSI de dos niveles, modulada con portadora sinusoidal
a) S_{pa} , b) S_{na} .

Finalmente el voltaje entre líneas V_{ab} a la salida del inversor utilizando la estrategia de modulación SPWM, con un índice de modulación de amplitud unitario, frecuencia de conmutación igual a 2 kHz, frecuencia de la señal moduladora de 50 Hz y con una fuente de 200 V de corriente continua, se muestra en la Fig. 3.15.

La Fig. 3.16 contiene el voltaje entre líneas V_{ab} a la salida del inversor, cuando la frecuencia de la señal portadora se aumenta a 10 kHz que es la frecuencia que se usará en las pruebas.

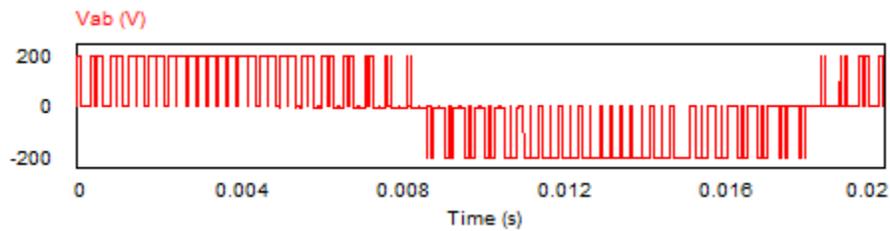


Fig. 3.15 Voltaje entre líneas V_{ab} del VSI de dos niveles, utilizando SPWM a una frecuencia de conmutación de 2 kHz.

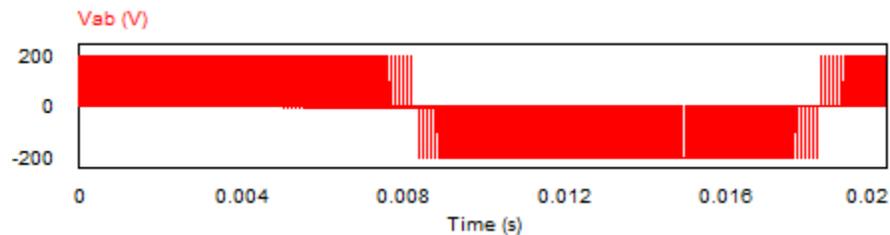


Fig. 3.16 Voltaje entre líneas V_{ab} del VSI de dos niveles, utilizando SPWM a una frecuencia de conmutación de 10 kHz.

Si analizamos el espectro de frecuencia, mostrado en la Fig. 3.17, de un voltaje de salida V_{ab} , podemos observar claramente que no presenta armónicos de bajo orden y debido a la frecuencia de conmutación (10 kHz) los únicos armónicos presentes son los de alta frecuencia, lo cual es lo ideal como nos dice la literatura [9], debido a que son más fáciles de filtrar. El valor de la fundamental con un índice de modulación de amplitud unitario y con una frecuencia de la moduladora de 50 Hz, es de 172 V (aproximadamente), teniendo en cuenta que el voltaje de la fuente DC es de 200 V, se puede concluir que la estrategia de modulación SPWM genera que el voltaje peak de salida del inversor sea el 86% del voltaje DC de entrada [3].

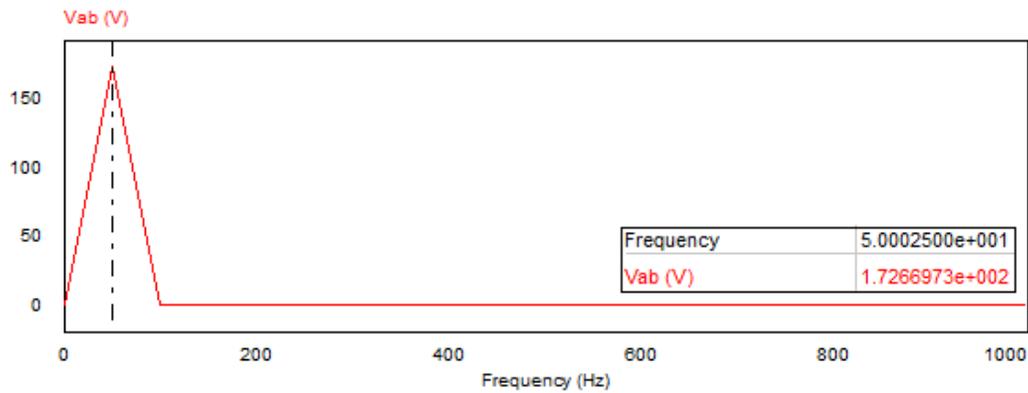


Fig. 3.17 Espectro de frecuencia del voltaje V_{ab} del VSI de dos niveles, utilizando SPWM.

Debido a que la fundamental es el voltaje peak se procede a calcular su valor rms.

$$V_{ab\ rms} = \frac{172.67}{\sqrt{2}} = 122.09\ (V)$$

Proporción con respecto del voltaje de corriente continua 200 V (Fig. 2.1).

$$\frac{V_{ab\ rms}}{V_{dc}} = \frac{122.09}{200} = 0.61$$

3.2.3.- Modulación con estrategia PWM con vectores espaciales (SVPWM).

La modulación del VSI de dos niveles mediante PWM con vectores espaciales se realiza a través de un vector de referencia de voltaje de salida del convertidor, dicho vector (al igual que en el rectificador) girará en el plano alfa-beta y dependiendo de dónde esté ubicado habrá secuencias de

conmutación de los interruptores que lo sintetizaran. El tiempo en que se aplican estas secuencias determina el voltaje que se obtiene a la salida del inversor.

Mediante el uso de las ecuaciones (2.10), un conjunto de voltajes trifásicos variables en el tiempo son convertidos en un vector de referencia de voltaje, “ \dot{V}_{out} ”, el cual a través de una trayectoria circular con una frecuencia ω_o . El vector de referencia puede ser expresado como:

$$\dot{V}_{out} = V_{out} \cdot e^{j(\omega_o \cdot t - \varphi_o)} = V_{out} \angle \Theta_o \quad (3.6)$$

Donde V_{out} es la magnitud y Θ_o es la dirección del vector de referencia. La variable Θ_o es igual a $\omega_o \cdot t - \varphi_o$, donde $\omega_o \cdot t$ es el ángulo de los voltajes de fase de salida y φ_o es un ángulo arbitrario. Al igual que en la modulación con vectores espaciales del rectificador se definen seis sectores, los cuales se muestran en la Fig. 3.18. Se puede apreciar como la distribución de los sectores en el caso del inversor es distinta a la del rectificador.

Las conmutaciones que sintetizarán el vector de referencia en los distintos sectores son las mostradas con anterioridad en la Tabla 3.3. Al aplicar la transformación de vectores espaciales (2.11), los voltajes aplicados por las posibles combinaciones de los interruptores del inversor, son transformados en ocho vectores espaciales de tensión, los cuales se muestran en la Fig. 3.20, donde se observan seis vectores activos y dos vectores nulos o “ceros”. La Tabla 3.4 contiene el valor las tensiones de los vectores mencionados, en el plano alfa-beta.

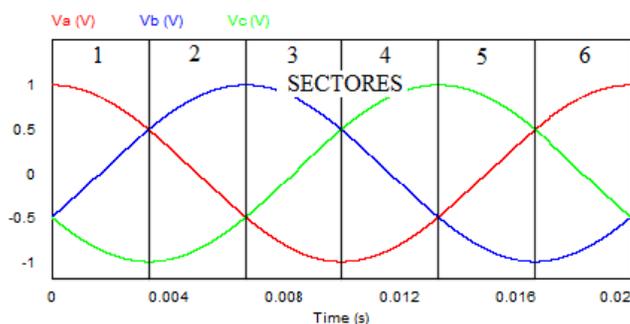


Fig. 3.18 Sectores para la modulación de la etapa inversora.

Debido a que los interruptores trabajan de forma complementaria, es posible especificar las conmutaciones mediante un vector de tres componentes (S_{pa}, S_{pb}, S_{pc}). En la Fig. 3.19 se muestran las distintas combinaciones de conmutación de los interruptores para cada vector.

$$V_1 = [1,0,0] ; V_2 = [1,1,0]$$

$$V_3 = [0,1,0] ; V_4 = [0,1,1]$$

(3.7)

$$V_5 = [0,0,1] ; V_6 = [1,0,1]$$

$$V_0 = [0,0,0] ; V_7 = [1,1,1]$$

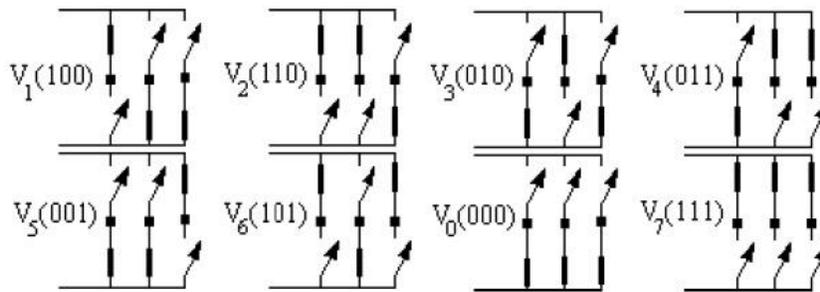


Fig. 3.19 Combinación de conmutación para cada vector.

Los vectores activos están dados por V_1 , V_2 , V_3 , V_4 , V_5 , V_6 y los vectores cero por V_0 y V_7 , estos últimos se denominan vectores nulos debido a que la tensión de línea generada a la salida del inversor es nula, tal como se muestra en la Tabla 3.3.

Los vectores de conmutación y el vector de referencia son representados en un plano complejo alfa-beta. Los vectores activos forman los lados de un triángulo equilátero, donde cada lado tiene una longitud igual a la tensión en el enlace DC. Por otra parte, los vectores cero corresponden al origen del sistema. Los seis triángulos equiláteros, que generan los vectores activos, definen los seis sectores para la modulación.

Algunas características de estos vectores espaciales son:

- Todos los voltajes tienen amplitud y orientación fija en el plano alfa-beta.
- El voltaje que los vectores cero aplican a la carga es nulo.
- Los vectores activos poseen igual magnitud y están desfasados mutuamente por un ángulo de 60° .

Tabla 3.4 Valores de tensión de los vectores de conmutación en el plano alfa-beta.

Vector de conmutación	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_0	V_7
V_α	V_{dc}	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-V_{dc}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	0
V_β	0	$\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$	0	0
$V_\alpha + jV_\beta$	V_{dc}	$V_{dc} \angle 60$	$V_{dc} \angle 120$	$V_{dc} \angle 180$	$V_{dc} \angle -120$	$V_{dc} \angle -60$	0	0

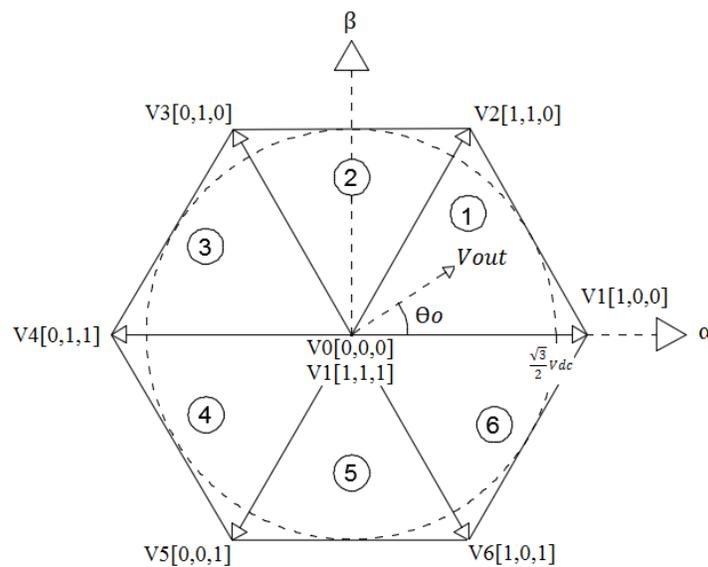


Fig. 3.20 Representación gráfica de los vectores de conmutación.

El hexágono de lado V_{dc} , circunscribe a la circunferencia descrita por el vector de referencia, lo que resulta en una limitación para la tensión de línea deseada. El vector de referencia \vec{V}_{out} puede tener una magnitud máxima de $\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$, si toma un valor superior a este, saldría del hexágono que representa la linealidad en la estrategia de modulación SVPWM, por lo que se sobre modularía y aparecerían armónicos no deseados en el voltaje de salida.

El vector de referencia es sintetizado a través de los dos vectores espaciales adyacentes, V_α y V_β y los vectores de voltaje nulos. Por ejemplo si el vector de referencia está en el sector "1" los vectores adyacentes serían V_1 y V_2 , ambos vectores tienen que aplicarse en un tiempo determinado, los cuales son intervalos o secciones de T_s , el que depende netamente de la frecuencia de conmutación.

$$\dot{V}_{out} = d_{\alpha} \cdot V_{\alpha} + d_{\beta} \cdot V_{\beta} \quad (3.8)$$

Las ecuaciones para determinar los ciclos de trabajo d_{α} y d_{β} [10], [7] son:

$$\begin{aligned} d_{\alpha} &= m_i \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{3} - \Theta_{out} \right) \\ d_{\beta} &= m_i \cdot \text{sen}(\Theta_{out}) \end{aligned} \quad (3.9)$$

Donde m_i es el índice de modulación del VSI.

$$0 \leq m_i = \frac{\hat{V}_{linea}}{V_{dc}} \leq 1 \quad (3.10)$$

Θ_{out} es el ángulo del vector de referencia \dot{V}_{out} calculado para cada sector, al igual que en el caso del rectificador dicho ángulo puede tomar valores entre 0° y 60° , que es el espacio que ocupa cada sector del diagrama. Y \hat{V}_{linea} es el valor máximo de la tensión de línea deseada a la salida del inversor.

Después de haber calculado los ciclos de trabajo para los vectores activos, el ciclo de trabajo para los vectores nulos, se puede determinar:

$$d_0 = 1 - d_{\alpha} - d_{\beta} \quad (3.11)$$

En términos generales, se definen los tiempos correspondientes en cada sector como:

$$\begin{aligned} T_{\alpha} &= T_s \cdot d_{\alpha} \\ T_{\beta} &= T_s \cdot d_{\beta} \\ T_0 &= T_7 = T_s \cdot \frac{d_0}{2} \end{aligned} \quad (3.12)$$

En la Fig. 3.21 se muestra las tensiones de fase de salida del inversor en un ciclo de conmutación. La secuencia de conmutación se realiza produciendo solo un cambio de estado de un interruptor, lo que se traduce en menores pérdidas por conmutación. Es recomendable empezar y acabar la secuencia de conmutación con un vector cero, esto con el fin de conservar las simetrías de cuarto de onda, media onda y tres fases en la señal modulada [10]. El proceso utilizado es conocido en la

literatura como “Double edge PWM” [9], y se caracteriza por sintetizar el vector de referencia a través de ocho conmutaciones a lo largo del periodo T_s .

Debido a que se busca disminuir las pérdidas de conmutación cambiando el estado de un semiconductor a la vez, las secuencias de conmutación en los sectores van cambiando para que esta condición se cumpla, por ejemplo si el vector de referencia estuviera en el segundo sector, este se sintetizaría como se muestra en la Fig. 3.22.

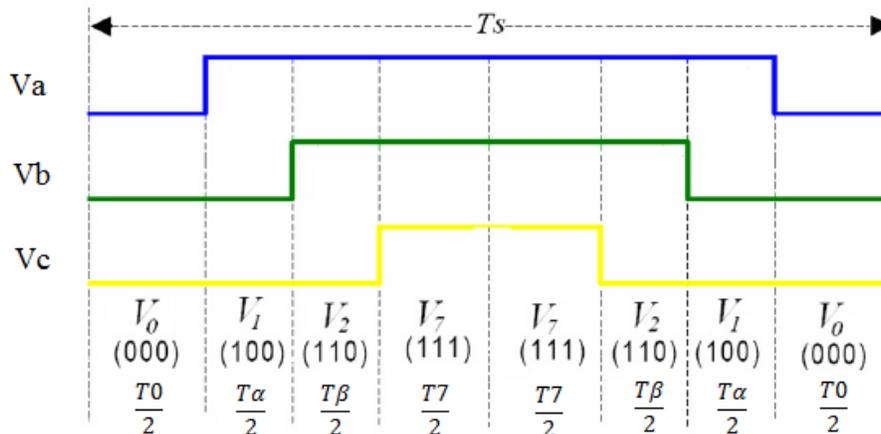


Fig. 3.21 Secuencia de conmutación correspondiente al primer sector.

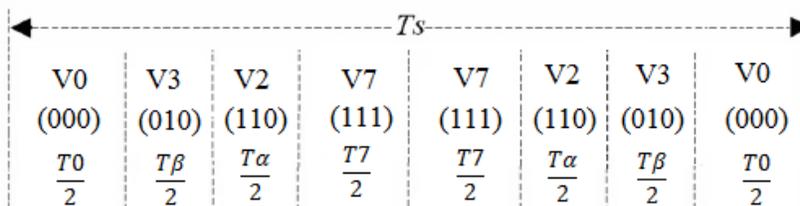


Fig. 3.22 Secuencias de conmutación para el segundo sector.

Para simular el VSI de dos niveles modulado con SVPWM en el software PSim se utilizó el mismo circuito mostrado con anterioridad en la Fig. 3.11, con la diferencia que las señales PWM de conmutación de los interruptores del inversor, al igual que en el caso del rectificador, fueron sintetizadas a través de un C-Block (bloque C-I1), como se muestra en la Fig. 3.23, el cual se programó en lenguaje C para que enviara dichas señales. A través de ese programa, se puede controlar el voltaje de salida del inversor, en cuanto a amplitud y frecuencia, además de la frecuencia de conmutación de los interruptores.

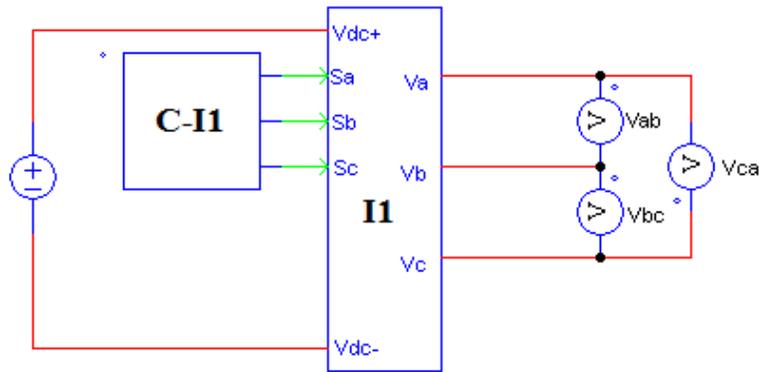


Fig. 3.23 Inversor fuente de voltaje de dos niveles simulado en PSim y modulado con SVPWM.

En el programa en C, aplicado al C-Block, se tomaron señales trifásicas con la función coseno, esto debido a que al aplicar la ecuación (2.10), el vector de referencia de tensión comienza a girar en el plano alfa-beta desde el primer sector con ángulo cero y de ese punto completa la trayectoria circular, si las señales trifásicas hubieran sido con la función seno lo anterior no se cumple y el vector de referencia partiría del quinto sector. Esto no es un problema mayor, pero hablando de gráficos que el vector de referencia comience a rotar desde el ángulo cero implica que se pueda simular cada 0.02 segundos que es lo que se demora dicho vector en completar una vuelta al plano alfa-beta, logrando un mayor orden en los gráficos.

La Fig. 3.24 muestra el ángulo del vector de referencia y los sectores por donde este recorre en el plano alfa-beta a una frecuencia de 50 Hz.

La Fig. 3.25 muestra las señales de disparo de los semiconductores de la pierna “a” del inversor, a una frecuencia de 2 kHz, esto para que se puedan apreciar las conmutaciones.

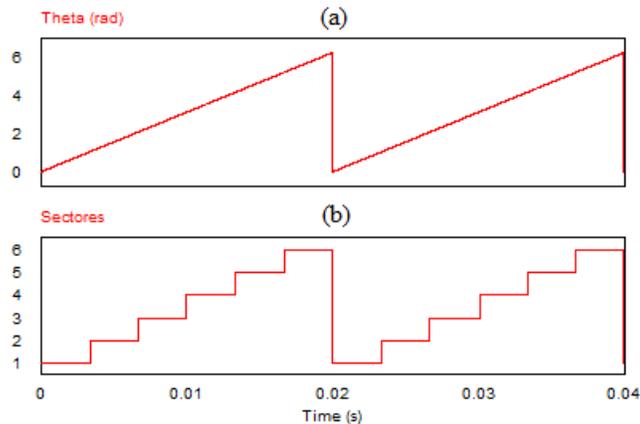


Fig. 3.24 a) Ángulo del vector de referencia θ_o , b) Sectores del plano alfa-beta por donde se desplaza el vector de referencia.

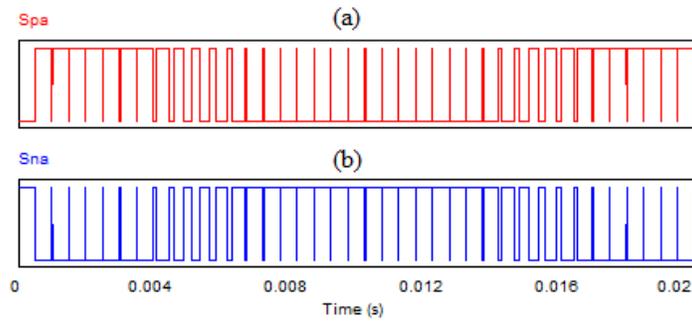


Fig. 3.25 Pulsos PWM etapa inversora de dos niveles, modulada con vectores espaciales
a) S_{pa} , b) S_{na} .

El voltaje entre líneas V_{ab} a la salida del inversor utilizando la estrategia de modulación SVPWM, con un índice de modulación m_i unitario, frecuencia de conmutación igual a 2 kHz, frecuencia de las tensiones trifásicas usadas en la transformada de vectores espaciales (1.10) es de 50 Hz y con una fuente de 200 V de corriente continua, se muestra en la Fig. 3.26. Si comparamos con las tensiones entre líneas utilizando la estrategia de modulación SPWM de la 3.15, podemos ver al comparar las tensiones que están desplazadas, esto por lo anteriormente mencionado sobre la función coseno.

La Fig. 3.27 contiene el voltaje entre líneas V_{ab} a la salida del inversor, cuando la frecuencia de conmutación se aumenta a 10 kHz que es la frecuencia que se usará en las pruebas.

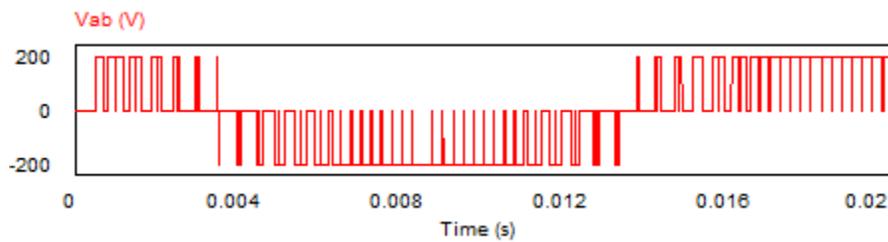


Fig. 3.26 Voltaje entre líneas V_{ab} del VSI de dos niveles, utilizando SVPWM a una frecuencia de conmutación de 2 kHz.

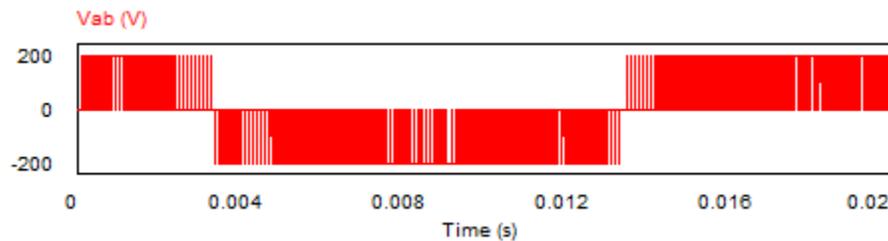


Fig. 3.27 Voltaje entre líneas V_{ab} del VSI de dos niveles, utilizando SVPWM a una frecuencia de conmutación de 10 kHz.

Si se analiza el espectro de frecuencia, mostrado en la Fig. 3.28, del voltaje entre líneas V_{ab} se puede observar claramente que no presenta armónicos de bajo orden y debido a la frecuencia de conmutación (10 kHz) los únicos armónicos presentes son los de alta frecuencia.

El valor de la fundamental con un índice de modulación unitario y con una frecuencia de las tensiones que generan el vector de referencia de 50 Hz, es de 199 V (aproximadamente), teniendo en cuenta que el voltaje de la fuente DC es de 200 V, se puede concluir que la estrategia de modulación SVPEM genera que el voltaje peak de salida del inversor sea el 100% del voltaje DC de entrada [3] teniendo una ventaja sobre la estrategia SPWM (Fig. 3.17).

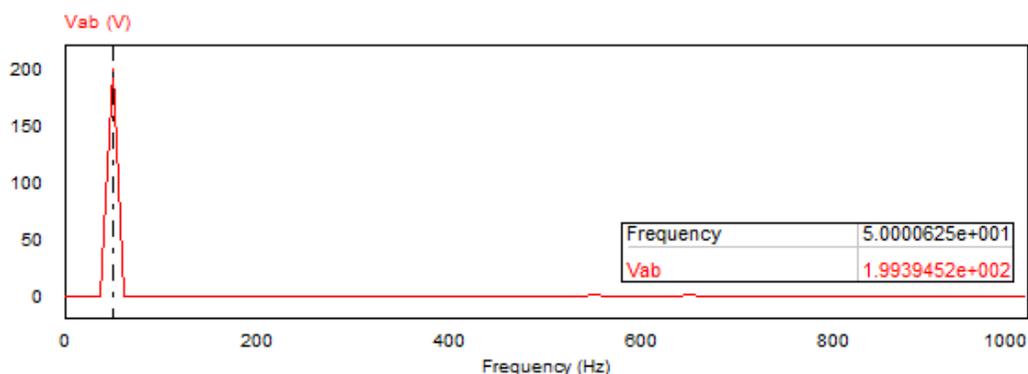


Fig. 3.28 Espectro de frecuencia del voltaje V_{ab} del VSI de dos niveles, utilizando SVPWM.

3.3.- Sincronización entre las etapas de rectificación e inversión.

La sincronización de las dos etapas del convertidor indirecto, se desarrollará en la estrategia de modulaciones PWM con vectores espaciales debido a que es más directa de realizar, de esta forma se modifican solo algunas ecuaciones para lograr el cometido.

Se podría proponer una forma de sincronización para la estrategia de modulación SPWM, pero debido al tiempo requerido en relación al disponible se dejará propuesto para una actividad futura.

El uso del rectificador matricial en la entrada del convertidor implica que la tensión media en el enlace DC sea variable (3.4), por lo que el índice de modulación del inversor debe compensarse agregando los ciclos de trabajo del rectificador de la siguiente manera:

$$m_{is} = m_i(d_\gamma + d_\delta) \tag{3.13}$$

Donde m_{is} es el nuevo índice de modulación sincronizado, m_i es el índice de modulación anterior (3.10) y “ d_γ y d_δ ” son los ciclos de trabajo del rectificador (3.3).

Así, los nuevos ciclos de trabajo para la etapa inversora, d_α^I , d_β^I y d_0^I , estarán dados por:

$$\begin{aligned} d_\alpha^I &= m_{is} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \Theta_{out}\right) \\ d_\beta^I &= m_{is} \cdot \text{sen}(\Theta_{out}) \\ d_0^I &= 1 - d_\alpha^I - d_\beta^I \end{aligned} \quad (3.14)$$

Donde Θ_{out} es el ángulo del vector de referencia calculado para cada sector.

Para obtener un correcto balance de las corrientes de entrada y las tensiones de salida en un mismo ciclo de conmutación, se debe producir una secuencia de conmutación que contenga todas las combinaciones, es decir, para la etapa rectificadora γ - δ y para la etapa inversora α - β -0. El desarrollo de lo anterior resulta en una secuencia de conmutación dada por el producto de los ciclos de trabajo de ambas etapas, donde la secuencia de la etapa inversora (0- α - β -0- α - β -0) se distribuye según la secuencia de la etapa rectificadora, como se muestra en la Fig. 3.29. Además, para lograr que la conmutación de los interruptores del convertidor de entrada se produzca en un instante donde la corriente del enlace DC sea nula, el vector cero del convertidor de salida se sincroniza con la conmutación de la etapa de entrada.

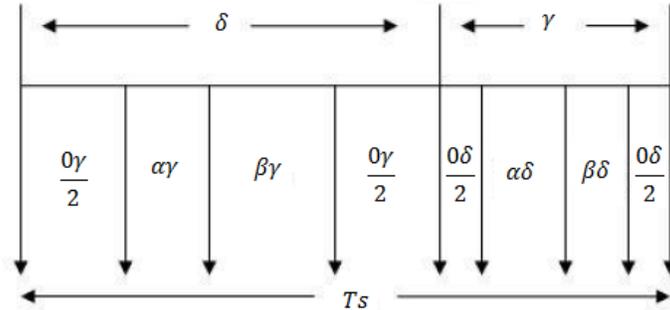


Fig. 3.29 Nuevas secuencias de conmutación del inversor.

Al combinar los ciclos de trabajo de la etapa inversora y rectificadora, se definen las siguientes ecuaciones.

$$\begin{aligned} d_{\alpha\gamma} &= d_\alpha^I \cdot d_\gamma^R ; & d_{\alpha\delta} &= d_\alpha^I \cdot d_\delta^R \\ d_{\beta\gamma} &= d_\beta^I \cdot d_\gamma^R ; & d_{\beta\delta} &= d_\beta^I \cdot d_\delta^R \\ d_{0\gamma} &= d_0^I \cdot d_\gamma^R ; & d_{0\delta} &= d_0^I \cdot d_\delta^R \end{aligned} \quad (3.15)$$

Donde d_γ^R y d_δ^R son los ciclos de trabajo de los vectores activos del rectificador (3.3).

A modo de comparación en la Fig. 3.30 se muestra el espectro de frecuencia del voltaje V_{ab} del convertor matricial indirecto de dos niveles, cuando no se combinan los ciclos de trabajo y cuando se combinan los ciclos de trabajo, es importante señalar que el índice de modulación del inversor es uno en ambos casos. Las fuente AC de entrada del rectificador son de 311 V, lo que genera una salida del rectificador según (3.4) de 466.5 V.

Como se puede observar al combinar los ciclos de trabajo desaparecen los armónicos de bajo orden.

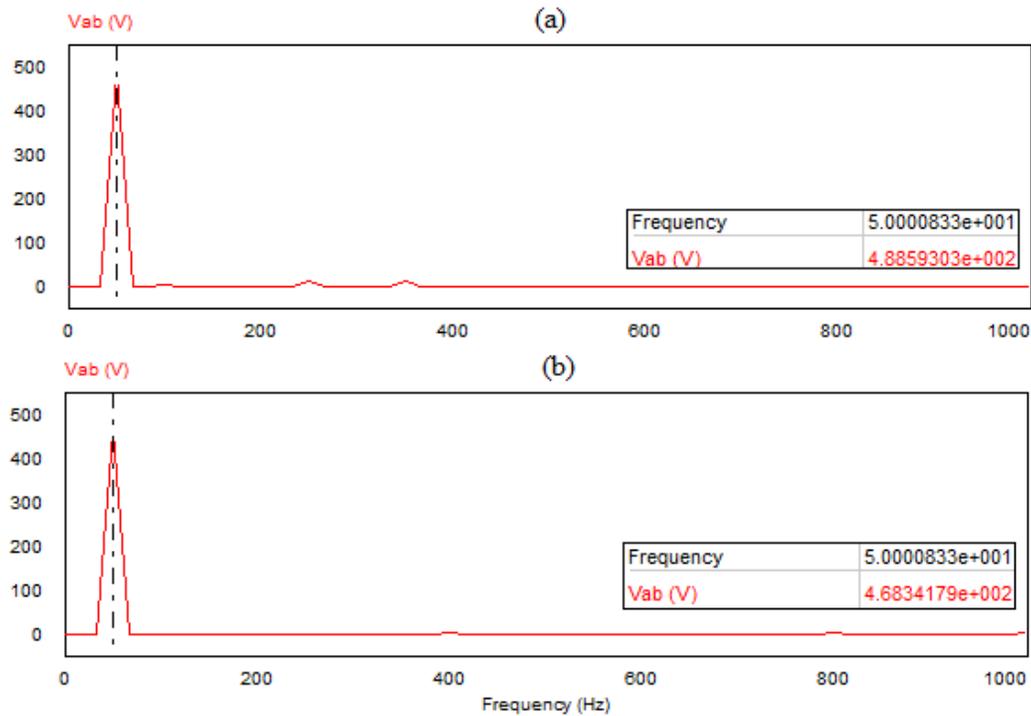


Fig. 3.30 Espectros de frecuencia del voltaje de salida V_{ab} del CMI de dos niveles a) Sin combinar ciclos, b) Combinado ciclos.

CAPÍTULO 4: Convertidor AC/AC Matricial Indirecto de tres niveles

4.1.- Etapa rectificadora del Convertidor Matricial Indirecto (CMI) de tres niveles.

La etapa rectificadora del CMI de tres niveles, es el mismo rectificador matricial $3\phi/2\phi$ que se planteó para el CMI de dos niveles del capítulo 3.

4.2.- Etapa inversora del Convertidor Matricial Indirecto de tres niveles.

En esta sección se analizará la etapa inversora del conversor matricial indirecto, dicha etapa se compone de un inversor fuente de voltaje (VSI), el cual varía su estructura constructiva dependiendo de los niveles de voltajes requeridos, en este caso será de tres niveles.

Se usarán dos estrategias de modulación (al igual que en capítulo anterior), una con SPWM y otra con SVPWM, ambas modulaciones mencionadas con anterioridad.

4.2.1.- Inversor fuente de voltaje de tres niveles con punto neutro enclavado (NPC VSI de tres niveles).

Con el objetivo de aplicar un voltaje a la salida del inversor de tres niveles, para que dicha tensión se asemeje más a una onda sinusoidal en comparación con el VSI de dos niveles, se propone una disposición de interruptores de potencia [7] mostrada en la Fig. 4.1, con la particularidad que existe un punto de referencia “o” en medio del voltaje V_{pn} , de ahí el nombre de NPC (neutral-point-clamped). Usando este punto medio como referencia, se puede obtener tres niveles distintos de voltajes del enlace DC, V_{po} , $0V$ y V_{no} . Este punto medio se extrae normalmente de un filtro de entrada que está antes del rectificador, específicamente de la conexión en estrella de los capacitores, pero a manera de manejar con mayor comodidad el concepto, se creará un punto medio “o” en medio de dos fuentes de voltaje de corriente continua, que tendrán un valor de $V_{dc}/2$.

Cada pierna del NPC VSI consiste en cuatro dispositivos de conmutación en serie, en el caso de la Fig. 4.1 son IGBT, además de dos diodos de anclaje, estos últimos tienen la función de conectar el punto “o” del enlace DC con los interruptores que se ubican en medio de cada pierna.

En la Fig. 4.2 se muestra el NPC simulado en PSim, donde los semiconductores IGBT fueron reemplazados por interruptores bidireccionales, también se pueden observar las etiquetas de las señales de conmutación y los diodos de anclaje.

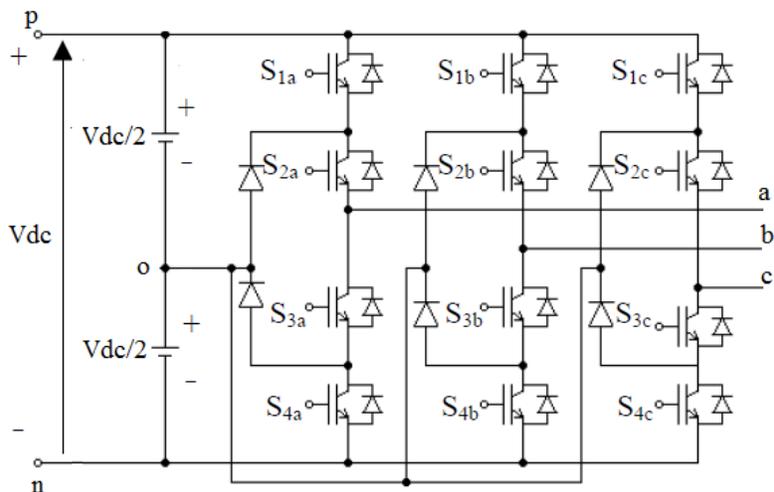


Fig. 4.1 Diagrama de un inversor fuente de voltaje de tres niveles con punto neutro enclavado, usando IGBT.

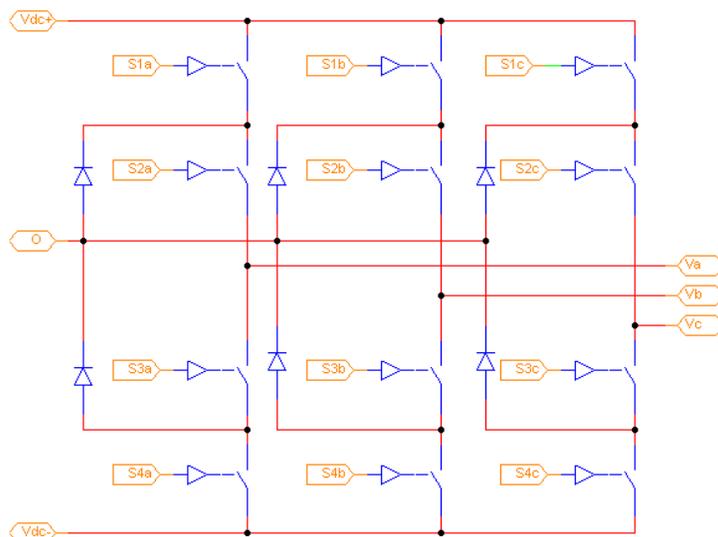


Fig. 4.2 NPC VSI de tres niveles simulado en Psim.

Los dispositivos de conmutación de cada pierna son controlados de acuerdo a las combinaciones presentadas en la Tabla 4.1. En todo instante solo dos de los cuatro interruptores son encendidos, lo que genera que los terminales de salida del inversor pueden estar conectados a cualquiera de los puntos del enlace DC (p, o, n). Por ejemplo el estado “P” representa la conexión del terminal de salida con el punto del enlace DC “p”.

Los voltajes de cada pierna, V_{xo} ($x \in \{a,b,c\}$), pueden ser determinados con la siguiente expresión:

$$V_{xo} = \frac{V_{dc}}{2}(m_{x1} - m_{x3}) \quad (4.1)$$

Las variables m_{x1} y m_{x3} representan las combinaciones de los interruptores (S_{1x} & S_{2x}) y (S_{3x} & S_{4x}) respectivamente ($x \in \{a,b,c\}$). Estas pueden tener solo dos valores, 1 cuando ambos interruptores están encendidos y 0 en el caso contrario.

Tabla 4.1 Estados de conmutación en cada pierna del NPC VSI, con sus respectivos voltajes generados en el punto V_{xo} ($x \in \{a,b,c\}$), (1 = ON y 0 = OFF).

S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	V_{xo}	<i>Estado de conmutación</i>
1	1	0	0	$V_{dc}/2$	<i>P</i>
0	1	1	0	0	<i>O</i>
0	0	1	1	$-V_{dc}/2$	<i>N</i>

Con estos tres estados de conmutación por pierna, se pueden obtener veintisiete combinaciones posibles ($3^3 = 27$) las cuales representan la conexión de los terminales de salida (a, b y c) con sus respectivos puntos del enlace DC. Los voltajes de salida generados por las posibles combinaciones se muestran en la Tabla 4.2 y se pueden determinar con la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} - V_{bo} = \frac{V_{dc}}{2}(m_{a1} - m_{a3} - m_{b1} + m_{b3}) \\ V_{bc} &= V_{bo} - V_{co} = \frac{V_{dc}}{2}(m_{b1} - m_{b3} - m_{c1} + m_{c3}) \\ V_{ca} &= V_{co} - V_{ao} = \frac{V_{dc}}{2}(m_{c1} - m_{c3} - m_{a1} + m_{a3}) \end{aligned} \quad (4.2)$$

Con la posibilidad de generar en los terminales de salida tres niveles distintos de voltaje, el NPC VSI es capaz de producir un voltaje entre líneas que varía en cinco voltajes ($\pm V_{dc}$, $\pm \frac{V_{dc}}{2}$ y 0 V). Comparado con el inversor fuente de voltaje de dos niveles, el NPC VSI de tres niveles presenta las siguientes ventajas:

- Debido a que se logra un voltaje de salida entre líneas con múltiples niveles (en nuestro caso cinco niveles), la forma de onda de salida se asemeja visiblemente a la forma sinusoidal deseada, por lo que la distorsión armónica es inferior.

- Al tener una salida que consiste en pequeños niveles de voltaje, estos presentan un menor ΔV , lo que provoca que el estrés causado por los cambios bruscos de voltaje en los bobinados del motor y el deterioro del aislante de los bobinados, en las aplicaciones de cambios de velocidad, sean menores que en el VSI de dos niveles.
- La conexión de los diodos de anclaje limita el esfuerzo de tensión que experimentan los dispositivos de conmutación cuando los interruptores están en el proceso de transición de un estado a otro, más específicamente a la mitad del voltaje del enlace DC. Esto provoca que otros semiconductores de media tensión, puedan ser utilizados para construir los convertidores de alta tensión, generando un ahorro económico.

Tabla 4.2 Estados de conmutación para el inversor fuente de voltaje de tres niveles con punto neutro enclavado (NPC VSI).

<i>Estados de conmutación</i>			<i>Voltajes de salida V_{xo}</i>			<i>Voltaje entre líneas de salida</i>		
<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	$1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	0	0	0
<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	0	0	0	0	0	0
<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	$-1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	0	0	0
<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	$1/2 V_{dc}$	0	0	$1/2 V_{dc}$	0	$-1/2 V_{dc}$
<i>O</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	0	$1/2 V_{dc}$	0	$-1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	0
<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	0	0	$1/2 V_{dc}$	0	$-1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$
<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	$1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	0	0	$1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$
<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	0	$1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	0	$1/2 V_{dc}$
<i>P</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	$1/2 V_{dc}$	0	$1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	0
<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	$-1/2 V_{dc}$	0	0	$-1/2 V_{dc}$	0	$1/2 V_{dc}$
<i>O</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	0	$-1/2 V_{dc}$	0	$1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	0
<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	0	0	$-1/2 V_{dc}$	0	$1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$
<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	$-1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	0	0	$-1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$
<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	0	$-1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	0	$-1/2 V_{dc}$
<i>N</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	$-1/2 V_{dc}$	0	$-1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	0

Tabla 4.2 Estados de conmutación para el inversor fuente de voltaje de tres niveles con punto neutro enclavado (NPC VSI). (Continuación).

Estados de conmutación			Voltajes de salida V_{xo}			Voltaje entre líneas de salida		
a	b	c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
P	N	N	$1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
N	P	N	$-1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
N	N	P	$-1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
P	P	N	$1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
N	P	P	$-1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
P	N	P	$1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
P	O	N	$1/2 V_{dc}$	0	$-1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	$-V_{dc}$
O	P	N	0	$1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	V_{dc}	$-1/2 V_{dc}$
N	P	O	$-1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$
N	O	P	$-1/2 V_{dc}$	0	$1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	V_{dc}
P	N	O	$1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$	0	V_{dc}	$-1/2 V_{dc}$	$-1/2 V_{dc}$
O	N	P	0	$-1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$	$-V_{dc}$	$1/2 V_{dc}$

4.2.2.- Modulación con estrategia PWM con portadora sinusoidal (SPWM).

La estrategia SPWM en el caso del inversor de tres niveles, es un tanto diferente al de dos niveles, aunque la teoría de ambos se mantiene, esto quiere decir, que la modulación es basada en el principio de balance volt-segundo, a través de trenes de pulsos.

Al igual que en el caso del VSI de dos niveles, las señales moduladoras son un conjunto de ondas trifásico sinusoidal balanceado, las cuales están encargadas de configurar la amplitud, frecuencia y fase a la salida del inversor. En este caso usaremos la función coseno para las tensiones.

Las señales portadoras siguen siendo triangulares, y la frecuencia de estas determina la velocidad con que los dispositivos semiconductores tienen que conmutar.

$$\begin{aligned}
 V_a &= A \cdot \cos(\omega t) \\
 V_b &= A \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_c &= A \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{4.3}$$

Donde A es la amplitud de las moduladoras y ω su frecuencia angular.

El tren de pulsos característico de la modulación PWM, se logra al comparar la señal moduladora con la señal portadora. Para las señales de una pierna, debido a la cantidad de dispositivos de conmutación presentes, son necesarias dos comparaciones distintas una para S_{1x} y otra para S_{2x} , el complemento de estas señales son las que activan a los interruptores S_{3x} y S_{4x} , respectivamente ($x \in \{a, b, c\}$). Por lo tanto para el proceso completo son necesarios seis procesos de comparación, dos por cada pierna.

El NPC VSI simulado en PSim es mostrado en la figura 4.3, hay dos fuentes de corriente continua simulando el enlace DC, en medio de estas fuentes está el punto de referencia “o” y el bloque “I2” es un subcircuito que contiene la disposición mostrada en la figura 4.2.

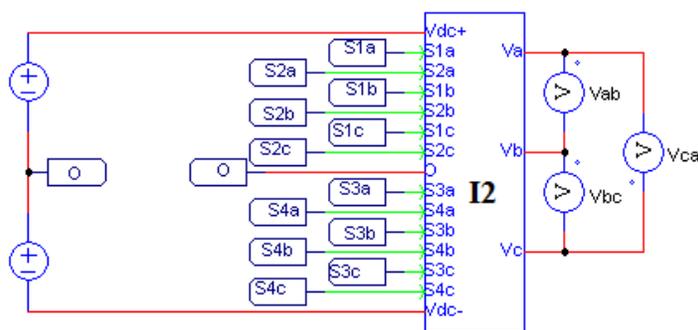


Fig. 4.3 NPC VSI de tres niveles simulado en PSim.

Las señales de conmutación se sintetizan en el software de igual forma que en el caso del VSI de dos niveles, comparando señales simuladas con fuentes de voltajes triangulares y sinusoidales, como se muestra en la Fig. 4.4. En ella se observa el proceso de la pierna “a” solamente, la única diferencia de esta con las otras, es el desfase de 120° en las fuentes de tensión.

En la Fig. 4.5, se muestra la comparación entre las ondas portadoras y moduladoras, de la pierna “a”, al igual que en los casos anteriores las comparaciones de las otras piernas son similares a excepción de que la moduladora sinusoidal está desfasada en 120° . La frecuencia de la señal triangular se redujo a 2 kHz, para mejor análisis.

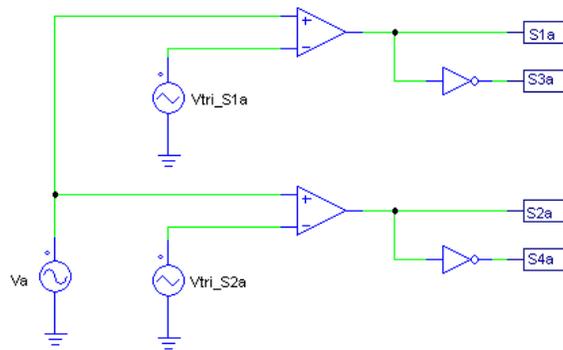


Fig. 4.4 Síntesis de las señales de conmutación para la pierna “a” del NPC VSI de tres niveles en PSim, usando SPWM.

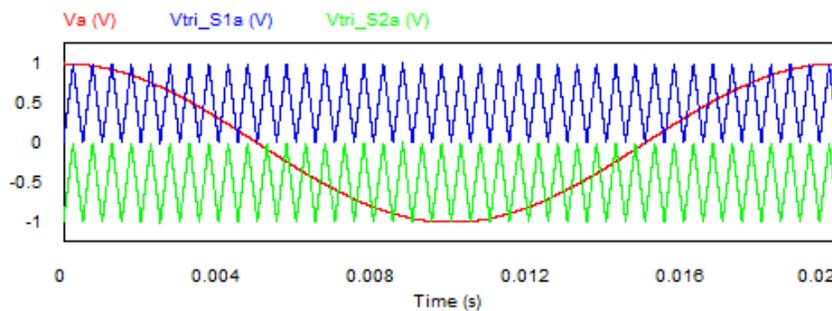


Fig. 4.5 Señales portadoras y señal moduladora de la estrategia SPWM para la pierna “a” del NPC VSI trifásico de tres niveles.

Los comparadores actuarán cuando la señal moduladora sea mayor que la portadora, enviando un valor a la salida de este que puede tomar dos valores, 1 o 0. Debido a la gran cantidad de semiconductores, mostraremos a modo de ejemplo solo las señales de conmutación de la pierna “a”, las cuales se observan en la Fig. 4.6.

El voltaje entre líneas V_{ab} a la salida del NPC VSI utilizando la estrategia de modulación SPWM, con un índice de modulación de amplitud unitario, frecuencia de conmutación igual a 2 kHz, frecuencia de la señal moduladora de 50 Hz y con dos fuentes de 100 V (simulando un voltaje del enlace DC de 200 V) de corriente continua, se muestra en la Fig. 4.7.

En la Fig. 4.8 se observa el voltaje V_{ab} con una frecuencia de conmutación de 10 kHz, que es la frecuencia usada en las pruebas.

Si se analiza el espectro de frecuencia, mostrado en la Fig. 4.9, del voltaje de salida V_{ab} , se puede observar claramente que no presenta armónicos de bajo orden, y al igual que en el VSI de dos niveles, los únicos armónicos presentes son los de alta frecuencia (frecuencias cercanas a la de conmutación).

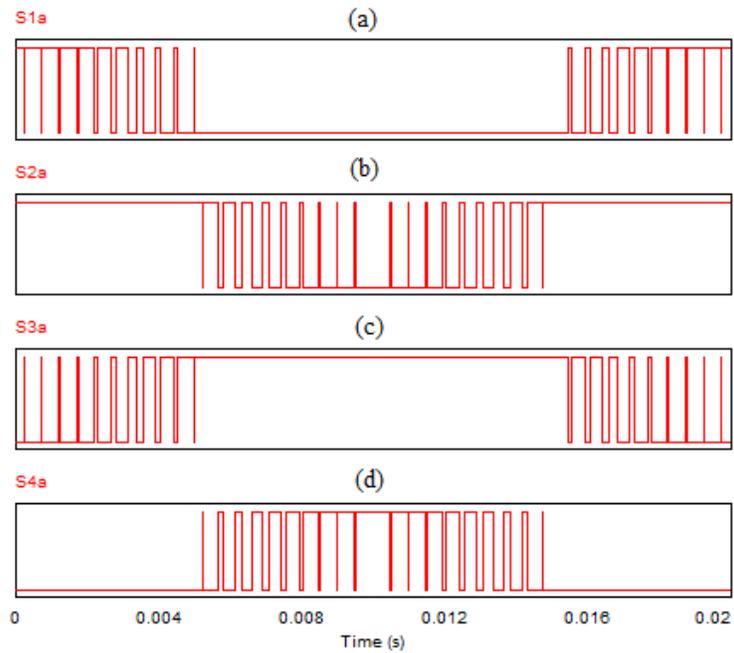


Fig. Fig. 4.6 Pulsos PWM etapa inversora de tres niveles, modulada con portadora sinusoidal a) S_{1a} , b) S_{2a} , c) S_{3a} , d) S_{4a} .

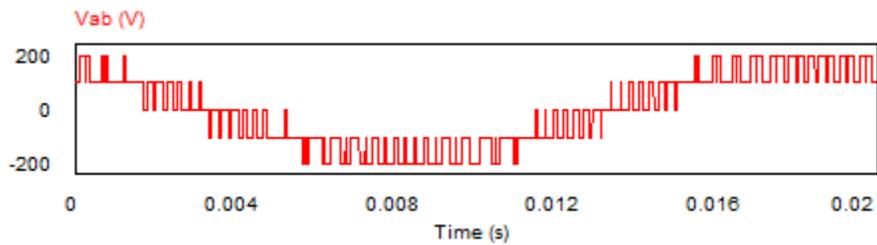


Fig. 4.7 Voltaje entre líneas V_{ab} del NPC VSI de tres niveles, utilizando SPWM a una frecuencia de conmutación de 2 kHz.

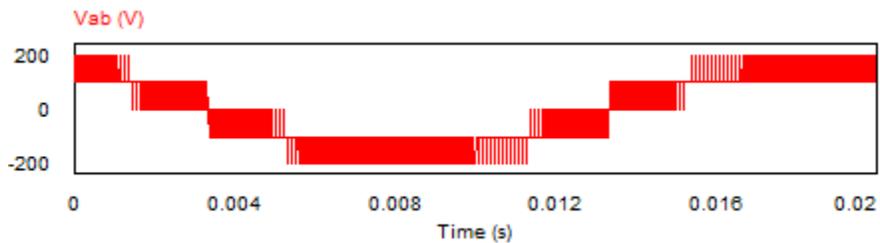


Fig. 4.8 Voltaje entre líneas V_{ab} del NPC VSI de tres niveles, utilizando SPWM a una frecuencia de conmutación de 10 kHz.

La fundamental de este voltaje entre líneas, con un índice de modulación de amplitud unitario y con una frecuencia de la moduladora de 50 Hz, es de 173 V, teniendo en cuenta que el voltaje en el enlace DC es de 200 V, se puede concluir que la estrategia de modulación SPWM genera que el voltaje peak de salida del inversor sea el 86% del voltaje DC de entrada [3], al igual que en el VSI de dos niveles.

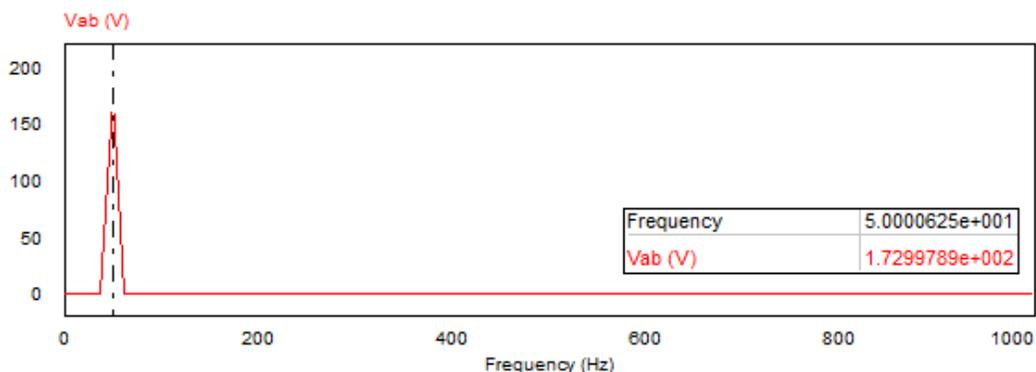


Fig. 4.9 Espectro de frecuencia del voltaje V_{ab} del NPC VSI de tres niveles, utilizando SPWM.

4.2.3.- Modulación con estrategia PWM con vectores espaciales (SVPWM).

SVPWM es una estrategia de modulación de ancho de pulsos que utiliza el concepto de vectores espaciales para calcular los ciclos de trabajo de los interruptores. Al igual que el VSI de dos niveles, las conmutaciones se realizan dependiendo de la ubicación del vector de referencia, en este caso será un vector de voltaje que rotará en el plano alfa-beta.

Mediante la ecuación del vector de referencia (2.10), un conjunto de voltajes trifásicos variables en el tiempo son convertidos en un vector de referencia de voltaje, “ \vec{V}_{out} ”, el cual gira a lo largo de una trayectoria circular a una frecuencia de ω_o , en el diagrama de vectores espaciales.

$$\vec{V}_{out} = V_{out} \cdot e^{j(\omega_o \cdot t - \varphi_o)} = V_{out} \angle \Theta_o \quad (4.4)$$

Donde V_{out} es la magnitud y Θ_o es la dirección del vector de referencia. La variable Θ_o es igual a $\omega_o \cdot t - \varphi_o$, donde $\omega_o \cdot t$ es el ángulo de los voltajes de fase de salida y φ_o es un ángulo arbitrario. Debido a las veintisiete combinaciones posibles del inversor, los sectores del diagrama de vectores espaciales no están definidos de la misma forma que en el VSI de dos niveles, en este caso hay veinticuatro, los cuales se analizarán más adelante.

Las conmutaciones que sintetizarán el vector de referencia en los distintos sectores son las mostradas con anterioridad en la Tabla 4.2. Al aplicar la transformación de vectores espaciales (2.11), los voltajes aplicados por las veintisiete posibles conmutaciones son transformados en dieciocho vectores espaciales con diferente magnitud y dirección, tal y como se observa en la Tabla 4.3. Basado en las magnitudes de estos, los vectores espaciales de voltaje pueden ser divididos en cuatro grupos.

- Vectores de voltaje cero ZVV (V_0).
- Vectores de voltaje pequeños SVV ($V_1, V_4, V_7, V_{10}, V_{13}$ y V_{17}).
- Vectores de voltaje medios MVV (V_3, V_6, V_9, V_{12} y V_{15}).
- Vectores de voltajes grandes LVV ($V_2, V_5, V_8, V_{11}, V_{14}$ y V_{17}).

Para especificar los vectores especiales del NPC VSI de tres niveles se usarán los estados mostrados en la Tabla 4.3, para identificar la combinación de conmutación de cada pierna.

Tabla 4.3 Magnitud y ángulo de cada vector espacial de voltaje formado por los posibles estados de conmutación del NPC VSI de tres niveles.

<i>Estados de Conmutación</i>			<i>Voltaje de los vectores de salida</i>		
<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>Vector</i>	<i>Magnitud</i>	<i>Ángulo</i>
<i>P</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	V_0	0	0
<i>O</i>	<i>O</i>	<i>O</i>			
<i>N</i>	<i>N</i>	<i>N</i>			
<i>P</i>	<i>O</i>	<i>O</i>	V_1	$1/2 V_{dc}$	0
<i>O</i>	<i>N</i>	<i>N</i>			
<i>P</i>	<i>N</i>	<i>N</i>	V_2	V_{dc}	0
<i>P</i>	<i>O</i>	<i>N</i>	V_3	$\sqrt{3}/2 V_{dc}$	$\pi/6$
<i>P</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	V_4	$1/2 V_{dc}$	$\pi/3$
<i>O</i>	<i>O</i>	<i>N</i>			
<i>P</i>	<i>P</i>	<i>N</i>	V_5	V_{dc}	$\pi/3$
<i>O</i>	<i>P</i>	<i>N</i>	V_6	$\sqrt{3}/2 V_{dc}$	$\pi/2$
<i>O</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	V_7	$1/2 V_{dc}$	$2\pi/3$
<i>N</i>	<i>O</i>	<i>N</i>			

Tabla 4.3 Magnitud y ángulo de cada vector espacial de voltaje formado por los posibles estados de conmutación del NPC VSI de tres niveles. (Continuación).

<i>Estados de Conmutación</i>			<i>Voltaje de los vectores de salida</i>		
<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>Vector</i>	<i>Magnitud</i>	<i>Ángulo</i>
<i>N</i>	<i>P</i>	<i>N</i>	V_8	V_{dc}	$2\pi/3$
<i>N</i>	<i>P</i>	<i>O</i>	V_9	$\sqrt{3}/2 V_{dc}$	$5\pi/6$
<i>O</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	V_{10}	$1/2 V_{dc}$	π
<i>N</i>	<i>O</i>	<i>O</i>			
<i>N</i>	<i>P</i>	<i>P</i>	V_{11}	V_{dc}	π
<i>N</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	V_{12}	$\sqrt{3}/2 V_{dc}$	$-5\pi/6$
<i>O</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	V_{13}	$1/2 V_{dc}$	$-2\pi/3$
<i>N</i>	<i>N</i>	<i>O</i>			
<i>N</i>	<i>N</i>	<i>P</i>	V_{14}	V_{dc}	$-2\pi/3$
<i>O</i>	<i>N</i>	<i>P</i>	V_{15}	V_{dc}	$-\pi/2$
<i>P</i>	<i>O</i>	<i>P</i>	V_{16}	$1/2 V_{dc}$	$-\pi/3$
<i>O</i>	<i>N</i>	<i>O</i>			
<i>P</i>	<i>N</i>	<i>P</i>	V_{17}	V_{dc}	$-\pi/3$
<i>P</i>	<i>N</i>	<i>O</i>	V_{18}	$\sqrt{3}/2 V_{dc}$	$-\pi/6$

La Fig. 4.10 muestra los vectores espaciales en el plano alfa-beta, como se puede observar los vectores de voltaje cero (ZVV) y voltajes pequeños (SVV), poseen más de una combinación de estados, esto ayuda en cuanto a la elección de que vector es más conveniente conmutar buscando siempre disminuir las pérdidas por conmutación.

Los seis vectores LVV tienen una magnitud igual a V_{dc} , los vectores MVV poseen una magnitud de $\frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$, el valor de los vectores SVV es de $0.5 V_{dc}$ y los vectores cero no poseen magnitud.

Para mantener la linealidad de esta estrategia el vector de referencia \dot{V}_{out} tiene que tener como máximo una magnitud igual a $\frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}$, de otra forma saldría del hexágono y habría una sobre modulación.

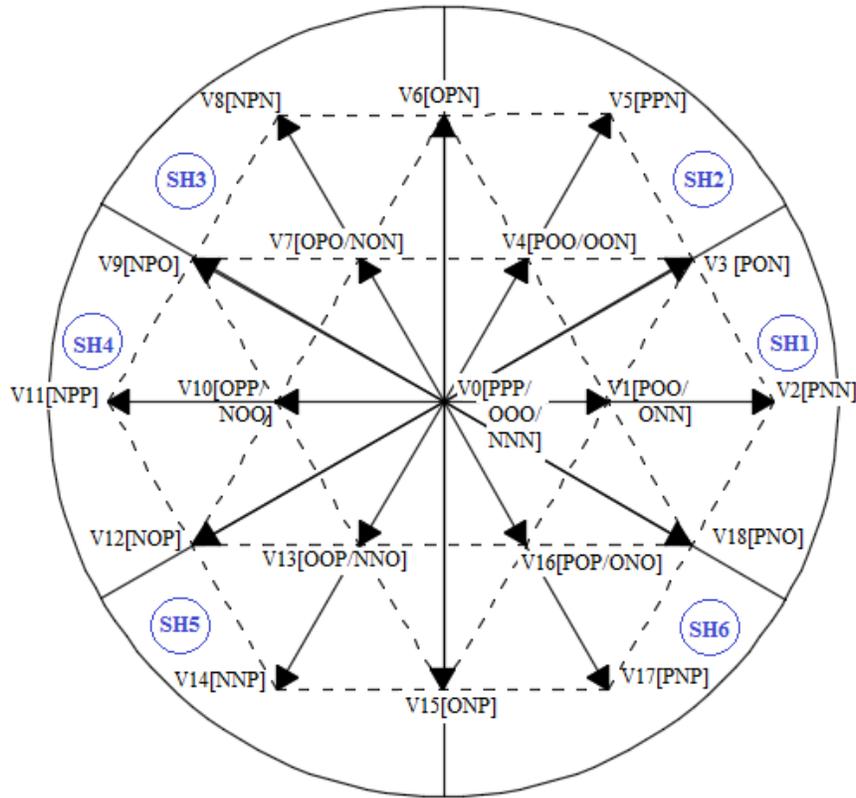


Fig. 4.10 Diagrama de vectores espaciales del NPC VSI de tres niveles.

Para sintetizar el vector de referencia \dot{V}_{out} se planteó una estrategia distinta a las recomendadas, el objetivo principal es lograr aplicar la teoría de la modulación del VSI de dos niveles debido a que su contenido está estudiado en profundidad y se conocen las fórmulas de interés. Es por este motivo que el hexágono anterior se dividió en sub-hexágonos los cuales poseen seis sectores cada uno.

En cada sub-hexágono se tiene un vector de voltaje pequeño (SVV) de pivote, el cual siempre tiene una magnitud de $0.5 V_{dc}$, pero diferente ángulo. La clave es identificar el vector pivote más cercano al vector de referencia \dot{V}_{out} , y hacer una resta vectorial como se muestra en la Fig. 4.11, para crear otro vector de referencia \dot{V}'_{out} , el cual tiene como origen el centro de uno de los sub-hexágonos y de esta forma poder aplicar toda la teoría de vectores espaciales del VSI de dos niveles. Lo anterior se puede expresar como:

$$\dot{V}'_{out} = \dot{V}_{out} - \dot{V}_p = V'_{out} \angle \theta'_o \quad (4.5)$$

Donde \dot{V}'_{out} es el nuevo vector de referencia que puede tener una magnitud entre 0 y $0.5 V_{dc}$, θ'_o es la dirección de este nuevo vector, \dot{V}_{out} que es el primer vector de referencia y \dot{V}_p es el vector pivote más cercano a \dot{V}_{out} .

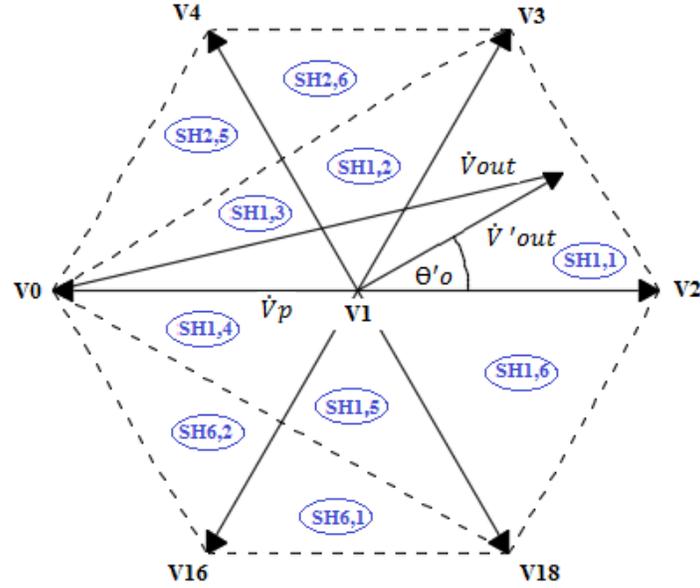


Fig. 4.11 Diagrama de vectores espaciales del primer sub hexágono del NPC VSI de tres niveles, con los respectivos sectores.

El objetivo ahora es sintetizar el vector de referencia nuevo \dot{V}'_{out} con la teoría del VSI de dos niveles, por lo que se hará a través de los dos vectores adyacentes a \dot{V}'_{out} y el vector pivote del subhexágono (el cual se usará de la misma forma que los vectores nulos del VSI de dos niveles). Todos los vectores son aplicados en un tiempo determinado, los cuales son intervalos o secciones de T_s .

$$\dot{V}'_{out} = d'_{\alpha} \cdot V'_{\alpha} + d'_{\beta} \cdot V'_{\beta} + d'_{0} \cdot \dot{V}_p \quad (4.6)$$

Las ecuaciones para determinar los ciclos de trabajo d'_{α} , d'_{β} y d'_{0} son:

$$\begin{aligned} d'_{\alpha} &= m'_i \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta'_{out}\right) \\ d'_{\beta} &= m'_i \cdot \text{sen}(\theta'_{out}) \\ d'_{0} &= 1 - d'_{\alpha} - d'_{\beta} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Donde m'_i es el nuevo índice de modulación del NPC VSI de tres niveles, el cual es variable debido a que el nuevo vector de referencia es variable:

$$m'_i = \frac{V'_{out}}{\frac{1}{2} \cdot V_{dc} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}} \quad (4.8)$$

θ'_{out} es el ángulo del vector de referencia nuevo \dot{V}'_{out} calculado para cada sector de los sub-hexágonos y puede tomar valores entre 0° y 60° , que es el espacio que ocupa cada sector del diagrama de vectores espaciales.

El $\frac{\sqrt{3}}{2}$ es debido al escalamiento que se tiene que hacer con el primer vector de referencia para que no exista sobre modulación, agregando dicho valor al denominador se anulan las constantes.

Definidos los ciclos generales, se definen los tiempos correspondientes en cada sector:

$$\begin{aligned}
 T'_\alpha &= Ts \cdot d'_\alpha \\
 T'_\beta &= Ts \cdot d'_\beta \\
 T'0 &= T'7 = Ts \cdot \frac{d'0}{2}
 \end{aligned}
 \tag{4.9}$$

En la Fig. 4.12 se muestra el ciclo de conmutación para el sector “SH1,1” en un periodo T_s .

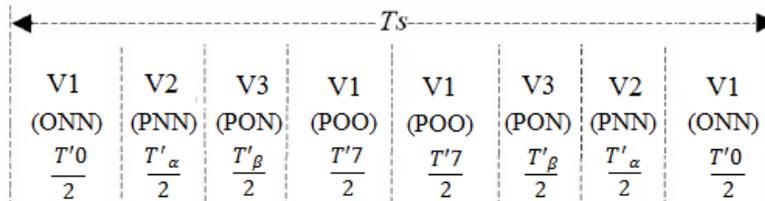


Fig. 4.12 Secuencia de conmutación para el sector “SH1,1”.

La secuencia de conmutación se realiza cambiando el estado de una pierna a la vez, esto para disminuir las perdidas por conmutación. Al igual que en el VSI de dos niveles la técnica de conmutación se conoce como “Double edge PWM”, y se caracteriza por sintetizar el vector de referencia a través de ocho cambios de estado a lo largo del periodo T_s . Los tiempos alfa prima (T'_α) y beta prima (T'_β) pueden intercambiar lugares dependiendo del sector donde se encuentre el vector de referencia. Por ejemplo si el vector de referencia \dot{V}_{out} estuviera en el sector “SH1,2”, este se sintetizaría como se muestra en la Fig. 4.13.

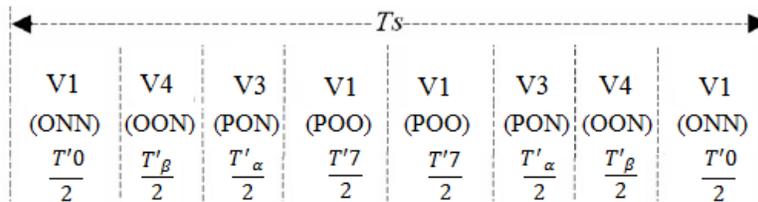


Fig. 4.13 Secuencia de conmutación para el sector “SH1,2”.

Arreglo de dos niveles.

Se plantea un arreglo cuando la magnitud del vector de referencia \dot{V}_{out} sea menor que $\frac{\sqrt{3}}{4} V_{dc}$, ya que en esta situación al sintetizar el vector de referencia con los vectores pequeños SVV, como se muestra en la Fig. 4.14, provocaba que la onda de voltaje de salida entre líneas tendiera a sobre modularse, para evitar esta situación se decide cambiar los vectores de conmutación.

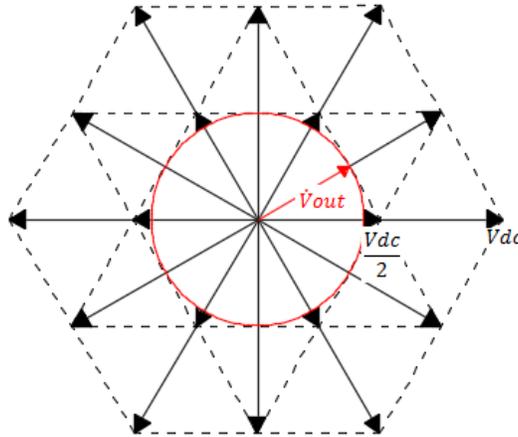


Fig. 4.14 Sectores por donde rota el vector de referencia cuando su magnitud es de $\frac{\sqrt{3}}{4} V_{dc}$.

Cuando la magnitud del vector de referencia esta entre $0 < V_{out} \leq \frac{\sqrt{3}}{4} V_{dc}$, se procederá a ocupar las ecuaciones de los ciclos de trabajo planteadas para el VSI de dos niveles (3.9), la diferencia es que el índice de modulación “ m_i ” será determinado de la siguiente manera:

$$0 \leq m_i \left(V_{out} \leq \frac{\sqrt{3}}{4} V_{dc} \right) = \frac{V_{out}}{V_{dc} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}} \leq 0.5 \quad (4.10)$$

Donde V_{out} es la magnitud del vector de referencia, V_{dc} el voltaje del enlace DC y $\frac{\sqrt{3}}{2}$ es la constante de escalamiento.

Los vectores a conmutar igual cambiarán, haciendo una analogía con el VSI de dos niveles, estos se muestran en la Tabla 4.4.

Los sectores para el arreglo de dos niveles se consideran como muestra la Fig. 4.15.

Tabla 4.4 Arreglo dos niveles para el NPC VSI de tres niveles.

<i>VSI dos niveles</i>		<i>NPC VSI de tres niveles</i>	
<i>Vector</i>	<i>Combinación</i>	<i>Vector</i>	<i>Combinación</i>
V_1	(1,0,0)	V_2	(P, N, N)
V_2	(1,1,0)	V_5	(P, P, N)
V_3	(0,1,0)	V_8	(N, P, N)
V_4	(0,1,1)	V_{11}	(N, P, P)
V_5	(0,0,1)	V_{14}	(N, N, P)
V_6	(1,0,1)	V_{17}	(P, N, P)
V_0	(0,0,0)	V_0	(N, N, N)
V_7	(1,1,1)	V_0	(P, P, P)

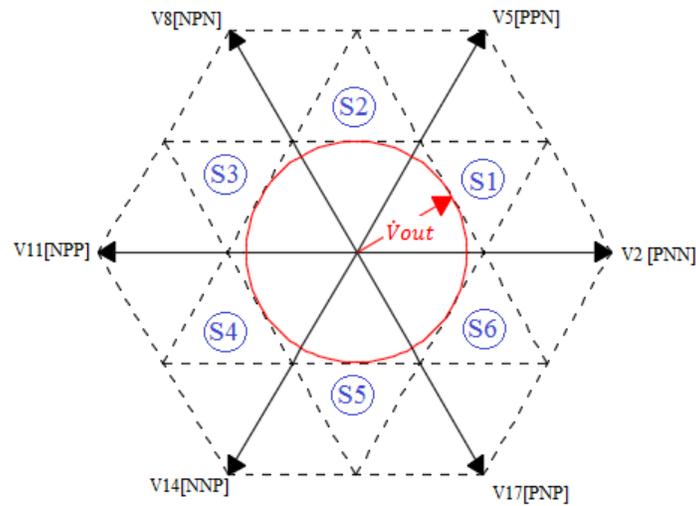


Fig. 4.15 Distribución de sectores para el arreglo de dos niveles del NPC VSI de dos niveles.

Para simular el NPC VSI de tres niveles modulado con SVPWM en el software PSim se utilizó el mismo circuito de la Fig. 4.3, con la diferencia que las señales PWM de conmutación de los interruptores, al igual que en el caso del rectificador, fueron sintetizadas a través de un C-Block (bloque C-I2), tal y como se muestra en la Fig. 4.16, el cual se programó con lenguaje C para que enviara dichas señales PWM a los semiconductores. A través del programa, se puede controlar el voltaje de salida del inversor, su amplitud y frecuencia, además de la frecuencia de conmutación de los interruptores.

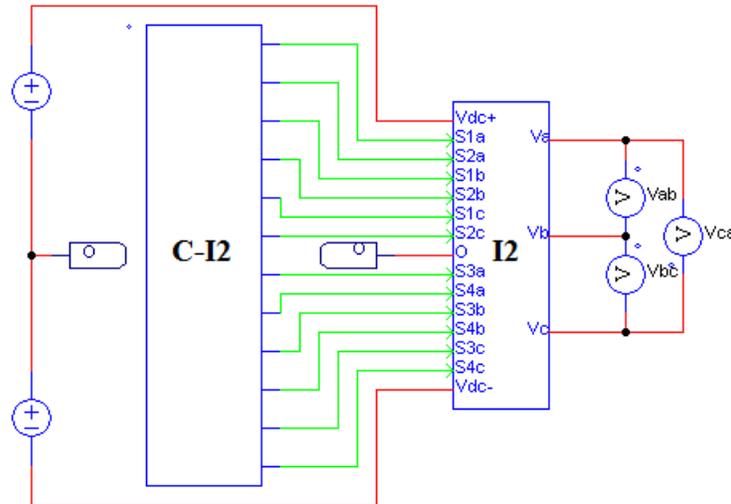


Fig. 4.16 NPC VSI de tres niveles simulado en PSim y modulado con SVPWM.

Al igual que en el VSI de dos niveles, los voltajes trifásicos utilizados en la ecuación (2.10) para crear el vector de referencia \vec{V}_{out} , tienen la función coseno. Esta consideración es para que el ángulo del vector de referencia comience desde cero, lo que se traduce en un mejor orden para los gráficos. En la Fig. 4.17 se muestra el ángulo del vector de referencia, además de los sub-hexágonos y los sectores de los sub-hexágonos por donde recorre dicho vector, cuando el módulo de dicho vector es el máximo permitido $\left(\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}\right)$ y las frecuencias de las tensiones que lo generan son de 50 Hz.

A modo de comparación en la Fig. 4.18 se muestra el ángulo del vector de referencia, los sub-hexágonos y sus respectivos sectores, pero cuando el módulo del mencionado vector es el 80% del máximo permitido y las frecuencias de las tensiones que lo generan son de 40 Hz (80% de 50 Hz).

Los pulsos PWM que activan los interruptores de la pierna “a” son mostrados en la Fig. 4.19, la frecuencia de conmutación es de 2 kHz y la condición del vector de referencia es la correspondiente a la Fig. 4.17.

El voltaje entre líneas V_{ab} del NPC VSI utilizando la estrategia de modulación SVPWM, con un módulo del vector de referencia máximo, frecuencia de las tensiones trifásicas que la generan de 50 Hz, frecuencia de conmutación igual a 2 kHz y con dos fuentes de 100 V (simulando un voltaje del enlace DC de 200 V) de corriente continua, se muestra en la Fig. 4.20.

En las pruebas se usó una frecuencia de conmutación igual a 10 kHz, las tensiones entre líneas del NPC VSI de tres niveles a dicha frecuencia de conmutación son mostradas en la Fig. 4.21.

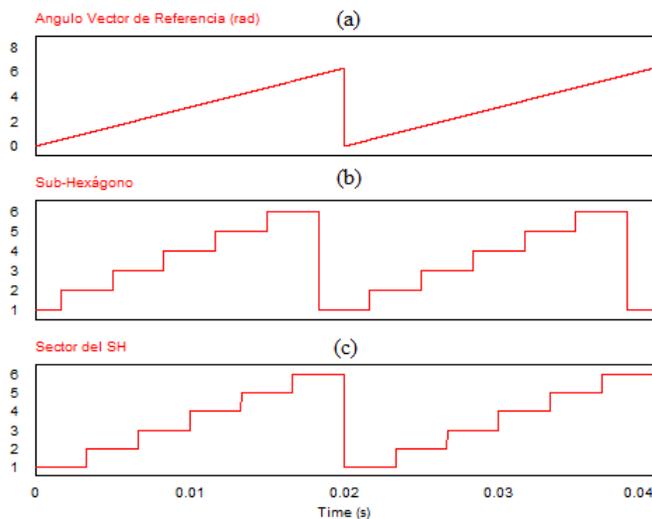


Fig. 4.17 a) Ángulo del vector de referencia, b) Sub-Hexágono por donde se desplaza, c) Sector del Sub-Hexágono correspondiente. Con el máximo módulo del vector de referencia, a 50 Hz.

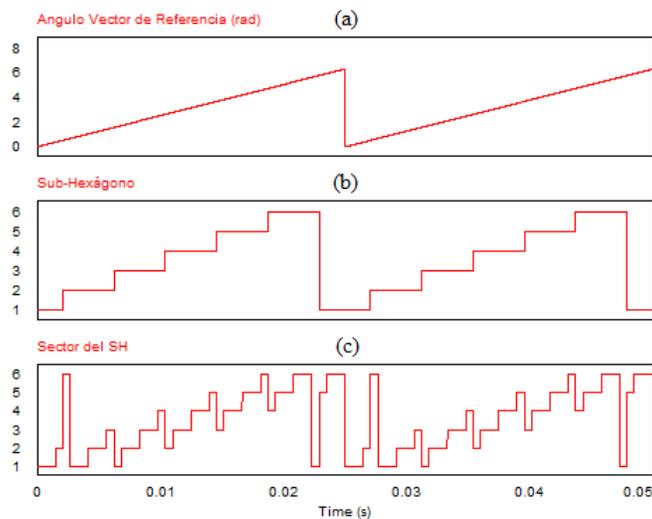


Fig. 4.18 a) Ángulo del vector de referencia, b) Sub-Hexágono por donde se desplaza, c) Sector del Sub-Hexágono correspondiente. Con el 80% del vector de referencia y a una frecuencia de 40 Hz.

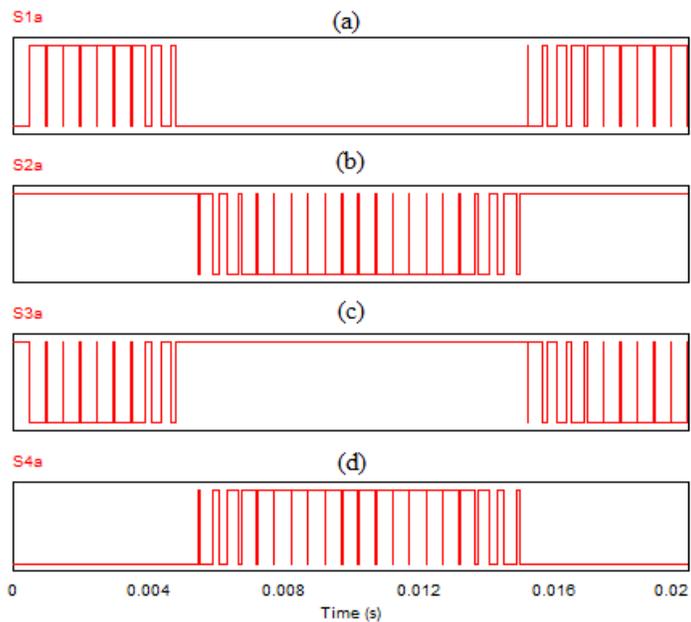


Fig. 4.19 Pulsos PWM etapa inversora de tres niveles, modulada con vectores espaciales

a) S_{1a} , b) S_{2a} , c) S_{3a} , d) S_{4a} .

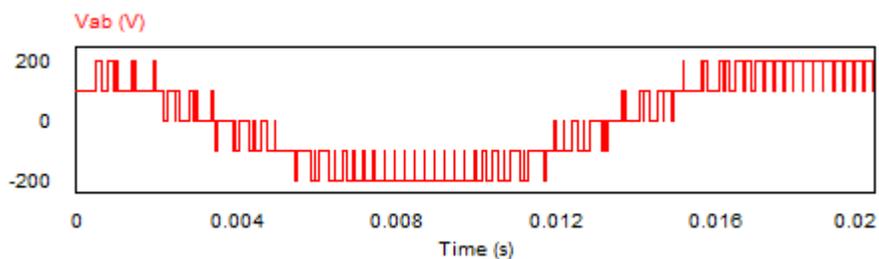


Fig. 4.20 Voltaje entre líneas V_{ab} del NPC VSI de tres niveles, utilizando SVPWM a una frecuencia de conmutación de 2 kHz.

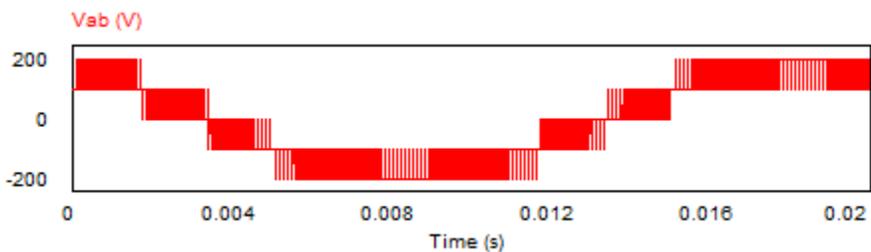


Fig. 4.21 Voltaje entre líneas V_{ab} del NPC VSI de tres niveles, utilizando SVPWM a una frecuencia de conmutación de 10 kHz.

Si se analiza el espectro de frecuencia, mostrado en la Fig. 4.22, del voltaje de salida V_{ab} , se puede observar claramente como no presenta armónicos de bajo orden y debido a la alta frecuencia de conmutación (10 kHz) los únicos armónicos presentes son los de alta frecuencia.

La fundamental, con un valor máximo en el módulo del vector de referencia y con una frecuencia de las tensiones que lo generan de 50 Hz, es de 199 V, teniendo en cuenta que el voltaje del enlace DC simulado con dos fuentes, es de 200 V, se puede concluir que la estrategia de modulación SVPEM genera que el voltaje peak de salida del inversor sea el 100% del voltaje DC de entrada [3] teniendo una ventaja sobre la estrategia SPWM (Fig. 4.9).

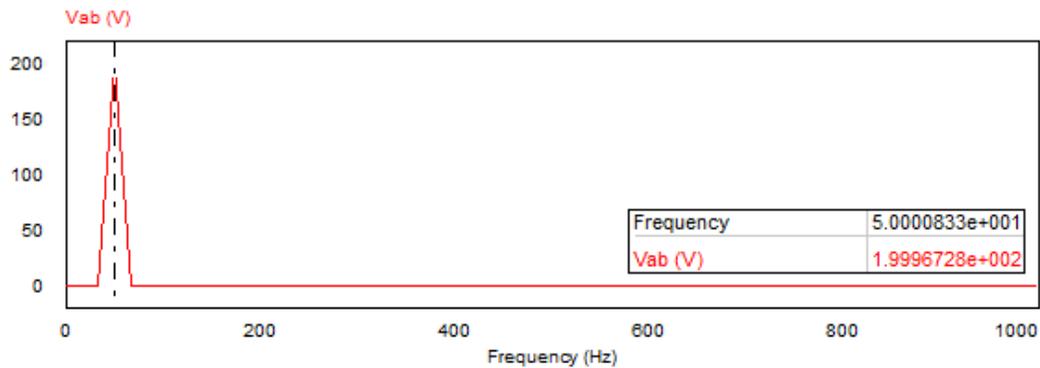


Fig. 4.22 Espectro de frecuencia del voltaje V_{ab} del NPC VSI de tres niveles, utilizando SVPWM.

NPC VSI de tres niveles, funcionando en dos niveles.

La Fig. 4.23 muestra el voltaje de línea V_{ab} del inversor cuando la magnitud del vector de referencia \dot{V}_{out} es igual a $\frac{\sqrt{3}}{4} V_{dc}$, la frecuencia de los voltajes que lo generan es de 25 Hz y la frecuencia de conmutación es igual a 10 kHz. Además el espectro de frecuencia del voltaje V_{ab} con esta condición en particular, se muestra en la Fig. 4.24.

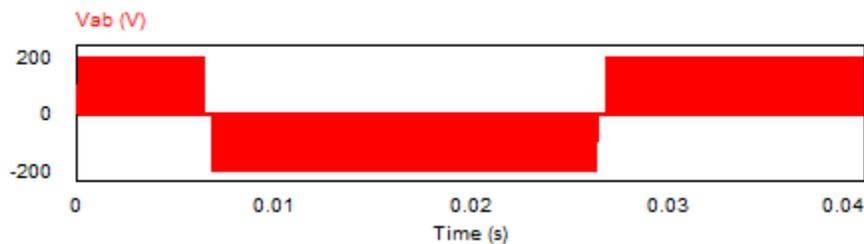


Fig. 4.23 Voltaje entre líneas V_{ab} del NPC VSI de tres niveles, utilizando SVPWM a una frecuencia de conmutación de 10 kHz y con el 50% del módulo del vector de referencia.

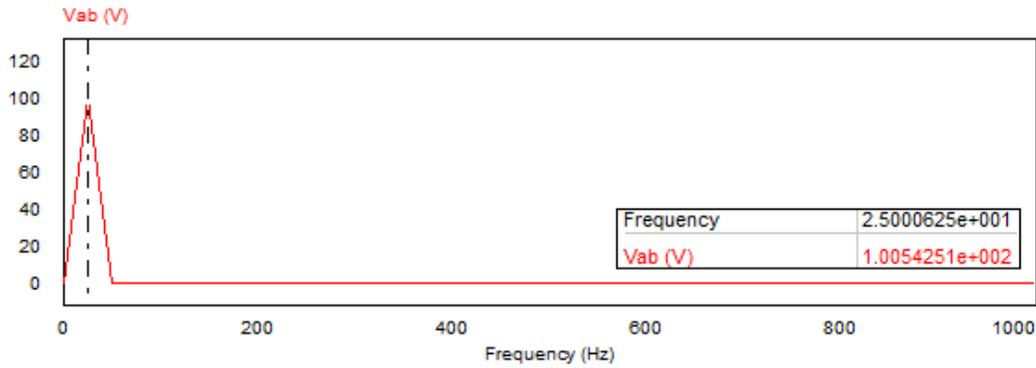


Fig. 4.24 Espectro de frecuencia del voltaje V_{ab} del NPC VSI de tres niveles, utilizando SVPWM, con el módulo del vector de referencia al 50% y con una frecuencia de 25 Hz.

4.3.- Sincronización entre las etapas de rectificación e inversión.

La sincronización de las dos etapas del convertidor indirecto de tres niveles, se realizara en la estrategia de modulación con vectores espaciales.

Debido a que la estrategia de modulación PWM con vectores espaciales para el NPC se planteó de tal manera que las formulas ocupadas fueran las mismas que para el VSI de dos niveles, el proceso para combinar los ciclos de trabajo de la etapa rectificadora e inversora mostrada en el capítulo 3 para el CMI de dos niveles fue el que se aplicó para el NPC.

Las ecuaciones de interés se muestran a continuación:

$$m'_{is} = m'_i(d_\gamma + d_\delta) \quad (4.11)$$

Donde m'_{is} es el nuevo índice de modulación sincronizado, m'_i es el índice de modulación anterior (3.14) y “ d_γ y d_δ ” son los ciclos de trabajo del rectificador (3.3).

$$\begin{aligned} d'_{\alpha^I} &= m'_{is} \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \theta'_{out}\right) \\ d'_{\beta^I} &= m'_{is} \cdot \text{sen}(\theta'_{out}) \\ d'_{0^I} &= 1 - d'_{\alpha^I} - d'_{\beta^I} \end{aligned} \quad (4.12)$$

Donde θ'_{out} es el ángulo del vector de referencia \dot{V}'_{out} calculado para cada sector.

Al combinar los ciclos de trabajo de la etapa inversora y rectificadora, se definen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 d'_{\alpha\gamma} &= d'_{\alpha}{}^I \cdot d_{\gamma}{}^R ; & d'_{\alpha\delta} &= d'_{\alpha}{}^I \cdot d_{\delta}{}^R \\
 d'_{\beta\gamma} &= d'_{\beta}{}^I \cdot d_{\gamma}{}^R ; & d'_{\beta\delta} &= d'_{\beta}{}^I \cdot d_{\delta}{}^R \\
 d'_{0\gamma} &= d'_{0}{}^I \cdot d_{\gamma}{}^R ; & d'_{0\delta} &= d'_{0}{}^I \cdot d_{\delta}{}^R
 \end{aligned}
 \tag{4.13}$$

En la Fig. 4.25 se muestra el espectro de frecuencia del voltaje V_{ab} de la salida del conversor matricial indirecto de tres niveles, cuando no se combinan los ciclos de trabajo y cuando se combinan los ciclos de trabajo, al igual que antes, el índice de modulación del inversor en ambos casos es uno. Las fuentes AC de entrada del rectificador son de 311 V, lo que genera una salida del rectificador según (3.4) de 466.5 V.

Se puede apreciar que aún combinando los ciclos de trabajo del rectificador con el inversor, se mantienen los armónicos de bajo orden, lo cual hace dar la hipótesis que la forma con que se realizó la sincronización no es la correcta.

El método correcto para realizar la sincronización del rectificador con el NPC VSI de tres niveles se dejará planteado como una futura investigación, esto debido al tiempo que demanda encontrar una solución matemática para el problema.

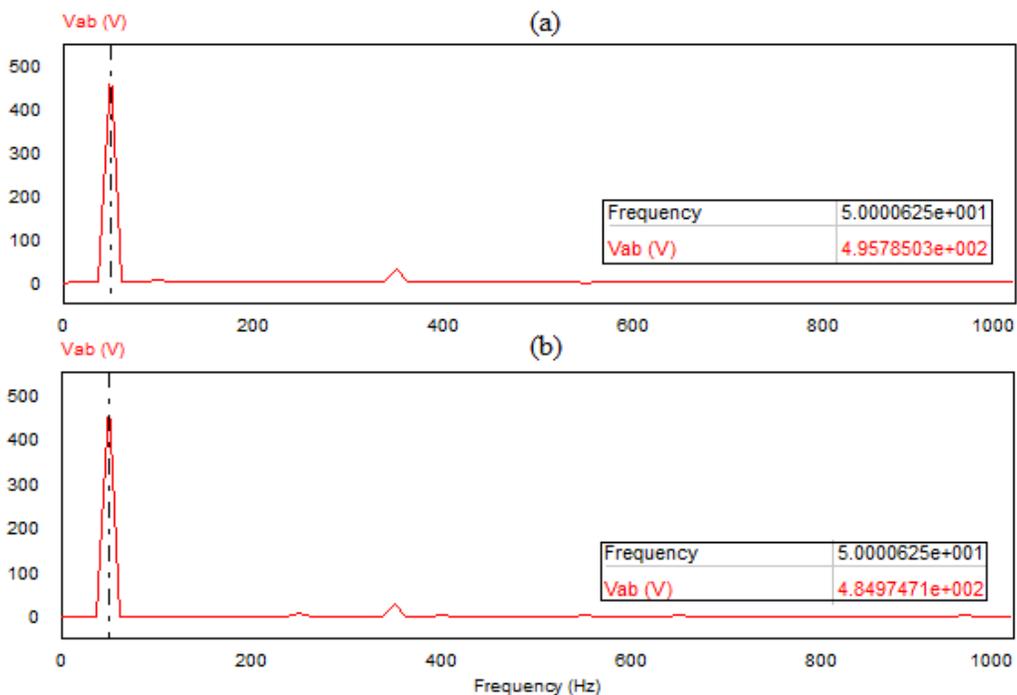


Fig. 4.25 Espectros de frecuencia del voltaje de salida V_{ab} del NPC VSI de tres niveles
 a) Sin combinar ciclos, b) Combinado ciclos.

CAPÍTULO 5: Pruebas con motor de inducción en PSim

5.1.- Control escalar.

En este capítulo se pondrá a prueba el convertidor matricial indirecto de dos y tres niveles, usando un motor de inducción como carga a la salida del inversor. En ambos casos se probarán las dos estrategias de modulación mencionadas en capítulos anteriores, SPWM y SVPWM, las cuales se aplican a los interruptores de potencia del inversor. El control que se aplica al motor de inducción a través del convertidor matricial indirecto es del tipo V/f .

Control voltaje/frecuencia.

Como se muestra en la Fig. 5.1 se tiene control sobre la relación V/f de tal manera que sea constante.

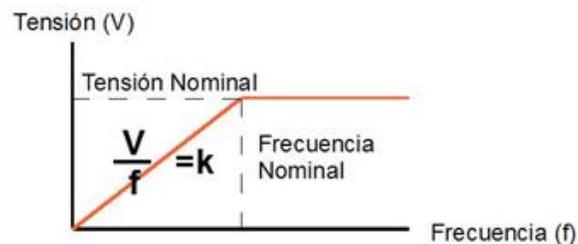


Fig. 5.1 Gráfica Tensión v/s Frecuencia.

- Trabajando con lazo abierto, se presenta la ventaja de poder operar sin un sensor de velocidad.
 - Un sistema de control de lazo abierto dice relación con que su acción de control no depende de su salida.
 - Un sistema de lazo de control cerrado se caracteriza porque su acción de control es dependiente de su salida.
- Permite el control de variables como torque y velocidad.
- Al mantener la relación V/f constante, se mantiene el flujo constante y con ello el motor de inducción puede mantener su par constante como se muestra en la Fig. 5.2.

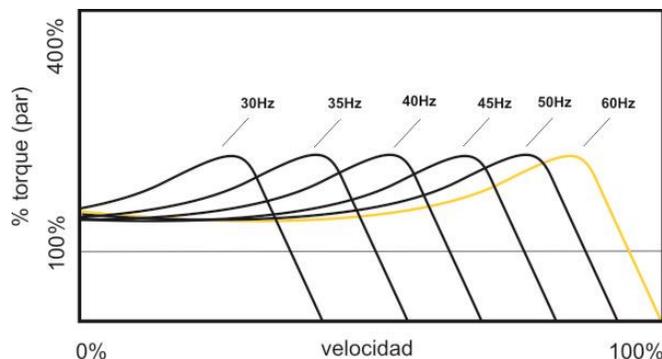


Fig. 5.2 Curva Torque v/s Velocidad de un motor de inducción, aplicando control del tipo V/f .

El motor de inducción que se utilizó en la simulación está conectado en estrella y tiene los siguientes parámetros:

$$R_s = 1 (\Omega); L_s = 0.01 (H)$$

$$R'_r = 1 (\Omega); L'_r = 0.01 (H); L_m = 0.08 (H)$$

Fue conectada una carga a la salida del motor de 8 (n-m) y para demostrar el control de velocidad se aplicaron dos cambios a través de la modulación de la etapa inversora.

5.2.- Pruebas con convertor matricial indirecto de dos niveles en PSim.

Etapla inversora modulada con la estrategia SPWM (Anexo Fig. A2).

Para controlar la velocidad del motor e implementar un control V/f en la estrategia de modulación basada en portadora, se varía la amplitud y la frecuencia de la señal moduladora de manera proporcional, lo que implica variaciones en el índice de modulación y por ende afecta al voltaje aplicado al motor. En la Fig. 5.3 se muestra la comparación de las señales de una pierna (pierna a) cuando se aplica la variación de velocidad. La frecuencia de la señal portadora se redujo para que se pueda apreciar el efecto, normalmente es de 10 kHz. El cambio de amplitud y frecuencia se realizó a los 1.4 segundos para evitar los transientes iniciales.

La amplitud se redujo a la mitad, esto implica que el índice de modulación se cambió de 1 a 0.5, y la frecuencia por otra parte se redujo en la misma proporción de 50 Hz a 25 Hz.

El voltaje generado a la salida del convertor, por ende el voltaje entre líneas que alimenta el motor de inducción y las corrientes de entrada se muestra en la Fig. 5.4. La frecuencia de la portadora es de 10 Hz.

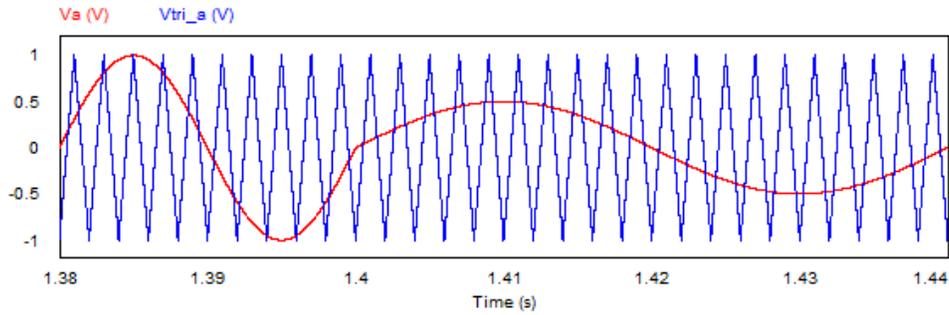


Fig. 5.3 Comparación de señales moduladora y portadora del VSI de dos niveles con una variación del 50% de amplitud y frecuencia de la señal moduladora.

La corriente se demora un instante en estabilizarse es por eso que se muestra un tiempo más avanzado de la simulación.

El cambio en el voltaje no se puede apreciar a simple vista, por lo que se procederá a analizar el espectro de frecuencia en ambos casos (índice de modulación 1 e índice de modulación 0.5) como se muestra en la Fig. 5.5, hay una disminución en la magnitud de la fundamental del voltaje entre líneas, esto debido al cambio en el índice de modulación de la estrategia SPWM aplicada al inversor. Evidentemente hay presencia de armónicos de bajo orden en la tensión de salida debido a la no sincronización de los ciclos de trabajo de las etapas del convertidor.

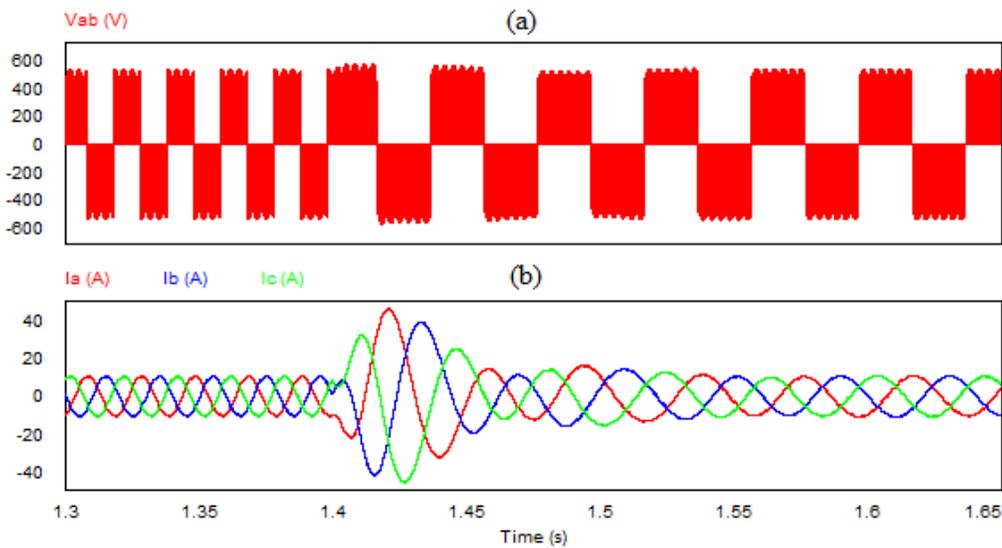


Fig. 5.4 Control V/f de un motor de inducción vía convertidor matricial indirecto de dos niveles, con SPWM en el inversor a) Voltaje entre líneas V_{ab} , b) Corrientes de entrada.

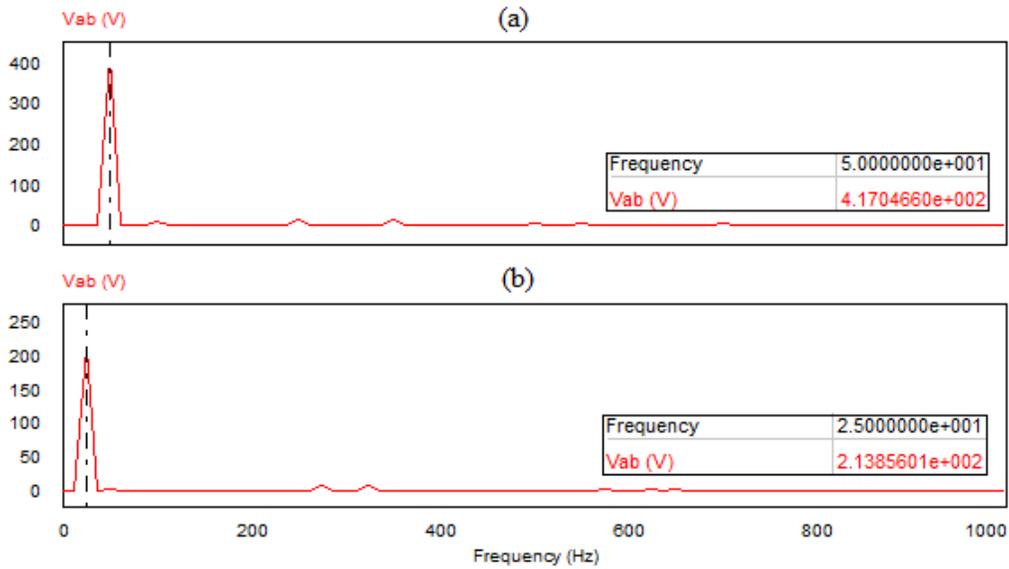


Fig. 5.5. Espectros de frecuencia del voltaje entre líneas V_{ab} del motor de inducción, con SPWM en el inversor a) Índice de modulación 1, b) Índice de modulación 0.5.

Comparación del voltaje V_{ab} con la entrada del convertor V_{12} .

$$\frac{V_{ab \text{ rms}}}{V_{12 \text{ rms}}} = \frac{\frac{417}{\sqrt{2}}}{\frac{311 \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}}} = \frac{294.86}{380} = 0.77$$

- Usando la estrategia SPWM para la modulación de la etapa inversora del convertor matricial indirecto de dos niveles, se pudo obtener como máximo un 77% de la tensión del generador de entrada como voltaje de salida. Idealmente este porcentaje es de 75%, pero en base a los datos anteriores (Fig. 3.28) se puede concluir que al no combinar los ciclos de trabajo la fundamental es mayor y aparecen armónicos de bajo orden.

Finalmente la velocidad del motor se muestra en la Fig. 5.6.

- Posterior a la partida del motor la velocidad se estabiliza en un valor de 1470 rpm, se mantiene por un periodo de tiempo hasta que se aplica la variación en la señal moduladora del SPWM (Fig. 5.3) disminuyendo dicho valor a 720 rpm.

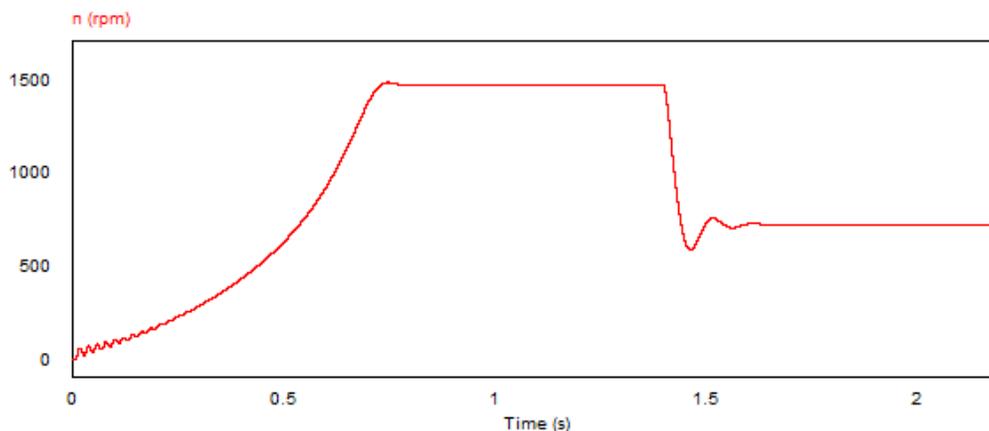


Fig. 5.6 Cambios de velocidad en el motor de inducción, con conversor matricial de dos niveles modulando la etapa inversora con SPWM.

Etapa inversora modulada con la estrategia SVPWM (Anexo Fig. A3).

Para controlar la velocidad del motor y hacer un control V/f en la estrategia basada en vectores espaciales, se varía el índice de modulación m_i lo que afecta directamente a las ecuaciones de los ciclos de trabajo d_α^I , d_β^I y d_0^I que se utilizan para activar los vectores adyacentes al vector de referencia, lo que se traduce en una variación del voltaje de salida del inversor, además de que se tiene que variar la frecuencia de los voltajes trifásicos utilizados en la ecuación (2.10) que sintetiza el vector de referencia para lograr un óptimo control V/f .

Todos estos cambios se realizan en el C-Block (C-I1) a través de lenguaje C, un índice de modulación m_i igual a 1, significa que el inversor estará trabajando a su máxima capacidad, por lo que el voltaje de salida será el mayor posible.

La Fig. 5.7 muestra los sectores por donde recorre el vector de referencia, y el cambio del índice de modulación. Al igual que en el caso anterior se hizo una variación del 100% al 50% en el segundo 1.4. El índice de modulación mostrado, es el resultado de la sincronización de la etapa rectificadora e inversora, " m_{is} " (4.7), por lo que es variable.

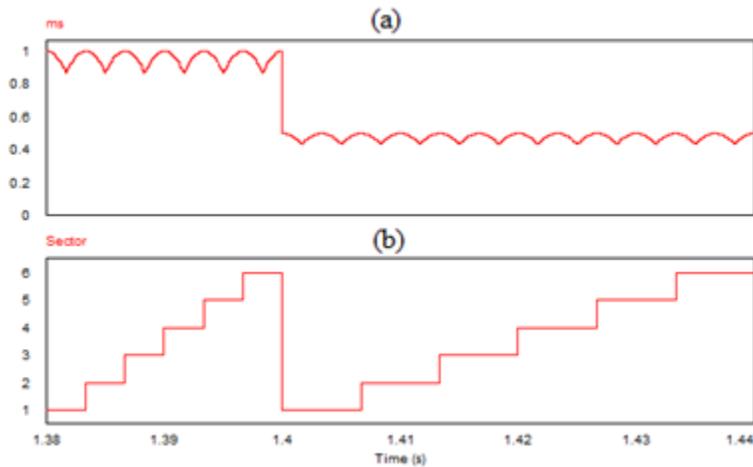


Fig. 5.7 Modulación SVPWM para el VSI de dos niveles a) Índice de modulación sincronizado m_{is} ,
b) Sectores por donde recorre el vector de referencia.

El voltaje generado a la salida del conversor, por ende el voltaje entre líneas que alimenta el motor de inducción y las corrientes de entrada se muestra en la Fig. 5.8. Al igual que en el caso anterior, se muestra un estado avanzado de la simulación, esto debido a que la corriente demora en estabilizarse.

El cambio en el voltaje entre líneas de salida en ambos casos (índice de modulación 1 e índice de modulación 0.5), se observará al analizar los espectros de frecuencia de la Fig. 5.9. El valor de la fundamental así como la frecuencia, experimentan una reducción en su valor, esto debido a las variaciones de m_{is} . Dichos cambios dejan en evidencia el control V/f que se plantea para el motor.

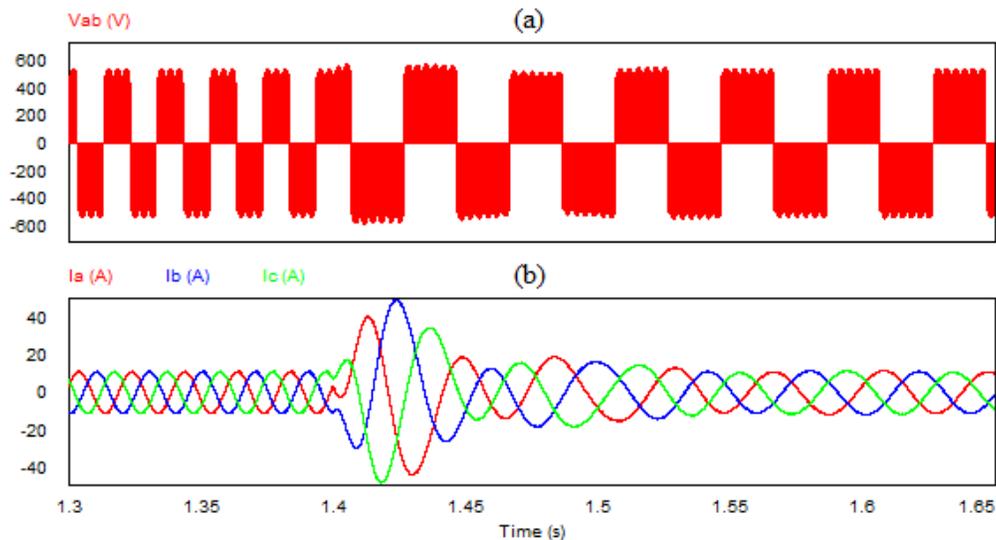


Fig. 5.8 Control V/f de un motor de inducción vía convertidor matricial indirecto de dos niveles, con SVPWM en el inversor a) Voltaje entre líneas V_{ab} , b) Corrientes de entrada.

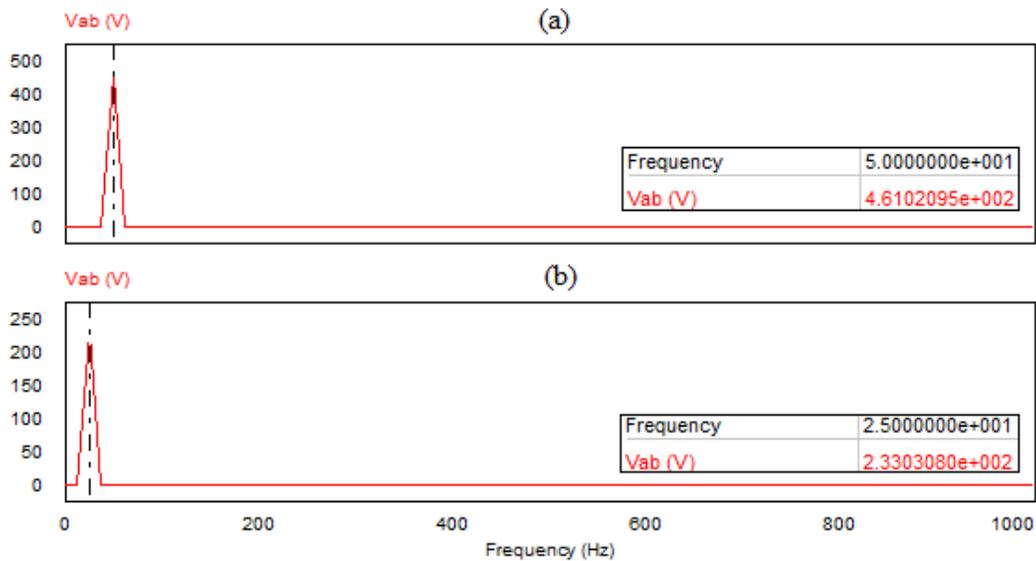


Fig. 5.9. Espectros de frecuencia del voltaje entrelineas del motor de inducción, con SVPWM en el inversor a) Índice de modulación 1, b) Índice de modulación 0.5.

Comparación del voltaje V_{ab} con la entrada del convertor V_{12} .

$$\frac{V_{ab\ rms}}{V_{12\ rms}} = \frac{\frac{461}{\sqrt{2}}}{\frac{311 \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}}} = \frac{337.99}{380} = 0.857$$

- Usando la estrategia SVPWM para la modulación de la etapa inversora del convertor matricial indirecto de dos niveles, se pudo obtener como máximo un 85.7% de la tensión del generador de entrada como voltaje de salida. Idealmente este porcentaje es del 86% [11], por lo que se puede concluir que las modulaciones realizadas a la etapa rectificadora e inversora fueron correctas y generan que el convertor matricial funcione a su máxima capacidad.

Finalmente la velocidad del motor se muestra en la Fig. 5.10.

- Posterior a la partida del motor la velocidad se estabiliza en un valor de 1476 rpm, se mantiene por un periodo de tiempo hasta que se aplica la variación en el índice de modulación m_{is} de la estrategia SVPWM (Fig. 5.7) disminuyendo dicho valor a 720 rpm.

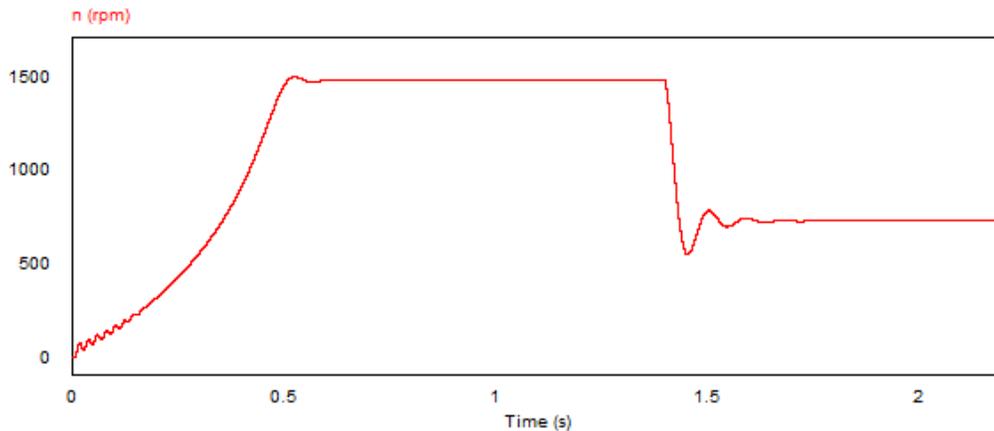


Fig. 5.10 Cambios de velocidad en el motor de inducción, con convertor matricial de dos niveles modulando la etapa inversora con SVPWM.

5.3.- Pruebas con convertor matricial indirecto de tres niveles en PSim.

Etapa inversora modulada con la estrategia SPWM (Anexo Fig. A4).

Para controlar la velocidad del motor, al igual que en el caso de dos niveles, en la estrategia de modulación basada en portadora, se varía la amplitud y frecuencia de la señal moduladora de manera proporcional, lo que implica variaciones en el índice de modulación y por ende afecta al voltaje aplicado al motor. En la Fig. 5.11 se muestra la comparación de las señales de una pierna (pierna a) cuando se aplica una variación de velocidad. La frecuencia de las señales portadoras se redujo para que se pueda apreciar el efecto, normalmente es de 10 kHz.

La amplitud de la señal moduladora se redujo a la mitad lo que provoca que el índice de modulación cambie de 1 a 0.5, y la frecuencia por otra parte se redujo en la misma proporción de 50 Hz a 25 Hz. Este cambio se aplicó en el segundo 1.4.

El voltaje entre líneas que alimenta el motor del inversor, y las corrientes de entrada se muestra en la Fig. 5.12. La frecuencia de la portadora es de 10 kHz. Se puede ver claramente por la forma de onda que contiene componentes armónicas de bajo orden, esto debido a la no sincronización de las etapas del convertor matricial indirecto de dos niveles.

La corriente se demora un instante en estabilizarse es por eso que se muestra un tiempo más avanzado de la simulación.

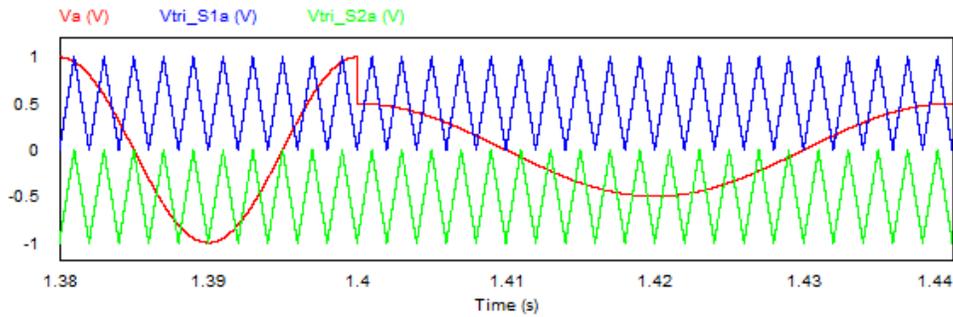


Fig. 5.11 Comparación de la señal moduladora y las dos señales portadoras del NPC VSI de tres niveles con una variación del 50% de amplitud y frecuencia de la señal moduladora.

El cambio en el voltaje se analizara a través del espectro de frecuencia de ambos casos (índice de modulación 1 e índice de modulación 0.5) que se muestra en la Fig. 5.13, hay una disminución en la magnitud de la fundamental del voltaje entre líneas, esto debido al cambio en el índice de modulación de la estrategia SPWM aplicada al inversor.

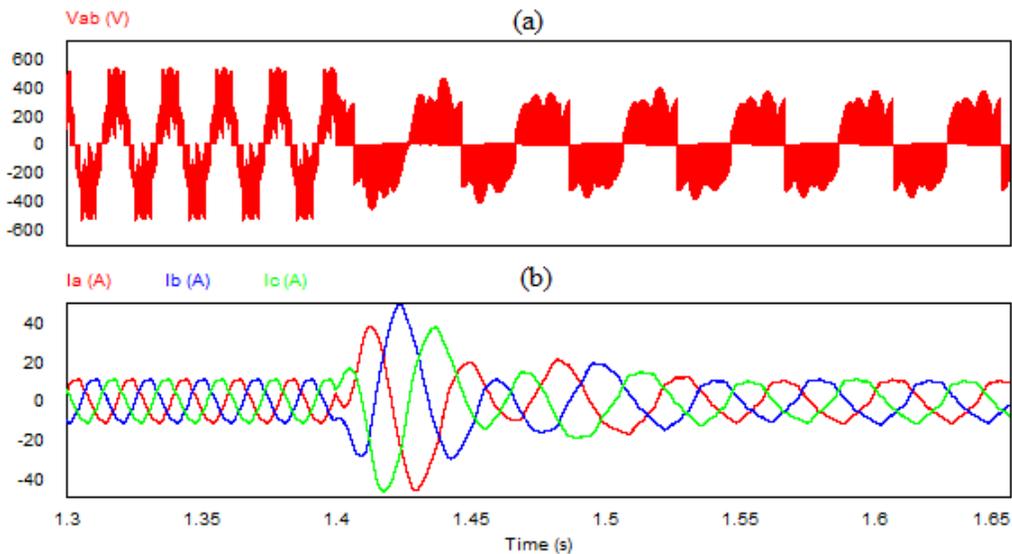


Fig. 5.12 Control V/f de un motor de inducción vía convertidor matricial indirecto de tres niveles, con SPWM en el inversor a) Voltaje entre líneas V_{ab} , b) Corrientes de entrada.

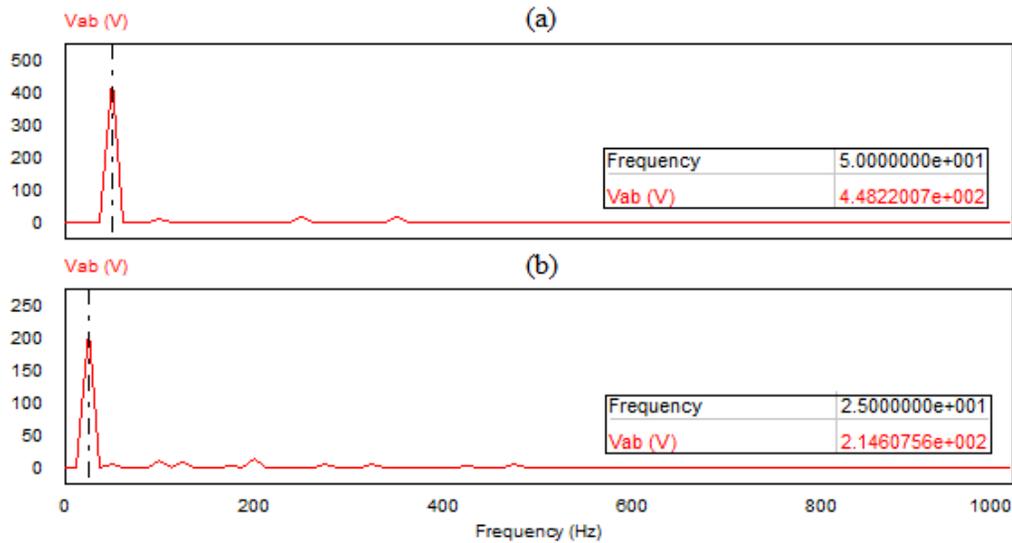


Fig. 5.13. Espectros de frecuencia del voltaje entre líneas del motor de inducción a) Índice de modulación, con SPWM en el inversor 1, b) Índice de modulación 0.5.

Comparación del voltaje V_{ab} con la entrada del convertor V_{12} .

$$\frac{V_{ab\ rms}}{V_{12\ rms}} = \frac{\frac{448}{\sqrt{2}}}{\frac{311 \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}}} = \frac{316.78}{380} = 0.833$$

- Usando la estrategia SPWM para la modulación de la etapa inversora del convertor matricial indirecto de tres niveles, se pudo obtener como máximo un 83.3% de la tensión del generador de entrada como voltaje de salida. Idealmente este porcentaje es de 75%, pero en base a los datos anteriores (Fig. 4.25) se puede dar la hipótesis teórica que al combinar los ciclos de trabajo la fundamental es mayor y aparecen armónicos de bajo orden.

Finalmente la velocidad del motor se muestra en la Fig. 5.14.

- Posterior a la partida del motor la velocidad se estabiliza en un valor de 1474 rpm, se mantiene por un periodo de tiempo hasta que se aplica la variación en la señal moduladora del SPWM (Fig. 5.11) disminuyendo dicho valor a 720 rpm.

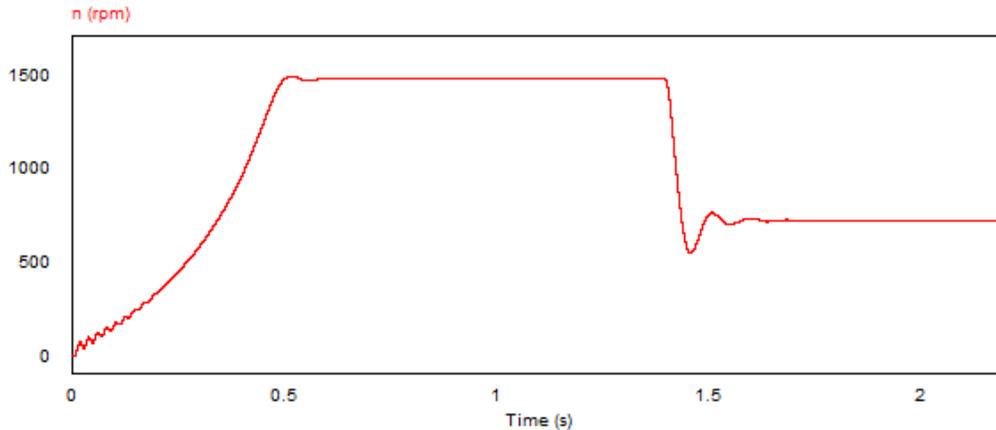


Fig. 5.14 Cambios de velocidad en el motor de inducción, con convertor matricial de tres niveles modulando la etapa inversora con SPWM.

Etapla inversora modulada con la estrategia SVPWM (Anexo Fig. A5).

Para controlar la velocidad del motor y hacer un control V/f en la estrategia basada en vectores espaciales, se varía el índice de modulación m'_i , en este caso dicha variación se realiza modificando la amplitud del vector de referencia \vec{V}_{out} , lo que afecta directamente a las ecuaciones de los ciclos de trabajo $d'_{\alpha}{}^l$, $d'_{\beta}{}^l$ y $d'_0{}^l$ que se utilizan para activar los vectores adyacentes al vector de referencia, esto se traduce en una variación de voltaje de salida del inversor, también se tiene que variar la frecuencia de los voltajes trifásicos utilizados para sintetizar dicho vector, para lograr un óptimo control V/f .

Estos cambios se realizan en el C-Block (C-I2) a través de lenguaje C, un módulo del vector de referencia máximo, implica un índice de modulación m'_i igual a 1, lo cual significa que se espera que el inversor trabaje a su máxima capacidad, por lo que el voltaje en la salida será el mayor posible.

La Fig. 5.15 muestra los sub-hexágonos por donde recorre el vector de referencia, así como los sectores de aquellos sub-hexágonos y el índice de modulación. Al igual que en el caso anterior se hizo una variación del 100% al 50% en el segundo 1.4.

Es importante señalar que el índice de modulación mostrado, es el resultado de la sincronización de la etapa rectificadora e inversora m'_{is} .

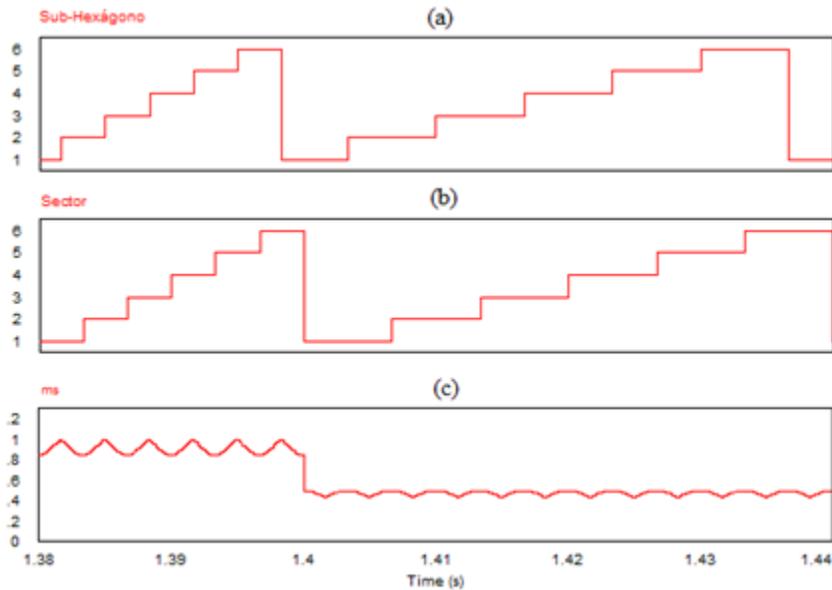


Fig. 5.15 Modulación SVPWM para el NPC VSI de tres niveles a) Sub-Hexágono por donde recorre el vector de referencia, b) Sectores por donde recorre el vector de referencia, c) Índice de modulación sincronizado m'_{is} .

El voltaje generado a la salida del convertor, por ende el voltaje entre líneas que alimenta el motor de inducción y las corrientes de entrada se muestra en la Fig. 5.16. Al igual que en todas las pruebas anteriores, se muestra un estado avanzado de la simulación, esto debido a los transientes iniciales y a la estabilización de la corriente.

El cambio en el voltaje se observa al analizar los espectros de frecuencia de la Fig. 5.17, el primero con un módulo máximo del vector de referencia (100%) a una frecuencia de 50 Hz y el otro con el modulo del vector al 50% con una frecuencia de 25 Hz. Al comparar la fundamental de los dos espectros de frecuencia, se puede apreciar una disminución del voltaje y la frecuencia, esto debido a las variaciones de m'_{is} , estos cambios dejan en evidencia el control V/f que se plantea para el motor. Por otro lado se puede apreciar que cuando el convertor matricial indirecto de tres niveles, trabaja en dos niveles, no presenta armónicos de bajo orden, esto debido al “arreglo de dos niveles” que se planteó en el capítulo anterior.

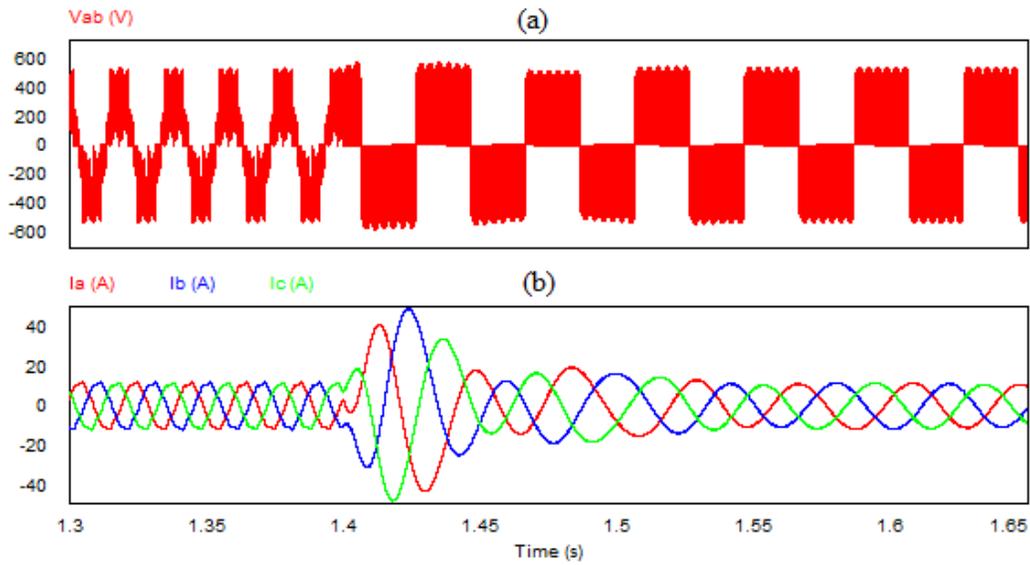


Fig. 5.16 Control V/f de un motor de inducción vía convertidor matricial indirecto de tres niveles, con SVPWM en el inversor a) Voltaje entre líneas V_{ab} , b) Corrientes de entrada.

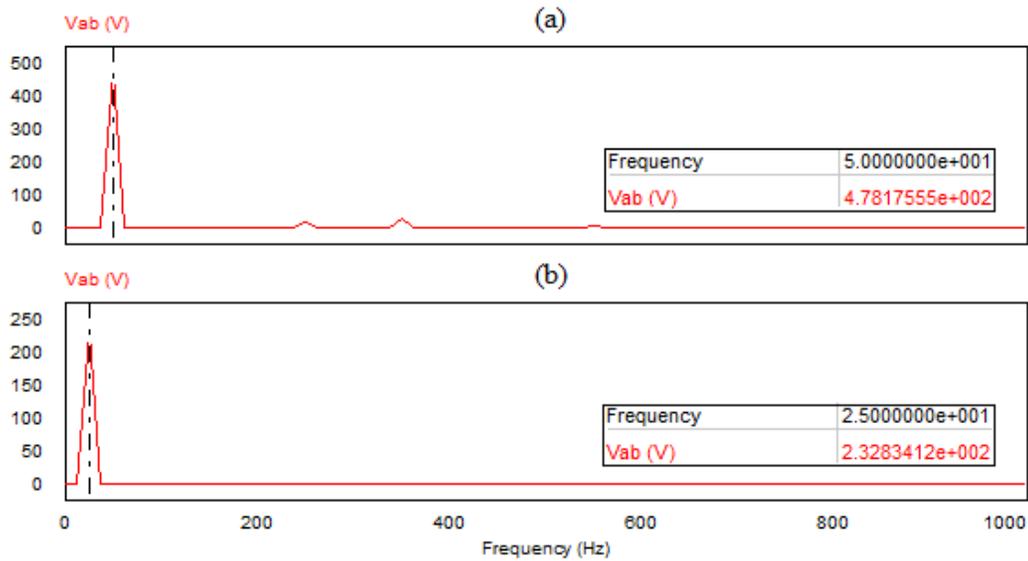


Fig. 5.17. Espectros de frecuencia del voltaje entre líneas V_{ab} del motor de inducción, con SVPWM en el inversor a) Índice de modulación 1, b) Índice de modulación 0.5.

Comparación del voltaje V_{ab} con la entrada del convertor V_{12} .

$$\frac{V_{ab\ rms}}{V_{12\ rms}} = \frac{\frac{478}{\sqrt{2}}}{\frac{311 \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}}} = \frac{337.99}{380} = 0.889$$

- Usando la estrategia SVPWM para la modulación de la etapa inversora del convertor matricial indirecto de tres niveles, se pudo obtener como máximo un 88.9% de la tensión del generador de entrada como voltaje de salida. Idealmente este porcentaje es del 86% [11], se puede inferir que se obtuvo un resultado bastante cerca del ideal, pero no es lo esperado debido a los armónicos que presenta el voltaje (Fig. 5.17). Para eliminarlos se puede dar la hipótesis de que se debe realizar una correcta combinación de ciclos de trabajo entre la etapa rectificadora e inversora.

Finalmente la velocidad del motor se muestra en la Fig. 5.18.

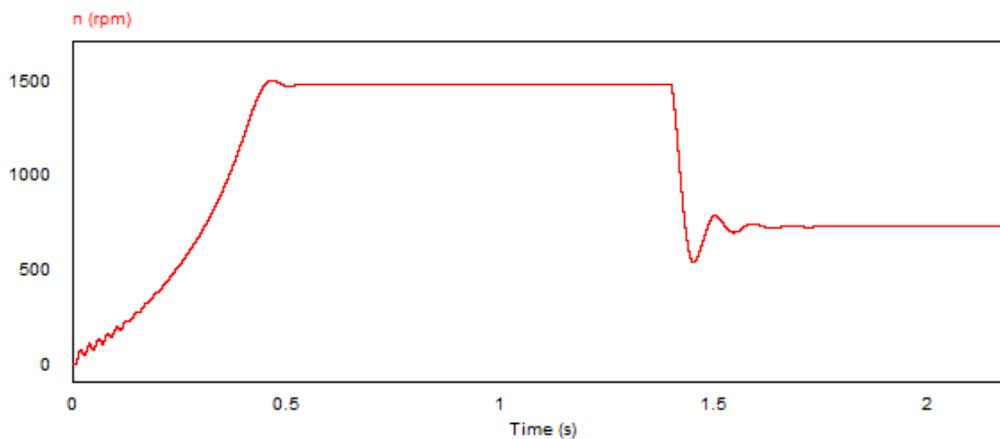


Fig. 5.18 Cambios de velocidad en el motor de inducción, con convertor matricial de tres niveles modulando la etapa inversora con SVPWM.

- Posterior a la partida del motor la velocidad se estabiliza en un valor de 1471 rpm, se mantiene por un periodo de tiempo hasta que se aplica la variación en el índice de modulación m'_{is} de la estrategia SVPWM (Fig. 5.15) disminuyendo dicho valor a 718 rpm.

CAPÍTULO 6: Comentarios y Conclusiones

- En el presente seminario de titulación se logró simular mediante a Psim un convertidor matricial indirecto de dos niveles modulado con SVPWM con los resultados esperados en cuanto a sus tensiones de salida y su contenido armónico. Para el caso de dos niveles con SPWM y de tres niveles con ambas estrategias, no se logró el acometido. El contenido armónico sobrepasaba el adecuado para en los tres casos restantes y además su tensión era inestable.
- Cuando el inversor es alimentado directamente con una fuente de corriente continua las ondas de voltaje de salida de tres niveles no presenta distorsión armónica de bajo orden (Fig. 3.28).
En el momento en que se agrega el rectificador las señales de salida presentan una distorsión armónica más pronunciada. Con esto se puede inferir que el problema yace en la combinación los ciclos de trabajo. Como la combinación de ciclos en la simulación en dos niveles era de resultados aceptables, es posible dar la hipótesis de que para la modulación de tres niveles se necesita combinar los ciclos de trabajo de otra forma. Dicha solución queda planteada para un trabajo futuro dado a la demanda de tiempo que esta requiere en relación al tiempo de investigación estipulado para este trabajo.
- Del anexo A1 de “Conversión de tensión para vectores espaciales y SPWM” se puede verificar la ganancia de voltaje en la tensión de salida del inversor de ambas modulaciones. Para el caso de SVPWM la ganancia de tensión total (respecto a la entrada) corresponde a un 86% aproximadamente. Para el caso de SPWM la ganancia total se aproxima al 75%. Dicho esto es correcto afirmar que la tensión de salida de la modulación SPWM es $\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)$ menor que para el caso de la modulación con vectores espaciales.
- Es correcto afirmar que la tensión de salida de la parte inversora de tres niveles posee un contenido armónico menor a la modulación de dos niveles.
Dado a poseer más posibilidades de valores ($V_{dc}; V_{dc}/2; 0; -V_{dc}; -V_{dc}/2$) respecto al inversor de dos niveles los bobinados del motor (pudiendo ser cargas en general) en este caso, es sometido a menor estrés en el cambio de valores. Esto quiere decir que las variaciones de tensión son menores aminorando posibles daños producidos por este efecto (cambios desde V_{dc} a $V_{dc}/2$).

Además, con el uso de una mayor cantidad de switches la tensión se divide haciendo que cada uno de ellos deba soportar una menor capacidad de tensión, dándole una menor exigencia y protegiendo de esta forma el elemento.

- Dado a los resultados obtenidos en la simulación de tres niveles (Fig. 5.17), donde su contenido armónico no es óptimo, es posible continuar este seminario trabajando con el fin de corregir dicho defecto. Se aconseja, la revisión y análisis del programa ejecutado y la combinación de ciclos de esta simulación.

Referencias

- [1] Ángeles, M. P. (2003). *Nuevas técnicas de modulación vectorial para convertidores electrónicos de potencia multinivel.*
- [2] Chapman, S. J. (2000). *Máquinas Eléctricas. Tercera edición.*
- [3] DÍAZ, F. E. (2009). *Diseño y construcción de un inversor trifásico multinivel.*
- [4] Echavez, L. C. (2006). *Control escalar aplicado al motor de inducción en lazo abierto.*
- [5] Hart, D. W. (2001). *Electrónica de Potencia.*
- [6] K Sri Gowri, K. A. (2015). Simplified Space Vector PWM Algorithm for a Three Level Inverter . *Innovative Systems Design and Engineering .*
- [7] Lee, M. Y. (2009). *Three-level Neutral-point-clamped Matrix Converter.*
- [8] Longatt, F. M. (2004). Modulación por vector espacial de voltaje. *IEEE.*
- [9] López Mesa Diana Jimena, C. M. (2007). Modulación PWM aplicada a inversores trifásicos dentro del esquema de accionamientos eléctricos AC.
- [10] Moraga, E. F. (2007). *Control de generador de inducción de doble excitación vía convertidor directo de dos etapas.*
- [11] Rashid, M. H. (2004). *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones. Tercera Edición.*
- [12] Roberto Rojas, T. O. (1995). An Improved Voltage Vector Control Method for Neutral-Point-Clamped Inverters. *IEEE.*
- [13] VARGAS, C. A. (2006). *Diseño y simulación de técnicas de modulación PWM natural para el control de motores trifásicos.*
- [14] Yo-Han Lee, B.-S. S.-S. (1996). A Novel PWM Scheme for a Three Level Voltage Source Inverter with GTO Thyristors. *IEEE.*

Anexos

A1.- Conversión de la tensión con vectores espaciales y SWPM.

En este proceso de conversión AC-AC se producen ciertas relaciones que hacen ver la proporción de ganancia en la transformación de la tensión de entrada respecto a la de salida.

Para el caso de SVPWM.

La rectificación se tiene una tensión entre líneas de 380V. Su valor máximo en la onda será de 538V (aprox.); que al pasar por el proceso de rectificación baja a 466V (aprox.) en el enlace DC.

$$V_{entrada} = 380 \text{ V}$$

$$V_{max\ entrada} = 380 \cdot \sqrt{2} = 538 \text{ V}$$

Luego del proceso de rectificación:

$$V_{dc} = 311 \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = 466 \text{ V}$$

Proceso de inversión:

$$V_{rms\ salida} = \frac{466}{\sqrt{2}} = 330 \text{ V}$$

Para el caso de SPWM.

Desde la entrada al rectificador es similar al caso anterior variando solo en la parte inversora, donde la salida es $\frac{\sqrt{3}}{2}$ el voltaje del caso anterior.

$$V_{entrada} = 380 \text{ V}$$

$$V_{max\ entrada} = 380 \cdot \sqrt{2} = 538 \text{ V}$$

Luego del proceso de rectificación:

$$V_{dc} = 311 \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = 466 \text{ V}$$

Proceso de inversión:

$$V_{rms\ salida} = \frac{466}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = 285 \text{ V}$$

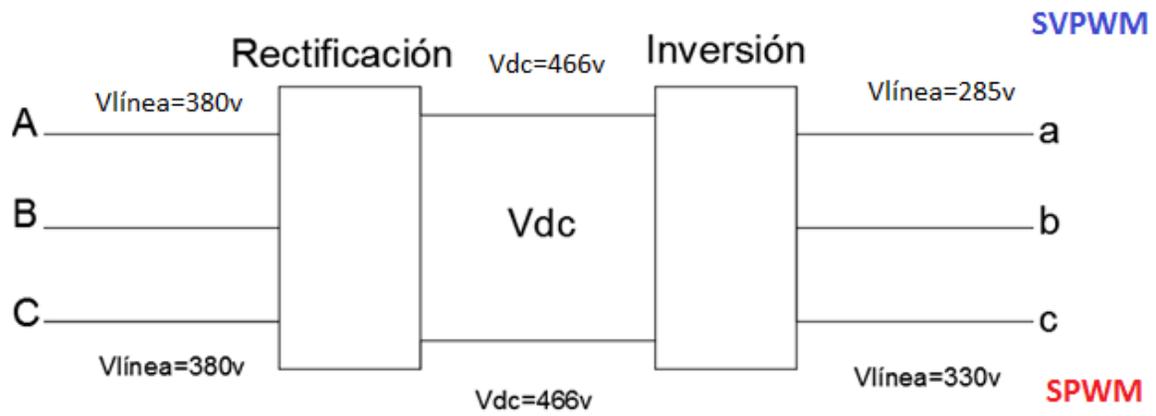


Fig. A1. Relaciones de voltajes entrada-salida.

A2.- Conversor matricial indirecto de dos niveles simulado en PSim, con la etapa inversora modulada con SPWM.

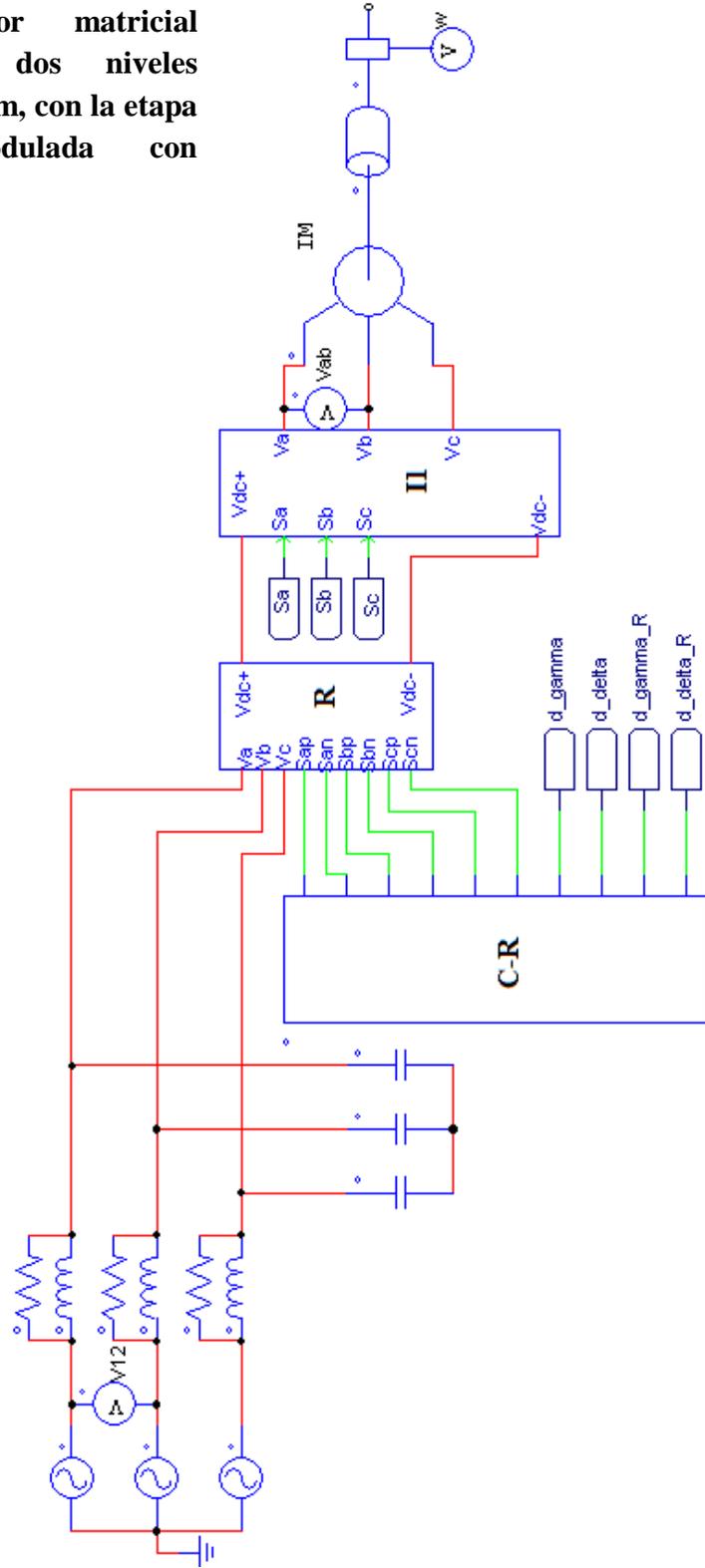


Fig. A2. Conversor matricial indirecto de dos niveles simulado en PSim, con la etapa inversora modulada con SPWM.

A3.- Convertor matricial indirecto de dos niveles simulado en PSim, con la etapa inversora modulada con SVPWM.

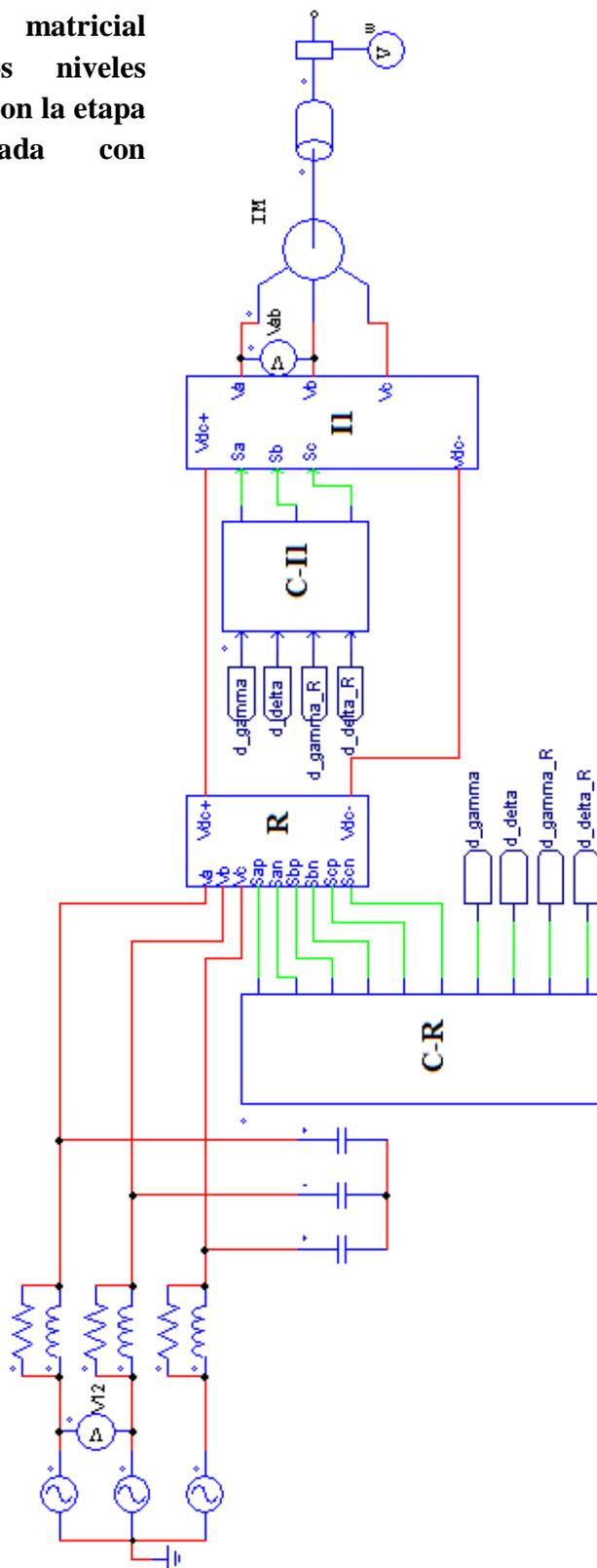


Fig. A3. Convertor matricial indirecto de dos niveles simulado en PSim, con la etapa inversora modulada con SVPWM.

A4.- Conversor matricial indirecto de tres niveles simulado en PSim, con la etapa inversora modulada con SPWM.

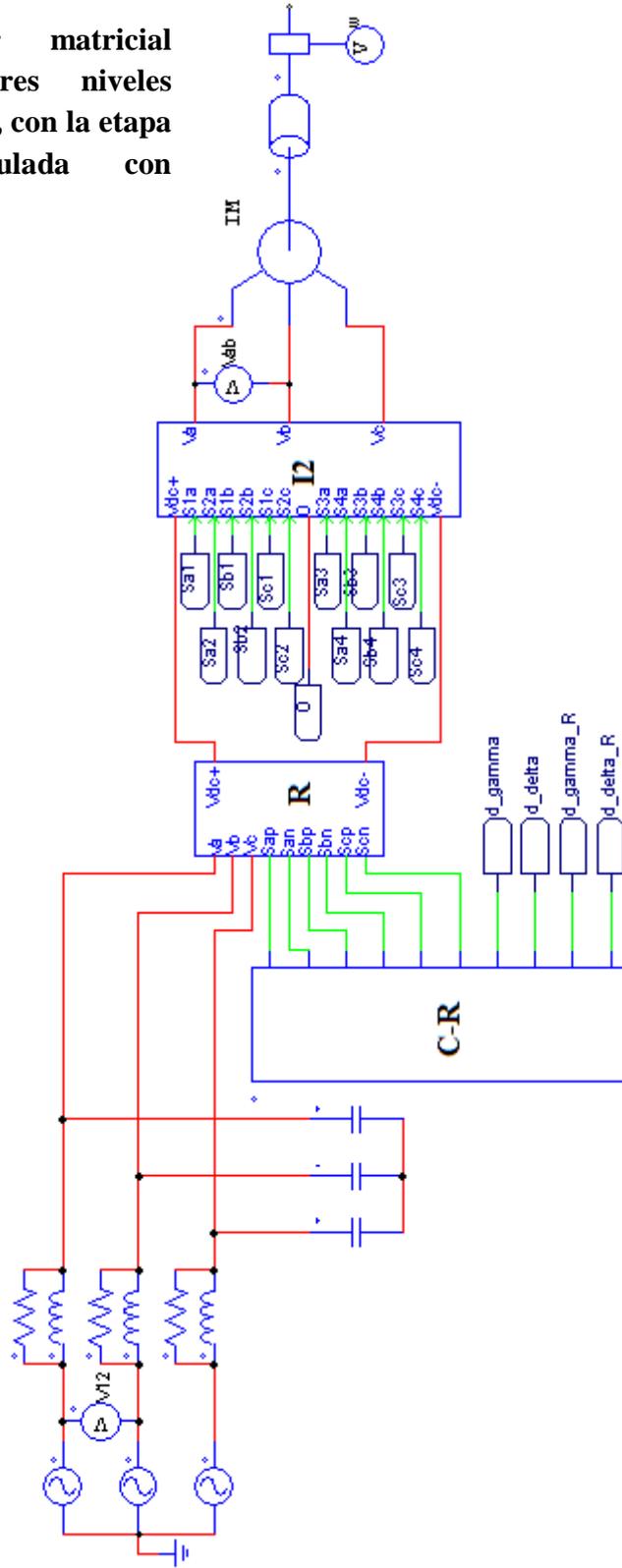


Fig. A4. Conversor matricial indirecto de tres niveles simulado en PSim, con la etapa inversora modulada con SPWM.

A5.- Convertor matricial indirecto de tres niveles simulado en PSim, con la etapa inversora modulada con SVPWM.

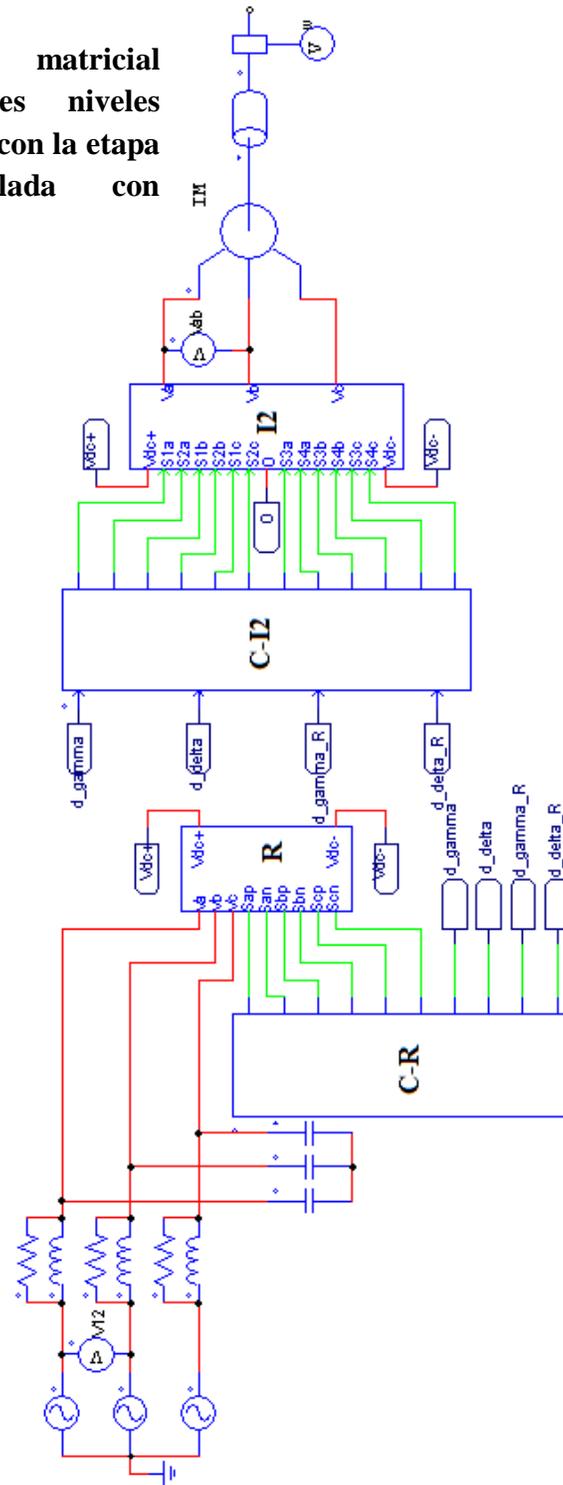


Fig. A5.- Convertor matricial indirecto de tres niveles simulado en PSim, con la etapa inversora modulada con SVPWM.