

xx(147064,1)



**Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del I.P.N.
Unidad Guadalajara**

**Análisis y Simulación de un Compensador Serie
para regulación de voltaje basado en Inversor
Multinivel de Diodo Anclado**

Tesis que presenta:

Nojja Vehtt Chezuaft Vanegas Méndez

para obtener el grado de:
Maestro en Ciencias

en la especialidad de:
Ingeniería Eléctrica

Director de Tesis

Dr. Juan Manuel Ramírez Arredondo

**CINVESTAV
IPN
ADQUISICION
DE LIBROS**

Guadalajara, Jal., Enero 2008

CLASIF:	IK165.48 .V36	2008
ADQUIS:	BC-512	
FECHA:	12-XI-2008	
PROCESO:	Don. 2008	
	\$	

ID ÷ 144 232-1001

Análisis y Simulación de un Compensador Serie para regulación de voltaje basado en Inversor Multinivel de Diodo Anclado

**Tesis de Maestría en Ciencias
Ingeniería Eléctrica**

Por:

Nojja Vehtt Chezuaft Vanegas Méndez

Ingeniero Eléctrico

Instituto Tecnológico de Chetumal 1998-2003

Becario de CONACYT, expediente no. 199462

Director de Tesis

Dr Juan Manuel Ramírez Arredondo

CINVESTAV del IPN Unidad Guadalajara, Enero, 2008.

DEDICATORIA

Dedico este trabajo de tesis con admiración y respeto a Rosario de Lourdes y Priscila Yokebed ya que gracias a su paciencia y apoyo incondicional en los momentos difíciles ha llegado a buen termino. Gracias por ayudarme en ser lo que soy y puedo llegar a ser.

AGRADECIMIENTOS

... la belleza es infinita y el amor lo que le sigue del infinito,”

A *Dios* por ofrecerme esta linda y dura estación de mi vida.

A *mi mami Rosario* por ser la pieza fundamental de esta grandiosa familia y por valorar y adorar de manera extrema a sus niñas y por mantenerse firme en sus ideales.

A *mi hermanita Priscila* que es y será siempre mi adoración y agradezco de manera especial por su gallardía en los momentos difíciles y su hermosa e inconfundible sonrisa para con su familia.

A mis amigos *Julio César, Armando Ambrosio, Ilich y Omar Roberto* por escucharme y brindarme un abrazo cuando mas lo he necesitado, al igual gracias por su invaluable ayuda y consejos en el desarrollo de este trabajo.

A mis compañeros de estudio *Alejandro, Alfonso, Josue, Moises, Omar y Pedro* que compartieron este mismo sueño. Y a los compañeros de *Potencia-04 y Potencia-06* por el ánimo que me han dado.

A mis hermanos de ciencia *Pablo, Antonio, Miguel, Mario, José Merced y José de Jesus* por la extensa ayuda y crítica a mi trabajo.

A *Fernando, Ana María, Don Tommy, Nazario y Alejandra* por estar siempre presentes y amigos para toda la vida.

A los profesores del área de potencia del CINVESTAV unidad Guadalajara en especial al *Dr. Juan Manuel Ramírez Arredondo* por su paciencia y respaldo incondicional en la elaboración del trabajo de tesis.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología CONACYT por el apoyo económico brindado para la realización de este proyecto.

... y el infinito se puede brindar con una sonrisa.” *N.C.V.M*

RESUMEN

Se describen los principales conceptos asociados a los dispositivos basados en electrónica de potencia, y que han sido desarrollados para su aplicación en redes eléctricas de potencia. Dentro de los objetivos primarios que tales elementos tienen están:

- Incrementar la transferencia de potencia por los enlaces de transmisión en donde se instalan.
- Mejorar el perfil del voltaje en la vecindad del punto de instalación. Asimismo, son capaces de cumplir objetivos adicionales.

Se analizan las arquitecturas que constituyen las Fuentes Convertidoras de Voltaje (VSC), que son los elementos más importantes en el desarrollo de los modernos compensadores.

Finalmente, se propone un dispositivo tipo serie basado en la inyección de un voltaje en serie de magnitud y fase controlables usando la fuente inversora de voltaje trifásica de tres niveles basado en diodos de anclaje (DCMLI); que es capaz de responder con prontitud para corregir las condiciones operativas en un enlace de transmisión después de un disturbio.

ABSTRACT

The main concepts about devices based on power electronics are described, which have been developed for using in power systems. The primary objectives are:

- To increase the power transfer in the transmission links where they are installed.
- Getting better voltage profile around the installation point. Also they are able to achieve additional objectives.

The architectures which take part of the Voltage Source Converter (VSC) are analyzed, they are the most important elements to develop modern compensators.

Finally, it is proposed a series device based on series voltage injection with controllable magnitude and phase using the The Diode-Clamped Multilevel Inverter (Three-Phase and Three-Level DCMLI); which is able to generate a fast response in order to correct the operative conditions in a transmission link after a disturb.

Índice general

1. Sistemas Flexibles de Transmisión de CA-FACTS.	1
1.1. Introducción	1
1.2. Definición del concepto FACTS	1
1.3. Flujo de potencia en rutas paralelas	3
1.4. Flujo de potencia en un sistema mallado	4
1.5. Clasificación de los dispositivos FACTS	7
1.6. Descripción general de controladores FACTS	10
1.6.1. Convertidores de voltaje y corriente	10
1.6.2. Controladores en serie	11
1.6.3. Controladores en derivación	13
1.6.4. Controladores combinados serie-derivación	15
1.7. Conclusiones	16
2. Dispositivos Semiconductores de Potencia	17
2.1. Introducción	17
2.2. Diodos	18
2.3. Tiristores	20
2.4. BJT (Bipolar Junction Transistors)	24
2.5. GTO (Gate-Turn-Off Thyristors)	25
2.6. IGBT's (Insulated Gate Bipolar Transistors)	26
2.7. Conclusiones	28
3. Configuración Multipulsos	31
3.1. Introducción	31
3.2. Configuración Multipulsos	35
3.3. Análisis frecuencial de la Configuración Multipulsos	38
3.4. Conclusiones	40
4. Configuración Multinivel	41
4.1. Introducción	41
4.2. Topologías de Inversores Multinivel	43
4.2.1. Inversor Multinivel con Diodos de Anclaje(DCMLI)	43

4.2.2. Inversor Multinivel con Capacitor Volante(FCMLI)	49
4.3. Esquema de Modulación	57
4.4. Modulación de Ancho de Pulso Senoidal Multinivel	59
4.5. Conclusiones	61
5. Modelado y Simulación de un Compensador en Serie	63
5.1. Introducción	63
5.2. Compensador Serie Estático	63
5.3. Modelado de la VSC	68
5.4. Transformación $\alpha\beta$	71
5.5. Transformación de Park	73
5.6. Estrategias de Control	75
5.7. Resultados de Simulación	77
5.8. Compensación Sag	78
5.9. Compensación Swell	81
5.10. Conclusiones	84
6. Conclusiones y Trabajo a Futuro	85
6.1. Conclusiones	85
6.2. Contribuciones	87
6.3. Trabajo a futuro	87

Índice de figuras

1.1. Red con transmisión en rutas paralelas.	3
1.2. Controladores FACTS en serie con la línea.	4
1.3. Red de transmisión mallada.	5
1.4. Dispositivos FACTS utilizados en una red mallada.	5
1.5. Diagrama esquemático del controlador de serie y derivación.	8
1.6. Diagrama esquemático del controlador de serie-derivación.	9
1.7. Diagrama esquemático del STATCOM basado en convertidores de voltaje y corriente. . . .	10
1.8. Diagrama esquemático del SSSC y el TCSC.	11
1.9. Diagrama esquemático del TCSR y el TSSR.	12
1.10. Diagrama esquemático de la unidad SSG.	13
1.11. Diagrama esquemático del SVC.	14
1.12. Diagrama esquemático de TCR Y el TSR.	14
1.13. Diagrama esquemático de UPFC y el TCPST.	15
2.1. Diodo: (a) Símbolo del diodo, (b) Construcción esquemática de un diodo semiconductor, y (c) Representación simple.	18
2.2. Curva voltaje-corriente típica de un diodo semiconductor.	19
2.3. Diodos rectificadores de Potencia (Cortesía de Powerex Inc.).	19
2.4. Símbolo del SCR	21
2.5. Analogía de un SCR con transistores Bipolares.	21
2.6. Curva característica.	22
2.7. Disparo por corriente continua.	23
2.8. Disparo por fase alterna.	23
2.9. Disparo por transformador de pulsos.	23
2.10. Disparo por acoplamiento óptico.	23
2.11. Símbolo del BJT (a), Curva característica voltaje-corriente (b) , y Característica ideal (c). .	24
2.12. Símbolo del GTO (a), Curva de voltaje-corriente (b), y Característica ideal (c).	25
2.13. Símbolo de un IGBT	26
3.1. Inversor de un polo y su voltaje de salida	32
3.2. Puente inversor monofásico	32
3.3. Formas de onda para un puente VSC monofásico	33
3.4. Fuente inversora de voltaje trifásica de 6 pulsos	35

3.5. Configuración de VSC de 6 pulsos	36
3.6. Señales de disparo para el VSC de 6 pulsos	36
3.7. Voltajes de línea-neutro de una VSC 6 pulsos	37
3.8. Voltajes de línea-línea de una VSC 6 pulsos	37
3.9. Contenido armónico de V_{a6} y V_{ab6}	40
4.1. Polo de una fase de un inversor con (a) dos niveles, (b) tres niveles, y (c) m niveles.	42
4.2. Inversor Multinivel con Diodos de Anclaje (DCMLI) monofásico de 3 niveles.	43
4.3. Niveles de voltaje de salida, V_{an}	43
4.4. Inversor Multinivel con Diodos de Anclaje (DCMLI) monofásico de 5 niveles.	44
4.5. Inversor Multinivel con Diodos de Anclaje (DCMLI) monofásico de 5 niveles.	45
4.6. Tensiones de salida del inversor de cinco niveles para DCMLI.	45
4.7. Inversor Multinivel de Diodo Anclado, nivel $V_{dc}/2$	47
4.8. Inversor Multinivel Diodo Anclado, nivel 0.	47
4.9. Inversor Multinivel Diodo Anclado, nivel $-V_{dc}/2$	48
4.10. Señal de salida y señales de control de inversor DCMLI.	48
4.11. Inversor Multinivel con Capacitor Volante (FCMLI) monofásico de 3 niveles.	49
4.12. Niveles de voltaje de salida, V_{an}	49
4.13. Inversor Multinivel con Capacitor Volante (FCMLI) monofásico de 3 niveles	50
4.14. Inversor Multinivel con Capacitor Volante (FCMLI) de tres niveles, $V_{dc}/2$	50
4.15. Inversor Multinivel con Capacitor Volante (FCMLI) de tres niveles, $-V_{dc}/2$	51
4.16. Inversor Multinivel con Capacitor Volante (FCMLI) de tres niveles de nivel cero, caso 1.	51
4.17. Inversor Multinivel con Capacitor Volante (FCMLI) de tres niveles de nivel cero, caso 2.	52
4.18. Señal de salida y señales de control de inversor FCMLI	53
4.19. Inversor Multinivel con Capacitor Volante (FCMLI), conexión cara a cara	53
4.20. Inversor Multinivel con Capacitor Volante(FCMLI) monofásico de 5 niveles.	54
4.21. Tensiones de salida del inversor de cinco niveles para FCMLI.	55
4.22. Resultado de la modulación con portadora triangular	58
4.23. Espectro de la modulación con portadora triangular	58
4.24. Resultado de la modulación con las señales portadoras triangulares con $m_a = 0,8$ y $m_f = 21$	60
5.1. Condición de operación de estado estacionario.	64
5.2. Esquemas básicos TSSC y TCSC.	65
5.3. Esquema del Compensador Serie.	66
5.4. Esquema de la Compensación Serie.	67
5.5. Fuente convertidora de voltaje (VSC) trifásica basada en el esquema de conmutación PWM multinivel conectado mediante un transformador de acoplamiento con conexión estrella-estrella.	69
5.6. Representación gráfica de $T_{\alpha\beta\gamma}$	72
5.7. Diagrama de vectores para transformación de Park.	74
5.8. Diagrama de bloques del esquema de control del compensador serie.	76
5.9. Circuito equivalente del sistema.	77
5.10. Voltajes trifásicos del sistema de alimentación.	78

5.11. Señales de voltaje y corriente durante la compensación de <i>sags</i> . Figuras de arriba hacia abajo: Voltajes trifásicos en las terminales de la carga, corrientes trifásicas de carga, voltaje de error durante el <i>sag</i> , corriente en ambos capacitores y voltaje en el sistema de alimentación.	79
5.12. Resultados obtenidos de la compensación de <i>sags</i> . Figuras de arriba hacia abajo: Corriente en la carga en la fase <i>a</i> y el voltaje de salida del VSC (Solamente se entrega potencia reactiva), Voltaje de línea-línea, voltaje de la fase <i>a</i> del compensador con PWM, la señal de salida con filtro <i>LC</i> , y acercamiento del voltaje del capacitor durante el disturbio de <i>sag</i>	80
5.13. Voltajes trifásicos del sistema de alimentación.	81
5.14. Señales de voltaje y corriente durante la compensación de <i>swell</i> . Figuras de arriba hacia abajo: Voltajes trifásicos en las terminales de la carga, corrientes trifásicas de carga, y voltaje de error durante el <i>swell</i> , corriente en ambos capacitores y voltaje en el sistema de alimentación.	82
5.15. Resultados obtenidos de la compensación de <i>swell</i> . Figuras de arriba hacia abajo: Corriente en la carga en la fase <i>a</i> y el voltaje de salida del VSC (Solamente se entrega potencia reactiva), Voltaje línea-línea y voltaje de la fase <i>a</i> del compensador con PWM, y la señal de salida con filtro <i>LC</i> , acercamiento del voltaje del capacitor durante el disturbio de <i>swell</i>	83

INTRODUCCIÓN

El avance tecnológico en el área de la electrónica de potencia ha permitido la optimización de diversos componentes dentro de los sistemas eléctricos, principalmente en el área del manejo de la energía. Esta tendencia ha dado lugar al surgimiento de nuevos problemas dentro de los sistemas de transmisión y distribución que implican un gran reto para los investigadores en el área. En los recientes años, la industria ha comenzado a demandar equipo de alta potencia; ahora se alcanzan los niveles de megawatts. Los dispositivos de control de corriente alterna en el rango de megawatts están usualmente conectados al sistema de transmisión. Actualmente son redes de gran tamaño y complejidad no solo en extensión territorial, sino en cantidad y diversidad de los elementos que los conforman. Debido a esto presentan un gran número de problemas operativos y de control, que se traducen en pérdidas económicas para las compañías suministradoras de servicio eléctrico.

Una alternativa que se ha consolidado para la solución a muchos problemas que actualmente enfrenta el sector eléctrico, son los dispositivos FACTS, capaces de controlar los parámetros que rigen la transferencia de potencia. Una de sus ventajas es la utilización de líneas de transmisión muy cerca a sus límites térmicos, incrementando los márgenes de estabilidad y control del flujo de potencia, lo que conlleva a una mejor utilización de los recursos disponibles permitiendo así mayor eficiencia. Por lo tanto, los dispositivos FACTS se instalan para mejorar la operación de estado estacionario y estado transitorio, ayudando al amortiguamiento de oscilaciones, estabilidad de voltaje, estabilidad dinámica, compensación de reactivos, limitación de corrientes de falla y en problemas de resonancia subsíncrona.

La mayoría de los dispositivos que se han desarrollado se basan principalmente en la utilización de fuentes convertidoras conformadas por elementos de almacenamiento de energía e interruptores estáticos de potencia. Esto se debe al avance logrado en las capacidades de corriente que tales interruptores pueden manejar actualmente en niveles de voltajes elevados. La gran mayoría de los dispositivos FACTS se construyen utilizando los inversores convencionales de dos niveles. Para aplicaciones de alta potencia y para elevar el voltaje de corriente directa más allá del rango de voltaje de un interruptor individual, el inversor de dos niveles debe usar dispositivos conectados en serie. Sin embargo, es muy difícil sincronizar dicha conmutación y puede ocasionar entre los dispositivos un voltaje desbalanceado.

El inversor multinivel ha ganado un considerable interés en la última década en la industria así como en la academia, por encima del inversor multipulsos y el convencional inversor de dos niveles para aplicaciones de alto voltaje y potencia. En el inversor multinivel, todos los dispositivos están individualmente controlados y, por lo tanto, pueden proporcionar mejor control de la magnitud de voltaje y eliminación de armónicos. Con el incremento en los niveles, la forma de onda generada en la salida se aproxima a una señal sinusoidal con un mínimo de distorsión armónica.

Actualmente ha surgido una nueva familia de inversores multinivel para trabajar con niveles altos de voltaje. Los inversores multinivel incluyen un arreglo de semiconductores de potencia y fuentes de voltaje capacitivas, que generan una forma de onda de voltaje de salida la cual es escalonada. La conmutación de los interruptores permite la adición de voltajes capacitivos, que alcanzan un elevado voltaje de salida, mientras los semiconductores de potencia deben soportar solamente voltajes reducidos. De igual forma se han realizado extensos estudios en lo que respecta a los problemas asociados en los componentes armónicos presentes en los sistemas de potencia.

Los dispositivos de electrónica de potencia que se emplean son costosos. Generalmente el costo total de cualquier equipo es directamente proporcional al número de interruptores que utiliza. El control del voltaje en el sistema propuesto se lleva a cabo mediante la implementación de la estrategia de PWM basado en portadoras, el cual permite reducir en gran medida el contenido armónico presente en el voltaje generado por la VSC, utilizando múltiples portadoras. El orden de los componentes armónicos existentes depende de la frecuencia de conmutación utilizada en los interruptores; por lo tanto, al aumentar esta frecuencia se obtienen componentes armónicos de altas frecuencias.

En el presente trabajo se ha optado por utilizar el inversor multinivel que es apropiado para aplicaciones de alto voltaje y potencia elevada. La simulación del Compensador Serie Estático usando la fuente inversora de voltaje trifásica de tres niveles basado en diodos de anclaje (DCMLI), es empleada para reducir el contenido armónico del voltaje de salida. El compensador con voltaje capacitivo es adoptado para el voltaje balanceado en el punto neutro, y así mantener una excelente calidad en la salida del inversor con respecto a las formas de onda de voltaje. La comparación de la señal modulada con las señales portadoras triangular de tres niveles es utilizada para reducir los armónicos en el voltaje.

El esquema que inyecta el voltaje de compensación en cuadratura con la corriente del sistema, no requiere inyectar potencia activa al sistema, lo cual permite reducir considerablemente el tamaño del capacitor utilizado. Con el propósito de controlar el voltaje generado por la VSC de forma precisa, el presente trabajo incluye el diseño del controlador general, estructurado de tal forma que permite controlar el voltaje de compensación y el voltaje en el capacitor de la VSC.

El principal objetivo de éste trabajo es proponer, analizar, y verificar mediante simulación, un esquema de un VSC el cual es el inversor trifásico de tres niveles basado en diodos de anclaje. El esquema propuesto exhibe la habilidad de reconocer y corregir de forma rápida y precisa las posibles variaciones existentes en el voltaje de suministro del sistema, enfocado en la compensación de voltajes. El esquema de compensación seleccionado en el presente trabajo está basado en la inyección en serie de un voltaje de magnitud y fase controlables.

El trabajo está estructurado en seis capítulos, de los cuales los dos primeros representan una investigación bibliográfica, y los cuatro siguientes muestran el cuerpo del trabajo de investigación conformado de una parte desarrollada en análisis de las fuentes convertidoras de voltaje, en el modelado y esquema de control por medio de simulación y finalmente las contribuciones y trabajo a futuro.

En el capítulo I se realiza un estudio de dispositivos FACTS, enfatizando en las características de operación, de desempeño, así como su conexión en el sistema de potencia.

En el capítulo II resumen las características más relevantes de los dispositivos semiconductores de potencia modernos que es posible emplear. Los interruptores utilizados en los VSC's deben tener una capacidad de apagado, o contar con un circuito auxiliar para producir la conmutación forzada, a fin de poder generar las formas requeridas.

En el capítulo III se realiza una descripción de las principales configuraciones utilizadas por las VSC's, y la explicación de su funcionamiento. En este trabajo se analizan las principales características de la configuración de seis pulsos, la operación de tal esquema, y se ejemplifica la obtención del espectro armónico del voltaje generado por la VSC, basado en el método de la transformada de Fourier para funciones de dos variables en el tiempo.

El capítulo IV incluye la descripción concisa de la configuración seleccionada: el inversor multi-nivel y sus diferentes topologías, conjuntamente a la explicación de su funcionamiento y la estrategia de control que emplea. Se exhiben las principales características de cada topología; se selecciona el Inversor Multinivel con Diodos de Anclaje(DCMLI) que utiliza el esquema de conmutación PWM basado en portadoras.

El capítulo V se describe el dispositivo tipo serie basado en la inyección de un voltaje en serie de magnitud y fase controlables usando la fuente inversora de voltaje trifásica de tres niveles basado en diodos de anclaje (DCMLI) que comprende el análisis de las principales señales en estado estable y transitorio que es capaz de responder para corregir las condiciones operativas en un enlace de transmisión después de un disturbio.

Finalmente, en el capítulo VI con base a los resultados se presentan las conclusiones y trabajo a futuro.

Capítulo 1

Sistemas Flexibles de Transmisión de CA-FACTS.

1.1. Introducción

Se realiza un estudio de la problemática de los sistemas de potencia, puntualizando en el uso de los dispositivos FACTS para la solución de problemas de estado estacionario y transitorio. Asimismo, énfasis en las ventajas que éstos presentan sobre los dispositivos de conmutación mecánica. Se realiza una revisión de la clasificación de los dispositivos FACTS en función de la forma de conexión a la red, así como una descripción de los dispositivos, la diferencia entre ellos y mencionando las principales características.

1.2. Definición del concepto FACTS

En la actualidad las compañías eléctricas tratan de suministrar energía eléctrica a los centros de carga con mínimo costo y con la confiabilidad requerida. En un sistema de transmisión complejo, la potencia entre una estación generadora y los centros de carga fluye a través de numerosas líneas. Las líneas de transmisión de corriente alterna están cada vez más cerca de su límite de transmisión de energía, y por el momento no parece posible detener el aumento en la demanda de energía eléctrica. Aunado a esto, el costo de las líneas de transmisión, así como las dificultades para su construcción, limitan la disponibilidad y el crecimiento de la capacidad de generación.

Los principales controles en los sistemas de potencia, tales como los cambiadores de taps en los transformadores y algunos compensadores serie y paralelo, son en gran parte dispositivos electromecánicos. Estos dispositivos, por ser de conmutación mecánica, son de acción lenta, de modo que tienen una mayor probabilidad de fallar, ya que estos tienden a desgastarse con rapidez comparados con los dispositivos estáticos. Así, el desempeño de estos dispositivos representa desde el punto de vista de operación en estado estable y dinámico, un problema de controlabilidad del sistema. Este tipo de limitaciones se han venido solucionando de tal manera que el sistema de potencia opere de manera efectiva y segura, con la ventaja, por ejemplo, de tener mejores márgenes de operación.

Los dispositivos FACTS son una tecnología basada en elementos de electrónica de potencia de alta velocidad, y pueden solucionar problemas que se presentan en los sistemas de potencia, como obtener el mayor provecho de los sistemas de transmisión y ayudar a la estabilidad del sistema. Abren nuevas oportunidades de control de la potencia y el incremento de la capacidad disponible, ya que la posibilidad de controlar la corriente a través de una línea a un costo razonable, permite incrementar la capacidad de las líneas existentes. Esto se puede lograr debido a que estos dispositivos tienen la capacidad de modificar parámetros que actualmente restringen a los sistemas eléctricos de potencia, permitiendo además operar las líneas de transmisión cerca de sus límites térmicos, lo que anteriormente no era posible sin violar las restricciones de seguridad del sistema.

Actualmente la tecnología de los FACTS se basa en la operación de fuentes convertidoras de voltaje o corriente, interconectadas en el lado de alta tensión de las redes eléctricas, con el propósito de realizar acciones de control sobre el sistema eléctrico [1]. En lo que respecta a los sistemas eléctricos de potencia, los dispositivos FACTS tienen un campo de acción amplio en las áreas de transmisión y distribución de energía.

En su expresión más general, el concepto de los FACTS está basado en la incorporación de dispositivos de electrónica de potencia en el lado de alta tensión de las redes eléctricas, con la idea de hacerlas electrónicamente controlables. Los FACTS, tal como se nombran ahora, surgieron en la década de los 80's en el EPRI (Electrical Power Research Institute), y fueron desarrollados a nivel conceptual por Hingorani y Gyugyi [2]. La manera en la que los dispositivos son capaces de alterar las cantidades eléctricas, como magnitudes de voltaje, flujos de potencia etc., ha ido cambiando el diseño de los equipos del sistema de potencia, así como los procedimientos para la operación y planeación.

De acuerdo al IEEE la definición de estos dispositivos es la siguiente [2]:

“Sistema de transmisión de corriente alterna que incorpora controladores estáticos basados en la electrónica de potencia para mejorar la controlabilidad e incrementar la capacidad de transferencia de potencia.”

La cualidad fundamental de los FACTS es que pueden contribuir a controlar las principales variables de los sistemas de potencia como son:

- La impedancia de la línea de transmisión.
- La magnitud del voltaje en algún nodo del sistema.
- El ángulo de fase del nodo.

1. Sistemas Flexibles de Transmisión de CA-FACTS.

La modificación de los parámetros mencionados permite la utilización de los dispositivos FACTS ante eventualidades que requieren acciones de control específicas en el sistema de potencia. Entre las principales acciones de control que realizan, se pueden mencionar las siguientes [7]:

- Control de los flujos de potencia
- Regulación del voltaje en los nodos.
- Aumento en el margen de estabilidad transitoria.
- Amortiguamiento de oscilaciones torsionales.

Existen otras características de control que se pueden realizar mediante la variación de cualquiera de estos parámetros. La mayoría de tales acciones se implementan mediante un control adecuado de la magnitud y el ángulo de fase del voltaje generado por la fuente convertidora de voltaje utilizada.

Observe que los dispositivos FACTS actúan para cambiar la distribución de la potencia transferida en un sistema eléctrico determinado, pero no pueden suministrar o remover potencia activa al sistema; además, los dispositivos FACTS pueden tener diferentes impactos en el sistema de potencia activa, por lo que es importante maximizar su uso, para lo cual se debe considerar cuidadosamente la localización geográfica, junto con su impacto económico, con el fin de obtener los mejores resultados.

1.3. Flujo de potencia en rutas paralelas

Para enfatizar las ventajas que presentan los dispositivos FACTS se considera el siguiente ejemplo. En la Fig. 1.1 [2] se muestra un área de gran generación representada por el generador G_1 que suministra potencia hacia un área con déficit de generación representada por G_2 a través de dos rutas paralelas. Si no se aplica ningún tipo de control, la transferencia de potencia es inversamente proporcional a las impedancias de las líneas de transmisión.

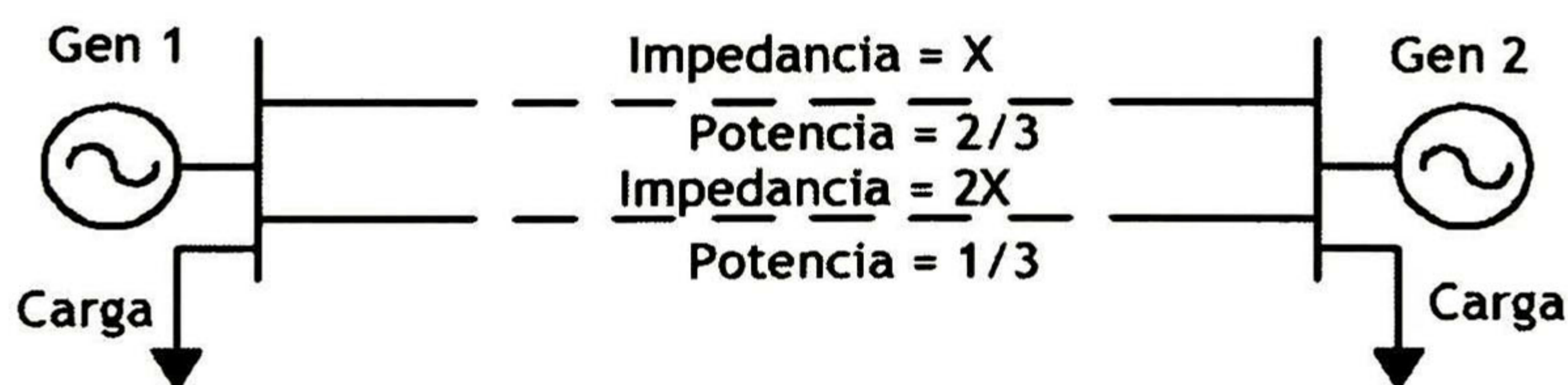


Fig. 1.1: Red con transmisión en rutas paralelas.

Una de las alternativas que existen para remediar este problema es el uso de un controlador FACTS en serie con la línea de transmisión como se muestra en la Fig. 1.2 [2].

Al controlar la impedancia, Fig. 1.2 (a), o el ángulo de fase, Fig. 1.2 (b), se puede controlar el flujo de potencia a voluntad hasta prácticamente alcanzar el límite térmico de la línea.

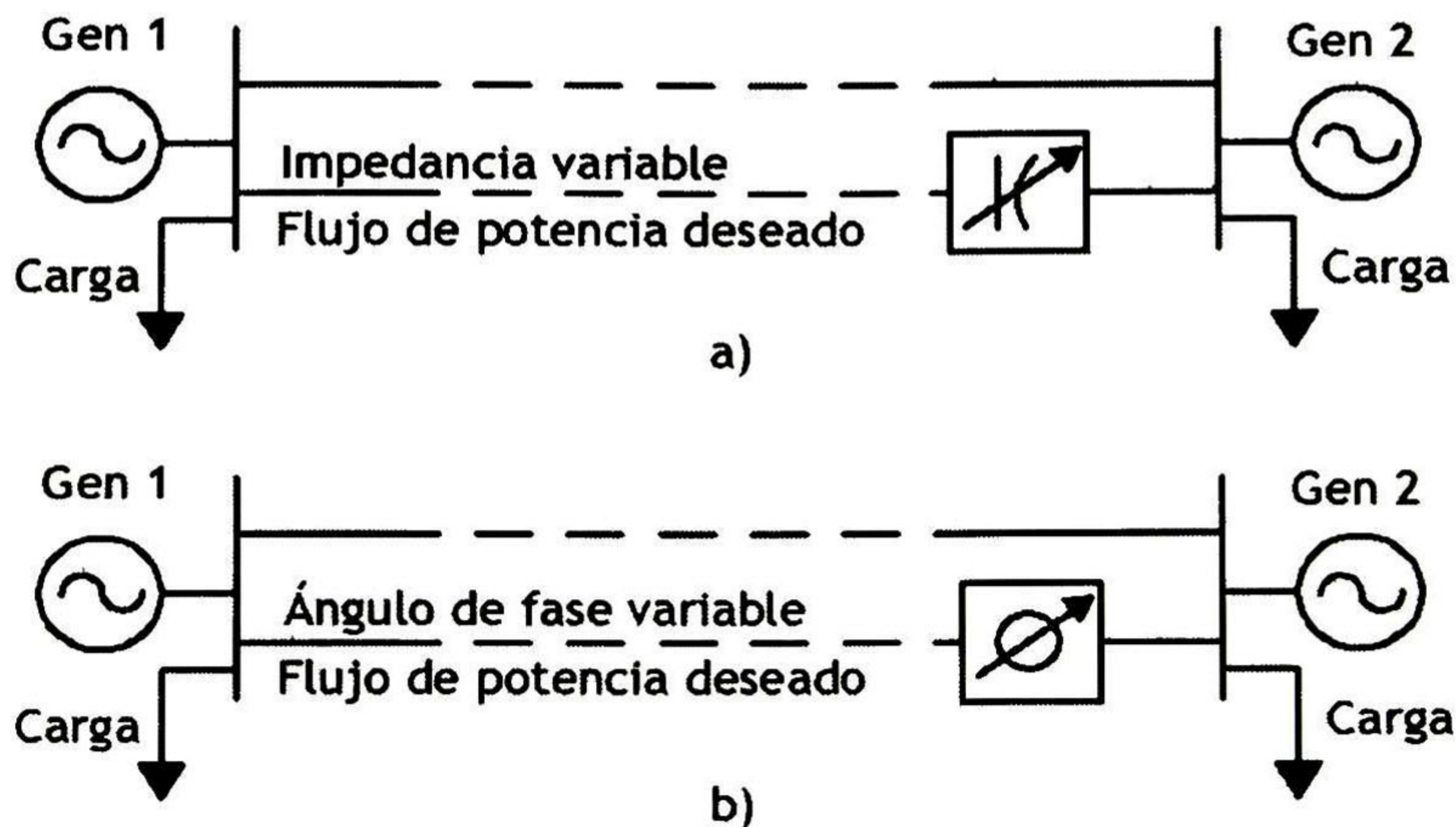


Fig. 1.2: Controladores FACTS en serie con la línea.

1.4. Flujo de potencia en un sistema mallado

Un esquema simplificado en el que dos generadores ubicados en zonas distintas envían energía a una carga a través de una red que consiste de tres líneas en una conexión mallada como se ilustra en la Fig. 1.3 [5]. Para este ejemplo las líneas G_1C , G_2C y G_1G_2 tienen un límite continuo de carga de 2000, 1250 y 1000 MW, respectivamente. Los límites de emergencia son del doble para cada una de las líneas y pueden soportarlos por un período de tiempo que permita redistribuir la potencia en caso que ocurra la pérdida de una de las líneas. Se sabe que la transferencia de potencia se rige de acuerdo a la impedancia serie de la línea que es altamente inductiva y es independiente de los límites térmicos, pérdidas en la línea o contratos de suministro. Si el generador G_1 tiene un nivel de generación de 2000 MW y el generador G_2 de 1000 MW se está entregando a la carga un total de 3000 MW.

Las impedancias para cada línea se exhiben en la Fig. 1.3, así como el flujo de potencia transmitido para cada una dependiendo de su impedancia. Como puede observarse estos niveles de transferencia de potencia sobrecargan la línea G_2C . Para corregir este problema se podría disminuir la generación en G_2 y aumentar G_1 , y de esta manera alimentar la carga sin sobrecargar la línea G_2C .

1. Sistemas Flexibles de Transmisión de CA-FACTS.

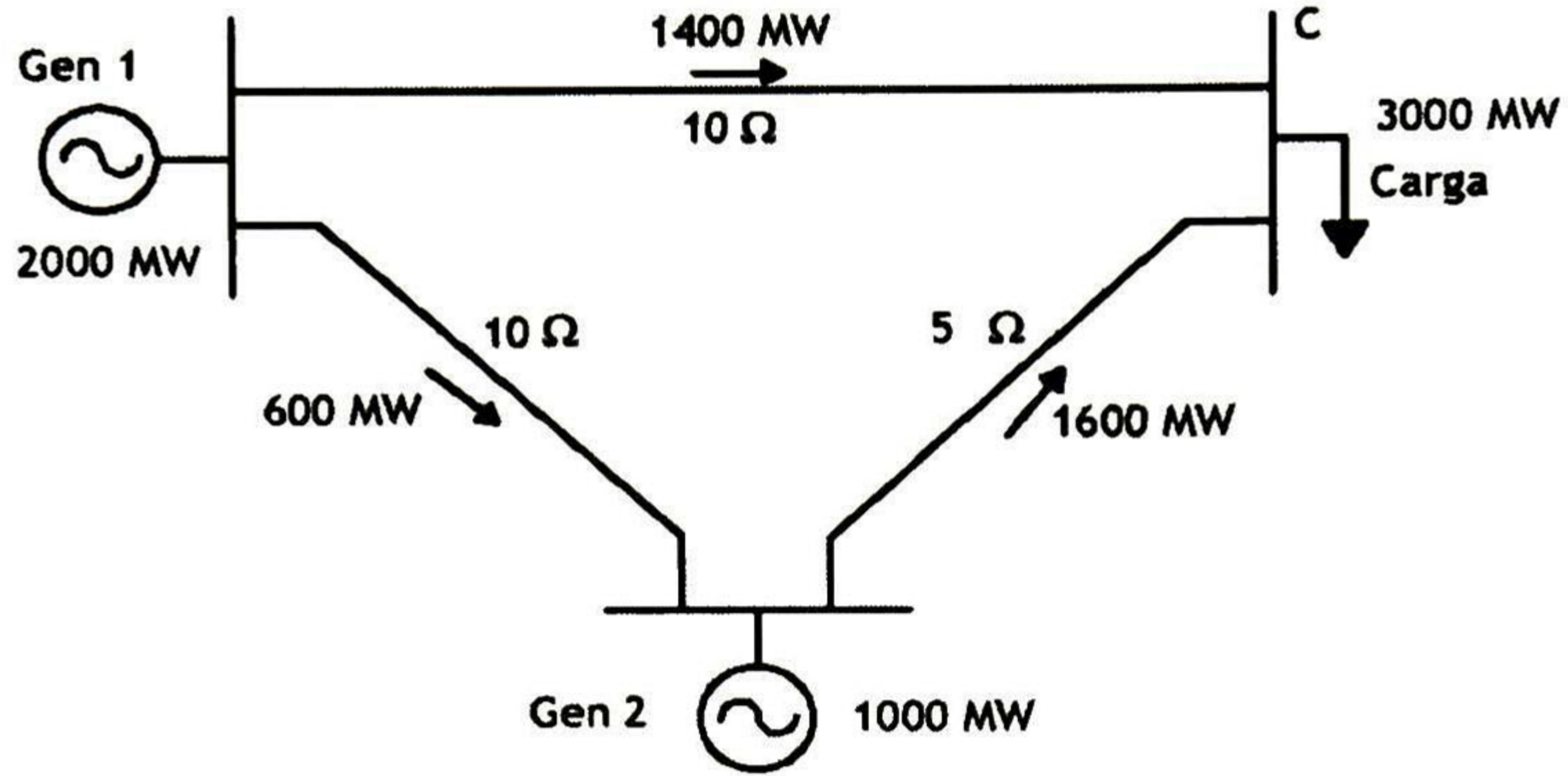


Fig. 1.3: Red de transmisión mallada.

Si se inserta un capacitor con una reactancia a frecuencia fundamental de -5Ω , como se muestra en la Fig. 1.4 (a), la impedancia total de la línea se reduce de 10Ω a 5Ω , de esta manera el flujo de potencia a través de las líneas G_1G_2 , G_2C y G_1C será de 250, 1250 y 1750 MW, respectivamente [5].

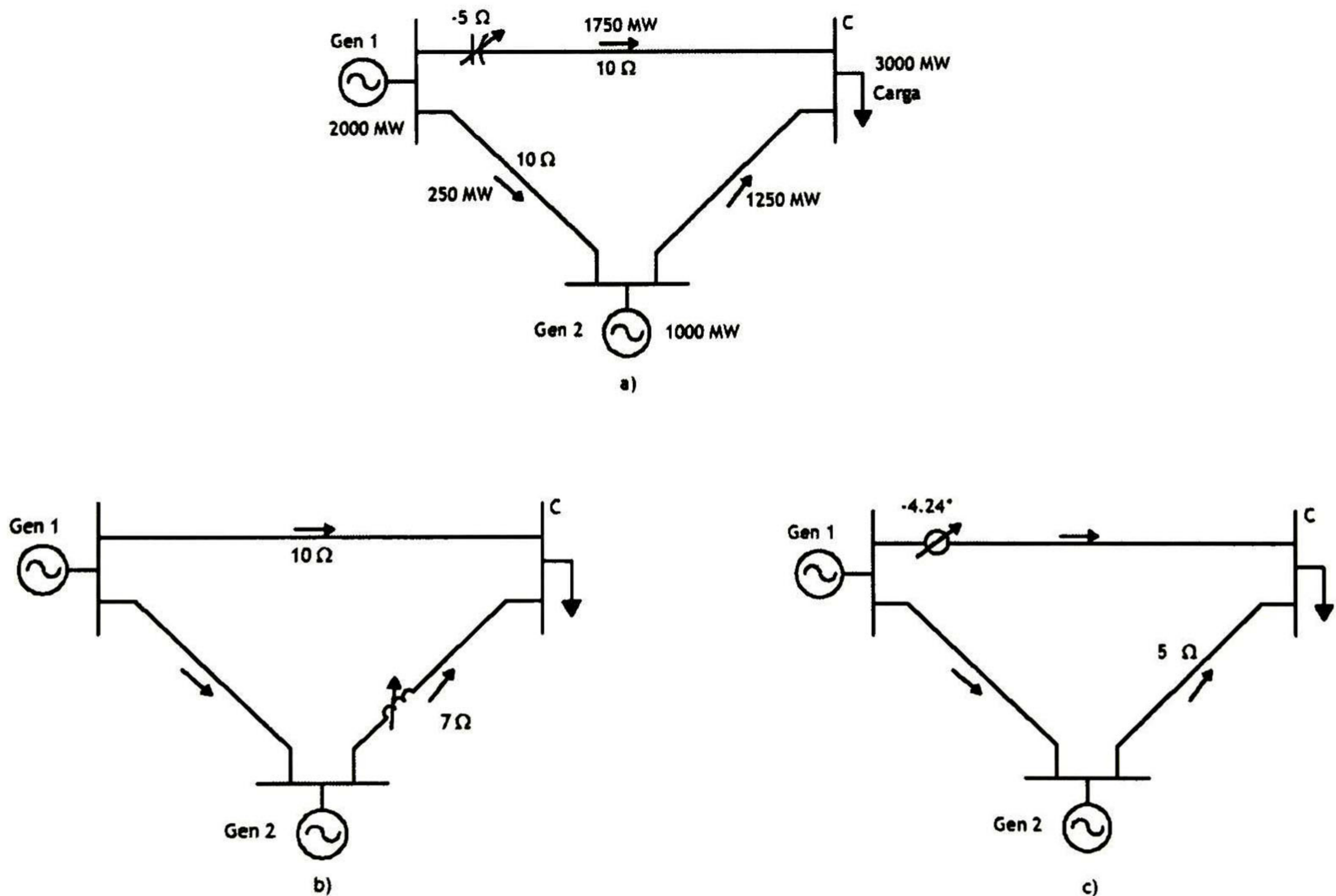


Fig. 1.4: Dispositivos FACTS utilizados en una red mallada.

Es de suponer que si el capacitor serie es ajustable se podrán alcanzar otros niveles de transferencia de potencia dependiendo de las necesidades del sistema.

Si el capacitor es de conmutación mecánica se verá limitado en términos de velocidad de operación ya que los componentes mecánicos tienden a desgastarse; de esta manera el dispositivo no podrá cubrir los requerimientos de carga en las líneas ya que éstos cambian de manera continua con las condiciones operativas, pronósticos de generación y salida de líneas.

En la red mallada, al insertar un reactor de 7Ω en serie con la línea G_{2C} se incrementa su impedancia, y se obtiene la misma distribución de flujos de potencia que utilizando el capacitor serie, esto se muestra en la Fig. 1.4 (b) [5]. Al igual que como ocurre con el capacitor, el reactor serie puede ser controlado por tiristores, de esta manera se consigue ajustar el flujo de potencia, así como el amortiguamiento de oscilaciones.

Una de las opciones es instalar un regulador de ángulo de fase controlado por tiristores en lugar de un capacitor o un reactor en serie, éste puede colocarse en cualquiera de las tres líneas y obtenerse resultados similares. En la Fig. 1.4 (c) el regulador se instala en la línea G_{1C} para reducir la diferencia de ángulo de fase entre ambas barras [5].

Del ejemplo anterior puede notarse que usando un solo controlador FACTS se obtiene el resultado deseado, además se pueden emplear diferentes dispositivos en diferentes líneas. Así, la decisión del tipo de controlador y el lugar de instalación se puede hacer tomando en cuenta aspectos económicos, operativos, etc.

Mejoras posibles de la tecnología FACTS [5].

- Un mayor control de potencia, para permitir el flujo en rutas preestablecidas.
- Incremento de la capacidad de carga de la línea hasta su límite térmico.
- Amortiguamiento de oscilaciones de potencia que pueden dañar equipos o limitar la capacidad de transmisión útil.
- Una mayor habilidad para la transferencia de potencia entre áreas controladas para poder reducir el margen de reserva de generación.
- Incremento del uso de fuentes de generación de costo más bajo.
- Limitar los efectos de fallas en el sistema y fallas en equipos previniendo salidas en cascadas.

1.5. Clasificación de los dispositivos FACTS

Los dispositivos FACTS (Sistemas Flexibles de Transmisión de CA)[5] pueden maximizar las capacidades del sistema controlando una o múltiples variables del sistema como pueden ser voltajes y flujos de potencia activa y reactiva. Existen FACTS de operación en derivación para el control de la magnitud de voltaje nodal (local o remoto) como el TCR (Reactor Controlado por Tiristores), SVC (Compensador Estático de Vars) y de última generación el STATCOM (Compensador Estático Síncrono). Los FACTS de operación en serie como el TCSC (Capacitor Serie Controlado por Tiristores) y el SSSC (Compensador Serie Estático Síncrono) permiten el control del flujo de potencia activa.

Estos dispositivos permiten controlar la corriente en una línea a costo relativamente bajo comparado con lo que representa su construcción, esto abre nuevas expectativas para incrementar la capacidad de las líneas ya existentes y/o controlar el flujo de potencia a través de ellas.

Los controladores FACTS tienen la posibilidad de controlar todas las características fundamentales de los sistemas de potencia; perfil de voltaje, flujos en líneas, impedancias serie y derivación y la topología de la red [6]. Las características de estos dispositivos permiten solucionar problemas de operación de estado estable del sistema, sin necesidad de realizar un redespacho de generación, de ahí que se diga que hacen más flexible a la red.

Los dispositivos FACTS pueden dividirse en tres grandes categorías, de acuerdo a la conexión que se utiliza para interconectarlos con el sistema de potencia. Considerando lo anterior se tienen las siguientes categorías:

1. **Controladores en serie:** El controlador serie como se ilustra en la Fig.1.5(a), puede consistir en una impedancia variable como capacitor, reactor, etc., o una fuente variable de voltaje basada en electrónica de potencia a frecuencia fundamental, subsíncrona, armónica o una combinación de ellas. El principio de operación de todos los controladores serie es inyectar un voltaje en serie con la línea. Una impedancia variable multiplicada por la corriente que fluye a través de ella representa un voltaje en serie inyectado a la línea. Mientras el voltaje esté en cuadratura con la corriente de línea, el controlador serie sólo aporta o consume potencia reactiva; cualquier otro ángulo de fase representa manejo de potencia activa[2]. Dispositivos serie son:

- Compensador Serie Estático Síncrono (SSSC).
- Capacitor en Serie Controlado por Tiristores (TCSC).
- Capacitor en Serie Conmutado por Tiristores (TSSC).
- Reactor Serie Controlado por Tiristores(TCSR).
- Reactor en Serie Conmutado por Tiristores (TSSR).

2. **Controladores en derivación:** Al igual que el controlador en serie, el controlador en derivación el cual se exhibe en la Fig. 1.5(b), puede consistir de una impedancia variable, fuente variable de voltaje, o una combinación de ambas. El principio de operación de todos los controladores en derivación es inyectar corriente al sistema en el punto de conexión. Una impedancia variable conectada al voltaje de línea causa un flujo de corriente variable que representa una inyección de corriente a la línea. Mientras la corriente inyectada esté en cuadratura con el voltaje de línea, el controlador en derivación sólo aporta o consume potencia reactiva; cualquier otro ángulo de fase representa manejo de potencia activa. Dispositivos que se conectan en derivación son:

- Generador Estático Síncrono (SSG).
- Compensador Estático de Reactivos (SVC).
- Compensador Estático Síncrono (STATCOM).
- Reactor Controlado por Tiristores (TCR).
- Capacitor Controlado por Tiristores (TSC).

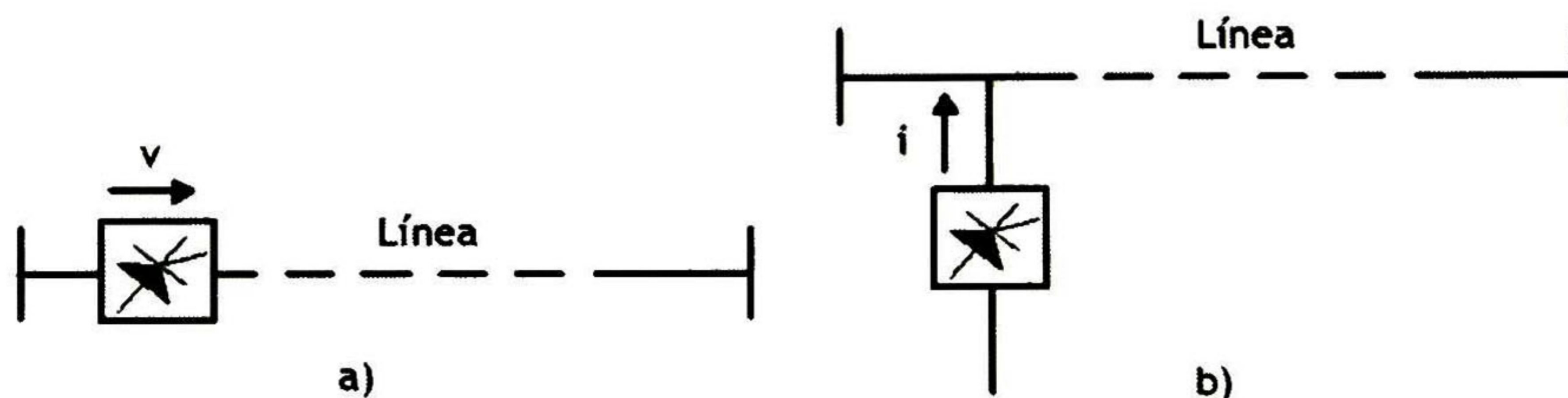


Fig. 1.5: Diagrama esquemático del controlador de serie y derivación.

3. **Controladores combinados serie - derivación:** Este dispositivo puede ser una combinación de dispositivos en derivación y serie controlados de manera coordinada, o un controlador de flujo de potencia unificado con elementos serie y derivación como se muestra en la Fig. 1.6. El principio de operación de los controladores serie-derivación es inyectar corriente al sistema con la parte en derivación del controlador, y voltaje en serie con la línea utilizando la parte serie. Cuando los controladores serie y derivación son unificados puede haber un intercambio de potencia activa entre ellos a través del enlace de potencia. Ejemplo de estos son:

- Controlador Unificado de Flujos de Potencia (UPFC).
- Transformador cambiador de fase controlado por tiristores(TCPST).

1. Sistemas Flexibles de Transmisión de CA-FACTS.

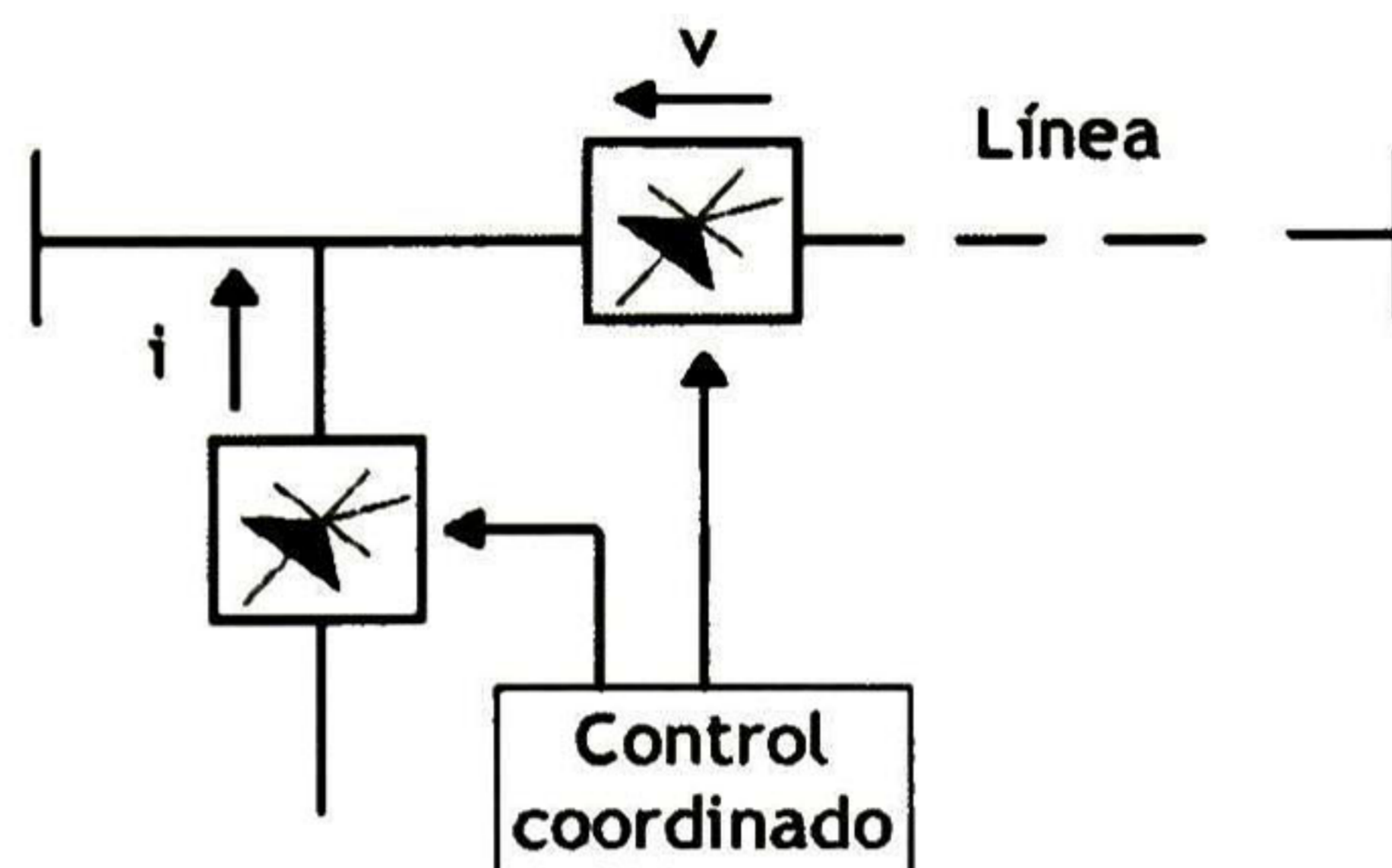


Fig. 1.6: Diagrama esquemático del controlador de serie-derivación.

Un controlador serie tiene su impacto sobre el voltaje de línea y por consiguiente directamente sobre el flujo de corriente y potencia a través de la línea. Por otro lado, si el propósito de utilizar un dispositivo es controlar el flujo de corriente/potencia y el amortiguamiento de oscilaciones, el controlador serie es más poderoso que el controlador en derivación, ya que esto permite la posibilidad de modificar la impedancia serie de la línea de transmisión, que es uno de los parámetros que determinan el flujo de corriente/potencia[2]. De igual forma el controlador en derivación puede verse como una fuente de corriente que inyecta corriente a la línea. De esta manera un dispositivo en derivación es una forma de controlar el voltaje en y alrededor del punto de conexión a través de la inyección de corriente reactiva en atraso o en adelanto. Puede también darse una combinación de corriente activa y reactiva para un control más efectivo de voltaje y amortiguamiento de oscilaciones de voltaje.

En un controlador serie es necesario mantener el voltaje de línea dentro de un rango especificado; durante las fluctuaciones de voltaje son en gran medida una consecuencia de la caída del voltaje en la impedancia serie de las líneas, transformadores y generadores. Así, si se utiliza un controlador FACTS en serie se puede mejorar el perfil de voltaje, pero a un costo muy elevado. Un controlador en derivación es mucho más efectivo para mantener el perfil de voltaje requerido en una subestación. Una de las ventajas del controlador en derivación es que se abastece al nodo independientemente de las líneas conectadas a él [7].

Para resolver un problema que involucra controladores serie se podría requerir, aunque no necesariamente, un controlador para cada una de las líneas conectadas a la subestación; no obstante, esto no implica una razón decisiva para elegir un controlador en derivación, ya que el nivel de potencia requerido en un controlador serie es pequeño comparado con el de uno en derivación. De cualquier manera el dispositivo en derivación no puede controlar el flujo de potencia sobre las líneas.

Se sugiere diseñar los controladores serie para operar durante contingencias, sobrecargas dinámicas y corrientes de corto circuito. Estos dispositivos se pueden proteger mediante supresores de picos, o a través de dispositivos de estado sólido que inhiben su operación cuando la corriente de falla es demasiado grande. Se puede prever que la combinación de controladores serie y derivación puede ofrecer las ventajas de cada uno de ellos, como lo son control de flujo de corriente/potencia de línea y el control de voltaje nodal.

1.6. Descripción general de controladores FACTS

1.6.1. Convertidores de voltaje y corriente

Los controladores basados en convertidores pueden usar convertidores de voltaje o de corriente, ambos con base en tiristores de apagado por compuerta.

En el convertidor de voltaje se representa por un tiristor de apagado por compuerta en paralelo con un diodo conectado inversamente y un capacitor de cd como fuente de voltaje, el cual se ilustra en la Fig.1.7 (a). El convertidor de corriente se representa por un tiristor de apagado por compuerta con un diodo en serie y un reactor de cd como fuente de corriente, como se muestra en la Fig. 1.7 (b).

El convertidor de voltaje se presenta el voltaje de cd del capacitor de parámetros fijos (frecuencia, magnitud y fase) y obtener la salida un voltaje de ca , a través de la conmutación de los tiristores en forma secuencial. A través de una configuración adecuada del convertidor es posible controlar la salida de voltaje de ca en magnitud y fase con relación al voltaje de ca del sistema.

La capacidad de almacenamiento del capacitor de cd es pequeña y no hay otra fuente de poder conectada, éste no puede proporcionar o absorber potencia activa más de un ciclo. El voltaje de ca de salida se mantiene a 90° con respecto a la corriente de ca , en adelante o en atraso, en este caso el convertidor se usa para absorber o suministrar únicamente potencia reactiva. Por otro lado, en el convertidor de corriente, la corriente de cd se representa en el lado de ca a través de la conmutación de tiristores en forma secuencial como una corriente de ca variable en amplitud y fase con relación al voltaje de ca del sistema.

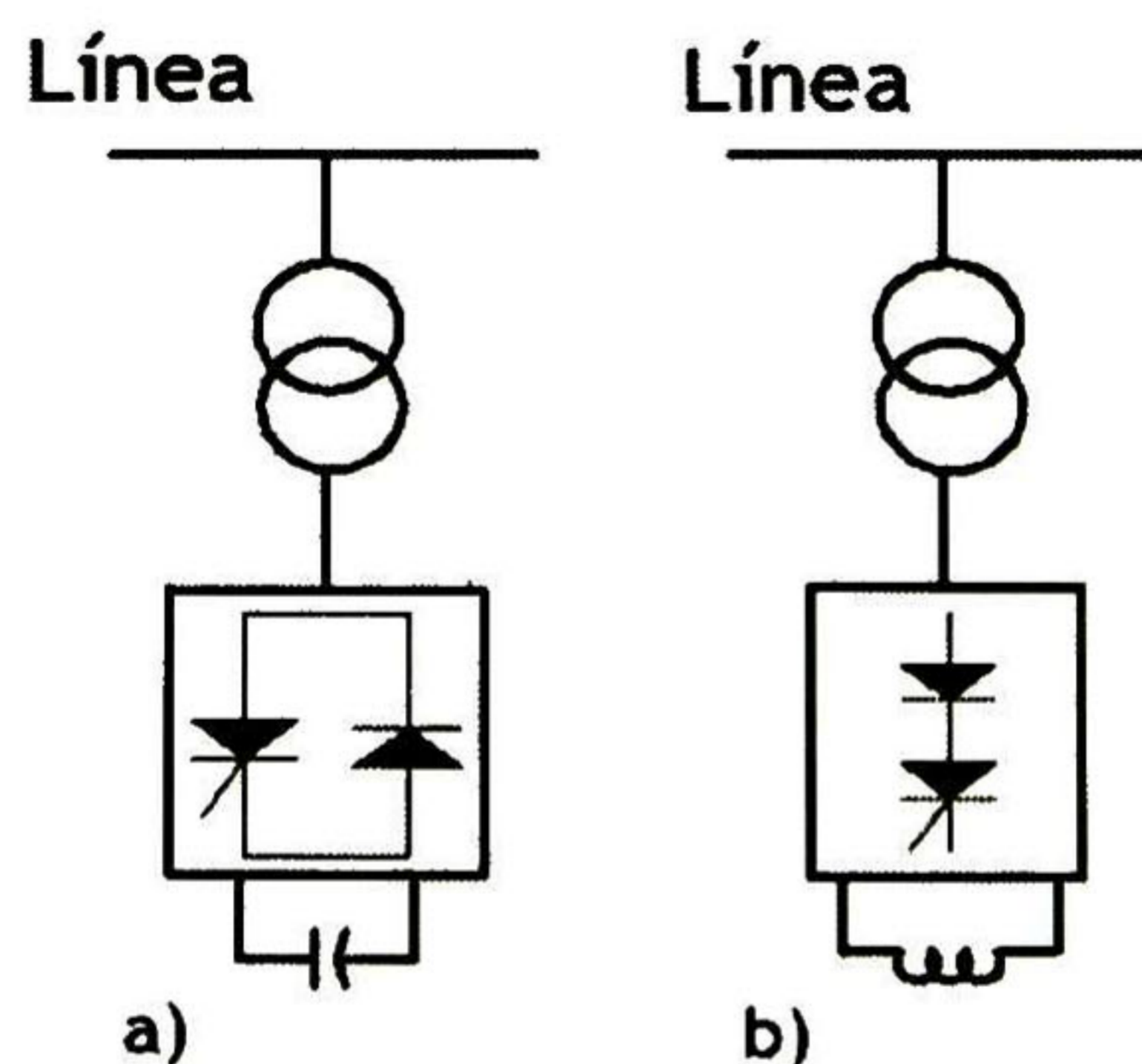


Fig. 1.7: Diagrama esquemático del STATCOM basado en convertidores de voltaje y corriente.

1. Sistemas Flexibles de Transmisión de CA-FACTS.

1.6.2. Controladores en serie

- **Compensador Serie Estático Síncrono (SSSC).** Generador estático síncrono operado sin una fuente de poder externa al igual que un compensador serie, cuya salida de voltaje está en cuadratura y controlada independientemente de la corriente de línea con el propósito de incrementar o decrementar la caída de voltaje reactivo a través de la línea, y así controlar la potencia eléctrica transmitida. El SSSC puede incluir dispositivos de almacenamiento de energía para transitorios o dispositivos de absorción de energía para mejorar el comportamiento dinámico del sistema de potencia a través de compensación temporal adicional de potencia activa, para incrementar o decrementar momentáneamente la caída resistiva de voltaje a través de la línea, Fig 1.8 (a).
- **Capacitor Serie Controlado por Tiristores (TCSC).** Compensador de reactancia capacitiva que consiste de un banco de capacitores en serie, en paralelo con un reactor controlado por tiristores a fin de proveer una reactancia capacitiva serie variable, Fig 1.8(b).
- **Capacitor Serie Conmutado por Tiristores (TSSC).** Compensador de reactancia capacitiva que consiste de un banco de capacitores en serie, en paralelo con un reactor conmutado por tiristores para proveer control de reactancia capacitiva.
- **Reactor Serie Controlado por Tiristores (TCSR).** Compensador de reactancia inductiva que consiste de un reactor serie en paralelo con un TCR a fin de proveer una reactancia variable.
- **Reactor Serie Conmutado por Tiristores (TSSR).** Compensador de reactancia inductiva que consiste de un reactor conmutado por tiristores, a fin de proveer control de reactancia inductiva serie[8].

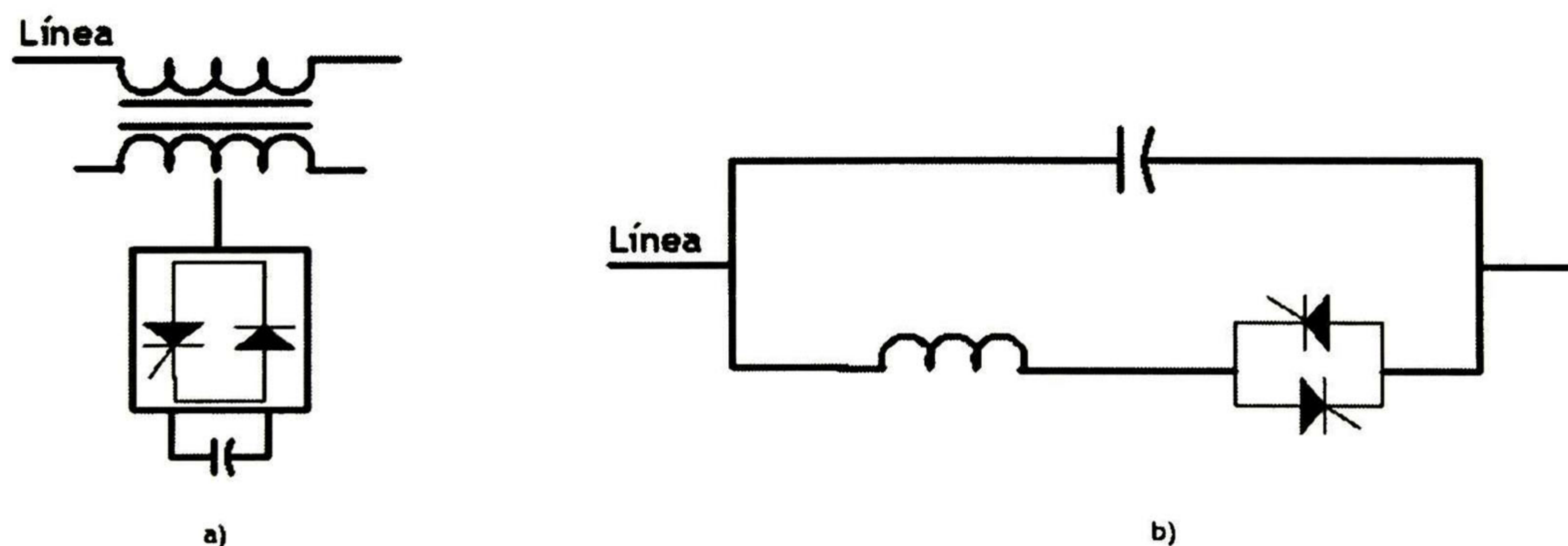


Fig. 1.8: Diagrama esquemático del SSSC y el TCSC.

1.6. Descripción general de controladores FACTS

El SSSC es uno de los controladores FACTS más importantes. Puede construirse con base en convertidores de voltaje o de corriente, su diagrama esquemático se ilustra en la Fig. 1.8 (a).

El TCSC está basado en tiristores sin capacidad de apagado. Este dispositivo es una alternativa para el SSSC, y es un dispositivo FACTS muy importante. Un reactor variable como un TCR se conecta en paralelo con un capacitor serie. Cuando el ángulo de disparo del TCR es de 180° , no existe conducción a través del reactor y el capacitor serie tiene su impedancia normal; mientras el ángulo de disparo decrece desde 180° , la impedancia capacitiva aumenta. Cuando el ángulo de disparo es de 90° , existe conducción total a través del reactor y la impedancia total se vuelve inductiva, ya que la impedancia del reactor se diseña para ser mucho más baja que la del capacitor serie. Con un ángulo de disparo de 90° el TCSC ayuda a limitar la corriente de falla. Este dispositivo puede consistir de uno o de varios módulos a fin de lograr un mejor desempeño, en la Fig.1.8(b) se exhibe su diagrama esquemático.

El TSSC es un dispositivo al no tener control de ángulo de disparo, solo puede operar en dos condiciones distintas, ángulo de disparo de 90° ó 180° , esta característica puede reducir el costo y las pérdidas del controlador.

El TCSR actúa cuando, con el ángulo de disparo del TCR en 180° , el interruptor quien deja de conducir, y el reactor sin control actúa como un limitador de corriente de falla. A medida que el ángulo decrece desde 180° , la inductancia neta decrece hasta que el ángulo de disparo es de 90° ; en este punto la inductancia neta es el paralelo de los dos reactores. Este dispositivo al igual que el TCSC puede consistir de una o varias unidades pequeñas en serie. En la Fig. 1.9 se exhibe su diagrama esquemático. El último dispositivo es un complemento del TCSR, con la diferencia de que en el TSSR los tiristores no tienen control de ángulo de disparo, Fig.1.9,[7].

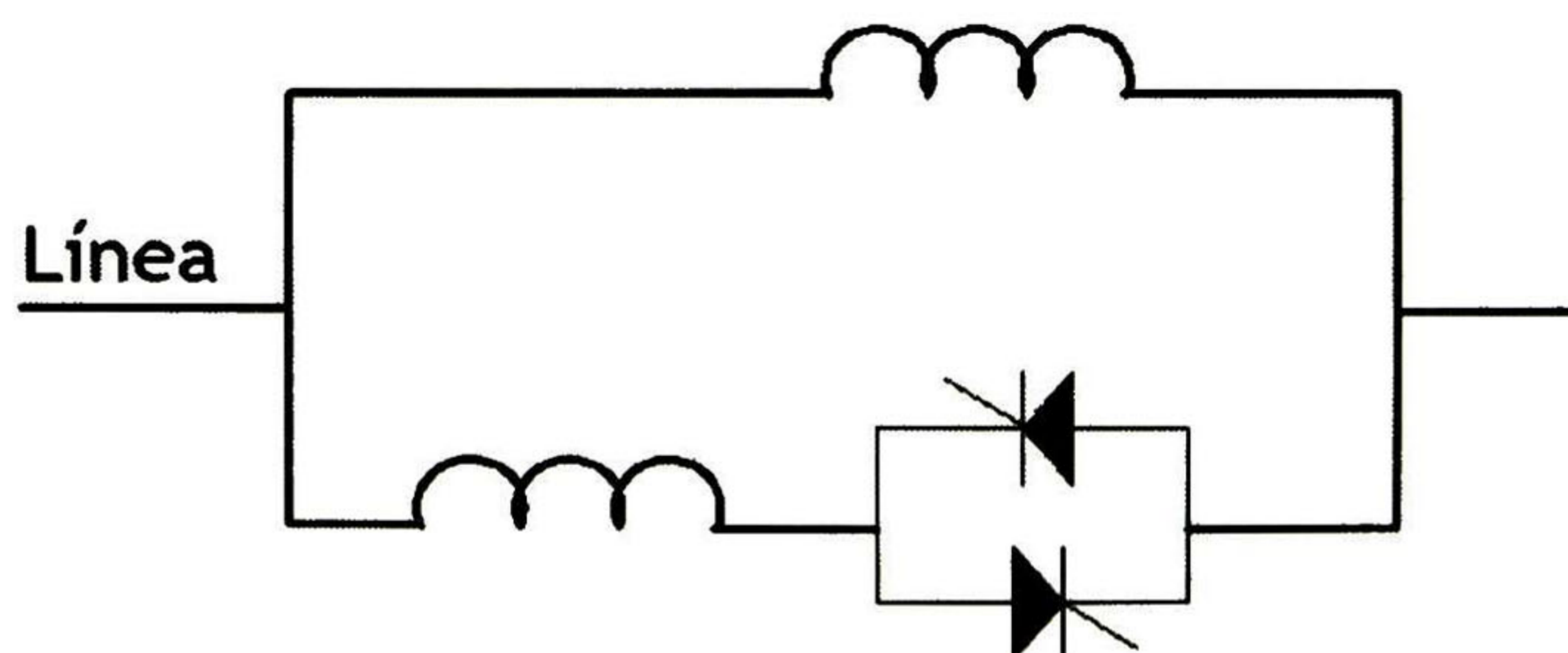


Fig. 1.9: Diagrama esquemático del TCSR y el TSSR.

1. Sistemas Flexibles de Transmisión de CA-FACTS.

1.6.3. Controladores en derivación

- **Generador estático síncrono (SSG).** Convertidor estático de potencia autoconmutado alimentado de una fuente de energía eléctrica apropiada y operado para producir un conjunto de voltajes de salida multifase ajustables, que puede ser acoplado a un sistema de potencia de *ca* con el propósito de intercambiar independientemente y de manera controlada potencia activa y reactiva, Fig. 1.10.
- **Compensador Estático de Reactivos (SVC).** Este dispositivo genera o absorbe potencia reactiva. La salida se ajusta para intercambiar corriente capacitiva o inductiva y así mantener o controlar parámetros específicos (típicamente el voltaje en una barra) del sistema eléctrico de potencia.
- **Compensador Estático Síncrono (STATCOM).** Compensador estático síncrono operado como compensador estático de reactivos en derivación, en el que es posible controlar la corriente de salida capacitiva o inductiva de manera independiente del voltaje de *ca* del sistema.
- **Reactor Controlado por Tiristores (TCR).** Reactor controlado por tiristores que varía su reactancia efectiva de manera continua mediante control parcial de conducción de los tiristores.
- **Capacitor Conmutado por Tiristores (TSC).** Capacitor en derivación conmutado por tiristores cuya reactancia efectiva varía de acuerdo a la operación de los tiristores de conducción total o nula [8].

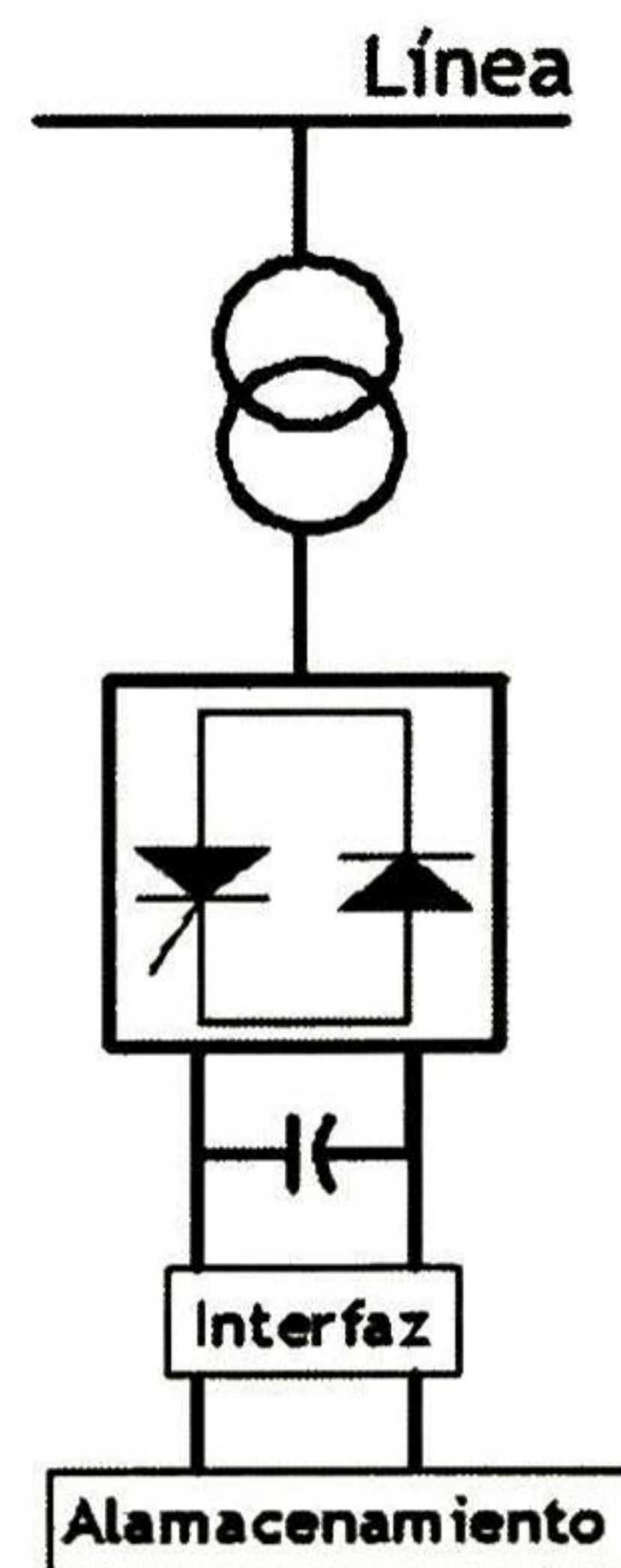


Fig. 1.10: Diagrama esquemático de la unidad SSG.

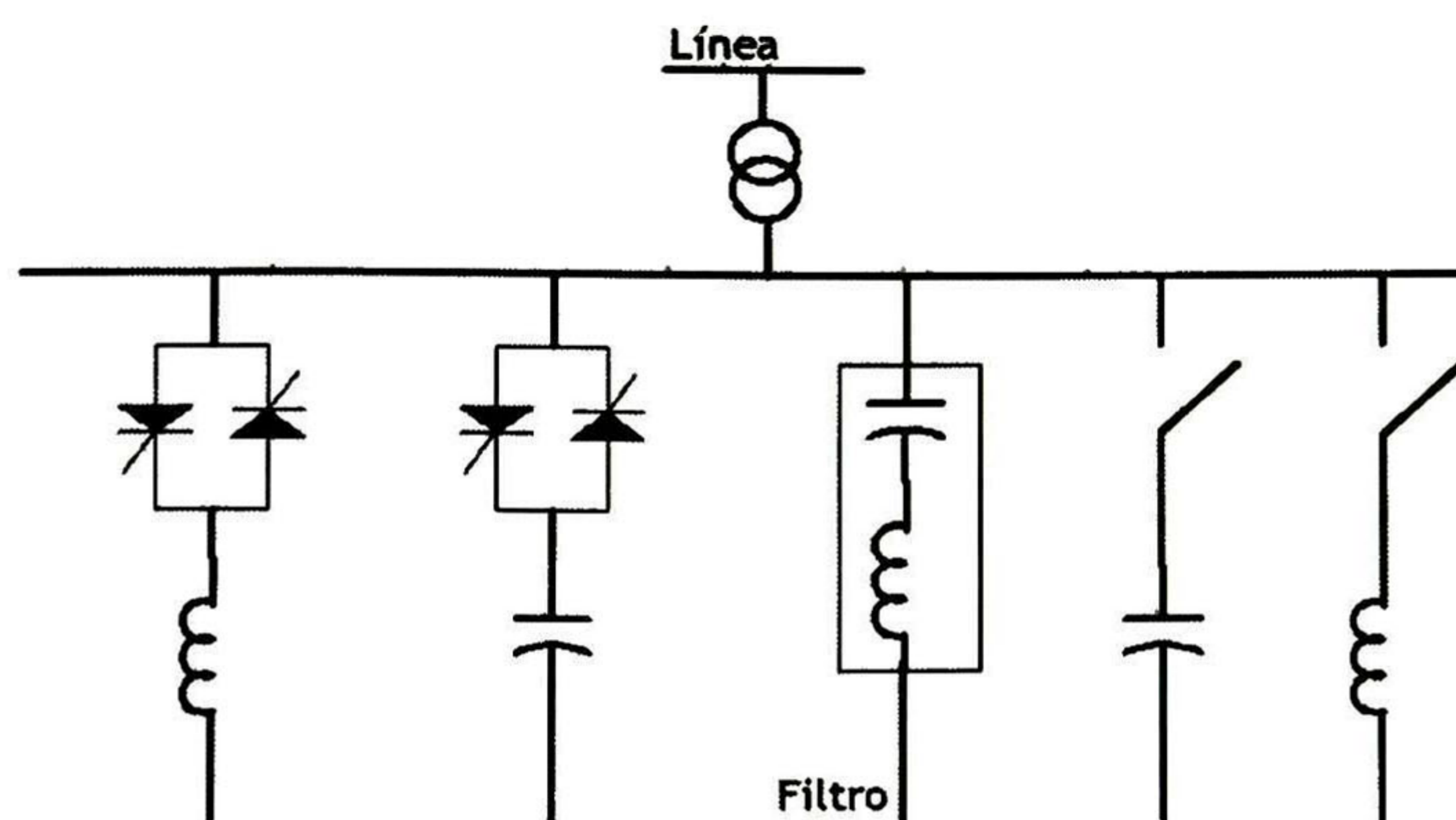


Fig. 1.11: Diagrama esquemático del SVC.

El SSG es una combinación de STATCOM y cualquier fuente de energía para absorber o suministrar potencia. El término SSG, generaliza la conexión de cualquier fuente de energía incluyendo una batería, imán superconductor, capacitor de *cd* de gran almacenamiento, otro rectificador/inversor, etc., su diagrama se muestra en la Fig. 1.10. El SVC se basa en tiristores convencionales, es decir, dispositivos sin capacidad de apagado. La diferencia que existe en este dispositivo y un STATCOM radica en el principio básico de operación. Por otro lado, el SVC opera con base de TCR's y TSC's que hacen la función de una admitancia reactiva controlada conectada en derivación, su diagrama esquemático se exhibe en la Fig. 1.11.

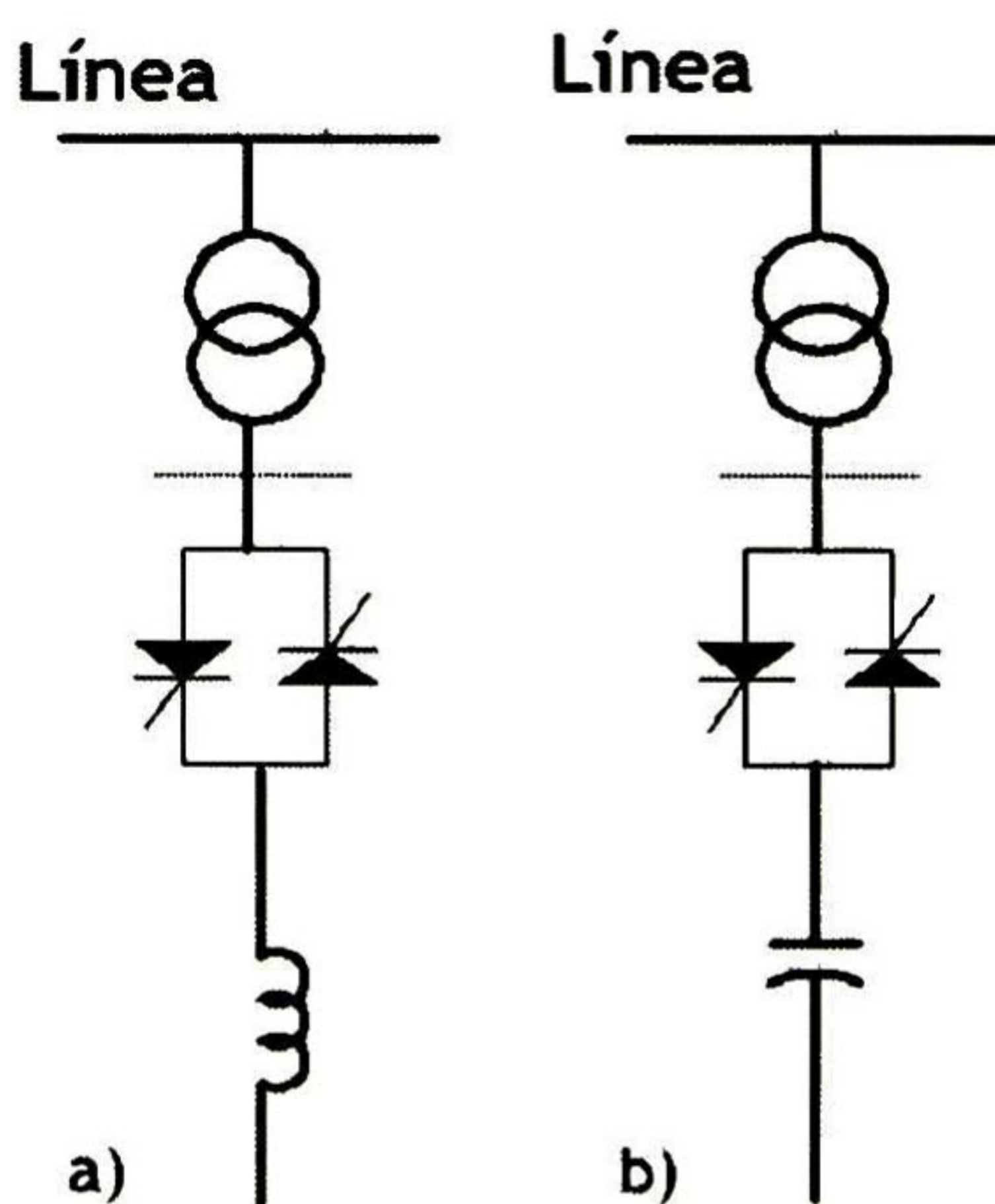


Fig. 1.12: Diagrama esquemático de TCR Y el TSR.

1. Sistemas Flexibles de Transmisión de CA-FACTS.

El STATCOM es uno de los controladores FACTS más importantes. Puede estar basado en convertidores de corriente o de voltaje. La Fig.1.7 ilustra un diagrama simple de una línea con un STATCOM basado en un convertidor de voltaje y en un convertidor de corriente. El TCR es un subconjunto del SVC en el que el tiempo de conducción, y por lo tanto, la corriente en el reactor en derivación está controlada por un conmutador de tiristores con control de ángulo de disparo, en la Fig.1.12 (a) se exhibe su diagrama esquemático. El TSC es también un subconjunto del SVC en el que los conmutadores de *ca* basados en tiristores se utilizan para conectar o desconectar unidades de capacitores en serie, para así alcanzar la potencia requerida por el sistema. A diferencia de los reactores en derivación, los capacitores en derivación no pueden conmutarse continuamente con un control de ángulo de disparo, en la Fig.1.12(b) se muestra su diagrama esquemático[7].

1.6.4. Controladores combinados serie-derivación

- **Controlador de Flujos de Potencia Unificado (UPFC)** Es una combinación del compensador estático síncrono (STATCOM) y el compensador serie estático síncrono (SSSC), acoplados a través de un enlace de *cd*, para permitir el flujo bidireccional de potencia activa entre las terminales serie de salida del SSSC y las terminales en derivación de salida del STATCOM, controlados para proveer compensación activa y reactiva serie sin una fuente de energía eléctrica externa. El UPFC a través de la inyección de voltaje en serie, es capaz de controlar el voltaje de línea, impedancia, y ángulo, o alternativamente el flujo de potencia activa y reactiva de la línea. El UPFC puede también proporcionar compensación reactiva en derivación con control independiente.
- **Transformador Cambiador de Fase Controlado por Tiristores (TCPST).** Transformador cambiador de fase ajustado por tiristores para proporcionar un ángulo de fase que varía rápidamente [8].

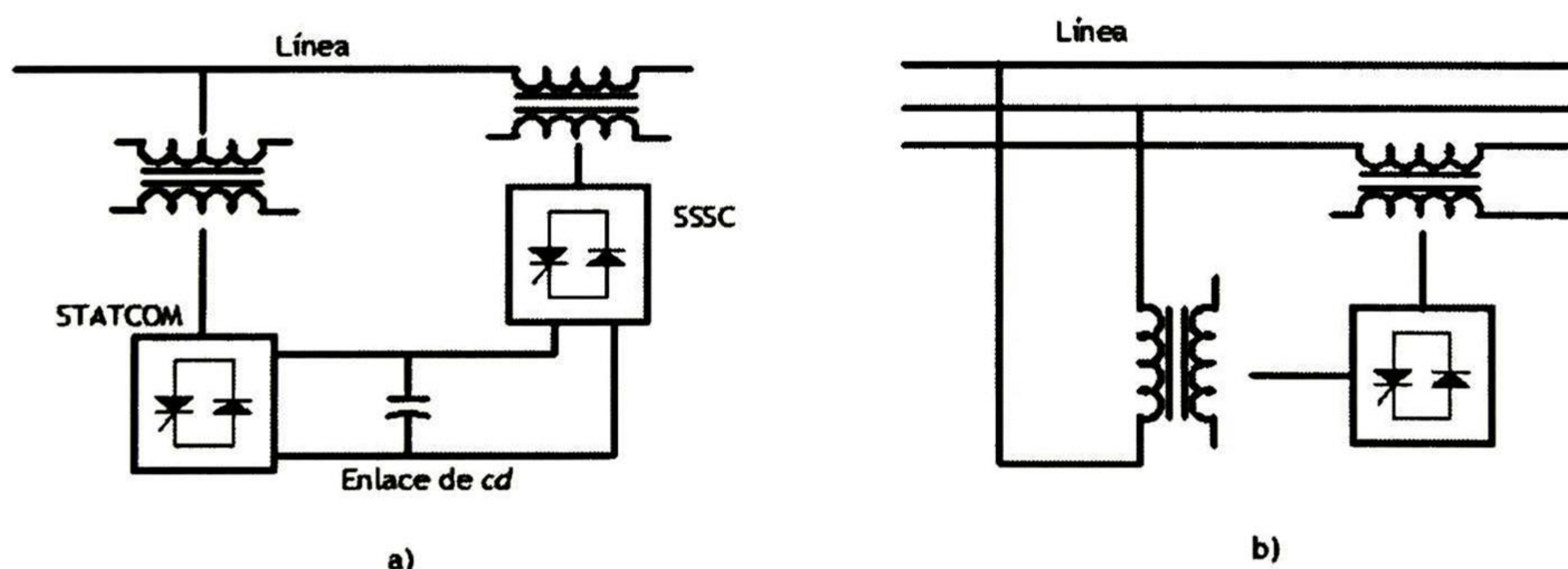


Fig. 1.13: Diagrama esquemático de UPFC y el TCPST.

El UPFC es un dispositivo capaz de controlar potencia activa y reactiva a través de la línea, así como voltaje de línea. Esto es debido a que este dispositivo tiene la capacidad de modificar los parámetros que determinan la transferencia de potencia, como son, magnitudes de voltaje, impedancia de línea y ángulos de fase [9]. El diagrama esquemático del UPFC se ilustra en la Fig. 1.13 (a).

Generalmente el cambio de fase se obtiene sumando un voltaje en cuadratura en serie con una de las fases de la línea. Este vector se obtiene de las otras dos fases a través de transformadores conectados en derivación. Para hacer variar este voltaje se utilizan diferentes configuraciones de dispositivos de electrónica de potencia. Una configuración capaz de invertir la polaridad del voltaje permite el cambio de fase en cualquier dirección. A este controlador se le conoce también como regulador de ángulo de fase controlado por tiristores, en la Fig. 1.13 (b) se muestra su diagrama esquemático.

1.7 Conclusiones

En el presente capítulo se presenta la definición del concepto de dispositivos FACTS, exponiendo las características de los dispositivos desarrollados para aplicaciones en sistemas de potencia, sus bondades que pueden contribuir a controlar las principales variables, y su clasificación de acuerdo a la conexión que se utiliza para interconectarlos con el sistema de potencia. La selección del dispositivo FACTS es muy relevante y depende de cada dispositivo que está diseñado para una función específica dentro del esquema de control y compensación. La tendencia de los FACTS se dirige hacia su construcción con base en fuentes conmutadas de voltaje, y muchos de estos dispositivos aún se encuentran en etapa de desarrollo y prueba. La mayoría de ellos tiene su aplicación en el mejoramiento de la operación en estado estacionario, aunque secundariamente ayudan a mejorar el estado transitorio.

Referencias

- [1] E. Acha, C. R. Fuerte-Esquivel, H. Ambriz-Pérez, C. Angeles Camacho, “*FACTS: Modelling and simulation in Power Network*,” John Wiley and Sons, LTD, England 2004.
- [2] Narian G. Hingorani, Lazlo Gyugyi, “*Understanding FACTS Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*” primera edición, IEEE Press, 1999.
- [3] Edvina Uzunovic, “*EMTP, Transient Stability and Power Flow Models and Controls of VSC Based FACTS Controllers*,” Ph.D Thesis, University of Waterloo, Waterloo, Ontario 2001.
- [4] N. G. Hingorani, “*Flexible AC Transmission*” IEEE Spectrum, pp. 40-45, Abril 1993.
- [5] R. Adapa “*Summary of EPRI’s FACTS Systems Studies*,” CIGRE SC 14 International Colloquium on HVDC and FACTS, Montreal, Sep. 1995.
- [6] B. Avramovic, L. H. Fink, “*Energy management systems and control of FACTS*”. Electrical Power and Energy Systems, Vol.17, No.3, pp. 195-198, 1995
- [7] Pável Zúñiga Haro, “*Diseño e Implementación en Laboratorio de un dispositivo TCSC*” Tesis de Maestría, Cinvestav, Unidad Guadalajara, México, Noviembre de 2001.
- [8] R. Adapa, M. H. Baker, L. Bohmann, K. Clark, K. Habashi, L. Gyugyi, J. Lemay, A. S. Mehraban, A. K. Myers, J. Reeve, F. Sener, D. R. Torgerson and R. R. Wood, “*Proposed Terms and Definitions for Flexible AC Transmission System (FACTS)*” IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, No.4, pp. 1848-1853, Octubre 1997.
- [9] A. Edris, A. S. Menhraban, M. Rahman, L. Gyugyi, S. Arabi, T. Reitman, “*Controlling the flow of real and reactive power*,” IEEE Computer Applications in Power, pp. 20-25, Enero 1998.

Dispositivos Semiconductores de Potencia

2.1. Introducción

La construcción de fuentes convertidoras de voltaje, VSC's, se realiza con base en interruptores de potencia. Por lo tanto, es oportuno dar una explicación acerca de los dispositivos semiconductores de potencia modernos que es posible emplear. Los interruptores utilizados en los VSC's deben tener una capacidad de apagado, o contar con un circuito auxiliar para producir la conmutación forzada, a fin de poder generar las formas onda requeridas.

La electrónica de potencia concierne a circuitos que bajo ciertas condiciones pasan de un estado de alta impedancia a uno de baja, estado que se mantiene mientras los valores de corriente y voltaje sean superiores a ciertos niveles mínimos. Es esencial tener pérdidas como los resistores y los transistores en su región lineal, lo que nos recuerda la idea de uso de interruptores ideales que, cuando se encuentran cerrados circula corriente y el voltaje en sus terminales es nulo, pero cuando se encuentran abiertos la corriente es nula pudiendo existir cualquier voltaje en sus terminales, en cualquier caso la potencia consumida por el interruptor ideal es cero [1]. Estos interruptores son sustituidos por elementos electrónicos de potencia que tienen el comportamiento similar, los cuales son no gobernables (diodos) o gobernables (Tiristores e IGBT's).

El dispositivo de potencia puede ser considerado como interruptor ideal, de modo que durante el análisis de topologías de los convertidores llega a ser mucho más fácil [2]. Actualmente están disponibles los dispositivos semiconductores de potencia, los cuales pueden ser clasificados en tres grupos según su grado de controlabilidad:

- *Diodos*. Estados de encendido y apagado controlados por el circuito de potencia.
- *Tiristores*. Encendido por una señal de control pero debe ser apagado por el circuito de potencia.
- *Interruptores controlables*. Encendido y apagado por señales de control.

En general, la clasificación de los semiconductores de potencia puede ser: Diodos de Potencia; Tiristores; Transistores de Unión bipolar (BJT); Transistores de Efecto de Campo de Óxido de Metal Semiconductor (MOSFET); y Transistores Bipolares de Compuerta Aislada (IGBT). En esta última categoría se han tenido mayores avances en años recientes.

2.2. Diodos

El diodo semiconductor es un elemento de dos terminales, es una unión pn . Su representación más simple es la de un interruptor electrónico de alta velocidad, el cual está cerrado si el voltaje es más positivo en el lado p que en el n , y abierto en el caso contrario como se ilustra en la Fig. 2.1. En un diodo pn la corriente convencional fluye del lado p (ánodo) al lado n (cátodo). El diodo es un elemento de conmutación no-gobernable.

La mayoría de los diodos se producen por la técnica de difusión, esto es, la exposición de un material n a vapores de elementos trivalentes como boro, aluminio, galio, etc., a una temperatura y presión elevadas. Los átomos aceptados son absorbidos por la capa de material n , formando así la unión pn .

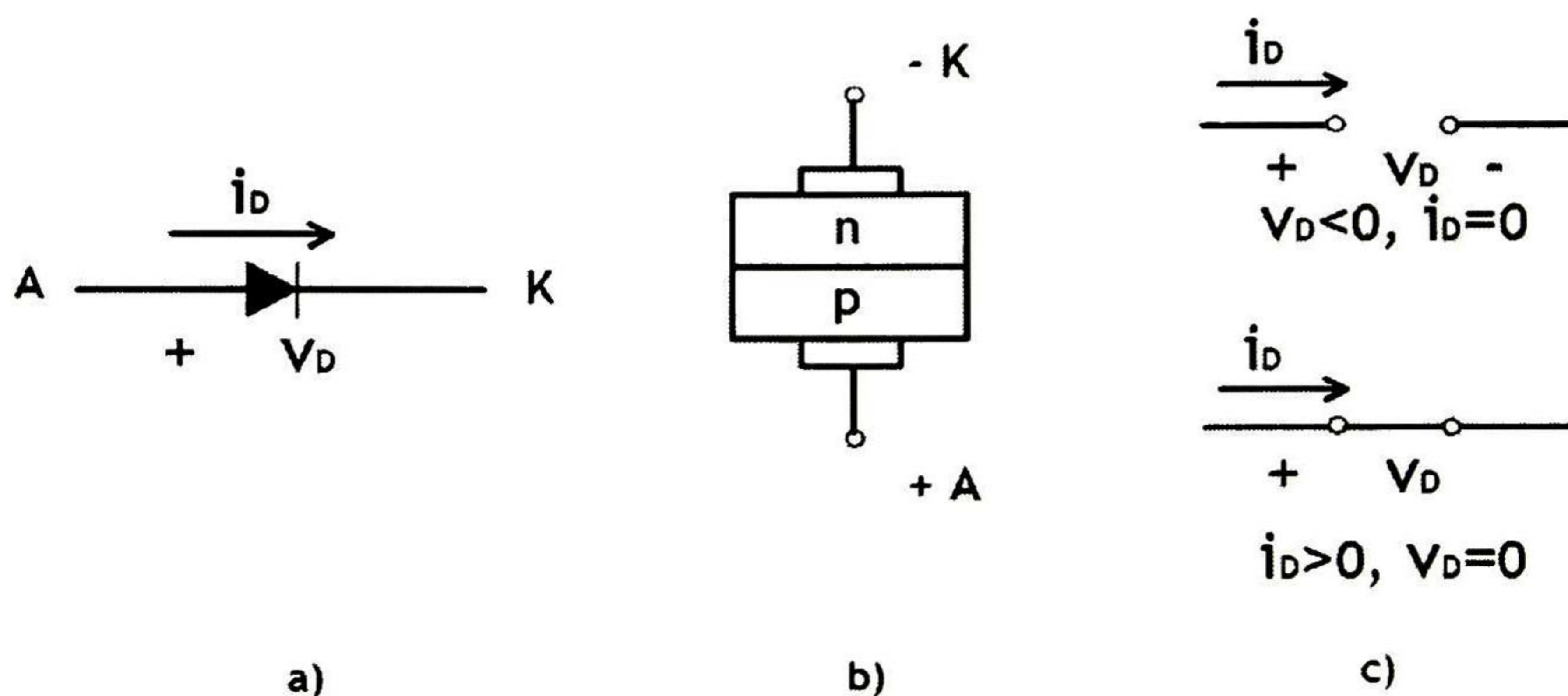


Fig. 2.1: Diodo: (a) Símbolo del diodo, (b) Construcción esquemática de un diodo semiconductor, y (c) Representación simple.

El 90 % de los diodos rectificadores son de silicio, los cuales presentan mejores características de temperatura y corriente que los diodos de germanio.

La Fig.2.2 presenta la forma general de la característica voltaje-corriente de un diodo. En esta gráfica se puede notar lo siguiente:

- Para un flujo de corriente positiva existe una caída de voltaje finita denotada como V_f . Esta caída es típicamente de 0.6 - 0.7 V para dispositivos de baja potencia y puede sobrepasar los 3V para dispositivos de alta potencia.
- Debido a que existe una caída de voltaje existe una disipación de potencia en el dispositivo. La disipación máxima está asociada con la corriente máxima del dispositivo I_f .
- Un diodo tiene un límite de voltaje negativo que puede soportar, conocido como voltaje de ruptura inverso y denotado como V_{RB} , si se excede este voltaje el diodo comienza a conducir en sentido negativo [3].

2. Dispositivos Semiconductores de Potencia

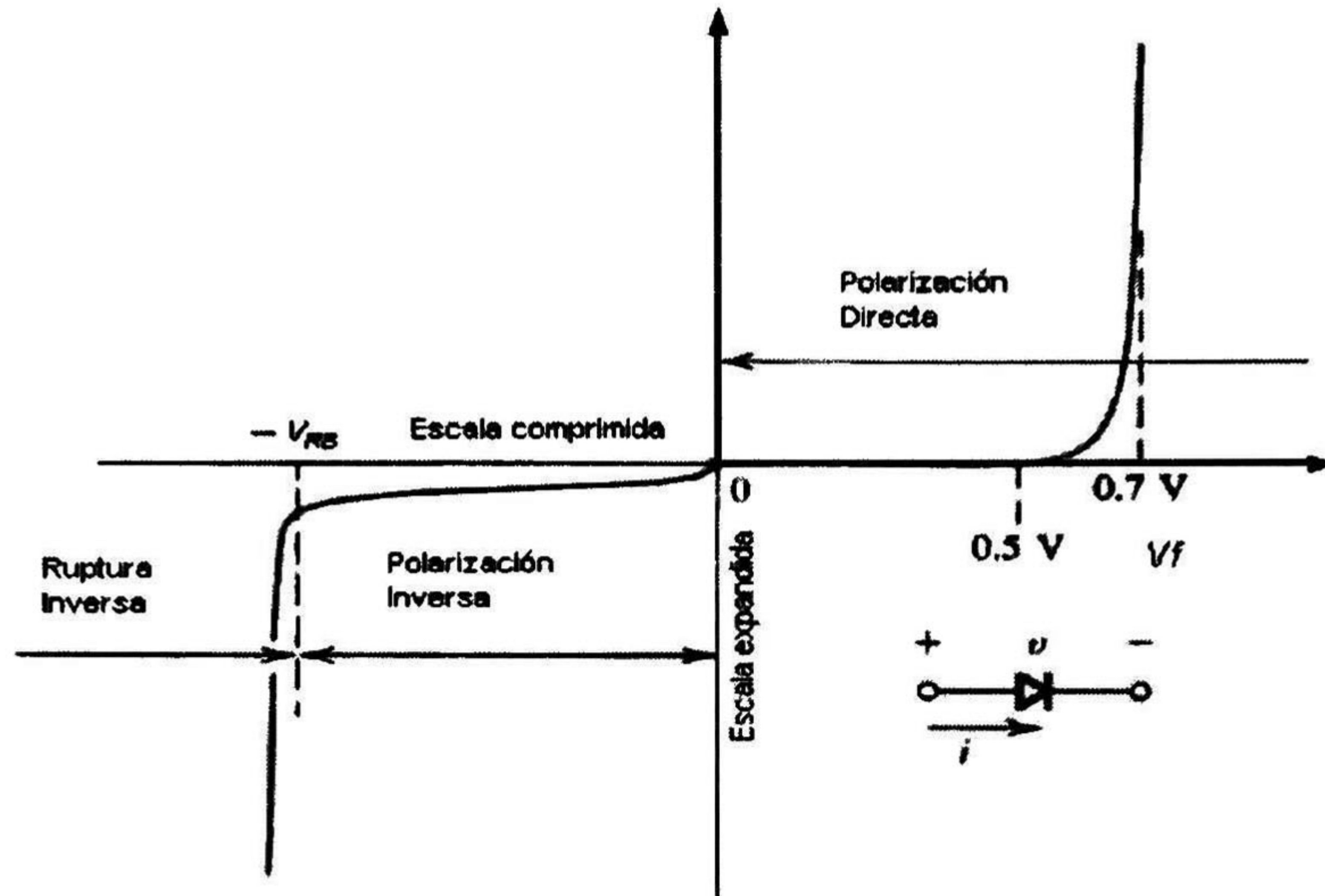


Fig. 2.2: Curva voltaje-corriente típica de un diodo semiconductor.

Existen dos tipos básicos de diodos rectificadores de potencia: de propósito general y recuperación rápida [4]. El tipo de diodo es definido por el tiempo de recuperación (intervalo de tiempo desde que la corriente pasa por cero en el cambio de conducción a bloqueo, llega a un valor máximo de reversa, y alcanza un valor especificado). La Fig.2.3 muestra empaquetados comunes de diodos de potencia (Stud y Disc).

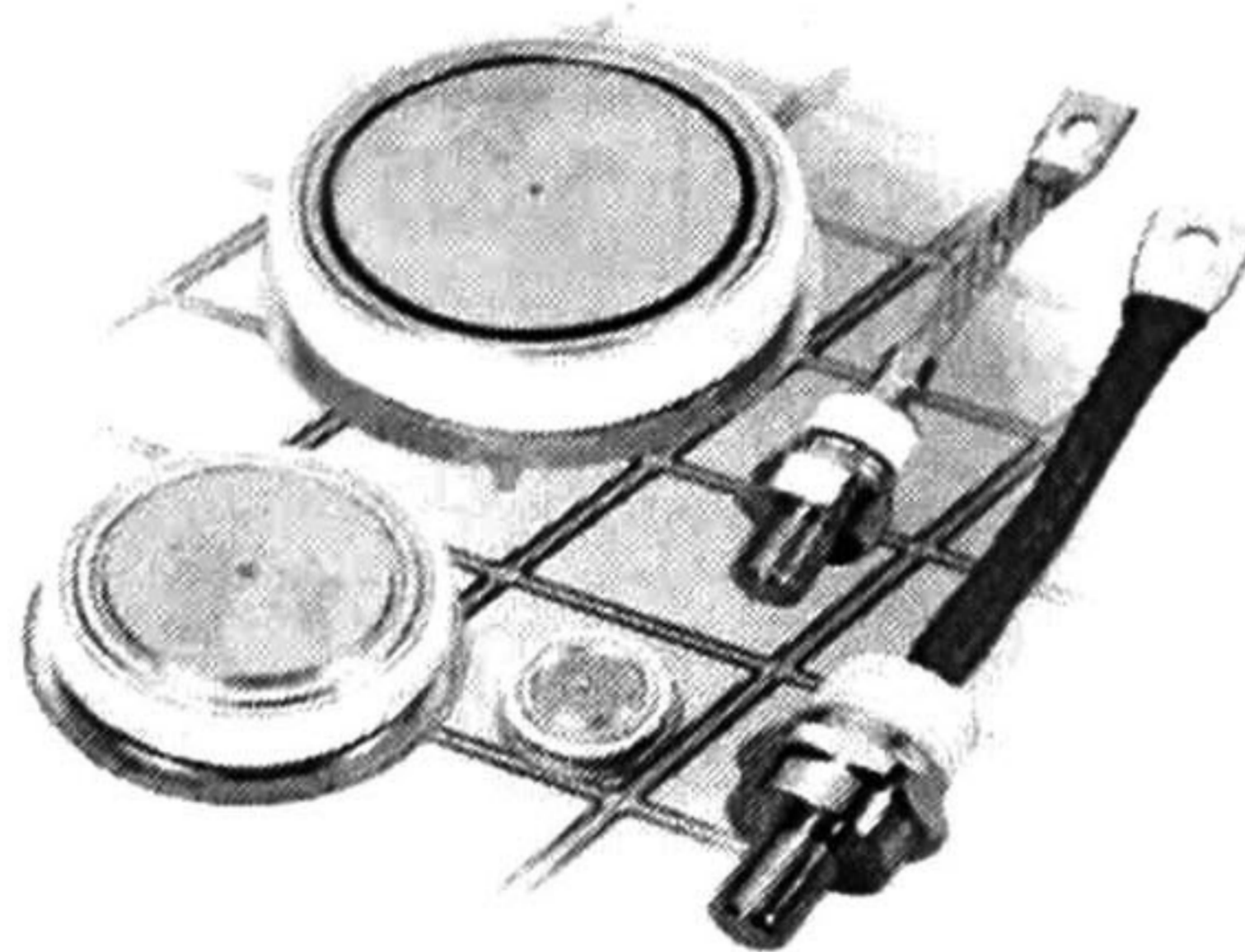


Fig. 2.3: Diodos rectificadores de Potencia (Cortesía de Powerex Inc.).

- **Propósito general**

Voltaje: 200 V a 6500 V

Corriente: 100 A a 10000 A

Tiempo de recuperación: 25 μ s

Usos típicos: soldadoras, controladores de motores de corriente alterna o directa, cargadores de baterías, calentadores, fuentes de alimentación, etc. [4].

- **Recuperación rápida**

Voltaje: 200 V a 6500V

Corriente: 100A a 1000A

Tiempo de recuperación: 5 μ s

Usos típicos: soldadoras, controladores de motores de corriente alterna o directa, transporte, equipo médico, calentadores [4].

2.3. Tiristores

Los rectificadores basados en diodos producen un voltaje de salida fijo, para poder controlar el valor medio de este voltaje de salida deben ser usados los *tiristores* [5].

Para obtener un voltaje de salida controlado en circuitos rectificadores se utilizan rectificadores controlados, comúnmente llamados *tiristores*, estos componentes electrónicos semiconductores pueden ser conmutados de bloqueo a conducción usando retroalimentación interna. Estructuralmente los tiristores consisten de varias capas alternadas de silicio, dopados con impurezas *p* y *n*. Se dice que estos dispositivos electrónicos son gobernables, dado que puede ser controlado el ángulo en que conmutan.

Dependiendo de la construcción física y del comportamiento de activación y desactivación, en general los tiristores pueden clasificarse en nueve categorías [5]:

1. Tiristores de control de fase (SCR).
2. Tiristores de conmutación rápida (SCR).
3. Tiristores de desactivación por compuerta (GTO).
4. Tiristores de triodo bidireccional (TRIAC).
5. Tiristores de conducción inversa (RTC).
6. Tiristores de inducción estática (SITH).
7. Rectificadores controlados por silicio activados por luz (LASCR).
8. Tiristores controlados por FET (FET-CTH).
9. Tiristores controlados por MOS (MCT).

2. Dispositivos Semiconductores de Potencia

El tipo más común de tiristor es conocido como Rectificador Controlado de Silicio (SCR), que es un dispositivo de tres terminales utilizado para controlar corrientes relativamente grandes de carga. La Fig. 2.4 es el símbolo esquemático de un SCR junto con los nombres y letras de identificación de sus terminales [6].

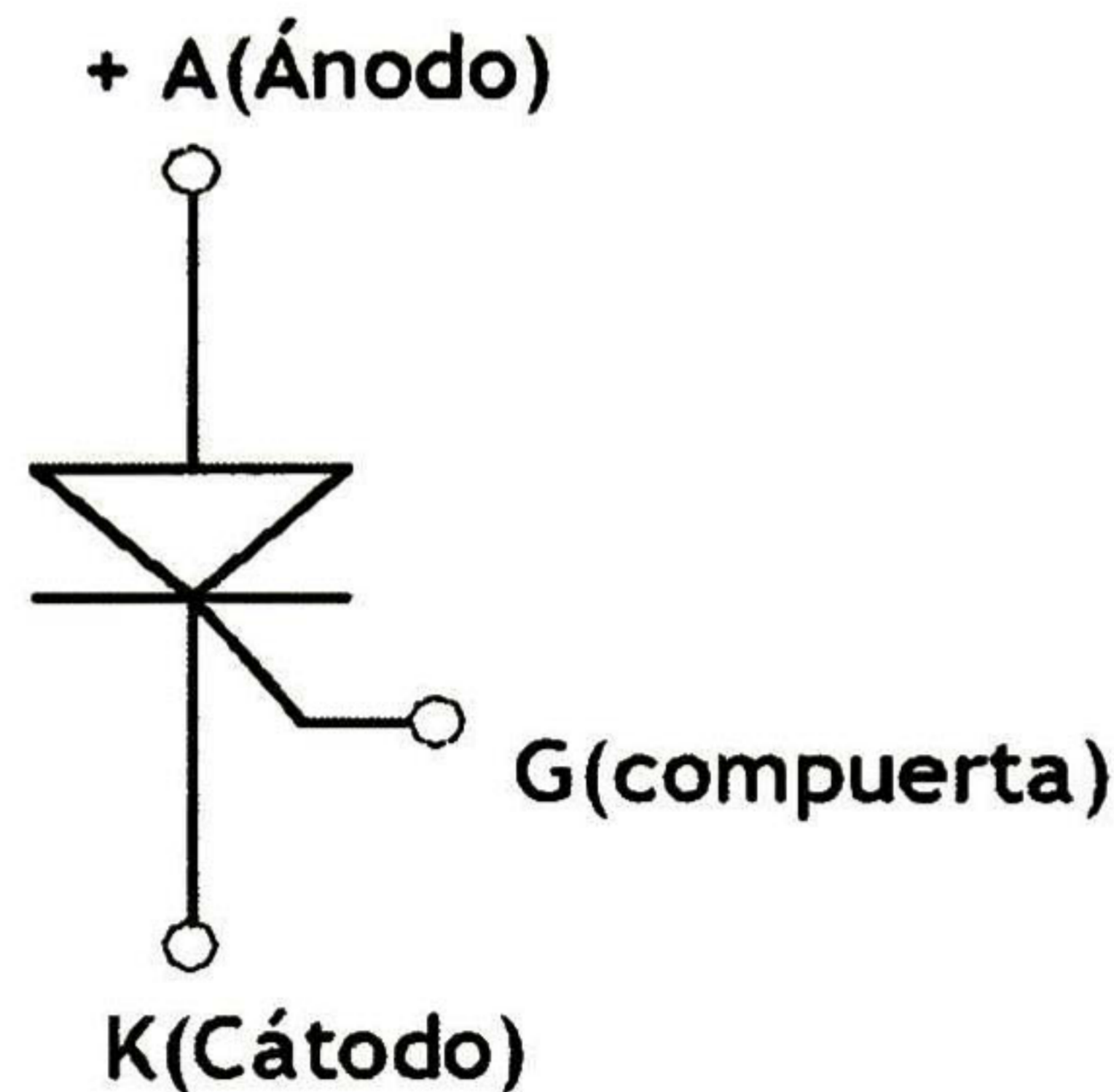


Fig. 2.4: Símbolo del SCR .

Un SCR puede ser considerado como dos transistores complementarios, uno *PNP* y otro *NPN* como ilustra la Fig.2.5 [7].

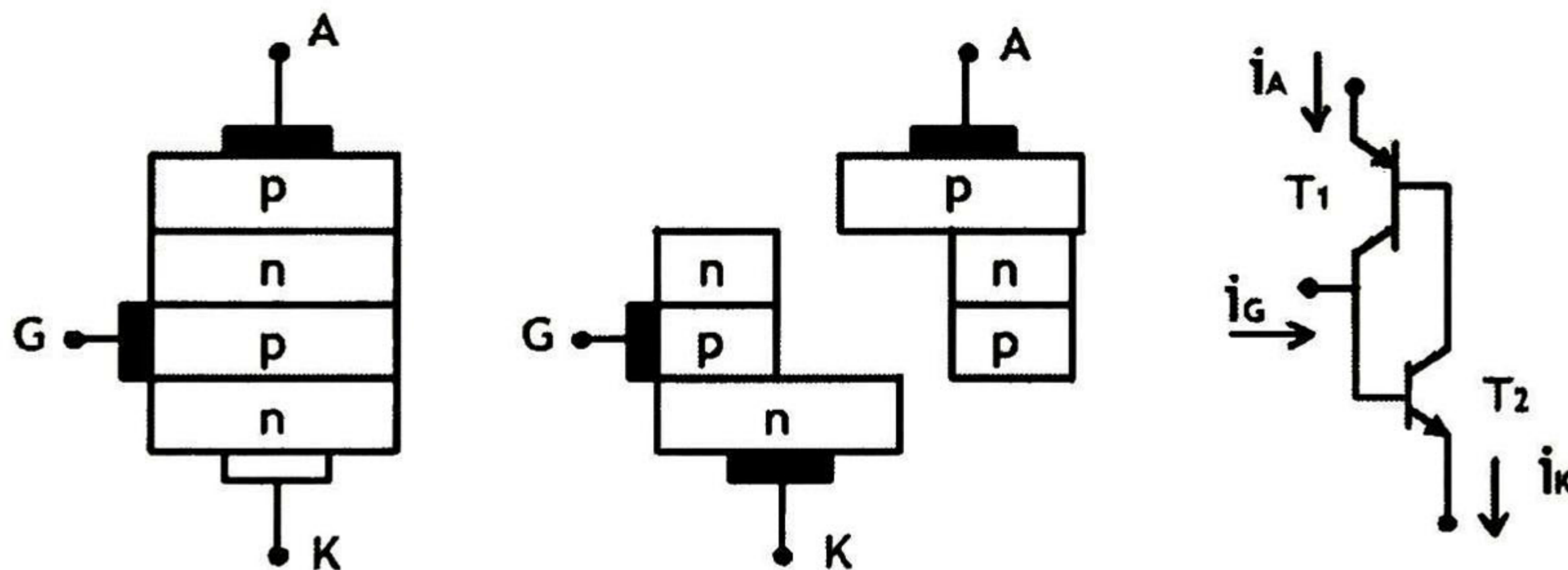


Fig. 2.5: Analogía de un SCR con transistores Bipolares.

En general, un tiristor puede ser encendido incrementando la corriente de ánodo a cátodo. Esto puede ser logrado en una de las siguientes maneras [1]:

- *Térmica.* Si la temperatura de un tiristor es alta, se incrementa el número de pares electrón-hueco, lo cual incrementa las corrientes de fuga. Este aumento en corriente causará ganancias de corriente en base común. Debido a la acción regenerativa, la suma de las ganancias de corriente en base común tenderán a ser unitarias y el tiristor puede ser encendido.
- *Luz.* Si se permite que la luz toque las uniones del tiristor los pares electrón-hueco se incrementan y el tiristor podrá encenderse.

- *Alto voltaje.* Si el voltaje directo ánodo a cátodo es mayor que el voltaje de ruptura, fluye una corriente de fuga suficientemente grande para iniciar el encendido regenerativo. Este tipo de encendido puede ser destructivo y debe ser evitado.
- *dv/dt.* Si la razón de subida del voltaje de ánodo a cátodo es alta, la corriente de carga de las uniones capacitivas puede ser suficientemente grande para encender el tiristor. Un valor alto de corriente de carga puede dañar el tiristor y el dispositivo debe ser protegido contra valores altos *dv/dt*.
- *Corriente de compuerta.* Si un tiristor es polarizado en directa, la inyección de una corriente de compuerta aplicando voltaje de puerta positivo entre compuerta y cátodo encenderá el tiristor. Si la corriente de puerta se incrementa el voltaje de bloqueo directo disminuye.

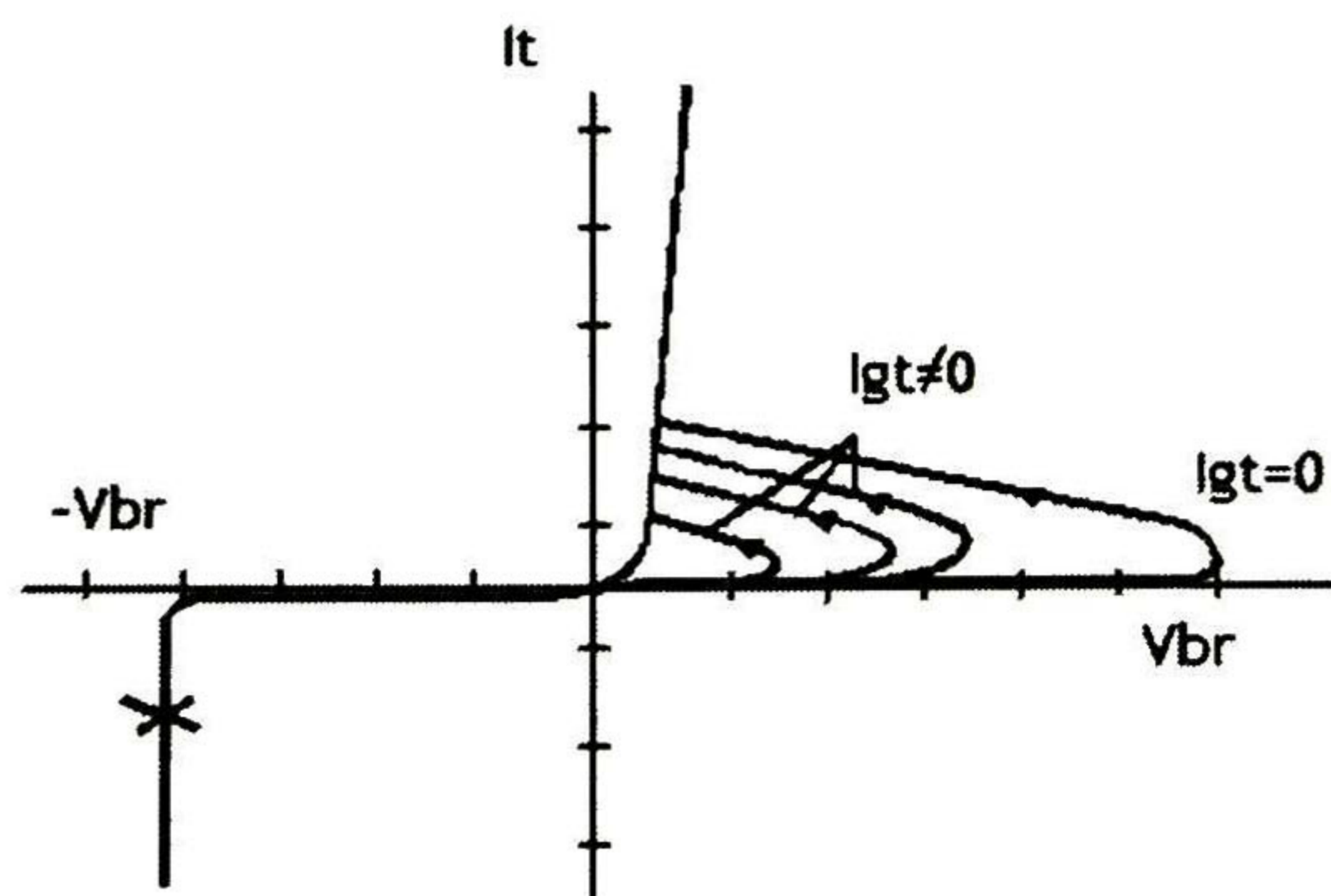


Fig. 2.6: Curva característica.

Un tiristor que se encuentra encendido puede ser apagado reduciendo la corriente de ánodo a un nivel menor a la corriente de mantenimiento durante un tiempo suficientemente grande para que todos los portadores en las cuatro capas sean barridos o recombinados. Las formas de conmutar un tiristor pueden ser clasificadas en los tipos siguientes:

- **Conmutación natural.** Si la fuente o voltaje de entrada es *ca*, la corriente en el tiristor pasa por un cero natural y un voltaje inverso aparece a través del tiristor. El dispositivo es entonces apagado automáticamente por el comportamiento natural de la fuente de voltaje. Esta conmutación es conocida como conmutación natural o de línea.
- **Conmutación forzada.** En algunos circuitos con tiristores, el voltaje de entrada es *cd* y la corriente directa del tiristor es forzada a cero por un circuito de conmutación para apagar el tiristor. La conmutación forzada de un tiristor puede lograrse en siete formas y se clasifican en: *Auto conmutación*, *Conmutación de impulso*, *Conmutación de pulso resonante*, *Conmutación complementaria*, *Conmutación de pulso externo*, *Conmutación del lado de carga*, y *Conmutación del lado de la línea*.

2. Dispositivos Semiconductores de Potencia

La manera más común de disparar un tiristor es haciendo su compuerta positiva con respecto a su cátodo, esto hace que circule corriente en la compuerta. Existen numerosos circuitos de disparo de tiristores que pueden ser clasificados en tres tipos en función del tipo de señal de disparo: corriente continua (Fig.2.7), fase alterna (Fig.2.8) o pulsos. Cuando se tiene disparo por pulsos se requiere un circuito aislante entre un tiristor individual y su circuito generador de pulso de compuerta. El aislamiento puede ser logrado con transformadores de pulsos (Fig.2.9) u optoacopladores (Fig. 2.10) [2, 1, 9].

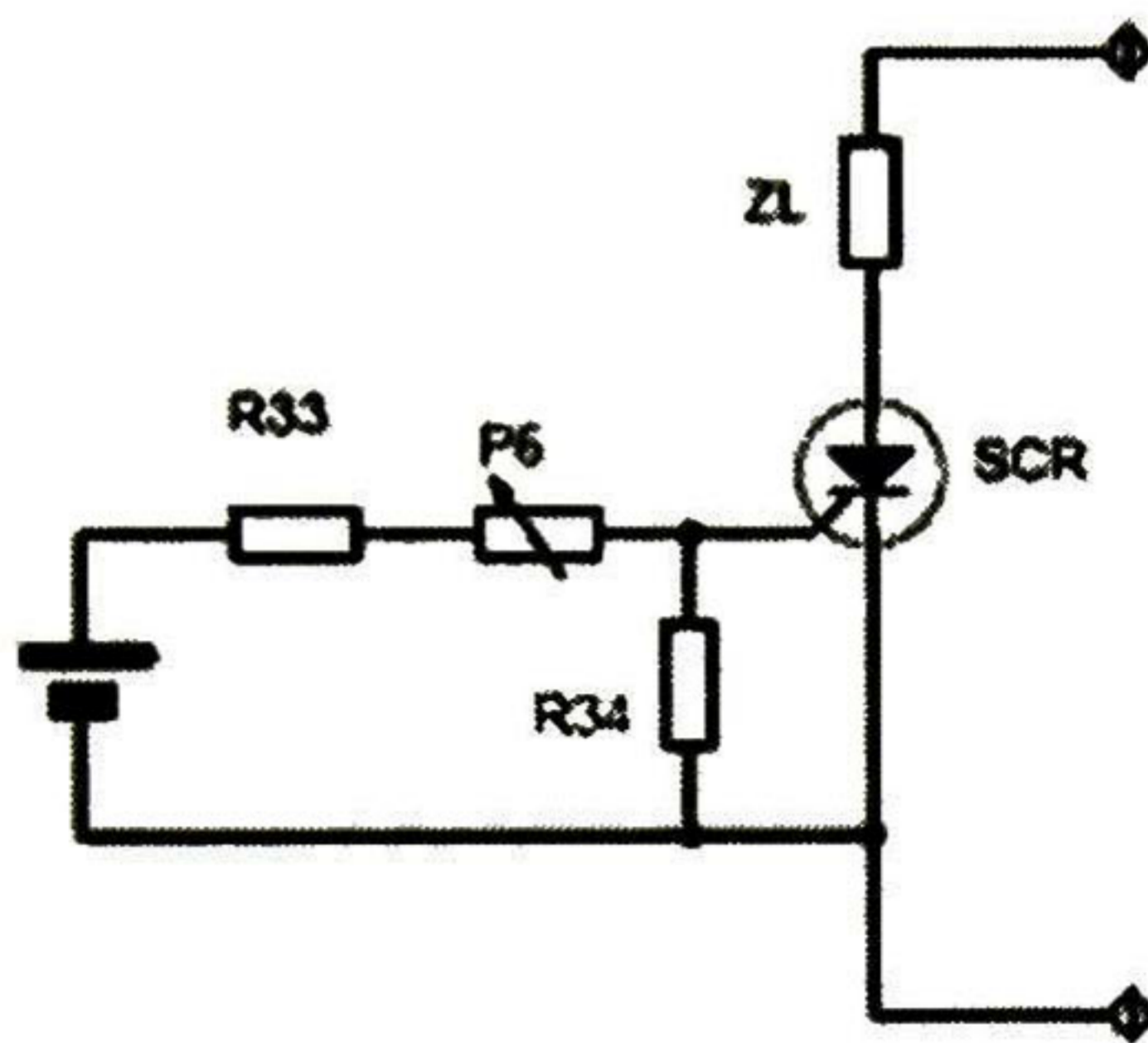


Fig. 2.7: Disparo por corriente continua.

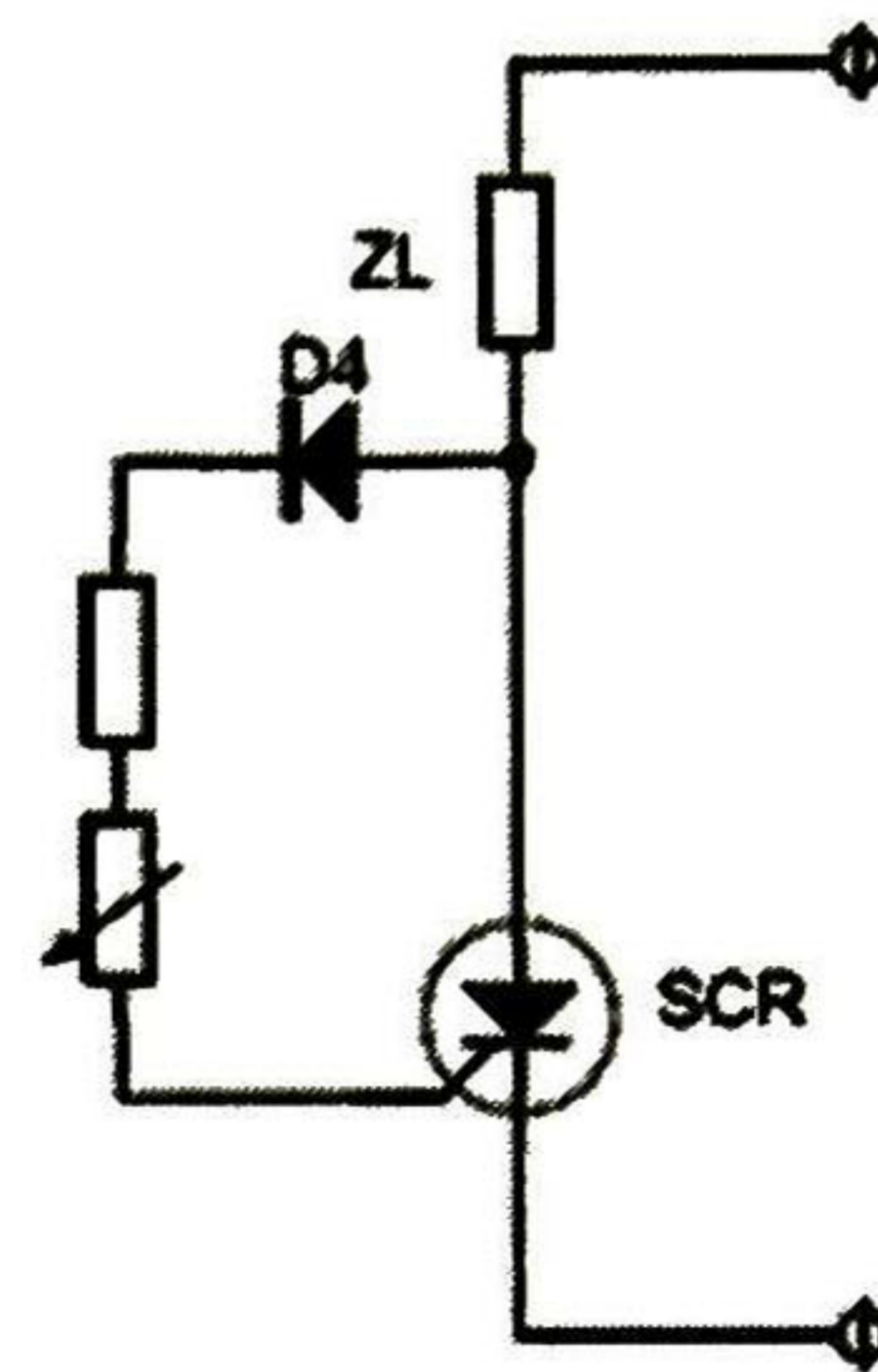


Fig. 2.8: Disparo por fase alterna.

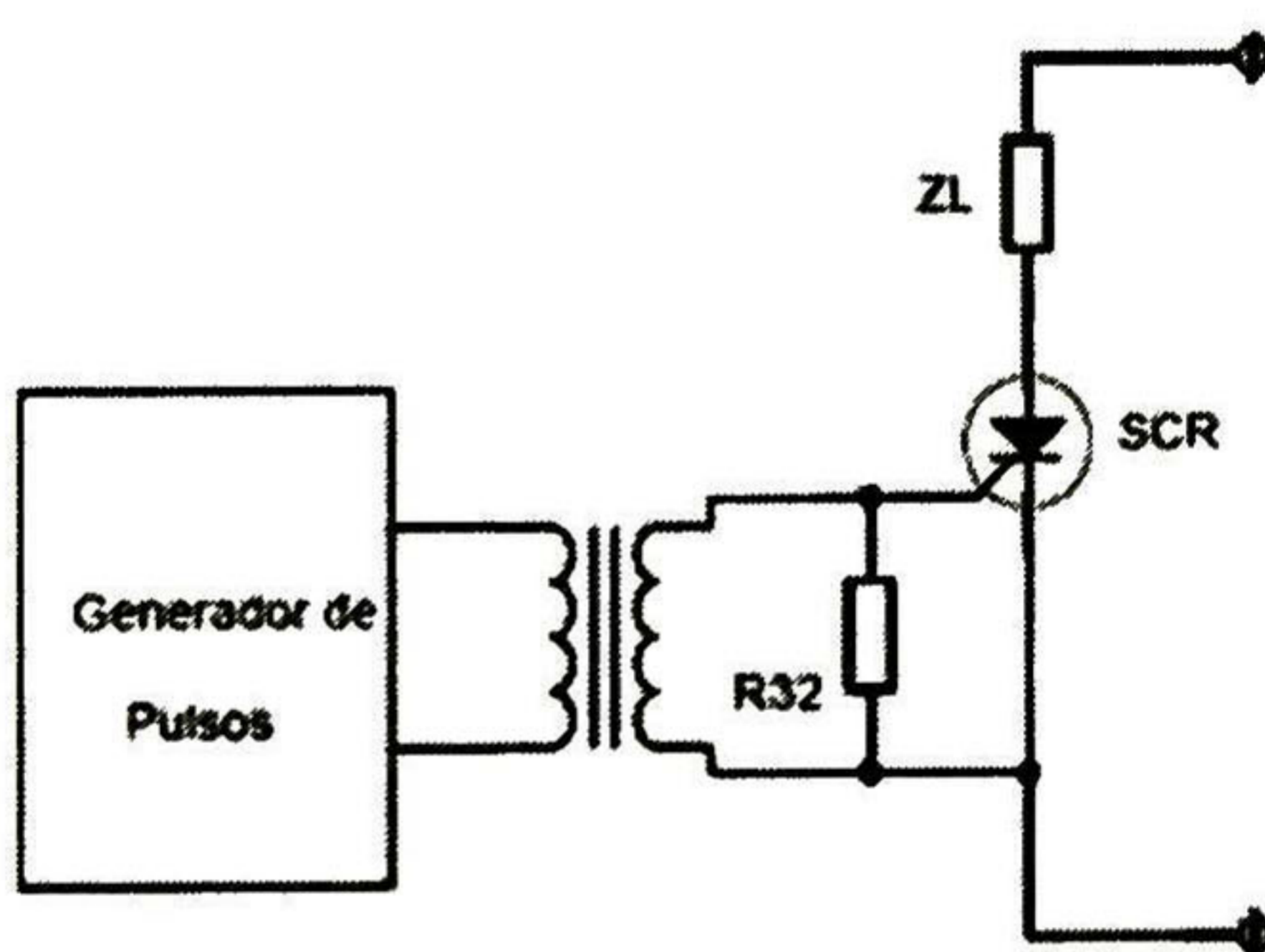


Fig. 2.9: Disparo por transformador de pulsos.

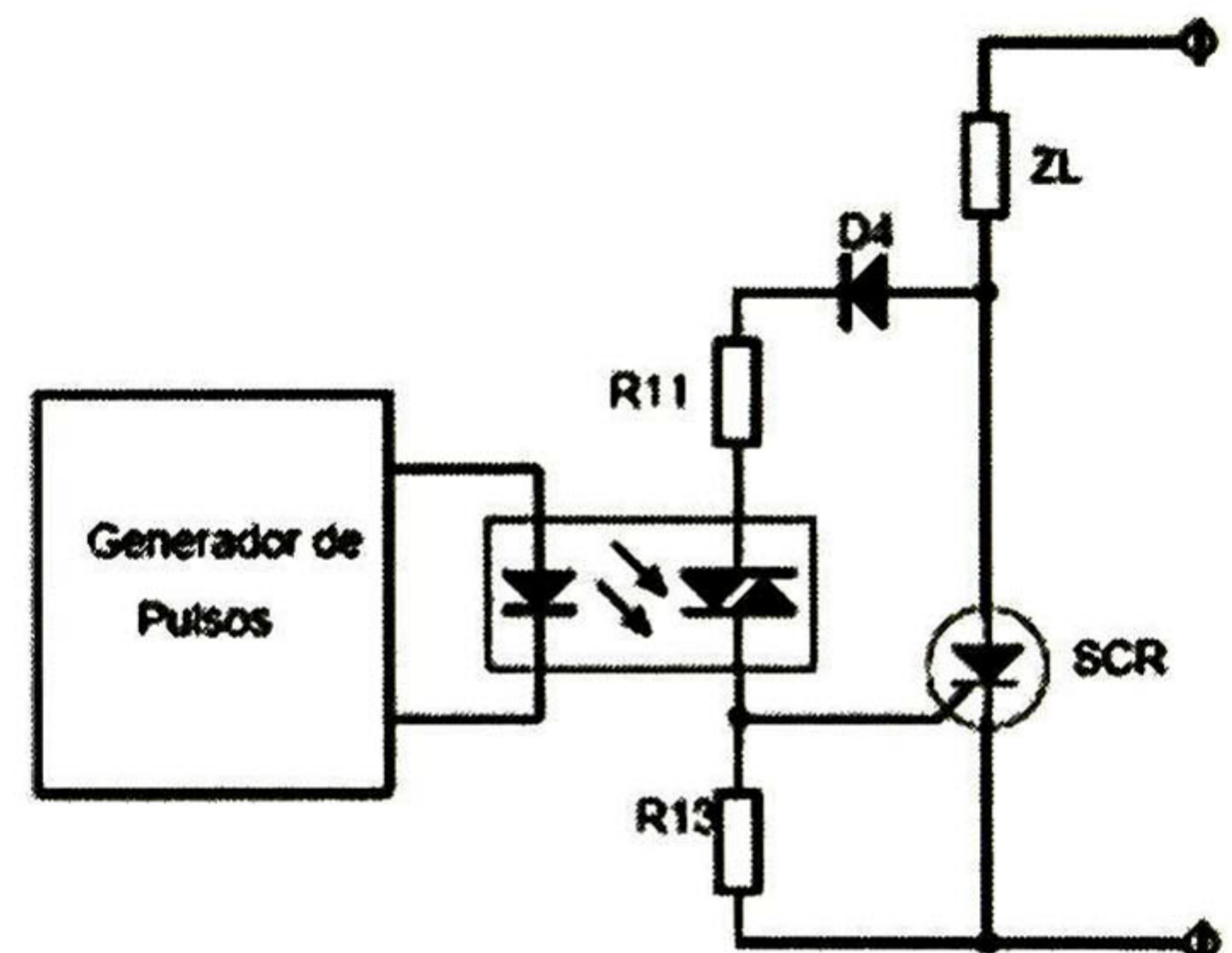


Fig. 2.10: Disparo por acoplamiento óptico.

2.4. BJT (Bipolar Junction Transistors)

Un BJT es un dispositivo controlado por corriente, y requiere corriente de base para que fluya corriente en el colector. Como la corriente de colector es independiente de la corriente de entrada, la ganancia de corriente depende de la temperatura de la unión[1].

El símbolo para el *npn* se exhibe en la Fig.2.11 (a) y la curva característica de voltaje-corriente en la Fig.2.11(b). Como se observa en la característica voltaje-corriente, una corriente suficientemente grande de base (dependiente de la corriente del colector) produce un encendido completo del dispositivo. El voltaje en estado-encendido $V_{CE(sat)}$ del transistor de potencia usualmente es del rango de 1-2 V, y en el BJT las pérdidas de potencia por conducción operan como un interruptor que se ilustra en la Fig. 2.11(c).

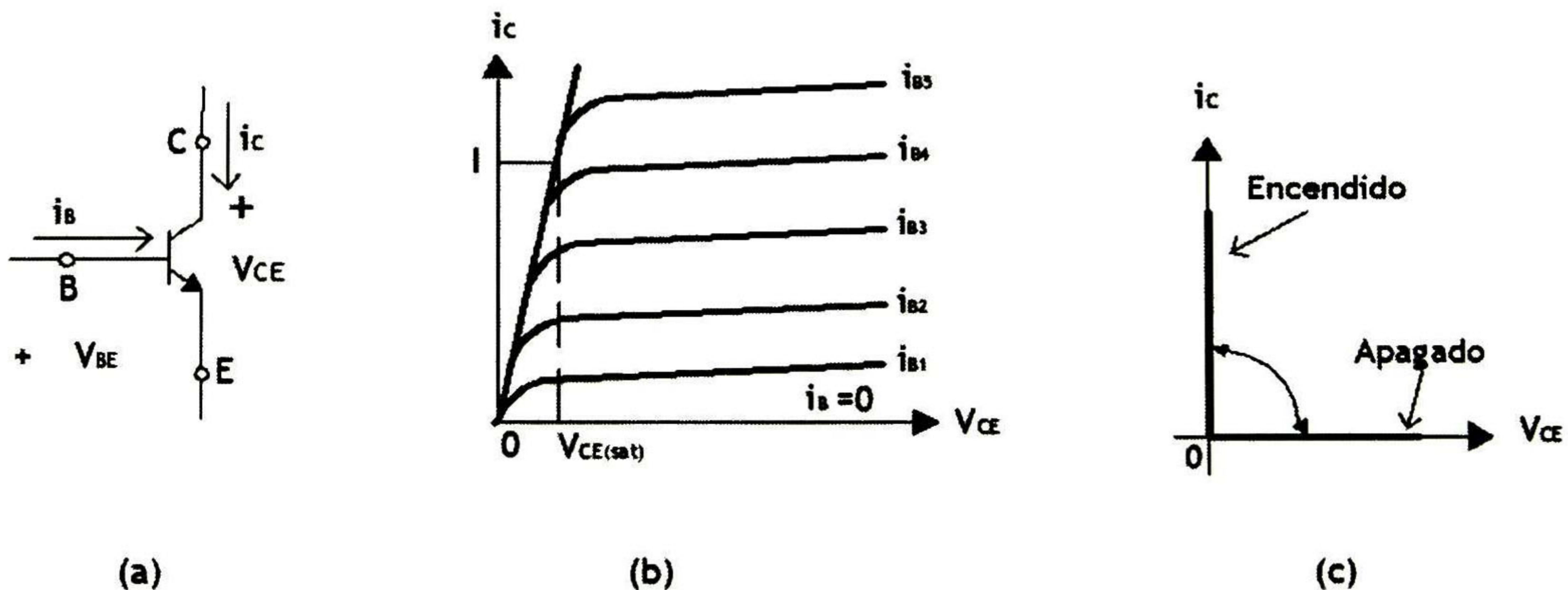


Fig. 2.11: Símbolo del BJT (a), Curva característica voltaje-corriente (b) , y Característica ideal (c).

Las configuraciones comunes son: colector, base y emisor; la configuración emisor para un transistor *npn* es la que generalmente se utiliza en aplicaciones de conmutación. Para un transistor *pnp*, se invierten las polaridades de todas las corrientes y voltajes.

Las regiones de operación de un transistor son: corte, activa y saturación. En la región de corte, el transistor está abierto o apagado, la corriente de base no es suficiente para saturarlo, y las dos uniones están polarizadas inversamente. En la región activa, el transistor actúa como un amplificador, en la que la corriente de base se amplifica a una ganancia determinada, y el voltaje colector-emisor disminuye al aumentar la corriente de base. La unión colector-base está polarizada inversamente, y la unión colector-emisor tiene polarización directa. En la región de saturación, la corriente de base es suficientemente alta como para que el voltaje colector-emisor sea bajo, y el transistor actúa como un interruptor. Las dos uniones del transistor tienen polarización directa.

2. Dispositivos Semiconductores de Potencia

2.5. GTO (Gate-Turn-Off Thyristors)

Un GTO se puede encender aplicando una señal positiva a la compuerta. Sin embargo, el GTO puede abrirse con una señal negativa de compuerta. Un GTO es un dispositivo que no retiene, y se puede construir con especificaciones de corriente y voltaje. Un GTO se enciende aplicando un pulso positivo corto, y se apaga con un pulso negativo corto a su compuerta. El símbolo para el GTO se exhibe en la Fig.2.12(a) y la curva característica voltaje-corriente es como se ilustra en la Fig.2.12(b).

Al igual que un tiristor, un GTO es un dispositivo con retención, pero también es un dispositivo que es posible apagar. En el encendido, se requiere un pulso grande inicial de disparo para activarlo. Una vez que el GTO se activa, debe continuar la corriente en sentido directo de la compuerta durante todo el periodo de conducción. En caso contrario, no puede permanecer en conducción durante el periodo de encendido. La corriente de estado de encendido en la compuerta debe ser, como mínimo, 1 % del pulso de activación, para asegurar que la compuerta mantenga la retención. El funcionamiento de un GTO en el apagado implica extracción de carga de la compuerta, el periodo de avalancha en la compuerta y la disminución de la corriente del ánodo. La corriente pico inicial de apagado y el tiempo de apagado, parámetros importantes del proceso de apagado, dependen de los componentes del circuito externo. Las características ideales de operación del dispositivo como un interruptor se exhiben en la Fig. 2.12(c) [2].

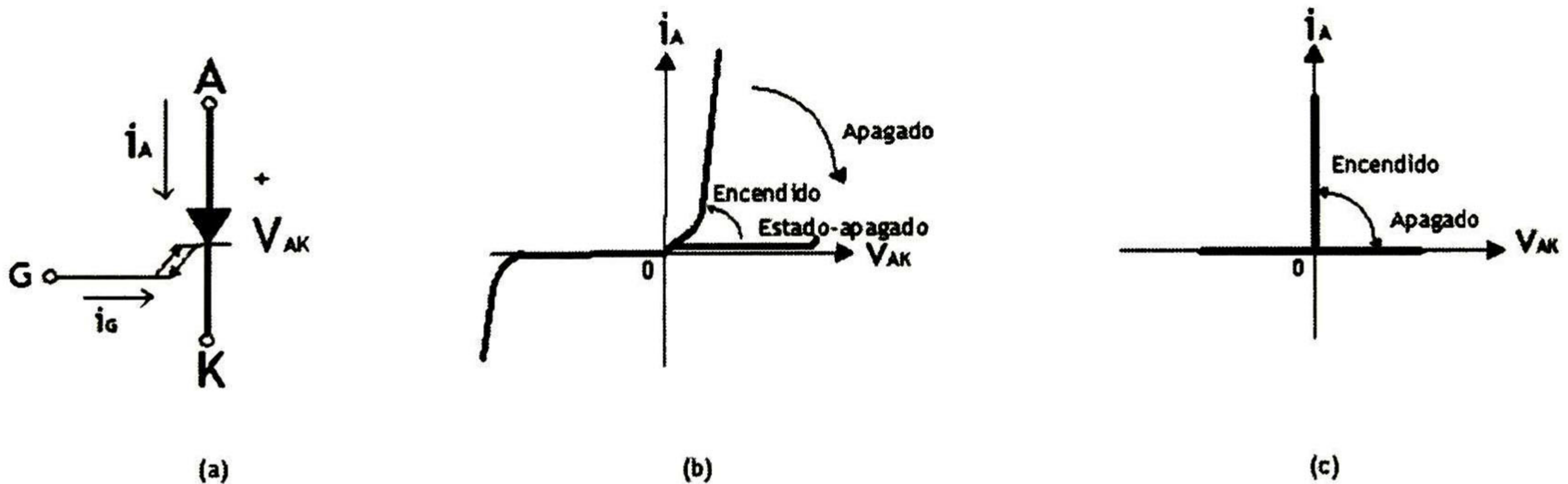


Fig. 2.12: Símbolo del GTO (a), Curva de voltaje-corriente (b), y Característica ideal (c).

Un GTO tiene poca ganancia durante su apagado, y requiere un pulso de corriente relativamente grande, para apagarlo. Tiene mayor voltaje en estado de encendido que el de un SCR. Este voltaje, en un GTO de 1200 V, 550 A, suele ser de 3.4 V. El GTO se usa principalmente en los convertidores de fuente de voltaje, donde se requiere un diodo en antiparalelo de recuperación rápida a través de cada GTO[1].

2.6. IGBT's (Insulated Gate Bipolar Transistors)

Para aplicaciones en que se requiere controlar grandes cantidades de potencia entregada a una carga el transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT) es el dispositivo idóneo, ya que requiere tensiones de compuerta relativamente bajas y puede conmutar a frecuencias elevadas. Este dispositivo es un componente híbrido entre dos transistores de potencia: el transistor de unión bipolar (BJT) y el transistor de metal óxido semiconductor de efecto de campo (MOSFET). Del BJT toma las características de pérdidas por conducción muy bajas en estado de encendido y voltajes de bloqueo grandes, mientras que del MOSFET toma las características de conmutación rápida [2]. Con la combinación de la estructura de compuerta MOS y la corriente de conducción bipolar, la estructura del IGBT puede dar no sólo una impedancia de entrada muy alta, sino también una alta densidad de corriente de operación con un bajo voltaje de saturación.

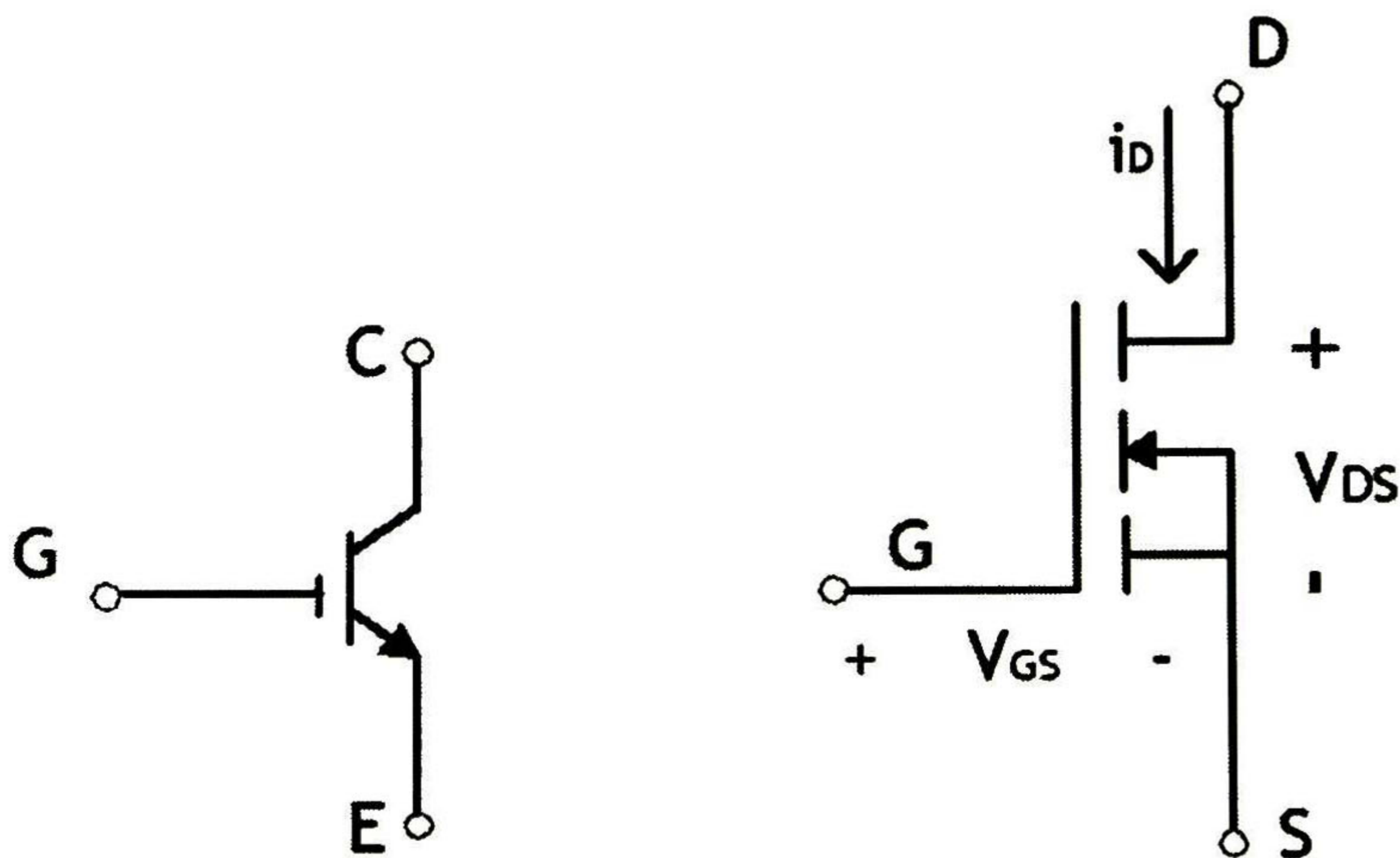


Fig. 2.13: Símbolo de un IGBT

El IGBT tiene dos estados de funcionamiento estables que son el de saturación y el de corte. Para mantener el IGBT en conducción se mantiene la tensión puerta-emisor (V_{GE}) por encima de la tensión umbral $V_{GE(th)}$. En conducción, el IGBT se comporta como un transistor bipolar con una tensión de saturación, o tensión de saturación colector a emisor V_{CEsat} , cuyo valor es función de V_{GE} , la corriente de colector (I_C) y la temperatura. El IGBT se encuentra en corte cuando, una vez terminado el proceso de apagado, la tensión V_{GE} se mantiene por debajo de la tensión de umbral. La máxima tensión que soporta un IGBT se denomina tensión de ruptura colector-emisor V_{CES} [10]. La transición entre estos dos estados se realiza durante las conmutaciones de encendido y apagado; dichas conmutaciones se verán fuertemente influenciadas por estas capacidades y por la resistencia de compuerta (R_G).

2. Dispositivos Semiconductores de Potencia

La selección apropiada de un IGBT envuelve dos puntos clave, ambos están relacionados con mantener al IGBT dentro de sus parámetros máximos durante la operación. El primer criterio es que la corriente de pico de colector durante la operación, incluyendo cualquier sobrecarga de corriente, debe ser menor que 2 veces el valor de la corriente nominal. El segundo criterio es que la temperatura de operación de la unión en el IGBT debe siempre mantenerse por debajo de $T_{j(max)}$ en operación normal incluyendo sobrecargas esperadas. Si no se dispone de un sistema de enfriamiento o ventilación apropiado es necesario usar un IGBT que soporte mucho mayor corriente que la esperada para el circuito.

Un IGBT requiere voltaje en la puerta para establecer conducción de colector a emisor. Este voltaje de puerta puede ser aplicado por una gran variedad de circuitos. Los parámetros a considerar para seleccionar un circuito de puerta incluyen los requerimientos de polarización de apagado, carga de la puerta y disponibilidad de fuente de poder. Para encender un IGBT un voltaje de alrededor de 15 V es recomendado. Este valor es suficientemente alto para saturar completamente al IGBT y minimizar las pérdidas en estado de encendido, pero es suficientemente bajo para limitar la corriente de cortocircuito y el estrés de potencia resultante. Debe procurarse utilizar un voltaje en el rango de 12 - 20V para el encendido. Un IGBT se apaga cuando el voltaje de la puerta sea cero; sin embargo, para asegurar que el IGBT permanezca en estado de apagado, cuando el ruido dv/dt se presente en el voltaje de colector a emisor, un voltaje de polarización de apagado debe utilizarse. El uso de polarización inversa también disminuye las pérdidas de apagado. Seleccionar la resistencia adecuada para la puerta de un IGBT es muy importante. El valor de la resistencia de puerta tiene un impacto significativo en el comportamiento dinámico del IGBT. El IGBT es encendido y apagado cargando y descargando la capacitancia de puerta. Un resistor pequeño de puerta carga y descarga la capacitancia de puerta más rápidamente reduciendo las pérdidas y tiempo de conmutación.

En cortocircuitos o durante el apagado del diodo paralelo al IGBT la dv/dt aplicada al IGBT y la capacitancia de colector a puerta pueden causar que una corriente fluya en el circuito de puerta. Si esta corriente es suficientemente grande, el voltaje en el resistor de puerta puede causar que el IGBT se encienda. Entonces, aunque una resistencia ofrece mejoras en el rechazo al encendido por dv/dt también proveen menor margen para ruido, y pueden conducir a problemas de oscilación en conjunto con la capacitancia de puerta a emisor y cualquier inductancia parásita en el alambrado de la puerta. Además, resistencias de puerta menores permiten encendidos más rápidos en el IGBT (di/dt). Al utilizar los IGBT's se tendrán pérdidas por conducción y conmutación. El calor generado como resultado de esas pérdidas debe ser sacado de los dispositivos utilizando disipadores de calor. Si no se utiliza un sistema térmico apropiado los dispositivos de potencia se sobrecalentarán lo cual podría resultar en falla. En muchas aplicaciones la máxima salida de potencia utilizable en el módulo esta limitada por el diseño térmico del sistema. El primer paso en el diseño térmico es la estimación de la pérdida total de potencia. En circuitos electrónicos de potencia que utilizan IGBT's, las dos más importantes fuentes de disipación de potencia que deben ser consideradas son las pérdidas por conducción y las pérdidas por conmutación.

2.7 Conclusiones

En el estudio efectuado en este capítulo es posible establecer que los dispositivos de potencia con capacidad externa de apagado, por lo general son de mayor costo y presentan más pérdidas que los tiristores sin esa capacidad. Representan una excelente opción para aplicaciones de compensación de energía, en las cuales llegan a tener un impacto significativo en el costo total del sistema completo. Con base en lo anterior, es conveniente mencionar la importancia que representa el estar al tanto de las diversas opciones existentes en el área de los semiconductores, así como el desarrollo de los mismos al momento de diseñar algún dispositivo de compensación, ya que la disponibilidad y características de operación de los interruptores de potencia tiene una gran influencia en el diseño de los circuitos de control. Con base en este análisis se determina que el dispositivo de IGBT, en la actualidad representa la mejor opción para tales aplicaciones, debido principalmente a su velocidad de conmutación, nivel reducido de pérdidas por conducción y simplicidad en el control requerido por su compuerta.

Referencias

- [1] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics* Second Edition, Springer Science+Business Media Inc. 2001
- [2] Ned Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins " *Power Electronics: Converters, Applications, and Design* , John Wiley and sons, Inc., 1995.
- [3] Sedra, Smith, " *Microelectronic Circuits*" , Third Edition. Oxford University Press 1991
- [4] Discrete Rectifiers selector grids, Powerex Inc. - [www. PwrX.com](http://www.PwrX.com), 2007
- [5] Ronald DeFour, " *EE33D Power Electronic Circuits*" University of the West Indies, 2001, www.eng.uwi.tt/depts/elec/staff/rdefour/ee33d/
- [6] Timothy J. Maloney," *Electrónica Industrial Dispositivos y Sistemas* " , Prentice Hall, 1992
- [7] Gustavo A. Ruiz Robredo, " *Electrónica Básica para Ingenieros*, Universidad de Cantabria, I.S.B.N.: 84-607-1933-2 Depósito Legal: SA-138-2001
- [8] Muhammad H. Rashid, " *Electrónica de Potencia*" Prentice Hall Press, 2004.
- [9] V.R. Moorthi, " *Power Electronics Devices Circuits and Industrial Applications*" . Oxford University Press, 2005
- [10] P. Sanchis, Ó. Alonso, A. Guerrero y L. Marroyo, " *IGBT Características y Utilización*" Dep. de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Universidad Pública De Navarra, 31006 Pamplona.

Capítulo 3

Configuración Multipulsos

3.1. Introducción

Un inversor o una fuente convertidora de voltaje (VSC) se usa para generar un voltaje de *ca* a partir de una fuente de *cd*. Típicamente, se emplea un transformador para elevar el voltaje por encima de la magnitud del voltaje de *cd*. En su devanado secundario se conecta la carga. Si la carga *ca* es puramente resistiva, la forma de onda real producida en el secundario no es crítica. Sin embargo, para algunas cargas la forma de onda es esencial. Un motor de inducción, por ejemplo, se diseña específicamente para operar con una alimentación senoidal. Si la forma de onda de la corriente se desvía de la senoidal, resultan variaciones del par y pérdidas adicionales.

Las fuentes convertidoras de voltaje son la base de la segunda generación de dispositivos FACTS como el STATCOM (compensador estático síncrono), el SSSC (compensador serie síncrono estático), y una combinación de los dos que es el UPFC (controlador unificado de flujos de potencia). Este tipo de elementos utilizan dispositivos electrónicos donde el encendido y apagado es controlado. Entre ellos están los tiristores de apagado de compuerta (GTO, gate turn-off thyristor), los transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT, insulated gate bipolar transistor), los MTO (MOS turn-off thyristor), y los IGCT (integrated gate-commutated thyristor) por mencionar algunos. La principal función de las VSC es la de generar voltaje de *ca* a partir de una fuente de voltaje de *cd*, debido a esto es común encontrarlas referenciadas como inversores. Con una VSC es posible controlar la magnitud, el ángulo de fase y la frecuencia del voltaje de salida.

La Fig.3.1 exhibe un circuito inversor monofásico, referido como de un polo, que consiste de un interruptor $A+$, y de un interruptor $A-$. Cuando un polo se conecta a través de una serie de capacitores que se cargan con un voltaje total V_{DC} , y los interruptores se abren y cierran alternadamente, el voltaje de salida, V_{A0} , en el punto medio del polo A con respecto al punto medio, 0 , del enlace capacitivo, es una onda cuadrada que contiene una componente fundamental y todas las componentes armónicas impares. La amplitud de la componente fundamental es directamente proporcional a V_{DC} , y la amplitud de la componente armónica impar (n) normalizada respecto a la fundamental es $(1/n)$, donde $n = 2k + 1$ para $k = 1, 2, 3$, etc., [1].

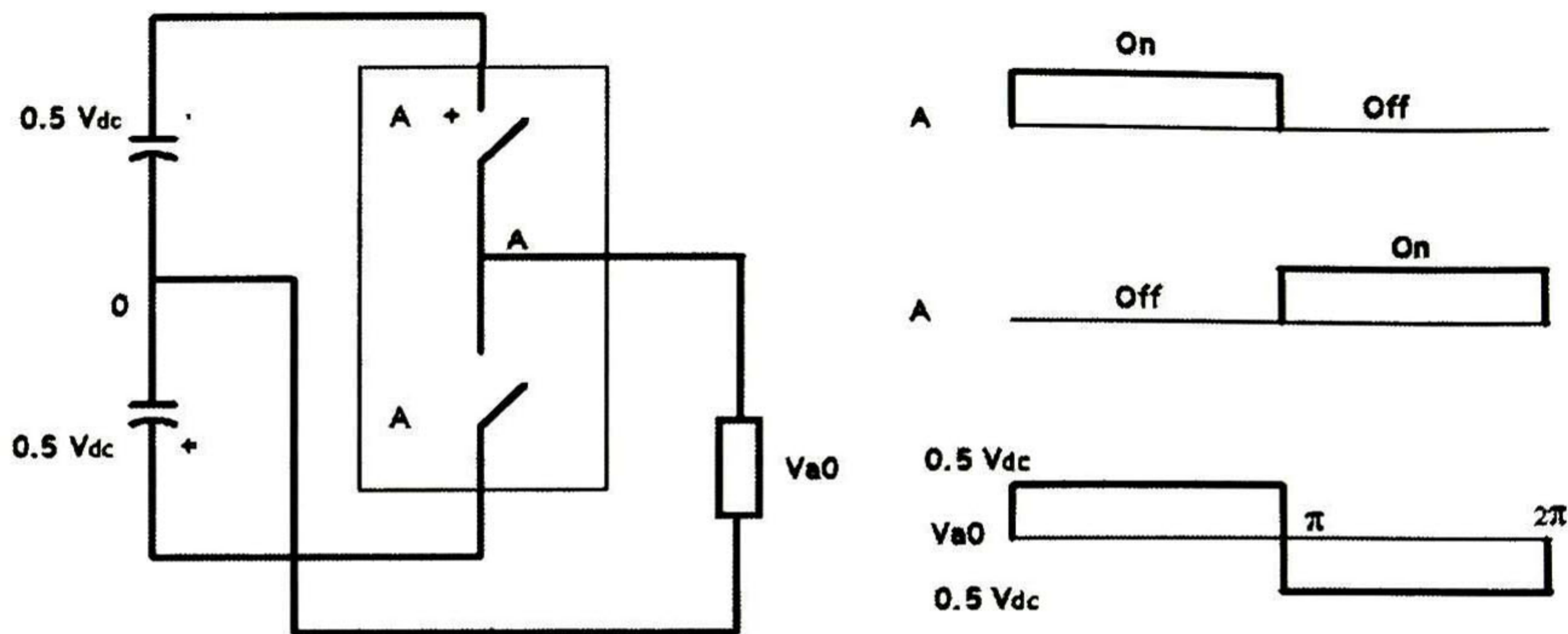


Fig. 3.1: Inversor de un polo y su voltaje de salida

Asimismo, para ilustrar el funcionamiento de un puente inversor monofásico que consiste de cuatro IGBT's, se presenta la Fig. 3.2. En las terminales de entrada se conecta un de voltaje de cd ; generalmente se utiliza un capacitor como elemento de almacenamiento de energía, el cual en estado estable se puede considerar como una fuente de cd , y dos puntos de conexión a , b al nodo del sistema de potencia. El voltaje de corriente directa es convertido en un voltaje de ca cuando el transistor apropiado es encendido/apagado secuencialmente.

Con los IGBT's 1-2 encendidos y 3-4 apagados, el voltaje V_{ab} es $+V_{cd}$ para medio ciclo, mientras que con 3-4 encendidos, y 1-2 apagados, el voltaje V_{ab} es $-V_{cd}$ para el siguiente medio ciclo. La corriente de ca es el resultado de la interacción del voltaje generado por el convertidor, el voltaje en el nodo de ca y la impedancia entre ellos. Suponga que en el inversor de la Fig.3.2, la corriente que fluye desde el lado de ca al convertidor es i_{ab} [2].

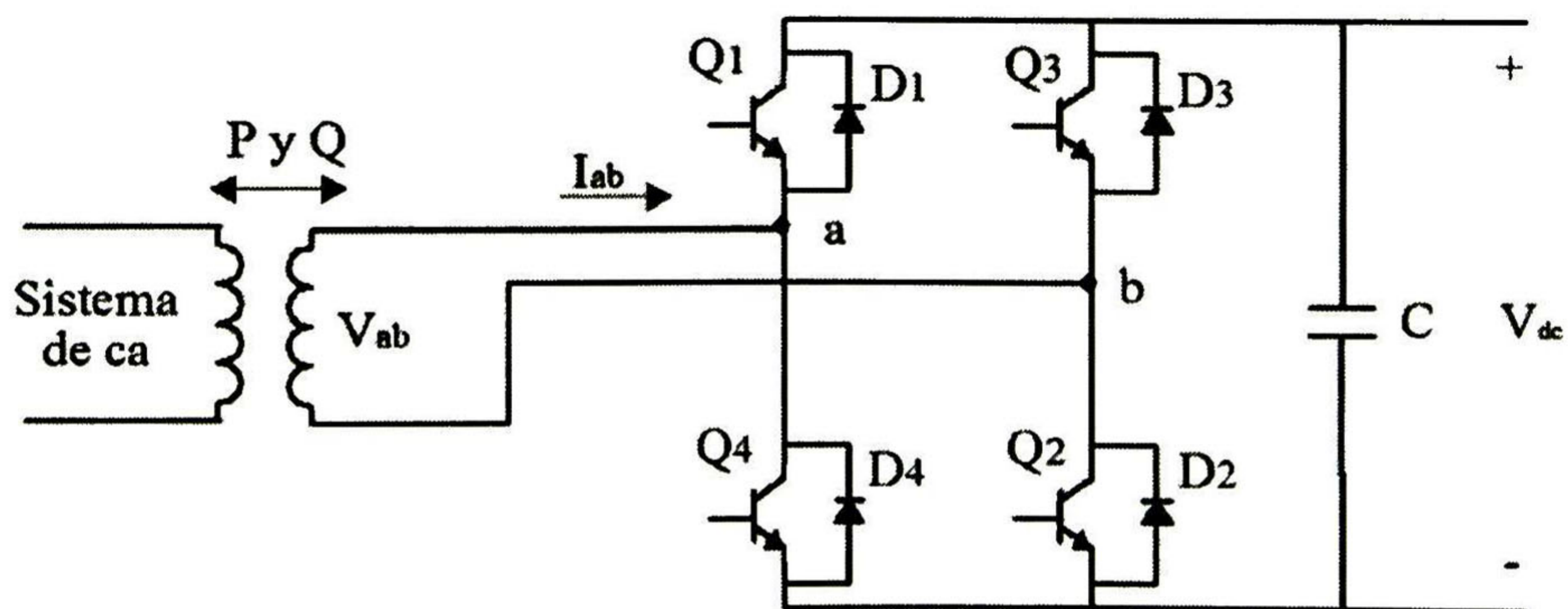


Fig. 3.2: Puente inversor monofásico

3. Configuración Multipulsos

- Entre el tiempo $[t_1, t_2]$, Fig. 3.3, con los IGBT's 1-2 encendidos y 3-4 apagados, V_{ab} es positivo e i_{ab} es negativo. La corriente fluye a través de Q_1 desde el lado de ca , punto a , y retorna por el punto b a través del dispositivo Q_2 ; esto es, el flujo es del lado de cd al lado de ca . Esta es una acción inversora.
- Entre $[t_2, t_3]$, la corriente cambia de polaridad y fluye a través de los diodos 1-2, fluyendo la potencia del lado de ca hacia el lado de cd . En esta etapa la VSC se comporta como un rectificador. Durante este periodo los IGBT's 1-2 continúan encendidos, sólo que no conducen corriente en forma inversa, por lo que ésta fluye a través de los diodos.
- Entre $[t_3, t_4]$, con los IGBT's 3-4 encendidos y 1-2 conmutados, V_{ab} es negativo mientras que i_{ab} cambia de polaridad respecto al caso anterior. La corriente fluye a través de los IGBT's 3-2, esto es, el flujo es del lado de cd hacia el lado de ca .
- Entre $[t_4, t_5]$ sucede un caso similar al intervalo $[t_2, t_3]$, la corriente fluye a través de los diodos 3-4 (acción rectificadora).

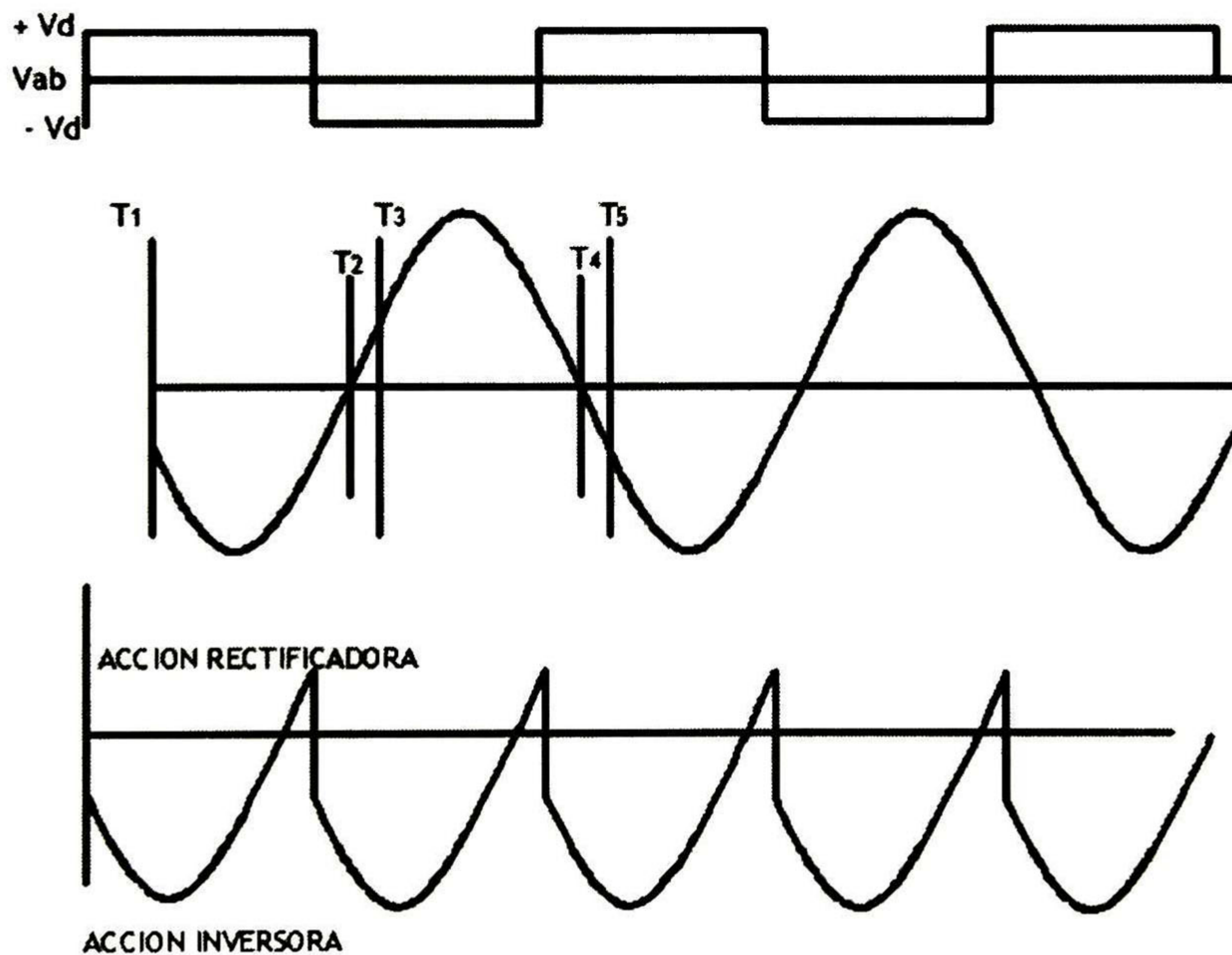


Fig. 3.3: Formas de onda para un puente VSC monofásico

Así, se puede observar que una VSC realiza tanto acción inversora, debido a la conmutación de los transistores, como acción rectificadora por parte de los diodos; esto es posible por el intercambio de corriente que existe entre el convertidor y el sistema de *ca*.

La utilización de fuentes convertidoras de voltaje (VSC's), ofrece flexibilidad en el control de la potencia, además mejoran la estabilidad del sistema con base en la controlabilidad que se tiene en el voltaje que se genera. Estas características operativas han influido significativamente en la elección de la VSC como elemento básico de operación de la mayoría de los compensadores dinámicos actuales[3].

Las fuentes convertidoras de voltaje, a través de la secuencia de conmutación apropiada, transforman un voltaje de *cd* conectado en sus terminales de entrada, en un voltaje de *ca* de frecuencia, magnitud y fase controlables en sus terminales de salida. Los métodos empleados en el control del voltaje generado por la VSC se clasifican de acuerdo al parámetro que modifican. Con base en lo anterior se tienen tres categorías principales:

- La variación de la ganancia de la VSC, manteniendo constante el voltaje de *cd*.
- La variación del voltaje de *cd*, manteniendo constante la ganancia de la VSC.
- La variación de ambos parámetros.

En las terminales de entrada de la VSC se conecta un voltaje de *cd*. Generalmente se utiliza un capacitor como elemento de almacenamiento de energía, el cual en estado estable se puede considerar como una fuente de *cd*. El tipo de elemento conectado en las terminales de *cd*, varía dependiendo de la aplicación en la que se utiliza la VSC. Por ejemplo, si se requiere un intercambio de potencia activa entre el VSC y el sistema al cual está interconectada, es necesaria la conexión de una fuente de voltaje o una batería, elementos que pueden aportar cantidades de energía durante periodos de mayor duración.

Para conectar la VSC al sistema de potencia es necesario utilizar un transformador de acoplamiento, el cual desarrolla dos funciones principales: conectar el voltaje generado por la fuente con el sistema eléctrico, y operar como filtro, utilizando su reactancia para atenuar las componentes de alta frecuencia, presentes en los voltajes de salida de la VSC. Por consiguiente, la presencia del transformador evita la condición de corto circuito en el capacitor, lo que permite que no se descargue rápidamente. Esta configuración se conoce como puente de dos niveles compuesta de seis interruptores. Cada interruptor es de estado sólido con capacidad de apagado controlable y un diodo de potencia en conexión antiparalelo. Se produce una onda de voltaje cuadrado cuando los interruptores cambian de estado en una secuencia apropiada [3]. Una señal de voltaje alterno con esas características, implica la presencia de componentes armónicos significativos de bajo orden en el voltaje de salida. Por lo tanto, se requiere la utilización de filtros o un esquema de conmutación adecuado para reducir las componentes.

3. Configuración Multipulsos

3.2. Configuración Multipulsos

La operación multipulsos se logra mediante la interconexión de transformadores de enlace de puentes de 6 pulsos trifásicos idénticos, los cuales presentan voltajes de salida desfasados [4]. Es por esa razón que se utiliza el concepto de *neutralización de armónicos mediante acoplamiento magnético*. Así, se puede establecer que: dos puentes de 6 pulsos como el mostrado en la Fig.3.4 se interconectan para constituir la configuración de 12 pulsos mediante transformadores con conexiones $Y-Y$ y $\Delta-Y$ respectivamente, haciendo uso del desfase de 30° existente entre los voltajes secundarios de cada transformador. Como resultado, se obtiene un voltaje total compuesto por la suma de los dos voltajes en serie. La aplicación se puede extender, dependiendo de los requerimientos, para obtener fuentes convertidoras de 24 y 48 pulsos, las cuales resultan al sumar los voltajes de salida de los transformadores de dos y cuatro convertidores de 12 pulsos, respectivamente. En el convertidor de 24 pulsos, el voltaje de salida se obtiene al combinar dos fuentes de 12 pulsos con señales de disparo desfasadas 15° entre ellas. Adicionalmente, con dos fuentes convertidoras de 24 pulsos desfasadas 7.5° entre ellas, se puede construir una fuente convertidora de 48 pulsos para aplicaciones de alta potencia, esto resulta en un contenido armónico casi nulo. De modo que la dificultad para estructurar un convertidor de multipulsos de potencia es la complejidad de los arreglos magnéticos. La operación del convertidor se lleva a cabo aplicando pulsos de disparo de frecuencia baja (generalmente la frecuencia de línea) a las compuertas de los interruptores de potencia. Dada esa baja frecuencia de conmutación, las pérdidas representan sólo alrededor de un tercio de las pérdidas del convertidor, las dos terceras partes restantes se deben a la interfase magnética (pérdidas por conducción) [5].

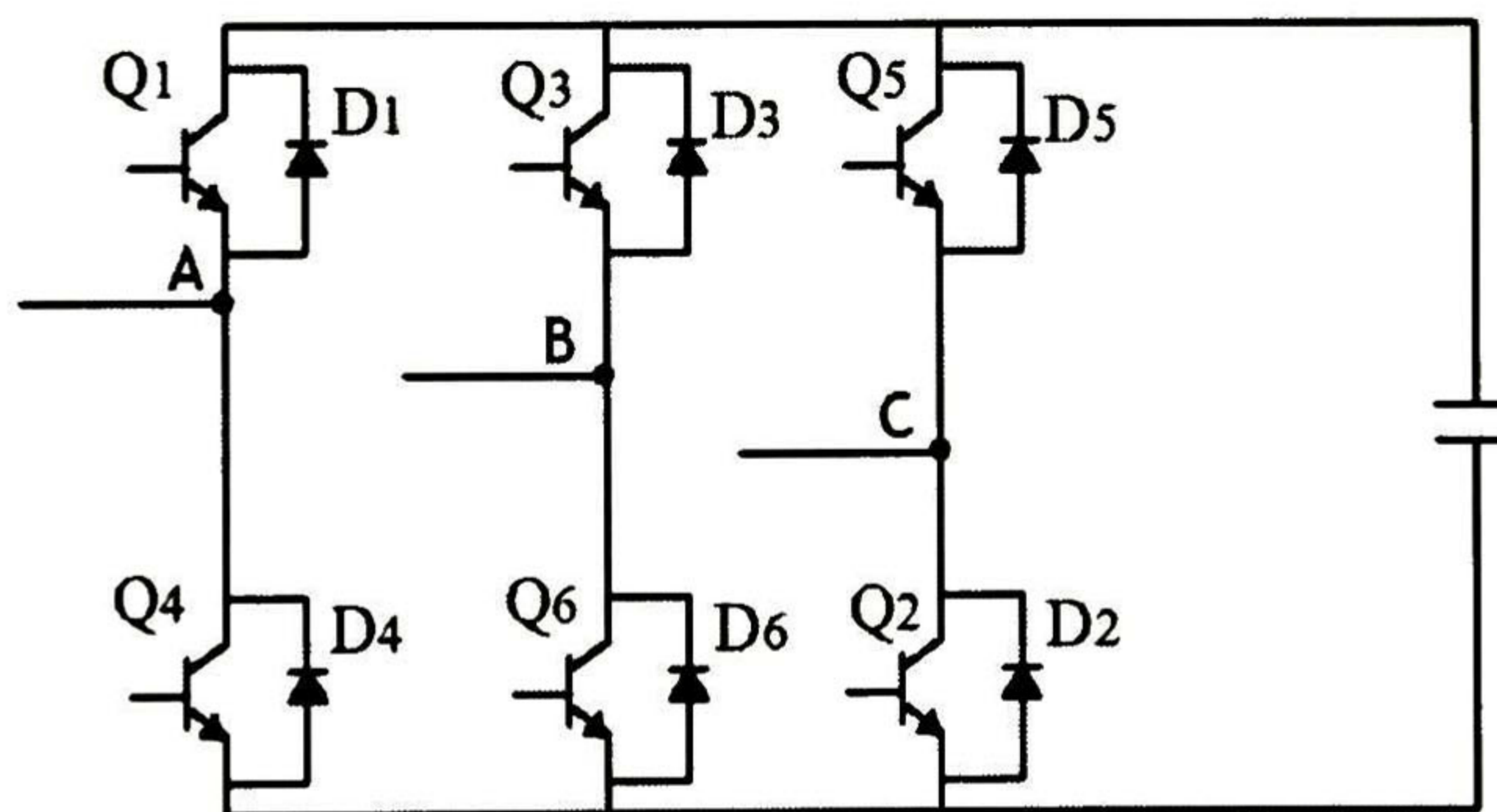


Fig. 3.4: Fuente inversora de voltaje trifásica de 6 pulsos

Así pues, las VSC's que utilizan la configuración multipulsos, realizan la cancelación de armónicos en los devanados secundarios de los transformadores de acoplamiento. La principal desventaja de esta configuración es la complejidad de la estructura magnética.

La operación de la fuente convertidora en configuración multipulsos de la Fig.3.5 [4, 6] con la aplicación de los pulsos mostrada en la Fig.3.6 [7], logra los siguientes resultados de voltaje de línea-neutro, Fig.3.7, y el voltaje de línea-línea, Fig.3.8. Las señales $gs_1, gs_2, gs_3, gs_4, gs_5$ y gs_6 son las señales de compuerta de Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5 y Q_6 . Las señales de compuerta se pueden representar con los valores de 1/0 para el encendido/apagado de interruptores. Estos voltajes tienen un ancho de 120° con un pico de voltaje de magnitud V_{cd} . Para cada intervalo de 60° se activan diferentes secuencias de operación [9].

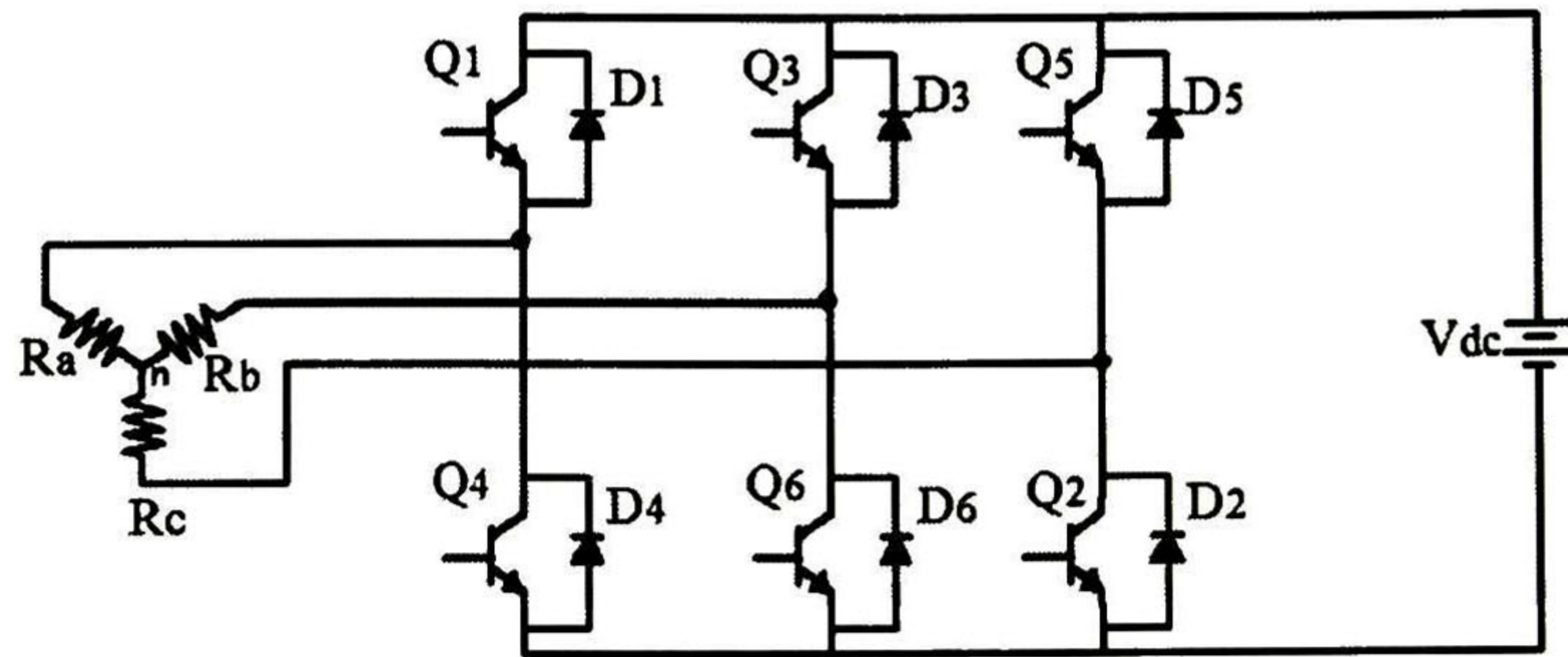


Fig. 3.5: Configuración de VSC de 6 pulsos

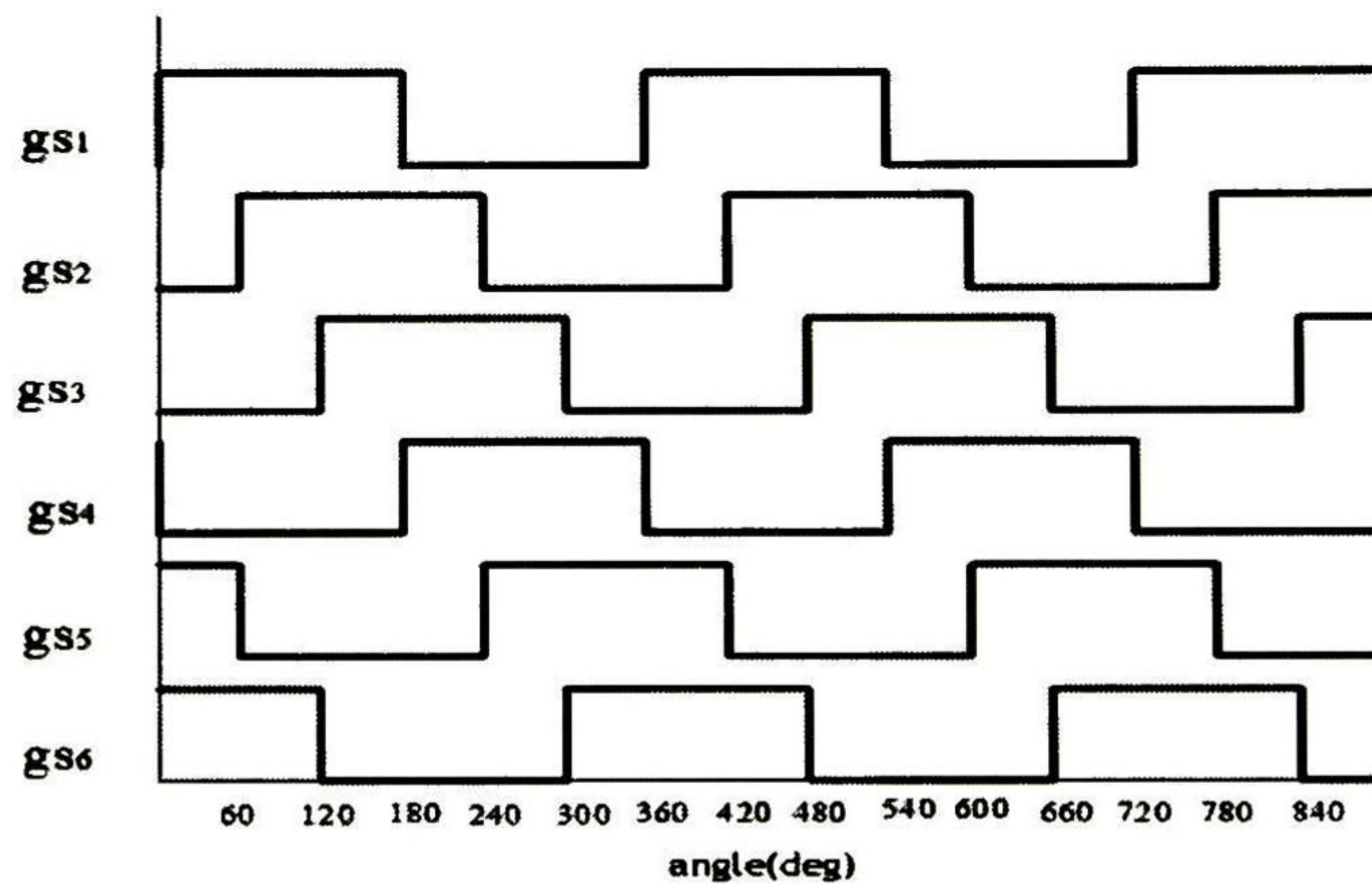


Fig. 3.6: Señales de disparo para el VSC de 6 pulsos

3. Configuración Multipulsos

Un análisis de las expresiones para V_{a6} y V_{ab6} demuestra que los componentes armónicos de V_{a6} son $\sqrt{3}$ veces más pequeños que los componentes de V_{ab6} . Similarmente, V_{ab6} está retrasado por 30° . Mediante análisis de Fourier a las formas de onda de voltaje de línea-neutro y al voltaje de línea-línea, es posible observar que exhiben simetría de media onda impar[8].

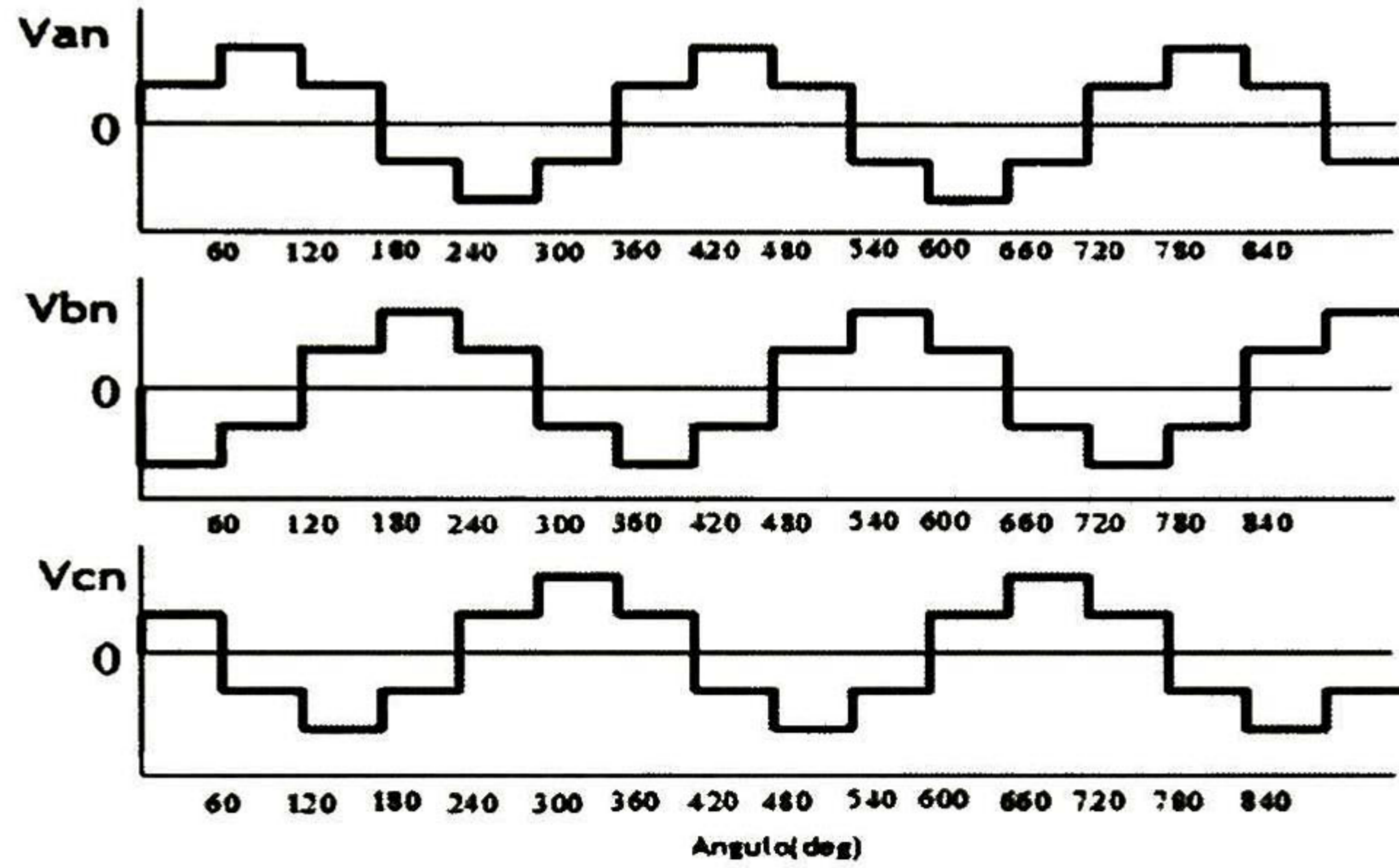


Fig. 3.7: Voltajes de línea-neutro de una VSC 6 pulsos

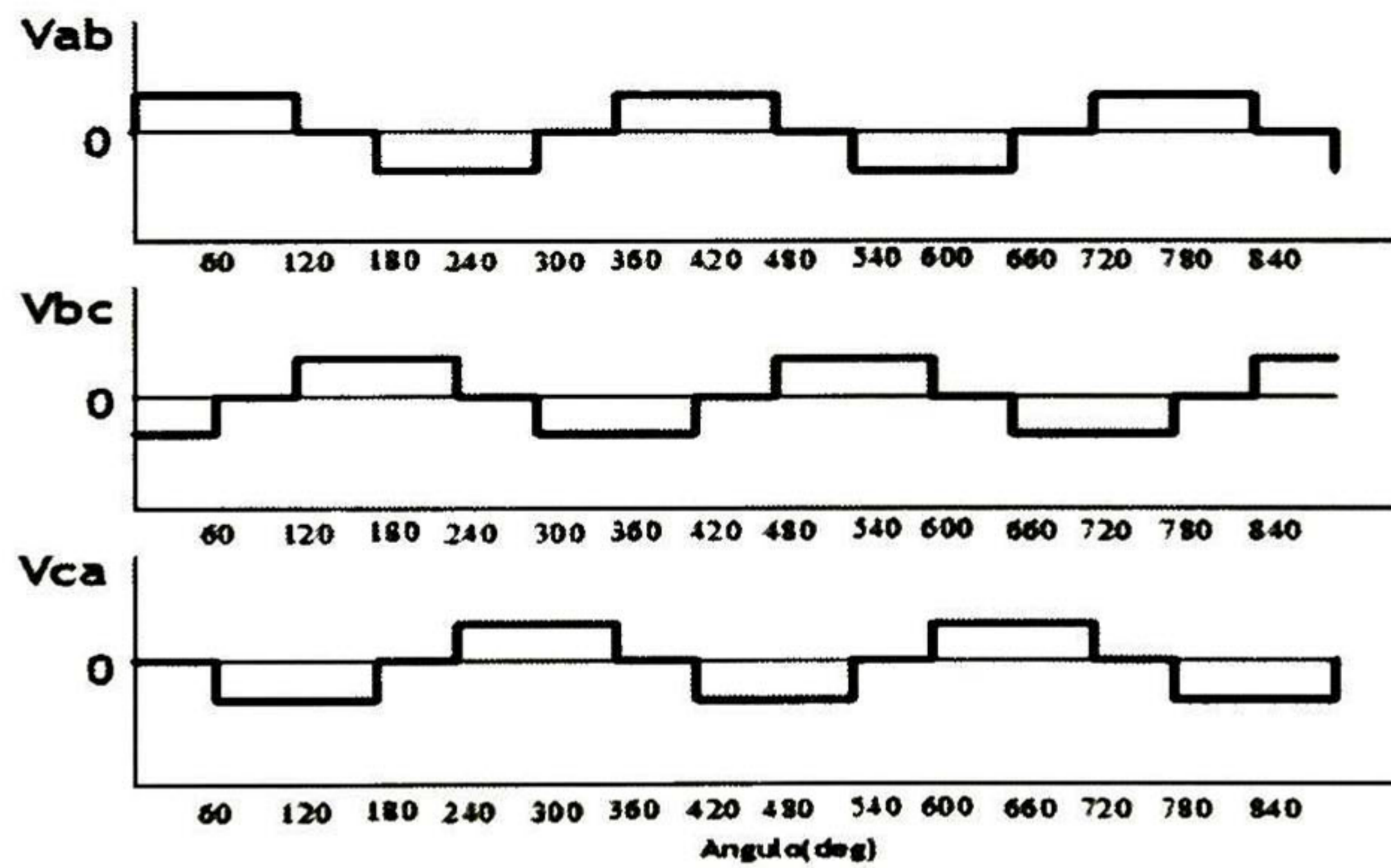


Fig. 3.8: Voltajes de línea-línea de una VSC 6 pulsos

3.3. Análisis frecuencial de la Configuración Multipulsos

La representación en series de Fourier de una función periódica, es la suma de componentes sinusoidales que tienen diferentes frecuencias. La componente sinusoidal de frecuencia ω se denomina la *enésima armónica* de la función periódica. La primera armónica comúnmente se conoce como la *componente fundamental*, porque tiene el mismo periodo de la función, y $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$ se conoce como *frecuencia angular fundamental*. Una señal $f(t)$ se dice periódica si para una constante positiva T_o : $f(t)=f(t+T_o)$, para todo t . El valor más pequeño de T_o que satisface la condición de periodicidad de la ecuación anterior, es el periodo de $f(t)$.

Por definición, una señal periódica $f(t)$ permanece sin cambio cuando se desplaza en el tiempo por un periodo. Esto significa que una señal periódica debe comenzar en $t = \infty$ ya que si comienza en un instante finito, digamos $t=0$, la señal desplazada en el tiempo $f(t+T_o)$ comenzará en $t = -T_o$ y $f(t+T_o)$ no sería la misma de $f(t)$. Por lo tanto, una señal periódica, por definición, debe ser una señal infinita (empezando en $t = -\infty$)[10]. Una señal periódica desplazada por un múltiplo entero de T_o permanece sin cambio. Asimismo, $f(t)$ puede ser considerada una señal periódica con periodo nT_o donde n es un entero.

Una señal periódica $f(t)$ con un periodo T_o puede ser expresado como una suma de senoidales de frecuencia $F_o(F_o = 1/T_o)$ y todos sus armónicos. La función $f(t)$ puede ser expresada como una sumatoria de componentes armónicos.

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (3.1)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \cos(n\omega t) dt \quad n = 0, 1, \dots, \infty \quad (3.2)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \sin(n\omega t) dt \quad n = 1, 2, \dots, \infty \quad (3.3)$$

La forma de onda del voltaje de línea-neutro presenta una media onda simétrica impar, por lo tanto, $a_n = 0$ y el voltaje de salida instantáneo es, Fig.3.7,

$$V_{a6} = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \quad (3.4)$$

donde

$$b_n = \frac{2V_{dc}}{3n\pi} (1 - (-1)^n) \left(\cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) + 1 \right) \quad (3.5)$$

3. Configuración Multipulsos

Los voltajes V_{b6} y V_{c6} son similares, excepto que cada fase está desplazada 120° y 240° , respectivamente, de V_{a6} . Las expresiones que describen al voltaje trifásico son [4]:

$$V_{a6} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_{dc}}{3n\pi} (1 - (-1)^n) \left(\cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) + 1 \right) \sin(n\omega t) \quad (3.6)$$

$$V_{b6} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_{dc}}{3n\pi} (1 - (-1)^n) \left(\cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) + 1 \right) \sin\left(n\omega t - \frac{n2\pi}{3}\right) \quad (3.7)$$

$$V_{c6} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_{dc}}{3n\pi} (1 - (-1)^n) \left(\cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) + 1 \right) \sin\left(n\omega t - \frac{n4\pi}{3}\right) \quad (3.8)$$

La amplitud pico de la fundamental y los componentes armónicos de V_{a6} resultan

$$V_{a6_1} = \frac{2}{\pi} V_{dc} \quad (3.9)$$

$$V_{a6_n} = \frac{2}{n\pi} V_{dc}, n = 1, 5, 7, 11, 13... \quad (3.10)$$

Similarmente, el voltaje de línea V_{ab6} exhibe una media onda simétrica impar con un retraso de 30° , esto es,

$$V_{ab6} = b_n \sum_{n=1}^{\infty} \sin\left(n\omega t + \frac{n\pi}{6}\right) \quad (3.11)$$

donde

$$b_n = \frac{2V_{dc}}{n\pi} (1 - (-1)^n) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \quad (3.12)$$

Los voltajes V_{bc6} y V_{ca6} presentan un comportamiento similar excepto con un desplazamiento 120° y 240° , respectivamente, de V_{ab6} ;

$$V_{ab6} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_{dc}}{n\pi} (1 - (-1)^n) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left(n\omega t + \frac{n\pi}{6}\right) \quad (3.13)$$

$$V_{bc6} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_{dc}}{n\pi} (1 - (-1)^n) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left(n\omega t + \frac{n\pi}{6} - \frac{n2\pi}{3}\right) \quad (3.14)$$

$$V_{ca6} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_{dc}}{n\pi} (1 - (-1)^n) \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin\left(n\omega t + \frac{n\pi}{6} - \frac{n4\pi}{3}\right) \quad (3.15)$$

Analizando las expresiones para V_{a6} y V_{ab6} , se nota que solamente los términos armónicos impares están presentes. Adicionalmente, puede mostrarse que el contenido armónico de cada señal está en el orden de $n = 6m \pm 1$, siendo m cualquier entero positivo ($m = 0, 1, 2, \dots$); esto es, $n = 1, 5, 7, 11, 13, \dots$. El valor pico de las componente fundamental y las componentes de orden superior de los voltajes. Esto se ilustra en la Fig.3.9, donde el contenido armónico se despliega como el porcentaje de la componente fundamental[8].

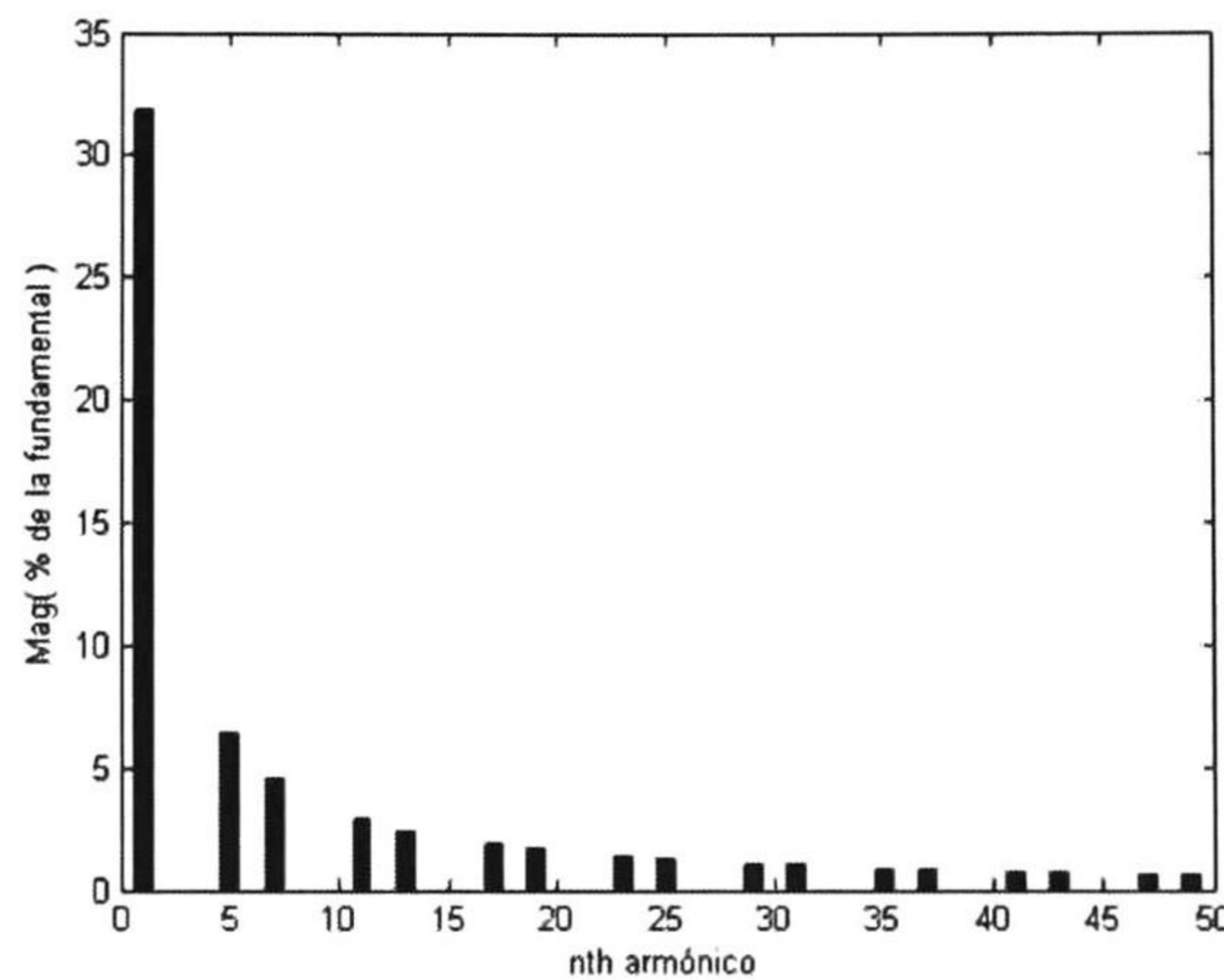


Fig. 3.9: Contenido armónico de V_{a6} y V_{ab6}

3.4. Conclusiones

Se ha expuesto una de las configuraciones fundamentales de VSC, discutiéndose los principios de operación y relaciones básicas. En relación a la información expuesta, es posible concluir que la configuración cumple con los objetivos de flexibilidad en el control de voltajes generados, facilidad en implementación, generación de voltajes de gran calidad y utilización de un número reducido de interruptores. Finalmente, se han resumido procesos de cálculo para la determinación de expresiones que definen el espectro armónico de los voltajes generados.

Referencias

- [1] Randall Shaffer, "*Fundamentals of Power Electronics*", Ed. Charles River Media, 2005.
- [2] Muhammad H. Rashid, *Power Electronics Handbook, Second Edition: Devices, Circuits and Applications*. Academic Press
- [3] José M. Lozano García., "*Compensador estático serie para el mejoramiento de la calidad de la energía en redes eléctricas*," *Tesis de Maestría, Cinvestav, Guadalajara, 2006*.
- [4] Ricardo Dávalos Marín, "*Detailed analysis of a multi-pulse STATCOM*" Reporte de Investigación, Cinvestav, Guadalajara, 2001.
- [5] CIGRE, "*Static Synchronous Compensator*" working group 14.19, September 1998.
- [6] Narain G. Hingorani and Laszlo Gyugyi, "*Understanding FACTS concepts and technology of flexible ac transmission systems*," IEEE Press, 1999.
- [7] M. Mohades, A.M. Gole and Sladjana Elez, "*Steady state frequency response of STATCOM*," IEEE Trans. Power Delivery, vol.16, pp. 18-23, January 2001.
- [8] Pável Zuñiga Haro, "*Análisis y Control de un compensador serie*," Tesis Doctoral, Cinvestav, Guadalajara, 2006.
- [9] Ricardo Dávalos M., Juan M. Ramírez, Ruben Tapia O., "*Three-phase multi-pulse converter STATCOM analysis*" *Electrical Power and Energy Systems* 27 (2005), pp. 39-51.
- [10] B. P. Lathi "*Linear Systems and Signals*," Berkeley-Cambridge Press, 1992.

Capítulo 4

Configuración Multinivel

4.1. Introducción

Los inversores multinivel han atraído mucho interés en el campo de la potencia eléctrica. Presentan un conjunto nuevo de propiedades que son muy adecuadas para usarse en compensación de potencia reactiva. Puede ser más fácil producir un inversor de alta potencia y alto voltaje con la estructura multinivel, por la forma en la que se controlan dentro de la estructura los esfuerzos dieléctricos del dispositivo. Al aumentar la cantidad de niveles de voltaje en el inversor, sin necesidad de mayores especificaciones nominales de los dispositivos individuales, se puede aumentar la potencia nominal. A medida que aumenta la cantidad de niveles de voltaje, se reduce en forma importante el contenido armónico en la forma de onda del voltaje de salida. Para aplicaciones de medio a alto voltaje, y para satisfacer los estándares de la distorsión armónica del voltaje y corriente en el lado de la línea, las recientes tendencias son utilizar las topologías de los inversores multinivel en los dispositivos FACTS. Además, un compensador multinivel tiene mejor desempeño para la compensación de corrientes. También tiene mejores características por los cambios repentinos de la carga que hacen que las topologías sean atractivas para el control continuo del comportamiento dinámico del sistema, y la reducción de problemas de la calidad de energía[1].

Dentro de los convertidores multinivel existen diversas topologías, de las cuales se pueden mencionar el Inversor Multinivel de Diodo Anclado, Inversor Multinivel con Capacitor Volante e Inversor en Cascada con Fuentes Independientes. Asimismo, existen diversos esquemas de modulación y control: Modulación de Ancho de Pulso Senoidal Multinivel, Eliminación Armónica Selectiva Multinivel, y Modulación de Espacio Vector. En las siguientes subsecciones se realiza una descripción general de las principales topologías.

Las características más relevantes de los inversores multinivel son que pueden generar un voltaje de salida con una distorsión armónica despreciable y una baja relación dv/dt ; la corriente de entrada tiene una baja distorsión armónica; el voltaje de modo común generado es pequeño, con lo que se reduce el estrés en las cargas inductivas, y mediante técnicas de modulación el voltaje de modo común puede ser eliminado; pueden operar con una frecuencia de conmutación baja[2].

Los inversores multinivel incluyen un arreglo de semiconductores de potencia y capacitores como fuentes de voltaje. El voltaje generado de salida tiene forma de onda escalonada considerando la conmutación de los interruptores, esto permite la adición del voltaje de los capacitores. Alcanzan un alto voltaje de salida, mientras que los interruptores de potencia deben soportar voltajes menores; es así que se tiene una distorsión armónica reducida. La Fig.4.1 presenta un diagrama esquemático de inversores multinivel de un polo con diferente número de niveles, donde los semiconductores de potencia son representados por interruptores ideales con varias posiciones [2]. Sin embargo, un alto número de niveles incrementa la complejidad del control e introduce problemas de desequilibrio en los voltajes de capacitor.

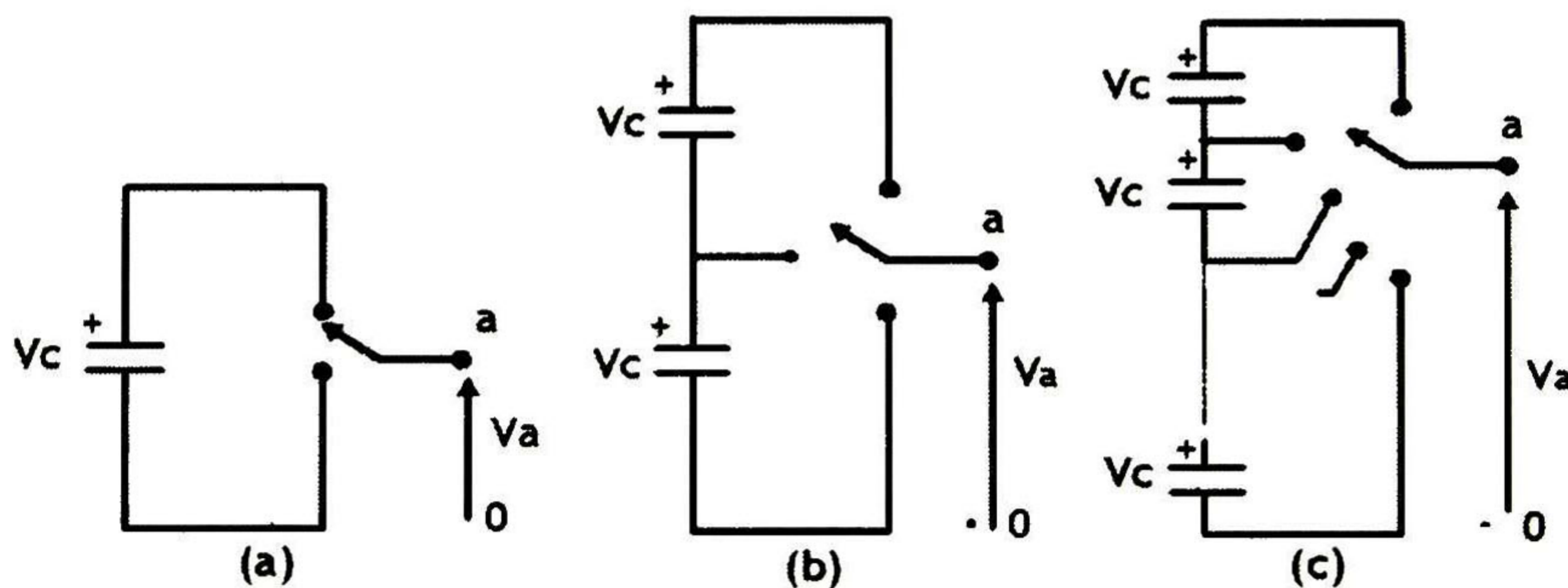


Fig. 4.1: Polo de una fase de un inversor con (a) dos niveles, (b) tres niveles, y (c) m niveles.

El primer inversor es de dos niveles, lo cual implica que genera un voltaje de salida de dos valores distintos, que en este caso es 0 y V_{dc} . Considerando que m es el número de escalones o niveles en el voltaje de salida de una fase con respecto a la terminal negativa del inversor, entonces el número k de escalones de voltaje entre dos fases está dado por [2]:

$$k = 2m + 1 \quad (4.1)$$

Mientras que el número de escalones p en el voltaje de fase de una carga trifásica en conexión estrella está dado por [2]:

$$p = 2k - 1 \quad (4.2)$$

Al incrementar el número de niveles el voltaje de salida presenta más escalones, lo que reduce la distorsión armónica. Sin embargo, si el número de niveles es muy grande, el control del inversor se vuelve difícil, sobre todo porque el controlador debe vigilar que la carga esté balanceada entre todos los capacitores, de modo que el voltaje en éstos no sea muy distinto.

4. Configuración Multinivel

4.2. Topologías de Inversores Multinivel

4.2.1. Inversor Multinivel con Diodos de Anclaje (DCMLI)

El inversor con diodos de anclaje de tres niveles monofásico[2], exhibe una topología como la mostrada en la Fig. 4.2.

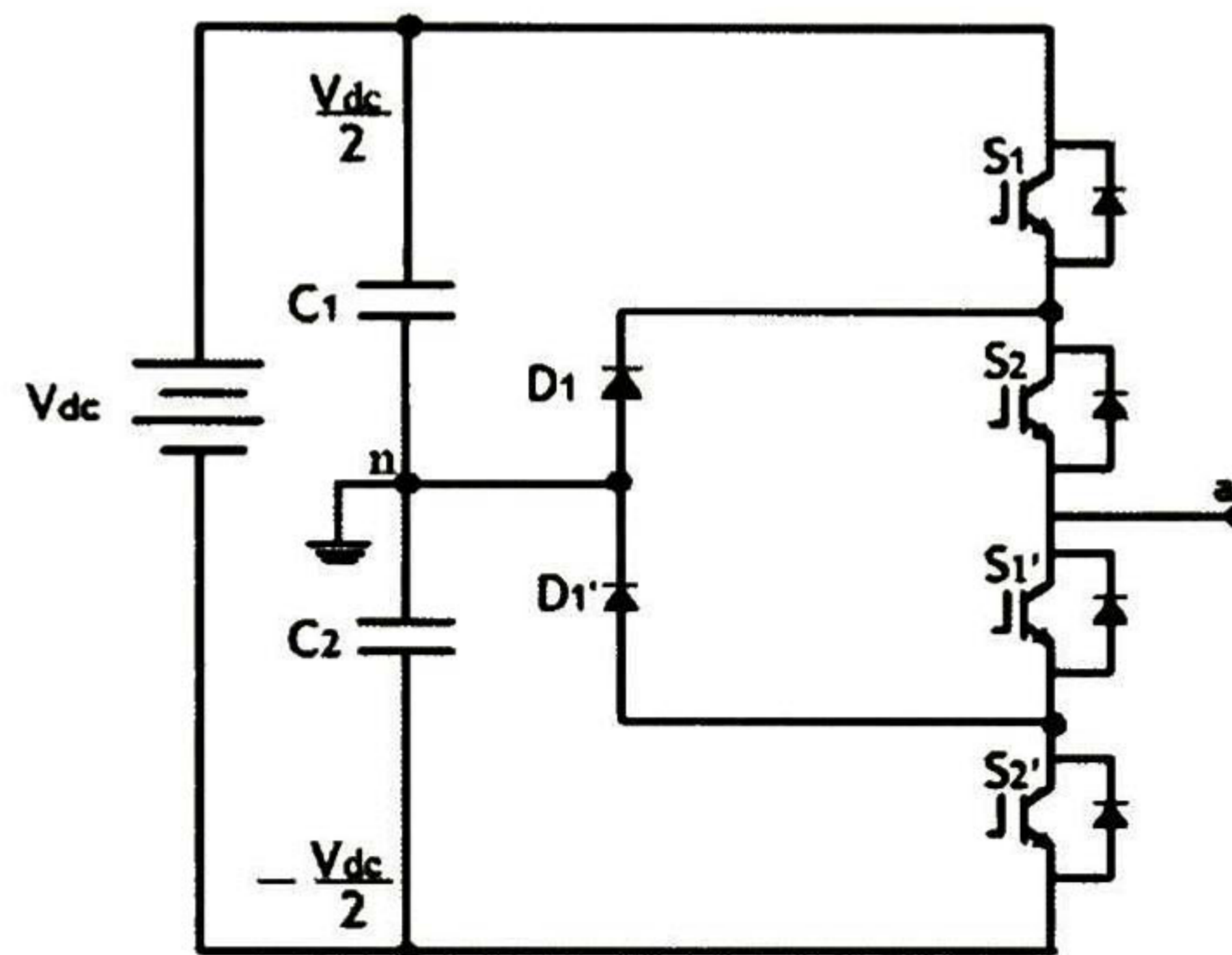


Fig. 4.2: Inversor Multinivel con Diodos de Anclaje (DCMLI) monofásico de 3 niveles.

La Fig. 4.2 exhibe un inversor multinivel con diodos de anclaje monofásico de 3 niveles. La fuente de voltaje de *cd* alimenta a los dos capacitores en serie C_1 y C_2 , tomando al punto n como referencia; la tensión de salida V_{an} puede tomar tres niveles diferentes: $V_{dc}/2$, 0 y $-V_{dc}/2$. Para la tensión del nivel $V_{dc}/2$, se deben disparar los interruptores S_1 y S_2 ; para el nivel de tensión cero, se deben disparar los interruptores S_2 y S_1' , y para el nivel de salida $-V_{dc}/2$ se deben disparar los interruptores S_1' y S_2' . Los diodos fijadores proveen libre paso a la corriente durante el nivel cero, cuando S_2 y S_1' están disparados.

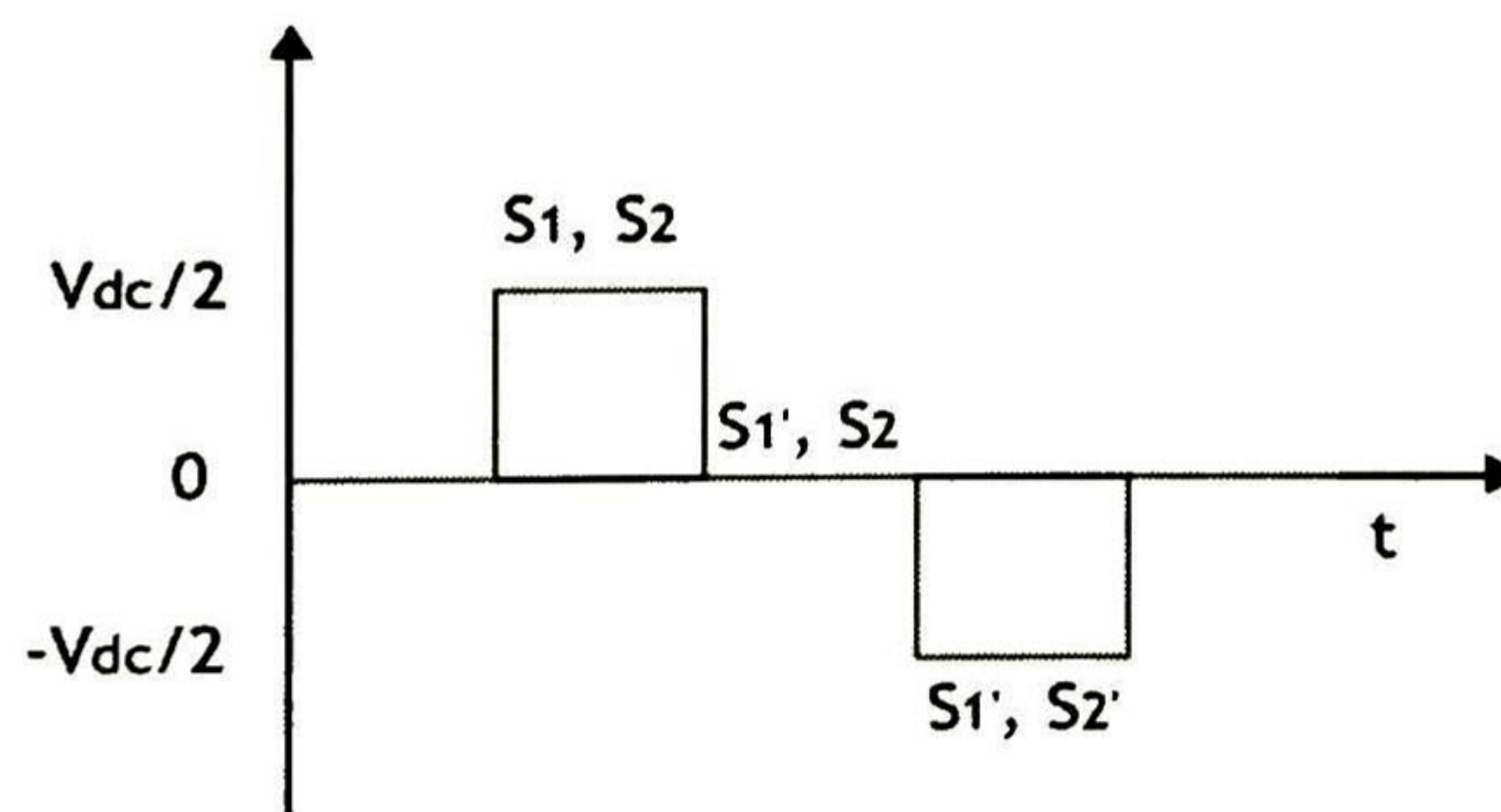


Fig. 4.3: Niveles de voltaje de salida, V_{an} .

Así, los inversores multinivel sintetizan una forma de onda de voltaje a partir de varios niveles de fuentes de voltaje directo, obtenidas de voltajes de capacitor. Conforme se incrementa el número de niveles, la onda sintetizada se aproxima a la onda senoidal, resultando en una distorsión armónica reducida. La Fig.4.4 presenta un inversor monofásico de cinco niveles.

Este convertidor es complejo y requiere una fuente de voltaje cd que se divide o se deriva para proporcionar un voltaje de referencia cero [3, 4]. Existen principalmente dos maneras de implementar un inversor de 5 niveles mediante diodo anclado. Una de ellas es la mostrada en la Fig. 4.4, que consiste en colocar dos inversores de 3 niveles alimentados por la misma fuente, y la carga entre las salidas de dichos inversores.

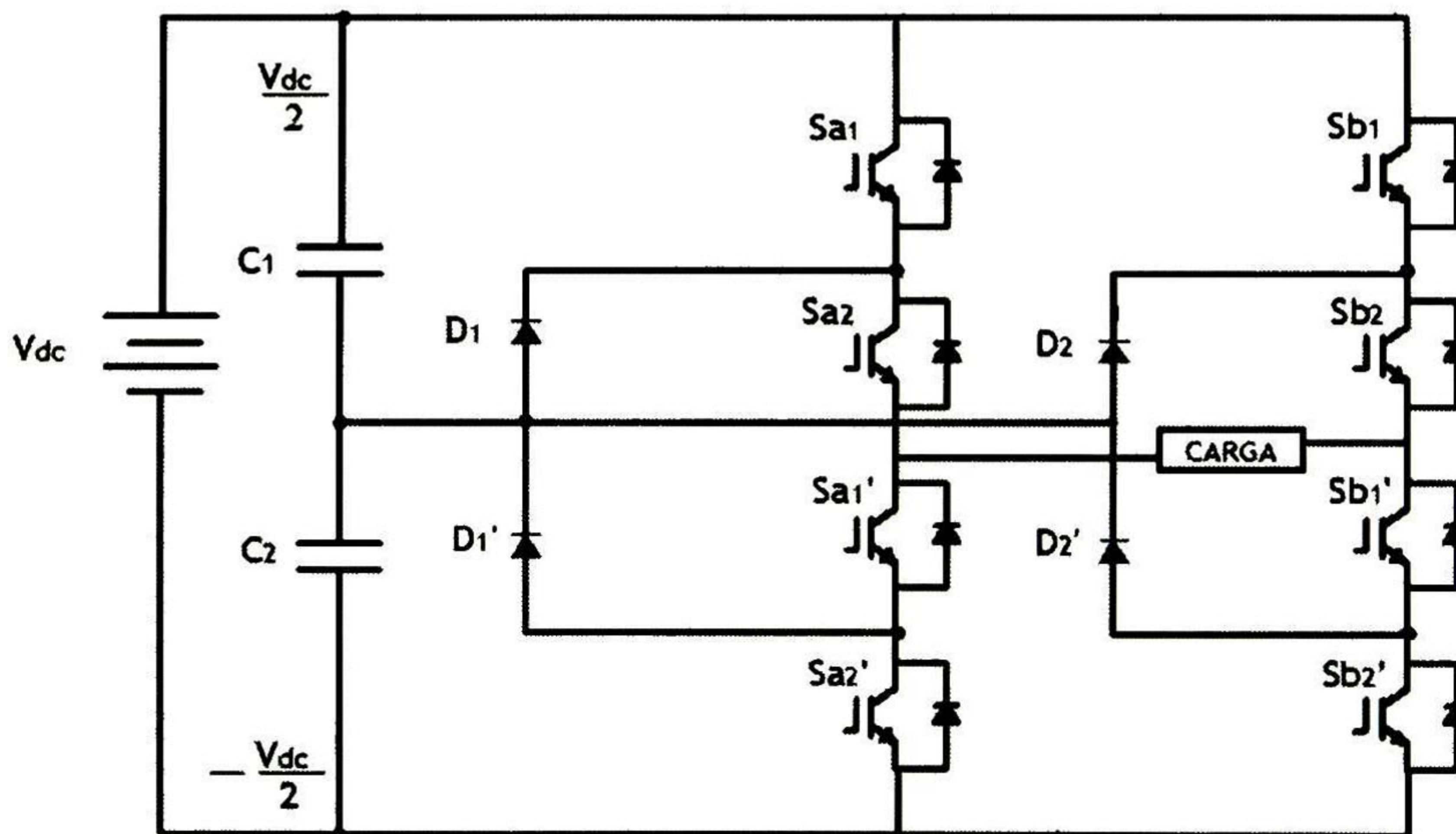


Fig. 4.4: Inversor Multinivel con Diodos de Anclaje (DCMLI) monofásico de 5 niveles.

Un inversor de m niveles de tensión presenta $(m - 1)$ condensadores en el nodo de continua, cada uno de ellos bloqueando una tensión $V_{dc}/(m - 1)$. Los diodos han de soportar diferentes rangos de tensión inversa, ya que deben bloquear la tensión de más de un condensador, dependiendo del estado de conmutación. La otra posibilidad de aumentar los niveles es en forma vertical; la Fig.4.5, exhibe una rama de 5 niveles.

Asumiendo que el rango de tensión que debe bloquear cada diodo es igual al rango de tensión máximo en cada rama, el número de diodos necesarios en cada fase es $(m - 1)(m - 2)$. Este número aumenta cuadráticamente con m , por lo que la topología es inviable para un número muy elevado de niveles. La recuperación inversa de los diodos y las limitaciones que conllevan es el principal inconveniente de esta topología. De la Fig. 4.5, se puede observar que la tensión V_{dc} , se reparte en cinco niveles por medio de los capacitores C_1, C_2, C_3 y C_4 siendo el valor de la tensión de cada capacitor y la tensión de bloqueo de cada interruptor igual $V_{cd}/4$.

4. Configuración Multinivel

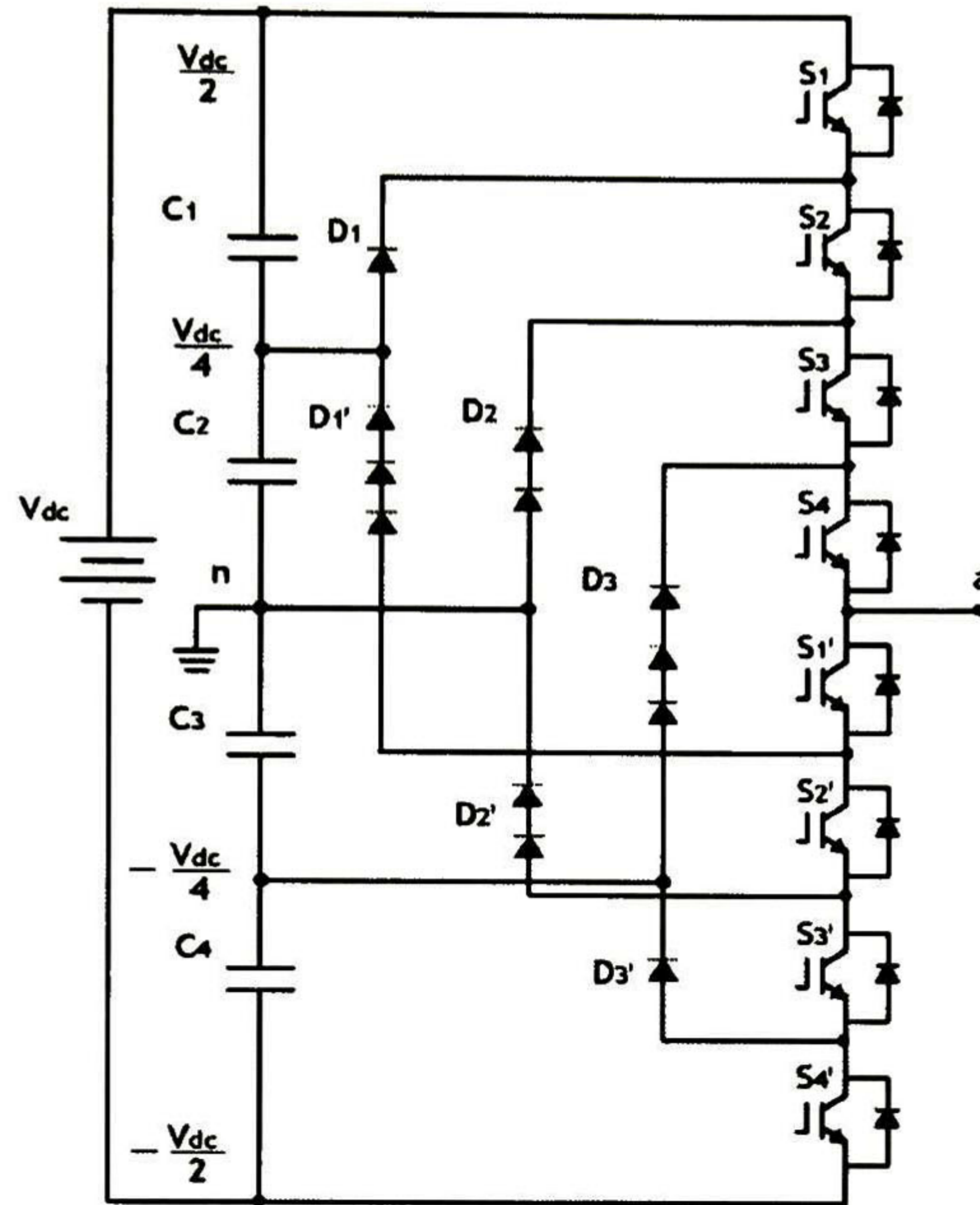


Fig. 4.5: Inversor Multinivel con Diodos de Anclaje (DCMLI) monofásico de 5 niveles.

Los problemas que se presentan cuando se usan más de tres niveles son por la tensión de bloqueo de los diodos anclados. De acuerdo con la Fig. 4.5 se aprecia lo siguiente[2]: Cuando los interruptores de conmutación están cerrados, el diodo D_3 debe bloquear la tensión de tres capacitores ($3V_{dc}/4$), mientras que el D_2 debe bloquear dos capacitores ($2V_{dc}/4$), y el diodo D_1 debe bloquear $V_{dc}/4$. Cuando los interruptores de conmutación S_1, S_2, S_3, S_4 están cerrados, $D_{1'}$ debe bloquear $3V_{dc}/4$, $D_{2'}$ $2V_{dc}/4$ y $D_{3'}$ $V_{dc}/4$. En la Fig.4.6 se puede observar la forma de onda de voltaje de línea a neutro en un convertidor de cinco niveles.

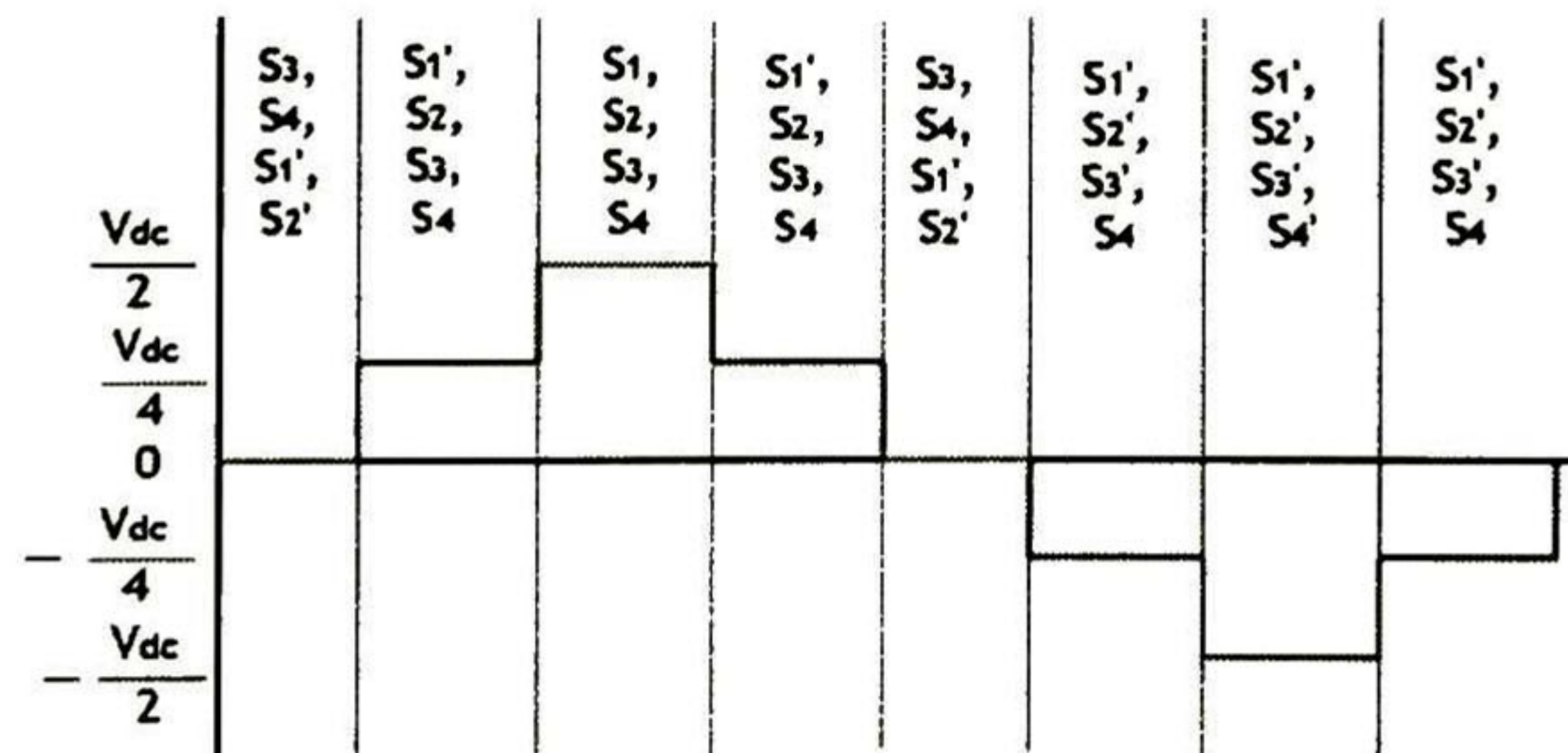


Fig. 4.6: Tensiones de salida del inversor de cinco niveles para DCMLI.

Para el inversor de cinco niveles de la Fig. 4.5 existen cinco combinaciones de conmutación, con las cuales se pueden obtener cinco niveles de voltajes de fase a la salida a través de a y n [2].

1. Para el nivel de voltaje $V_{an} = V_{dc}/2$, todos los dispositivos de conmutación de la parte superior $S_1 - S_4$ deberán conducir.
2. Para el nivel de voltaje $V_{an} = V_{dc}/4$, deberán conducir los tres dispositivos de la parte superior $S_2 - S_4$ y un dispositivo de conmutación de la parte inferior S'_1 .
3. Para el nivel de voltaje $V_{an} = 0$, deberán conducir dos dispositivos de la parte superior S_3 y S_4 , y dos dispositivos de la parte inferior S'_1 y S'_2 .
4. Para el nivel de voltaje $V_{an} = -V_{dc}/4$, un dispositivo de conmutación de la parte superior S_4 , y los tres dispositivos de la parte inferior $S'_1 - S'_3$.
5. Para el nivel de voltaje $V_{an} = -V_{dc}/2$, todos los dispositivos de conmutación de la parte inferior $S'_1 - S'_4$ deberán conducir.

Los índices básicos para medir el estrés en un dispositivo, son la corriente que debe drenar cuando está encendido y el voltaje que debe bloquear cuando está apagado. En cuanto a la corriente, en esta topología todos los dispositivos habrán de estar diseñados para soportar el nivel de corriente que se requiere en la carga. En cuanto al voltaje, cada IGBT debe soportar un nivel del inversor cuando está apagado, $V/(m - 1)$, donde m es el número de niveles de voltaje. Por ejemplo, para el caso de 5 niveles, cada IGBT debe bloquear un nivel de tensión del inversor que es $V_{dc}/4$ cuando está apagado. Sin embargo, los arreglos de diodos deben soportar diferentes niveles, es por eso que se agregan arreglos de diodos en serie. Los diodos en serie se usan para disminuir el stress de voltaje en cada diodo. Un solo diodo podría hacer el trabajo si pudiera soportar un alto voltaje. El nivel de voltaje que cada diodo debe bloquear depende del estado de conducción y, en los casos anteriores, se han agregado los necesarios para que cada diodo soporte un nivel de voltaje del inversor. Por ejemplo en los arreglos que bloquean 3 niveles de voltaje, se han agregado 3 diodos en serie. Siguiendo las estrategias estudiadas para aumentar el número de niveles, la topología es capaz de manejar cualquier número de niveles, agregándolos verticalmente o colocando inversores cara a cara, de modo que el conjunto funcione como un convertidor de mayor cantidad de niveles. El agregar niveles a un convertidor mejora la calidad del voltaje de salida, pues este tiene una menor distorsión armónica. Aún así, los convertidores regularmente tienen un esquema de modulación PWM y alguna estrategia de control para disminuir la distorsión ocasionada por armónicas de bajo orden. Sin embargo, el número de diodos se incrementa con el número de niveles, lo que limita su número, pues manejar un elevado número de diodos trae como consecuencia el problema del tiempo de recuperación inversa.

Así, la principal ventaja de los circuitos inversores multinivel es su capacidad para generar formas de onda de voltaje con bajo contenido armónico, sin requerir circuitos magnéticos. Esta ventaja se ve opacada por la complejidad del control y el tamaño de los capacitores cd , y/o la necesidad de componentes de potencia adicionales, por ejemplo diodos de potencia y funciones de control para ecualizar el voltaje cd .

4. Configuración Multinivel

En la Fig.4.7 se ilustra la generación del estado $V_{dc}/2$. Un inversor debe conducir corriente en ambos sentidos, cuando la fuente entregue potencia a la carga y esta misma entregue potencia a la fuente; la flecha junto a la carga indica la dirección de la corriente.

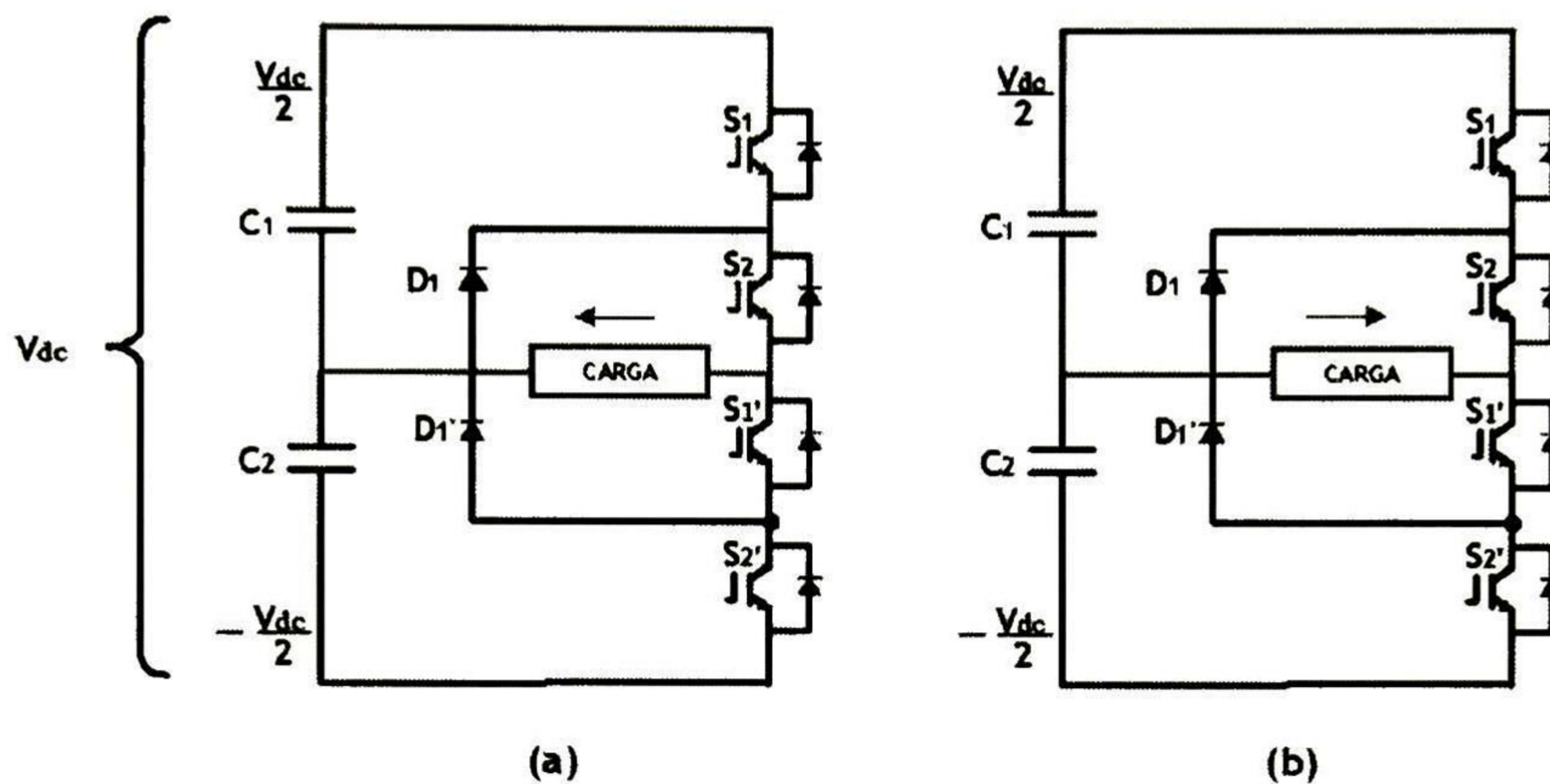


Fig. 4.7: Inversor Multinivel de Diodo Anclado, nivel $V_{dc}/2$.

En la Fig.4.7(a) se muestra cuando la fuente está entregando potencia a la carga . Asimismo, en la Fig.4.7(b) se observa cuando la carga regresa potencia a la fuente.

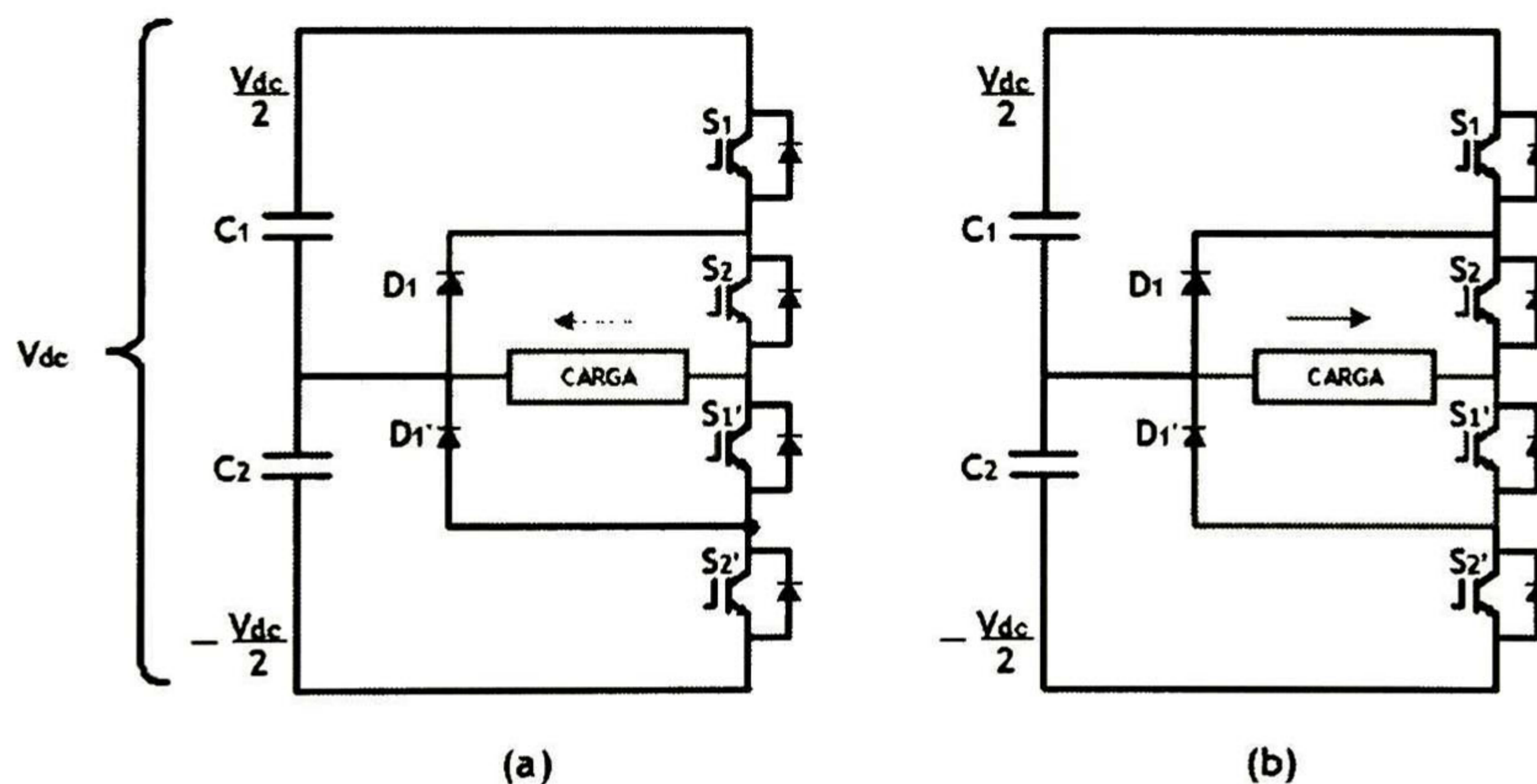


Fig. 4.8: Inversor Multinivel Diodo Anclado, nivel 0.

En la Fig. 4.8 se indica el estado en el que el voltaje en la carga es cero. Note que la carga no debe quedar en circuito abierto en ningún momento, pues la inductancia de la misma puede producir un alto voltaje que dañaría los interruptores.

La Fig. 4.9 ilustra la generación del estado $-V_{dc}/2$. La Fig. 4.9(a) esquematiza el caso en el que la carga entrega potencia a la fuente; la Fig. 4.9(b) es el caso en el que la fuente entrega potencia a la carga.

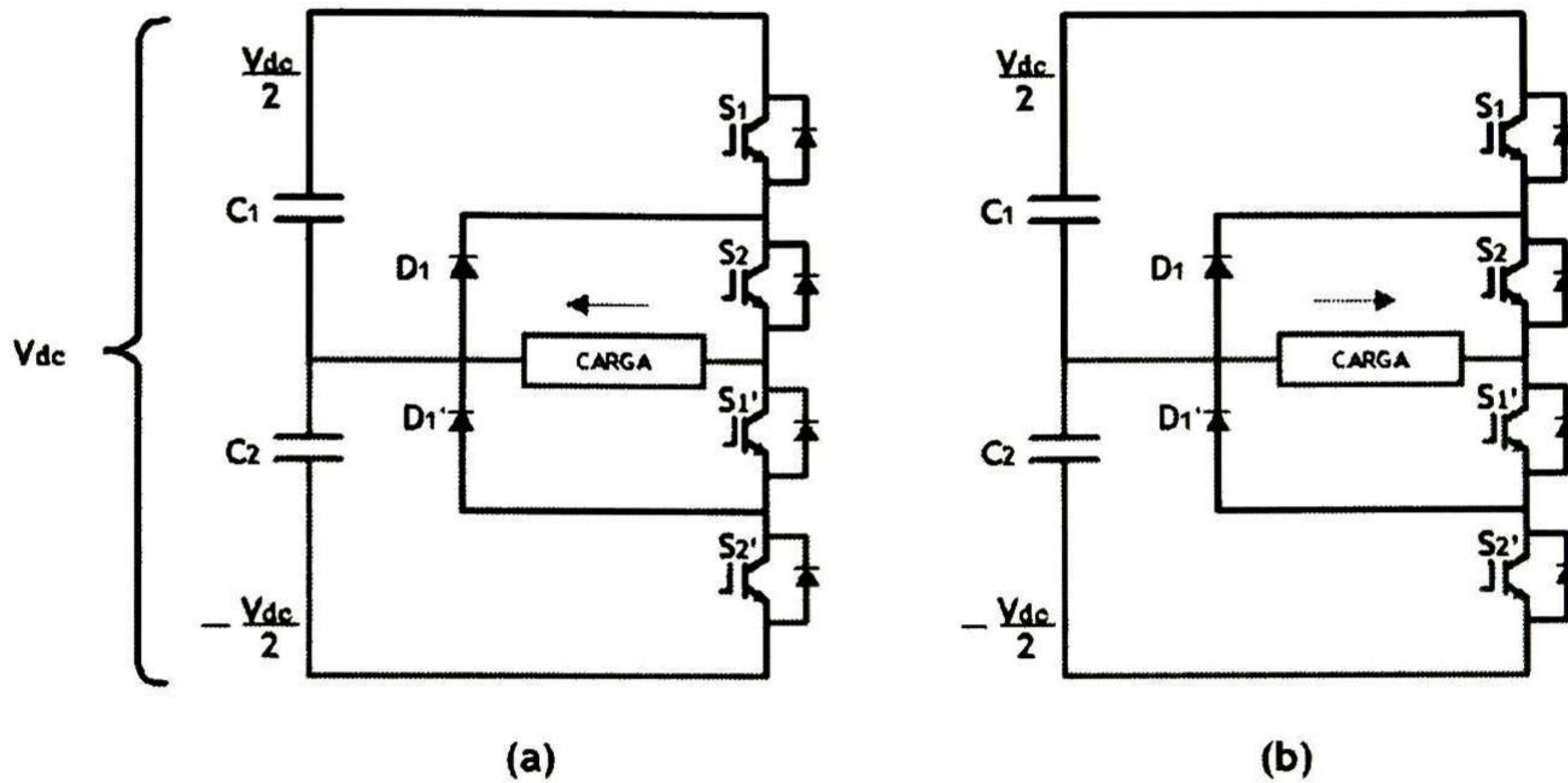


Fig. 4.9: Inversor Multinivel Diodo Anclado, nivel $-V_{dc}/2$

Las señales de control de los interruptores se despliegan en la Fig. 4.10. Las primeras cuatro señales, llamadas S , representan señales lógicas en el que un 1 enciende el respectivo transistor, y un 0 lo apaga. La señal output representa el voltaje en la carga. Note que los interruptores $S_1-S_{1'}$ y $S_2-S_{2'}$ son complementarios. Esta clase de arreglo geométrico se observa en la mayoría de los inversores multinivel, así como en el inversor con puente H convencional.

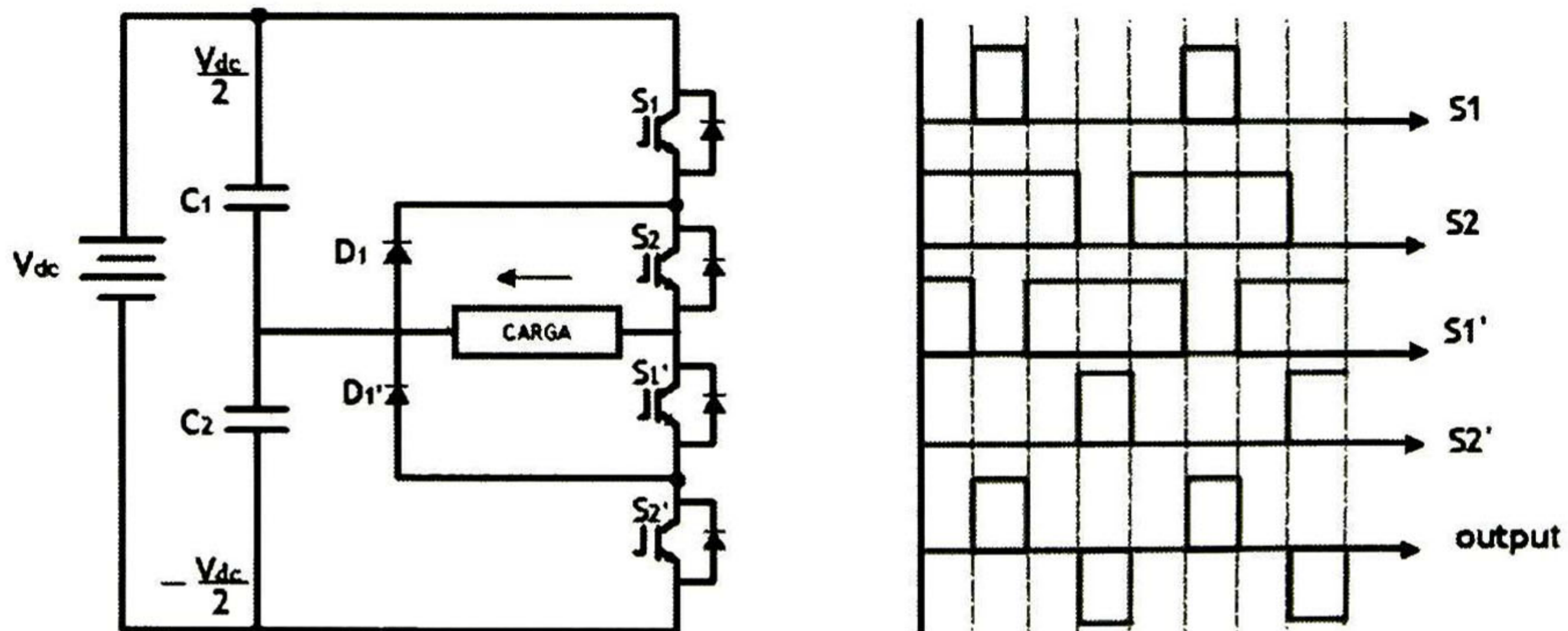


Fig. 4.10: Señal de salida y señales de control de inversor DCMLI.

4. Configuración Multinivel

4.2.2. Inversor Multinivel con Capacitor Volante(FCMLI)

La Fig.4.11 ilustra la topología multinivel conocida como capacitor volante propuesta por primera vez en [5] y considerada como una alternativa más ventajosa que la topología multinivel de diodos de anclaje.

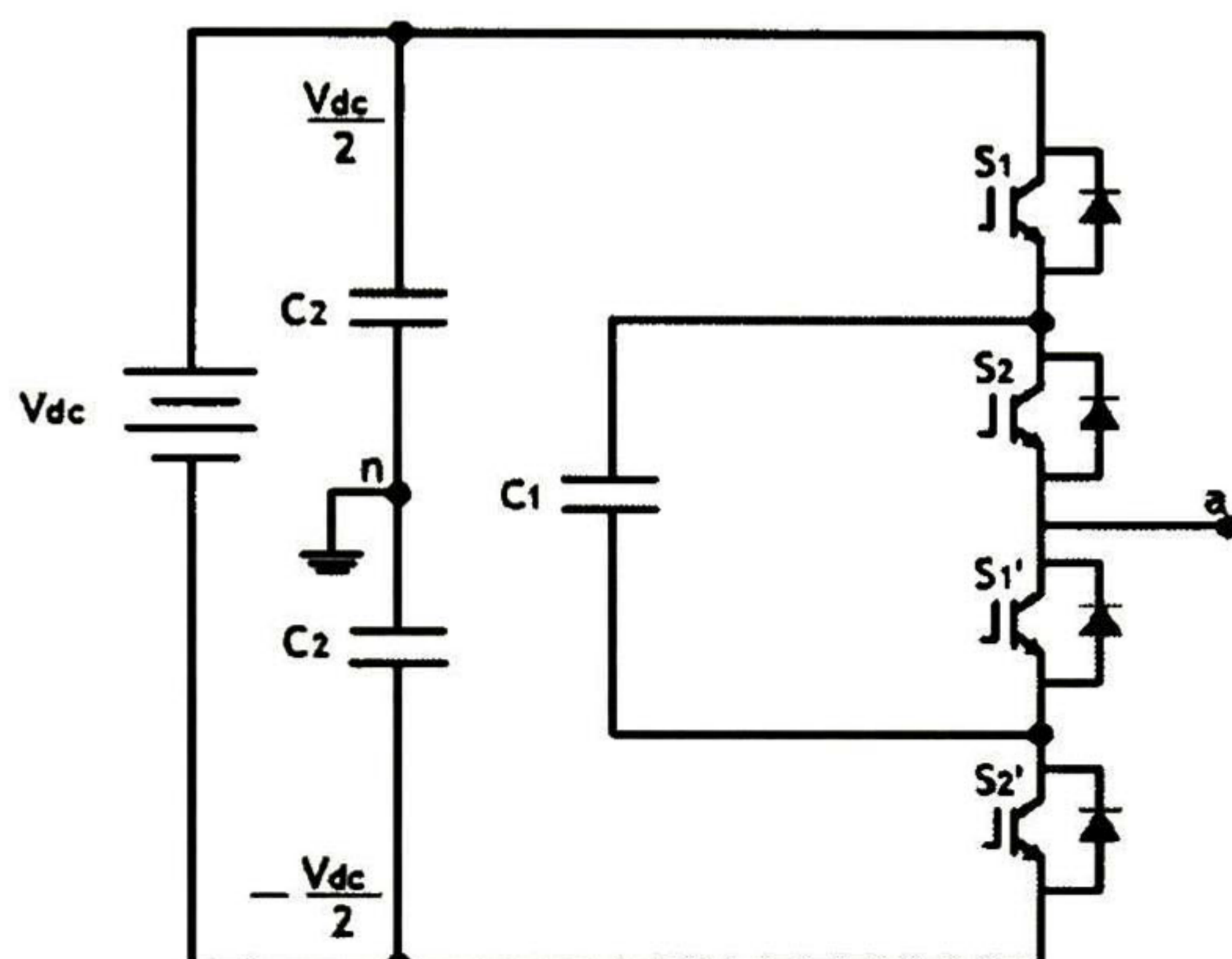


Fig. 4.11: Inversor Multinivel con Capacitor Volante (FCMLI) monofásico de 3 niveles.

En ella, los capacitores tienen por función fijar la tensión a un determinado nivel, para lograr generar una tensión alterna línea-neutro de tres niveles a la salida, Fig.4.12. Los interruptores deben conducir una secuencia de conmutación: para generar $V_{dc}/2$, conducen los interruptores S_1 y S_2 , mientras que para $-V_{dc}/2$ deben conducir S_1' y S_2' ; para el nivel 0, deben conducir S_1' y S_2 . El capacitor C_1 se carga cuando S_1' y S_1 conducen, y se descarga cuando lo hacen S_2' y S_2 . La carga de C_1 puede equilibrarse con una adecuada sincronización en la conmutación de los interruptores [2].

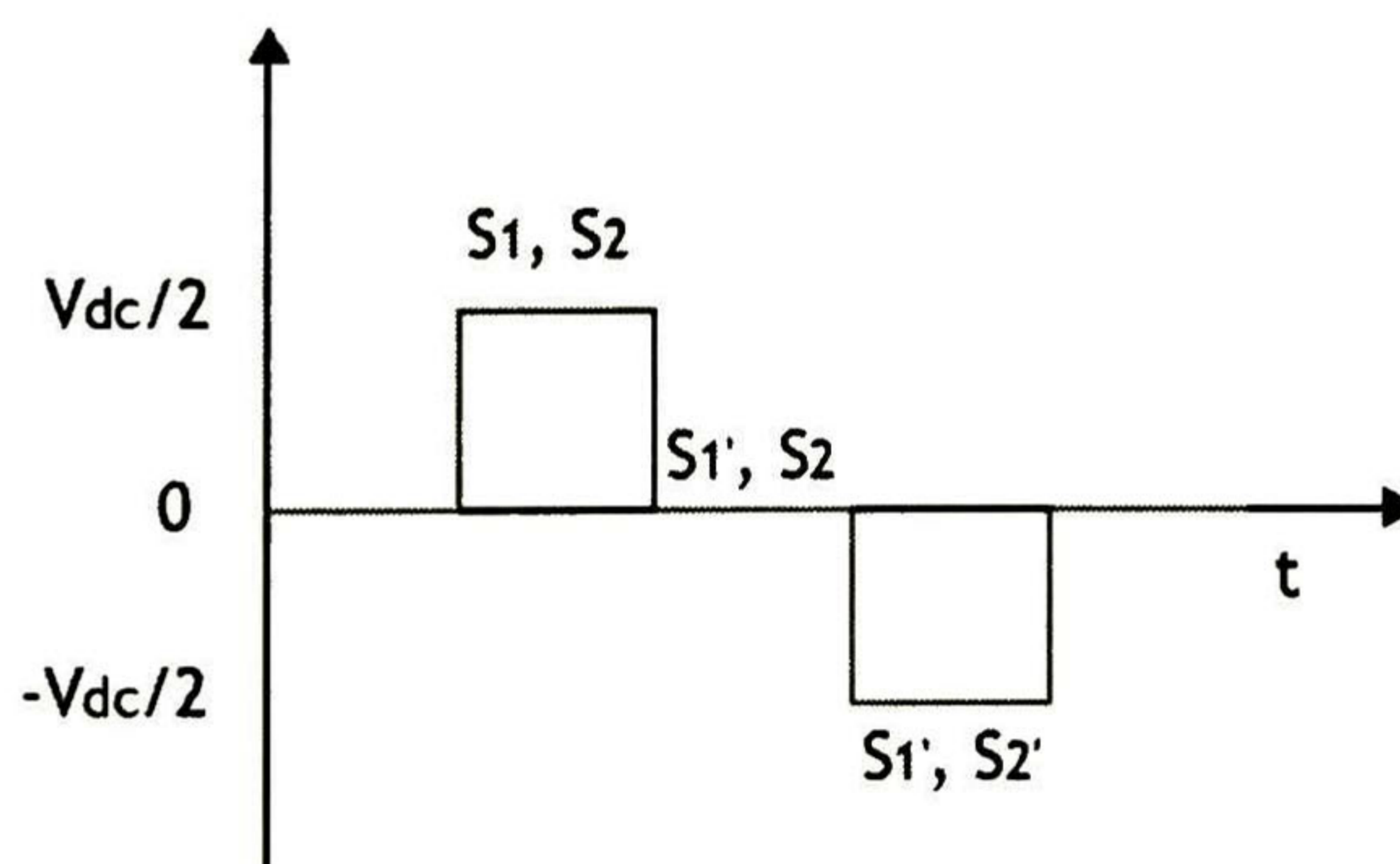


Fig. 4.12: Niveles de voltaje de salida, V_{an} .

Usualmente, el inversor se representa como en la Fig. 4.11, aunque para explicar el flujo de corrientes se utiliza el esquema en Fig 4.13. No obstante en el análisis se omite la fuente de cd , no se debe olvidar que los capacitores C_2 tienen conexión a una fuente de cd , por lo que pueden suministrar potencia activa. No así C_1 que para mantener su voltaje debe ser cargado y descargado mediante la estrategia de control empleada.

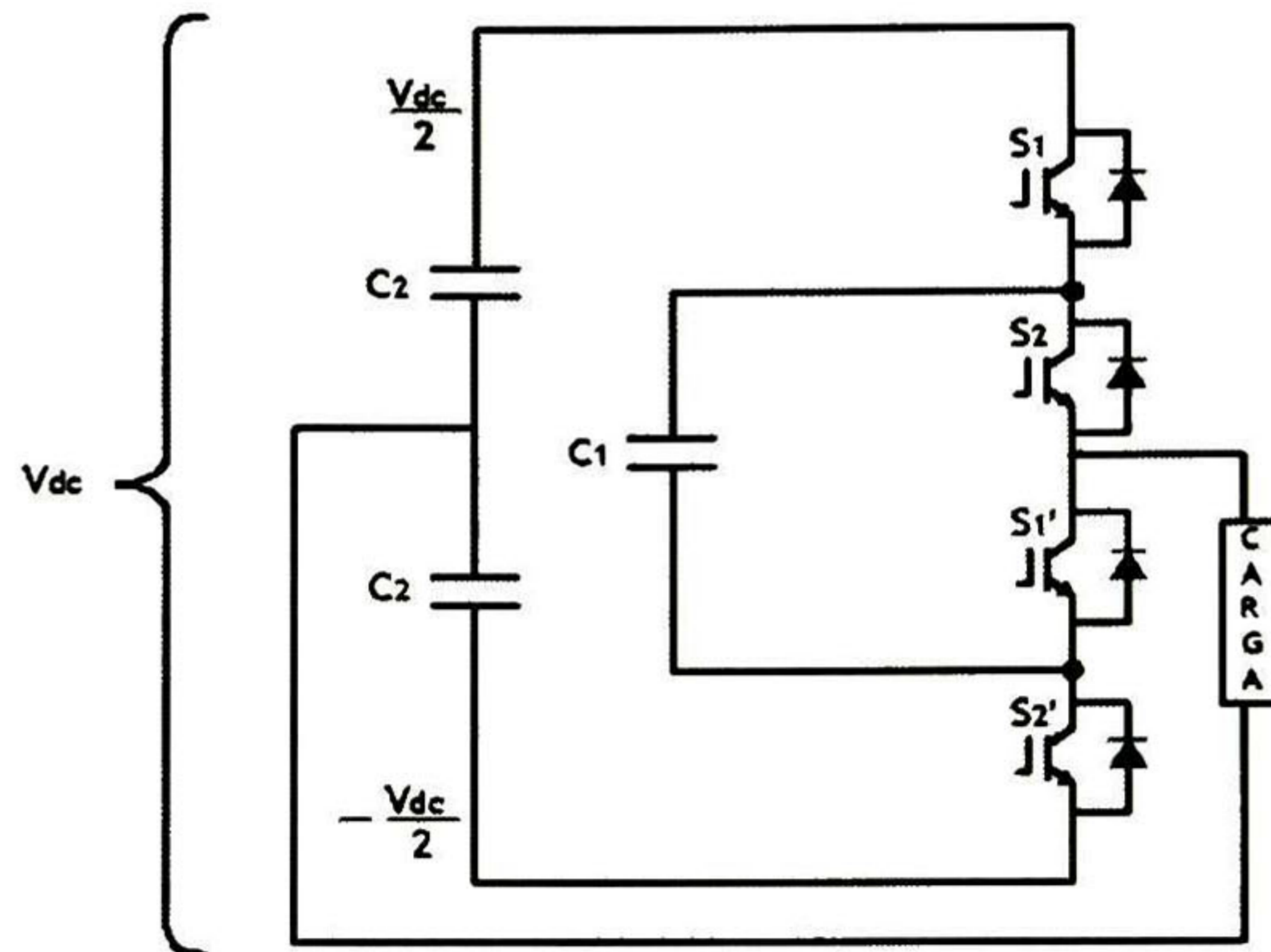


Fig. 4.13: Inversor Multinivel con Capacitor Volante (FCMLI) monofásico de 3 niveles

En el análisis se asume que los dos capacitores C_2 y el capacitor C_1 están sometidos al mismo voltaje, $V_{dc}/2$. Esto se realiza mediante una estrategia de balance de cargas. Los estados posibles de este inversor son similares a la estrategia de diodo anclado de 3 niveles, $V_{dc}/2$, 0 y $-V_{dc}/2$. En la Fig. 4.14 se presenta la generación del estado $V_{dc}/2$, con sus respectivas direcciones de flujo de corriente. Asimismo en la Fig. 4.15 se observa la generación del respectivo estado $-V_{dc}/2$.

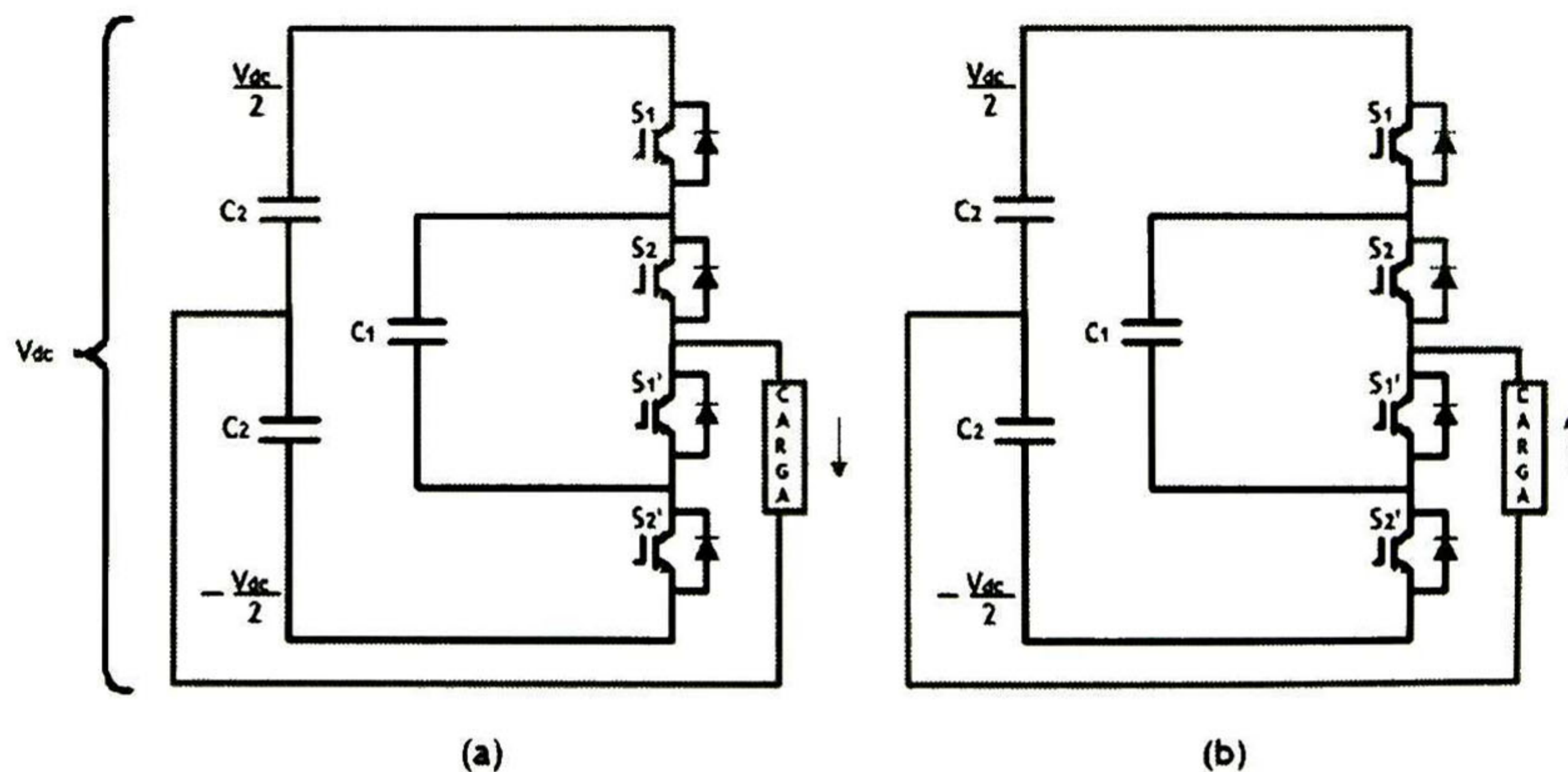


Fig. 4.14: Inversor Multinivel con Capacitor Volante (FCMLI) de tres niveles, $V_{dc}/2$

4. Configuración Multinivel

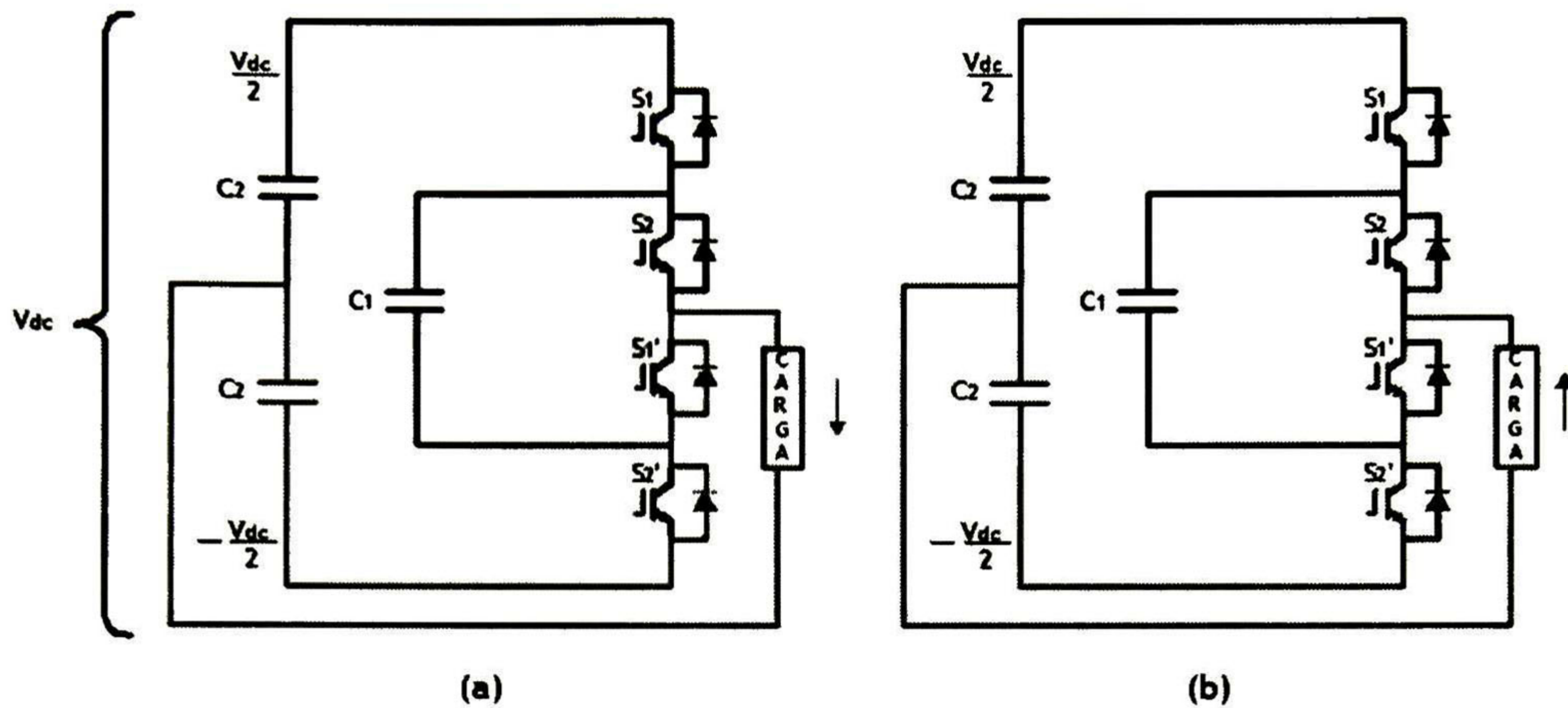


Fig. 4.15: Inversor Multinivel con Capacitor Volante (FCMLI) de tres niveles, $-\frac{V_{dc}}{2}$

Para estas dos condiciones, el capacitor C_1 no realiza ninguna función y se mantiene prácticamente desconectado. Los dos capacitores C_2 proveen el voltaje de la carga. La corriente en la carga puede tener ambos sentidos, lo que ocasiona que en una parte del ciclo de ca , la carga tome potencia de la fuente y la devuelva en la otra parte del ciclo. La dirección de la corriente en la carga será fundamental para los niveles de salida cero, pues en ellos esta corriente carga y descarga el capacitor C_1 . Se cuenta con dos estados de salida cero, en cada estado se puede cargar o descargar el capacitor C_1 . El controlador debe ser capaz de mantener el voltaje de C_1 en un valor $V_{dc}/2$ manejando los tiempos del estado cero para cargar o descargar C_1 , según se requiera.

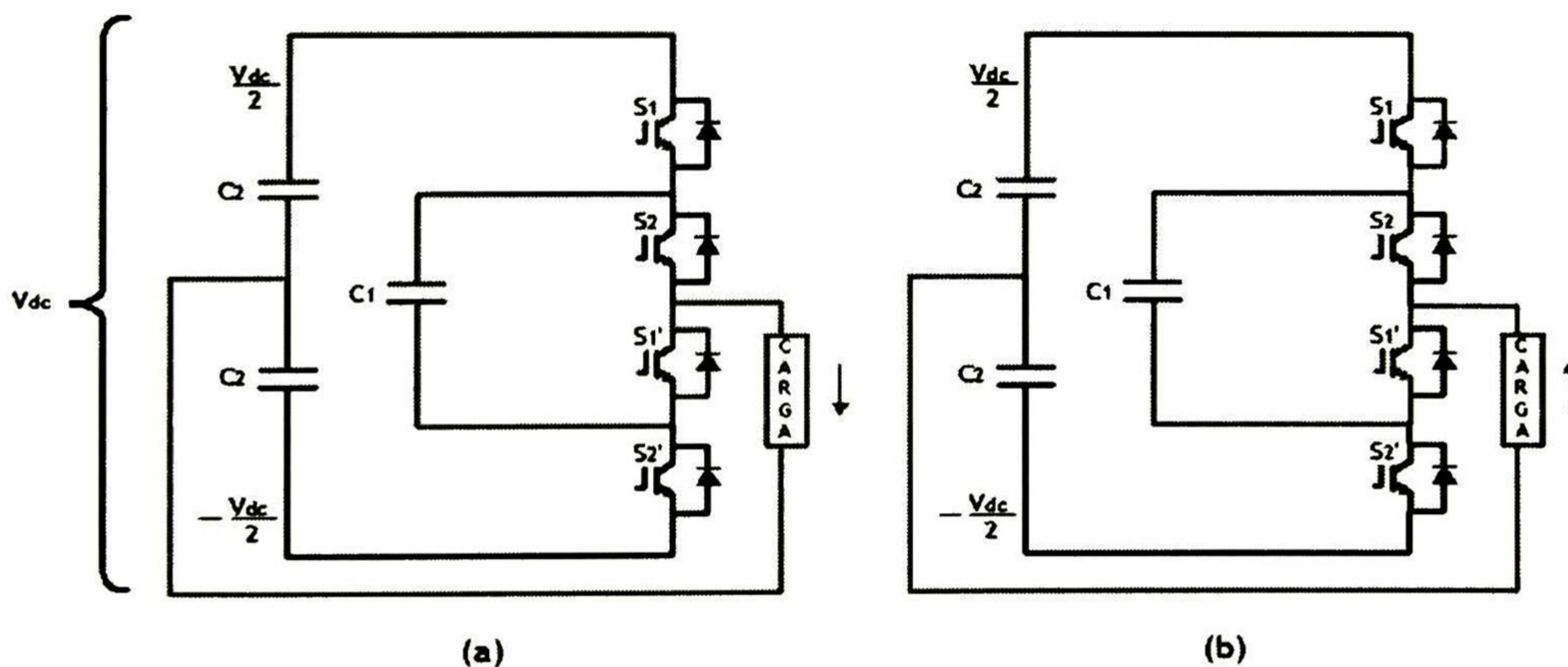


Fig. 4.16: Inversor Multinivel con Capacitor Volante (FCMLI) de tres niveles de nivel cero, caso 1.

En la Fig. 4.16 se exhibe una opción de la generación del primer estado de salida cero. En este caso $S_1 - S'_1$ están conduciendo. Observe que los capacitores C_2 superior y C_1 están en serie con la carga, pero sus voltajes opuestos se cancelan. Esto implica que el voltaje en la carga sea cero, siempre y cuando ambos capacitores tengan el mismo voltaje. Asimismo, en (a) C_1 se está cargando, y en (b) C_1 se está descargando. La Fig.4.17 ilustra la generación alternativa del estado de salida cero. Ahora son $S_2 - S'_2$ los interruptores encendidos.

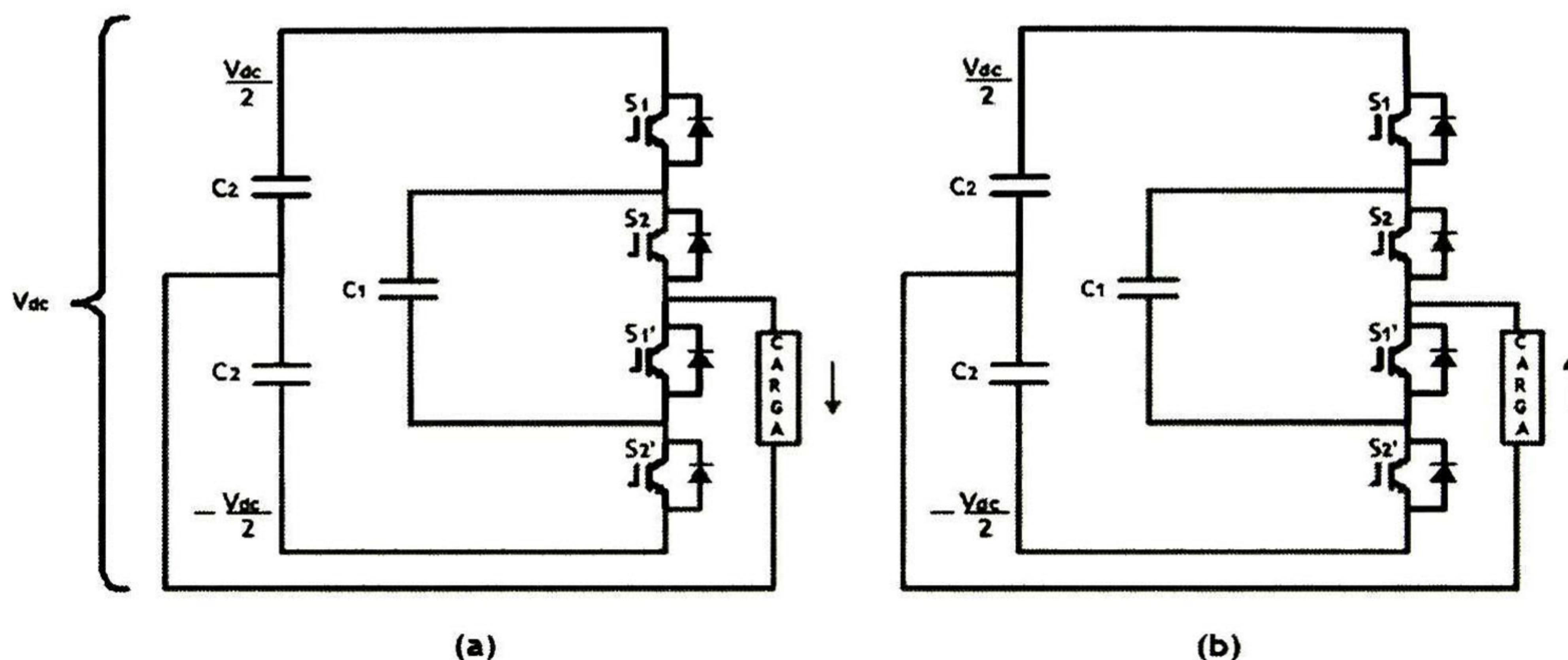


Fig. 4.17: Inversor Multinivel con Capacitor Volante (FCMLI) de tres niveles de nivel cero, caso 2.

En Fig. 4.17(a) C_1 se está descargando, mientras que en la Fig. 4.17(b) C_1 se está cargando. Así, para la misma corriente de carga, en el nivel cero, cambiar de un estado a otro invierte el sentido de la corriente en C_1 , lo que puede cargar o descargar dicho capacitor. Una estrategia de control del voltaje en C_1 puede ser un control retroalimentado del voltaje en el capacitor, que modifique los estados cero. Si el voltaje en el capacitor es menor que $V_{dc}/2$ entonces para el nivel cero se debe elegir la posición de la Fig. 4.16(a) o Fig. 4.17(b). Si el voltaje excede $V_{dc}/2$, entonces se debe elegir la opción de la Fig. 4.16(b) o Fig. 4.17(a). De esta forma se mantiene el voltaje de C_1 en un valor $V_{dc}/2$.

El problema de balance de carga en los capacitores aplica para todos los convertidores multinivel en donde existan capacitores en serie. En la presente configuración se debe cuidar que exista un balance entre los capacitores C_2 para que en ambos haya un voltaje de $V_{dc}/2$, aunque es relativamente más simple que mantener constante el voltaje de C_1 . Deberá asegurarse que el voltaje de salida no tenga componente de cd .

En la Fig. 4.18 se despliegan las señales lógicas de disparo junto con el voltaje de salida. En el caso de la topología capacitor anclado, se cuenta con más de un estado para la mayoría de los niveles, así que esta secuencia de señales de disparo es solo una opción, ya que existen muchas secuencias distintas para generar la misma señal de salida.

4. Configuración Multinivel

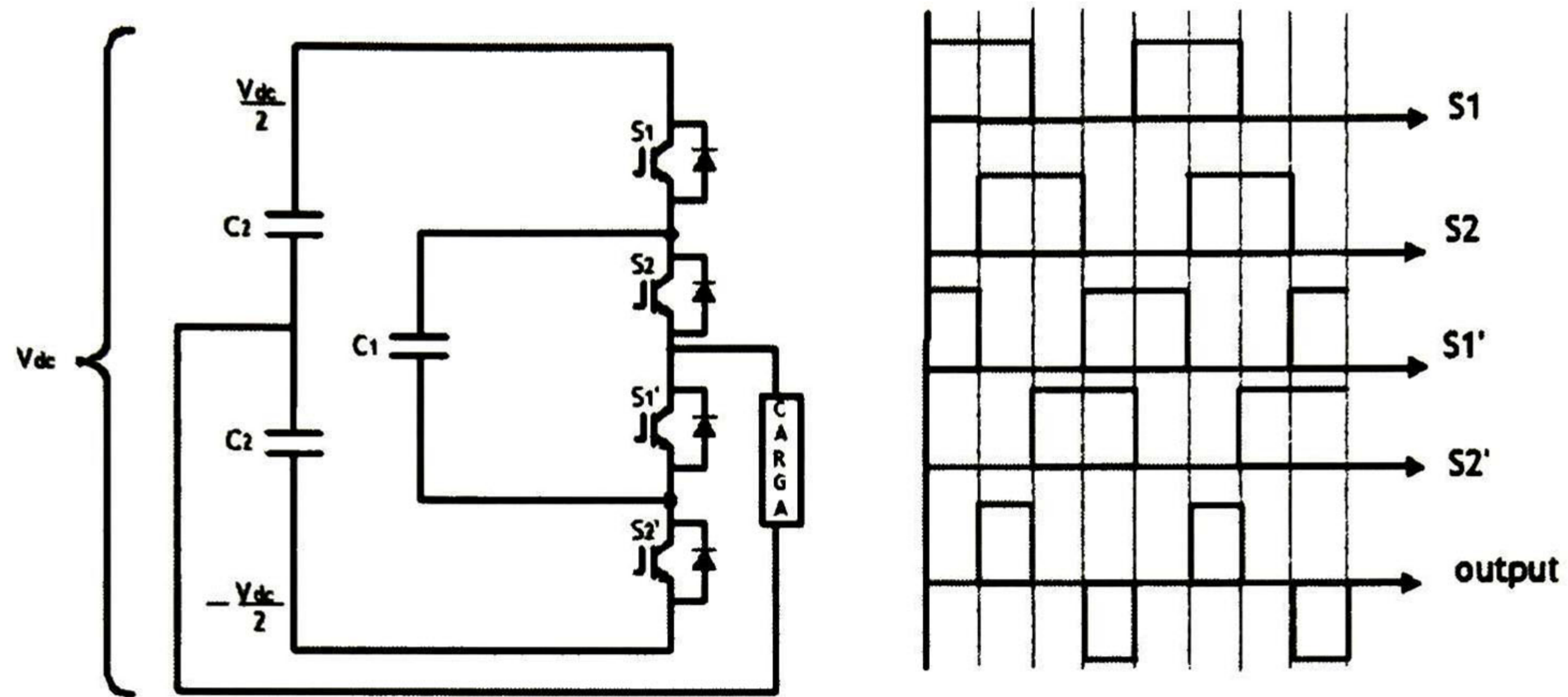


Fig. 4.18: Señal de salida y señales de control de inversor FCMLI

Análogamente a la topología diodo anclado, es posible lograr una configuración de 5 niveles colocando dos inversores de tres niveles cara a cara, Fig.4.19. Los cinco posibles niveles de esta configuración son V_{dc} , $V_{dc}/2$, 0 , $-V_{dc}/2$ y $-V_{dc}$.

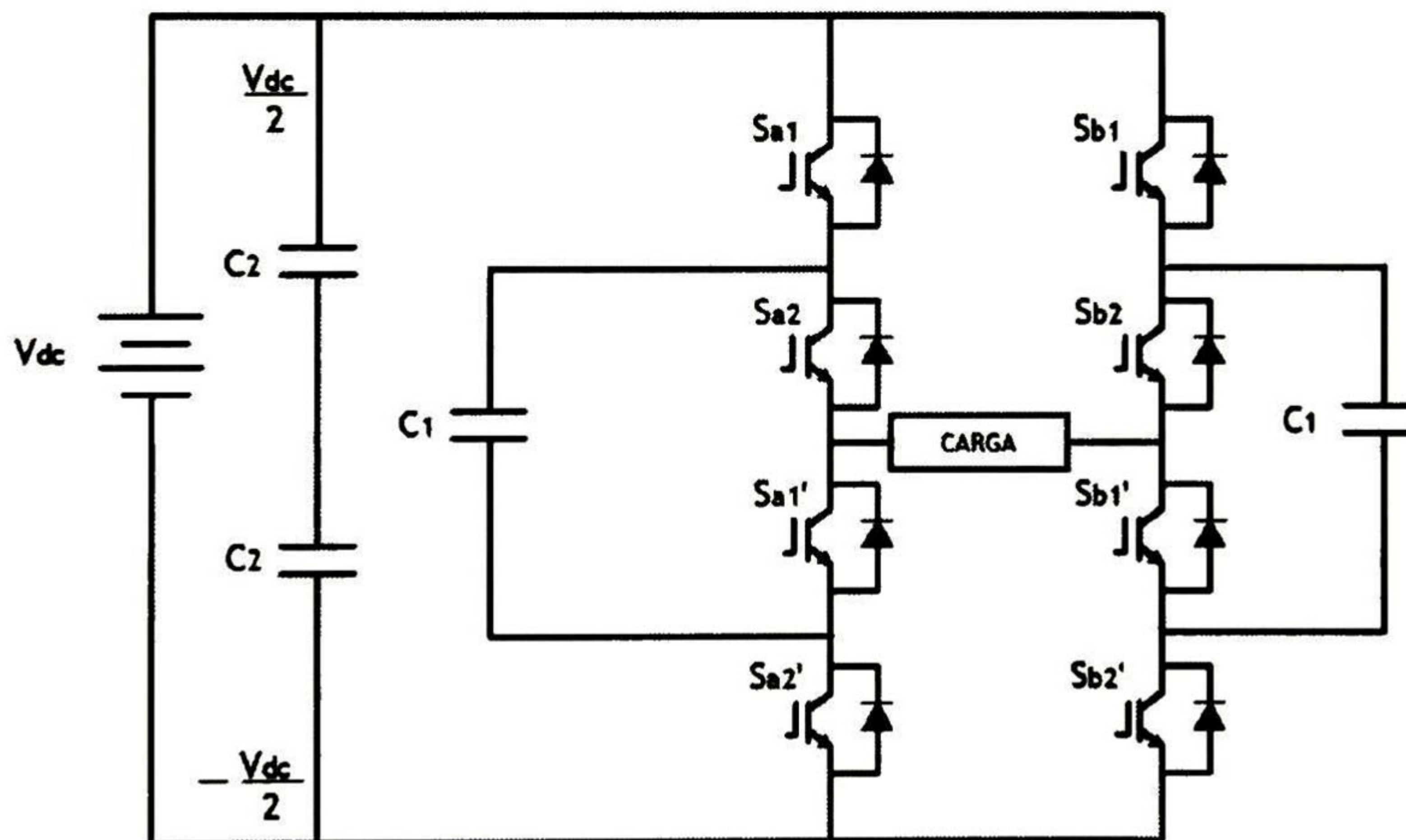


Fig. 4.19: Inversor Multinivel con Capacitor Volante (FCMLI), conexión cara a cara

A medida que aumenta el número de niveles, el inversor multinivel con capacitores volantes se presenta como mejor solución que la del inversor multinivel de diodo anclado, ya que requiere la mitad de capacitores que diodos en la DCMLI (en un inversor de m niveles, $((m - 1)(m - 2)) / 2$ capacitores por fase); el incremento en el número de niveles de voltaje de salida, reduce la distorsión armónica del voltaje de salida.

La ventaja más significativa de esta topología es que elimina los problemas generados en los diodos del inversor multinivel de diodos anclados mostrado con anterioridad. Por un lado, el inversor multinivel con capacitores volantes limita el estrés provocado por las variaciones de voltaje en los dispositivos, y por el otro, introduce estados de conmutación adicionales que pueden ayudar a mantener el balance de voltaje en los capacitores del nodo de directa. Además, posee suficientes estados de conmutación para garantizar este balance con cualquier número de niveles. Esto la hace una topología muy atractiva, incluso para los convertidores *cd/cd*.

La Fig. 4.20 despliega la estructura de un inversor multinivel de puente completo con capacitores volantes basado en un inversor de cinco niveles en forma vertical.

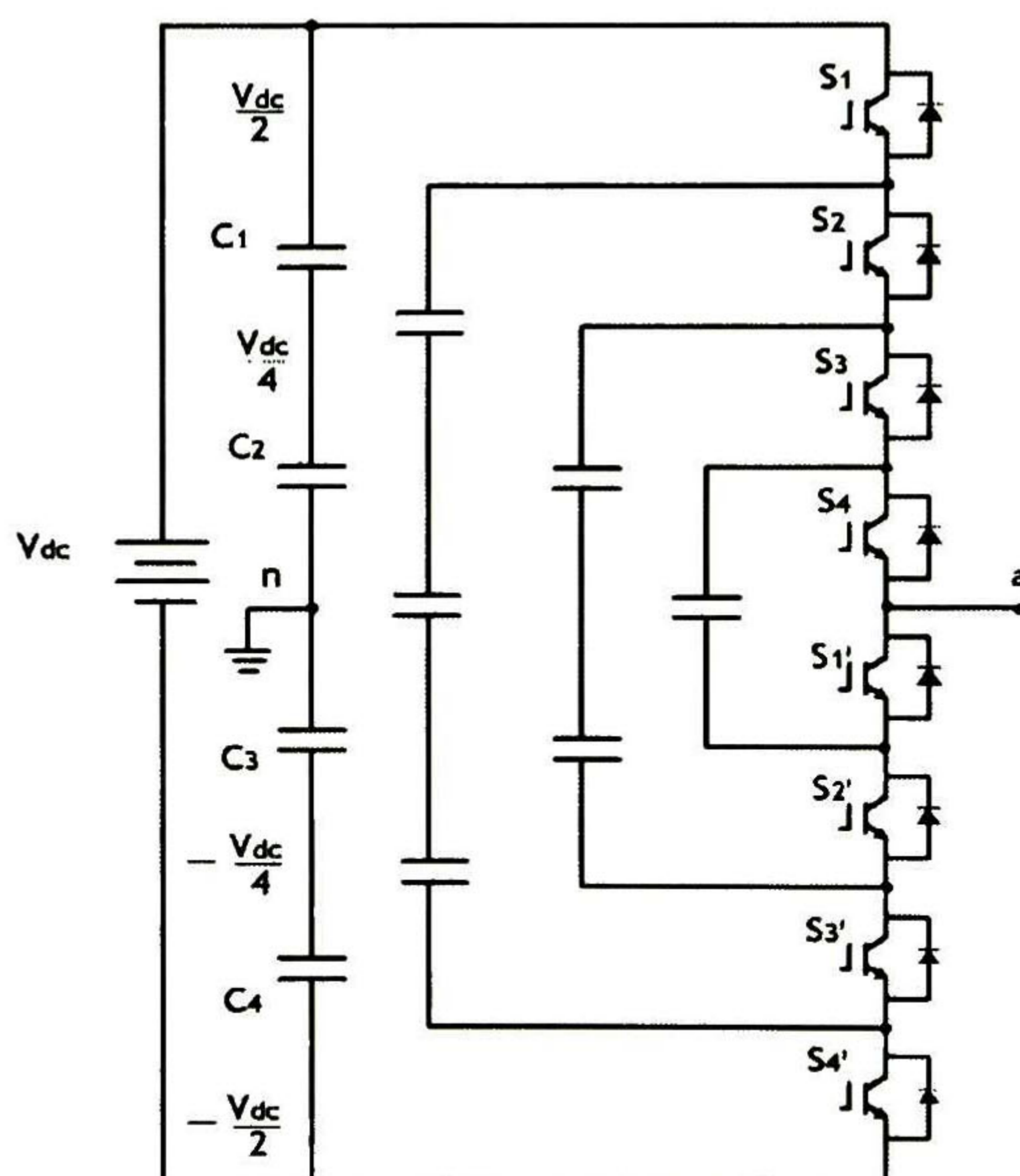


Fig. 4.20: Inversor Multinivel con Capacitor Volante(FCMLI) monofásico de 5 niveles.

La forma de conseguir los diferentes niveles de tensión en el inversor con capacitores volantes es más flexible comparado con el inversor con diodos de anclaje. Esto se nota aún más en el caso del inversor de cinco niveles, en el cual existen diferentes combinaciones de encendido para obtener un mismo nivel de tensión.

Esta configuración tiene un gran número de capacitores, lo que brinda una gran flexibilidad en el control del voltaje de salida, aunque esto trae consigo que el control de voltaje en todos los capacitores es más complejo. En la práctica, cada capacitor es en realidad un banco de capacitores, el tamaño del convertidor generalmente es la tercera parte para los capacitores, la tercera parte para los disipadores de calor de los interruptores, y el resto para todos los demás elementos que componen el convertidor.

4. Configuración Multinivel

Utilizando la Fig. 4.20, para generar la tensión de cinco niveles con respecto al punto neutro n y la fase a , Fig.4.21, se requieren las siguientes combinaciones,[2],

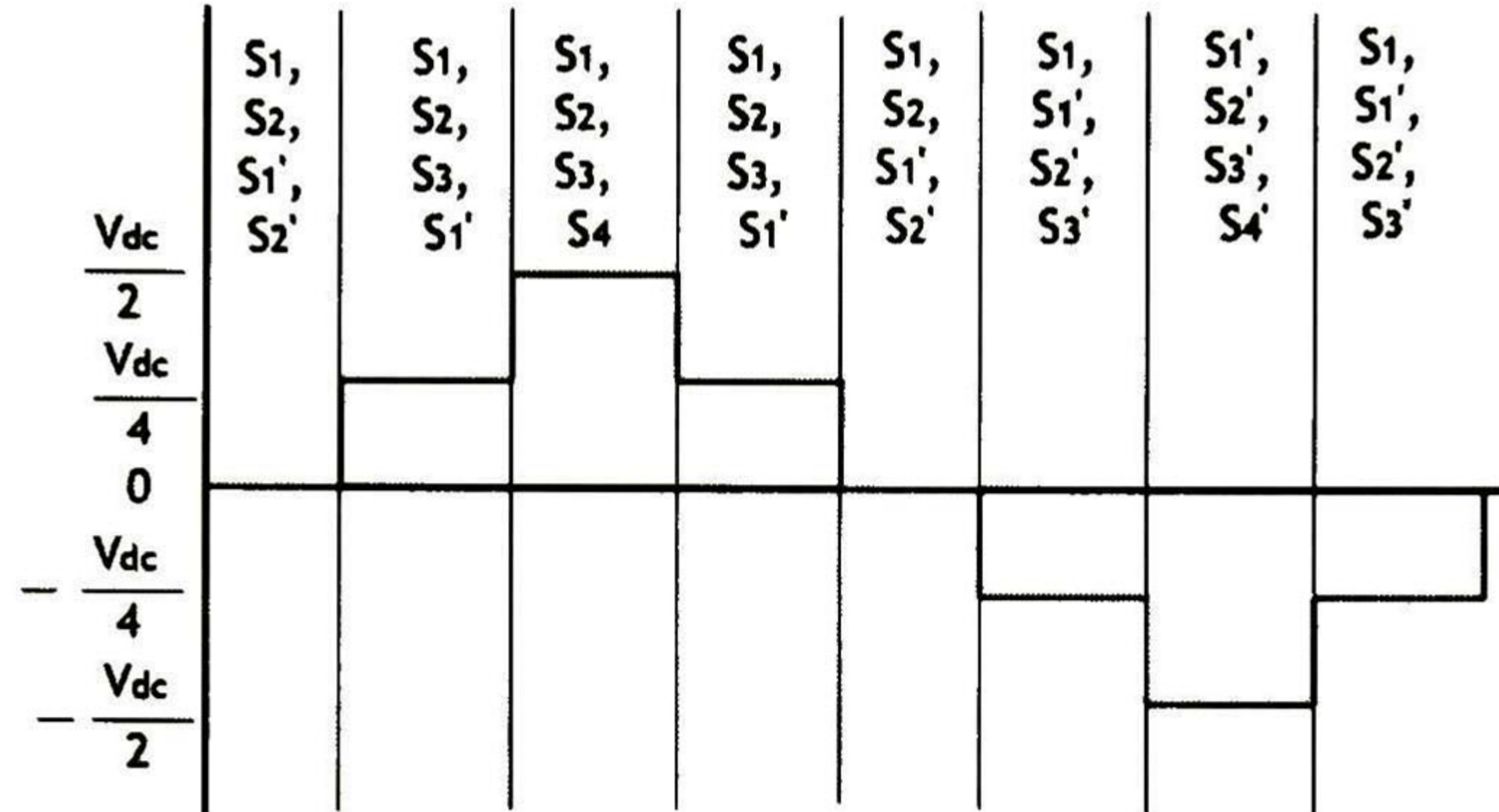


Fig. 4.21: Tensiones de salida del inversor de cinco niveles para FCMLI.

1. Para el nivel de voltaje $V_{an}=V_{cd}/2$, se encienden los dispositivos de conmutación de la parte superior S_1-S_4 .
2. Para el nivel de voltaje de $V_{an}=V_{cd}/4$, se requieren tres combinaciones posibles:
 - S_1, S_2, S_3, S_1' , ($V_{an} = V_{cd}/2$ los capacitores superiores $C_{4'}$ - $V_{cd}/4$ de C_1);
 - S_2, S_3, S_4, S_4' , ($V_{an} = 3V_{cd}/4$ de $C_{3'}$, $-V_{cd}/2$ de la parte inferior $C_{4'}$); y
 - S_1, S_3, S_4, S_3' , ($V_{an} = V_{cd}/2$ los capacitores superiores $C_{4'}$ - $3V_{cd}/4$ de $C_{3'}$ + $V_{dc}/2$ de $C_{2'}$).
3. Para el nivel de voltaje $V_{an} = 0$, se tienen seis combinaciones:
 - S_1, S_2, S_1', S_2' , ($V_{an} = V_{cd}/2$ los capacitores superiores $C_{4'}$ - $V_{cd}/2$ de $C_{2'}$);
 - S_3, S_4, S_3', S_4' , ($V_{an} = V_{cd}/2$ de C_2 - $V_{cd}/2$ de la parte inferior C_4);
 - S_1, S_3, S_1', S_3' , ($V_{an} = V_{cd}/2$ los capacitores superiores $C_{4'}$, $-3V_{cd}/4$ de $C_{3'}$ + $V_{dc}/2$ de $C_2' - V_{dc}/4$ de C_1);
 - S_1, S_4, S_2', S_3' , ($V_{an} = V_{cd}/2$ los capacitores superiores $C_{4'}$, $-3V_{cd}/4$ de $C_{3'}$ + $V_{dc}/4$ de C_1);
 - S_2, S_4, S_2', S_4' , ($V_{an} = 3V_{cd}/4$ de $C_{3'}$ - $V_{cd}/2$ de $C_2' + V_{dc}/4$ de $C_1 - V_{dc}/2$ de la parte inferior $C_{4'}$); y
 - S_2, S_3, S_1', S_4' , ($V_{an} = 3V_{cd}/4$ de $C_{3'}$ - $V_{cd}/4$ de $C_1' - V_{dc}/2$ de la parte inferior C_4');

4. Para el nivel de voltaje $V_{an} = -V_{dc}/4$, se emplean tres combinaciones:

- $S_1, S'_1, S'_2, S'_3, (V_{an} = V_{cd}/2$ los capacitores superiores $C_{4'}$, $-3V_{cd}/4$ de $C_{3'}$);
- $S_4, S'_2, S'_3, S'_4, (V_{an} = V_{cd}/4$ de $C_1 - V_{cd}/2$ de la parte inferior $C_{4'}$); y
- $S_3, S'_1, S'_3, S'_4, (V_{an} = V_{cd}/2$ de $C_{2'}$ - $V_{cd}/4$ de $C_1 - V_{dc}/2$ de la parte inferior $C_{4'}$).

5. Para el nivel de voltaje $V_{an} = -V_{cd}/2$, se encienden los dispositivos de conmutación de la parte inferior $S'_1-S'_4$.

Hasta ahora se han abordado temas importantes con respecto al desarrollo de los inversores multinivel, la implementación, el balanceo de las cargas en los capacitores y el estrés en los interruptores; a continuación se enlistan algunas ventajas y desventajas del inversor multinivel con capacitores volantes e inversor multinivel con diodos de anclaje.

1. DCMLI: Inversor Multinivel con diodos anclados

▪ *Ventajas*

- Cuando el número de niveles es alto, el contenido armónico será suficientemente bajo y se evitará el uso de filtros.
- La eficiencia es alta.
- El flujo de potencia reactiva puede ser controlado.

▪ *Desventajas*

- Cuando el número de niveles es alto es necesario el uso de gran cantidad de diodos.
- Dificultad al realizar el control de potencia real para un solo convertidor.

2. FCMLI: Inversor Multinivel con capacitores volantes

▪ *Ventajas*

- Cuando el número de niveles es suficientemente alto, el contenido armónico será bajo y se evitará el uso de filtros.
- El flujo de potencia activa puede ser controlado, haciendo posible que este inversor sea factible para el uso en redes transmisión.

▪ *Desventajas*

- Exceso en el número de capacitores cuando el número de niveles es alto, y el costo del inversor se eleva.
- El control de inversor es complicado debido al balanceo de cargas en los capacitores.

4. Configuración Multinivel

4.3. Esquema de Modulación

Los convertidores de cd a ca se llaman inversores. La función de un inversor es modificar un voltaje de entrada de cd a un voltaje simétrico de salida de ca , con la magnitud y frecuencia deseadas. El voltaje de salida podría ser fijo o variable, a una frecuencia fija o variable. Un voltaje variable de salida se puede obtener haciendo variar el voltaje de entrada de cd , manteniendo constante la ganancia del inversor. Por otro lado, si el voltaje de cd de entrada es fijo y no es controlable, se puede obtener un voltaje variable de salida haciendo variar la ganancia del inversor, lo que se consigue normalmente con control por modulación por ancho de pulso (PWM, de *pulse-width-modulation*) dentro del inversor. La ganancia del inversor se puede definir como la relación entre el voltaje de salida de ca y el voltaje de entrada de cd .

Las formas de onda del voltaje de salida de los inversores ideales debería ser sinusoidal. Sin embargo, las de los inversores prácticos no son sinusoidales y contienen ciertas armónicas. En aplicaciones de potencia intermedia se pueden aceptar voltajes de onda cuadrada o de onda casi cuadrada, y para aplicaciones con alta potencia se requieren formas de onda sinusoidal con poca distorsión. Con la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, se pueden minimizar los contenidos de armónicas del voltaje de salida, o al menos reducirlos en forma importante, mediante técnicas de conmutación[1].

En el esquema PWM se compara la señal moduladora con una señal triangular de alta frecuencia denominada portadora. El resultado es una señal de salida de frecuencia constante con un ciclo de trabajo variable. En ella se observa cómo la señal moduladora, una senoide pura de frecuencia f_m y amplitud A_m se compara con una portadora triangular de frecuencia f_c y amplitud A_c . En este tipo de modulación se definen dos coeficientes: el coeficiente en amplitud m_a que es la relación entre las amplitudes de las señales moduladora y portadora

$$m_a = \frac{A_m}{A_c}, \quad (4.3)$$

y el coeficiente de modulación en frecuencia m_f , que es la relación entre las frecuencias de la señal portadora y moduladora

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (4.4)$$

El resultado de la comparación para un m_f pequeño y modulación por anchura de pulsos lineal ($m_a < 1$) se puede observar en la Fig. 4.22, siendo su espectro frecuencial el que aparece en la Fig. 4.23. La frecuencia de conmutación de los dispositivos electrónicos del puente inversor en cada periodo de conmutación queda establecido por la relación entre el valor instantáneo de la señal moduladora y la amplitud de la portadora. Para evitar que la corriente de inyección presente subarmónicos de la frecuencia fundamental y/o armónicos pares, m_f debe ser un número entero e impar.

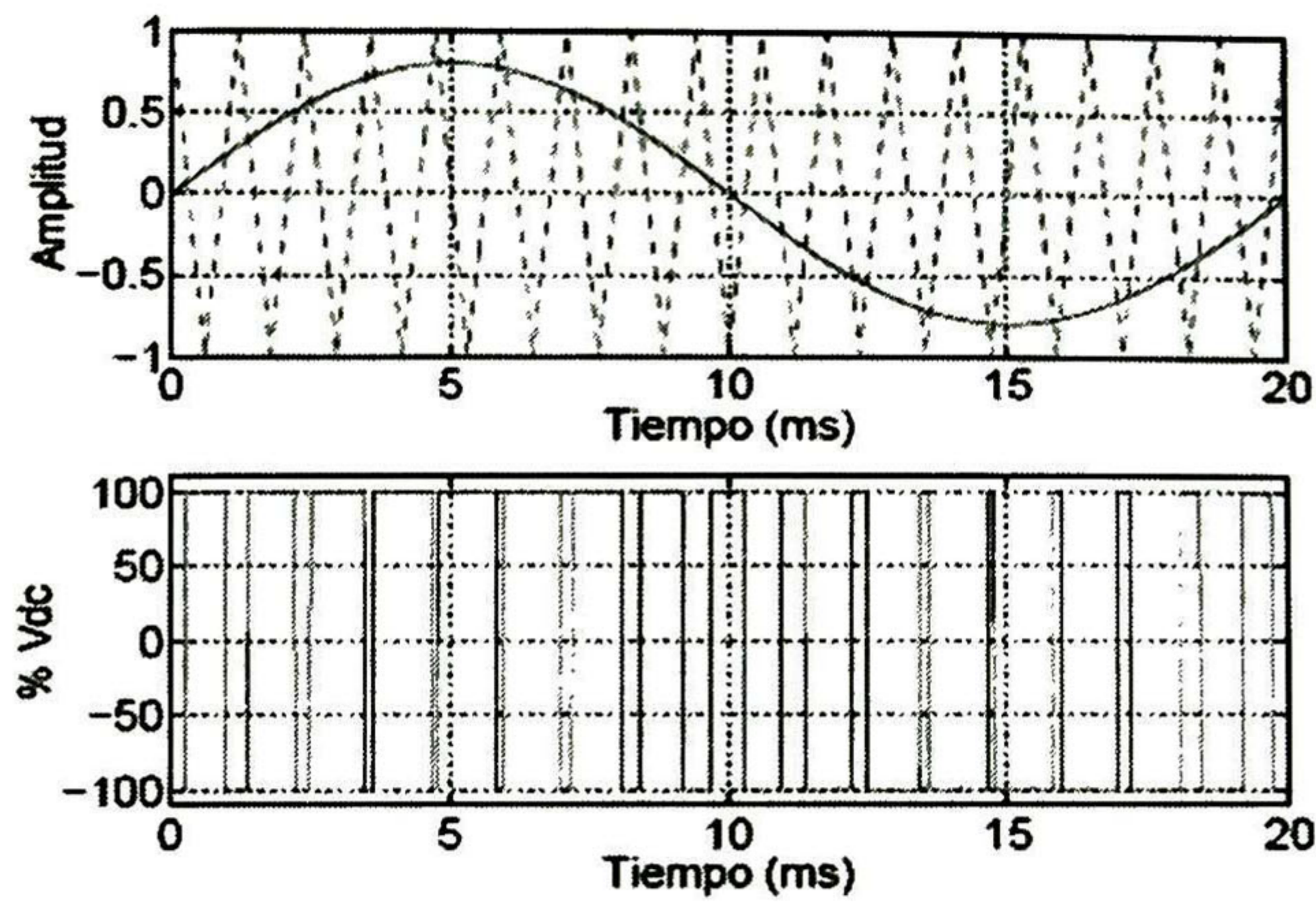


Fig. 4.22: Resultado de la modulación con portadora triangular

En determinadas circunstancias puede ser necesario aumentar la amplitud de la señal moduladora, en estos casos, cuando $m_a > 1$, el modulador operará en sobremodulación. En este modo de funcionamiento las componentes armónicas con frecuencias bien localizadas entorno a f_c dejan de estarlo, cambiando la magnitud de las componentes armónicas inyectadas, y la amplitud de la componente a la frecuencia f_m de ser linealmente dependiente de m_a .

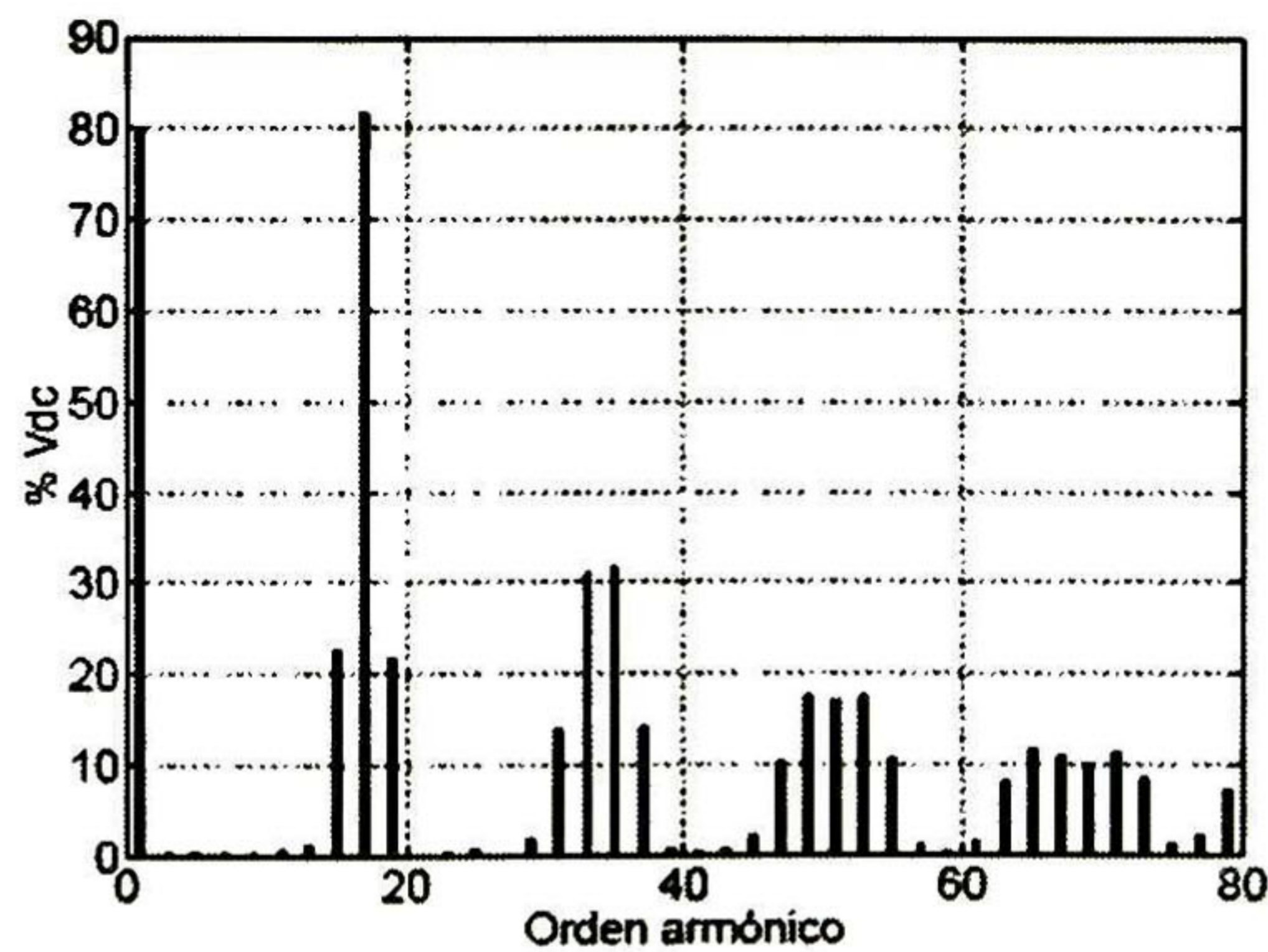


Fig. 4.23: Espectro de la modulación con portadora triangular

4. Configuración Multinivel

En principio, todos los esquemas de modulación tienen como objetivo crear un tren de pulsos. La mayor dificultad de este tren de pulsos es que también contiene componentes armónicos no deseados, los cuales deben ser minimizados.

Básicamente, la técnica PWM empleada en fuentes convertidoras se encarga de controlar las conmutaciones de los interruptores. De esta forma al controlar la ganancia del convertidor, se controla el voltaje de salida de la fuente.

Existe un gran número de técnicas PWM, utilizadas en diferentes configuraciones de fuentes convertidoras [6, 7]; sin embargo, la mayoría se encuentran clasificadas dentro de dos grandes categorías:

- Técnicas de intersección triangular.
- Técnicas directas digitales (Space Voltage Vector).

En la actualidad, las técnicas digitales son muy utilizadas en aplicaciones de convertidores de pocos niveles de voltaje, debido a la facilidad de su implementación. Sin embargo, para las aplicaciones que requieren un mayor número de niveles de voltaje es más recomendable utilizar una técnica de intersección triangular, ya que la complejidad resultante en el algoritmo digital dificulta su implementación. Por otro lado, las estrategias de PWM con intersección triangular, ofrecen al menos tres grados de libertad en el control de la señal portadora, estos son: frecuencia, amplitud y fase; además de tres grados más en la señal moduladora: amplitud, frecuencia y secuencia cero.

4.4. Modulación de Ancho de Pulso Senoidal Multinivel

Para el control del inversor multinivel con diodo anclado basado en el punto neutral (neutral point), en la literatura existen dos métodos: intersección triangular y space-vector; ambos son estrategias de PWM. Los investigadores han propuesto el Modulación de Ancho de Pulso Senoidal Multinivel para el control del inversor multinivel con diodo anclado en los motores o compensador estático de vars; otros han generalizado la teoría del space-vector para utilizarse en los inversores multinivel. Un tercer método es sugerido para el control del inversor multinivel de diodo anclado con eliminación de armónico selectivo..

Se ha extendido la técnica del PMW basado en señales portadoras de dos niveles a Inversores Multinivel haciendo uso de varias señales portadoras triangulares y una señal de referencia por fase. Para el inversor de m niveles, $m - 1$ portadoras con la misma frecuencia f_c y misma amplitud pico a pico A_c está dispuesta de tal forma que las bandas que ocupan sean contiguas. La referencia, o moduladora, tiene una amplitud pico a pico A_m y frecuencia f_m , y se centra en medio del sistema portador. La referencia continuamente se compara con cada una de las señales portadoras. Si la referencia es mayor que la señal portadora, entonces el dispositivo activo corresponde a que la portadora está encendida, y si la referencia es menor que la señal portadora, entonces el dispositivo activo corresponde a que la portadora está apagada [9].

4.4. Modulación de Ancho de Pulso Senoidal Multinivel

En los inversores multinivel, la amplitud del índice de modulación m_a y la relación de la frecuencia m_f están definidos como

$$m_a = \frac{A_m}{(m-1) A_c} \quad (4.5)$$

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (4.6)$$

Carrara también considera diferentes métodos para disponer las muchas bandas portadoras que requiere el PWM multinivel. Existen tres casos[8]:

1. Disposición en oposición de fase alterna, donde cada banda portadora está desplazada 180° de las bandas adyacentes;
2. Disposición en oposición de fase, donde las portadoras por arriba de la referencia cero están en fase, pero desplazadas por 180° desde las portadoras por abajo de la referencia cero;
3. Disposición en fase, donde todas las señales portadoras están en fase.

En la Fig.4.24 se exhiben las señales portadoras (m_f) con todas las señales portadoras para el inversor de diodo anclado de tres niveles y el voltaje de referencia sinusoidal con el m_a .

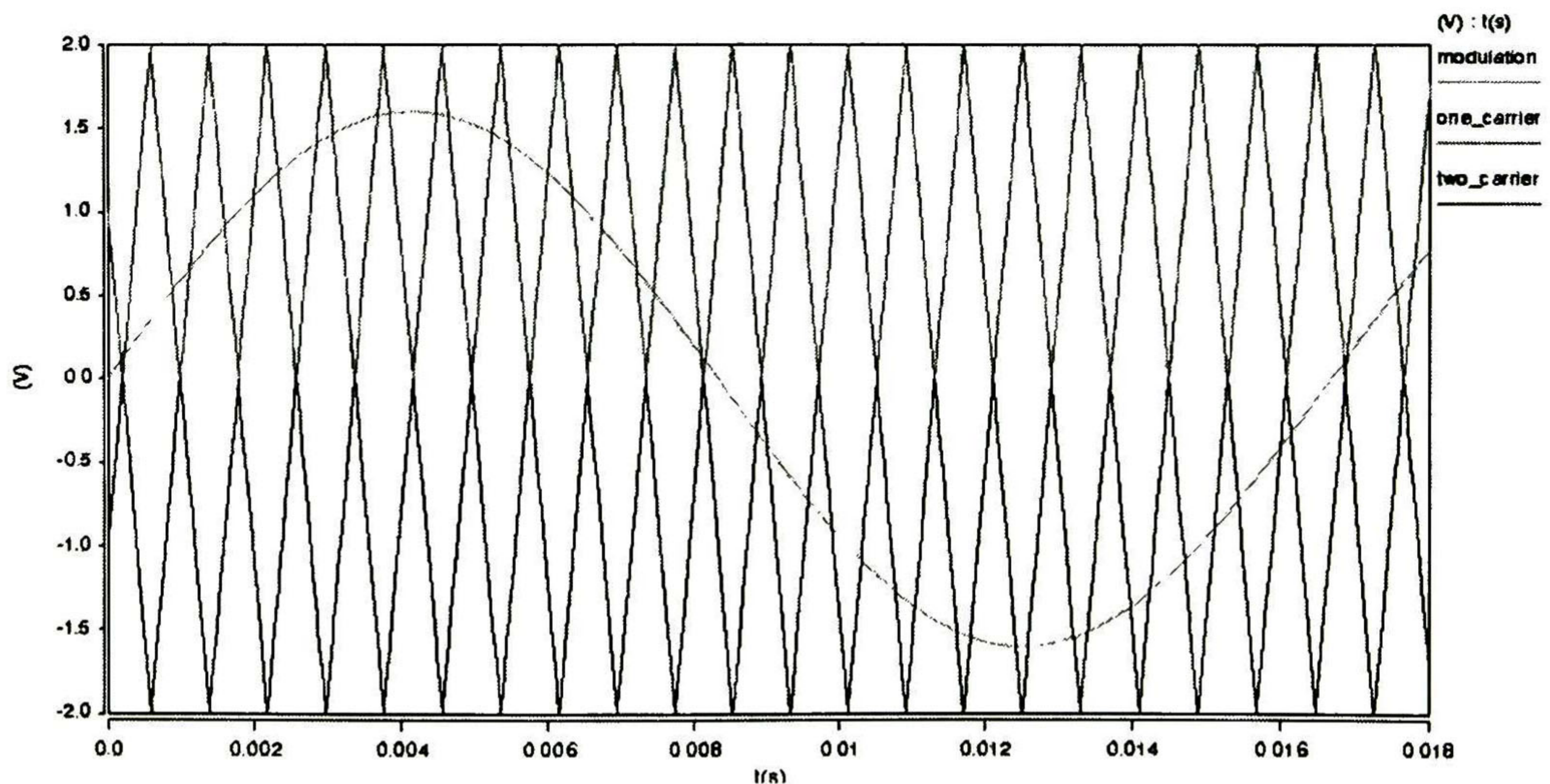


Fig. 4.24: Resultado de la modulación con las señales portadoras triangulares con $m_a = 0,8$ y $m_f = 21$

4.5. Conclusiones

Se muestran las principales características de operación que hacen que las topologías de la configuración multinivel sean atractivas. Se enfatiza el aspecto del balance de carga en los capacitores, el estrés de voltaje en los interruptores, así como el control de estrategias de conmutación. Dentro de las bondades de los inversores multinivel se pueden incluir las siguientes:

- Son adecuados en aplicaciones para alto voltaje y alta corriente.
- Tienen mayor eficiencia en los dispositivos.
- Se pueden conmutar a baja frecuencia.
- El factor de potencia es cercano a la unidad cuando los inversores multinivel se usan como rectificadores para convertir *ca* en *cd*.
- No se genera influencia con la inducción electromagnética.
- No existe desbalanceo de carga por los convertidores cuando están en modo de rectificación o en modo de inversión.

En los inversores multinivel se requiere balancear el voltaje entre los capacitores del enlace de *cd* conectados en serie. Los capacitores tienden a cargarse demasiado o descargarse por completo, y en esa condición al inversor de tres niveles, se le debe agregar un control para balancear la carga del capacitor. La técnica de balanceo de voltaje se debe aplicar al capacitor durante las operaciones del rectificador y del inversor. Por lo tanto, el flujo de potencia activa del capacitor debe ser el mismo que la potencia activa que sale del capacitor, y la carga neta del capacitor durante un ciclo permanece igual.

Referencias

- [1] Muhammad H. Rashid, *Electrónica de Potencia*," Prentice Hall Press, 2004.
- [2] José Rodríguez, Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng," *Multilevel Inverters: A survey of Topologies, Controls, and Applications*," IEEE Trans. Ind. Elect., Vol. 49, No. 4, pp. 724-738, Aug 2002.
- [3] Ekanayake, J. B., Jenkins, N., *A three-level advanced Static VAR Compensator*," IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 11, no. 1, pp. 540-545.
- [4] C. J. Hatziadoniu, F. E. Chalkiadakis, *A 12-pulse Static Synchronous Compensator for the distribution system employing the 3-Level GTO-Inverter*," IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 12, no. 4, October 1997, pp. 1830-1835.
- [5] Meynard and H. Foch, " *Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage source inverters*," Proceeding of IEEE PESC, 1992, pp. 397-403.
- [6] Vassilios G. Agelidis and Martina Calais, *Application Specific Harmonic Performance Evaluation of Multicarrier PWM Techniques*," IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, pp. 172-178.
- [7] J. K. Steinke " *Switching frequency optimal PWM control of three level Inverter*," Proc. of Third European Conf. on Power Electric and Application, Aachen, Germany, October 9-12, 1989, pp. 1267-1272.
- [8] Leon M. Tolbert, Thomas G. Habetler " *Novel Multilevel Inverter Carrier-Based PWM Method*" IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.35, No.5 September/October 1999.
- [9] G. Carrara, S. Gardella, M. Maresoni, R. Salutori, and G. Sciutto, " *A new multinilevel PWM method: A theoretical analysis*," IEEE Trans. Power Electron., vol.7, pp.497-505, July 1992.
- [10] Anshuman Shukla, Aridam Ghosh, Avinash Joshi, " *Static and Series Compensations of an SMIB System Using Flying Capacitor Multilevel Inverter*," IEEE Trans. Power Delivery, Vol. 20, No.4, October 2005

Capítulo 5

Modelado y Simulación de un Compensador en Serie

5.1. Introducción

Los FACTS de operación en serie como el TCSC (Capacitor Serie Controlado por Tiristores) y el SSSC (Compensador Serie Estático Síncrono) permiten el control del flujo de potencia activa. Las características de estos dispositivos ayudan a solucionar problemas de operación de estado estacionario del sistema. Durante el proceso que conlleva el diseño de un dispositivo compensador, es importante definir y establecer los modelos y esquemas operativos que requiere cada uno de los elementos que constituyen al dispositivo. En el presente capítulo, se propone un dispositivo basado en el método de compensación en serie y en la estrategia de Modulación de Ancho de Pulso Senoidal Multinivel. Esencialmente el capítulo está dedicado a exponer y discutir los resultados obtenidos de las simulaciones.

5.2. Compensador Serie Estático

El efecto de la compensación serie con un elemento pasivo, tal como un condensador insertado en la línea de un sistema de transmisión, es reducir la impedancia efectiva de la línea, es decir, acercar los dos nodos eléctricamente [1, 2]. Una línea compensada es capaz de portar una mayor cantidad de potencia en comparación con el flujo natural que por ella circula cuando no lo está. El voltaje en terminales del condensador serie se sitúa en cuadratura efectiva con la corriente que circula por la línea compensada, y por tanto el elemento es capaz de intercambiar reactivos con la línea.

En la Fig. 5.1 se puede apreciar que el voltaje a través del condensador se encuentra en cuadratura con la corriente. De acuerdo al diagrama unifilar, el valor de la impedancia serie de la línea se modifica en un valor dado por:

$$Z_{serie} = r_L + j(X_L - X_C) \quad (5.1)$$

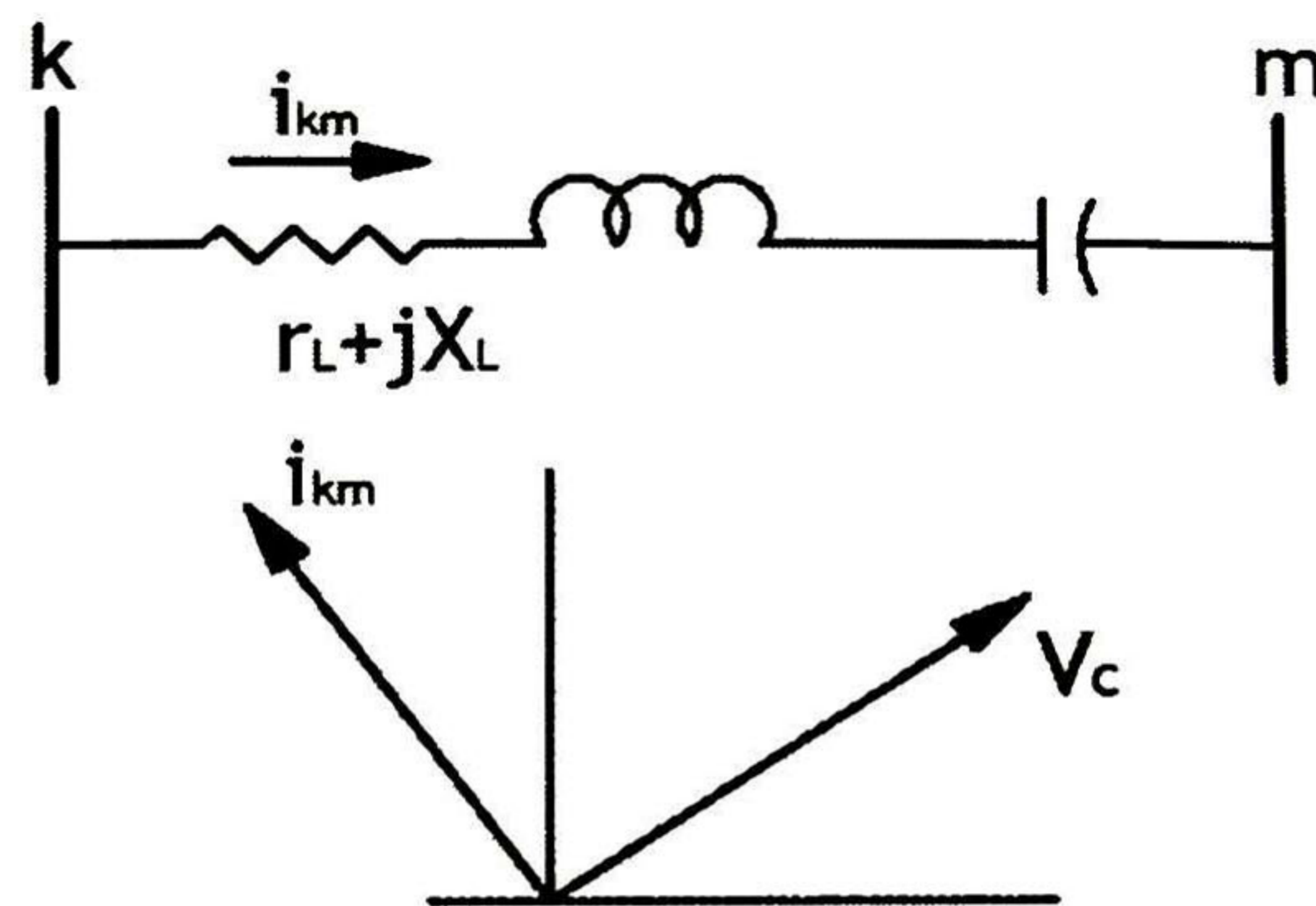


Fig. 5.1: Condición de operación de estado estacionario.

Si se desprecia la resistencia de la línea, el flujo de potencia activa que fluye del nodo k al m se expresa mediante:

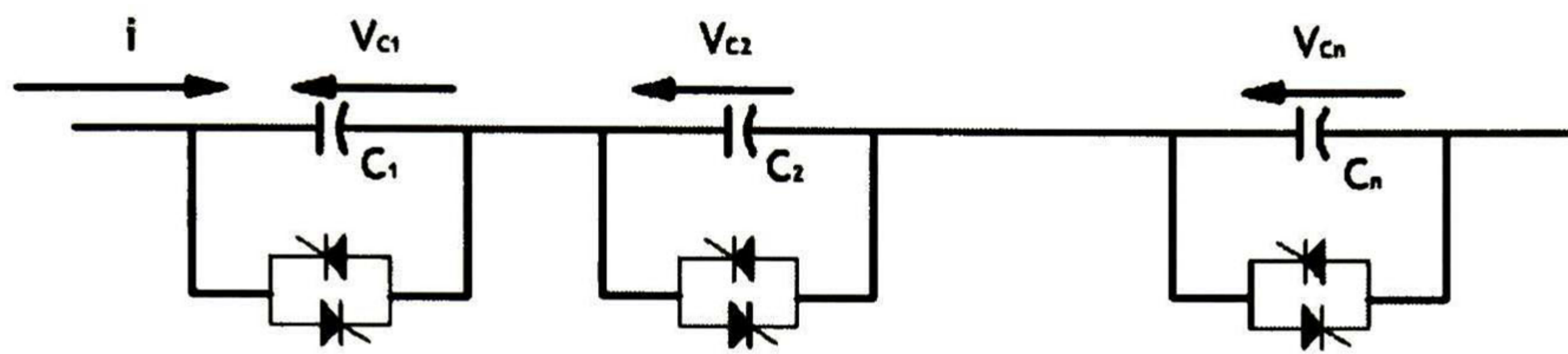
$$P_{km} = \frac{|V_k||V_m|\sin\delta_{km}}{(X_L - X_C)} \quad (5.2)$$

donde $|V_k|$ y $|V_m|$ son la magnitud de voltaje en los nodos k y m , respectivamente; δ_{km} es la diferencia entre las fases de los voltajes de los nodos k y m ; X_L es la reactancia de la línea, y X_C es la reactancia del capacitor en serie.

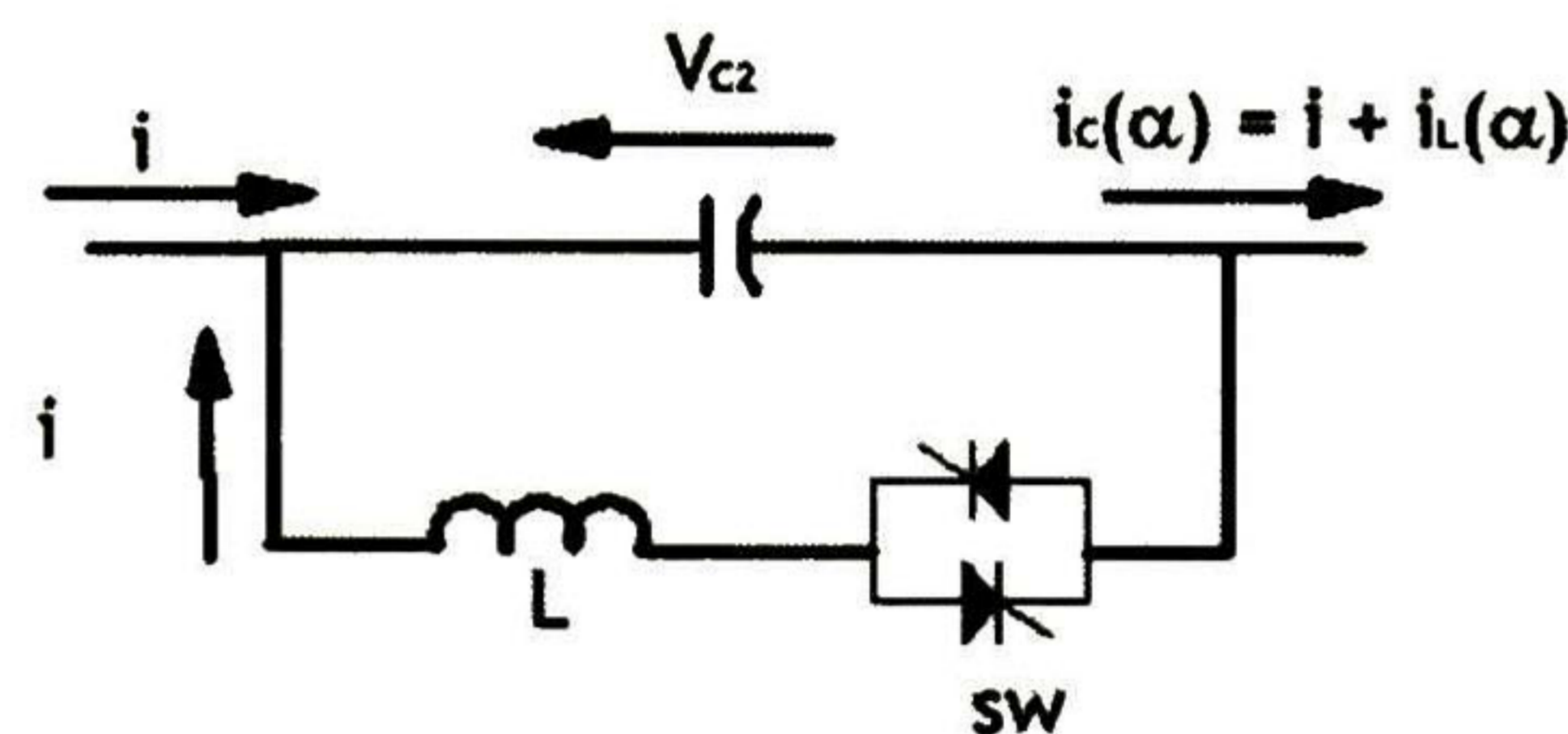
El **TSSC** (Capacitor Serie Conmutado por Tiristores) y el **TCSC** (Capacitor Serie Controlado por Tiristores), pueden realizar una compensación adecuada [2]. El primero modifica de manera discreta la impedancia efectiva de la línea introduciendo las etapas de compensación necesarias. El control de los tiristores conecta los condensadores en serie conforme la referencia lo exija. El principio de operación del TCSC es similar, la diferencia en este sentido es que el TCSC incluye un **TCR** (Reactor Controlado por Tiristores), lo que permite una regulación fina. En la Fig. 5.2 se representan los esquemas básicos del **TSSC** y **TCSC** [3].

El Compensador Estático Serie Síncrono (**SSSC** por sus siglas en inglés)[4, 5, 6] realiza las mismas funciones que un compensador serie convencional, pero con una regulación fina, y sin la necesidad de elementos pasivos (capacitancias y reactores). Es decir, inyecta un voltaje en cuadratura con la corriente de la línea pero de magnitud variable e independiente del valor de la corriente. En el caso de la compensación serie convencional, Fig. 5.1, el voltaje en el capacitor cambia con la variación del voltaje en la barras k y m , y por ende la corriente.

5. Modelado y Simulación de un Compensador en Serie



Capacitor Serie Conmutado por Tiristores (TSSC)



Capacitor Serie Controlado por Tiristores (TCSC)

Fig. 5.2: Esquemas básicos TSSC y TCSC.

En su forma general, el dispositivo SSSC tiene como principal elemento operativo una VSC, formada por interruptores de estado sólido que poseen la capacidad intrínseca de apagado como son los GTO's, IGBT's, etc., un capacitor o fuente de voltaje de cd , un transformador de acoplamiento y un sistema de control [7].

Dependiendo de la calidad requerida en el voltaje generado por el Compensador Serie, la VSC puede adoptar alguna de las configuraciones analizadas en los capítulos 3 y 4. Mediante la aplicación de la Modulación de Ancho de Pulso Senoidal Multinivel estudiada en el capítulo 4, se puede controlar el voltaje de ca generado por la VSC, para minimizar la utilización de interruptores y/o el balanceo de conmutación entre varios niveles mejorando la calidad de voltaje. Por lo tanto, la técnica de Modulación de Ancho de Pulso Senoidal Multinivel representa una excelente opción para el control de voltaje. En la Fig. 5.3 se muestra el modelo funcional del Compensador Serie, donde se aprecian sus principales componentes.

El devanado secundario del transformador de acoplamiento se conecta en serie con la línea de transmisión, inyectando el voltaje de la VSC en serie con el voltaje de la línea. Básicamente, el dispositivo genera en sus terminales un voltaje casi senoidal de magnitud variable, en cuadratura con la corriente de la línea. De esta forma, el voltaje inyectado emula una caída de tensión provocada por una reactancia capacitiva o inductiva en serie con la caída de tensión de la línea de transmisión, lo cual trae como resultado el incremento o disminución de la reactancia total. El efecto global se refleja en la disminución o aumento del flujo de potencia.

El dispositivo puede generar o absorber potencia reactiva, y con un dispositivo de almacenamiento de energía, puede generar o absorber potencia activa de forma independiente. Por lo general, su funcionamiento se restringe al intercambio de potencia reactiva de modo que solamente se utiliza un capacitor de capacidad relativamente reducida como fuente de cd . Si se reemplaza el capacitor con una fuente de energía, el controlador es capaz de intercambiar potencia activa con el sistema, y de esta forma se puede compensar la potencia debida a la resistencia de la línea.

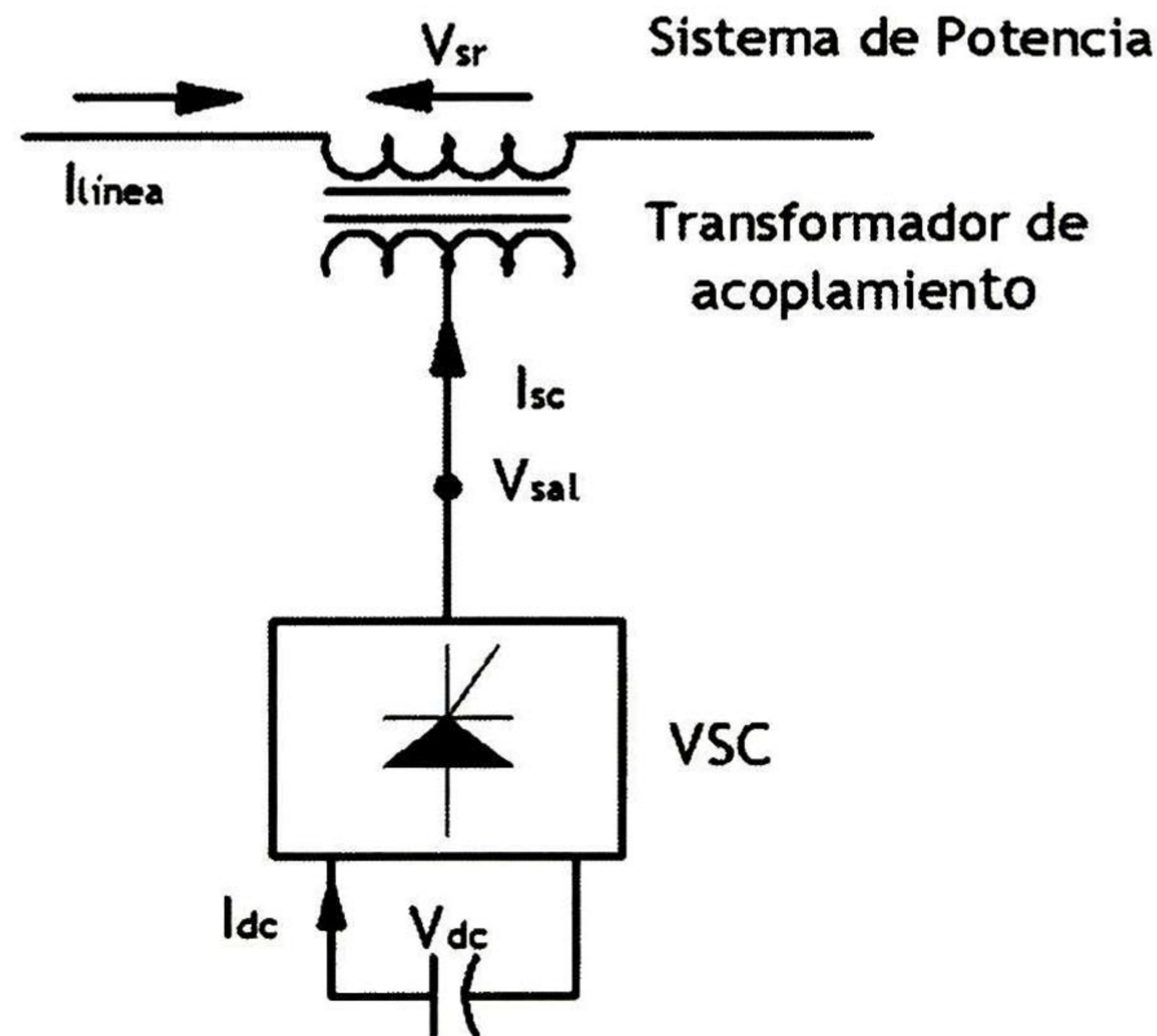


Fig. 5.3: Esquema del Compensador Serie.

El desfase existente entre el voltaje inyectado por el Compensador Serie, V_{sr} , y la corriente de línea I_{linea} , determina el intercambio de potencia activa y reactiva con el sistema. Cuando se hace que el voltaje inyectado tenga un ángulo de fase tal que esté retrasado 90° con respecto a la fase de la corriente, se dice que el dispositivo se encuentra en el modo de operación de una reactancia capacitiva variable, donde k representa el efecto de variación.

$$V_{sr} = -jkX_c I_{linea} \tag{5.3}$$

Como la reactancia en una línea de transmisión es de características inductivas, la operación del Compensador Serie provoca que la reactancia total de la línea de transmisión sea reducida, mientras se incrementa el voltaje a través de la impedancia total, lo que conduce a un incremento en la corriente y potencia transmitidas.

5. Modelado y Simulación de un Compensador en Serie

Por otro lado, si el voltaje inyectado se encuentra adelantado 90° con respecto a la corriente de línea, el dispositivo entra en el modo inductivo de operación. En este caso su comportamiento es similar al de una reactancia inductiva variable. Lo anterior provoca un incremento en la reactancia total de la línea resultando en una disminución en la corriente y potencia de transmisión,

$$-V_{sr} = jkX_L I_{línea} \quad (5.4)$$

Se debe tener en cuenta que las ecuaciones (5.3) y (5.4), sirven para comprender la operación del dispositivo, ya que pueden generar un concepto erróneo acerca de la relación existente entre el voltaje inyectado por el dispositivo serie y la corriente de línea. El principio de compensación realizado se puede observar en la Fig.5.4.

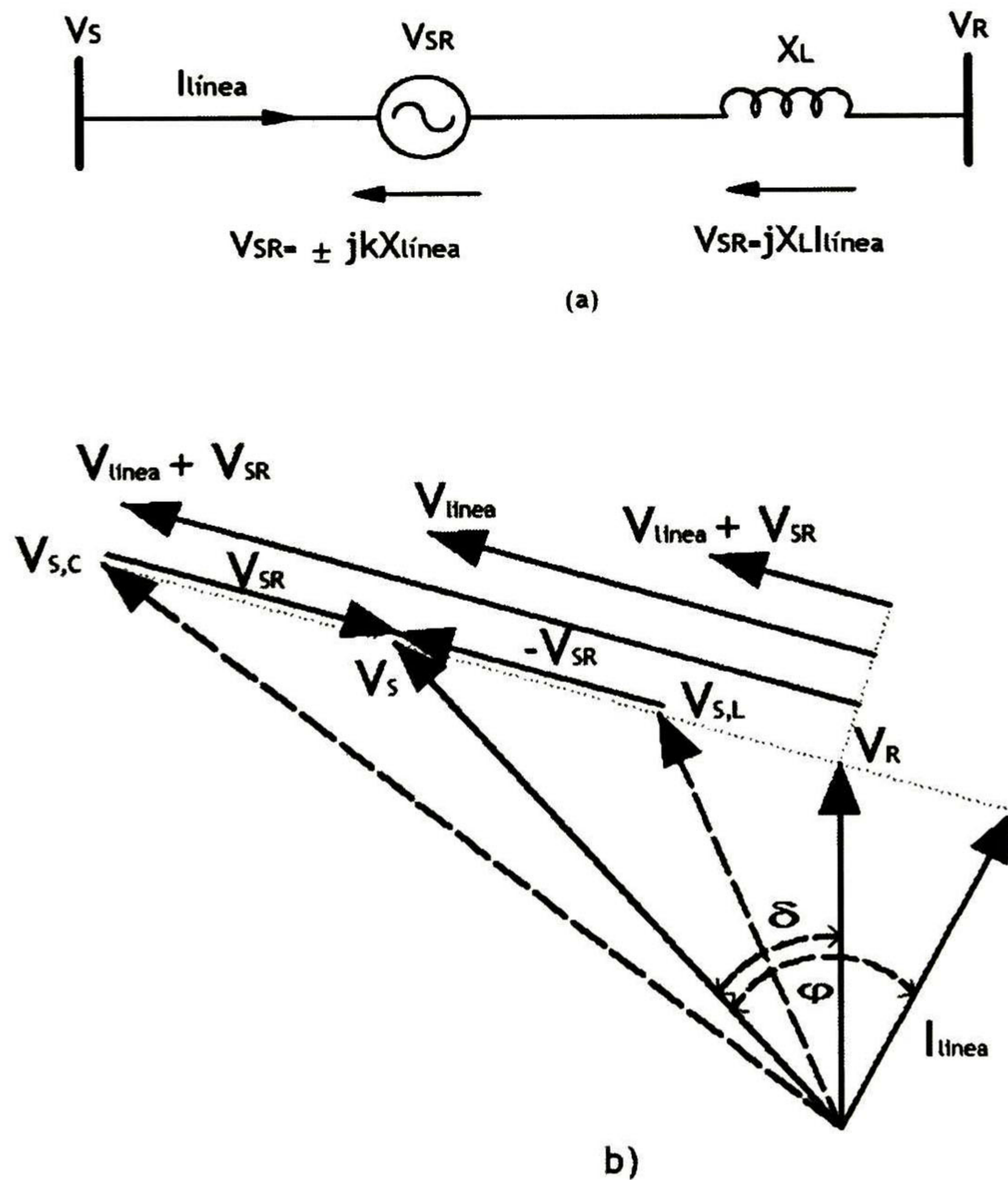


Fig. 5.4: Esquema de la Compensación Serie.

A partir de la Fig. 5.4 se puede observar que si el voltaje inyectado por el dispositivo serie es mayor que la caída de voltaje natural de la línea, el flujo de potencia invierte su dirección. Este hecho limita la operación a valores $V_{sr} \leq V_{linea}$, ya que de lo contrario se podrían provocar condiciones operativas de los voltajes en los nodos del sistema entre los cuales se realiza la compensación, que incrementan/decrecen por arriba y debajo del rango operativo típico de 0.95 o 1.05 p.u., lo que puede provocar el funcionamiento inadecuado de otros dispositivos conectados al sistema.

La corriente de salida del compensador corresponde a la corriente de línea, y está efectada por parámetros del sistema como la reactancia de la línea, los niveles de voltaje en los nodos, la carga y la misma acción del dispositivo. El voltaje inyectado en serie V_{sr} , no es el mismo que el voltaje generado por la VSC debido a la caída de voltaje en el transformador de acoplamiento, esto es,

$$V_{sr} = V_{VSC} + X_{tr} I_{linea} \quad (5.5)$$

donde X_{tr} es la reactancia del transformador de acoplamiento. Esta diferencia de voltaje es variable y depende de las condiciones de carga en el sistema.

Las potencias activa y reactiva intercambiadas entre el sistema y el dispositivo serie pueden calcularse a partir de las siguientes relaciones,

$$P_{sr} = V_{sr} I_{linea} \cos\varphi \quad (5.6)$$

$$Q_{sr} = V_{sr} I_{linea} \sin\varphi \quad (5.7)$$

donde φ corresponde al ángulo de desfase entre el voltaje inyectado por la VSC y la corriente en la línea de transmisión. Generalmente, este ángulo tiene valores muy cercanos a 90° , por lo que al inspeccionar las ecuaciones (5.6) y (5.7) se puede notar que el intercambio de potencia activa es mucho menor comparado con el de potencia reactiva.

5.3. Modelado de la VSC

Un modelo matemático simplificado que representa la operación de este dispositivo surge a partir de examinar su configuración. En éste trabajo se propone un compensador en serie que utiliza una configuración multinivel con diodo anclado de tres niveles, como se exhibe en la Fig. 5.5.

Examinando la Fig.5.5, es posible observar que la configuración del transformador de acoplamiento es estrella-estrella. En la Fig. 5.5 v_{esa} , v_{esb} y v_{esc} representan las inyecciones de voltaje en serie; v_{epa} , v_{epb} y v_{epc} representan los voltajes de fase a neutro en el lado primario del transformador de acoplamiento; i_{esa} , i_{esb} y i_{esc} son las corrientes del devanado secundario del transformador de acoplamiento; mientras que i_{epa} , i_{epb} y i_{epc} son las corrientes del lado primario a , b , c , respectivamente; S_{a1} , S_{a2} , $S_{a1'}$, $S_{a2'}$, S_{b1} , S_{b2} , $S_{b1'}$, $S_{b2'}$, S_{c1} , S_{c2} , $S_{c1'}$ y $S_{c2'}$, representan las señales de disparo

5. Modelado y Simulación de un Compensador en Serie

en las compuertas de los IGBT's; v_{dcp} , i_{dcp} , y C_p son el voltaje, corriente y el capacitor positivo, respectivamente; v_{dcn} , i_{dcn} , y C_n son el voltaje, corriente y el capacitor negativo, respectivamente. Finalmente s es la conexión del punto neutro en estrella y z es cero o el enlace de referencia. La conexión entre estos 2 puntos (s , z) no es necesario que se presente físicamente.

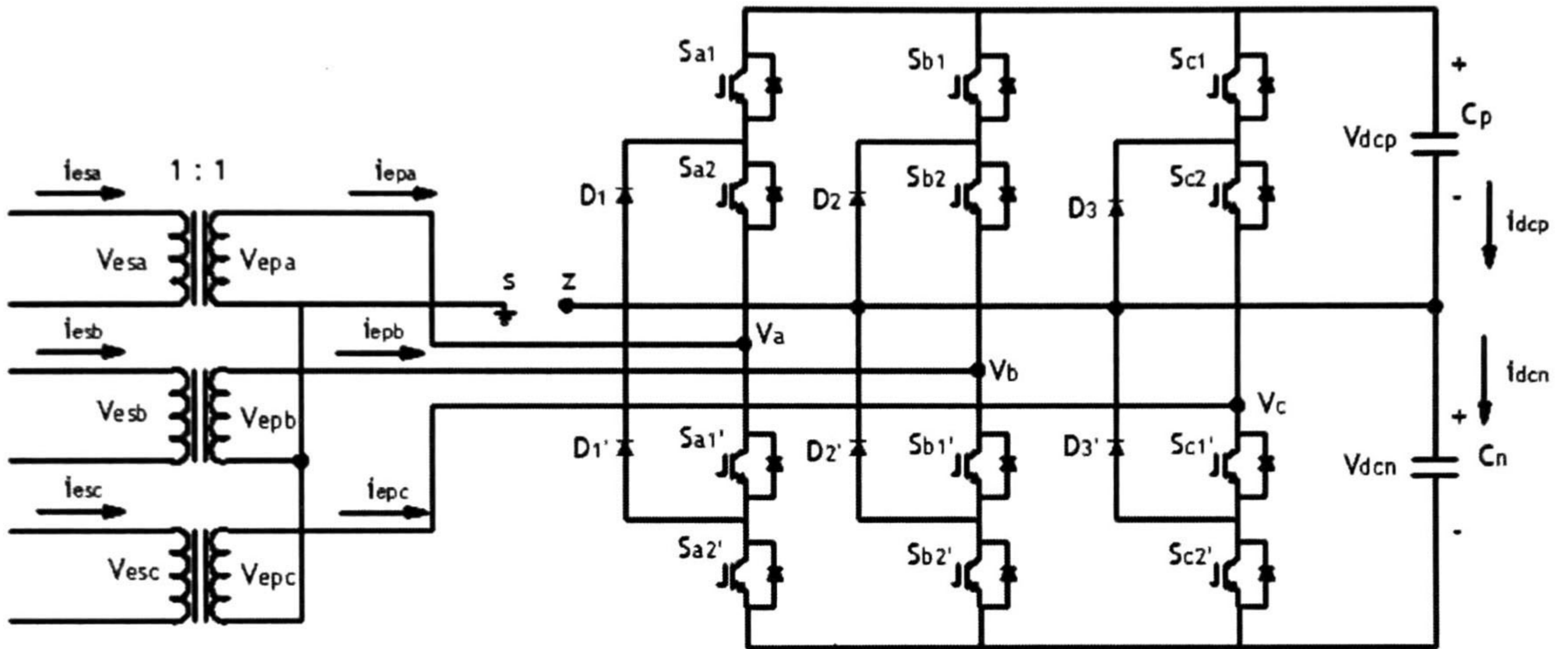


Fig. 5.5: Fuente convertidora de voltaje (VSC) trifásica basada en el esquema de conmutación PWM multinivel conectado mediante un transformador de acoplamiento con conexión estrella-estrella.

El circuito del inversor trifásico que se exhibe en la Fig. 5.5 puede ser definido por las funciones de conmutación lógicas, las cuales se presentan en los interruptores. Por ejemplo, cuando S_{a1} y S_{a2} están encendidos se origina el voltaje positivo V_{dc} y es aplicado a la terminal de la fase a ; cuando S_{a2} y $S_{a1'}$ se encienden, es aplicado a un voltaje de cero volts, mientras que con los interruptores $S_{a1'}$ y $S_{a2'}$ encendidos, el voltaje negativo V_{dc} aparece en la terminal de la fase a . Definiendo las variables y_{x1} , y_{x2} , y y_{x3} ($x = a, b, o c$), cuando las combinaciones de los interruptores (S_{a1}, S_{a2}) , $(S_{a2}, S_{a1'})$ y $(S_{a1'}, S_{a2'})$ son verdaderas utilizan el *uno* lógico, respectivamente, y de otra manera el *cero*; los voltajes de las tres terminales se describen de la siguiente manera:

$$v_{az} = V_{dc}(y_{a1} - y_{a3}) \quad (5.8)$$

$$v_{bz} = V_{dc}(y_{b1} - y_{b3}) \quad (5.9)$$

$$v_{cz} = V_{dc}(y_{c1} - y_{c3}) \quad (5.10)$$

De manera similar con los voltajes de línea-línea y línea-neutro están dados por,

$$v_{ab} = V_{dc}(y_{a1} - y_{a3} - y_{b1} + y_{b3}) \quad (5.11)$$

$$v_{bc} = V_{dc}(y_{b1} - y_{b3} - y_{c1} + y_{c3}) \quad (5.12)$$

$$v_{ca} = V_{dc}(y_{c1} - y_{c3} - y_{a1} + y_{a3}) \quad (5.13)$$

y

$$v_{as} = \frac{2}{3}V_{dc} \left[y_{a1} - y_{a3} - \frac{1}{2}(y_{b1} - y_{b3} + y_{c1} - y_{c3}) \right] \quad (5.14)$$

$$v_{bs} = \frac{2}{3}V_{dc} \left[y_{b1} - y_{b3} - \frac{1}{2}(y_{a1} - y_{a3} + y_{c1} - y_{c3}) \right] \quad (5.15)$$

$$v_{cs} = \frac{2}{3}V_{dc} \left[y_{c1} - y_{c3} - \frac{1}{2}(y_{a1} - y_{a3} + y_{b1} - y_{b3}) \right] \quad (5.16)$$

El voltaje neutro de derivación central es, para este caso,

$$v_{sz} = \frac{1}{3}V_{dc}(y_{a1} - y_{a3} + y_{b1} - y_{b3} + y_{c1} - y_{c3}) \quad (5.17)$$

La corriente del enlace de cd es,

$$i_{dcp} = y_{a1}i_a + y_{b1}i_b + y_{c1}i_c \quad (5.18)$$

$$i_{dcn} = y_{a3}i_a + y_{b3}i_b + y_{c3}i_c \quad (5.19)$$

5. Modelado y Simulación de un Compensador en Serie

5.4. Transformación $\alpha\beta$

La transformación $\alpha\beta$ representa una herramienta muy útil para el análisis y modelado del sistema eléctrico trifásico. En general, un sistema eléctrico trifásico y lineal puede ser descrito propiamente en términos matemáticos escribiendo solamente un conjunto de ecuaciones dinámicas tridimensionales (integrales y/o diferenciales), proveyendo un modelo matemático autoconsistente para cada fase. Sin embargo, para algunos casos la existencia de limitaciones físicas hace que los tres modelos no sean independientes uno del otro, en esta circunstancia el orden del modelo matemático puede ser reducido sin pérdida de información.

En el siguiente ejemplo se reduce el orden del modelo matemático de tres a dos dimensiones. La transformación $\alpha\beta$ representa la relación más comúnmente usada para realizar una reducción de orden. Para explicar la forma en que trabaja, considérese un vector tridimensional $\vec{x} = [x_a \ x_b \ x_c]^T$ que puede representar cualquier trío de variables eléctricas del sistema (voltajes y corriente). Ahora, considérese la transformación lineal,[8]

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta\gamma} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

la cual, en términos geométricos representa un cambio del conjunto de ejes de referencia denotado como abc al equivalente indicado $\alpha\beta\gamma$. Este cambio de ejes de referencia, implica que la base ortonormal R^3 estandar B_{abc} ,

$$B_{abc} = \left\{ [1 \ 0 \ 0]^T, [0 \ 1 \ 0]^T, [0 \ 0 \ 1]^T \right\}, \quad (5.21)$$

es reemplazada con la nueva base $B_{\alpha\beta\gamma}$,

$$B_{\alpha\beta\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ [1 \ -1/2 \ -1/2]^T, [0 \ \sqrt{3}/2 \ -\sqrt{3}/2]^T, [1/\sqrt{2} \ 1/\sqrt{2} \ 1/\sqrt{2}]^T \right\}, \quad (5.22)$$

La base $B_{\alpha\beta\gamma}$ también es ortonormal, sus vectores tienen una norma unitaria y son ortogonales entre ellos gracias a la presencia de coeficiente $\sqrt{2/3}$, el cual aparece en (5.20). Este coeficiente es algunas veces omitido cuando no se considera esencial mantener la ortonormalidad de la base. Sin embargo, la ortonormalidad implica que: (1) la inversa de la transformación $T_{\alpha\beta\gamma}$ sea igual a la matriz transpuesta $T_{\alpha\beta\gamma}^{-1} = T_{\alpha\beta\gamma}^T$; y (2) el cálculo de potencias eléctricas es independiente de la transformación de coordenadas $\langle \vec{e}_{abc}, \vec{i}_{abc} \rangle = \langle \vec{e}_{\alpha\beta\gamma}, \vec{i}_{\alpha\beta\gamma} \rangle$, donde el operador " $\langle \rangle$ " representa el producto escalar de los vectores, \vec{e} es un vector de voltaje y \vec{i} .

La propiedad anterior justifica el hecho de que (5.20) es algunas veces llamada la transformación de invariancia de potencia. La interpretación geométrica (5.20) se ilustra en la Fig. 5.6(a).

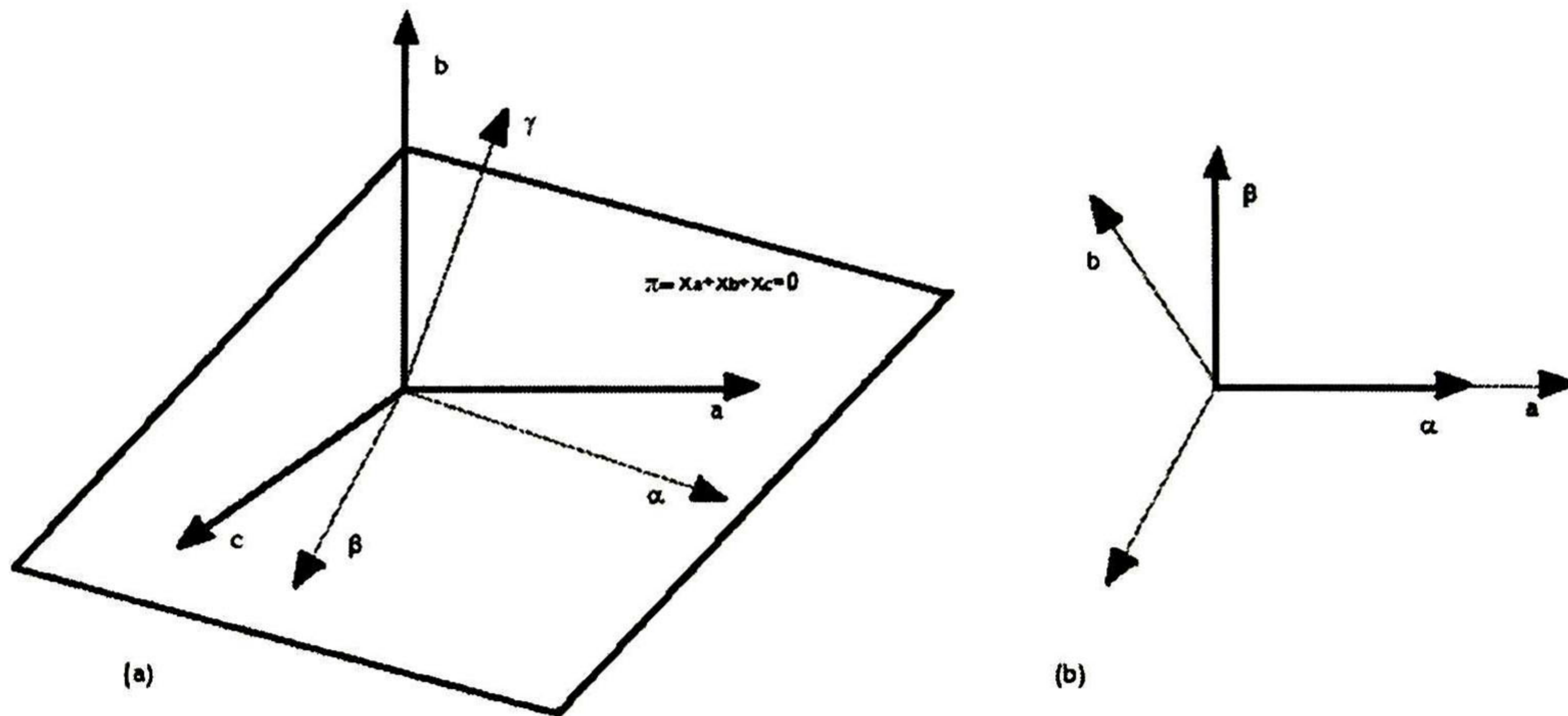


Fig. 5.6: Representación gráfica de $T_{\alpha\beta\gamma}$.

La matriz de transformación $T_{\alpha\beta\gamma}$ tiene una propiedad, que se hace clara cuando se considera la condición

$$x_a + x_b + x_c = 0 \Rightarrow x_\gamma = 0 \quad (5.23)$$

cuyo significado es operar la restricción del espacio tridimensional a un plano π Fig.5.6 (a). Examinando (5.22) y (5.23) se observa que las dos primeras componentes de la base $B_{\alpha\beta\gamma}$ de hecho representan una base ortonormal para el plano π , mientras que la tercera componente no tiene proyección sobre π . Esta observación es fundamental para la conclusión: cada vez que la restricción es considerada para un sistema tridimensional, la transformación de coordenadas $T_{\alpha\beta\gamma}$ permite describir el mismo sistema en un espacio bidimensional sin ninguna pérdida de información. Esto ocurre porque cualquier vector que cumpla con (5.23) cae sobre el plano π , como tal, puede ser expresado como una combinación lineal de vectores base definidos para π . Por lo tanto, se define la transformación $\alpha\beta$ como sigue:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

5. Modelado y Simulación de un Compensador en Serie

y su inversa es

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta\gamma}^T \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta\gamma}^T \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Fácilmente obtenida aprovechando la ortonormalidad de la base y considerando la matriz transpuesta de referencia. En términos geométricos (5.24) simplemente determina la proyección de cualquier vector $\vec{x} = [x_a \ x_b \ x_c]^T$ sobre el plano π . Note que esto es significativo físicamente solo si la componente γ del vector $\vec{x} = [x_a \ x_b \ x_c]^T$ es cero. La componente γ como puede ser verificado fácilmente, no es más que el promedio aritmético de los valores de la componente de los tres vectores, también conocida como la componente del vector de modo común. Cuando esta no es cero, la aplicación de la transformación $\alpha\beta$ implica la pérdida de la información asociada con el modo común. También es interesante notar que la proyección sobre el plano π de la base B_{abc} determina tres ejes desplazados 120° , como se muestra en la Fig. 5.6(b), lo cual hace a la matriz en (5.24) fácil de recordar.

5.5. Transformación de Park

La idea detrás de la transformación de Park, implica que en lugar de mapear el inversor de tres fases y su carga a un marco de referencia fijo de dos ejes, esta transformación lo mapea a un marco de referencia rotatoria síncrono de dos ejes. Esto prácticamente significa ir de una transformación de coordenadas estáticas a una dinámica, por ejemplo, a una transformación lineal cuya matriz tiene coeficientes variantes en el tiempo.

En la Fig. 5.7 se ilustra una idea del significado de la transformación de Park. La transformación define un nuevo conjunto de ejes de referencia llamados d y q , los cuales rotan alrededor del marco de referencia estático $\alpha\beta$ a una frecuencia angular constante ω . Refiriéndose a la Fig. 5.7 esto significa que $\theta = \omega t$. La aplicación de la transformación $\alpha\beta$ a una terna de señales sinusoidales balanceadas y simétricas desplazadas 120° , las convierte en un par de señales sinusoidales desplazadas 90° , cuya interpretación geométrica puede ser la de un vector rotatorio, \vec{V} . La velocidad angular del vector rotatorio es igual a la frecuencia angular de la terna de voltajes originales, a la cual podemos considerar la frecuencia fundamental del sistema trifásico. Ahora, si la velocidad angular del vector rotatorio es igual a ω lo que pasa es que, en el marco de referencia dq , el vector \vec{V} no se mueve en lo absoluto. Refiriéndose de nuevo a la Fig. 5.7, implica que los ángulos θ_1 y θ_2 se incrementarán con frecuencia angular ω , mientras que el ángulo φ será constante, así como las longitudes de las proyecciones sobre los ejes dq .

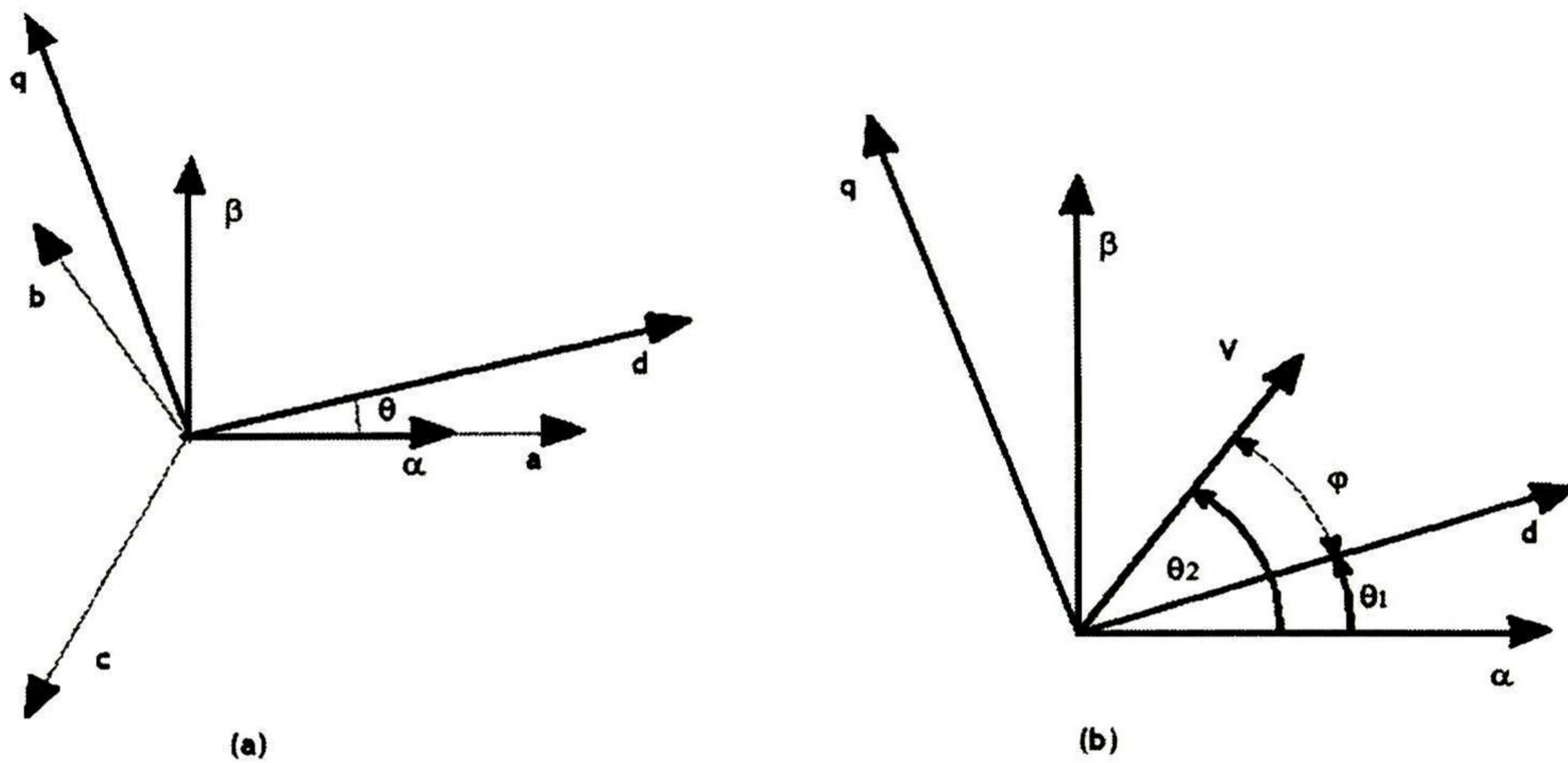


Fig. 5.7: Diagrama de vectores para transformación de Park.

La ventaja de usar la transformación de Park está representada por el hecho de que las señales sinusoidales con frecuencia angular ω serán vistas como señales constantes en el marco de referencia dq . Considerando la Fig. 5.7, es fácil de mostrar que [8]

:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = T_{dq} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

donde $\theta = \omega t$. Nótese que al usar la representación fasorial compleja de los vectores, (5.26) puede ser simplemente expresado como

$$\vec{x}_{dq} = x_d + jx_q = (x_\alpha + jx_\beta)(\cos\theta - jsin\theta) = \vec{x}_{\alpha\beta}e^{-j\theta} \quad (5.27)$$

es fácil mostrar que T_{dq} está asociada con otra base ortonormal del espacio R^2 de forma que su inversa puede ser inmediatamente calculada

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{dq}^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

lo cual, usando la notación fasorial compleja, puede ser simplemente escrita como $\vec{x}_{\alpha\beta} = \vec{x}_{dq}e^{+j\theta}$

5.6. Estrategias de Control

En el presente trabajo el diseño y simulación de la estrategia de control constituyen una parte central de la investigación. La operación de compensación efectuada por el regulador de voltaje se puede definir de la siguiente manera. Cuando se presenta alguna contingencia en el sistema eléctrico de potencia que involucra variaciones en las señales de voltaje, a través de una VSC se inyecta un voltaje de compensación en serie con el voltaje de suministro.

Para realizar de forma precisa la compensación de voltaje, es necesario desarrollar una estrategia de control con la capacidad de operar adecuadamente el regulador propuesto. Entre las operaciones más importantes se pueden mencionar las siguientes:

- El voltaje inyectado en serie esté en cuadratura con la línea.
- El voltaje en el capacitor se debe mantener constante mediante el intercambio de potencia activa con el sistema.

El voltaje inyectado al sistema se puede representar con dos componentes. Una componente en cuadratura con la componente de la línea que es la que sirve para controlar el voltaje en la carga, y otra componente en fase con la corriente de línea que sirve para regular el voltaje en el capacitor.

En la Fig. 5.8 se exhibe el diagrama de bloques del esquema de control del compensador en serie. Éste consiste en dos controles internos, basados en controladores Proporcional-Integral (PI). Se elige un controlador PI por su simplicidad y sus características operativas.

Para la compensación reactiva, el voltaje inyectado por el V_{sr} debe estar en cuadratura con la corriente de línea. Idealmente, para el intercambio de la potencia reactiva entre el compensador y la línea, el voltaje de cd deberá permanecer constante y el voltaje del compensador en serie debe permanecer en cuadratura con la corriente de línea. El control PI (1) tiene como entrada la señal de error obtenida de la diferencia entre V_{dcref} y V_{dc} , y la salida de este control es el valor de la variable en el eje d .

El otro control PI (2) genera la componente de la variable en el eje q . La entrada para este controlador es la señal trifásica mapeada en α y β . El siguiente bloque calcula la magnitud de V es decir: la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de sus componentes. Posteriormente se calcula la diferencia entre esta última señal y V_{srref} lo cual representa la señal de error que alimenta al controlador PI(2). Hasta este punto se describió la obtención de los valores d y q , tales señales sirven como entrada para la transformación inversa de Park.

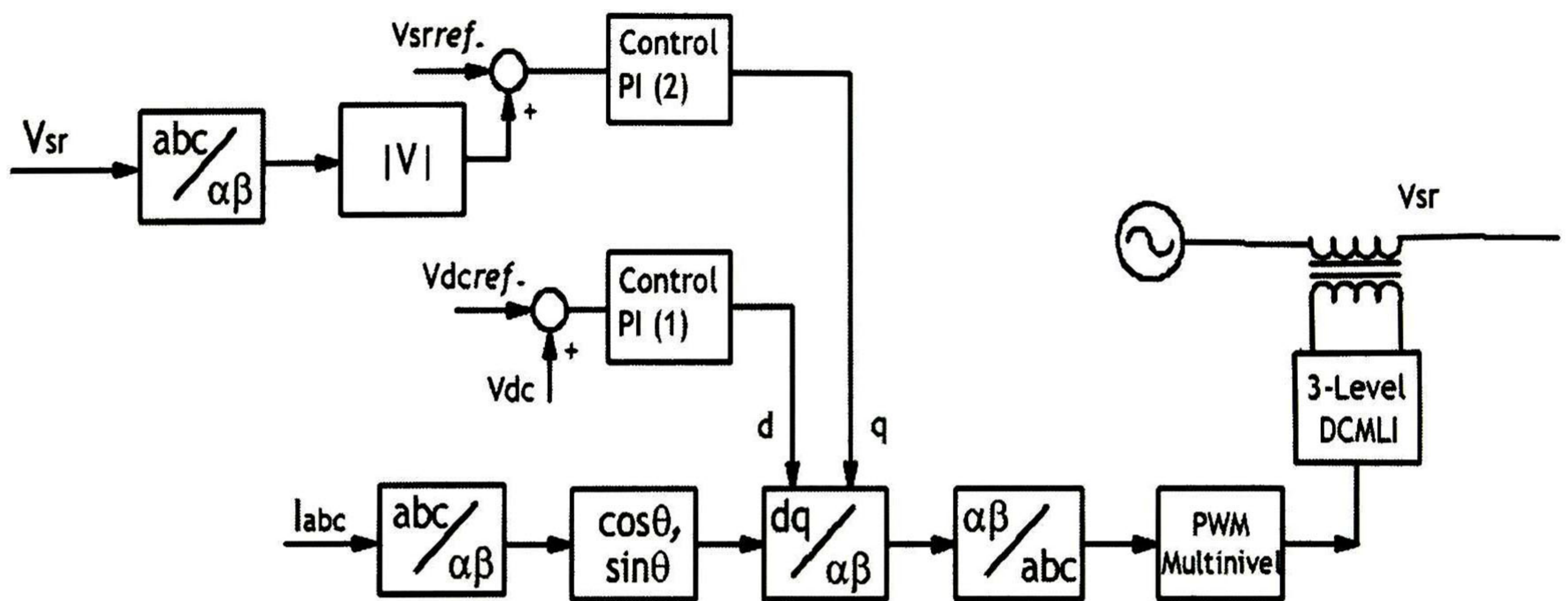


Fig. 5.8: Diagrama de bloques del esquema de control del compensador serie.

La transformación $\alpha\beta$ tiene como entrada las tres corrientes I_{abc} . Con los valores obtenidos de las componentes α y β se calcula el $\cos \theta$ y $\sin \theta$, ecuaciones (5.26) y (5.28). Los parámetros de $\cos \theta$ y $\sin \theta$ son utilizados en el bloque de la transformación inversa de Park.

Ahora lo que resta es aplicar la transformación inversa $\alpha\beta$ para obtener de regreso los valores abc que servirán como las como señales moduladoras para Modulación de Ancho de Pulso Senoidal Multinivel. Finalmente, las salidas de Modulación de Ancho de Pulso Senoidal Multinivel controlan al inversor de tres niveles de tal forma que genera el voltaje en cuadratura necesario para realizar la compensación.

Si se considera que todos los componentes que constituyen el sistema regulador de voltaje son ideales y que los voltajes inyectados por la VSC están en cuadratura con las corrientes del sistema, entonces no se produce intercambio de potencia activa entre la VSC y el sistema. Por consiguiente, el voltaje de cd permanece constante. Sin embargo, debido a que los componentes en la VSC generan pérdidas principalmente por las altas frecuencias de conmutación, es necesario permitir que fluya una pequeña cantidad de potencia activa hacia la VSC para compensar tales pérdidas, y evitar que se descargue el capacitor utilizado como fuente cd .

La malla de control mantiene el voltaje de cd relativamente constante. Al suscitarse variaciones repentinas en la magnitud del voltaje del sistema, se producen cambios consecuentes en los voltajes de compensación; esto propicia la aparición de fluctuaciones en el voltaje a través del capacitor. La amplitud de tales oscilaciones puede ser controlada al seleccionar adecuadamente el tamaño del capacitor.

5.7. Resultados de Simulación

Se exhibe en la Fig. 5.9 un diagrama esquemático del sistema eléctrico utilizado para la realización de los diferentes estudios de simulación.

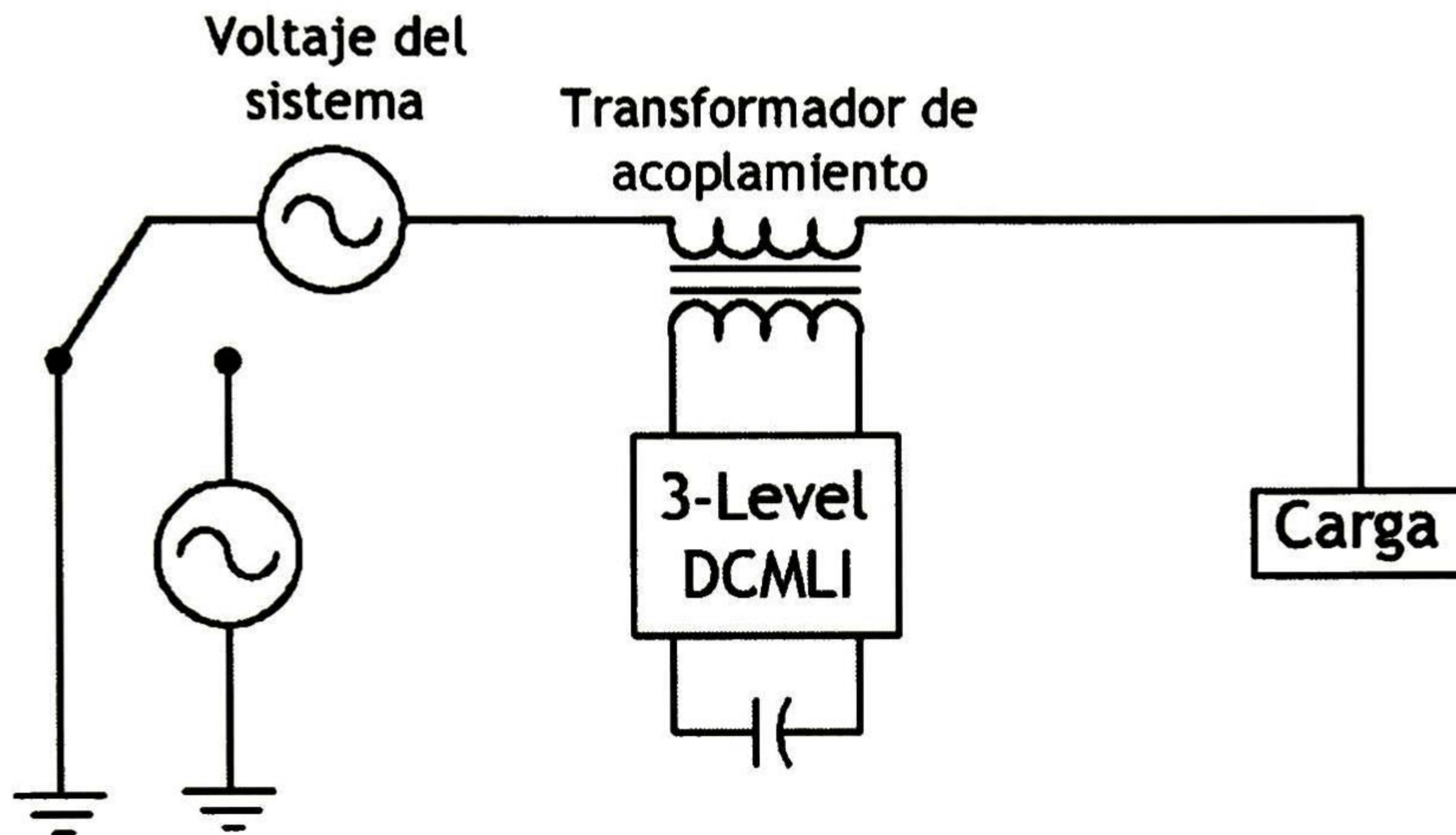


Fig. 5.9: Circuito equivalente del sistema.

El circuito representa el sistema de regulación de voltaje interconectado entre el sistema eléctrico y una carga trifásica. Se compone de una fuente de voltaje, un transformador de acoplamiento, una VSC en configuración multinivel de tres niveles compuesta por dispositivos IGBT's, y una carga trifásica lineal resistivo-inductiva. En la simulación, para los diferentes disturbios estudiados, se utiliza una fuente de valor adicional para cada fase, que se conecta en serie con el voltaje del sistema al momento de suscitarse el disturbio. Estas fuentes adicionales se encargan de inyectar voltajes en fase, de fase opuesta y de diferente frecuencia o magnitud, con respecto a los voltajes en el sistema; esto propicia que en el voltaje de la carga se experimenten condiciones *swells*, *sags* y distorsión armónica, respectivamente. Es importante señalar que tanto las magnitudes como la duración de cada disturbio se seleccionaron de forma arbitraria con propósitos demostrativos únicamente.

5.8. Compensación Sag

Es posible explicar a detalle algunos aspectos concernientes a la operación general del controlador cuando se enfoca en la compensación de un disturbio en particular. El análisis comienza por el caso de estudio que involucra la operación del regulador de voltaje ante una condición de *sag* en el sistema. Para compensar una disminución de voltaje, el ángulo de referencia entre las corrientes y los voltajes de la VSC debe ser 90° .

Un objetivo principal es comprobar la capacidad del regulador de voltaje propuesto al operar ante contingencias que involucran abatimientos repentinos en el voltaje de alimentación. El proceso realizado durante la simulación es el siguiente. En un inicio se considera al sistema operando en condiciones normales de estado estable; se produce un disturbio en el sistema que provoca que el voltaje de alimentación descienda, esto se simula conectando en serie una fuente de voltaje con fase opuesta a la del voltaje del sistema. La condición *sag* permanece durante 0.1 segundos, instante en el cual el sistema se restablece y el voltaje regresa a su estado inicial.

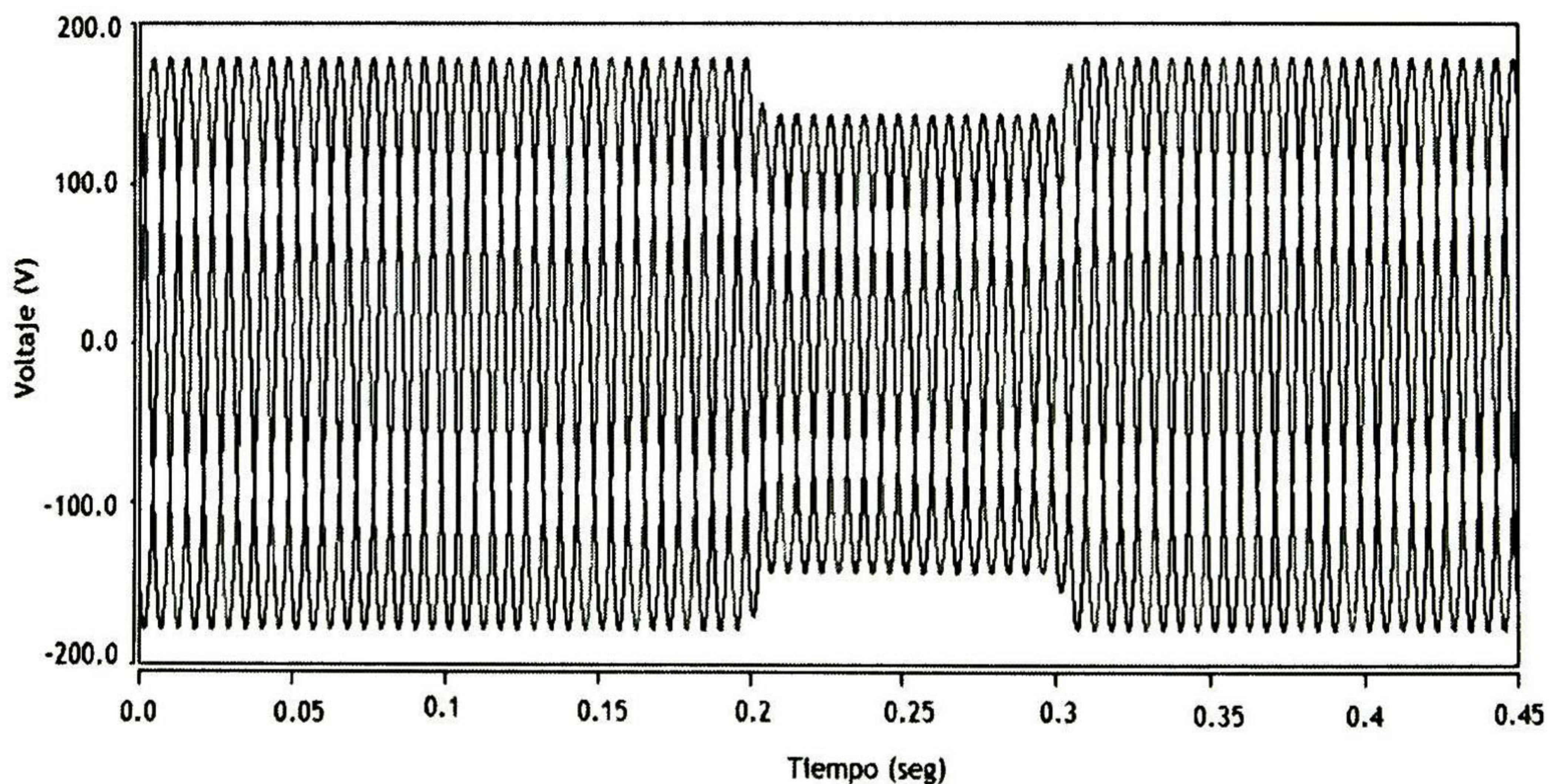


Fig. 5.10: Voltajes trifásicos del sistema de alimentación.

En la Fig. 5.10 se aprecia el *sag* de 6 ciclos y 0.1 segundos de duración que se presenta en el voltaje del sistema. En la Fig. 5.11 se ilustra el comportamiento de los voltajes y corrientes en la carga y el voltaje de error durante el momento en que se produce el transitorio en el voltaje de alimentación. En la Fig. 5.11 se observa que la magnitud de las corrientes permanece relativamente constante después del disturbio, lo que significa que la carga solo experimenta un pequeño transitorio al momento en que ocurren las variaciones en el sistema, pero prácticamente no se ve afectada por el disturbio ocurrido.

5. Modelado y Simulación de un Compensador en Serie

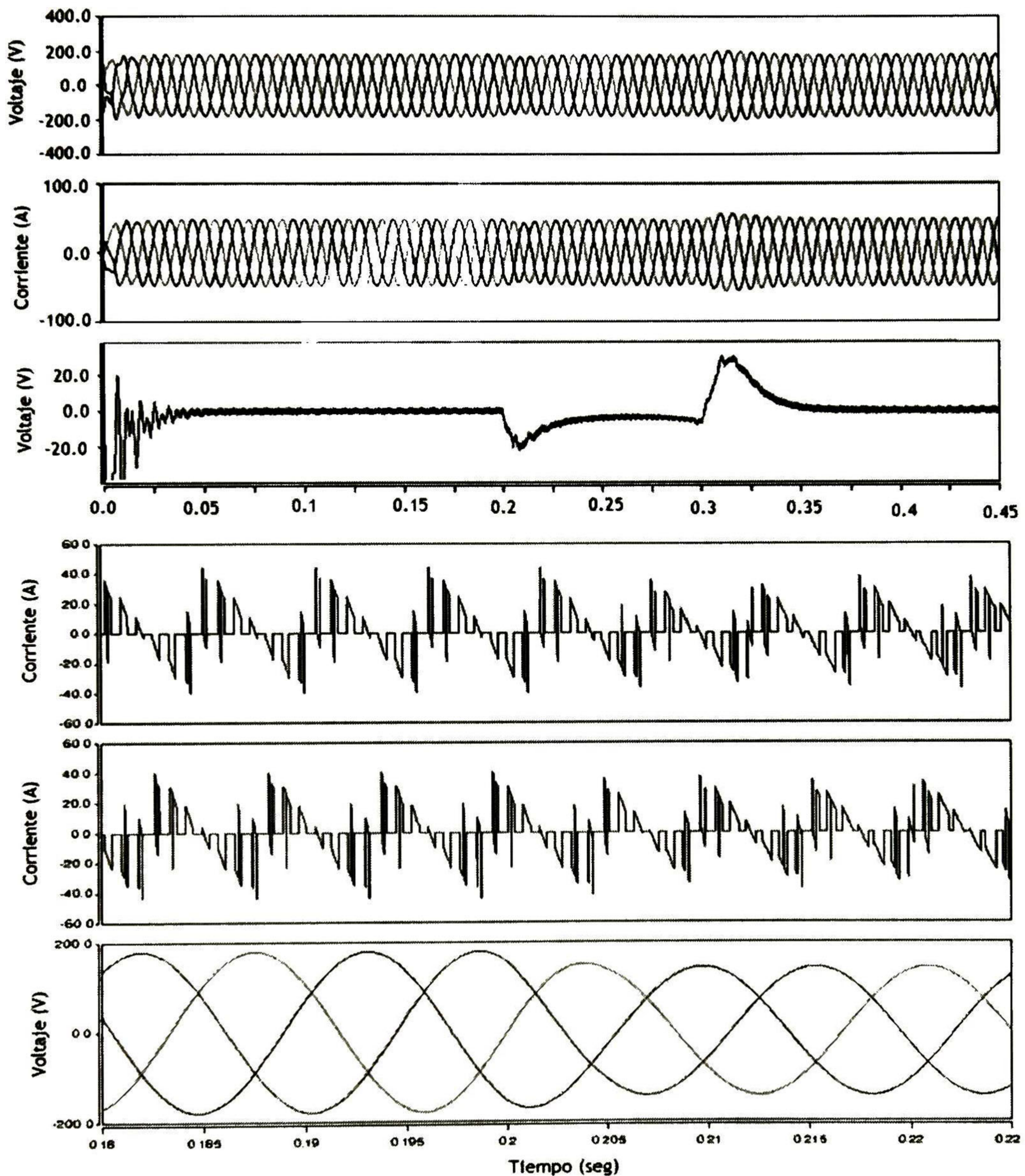


Fig. 5.11: Señales de voltaje y corriente durante la compensación de *sags*. Figuras de arriba hacia abajo: Voltajes trifásicos en las terminales de la carga, corrientes trifásicas de carga, voltaje de error durante el *sag*, corriente en ambos capacitores y voltaje en el sistema de alimentación.

En la primera imagen de la Fig. 5.12 se resalta que el voltaje en las terminales del compensador serie se sitúa en cuadratura con la corriente que circula por la línea compensada y, por tanto el elemento es capaz de intercambiar reactivos con la línea. En la segunda y tercera imagen se observa los voltajes línea-línea y el voltaje de fase a del compensador serie con modulación por ancho de pulso senoidal multinivel, su señal de salida con filtro LC , y por último el acercamiento de voltaje del capacitor durante el disturbio.

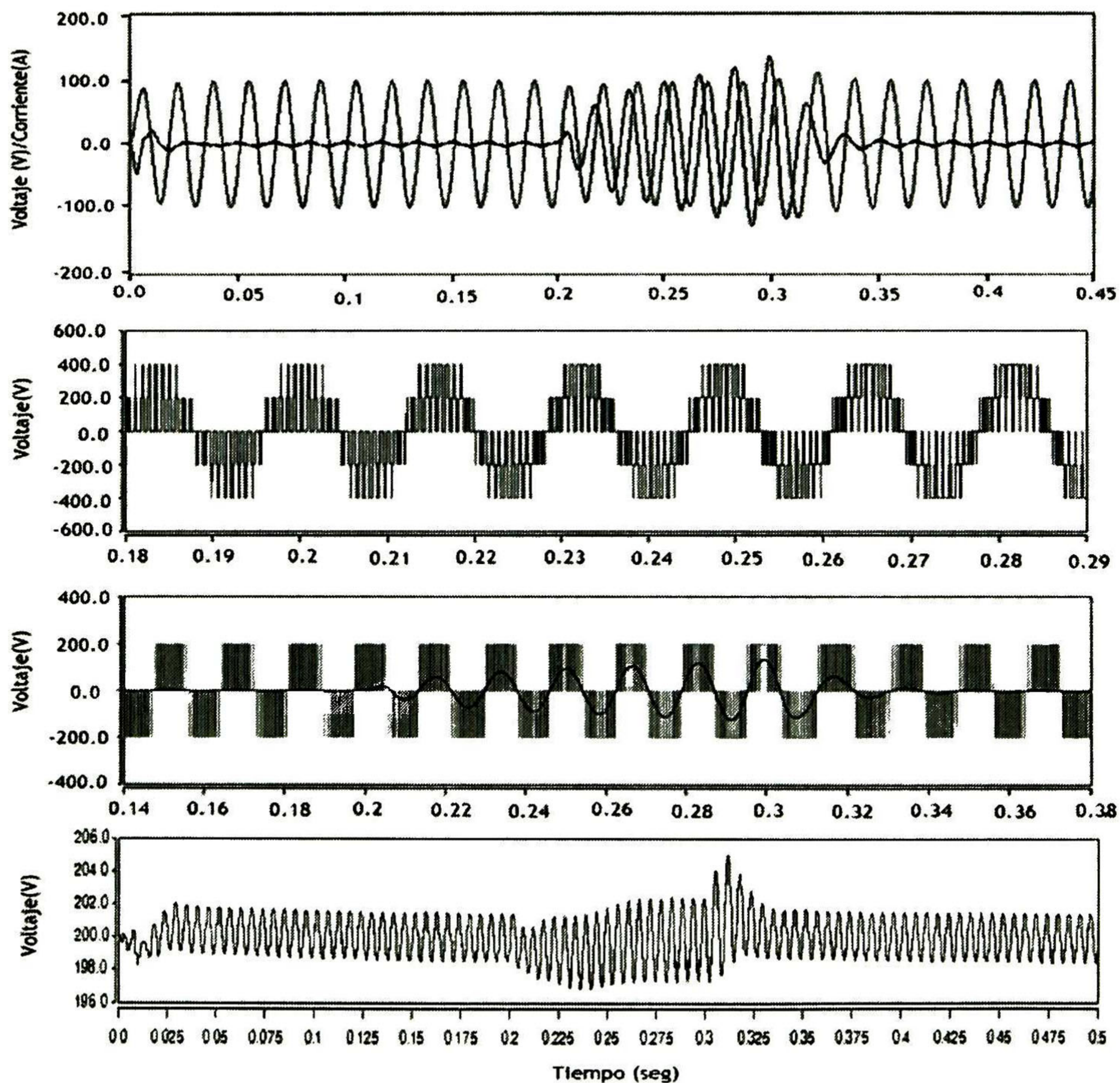


Fig. 5.12: Resultados obtenidos de la compensación de *sags*. Figuras de arriba hacia abajo: Corriente en la carga en la fase a y el voltaje de salida del VSC (Solamente se entrega potencia reactiva), Voltaje de línea-línea, voltaje de la fase a del compensador serie con PWM, la señal de salida con filtro LC , y acercamiento del voltaje del capacitor durante el disturbio de *sag*

5.9. Compensación Swell

En este caso de estudio se considera la continuación del anterior, ya que los dos se refieren a la compensación de disturbios de voltaje. El objetivo de este análisis es comprobar la capacidad del regulador de voltaje ante contingencias que involucran el aumento repentino en el voltaje de alimentación. Aunque la presencia de este tipo de problemas no es tan común en los sistemas de transmisión, es importante determinar los alcances del dispositivo ante este tipo de situaciones.

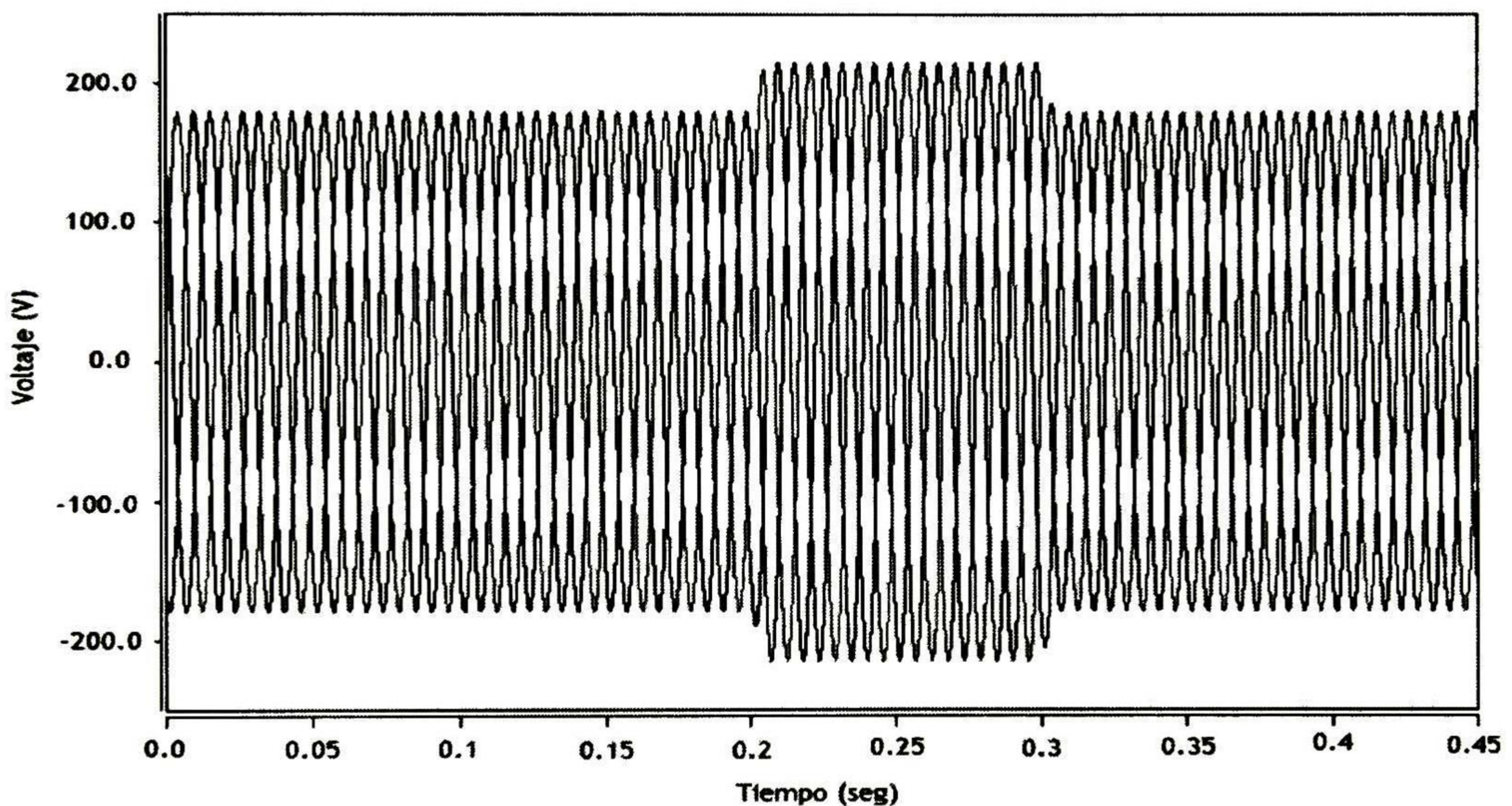


Fig. 5.13: Voltajes trifásicos del sistema de alimentación.

La simulación se lleva a cabo siguiendo el mismo procedimiento que en el estudio anterior, la única diferencia radica en la magnitud del voltaje del sistema durante el disturbio. En este caso al presentarse la contingencia el voltaje de suministro aumenta; las condiciones referentes a los tiempos dentro del estudio permanecen sin cambios. En la Fig. 5.13 se presenta un *swell* de 6 ciclos y de 0.1 segundos de duración.

En la Fig.5.14 se exhiben las señales de voltajes y corrientes en los momentos en que se producen las transiciones. Con el voltaje de alimentación y la compensación realizada se evita que se produzcan variaciones considerables en las corrientes de carga durante el tiempo que se realiza el estudio, excepto por los pequeños transitorios al momento de presentarse el disturbio y al restablecerse el sistema.

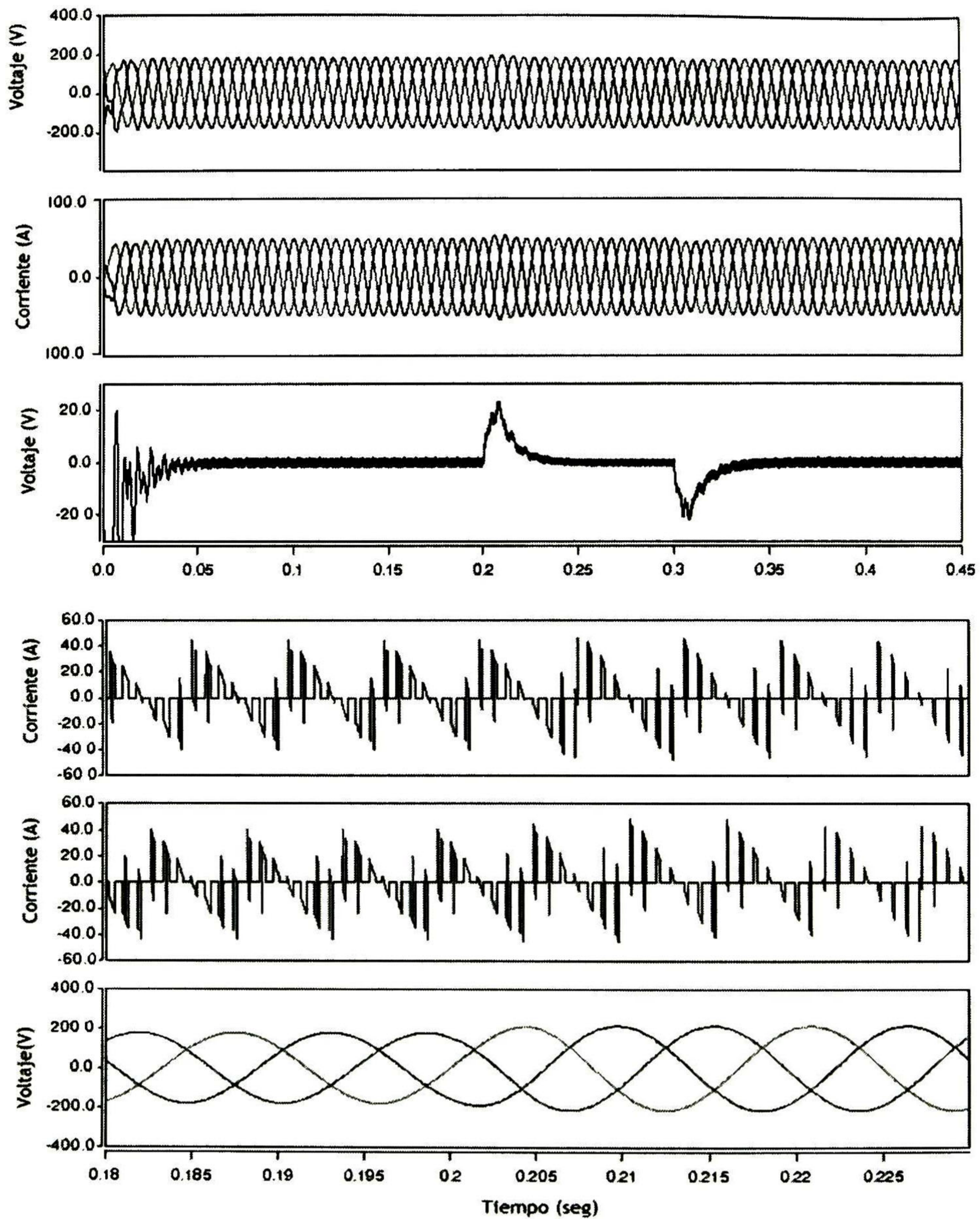


Fig. 5.14: Señales de voltaje y corriente durante la compensación de *swell*. Figuras de arriba hacia abajo: Voltajes trifásicos en las terminales de la carga, corrientes trifásicas de carga, y voltaje de error durante el *swell*, corriente en ambos capacitores y voltaje en el sistema de alimentación.

5. Modelado y Simulación de un Compensador en Serie

En la Fig. 5.15 se observa la inyección de un voltaje en cuadratura con la corriente de la línea compensada y, por tanto el elemento es capaz de intercambiar reactivos con la línea. En la segunda y tercera imagen se observan los voltajes línea-línea y el voltaje de fase *a* del compensador serie con modulación por ancho de pulso senoidal multinivel, su señal de salida con filtro *LC*, y por último el acercamiento de voltaje del capacitor durante el disturbio.

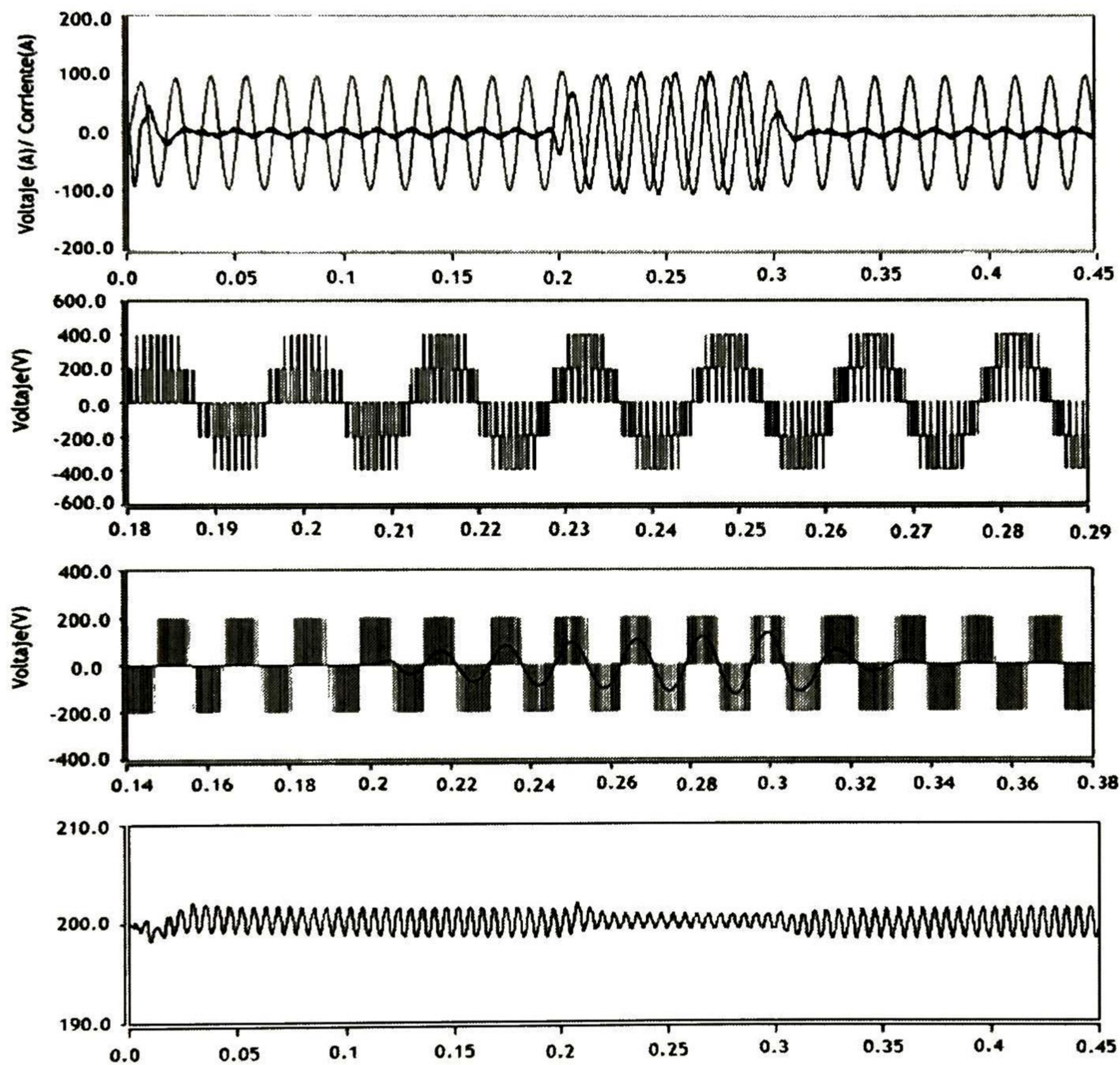


Fig. 5.15: Resultados obtenidos de la compensación de *swell*. Figuras de arriba hacia abajo: Corriente en la carga en la fase *a* y el voltaje de salida del VSC (Solamente se entrega potencia reactiva), Voltaje línea-línea y voltaje de la fase *a* del compensador con PWM, y la señal de salida con filtro *LC*, acercamiento del voltaje del capacitor durante el disturbio de *swell*

5.10. Conclusiones

En este capítulo se desarrolla el modelo de un esquema de compensación serie. El proceso operativo en el sistema de regulación de voltaje tiene como elemento principal la VSC. En el modelo desarrollado para la VSC, sólo se incluyen los efectos en voltajes y corrientes, pero esto es suficiente para determinar los alcances del dispositivo. Asimismo, el modelo propuesto se desarrolla dentro de la Transformación de Park y la Transformación $\alpha\beta$ con sus respectivos marcos de referencia.

El controlador principal consta de dos lazos de control PI. El primero se encuentra enfocado para el intercambio de la potencia reactiva entre el compensador y la línea, el voltaje de cd deberá permanecer constante y el voltaje del compensador en serie deberá permanecer en cuadratura con la corriente de línea, y la salida de este control es el valor de la variable en el eje d . El segundo control está constituido por la transformación de $\alpha\beta$ que es la entrada del controlador y se encarga de generar el componente de la variable en el eje q .

La estrategia de control para los voltajes generados por la VSC se ha desarrollado con base en la metodología de conmutación de Modulación de Ancho de Pulso Senoidal Multinivel, en donde los voltajes de compensación se encuentran directamente relacionados con la señales moduladoras.

El compensador serie ha sido simulado satisfactoriamente en el programa de SABERsketch, incluyendo una representación de los circuitos de control. Así, mediante la realización de simulaciones, se ha examinado la capacidad para la regulación de voltaje en los disturbios. Con base en los resultados de *abatimiento en el voltaje de suministro* (condición *sag*) y *aumento en el voltaje de suministro* (condición *swell*), se concluye que el regulador de voltaje propuesto puede operar satisfactoriamente ante cualquiera de las condiciones analizadas, reduciendo cada una de las contingencias hasta los valores aceptables, a pesar de la simplicidad del esquema de control.

Referencias

- [1] Chirstl, N., et al., "Advanced Series Compensation With Variable Impedance," EPRI Conference on FACTS Cincinnati, OH, Nov. 14-16, 1990.
- [2] Christl, et al., "Advanced Series Compensation With Thyristor-Controlled Impedance," CIGRE paper 14/37/38-05, 1992.
- [3] Dávalos Marín R.J., "Modelado y Análisis Dinámico del TCSC y su aplicación para Mejorar el Comportamiento Electromecánico en Redes Eléctricas" Tesis de Maestría, Cinvestav, Unidad Guadalajara, México, 2000.
- [4] L. Gyugyi, "Dynamic Compensation of AC Transmission Lines by Solid State Synchronous Voltage Sources," IEEE/PES Summer Meeting Paper No. 93SM431-PWRD, 1003.
- [5] N.G. Hingorani, "Flexible AC Transmission Systems," IEEE Spectrum, Vol.30, No.4, 1993, pp.41-48.
- [6] L. Gyugyi, "Static Synchronous Series Compensator: A Solid State Approach to the Series Compensation of Transmission Lines," IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 12, No.1, Ene.1997, pp. 406-417.
- [7] Edvina Uzunovic, "EMTP, Transient Stability and Power Flow Models and Controls of VSC Based FACTS Controllers," Ph.D Thesis, University of Waterloo, Waterloo, Ontario 2001.
- [8] Simone Buso, Paolo Mattavelli, "Digital Control in Power Electronics" Morgan and Claypool Publishers.

Capítulo 6

Conclusiones y Trabajo a Futuro

6.1. Conclusiones

La utilización de fuentes convertidoras de voltaje, ofrece una mayor flexibilidad en el control de la potencia, además mejoran la estabilidad del sistema en base a la controlabilidad del voltaje que se genera. Así que estas características han influido significativamente en la elección de la VSC como elemento básico constitutivo de la mayoría de los compensadores dinámicos actuales. En este trabajo se han estudiado diversas configuraciones de fuentes convertidoras de voltaje (VSC), que son el núcleo de los modernos dispositivos basados en electrónica de potencia (FACTS), cuyo propósito es auxiliar en el mejoramiento de la operación de las redes eléctricas en diversos aspectos, como por ejemplo: (a) mantener un perfil de voltaje dentro de lo que marcan los estándares; (b) permitir un mayor flujo de potencia, especialmente en líneas que están cerca de sus límites de diseño; (c) cumplir funciones secundarias como incrementar el grado de amortiguamiento de las oscilaciones electromecánicas.

La operación multipulsos se logra mediante la interconexión de transformadores de enlace de puentes de seis pulsos trifásicos idénticos, que presentan voltajes de salida desfados. Es por esa razón que se utiliza el concepto de neutralización de armónicos mediante acoplamiento magnético. Como resultado, se obtiene un voltaje total compuesto por la suma de voltajes en serie. La aplicación se puede extender, dependiendo de los requerimientos, para obtener fuentes convertidoras de 24 y 48 pulsos, que resultan al sumar los voltajes de salida de los transformadores de dos y cuatro fuentes de 12 pulsos, respectivamente. La diferencia esencial entre tales configuraciones, es la calidad del voltaje de salida.

Los inversores multinivel en los últimos años han tenido mucho interés en el campo de la potencia eléctrica. Presentan un conjunto nuevo de propiedades que son muy adecuadas para usarse en compensación de potencia reactiva. Puede ser más fácil producir un inversor de alta potencia y alto voltaje con la estructura multinivel, por la forma en la que se controlan en la estructura los esfuerzos dieléctricos del dispositivo. Al aumentar la cantidad de niveles de voltaje en el inversor, sin necesidad de mayores especificaciones nominales de los dispositivos individuales, se puede aumentar la potencia nominal.

A medida que aumenta la cantidad de niveles de voltaje, se reduce en forma importante el contenido armónico en la forma de onda del voltaje de salida. Para aplicaciones de medio a alto voltaje, y para satisfacer los estándares de la distorsión armónica del voltaje y corriente en el lado de la línea, las recientes tendencias son utilizar las topologías de los inversores multinivel en los dispositivos FACTS.

Dentro de los convertidores multinivel existen diversas topologías, de las cuales se pueden mencionar el Inversor Multinivel de Diodo Anclado, el Inversor Multinivel con Capacitor Volante, e Inversor en Cascada con Fuentes Independientes. Asimismo, existen diversos esquemas de modulación y control: Modulación por Ancho de Pulso Senoidal Multinivel, Eliminación Armónica Selectiva Multinivel, y Modulación de Espacio Vectorial.

La principal ventaja de los circuitos inversores multinivel es su capacidad para generar formas de onda de voltaje con bajo contenido armónico, sin requerir circuitos magnéticos. Esta ventaja se ve opacada por la complejidad del control y el tamaño de los capacitores cd , y/o la necesidad de componentes de potencia adicionales, por ejemplo diodos de potencia y funciones de control para ecualizar el voltaje cd .

Las ventajas más significativas de la topología con diodos anclados es que no es necesario balancear los capacitores es (en el de 3 niveles) en el de aumento de niveles, donde es necesario que exista un control de balance de capacitores; en la propuesta de control en el presente trabajo sólo se preocupa del esquema de modulación por ancho de pulso senoidal multinivel. Por otro lado, el inversor multinivel con capacitores volantes limita el estrés provocado por las variaciones de voltaje en los dispositivos e introduce estados de conmutación adicionales que pueden ayudar a mantener el balance de voltaje en los capacitores del nodo de directa. Además, posee suficientes estados de conmutación para garantizar este balance con cualquier número de niveles.

Esta configuración tiene un gran número de capacitores, lo que brinda una gran flexibilidad en el control del voltaje de salida, aunque esto trae consigo que el control de voltaje en todos los capacitores es más complejo. En la práctica, cada capacitor es en realidad un banco de capacitores, el tamaño del convertidor generalmente es la tercera parte para los capacitores, la tercera parte para los disipadores de calor de los interruptores, y el resto para todos los demás elementos que componen el convertidor.

Se ha propuesto la estructura de un compensador serie basado en un convertidor multinivel, con el propósito de mostrar que efectivamente la estructura es capaz de desempeñar las principales acciones que debe llevar a cabo un dispositivo serie. Esto es, exhibir una rápida respuesta, y ser capaz de inyectar voltajes de nivel apropiado para compensar una elevación o caída súbita de tensión, de modo que las cargas del usuario no perciban en toda su extensión el fenómeno. El control de tal dispositivo se ha logrado a través del empleo del esquema de Modulación por Ancho de Pulso Senoidal Multinivel.

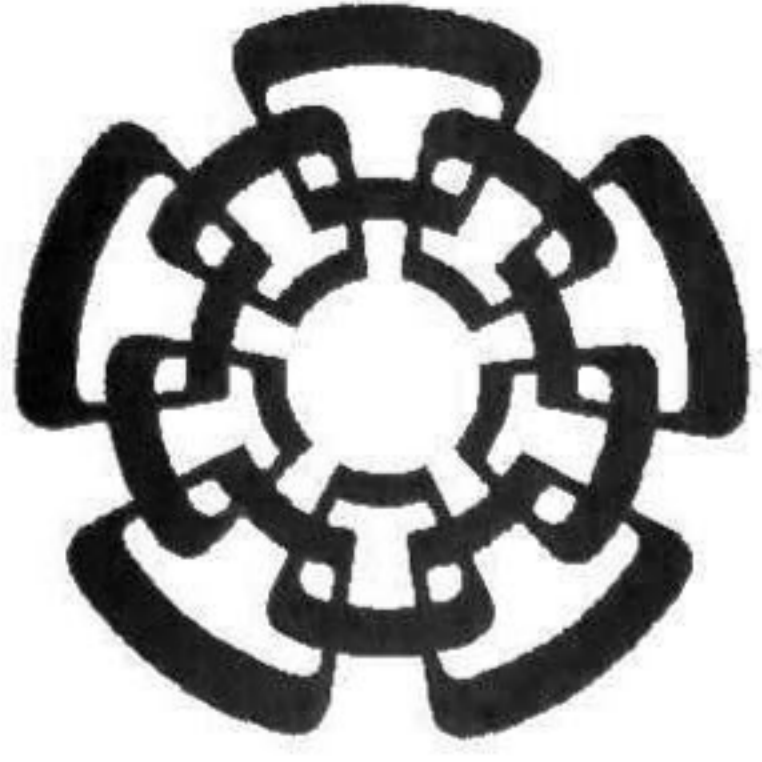
6. Conclusiones y Trabajo a Futuro

6.2. Contribuciones

- Se presentan un estudio detallado de la operación de las Fuentes Convertidoras de Voltaje: Configuración Multipulsos y Configuración Multinivel
- Se enfatizan las diferencias entre los arreglos de VSC's.
- Se presenta el esquema de control de las VSC: Modulación por Ancho de Pulso Senoidal Multinivel.
- Se propone un controlador tipo serie con un desempeño apropiado, respecto a rapidez de respuesta y complejidad del control, útil para corregir las condiciones operativas en el enlace de transmisión donde se instala.

6.3. Trabajo a futuro

- Controlar el compensador serie mediante un esquema que exhiba robustez y capacidad de rechazo de perturbación.
- Emplear una VSC de cinco niveles, para lograr voltajes de salida de mayor calidad.
- Implementación en laboratorio la VSC y su control.



CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DE ESTUDIOS AVANZADOS DEL I.P.N. UNIDAD GUADALAJARA

El Jurado designado por la Unidad Guadalajara del Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del Instituto Politécnico Nacional aprobó la tesis

Análisis y Simulación de un Compensador Serie para Regulación de Voltaje basado en Inversor Multinivel de Diodo Anclado

del (la) C.

Nojja Vehtt Chezuaff VANEGAS MENDEZ

el día 08 de Febrero de 2008.

Dr. Juan Manuel Ramírez Arredondo
Investigador CINVESTAV 3C
CINVESTAV Unidad Guadalajara

Dr. José Javier Ruíz León
Investigador CINVESTAV 3B
CINVESTAV Unidad Guadalajara

Dr. José Raúl Loo Yau
Investigador CINVESTAV 2B
CINVESTAV



CINVESTAV
BIBLIOTECA CENTRAL



SSIT000006333