



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**

UNIVERSIDAD DE VALLADOLID

ESCUELA DE INGENIERÍAS INDUSTRIALES

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

INVERSORES EN APLICACIONES

FOTOVOLTAICAS

Autor:

Inés de la Fuente López

Tutor:

**Ruiz González, José Miguel
Tecnología Electrónica**

Valladolid, junio, 2018

INTRODUCCIÓN

Todavía en la actualidad los combustibles fósiles cubren la mayor parte de la demanda energética del planeta. Sabemos que se trata de recursos muy limitados cuyas emisiones atmosféricas tienen graves consecuencias para el medio ambiente. El primer factor da lugar, además, a una subida de los precios que ha resultado en una crisis energética de carácter muy alarmante. Resulta clave para nuestra supervivencia en un futuro próximo obtener un sistema de desarrollo energético sostenible. La energía solar, con sus principales características: capacidad ilimitada y abundancia, es una firme candidata para la solución de este problema.

Entendemos por energía solar, a todo el conjunto de energías que el ser humano aprovecha en la Tierra para transformarlas en formas de energía útil y que tienen su origen en las emisiones electromagnéticas procedentes del sol. Uno de estos tipos de energía es precisamente la energía solar fotovoltaica, que estudia el presente trabajo y que aprovecha directamente la radiación para transformarla en electricidad. Las principales características que definen la energía solar y que evidencian su importancia son: su carácter renovable y su abundancia. Debido no sólo al potencial directo de la radiación solar, sino también por las distintos fenómenos que son consecuencia directa de la misma y que permiten multitud de formas de aprovechamiento de la energía, podemos concluir que la fuente renovable más importante es el sol. El sol emite diariamente mucha más energía de la que somos capaces de consumir. De esta forma, y asumiendo que la existencia de nuestro planeta solo es posible mientras exista el sol, si el ser humano fuera capaz de aprovechar el total de la energía que este nos envía, el sol se convertiría en una fuente sostenible suficiente para abastecer nuestro planeta y nuestras exigencias energéticas de forma total.

El desarrollo a lo largo de la historia de la energía solar FV ha sido pausado debido a la dificultad para poner en práctica los beneficios que suponía el descubrimiento del efecto fotovoltaico. Sin embargo, los avances tecnológicos han conseguido que poco a poco esta fuente renovable sea rentable, eficiente y se presente como una de las mejores alternativas para sustituir a las energías tradicionales que han dominado el sector hasta ahora y que ya no son sostenibles. La energía fotovoltaica es la forma de aprovechamiento de la radiación solar más utilizada en la actualidad y existen informes de Greenpeace que predicen que en una década podría llegar a cubrir dos tercios de la demanda total de energía del planeta. Para entender mejor la importancia de este trabajo y los objetivos que pretendemos conseguir con él, en los anexos I y II de la memoria se analiza el estado actual del mercado FV, tanto a nivel mundial como en Europa y España. Los datos que se proporcionan justifican nuestro estudio ya que evidencian la trascendencia que tiene esta fuente renovable para la supervivencia de la humanidad y presentan la gran evolución de la producción en los últimos años.

FORMULACIÓN DEL PROBLEMA Y OBJETIVOS

Com exponíamos en la introducción, la energía del sol y más concretamente la energía solar fotovoltaica, es una fuente alternativa clave para la satisfacción de las necesidades energéticas del ser humano dada la grave crisis que atraviesa sector. Sin embargo, los combustibles fósiles siguen cubriendo a día de hoy la mayor parte de la demanda energética del planeta a pesar de que se trata de recursos limitados y contaminantes. En España por ejemplo, según informes de Red Eléctrica Española, solo un 33% de la energía eléctrica consumida en la actualidad proviene de fuentes sostenibles. Esto se debe a que los precios de las renovables no han sido competitivos hasta ahora con los de otras energías como la nuclear o el petróleo. La principal dificultad que experimentan las energías limpias como la eólica o la fotovoltaica es que requieren de una inversión inicial muy grande que se rentabiliza muy a largo plazo, este es el principal motivo que ha hecho que el precio de este tipo de solución no pueda compararse con el de las energías convencionales. En este sentido, la labor desarrollada por las empresas del sector y por los investigadores debe tener dos objetivos claros. En primer lugar: la mejora de los precios de fabricación, instalación, mano de obra y mantenimiento de los sistemas fotovoltaicos para hacer que las inversiones sean menores. Y la segunda: convertirlos en sistemas más rentables, es decir, mejorar los procesos de obtención de la energía reduciendo el número de pérdidas y por lo tanto aumentando la eficiencia para que la inversión se recupere en el menor periodo de tiempo posible. Estos mismos objetivos serán los que persiga nuestro trabajo. Analizada la importancia de las energías renovables y el gran potencial de la energía solar fotovoltaica, se decide estudiar formas de aumentar el rendimiento del proceso de obtención de la señal al mismo tiempo que se reducen los costes para contribuir al objetivo de convertirla en una fuente competitiva.

Uno de los factores que deben ser tenidos en cuenta antes de comenzar nuestro estudio, es que el proceso completo de conversión de la radiación solar que llega a la superficie de la tierra en electricidad con características válidas, es muy complejo y no puede ser abordado por completo en un único trabajo. Existen muchas etapas del proceso que pueden ser optimizadas y todas son importantes: desde el precio y la eficiencia de las células hasta la mejora: de los convertidores, de los sistemas de control o de la mano de obra. Del título de la memoria podemos deducir que nuestro trabajo se centrará en el análisis del proceso de conversión de la energía continua suministrada por los módulos en electricidad alterna compatible con la de la red. A pesar de que el mayor reto que debe superar este tipo de energía todavía hoy son los bajos rendimientos de las celdas FV que reciben la radiación y la convierten de forma directa en electricidad, el estudio de tecnologías más eficientes en este

sentido está fuera de nuestro alcance. Nuestros objetivos serán los de perfeccionar los valores de eficiencia ya altos del proceso de adaptación e inyección de la señal a la red. En apartados posteriores de la memoria estudiaremos más en profundidad los datos sobre las eficiencias máximas de los distintos tipos de células del mercado y observaremos por qué es preciso que el resto del sistema que las acompaña tenga rendimientos tan optimizados. Concluimos que nos centraremos, por lo tanto, en el análisis de instalaciones conectadas a la red.

Una vez aclarado el objeto de estudio de nuestro trabajo, deberán establecerse de forma clara los puntos en los que nos vamos a centrar para la mejora de la eficiencia y la reducción de los costes de inversor.

- En primer lugar, estudiaremos el proceso de seguimiento del punto de máxima potencia por considerarlo una parte muy importante de la optimización del proceso de conversión. El sistema de control del inversor debe hacer trabajar al conjunto con los valores de tensión y corriente que entregan la máxima potencia en cada momento. Esta tarea se lleva a cabo utilizando unos algoritmos, que estudiaremos detenidamente, y que localizan los puntos más eficientes en función de las condiciones externas en cada instante de tiempo. Estudiamos este proceso ya que se trata de una parte importante de la mejora de la eficiencia de la inversión CC/CA. Sin embargo, este tema no es una parte principal del trabajo porque existen pocas novedades que se puedan implantar en este sentido dado que el rendimiento del seguimiento es muy grande y los algoritmos muy eficientes.
- El segundo punto que estudiaremos serán las posibilidades que existen de eliminar el transformador de aislamiento de la configuración. Del estudio en profundidad de los elementos de una instalación FV conectada a red, observaremos que una gran cantidad de las pérdidas del proceso se concentran en el paso de la señal a través del transformador de aislamiento galvánico. En concreto se producen: pérdidas por corrientes de Foucault, pérdidas por histéresis y pérdidas por disipación de calor en los devanados primario y secundario. Eliminar el transformador es, además, una buena forma de reducir los costes ya que se trata de un elemento caro y pesado. Sin embargo, su omisión tiene consecuencias graves porque sus funciones dentro del sistemas son muy importantes. El objetivo de nuestro estudio en este sentido será estudiar todas las tecnologías de inversores, que se comercializan o que se están investigando para su desarrollo, que permiten trabajar sin aislamiento galvánico. Se trata de estudiar todos los problemas que surgen como consecuencia de esta idea, problemas que estudiaremos en profundidad como el islanding o la inyección de corriente continua a la red, y estudiar las posibles soluciones y si es finalmente rentable esta nueva disposición.
- El último punto que analizará nuestro trabajo se centrará en la localización de los interruptores de potencia más adecuados para el tipo de aplicaciones que estudiamos.

La tecnología electrónica ha evolucionado enormemente en las últimas dos décadas, existen muchos tipos de conmutadores y dentro de los distintos dispositivos un gran número de series que funcionan con parámetros de operación muy dispares. Otra nueva forma de reducir costes y de mejorar la eficiencia del sistema es estudiar qué tipo de interruptor elegir y qué circuitos auxiliares de protección añadirle que le permitan trabajar con frecuencias de conmutación y potencias altas. Además, dentro de este punto, es clave también el análisis del tipo de material semiconductor que forma las capas del interruptor. El uso de nuevos compuestos semiconductores para conmutadores está reduciendo tanto los costes como los tamaños de los equipos.

Los grandes progresos tecnológicos son, junto con las políticas incentivadoras, los dos factores que han contribuido en los últimos años al enorme crecimiento de la energía solar fotovoltaica. Son precisamente los avances tecnológicos, de los que se ocupa el presente trabajo, los que han procurado una bajada de los precios sin precedentes que les permiten competir con los de las fuentes tradicionales. Según informes de la Agencia Internacional de Energías Renovables, IRENA los costes de la puesta en marcha de las instalaciones fotovoltaicas han disminuido un 73% desde 2010 y seguirán disminuyendo exponencialmente hasta 2020. Estos datos tan prometedores justifican la importancia del sector y la enorme necesidad de investigar nuevas formas de mejorar la eficiencia de los procesos.

ESTRUCTURA DEL TRABAJO

Una vez definidas la introducción, los objetivos del trabajo y la formulación del problema, en este apartado de la memoria se establece la estructura que va a seguir nuestro estudio. Como hemos dicho, su finalidad es la de analizar formas de mejora de la eficiencia del sistema de conversión de la energía dentro de un sistema fotovoltaico. El sistema de transformación de la energía continua generada por los paneles en energía alterna compatible con la de la red es muy complejo, existe un gran número de elementos que forman parte del proceso de inversión y en cada uno de ellos se producen pérdidas de distinto origen que es preciso eliminar. De forma general, en este trabajo, la mejora del rendimiento del inversor FV se estudiará de dos formas: la primera estudiando las posibilidades que existen de eliminar el transformador de aislamiento de la configuración y la segunda eligiendo el mejor circuito de semiconductores de entre todos los disponibles en el mercado. Atendiendo a estas dos cuestiones se define la estructura del proyecto que se divide en cinco capítulos, los contenidos de cada uno de ellos los explicamos con más detenimiento a continuación.

Capítulo I:

En este primer capítulo del trabajo se introducen con más detenimiento los dos objetivos de la memoria de los que hablábamos anteriormente. El estudio de los sistemas fotovoltaicos de conexión a red es muy amplio para ser abordado por completo en un único trabajo, por este motivo, en los primeros apartados del capítulo se justifica cómo, debido a la baja eficiencia de la células fotovoltaicas, se decide optimizar el sistema de transformación y acondicionamiento de la señal. Esto se decide tras examinar los distintos rendimientos que intervienen en el proceso completo y analizar las grandes posibilidades de mejora que existen en el inversor.

En otro de los puntos al comienzo del capítulo, se realizará un análisis genérico de los elementos de una instalación FV conectada a la red de distribución. Su finalidad es comprender mejor el papel del inversor y facilitar el entendimiento del resto de puntos del trabajo. Además, el apartado 1.4 describe un proceso importante en la optimización de la conversión de la señal: el seguimiento del punto de máxima potencia que lleva a cabo el sistema de control del inversor. Por último, se clasifican los inversores en función de varios criterios. Uno de ellos, el más importante por estar relacionado directamente con el trabajo, hace referencia a los diferentes inversores en función del aislamiento galvánico. Del análisis en profundidad de esta clasificación, concluimos que uno de los puntos clave para la mejora del rendimiento del sistema es encontrar topologías de inversor válidas para su uso sin transformador.

Capítulo II:

Como hemos dicho, los capítulos II y III de la memoria se centran en el primer objetivo del trabajo: la mejora del rendimiento del inversor FV eliminando el transformador de aislamiento de la configuración. En concreto el capítulo II estudia en detalle los problemas derivados de su omisión para en el capítulo III poder estudiar formas de solucionarlos.

En el primer apartado del capítulo II se justifica de nuevo el estudio de la omisión del transformador. El apartado 2.2 estudia las corrientes de derivación capacitiva que se forman en los circuitos fotovoltaicos debido a la existencia de unas capacidades parásitas entre las células y el marco de soporte. Este apartado analiza los valores diferentes que adoptan estas corrientes en función de si se usa o no transformador en la instalación. Las conclusiones son que para inversores sin aislamiento las corrientes son enormemente elevadas y peligrosas y deben reducirse de inmediato. Para el estudio de estas corrientes y para comparar las distintas topologías y estrategias de modulación, será necesario elaborar un circuito equivalente sencillo para el estudio del modo común del sistema. Este circuito se desarrolla en el apartado 2.3 y se utilizará en el capítulo III para la elaboración de un estudio comparativo de las posibles soluciones. El cuarto apartado del capítulo estudia con detenimiento otro problema derivado de la omisión del transformador, la no detección de islas involuntarias durante el funcionamiento. Se estudian las consecuencias negativas de este fenómeno y los algoritmos que debe incluir el sistema de control para detectar el islanding. También se estudia en este capítulo la normativa sobre el inversor en España con el objetivo de conocer las posibilidades que tenemos para plantear soluciones al problema.

Los últimos apartados de este capítulo estudian las topologías clásicas de inversor en que se basan todas las disponibles en el mercado. Se analizará en concreto el inversor en puente completo FB con sus estrategias de modulación más utilizadas: PWM bipolar, unipolar e híbrida y el inversor en medio puente HB. El objetivo de estos puntos es analizar por qué estas configuraciones no son válidas para su uso sin transformador y qué modificaciones se pueden realizar en el circuito de semiconductores para convertirlas en topologías que puedan funcionar sin aislamiento.

Capítulo III:

El capítulo III se dedica por completo al estudio de configuraciones de inversor válidas para aplicaciones sin transformador de aislamiento. Se estudian en detalle nueve topologías diferentes que han tenido gran aceptación en el mercado fotovoltaico. El esquema electrónico de estos inversores permite solucionar los problemas que presentamos en el capítulo anterior y, como consecuencia, una mejora del rendimiento de hasta un 2%. Para cada uno de estos inversores estudiamos: elementos del circuito y configuración de semiconductores utilizada, principio de funcionamiento, estrategia de modulación elegida y comportamiento del modo común. Al final del análisis de cada uno de ellos se incluyen las principales características

que los definen y de su estudio se extrae una serie de conclusiones. Este capítulo incluye un apartado de estudio comparativo que nos permitirá analizar de forma directa estas características y escoger la mejor configuración en función del tipo de aplicación.

Capítulo IV:

El capítulo IV de la memoria se centra en el estudio del segundo objetivo del trabajo: la elección del mejor circuito de interruptores para dar forma a la señal de salida del generador. En los primeros apartados del capítulo se expone la principal problemática de los convertidores en aplicaciones FV, el manejo de grandes potencias con frecuencias de conmutación elevadas. Cuando estos dos factores se dan al mismo tiempo, se generan en el circuito transitorios de tensión y corriente de valores elevados que pueden dañar los componentes del esquema electrónico. Los apartados 4.4. y 4.5 estudian la formación de estas sobretensiones de encendido y apagado y las posibles soluciones que permiten atenuar su valor y limitar sus graves consecuencias: circuitos auxiliares de protección que se incluyen en el circuito y conductores especiales para la reducción de la inductancia.

Además, en este capítulo de la memoria, se justifica por qué los interruptores bipolares de puerta aislada IGBT son la mejor opción para la fabricación de inversores FV y se comparan sus parámetros de funcionamiento cuando son utilizados en aplicaciones genéricas y cuando forman parte de aplicaciones solares. El último apartado está dedicado al estudio de los materiales semiconductores que están reemplazando al silicio convencional para la fabricación de interruptores de potencia. En concreto estudiaremos los compuestos carburo de silicio SiC y nitruro de galio GaN, que han demostrado unas características magníficas para la mejora de: la eficiencia global, los valores de potencias que son capaces de manejar y la reducción del peso y el tamaño del conjunto.

Capítulo V:

En este último capítulo de la memoria se analizan las conclusiones del estudio y se citan las configuraciones de inversor sin transformador con más éxito en el mercado FV debido al buen equilibrio entre: eficiencia, calidad de la señal inyectada y comportamiento del modo común. El uso de estas topologías tiene como resultado un incremento del rendimiento global del sistema. También se analizan las conclusiones del estudio sobre los interruptores de potencia: las características más recomendables para su uso en aplicaciones FV, los circuitos auxiliares de protección que deben incluirse y los materiales semiconductores más apropiados para su fabricación. Además, se incluye un apartado que describe las líneas futuras de investigación que deben abordarse. Entre ellas está el estudio de nuevas configuraciones que permitan reducir todavía más las corrientes comunes generadas durante la conmutación de los interruptores y de nuevos dispositivos de conmutación con tecnologías y materiales más innovadores que optimicen el proceso. En este capítulo se presenta también la bibliografía consultada para la elaboración del estudio.

ÍNDICE

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN
FORMULACIÓN DEL PROBLEMA Y OBJETIVOS
ESTRUCTURA DEL TRABAJO
ÍNDICE

CAPÍTULO I: AVANCE DE PROPÓSITO Y ESTADO DEL ARTE

1. Avance de propósito.....	3
2. Sistemas fotovoltaicos conectados a la red	4
2.1. Los inversores en los distintos tipos de sistemas fotovoltaicos.....	4
2.2. Esquema general de un sistema FV conectado y funciones del inversor.....	5
3. Análisis del rendimiento global del sistema	8
3.1. Rendimiento del sistema fotovoltaico	8
3.2. Rendimiento del sistema en función del tipo de aislamiento galvánico	9
4. Consecución del punto de máxima potencia	10
4.1. Introducción	10
4.2. Curva característica del generador fotovoltaico	10
4.3. Factores que afectan a la curva característica del generador fotovoltaico	11
4.4. Punto de máxima potencia	13
4.5. Punto de trabajo del sistema fotovoltaico.....	14
4.6. Necesidad del seguidor del punto de máxima potencia y las tres etapas	15
4.7. Algoritmos de seguimiento del PMP en aplicaciones conectadas a red	16
4.8. Generación del pulso del convertidor continua-continua	18
5. Clasificación de los inversores en instalaciones fotovoltaicas conectadas a red	18
5.1. Clasificación según el número	18
5.2. Clasificación según el principio de funcionamiento.....	19
5.3. Clasificación según el parámetro que se modula	21
5.4. Clasificación según la configuración del sistema.....	22
5.5. Clasificación según el tipo de aislamiento galvánico	27
6. Conclusiones.....	30

CAPÍTULO II: PROBLEMÁTICA DE LA OMISIÓN DEL TRANSFORMADOR

1. Introducción	33
2. Capacidades parásitas y corrientes de derivación	33
2.1. La estructura de soporte de los módulos fotovoltaicos y su puesta a tierra	33
2.2. Capacidad parásita de los módulos fotovoltaicos y corriente de derivación capacitiva ...	36
2.3. Influencia de la corriente de derivación en la detección de corrientes de fuga	40
2.4. Consecuencias de las corrientes de derivación y posibles soluciones	41
3. Circuito equivalente para el estudio del modo común del sistema	41
3.1. Introducción y descripción del sistema fotovoltaico genérico ideal.....	41
3.2. Parámetros importantes para el estudio del modo común del sistema.....	43
3.3. Control de la corriente inyectada a la red	44
3.4. Descripción del sistema FV real con transformador y comportamiento común	46
3.5. Comportamiento del modo común en un circuito sin transformador	47

3.6. Conclusiones	52
4. Fenómeno de Islanding	52
4.1. Introducción al fenómeno de islanding	52
4.2. Causas del fenómeno de islanding	53
4.3. Descripción física del fenómeno	53
4.4. Consecuencias del funcionamiento en modo isla	55
4.5. Métodos de detección de las islas involuntarias	55
4.6. Características de un buen método de detección islanding	63
4.7. El inversor anti-islanding normativa y standards	63
5. Normativa respecto al inversor en España	65
5.1. Introducción	65
5.2. Normativa técnica relacionada en España	66
5.3. Especificaciones técnicas de las instalaciones fotovoltaicas de conexión	68
5.4. Soluciones que debe proporcionar el aislamiento	71
6. Introducción a las configuraciones básicas de inversor FV con transformador	73
7. Inversor en puente completo monofásico FB	73
7.1. Introducción y configuración de semiconductores utilizada	73
7.2. Estados de funcionamiento de la configuración FB	74
7.3. Diferentes estrategias de modulación	75
7.4. Características, ventajas e inconvenientes de la configuración FB	76
8. Estrategias de modulación PWM del inversor FB	77
8.1. Modulación PWM bipolar del inversor FB	77
8.2. Modulación PWM unipolar del inversor FB	85
8.3. Modulación PWM híbrida del inversor FB	95
9. Inversor en medio puente monofásico HB	98
9.1. Introducción y configuración de semiconductores utilizada	98
9.2. Estados de funcionamiento de la configuración HB	100
9.3. Características, ventajas e inconvenientes de la configuración HB	101

CAPÍTULO III: TOPOLOGÍAS DE INVERSORES SIN TRANSFORMADOR

1. Introducción	105
2. Topología HERIC	106
2.1. Introducción, configuración de semiconductores y elementos del circuito	106
2.2. Aproximación al funcionamiento y objetivos del desacoplo en alterna	107
2.3. Estados de funcionamiento de la configuración HERIC	108
2.4. Principio de funcionamiento	110
2.5. Estudio del modo común del sistema	112
2.6. Características de la configuración HERIC	114
3. Topología H5	115
3.1. Introducción, configuración de semiconductores y elementos del circuito	115
3.2. Aproximación al funcionamiento y objetivos del desacoplo en continua	116
3.3. Estados de funcionamiento de la configuración H5	117
3.4. Principio de funcionamiento	119
3.5. Estudio del modo común del sistema	121
3.6. Características de la configuración H5	123
4. Topología H6	124
4.1. Introducción, configuración de semiconductores y elementos del circuito	124

4.2. Aproximación al funcionamiento y objetivos del desacoplo en continua.....	125
4.3. Estados de funcionamiento de la configuración H6	126
4.4. Principio de funcionamiento	127
4.5. Estudio del modo común del sistema.....	130
4.6. Características de la configuración H6	131
5. Topología NPC de tres niveles	132
5.1. Introducción, configuración de semiconductores y elementos del circuito	132
5.2. Aproximación al funcionamiento y frecuencias de conmutación	133
5.3. Tabla de estados y modos de operación de la configuración	134
5.4. Estudio del modo común del sistema	136
5.5. Características de la configuración NPC de tres niveles.....	137
6. Otras topologías sin transformador	138
6.1. Topología Full Bridge Zero Voltage Rectifier, FB-ZVR	138
6.2. Topología REFU	143
6.3. Topología Hybrid Bridge.....	148
7. Estudio comparativo de las topologías	152
7.1. Señal de salida que proporciona cada inversor	152
7.2. Conducción de los interruptores en cada configuración	153
7.3. Otros parámetros y características	155
7.4. Tabla comparativa resumen de los parámetros de las distintas topologías	158
8. Topologías NPC trifásica, H7 y H8 r.....	159
8.1. Introducción	159
8.2. Circuito equivalente para el estudio del modo común en sistemas trifásicos	159
8.3. Modificaciones en la configuración FB-3P para la mejora del VMC	161
8.4. Inversor NPC trifásico	162
8.5. Inversor H7 trifásico	166
8.6. Inversor H8 trifásico	171

CAPÍTULO IV: ANÁLISIS DEL CIRCUITO DE INTERRUPTORES DEL INVERSOR

1. Introducción	179
2. Semiconductores en aplicaciones fotovoltaicas	179
3. Interruptores y diodos antiparalelos	180
4. Problemas característicos de las aplicaciones FV	182
4.1. Introducción	182
4.2. Variaciones extremas de tensión y corriente	183
4.3. Sobretensiones de apagado y encendido de los interruptores	184
5. Soluciones implementadas en el circuito	186
5.1. Reducción de las inductancias parásitas	186
5.2. Circuitos de amortiguación snubbers	187
6. Comparación de semiconductores convencionales y fotovoltaicos	194
7. Nuevos materiales semiconductores	196
7.1. Introducción	196
7.2. El fin de los semiconductores convencionales de silicio	196
7.3. Los IGBTs fabricados con materiales semiconductores compuestos	197

CAPÍTULO V: LÍNEAS FUTURAS, CONCLUSIONES Y BIBLIOGRAFÍA

1. Líneas futuras	205
2. Conclusiones.....	206
2.1. Introducción	206
2.2. Conclusiones respecto a la omisión del transformador	207
2.3. Conclusiones respecto a los interruptores de potencia	208
3. Bibliografía	210

ANEXOS

1. Anexo I: Marco internacional de la energía solar fotovoltaica
2. Anexo II: Marco nacional de la energía solar fotovoltaica
3. Anexo III: Problemática de la omisión del transformador en FB-3P

CAPÍTULO I:

AVANCE DE PROPÓSITO Y ESTADO DEL ARTE

CAPÍTULO I: AVANCE DE PROPÓSITO Y ESTADO DEL ARTE

1. AVANCE DE PROPÓSITO

Como adelantamos en los apartados de introducción y formulación del problema, el objetivo de este trabajo es estudiar nuevas formas de mejorar la eficiencia de los sistemas fotovoltaicos de conexión a red. Sabemos que la energía solar fotovoltaica es la forma de aprovechamiento de la energía que convierte de manera directa las ondas electromagnéticas enviadas por el sol en electricidad. Esta transformación es posible gracias a las propiedades que poseen los materiales semiconductores de generar una corriente eléctrica cuando incide sobre ellos la radiación solar. La evolución de la energía fotovoltaica ha sido un proceso lento pero constante que tuvo su origen en el hallazgo del efecto fotovoltaico en 1839. Desde entonces, y sobretodo en las dos últimas décadas, la tecnología se ha desarrollado enormemente reduciendo por ejemplo sus costes hasta un 80% sólo en los últimos seis años. Sus precios ahora competitivos junto con su carácter renovable, hacen de la generación fotovoltaica una buena alternativa para la solución de la crisis energética que afecta al planeta. La optimización del rendimiento del proceso completo resulta clave para que esta energía se sitúe a la cabeza en materia de generación.

El estudio de la eficiencia de un sistema fotovoltaico implica el análisis individual de todos los elementos que intervienen en la obtención, conversión y adaptación de la señal. Sin embargo, es un campo muy amplio para su desarrollo en un único trabajo por lo que sólo podremos centrarnos en una de las etapas. El parámetro más determinante en el análisis global es el rendimiento de la célula fotovoltaica. Su valor es la relación que existe entre la energía lumínica que incide sobre la célula y la energía eléctrica que es capaz de generar:

$$Eficiencia_{células} = \frac{E_{gen}}{E_{abs}} \cdot 100 \quad (1.1)$$

Sin embargo, un dato importante que debe ser tenido en cuenta al abordar este estudio, es que las células fotovoltaicas no han conseguido alcanzar cifras de eficiencia muy altas. En [1] se recogen los rendimientos de las tecnologías más importantes del mercado:

- Módulos fotovoltaicos de silicio monocristalino: eficiencias en torno al $24,7 \pm 0.5\%$.
- Módulos fotovoltaicos de silicio policristalino: eficiencias en torno al $19,8 \pm 0.5\%$.
- Módulos fotovoltaicos de células III-V de GaAs cristalino: $25,1 \pm 0.8\%$.

- Módulos fotovoltaicos de película fina policristalina $CuInGaSe_2$: $18,4 \pm 0.5\%$.
- Módulos fotovoltaicos de silicio amorfo nanocrystalino: en torno al $10,1 \pm 0.5\%$.
- Módulos fotovoltaicos con heterounión de silicio amorfo y cristalino: $25,6\%$.
- Módulos de células multicapa GaInP/GaAs: eficiencias en torno al $30,3\%$.
- En el laboratorio las tecnologías más innovadoras han alcanzado eficiencias del 46% .

Concluimos que el nivel de optimización del proceso de conversión de las células es todavía muy bajo, lo que constituye el mayor inconveniente para la industria fotovoltaica en la actualidad. No obstante, el desarrollo experimental de células solares con mayor rendimiento está fuera de nuestro alcance. Por esta razón, nuestro trabajo se centrará en la mejora de la eficiencia y en la reducción de los costes de otros aspectos de las instalaciones conectadas. En concreto, tras el estudio de estos primeros apartados, decidiremos centrarnos en el proceso de conversión de la energía para que sea compatible con la de la red de distribución.

El primer objetivo de este capítulo de la memoria es analizar de forma global el proceso de generación y conversión en los sistemas fotovoltaicos para conocer las posibilidades que tenemos de mejora en las tecnologías que intervienen y justificar por qué nos centramos en el análisis del inversor. En este sentido, en primer lugar, vamos a introducir el esquema genérico de un sistema fotovoltaico de conexión a red. Estudiaremos los elementos que forman el circuito, y el papel fundamental del convertidor y de su sistema de control. A continuación, estudiaremos con detenimiento los rendimientos de las etapas más importantes de los sistemas de conexión a red. Una vez justificada la importancia del estudio del rendimiento del convertidor CC/CA, el segundo objetivo de este capítulo será centrarnos en las formas de mejorar el rendimiento de este elemento. En este sentido analizaremos el proceso de seguimiento del punto de máxima potencia. Describiremos también los tipos de inversores que existen en el mercado en función de distintos criterios de clasificación. De la clasificación en función del aislamiento galvánico, encontraremos un factor clave para la mejora de la eficiencia, la omisión del transformador de aislamiento. En las conclusiones al final del capítulo se abordarán los temas que vamos a tratar en el resto de la memoria.

2. SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS A LA RED

2.1. Los inversores en los distintos tipos de sistemas fotovoltaicos

La clasificación más importante y ampliamente utilizada de los sistemas FV, que es necesario tener en cuenta al abordar este estudio, es la que los divide en función de si se encuentran o no conectados a la red. El presente trabajo se centrará en el estudio de los inversores para aplicaciones conectadas. El inversor tendrá diferentes funciones según el tipo de aplicación, se trata de un elemento de vital importancia en las instalaciones conectadas y será en la mayor parte de los casos necesario en las autónomas.

- Aplicaciones autónomas de la red eléctrica: este tipo de instalaciones son las que no están conectadas a la red. Los motivos por los que estos sistemas están aislados suelen ser dos: que la energía eléctrica producida por el conjunto sea tan pequeña que no resulte rentable pagar los costes de enlace, o que la instalación se encuentre en una zona de difícil acceso para su conexión. La función del inversor en este tipo de instalaciones, en caso de que sea necesario incluirlo, es la de permitir que el sistema suministre energía alterna similar a la de la red. Esto se debe a que la mayor parte de las cargas que se alimentan en estaciones autónomas funcionan con corriente alterna: electrodomésticos, aparatos agrícolas, etc. En estas instalaciones, la exactitud de la señal que transforma el inversor no resulta crítica ya que en ningún caso se inyecta a la red convencional donde sí que existen una magnitud y frecuencia precisas.
- Aplicaciones de conexión a red: este segundo tipo de sistemas, por el contrario, están conectados a la red eléctrica. Conectar nuestra instalación solar a la red tiene una doble funcionalidad. En primer lugar se garantiza el continuo suministro energético de nuestra aplicación, ya que en caso de que la irradiación solar no sea suficiente para satisfacer la demanda la instalación hace uso de la energía de la red eléctrica con normalidad. Y en segundo se aprovecha toda la energía del sol ya que, en caso de que la aplicación no la solicite, puede ser vendida a la compañía eléctrica correspondiente con la que se establece el contrato. La función del inversor en este tipo de instalaciones es transformar la corriente continua proporcionada por el módulo en corriente alterna igual a la de la red eléctrica a la que está conectado. La corriente debe tener las mismas características de: forma, magnitud y frecuencia, además, debe estar en fase con la señal de red. En España la red eléctrica es sinusoidal, de valor eficaz 230V y de frecuencia 50 Hz. En este caso las variaciones son importantes, estas no deben ser en ningún caso significativas para no generar perturbaciones en la red.

2.2. Esquema general de un sistema FV conectado y funciones del inversor

Esquema general del sistema fotovoltaico

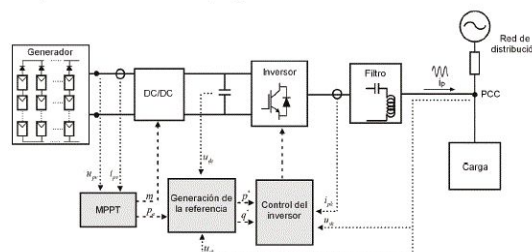


Fig. 1.1. Esquema general de un sistema fotovoltaico conectado a red

Etapas de potencia: es la encargada de suministrar la potencia que requiere la instalación y la que es inyectada a la red. No solo debe generar la energía suficiente para alimentar las cargas

si no que debe acondicionar la señal para adaptarla a los requerimientos de calidad exigidos por la compañía eléctrica. Esta etapa está formada por varios componentes:

- El generador fotovoltaico: formado por la unión en serie y en paralelo de módulos fotovoltaicos. Este elemento convierte la energía solar en electricidad.
- Un convertidor de continua: este elemento puede incluirse o no en el sistema en función de la configuración del generador. El convertidor CC/CC es el elemento encargado de elevar los valores de tensión entregados por los paneles para que se puedan ajustar a los de la red eléctrica convencional. Si los paneles proporcionan la tensión suficiente para ser inyectada se puede omitir. Por otro lado, el convertidor puede elevar o reducir la tensión para ajustar el punto de máxima potencia.
- Un inversor: es el elemento estudiado en el presente trabajo, ya hemos dicho que su función es adaptar la señal para que sea compatible con la de la red. El sistema de control del inversor debe, además, sincronizar la fase de la onda.
- Un filtro: la etapa de potencia debe incluir un módulo de filtrado de la señal de salida. Esta etapa estará formada por un filtro por el que pasará la señal de corriente y que tiene la función de limpiar el rizado de la misma.
- Un transformador de aislamiento galvánico: este es otro de los elementos que juega un papel fundamental en nuestro estudio. No tiene por qué estar incluido en la instalación y la decisión de prescindir de él o no es uno de los principales objetivos del presente trabajo. La función del transformador es aislar la etapa de generación de la red y evitar el paso de corrientes entre ambas para garantizar la seguridad. El problema de este componente es que genera grandes pérdidas que son determinantes en el rendimiento global del sistema. Gran parte del presente estudio investiga formas de omitir esta etapa y mejorar la eficiencia.

Etapa de control: la etapa de control del sistema FV es la etapa de control del inversor, por eso el estudio de este componente es determinante. Su función es importantísima en los sistemas conectados ya que es el encargado de asegurar que la señal sea idéntica a la de la red convencional y debe, además, realizar la sincronización. Por otro lado, el sistema de control del inversor fotovoltaico tiene otras muchas funciones:

- Control general: generación de la onda alterna a partir de la onda continua a la entrada del inversor. El sistema tiene la capacidad de modular la onda periódica una vez generada, el método más utilizado es el de generación por ancho de pulso PWM.
- Seguimiento del punto de máxima potencia: su función es acoplar, con un rendimiento máximo, la potencia que proporcionan los paneles a la potencia requerida por la instalación. Lo veremos con detenimiento en el apartado 4 de este capítulo.
- Control de red: controla que la forma, el valor eficaz y la frecuencia de la señal sean los mismos que los de la red eléctrica. Además, deberá realizar la sincronización.
- También realizará el control de los sistemas de protección. Un ejemplo importante de este tipo de funciones es el control anti-islanding que será estudiado más adelante.

Protecciones: el inversor debe contar con: interruptores manuales y automáticos, limitadores de tensión y frecuencia, protecciones ante sobrecargas y cortocircuitos, indicadores luminosos y aislamiento y puesta a tierra adecuados. Todo esto con el objetivo de proteger ante: parámetros fuera de rango, fallos en el inversor, condiciones anormales en la red convencional, interferencias electromagnéticas y posibles accidentes humanos.

Monitorización de datos: la monitorización de datos permite mejorar: funcionamiento, mantenimiento, seguridad y vida útil del sistema fotovoltaico. El sistema incorpora microprocesadores que recogen y analizan continuamente y a tiempo real los parámetros que definen el estado del sistema y emiten las señales de control necesarias cuando estos valores se desvían de los habituales. Además, la monitorización tiene un papel fundamental en el objetivo de aumentar el rendimiento que se optimiza trabajando cerca de los valores nominales. Si el rendimiento aumenta, se reducen los costes. Los datos que se analizan son: internos, externos y de funcionamiento.

Funciones y características del inversor fotovoltaico de conexión a red

La potencia que le llega al inversor depende de la energía recogida por los módulos fotovoltaicos. El inversor debe ser capaz de adaptar los valores de tensión y corriente continuos a los requerimientos para la conexión a la red convencional y para alimentar la carga alterna. Las funciones individuales que debe llevar a cabo son:

- Conversión CC/CA con características fijas: forma de onda, valor eficaz, frecuencia.
- Obtención de los valores de potencia necesarios y ajuste del punto de máxima potencia como objetivo fundamental para la obtención del rendimiento deseado.
- Sincronización de la onda de salida con la onda que circula por la red.
- Toma de datos del funcionamiento a tiempo real.
- Control de la seguridad, vigilancia ante sobrecargas, sobretensiones y mantenimiento.
- Otro factor importante, objeto de estudio de este trabajo, es que en función del tipo de inversor se toma la decisión de añadir o no un transformador de aislamiento.

Por otro lado, las características preferibles para un convertidor son:

- Eficiencia: que la eficiencia de conversión sea alta es la máxima de nuestro estudio. Además, el inversor debe ser capaz de trabajar con una gran variedad de potencias.
- Bajo coste: característica que se busca siempre en el desarrollo de tecnologías.
- Buena regulación de los parámetros para que la señal sea compatible con la red.
- Bajo autoconsumo: el consumo que tiene lugar cuando el inversor funciona sin carga.
- Buenas características de operación y mantenimiento y buen sistema de filtrado.
- Buenas medidas de seguridad y protección que proporcionen una gran fiabilidad.
- Capacidad de incluir módulos en paralelo si se desea aumentar la potencia entregada.

3. ANÁLISIS DEL RENDIMIENTO GLOBAL DEL SISTEMA

3.1. Rendimiento del sistema fotovoltaico

Como adelantamos al principio del capítulo, con el objetivo de estudiar qué aspectos de la eficiencia del sistema se pueden mejorar al mismo tiempo que se reducen los costes, vamos a analizar el rendimiento de las instalaciones fotovoltaicas. El rendimiento de un sistema físico es una medida de su eficiencia energética. En un sistema fotovoltaico el rendimiento depende, entre otros: de la eficiencia de las células, del proceso de seguimiento del punto de máxima potencia y de las pérdidas en los elementos. El rendimiento global es el producto de todos los rendimientos que intervienen en el proceso, estudiamos los más importantes.

Rendimiento del generador fotovoltaico: es el cociente entre la potencia suministrada por los módulos fotovoltaicos y la potencia que les llega procedente del sol. Esta forma de generación es limpia e inagotable, sin embargo, ya decíamos que la eficiencia de conversión de las células todavía es muy pequeña, lo que supone el mayor reto del sector fotovoltaico.

$$\eta_{PV} = \frac{P_{PV}}{P_{solar}} = \frac{I_{PV} \cdot V_{PV}}{P_{solar}} \quad (1.2)$$

Rendimiento del sistema de seguimiento de máxima potencia: eficiencia con la que el dispositivo de control del inversor consigue operar en el punto de trabajo óptimo. Es decir, la relación entre la energía continua obtenida en un instante por el generador y la energía continua que se obtendría en el punto de máxima potencia en dicho instante, se divide en dos:

- Rendimiento estático: analiza la precisión con la que el algoritmo calcula el punto de trabajo óptimo para las condiciones externas del panel fotovoltaico.
- Rendimiento dinámico: analiza la eficiencia con la que se producen los cambios en el punto de trabajo cuando varían estas condiciones externas.

$$\eta_{SPMP} = \frac{\int P_{real} dt}{\int P_m dt} \quad (1.3)$$

- P_{real} : es la potencia obtenida en cada instante
- P_m : es la potencia ideal que se obtendría trabajando en el PMP.

Rendimiento del inversor: es la capacidad que tiene de suministrar una potencia igual a la potencia que recibe del generador fotovoltaico. Lo llamamos rendimiento del inversor pero debe tener en cuenta otros elementos que intervienen: transformadores, sistemas de filtrado, conductores de corriente, sistemas de aislamiento y elementos de protección. El rendimiento del inversor es una medida de las pérdidas energéticas que sufre la señal al pasar por todos estos elementos. Incluyendo las pérdidas que se producen al emplear parte de la energía para

el funcionamiento de los elementos de control. Para obtener un máximo rendimiento del inversor éste debe funcionar a plena carga. El rendimiento total del inversor es el producto de los rendimientos de cada uno de los dispositivos electrónicos por los que pasa la señal.

$$\eta_{inv} = \frac{P_o}{P_{PV}} \quad (1.4)$$

- P_o : potencia activa de salida, incluida la etapa de aislamiento y filtrado.
- P_{PV} : potencia generada por los paneles fotovoltaicos.

Rendimiento global del sistema: se obtiene multiplicando los rendimientos anteriores.

$$\eta_{TOT} = \eta_{PV} \cdot \eta_{SPMP} \cdot \eta_{inv} \quad (1.5)$$

Rendimiento europeo: otro concepto importante para nuestro estudio es el rendimiento europeo que permite comparar eficiencias de inversores conectados a la red convencional en Europa. Este es un rendimiento de tipo dinámico que permite introducir una referencia de la eficiencia del inversor para unas condiciones externas ponderadas comunes de Europa. Su valor se obtiene ponderando los rendimientos con distintos valores de carga.

$$\eta_{EU} = 0.03\eta_{5\%} + 0.06\eta_{10\%} + 0.13\eta_{20\%} + 0.1\eta_{30\%} + 0.48\eta_{50\%} + 0.2\eta_{100\%} \quad (1.6)$$

3.2. Rendimiento del sistema en función del tipo de aislamiento galvánico

El rendimiento del sistema fotovoltaico es el objeto de estudio de nuestro trabajo y ya hemos dicho que la eliminación del aislamiento galvánico juega un papel fundamental en el aumento de la eficiencia. En el apartado 5.5 de este capítulo vamos a clasificar los inversores fotovoltaicos en función de si funcionan o no con este transformador de aislamiento galvánico. Del estudio de las diferentes configuraciones en este sentido, concluiremos que una de las mejores soluciones es la omisión de esta etapa. En los próximos dos capítulos estudiamos las tecnologías de inversores que permite funcionar sin transformador. En el esquema a continuación se muestra la curva de rendimiento de un inversor para distintos valores de potencia en función del tipo de aislamiento galvánico.

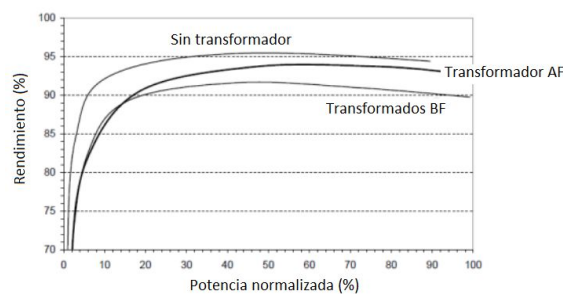


Fig. 1.2. Curva rendimiento-carga del inversor en función del tipo de aislamiento

4. CONSECUCCIÓN DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA

4.1. Introducción

Este apartado del trabajo estudia la consecución del punto de máxima potencia del sistema fotovoltaico que es una de las funciones principales del controlador del inversor, el dispositivo electrónico que regula el funcionamiento del conjunto para aprovechar al máximo la energía. Ya hemos mencionado que el control debe ser preciso porque el rendimiento de las células fotovoltaicas es muy pequeño. El objetivo del trabajo es la búsqueda de la mayor eficiencia posible de los sistemas fotovoltaicos y esto implica que la relación entre la potencia entregada por el inversor y la potencia generada por el módulo solar alcance valores entre 80% y 90% en zonas de la Península Ibérica.

La potencia entregada por el inversor nunca será mayor que la suministrada por las células fotovoltaicas porque los sistemas fotovoltaicos nunca operan en las condiciones normalizadas de ensayo que se dan en los laboratorios. La potencia entregada por el inversor disminuye como consecuencia de las variaciones en la radiación y la temperatura, lo estudiaremos con detalle más adelante. Estas variaciones hacen que el punto de trabajo para el que habían sido diseñados no sea en realidad el punto más óptimo y que se pierda eficiencia. El sistema debe ser capaz de encontrar el nuevo punto de trabajo que permita aprovechar el máximo de energía para esas condiciones y hacer funcionar al sistema en ese punto.

4.2. Curva característica del generador fotovoltaico

La curva característica de los elementos electrónicos indica los valores de corriente que circulan por el circuito correspondientes a unos valores de tensión determinados en una condiciones determinadas. Las curvas características de los componentes electrónicos, que se obtienen experimentalmente, son de vital importancia ya que nos permiten estudiar el comportamiento de los mismos para las distintas condiciones de operación.

Las curvas características son diferentes en función de un conjunto de condiciones externas. En concreto, los parámetros de tensión y corriente varían en función de la temperatura y la irradiación a la que se encuentran sometidos. De este modo, las curvas características de los dispositivos electrónicos serán diferentes para las distintas condiciones en las que trabajan y dado que estas condiciones en los sistemas fotovoltaicos cambian continuamente a lo largo del día, también lo hará el punto de trabajo del sistema. Además, el punto de trabajo también cambiará dependiendo de la carga a la que esté sometido el sistema. En la gráfica se muestra la curva característica de un módulo fotovoltaico a unas condiciones externas determinadas:

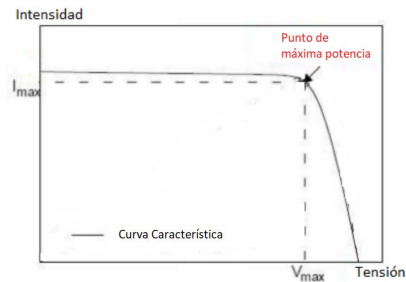


Fig. 1.3. Curva característica del generador fotovoltaico

4.3. Factores que afectan a la curva característica del generador fotovoltaico

Introducción

Ya hemos introducido que los factores de los que depende la forma de la curva característica del generador fotovoltaico son: la temperatura a la que se encuentra y la irradiancia que recibe. Existe otro factor determinante, la distribución espectral de la luz solar. La potencia entregada a la carga en la hoja de características de los sistemas fotovoltaicos hace referencia a la potencia obtenida en los ensayos de los paneles en condiciones de laboratorio. Estas condiciones normalizadas tienen los siguientes valores: temperatura 25 °C, radiación solar $10^3 W/m^2$ y espectro estándar de la luz solar. Sin embargo, estos valores nunca se corresponden con los valores de operación por lo que la potencia entregada a la carga sufrirá modificaciones. A continuación vamos a estudiar estos factores más en profundidad.

Análisis de la temperatura

El aumento de la temperatura influye sobretodo en la tensión de funcionamiento del sistema. Con el resto de condiciones estables y para una carga determinada, un aumento de la temperatura exterior implica un descenso de la tensión de funcionamiento del sistema. El aumento de temperatura produce también un aumento de la corriente del sistema, pero este es tan pequeño que su valor se considera constante. Como consecuencia directa, se producirá también un descenso del valor de la potencia entregada. En las gráficas a continuación podemos ver la evolución de los distintos parámetros para una aplicación concreta:

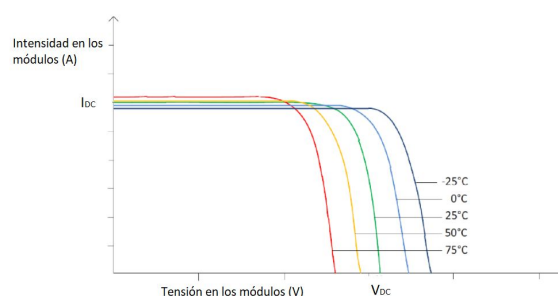


Fig. 1.4. Variación de la tensión e intensidad del generador con la temperatura

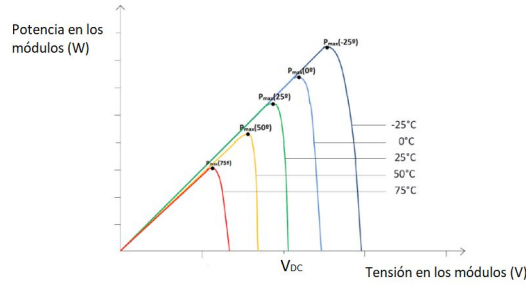


Fig. 1.5. Variación de los parámetros de tensión y potencia con la temperatura

La forma de corregir los valores de operación de las hojas características es utilizar los coeficientes de variación con la temperatura que también proporciona el fabricante:

- Coeficiente tensión-temperatura β : $mV/^{\circ}C$
- Coeficiente corriente-temperatura α : $mA/^{\circ}C$
- Coeficiente potencia-temperatura γ : $1/P_{m\acute{a}x} \cdot \gamma$

Análisis de la radiación solar

El aumento de la radiación solar influye sobretodo en la corriente de funcionamiento del sistema. Con el resto de condiciones estables y para una carga determinada, un aumento de la radiación que le llega al conjunto implica un aumento de la corriente de funcionamiento. El aumento de la irradiancia produce también un aumento de la tensión de funcionamiento, pero es pequeño y su valor se considera constante. En la gráfica a continuación podemos ver la evolución de los distintos parámetros con la radiación solar en una aplicación concreta:

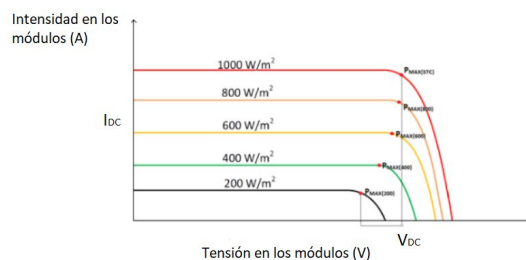


Fig. 1.6. Variación de la tensión e intensidad del generador con la irradianción

Para regular la corriente de funcionamiento en función de la irradiancia podemos considerar ambos parámetros directamente proporcionales. La relación entre ambos es la siguiente:

$$I = G \cdot \frac{I_{stc}}{10^3} \tag{1.7}$$

- I : intensidad para las nuevas condiciones de irradiancia.
- I_{stc} : intensidad para las condiciones de laboratorio (hoja del fabricante).
- G : irradiancia concreta que afecta al dispositivo $\frac{W}{m^2}$.

Análisis del espectro de la luz

Otro factor del que no habíamos hablado hasta ahora es el espectro de la luz solar, las células fotovoltaicas generan distintos valores de tensión y corriente para distintas longitudes de onda del espectro. Aunque el espectro de la luz que llega a la tierra se considera constante, sufre pequeñas variaciones en función de la hora del día y de la época del año. Las variaciones de los valores de tensión y corriente en función de las distintas distribuciones espectrales son muy pequeñas y solo se tienen en cuenta cuando la precisión necesaria es muy grande. Los valores de corriente proporcionados por el fabricante para las condiciones estándar, se corrigen en este caso multiplicando por un factor de corrección llamado factor espectral que aparece en la hoja característica del equipo.

4.4. Punto de máxima potencia

Una vez estudiada en profundidad la curva característica de un generador fotovoltaico y sus variaciones, debemos de encontrar en ella el punto de máxima potencia que proporciona la mayor eficiencia del conjunto. En la gráfica siguiente representamos, junto a la curva I-V, la curva que relaciona los valores de la potencia suministrada para los valores de tensión de funcionamiento dados. En la nueva curva el punto de máxima potencia es claro y a partir de él podemos obtener los valores de tensión y corriente que lo proporcionan.

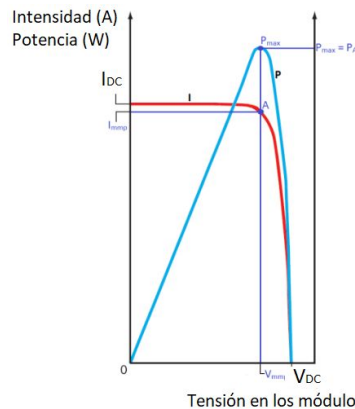


Fig. 1.7. Curva característica y curva de potencias asociadas del generador

Esta potencia máxima que proporciona el módulo fotovoltaico en condiciones estándar de laboratorio recibe el nombre de potencia de pico de la célula. Este valor se encuentra en el centro de la esquina de la curva característica I-V del generador fotovoltaico. Por otro lado, los valores de tensión y de corriente se denominan valores en el punto de máxima potencia. La célula deberá trabajar lo más cerca posible de este punto para obtener el mejor rendimiento. La relación entre estos parámetros es la siguiente:

$$P_{m\acute{a}x} = I_{pmp} \cdot V_{pmp} \quad (1.8)$$

4.5. Punto de trabajo del sistema fotovoltaico

Hasta ahora hemos estudiado los factores que modifican la curva característica del generador fotovoltaico y hemos deducido cuál es el punto de funcionamiento óptimo de esta curva en el que debe trabajar para que se garantice la máxima eficiencia. Sin embargo existe otra condición a tener en cuenta, el funcionamiento del sistema fotovoltaico es diferente según se trabaje con un valor de carga u otro, este funcionamiento también es diferente según el tipo de carga. De forma genérica, el sistema fotovoltaico con una carga determinada funcionando en unas condiciones determinadas trabajará en el punto en el que se cruzan la curva característica del generador y la curva característica de la carga. En la imagen a continuación lo observamos para un generador con carga resistiva pura. Observamos cómo este punto de funcionamiento no coincide con el punto de máxima potencia, por lo que se pierde rendimiento. El sistema de control del inversor fotovoltaico debe ser capaz de modificar la curva característica del generador de forma que el punto de funcionamiento para una carga determinada coincida en todo momento con el punto de máxima potencia.

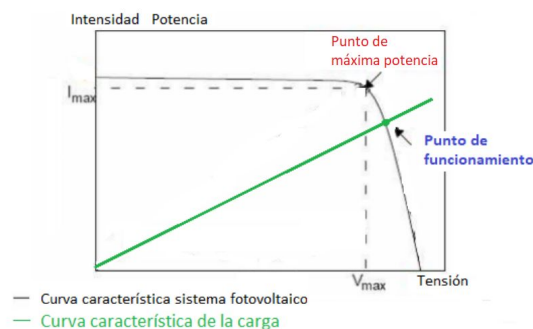


Fig. 1.8. Curva característica, curva de la carga y punto de funcionamiento

El sistema de control del inversor fotovoltaico utiliza una serie de algoritmos, que veremos en apartados posteriores, para localizar los puntos de máxima potencia para las distintas condiciones de funcionamiento. Ahora solo necesitamos modificar la curva característica en función de la carga con la que se está trabajando para que los puntos de funcionamiento y de máxima potencia coincidan. Esto se consigue de forma muy sencilla incluyendo en el sistema generador fotovoltaico un convertidor continua-continua que permita elevar o disminuir los valores de tensión entregados a la entrada del inversor. El convertidor se incluirá, por lo tanto, entre los paneles fotovoltaicos y el inversor y conectado al sistema de control que le envía las señales del ajuste de la máxima potencia. El resultado es una variación de la curva característica del sistema para que ajuste su funcionamiento a la carga determinada y a las condiciones determinadas, lo vemos a continuación:

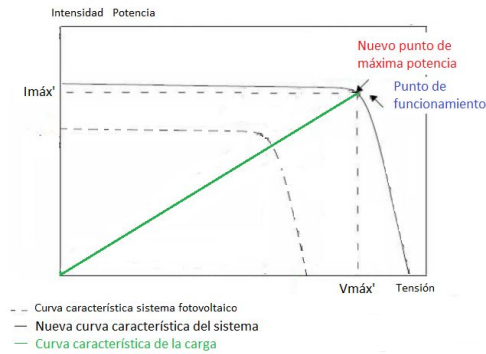


Fig. 1.9. Nueva curva característica y nuevo punto de trabajo

4.6. Necesidad del seguidor del punto de máxima potencia y las tres etapas

Como hemos visto, la curva característica que proporciona un módulo fotovoltaico no es constante, para las diferentes condiciones a las que se ve sometido el conjunto a lo largo del día y del año irá variando, del mismo modo variarán los valores de tensión y corriente más óptimos y por lo tanto el valor de la potencia máxima. Esto es similar a decir que, en la realidad, para unas condiciones externas dadas, el sistemas fotovoltaico entrega una potencia máxima solo para una carga determinada. Como estas condiciones no son constantes, esta carga no es constante tampoco. El inversor es el encargado de realizar esas variaciones de carga necesarias para que se trabaje en el punto de máxima potencia. A este proceso de reajuste de la carga se le llama seguimiento del punto de máxima potencia y se realiza controlando la tensión nominal de funcionamiento del sistema fotovoltaico mediante una serie de algoritmos que estudiaremos a continuación. El sistema de seguimiento del punto de máxima potencia del inversor tiene dos funciones:

- Analiza las posibles combinaciones de tensión y corriente hasta encontrar las más óptimas que corresponden al punto de máxima potencia.
- Controla que los módulos fotovoltaicos trabajen lo más próximos a ese punto.

Las tres etapas en la consecución del punto de máxima potencia son:

- Algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia: determina la potencia que generan los módulos fotovoltaicos y determina, para esa potencia, cuál es la tensión que debe entregar el inversor a la carga para que la potencia que se suministre a la misma sea la máxima. El algoritmo es el encargado, por lo tanto, de calcular la tensión de disparo del convertidor continua-continua que se encuentra entre el módulo y el inversor para que trabaje con valores de máxima potencia.
- Generación de la referencia: los datos de tensión y potencia obtenidos por el algoritmo son utilizados en la siguiente etapa para generar una referencia que permita el control continuo. Se utiliza cuando se detectan cambios en las condiciones de operación.

- Control del inversor: envía los pulsos de disparo del inversor para seguir esta potencia de referencia cuando se producen cambios en las condiciones.

4.7. Algoritmos de seguimiento del PMP en aplicaciones conectadas a la red

4.7.1. Algoritmo de Perturbación y Observación P & O

Introducción

Existen muchos algoritmos matemáticos que pueden controlar el valor de la tensión de funcionamiento de dispositivos electrónicos. Los algoritmos más utilizados para el control en aplicaciones fotovoltaicas conectadas a la red eléctrica convencional son: el algoritmo de perturbación y observación y el algoritmo de conductancia incremental. En esta apartado estudiamos el primero, el algoritmo de perturbación y observación que es el más sencillo de todos y utiliza las curvas características del generador para testear los valores de tensión y corriente en cada instante de tiempo y ajustar la potencia máxima que puede proporcionar el módulo fotovoltaico. El procedimiento tiene dos pasos principales, localización el punto de máxima potencia y seguimiento del punto de máxima potencia.

Localización del punto de máxima potencia

En primer lugar, cuando el dispositivo se pone en funcionamiento, es necesario localizar el punto de trabajo que proporciona la potencia máxima. Para ello el convertidor CC/CC irá modificando la tensión que se proporciona a la carga y el sistema de control del inversor monitorizará los valores de potencia obtenidos. El procedimiento es el siguiente: se toma una muestra para un valor de tensión determinado y a continuación se aumenta o se disminuye el valor de la tensión. Si el valor de la potencia registrada en la siguiente muestra es mayor que en la anterior, se modifica el ciclo de la tensión entregada a la carga en la misma dirección (aumento-disminución). Si por el contrario el valor de potencia registrado es menor, la operación que se debe realizar sobre la tensión suministrada es la contraria. Este proceso se repite hasta que se localiza el punto de máxima potencia para las condiciones en las que está operando el sistema fotovoltaico.

Seguimiento del punto de máxima potencia

Una vez localizado el PMP el algoritmo matemático debe regular los posibles cambios que se experimenten en el conjunto y recalcular los parámetros si es necesario. Este procedimiento se realiza de la misma forma que la localización: analizando y monitorizando la potencia entregada a la carga. Esta operación de control se realiza periódicamente. El siguiente diagrama muestra el funcionamiento del algoritmo de control perturbación y observación:

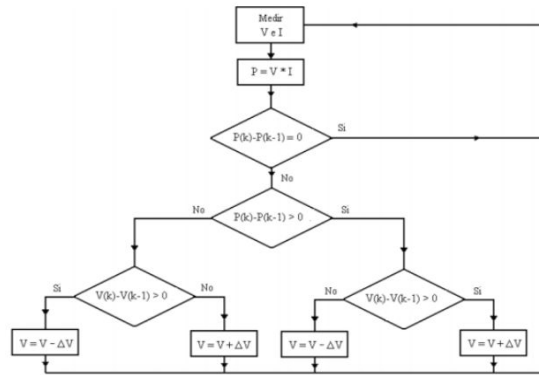


Fig. 1.10. Diagrama de funcionamiento del algoritmo de perturbación y observación

4.7.2. Algoritmo de Conductancia Incremental

En primer lugar, del mismo modo que trabajando con el algoritmo de perturbación y observación, cuando el dispositivo se pone en funcionamiento es necesario localizar el punto de trabajo que proporciona la potencia máxima. Una vez que se alcanza este punto, igual que en el caso anterior, el sistema de control del inversor debe llevar a cabo el seguimiento de este a medida que se produzcan variaciones de las condiciones.

En el algoritmo de conductancia incremental el seguimiento se produce analizando el valor de la corriente que produce el generador fotovoltaico. La posibles variaciones de la corriente son consecuencia directa de una variación en la radiación solar que le llega al dispositivo. Por este motivo si se produce un aumento en la radiación, se producirá también un aumento en la intensidad y el punto de máxima potencia se moverá a la derecha de la gráfica. Para alcanzar el nuevo punto de trabajo óptimo, el sistema de control deberá enviar una señal al convertidor CC/CC para que se aumente la tensión entregada a la carga. Ante una disminución del valor de la corriente consecuencia de una disminución de la radiación, el proceso es el contrario. La ventaja de este método respecto del anterior es que se conoce previamente el sentido en el que se debe modificar la tensión entregada a la carga en función de los datos registrados, por este motivo el sistema es más rápido. El siguiente diagrama muestra el funcionamiento:

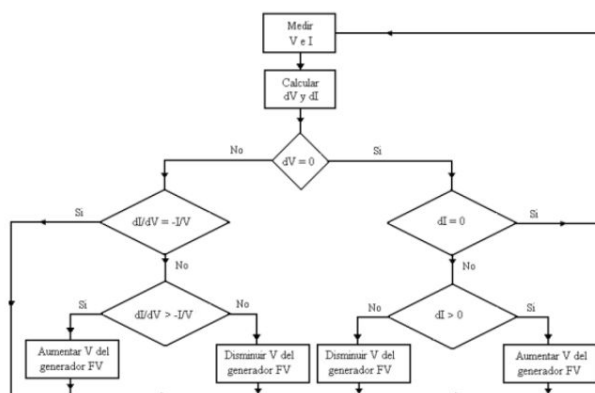


Fig. 1.11. Diagrama de funcionamiento del algoritmo de conductancia incremental

4.8. Generación del pulso del convertidor continua-continua

Para realizar estas variaciones en la tensión proporcionada a la carga con el fin de trabajar siempre en el punto de máxima potencia se introduce, entre el módulo fotovoltaico y el inversor, un convertidor continua-continua. El sistema de control del inversor envía la nueva señal de disparo del convertidor CC/CC en cada ciclo. Este proceso se realiza a través de un sistema de modulación por ancho de pulso PWM con el que se envían al convertidor las distintas señales de disparo, calculadas por el algoritmo, en cada periodo de conmutación según se deba modificar el punto de trabajo.

5. CLASIFICACIÓN DE LOS INVERSORES EN INSTALACIONES FOTOVOLTAICAS CONECTADAS A RED

5.1. Clasificación en según el número de fases

La primera clasificación que vamos a realizar es la más simple y hace referencia al número de fases que el inversor proporciona a la salida. Atendiendo a la norma, en España el RD 1699/2011 [13] indica que un inversor cuya potencia nominal es menor o igual a 5 kW debe proporcionar corriente de tipo monofásica. Para valores por encima de estos 5 kW la conexión con la red debe ser trifásica.

Inversores monofásicos: en las instalaciones fotovoltaicas monofásicas el inversor es monofásico, genera una única fase de corriente alterna. Esta se conecta a una única fase de la red y alimenta cargas monofásicas. En la figura se muestra un esquema de este inversor:

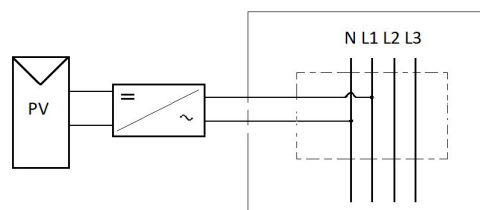


Fig. 1.12. Esquema general de la conexión a la red de un inversor monofásico

Inversores trifásicos: en las instalaciones fotovoltaicas trifásicas la corriente que se proporciona a la red eléctrica convencional es trifásica. Podrá existir una diferencia máxima de potencia entregada a la red entre fases de 5 kW. El funcionamiento puede ser de dos tipos:

→ Un único inversor con una salida trifásica: el inversor genera tres fases de corriente alterna todas ellas con el mismo valor eficaz y desfasadas 120°.

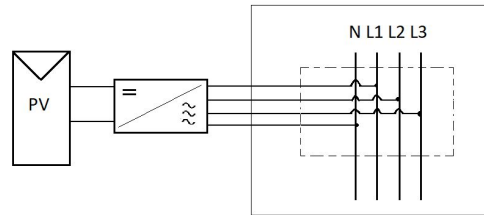


Fig. 1.13. Esquema general de la conexión a la red de un inversor trifásico

→ Tres inversores monofásicos conectados en paralelo: cada uno de ellos genera una fase de corriente eléctrica, es el caso de la imagen a continuación:

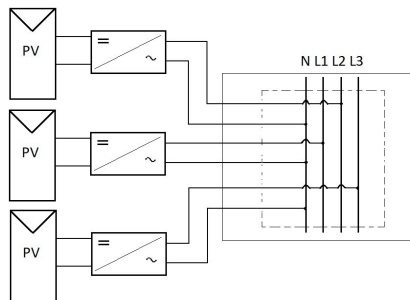


Fig. 1.14. Esquema general de la conexión a la red de tres inversores trifásicos

5.2. Clasificación según su principio de funcionamiento

5.2.1. Inversores de conmutación natural, conmutados por la red o guiados.

En este tipo de inversores la conmutación de los interruptores depende de la señal de voltaje de 50Hz de frecuencia que circula por la red eléctrica. Los inversores conmutados por la red funcionan utilizando un puente de tiristores. Su elemento principal es por lo tanto un SCR, un tipo de tiristor construido con cuatro capas de semiconductor que se controla por la puerta que trabaja en un único sentido, modo inversor. El pulso de conmutación del SCR es repetitivo e indica la fase de la señal generada, los 50Hz de la señal de red. Estos inversores fueron los primeros tipos que aparecieron y en la actualidad todavía se usan en algunas centrales fotovoltaicas ó en la industria de la automatización y funcionan con separación galvánica de baja frecuencia. En la imagen vemos el esquema de este tipo de inversores:

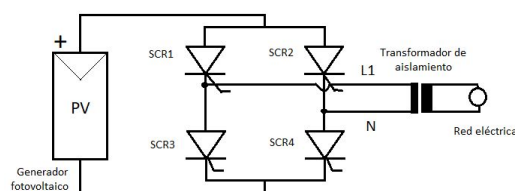


Fig. 1.15. Esquema básico de un inversor monofásico conmutado por la red

Los principales beneficios de los inversores con este principio de funcionamiento son:

- Permiten potencias nominales más grandes. Su capacidad es de tipo media-alta con valores entre 50 y 5000 kW.
- Rendimientos altos, en la mayoría de los casos mayores de 96% a plena carga.
- La instalación de este prototipo es más sencilla y tiene un grado de fiabilidad mayor.
- Su precio es significativamente menor en aplicaciones de alta potencia.

Sin embargo, esta tecnología ha sido reemplazada poco a poco por los sistemas de conmutación forzada debido a una serie de desventajas que mostramos a continuación:

- Alta componente reactiva-inductiva que no puede utilizarse para generar trabajo.
- Como consecuencia factores de potencia menores que uno y por lo tanto pérdidas.
- Si se producen fallos en la red aparecen también fallos en el proceso de conmutación ya que es esta la que determina el estado de conexión o desconexión de los SCR.
- Además, no pueden operar de forma aislada, siempre conectados a la red.
- Generan una gran distorsión armónica, esto puede solucionarse con un buen filtrado.

5.2.2. Inversores de conmutación forzada o autoconmutados

La señal alterna se genera mediante dispositivos semiconductores disyuntores que abren y cierran el circuito según les indique el sistema de control. Estos interruptores trabajan alternando dos modos: ON y OFF, pueden interrumpir o no las corrientes e invertir su polaridad. Al contrario que los inversores conmutados por la red, este tipo de dispositivos pueden conectarse y desconectarse de la red eléctrica y pueden utilizarse en aplicaciones aisladas de la red eléctrica. El tipo de componente electrónico que se utiliza en cada tipo de aplicación depende de la potencia y tensión nominal que requiere el inversor. Entre otros, los interruptores controlables más utilizados son: transistores bipolares, MOSFET, GTO e IGBT. Siendo el IGBT el elemento semiconductor más utilizado en este momento. A continuación se presenta el esquema básico de este tipo de inversores:

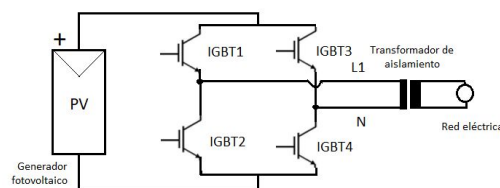


Fig. 1.16. Esquema básico de un inversor monofásico de conmutación forzada

Los inversores autoguiados han reemplazado casi del todo a los de conmutación por la red debido al avance en el desarrollo de las tecnologías IGBT que permiten, ahora, mayores valores de tensión e intensidad. Los principales beneficios de estos inversores son:

- La onda que generan estos sistemas es completamente senoidal.
- La señal que se produce está totalmente en fase con la de la red convencional.
- Permiten la compensación de la componente reactiva ajustando el factor de potencia, lo hace adelantando o retrasando la corriente respecto a la tensión de red.
- Al contrario que los inversores guiados, estos no generan una gran distorsión armónica por lo que no requieren grandes sistemas de filtrado.
- No se ven afectados por distorsiones de la red y el grado de seguridad es alto.
- La eficiencia son altas, se alcanzan rendimientos elevados incluso con poca carga.

Sin embargo, presentan una serie de desventajas que mostramos a continuación:

- Las capacidades generadas son algo menores que en los guiados, hasta 500 kW.
- Aunque el rendimiento es alto, es más pequeño que en la conmutación guiada.
- Su precio es más alto.

5.3. Clasificación según el parámetro que se modula

Inversores que modulan corriente conmutados por la red: la salida se modula como una fuente de corriente, las principales características de este tipo de configuración son:

- La eficiencia es alta y el sistema de control es simple.
- Trabajan en aplicaciones de potencias muy altas y su precio es muy bajo para estas.
- No se incluyen en instalaciones aisladas.
- Tienen un contenido armónico muy grande, debe utilizar buenos sistemas de filtrado.

Inversores que modulan corriente autoconmutados: en los inversores autoconmutados la salida se puede modular como una fuente de corriente ó de tensión. En el primer caso:

- El sistema de control es simple y su peso y tamaño pequeño.
- Las potencias entregadas son limitadas y no existe peligro de sobrecorrientes.
- No se incluyen en instalaciones aisladas.
- Poca presencia de armónicos y la frecuencia de conmutación es media-alta.

Inversores que modulan tensión autoconmutados:

- Control complejo, peso y tamaño pequeño para conmutaciones a alta frecuencia.
- El rango de potencias que suministran es alto pero limitado.
- Pueden trabajar en aplicaciones aisladas de la red eléctrica.
- Poca presencia de armónicos y precio alto para grandes potencias.

5.4. Clasificación según la configuración del sistema

5.4.1. Introducción

Los módulos FV están formados por la unión de células. Un generador fotovoltaico es, a su vez, un conjunto de módulos interconectados en serie y en paralelo. A la unión de varios módulos en serie se le denomina cadena fotovoltaica. En la figura a continuación se muestra el esquema de la configuración de un generador fotovoltaico, observamos que al final de cada serie se incluye un diodo de protección que bloquea la circulación de la corriente si se generan puntos calientes. Un punto caliente es un fallo que se produce cuando una célula se comporta como una resistencia y se calienta con el paso de la corriente hasta que se rompe .

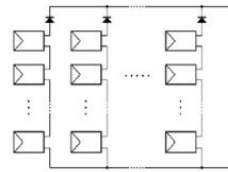


Fig. 1.17. Esquema general de la configuración de un generador fotovoltaico

Las distintas conexiones de módulos dan lugar a generadores fotovoltaicos de distintas potencias ya que los valores de intensidad y tensión proporcionados serán diferentes en función del número de conexiones en paralelo y en serie. Idealmente, si todos los módulos tienen las mismas características y operan en las mismas condiciones, las características del generador serán las mismas que las de un único módulo aplicando los factores de corrección correspondientes al número de conexiones en serie y paralelo. Además, la potencia máxima del generador será única y aproximadamente la suma de las potencias de cada módulo. Ya hemos dicho en muchas ocasiones que una de las funciones principales del inversor fotovoltaico es extraer la máxima potencia del sistema. El buen diseño de la arquitectura del generador o generadores en un sistema fotovoltaico es importante, pero el diseño del inversor o inversores también resulta imprescindible para encontrar el mejor rendimiento de la instalación. Del tipo de configuración en la interconexión de los módulos fotovoltaicos depende la configuración del inversor o inversores y el número de etapas de conversión. Existen diferentes tipos de arquitecturas de instalación según se quiera optimizar la captación de energía de las células o se quiera optimizar el rendimiento en la etapa de conversión de la corriente continua en alterna. También existen arquitecturas mixtas que intentan aprovechar ambas tendencias. Vamos a estudiar estas distintas configuraciones a continuación.

5.4.2. Configuración con inversor centralizado

Este tipo de arquitectura busca optimizar el rendimiento del sistema de conversión CC/CA. El objetivo de este tipo de diseño es reducir los costes de los equipos y favorecer la sencillez de

la instalación. Este tipo de instalaciones fueron las primeras en aparecer en los años 80. El fundamento de este tipo de diseño es que exista un conjunto de cadenas unidas en paralelo formando un único generador fotovoltaico que va conectado a un único inversor. Como resultado, el sistema de captación solar está formado solamente por un inversor que controla todo el funcionamiento. Este inversor es, por lo general, de gran potencia y como consecuencia trifásico, a continuación se muestra el esquema de este tipo de arquitectura:

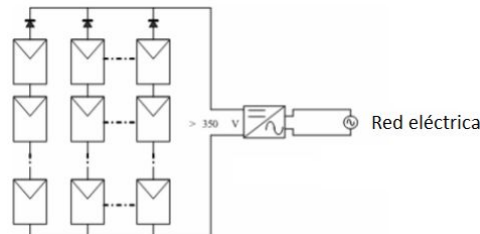


Fig. 1.18. Esquema general de la configuración de un inversor centralizado

Las características más destacables de este tipo de configuración son:

- Un único inversor central, de gran potencia nominal y por lo tanto trifásico.
- Configuración habitual de inversor: FB-3P, mejor elección para grandes aplicaciones.
- Las conexiones en serie y en paralelo se encuentran en los módulos y en las cadenas de módulos FV respectivamente, es decir en el lado continuo de la instalación.
- Configuración habitual en grandes campos solares con iguales condiciones externas.
- Generalmente con transformador de aislamiento galvánico de baja frecuencia.

Entre las principales ventajas destacan:

- Configuración y sistema de control sencillos, con un único inversor.
- La tecnología de estos inversores está muy desarrollada y las pérdidas son mínimas.
- Los precios son bajos, del mismo modo que lo son los de operación y mantenimiento.
- La potencia entregada a la carga es grande, alrededor de MW de potencia.

Por el contrario, los inconvenientes que presenta este tipo de instalación:

- Instalación muy sensible a las sombras y a las variaciones de orientación.
- Pueden verse afectados por desajustes entre módulos fotovoltaicos.
- Se producen pérdidas porque no se obtiene la máxima potencia para todas las cadenas.

5.4.3. Configuración con inversor en cadena

Aparecieron una década después que los diseños centralizados. Estas arquitecturas buscan mejorar el rendimiento de la conversión de la energía solar en energía eléctrica, es decir,

optimizar la configuración de los paneles generadores. Su esquema consiste en un conjunto de cadenas fotovoltaicas independientes que se conectan en paralelo. Cada cadena tiene su etapa propia de conversión: convertidor CC/CC que eleva la tensión entregada por la cadena para el seguimiento de la máxima potencia y un inversor CC/CA que la conecta con la red convencional. En este tipo de sistemas los inversores tienen potencias que van desde los 2 a los 5 kW, potencias menores que en la arquitectura centralizada, y como consecuencia son típicos en aplicaciones monofásicas. El esquema de la arquitectura se muestra a continuación:

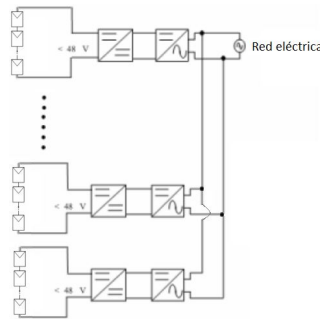


Fig. 1.19. Esquema general de la configuración de un inversor en cadena

Las características más destacables de este tipo de configuración son:

- Las cadenas están formadas por la unión en serie de varios módulos fotovoltaicos.
- Las conexiones en paralelo de cadenas tienen lugar en el lado alterno de la instalación.
- La potencia nominal es baja por lo que las aplicaciones son pequeñas y monofásicas.
- La configuración de inversor más habitual es con transformador de aislamiento BF.
- Configuraciones también sin transformador que analizaremos más adelante.
- Utilizada en instalaciones con diferentes orientaciones, sombras, radiación y temperatura. Así, las tensiones y corrientes de cada cadena no están limitadas.
- Poseen varios inversores y módulos independientes por lo que resultan más fiables.
- Flexibilidad: se puede aumentar el número de módulos y sustituirlos en caso de fallo.

Entre las principales ventajas destacan:

- En este tipo de arquitectura las zonas de sombra no son tan problemáticas ya que existe un seguidor de la potencia máxima por cada inversor que optimiza la potencia.
- Los rendimientos en esta configuración aumentan.
- La energía generada es mayor ya que el SPMP es independiente para cada cadena.

Por el contrario, los inconvenientes que presenta este tipo de instalación:

- El diseño es más complejo, aumenta el número de equipos y por lo tanto el precio.
- Aumenta también el precio por kW debido a que trabajan con potencias bajas.
- El rendimiento de conversión total empeora al existir un mayor número de inversores.

5.4.4. Arquitecturas mixtas

Las arquitecturas mixtas intentan aprovechar las dos tendencias anteriores. Son las más usadas hoy en día y su objetivo es encontrar un equilibrio entre la optimización de la configuración de paneles y la optimización de la configuración de convertidores. Se trata de agrupar módulos en serie para la construcción de generadores con SPMPs independientes pero conectados a un inversor único de alta potencia. De forma que se consiga un balance entre un diseño fácil y a buen precio con un alto rendimiento en términos de obtención del punto de máxima potencia. Esta configuración es una combinación de la arquitectura centralizada y la arquitectura en cadena que propone agrupaciones de dos o tres cadenas con con orientaciones, inclinaciones y condiciones similares. En la parte continua de la instalación las cadenas se controlan con seguidores de máxima potencia independientes y en el de alterna se invierte la señal de forma centralizada.

Arquitectura multicadena: surge con el objetivo de reducir costes en el número de inversores necesarios en la instalación. Se incluye un convertidor continua-continua en cada cadena para elevar la tensión continua entregada, reduciendo el número de módulos y realizando el SPMP individual. A continuación se conectan en paralelo en un bus de continua todas estas etapas a un único inversor. El esquema de este tipo de arquitectura se muestra a continuación:

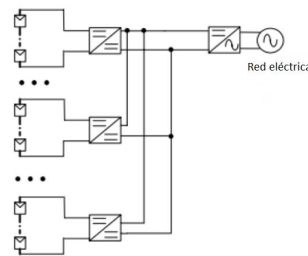


Fig. 1.20. Esquema general de la configuración de un inversor multicadena

Arquitectura DC-serie: nuevo diseño que surge con el objetivo de repartir el trabajo de elevación de la tensión generada por los módulos, con etapas de conversión asociadas. Así, el voltaje de la red se alcanza añadiendo un convertidor CC/CC a cada cadena e invirtiendo la señal en un inversor posterior centralizado. Así se reduce el número de módulos sin invertir excesivas cantidades en múltiples inversores CC/CA.

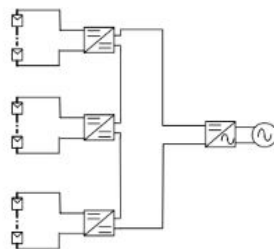


Fig. 1.21. Esquema general de la arquitectura DC-serie

Arquitectura AC-serie: surge con el mismo objetivo que la anterior y consiste en la instalación de un convertidor continua-alterna para cada cadena de módulos y conectar posteriormente estas cadenas para obtener la tensión de la red eléctrica convencional.

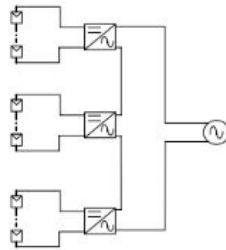


Fig. 1.22. Esquema general de la arquitectura AC-serie

5.4.5. Microinversores

En esta nueva arquitectura de sistema fotovoltaico se utilizan microinversores con el objetivo de optimizar la flexibilidad en el diseño y el seguimiento del punto de máxima potencia, pueden alcanzar potencias en un rango de 100-500W. Los microinversores son convertidores CC/CA que trabajan modificando la señal que generan uno o como mucho dos paneles fotovoltaicos. De este modo, inversor y panel forman una estructura única que se conecta directamente a la red. Esta estructura recibe también el nombre de móduloCA.

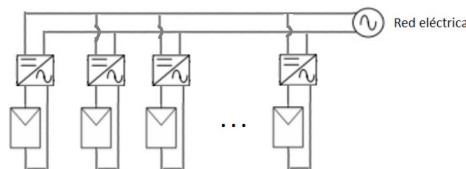


Fig. 1.23. Esquema general de un microinversor

Este tipo de configuración es muy común en entornos urbanos donde se utilizan las estructuras de los edificios para instalar los paneles fotovoltaicos. Como vemos en la imagen, en las aplicaciones prácticas se suele conectar un gran número de módulosCA en paralelo a la red eléctrica convencional. En la actualidad encontramos dos configuraciones diferentes:

- Configuración con un solo panel: la primera configuración de microinversor que se comercializó estaba formada por un único panel fotovoltaico conectado directamente al inversor y el conjunto panel-inversor a su vez conectado directamente a la red.
- Configuración con dos paneles: la configuración de microinversor con dos paneles es más reciente. Se diseñó con el objetivo de reducir los gastos que suponía incluir tanta etapa convertidora. Este microinversor convierte la energía continua de los dos módulos realizando un SPMP independiente para cada uno. Por este motivo el rendimiento sigue siendo máximo y se reducen los costes. Esta nueva configuración hace que el precio de estos inversores pueda competir con los de los inversores en cadena.

El uso de este tipo de instalaciones tiene una serie de ventajas:

- Con esta nueva configuración cada inversor sigue el punto de máxima potencia de su módulo de forma independiente con lo que el rendimiento se optimiza.
- Permite el uso de distintos tipos de paneles fotovoltaicos que se pueden colocar también en posiciones diferentes porque funcionan como unidades independientes.
- Consecuencia directa del punto anterior, si existe un fallo o se rompe alguna de las unidades, el funcionamiento global del sistema no se ve afectado y prácticamente no se produce pérdida en el valor de potencia generado.
- Por el mismo motivo, la aparición de sombras prácticamente no influyen en el conjunto generador, sólo a los módulos afectados
- Esta nueva disposición facilita también el diseño arquitectónico del conjunto y mejora las posibilidades de ampliación de la instalación. Se pueden utilizar distintos modelos con tamaños y potencias nominales diferentes.
- Facilidad de interconexión, instalación sencilla que incluye un módulo y un inversor.
- Aunque el coste global de la instalación es mayor, consecuencia directa del punto anterior el coste asociado a la instalación es menor. Esto es gracias a la sencillez y a que no necesita de operarios especializados para su puesta en marcha.
- No existe cableado en continua, la conexión del inversor es directa y por lo tanto más sencilla. Esto reduce los gastos en cableado, en protecciones en continua y aumenta la seguridad, por ejemplo a que se produzca un incendio.
- Otra gran ventaja de esta configuración es su libertad de diseño y su modularidad.

Por el contrario, los inconvenientes de este tipo de instalación se presentan a continuación:

- El principal inconveniente es el gran coste que supone emplear esta arquitectura en comparación con las estudiadas anteriormente. El alto coste tiene que ver con que las unidades módulo-inversor suministran muy poca potencia. Los precios son altos en aplicaciones a pequeña escala e inabarcables en grandes aplicaciones.
- El tiempo de vida del conjunto panel-inversor se reduce. Una de las ventajas de los paneles fotovoltaicos es que tienen un tiempo de vida muy largo, incluso más de dos décadas de funcionamiento continuado. La tecnología de los inversores no permite tiempos de vida tan largos por lo que construir ambos elementos como un conjunto único hace que el tiempo de vida de los módulos se reduzca al del inversor.

5.5. Clasificación según el tipo de aislamiento galvánico

5.5.1. Introducción

El aislamiento galvánico de dos etapas en un dispositivo electrónico es la separación de las mismas. Su objetivo en los sistemas fotovoltaicos es la separación del generador FV y la red

eléctrica convencional. Se trata de que se produzca la transmisión de la energía generada sin que exista conducción directa para evitar el flujo de corrientes a través de ambas etapas. De este modo, las masas de las dos etapas se mantienen aisladas y se garantiza la seguridad. La separación entre los paneles y la red se realiza mediante un transformador de aislamiento que proporciona separación galvánica entre el primario y el secundario y la transmisión de la señal flotante se da por inducción electromagnética. Las funciones del aislamiento son:

- Evitar la transmisión de defectos entre la red y el sistema generador: no permitir que se transmita corriente continua a la red y hacer de barrera de posibles sobretensiones procedentes de la red que se puedan transmitir a los módulos o al inversor.
- Aumentar la seguridad frente a interferencias electromagnéticas.
- Las tierras de ambas etapas están aisladas lo que garantiza la seguridad de usuarios y profesionales ante posibles derivas de corriente.
- Este aislamiento entre generador y tierra también evita la corriente modo común.
- Permite incrementar el voltaje de salida del inversor en caso de que sea necesario.

En un sistema FV el aislamiento galvánico entre la parte alterna y la continua mediante un transformador no es estrictamente necesario, depende de la normativa de cada país. En España existe esta posibilidad pero omitir esta etapa tiene sus consecuencias. Si al diseñar un modelo fotovoltaico se pretende omitir el transformador con el objetivo reducir las pérdidas que se producen en él, será necesario encontrar una solución tecnológica para evitar estos fenómenos. Estudiar todas estas posibilidades es el objetivo principal del trabajo.

5.5.2. Inversores con aislamiento galvánico en baja frecuencia

Esta clasificación es clave para el desarrollo del trabajo. Las primeras tecnologías de sistemas fotovoltaicos que se desarrollaron contaban con un transformador de baja frecuencia para el aislamiento galvánico del inversor y la red convencional. Este transformador se localiza en la parte de alterna y funciona a la frecuencia de la red, 50 Hz. El transformador BF realiza todas las funciones que señalamos en la introducción, sin embargo, la inclusión de este dispositivo da lugar a los mayores inconvenientes del sistema de conversión: un aumento de las pérdidas de potencia, del tamaño, del peso y del coste total del sistema fotovoltaico. Estas desventajas hicieron necesario el desarrollo de tecnologías alternativas que estudiaremos a continuación. El esquema de conexión de un inversor con transformador BF se presenta a continuación:

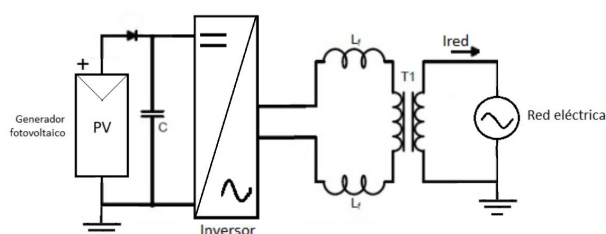


Figura 1.24. Esquema del inversor FV con transformador de aislamiento en baja frecuencia

5.5.3. Inversores con aislamiento galvánico en alta frecuencia

Con el objetivo de reducir los costes que suponía incluir este componente y de disminuir también el tamaño y peso de la instalación, se probó a sustituir el transformador de baja frecuencia por uno de alta frecuencia. En este tipo de configuración el transformador se sitúa en la parte de continua y trabaja con frecuencias de entre 10 y 50 kHz. A pesar de que las pérdidas, el tamaño y como consecuencia el precio de este transformador son menores, el sistema es más complejo e incluye componentes auxiliares que deben ser tenidos en cuenta en el análisis. Las principales desventajas de esta alternativa con respecto a la anterior son:

- Al estar el transformador en la parte continua del circuito existe la posibilidad de que se transmitan corrientes continuas a la red. Deben incluir sistemas de seguridad ante estas posibles desviaciones.
- Se trata de sistemas más complejos de interconectar. Como consecuencia, los costes de conexión son mayores y el precio no se reduce significativamente.
- Las pérdidas que tienen lugar en el proceso de conversión son algo menores, sin embargo este proceso también es algo más complejo por lo que finalmente la eficiencia total se mantiene constante con respecto del aislamiento de baja frecuencia.

Finalmente la diferencia entre una configuración y otra apenas es perceptible y es necesario seguir investigando soluciones para el aumento del rendimiento y la reducción de los costes. El esquema de funcionamiento del inversor con transformador AF es el siguiente:

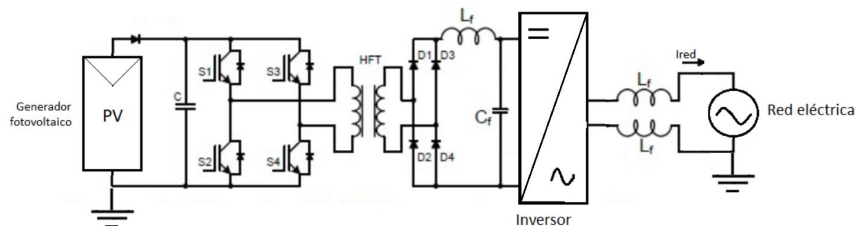


Figura 1.25. Esquema del inversor FV con transformador de aislamiento en alta frecuencia

5.5.4. Configuraciones sin aislamiento galvánico

Surge entonces la idea de eliminar el transformador de la instalación con el objetivo de acabar con el problema de pérdidas en los devanados y de reducir el tamaño y el coste. En la introducción de este apartado enumeramos las funciones de este componente, si se desea adoptar esta nueva configuración será necesario encontrar una solución para llevar a cabo todas estas funciones y para eliminar las corrientes defectuosas que se formarán de ahora en adelante. Esta tarea no es fácil y es el tema principal de nuestro trabajo por lo que se estudiará con profundidad a lo largo de la memoria. Como adelanto, si se pretende diseñar una instalación sin transformador de aislamiento estos factores deben ser tenidos en cuenta:

- Al no haber aislamiento galvánico entre la parte alterna y continua del sistema, se deben incluir otro tipo de sistemas de protección contra posibles derivas de corriente eléctrica que pueden generarse en los dispositivos.
- También serán necesarios sistemas de seguridad para evitar que las corrientes continuas se transmitan a la etapa de alterna.
- Y sistemas de seguridad para el personal y los usuarios.

El desarrollo de las tecnologías en los últimos años ha conseguido que para ciertas configuraciones de inversor se logre eliminar el transformador conservando el mismo grado de seguridad y las mismas condiciones de adaptación a la red convencional. Por ejemplo, en sistemas fotovoltaicos para aplicaciones de baja potencia no se usan transformadores de aislamiento. Todo esto se estudiará con detenimiento en apartados posteriores de la memoria. El esquema de este tipo de arquitectura se muestra en la figura a continuación:

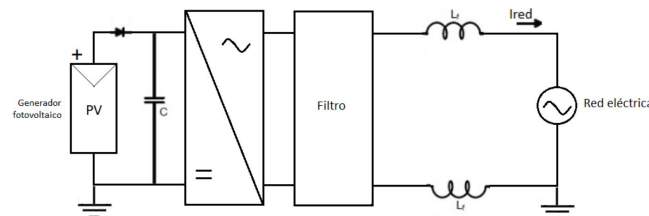


Figura 1.26. Esquema del inversor FV sin transformador de aislamiento galvánico

6. CONCLUSIONES

De la clasificación anterior deducimos que la mejor opción para disminuir costes, peso y tamaño en un sistema de generación fotovoltaica mientras se aumenta también la eficiencia del conjunto es omitir el transformador de aislamiento galvánico. Como explicamos en la introducción y en los objetivos de la memoria, nuestro trabajo se centra en el estudio de soluciones que permitan eliminar el transformador de aislamiento para mejorar el rendimiento pero que no comprometan la seguridad y calidad en la inyección a la red.

El aislamiento galvánico entre la parte alterna y la continua del sistema no es estrictamente necesario, depende de la normativa de cada país. En España no es obligatorio incluirlo, lo que aumenta hasta un 2% el rendimiento total del conjunto. Por estas razones, los principales fabricantes se dedicaron a buscar soluciones tecnológica para garantizar los requerimientos de seguridad sin incluir el transformador. En la actualidad, los diseños fotovoltaicos conectados a la red son la mayoría sin transformador de aislamiento. Nuestro trabajo estudia los problemas que supone no incluir el transformador, los mecanismos para solucionar estos problemas y el análisis del aumento de rendimiento.

CAPÍTULO II:

PROBLEMÁTICA DE LA OMISIÓN DEL TRANSFORMADOR

CAPÍTULO II: PROBLEMÁTICA DE LA OMISIÓN DEL TRANSFORMADOR

1. INTRODUCCIÓN

De la clasificación de los inversores en función del aislamiento galvánico que realizamos en el capítulo I deducimos que la mejor opción para disminuir costes, peso y tamaño en un sistema FV, mientras se aumenta la eficiencia del conjunto, es omitir el transformador. Este elemento genera una serie de pérdidas en sus devanados que son muy determinantes en el rendimiento final del inversor, haciendo disminuir su valor hasta un 2%. Sin embargo, las funciones del transformador son muchas y eliminarlo tiene sus consecuencias. Nuestro trabajo se centra, entre otras cosas, en el estudio de soluciones para prescindir de este elemento en las instalaciones sin comprometer la seguridad y calidad de la señal inyectada a la red. En concreto, en este capítulo, vamos a estudiar los problemas derivados de la omisión del transformador para facilitar más adelante el análisis de las posibles soluciones. En primer lugar, en este capítulo, vamos a describir las capacitancias parásitas que se forman en el circuito y las corrientes de fuga que se generan como consecuencia de ellas si no existe aislamiento. También será necesario establecer un circuito equivalente para el estudio del modo común del sistema. Las variaciones de VMC son las responsables de las corrientes de fuga y el circuito equivalente nos permitirá comparar distintas topologías para determinar si son válidas para su uso sin aislamiento. A continuación, estudiaremos un fenómeno importante que puede producir problemas graves en el sistema si se elimina el transformador, este fenómeno recibe el nombre de islanding. Estudiaremos sus causas, sus consecuencias y los métodos de detección que deben ser implantados en el inversor para garantizar la seguridad. Por último, estudiaremos las topologías básicas de inversores FV y analizaremos por qué no son configuraciones válidas para aplicaciones sin transformador. En el final del capítulo se incluye un análisis de la normativa en España y las conclusiones del estudio.

2. CAPACIDADES PARÁSITAS Y CORRIENTES DE DERIVACIÓN

2.1. La estructura de soporte de los módulos fotovoltaicos y su puesta a tierra

2.1.1. Introducción

Existen muchos factores en instalaciones FV que deben ser tenidos en cuenta si se pretende eliminar el transformador de la configuración para mejorar la eficiencia del sistema. Un

fenómeno de gran importancia son unas capacitancias parásitas que se crean en determinadas zonas del generador. Estas capacitancias se cargan y descargan con el funcionamiento del sistema y dan lugar a corrientes de derivación capacitivas que pueden dañar los equipos, alterar las características de la red o ser peligrosas para los usuarios o personal de mantenimiento. En este apartado vamos a describir: la forma en que se crean estas capacitancias, cómo estas pueden ser el origen de la aparición de corrientes de derivación muy indeseables en el sistema y de cómo el uso o no del transformador de aislamiento influye en este fenómeno. Además, en apartados posteriores de la memoria, desarrollaremos el modelo matemático para el estudio de estos fenómenos y en el capítulo III analizaremos con detalle las distintas topologías de inversores que permiten lidiar con este problema.

2.1.2. El generador fotovoltaico y su estructura de soporte

La célula fotovoltaica es el elemento que transforma la energía solar en electricidad y el valor de tensión e intensidad que proporciona depende de su área. Este valor es pequeño en comparación con los valores solicitados por la aplicación. Además, las células tienen una gran fragilidad y no tienen aislamiento eléctrico ni ningún tipo de soporte mecánico. Estos factores hacen que se decida interconectar varias células para formar una estructura mayor denominada módulo fotovoltaico que sí será una estructura fuerte, sólida, aislada y con un soporte mecánico resistente. Los módulos fotovoltaicos pueden tener distintas dimensiones en función del número de células interconectadas. El número de células en serie en el módulo determina la tensión suministrada mientras que el número en paralelo determina la intensidad.



Fig. 2.1. Módulo fotovoltaico formado por la unión de células en serie y en paralelo

Los módulos fotovoltaicos, del mismo modo que las células, se conectan unos con otros para formar paneles fotovoltaicos. La unión final de paneles constituye finalmente el generador fotovoltaico. El generador debe entregar unos valores determinados de tensión, corriente y potencia en función de la aplicación para la que esté diseñado. También de la misma forma que las células fotovoltaicas, el número de paneles conectados en serie y paralelo determinarán la tensión y corriente total del generador y por lo tanto la potencia entregada.



Fig. 2.2. Panel fotovoltaico formado por la unión de módulos en serie y en paralelo

En el módulo, las celdas fotovoltaicas se conectan entre sí sumergidas en una lámina de vidrio y una lámina de plástico en la parte superior e inferior respectivamente. Formando un conjunto único con tres capas al que se añade el marco de sujeción.

- Primera capa: es de cristal transparente y tiene 3 milímetros de grosor.
- Capa intermedia: en la que se encuentran sumergidas las células, estas se unen mediante conductores formando un circuito eléctrico y se recubren con una lámina de polímero termoplástico. Su objetivo es proteger frente a las condiciones externas: aire, humedad y temperaturas. Además, evita que se produzca la oxidación del silicio.
- Última capa: generalmente de polímero semicristalino que funciona como aislante dieléctrico y frente a la humedad.

Como hemos dicho, a este conjunto laminado es preciso añadirle el marco de sujeción. Este elemento es fundamental para entender este apartado del trabajo porque entre él y las células se formarán las capacitancias parásitas que generarán problemas a las aplicaciones sin transformador. Este marco está fabricado generalmente de aluminio, un metal buen conductor de la electricidad, y tiene la función de servir de soporte mecánico de la estructura y de aportar resistencia frente a agentes externos: viento, nieve, granizo, etc. En la parte posterior del panel, se encuentran los diodos by-pass que protegen frente a posibles sombras en células.

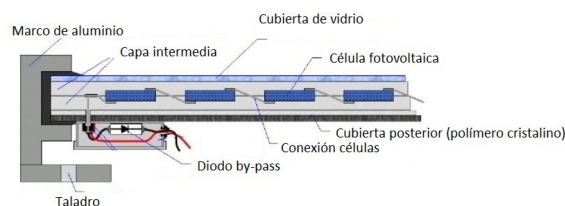


Fig. 2.3. Estructura de soporte de un panel fotovoltaico

2.1.3. Puesta a tierra de los módulos fotovoltaicos

La toma de tierra de un sistema es un mecanismo de protección que consiste en la conexión eléctrica directa de un dispositivo conductor a una zona profunda del terreno para enviar allí las posibles corrientes de fuga que puedan formarse y que puedan alterar o causar daños en el funcionamiento. Otros objetivos son: evitar diferencias de potencial peligrosas en zonas conductoras y servir de protección frente a rayos convirtiéndose en un camino para su descarga. Las conexiones a tierra deben seguir las normas del Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión, REBT. Según el ITC-BT-18 Instalaciones de Puesta a Tierra y su Guía Técnica de Aplicación, la puesta a tierra de cualquier sistema eléctrico debe ser doble:

- Tierra de los equipos: existirá conexión a tierra en todos los equipos conductores de la electricidad de la instalación por los que no debe circular

corriente. El objetivo es la protección contra posibles contactos indirectos por la rotura de algún conductor o por el contacto de algún usuario u operario.

- Tierra del sistema: es la conexión a tierra del circuito eléctrico que se realiza mediante una unión de un conductor del circuito por el que sí circula corriente.

Según la norma, todos los elementos conductores del sistema por los que no debe circular corriente deben ser puestos a tierra. Nos centramos en la tierra de los equipos, concretamente del marco metálico ya que será importante para entender por qué las capacidades parásitas serán un camino directo a tierra de las corrientes de defecto que pretendemos eliminar.

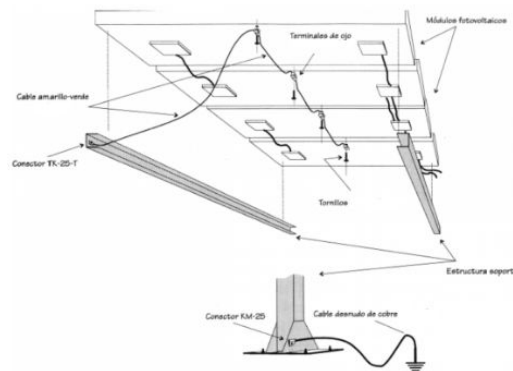


Fig. 2.4. Esquema de la puesta a tierra de la estructura de soporte de los módulos

Las características de la puesta a tierra de los marcos son las siguientes:

- Todos los marcos de los paneles fotovoltaicos tienen un agujero para su conexión a tierra. El orificio está marcado para que se identifique con facilidad.
- El cable de tierra no se atornilla directamente al marco si no que se hace mediante un conductor auxiliar a un terminal. Así, en caso de fallo o de desconexión voluntaria de un módulo, no se tiene que interrumpir el funcionamiento de toda de la instalación.
- Para que la conexión eléctrica sea buena se utiliza un terminal de acero inoxidable: con una alta conductividad eléctrica, dureza y resistencia a los agentes externos.
- Las secciones de los cables, electrodos y conexiones auxiliares de la instalación de toma de tierra deben cumplir los requerimientos de la sección 18 del REBT.

2.2. Capacidad parásita de los módulos fotovoltaicos y corriente de derivación

2.2.1. Introducción a la capacidad parásita

Hasta ahora las corrientes de fuga no habían sido tenidas en cuenta porque en el modelo ideal de inversor no existía ninguna trayectoria por la que pudieran fluir. Sin embargo, ya hemos adelantado que los módulos presentan una capacitancia parásita que debe ser tenida muy en cuenta en el diseño. Esta capacitancia se crea entre la lámina en la que se encuentran las

células de silicio y el marco de sujeción que las sostiene. Durante el funcionamiento del sistema estas capacidades se cargan y descargan permitiendo el paso de la corriente. Ya sabemos que el marco de un panel, además de servir de soporte mecánico, es el componente donde se realiza la conexión a tierra para la seguridad del equipo. De esta forma la capacidad parásita conecta las células, y como consecuencia el resto de elementos del sistema, a la tierra a través del marco formando un camino directo para las corrientes de fuga.

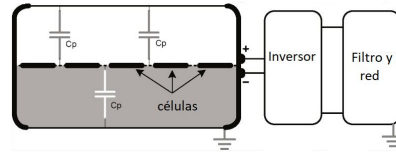


Fig. 2.5. Camino a tierra a través de la capacidad parásita

2.2.2. Cálculo de la capacidad parásita

La capacitancia parásita es el resultado de la existencia, entre el módulo y el soporte que lo sostiene, de un área que se carga y se descarga durante el funcionamiento. El valor de la capacidad es directamente proporcional a este área e inversamente proporcional a la distancia de separación entre las partes. Además, otro factor determinante es el tipo de material. Del mismo modo que un condensador convencional, cuando exista una diferencia de potencial entre el módulo y el marco, el espacio entre ambos se cargará y esta carga acumulada será mayor cuanto mayor sea la diferencia de potencial. El valor de la capacidad es el siguiente:

$$C_{FV} = \frac{\epsilon_o \cdot \epsilon_r \cdot A}{d} \quad (2.1)$$

- ϵ_o : permitividad del vacío. Constante fundamental de valor $8,854 \cdot 10^{-12} F/m$.
- ϵ_r : permitividad relativa del material.
- A : área del condensador.
- d : distancia entre las placas del condensador.

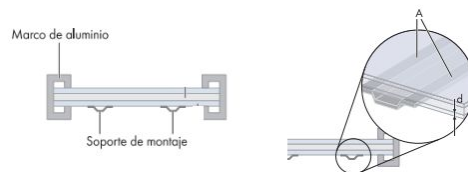


Fig. 2.6. Parámetros para el cálculo de la capacidad parásita

Debido a todos los factores que influyen en el valor de estas capacidades, no se les puede asignar un valor concreto para su análisis. Sin embargo, tras varios experimentos se ha concluido que varían, bajo ciertas condiciones climatológicas, entre 50 y 150 nF por kW de potencia generada por el sistema.

2.2.3. Factores que modifican el valor de la capacidad parásita

- La capacidad crece con el área entre la célula y el marco metálico de sujeción.
- La capacidad disminuye con la distancia entre la célula fotovoltaica y el marco.
- Que el valor de la permitividad relativa del material esté incluido en la expresión, indica que es otro de los factores determinantes en el valor de la capacidad parásita. Cuanto mayor sea la constante dieléctrica del material, mayor el valor de la capacidad. Los módulos más susceptibles a que se generen grandes capacitancias son: los de substratos flexibles, los que tienen un dorso metálico incluido en la estructura ó los de película fina debido a que incluyen una lámina metálica
- Otro factor importante a tener en cuenta, y que no se ha mencionado hasta ahora, es el de las condiciones externas. Las condiciones climáticas como la temperatura y sobretodo la humedad afectan al valor de esta capacidad. En concreto, la presencia de agua en la superficie de los módulos puede aumentar hasta 50 veces el valor de la capacitancia. Otro factor muy determinante que aumenta su valor es el polvo.
- También variará el valor de la capacitancia en función del montaje de la instalación.

2.2.4 Corriente de derivación capacitiva

Origen y valor de la corriente de derivación capacitiva

Ya hemos estudiado los componentes de un sistema FV y sabemos que los módulos están conectados directamente al inversor. Sabemos, además, que los inversores tienen frecuencias de conmutación de entre 7 y 20 kHz, estas frecuencias son altas y se transmiten a la zona de continua. Parte de la componente alterna de la salida se transmite a los módulos y llega a la capacitancia parásita. El valor transmitido depende del tipo de configuración, si no existe transformador es mucho mayor. Esta componente, al ser alterna, varía con el tiempo y carga y descarga las capacitancias. Como resultado de esta carga y descarga de C_{FV} se genera una corriente, también oscilante, que recibe el nombre de corriente de derivación capacitiva.

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = C_{FV} \cdot \frac{\Delta U}{\Delta t} = C_{FV} \cdot 2\pi \cdot f \cdot U \quad (2.2)$$

- C_{FV} : es el valor de la capacidad parásita calculado anteriormente.
- f : la frecuencia de la red convencional. En el caso de España $f = 50\text{Hz}$.
- U : valor eficaz del voltaje transmitido de la red al módulo a través del inversor.

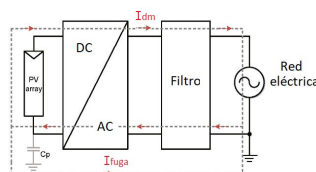


Fig. 2.7. Camino para la corriente de fuga a través de las capacidades parásitas

Características de la corriente de derivación capacitiva

- Corriente de derivación reactiva de pequeño valor, no debe superar los 300 mA.
- Su fase está retrasada 90° con respecto de la onda de tensión de la red eléctrica.
- Tiene la frecuencia de la red eléctrica convencional, en el caso de España $f = 50\text{Hz}$.
- Es una corriente no deseada. Pero por sí sola no es dañina, no contiene pérdidas.
- La corriente de derivación capacitiva es una componente de la corriente diferencial de la red. Esto lo estudiaremos con detenimiento más adelante.

Componente alterna transmitida a los módulos según la configuración

- Instalaciones sin transformador de aislamiento monofásicas: la señal alterna que se transmite a los paneles fotovoltaicos tiene la mitad de amplitud que la señal de tensión de la red y la fase con la que circula esta onda inyectada es la misma que la de la red. Por lo tanto, en España, la señal alterna transmitida a los módulos es de aproximadamente 115 V - 50 Hz.
- Instalaciones sin transformador de aislamiento trifásicas: este caso es diferente, en este tipo de instalaciones desaparece la mayor parte de la señal alterna transmitida debido al equilibrio entre fases.
- Instalaciones con transformador de aislamiento: en las instalaciones FV con transformador el caso es muy diferente. Si se incluye este elemento en el diseño, se consigue reducir gran parte de la onda alterna transmitida a la zona de continua. Sólo se inyecta un pequeño rizado con valores entorno a 2V.

Como ya hemos dicho, al transmitir corriente alterna a los paneles fotovoltaicos las capacidades parásitas se cargan y descargan dando lugar a una corriente de derivación proporcional al valor de estas capacidades y por lo tanto proporcional a la tensión inyectada. En la figura a continuación podemos observar la tensión respecto a tierra en el módulo fotovoltaico que presentan las distintas configuraciones descritas anteriormente. La onda azul describe la tensión en el polo negativo mientras que la onda roja en el positivo.

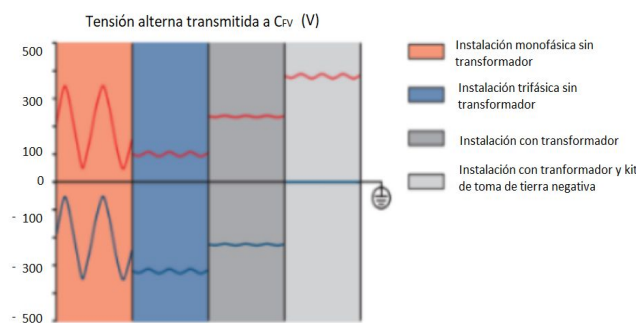


Fig. 2.8. Potencial entre los módulos y tierra según el tipo de instalación y aislamiento

2.3. Influencia de la derivación en la detección de corrientes de fuga

2.3.1. Detección de las corrientes de fuga

Ya hemos explicado que la corriente de derivación capacitiva que circula por la instalación y que es consecuencia de la transmisión de tensiones alternas de la red a los módulos no es dañina. Sin embargo su presencia en el sistema tiene un efecto muy problemático y es que, en ocasiones, impide la detección de corrientes de fuga que puedan circular junto a ella. Las corrientes de fuga son consecuencia de fallos en el sistema como por ejemplo: un aislamiento dañado, un cable suelto en tensión que entra en contacto con una persona o con un equipo, etc. Las corrientes de defecto son muy perjudiciales tanto para los equipos como para los usuarios y personal de mantenimiento y deben ser detectadas con precisión. El registro y análisis de estas corrientes es imprescindible durante el funcionamiento y se realiza mediante un sistema de control en el inversor. No obstante, en muchas ocasiones, este componente no puede medir las corrientes de derivación capacitiva y las corrientes de defecto por separado, si no que detecta el valor de la corriente total. Es necesario encontrar una solución ya que este fallo en la medida es muy problemático y aumenta con el valor de la corriente de derivación.

2.3.2. Diferencias entre las configuraciones con y sin aislamiento galvánico

En el apartado 2.2 explicamos que las corrientes de derivación capacitiva son diferentes en diseños de instalaciones con y sin aislamiento galvánico. Las corrientes de defecto constituyen un riesgo enorme si superan el valor de 30 mA. No es aceptable que un valor de ese nivel se alcance en una instalación, pues es un claro indicativo de un fallo importante. La corrientes de 30 mA no solo pueden dañar totalmente los equipos sino que también pueden ser corrientes mortales. Por eso, su detección no puede pasar por alto en ningún caso.

Instalaciones sin transformador de aislamiento galvánico: en estas instalaciones la tensión alterna que llega a los paneles puede producir corrientes de derivación muy grandes que pueden dificultar la detección de las corrientes de defecto. En concreto, si estas corrientes generadas en las capacitancias parásitas alcanzan los 50 mA hacen imposible detectar la corriente de defecto límite de 30 mA. Por este motivo, cuando se dan corrientes de derivación superiores a los 50 mA, estas se interpretan como posibles corrientes de defecto y los sistemas de seguridad actúan desconectando la instalación de la red convencional.

Instalaciones con transformador de aislamiento galvánico: en las instalaciones con aislamiento sí que se puede procesar el valor de la corriente de defecto a tiempo real. En este caso, al registro de la corriente de defecto no le afecta la existencia de corrientes de derivación capacitiva. En los diseños con transformador los valores de la tensión alterna inyectada al generador son muy pequeños. Por este motivo, las corrientes de derivación capacitiva nunca alcanzan valores lo suficientemente altos como para poder disimular un

aumento repentino de 30 mA de una corriente de fuga consecuencia de alguna situación anómala y perjudicial. En estos casos, el único sistema de seguridad auxiliar que debe incluirse, es el sistema de desconexión cuando la corriente de derivación registra valores superiores a los 300 mA. Superar este umbral puede ser indicativo de un incendio.

2.4. Consecuencias de las corrientes de derivación y posibles soluciones

Las corrientes de derivación capacitiva que circulan a través de las capacitancias hacia tierra son uno de los principales inconvenientes si se decide diseñar una instalación FV sin transformador. La corriente de derivación lleva asociados los siguientes riesgos:

- El riesgo más importante es el de choque eléctrico, accidente que sufre una persona al entrar en contacto con la corriente eléctrica. Este riesgo es importante cuando aparecen corrientes de derivación capacitivas en el lado de continua.
- Problemas de seguridad para equipos, usuarios y personal de mantenimiento.
- La corriente de derivación capacitiva causa interferencias electromagnéticas.
- También puede introducir distorsión armónica en la onda de corriente de la red.
- Esta distorsión genera pérdidas y por lo tanto disminuye el rendimiento del sistema.
- La superficie que existe entre el módulo fotovoltaico y el techo del marco de soporte puede dar lugar a un nuevo camino de derivación de la corriente alterna de la red.
- Disminuye considerablemente el tiempo de vida del generador fotovoltaico.

Las principales soluciones para eliminar estas corrientes o para disminuir su presencia son:

- Hacer constante el valor de voltaje modo común en el circuito de la instalación. Esta solución la estudiaremos con más detalle en apartados posteriores de la memoria.
- Conseguir que la tensión que llega a las capacidades tenga una frecuencia pequeña.
- Cuando los valores de tensión alterna que llegan al módulo tienen un valor alto, activar un sistema de seguridad que se encargue de desconectar el generador.
- Existen muchas topologías de convertidores que se han diseñado para disminuir o incluso eliminar estas corrientes de derivación en instalaciones sin aislamiento. Son parte fundamental de este trabajo y las estudiaremos en los apartados sucesivos.

3. CIRCUITO EQUIVALENTE PARA EL ESTUDIO DEL MODO COMÚN DEL SISTEMA

3.1. Introducción y descripción del sistema fotovoltaico genérico ideal

El mayor inconveniente de los inversores sin transformador está relacionado con el modo común del sistema que da lugar a corrientes de derivación que: reducen significativamente la eficiencia del inversor, amenazan la seguridad de los equipos y personal de mantenimiento,

incrementan la distorsión e incluso la introducen en la red y deterioran la compatibilidad electromagnética de los componentes. El valor de las corrientes de derivación depende, entre otros factores, de la topología del inversor y la estrategia de modulación utilizada. De este modo, el rendimiento global del sistema no depende solo de las pérdidas en el circuito o de la cantidad de distorsión que existe, si no que hay otros factores que deben ser tenidos en cuenta. Con el objetivo de mejorar la rentabilidad de la etapa inversora: eficiencia y precio, en el capítulo III se analizarán distintas configuraciones de inversores y se buscarán aquellas que resulten más beneficiosas. Para esta comparación resulta imprescindible un análisis del comportamiento común del circuito. Se trata de reducir, o eliminar si es posible, las variaciones de VMC que son los que generan las corrientes de fuga. El análisis de este comportamiento no es fácil y requiere de un modelo simple que permita analizar de forma clara y con exactitud el efecto negativo del modo común y las posibles soluciones. En este apartado exponemos un circuito equivalente del sistema fotovoltaico que servirá para: analizar la relación entre las capacidades parásitas y las corrientes de fuga, demostrar cómo ciertas topologías de inversores permiten eliminar el transformador sin que existan problemas de seguridad y comparar las topologías más indicadas para cada aplicación.

En primer lugar, para establecer un circuito equivalente para el estudio del modo común, es necesaria una descripción del circuito eléctrico del sistema FV genérico que vamos a analizar.

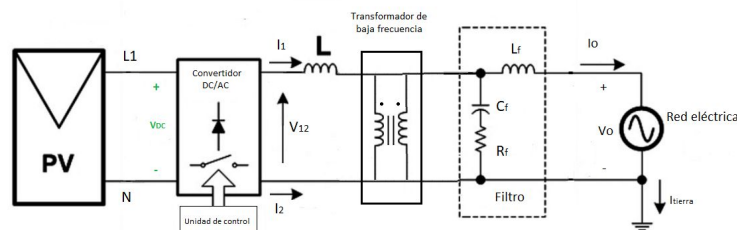


Fig. 2.9. Esquema general de un sistema FV con transformador de aislamiento ideal

- El generador: los módulos transforman la radiación en energía eléctrica. Proporcionan al inversor una señal continua que debe convertirse en alterna para ser inyectada.
- El inversor FV: elemento encargado de la transformación CC/CA para que las características de la señal coincidan con las de la red, por ejemplo la señal debe tener factor de potencia cercano a la unidad. Este componente tiene una segunda función, hacer trabajar al generador en el punto de máxima potencia y por lo tanto controlar la salida del generador V_{DC} . El inversor proporciona a la salida niveles de tensión discretos constantes, por lo que se puede considerar una fuente de tensión controlada.
- La bobina, L: el inversor es una fuente de tensión igual que lo es la red eléctrica. Si se conectan de forma directa dos fuentes de alimentación se produce un cortocircuito, un fenómeno muy peligroso que lleva a corrientes muy elevadas. La bobina es, por tanto, un elemento necesario para controlar la corriente circulante que será la corriente inyectada a la red. La forma en que se controla se estudiará con detalle más adelante.

- Un transformador de aislamiento galvánico: es el elemento encargado de transmitir una señal evitando que se transfieran corrientes de un lado al otro del circuito. Veremos más adelante qué sucede si se decide omitir este elemento.
- Un filtro: su función es eliminar las componentes transitorias, los armónicos y las interferencias electromagnéticas resultantes del proceso de generación.

Este esquema genérico es ideal, no contiene ningún elemento que pueda construir un camino para que circulen las corrientes de fuga. Más adelante estudiaremos que en la realidad existen elementos parásitos que modifican el comportamiento del circuito.

3.2. Parámetros importantes para el estudio del modo común del sistema

Tensión diferencial: para el estudio real del circuito es adecuado el análisis de las dos componentes que forman las señales: la componente diferencial y la componente común. En electrónica, recibe el nombre de tensión diferencial, la señal de tensión que se desea transmitir. Si establecemos como punto de referencia de las señales que circulan por los conductores 1 y 2 el polo negativo del bus de continua N, la tensión diferencial de nuestro circuito es la diferencia entre la tensión del cable conductor 1 respecto al neutro y la tensión del cable conductor 2 también respecto al neutro. Lo vemos en la expresión a continuación:

$$V_{dm} = V_{1N} - V_{2N} \quad (2.3)$$

Tensión común: es otra componente de la señal analógica del circuito. La señal de tensión común es el valor medio de la tensión que circula por el conductor número 1 y la que circula por el conductor número 2, ambas respecto de la referencia N establecida:

$$V_{cm} = \frac{(V_{1N} + V_{2N})}{2} \quad (2.4)$$

La señal en modo común aparece en ambos conductores con la misma amplitud, oscilando a la misma frecuencia y sin desfase. Los ruidos e interferencias generalmente se dan en la componente común de la señal, por eso de forma general los diseñadores de equipos tratan de disminuir o acabar con las tensiones en modo común.

Corriente diferencial: del mismo modo que existen componentes común y diferencial en las señales de tensión, también existen ambas componentes en la intensidad que circula. La corriente de salida diferencial en nuestro circuito se calcula de la siguiente manera:

$$I_{dm} = \frac{(I_1 - I_2)}{2} \quad (2.5)$$

Corriente común: en cuanto a la corriente de salida en modo común en nuestro circuito, un inversor de potencia en puente completo, se calcula mediante la siguiente expresión:

$$I_{cm} = I_1 + I_2 \quad (2.6)$$

Tensiones y corrientes referidas al conductor negativo del bus de continua: de las expresiones anteriores se pueden deducir los valores de las tensiones y corrientes en los conductores:

$$V_{1N} = \frac{V_{dm}}{2} + V_{cm} \quad (2.7) \quad I_1 = I_{dm} + \frac{I_{cm}}{2} \quad (2.9)$$

$$V_{2N} = \frac{-V_{dm}}{2} + V_{cm} \quad (2.8) \quad I_2 = -I_{dm} + \frac{I_{cm}}{2} \quad (2.10)$$

Corriente de tierra: en la figura 2.9 podemos ver la corriente de fuga a tierra. Estas corrientes son potencialmente peligrosas por tener valores elevados que pueden dañar los equipos, al personal de mantenimiento y transmitir interferencias electromagnéticas. En la imagen se aprecia que la corriente de fuga coincide con la corriente en modo común. Estas corrientes requieren un camino de vuelta hasta el convertidor para poder circular, en el esquema no existe este camino por lo que su valor es cero. En apartados posteriores veremos que el circuito de la figura 2.9 es un circuito ideal y que en la realidad existen unas impedancias y capacitancias que sí que construirán un camino de la tierra hasta el convertidor para que estas corrientes circulen. En estos casos será necesario un estudio exhaustivo del modo común.

Corriente de red: la corriente de red es igual a la corriente que circula por el conductor 1:

$$i_{red} = i_1 = i_{dm} + \frac{I_{cm}}{2} \quad (2.11)$$

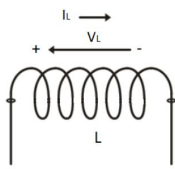
Como ya hemos dicho, para el circuito de la figura 2.9, no hay camino de vuelta para la corriente de fuga a tierra al convertidor. La corriente de tierra que coincide con la corriente en modo común es, por lo tanto, cero. De modo que para este caso concreto:

$$i_{tierra} = i_{cm} = 0 \quad \rightarrow \quad i_{red} = i_1 = i_{dm} = \frac{i_1 - i_2}{2} \quad \rightarrow \quad i_2 = -i_1$$

3.3. Control de la corriente inyectada a la red

El inversor recibe distintos valores de tensión en función de la irradiación solar. Este, convierte la tensión que le llega a la entrada y proporciona a la salida ciertos niveles de tensión controlados. El inversor es, por lo tanto, una fuente de tensión controlada del mismo modo que lo es la red eléctrica. Si se conecta directamente la salida del convertidor a la red eléctrica se produce un cortocircuito. Ya hemos explicado en el apartado anterior que por este motivo, es necesaria la bobina L. Este elemento recibe el nombre de inductor de línea y sus funciones son: evitar la condición de cortocircuito y controlar el valor de corriente inyectada a la red. A continuación explicamos el proceso de control que lleva a cabo la bobina:

Una bobina es un elemento pasivo y los valores de tensión y corriente entre sus bornes responden a las expresiones a continuación. Además, se muestra el esquema simplificado:



$$V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \rightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_L(t)}{L} \quad (2.12)$$

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{1}{L} \cdot \int v_L(t) dt \quad (2.13)$$

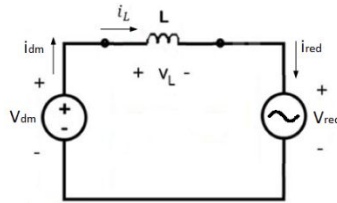


Fig. 2.10. Esquema simplificado de nuestro circuito general

- Sabiendo que para nuestro circuito: i_L, i_1, i_{dm} e i_{red} coinciden.
- Conocida la ecuación de la bobina: $\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_L(t)}{L}$.
- Y conocido el circuito simplificado: $V_{dm} = V_L + V_{red} \rightarrow V_L = V_{dm} - V_{red}$.

$$\frac{di_{red}(t)}{dt} = \frac{di_{dm}(t)}{dt} = \frac{V_L(t)}{L} = \frac{V_{dm} - V_{red}}{L} \quad (2.14)$$

De esta forma, las variaciones de la corriente inyectada a la red dependen del valor de:

- La tensión en los extremos de la bobina V_L que a su vez depende de:
 - La tensión diferencial entregada por el inversor V_{dm} .
 - Del valor de la tensión de red V_{red} .
- Del valor de la inductancia de la bobina, L.

De estos parámetros V_{red} y L son constantes, por lo que la corriente inyectada a la red solo se puede controlar mediante la tensión diferencial entregada por el inversor que depende de los valores de tensión del conductor número 1 y del conductor número 2 con respecto a N:

$$V_{dm} = V_{1n} - V_{2n}$$

Esto significa que los valores de tensión entregados por el convertidor determinan la corriente inyectada a la red. Como hemos explicado, el inversor es una fuente de tensión que proporciona niveles de voltaje discretos a la salida. El número de niveles diferentes que puede proporcionar está relacionado con el tipo de circuito de semiconductores y con la estrategia de modulación. Existen convertidores con cualquier número de niveles pero los más populares son los que ofrecen tres: +Ve, 0 y -Ve. Las tensiones de salida van cambiando

de un nivel discreto a otro y como resultado de este cambio, también cambiará el valor de la corriente inyectada. Para que en todo momento el control sea posible, es necesario que la tensión proporcionada por el panel sea siempre mayor que la tensión de la red y la corriente circule en la dirección adecuada. En caso contrario el sistema deberá desconectarse automáticamente.

3.4. Descripción del sistema FV real con transformador y comportamiento del modo común

El circuito que hemos estudiado hasta ahora, el de la figura 2.9, es un circuito ideal. Ya hemos dicho que en la realidad existen una serie de capacitancias e impedancias parásitas que deben ser tenidas en cuentas para el estudio del modo común. Son importantes porque van a crear caminos para las corrientes de fuga que pueden resultar perjudiciales. A continuación se muestra el esquema de la figura 2.9 pero con estas capacitancias e impedancias y los componentes de este nuevo esquema que incluye los elementos de pérdida más significativos

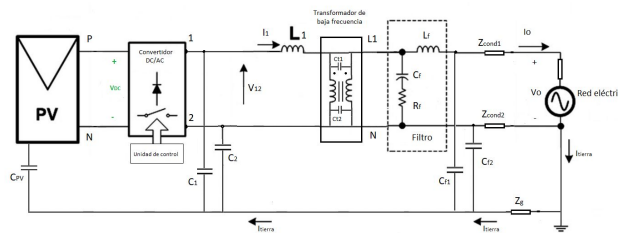


Fig. 2.11. Esquema general de un sistema FV con transformador de aislamiento real

- La capacitancia parásita C_{PV} : es la capacitancia con el valor más importante y es la que se forma entre el módulo FV y el marco que lo sujeta que está conectado a la tierra del sistema. Ya hemos estudiado con detenimiento esta capacidad en apartados anteriores y sabemos que su valor influye en las corrientes de fuga y depende de: la distancia entre el panel y el marco, el área, el material y las condiciones externas: principalmente la humedad. Además, su valor determina el funcionamiento común del sistema y puede depender también del tipo de conexión del generador y el inversor.
- Las capacitancias parásitas C_1 y C_2 : representan las zonas de almacenamiento de carga que se forman entre los bornes de salida del inversor y la tierra. Sus valores dependen del tipo de inversor fotovoltaico: su topología, el tipo de semiconductores que utilizan, y de los elementos encargados de disipar el calor en el dispositivo.
- Las capacitancias parásitas C_{f1} y C_{f2} : son las capacidades que existen entre el filtro y la tierra. Se modelan a la salida del mismo una en cada conductor.
- Las capacitancias parásitas C_{r1} y C_{r2} : estas son las capacitancias parásitas que se forman entre las bobinas del transformador de aislamiento galvánico. Dependen exclusivamente de las características de este componente.

El objetivo de este apartado es realizar una serie de cambios en el circuito para su simplificación. Se trata de encontrar un modelo explicativo válido, lo más sencillo posible, para el estudio del comportamiento en modo común del sistema.

División del inductor de línea

El primer paso va a ser dividir el inductor de línea en dos bobinas, la primera situada en la línea de fase y la segunda en el neutro. Para entender el motivo de este cambio hay que recordar las corrientes del circuito y los conductores por los que circula cada una de ellas.

- La corriente diferencial que circula por los conductores 1 y 2 es la misma y por eso la división de las bobinas no tiene ningún efecto diferenciador. $I_{dm} = \frac{I_1 - I_2}{2}$.
- Sin embargo la corriente en modo común del sistema se divide entre el conductor número 1 y el conductor número 2. Tendremos: $I_{cm} = I_1 + I_2$, I_{cm1} e I_{cm2} .

En este caso sí que es importante que los conductores 1 y 2 estén equilibrados para que la corriente común que circula sea igual en ambos, $I_{cm1} = I_{cm2}$. Este es el motivo por el que el inductor de línea se divide en dos bobinas iguales, L_1 y L_2 . Gracias a esta modificación, es posible estudiar tanto el modo diferencial como el modo común del sistema. En las imágenes a continuación se observa el circuito y las corrientes que circulan por él.

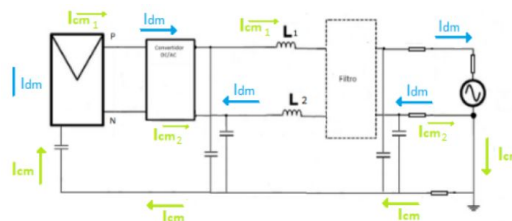


Fig. 2.13. Esquema de las corrientes común y diferencial en los conductores

El resultado es un circuito de naturaleza resonante. En él, el inversor se modela como un bloque con cuatro terminales, dos a la entrada y dos a la salida. Es una representación general de cualquier topología válida para los sistemas fotovoltaicos sin transformador.

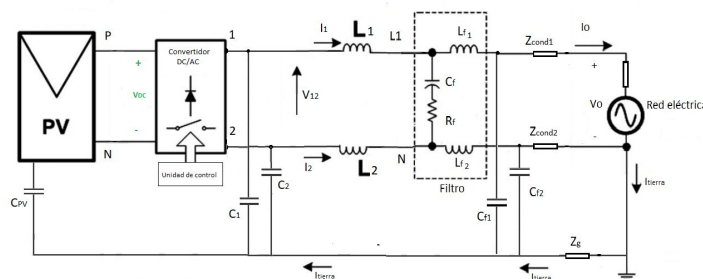


Fig. 2.14. Esquema de un sistema FV sin transformador con inductancia de línea dividida

Modelado del generador fotovoltaico con las fuentes V_{1N} y V_{2N}

El siguiente paso es sustituir el generador por elementos más intuitivos, en nuestro modelo por dos fuentes de tensión V_{1N} y V_{2N} . Estas tensiones son las que existen en los conductores a la salida respecto del polo negativo del bus de continua, N. Hemos comentado también que estas dos tensiones son consecuencia directa de los niveles de tensión que proporciona la estrategia de modulación elegida, por esta razón se dice son fuentes controladas.

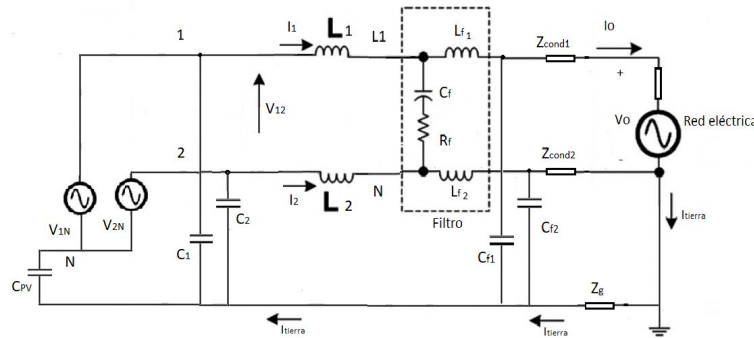


Fig. 2.15. Esquema general del sistema fotovoltaico sustituyendo el generador

De este circuito se puede concluir que el valor de la corriente de fuga I_{cm} depende de:

- Las fuentes de tensión que representan el voltaje de salida del inversor V_{1N} y V_{2N} .
- La fuente de tensión que representa la red eléctrica V_{red} .
- Los inductores de línea L_1 y L_2 .
- Las capacitancias parásitas.

Sustitución de las fuentes V_{1N} y V_{2N} por las fuentes V_{cm} y V_{dm}

Con el objetivo de hacer más intuitivo el estudio, se sustituyen las fuentes V_{1N} y V_{2N} por las fuentes controladas V_{cm} y V_{dm} . Utilizamos las ecuaciones 2.7 y 2.8. El modelo resultante sigue siendo válido para el análisis común y diferencial.

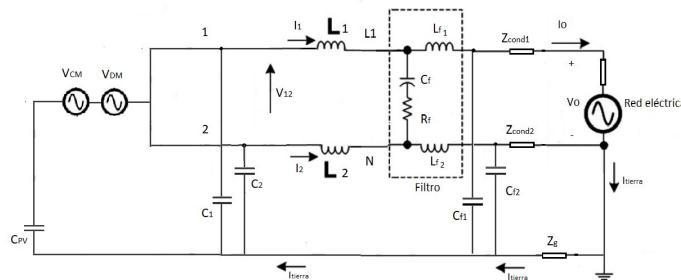


Fig. 2.16. Esquema general del sistema fotovoltaico sustituyendo las fuentes

División de la fuente de tensión diferencial

El objetivo que estamos persiguiendo es elaborar un modelo en el que resulte sencillo elegir una configuración de semiconductores y una estrategia de modulación adecuadas para que no exista una variación del VMC y como consecuencia no se produzcan corrientes de fuga. Con el circuito de la figura 2.16 todavía resulta difícil entender el comportamiento común del sistema, otro paso conveniente es dividir la fuente de tensión diferencial en dos fuentes.

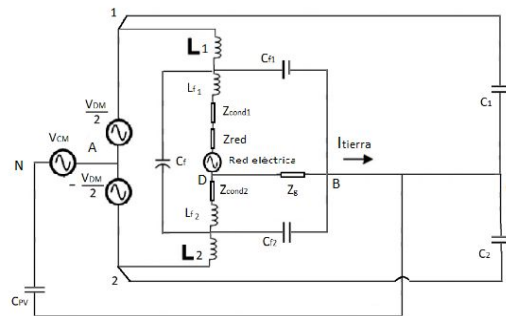


Fig. 2.17. Esquema general del sistema fotovoltaico dividiendo V_{dm}

Los valores de V_{1N} y V_{2N} dependen directamente de los niveles de salida del inversor que vienen determinados por la configuración de los semiconductores y por la estrategia de modulación elegida. Así, están sujetos a la misma dependencia los valores de V_{cm} y V_{dm} .

Circuito equivalente entre ABCD

Ahora sí, se sustituye el circuito estudiado hasta el momento por uno equivalente válido solo para el estudio del modo común. En el nuevo circuito las fuentes V_{cm} y V_{dm} se sustituyen por las fuentes en serie V_{cm}' y V_1 y, por otro lado, la tensión V_{red} se sustituye por V_2 :

- La fuente que recibe el nombre de V_{cm}' tiene el valor de la tensión en modo común:

$$V_{cm}' = V_{cm} \tag{2.15}$$

- La fuente V_1 representa la influencia de la tensión diferencial en este nuevo circuito equivalente. Si los inductores de línea están equilibrados: $L_1 = L_2 \rightarrow V_1 = 0$

$$V_1 = \frac{V_{dm}}{2} \cdot \frac{(L_2 - L_1)}{(L_1 + L_2)} \tag{2.16}$$

- Por último V_2 representa la influencia de la tensión de red en este nuevo circuito:

$$V_2 = \frac{V_{cm}}{2} \cdot \frac{(C_1 - C_2)}{(C_1 + C_2)} \tag{2.17}$$

El circuito equivalente se muestra a continuación. Es importante recordar que esta simplificación es sólo válida para el estudio del modo común del sistema.

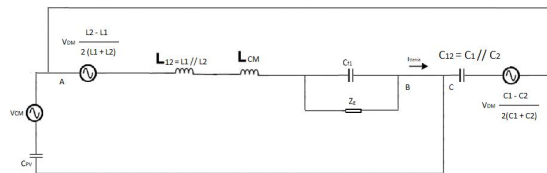


Fig. 2.18. Circuito equivalente entre ABCD

Influencia de la tensión de red en el circuito

Las fuentes V_1 y V_2 definidas en el apartado anterior toman esos valores debido a las asimetrías que existen en el circuito: el valor de Z_{red} y la diferencia entre las capacidades parásitas a la salida del inversor, C_1 y C_2 . Esta dependencia implica que aunque el inversor no entregue a la salida tensiones en modo común, debido a la impedancia de red y al hecho de que el circuito no esté equilibrado, es probable que se genere VMC suficiente para dar lugar a corrientes de fuga. Hay otros dos factores importantes a tener en cuenta:

- El primero es que en la mayor parte de los casos las capacitancias en los conductores a la salida del inversor son iguales y no influyen en los valores de V_1 y V_2
- Además, el valor de V_2 para una frecuencia de trabajo media-baja es mucho más pequeño que el valor de V_1 o V_{cm}' . Esto se debe al pequeño valor de C_1 y C_2 , entre 10^1 y 10^2 pF por kW de potencia generada por el sistema, en comparación con el valor de C_{pV} que se encuentra entre los 50 y los 150 nF por kW. La onda que circula por la red es de baja frecuencia, entre 50 y 60 Hz, y se transmite a la zona de tensión continua. Por esto, entre los bornes de C_{pV} existe una componente oscilante de la misma frecuencia. Debido a la diferencia entre estas capacidades y a que la inductancia de la red también tiene un valor muy bajo en comparación, la influencia de la fuente de tensión V_2 es prácticamente inexistente y se puede omitir. Por lo tanto, el valor de V_2 es aproximadamente cero, y el circuito resultante el siguiente:

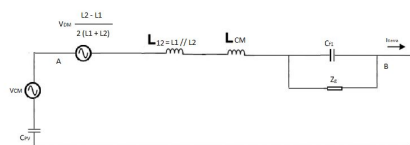


Fig. 2.19. Circuito equivalente tras simplificar V_2

Suma de las fuentes de tensión

Las fuentes de tensión V_{cm}' y V_1 están en serie por lo que podemos sumarlas:

$$V_{cmt} = V_{cm'} + \frac{V_{dm}}{2} \cdot \frac{(L2-L1)}{(L1+L2)} \quad (2.18)$$

Si existe simetría en los inductores de línea: $L_1 = L_2 \rightarrow V_{cmt} = V_{cm'} = V_{cm} = \frac{V_{1N} + V_{2N}}{2}$

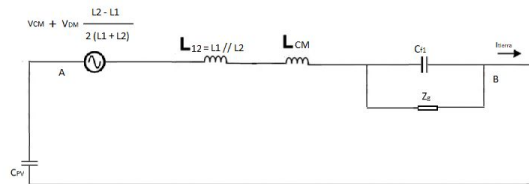


Fig. 2.20. Circuito equivalente final para el estudio del modo común del sistema

Esta es la tensión total en modo común. Si su valor no varía o la variación es insignificante, el modo común del sistema no influye en el sistema y no se generan corrientes de fuga.

3.6. Conclusiones

Ya conocemos el circuito equivalente más sencillo que nos permite el estudio del modo común del sistema. A partir de ahora nos centraremos en averiguar qué topologías y qué estrategias de modulación eliminan finalmente las variaciones de VMC. En los apartados posteriores estudiaremos cómo la estrategia de conmutación de los semiconductores puede dar lugar a tensiones variables que oscilan a alta frecuencia y que se transmiten al resto del circuito generando corrientes de fuga peligrosas. Recurriendo a este circuito equivalente buscaremos topologías y procesos de modulación válidos que garanticen VMC constantes que no afecten al sistema FV y respeten la normativa establecida al respecto.

4. FENÓMENO DE ISLANDING

4.1. Introducción al fenómeno de islanding

Otro factor importante que debe ser tenido en cuenta si se decide prescindir del transformador en nuestra instalación fotovoltaica es el islanding. De forma general el fenómeno islanding tiene lugar en fuentes de generación distribuidas, que son aquellas instalaciones que están conectadas a la red eléctrica pero que además suministran energía a aplicaciones cercanas a las zonas de generación. Este fenómeno se produce cuando, de forma intencionada o por una avería o fallo del sistema, la fuente de generación se desconecta de la red eléctrica convencional pero la carga continúa siendo alimentada por el sistema de generación. Un ejemplo común de fenómeno de islanding tiene lugar en los sistemas fotovoltaicos. El islanding o modo isla se produce cuando se desconecta el sistema fotovoltaico (que incluye los paneles, el inversor y la carga que alimenta) de la red eléctrica y, tras esa desconexión, el generador distribuido continúa alimentando toda la carga o una parte de ella. Es decir, se

produce cuando un sistema fotovoltaico deja de estar alimentado por la red eléctrica general pero esta desconexión no es detectada por el sistema de control. Si el nivel de radiación solar que le llega a la superficie de los paneles es suficiente, puede ocurrir que los paneles continúen suministrando energía a la aplicación, cuando esto sucede: los módulos, el inversor y la carga acoplada forman un circuito eléctrico aislado que recibe el nombre de isla. Cuando la isla está en funcionamiento de esta forma, la red eléctrica no puede controlar la alimentación que le llega a la carga, no puede verificar el valor de la tensión ni la frecuencia de la onda por lo que la seguridad de los equipos y de los usuarios se ve amenazada.

4.2. Causas del fenómeno de islanding

El modo isla se puede producir cuando la señal del circuito de carga aislado de la red vibra con la misma frecuencia que la red eléctrica o cuando la electricidad generada por el sistema es la misma que la que consume la aplicación. En ambos casos el inversor puede no detectar la desconexión de la red, bien porque no detecta una variación en la frecuencia o bien porque no detecta una variación en la tensión al no existir flujo de energía hacia la red. Si uno de estos fenómenos se produce, los paneles fotovoltaicos continuarán alimentando la carga de forma descontrolada lo que puede conducir a situaciones peligrosas para los usuarios, los operarios y el equipo. Las principales causas de funcionamiento en modo isla son:

- La desconexión automática del equipo generador de la red eléctrica por fallos en los componentes del sistema fotovoltaico.
- La desconexión automática por fallos descubiertos por la red pero que no son captados por los sistemas de control del inversor.
- La desconexión de los sistemas para operaciones de mantenimiento.
- Incidentes climáticos.
- Errores humanos.

Este fenómeno se puede producir también de forma intencionada en algunos sistemas en los que la red es la fuente principal de suministro y el generador fotovoltaico realiza la función de fuente de socorro o apoyo en caso de desconexión. En estos casos el sistema de control opera sincronizado con la red eléctrica pero si se produce una avería, el controlador fuerza la desconexión y puede trabajar de forma autónoma regulando los parámetros de trabajo para la alimentación de la carga. No obstante, lo normal es que este fenómeno sea indeseable por comprometer la seguridad del equipo y la fiabilidad del sistema, por este motivo los inversores en aplicaciones FV deben incluir circuitos automáticos de detección de islanding.

4.3. Descripción física del fenómeno

El esquema de un sistema FV está formado fundamentalmente por: un equipo de generación formado por la unión de módulos, un inversor, la carga, el transformador, la fuente de tensión

que representa la red convencional y un elemento de unión que permite la conexión y desconexión del sistema con la red. Este elemento de unión es un interruptor de aislamiento y recibe el nombre de punto de acoplamiento común, PCC point of common coupling, o punto de conexión de la carga acoplada y la red. El esquema se muestra en la figura:

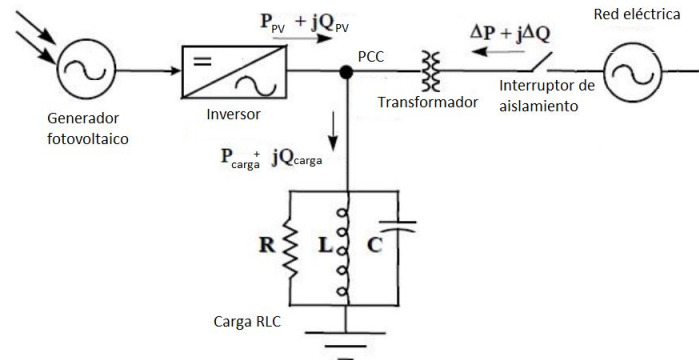


Fig. 2.21. Esquema general de un sistema fotovoltaico de conexión a red

Si el sistema se desconecta de la red, la tensión de referencia que le llega al controlador del inversor debe ser cero, un claro indicativo de la interrupción del servicio. Sin embargo, en el caso de que el valor de tensión suministrada por los paneles tenga el mismo valor que el que necesita la carga para funcionar en el instante de desconexión, la variación de tensión no es detectada por el inversor. Se conoce a esta situación como condición de equilibrio y cuando se produce, el generador y su carga asociada continuarán trabajando de forma aislada produciéndose el efecto islanding. Por lo general, incluso cuando se produce esta condición de equilibrio, la desconexión del sistema suele generar otro tipo de señales anómalas que también pueden utilizarse para detectar islas como la variación de la frecuencia. La clave está en que el método sepa analizar todos los parámetros para valorar de forma eficiente si nos encontramos ante señales en condiciones normales de operación o ante un caso de islanding. Todos los sistemas de generación fotovoltaica deben tener, al menos, métodos de control sobre-sub tensión y sobre-sub frecuencia para detectar cuando se superan en el punto de conexión los umbrales establecidos y, dado el caso, se deben desconectar los paneles de la carga. Dos características son imprescindibles para estudiar el fenómeno de islanding:

- La zona de no detección NDZ: es el rango de valores de tensión, corriente y frecuencia en los que no se puede detectar la aparición de islas. Cada método tiene un umbral diferente de valores que el sistema debe sobrepasar para que se envíe una señal de detención del suministro. Los valores antes de ese umbral son la NDZ. El objetivo es encontrar un método anti-islanding sin un gran número de falsos positivos.
- El tipo de carga se modela como un circuito RLC en paralelo porque es el caso más desfavorable y el que presenta más dificultades para la detección de las islas.

4.4. Consecuencias del funcionamiento en modo isla

Resulta muy necesario determinar, tanto en sistemas FV como en cualquier tipo de sistema de generación distribuida, cuándo se está funcionando en modo isla e interrumpir inmediatamente el suministro de energía a las cargas. Se trata de garantizar la calidad y seguridad de la energía suministrada a los usuarios. Existen muchas razones por las que los inversores fotovoltaicos deben incluir detección anti-islanding, entre ellas destacamos:

- Posibles daños a los usuarios, a los operarios que reparan la red o al personal de mantenimiento. Estos pueden no advertir que el sistema sigue generando energía, no advertir que existen zonas en tensión y sufrir un accidente.
- Generación de fallos al restablecer de forma manual o automática el funcionamiento normal del sistema. Sí tras la desconexión se produce una isla y no se toman las medidas adecuadas, el restablecimiento del servicio provocará una desconexión repentina fuera de fase del inversor que puede dar lugar a un daño de los equipos generadores y de los dispositivos electrónicos de la aplicación concreta del sistema.
- La aparición de sobrecorrientes que pueden dañar los paneles, inversores o la carga.
- Al desconectarse de la red, el sistema pierde el control de la tensión y la frecuencia de la señal. Los valores alejados de las magnitudes nominales pueden causar daños permanentes en los dispositivos electrónicos, tanto generadores como cargas.
- La compañía distribuidora y el propietario del sistema de generación son los responsables de los daños en los equipos y las personas que hemos descrito en los puntos anteriores. Otra de las razones para la instalación de sistemas de detección es evitar los gastos de reparación y las reclamaciones de los consumidores.

4.5. Métodos de detección de las islas involuntarias

4.5.1. Introducción

Los métodos de detección islanding son imprescindibles para el correcto funcionamiento de los sistemas de generación. En la última década se han desarrollado muchos algoritmos para este control, en la mayoría de los casos se trata de procesar los datos de funcionamiento y detectar situaciones anómalas que pueden tener como causa la formación de una isla. Los métodos de los que vamos a hablar en los apartados posteriores se dividen locales y remotos.

4.5.2. Métodos locales ó implementados en el inversor pasivos

Introducción

Los métodos locales son los que operan en el propio generador fotovoltaico, es el inversor el elemento que procesa la información y toma la decisión de desconectar o no el sistema

cuando detecta datos irregulares. Los métodos locales, a su vez, se subdividen en métodos activos y pasivos. Los métodos locales pasivos son los que analizan los datos de tensión, corriente y frecuencia registrados durante el funcionamiento y cuando reciben señales anómalas, señales que no se encuentran dentro de un rango de funcionamiento previamente establecido, envían la orden de detener la conversión en el inversor. El principal beneficio del uso de métodos pasivos es que la señal original no se ve afectada. Sin embargo, la zona de no detección debe ser grande para evitar muchos falsos positivos. Entre las muchas técnicas locales pasivas vamos a estudiar las más importantes a continuación.

Métodos de detección de variaciones de tensión y frecuencia

- Protección sobre-sub tensión: método anti-islanding de tipo pasivo que consiste en recoger y procesar a tiempo real los valores de tensión con los que se está funcionando. Cuando el algoritmo del método advierte que la amplitud de la señal de tensión se encuentra fuera del rango de seguridad establecido, el sistema de control envía una señal al inversor para que corte el suministro de energía a la aplicación.
- Protección sobre-sub frecuencia: este método es igual que el anterior solo que el parámetro procesado y monitorizado es la frecuencia de la señal. Es un método anti-islanding de tipo pasivo que recoge y procesa a tiempo real la frecuencia con la que está funcionando el sistema. Cuando el algoritmo del método advierte su valor se encuentra fuera del rango de seguridad, inmediatamente el sistema de control envía una señal al inversor para que corte el suministro de energía a la aplicación.

Todos los sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica de distribución deben utilizar, al menos, métodos de protección sobre-sub tensión y sobre-sub frecuencia. Estos métodos son imprescindibles para garantizar que el inversor interrumpa la conversión de la energía en el caso de que el valor o la frecuencia de la señal de tensión medidas en el punto PCC de conexión con la red no se encuentren dentro de los límites admisibles. Entre los principales beneficios de estos dos métodos se encuentran:

- El bajo precio de ambos.
- Llevan a cabo otras tareas de protección del sistema a parte de la detección de islas.
- Los métodos anti-islanding activos pueden generar perturbaciones inadmisibles en el sistema que los métodos de tensión y frecuencia deben detectar.

Entre las principales desventajas de estos dos métodos se encuentran:

- Tienen una zona de no detección extensa.
- Los tiempos de respuesta no son ni muy rápidos ni muy precisos.
- Estos métodos no detectan la presencia de islas cuando la potencia real o reactiva producida por los paneles y la consumida por la carga es la misma.

Método de detección de saltos de fase de la tensión

Se conoce con este nombre al método anti-islanding de tipo pasivo que consiste en detectar cambios de fase en la señal de voltaje en el punto de conexión con la red. Estos cambios pueden ser un claro indicativo de la formación de una isla. En la figura a continuación se muestra la gráfica de la tensión en PCC cuando se produce una isla en el sistema fotovoltaico:

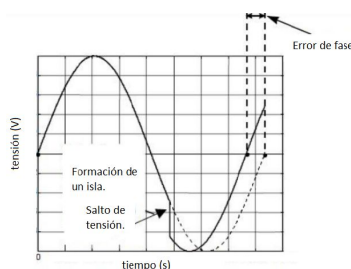


Fig. 2.22. Variación de la fase de la señal de tensión en PCC al formarse una isla

La medida de seguridad adoptada por este método se implementa mediante un lazo de control en el inversor. Este detecta el desplazamiento de la señal de tensión midiendo el factor de potencia, en condiciones nominales el inversor trabaja con factor de potencia uno pero este valor sufrirá modificaciones en caso de un salto de fase. En primer lugar el sistema tratará de regular este valor, pero si el cambio de fase es muy grande o muy brusco, se considera que es debido a la aparición de una isla tras una desconexión de la red y el sistema de control debe interrumpir la conversión de la energía en el inversor.

Método de medición de impedancia

Es un método anti-islanding de tipo pasivo que consiste en recoger y procesar los valores de la impedancia en el punto PCC. En condiciones normales de funcionamiento, el valor de la impedancia en ese punto es muy pequeño ya que corresponde al del valor de la impedancia de la red eléctrica. Sin embargo, en caso de una desconexión involuntaria, el valor de impedancia que se mide en ese punto pasa a ser el de la carga conectada y por lo tanto aumenta en gran medida. El sistema de control del inversor es el encargado de detectar la variación en este valor y elaborar la respuesta que desconecte los paneles de la carga. Este método no tiene mucho éxito porque no se puede conocer de forma concreta el valor de la impedancia de la red en un instante dado, lo que lo hace poco preciso.

Métodos de detección de armónicos de tensión y de corriente

Es un método anti-islanding de tipo pasivo que recoge y procesa a tiempo real la distorsión armónica total THD de la tensión medida en el punto de conexión PCC. La distorsión armónica total es una tasa que mide el contenido armónico de una señal. En concreto, si la señal es de tensión, la THD se mide atendiendo a la siguiente expresión:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=3,5,7,\dots} V_n^2}{V_1^2}} \quad (2.19)$$

En condiciones normales de funcionamiento la distorsión armónica en PCC tendrá valores cercanos a cero puesto que la tensión en ese punto es la misma que la que circula por la red en la que prácticamente no existe distorsión. Si el valor del THD de la onda de tensión se sale del rango establecido, el sistema de control envía una señal al inversor para que detenga el suministro de energía igual que en los métodos anteriores. Cuando el circuito funciona en condiciones normales, conectado a la red, la corriente armónica que suministra el inversor es muy pequeña igual que lo es la impedancia de la red. Como consecuencia, en condiciones normales de funcionamiento, la distorsión de la tensión medida en el punto de conexión con la red también es pequeña. Cuando la red se desconecta y se forma una isla, los armónicos de la corriente del inversor circulan por la carga que por lo general sí que presenta una impedancia grande. La pequeña distorsión armónica generada en el inversor sí que tiene un gran efecto en la carga, se generan armónicos de tensión que son detectados por el sistema de control que toma las medidas pertinentes. Las principales desventajas de este método son dos:

- En primer lugar si se producen perturbaciones ajenas a la desconexión de la red y a la formación de islas, el sistema es muy sensible y puede detectar falsos positivos.
- Es complicado establecer un rango de control adecuado de la THD ya que esta es muy variable en función del tipo de carga. Por un lado, si las cargas son resistivas no se detectan con este método los cortes en la red. Por el otro, si las cargas no son lineales la distorsión es muy grande incluso en funcionamiento normal.

4.5.3. Métodos locales o implementados en el inversor activos.

Introducción

Los métodos activos son los que generan una perturbación que introducen a la salida del inversor y recogen y procesan la forma en que esta perturbación afecta a los parámetros del sistema. La perturbación que se introduce tiene que ser lo suficientemente pequeña como para que si el sistema se encuentra conectado a la red eléctrica convencional, los valores de tensión corriente y frecuencia no se vean afectados por ella. Sin embargo, si está afecta a estos valores lo suficiente en el punto de conexión, esto es un claro indicativo de un funcionamiento en isla y el inversor tiene que desconectarse.

La principal ventaja de este tipo de métodos es que prácticamente se elimina la NDZ, son por lo tanto más fiables y eficientes. Sin embargo, su principal inconveniente es que existe el riesgo de que las perturbaciones introducidas puedan afectar a la red de distribución. Además son más caros y el tiempo de respuesta es más impredecible ya que dependen de la forma en la que la perturbación afecta al sistema. Vamos a estudiar las técnicas más importantes.

Método de medición de impedancia ENS

Es un método anti-islanding de tipo activo que consiste en modificar la amplitud de la corriente que genera el inversor. Al modificar este valor de la corriente se produce también una variación de la potencia generada por el sistema y por lo tanto de la tensión medida en el punto de conexión con la red. El sistema de control de forma general lo que mide es la relación entre la variación de la tensión y la corriente, o lo que es lo mismo, el valor de la impedancia. Si se producen cambios significativos o que se dan en un periodo de tiempo muy corto el sistema interpreta que se ha producido una isla y envía la orden de parar la generación eléctrica. Sin embargo, este método presenta unas desventajas importantes:

- Si el diseño implica la conexión de varios inversores en paralelo el rendimiento disminuye. La forma de solucionar este problema es sincronizarlos.
- Se produce un aumento considerable del ruido del sistema. Esta perturbación puede llegar a afectar incluso a la red eléctrica, se recomienda que el sistema de control introduzca la corriente armónica solo durante el tiempo estrictamente necesario.

Método de desplazamiento de frecuencia en modo deslizamiento (Slip Mode Frequency shift)

Es un método de tipo activo en el que el parámetro que se modifica es el factor de potencia. En condiciones normales de funcionamiento el factor de potencia es unitario, el sistema de control realizará pequeñas modificaciones alrededor de este valor y analizará la respuesta del sistema. El sistema FV trabaja con factores de potencia unidad, esto significa que no hay desfase entre la tensión y corriente a la salida del inversor y, por lo tanto, tampoco en el PCC donde se miden los parámetros de funcionamiento. El método introduce en el sistema una realimentación positiva del factor de potencia, modificando ligeramente su valor y por lo tanto el de la fase de la señal. El principal objetivo es recoger los datos de esa modificación pero también los de la frecuencia de la tensión en el PCC en cada instante y realizar la regulación de estos valores para las condiciones normales. De esta forma, cuando la red esté conectada, será esta la que impondrá el valor de la frecuencia de la señal y la regulación será efectiva. El factor de potencia se mantendrá en un valor más o menos estable y por lo tanto con un desfase tensión-corriente igual a cero. Por otro lado, si se produce una desconexión de la red, las variaciones inducidas en el factor de potencia provocarán que la variación de la fase aumente cada vez más haciendo crecer la perturbación. Una vez esta perturbación supere los límites establecidos por los sistemas sobre-sub frecuencia el inversor dejará de funcionar.

Este sistema tiene un inconveniente importante y es que la calidad de la potencia generada por el inversor disminuye. Sin embargo, los principales beneficios de este método activo son:

- Se trata de un método muy eficiente ya que la zona de no detección es muy pequeña.
- Su implementación en el sistema de control es muy sencilla.
- El método SMS no transmite perturbaciones al resto de elementos del sistema.

Método de desvío de frecuencia activo con realimentación positiva (Active Frequency Drift)

Es un método con realimentación positiva activo que introduce una pequeña perturbación en la corriente de salida. Es importante tener en cuenta que cuando la corriente está levemente distorsionada, se modifican los valores de la frecuencia de la señal. Sabemos que cuando el sistema se encuentra conectado, es la red la que impone el valor de la frecuencia y ninguna pequeña perturbación tiene la capacidad de modificarlo. Sin embargo, si la red se desconecta formando una isla, la señal de corriente afecta a la tensión que también se distorsiona produciendo una modificación en la frecuencia. El sistema detecta esta modificación e intenta regular su valor, pero si la desconexión de la red se ha producido, la modificación de la fase continúa. Este proceso se repite hasta que se alcanzan valores fuera del rango y se detectan con el método sobre-sub frecuencia que envía la orden de desconectar.

El principal beneficio de este método pasivo es que su implementación en el sistema de control es muy sencilla. Sin embargo, este sistema tiene dos inconvenientes importantes:

- En primer lugar, al introducir una distorsión intencionada, se modifica la potencia de la señal de salida del inversor y por lo tanto se empeora el rendimiento
- Al introducir la distorsión, aumenta el número de interferencias en las señales.

Método de desplazamiento de frecuencia de sandía (Sandia Frequency Shift)

Es un método activo que realiza una modificación de la frecuencia de la tensión en el PCC utilizando un sistema de control con realimentación positiva. El método es muy similar al de desplazamiento de frecuencia en modo deslizamiento pero actuando directamente sobre la frecuencia de la onda de tensión en lugar de sobre el factor de potencia. Este cambio resulta en un tiempo de respuesta más rápido. Del mismo modo que en el método SMS, cuando el sistema funciona en condiciones normales, la red impide la modificación de la frecuencia. Sin embargo, cuando se produce la desconexión y la formación de una isla, al introducir una perturbación en el valor de la frecuencia esta desviación aumenta con el tiempo hasta que alcanza valores inadmisibles y los sistemas pasivos de detección desconectan el inversor.

Las principales ventajas del uso de este método son:

- Rendimiento más alto que los métodos activos anteriores y la NDZ más pequeña.
- Tiene un sistema de control muy sencillo de implantar en el sistema.
- La potencia generada por el sistema no se ve afectada por la perturbación.

Por otro lado, las desventajas que presenta este método son las siguientes:

- La calidad de la señal generada por el inversor disminuye debido a la realimentación positiva del sistema que amplifica los cambios que tienen lugar en la red eléctrica.

- Este método anti-islanding se ve muy afectado por las interferencias y el ruido.
- Puede generar transitorios inadmisibles en el sistema

4.5.4. Métodos remotos de comunicación entre la red eléctrica y el generador

Introducción

Los métodos remotos son aquellos en los que las decisiones las toman controladores externos al sistema fotovoltaico y por lo tanto al inversor. En este tipo de métodos anti-islanding la red eléctrica convencional envía señales al sistema de generación de fotovoltaica sobre el estado del sistema y transmite la información cuando detecta la formación de una isla. Estos sistemas están por lo tanto basados en comunicaciones.

Entre las ventajas de este tipo de método remoto se encuentran:

- Prácticamente no tienen NDZ o esta es muy pequeña por lo que son más fiables.
- Se solucionan los problemas que nos planteaba trabajar con varios inversores.
- La potencia que genera el sistema no se ve afectada por el método anti-islanding.
- Son sistemas más robustos.

Por otro lado, los inconvenientes que presentan son:

- Los sistemas de comunicación entre la red eléctrica y el inversor fotovoltaico son complejos, desde el diseño hasta su implantación.
- Al ser métodos más complejos su precio se incrementa.
- Consecuencia de lo anterior la aplicación de estos sistemas es menos rentables.
- Requieren más sistemas de seguridad en la comunicación de información.

Comunicación por portador usando las líneas eléctricas PLC

Este método de detección de islanding está basado en comunicaciones entre la red eléctrica convencional y los sistemas fotovoltaicos. Un transmisor en una subestación de la red eléctrica envía señales a tiempo real a través de la línea eléctrica, que funciona como canal de comunicación, hacia cada uno de los sistemas fotovoltaicos que están conectados a esa subestación concreta. Cada uno de los sistemas de generación cuenta con un receptor que recibe la señal y envía de vuelta una señal indicando que ha recibido la comunicación. Cuando se produce el fenómeno de islanding, el punto de conexión con la red S se abre y se corta el canal de comunicación. En el momento en que se detecta que las señales no pueden transmitirse, el sistema está funcionando en isla y el sistema de control interrumpe el proceso de conversión de la señal en el inversor. Este método generan buenas respuestas en los diseños con varios inversores trabajando conectados. En el esquema a continuación se muestran los elementos que intervienen en este método de detección de islanding:

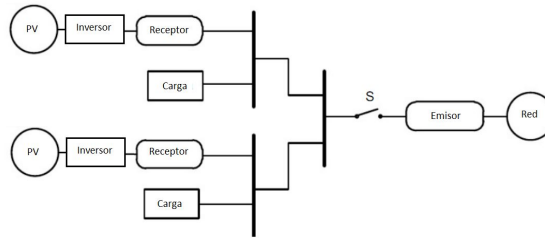


Fig. 2.23. Elementos de comunicación del sistema anti-islanding

Sistemas basados en control supervisado y adquisición de datos SCADA

Este método está basado en la recogida y monitorización a tiempo real de los datos de cada interruptor de conexión a red. El sistema SCADA controla el estado de conexión de cada uno de los sistemas de generación interconectados a la red y puede identificar cuando se produce una isla. Es decir, si se desconecta alguna de las zonas de generación, el algoritmo de control del sistema puede detectar dónde se ha producido la desconexión y qué zona concreta está en riesgo. El siguiente paso consiste en enviar la orden de detención de la conversión en los inversores concretos que están afectados por el corte. Este método de detección de islanding requiere una comunicación continua y a tiempo real de cada sistema de generación con la red y, por lo tanto, un equipamiento adecuado en cada sistema FV para recibir la señales de la red. Estos instrumentos de comunicación suponen un aumento del coste global del sistema.

El método transferencia de disparo es un método dentro de los sistemas basados en control y supervisión SCADA. Para su aplicación todos los sistemas de la microrred tienen que compartir su información con el resto de sistemas. De este modo, cuando se produce un corte de una parte del sistema, todos los componentes están comunicados y el sistema de control puede identificar las zonas afectadas e interrumpir su funcionamiento.

4.5.5. Métodos remotos a nivel de red

Introducción

Son métodos anti-islanding de tipo activo que se implementan en la red eléctrica. Deben detectar la formación de una isla y ellos mismos tomar las medidas necesarias para detener el funcionamiento en ese modo y ejecutar los sistemas de protección.

Entre las ventajas de este tipo de método remoto se encuentran:

- Prácticamente no tienen zona de no detección o esta es muy pequeña.
- La potencia que genera el sistema no se ve afectada por el método anti-islanding.
- Del mismo modo que los métodos basados en comunicaciones generan buenas respuestas en los diseños con varios inversores trabajando conectados.

Por otro lado, los inconvenientes que presentan son:

- Los sistemas que trabajan en la red eléctrica son complejos y por lo tanto más caros.
- Cuando se trabaja con sistemas de generación que funcionan conjuntamente la comunicación se complica considerablemente.

Método de inserción de carga

Es un método anti-islanding que introduce una carga adicional a la red cuando se produce una desconexión del sistema fotovoltaico. En general esta carga adicional suele ser un banco de capacitores. Al incluir esta carga, se produce una inestabilidad entre generación y carga que da como resultado un cambio brusco de los valores de tensión y frecuencia en el punto de conexión. Esto es detectado por los sistemas de seguridad del inversor que actúan en consecuencia deteniendo la generación.

4.6. Características de un buen método de detección islanding

- Un tiempo de respuesta corto: el sistema de detección debe ser lo más rápido posible y cortar el suministro en un periodo corto de tiempo.
- Alto rendimiento: durante el la detección se deben producir las menores pérdidas.
- Buenas garantías de fiabilidad: la zona de no detección debe ser lo más pequeña posible para que se garantice la detección de cualquier isla en el sistema.
- Buena relación calidad precio de los equipos de control.
- Se debe garantizar que la potencia suministrada sea de calidad. Los métodos activos pueden generar perturbaciones a la hora de detectar las posibles islas.
- Deben permitir el funcionamiento de varios inversores trabajando en paralelo.

4.7. El inversor anti-islanding normativa y standards

4.7.1. Normativa anti-islanding en cada país

Ya hemos estudiado las graves consecuencias que supone el fenómeno de islanding y hemos analizado con detenimiento un gran número de métodos para que los inversores detecten su presencia y tomen las medidas adecuadas. Debido precisamente a la gravedad del islanding la normativa es muy exigente a la hora de establecer los requerimientos anti-islanding en los sistemas de control de los inversores. En este apartado vamos a analizar las protecciones anti-islanding que reclama la normativa en los países pioneros en términos de generación.

- Dos de los países más importantes en la actualidad en términos de producción solar fotovoltaica son Estados Unidos y Japón. Estos países no tienen una única norma anti-islanding establecida para todo el país si no que esta es independiente para cada

uno de los estados que lo forman, lo mismo sucede en Australia. En estos países la norma exige que el sistema de control del inversor esté certificado al haber superado unos test estandarizados. Más concretamente el standard que siguen estos países es el UL 1741, test para inversores fotovoltaicos, que incluye los requerimientos del IEEE standard 1547 que trata el mismo tema. Los explicaremos más adelante.

- Un país importante en términos de producción fotovoltaica en Europa es Alemania. En este país y en Austria es prácticamente obligatorio incluir el método de detección activo de medición de impedancia ESN en el sistema de control del inversor, ya estudiamos con detenimiento este método un apartado anterior. Los requerimientos, valores umbrales y el tipo de test para este método se establece en el standard alemán DIN VDE 0126/1999 para la conexión de sistemas fotovoltaicos a la red eléctrica convencional. Este método no ha tenido mucho éxito en otros países.
- En otros países líderes en el sector fotovoltaico en Europa: Reino Unido y Bélgica, la normativa exige que el sistema de control de los inversores apruebe una serie de tests estandarizados de detección de islas para poder entrar al mercado.
- En Países Bajos, donde existe una gran concienciación en el uso de energías sostenibles jugando la energía solar fotovoltaica de conexión a red un papel muy importante, por el contrario no existe una normativa estricta con respecto al fenómeno islanding. Los únicos requisitos son los métodos sub-sobre tensión y sub-sobre frecuencia que incluyen todos los inversores. Eso sí, los fabricantes aconsejan conocer los standards que existen que hacen referencia a este tema.
- En el caso de nuestro país la normativa obliga a que, en el caso de que un sistema fotovoltaico que trabaja con la red eléctrica se desconecte de la misma, no exista tensión en la línea y por lo tanto los paneles no alimenten la carga RD 1699/2011. Por el contrario, no existe una normativa exigente en términos de protección anti-islanding, los sistemas no deben superar ningún test estandarizado ni están obligados a contar con métodos de detección activos. Únicamente es de obligado cumplimiento que los inversores cuenten con métodos sub-sobre tensión y sub-sobre frecuencia. Existe, por lo tanto, una gran contradicción en la normativa española.

4.7.2. Standards en materia de protección anti-islanding

Con el objetivo de evitar las graves consecuencias del fenómeno islanding, se han desarrollado todas las medidas de seguridad que hemos estudiado y se han incorporado a la normativa. Los principales standards que se han elaborado al respecto son:

- DIN VDE 0126/1999: el standard nacional alemán para la conexión a red de sistemas fotovoltaicos. Elaborado por la Federación Alemana de Industrias Electrotécnicas,

Electrónicas y de Tecnologías de la Información, establece el método ESN como el test que deben superar los inversores. Este debe hacerse para distintos valores de impedancia alrededor de 1Ω . El sistema debe desconectarse en menos de 5 segundos al detectar el islanding para superar el test. En cuanto a los sistemas trifásicos, este standard establece que únicamente son necesarios métodos de detección pasivos.

- UL 1741: es el standard de seguridad para convertidores estáticos y controladores de carga en sistemas de generación fotovoltaicos. Elaborado por Underwriters Laboratories, establece que el sistema de control del inversor debe desconectar la carga ante una situación de islanding en menos de 2 segundos. En cuanto a los sistemas trifásicos, los tests se hacen de forma individual para cada fase con respecto al neutro. Es el standard que se sigue en Estados Unidos e incluye, como ya hemos dicho, todos los requerimientos del IEEE 1547.
- IEEE 1547: es el standard para la interconexión de sistemas distribuidos con la red eléctrica y está elaborado por el Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.
- IEC 62116: procedimientos de test y medidas de protección anti-islanding en sistemas de generación distribuidos conectados. Elaborado por la Comisión Electrotécnica Internacional establece como tiempo de desconexión máximo 2 segundos.

5. NORMATIVA RESPECTO AL INVERSOR EN ESPAÑA

5.1. Introducción

Con el objetivo de analizar qué topologías de inversores y qué estrategias de modulación permiten omitir el transformador para mejorar la eficiencia del conjunto, en este apartado de la memoria vamos a analizar la normativa técnica en España para la conexión de sistemas de generación a la red eléctrica convencional. Ya mencionamos en el apartado de revisión de la normativa anti-islanding, que las leyes de conexión de sistemas de generación a la red son diferentes en cada país y deben ser estudiadas de forma independiente para cada uno de ellos. El Parlamento Europeo establece, eso sí, una serie de directivas para: el fomento de las energías renovables, el incremento de la eficiencia energética y la seguridad que los países miembros deben seguir a la hora de establecer sus propias normas.

En este apartado se trata de conocer los requerimientos legales para estudiar nuevos diseños válidos que mejoren el rendimiento del conjunto cumpliendo con las exigencias de seguridad y calidad de la señal inyectada a la red. En primer lugar, vamos a hacer una revisión general de la normativa que existe en España relacionada con el tema del que trata el trabajo: los Reales Decretos que legislan la conexión de las instalaciones generadoras y las Directivas Europeas que marcan los pasos a seguir. Analizaremos todos los campos relacionados: la

legislación de las renovables, la norma en materia de seguridad, transporte, distribución, sostenibilidad, gestión de residuos, administración, etc.

5.2. Normativa técnica relacionada en España

5.2.1. Normativa relativa a la conexión de sistemas fotovoltaicos a la red

En primer lugar vamos a recapitular las principales leyes, normas y standards que legislan la conexión de instalaciones de generación a la red de baja tensión y, más concretamente, la ley en materia de conexión fotovoltaica en España en la actualidad. Más adelante, en apartados sucesivos, analizaremos las principales características técnicas a tener en cuenta y las posibilidades que nos brinda esta normativa. Las principales leyes que rigen la conexión de instalaciones fotovoltaicas a la red son:

El Real Decreto 1699/2011, de 18 de noviembre, por el que se regula la conexión a red de instalaciones de producción de energía eléctrica de pequeña potencia. [13]

Elaborado por el Ministerio de Industria, Turismo y Comercio. El principal objetivo de este RD, según el propio documento, es establecer las condiciones administrativas y técnicas básicas de la conexión a la red de baja y alta tensión, hasta 36 kV, de las instalaciones de energías renovables y de cogeneración de pequeña potencia. Su finalidad es establecer una regulación específica que permita el desarrollo de estas actividades. Más adelante se comentarán los requisitos técnicos de obligado cumplimiento que nos interesa estudiar.

- Este real decreto desarrolla la Ley 54/1997, de 27 de noviembre, del Sector Eléctrico.
- Persigue los objetivos de la Directiva 2009/28/CE del Parlamento Europeo y del Consejo, de 23 de abril de 2009, relativa al fomento del uso de energía procedente de fuentes renovables. Modifica y deroga las Directivas 2001/77/CE y 2003/30/CE.
- Desarrolla la Directiva 2004/8/CE del Parlamento Europeo y del Consejo, de 11 de febrero de 2004, relativa al fomento de la cogeneración sobre la base de la demanda de calor útil en el mercado interior de la energía. Modifica la Directiva 92/42/CEE.
- Deroga el Real Decreto 1663/2000, de 29 de Septiembre, sobre conexión de instalaciones fotovoltaicas a la red de baja tensión.

El Real Decreto 842/2002, de 2 de agosto, por el que se aprueba el Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión, REBT. [14]

El 2 de agosto de 2002 el Ministerio de Ciencia y Tecnología aprueba el Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión REBT y sus Instrucciones Técnicas Complementarias, ITC BT01-BT51. La función de estos documentos, según especifican, es establecer las condiciones técnicas y garantías que deben reunir las instalaciones eléctricas conectadas a

una fuente de suministro en los límites de baja tensión. Según se establece en el propio REBT, la finalidad es triple: preservar la seguridad de personas y bienes, asegurar el normal funcionamiento de dichas instalaciones y prevenir las perturbaciones en otras y, por último, contribuir a la fiabilidad técnica y a la eficiencia económica.

- Deroga el Real Decreto 2413/1973, de 20 de septiembre.

El Plan de Energías Renovables (PER) 2011-2020, de 23 de abril de 2009. [10]

Plan aprobado por Acuerdo del Consejo de Ministros, su objetivo es elaborar una estrategia energética para España que plantea el aumento de la participación de las energías renovables a un 20,8% en el año 2020.

- Se establece de acuerdo a los mandatos del RD 661/2007, de 25 de mayo, por el que se regula la actividad de producción de energía eléctrica en régimen especial.
- De acuerdo también la Ley 2/2011, de 4 de marzo, de Economía Sostenible.
- Persigue los objetivos de la Directiva 2009/28/CE del Parlamento Europeo y del Consejo, de 23 de abril de 2009, fomento del uso de energía de fuentes renovables.
- Es sucesor del Plan de Energías Renovables (PER) 2005-2010.

Real Decreto 314/2006, de 17 de marzo, por el que se aprueba el Código Técnico de la Edificación. [15]

Atendiendo al objeto del propio CTE, elaborado por el Ministerio de Vivienda, este documento regula las exigencias básicas de calidad que deben cumplir los edificios, incluidas sus instalaciones, para satisfacer los requisitos básicos de seguridad y habitabilidad.

- Superación y modernización del RD 1650/1977, de 10 de junio, sobre normativa de la edificación, que estableció las Normas Básicas de la Edificación, como disposiciones de obligado cumplimiento en el proyecto y la ejecución de los edificios. Derogado.

5.2.2. Normativa de aplicación más general

Otras normativas en vigor en España que deben ser tenidas en cuenta en el estudio de: energías renovables, sistemas de generación fotovoltaica, norma en materia de seguridad, transporte, distribución, sostenibilidad, gestión de residuos o administración entre otros son:

- RD 56/2016, de 12 de febrero, por el que se transpone la Directiva 2012/27/UE del Parlamento Europeo y del Consejo, de 25 de octubre de 2012, relativa a la eficiencia energética, en lo referente a auditorías energéticas, acreditación de proveedores de servicios y auditores energéticos y promoción de la eficiencia del suministro.

- RD-Ley 1/2012, de 27 de enero, por el que se procede a la suspensión de los procedimientos de preasignación de retribución y a la supresión de los incentivos económicos para nuevas instalaciones de producción de energía eléctrica a partir de cogeneración, fuentes de energía renovables y residuos.
- RD 413/2014, de 6 de junio, por el que se regula la actividad de producción de energía eléctrica a partir de fuentes de energía renovables, cogeneración y residuos.
- RD 110/2015, de 20 de febrero, sobre residuos de aparatos eléctricos y electrónicos.
- RD 900/2015, de 9 de octubre, por el que se regulan las condiciones administrativas, técnicas y económicas de las modalidades de suministro de energía eléctrica con autoconsumo y de producción con autoconsumo.
- RD 1955/2000, de 1 de diciembre, por el que se regulan las actividades de transporte, distribución, comercialización, suministro y procedimientos de autorización de instalaciones de energía eléctrica.

Es importante consultar, cuando no existen disposiciones de obligado cumplimiento como las estudiadas hasta ahora, la norma UNE elaborada por la Asociación Española de Normalización y Certificación, AENOR. Y las normas de los organismos internacionales: la Comisión Electrotécnica Internacional CEI y el Comité Europeo de Normalización Electrotécnica CENELEC. Estos organismos disponen de instrumentos técnicos elaborados por todas las partes para facilitar la puesta en marcha y diseño de las instalaciones.

5.3. Especificaciones técnicas de las instalaciones fotovoltaicas de conexión

5.3.1. Especificaciones técnicas generales

El Real Decreto 1699/2011, de 18 de noviembre, por el que se regula la conexión a red de instalaciones de producción de energía eléctrica de pequeña potencia.

El capítulo III del Real Decreto 1699/2011 establece las condiciones técnicas de las instalaciones de generación de energía de pequeña potencia. Los puntos más importantes para nuestro trabajo se citan a continuación:

Artículo 11: en el artículo 11 encontramos las condiciones técnicas de carácter general, entre los cinco puntos que forman este artículo destaca el número dos:

“ 2. En el caso de que la línea de distribución se quede desconectada de la red, bien sea por trabajos de mantenimiento requeridos por la empresa distribuidora o por haber actuado

alguna protección de la línea, las instalaciones no deberán mantener tensión en la línea de distribución. ”

Artículo 12: del artículo 12 sobre condiciones de conexión formado por cuatro puntos son importantes para nuestro trabajo dos de ellos: el punto número 2 y el punto número 4:

“ 2. Si la potencia nominal de la instalación de generación a conectar a la red de distribución es superior a 5 kW, la conexión de la instalación a la red será trifásica con un desequilibrio entre fases inferior a 5 kW. ”

“ 4. El factor de potencia de la energía suministrada a la red de la empresa distribuidora debe ser lo más próximo posible a la unidad y, en todo caso, superior a 0,98 cuando la instalación trabaje a potencias superiores al 25 por ciento de su potencia nominal. ”

Artículo 14: otro artículo importante que debe ser incluido en la memoria es el artículo 14 sobre protecciones. Especifica todos los sistemas de protección que debe incluir la instalación, destacan dentro del apartado los puntos 1.d y 4:

“ 1. d) Protecciones de la conexión máxima y mínima frecuencia (50,5 Hz y 48 Hz con una temporización máxima de 0.5 y de 3 segundos respectivamente) y máxima y mínima tensión entre fases (1,15 Un y 0,85 Un) como se recoge en la tabla 1, donde lo propuesto para baja tensión se generaliza para todos los demás niveles [...]. ”

“ 4. En caso en el que el equipo generador o el inversor incorporen las protecciones anteriormente descritas, éstas deberán cumplir la legislación vigente, en particular, el REBT, aprobado por Real Decreto 842/2002, de 2 de agosto [...]. ”

5.3.2. Tipos de instalaciones generadoras

El Real Decreto 842/2002, de 2 de agosto, por el que se aprueba el Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión, REBT.

En primer lugar vamos a estudiar el ITC-BT-40, instalaciones generadoras de baja tensión, de las Instrucciones Técnicas Complementarias del REBT. Este documento se aplica a las instalaciones que transforman energía no eléctrica en eléctrica, entre las que se incluyen los generadores fotovoltaicos. La guía clasifica estas instalaciones de baja tensión, que son objeto de estudio del presente trabajo, en:

“

a) Instalaciones generadoras aisladas: aquellas en las que no puede existir conexión eléctrica alguna con la Red de Distribución Pública.

b) Instalaciones generadoras asistidas: Aquellas en las que existe una conexión con la Red de Distribución Pública, pero sin que los generadores puedan estar trabajando en paralelo con ella. La fuente preferente de suministro podrá ser tanto los grupos generadores como la Red de Distribución Pública, quedando la otra fuente como socorro o apoyo. Para impedir la conexión simultánea de ambas, se deben instalar los correspondientes sistemas de conmutación. Será posible no obstante, la realización de maniobras de transferencia de carga sin corte, siempre que se cumplan los requisitos técnicos descritos en el apartado 4.2.

c) Instalaciones generadoras interconectadas: Aquellas que están, normalmente, trabajando en paralelo con la Red de Distribución Pública.

c_1) Las instalaciones generadoras con punto de conexión en la red de distribución de baja tensión en la que hay otros circuitos e instalaciones de baja tensión conectados a ella, independientemente de que la finalidad de la instalación sea tanto vender energía como alimentar cargas, en paralelo con la red.

c_2) Las instalaciones generadoras con punto de conexión en la red de alta tensión mediante un transformador elevador de tensión, que no tiene otras redes de distribución de baja tensión que alimentan cargas ajenas, conectadas a él.

“

5.3.3. Especificaciones técnicas relativas al aislamiento galvánico

El Real Decreto 1699/2011, de 18 de noviembre, por el que se regula la conexión a red de instalaciones de producción de energía eléctrica de pequeña potencia.

De nuevo analizamos el capítulo III que establece las condiciones técnicas de las instalaciones de generación de energía de pequeña potencia.

Artículo 15: estudiamos el artículo 15 sobre las condiciones de puesta a tierra de la instalación. En concreto el punto 2 que habla sobre la necesidad de aislamiento galvánico:

“ 2. La instalación deberá disponer de una separación galvánica entre la red de distribución y las instalaciones generadoras, bien sea por medio de un transformador de aislamiento o cualquier otro medio que cumpla las mismas funciones de acuerdo con la reglamentación de seguridad y calidad industrial aplicable. ”

El Real Decreto 842/2002, de 2 de agosto, por el que se aprueba el Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión, REBT.

También en el ITC-BT-40 del REBT, en concreto en el apartado 8.2 de características de la puesta a tierra según el funcionamiento de la instalación generadora respecto a la Red de Distribución Pública, en él se especifica lo siguiente:

“ Donde la legislación vigente establezca que la instalación deberá disponer de una separación galvánica entre la red y las instalaciones generadoras, bien sea por medio de un transformador de aislamiento o cualquier otro medio que cumpla las mismas funciones, con base en el desarrollo tecnológico, se entenderá que las funciones que se persiguen utilizando un transformador de aislamiento de baja frecuencia son:

1. Aislar la instalación para evitar transferencia de defectos entre la red y la instalación.
2. Proporcionar seguridad personal.
3. Evitar la inyección de corriente continua en la red.

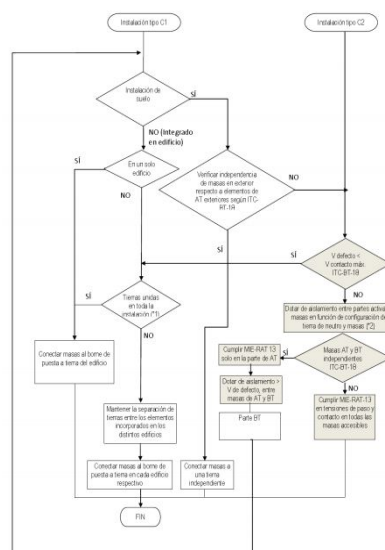
En las instalaciones generadoras en las que la transmisión de energía a la red se haga mediante convertidores electrónicos podrán utilizarse transformadores de separación, o no, siempre que se cumplan las funciones anteriores. “

Será necesario, por lo tanto, estudiar con detenimiento las tres funciones que debe cumplir una instalación para garantizar el aislamiento galvánico. Una vez claras estas funciones se podrá determinar qué configuraciones de inversores son soluciones válidas para el uso sin transformador.

5.4. Soluciones que debe proporcionar el aislamiento

Evitar la transferencia de defectos entre la red y la instalación.

“ La transferencia de defectos entre la red y la instalación generadora se considera resuelta, independientemente del convertidor utilizado, siempre que se cumpla el siguiente esquema aplicado por separado a las distintas partes de la instalación, básicamente convertidor y elementos del generador (por ejemplo, en el caso de generación fotovoltaica, inversores y cada uno de los paneles fotovoltaicos), a menos que estén juntas.



”

Proporcionar seguridad personal. [18]

“Con el fin de proporcionar seguridad personal la instalación deberá cumplir lo que establece la ITC-BT-24 del REBT.”

Evitar la inyección de corriente continua a la red.

“ Para evitar la inyección de corriente continua a la red se deberá aplicar lo que se establece en el apartado 6.”

El apartado 6 del ITC-BT-40 trata sobre la forma de la onda de tensión generada por el sistema, el punto sobre la inyección de corriente continua a la red se presenta a continuación:

“ El generador deberá garantizar que la corriente continua inyectada en la red no supere el 0,5% de la corriente nominal, de acuerdo con la ota de interpretación técnica de la equivalencia de la separación galvánica de la conexión de instalaciones generadoras en baja tensión.

Los generadores con transformador de baja frecuencia garantizan la no inyección de corriente continua a la red, por lo que no necesitan realizar ningún ensayo para demostrar que cumplen con este requerimiento.

Si el generador utilizado es con transformador de alta frecuencia o sin transformador se deberá demostrar que la corriente continua inyectada a red por el generador no supera el 0,5% de la corriente nominal. Para ello se realizará el siguiente ensayo:

1. Conectar el generador a una red cuya componente de tensión continua sea despreciable a los efectos de la medida, por ejemplo separando otras cargas de la red con un transformador separador.
2. Ajustar la potencia de salida del inversor a una potencia de salida comprendida entre el 25% y el 100% de su potencia nominal.
3. Esperar el tiempo necesario hasta que la temperatura interna del inversor alcance el régimen estacionario (variación de temperatura inferior a 2 °C en 15 minutos).
4. Medir el valor de la componente continua inyectada por el equipo a la red.

La prueba se determina como válida si la componente de continua, medida en una ventana de al menos 10 segundos, es menor al 0,5 % del valor eficaz de la corriente nominal de salida del generador. “

6. INTRODUCCIÓN A LAS CONFIGURACIONES BÁSICAS DE INVERSOR FV CON TRANSFORMADOR DE AISLAMIENTO

En el capítulo anterior estudiamos distintas clasificaciones de inversores. En los próximos apartados y en el capítulo siguiente, vamos a estudiar distintas topologías en función de la disposición de los semiconductores en el circuito electrónico. En concreto, en estos primeros apartados, analizamos las configuraciones base para el análisis del resto de topologías del mercado, la configuración en puente completo FB y la configuración en medio puente HB. El esquema de todos los inversores que existen está basado en una de estas dos configuraciones clásicas. Nuestro objetivo es comprender por qué estos tipos concretos no pueden funcionar sin transformador y por qué para que exista esa posibilidad se deben modificar algunos aspectos del circuito. Por otro lado el capítulo III, estudia las topologías que sí son válidas para uso sin transformador de aislamiento. En el análisis de cada configuración desarrollaremos: el diseño del circuito, la aplicación de las señales de control para la apertura y cierre los interruptores y el estudio del modo común.

Las configuraciones FB y HB que estudiamos ahora son las configuraciones clásicas de los inversores FV. Las dos para aplicaciones monofásicas aunque para la primera existe una versión trifásica. Analizar estas dos configuraciones resulta clave para entender el funcionamiento del resto de topologías del mercado que estudia este trabajo. En los próximos puntos del capítulo vamos a analizar: el inversor en puente completo monofásico FB con sus principales estrategias de modulación: bipolar, unipolar e híbrida y el comportamiento común del sistema. La segunda topología básica de inversor que estudiaremos será la configuración en medio puente y, del mismo modo, sus principales estrategias y el comportamiento común del sistema. En el anexo III se introduce la topología FB-3P.

7. INVERSOR EN PUENTE COMPLETO MONOFÁSICO FB

7.1. Introducción y configuración de semiconductores utilizada

El inversor en puente completo monofásico es una de las configuraciones base para el estudio de los inversores. El esquema eléctrico de esta configuración, llamada en inglés Full Bridge FB, cuenta con dos ramas formadas cada una de ellas por dos elementos semiconductores. Para el estudio del funcionamiento de esta configuración, nombraremos S1 y S2 a los interruptores que constituyen la primera rama y S3 y S4 a los de la segunda.

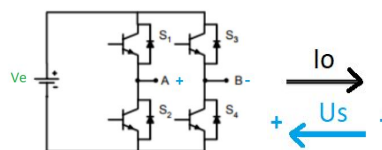


Fig. 2.24. Esquema del inversor monofásico FB con criterio de signos adoptado

Sabemos que el principio de funcionamiento del inversor es el de alternar el estado de conducción de los semiconductores para modificar la señal que le llega a la entrada. Dado que en este tipo de configuración el número de interruptores es cuatro, la salida será distinta en función de las posibles combinaciones del estado de estos semiconductores. Eso sí, eliminando como posibles combinaciones aquellas que desconectan la carga o las que generan cortocircuitos, esto es importante al diseñar la estrategia de control. En concreto para esta configuración, el número combinaciones posibles es cuatro y el número de niveles de tensión de salida es tres. En el siguiente apartado estudiaremos con detenimiento estas combinaciones, los niveles de tensión a la salida y las posibles estrategias de control.

7.2. Estados de funcionamiento de la configuración FB

En este apartado vamos a estudiar con detenimiento las posibles combinaciones de los estados de los cuatro interruptores y los resultados a la salida de cada combinación. Existen cuatro interruptores con dos modos de funcionamiento cada uno, ON y OFF, en la configuración de inversor FB. Con estas variables, el número de combinaciones posibles sería de dieciséis. Sin embargo, hay combinaciones de estado que no son posibles y que no deben ser tenidas en cuenta a la hora de desarrollar la estrategia de control.

- Si los interruptores de una misma rama se encuentran en estado ON simultáneamente, se produce en el puente un corto. El cortocircuito, en función del valor de la tensión en la fuente, puede hacer que se llegue a intensidades muy elevadas y peligrosas. Esta situación se debe evitar por lo que las combinaciones estados se reducen. En la tabla de posibles estados, figura 2.25, desaparecen los estados en rojo.
- Tampoco serán posibles los estados en los que la carga queda desconectada de la fuente de generación. Desaparecen los estados en verde de la tabla a continuación.

S1	S2	S3	S4	S1	S2	S3	S4
0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	0	1	1	0	0	1
0	0	1	0	1	0	1	0
0	0	1	1	1	0	1	1
0	1	0	0	1	1	0	0
0	1	0	1	1	1	0	1
0	1	1	0	1	1	1	0
0	1	1	1	1	1	1	1

Fig. 2.25. Tabla de posibles estados de los semiconductores en un inversor FB

El número total de estados posibles es cuatro y para cada uno el nivel de tensión a la salida será diferente. En FB existirá un total de tres niveles diferentes a la salida: $+V_e$, $-V_e$ y 0. Estas posibilidades son mayores que en otras configuraciones, lo estudiaremos más adelante. A continuación vemos el esquema y la tabla de los posibles estados:

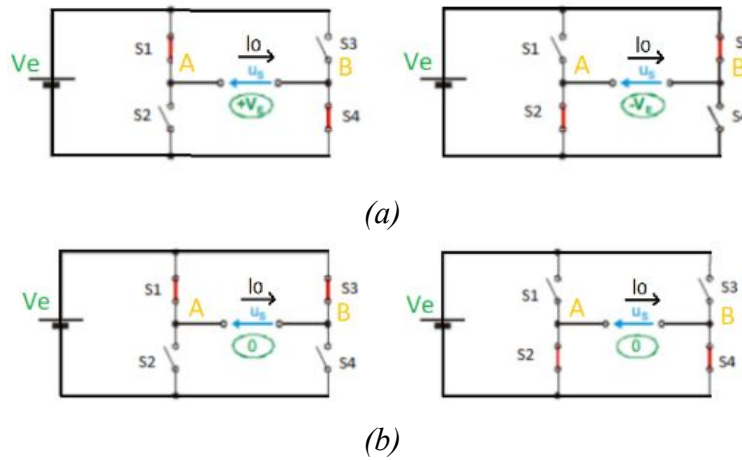


Fig. 2.26. Combinaciones de estados posible (a) estado E1 y E3 (b) estado E2 y E4

Estado						Va	Vb	Us	
E1	S1	S4	ON	S2	S3	OFF	Ve	0	Ve
E2	S1	S3		S1	S4		Ve	Ve	0
E3	S2	S3		S2	S4		0	Ve	-Ve
E4	S2	S4		S1	S3		0	0	0

Fig. 2.27. Tabla de posibles estados y tensiones a la salida

Otros puntos importantes del funcionamiento del FB son la necesidad de diodos antiparalelos y los modos de operación en los cuatro cuadrantes. Para aplicaciones con carga inductiva o capacitiva la forma de la onda de corriente no será estrictamente sinusoidal y existirá un desfase entre tensión e intensidad, es decir, existirán momentos en los que sus signos no coincidan. Para que el inversor pueda trabajar en los cuatro cuadrantes es necesario que los interruptores sean bidireccionales. Con este objetivo se incluyen los diodos antiparalelos.

7.3. Diferentes estrategias de modulación

Sabemos que la estrategia de modulación de un inversor es la secuencia de combinaciones de estado elegida y el diseño de los tiempos en que se producen las modificaciones de estado en esa secuencia. Para todas las configuraciones de inversores existen distintas estrategias. En el apartado anterior estudiamos que para la topología FB existen cuatro estados posibles de conducción que dan lugar a tres niveles diferentes a la salida: +Ve, -Ve y 0. La forma en que se combinan estos estados da lugar a diferentes señales de salida, por lo que existe un gran número de métodos. De los distintos métodos de modulación que existen, los más utilizados para la topología FB son los siguientes: desplazamiento de fase, espacios vectoriales y control por ancho de pulso PWM [20]. En concreto, la estrategia más aceptada en el mercado es la PWM senoidal, esta técnica se estudia con detenimiento más adelante. Además, en los próximos apartados del capítulo estudiaremos sus tres variantes más importantes: PWM

bipolar, PWM unipolar y PWM híbrida. El objetivo es entender, para cada una de ellas, por qué no es posible el funcionamiento del conjunto sin transformador.

7.4. Características, ventajas e inconvenientes de la configuración FB

Las principales características que diferencian esta topología son las siguientes:

- Es la configuración en que se basa la mayoría de inversores del mercado. Esto se debe a que es sencilla y tiene buenas características y funcionamiento.
- La alimentación se puede realizar directamente desde el sistema de generación fotovoltaico ya que funciona con una única fuente continua de alimentación.
- Como hemos visto, la tensión a la salida del circuito toma tres valores diferentes. El valor de la tensión de entrada en positivo, en negativo y cero. Esto hace que existan más posibilidades de modulación que en los inversores con solo dos niveles.
- Tras el filtrado de la onda, la corriente a la salida del dispositivo es alterna sinusoidal.
- El valor de pico de la tensión alterna a la salida del inversor es el siguiente:

$$U_{Sp} = \pm V_e \quad (2.20)$$

- El valor de pico de la intensidad que circula por el colector y que deben ser capaces de resistir los semiconductores es la relación entre la tensión continua a la entrada y la impedancia de la carga. Su valor responde, por lo tanto, a la siguiente expresión:

$$I_{cp} = \frac{V_{DC}}{|Z_{carga}|} \quad (2.21)$$

- En cuanto a la diferencia de potencial que existe entre el colector y el emisor, su valor también es el de la tensión continua de entrada. Por lo tanto el valor máximo que deben ser capaces de resistir los conmutadores es igual al valor de la tensión continua de entrada más las posibles sobretensiones que puedan aparecer en el circuito.

$$V_{CE} = V_e \quad (2.22)$$

- Gracias a la existencia en la señal de salida de un tercer nivel en cero la salida que debe atravesar el filtro es unipolar y de valor absoluto V_e . Se consiguen formas de onda más sinusoidales con el mismo filtro, se elimina mayor contenido armónico.
- Se puede diseñar el valor de la tensión a la salida del dispositivo. Esto se realiza mediante el parámetro conocido como índice de modulación de la amplitud m_a .
- Es un circuito con dos ramas con dos semiconductores cada una. Un total de cuatro IGBTs cuyo control es más difícil que en configuraciones con un número menor.
- Para iguales potencias corrientes más bajas que en la configuración medio puente.
- Esta configuración resulta óptima para cargas que requieren potencias altas.

Entre las ventajas de este tipo de configuración por lo tanto se encuentran:

- La tensión máxima entregada a la carga es la tensión a la entrada del circuito, por lo que la optimización de la potencia generada por los paneles es máxima.
- Como consecuencia, esta configuración puede manejar potencias más elevadas.
- Permite a la salida tres niveles de voltaje: $+V_e$, $-V_e$ y 0, lo que reduce la distorsión.
- El voltaje máximo que deben resistir los semiconductores del puente es V_e .
- Otra ventaja importante es que la fuente necesaria a la entrada es única. No se necesitan dos condensadores a la entrada del circuito para dividir la entrada, si se añaden su función es servir de referencia para la señal de disparo de los interruptores.

Por otro lado, los inconvenientes que se presentan son los siguientes:

- Esta configuración, formada por cuatro semiconductores, tiene un sistema de control de disparo más complejo que los sistemas con menos interruptores.
- La estrategia de modulación también es más compleja por el mismo motivo.
- Además, el tamaño de la configuración es más grande y por lo tanto más caro.
- Dos de estos interruptores, concretamente S1 y S3, no están referidos a masa. Este factor dificulta el control del disparo, ya que debe hacerse mediante señal flotante.
- Los semiconductores de una rama no deben conducir a la vez.

8. ESTRATEGIAS DE MODULACIÓN PWM DEL INVERSOR FB

8.1. Modulación PWM bipolar del inversor FB

8.1.1. Introducción a la modulación PWM bipolar

Como hemos dicho, en estos próximos apartados de la memoria vamos a estudiar los tipos de modulación senoidal más importantes que existen en función de las combinaciones de las ondas auxiliares que se comparan para generar las señales de disparo de los semiconductores, estas son: PWM senoidal bipolar, unipolar e híbrida. En este primer apartado describiremos la estrategia de modulación bipolar aplicada a la configuración de inversor en puente completo, FB. Analizaremos los distintos estados de los semiconductores para esta modulación, las condiciones para la generación de las señales de salida, el circuito electrónico de disparo, el contenido armónico generado y el comportamiento del modo común de la estrategia. La principal característica que diferencia la modulación unipolar de la bipolar es que en esta última, sólo una señal domina el funcionamiento de los cuatro semiconductores, es decir, existe una única señal moduladora. El mecanismo de generación de la condición que cambia el modo de operación de los semiconductores es el que hemos explicado. La señal moduladora se compara con la señal portadora y en función del valor de cada una de ellas en cada momento, conducirán unos semiconductores u otros. Observamos ambas señales:



Fig. 2.28. Señales auxiliares en PWM senoidal bipolar

8.1.2. Principio de funcionamiento

Tabla de estados de los semiconductores y condición de cambio de estado

En la modulación PWM bipolar del inversor FB, el voltaje de salida puede tomar dos valores: +Ve y -Ve. Esto es posible sólo si los semiconductores trabajan en parejas. En concreto, tomando los nombres de la imagen 2.24: S1 y S4 trabajarán con el mismo modo de operación igual que S2 y S3 que también trabajarán con el mismo modo de operación pero siempre opuesto al de la pareja anterior. De este modo, la transición de estado es simultánea y sujeta a la misma condición. La tabla muestra los estados:

ESTADO							Va	Vb	Us
E1	S1	S4	ON	S2	S3	OFF	Ve	0	Ve
E2	S2	S3	ON	S1	S4	OFF	0	Ve	-Ve

Fig. 2.29. Estados de conducción en PWM senoidal bipolar

Por otro lado, la condición que establece qué pareja de semiconductores está en ON y qué pareja en OFF es la que se obtiene de comparar la señal moduladora con la señal portadora. En cada instante de tiempo, si la señal moduladora es mayor que la portadora, conducirán S1 y S4 y si la señal moduladora es menor, conducirán S2 y S3. De este modo los niveles de salida del inversor, que dependen del estado de conducción, son los siguientes.

- $V_{moduladora} > V_{portadora} \rightarrow S1 \text{ y } S4 \text{ ON} \rightarrow V_{out} = +V_e$
- $V_{moduladora} < V_{portadora} \rightarrow S2 \text{ y } S3 \text{ ON} \rightarrow V_{out} = -V_e$

En la imagen se muestra el sistema de control de los semiconductores en PWM bipolar.

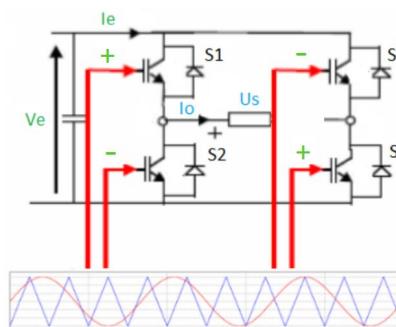


Fig. 2.30. Esquema del sistema de control de los semiconductores en PWM bipolar.

Secuencia de estados y señal de salida

El resultado de esta comparación de las señales es una secuencia de estados de los semiconductores determinada que se repite en el tiempo. Este tipo de modulación es tan sencillo que solo existe una secuencia posible, la alternancia de E1 y E2 en el tiempo:

- Semiciclo positivo de la señal de red: la salida será +Ve y se alcanza mediante E1.
- Semiciclo negativo de la señal de red: la salida será -Ve y se alcanza mediante E2.

E1 → E2 → E1 → E2 ...

En los gráficos mostramos: las señales moduladora y portadora, los pulsos de cada pareja de semiconductores y la tensión de salida. Cuando la señal moduladora es mayor que la portadora conducen S1 y S4 y la salida es $+V_e$, si la señal moduladora es menor, conducen S2 y S3 y la salida es $-V_e$. En PWM bipolar existen dos niveles de voltaje a la salida.

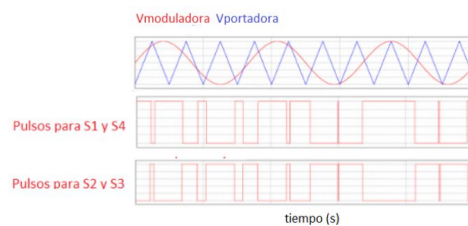


Fig. 2.31. Comparación de las señales y pulsos enviados a los semiconductores



Fig. 2.32. Resultado de la modulación bipolar, dos niveles a la salida

Generación de las señales de disparo en la modulación PWM bipolar

Vamos a estudiar la generación de las señales de control en PWM bipolar. Hasta ahora hemos visto el funcionamiento y las condiciones de disparo de los interruptores, ahora es el momento de ver cómo se implementan estas señales. Uno de los mecanismos para generar las señales de conducción o bloqueo es un comparador digital. Su funcionamiento es el de la imagen: la señal portadora se envía a la patilla negativa y se compara con la señal senoidal de referencia de la patilla positiva. La señal de salida es la señal de disparo de la pareja de interruptores a la que corresponde el estado ON según la comparación. Además, la salida negada se envía a la otra pareja de semiconductores para que permanezcan apagados.

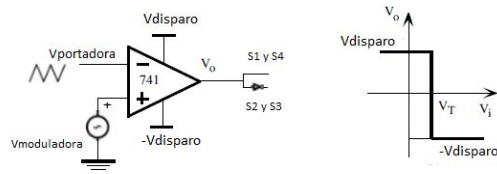


Fig. 2.33. Circuito de generación de las señales de disparo con un comparador digital

8.1.3. Contenido armónico generado en la modulación PWM bipolar

En este apartado vamos a estudiar el tipo y el valor de los armónicos que se producen en la modulación PWM bipolar. En este tipo de modulación, son importantes: el armónico con frecuencia igual al de la señal portadora y sus múltiplos pares e impares. En el caso de la imagen, por ejemplo, la señal portadora tiene una frecuencia de 1000 Hz y los armónicos importantes que se producen son: los de valores similares a esta frecuencia y sus múltiplos.

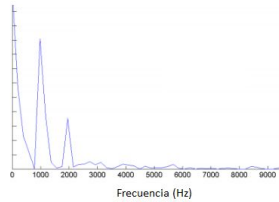


Fig. 2.34. Ejemplo de contenido armónico en un circuito FB con PWM bipolar

Uno de los factores determinantes para elegir el tipo de modulación que utilizar en cada aplicación, es el contenido armónico que se genera en el proceso. Cuando estudiemos el fundamento teórico de la técnica unipolar a continuación, podremos comprobar que el principal inconveniente de la PWM bipolar son estos armónicos múltiplos de la frecuencia de la señal triangular que aparecen a la salida. La modulación unipolar es más eficiente en este sentido debido a que se producen menos armónicos y esto es un beneficio a la hora de elegir la estrategia en un FB. Sin embargo el espectro de la señal no será el único elemento a ser tenido en cuenta, en el apartado a continuación analizaremos el comportamiento común del sistema que será también clave para la elección del tipo de modulación.

8.1.4. Estudio del modo común del inversor FB con modulación PWM bipolar

Introducción

Una vez conocida la secuencia de conducción de los interruptores y el contenido armónico, será necesario determinar si el comportamiento común del sistema permite el uso del FB con PWM bipolar en aplicaciones sin aislamiento. En el apartado 3 del capítulo desarrollamos un circuito equivalente para el análisis común del sistema, figura 2.20. Junto con el esquema obtuvimos la expresión fundamental del VMC del circuito que repetimos a continuación:

$$V_{cmt} = V_{cm'} + \frac{V_{dm}}{2} \cdot \frac{(L2-L1)}{(L1+L2)}$$

Sabemos, además, que V_{dm} y $V_{cm'}$ dependen de los valores en los conductores 1 y 2 del convertidor y, por lo tanto, del circuito de conmutación y de su estrategia de modulación.

- $V_{dm} = V_{1n} - V_{2n}$
- $V_{cm'} = V_{cm} = \frac{(V_{1n} + V_{2n})}{2}$

El estudio del VMC del sistema tiene el objetivo comparar las distintas configuraciones con las distintas estrategias de modulación. El parámetro importante que establece qué diseños son válidos para el uso sin transformador es el valor de tensión total en modo común. Si este parámetro se mantiene constante durante el proceso de modulación de la señal se elimina el problema de las corrientes de fuga a través de las capacitancias parásitas.

Estudio del modo común para las distintas combinaciones de estado

→ Expresiones del voltaje común en los estados de la topología FB con modulación bipolar

Conocidas las expresiones de V_{cmt} , V_{dm} y $V_{cm'}$ podemos calcular su valor para cada uno de los estados posibles de los semiconductores. Los mostramos en la tabla a continuación:

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	$\frac{V_s}{2} + \frac{V_s}{2} \cdot \frac{(L2-L1)}{(L1+L2)}$
E2	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2	$\frac{V_s}{2} - \frac{V_s}{2} \cdot \frac{(L2-L1)}{(L1+L2)}$

Fig. 2.35. Expresiones de V_{cmt} de los estados de la topología FB con modulación bipolar

Para E1 y E2 el VMC del sistema depende en todo momento del valor de L_1 y L_2 . Existen combinaciones infinitas de valores de L_1 y L_2 . El análisis del modo común tiene un objetivo claro: estudiar para qué configuraciones y estrategias se consigue que el VMC sea constante de forma que se pueda plantear prescindir del transformador. Los casos en los que los valores de L_1 y L_2 acercan más el V_{cmt} a este objetivo son los dos que estudiamos a continuación.

→ Un único inductor de línea en el conductor 1 o conductor de fase

La opción en la que el inductor de línea es único y se sitúa en el conductor de fase a la salida del inversor es la opción más sencilla y la que se estudiaba cuando desarrollamos el primer esquema general de sistema FV. Aunque para el desarrollo del circuito equivalente común era necesario dividir la inductancia en dos partes iguales, en la realidad es muy común en los inversores FB conectados a la red que esta división no se lleve a cabo. Para este primer caso que vamos a analizar: la inductancia de línea en la fase recibe el nombre de L_1 y tendrá un

valor $L_1 = L$ mientras que el valor de la inductancia en el neutro recibe el nombre de L_2 y su valor será $L_2 = 0$. En la práctica la inductancia en el neutro nunca será nula, debido a las inductancias parásitas del cable conductor. En la tabla se desarrollan los valores de V_{cmt} para los dos estados posibles de la PWM bipolar y para los valores de inductancia de este caso:

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	L1	L2	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	L	0	0
E2	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2			Ve

Fig. 2.36. VMC en la topología FB con modulación bipolar para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

VMC para este caso varía en el paso del estado E1 al estado E2 de 0 a Ve. Esta variación es inaceptable en sistemas sin transformador por las corrientes de fuga que se generan.

→ Inductor de línea dividido en dos partes iguales, en el conductor de fase y en el neutro

Otra opción que resulta sencilla, muy común y que da lugar a un comportamiento en modo común interesante es la configuración en la que el inductor de línea se divide en partes iguales. Para este segundo caso que vamos a analizar: la inductancia de línea en la fase recibe el nombre de L_1 y tendrá un valor $L_1 = \frac{L}{2}$ mientras que el valor de la inductancia de línea en el neutro recibe el nombre de L_2 y su valor será igual $L_2 = \frac{L}{2}$. En la tabla a continuación se desarrollan los valores de V_{cmt} para los dos estados posibles de la modulación PWM bipolar y para los valores de inductancia de este segundo caso:

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	L1	L2	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	L/2	L/2	Ve/2
E2	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2			Ve/2

Fig. 2.37. VMC en la topología FB con modulación bipolar para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$

La tensión en modo común para este segundo caso no varía en el paso del estado E1 al estado E2. El VMC se mantiene constante, una buena característica para su uso en aplicaciones sin transformador de aislamiento.

Variación del VMC para la estrategia de modulación bipolar

En este apartado vamos a analizar las gráficas de: tensión en los conductores, tensión diferencial de salida y tensión en modo común para los distintos valores de inductancias estudiados. Estas dos figuras muestran las gráficas para las secuencias de conmutación de la PWM bipolar: la primera representa el caso en el que la inductancia de línea está repartida entre fase y neutro y la segunda el caso en el que solo existe inductancia en la fase.

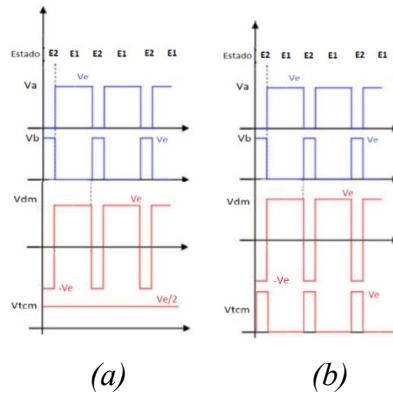


Fig. 2.38. Tensiones V_a , V_b , V_{dm} y V_{cm} en la configuración FB con modulación bipolar
 (a) para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$ (b) para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

Si solo existe inductor en el conductor de fase el número de saltos que se produce en cada secuencia de estados es de dos y su valor de tensión es de V_e . Sin embargo, en el caso de inductancia simétricamente dividida, no se producen saltos de voltaje en modo común. Esto resulta muy interesante para las aplicaciones de inversores sin transformador de aislamiento. La estrategia de modulación PWM bipolar tiene un comportamiento del modo común muy interesante y por eso es un procedimiento muy utilizado en inversores comercializados en la actualidad. A pesar de que, como estudiamos en los apartados anteriores, la calidad de la señal proporcionada a la salida no es tan buena como la que se logra con otras estrategias su VMC le proporciona unas características reseñables en este otro aspecto.

8.1.5. Principales características, ventajas y desventajas de la PWM bipolar

Del estudio detallado de la modulación PWM bipolar y del estudio del VMC para esta estrategia concluimos con una serie de características que la diferencian del resto de formas de modulación y resaltamos las ventajas y desventajas resultantes del uso de esta técnica. Una estrategia adecuada deberá tener un buen equilibrio entre: un buen comportamiento del modo común del sistema, y una eficiencia y calidad elevadas de la señal de salida V_{dm} .

- La característica más importante de la modulación PWM bipolar es que todos los interruptores del puente conmutan a la frecuencia de la señal de salida del inversor, es decir, a la frecuencia de la red eléctrica (50-60 Hz).

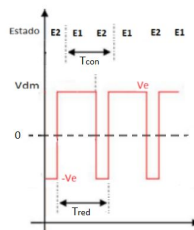


Fig. 2.39. Periodo de conmutación de los interruptores y de la señal de red

- En esta estrategia las dos patillas del puente, la primera que domina el disparo de S1 y S2 y la segunda de S3 S4, se modulan con la misma señal sinusoidal de referencia.
- Los interruptores en las diagonales del puente conmutan de forma síncrona, esto es, S1 y S4 tendrán el mismo estado de conducción de la misma forma que S2 y S3.
- Otra de las características más importantes de la PWM bipolar es que en este tipo de modulación no existe ningún estado que proporcione nivel 0 a la salida del inversor.
- De este modo, consecuencia directa de la característica anterior, la variación de tensión diferencial que existe de un estado al otro de funcionamiento tiene un valor absoluto de $2V_e$. La variación de la tensión a la salida que debe atravesar el filtro es bipolar lo que da lugar a altas pérdidas en el núcleo de la bobina del filtro.
- El rizado de la corriente que va a ser inyectada a la red tiene frecuencia igual a la de la conmutación de los interruptores (la frecuencia de la red). Este rizado es grande en comparación con el de la modulación unipolar y requiere un filtrado complejo.
- Otro factor son las pérdidas por conducción de los interruptores. En PWM bipolar la corriente fluye, en cada estado, a través de: dos IGBTs, dos diodos ó a través de un diodo y un IGBT. Las pérdidas por conducción se deben al funcionamiento de dos semiconductores a la frecuencia de conmutación de la red. Esta frecuencia, veremos en el apartado siguiente, que es el doble que en PWM unipolar. Por lo que las pérdidas de conducción son el doble que usando la estrategia unipolar.
- El comportamiento en modo común resulta clave para esta estrategia de modulación. Como hemos estudiado, si el inductor de línea está simétricamente repartido entre la fase y el neutro, el voltaje en modo común se mantiene constante. Como resultado no existen corrientes de fuga que circulen por las capacitancias parásitas de los módulos.
- A pesar del adecuado comportamiento común, en la realidad es imposible eliminar del todo las variaciones de VMC. Entre otras existen las siguientes causas:
 - Aunque las capacidades parásitas asociadas a los conductores son prácticamente iguales, siempre existen diferencias mínimas que desequilibran el sistema.
 - Los inductores de la fase y el neutro nunca serán exactamente iguales. Además, es importante tener en cuenta en los cálculos la impedancia de la red que tendrá valores diferentes a lo largo del tiempo y también generará desequilibrios.
 - Otros factores son: los retrasos en la conmutación de los semiconductores ó la falta de sincronismo. Ambos producen grandes interferencias electromagnéticas.

Por estos tres motivos, a pesar de que el comportamiento común es adecuado, siempre existen corrientes de fuga que deben ser filtradas por lo que siempre será necesario incluir un filtro de interferencias. El filtro será más sencillo y de menor tamaño que en otras estrategias de modulación debido a este buen comportamiento.

- Las pequeñas tensiones que se transmiten a las capacitancias parásitas con esta estrategia tienen un componente de frecuencia igual al de la señal de red. Esto, junto con el buen comportamiento común hace que las corrientes de fuga que generan, también sean pequeñas y por lo tanto que los requerimientos del filtro sean pocos.

- La eficiencia de esta configuración con PWM bipolar es bastante baja. Incluso a veces por debajo del 96,5 % debido: al intercambio de potencia reactiva entre los elementos parásitos, a las pérdidas en el núcleo del filtro y a que el número de interruptores conduciendo por estado es dos y con frecuencia mayor que en otros casos.

A pesar del buen comportamiento en modo común, la conclusión del estudio de esta estrategia es que este tipo de modulación para aplicaciones sin transformador conectadas a la red no es adecuada. Esto se debe a que la eficiencia global del sistema es pequeña y que la calidad de la señal inyectada a la red es peor que en otro tipo de configuraciones y técnicas.

8.2. Modulación PWM unipolar del inversor FB

8.2.1. Introducción a la modulación PWM unipolar

Ya hemos dicho que la principal característica que diferencia la modulación unipolar de la bipolar es el número de señales moduladoras que existen. En el caso de la modulación unipolar, el número de señales de control que cambia el modo de operación de los semiconductores es dos. Estas dos señales moduladoras son señales senoidales opuestas, es decir, con un desfase entre ellas de 180° . La señal portadora es única, lo vemos en la figura:



Fig. 2.40. Señales auxiliares en PWM senoidal unipolar

De esta manera, si en la PWM bipolar una sola señal moduladora controlaba los cuatro semiconductores, en la PWM unipolar una de las señales moduladoras cambiará el estado de conducción de dos de los semiconductores y la otra señal la de los otros dos.

8.2.2. Principio de funcionamiento

Tabla de estados de los semiconductores y condición de cambio de estado

En este apartado describiremos el funcionamiento de la PWM unipolar para la configuración en puente completo. Al estar los semiconductores dominados por dos señales diferentes, en la PWM unipolar el valor del voltaje de salida del circuito puede tomar tres valores: el de la tensión de entrada en positivo $+V_e$, su valor en negativo $-V_e$ y cero 0. Esto es posible sólo si los semiconductores trabajan en parejas, controlando cada pareja una señal moduladora diferente. En concreto, tomando los nombres de la imagen 2.24, los interruptores S1 y S3 trabajarán con la señal moduladora 1 y los interruptores S2 y S4 con la señal moduladora 2.

ESTADO							V _a	V _b	U _s
E1	S1	S4	ON	S2	S3	OFF	V _e	0	V _e
E2	S1	S3		S2	S4		V _e	V _e	0
E3	S2	S3		S1	S4		0	V _e	-V _e
E4	S2	S4		S1	S3		0	0	0

Fig. 2.41. Estados de conducción en PWM senoidal unipolar

La condición para el cambio de estado es la misma que en la PWM bipolar, se comparan la tensión de la señal portadora y la señal de control. Existen dos señales moduladoras cada una de las cuales domina uno de los ramales del inversor en puente. En la imagen se muestra el sistema de control de los semiconductores en PWM unipolar.

Señal moduladora 1:

- $V_{moduladora\ 1} > V_{portadora} \rightarrow S1\ ON$
- $V_{moduladora\ 1} < V_{portadora} \rightarrow S2\ ON$

Señal moduladora 2:

- $V_{moduladora\ 2} > V_{portadora} \rightarrow S4\ ON$
- $V_{moduladora\ 2} < V_{portadora} \rightarrow S3\ ON$

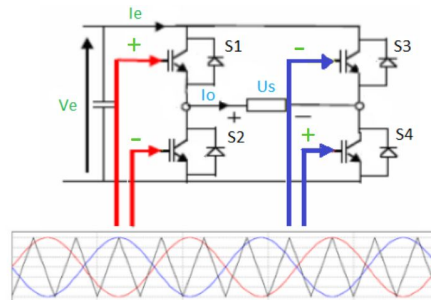
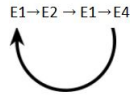


Fig. 2.42. Esquema del sistema de control de los semiconductores en PWM unipolar.

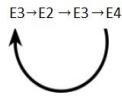
Secuencia de estados y señal de salida

El resultado de la comparación de las señales es una secuencia de estados de los semiconductores determinada que se repite en el tiempo y que da lugar al tren de pulsos de salida del inversor. La principal característica de la secuencia en la modulación PWM unipolar es que la señal alcanza el nivel cero alternativamente con los estados E2 y E4.

- Semiciclo positivo de la señal de red: la salida del inversor oscila entre $+V_e$ y 0. El nivel $+V_e$ se alcanza mediante E1 y el nivel cero alternativamente mediante E2 y E4. La secuencia de conmutación es la siguiente:



- Semiciclo negativo de la señal de red: la señal de salida oscila entre $-V_e$ y 0. El nivel $-V_e$ se alcanza mediante E3 y el nivel cero, igual que en el semiciclo anterior, alternativamente mediante E2 y E4. La secuencia de conmutación es la siguiente:



Por lo tanto, con PWM unipolar el voltaje de salida del circuito tomará tres valores, estos serán: el valor de la tensión de entrada en positivo, en negativo y cero. En los gráficos a continuación se muestran de nuevo las señales moduladoras y la señal portadora pero además: los pulsos de cada pareja de semiconductores y la tensión de salida final del circuito.

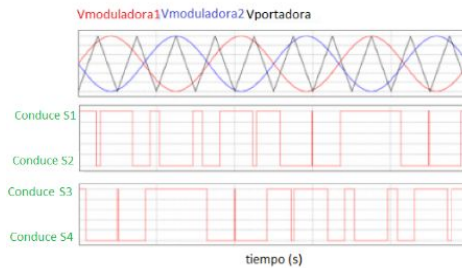


Fig. 2.43. Comparación de las señales y pulsos enviados a los semiconductores



Fig. 2.44. Resultado de la modulación unipolar, tres niveles a la salida

En PWM bipolar la salida era: $+V_e$ en los ciclos positivos y $-V_e$ en los negativos. En PWM unipolar la tensión conmuta de 0 a $+V_e$ en el semiciclo positivo y de 0 a $-V_e$ en el negativo. Cuando la señal moduladora₁ es mayor que la portadora, conduce S1 y la salida es:

- $+V_e$ si además la señal moduladora 2 es mayor que la portadora, conducen S1 y S4.
- 0 si la señal moduladora 2 es menor que la portadora, si conducen S1 y S3.

Cuando la señal moduladora 1 es menor que la portadora, conduce S2 y la señal de salida es:

- $-V_e$ si además la señal moduladora 2 es menor que la portadora, conducen S2 y S3.
- 0 si la señal moduladora 2 es mayor que la portadora, si conducen S2 y S4.

Generación de las señales de disparo en la modulación PWM unipolar

Vamos a estudiar un sistema de generación de las señales de control. Hasta ahora hemos analizado el funcionamiento de la estrategia y las condiciones de disparo, en este momento vamos a ver cómo se implementan las señales. Como estudiamos para PWM bipolar, las señales de control para la estrategia de tipo unipolar se pueden generar mediante un controlador digital. En este caso el circuito que da lugar a las señales de conducción o bloqueo es un poco más complejo. Su principio de funcionamiento es el de la imagen. En este caso se utilizan dos comparadores en paralelo, cada uno de ellos generará la respuesta de la comparación de una de las ondas moduladoras y la comparación se realizará igual que en PWM bipolar. En el primer comparador, la señal portadora se envía a la patilla negativa y se compara con la señal senoidal de referencia de la patilla positiva. La señal de salida es la señal de disparo del interruptor al que le corresponde el estado ON según la comparación y el valor negado la señal de disparo del interruptor al que le corresponde conducir en caso contrario. El principio de funcionamiento del segundo comparador es el mismo y domina los otros dos semiconductores, la única diferencia es que la señal de referencia es opuesta a la del primer comparador por lo que se le aplica una ganancia de -1 antes de ser transmitida.

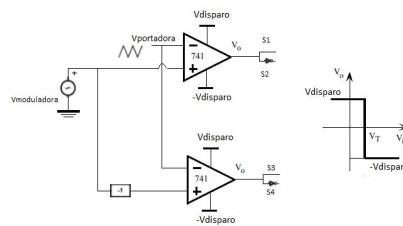


Fig. 2.45. Circuito de generación de las señales de disparo con un comparador digital

8.2.3. Contenido armónico generado en la modulación PWM unipolar

Análisis del contenido armónico generado en PWM unipolar

Ya hemos adelantado que la estrategia PWM unipolar es, en principio, la estrategia más favorable para la modulación de los FB. Esto se debe a que este tipo de procedimiento es más eficiente porque genera menos contenido armónico. El motivo por el que se produce una menor distorsión es la presencia de dos señales moduladoras con una diferencia de fase de 180° entre ellas. El hecho de que estas señales sean complementarias hace que se eliminen las componentes armónicas que no son eficientes. Para este tipo de proceso los armónicos más problemáticos son los que se generan a la frecuencia de la onda portadora y a sus frecuencias múltiplos enteros. Bien, pues con esta nueva forma de modular la apertura y cierre de los semiconductores, se atenúan los armónicos que se encuentran próximos a la frecuencia de oscilación de la señal portadora y próximos a los múltiplos impares de la misma. En el mismo modelo que estudiamos para PWM bipolar, por ejemplo, en el que la señal portadora tiene

una frecuencia aproximada de 1000 Hz, observamos como la componente fundamental desaparece al igual que desaparecen los múltiplos impares: 3000 Hz, 5000 Hz etc. Mientras que los múltiplos pares se acentúan en comparación con el mismo ejemplo de onda portadora que veíamos en la figura 2.34 para la estrategia de modulación bipolar.

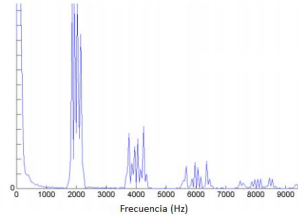


Fig. 2.46. Ejemplo de contenido armónico en un circuito FB con PWM bipolar

Como es lógico, el hecho de que desaparezcan parte de los armónicos generados durante el proceso disminuye la distorsión y hace que este proceso de modulación sea más adecuado. Además, como ya hemos analizado, el primer armónico aparecerá a una frecuencia el doble de la frecuencia fundamental de la señal triangular, esto hace que filtrar la señal sea muy sencillo. Los valores de los componentes del filtro para que la disminución de los armónicos sea suficiente son menores, esto es: capacidad del condensador e inductancia de la bobina.

Comparación de las dos estrategias

Como conclusión, la aplicación de la modulación por ancho de pulso unipolar tiene una serie de ventajas importantes relacionadas con esta disminución de los armónicos:

- Menores interferencias y por lo tanto efectos parásitos.
- Menores equipos de filtrado.
- Y como consecuencia directa de los anteriores la reducción del tamaño de los equipos.
- Y una mejora de precio.

Como único inconveniente encontramos el hecho de que al necesitar dos señales moduladoras el sistema de control es algo más complejo. En las imágenes a continuación mostramos el resultado del contenido armónico de una señal de salida de un inversor, obtenida en las mismas condiciones pero modulada con PWM bipolar y unipolar.

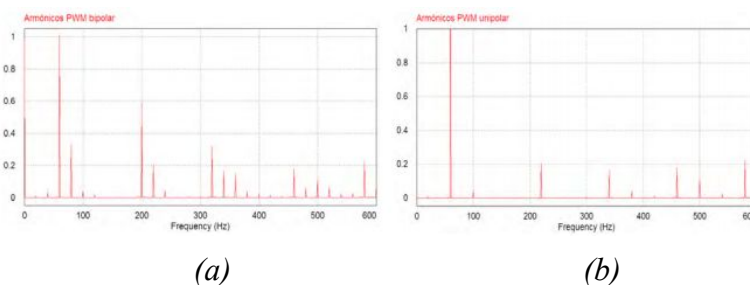


Fig. 2.47. Ejemplo de contenido armónico (a) PWM bipolar (b) PWM unipolar

Sin embargo, como comentábamos en el apartado anterior, el espectro de la señal no será el único elemento a ser tenido en cuenta. En el próximo apartado analizamos el comportamiento del modo común del sistema que será también clave para la elección del tipo de modulación.

8.2.4. Estudio del modo común del inversor FB con modulación PWM unipolar

Introducción

Una vez conocida la secuencia de conducción de los interruptores y el contenido armónico a la salida, será necesario determinar si el comportamiento común del sistema permite el uso del FB con PWM unipolar en aplicaciones sin aislamiento galvánico. En el apartado 3 del capítulo desarrollamos un modelo equivalente para el análisis común del sistema FV conectado a red, figura 2.2. Junto con el esquema obtuvimos la expresión fundamental del VMC, ecuación 2.18. Ya explicamos la importancia del estudio común del sistema. El parámetro que establece qué diseños son válidos para el uso sin transformador es esta tensión V_{cmt} . Su valor depende de V_{dm} y V_{cm}' que a su vez dependen de los valores de tensión en los conductores 1 y 2 y, por lo tanto, del circuito de conmutación y de su estrategia.

Estudio del modo común para las distintas combinaciones de estado

→ Expresiones del VMC en los estados de la topología FB con PWM unipolar

Conocidas las expresiones de V_{cmt} , V_{dm} y V_{cm}' podemos calcular su valor para cada uno de los estados posibles de los semiconductores. Los mostramos en la tabla a continuación:

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	$\frac{V_s}{2} + \frac{V_s}{2} \cdot \frac{(L_2-L_1)}{(L_1+L_2)}$
E2	Ve	Ve	0	0	Ve	Ve
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2	$\frac{V_s}{2} - \frac{V_s}{2} \cdot \frac{(L_2-L_1)}{(L_1+L_2)}$
E4	0	0	0	0	0	0

Fig. 2.48. Expresiones de V_{cmt} de los estados de la topología FB con modulación unipolar

La tensión común del sistema en E1 y E3 depende de L_1 y L_2 . Existen combinaciones infinitas de valores de L_1 y L_2 . Del mismo modo que para la modulación PWM bipolar, en la unipolar estudiamos los casos en los que L_1 y L_2 acercan más el V_{cmt} al objetivo.

→ Un único inductor de línea en el conductor 1 o conductor de fase

Para este primer caso que vamos a analizar: la inductancia de línea en la fase recibe el nombre de L_1 y tendrá un valor $L_1 = L$ mientras que la inductancia en el neutro recibe el

nombre de L_2 y su valor será $L_2 = 0$. En la tabla a continuación se desarrollan los valores de V_{cmt} para los cuatro estados posibles de la modulación PWM unipolar:

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	L1	L2	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	L	0	0
E2	Ve	Ve	0	0	Ve			Ve
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2			Ve
E4	0	0	0	0	0			0

Fig. 2.49. VMC en la topología FB con modulación unipolar para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

La tensión común para este primer caso es constante e igual a V_e para los estados E2 y E3. Y es diferente para los estados E1 y E3 donde es igual a 0. Esta variación es inaceptable en aplicaciones sin transformador por las corrientes de fuga que generan estas variaciones.

→ Inductor de línea dividido en dos partes iguales, en el conductor de fase y en el neutro

Otra opción que resulta sencilla, muy común y que da lugar a un comportamiento común interesante es en la que el inductor de línea se divide en partes iguales. Para este segundo caso que vamos a analizar: la inductancia en la fase recibe el nombre de L_1 y tendrá un valor $L_1 = \frac{L}{2}$ mientras que el valor de la inductancia en el neutro recibe el nombre de L_2 y su valor será igual $L_2 = \frac{L}{2}$. En la tabla se desarrollan los valores de V_{cmt} para los cuatro estados posibles de la PWM unipolar y para los valores de inductancia de este segundo caso:

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	L1	L2	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	L/2	L/2	Ve/2
E2	Ve	Ve	0	0	Ve			Ve
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2			Ve/2
E4	0	0	0	0	0			0

Fig. 2.50. VMC en la topología FB con modulación unipolar para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$

La tensión en modo común para este segundo caso es constante e igual a $Ve/2$ para los casos en los que la salida toma nivel alto, estos son los estados E1 y E2. Y es diferente para los estados de nivel cero E2 y E4 donde toma los valores Ve y 0 respectivamente. Esta variación del VMC es inaceptable en aplicaciones sin transformador por las corrientes de fuga que generan estas variaciones. Lo estudiamos más detenidamente en el apartado a continuación.

Variación de VMC para la estrategia de modulación unipolar

En este apartado vamos a analizar las gráficas de: tensión en los conductores, tensión diferencial de salida y tensión en modo común para las distintas secuencias de conducción y valores de inductancias estudiados.

→ Semiciclo positivo de la señal de red

Estas dos figuras muestran las gráficas para las secuencias de conmutación del semiciclo positivo de la onda. La primera representa el caso en el que la inductancia de línea está repartida entre fase y neutro y la segunda el caso en el que solo existe inductancia en la fase.

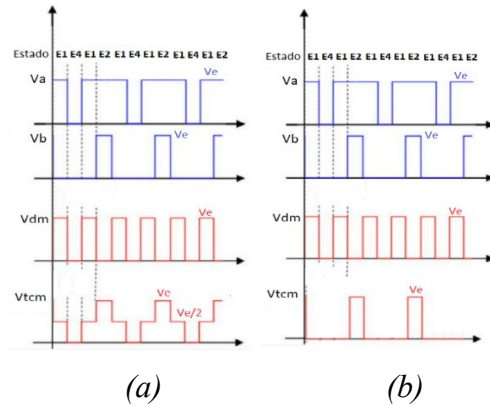


Fig. 2.51. Tensiones V_a , V_b , V_{dm} y V_{cmt} en la configuración FB con modulación unipolar en el semiciclo positivo de la señal (a) para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$ (b) para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

Para inductancia simétricamente dividida, en cada secuencia de estados se producen cuatro saltos de VMC cada uno de ellos de valor $Ve/2$. Por otro lado, si solo existe inductor en la fase el número de saltos se reduce a dos pero el valor de tensión de cada salto aumenta a Ve .

→ Semiciclo negativo de la señal de red

Estas dos figuras muestran las gráficas para las secuencias de conmutación del semiciclo negativo de la onda. La primera representa el caso en el que la inductancia de línea está repartida entre fase y neutro y la segunda el caso en el que solo existe inductancia en la fase. Los resultados de variación de V_{cmt} son los mismos que para el semiciclo positivo.

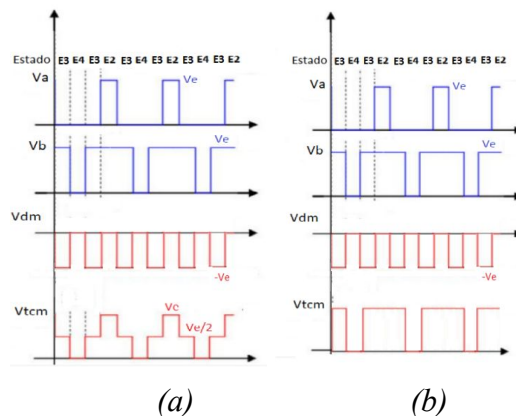


Fig. 2.52. Tensiones V_a , V_b , V_{dm} y V_{cmt} en la configuración FB con modulación unipolar en el semiciclo negativo de la señal (a) para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$ (b) para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

La estrategia de modulación PWM unipolar no tiene un comportamiento VMC muy interesante a priori. Sin embargo, para ciertas topologías sin transformador que estudiaremos más adelante, sí que se utiliza este método. Esto se debe a que las nuevas topologías cuentan con sistemas para desconectar los paneles de la red en ciertos instantes del proceso limitando las corrientes de fuga. Se estudiará con detenimiento esta posibilidad que permite aprovechar las ventajas en cuanto a calidad de la señal inyectada de la modulación PWM unipolar.

8.2.5. Principales características, ventajas y desventajas de la PWM unipolar

Igual que para la modulación PWM bipolar, del estudio detallado de la PWM unipolar y del estudio del modo común para esta estrategia concluimos con una serie de características, ventajas y desventajas del uso de esta técnica.

- La PWM unipolar es la técnica más utilizada en la modulación de inversores FB.
- La característica más importante es que la frecuencia de conmutación de los interruptores es la mitad de la frecuencia de la salida del inversor, de la de la red.

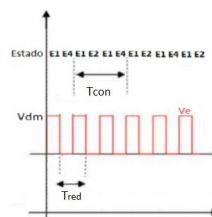


Fig. 2.53. Periodo de conmutación de los interruptores y de la señal de red

- En este tipo de modulación las dos patillas del puente, la que domina el disparo de S1 S2 y la que domina S3 S4, funcionan de forma complementaria. Es decir, las señales de referencia de las dos patillas son señales sinusoidales complementarias.
- Otra de las características es que en este tipo de modulación sí existen estados que proporcionan nivel cero a la salida. En concreto el estado E2 en el que conducen los interruptores S1 y S3, y el estado E4 en el que conducen los interruptores S2 y S4.
- Consecuencia directa de lo anterior, la variación de V_{dm} de un estado a otro tiene un valor absoluto de V_e . La variación de la salida que debe atravesar el filtro es unipolar lo que da lugar a menores pérdidas en el núcleo de la bobina que en PWM bipolar.
- El rizado de la corriente que va a ser inyectada a la red tiene frecuencia igual a la frecuencia de conmutación de los interruptores (la mitad que la de la red). Este rizado es menor en comparación con el de PWM bipolar y requiere un filtrado más simple.
- Otro factor importante son las pérdidas por conducción. En PWM unipolar la corriente fluye, en cada estado, a través de: dos IGBTs, dos diodos ó a través de un diodo y un IGBT. Esto significa que las pérdidas por conducción se deben a dos semiconductores a frecuencia de conmutación igual a la mitad de la de la red. La mitad de pérdidas que usando PWM bipolar.

- El comportamiento común es un factor clave para la elección de la estrategia. Como hemos estudiado, aunque el inductor de línea esté simétricamente repartido entre la fase y el neutro, el VMC nunca se mantiene constante con este tipo de técnica. Como resultado existen corrientes de fuga que circulan por las capacitancias de los módulos.
- Las tensiones en modo común que se transmiten a las capacitancias parásitas con esta estrategia de modulación tienen un componente de frecuencia igual a la frecuencia de conmutación. Esta componente de frecuencia, junto con el mal comportamiento en modo común, genera altas corrientes de fuga que requieren un filtrado complejo.
- La eficiencia del inversor con esta configuración y esta estrategia, es mayor que para la modulación bipolar. Incluso a veces por encima del 98 % debido a la reducción de las pérdidas durante los instantes en los que la señal se encuentra en nivel 0.

8.2.6. Conclusiones del estudio

A pesar de la buena eficiencia global del inversor y de la calidad de la señal inyectada a la red, la conclusión del estudio de esta estrategia es que este tipo de modulación para aplicaciones sin transformador conectadas a la red no es adecuada. No requiere un filtro muy complejo pero su comportamiento en modo común no es válido para el funcionamiento sin aislamiento galvánico. El equilibrio entre calidad y eficiencia es muy bueno, mucho mejor que en la configuración bipolar, pero tiene variaciones de tensión de modo común inaceptables.

Ilustramos por que el comportamiento VMC de la estrategia PWM unipolar es inaceptable: para este tipo de modulación, cuando la inductancia está simétricamente dividida, en cada secuencia de estados se producen cuatro saltos del voltaje en modo común cada uno de ellos de un valor de $V_e/2$. Cuando solo existe inductor en el conductor de fase, el número de saltos se reduce a dos pero el valor de tensión de cada salto aumenta a V_e . Si no se introduce un filtro en la configuración, cada salto de VMC dará lugar a un transitorio que generará un pico en la corriente. Este transitorio dependerá de las inductancias y capacidades parásitas. Como consecuencia de estas corrientes, las capacidades parásitas de los módulos se cargarán con estas mismas tensiones (V_e y $V_e/2$ en función del valor del salto) y debido a las pérdidas en los conductores y a la alta frecuencia de resonancia, mucho mayor que la frecuencia de conmutación, la corriente de pico se calcula mediante la siguiente expresión:

$$I_{pcm} = \frac{V_{pv}}{\sqrt{\frac{L_k}{C_{PV}}}} \quad (2.23)$$

Este valor de corriente puede ser atenuado por el filtro siempre y cuando el núcleo no se sature. Y para que esto suceda en el rango de valores de este parámetro con esta estrategia de modulación el filtro es demasiado grande y la solución no se considera adecuada.

8.3. Modulación PWM híbrida del inversor FB

8.3.1. Funcionamiento de la modulación PWM híbrida

Al igual que en PWM unipolar, en la modulación híbrida, el número de señales moduladoras que intervienen permite la existencia de cuatro estados de conducción. Hemos dicho que en un inversor FB las combinaciones posibles de estado son cuatro y que los niveles que puede alcanzar la salida tres. La tabla de estados es la misma que la de PWM unipolar:

ESTADO							Va	Vb	Us
E1	S1	S4	ON	S2	S3	OFF	V_e	0	V_e
E2	S1	S3	ON	S2	S4	OFF	V_e	V_e	0
E3	S2	S3	ON	S1	S4	OFF	0	V_e	$-V_e$
E4	S2	S4	ON	S1	S3	OFF	0	0	0

Fig. 2.54. Estados de conducción en PWM senoidal híbrida

La combinación de estados de los semiconductores con PWM híbrida es la siguiente:

- Semiciclo positivo de la señal: la salida del inversor oscila entre $+ V_e$ y 0. Para la PWM híbrida el tiempo completo en el que la señal debe tener nivel $+ V_e$ se alcanza mediante E1 y el tiempo en el que la señal debe tener nivel 0 se alcanza mediante E2. De este modo para el semiperiodo positivo de la onda la secuencia de conmutación es:

E1 → E2

- Semiciclo negativo de la señal: la salida del inversor oscila entre $- V_e$ y 0. Para la PWM híbrida el tiempo completo en el que la señal debe tener nivel $- V_e$ se alcanza mediante E3 y el tiempo en el que la señal debe tener nivel 0 se alcanza mediante E4. De este modo para el semiperiodo positivo de la onda la secuencia de conmutación es:

E3 → E4

S1 y S2 que forman la primera rama dominan los ciclos positivos y negativos de la salida respectivamente y ambos trabajarán a la frecuencia de la red (50-60 Hz). Por otro lado, S3 y S4 que forman la segunda rama funcionan a frecuencia de conmutación alta.

8.3.2. Estudio del modo común para las distintas combinaciones de estado

Introducción

Una vez conocida la secuencia de conducción de los interruptores, será necesario determinar si el comportamiento común del sistema permite el uso del inversor FB con modulación

híbrida en aplicaciones sin aislamiento. Del circuito equivalente para el análisis del modo común del sistema, figura 2.20, obtuvimos la expresión fundamental de la tensión común. Este parámetro depende de los valores de V_{dm} y V_{cm}' que a su vez dependen de los valores de tensión en los conductores 1 y 2 del convertidor y, por lo tanto, del circuito de conmutación y de su estrategia de modulación. Si este parámetro se mantiene constante durante el proceso de modulación de la señal se elimina el problema de las corrientes de fuga a través de las capacitancias parásitas y se puede plantear prescindir del transformador.

Estudio del modo común para las distintas combinaciones de estado

Conocidas las expresiones de V_{cmt} , V_{dm} y V_{cm}' podemos calcular su valor para cada uno de los estados posibles de los semiconductores. Como los estados son los mismos que los que estudiamos para la modulación PWM unipolar las tablas de valores también son las mismas. A continuación se muestran de nuevo estas tablas: en primer lugar la tabla general de tensión en modo común, en segundo la tabla para un único inductor de línea y por último la tabla con inductor dividido en partes iguales entre fase y neutro:

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	$\frac{V_s}{2} + \frac{V_s}{2} \cdot \frac{(L2-L1)}{(L1+L2)}$
E2	Ve	Ve	0	0	Ve	Ve
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2	$\frac{V_s}{2} - \frac{V_s}{2} \cdot \frac{(L2-L1)}{(L1+L2)}$
E4	0	0	0	0	0	0

Fig. 2.55. Expresiones de V_{cm} de los estados de la topología FB con modulación híbrida

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	L1	L2	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	L	0	0
E2	Ve	Ve	0	0	Ve			Ve
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2			Ve
E4	0	0	0	0	0			0

Fig. 2.56. VMC en la topología FB con modulación híbrida para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	L1	L2	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	L/2	L/2	Ve/2
E2	Ve	Ve	0	0	Ve			Ve
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2			Ve/2
E4	0	0	0	0	0			0

Fig. 2.57. VMC en la topología FB con modulación híbrida para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$

Los resultados son por lo tanto los mismos que estudiamos para la modulación por ancho de pulso unipolar al igual que las conclusiones. El parámetro que varía es la secuencia de repetición de estos estados y se estudia en el apartado a continuación.

Variación del VMC para la estrategia de modulación híbrida

Hemos definido la secuencia de estados de PWM híbrida y hemos calculado el valor de los parámetros para cada estado. En este apartado vamos a analizar las gráficas de: tensión en los conductores, tensión diferencial de salida y VMC para los distintos valores de inductancias estudiados. Estas dos figuras muestran las secuencias de conmutación de la PWM híbrida:

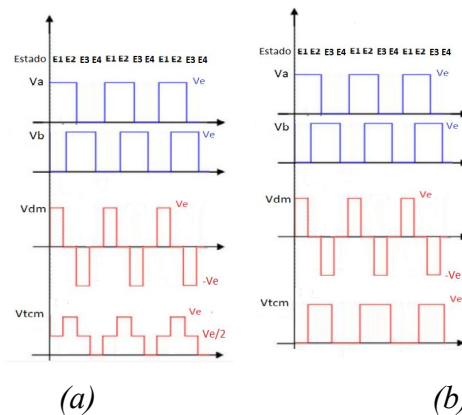


Fig. 2.58. Tensiones V_a , V_b , V_{dm} y V_{cmt} en la configuración FB con modulación híbrida
 (a) para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$ (b) para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

Si solo existe inductor en la fase el número de saltos que se producen en cada secuencia es tres y su valor es V_e . Sin embargo, en el caso de inductancia simétricamente dividida, se producen cuatro saltos de VMC cada uno con un valor de $V_e/2$. La estrategia híbrida no tiene un comportamiento VMC muy interesante a priori. Sin embargo, para ciertas topologías sin transformador que estudiaremos más adelante, sí que se utiliza este método. Se debe a que estas nuevas topologías cuentan con sistemas para desconectar los paneles de la red en ciertos instantes del proceso limitando las corrientes de fuga. Se estudiará con detenimiento.

8.3.3. Principales características, ventajas y desventajas de la PWM híbrida

Del estudio detallado de la modulación PWM híbrida y del estudio del modo común para esta estrategia concluimos con una serie de características que la diferencian del resto de formas de modulación y resaltamos las ventajas y desventajas resultantes del uso de esta técnica.

- Quizá la característica más importante de la modulación PWM híbrida es que cada patilla del puente conmuta a una frecuencia diferente. La primera, la que domina el disparo de S1 y S2, opera a la frecuencia de la red (50-60 Hz). Por otro lado, la que domina los interruptores S3 y S4 funciona a frecuencia de conmutación alta.
- Otra característica, igual que en PWM unipolar, es que existen estados cero a la salida. En concreto E2 en el que conducen S1 y S3, y E4 en el que conducen S2 y S4.

- Consecuencia directa de lo anterior, la variación de tensión diferencial de un estado al otro tiene un valor absoluto de V_e . La variación de la salida que debe atravesar el filtro es unipolar, lo que da lugar a menores pérdidas en el núcleo del filtro.
- El rizado de la corriente que va a ser inyectada a la red tiene frecuencia igual a la frecuencia de conmutación que es alta en comparación con el resto de casos. Esto da lugar a un rizado también mayor y por lo tanto a un sistema de filtrado más complejo.
- Otro factor importante son las pérdidas por conducción. En PWM híbrida la corriente fluye, en cada estado, a través de: dos IGBTs, dos diodos ó a través de un diodo y un IGBT. Esto significa que las pérdidas por conducción se deben al funcionamiento de dos semiconductores. Sin embargo, en este caso las pérdidas se reducen ya que una de las patillas del inversor tiene una frecuencia de conmutación baja igual a la de la red.
- El comportamiento común es un factor clave para la elección de la estrategia de modulación. En este caso, aunque el inductor de línea esté simétricamente dividido entre la fase y el neutro, el VMC nunca se mantiene constante. Como resultado existen corrientes de fuga que circulan por las capacitancias parásitas de los módulos.
- Las tensiones en modo común que se transmiten a las capacitancias parásitas con esta estrategia de modulación tienen un componente de frecuencia igual a la frecuencia de la red. Esto da lugar a grandes corrientes de pico como sucedía en la modulación PWM unipolar, estas altas intensidades requieren un filtrado complejo.
- La eficiencia del inversor con este tipo de estrategia, es la mayor de las que hemos estudiado hasta ahora, incluso por encima del 98 %. Debido a la reducción de pérdidas durante los instantes en los que la señal se encuentra en nivel cero, no se produce intercambio de potencia reactiva entre los elementos parásitos. Además a este factor se le añade que la frecuencia de conmutación es más pequeña en una patilla.

A pesar de la buena eficiencia del inversor y de la calidad de la señal inyectada, la conclusión del estudio es que este tipo de modulación para aplicaciones sin transformador no es adecuada. No requiere un filtro muy complejo pero su comportamiento común no es válido para el funcionamiento sin aislamiento. El equilibrio entre calidad y eficiencia es muy bueno, mucho mejor que con PWM bipolar, pero tiene variaciones de VMC inaceptables.

9. INVERSOR EN MEDIO PUENTE MONOFÁSICO HB

9.1. Introducción y configuración de semiconductores utilizada

Introducción a la configuración

El inversor en medio puente monofásico es otra de las configuraciones base para el estudio de los inversores, esta en concreto es la configuración más sencilla que existe. Esta topología, que en inglés recibe el nombre de half bridge HB, cuenta con una única rama con dos elementos semiconductores en su esquema eléctrico. Para el estudio del funcionamiento de

esta configuración, nombraremos S1 y S2 a los interruptores que constituyen la rama. En la figura a continuación se muestra el esquema de la configuración:

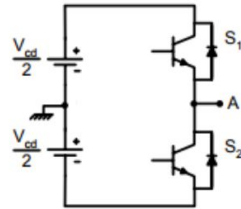


Fig. 2.59. Esquema del inversor en medio puente HB

El principio de funcionamiento del inversor es el de alternar el estado de conducción de los semiconductores para modificar la señal a la entrada. Dado que en este tipo de configuración el número de interruptores es dos, la salida será distinta en función de las combinaciones del estado de estos dos semiconductores. Eso sí, eliminando como posibles combinaciones aquellas que desconectan la carga o las que generan cortocircuitos. En concreto para esta configuración el número combinaciones posibles es dos y el número de niveles de tensión de salida también es dos. Estudiaremos con detenimiento estas combinaciones.

Duplicado de la fuente continua

Como vemos en la imagen, una de las principales características que distingue a esta configuración es que no funciona con una única fuente continua a la entrada del circuito, para su funcionamiento requiere de dos fuentes generadoras colocadas en serie. El objetivo de esta división es crear un punto intermedio de referencia entre los dos generadores. En las aplicaciones más habituales, es el caso de los generadores fotovoltaicos, no se dispone de dos fuentes. Para convertir la fuente de tensión continua a la entrada en dos fuentes idénticas en serie se diseña un divisor de tensión mediante dos condensadores con una capacidad muy elevada que nombraremos como C_1 y C_2 . Al recibir la tensión continua a la entrada procedente del generador fotovoltaico, cada uno de ellos se cargará con una tensión igual a la mitad de la tensión continua a la entrada funcionando como dos fuentes de tensión independientes, dispuestas en serie y con un punto medio de referencia que denominaremos O. En el esquema a continuación se muestran dos circuitos en configuración HB, el primero con dos fuentes generadoras y el segundo con una única fuente y con un divisor capacitivo:

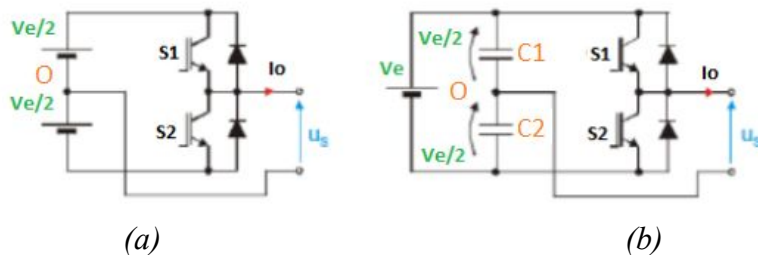


Fig. 2.60. Esquema del inversor HB (a) fuente doble (b) fuente única y divisor capacitivo

9.2. Estados de funcionamiento de la configuración HB

En este apartado vamos a estudiar los cuatro posibles estados de los dos interruptores. El circuito de la imagen nos muestra el criterio de signos adoptado para el estudio:

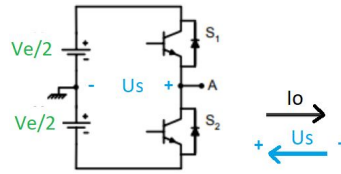


Fig. 2.61. Esquema del inversor HB monofásico con criterio de signos adoptado

Existen dos interruptores con dos modos de funcionamiento cada uno en la configuración HB. Con estas variables, el número de combinaciones posibles es cuatro. Sin embargo, hay estados que no son posibles y que deben ser tenidas en cuenta en la estrategia de control.

- Si los dos interruptores de la rama se encuentran en estado de conducción simultáneamente, se produce en el circuito de inversión un cortocircuito. De los posibles estados desaparece el estado en rojo de la tabla a continuación.
- Tampoco serán posibles los estados en los que la carga queda desconectada de la fuente. Desaparece el estado en verde de la tabla a continuación.

S1	S2
0	0
0	1
1	0
1	1

Fig. 2.62. Tabla de posibles estados de los semiconductores en un inversor HB

Concluimos, como se decía en la introducción, que el número total de estados posibles del circuito es dos. Para estas dos disposiciones el nivel de tensión a la salida será diferente. Existirán un total de dos niveles diferentes: la mitad del valor de la tensión continua de entrada en positivo, y en negativo. Estas posibilidades son menores que en la configuración de FB, sin embargo la estrategia de control es más sencilla y el número de componentes menor por lo que resulta un dispositivo más pequeño y barato. El esquema de los posibles estados de conducción y la tabla con estos estados posibles se muestran en la figura:

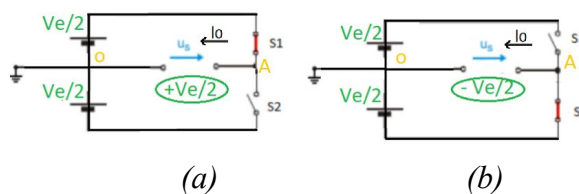


Fig. 2.63. Combinaciones de estados posible (a) estado E1 (b) estado E2

Estado				Va	Vo	Us	Conducción			
S1	ON	S2	OFF	$V_e/2$	0	$V_e/2$	$I_o > 0$	S1	$I_o < 0$	D1
S2	ON	S1	OFF	$-V_e/2$	0	$-V_e/2$		D2		S2

Fig. 2.64. Tabla de posibles estados y tensiones a la salida

En la gráfica se muestran las señales de tensión: en el punto A, en el punto 0 y a la salida U_s cuando la conducción en los interruptores S1 y S2 va conmutando con frecuencia constante.

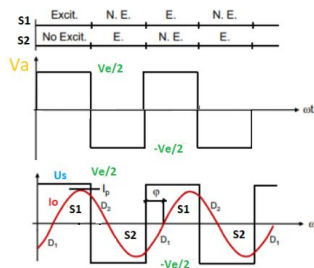


Fig. 2.65. Aproximación al funcionamiento del inversor HB combinando los estados E1 y E2

9.3. Características, ventajas e inconvenientes de la configuración HB

En este apartado se presenta un resumen de las características de los inversores HB:

- Es otra de las configuraciones básicas de inversores.
- La alimentación no se puede realizar directamente desde el sistema de generación fotovoltaico ya que no funciona con única fuente continua de alimentación.
- El valor de pico de la tensión alterna a la salida es el siguiente:

$$U_{Sp} = \pm \frac{V_e}{2} \tag{2.24}$$

- El valor de pico de la intensidad que circula por el colector y que deben ser capaces de resistir los semiconductores es:

$$I_{cp} = \frac{V_{DC}}{2|Z_{carga}|} \tag{2.25}$$

- La diferencia de potencial que existe entre el colector y el emisor es V_e . Por lo tanto, el valor máximo que deben resistir los conmutadores es igual al de la tensión de entrada más las posibles sobretensiones que puedan aparecer en el circuito:

$$V_{CE} = V_e \tag{2.26}$$

- La tensión de salida toma dos valores diferentes, $+V_e/2$ y $-V_e/2$. En esta configuraciones existen menos posibilidades para diferentes estrategias de control.

- La señal que proporciona esta configuración a la salida es una señal cuadrada. En las señales cuadradas el número de armónicos que se generan es muy alto. Además, como en esta topología no existe un nivel 0, no se puede eliminar una parte importante del contenido armónico, la distorsión de la onda a la salida es grande y difícil de filtrar.
- En HB el diseño de la amplitud de la tensión de salida no es posible. La onda tendrá un valor de pico igual a $V_e/2$. Para ampliar o disminuir su valor una etapa elevadora.
- La frecuencia de salida es igual a la frecuencia de conmutación de los IGBTs.
- Se trata de un circuito con una única rama con dos semiconductores. Un total de dos interruptores cuyo control es más fácil que en configuraciones con mayor número.
- Los interruptores que forman esta configuración no están referidos a masa. Este factor dificulta el control del disparo, se debe hacer mediante una señal de tensión flotante.
- Para igual potencias corrientes mayores que en puente completo
- Configuración óptima para potencias medias

Entre las ventajas de este tipo de configuración se encuentran:

- Al estar formada por una única rama, el control de disparo es mucho más sencillo.
- El tamaño es más pequeño y al tener menos componentes también es más barato.
- La estrategia de modulación también es más sencilla por el mismo motivo.

Por otro lado, los inconvenientes que se presentan son los siguientes:

- La tensión máxima que se puede entregar a la carga es $V_e/2$.
- Sin embargo, los semiconductores deben soportar toda la tensión continua de entrada.
- A la salida del circuito solo se generan dos niveles de tensión: $+V_e/2$ y $-V_e/2$
- Otro factor importante es que necesitan dos condensadores a la entrada del circuito C_1 y C_2 . Estos condensadores serán de gran capacidad si la potencia es elevada.
- Al igual que en la configuración en puente completo, los semiconductores no están referidos a masa por lo que la señal de control que los domina debe ser una señal de voltaje flotante. Los circuitos de disparo deben permitir este tipo de señal.

CAPÍTULO III:

TOPOLOGÍAS DE INVERSORES SIN TRANSFORMADOR

CAPÍTULO III: TOPOLOGÍAS DE INVERSORES SIN TRANSFORMADOR

1. INTRODUCCIÓN

En el capítulo anterior estudiamos tres topologías básicas de inversor para las que concluimos que no era posible la omisión del transformador. En primer lugar estudiamos el inversor FB, con sus estrategias de modulación más importantes: PWM bipolar, unipolar e híbrida. Este tipo de inversor, con buen funcionamiento para aplicaciones monofásicas de gran potencia, no era válido en ningún caso para sistemas conectados a la red sin transformador debido a que no existía un equilibrio lo suficientemente bueno entre la eficiencia de conversión y el comportamiento del VMC. Lo mismo sucedía para el siguiente caso de inversor básico estudiado en el capítulo II, el inversor HB. Para este tipo de configuración, utilizada en sistemas monofásicos de menor potencia ya que permite reducir el tamaño y la complejidad del equipo, el VMC del sistema nunca era lo suficientemente bueno como para ser utilizado en aplicaciones sin transformador. El último caso de topología básica de inversor estudiada fue la configuración FB-3P. Se trataba de un inversor para sistemas trifásicos muy simple y con un gran poder de conversión. Sin embargo, igual que sucedía para la configuración HB, el VMC en este tipo de sistemas daba lugar a unas corrientes de fuga elevadas que no permitían eliminar el transformador de la configuración.

Con el objetivo de mejorar la eficiencia global del sistema fotovoltaico eliminando las pérdidas que tienen lugar en los devanados del transformador, en las últimas décadas se han investigado nuevas configuraciones que sí permiten reducir las corrientes de fuga que aparecen en las instalaciones al eliminar este componente. Estas corrientes prácticamente desaparecen mediante métodos de desacoplo y referenciación que eliminan las variaciones de VMC durante el proceso conmutación de los semiconductores. En este capítulo vamos a estudiar estas nuevas topologías que mejoran el rendimiento. En concreto, analizaremos los modelos con mejor recibimiento en el mercado FV debido a su: buen funcionamiento, alta eficiencia, la gran calidad de la corriente inyectada y a la buena respuesta del modo común del sistema. Las configuraciones que vamos a estudiar con más detenimiento son:

- HERIC: basada en la tecnología FB, su principal característica es el desacoplo en alterna del sistema de la red. Este desacoplo se produce cuando la salida proporciona nivel cero con el objetivo de reducir las corrientes de fuga en esos instantes.

- H5: basada en la tecnología FB, su principal característica es el desacoplo en continua del sistema de la red. Este desacoplo se produce cuando la salida proporciona nivel cero con el objetivo de reducir las corrientes de fuga en esos instantes.
- H6: el principio de funcionamiento es igual que el de la tecnología H5 pero añade un nuevo interruptor para el desacoplo en alterna que permite una circulación de corriente más directa y como consecuencia reduce las pérdidas de conducción.
- NPC: basada en la tecnología HB, su principal característica es que para reducir las corrientes de fuga durante los estados cero, fija la señal de salida a un punto de referencia. Este tipo de inversor destaca por su elevada eficiencia.

En este capítulo de la memoria estudiaremos en profundidad estas cuatro topologías que tienen gran aceptación en el mercado FV. Analizaremos de cada una de ellas: configuración de semiconductores utilizada, elementos del circuito, funcionamiento y objetivos, estados y modos de operación, estrategia de modulación elegida y comportamiento del VMC. Además, introduciremos otras topologías diferentes que también se comercializan y otros diseños que se están investigando y que deben ser tenidos en cuenta por sus buenas características. Otro apartado del capítulo estará dedicado a los inversores para aplicaciones trifásicas, estudiaremos posibles formas de reducir las corrientes de fuga que se generan al omitir el transformador en este tipo de sistemas. Por último, incluimos un apartado de comparación de las características más importantes de cada uno de los tipos de inversor para facilitar la elección de la topología más adecuada en función de los requerimientos de la instalación.

2. TOPOLOGÍA HERIC

2.1. Introducción, configuración de semiconductores y elementos del circuito

La topología HERIC (Highly Efficient and Reliable Inverter Concept) que estudiamos en este apartado está basada en la topología básica de inversor, FB. Esta versión modificada, comercializada por la marca Sunways, está formada por un inversor en puente completo al que se añade una rama extra en la parte de alterna formada por dos interruptores en serie que denominamos S5 y S6. Al igual que los interruptores básicos del puente, los nuevos IGBTs cuentan con diodos antiparalelos acoplados que reciben el nombre de D5 y D6.

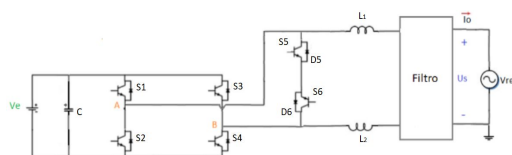


Fig. 3.1. Esquema electrónico de la configuración HERIC

Estos semiconductores extra están diseñados para cortocircuitar la salida del inversor en determinados instantes del proceso de modulación, en concreto en los que la salida alcanza

nivel cero. El objetivo de este cortocircuito es desconectar el sistema fotovoltaico de la red en esos instantes. Se trata de que el cortocircuito no se produzca en los interruptores que forman el puente completo si no en la nueva rama. A este cortocircuito, que se produce en la zona de alterna, se le conoce como AC-bypass o desacoplo en alterna y su función es reducir las pérdidas evitando la transmisión de ciertas componentes de la señal de salida.

Los elementos que forman el circuito del inversor HERIC se presentan a continuación:

- La fuente de continua: fuente de tensión que representa el generador fotovoltaico.
- Condensador en la zona de continua: se encuentra en paralelo con la fuente de tensión, lo llamamos C_{DC} y su objetivo es hacer de filtro de las corrientes de fuga que se transmiten de la zona alterna a la zona de continua y atenuar su distorsión.
- Ramas del inversor en puente completo: las dos ramas de semiconductores que forman el puente completo. La primera formada por los interruptores S1 y S2 y la segunda por S3 y S4. Los cuatro semiconductores cuentan con diodos antiparalelos acoplados cuyo objetivo es permitir la circulación de la corriente en ambos sentidos.
- Rama extra de la configuración HERIC: formada por dos interruptores IGBTs con diodos antiparalelos acoplados que trabajan en la parte de alterna del circuito. Los semiconductores están conectados en serie, reciben el nombre de S5 y S6 y operan siempre a la misma frecuencia que la red eléctrica (50-60 Hz).
- Inductores de línea: su objetivo es regular la corriente inyectada en la red eléctrica. En el modelo general aparecen dos inductores, uno en la fase y otro en el neutro, aunque en la realidad podrá existir solo uno. Su valores se modificarán también con el objetivo de regular la tensión en modo común generada por el sistema.
- Filtro: es el elemento encargado de eliminar el contenido armónico indeseable del tren de pulsos a la salida del inversor. Su objetivo es que la señal generada pueda ser inyectada a la red eléctrica convencional. Entre otros, estará formado por: elementos inductivos en serie con el circuito L_f y elementos capacitivos en paralelo C_f .
- La fuente de alterna: fuente de tensión que representa la red eléctrica convencional.

2.2. Aproximación al funcionamiento y objetivos del desacoplo en alterna

Aproximación al funcionamiento

El funcionamiento de esta configuración está basado en la adición de una rama semiconductor que conduce bidireccionalmente y cuyo objetivo es proporcionar, en los instantes convenientes, el nivel cero a la salida del inversor. Esta función la llevará a cabo tanto en el semiciclo positivo como en el negativo de la señal de red. El funcionamiento del inversor HERIC, al igual que la configuración de los semiconductores, es muy similar al de la topología FB con modulación PWM unipolar. La principal diferencia que encontramos es que, en este caso, el nivel cero se genera mediante la conmutación de los nuevos interruptores

S5 y S6. Ambos entran en conducción generando un cortocircuito y desacoplando la salida alterna del inversor de la red eléctrica convencional. Este aislamiento AC-bypass, permite la libre circulación de la corriente al generar un cortocircuito en la rama conductora. Por otro lado los estados activos del inversor, los que dan lugar a los niveles de tensión positivos y negativos, se generan igual que en la configuración de puente completo.

Frecuencia de conmutación de los interruptores

Para el funcionamiento de esta topología, cada interruptor operará de una forma determinada:

- Los interruptores que forman el puente: S1, S2, S3 y S4 funcionan con frecuencia de conmutación alta. S1 y S4 en el semiperiodo positivo y S2 y S3 en el negativo.
- Los nuevos interruptores S5 y S6, que trabajan en la zona de alterna, funcionan en todo momento a la frecuencia de conmutación de la red eléctrica (50-60 Hz).

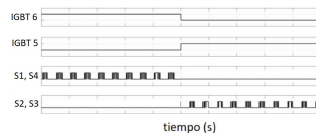


Fig. 3.2. Secuencia de conmutación de los interruptores en la configuración HERIC

Objetivos del desacoplo en alterna

- Mejorar el rendimiento global del inversor al redirigir la corriente de libre circulación por la nueva rama de interruptores en lugar de que llegue a la zona de continua.
- Desacoplar el panel fotovoltaico de la red eléctrica durante los periodos en los que la señal tiene nivel cero. El objetivo es evitar que se transmitan señales de tensión de alta frecuencia a las capacitancias parásitas del módulo fotovoltaico.
- Evitar, en los instantes en los que se alcanza el nivel cero, que se produzcan intercambios de potencia reactiva entre los componentes parásitos del filtro a la salida del inversor y el condensador de continua a la entrada del mismo.

2.3. Estados de funcionamiento de la configuración HERIC

Tabla de estados de la configuración HERIC

Para el análisis detallado del rendimiento de la nueva configuración vamos a desarrollar las tablas para identificar los estados permitidos de los conmutadores. Añadimos a la tabla de estados de la configuración FB el funcionamiento de los semiconductores S5 y S6:

Estado	S1	S4	S2	S3	S5	D5	S6	D6	Va	Vb	Vc
E1	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	Ve	0	-Ve
E2	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	Ve	-Ve	0
E3	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	0	Ve	-Ve
E4	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	0	0	0
E5	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	-	-	0
E6	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	-	-	0

Fig. 3.3. Tabla de estados de la configuración HERIC

Los estados del 1 al 4 son iguales que en la configuración FB debido a que la rama con los interruptores S5 y S6 está totalmente desconectada. Es en los nuevos estados E5 y E6 donde se produce el desacoplo en alterna y donde la circulación de la corriente es diferente.

Estados cero en los semiciclos positivo y negativo de la señal de red

Semiciclo positivo de la señal de red: en el estado cero E5 que funcionará en el semiciclo positivo de la señal de red, la corriente circula a través del diodo antiparalelo del interruptor S5 y a través del IGBT del interruptor S6. La corriente de salida es por lo tanto positiva.

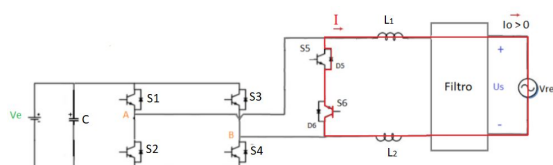


Fig. 3.4. Circulación de la corriente durante el estado E5

Semiciclo negativo de la señal de red: en el estado cero E6 que funcionará en el semiciclo negativo de la señal de red, la corriente circula a través del diodo antiparalelo del interruptor S6 y a través del IGBT del interruptor S5. La corriente de salida es en este caso negativa.

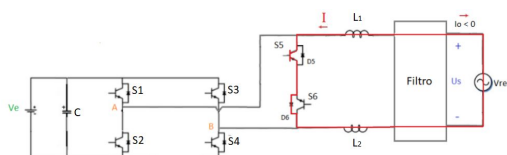


Fig. 3.5. Circulación de la corriente durante el estado E6

Tensión en los conductores 1 y 2 para los estados E5 y E6

Conocidos ya los nuevos estados E5 y E6, será necesario evaluar la caída de tensión en los conductores 1 y 2 para estos casos especiales. Estos valores son necesarios para calcular el VMC que es uno de los objetivos de este capítulo. Recordamos que las tensiones en los conductores a la salida del inversor se medían tomando como referencia el polo negativo del bus de continua, N. Sin embargo, cuando el inversor se encuentra en estos dos estados, ninguno de los interruptores que forman el FB conduce electricidad y por lo tanto los conductores 1 y 2 están desconectados y resulta imposible medir su voltaje. Para calcular el

valor de la tensión en esos puntos, recordamos que en cada conductor existía una capacidad parásita. Cuando el puente se apaga y tienen lugar los estados E5 y E6, la corriente de salida del inversor se encuentra con que la salida está cortocircuitada y se ve obligada a circular por estas capacidades. Por este motivo, y asumiendo que las capacitancias parásitas son iguales para los dos conductores, los valores de V_{1N} y V_{2N} también lo serán en el momento de apagado del puente y de valor aproximadamente igual a la mitad de la tensión continua, $V_e/2$. La tabla de estados definitiva para HERIC se muestra a continuación:

Estado	S1	S4	S2	S3	S5	D5	S6	D6	Va	Vb	Us
E1	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	V_e	0	V_e
E2	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	V_e	V_e	0
E3	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	0	V_e	$-V_e$
E4	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	0	0	0
E5	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	$\approx V_e/2$	$\approx V_e/2$	0
E6	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	$\approx V_e/2$	$\approx V_e/2$	0

Fig. 3.6. Tabla final de estados de la configuración HERIC

2.4. Principio de funcionamiento

2.4.1. Introducción y estrategia de modulación elegida

Cada interruptor de la rama extra del inversor HERIC, que están colocados uno de forma opuesta respecto al otro, conduce durante un semiperiodo de la señal de salida. Ya hemos dicho que el objetivo de estos IGBTs es desacoplar la fuente FV de la red durante los instantes en los que la señal de salida alcanza nivel cero. También comentábamos que este desacoplo sirve, entre otras cosas, para evitar las pérdidas que se producen en el resto de topologías cuando se transmiten potencias reactivas entre los elementos parásitos de la zona de alterna y las capacidades parásitas de los módulos FV y para atenuar también las corrientes de fuga. La principal característica de la secuencia en la modulación PWM de un inversor HERIC es, por lo tanto, que la señal alcanza el nivel cero con los nuevos estados E5 y E6.

- Para el semiciclo positivo de la señal de red, la señal de salida del inversor oscila entre $+V_e$ y 0. El nivel $+V_e$ se alcanza mediante el estado E1 y el tiempo en el que la señal debe tener nivel cero se alcanza mediante el estado E5. De este modo, para el semiperiodo positivo de la onda, la secuencia de conmutación es la siguiente:

E1 → E5 → E1 → E5 ...

- Para el semiciclo negativo de la señal de red, la señal de salida del inversor oscila entre $-V_e$ y 0. El nivel $-V_e$ se alcanza mediante el estado E3 y el tiempo en el que la señal debe tener nivel cero, se alcanza mediante el estado E6. De este modo, para el semiperiodo negativo de la onda, la secuencia de conmutación es la siguiente:

E3 → E6 → E3 → E6 ...

En la modulación PWM de un inversor HERIC los estado E2 y E4 no intervienen en ningún momento. El diseño de esta topología tiene la función de encontrar un equilibrio entre la buena eficiencia y calidad de la señal inyectada a la red de un inversor FB con PWM unipolar y el buen comportamiento del VMC. Recordemos que en la PWM unipolar las pérdidas se reducían considerablemente gracias a los tres niveles de funcionamiento, pero que el voltaje en modo común no era constante. Las variaciones de VMC desaparecen en esta nueva topología con la secuencia de funcionamiento elegida. Además, las pérdidas y corrientes de fuga durante el nivel cero también se atenúan gracias al desacoplo en alterna que evita que en esos instantes se carguen las capacidades del módulo con tensiones de alta frecuencia.

2.4.2. Modos de operación

Un inversor con configuración HERIC tiene, por lo tanto, cuatro modos de funcionamiento diferentes para cada periodo de oscilación de la señal de red. De estos cuatro modos, los dos primeros corresponden al semiciclo positivo de la onda de salida y los otros dos al negativo.

- Modo 1: el inversor tiene la configuración del estado E1 y los interruptores que conducen corriente son: S1 y S4. El interruptor S6 también está en conducción pero al estar S5 apagado en la rama en serie, no circulará la corriente a través de ninguno de los dos. El resto de semiconductores que no hemos mencionado permanecen desconectados. Este modo de funcionamiento tiene lugar durante el semiperiodo positivo de la señal de red y en él la salida del inversor alcanza nivel alto, $+V_e$.

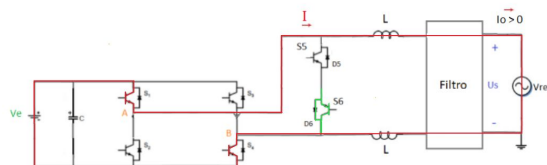


Fig. 3.7. Camino de la corriente en el modo 1 de la configuración HERIC

- Modo 2: es el modo en el que el inversor tiene la configuración del estado E5. Los interruptores que conducen en este caso son: S5 y S6 y el resto de semiconductores permanecen desconectados. En concreto, la corriente de salida circula a través del IGBT S6 y por el diodo antiparalelo D5. Este modo también tiene lugar durante el semiperiodo positivo pero en él la salida del inversor corresponde al nivel 0.

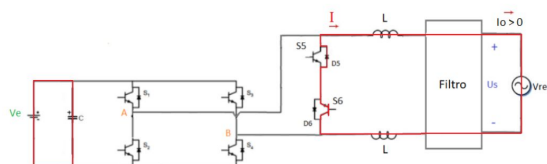


Fig. 3.8. Camino de la corriente en el modo 2 de la configuración HERIC

- Modo 3: el inversor tiene la configuración del estado E3 y los interruptores que conducen corriente son: S2 y S3. El interruptor S5 también se encontrará en estado de conducción pero al estar S6 apagado en la rama en serie, no circulará la corriente a través de ninguno de los dos. El resto de semiconductores permanecen desconectados. Este modo de funcionamiento tiene lugar durante el semiperiodo negativo de la señal de red y en él la salida del inversor alcanza nivel bajo, $-V_e$.

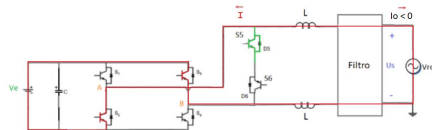


Fig. 3.9. Camino de la corriente en el modo 3 de la configuración HERIC

- Modo 4: es el modo en el que el inversor tiene la configuración del estado E6. Los interruptores que conducen en este caso son: S5 y S6 y el resto de semiconductores permanecen desconectados. En concreto, la corriente de salida circula a través del IGBT S5 y por el diodo antiparalelo D6. Este modo también tiene lugar durante el semiperiodo negativo pero en él la salida del inversor corresponde al nivel 0.

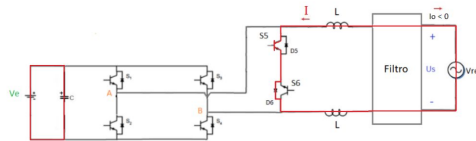


Fig. 3.10. Camino de la corriente en el modo 4 de la configuración HERIC

2.5. Estudio del modo común del sistema

2.5.1. Introducción

En el capítulo II desarrollamos un circuito para análisis del modo común del sistema que estamos estudiando, lo veíamos en la figura 2.20. Junto con el esquema obtuvimos la expresión fundamental de la tensión común del circuito, la recordamos a continuación:

$$V_{cmt} = V_{cm'} + \frac{V_{dm}}{2} \cdot \frac{(L2-L1)}{(L1+L2)} \quad (3.1)$$

Para el esquema sabemos además que los valores de V_{dm} y $V_{cm'}$ dependen en todo momento de los valores de tensión en los conductores 1 y 2 del convertidor y, por lo tanto, del circuito de conmutación y de su estrategia de modulación.

- $V_{dm} = V_{1N} - V_{2N}$
- $V_{cm'} = V_{cm} = \frac{(V_{1N} + V_{2N})}{2}$

El estudio del circuito equivalente de modo común del sistema tiene el objetivo de establecer un esquema eléctrico general que permita comparar las distintas configuraciones y las distintas estrategias de modulación. El parámetro importante que establece qué diseños son válidos para aplicaciones sin aislamiento es el valor de tensión total en modo común. Si este parámetro se mantiene constante durante el proceso de modulación de la señal, se elimina el problema de las corrientes de fuga a través de las capacitancias parásitas.

2.5.2. Estudio del modo común para las distintas combinaciones de estado

Conocidas las expresiones de V_{cmt} , V_{dm} y V_{cm}' podemos calcular su valor para cada uno de los estados posibles de los semiconductores. Los mostramos en la tabla a continuación:

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	$V_{cmt} = \frac{V_g}{2} + \frac{V_g}{2} \cdot \frac{(L2-L1)}{(L1+L2)}$
E2	Ve	Ve	0	0	Ve	Ve
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2	$V_{cmt} = \frac{V_g}{2} - \frac{V_g}{2} \cdot \frac{(L2-L1)}{(L1+L2)}$
E4	0	0	0	0	0	0
E5	≈ Ve/2	≈ Ve/2	0	0	≈ Ve/2	≈ Ve/2
E6	≈ Ve/2	≈ Ve/2	0	0	≈ Ve/2	≈ Ve/2

Fig. 3.11. Expresiones de la tensión total común de los estados de la topología HERIC

Para los estados E1 y E2 la tensión en modo común del sistema depende en todo momento del valor de las inductancias L1 y L2. Existen combinaciones infinitas de valores de L1 y L2. El análisis del modo común del sistema tenía un objetivo claro: estudiar para qué configuraciones y estrategias de modulación se conseguía que el voltaje en modo común fuera constante de manera que se pudiera plantear prescindir del transformador. Los casos en los que los valores de L1 y L2 acercan más el voltaje en modo común total a este objetivo son los dos que estudiamos a continuación:

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	L1	L2	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	L	0	0
E2	Ve	Ve	0	0	Ve			Ve
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2			Ve
E4	0	0	0	0	0			0
E5	≈ Ve/2	≈ Ve/2	0	0	≈ Ve/2			≈ Ve/2
E6	≈ Ve/2	≈ Ve/2	0	0	≈ Ve/2			≈ Ve/2

Fig. 3.12. Expresiones del VMC en la topología HERIC para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	L1	L2	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	L/2	L/2	Ve/2
E2	Ve	Ve	0	0	Ve			Ve
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2			Ve/2
E4	0	0	0	0	0			0
E5	≈ Ve/2	≈ Ve/2	0	0	≈ Ve/2			≈ Ve/2
E6	≈ Ve/2	≈ Ve/2	0	0	≈ Ve/2			≈ Ve/2

Fig. 3.13. Expresiones del VMC en la topología HERIC para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$

2.5.3. Variación del VMC para la estrategia de modulación elegida

En este apartado vamos a analizar las gráficas de: tensión en los conductores, tensión diferencial de salida y VMC para los distintos valores de inductancias estudiados. Estas dos figuras muestran las gráficas para las secuencias de conmutación en la configuración HERIC: la primera representa el caso en el que la inductancia de línea está repartida entre fase y neutro y la segunda el caso en el que solo existe inductancia en la fase.

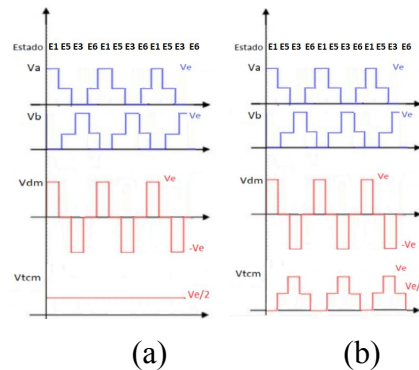


Fig. 3.14. Tensiones V_{1N} , V_{2N} , V_{dm} y V_{cmt} en la configuración de inversor HERIC
 (a) para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$ (b) para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

Si solo existe inductor en el conductor de fase, el número de saltos que se producen en cada secuencia de estados es cuatro y su valor de tensión es de $V_e/2$. Sin embargo, en el caso de inductancia simétricamente dividida, no se producen saltos del VMC y el problema está resuelto. La configuración HERIC con modulación PWM unipolar es una topología muy ampliamente utilizada en la actualidad en aplicaciones FV sin transformador de aislamiento.

2.6. Características de la configuración HERIC

Del estudio de la configuración HERIC y del estudio de su VMC, concluimos con una serie de características que la diferencian del resto topologías y resaltamos las ventajas y desventajas resultantes del uso de esta técnica. El objetivo es un equilibrio adecuado entre: un buen comportamiento del VMC, y una eficiencia y calidad elevadas de la señal de salida.

- La principal característica del inversor HERIC es que el desacoplo en alterna mejora la eficiencia global del sistema debido a la reducción de las pérdidas durante los estados en los que la salida tiene nivel cero. Gracias a este desacoplo, las corrientes de fuga que se generan son pequeñas en comparación con las de la topología FB.
 - No hay intercambio de potencia reactiva entre la zona de alterna y continua.
 - No hay rizado de alta frecuencia en la tensión transmitida a las capacitancias.
- Otra de las características más importantes es, por lo tanto, que en el inversor HERIC sí existen estados que proporcionen nivel cero a la salida del inversor. En concreto el estado E5 y el estado E6 en los que conducen los interruptores S5 y S6.

El semiconductor extra está diseñado para trabajar con algunos de los interruptores del puente y, como sucedía también en el inversor HERIC, para conmutar en los instantes en que se cortocircuita la salida del inversor y la salida alcanza nivel cero. La generación del cortocircuito en este caso tiene lugar en los interruptores del puente y el nuevo interruptor, situado en la parte de continua, se desconectará en los instantes en que se produzca este cortocircuito con el objetivo de desconectar los paneles de la red. A este proceso se le conoce, por este motivo, como DC-bypass o desacoplo en continua y su función también es reducir las pérdidas evitando la transmisión de ciertas componentes de la señal de salida. La topología de inversor H5 fue desarrollada por la compañía SMA Technologies exclusivamente para trabajar en aplicaciones de generación distribuida conectadas a la red sin transformador de aislamiento galvánico. El comportamiento del modo común en este tipo de configuración es, por lo tanto, muy recomendable para aplicaciones sin transformador y se estudiará con detenimiento en los próximos apartados.

Los elementos que forman parte del circuito del inversor H5 se presentan a continuación:

- La fuente de continua: fuente de tensión que representa el generador fotovoltaico.
- Condensador en la zona de continua: se encuentra en paralelo con la fuente de tensión, lo llamamos C_{DC} y su objetivo es el mismo que en la configuración HERIC.
- Interruptor extra de la configuración H5: es un IGBT con un diodo antiparalelo acoplado que recibe el nombre de S5. Este semiconductor trabaja en la zona de continua del circuito y opera en alta frecuencia durante los dos semiciclos de la señal.
- Ramas del inversor en puente completo: las dos ramas de semiconductores que forman el puente completo constituidas por los interruptores S1, S2 y S3, S4.
- Los inductores de línea, el filtro y la fuente de alterna también forman parte del esquema electrónico de H5 y tienen las mismas funciones que en la topología anterior.

3.2. Aproximación al funcionamiento y objetivos del desacoplo en continua

Aproximación al funcionamiento

El funcionamiento de esta configuración está basado en la adición de un semiconductor extra en la zona de continua que conduce bidireccionalmente y cuyo objetivo es desacoplar, en los instantes en los que la salida del inversor alcanza nivel cero, la fuente FV de la red. Esta función la llevará a cabo tanto en el semiciclo positivo como en el negativo. El funcionamiento del inversor H5, al igual que la configuración de los semiconductores, es muy similar al de la topología FB aunque esta vez la estrategia de modulación utilizada es híbrida. La principal diferencia que encontramos con respecto a la topología FB es que en este caso el nivel cero se genera mediante la conmutación del nuevo interruptor S5. Cuando la señal alcanza el nivel cero, el interruptor S5 se desconecta y desacopla los paneles del inversor y por lo tanto también de la red. Este aislamiento, que recibe el nombre de desacoplo en continua o DC-bypass, tiene lugar cuando el interruptor S5 se abre impidiendo el paso de

los electrones y la corriente de libre circulación fluye a través de dos de los interruptores del puente completo que sí se encuentran en estado de conducción. Por otro lado los estados activos del inversor, los que dan lugar a los niveles de tensión positivos y negativos, se generan igual que en la configuración de puente completo.

Frecuencia de conmutación de los interruptores

- Los interruptores que dominan la modulación de cada semiciclo de la señal de red, S1 el semiciclo positivo y S3 el semiciclo negativo, funcionan a la frecuencia de conmutación de la red.
- Los dos semiconductores restantes del puente completo funcionan con frecuencia de conmutación alta, S4 durante el semiciclo positivo y S2 durante el semiciclo negativo de la señal de red.
- El nuevo interruptor S5, operando en la zona de continua, funciona también a alta frecuencia pero en los dos semiciclos de la señal de la red eléctrica.

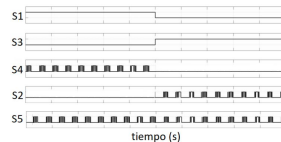


Fig. 3.16. Secuencia de conmutación de los interruptores en la configuración H5

Objetivos del desacoplo en continua

- Impedir que la corriente de libre circulación llegue a la zona de continua.
- Desacoplar el panel de la red durante los periodos en los que la señal tiene nivel cero. Este desacoplo tiene lugar esta vez en la zona de continua y su objetivo es evitar que se transmitan señales de tensión de alta frecuencia a las capacitancias parásitas.
- Evitar, en los instantes en los que se alcanza el nivel cero, que se produzcan intercambios de potencia reactiva entre los componentes parásitos del filtro a la salida del inversor y el condensador de continua a la entrada del mismo.

3.3. Estados de funcionamiento de la configuración H5

Tabla de estados de la configuración H5

Para el análisis del rendimiento, como hacíamos en HERIC, vamos a desarrollar de los estados permitidos en H5. Añadimos a la tabla del FB el funcionamiento de S5:

Estado	S1	S4	S2	S3	S5	Va	Vb	Us
E1	ON	ON	OFF	OFF	ON	Ve	0	Ve
E2	ON	OFF	OFF	ON	OFF	-	-	0
E3	OFF	OFF	ON	ON	ON	0	Ve	-Ve
E4	OFF	ON	ON	OFF	OFF	-	-	0

Fig. 3.17. Tabla de estados de la configuración H5

Los estados E1 y E3 son iguales que en la configuración FB, en ambos el interruptor S5 conduce con normalidad sin modificar el comportamiento del circuito. Es en los nuevos estados E2 y E4, en los que la señal de salida tiene nivel cero, donde se produce el desacople en continua y donde la circulación de la corriente es diferente. Para la secuencia de conmutación que utiliza H5 el nivel cero de señal se alcanza, tanto para el semiciclo positivo como para el negativo, mediante el E2 por lo que será el único estado que analizaremos.

Estados cero en los semiciclos positivo y negativo de la señal de red

Semiciclo positivo de la señal de red: en el estado cero E2 que funcionará en el semiciclo positivo de la señal de red, la corriente circula a través del diodo antiparalelo de S3 y a través del IGBT de S1 y es positiva. El semiconductor S5 permanece abierto durante este estado.

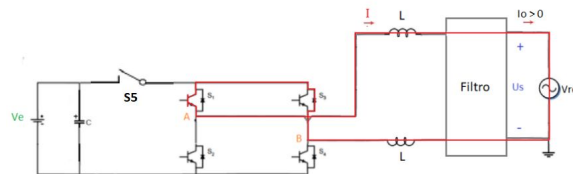


Fig. 3.18. Circulación de la corriente durante el estado E2 en el semiciclo positivo

Semiciclo negativo de la señal de red: en el estado cero E2, que funcionará en el semiciclo negativo de la señal de red, la corriente circula a través del diodo de S1 y a través del IGBT de S3 y es negativa. El semiconductor S5 permanece abierto durante este estado.

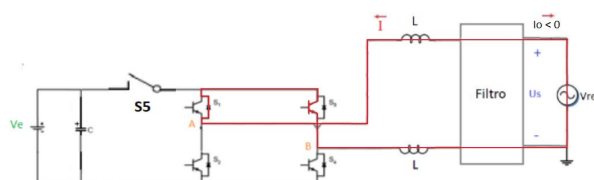


Fig. 3.19. Circulación de la corriente durante el estado E2 en el semiciclo negativo

Tensión en los conductores 1 y 2 para el estado E2

Conocidos E2 y E4, igual que para HERIC, será necesario evaluar la tensión en los conductores 1 y 2 para estos casos. Estos valores son necesarios para calcular el VMC que es el objetivo de este capítulo. Igual que para la configuración anterior, en cada conductor existe una capacidad parásita. Asumiendo que las capacitancias parásitas son iguales para los dos

conductores, los valores de V_{1N} y V_{2N} también lo son y, por el mismo motivo que en HERIC, su valor es aproximadamente igual a la mitad de la tensión continua, $V_e/2$.

Estado	S1	S4	S2	S3	S5	Va	Vb	Us
E1	ON	ON	OFF	OFF	ON	V_e	0	V_e
E2	ON	OFF	OFF	ON	OFF	$\approx V_e/2$	$\approx V_e/2$	0
E3	OFF	OFF	ON	ON	ON	0	V_e	$-V_e$
E4	OFF	ON	ON	OFF	OFF	$\approx V_e/2$	$\approx V_e/2$	0

Fig. 3.20. Tabla final de estados de la configuración H5

3.4. Principio de funcionamiento

3.4.1. Introducción y estrategia de modulación elegida

Como hemos dicho, esta topología basa su funcionamiento en la adición de un semiconductor S5 en serie con la fuente en la zona de continua. El interruptor conduce en los instantes en los que la salida alcance los valores $\pm V_e$ y desacopla la fuente del inversor en los instantes en los que la salida alcanza nivel cero. Este desacoplo sirve, igual que en la configuración HERIC, para evitar las pérdidas que se producen cuando se transmiten potencias reactivas entre los elementos parásitos de la zona de alterna y las capacidades parásitas de los módulos fotovoltaicos y para atenuar también las corrientes de fuga. La principal característica de la secuencia de estados en la modulación PWM de un inversor H5 es que la señal alcanza el nivel cero con el estado E2 en los dos ciclos de funcionamiento.

- Para el semiciclo positivo de la señal de red, la señal de salida del inversor oscila entre $+V_e$ y 0. El nivel $+V_e$ se alcanza mediante el estado E1 y el tiempo en el que la señal debe tener nivel cero se alcanza mediante el estado E2. De este modo, para el semiperiodo positivo de la onda, la secuencia de conmutación es la siguiente:

E1 → E2 → E1 → E2 ...

- Para el semiciclo negativo de la señal de red, la señal de salida del inversor oscila entre $-V_e$ y 0. El nivel $-V_e$ se alcanza mediante el estado E3 y el tiempo en el que la señal debe tener nivel cero se alcanza de nuevo mediante el estado E2. En la modulación PWM de un inversor H5 el estado E4 no interviene en ningún momento. De este modo, para el semiperiodo negativo de la onda, la secuencia de conmutación es la siguiente:

E3 → E2 → E3 → E2 ...

El diseño de esta topología también tiene la función de encontrar un equilibrio entre la buena eficiencia y calidad de la señal inyectada a la red de un inversor FB con modulación unipolar

y el buen VMC. Recordamos que en la PWM unipolar las pérdidas se reducían considerablemente gracias a los tres niveles de funcionamiento pero que el voltaje en modo común no era constante. Las variaciones del VMC desaparecen en esta nueva topología con la secuencia de operación elegida. Y las pérdidas y corrientes de fuga durante el nivel cero también se atenúan gracias al desacoplo en continua que evita que en esos instantes se carguen las capacidades del módulo con tensiones de alta frecuencia.

3.4.2. Modos de operación

Un inversor con configuración H5 tiene, igual que la configuración HERIC, cuatro modos de funcionamiento diferentes para cada periodo de oscilación de la señal de red. De estos cuatro modos, los dos primeros corresponden al semiciclo positivo y los otros dos al negativo.

- Modo 1: es el modo en el que el inversor tiene la configuración del estado E1 y los interruptores que conducen son: S1, S4 y S5. El resto de semiconductores permanecen desconectados. Tiene lugar durante el semiperiodo positivo de la señal de red y en él la salida del inversor alcanza nivel alto, $+V_e$. En la imagen a continuación se muestra el camino de la corriente:

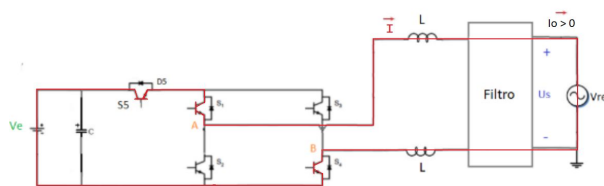


Fig. 3.21. Camino de la corriente en el modo positivo 1 de la configuración H5

- Modo 2: el inversor tiene la configuración del estado E2. Los interruptores que conducen son: S1 y S3 y el resto de semiconductores permanecen desconectados. En concreto, la corriente de salida circula a través del IGBT S1 y por el diodo antiparalelo D3. Este modo también tiene lugar durante el semiperiodo positivo de la pero en él la salida del inversor corresponde al nivel 0.

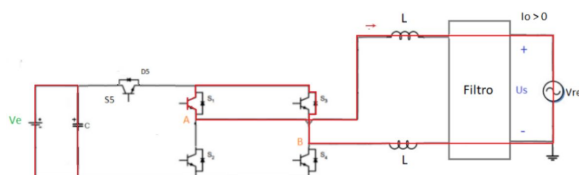


Fig. 3.22. Camino de la corriente en el modo positivo 2 de la configuración H5

Modo 3: el inversor tiene la configuración del estado E3. Los interruptores que conducen son: S2, S3 y S5. El resto de semiconductores permanecen desconectados. Tiene lugar durante el semiperiodo negativo de la señal de red y en él la salida del inversor alcanza nivel bajo, $-V_e$.

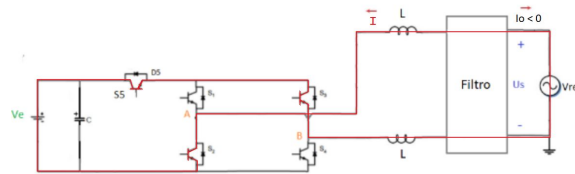


Fig. 3.23. Camino de la corriente en el modo negativo 3 de la configuración H5

- Modo 4: es el modo en el que el inversor vuelve a tener la configuración del estado E2. Los interruptores que conducen son: S1 y S3 y el resto de semiconductores permanecen desconectados. En concreto, la corriente de salida circula a través del IGBT S3 y por el diodo antiparalelo D1. Este modo también tiene lugar durante el semiperiodo negativo de la señal de red pero en él la salida del inversor corresponde al nivel 0. En la imagen a continuación se muestra el camino de la corriente:

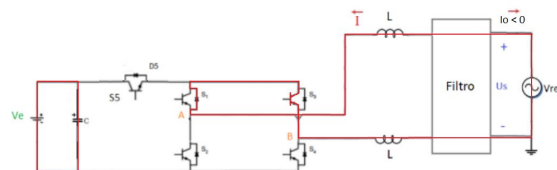


Fig. 3.24. Camino de la corriente en el modo negativo 4 de la configuración H5

3.5. Estudio del modo común del sistema

3.5.1. Introducción

Igual que para la configuración HERIC, es necesario recordar el circuito equivalente para el estudio del modo común del sistema y la expresión fundamental de VCM, ecuación 3.1, que depende de V_{1N} y V_{2N} . Ya explicamos la importancia del estudio del modo común del sistema que tiene el objetivo de establecer un esquema eléctrico general que permita comparar las distintas configuraciones y las distintas estrategias de modulación. El parámetro importante que establece qué diseños son válidos es el valor de tensión total en modo común.

3.5.2. Estudio del modo común para las distintas combinaciones de estado

Conocidas las expresiones de V_{cmt} , V_{dm} y V_{cm}' podemos calcular su valor para cada uno de los estados posibles de los semiconductores. Los mostramos en la tabla a continuación:

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	$V_{cmt} = \frac{V_g}{2} + \frac{V_g}{2} \cdot \frac{(Z2-Z1)}{(Z1+Z2)}$
E2	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$	0	0	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2	$V_{cmt} = \frac{V_g}{2} - \frac{V_g}{2} \cdot \frac{(Z2-Z1)}{(Z1+Z2)}$
E4	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$	0	0	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$

Fig. 3.25. Expresiones de la tensión total común de los estados de la topología H5

Para los estados E1 y E2 el VMC del sistema depende en todo momento del valor de las inductancias L_1 y L_2 . Existen combinaciones infinitas de valores de L_1 y L_2 . Los casos en los que los valores de L_1 y L_2 acercan más el voltaje en modo común total a un comportamiento constante son los dos que estudiamos a continuación:

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	L1	L2	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	L	0	0
E2	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$	0	0	$\approx Ve/2$			$\approx Ve/2$
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2			Ve
E4	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$	0	0	$\approx Ve/2$			$\approx Ve/2$

Fig. 3.26. Expresiones del VMC en la topología H5 para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	L1	L2	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	L/2	L/2	Ve/2
E2	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$	0	0	$\approx Ve/2$			$\approx Ve/2$
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2			Ve/2
E4	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$	0	0	$\approx Ve/2$			$\approx Ve/2$

Fig. 3.27. Expresiones del VMC en la topología H5 para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$

3.5.3. Variación del VMC para la estrategia de modulación elegida

En este apartado vamos a analizar las gráficas de: tensión en los conductores, tensión diferencial de salida y VMC para los distintos valores de inductancias estudiados. Estas dos figuras muestran las gráficas para las secuencias de conmutación en la configuración H5:

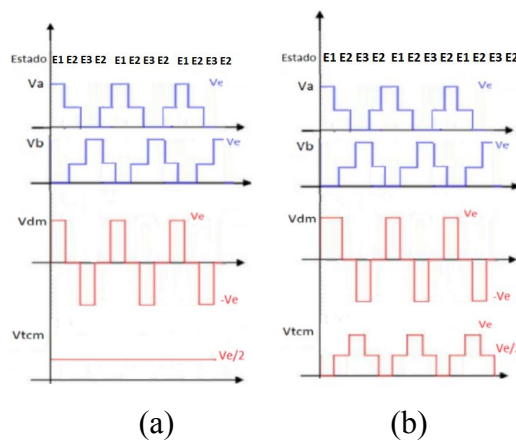


Fig. 3.28. Tensiones V_{1N} , V_{2N} , V_{dm} y V_{cmt} en la configuración de inversor H5
 (a) para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$ (b) para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

Si solo existe inductor en el conductor de fase, el número de saltos que se producen en cada secuencia de estados es cuatro y su valor de tensión es de $Ve/2$. Sin embargo, en el caso de inductancia dividida, no se producen saltos del VMC y el problema está resuelto. La

configuración H5 con modulación PWM híbrida es una topología muy ampliamente utilizada en la actualidad en aplicaciones fotovoltaicas distribuidas sin transformador de aislamiento.

3.6. Características de la configuración H5

Del estudio de la configuración H5 y del estudio de su comportamiento en modo común, concluimos con una serie de características que la diferencian del resto topologías y resaltamos las ventajas y desventajas resultantes del uso de esta técnica.

- La principal característica, al igual que la del inversor HERIC, es que el desacoplo mejora la eficiencia global del sistema debido a la reducción de las pérdidas durante los estados en los que la salida tiene nivel cero. Gracias a este desacoplo las corrientes de fuga que se generan son pequeñas en comparación con las de la topología FB.
- En H5 sí existe un estado que proporcione nivel cero a la salida del inversor. En concreto el estado E2 en el que conducen los interruptores S1 y S3. La consecuencia directa es una tensión de salida unipolar que da lugar a menores pérdidas.
- La configuración H5 requiere un semiconductor extra con respecto al puente completo y un semiconductor menos en comparación con la topología HERIC.
- En la configuración H5 la corriente fluye, en los estados en los que la salida alcanza nivel $\pm V_e$, a través de tres semiconductores en lugar de dos. Las pérdidas por conducción son mayores que para las configuraciones hasta ahora.
- Existen también pérdidas por conmutación, relacionadas con el número de interruptores que cambian de estado durante la modulación y, por lo tanto, con la frecuencia de conmutación de cada uno. En el inversor H5 dos de los IGBTs que forman el FB trabajan a frecuencia alta (cada uno durante un semiperiodo) y los otros dos trabajan a la frecuencia de conmutación de la red. El interruptor de la zona de continua tiene también frecuencia alta pero operando durante el periodo completo.
- El comportamiento en modo común resulta clave para este tipo de inversor. Como hemos estudiado, si el inductor de línea está simétricamente repartido entre la fase y el neutro, el voltaje en modo común se mantiene constante. Como resultado no existen corrientes de fuga que circulen por las capacitancias parásitas de los módulos.
- En cuanto a la eficiencia global de este tipo de inversor concluimos que es grande, incluso a veces por encima del 98 %. Esto es debido a la reducción de las pérdidas durante los instantes en los que la señal se encuentra en nivel cero y a la baja frecuencia de conmutación de dos de los interruptores del puente.

Debido a la buena eficiencia y a la calidad de la señal inyectada, junto con el buen VMC, la conclusión del estudio de esta topología es que es muy adecuada para aplicaciones sin transformador. No requiere un filtro muy complejo y su comportamiento común es adecuado y muy similar al de la configuración HERIC ya que están basados en el mismo principio de desacoplo y ambos tienen dos semiconductores trabajando a la frecuencia de red. Aumentan ligeramente las pérdidas de conducción pero el cambio es prácticamente imperceptible.

4. TOPOLOGÍA H6

4.1. Introducción, configuración de semiconductores y elementos del circuito

La topología H6 que estudiamos en este apartado de nuevo está basada en la topología básica de inversor puente completo, FB. En concreto, se trata de una versión modificada de la configuración H5. Está formada por un inversor H5 al que se añade un interruptor extra, también en la parte de continua, que denominamos S6. Al igual que el resto de interruptores, el nuevo IGBT cuenta con un diodo antiparalelo acoplado que recibe el nombre de D6.

Existen dos estructuras de inversor tipo H6 en función de la conexión de este nuevo interruptor en la parte de continua. En la estructura tipo 1, que se muestra en la primera figura, el interruptor S6 está conectado entre el polo positivo del bus de continua y el terminal A del inversor. Por otro lado en la estructura tipo 2, representada en la segunda figura, el interruptor S6 está conectado entre el polo positivo del bus de continua y el terminal B del inversor.

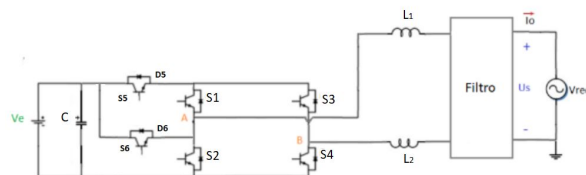


Fig. 3.29. Esquema electrónico de la configuración H6, estructura tipo 1

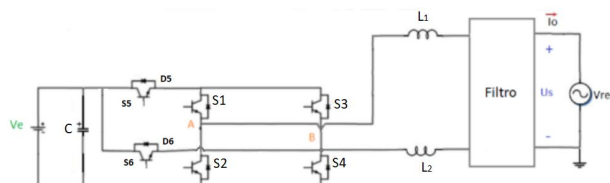


Fig. 3.30. Esquema electrónico de la configuración H6, estructura tipo 2

En este tipo de configuración, de forma muy parecida a como ocurría en el inversor H5, el interruptor S6 trabajará junto con el interruptor S5 para desconectar los paneles del inversor en ciertos instantes de tiempo. En concreto, en los instantes en los que la señal se encuentra en nivel cero, ninguno de los dos interruptores conducirá. El objetivo es que mientras se produce el cortocircuito a la salida del puente de semiconductores, la fuente de generación quede perfectamente desacoplada del resto del sistema. Cuando esto ocurre el camino para las corrientes de fuga hacia la zona de continua queda cortado. Por otro lado, durante los instantes en los que la señal alcanza nivel alto y nivel bajo, $+V_e$ y $-V_e$, S5 y S6 conducirán alternativamente permitiendo el paso de la corriente hacia el puente. En concreto, S5 opera durante el semiciclo positivo y S6 durante el negativo.

El comportamiento del modo común en este tipo de configuración, igual que en H5, es muy recomendable para aplicaciones sin transformador. La principal ventaja con respecto a la topología anterior es que en los tiempos en los que la salida alcanza el nivel $-V_e$ la corriente fluye directamente a través de S6 y S2 y se reducen considerablemente las pérdidas de conducción. Este fenómeno se estudiará detenidamente en los próximos apartados.

Los elementos que forman el circuito del inversor H6 son los mismos que para la configuración H5 añadiendo un interruptor extra en la parte de continua.

- El interruptor extra de la configuración H6: es un IGBT con un diodo antiparalelo acoplado que recibe el nombre de S6. Este semiconductor trabaja en la parte de continua del circuito de semiconductores y opera, igual que S5, en alta frecuencia en el semiciclo negativo de la señal de la red convencional. Otra de las modificaciones de este circuito respecto al anterior es que el interruptor S5 también pasa a trabajar únicamente en un semiperiodo de la señal de salida, concretamente en el positivo.

4.2. Aproximación al funcionamiento y objetivos del desacoplo en continua

Aproximación al funcionamiento

El funcionamiento está basado en el de H5 la diferencia consiste en la adición de un semiconductor extra, además de S5, en la zona de continua. El objetivo es que, en los instantes en los que la salida alcanza nivel cero, ambos semiconductores desacoplen la fuente FV de la red. Por otro lado, los niveles $\pm V_e$ se generarán con los interruptores S5 y S6 conduciendo alternativamente, el primero en el semiciclo positivo y el segundo en el negativo. La principal diferencia respecto a H5 es que, en este caso, el nivel $-V_e$ se alcanza con S3, S2 y S6 en estado de conducción. Al cambiar S5 por el nuevo IGBT, la corriente podrá circular únicamente a través de S2 y S6 para proporcionar la señal a la salida, esto reduce las pérdidas de conducción. El resto de estados son idénticos a los de H5.

Frecuencia de conmutación de los interruptores

- Los interruptores que dominan la modulación de cada semiciclo de la señal de red, S1 el positivo y S3 el negativo, funcionan a la frecuencia de conmutación de la red.
- Los dos semiconductores restantes puente funcionan con frecuencia de conmutación alta, S4 durante el semiciclo positivo y S2 durante el negativo de la señal de red.
- Los nuevos interruptores S5 y S6, operando en la zona de continua, funcionan también a alta frecuencia cada uno en un semiciclo de la señal de la red eléctrica.

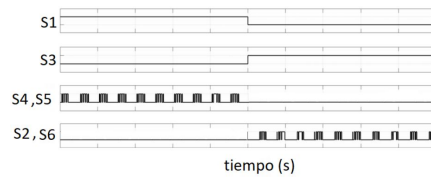


Fig. 3.31. Secuencia de conmutación de los interruptores en la configuración H6

Objetivos del desacoplo en continua

El nuevo semiconductor S6, que acompaña a S5 y al puente de interruptores, también tiene el objetivo de desacoplar el panel del resto del sistema. Del mismo modo las funciones de este desacoplo en continua son las mismas que las que enumeramos en los apartados anteriores.

4.3. Estados de funcionamiento de la configuración H6

Tabla de estados de la configuración H6

Vamos a desarrollar las tablas de los estados permitidos de los conmutadores en H6. Añadimos a la tabla de FB el funcionamiento de los semiconductores S5 y S6:

Estado	S1	S4	S2	S3	S5	S6	Va	Vb	Us
E1	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF	Ve	0	Ve
E2	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	-	-	0
E3	OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	0	Ve	-Ve
E4	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	-	-	0

Fig. 3.32. Tabla de estados de la configuración H6

Los estados E1, E2 y E4 son iguales que en la configuración H5, ya que el interruptor S6 permanece desconectado y la corriente circula igual que en la configuración anterior sin que se modifique el comportamiento del circuito. Es en el estado E3, en el que la señal de salida tiene nivel $-V_e$, donde se produce una circulación de la corriente diferente. Para la secuencia de conmutación que utiliza el inversor H6 el nivel $-V_e$ de señal se alcanza mediante el estado E3 que estudiaremos con más detenimiento.

Circulación de la corriente en el estado E3

La función de S6 es conducir durante el estado E3, que está presente en el semiciclo negativo de la señal y para el que la señal de salida es $-V_e$. En E3 los interruptores S2 y S3 se encuentran en estado ON igual que en las configuraciones anteriores. La diferencia está en que al entrar en funcionamiento S6, que también está en ON, aunque S3 esté cerrado la corriente únicamente circula a través de S2 y S6 lo que se reduce las pérdidas de conducción.

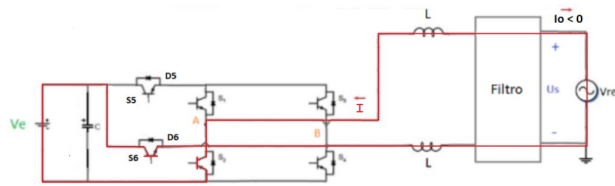


Fig. 3.33. Circulación de la corriente durante el estado E3 en el semiciclo negativo

Los estados cero en la modulación de la configuración H6, tanto en el semiciclo positivo como en el negativo, son iguales que en la configuración H5. El interruptor S6 permanece desconectado por lo que no altera el desacoplo de la fuente FV y la red.

Tensión en los conductores 1 y 2 para los estados E2 y E4

Igual que para las topologías anteriores es necesario evaluar la caída de tensión en los conductores 1 y 2 para posteriormente calcular la tensión en modo común. El circuito general es el mismo, en cada conductor existe una capacidad parásita y sus valores son aproximadamente iguales. Por esta razón, los valores de tensión V_{1N} y V_{2N} también son aproximadamente iguales y su valor es la mitad de la tensión continua, $V_e/2$. La tabla de estados definitiva para la configuración H6 se muestra a continuación:

Estado	S1	S4	S2	S3	S5	S6	Va	Vb	Us
E1	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF	V_e	0	V_e
E2	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	$\approx V_e/2$	$\approx V_e/2$	0
E3	OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	0	V_e	$-V_e$
E4	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	$\approx V_e/2$	$\approx V_e/2$	0

Fig. 3.34. Tabla final de estados de la configuración H6

4.4. Principio de funcionamiento

4.4.1. Introducción y estrategia de modulación elegida

El funcionamiento es muy parecido al del inversor H5. El convertidor H6 basa su funcionamiento en la adición de un nuevo semiconductor, además de S5, en la zona de continua. Los interruptores S5 y S6 conducen alternativamente en los instantes en los que la salida alcance los valores $\pm V_e$ y desacoplan la fuente del inversor en los instantes que correspondan al nivel cero. El objetivo del desacoplo es el mismo que para el inversor H5. La principal característica de la secuencia de estados en la modulación PWM de un inversor H6 es que la señal alcanza el nivel cero con el estado E2 en los dos ciclos de funcionamiento y que durante los instantes en los que la señal alcanza nivel $-V_e$ el número de interruptores por los que circula corriente se reduce a dos de nuevo, como en la configuración HERIC.

- Para el semiciclo positivo de la señal de red, la señal de salida del inversor oscila entre $+V_e$ y 0. El nivel $+V_e$ se alcanza mediante el estado E1 y el tiempo en el que la señal debe tener nivel cero se alcanza mediante el estado E2. De este modo, para el semiperiodo positivo de la onda, la secuencia de conmutación es la siguiente:

E1 → E2 → E1 → E2 ...

- Para el semiciclo negativo de la señal de red, la señal de salida del inversor oscila entre $-V_e$ y 0. El nivel $-V_e$ se alcanza mediante el estado E3 y el tiempo en el que la señal debe tener nivel cero, se alcanza de nuevo mediante el estado E2. En la modulación PWM de un inversor H6 el estado E4 no interviene en ningún momento. Para el semiperiodo negativo de la onda, la secuencia de conmutación es la siguiente:

E3 → E2 → E3 → E2 ...

El diseño de esta topología tiene la misma función que el de las dos anteriores, encontrar un equilibrio entre la buena eficiencia y calidad de la señal inyectada a la red de un inversor FB con modulación unipolar y el buen comportamiento en modo común. El resultado es el mismo que para la topología H5 pero reduciendo las pérdidas de conducción durante el estado E3 en el que, esta vez, solo circulará corriente por dos semiconductores.

4.4.2. Modos de operación

Un inversor con configuración H6 tiene, por lo tanto, cuatro modos de funcionamiento diferentes para cada periodo de oscilación de la señal de red. De estos cuatro modos, los dos primeros corresponden al semiciclo positivo de la onda de salida y los otros dos al negativo. Los describimos a continuación:

- Modo 1: el inversor tiene la configuración del estado E1. Los interruptores que conducen son: S1, S4 y S5 y el resto permanecen desconectados. Tiene lugar durante el semiperiodo positivo y en él la salida del inversor alcanza nivel alto, $+V_e$.

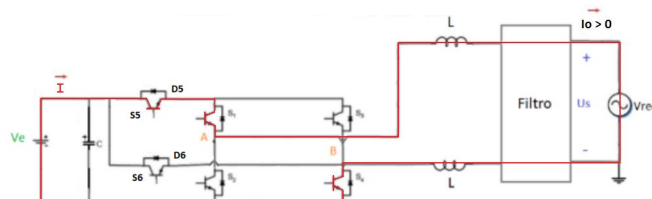


Fig. 3.35. Camino de la corriente en el modo 1 de la configuración H6

- Modo 2: el inversor tiene la configuración del estado E2. Los interruptores que conducen son: S1 y S3 y el resto permanecen desconectados. En concreto, la corriente

de salida circula a través del IGBT S1 y por el diodo antiparalelo D3. Este modo también tiene lugar durante el semiperiodo positivo pero en él la salida del inversor corresponde al nivel 0.

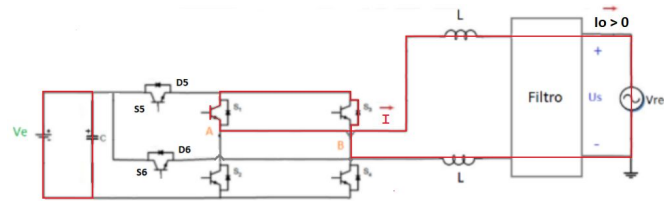


Fig. 3.36. Camino de la corriente en el modo 2 de la configuración H6

- Modo 3: el inversor tiene la configuración del estado E3. Los interruptores que conducen son: S2, S3 y S6 y el resto permanecen desconectados. Tiene lugar durante el semiperiodo negativo y en él la salida del inversor alcanza nivel bajo, $-V_e$. Es en el periodo de tiempo en el que tiene lugar este estado donde entra en funcionamiento S6 y aparecen los beneficios de esta configuración. Aunque los interruptores que están en estado de conducción son tres: S6, S2 y S3, la corriente solo circulará por los dos primeros. S3 está cerrado pero no circula intensidad a través de él y no se producen pérdidas de conducción.

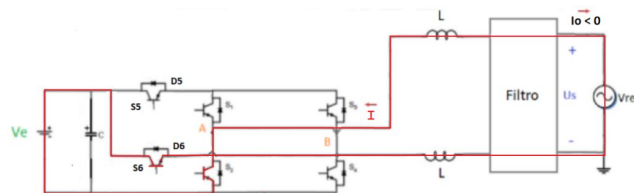


Fig. 3.37. Camino de la corriente en el modo 3 de la configuración H6

- Modo 4: el inversor vuelve a tener la configuración del estado E2. Los interruptores que conducen son: S1 y S3 y el resto permanecen desconectados. En concreto, la corriente de salida circula a través del IGBT S3 y por el diodo antiparalelo D1. Este modo también tiene lugar durante el semiperiodo negativo de la señal de red pero en él la salida del inversor corresponde al nivel 0.

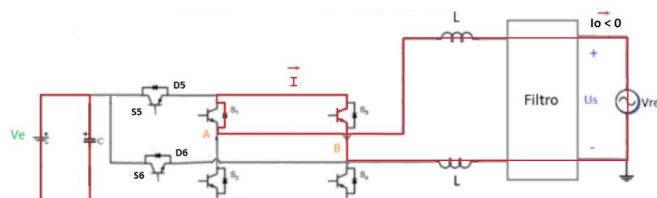


Fig. 3.38. Camino de la corriente en el modo 4 de la configuración H6

4.5. Estudio del modo común del sistema

4.5.1. Estudio del modo común para las distintas combinaciones de estado

Igual que para las configuraciones anteriores, es necesario recordar el circuito equivalente para el estudio del modo común del sistema y la expresión fundamental del VMC, ecuación 3.1, que depende de V_{1N} y V_{2N} . Conocidas las expresiones de V_{cmt} , V_{dm} y V_{cm}' podemos calcular su valor para cada uno de los estados posibles de los semiconductores.

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	$\frac{V_g}{2} + \frac{V_g}{2} \cdot \frac{(L2-L1)}{(L1+L2)}$
E2	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$	0	0	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2	$\frac{V_g}{2} - \frac{V_g}{2} \cdot \frac{(L2-L1)}{(L1+L2)}$
E4	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$	0	0	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$

Fig. 3.39. Expresiones de la tensión total común de los estados de la topología H6

El resultado de la tabla general es el mismo que el de la configuración H5. Del mismo modo, para los estados E1 y E2 la tensión en modo común del sistema depende en todo momento del valor de las inductancias L1 y L2. Estudiamos las dos combinaciones de valores de inductancias más importantes para el estudio del modo común:

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	L1	L2	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	L	0	0
E2	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$	0	0	$\approx Ve/2$			$\approx Ve/2$
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2			Ve
E4	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$	0	0	$\approx Ve/2$			$\approx Ve/2$

Fig. 3.40. Expresiones del VMC en la topología H6 para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	L1	L2	Vcmt
E1	Ve	0	Ve	Ve	Ve/2	L/2	L/2	Ve/2
E2	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$	0	0	$\approx Ve/2$			$\approx Ve/2$
E3	0	Ve	-Ve	-Ve	Ve/2			Ve/2
E4	$\approx Ve/2$	$\approx Ve/2$	0	0	$\approx Ve/2$			$\approx Ve/2$

Fig. 3.41. Expresiones del VMC en la topología H6 para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$

Los resultados de las tres tablas son idénticos a los de la configuración H5.. Por este motivo el comportamiento del modo común es igual de bueno que en la configuración H5.

4.5.2. Variación VMC para la estrategia de modulación elegida

En este apartado vamos a analizar las gráficas de: tensión en los conductores, tensión diferencial de salida y VMC para los distintos valores de inductancias estudiados. Del mismo modo que los resultados de las tres tablas, los resultados de las gráficas son idénticos a los de la configuración H5.

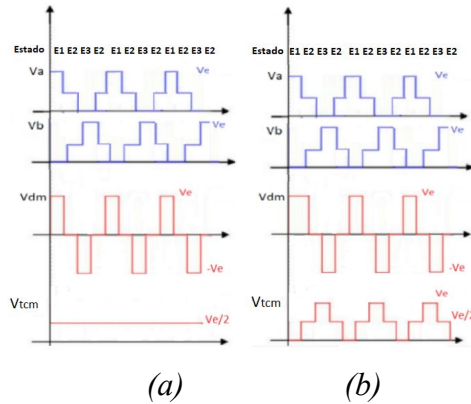


Fig. 3.42. Tensiones V_{1N} , V_{2N} , V_{dm} y V_{cmt} en la configuración de inversor H6
 (a) para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$ (b) para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

4.6. Características de la configuración H6

Del estudio de la configuración H6 y del VMC concluimos con una serie de características, ventajas y desventajas resultantes del uso de esta técnica.

- La principal característica del inversor H6, al igual que en las otras dos configuraciones, es que el desacoplo mejora la eficiencia global del sistema, en este caso el desacoplo es en la zona de continua. Gracias a él las corrientes de fuga que se generan son pequeñas en comparación con las de la topología puente completo.
- En el inversor H6 sí existe un estado que proporcione nivel cero a la salida del inversor. En concreto el estado E2 en el que conducen los interruptores S1 y S3. La consecuencia es una tensión de salida unipolar con menores pérdidas en el filtro.
- La configuración H6 requiere un semiconductor extra con respecto al inversor H5 y los mismos que los de la topología HERIC.
- En la configuración H6 la corriente fluye, en el estado E3 en el que la salida alcanza el nivel $-V_e$, a través de dos semiconductores. Esto significa que las pérdidas por conducción se reducen en comparación con las de H5 aunque siguen siendo superiores a las de la configuración HERIC.
- Existen también pérdidas por conmutación. En el inversor H6 dos de los IGBTs que forman el puente trabajan a frecuencia alta (cada uno durante un semiperiodo de la señal) y los otros dos trabajan a la frecuencia de la red. Los interruptores extra tiene también frecuencia alta pero operando esta vez cada uno en un semiperiodo.
- El VMC resulta clave para este tipo de inversor ya que es el mismo que para H5.
- La eficiencia global de este tipo de inversor concluimos que la más grande hasta ahora, incluso a veces por encima del 98 %. Esto es debido a la reducción de las pérdidas durante los instantes en los que la señal se encuentra en nivel cero y a la baja frecuencia de conmutación de dos de los interruptores y el menor número de interruptores por los que fluye corriente con respecto a H5.

Debido a la buena eficiencia y a la calidad de la señal inyectada, junto con el buen VMC la conclusión del estudio de esta topología es que es muy adecuada para aplicaciones sin transformador. Además, no requiere un filtro muy complejo.

5. TOPOLOGÍA NPC DE TRES NIVELES

5.1. Introducción, configuración de semiconductores y elementos del circuito

La topología NPC (Neutral Point Clamped) de tres niveles que estudiamos en este apartado de la memoria está basada en la topología básica de inversor en medio puente, HB. Comercializada por Danfoss Solar, esta topología es muy diferente a las estudiadas anteriormente ya que está formada por una rama de 4 semiconductores conectados en serie. Otra peculiaridad de esta configuración es que se acopla con el generador fotovoltaico mediante dos diodos a los que llamaremos D5 y D6. Al igual que en el resto de estructuras, los IGBTs que forman la rama cuentan con un diodo antiparalelo acoplado. Vemos el esquema de esta configuración en la imagen a continuación:

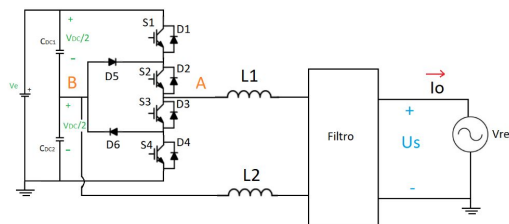


Fig. 3.43. Esquema electrónico de la configuración NPC de tres niveles

Ya sabemos, de apartados anteriores de la memoria, la gran limitación que supone en cuanto a eficiencia y calidad de la señal el uso de convertidores con sólo dos niveles de tensión a la salida. El inversor HB en que está basada esta topología no proporcionaba nivel cero a la salida, por lo que con el objetivo de garantizar estos requerimientos de rendimiento y potencia, se desarrollaron nuevas topologías de inversor. El inversor NPC, basado en la configuración HB y cuyos primeros diseños aparecieron en 1981, es uno de estos nuevos tipos de inversor de tres niveles. Este prototipo cuenta con buenas propiedades y está ampliamente aceptado en el mercado FV. Otra de las características que diferencia esta configuración de las tecnologías estudiadas hasta ahora es que en los estados cero, la señal de salida queda referenciada con el punto medio de la fuente de generación doble. Esto reduce considerablemente las posibilidades de que se transmitan corrientes de fuga.

Los elementos que forman el circuito de la configuración NPC son los siguientes:

- La fuente de continua doble: es una de las peculiaridades de esta configuración y, en general, de todas las basadas en la configuración HB. Su principio es el mismo que en medio puente, fuente generadora doble diseñada con divisor con condensadores.

- Para crear la doble fuente, el inversor utiliza dos condensadores de igual capacidad en serie para crear un divisor de tensión que acopla el generador con el inversor. De esta forma, la caída de tensión en cada semiconductor se reduce a $V_e/2$ y este resultado permite trabajar con tensiones continuas más elevadas.
- Rama de IGBTs: en esta topología de inversor la rama semiconductor es única y cuenta con cuatro IGBTs conectados en serie, todos ellos con un diodo antiparalelo.
- Dos diodos entre la rama de interruptores y la fuente de continua: ambos diodos en direcciones opuestas servirán de camino de la corriente durante los estados en los que la salida tiene nivel cero. El primero, entre los semiconductores S1 y S2 que recibe el nombre de D5, funciona durante el semiciclo positivo de la onda y el segundo, entre los semiconductores S3 y S4 llamado D6, durante el semiciclo negativo.
- El filtro necesario a la salida del inversor NPC es pequeño en comparación con el que era imprescindible en la configuración en medio puente con dos niveles a la salida. Esto es debido a que el rizado de la corriente a la salida es ahora menor.
- Los inductores de línea y la fuente de alterna forman también parte del esquema electrónico de la configuración NPC y tienen las mismas funciones que anteriormente.

5.2. Aproximación al funcionamiento y frecuencia de conmutación

Aproximación al funcionamiento

La principal característica es que, a diferencia de la configuración convencional HB que sólo permitía obtener a la salida la mitad de la tensión del bus de continua en positivo o en negativo, la topología NPC proporciona tres niveles: $+V_e/2$, $-V_e/2$ y 0. El nivel cero se consigue haciendo circular la corriente hacia el punto medio entre las dos fuentes de tensión simétricas, B. Para cada estado cero conducirá uno de los diodos:

- Semiperiodo positivo: el estado cero se logra haciendo circular la corriente a través del diodo D5 y del semiconductor S2. La corriente de salida en este caso es positiva.
- Semiperiodo negativo: el estado cero se logra haciendo circular la corriente a través del diodo D6 y del semiconductor S3. La corriente de salida en este caso es negativa.

Frecuencia de conmutación de los interruptores

- Los interruptores que dominan la modulación de cada semiciclo de la señal de red, S2 del semiciclo positivo y S3 del negativo, funcionarán a la frecuencia de la red.
- Los semiconductores restantes S1 y S4 funcionarán a frecuencia de conmutación alta.
- Los diodos D5 y D6 acoplan el inversor a la fuente y proporcionan un camino para la corriente de salida hacia el punto B que funciona como referencia para el estado cero.

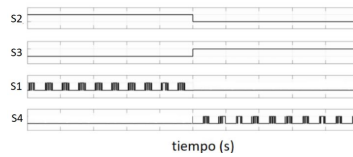


Fig. 3.44. Secuencia de conmutación de los interruptores en la configuración NPC

5.3. Tabla de estados y modos de operación de la configuración

5.3.1. Tabla de estados de la configuración NPC

Para el análisis detallado del rendimiento de esta nueva configuración, en primer lugar elaboramos una tabla con los posibles estados de funcionamiento. Durante el proceso de conversión, el inversor trabajará repitiendo en el tiempo una secuencia determinada de estos estados para generar la señal de salida deseada. Es necesario identificar y eliminar los estados no permitidos de conducción: los que generan cortocircuitos en el esquema electrónico o en los que la carga no se encuentra conectada. La tabla resultante de todos los posibles estados de conducción en la configuración de inversor NPC se muestra a continuación:

Estado	S1	S2	S3	S4	D5	D6	Va	Vb	Us
E1	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	V_e	$V_e/2$	$V_e/2$
E2	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	$V_e/2$	$V_e/2$	0
E3	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	0	$V_e/2$	$-V_e/2$
E4	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	$V_e/2$	$V_e/2$	0

Fig. 3.45. Tabla de estados de la configuración NPC de tres niveles

5.3.2. Modos de operación

Un inversor con configuración NPC tiene, por lo tanto, cuatro modos de funcionamiento diferentes para cada periodo de oscilación de la señal de red. De estos cuatro modos, los dos primeros corresponden al semiciclo positivo de la onda de salida y los otros dos al negativo.

- Modo 1: el inversor tiene la configuración del estado E1 y los interruptores que conducen corriente son: S1 y S2. El resto permanecen desconectados. Este modo de funcionamiento tiene lugar durante el semiperiodo positivo y en él la salida del inversor alcanza nivel alto, $+ V_e$. Vemos que la corriente de salida es positiva:

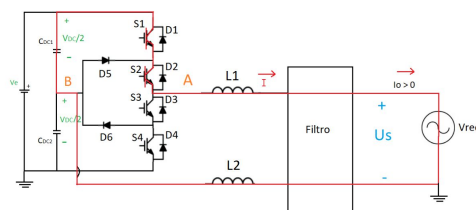


Fig. 3.46. Camino de la corriente en el modo 1 de la configuración NPC de tres niveles

- Modo 2: el inversor tiene la configuración del estado E2. Los interruptores que conducen en este caso son: S2 y D5 y el resto permanecen desconectados. Este modo también tiene lugar durante el semiperiodo positivo pero en él la salida del inversor tiene nivel 0. A continuación se muestra el camino de la corriente que es positiva:

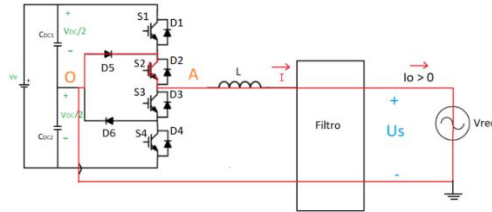


Fig. 3.47. Camino de la corriente en el modo 2 de la configuración NPC de tres niveles

- Modo 3: el inversor tiene la configuración del estado E3 y los interruptores que conducen corriente son: S3 y S4. El resto permanecen desconectados. Este modo de funcionamiento tiene lugar durante el semiperiodo negativo y en él la salida del inversor alcanza nivel bajo, $-V_e/2$. La corriente de salida que es negativa:

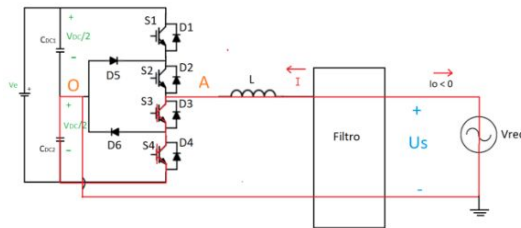


Fig. 3.48. Camino de la corriente en el modo 3 de la configuración NPC de tres niveles

- Modo 4: el inversor tiene la configuración del estado E4. Los interruptores que conducen en este caso son: S3 y D6 y el resto permanecen desconectados. Este modo tiene lugar durante el semiperiodo negativo pero en él la salida tiene nivel 0. En la imagen a continuación se muestra el camino de la corriente de salida que es negativa:

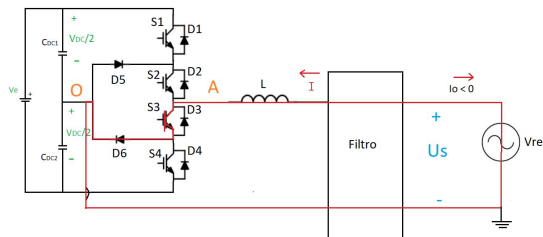


Fig. 3.49. Camino de la corriente en el modo 4 de la configuración NPC de tres niveles

Del estudio de los modos de operación del inversor NPC podemos concluir que los semiconductores S2 y S3 tienen mayores pérdidas de conducción que S1 y S4 debido a que conducen, cada uno de ellos, durante un semiperiodo completo. Sin embargo, las pérdidas de conmutación se reducen considerablemente ya que la frecuencia de conmutación es menor.

5.4. Estudio del modo común del sistema

Estudio del modo común para las distintas combinaciones de estado

Igual que para las configuraciones anteriores, es necesario recordar el circuito equivalente para el estudio del modo común del sistema y la expresión fundamental de la tensión común, figura 2.20 y ecuación 3.1. El valor de la tensión común depende de los valores de tensión en los conductores V_{1N} y V_{2N} . Conocidas las expresiones de V_{cmt} , V_{dm} y $V_{cm'}$ podemos calcular su valor para cada uno de los estados posibles de los semiconductores.

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	Vcmt
E1	Ve	Ve/2	Ve/2	Ve/2	3Ve/4	$\frac{3V_e}{4} + \frac{V_e}{4} \cdot \frac{(L_2-L_1)}{(L_1+L_2)}$
E2	Ve/2	Ve/2	0	0	Ve/2	Ve/2
E3	0	Ve/2	-Ve/2	-Ve/2	Ve/4	$\frac{V_e}{4} - \frac{V_e}{4} \cdot \frac{(L_2-L_1)}{(L_1+L_2)}$
E4	Ve/2	Ve/2	0	0	Ve/2	Ve/2

Fig. 3.50. Expresiones de la tensión común total de los estados de la topología NPC

Para los estados E1 y E3 la VMC depende en todo momento del valor de las inductancias L_1 y L_2 . Estudiamos los casos más importantes para el buen comportamiento: inductor en la línea de fase e inductor simétricamente dividido entre fase y neutro.

Estado	Va	Vb	Us	Vdm	Vcm	L1	L2	Vcmt
E1	Ve	Ve/2	Ve/2	Ve/2	3Ve/4	L	0	Ve/2
E2	Ve/2	Ve/2	0	0	Ve/2			Ve/2
E3	0	Ve/2	-Ve/2	-Ve/2	Ve/4			Ve/2
E4	Ve/2	Ve/2	0	0	Ve/2			Ve/2

Fig. 3.51. Expresiones del VMC en la topología NPC para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

Estado	Va	Vo	Us	Vdm	Vcm	L1	L2	Vcmt
E1	Ve	Ve/2	Ve/2	Ve/2	3Ve/4	L/2	L/2	3Ve/4
E2	Ve/2	Ve/2	0	0	Ve/2			Ve/2
E3	0	Ve/2	-Ve/2	-Ve/2	Ve/4			Ve/4
E4	Ve/2	Ve/2	0	0	Ve/2			Ve/2

Fig. 3.52. Expresiones del VMC en la topología NPC para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$

Variación del VMC para la estrategia de modulación elegida

En este apartado vamos a analizar las gráficas de: tensión en los conductores, tensión diferencial de salida y VMC para los distintos valores de inductancias estudiados. Estas dos figuras muestran las gráficas para las secuencias de conmutación en la configuración NPC:

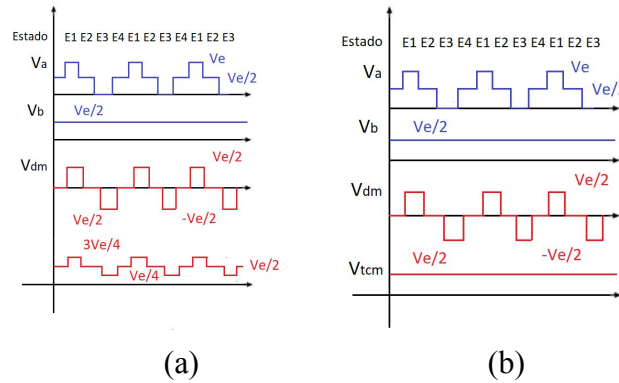


Fig. 3.53. Tensiones V_{1N} , V_{2N} , V_{dm} y V_{cmt} en la configuración de inversor NPC
 (a) para $L_1 = \frac{L}{2}$ y $L_2 = \frac{L}{2}$ (b) para $L_1 = L$ y $L_2 = 0$

Si la inductancia está simétricamente dividida entre fase y neutro, el número de saltos que se producen en cada secuencia de estados es cuatro y su valor de tensión es de $V_e/4$. Sin embargo, en el caso de que solo exista inductor en el conductor de fase, no se producen saltos del VMC y el problema está resuelto. La configuración NPC es una topología muy ampliamente utilizada en la actualidad en aplicaciones FV sin transformador de aislamiento.

5.5. Características de la configuración NPC de tres niveles

Del estudio de la configuración NPC y del estudio de su modo común concluimos con una serie de características, ventajas y desventajas resultantes del uso de esta tecnología.

- La característica más importantes es, por lo tanto, que en el inversor NPC sí existen estados que proporciona nivel cero a la salida del inversor. En concreto los estados E2 y E4 en los que conducen los interruptores S2 y D5 y los interruptores S3 y D6 respectivamente. La consecuencia directa es una tensión de salida unipolar con un menor rizado que da lugar a menores pérdidas en el filtro.
- La frecuencia de conmutación de S2 y S3 que dominan el semiciclo positivo y negativo de la señal respectivamente es la de la red. Por otro lado, los interruptores S1 y S4 conmutan en alta frecuencia. Así, las pérdidas de conmutación en los semiconductores de NPC son pequeñas pero están desequilibradas.
- Igual que la configuración en HB, NPC requiere el doble de voltaje continuo de entrada para la misma magnitud de salida en comparación con la configuración en puente completo. Es, por lo tanto, recomendable para aplicaciones de baja potencia.
- La configuración NPC requiere dos semiconductores y dos diodos extra con respecto a la topología en HB y dos diodos extra en comparación con la topología FB.
- En la configuración NPC la corriente fluye, en los estados en los que la salida alcanza nivel $\pm V_e/2$, a través de dos semiconductores. Por otro lado, en los estados en los que la salida alcanza nivel cero la corriente fluye a través de un diodo y un

semiconductor. Esto significa que las pérdidas de conducción son mayores que para la configuración HB e iguales que para la configuración FB.

- El comportamiento del modo común resulta clave para este tipo de inversor. Como hemos estudiado, si el inductor de línea se encuentra en la línea de fase y la inductancia en el neutro es nula, el VMC se mantiene constante e igual a $V_e/2$ sin componentes de alta frecuencia. Como resultado no existen corrientes de fuga.
- Contenido inductivo en el neutro generará componentes de alta frecuencia en los extremos de las capacitancias variando el VMC y dando lugar a corrientes de fuga.
- La eficiencia global de este tipo de inversor es la más grande estudiada hasta ahora, por encima del 98%, debido a la reducción de las pérdidas durante los instantes en los que la señal se encuentra en nivel cero. Además, la frecuencia de conmutación de los interruptores S2 y S3 es muy baja.
- Otras características son el esquema eléctrico y sistema de control sencillo.

6. OTRAS TOPOLOGÍAS SIN TRANSFORMADOR

6.1. Topología Full Bridge Zero Voltage Rectifier, FB-ZVR

6.1.1. Introducción y configuración de semiconductores utilizada

La topología FB-ZVR que estudiamos en este apartado, de nuevo está basada en la topología básica de inversor puente completo FB. En concreto, se trata de una versión modificada de la configuración HERIC. El esquema electrónico de esta nueva configuración está formada por un inversor FB al que se añaden los siguientes elementos:

- Un puente rectificador de cuatro diodos.
- Un interruptor extra S5. Al igual que el resto de interruptores, el nuevo IGBT cuenta con un diodo antiparalelo acoplado que recibe el nombre de D5.
- Un diodo de acoplo con el punto medio entre los condensadores de continua que lo conecta con el puente de diodos.

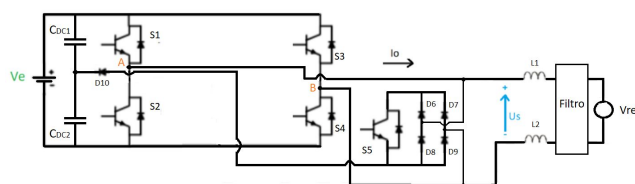


Fig. 3.54. Esquema electrónico de la configuración FB-ZVR

El semiconductor extra S5 junto con los diodos del puente rectificador D5, D6, D7 y D8 están diseñados para cortocircuitar la salida del inversor en determinados instantes del proceso de modulación, en concreto en los que la salida alcanza nivel cero. El objetivo de este

cortocircuito es desconectar el sistema fotovoltaico de la red en esos intervalos de tiempo. Se trata de que el cortocircuito no se produzca en los interruptores que forman el puente completo si no en la nueva rama. A este cortocircuito, que se produce en la parte de alterna, se le conoce como AC-bypass o desacoplo en alterna y tiene las mismas funciones que el que tiene lugar en HERIC. Otra diferencia de esta configuración con la tecnología HERIC es que en los estados cero la señal de salida queda referenciada con el punto medio de la fuente de generación doble. Esto sucedía también para el convertidor NPC y reduce considerablemente las posibilidades de que se transmitan corrientes de fuga durante los estados cero.

6.1.2. Elementos del circuito

- Condensador doble en la zona de continua: reciben el nombre de C_{DC1} y C_{DC2} y su objetivo es hacer de filtro de las corrientes de fuga que se transmiten de la zona alterna a la zona de continua y atenuar su distorsión. Además el punto intermedio sirve de referencia de la señal de salida en los estados cero.
- Rama extra de la configuración FB-ZVR: la rama extra de esta configuración la forman: un puente rectificador de cuatro diodos y un interruptor IGBT con diodo antiparalelo acoplado. Los dos elementos trabajan en la parte de alterna del circuito, el semiconductor recibe el nombre de S5 y los diodos del puente D6, D7, D8 y D9.
- Un diodo D10 que conecta la rama extra con el punto medio entre los condensadores de continua. Más concretamente desde el punto de unión de los diodos inferiores del puente y el emisor del IGBT S5. El objetivo de esta unión es fijar el potencial de los paneles durante los instantes en los que la salida alcanza nivel cero. En estos periodos de tiempo los interruptores del puente están desconectados y existe peligro de cortocircuito, el diodo D10 protege a los condensadores de este fenómeno.

6.1.3. Aproximación al funcionamiento y frecuencia de conmutación

Aproximación al funcionamiento

El funcionamiento está basado en el principio de operación de la topología HERIC, se añade al FB una rama semiconductor que conduce bidireccionalmente y cuyo objetivo es proporcionar, en los instantes convenientes, el nivel cero a la salida del inversor. Esta función la llevará a cabo tanto en el semiciclo positivo como en el negativo de la señal. El nivel cero en la configuración FB-ZVR se genera cortocircuitando la salida del inversor: todos los interruptores del puente se desconectan y la corriente circula a través del puente de diodos y del interruptor S5. Ambos entran en conducción generando un cortocircuito y desacoplando la salida del inversor de la red convencional. Este aislamiento, que recibe el nombre de desacoplo en alterna o AC-bypass, permite la libre circulación de la corriente al generar un cortocircuito en la rama conductora. Por otro lado los estados activos, los que dan lugar a los niveles de tensión positivos y negativos, se generan igual que en la configuración FB.

Frecuencia de conmutación de los interruptores

- Los interruptores que forman el puente: S1, S2, S3 y S4 funcionan con frecuencia de conmutación alta. S1 y S4 en el semiciclo positivo S2 y S3 en el negativo.
- El nuevo interruptor S5 trabaja también en frecuencia de conmutación alta y en oposición con S1, S4, S2 y S3. Funcionamiento en todo el periodo de oscilación.

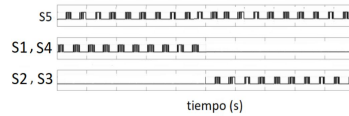


Fig. 3.55. Secuencia de conmutación de los interruptores en la configuración FB-ZVR

6.1.4. Tabla de estados y modos de operación de la configuración

Tabla de estados de la configuración FB-ZVR

Los estados E1 y E3 son iguales que en la configuración FB debido a que la rama extra con el interruptor S5 está totalmente desconectada. Es en el nuevo estado E3, estado de tipo cero, donde se produce el desacoplo de los paneles y donde la circulación es diferente.

Estado	S1	S4	S2	S3	S5	Va	Vb	Us
E1	ON	ON	OFF	OFF	OFF	V_e	0	V_e
E2	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	-	-	0
E3	OFF	OFF	ON	ON	OFF	0	V_e	$-V_e$

Fig. 3.56. Tabla de estados de la configuración FB-ZVR

Modos de operación

FB-ZVR tiene tres estados de conducción y cuatro modos de funcionamiento:

- Modo 1: el inversor tiene la configuración del estado E1 y los interruptores que conducen corriente son: S1 y S4. El resto permanecen desconectados. Este modo de funcionamiento tiene lugar durante el semiperiodo positivo y en él la salida del inversor alcanza nivel alto, $+V_e$. Observamos en el diagrama cómo, suponiendo carga totalmente resistiva, la corriente de salida en este semiperiodo es positiva.

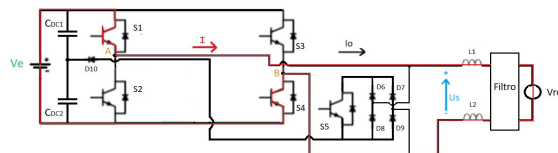


Fig. 3.57. Camino de la corriente en el modo 1 de la configuración FB-ZVR

- Modo 2: el inversor tiene la configuración del estado E2. El interruptor que conduce en este caso es S5 y el resto permanecen desconectados. En concreto, la corriente de salida circula a través del IGBT S5. Este modo también tiene lugar durante el semiperiodo positivo pero en él la salida del inversor corresponde al nivel 0.

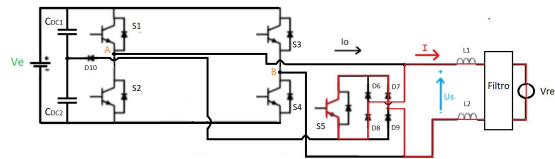


Fig. 3.58. Camino de la corriente en el modo 2 de la configuración FB-ZVR

La señal de disparo aplicada al interruptor S5 es complementaria a las señales aplicadas a los semiconductores S1 y S4 que conducen durante el estado activo. Eso sí, existe un pequeño tiempo muerto entre las señales complementarias para evitar el cortocircuito de las capacidades de entrada. Además, como ya hemos dicho, el puente de diodos logra que la rama extra sea bidireccional y puede también alimentar cargas de tipo reactivo. Suponiendo carga totalmente resistiva, la corriente de salida en este semiperiodo de la señal de red es positiva.

- Modo 3: el inversor tiene la configuración del estado E3 y los interruptores que conducen corriente son: S2 y S3. El resto permanecen desconectados. Este modo de funcionamiento tiene lugar durante el semiperiodo negativo y en él la salida del inversor alcanza nivel bajo, $-V_e$. Observamos en el diagrama cómo, suponiendo carga totalmente resistiva, la corriente de salida en este semiperiodo es negativa.

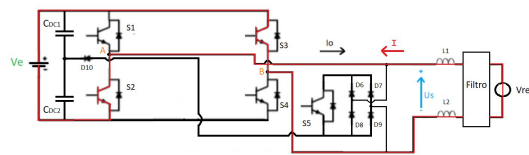


Fig. 3.59. Camino de la corriente en el modo 3 de la configuración FB-ZVR

- Modo 4: el inversor tiene, de nuevo, la configuración del estado E2. El interruptor que conduce en este caso es S5 y el resto permanecen desconectados. Este modo tiene lugar durante el semiperiodo negativo y la salida del inversor corresponde al nivel 0.

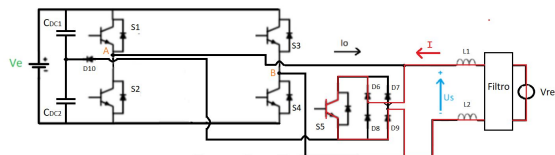


Fig. 3.60. Camino de la corriente en el modo 4 de la configuración FB-ZVR

La señal de disparo aplicada al interruptor S5 es complementaria a las señales aplicadas a los semiconductores S2 y S3 que conducen durante el estado activo. Existe el mismo pequeño tiempo muerto que en el modo 2. Además, como ya hemos dicho, el puente de diodos logra que la rama extra sea bidireccional y puede también alimentar cargas de tipo reactivo. Suponiendo carga totalmente resistiva, la corriente de salida en este semiperiodo de la señal de red es negativa.

6.1.5. Características de la configuración FB-ZVR

Del estudio detallado de la configuración FB-ZVR y del estudio de su comportamiento concluimos con una serie de características que la diferencian del resto topologías:

- Igual que en el inversor HERIC, el desacoplo de los paneles se produce en la zona de alterna. Este fenómeno mejora la eficiencia debido a la reducción de las pérdidas durante los estados en los que la salida tiene nivel cero. Gracias a este desacoplo las corrientes de fuga que se generan son pequeñas en comparación con las de FB.
- En el inversor FB-ZVR sí existe un estado E2 que proporciona nivel cero a la salida.
- De este modo, la variación de tensión diferencial de un estado al otro de funcionamiento tiene un valor absoluto de V_e . La variación que debe atravesar el filtro es unipolar lo que da lugar a menores pérdidas en el núcleo del filtro.
- Otra característica es que en los estados activos, los interruptores del puente completo conmutan diagonalmente como en la modulación PWM bipolar. En los estados cero conduce la rama extra y el puente completo está desconectado
- El VMC resulta clave para este tipo de inversor ya que es idéntico al de la configuración HERIC. Si el inductor de línea está simétricamente repartido, el VMC se mantiene constante. Como resultado no existen corrientes de fuga.
- La tensión en las capacitancias parásitas sólo tiene componente de frecuencia de la señal de red y no tiene componente alto de frecuencia. Esto supone una gran ventaja que da lugar a menores pérdidas y menores requerimientos del filtro.
- La primera desventaja es la necesidad de una rama de seis diodos y un IGBT extra.
- La segunda desventaja tiene que ver con el tiempo muerto que existe entre los estados cero y los activos. Durante este tiempo todos los IGBTs de la configuración están desconectados y la corriente circula a través de los diodos hasta el condensador de entrada. Este fenómeno da lugar a grandes pérdidas en comparación con las que se dan en HERIC, por este motivo esta topología requiere un filtro mayor.

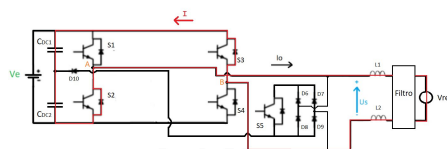


Fig. 3.61. Circulación de la corriente durante el tiempo muerto en la configuración FB-ZVR

- La eficiencia de este tipo de inversor concluimos que es grande, en torno al 96%. Debido a la reducción de las pérdidas durante los instantes en nivel cero.

El inversor FB-ZVR tiene prácticamente las mismas ventajas que el inversor HERIC en cuanto a alta eficiencia y bajas corrientes de fuga. La dos diferencias con esta topología son: en primer lugar el hecho de que la frecuencia de conmutación del interruptor de la rama extra es mayor y esto aumenta levemente las pérdidas y por otro lado que esta nueva topología, al contrario que HERIC, tiene la ventaja de poder trabajar con cualquier factor de potencia. La eficiencia global del sistema es ligeramente inferior que la de la configuración HERIC.

6.2. Topología REFU

6.2.1. Introducción y configuración de semiconductores utilizada

La topología REFU que estudiamos en este apartado es una versión mejorada de la topología HB aunque también es una versión modificada del inversor HERIC ya que desacopla los paneles de la red en alterna. Esta topología, comercializada por la marca RefuSolar desde 2007, tiene dos etapas CC/CC elevadoras que permiten el funcionamiento en caso de que los módulos no proporcionen tensiones suficientes para alimentar la red.

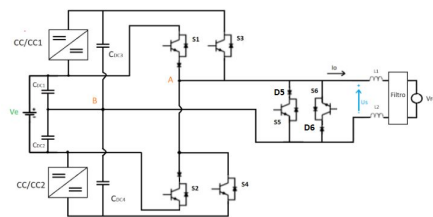


Fig. 3.62. Esquema electrónico de la configuración REFU

6.2.2. Elementos del circuito

- La fuente de continua: una de las principales características que distingue a esta configuración, igual que a la configuración HB, es que no funciona con una única fuente continua a la entrada si no que requiere dos fuentes generadoras colocadas en serie. El objetivo de esta división es crear un punto intermedio de referencia entre los dos generadores. Para crear esta doble alimentación, en REFU se divide la fuente V_V única en dos simétricas mediante un divisor de tensión con condensadores.
- Condensador doble a la entrada: con el objetivo de convertir la fuente de tensión en dos fuentes idénticas en serie, se diseña un divisor de tensión mediante dos condensadores con una capacidad muy elevada que reciben el nombre de C_{DC1} y C_{DC2} . Su objetivo también es hacer de filtro de las corrientes de fuga que se transmiten a los paneles y atenuar su distorsión. Además el punto intermedio sirve de referencia de la señal de salida en los estados cero.

- Dos convertidores CC/CC: una de las principales características de esta configuración es que incluye una etapa elevadora de la tensión continua a la entrada. Esta etapa permite trabajar en los instantes en los que la tensión generada por los paneles no es lo suficientemente alta como para ser inyectada a la red.
- Condensadores de acoplo con el puente de completo C_{DC3} y C_{DC4} : su objetivo es filtrar las corrientes que se transmiten a los convertidor y atenuar su distorsión.
- Las dos ramas extra de la configuración REFU: cada una de las ramas extra está formada por un interruptor IGBT con diodo antiparalelo acoplado que trabaja en serie con otro diodo la parte de alterna del circuito de semiconductores. Las dos ramas tienen direcciones opuestas y sus componentes reciben el nombre de S5, D5 y S6, D6. Operan siempre a la misma frecuencia que la red eléctrica (50-60 Hz).
- Los inductores de línea, el filtro y la fuente de alterna forman también parte del esquema de REFU y tienen las mismas funciones que en las topologías anteriores.

6.2.3. Aproximación al funcionamiento y frecuencia de conmutación

Aproximación al funcionamiento

Las ramas de alterna tienen dos funciones que coinciden con las de la rama extra en HERIC:

- En primer lugar, evitar el intercambio de potencia reactiva entre los elementos inductivos de la zona de alterna y los elementos capacitivos de la zona de continua en los instantes en los que la salida alcanza nivel cero. Este factor aumenta la eficiencia.
- Por otro lado, aislar los módulos fotovoltaicos de la red eléctrica durante estos estados cero y, como consecuencia, eliminar el contenido de corriente de alta frecuencia

Su funcionamiento está basado en el principio de operación de HERIC, sin embargo, en este caso el desacoplo en alterna se lleva a cabo de forma diferente. En este caso, se usan dos ramas unidireccionales formadas cada una de ellas por un IGBT con diodo antiparalelo acoplado y un diodo en serie para cortocircuitar el esquema en los momentos en los que la señal alcanza nivel cero. La rama formada por S5 y D5 lleva a cabo esta función en el semiciclo negativo y la formada por S6 y D6 en el negativo. Otra de las características de esta topología es que usa convertidores elevadores CC/CC a la entrada que trabajan únicamente cuando la tensión a la entrada no es lo suficientemente alta como para alimentar a la red.

Frecuencia de conmutación de los interruptores

- S1 y S2 funcionan con frecuencia de conmutación alta: el primero durante el semiciclo positivo de la señal de red, el segundo durante el negativo y ambos cuando la tensión que proporcionan los paneles es suficiente y no es necesario elevarla.

- S3 y S4 funcionan con frecuencia de conmutación alta: el primero durante el semiciclo positivo de la señal de red, el segundo durante el negativo y ambos cuando la tensión que proporcionan los paneles no es suficiente y es necesario elevarla.
- S5 y S6 trabajan a la frecuencia de la red eléctrica (50-60 Hz), el primero durante el semiperiodo negativo de la red y el segundo durante el semiperiodo positivo.

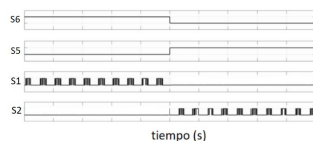


Fig. 3.63. Secuencia de conmutación en REFU cuando no es necesario elevar la tensión

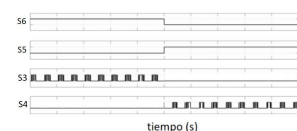


Fig. 3.64. Secuencia de conmutación en REFU cuando es necesario elevar la tensión

6.2.4. Tabla de estados y modos de operación de la configuración

Tabla de estados de la configuración REFU

Los estados E1, E2 y E3 se dan durante el semiperiodo positivo de la señal, E1 y E2 son estados en los que la salida alcanza nivel $+V_e/2$ y E3 es un estado cero del inversor. Los dos primeros se usan de forma diferente en función de si es necesario o no ampliar la señal generada por los paneles. E1 es el estado que proporciona salida positiva cuando la tensión generada por los paneles es mayor que la que se debe inyectar en la red y por el contrario E2 funciona cuando esa tensión no es suficiente y es necesario amplificarla con el convertidor CC/CC_1 . De forma análoga a los estados del semiperiodo positivo, los estados E4, E5 y E6 funcionan para el semiciclo negativo de la señal de red. La tabla se muestra a continuación:

Estado	S1	S2	S3	S4	S5	S6	Va	Vb	Us
E1	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	$V_e/2$	0	$V_e/2$
E2	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	$V_e/2$	0	$V_e/2$
E3	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	-	-	0
E4	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	$-V_e/2$	0	$-V_e/2$
E5	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	$-V_e/2$	0	$-V_e/2$
E6	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	-	-	0

Fig. 3.65. Tabla de estados de la configuración REFU

Modos de operación

REFU tiene seis modos de funcionamiento diferentes para cada periodo de oscilación:

- Modo 1: este modo de funcionamiento tiene lugar en el semiperiodo positivo de la señal de red, durante los instantes en los que la señal a la salida es de nivel alto

+ $V_e/2$ y cuando la tensión que generan los paneles es suficiente para ser inyectada en la red. No es necesaria en este caso la etapa elevadora, la corriente circula a través del interruptor S1 y es positiva. El IGBT 6 también conduce corriente.

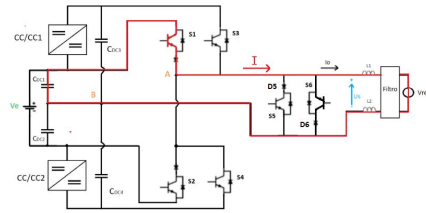


Fig. 3.66. Camino de la corriente en el modo 1 de la configuración REFU

- Modo 2: tiene lugar en el semiperiodo positivo y durante los instantes en los que la salida es de nivel alto + $V_e/2$ pero cuando la tensión de los paneles no es suficiente para ser inyectada. En necesario que la corriente atravesase la etapa elevadora, la corriente circula a través de S3 y es positiva. El IGBT 6 también conduce.

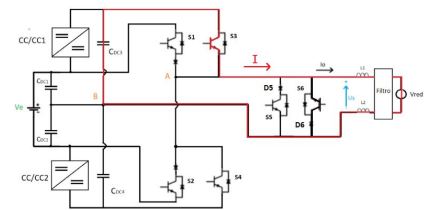


Fig. 3.67. Camino de la corriente en el modo 2 de la configuración REFU

- Modo 3: este modo de funcionamiento tiene lugar en el semiperiodo positivo de la señal de red, durante los instantes en los que la señal a la salida es cero. Para este modo de funcionamiento la corriente circula a través del interruptor S6 y es positiva.

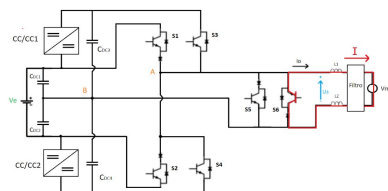


Fig. 3.68. Camino de la corriente en el modo 3 de la configuración REFU

- Modo 4: este modo de funcionamiento tiene lugar en el semiperiodo negativo, durante los instantes en los que la señal a la salida es $-V_e/2$ y cuando la tensión de los paneles es suficiente para ser inyectada. No es necesaria la etapa elevadora, la corriente circula a través de S2 y es negativa. El IGBT 5 también conduce.

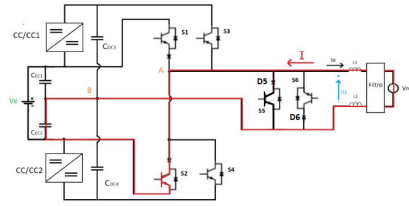


Fig. 3.69. Camino de la corriente en el modo 4 de la configuración REFU

- Modo 5: tiene lugar en el semiperiodo negativo y durante los instantes en los que la salida es $-V_e/2$ pero cuando la tensión de los paneles no es suficiente para ser inyectada. En necesario que la corriente atravesase la etapa elevadora, la corriente circula a través de S4 y es negativa. El IGBT 5 también conduce.

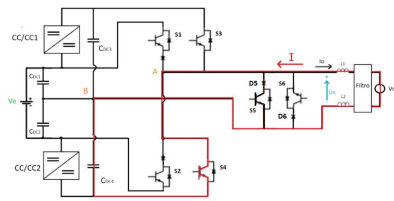


Fig. 3.70. Camino de la corriente en el modo 5 de la configuración REFU

- Modo 6: tiene lugar en el semiperiodo negativo de la señal de red, durante los instantes en los que la señal a la salida es cero. Para este modo de funcionamiento la corriente circula a través del interruptor S5 y el diodo D5 y es negativa.

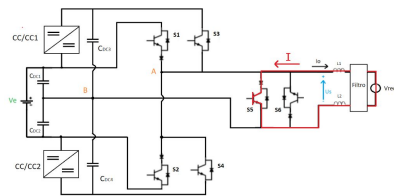


Fig. 3.71. Camino de la corriente en el modo 6 de la configuración REFU

6.2.5. Características de la configuración REFU

Del estudio detallado de la configuración REFU y del estudio de su comportamiento concluimos con una serie de características que la diferencian del resto topologías:

- Su principal característica es el desacoplo de los paneles que se produce en la zona de alterna. Este fenómeno mejora la eficiencia global del sistema debido a la reducción de las pérdidas durante los estados en los que la salida tiene nivel cero. Gracias a este desacoplo las corrientes de fuga que se generan son pequeñas en comparación con FB.

- Para el inversor REFU existen dos estados cero E3 y E6. De este modo, la variación de tensión diferencial que atraviesa el filtro es unipolar y de valor $V_e/2$, lo que da lugar a menores pérdidas en el núcleo de la bobina del filtro.
- El VMC resulta clave para este tipo de inversor porque se mantiene constante y no existen corrientes de fuga que circulen por las capacitancias parásitas de los módulos.
- La tensión en las capacitancias parásitas sólo tiene componente de frecuencia de la señal de red y no tiene componente alto de frecuencia. Esto supone una gran ventaja que da lugar a menores pérdidas y menores requerimientos del filtro.
- REFU tiene dos desventajas, la primera es la necesidad de una fuente continua doble.
- Por otro lado requiere dos ramas extra con un semiconductor y un diodo en serie cada una, lo que aumenta las pérdidas. Lo bueno es que ambas trabajan a baja frecuencia.
- La eficiencia de este inversor es muy grande, valores por encima del 98%. Debido a la reducción de pérdidas en los instantes en los que la señal tiene en nivel cero, durante estos instantes no se produce intercambio de potencia reactiva entre la zona de alterna y las capacidades y debido a la baja frecuencia de conmutación de la rama extra.

REFU es una versión mejorada de la topología HB, a la que se añaden dos ramas extra en la zona de alterna para desacoplar los paneles de la red en los estados cero y reducir así las pérdidas. La eficiencia del sistema es muy alta y las corrientes de fuga mínimas lo que convierte a esta configuración en una muy adecuada para aplicaciones sin transformador. La marca RefuSolar comercializa también la versión trifásica de esta topología con una Eficiencia Europea del 97,5% y con valores máximos por encima de 98%.

6.3. Topología Hybrid Bridge

6.3.1. Introducción y configuración de semiconductores utilizada

La topología Hybrid Bridge, que estudiamos en este apartado, está basada en la topología FB. Comercializada por Ingeteam, esta topología está formada por un inversor en puente completo con un DC-bypass construido con dos interruptores extra en el bus de continua y dos diodos adicionales. Los diodos serán los elementos encargados de fijar a tierra la salida durante los instantes en los que esta tenga nivel cero, lo harán conectándose al punto medio de los condensadores de continua. Por otro lado, la función de los IGBTs extra es aislar los paneles del resto de la configuración en los estados en los que la salida alcanza nivel cero al mismo tiempo que los diodos aseguran que los estados cero están referenciados a tierra.

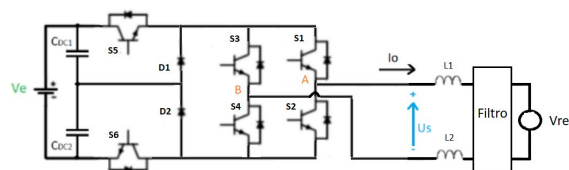


Fig. 3.72. Esquema electrónico de la configuración Hybrid Bridge

6.3.2 Elementos del circuito

- La fuente de continua: fuente de tensión que representa el generador fotovoltaico.
- Condensador dividido en la zona de continua: paralela con la fuente de tensión una rama formada por dos condensadores idénticos en serie. La función de esta división es proporcionar una referencia a tierra para fijar la señal de salida durante los estados 0.
- Interruptores extra: IGBTs con diodo antiparalelo,, uno de ellos en el polo positivo del bus de continua y el otro en el negativo que reciben el nombre de S5 y S6. Su objetivo es desacoplar los paneles del resto de la configuración en los estados cero.
- Diodos entre la rama de interruptores y la fuente: en direcciones opuestas, servirán de camino durante los estados cero para que la señal de salida esté referenciada.
- El puente de IGBTs, los inductores de línea, el filtro y la fuente de alterna forman también parte del Hybrid Bridge y tienen las mismas funciones.

6.3.3. Aproximación al funcionamiento y frecuencia de conmutación

Aproximación al funcionamiento

El funcionamiento de esta configuración está basado en el de H5 y H6, se añaden al puente completo dos semiconductores en serie con la fuente en la zona de continua. Uno en el polo positivo y otro en el negativo. Su objetivo es que, en los estados cero, los semiconductores desacoplen la fuente FV de la red convencional. Por otro lado, los niveles $\pm V_e$ se generarán de la misma forma que en un inversor FB con PWM bipolar, lo que permite que los cuatro interruptores del puente operen a la frecuencia de la red. Otra de las características que aporta cualidades a esta configuración es que, en los estados cero, la señal de salida queda referenciada con el punto medio de la fuente de generación. Esto reduce considerablemente las posibilidades de que se transmitan corrientes de fuga durante los estados cero.

Frecuencia de conmutación de los interruptores

- S5 y S6 funcionan a frecuencia de conmutación alta.
- Los semiconductores restantes del FB funcionarán a la frecuencia de la red.
- Los diodos D1 y D2 fijan la señal de salida a tierra en los estados cero al contrario que en las topologías: HERIC, H5 o H6 donde la señal de salida es flotante.

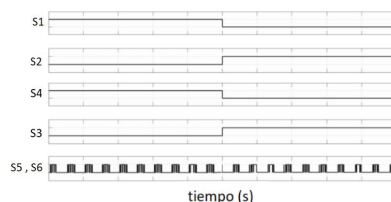


Fig. 3.73. Secuencia de conmutación de los interruptores en la configuración Hybrid Bridge

6.3.4. Tabla de estados y modos de operación de la configuración

Tabla de estados de la configuración Hybrid Bridge

Para el análisis del rendimiento de esta configuración vamos a desarrollar las tablas para identificar los estados permitidos de conducción de los conmutadores.

Estado	S1	S2	S3	S4	S5	S6
E1	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON
E2	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF
E3	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON
E4	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF

Fig. 3.74. Tabla de estados de la configuración Hybrid Bridge

Modos de operación

Hybrid-Bridge tiene cuatro modos de funcionamiento para cada periodo de oscilación.

- Modo 1: el inversor tiene la configuración del estado E1 y los interruptores que conducen corriente son: S1, S4, S5 y S6. El resto permanecen desconectados. Este modo de funcionamiento tiene lugar en el semiperiodo positivo, durante los instantes en los que la señal es de nivel alto $+V_e$ y la corriente de salida es positiva:

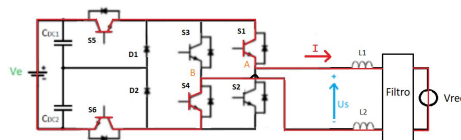


Fig. 3.75. Camino de la corriente en el modo 1 de la configuración Hybrid Bridge

- Modo 2: el inversor tiene la configuración del estado E2 y los interruptores que conducen corriente son: S1 y S4. El resto permanecen desconectados. Este modo de funcionamiento tiene lugar en el semiperiodo positivo, durante los instantes en los que la señal a la salida es cero. Los interruptores del DC-bypass están desconectados y la corriente se divide en dos caminos, el IGBT S1 y el diodo de S3 y el IGBT S4 y el diodo antiparalelo de S2. De este modo, cuando se encienden los interruptores S2 y S3 no existe corriente y por lo tanto no existen pérdidas de conmutación.

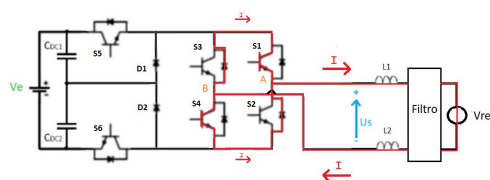


Fig. 3.76. Camino de la corriente en el modo 2 de la configuración Hybrid Bridge

- Modo 3: es el modo en el que el inversor tiene la configuración del estado E3 y los interruptores que conducen corriente son: S2, S3, S5 y S6. El resto de semiconductores permanecen desconectados. Este modo de funcionamiento tiene lugar en el semiperiodo negativo de la señal de red, durante los instantes en los que la señal a la salida es de nivel alto $-V_e$ y la corriente de salida es negativa:

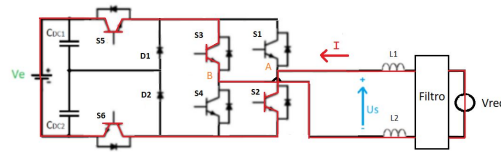


Fig. 3.77. Camino de la corriente en el modo 3 de la configuración Hybrid Bridge

- Modo 4: el inversor tiene la configuración del estado E4 y los interruptores que conducen corriente son: S2 y S3. El resto permanecen desconectados. Este modo de funcionamiento tiene lugar en el semiperiodo negativo, durante los instantes en los que la señal a la salida es cero. Los interruptores del DC-bypass están desconectados y la corriente se divide en dos caminos, el IGBT S2 y el diodo de S4 y el IGBT S3 y el diodo de S1. De este modo, análogamente al modo 2, cuando se encienden los interruptores S1 y S4 no existe corriente y no existen pérdidas de conmutación.

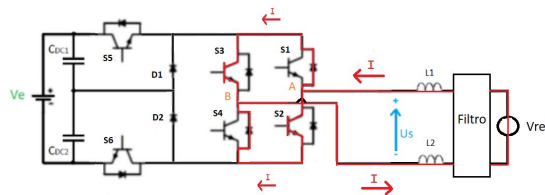


Fig. 3.78. Camino de la corriente en el modo 4 de la configuración Hybrid Bridge

6.3.5. Características de la configuración Hybrid Bridge

Del estudio de la configuración Hybrid Bridge y del estudio del VMC con una serie de características, ventajas y desventajas resultantes del uso de esta técnica.

- La característica más importantes es que en el inversor Hybrid Bridge sí existe un estado que proporciona nivel cero. En concreto los estados E2 y E4. La consecuencia directa es una tensión de salida unipolar con un menor rizado que da lugar a menores pérdidas en el filtro. Además, para esta configuración, la salida cero está referenciada a tierra con los diodos extra que se fijan al punto medio de los condensadores.
- La tensión entre los bornes de las capacitancias parásitas sólo tiene componente alterna a la frecuencia de la red y no tiene componente de alta frecuencia.
- La configuración Hybrid Bridge requiere dos semiconductores y dos diodos extra con respecto a la topología en puente completo convencional.

- Otro inconveniente es que durante los estados activos son cuatro los interruptores por los que circula corriente dando lugar a pérdidas altas de conducción. Sin embargo, estas pérdidas no afectan a la eficiencia global.
- El VMC resulta clave para este tipo de inversor y se mantiene constante, algo que junto con su eficiencia alta lo convierte en una opción muy válida para aplicaciones sin transformador. Como resultado no existen corrientes de fuga que circulen por las capacitancias parásitas de los módulos o estas son muy débiles.
- La eficiencia global máxima de este tipo de inversor es del 96,5% mientras que la eficiencia europea tiene un valor de 95,1%. Este valor alto es debido a la reducción de las pérdidas durante los instantes en nivel cero ya que no se produce intercambio de potencia reactiva entre el inductor y las capacidades parásitas.

7. ESTUDIO COMPARATIVO DE LAS TOPOLOGÍAS

7.1. Señal de salida que proporciona cada inversor

Todos los inversores estudiados en este capítulo: HERIC, H5, H6, NPC, FB-ZVR, REFU y Hybrid Bridge proporcionan tres niveles de tensión a la salida. De los inversores estudiados en el capítulo anterior: los inversores FB con PWM unipolar e híbrida también proporcionan tres niveles mientras que FB con PWM bipolar y HB generan únicamente dos. Los inversores de tres niveles son los que llevan asociados a su funcionamiento estados de tipo cero. Estos tienen mejor eficiencia que los de dos niveles gracias precisamente a estos estados cero que permiten obtener señales unipolares a la salida. Ya hemos explicado que las tensiones unipolares a la salida hacen que los componentes, tanto IGBTs como inductores de línea, tengan que estar diseñados para soportar la mitad de tensión entre sus bornes que si estuvieran diseñados para soportar tensiones bipolares. Además, la variación de tensión que debe atravesar el filtro también es unipolar lo que da lugar a menores pérdidas en el núcleo de la bobina del filtro que en modulaciones que proporcionan dos niveles a la salida.

Inversor FB con modulación unipolar	3	Inversor H5	3
Inversor FB con modulación híbrida	3	Inversor H6	3
Inversor FB con modulación bipolar	2	Inversor FB-ZVR	3
Inversor HB	2	Inversor REFU	3
Inversor NPC de tres niveles	3	Inversor Hybrid-Bridge	3
Inversor HERIC	3		

La generación de los estados cero a la salida de cada configuración es de la siguiente forma:

- Estados cero cortocircuitando el puente: en FB con PWM unipolar e híbrida, el cortocircuito que da lugar a los niveles cero lo generan dos de los IGBTs del puente.
- Desacoplo del panel y la red en los estados cero con IGBTs extra en continua: se da en H5, H6 y Hybrid Bridge. Los estados cero tienen lugar gracias a los IGBTs extra. En la configuración H5 mediante S5 y para H6 y Hybrid Bridge mediante S5 y S6.
- Topologías con AC-bypass: una rama extra en la zona de alterna cortocircuita la red para generar los estados cero. Este método se da en HERIC, FB-ZVR y en REFU. En la primera, los paneles se aíslan de la red mediante un cortocircuito en el que la corriente circula por dos interruptores IGBTs en serie. En FB-ZVR la corriente atraviesa un IGBT y dos diodos mientras que en la topología REFU lo hace mediante un cortocircuito en el que la corriente circula únicamente por un IGBT y un diodo, de este modo las pérdidas por conducción en el último caso son las menores.
- Topologías que generan el estado cero fijando la señal al punto medio de los condensadores de entrada: se da en el inversor NPC de tres niveles. En Hybrid Bridge la salida también está referenciada al punto medio de los condensadores de continua.
- DC-bypass: se da en la topología de inversor monofásico Hybrid-Bridge. El estado cero tiene lugar desconectando los interruptores S5 y S6 que forman el DC-bypass.

7.2. Conducción de los interruptores en cada configuración

Las pérdidas por conducción que se producen en cada topología dependen del número de interruptores que conducen en cada estado de la secuencia. Estas pérdidas son determinantes porque afectan al rendimiento del sistema y deben ser tenidas en cuenta a la hora de elegir el tipo de inversor en cada aplicación. En las tablas se muestra el número de componentes para cada topología y el número de ellos que conduce en cada estado de funcionamiento, estados activos y de tipo cero. El número de componentes también influye en el coste del convertidor.

Número total de interruptores IGBT en la configuración

Inversor FB con modulación unipolar	4	Inversor H5	5
Inversor FB con modulación híbrida	4	Inversor H6	6
Inversor FB con modulación bipolar	4	Inversor FB-ZVR	5
Inversor HB	2	Inversor REFU	6
Inversor NPC de tres niveles	4	Inversor Hybrid-Bridge	6
Inversor HERIC	6		

Número de diodos en la configuración sin contar los diodos antiparalelos de los IGBTs

Inversor FB con modulación unipolar	0	Inversor H5	0
Inversor FB con modulación híbrida	0	Inversor H6	0
Inversor FB con modulación bipolar	0	Inversor FB-ZVR	5
Inversor HB	0	Inversor REFU	4
Inversor NPC de tres niveles	2	Inversor Hybrid-Bridge	2
Inversor HERIC	0		

Pérdidas por conducción

- Número de semiconductores por los que circula corriente para las distintas configuraciones: en primer lugar para los estados cero y en segundo para los activos.

Tipo de estado	0 - A		0 - A
Inversor FB con modulación unipolar	2 , 2	Inversor H5	2 , 3
Inversor FB con modulación híbrida	2 , 2	Inversor H6	2,3 - 2
Inversor FB con modulación bipolar	2 , 2	Inversor FB-ZVR	1 , 2
Inversor HB	- , 2	Inversor REFU	1 , 1
Inversor NPC de tres niveles	1 , 2	Inversor Hybrid-Bridge	4 , 4
Inversor HERIC	2 , 2		

- Pérdidas por conducción en vatios de cada uno de los semiconductores en las topologías: HERIC, H5 y H6:

	S1	S2	S3	S4	S5	S6	Pérdidas totales (W)
HERIC	4.472	4.472	4.472	4.472	2.571	2.571	2337
H6	4.911	4.472	2.571	4.472	4.472	4.472	25.37
H5	4.911	4.472	4.911	4.472	8.944	-	27.71

Fig. 3.79. Pérdidas por conducción en las configuraciones HERIC, H5 y H6

7.3. Otros parámetros y características

Tensión continua necesaria a la entrada para aplicaciones de 230V AC

Inversor FB con modulación unipolar	400V	Inversor H5	400V
Inversor FB con modulación híbrida	400V	Inversor H6	400V
Inversor FB con modulación bipolar	400V	Inversor FB-ZVR	400V
Inversor HB	800V	Inversor REFU	800V
Inversor NPC de tres niveles	800V	Inversor Hybrid-Bridge	400V
Inversor HERIC	400V		

Número de condensadores de continua a la entrada del inversor

Inversor FB con modulación unipolar	1	Inversor H5	1
Inversor FB con modulación híbrida	1	Inversor H6	1
Inversor FB con modulación bipolar	1	Inversor FB-ZVR	2
Inversor HB	2	Inversor REFU	4
Inversor NPC de tres niveles	2	Inversor Hybrid-Bridge	2
Inversor HERIC	1		

Frecuencia de conmutación de los interruptores

Tipo de frecuencia	Alta	Red		Alta	Red
Inversor FB con modulación unipolar	4	-	Inversor H5	3	2
Inversor FB con modulación híbrida	2	2	Inversor H6	4	2
Inversor FB con modulación bipolar	4	-	Inversor FB-ZVR	6	-
Inversor HB	4	-	Inversor REFU	4	2
Inversor NPC de tres niveles	2	2	Inversor Hybrid-Bridge	2	4
Inversor HERIC	4	2			

Componente de frecuencia que le llega a Vcp

Inversor FB con modulación unipolar	Alta	Inversor H5	Red
Inversor FB con modulación híbrida	Red	Inversor H6	Red
Inversor FB con modulación bipolar	Red	Inversor FB-ZVR	Red
Inversor HB	Red	Inversor REFU	Red
Inversor NPC de tres niveles	Cte	Inversor Hybrid-Bridge	Red
Inversor HERIC	Red		

Valores de Eficiencia Máxima (%)

Inversor FB con modulación unipolar	98	Inversor H5	97.4
Inversor FB con modulación híbrida	> 98	Inversor H6	98.5
Inversor FB con modulación bipolar	> 96.5	Inversor FB-ZVR	> 96
Inversor HB	> 95	Inversor REFU	> 98
Inversor NPC de tres niveles	98.16	Inversor Hybrid-Bridge	96.5
Inversor HERIC	98.5		

Valores de Eficiencia Europea (%)

Inversor NPC de tres niveles	97	Inversor FB-ZVR	94
Inversor HERIC	95	Inversor REFU	97.5
Inversor H5	97.7	Inversor Hybrid-Bridge	95.1

Corrientes de fuga

Inversor FB con modulación unipolar	Alta	Inversor H5	Muy baja
Inversor FB con modulación híbrida	Alta	Inversor H6	La más baja
Inversor FB con modulación bipolar	Baja	Inversor FB-ZVR	Muy baja

Inversor HB	Baja	Inversor REFU	Muy baja
Inversor NPC de tres niveles	Nulas	Inversor Hybrid-Bridge	La más baja
Inversor HERIC	La más baja		

Voltaje en modo común

Inversor FB con modulación unipolar	No válida $V_{CP} \rightarrow f_{high}$	Inversor H5	$V_{cmt} = cte$
Inversor FB con modulación híbrida	No válida $V_{CP} \rightarrow f_{high}$	Inversor H6	$V_{cmt} = cte$
Inversor FB con modulación bipolar	No sirve	Inversor FB-ZVR	$V_{cmt} = cte$
Inversor HB	No sirve	Inversor REFU	Muy válida
Inversor NPC de tres niveles	Muy válida	Inversor Hybrid-Bridge	Muy válida
Inversor HERIC	$V_{cmt} = cte$		

Número de modos de operación de cada configuración

Inversor FB con modulación unipolar	6	Inversor H5	4
Inversor FB con modulación híbrida	4	Inversor H6	4
Inversor FB con modulación bipolar	2	Inversor FB-ZVR	4
Inversor HB	2	Inversor REFU	6
Inversor NPC de tres niveles	4	Inversor Hybrid-Bridge	4
Inversor HERIC	4		

Coste y estrés térmico en las configuraciones HERIC, H5 y H6

- HERIC y H6 tienen un precio muy parecido y mayor que H5.
- Por otro lado, HERIC es la que proporciona las mejores características frente al estrés térmico seguido de H6. El peor inversor en este sentido es H5.

7.4. Tabla comparativa resumen de los parámetros de las distintas topologías

Topología	Nº Niveles	Nº IGBTs	Nº Diodos	E-0	E-A	V_e	Nº C_{DC}	IGBTs f_{alta}	IGBTs f_{red}	Frec. V_{CP}	$\eta_{Máx}$	η_{Eur}	Corriente de fuga	VMC	Modos
FB unipolar	3	4	0	2	2	400V	1	4	-	Alta	98	-	Alta	No válida	6
FB híbrida	3	4	0	2	2	400V	1	2	2	Red	>98	-	Alta	No válida	4
FB bipolar	2	4	0	2	2	400V	1	4	-	Red	>96.5	-	Baja	No sirve	2
HB	2	2	0	-	2	800V	2	4	-	Red	>95	-	Baja	No sirve	2
NPC	3	4	2	1	2	800V	2	2	2	Cte	98.16	97	Nulas	Muy válida	4
HERIC	3	6	0	2	2	400V	1	4	2	Red	98.5	95	La más baja	$V_{cmt} = cte$	4
H5	3	5	0	2	3	400V	1	3	2	Red	97.4	97.7	Muy baja	$V_{cmt} = cte$	4
H6	3	6	0	2-3	2	400V	1	4	2	Red	98.5	-	La más baja	$V_{cmt} = cte$	4
FB-ZVR	3	5	5	1	2	400V	2	6	-	Red	>96	94	Muy baja	$V_{cmt} = cte$	4
REFU	3	6	4	1	1	800V	4	4	2	Red	>98	97.5	Muy baja	Muy válida	6
Hybrid-Bridge	3	6	2	4	4	400V	2	2	4	Red	96.5	95.1	La más baja	Muy válida	4

Fig. 3.80. Tabla comparativa resumen de los parámetros de cada topología

8. TOPOLOGÍAS NPC TRIFÁSICA, H7 Y H8

8.1. Introducción

De la misma forma que los inversores monofásicos, los de tres fases pueden diseñarse con y sin aislamiento galvánico. Pero para que se pueda omitir el transformador es necesario que se garanticen unos requisitos del comportamiento común. En el anexo III estudiamos que el inversor FB-3P no tiene un buen comportamiento en modo común por lo que no es apto para aplicaciones sin aislamiento. El VMC tiene componente de alta frecuencia y una gran amplitud que generan grandes corrientes de fuga que no se pueden eliminar. Los inversores trifásicos sin transformador son ampliamente utilizados en aplicaciones FV debido a su pequeño tamaño, su elevada eficiencia y su bajo precio. Sin embargo la omisión del transformador, igual que en las configuraciones monofásicas, tiene implicaciones. En este apartado de la memoria estudiaremos el comportamiento común de distintas topologías trifásicas. El objetivo es encontrar una configuración de interruptores y modulación adecuadas para que el VMC sea constante y no genere corrientes de fuga peligrosas. En el anexo III estudiamos la topología FB-3P: sus características, su funcionamiento y, tras el análisis detallado, concluimos que en principio no era una topología válida para aplicaciones sin transformador. En este apartado de la memoria entenderemos que se pueden aplicar unas modificaciones a esta configuración que permiten omitir esa etapa. Además estudiaremos las topologías trifásicas NPC, H7 y H8 que sí son válidas para funcionamiento sin transformador.

8.2. Circuito equivalente para el estudio del modo común en sistemas trifásicos

8.2.1. Corrientes de fuga y voltaje en modo común en un inversor trifásico

Para comparar el funcionamiento de las topologías trifásicas será necesario analizar el VMC y, para ello, necesitaremos un circuito equivalente para su estudio. En primer lugar es necesario encontrar el camino de las corrientes de fuga en los sistemas FV de tres fases. Del mismo modo que en las configuraciones monofásicas, las corrientes de fuga para sistemas trifásicos encuentran una vía a través de las capacidades parásitas de los paneles y de los conductores de fase. Igual que en los sistemas de una fase, el valor de la corriente de fuga depende del valor de estas capacidades y, por lo tanto, depende entre otros: del material de las células, del área de los paneles, de la distancia entre las células y el marco, de las condiciones climatológicas, de la humedad y del polvo. En la imagen se muestra el esquema:

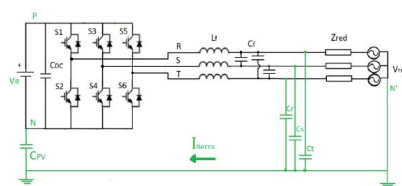


Fig. 3.81. Esquema de inversor FB-3P con capacidades parásitas y corriente de fuga

Las conmutaciones de los interruptores durante el proceso de modulación, igual que en los sistemas monofásicos, generan variaciones en la diferencia de potencial entre los extremos de las capacidades parásitas. Estas variaciones son las que da lugar a las corrientes perjudiciales de fuga. Esta variación de tensión entre los puntos N y N' es el voltaje en modo común del sistema V_{cmt} y responde a la siguiente expresión matemática en los sistemas trifásicos.

$$V_{cmt} = \frac{(V_{RN} + V_{SN} + V_{TN})}{3} \quad (3.2)$$

8.2.2. Circuito equivalente para el estudio del modo común del sistema

El VMC del sistema genera interferencias y corrientes perjudiciales que deterioran los componentes reduciendo su tiempo de vida. El valor de su variación depende de la configuración de interruptores y de la estrategia de modulación. El circuito equivalente y el equivalente de una fase son necesarios para el análisis y la comparación de los distintos tipos.

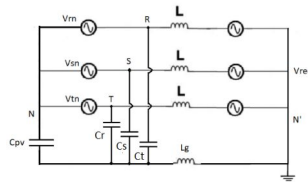


Fig. 3.82. Circuito equivalente para el estudio del modo común del sistema

- La tensión en modo común de cada una de las fases: V_{RN} , V_{SN} y V_{TN} .
- La capacitancia parásita de los paneles fotovoltaicos, C_{PV} .
- Las capacitancias parásitas de los conductores de fase: C_R , C_S y C_T .
- Las inductancias de cada línea, simétricas y de valor L.
- La impedancia de tierra, L_g .
- Las fuentes de tensión que representan la red convencional.

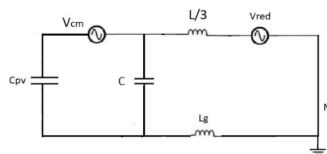


Fig. 3.83. Circuito equivalente de una fase para el estudio del modo común del sistema

- La tensión en modo común total V_{cmt} que responde a la expresión 6.1.
- La capacitancia parásita de los paneles fotovoltaicos, C_{PV} .
- La capacitancia parásita equivalente de los conductores de fase: C.
- La inductancias de línea equivalente, de valor $\frac{L}{3}$.
- La impedancia de tierra, L_g .
- Las fuentes de tensión que representan la red convencional.

8.3. Modificaciones en la configuración FB-3P para la mejora del VMC

8.3.1. Introducción

En el anexo III estudiamos las características del inversor FB-3P. Un inversor simple, con un poder de conversión alto, eficiente y que genera una señal a la salida de gran calidad. Sin embargo, concluimos que no era un inversor apto para aplicaciones sin transformador. Incluir un transformador de aislamiento en el sistema FV aumenta el precio, el peso, el tamaño y las pérdidas globales. Por este motivo, en este apartado vamos a estudiar dos posibles modificaciones para solucionar este problema: la primera basada en la configuración del esquema electrónico y la segunda en la estrategia de modulación. El objetivo es encontrar un inversor que funcione con un equilibrio entre eficiencia y calidad de la señal generada.

8.3.2. Configuración FB-3P con condensador de continua dividido

En esta primera modificación vamos a actuar sobre el esquema eléctrico del sistema, más concretamente sobre el condensador de acoplo de la zona de continua. Se trata de dividir el condensador de la configuración FB original en dos condensadores en serie idénticos. En la nueva configuración, el condensador C_{DC} se modifica por una rama formada por dos condensadores en serie de igual capacidad que se encuentran conectados en paralelo con la fuente. Los nuevos condensadores reciben el nombre de C_{DC1} y C_{DC2} , y el punto medio entre ellos se conecta con el conductor neutro de la red convencional, lo vemos en la imagen:

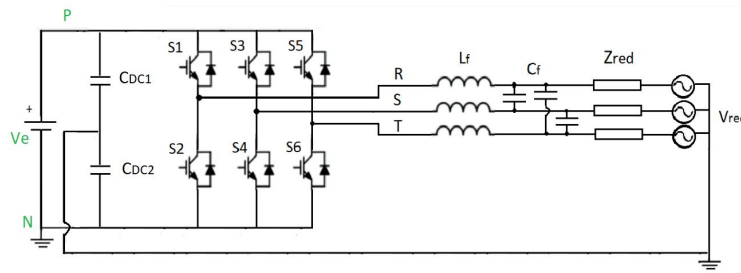


Fig. 3.84. Esquema de la nueva configuración FB-3P con condensador de continua dividido

El objetivo de la división de la capacidad de entrada es crear un punto intermedio de referencia en la zona de continua. El inversor utiliza dos condensadores de igual capacidad en serie y conecta el punto intermedio al conductor neutro. De esta forma, el punto medio entre los dos condensadores está siempre conectado al neutro y, por lo tanto, a tierra. Así, el potencial en la capacidad parásita de los módulos se mantendrá constante e igual al que existe en el conductor neutro. Como consecuencia, gracias a este voltaje constante no existen corrientes de fuga a tierra en el sistema FV. El resultado es un excelente comportamiento del modo común del sistema muy válido para aplicaciones sin transformador de aislamiento.

8.3.3. FB-3P con condensador dividido usando modulación escalonada

En esta segunda modificación vamos a actuar sobre la estrategia de modulación del inversor en el sistema fotovoltaico. En el anexo III estudiamos la estrategia de modulación estándar del inversor FB-trifásico, esta estrategia es la más habitual en configuraciones con transformador de aislamiento debido a su sencillez y buenos resultados. Sin embargo, para aplicaciones sin transformador, es mejor utilizar la modulación PWM escalonada con el objetivo de reducir el rizado de corriente tanto de las tensiones de fuga a tierra como de la tensión a la salida del convertidor.

La modulación PWM escalonada es igual que la estrategia de modulación por ancho de pulso que hemos estudiado. La única diferencia que existe entre ambas es que en la última las señales de disparo de los semiconductores se sincronizaban con un único reloj y en la nueva se utilizan tres temporizadores distintos, uno para cada rama correspondiente a cada una de las fases, desfasados 120° entre ellos según la línea que module cada uno. Esta estrategia de modulación, que también recibe el nombre de estrategia de PWM intercalada, da como resultado una disminución en el rizado de las corrientes: de la corriente inyectada en la red eléctrica y de las corrientes de fuga a tierra. El resultado de estas dos modificaciones es un excelente comportamiento del modo común del sistema muy válido para aplicaciones sin transformador de aislamiento y una mejora también de la calidad de la señal a la salida.

8.4. Inversor NPC trifásico

8.4.1. Introducción y configuración de semiconductores utilizada

El inversor NPC trifásico, que estudiamos en este apartado, está basado en la topología básica de inversor NPC de una fase. Esta versión modificada del inversor NPC, se usa en aplicaciones que requieren más potencia de conversión. El inversor NPC de tres fases es la topología de inversor más ampliamente utilizada en aplicaciones trifásicas sin transformador de aislamiento galvánico. Esto es debido al buen comportamiento del modo común del sistema pero además a su alta eficiencia y a la buena calidad de la señal de salida. En la figura a continuación se muestra el esquema simplificado de esta topología con filtro LC a la salida:

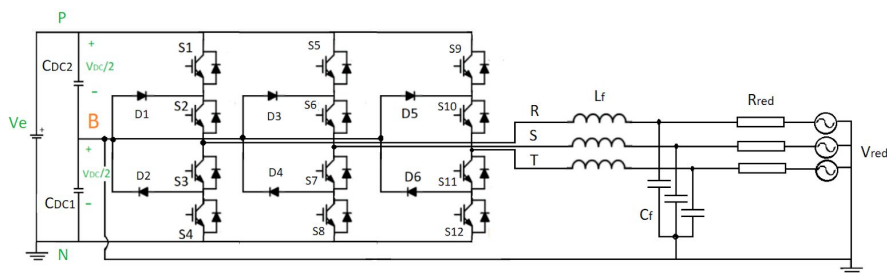


Fig. 3.85. Esquema de inversor NPC

La estructura del inversor NPC trifásico está formada por tres ramas, cada una de ellas corresponde con una de las fase de la red, y cada rama está formada por seis semiconductores de potencia. De estos seis semiconductores cuatro son IGBTs conectados en serie, todos ellos con diodos antiparalelos acoplados, y los otros dos son diodos colocados en direcciones opuestas que acoplan las tres ramas de las tres fases.

8.4.2. Elementos del circuito

- La fuente de continua: fuente de tensión que representa el generador fotovoltaico.
- Dos condensadores en serie en la zona de continua: se trata de una rama en paralelo con la fuente. Los llamamos C_{DC1} y C_{DC2} y su objetivo es hacer de filtro de las corrientes de fuga que se transmiten de la zona alterna a la zona de continua y atenuar su distorsión. Ya sabemos que en sistemas trifásicos equilibrados estos condensadores no son tan grandes como en configuraciones monofásicas porque la potencia trifásica a la salida del inversor es constante. Por otro lado, el objetivo de la división de la capacidad de entrada es crear un punto intermedio de referencia en la zona de continua. El inversor utiliza dos condensadores en serie de igual capacidad y conecta el punto intermedio al conductor neutro. El punto intermedio de las tres ramas que forman este inversor también se conecta a este punto, el objetivo de esta unión es que durante el proceso de modulación las tensiones a tierra sean constantes. El resultado es un excelente comportamiento común.
- Las tres ramas de semiconductores que forman el inversor: las tres ramas son iguales que la rama única del inversor NPC monofásico. Las ramas están conectadas entre sí en el punto medio de la serie quedando dos IGBTs a cada lado de la misma. La ramas se acoplan también mediante los dos diodos de cada rama.
- Filtro trifásico: el filtro es el elemento encargado de eliminar el contenido armónico indeseable del tren de pulsos a la salida. Este elemento deberá filtrar las interferencias de las ondas de las tres fases para que la señal generada pueda ser inyectada a la red. La calidad de la señal de este inversor de tres niveles es mejor que la obtenida de los convertidores con solo dos niveles, esto implica que se requieren filtros más simples, baratos y económicos para la mismas frecuencias de conmutación en este caso.
- Impedancias de red de cada una de las fases: la impedancia de la red representa la oposición que encuentra la corriente entregada por el inversor al conectarse a la red.
- Tres fuentes de alterna: fuentes de tensión que representan las tres fases de la red eléctrica convencional a la que se conecta el sistema de generación distribuido.

8.4.3. Principio de funcionamiento y estados de la configuración

La estrategia de modulación elegida, al igual que la configuración de semiconductores, influye en el comportamiento del VMC y en la calidad de la salida. Existen muchas estrategias de modulación para este tipo de inversor, la PWM sinusoidal con dos señales

portadoras y tres moduladoras es el método más utilizado en inversores NPC trifásicos debido a su: simplicidad en los cálculos, facilidad de implementación y diseño sencillo.

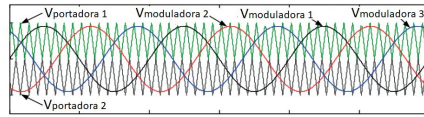


Fig. 3.86. Señales que participan en el proceso de modulación del inversor NPC trifásico

- Dos señales triangulares portadoras, una positiva y otra negativa y desfasadas 180° de forma que funcionan de forma complementaria. Cada una de ellas modula dos de los interruptores de cada rama.
- Tres señales sinusoidales de referencia, tres señales idénticas en amplitud y frecuencia de oscilación solo que con un desfase entre ellas de 120°.

Ya hemos explicado en varias ocasiones que la calidad de la señal de salida depende en gran medida de la estrategia de modulación elegida. Esta estrategia es ampliamente utilizada en los inversores NPC trifásicos también debido al poco rizado de corriente generado durante el proceso. En la imagen se muestra la comparación de la señal moduladora con las dos señales portadoras para una de las fases. De la comparación de las señales se obtienen los pulsos de disparo de los interruptores y de las distintas combinaciones los distintos niveles a la salida.

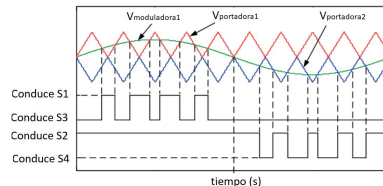


Fig. 3.87. Comparación de las señales en una de las fases de un inversor NPC trifásico

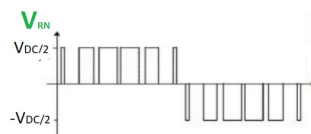


Fig. 3.88. Niveles de tensión fase-neutro a la salida resultantes de la comparación

La condición del disparo de los interruptores para cada rama es la siguiente:

- $V_{moduladora} > V_{portadora 1} \rightarrow S1 \text{ ON}$
- $V_{moduladora} < V_{portadora 1} \rightarrow S3 \text{ ON}$
- $V_{moduladora} > V_{portadora 2} \rightarrow S2 \text{ ON}$
- $V_{moduladora} < V_{portadora 2} \rightarrow S4 \text{ ON}$

La tabla de estados de los semiconductores queda de la siguiente manera:

Estado	S1	S2	S3	S4	VRN
E1	ON	ON	OFF	OFF	$V_e/2$
E2	OFF	ON	ON	OFF	0
E3	OFF	OFF	ON	ON	$-V_e/2$

Fig. 3.89. Tabla de estados de la topología NPC trifásica

8.4.4. Características de la configuración

- La principal característica, ya lo estudiamos para la configuración monofásica, es que genera tres niveles a la salida: la mitad del voltaje continuo en positivo, la mitad en negativo y un nivel cero. Gracias a estos tres niveles la calidad de la señal mejora y el filtro necesario es más pequeño. En las imágenes se muestra: la tensión fase-neutro, que como hemos dicho tiene tres niveles, y la tensión fase-fase que tiene 5.

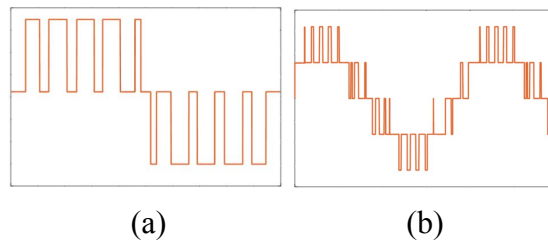


Fig. 3.90. Tensiones de salida del inversor NPC (a) tensión fase-neutro (b) tensión fase-fase

- La frecuencia de conmutación de la tensión entre fases es el doble que la frecuencia de conmutación de la tensión entre cada fase y el neutro.
- Otra característica es el buen comportamiento del VMC. El punto medio entre los condensadores se conecta al neutro, de esta forma, la capacidad parásita también está conectada al neutro y la tensión no tiene componente de alta frecuencia.
- Como resultado del punto anterior, las corrientes a tierra generadas son pequeñas para esta configuración y la eficiencia de conversión alcanza valores mayores del 98%. Es una opción muy acertada para aplicaciones sin transformador.
- Al dividir la capacidad de entrada en dos condensadores iguales, la tensión que recae en cada semiconductor durante el funcionamiento es la mitad de la tensión del bus de continua, lo que disminuye los requerimientos de los IGBTs con respecto a las topologías sin esta división. Este factor lo convierte en una mejor elección para aplicaciones con un generador de tensión continua elevada.
- Los dos interruptores en mitad de la rama de cada fase: S2, S3, S6, S7, S10 y S11 tiene grandes pérdidas de conducción ya que funcionan durante la mayor parte del proceso. Por otro lado, las pérdidas en el resto de conductores son pequeñas.
- Al existir 18 semiconductores las pérdidas de conducción deberían ser elevadas, sin embargo, estos semiconductores soportan la mitad de tensión. El resultado final son unas pérdidas de conducción bajas en comparación con otras topologías.
- Una desventaja es que existe un desequilibrio entre las pérdidas de los semiconductores de las ramas, esto da lugar a un comportamiento térmico deficiente.

8.5. Inversor H7 trifásico

8.5.1. Introducción a la topología H7 y a su funcionamiento

La topología H7 que estudiamos en este apartado está basada en la topología H5 monofásica. En concreto, es una versión modificada de la configuración H5 adaptada a sistemas trifásicos. Está formada por un inversor FB-3P al que se añade un interruptor extra en serie con el generador FV, en el conductor positivo del bus de continua. Este nuevo IGBT cuenta con un diodo antiparalelo y recibe el nombre de S7. Por lo tanto, se trata de un inversor con un total de 7 semiconductores que le dan su nombre a la nueva topología.

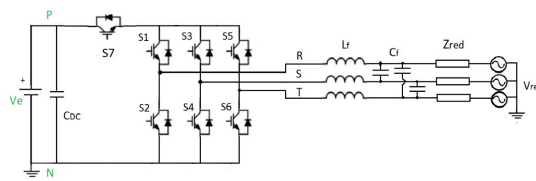


Fig. 3.91. Esquema general de la configuración de inversor trifásico H7

Dado que el inversor H5 se desarrolló como una sistema de conversión para sistemas de una fase, para el inversor H7 será necesario elaborar nuevas técnicas de modulación de los interruptores adaptadas a la salida trifásica. Estas estrategias estarán basadas en la PWM y las estudiaremos con detenimiento en los apartados sucesivos. El principio de funcionamiento de H7 se basa en la reducción de las corrientes de fuga mediante la desconexión de los paneles del resto del sistema durante los instantes en los que el convertidor se encuentra en un estado de tipo cero. En este tipo de inversor el desacoplo se produce en la zona de continua mediante el nuevo interruptor S7, se le denomina desacoplo en continua.

8.5.2. Comportamiento del modo común del sistema en FB-3P

Ya estudiamos en el anexo III el esquema general del inversor FB-3P. Se trataba de un circuito resonante con capacidades parásitas asociadas a los paneles y a los conductores por las que podían circular corrientes perjudiciales. También estudiamos los ocho posibles estados de funcionamiento de la configuración, seis estados activos y dos estados cero. Los interruptores inferior y superior de cada fase funcionan de forma complementaria:

Estado	Tipo de estado	S1	S2	S3	S4	S5	S6
E0	Cero	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
E1	Activo	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON
E2	Activo	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON
E3	Activo	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON
E4	Activo	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF
E5	Activo	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF
E6	Activo	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF
E7	Cero	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF

Fig. 3.92. Tabla de estados de la configuración FB-3P con todos los semiconductores

Por lo tanto, conocemos las tensiones en cada conductor y la tensión en modo común del sistema dada su expresión analítica, ecuación 3.2:

Estado	Tipo	S1	S2	S3	S4	S5	S6	Vrn	Vsn	Vrn	Vcm
E0	Cero	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	0	0	0	0
E1	Activo	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	V_e	0	0	$V_e/3$
E2	Activo	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	V_e	V_e	0	$2V_e/3$
E3	Activo	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	0	V_e	0	$V_e/3$
E4	Activo	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	0	V_e	V_e	$2V_e/3$
E5	Activo	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	0	0	V_e	$V_e/3$
E6	Activo	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	V_e	0	V_e	$2V_e/3$
E7	Cero	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	V_e	V_e	V_e	V_e

Fig. 3.93. Tensiones en cada una de las fases y VMC para cada estado

De los resultados de la tabla observamos que el estado de mayor VMC es el estado de tipo cero E7, será por lo tanto el que genere mayores corrientes de fuga. Y por lo tanto también las generará su estado complementario E0.

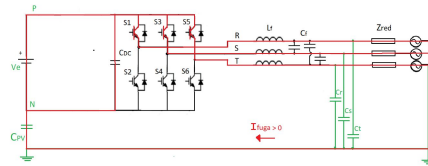


Fig. 3.94. Camino de la corriente de fuga para E7

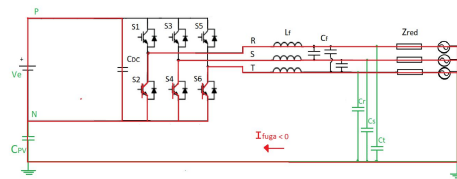


Fig. 3.95. Camino de la corriente de fuga para E0

El objetivo de este apartado es encontrar una configuración y estrategia de modulación adecuadas para eliminar las corrientes de fuga cuando el inversor se encuentra en estos dos estados. La idea es desacoplar los paneles en estos instantes de tiempo mediante S7. Estudiaremos esta nueva configuración con una nueva estrategia de modulación que recibe el nombre de MDPWM y que también analizaremos con detenimiento.

8.5.3. Funcionamiento del inversor H7

Igual que en las estructuras monofásicas H5 y H6, el principio en el que se fundamenta el inversor H7 es la reducción de las corrientes de fuga al desconectar los módulos de la configuración en los instantes en los que la salida alcanza nivel cero. En este caso, S7 se encuentra en la zona de continua, igual que sucedía con S5 y S6 en las topologías H5 y H6, y por eso al fenómeno se le denomina desacoplo en continua. En apartados anteriores analizamos la topología HERIC de una fase que desacoplaba el sistema en la zona de alterna, existen también topologías que se desarrollan entorno a esta idea en sistemas trifásicos pero

nos centraremos en dos topologías que realizan el desacoplo en continua, la topología H7 que se estudia en este apartado y la topología H8 estudiada en el apartado a continuación. Como hemos dicho, el inversor H7 está basado en el inversor H5 monofásico. Está formado por un inversor FB-3P al que se añade un IGBT extra en la zona de continua. Este interruptor puede diseñarse en el polo positivo o en el negativo del bus, nosotros estudiaremos el primer caso.

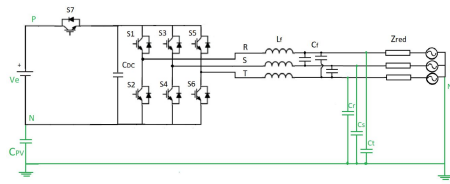


Fig. 3.96. Circuito resonante de la configuración H7 sin transformador

El interruptor extra tiene la función de desconectar los paneles del resto de la configuración durante el estado cero E7. Lo consigue impidiendo el paso de la corriente por el conductor P abriendo el interruptor S7. La tabla de estados de los semiconductores es la siguiente:

Estado	Tipo de estado	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7
E0	Cero	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	ON
E1	Activo	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON
E2	Activo	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON
E3	Activo	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON
E4	Activo	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	ON
E5	Activo	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON
E6	Activo	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON
E7	Cero	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF

Fig. 3.97. Tabla de estados de la configuración H7

Observamos en las imágenes a continuación el funcionamiento durante los estados cero del inversor, en el estado E7 no existe corriente de fuga gracias al desacoplo que lleva a cabo el interruptor S7 mientras que en el estado E0 la corriente de fuga circula:

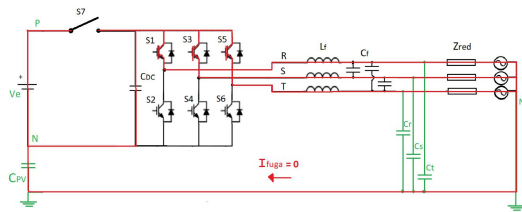


Fig. 3.98. Camino de la corriente de fuga en estado E7 de la configuración H7

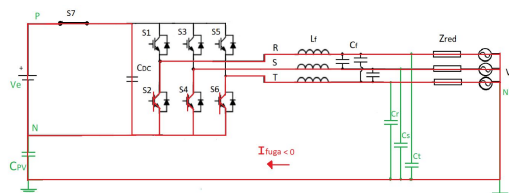


Fig. 3.99. Camino de la corriente de fuga en estado E0 de la configuración H7

8.5.4. Estrategia de modulación para el inversor H7

Problemas de las estrategias planteadas hasta ahora

Las estrategias PWM convencionales que hemos estudiado hasta ahora, como la modulación mediante espacios vectoriales o la modulación PWM discontinua, no se pueden implementar en sistemas trifásicos sin transformador debido a las altas corrientes de fuga que se generan. Con el objetivo de solucionar este problema, surgían los métodos de modulación con VMC reducido: AZSPWM, NSPWM, RSPWM. Estos métodos se basan en eliminar los estados cero de funcionamiento para reducir las variaciones de la tensión común. Sin embargo, el funcionamiento global del sistema se ve perjudicado en varios aspectos: linealidad del voltaje, pérdidas, distorsión armónica ó el voltaje de salida línea-línea bipolar. Este último aspecto es uno de los problemas más importantes por los que las estrategias de VMC reducido no son válidas. La salida línea-línea que se genera es bipolar, lo que significa que en cada transición de estado la tensión de salida cambia de nivel alto +Ve a nivel bajo -Ve, esto dobla la tensión que deben soportar los componentes. Existen otras consecuencias: elevado rizado, transitorios, pérdidas de conmutación y reduce la eficiencia.

Estrategia de modulación trifásica en aplicaciones sin transformador

Las estrategias de modulación que se deben elaborar para aplicaciones trifásicas y los métodos con buen VMC son más complejos y difíciles de implementar. La topología de inversor de tres fases H7 deriva directamente de la topología H5 monofásica que se propuso para mejorar el VMC del sistema. Aunque la topología H7 tiene el mismo principio de funcionamiento que la clase H5 y su esquema eléctrico es prácticamente el mismo, el estudio en profundidad de esta topología y la adaptación de la estrategia de modulación a los sistemas trifásicos no se ha desarrollado demasiado en la actualidad.

En este trabajo se estudia la estrategia que hasta el momento ha obtenido mejores resultados a nivel global, la modulación MDPWM basada en la modulación PWM discontinua DPWM. Se desarrolla con el objetivo de reducir las corrientes de fuga sin comprometer el resto de cualidades de la señal de salida. Se ha comprobado que esta estrategia proporciona de los mejores resultados para aplicaciones trifásicas conectadas directamente a la red.

Estrategia de modulación MDPWM

Como hemos dicho, la nueva modulación MDPWM se basan en la estrategia convencional DPWM. Este método proporcionaba muy buenas características en cuanto a: linealidad, pérdidas de conducción, conmutación, y distorsión de la señal de salida. Sin embargo, su funcionamiento no era válido para aplicaciones sin transformador. Con el objetivo de mantener la calidad de la señal y de solucionar el problema de las corrientes de fuga, se

propuso el método MDPWM. A diferencia del resto de topologías con VMC reducido, esta técnica combina estados activos y estados cero para generar la señal de salida del inversor.

Ya habíamos estudiado que los estados de mayor tensión común son los estados cero, el estado E7 con una tensión V_e y su estado complementario E0. Sin embargo, en el estado E7 del inversor H7 trifásico no existe corriente de fuga gracias al desacoplo que lleva a cabo el interruptor S7. Por otro lado, en el estado E0 la corriente de fuga sí que circula. Con el objetivo de eliminar por completo las corrientes de fuga durante los estados cero se propuso una alternativa a la estrategia de modulación PWM discontinua que eliminaba el estado E0 del funcionamiento, esta estrategia que estudiaremos a continuación, se denomina MDPWM.

Estado	Tipo de estado	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	Vcm
E1	Activo	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	$V_e/3$
E2	Activo	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON	$2V_e/3$
E3	Activo	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	$V_e/3$
E4	Activo	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	ON	$2V_e/3$
E5	Activo	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON	$V_e/3$
E6	Activo	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	$2V_e/3$
E7	Cero	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF	V_e

Fig. 3.100. Tabla final de estados de la topología H7 en la que desaparece el estado E0

Dados los dos posibles diagramas de sectores de las estrategias, podemos deducir la tabla de estados para cada sector de las modulaciones DPWM y MDPWM. Observamos que en la nueva técnica, los estados E0 se reemplazan por estados E7 y de este modo se eliminan las corrientes de fuga para todos los instantes a nivel cero. Los estados cero son importantes para el funcionamiento global del sistema ya que ellos determinan el patrón de la salida.

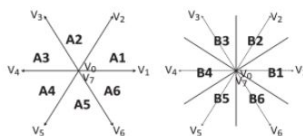


Fig. 3.101. Diagramas de sectores de las estrategias DPWM y MDPWM

Modulación	Sector					
DPWM	AI - BI	BII - AII	BIII - AIII	BIV - AIV	BV - AV	BVI - AVI
	72127	23032	74347	45054	76567	61016
	Sector					
	AI - BII	AII - BIII	AIII - BIV	AIV - BV	AV - BVI	AVI - BI
	21012	72327	43034	74547	65056	76167

Fig. 3.102. Tabla de secuencia de estados de la modulación DPWM para H7

Modulación	Sector					
MDPWM	BI - AI	BII - AII	BIII - AIII	BIV - AIV	BV - AV	BVI - AVI
	72127	23732	74347	45754	76567	61716
	Sector					
	AI - BII	AII - BIII	AIII - BIV	AIV - BV	AV - BVI	AVI - BI
	21712	72327	43734	74547	65756	76167

Fig. 3.103. Tabla de secuencia de estados de la modulación MDPWM para H7

8.5.5. Resultados y características de H7 con modulación MDPWM

Las gráficas muestran, para la primera combinación de los diagramas de sectores: las señales de disparo de los interruptores superiores, las tensiones de salida línea-línea y la VMC.

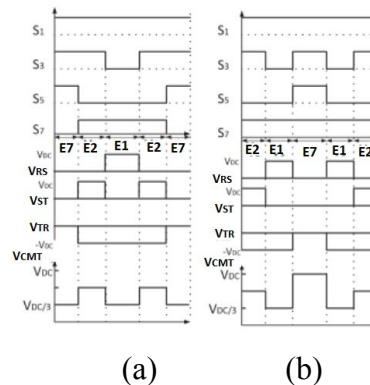


Fig. 3.104. Estado de $S1$, $S3$ y $S5$, tensiones de salida línea-línea y VMC en el primer sector para MDPWM en H7 (a) primer diagrama de sectores (b) segundo diagrama

- Las variaciones de VMC disminuyen. La variación máxima para el primer patrón de conmutación de esta estrategia es de $V_e/3$ y para el segundo de $2V_e/3$.
- Las estrategias de modulación con CVM reducido eliminaban los estados cero con el objetivo de mejorar el comportamiento del modo común. Esto generaba tensiones bipolares a la salida que daban como resultado grandes transitorios y elevada distorsión. MDPWM por el contrario, no elimina estos estados, busca una solución alternativa y consigue una tensión de salida línea-línea unipolar.
- Aunque este nuevo método de modulación no consigue una tensión de modo común constante como RSPWM, es capaz de reducir de una forma aceptable las corrientes de fuga mientras mantiene las buenas características de la modulación discontinua. Las variaciones VCM son similares a las de los métodos NSPWM y AZSPWM y las característica de: linealidad, THD y pérdidas similares a las de la técnica DPWM.
- El principal inconveniente del uso de esta técnica es la conmutación a alta frecuencia de los interruptores de las fases S y T que aumenta las pérdidas de conmutación.
- Los interruptores $S1$ y $S2$ que forman la primera rama conmutan a frecuencia de red y el resto de interruptores modifican su estado a frecuencia de conmutación.

8.6. Inversor H8 trifásico

8.6.1. Métodos estudiados hasta ahora para reducir las corrientes de fuga

Con el objetivo de suprimir las corrientes de fuga en FB-3P se elaboraban distintas estrategias que eliminaban los estados cero de la secuencia de conmutación. Estas técnicas reciben el nombre de técnicas de VMC reducido y consiguen reducir significativamente las corrientes a

tierra. Sin embargo, acaban con las buenas características de la señal de salida y es necesario encontrar soluciones alternativas. Se proponía entonces, en el apartado anterior, una nueva configuración de inversor que añadía un interruptor extra en la zona de continua para desacoplar los paneles de la instalación durante uno de los estados cero de la modulación, el estado E7. Esta nueva topología H7 reducía considerablemente las tensiones comunes sin afectar las buenas características de la señal de salida. En este apartado se propone una nueva configuración muy parecida a esta última, se trata del inversor trifásico H8 construido con dos semiconductores extra y que se estudia con detenimiento a continuación.

8.6.2. Introducción a la topología H8 y a su funcionamiento

La topología H8 que estudiamos en este apartado está basada en el inversor H6 monofásico. En concreto, es una versión modificada de H6 adaptada a sistemas trifásicos. Está formada por un inversor FB-3P al que se añaden dos interruptores extra en serie con el generador, uno en el polo positivo del bus de continua y el otro en el polo negativo. Estos nuevos IGBTs con diodo antiparalelo reciben el nombre de S7 y S8. Por lo tanto, se trata de un inversor con un total de 8 semiconductores los cuales dan el nombre de la nueva topología.

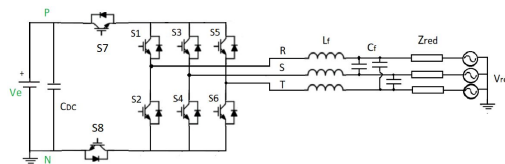


Fig. 3.105. Esquema general de la configuración de inversor trifásico H8

Dado que el inversor H6 se desarrolló como un sistema de conversión de la energía para sistemas de una fase, para el inversor H8 será necesario elaborar nuevas técnicas de modulación de los interruptores adaptadas a la salida trifásica, igual que ocurría con el inversor trifásico H7. Estas estrategias estarán basadas en la modulación PWM convencional y las estudiaremos con detenimiento. El principio de funcionamiento del inversor H8 se basa en la reducción de las corrientes de fuga mediante la desconexión de los paneles del resto del sistema durante los instantes en los que el convertidor se encuentra en un estado de tipo cero. En este tipo de inversor el desacoplo se produce en la zona de continua mediante los nuevos interruptores S7 y S8, por este motivo al proceso se le denomina desacoplo en continua.

8.6.3. Funcionamiento del inversor H8

Igual que en la estructura trifásica H7, el principio en el que se fundamenta el inversor H8 es la reducción de las corrientes de fuga al desconectar los módulos FV del resto de la configuración en los instantes en los que la salida alcanza nivel cero. En este caso, los interruptores S7 y S8 se encuentra en la zona de continua, igual que sucedía con los interruptores S5 y S6 en la topología H6, y por eso al fenómeno se le denomina desacoplo en

continua. En la figura se muestra el circuito resonante de la configuración H8 en el que se muestran las capacitancias parásitas por las que circulan las corrientes de fuga:

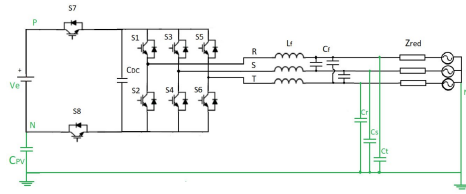


Fig. 3.106. Circuito resonante de la configuración H8 sin transformador

Los interruptores extra del bus de continua tienen la función de desconectar los paneles del resto de la configuración durante los estados cero. El semiconductor S7 en el estado E7 donde conducen S1, S3 y S5 y el interruptor S8 en el estado E0 donde conducen S2, S4 y S6. Lo consigue impidiendo el paso de la corriente por los conductores P y N abriendo los interruptores S7 y S8 respectivamente. La tabla de estados se muestra a continuación:

Estado	Tipo de estado	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
E0	Cero	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF
E1	Activo	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	ON
E2	Activo	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON
E3	Activo	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	ON
E4	Activo	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	ON	ON
E5	Activo	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON
E6	Activo	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	ON
E7	Cero	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON

Fig. 3.107. Tabla de estados de la configuración H8

Observamos en las imágenes a continuación el funcionamiento del inversor durante los estados cero. En el estado E7 no existe corriente de fuga gracias al desacoplo que lleva a cabo el interruptor S7 y en el estado E0 no existe corriente de fuga gracias al desacoplo que lleva a cabo el interruptor S8:

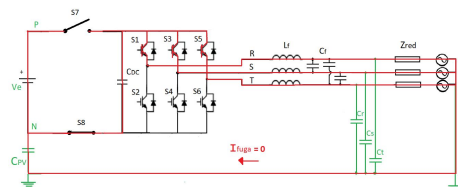


Fig. 3.108. Camino de la corriente de fuga en estado E7 de la configuración H8

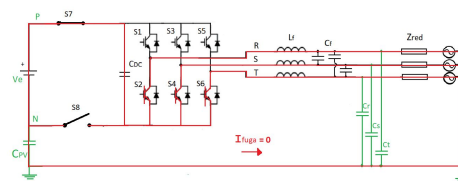


Fig. 3.109. Camino de la corriente de fuga en estado E0 de la configuración H8

8.6.4. Estrategia de modulación para el inversor H8

Introducción

Las estrategias de modulación que se deben elaborar para aplicaciones trifásicas y los métodos con buen comportamiento común, son más complejos y difíciles de implementar. Para resolver los problemas de calidad de señal que aparecían con las estrategias RCVM-PWM se proponía en el apartado anterior el inversor H7 con modulación MDPWM. Durante su funcionamiento se conseguían reducir las corrientes de fuga manteniendo las buenas características de un inversor en puente completo. En este caso, se propone usar la misma estrategia de modulación que en el inversor H7 para la nueva configuración. A continuación analizaremos como el inversor trifásico H8 con modulación MDPWM reduce considerablemente las corrientes de fuga manteniendo el rendimiento global del proceso.

Estrategia de modulación MDPWM

La topología de inversor de tres fases H8 deriva directamente de la topología H6 monofásica que se propuso con el objetivo de mejorar el comportamiento VMC del sistema. Aunque la topología H8 tiene el mismo principio de funcionamiento que la clase H6 y su esquema es prácticamente el mismo, el estudio en profundidad de esta topología y la adaptación de la estrategia a los sistemas trifásicos no se ha desarrollado demasiado en la actualidad. En este trabajo se estudia la estrategia que hasta el momento ha obtenido mejores resultados a nivel global, la modulación MDPWM basada en la PWM discontinua DPWM. Se desarrolla con el objetivo de reducir las corrientes de fuga sin comprometer el resto de cualidades de la señal de salida. Se ha comprobado que esta estrategia proporciona los mejores resultados para aplicaciones trifásicas conectadas directamente a la red. Ya explicamos que la nueva modulación MDPWM se basa en la estrategia convencional DPWM, con buenas características generales pero mal comportamiento en modo común.

Tensión de modo común

Igual que para H7, existen dos posibles diagramas de sectores. De ellos podemos deducir la tabla de estados para cada sector de las modulaciones DPWM y MDPWM. Los estados cero son importantes para el funcionamiento ya que ellos determinan el patrón de la salida.

Modulación	Sector					
	DPWM	AI - BI	BII - AII	BIII - AIII	BIV - AIV	BV - AV
72127		23032	74347	45054	76567	61016
	Sector					
	AI - BII	AII - BIII	AIII - BIV	AIV - BV	AV - BVI	AVI - BI
	21012	72327	43034	74547	65056	76167

Fig. 3.110. Tabla de secuencia de estados de la modulación DPWM para H8

Modulación	Sector					
MDPWM	BI - AI	BII - AII	BIII - AIII	BIV - AIV	BV - AV	BVI - AVI
	72127	23032	74347	45054	76567	61706
	Sector					
	AI - BII	AII - BIII	AIII - BIV	AIV - BV	AV - BVI	AVI - BI
	21012	72327	43034	74547	65056	76167

Fig. 3.111. Tabla de secuencia de estados de la modulación MDPWM para H8

Conocidas los dos diagramas de sectores y las tablas con las secuencias de estados para todos estos sectores vamos a estudiar cómo se reduce el VMC con el nuevo método MDPWM. En un funcionamiento normal, es en los estados cero en los que las corrientes de fuga encuentran un camino directo ya que bien todos los interruptores superiores se encienden o apagan al mismo tiempo. Los interruptores S7 y S8 son los que aportan el aislamiento galvánico.

Primer diagrama de sectores: intervienen los estados: E1, E2 y E7.

- Para los estados activos E1 y E2: las salidas son $V_e/3$ y $2V_e/3$ respectivamente.
- Para el estado cero E7: S1, S3 y S5 están en ON y conectados al polo positivo del bus. Es en este instante cuando S7 se desconecta y desacopla los paneles, el resultado es que la corriente de fuga no tiene camino para circular. Por este motivo, las corrientes por los conductores R y S disminuyen mientras la corriente en T aumenta hasta que las tres encuentran equilibrio en el valor $V_e/3$. La nueva tensión común es:

$$V_{cmt} = \frac{(V_{RN} + V_{SN} + V_{TN})}{3} = \frac{(\frac{V_e}{3} + \frac{V_e}{3} + \frac{V_e}{3})}{3} = \frac{V_e}{3}$$

Las tensiones VMC para este diagrama de sectores quedan de la siguiente manera:

Estado	E0	E1	E2	E3	E4	E5	E6	E7
Vcm	0	$V_e/3$	$2V_e/3$	$V_e/3$	$2V_e/3$	$V_e/3$	$2V_e/3$	$V_e/3$

Fig. 3.112. VMC en los distintos estados de MDPWM para H8 primer diagrama

Segundo diagrama de sectores: intervienen los estados: E1, E2 y E0.

- Para los estados activos E1 y E2: las salidas son $V_e/3$ y $2V_e/3$ respectivamente.
- Para el estado cero E0: S2, S4 y S6 están en ON y conectados al polo positivo del bus de continua. Es en este instante cuando S8 se desconecta y desacopla los paneles, el resultado es que la corriente de fuga no tiene camino para circular. Por este motivo, las corrientes por los conductores R y S disminuyen mientras la corriente en T aumenta hasta que las tres encuentran equilibrio en el valor $V_e/3$.

$$V_{cmt} = \frac{(V_{RN} + V_{SN} + V_{TN})}{3} = \frac{(\frac{V_e}{3} + \frac{V_e}{3} + \frac{V_e}{3})}{3} = \frac{V_e}{3}$$

Las tensiones VCM para este diagrama de sectores quedan de la siguiente manera:

Estado	E0	E1	E2	E3	E4	E5	E6	E7
Vcm	$V_e/3$	$V_e/3$	$2V_e/3$	$V_e/3$	$2V_e/3$	$V_e/3$	$2V_e/3$	V_e

Fig. 3.113. VMC en los distintos estados de MDPWM para H8 segundo diagrama

8.6.5. Resultados y características de H8 con modulación MDPWM

Las gráficas a continuación muestran, para la primera combinación de los dos diagramas de sectores: las señales de disparo de los interruptores superiores del puente, las tensiones de salida línea-línea y la tensión en modo común resultante para cada estado de la secuencia.

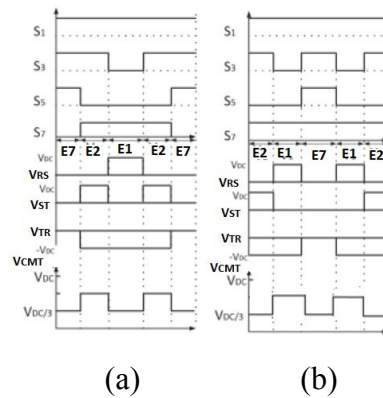


Fig. 3.114. Estado de S1, S3 y S5, tensiones de salida línea-línea y VCM para el primer sector para MDPWM en H8 (a) primer diagrama de sectores (b) segundo diagrama

- Observamos como los valores de las tensiones en modo común disminuyen. La variación máxima para el primer patrón de conmutación de esta estrategia es de $V_e/3$. La diferencia con la configuración H7 se encuentra en que para el segundo patrón la variación también se reduce también a $V_e/3$.
- Igual que para H7 esta nueva configuración con modulación MDPWM consigue salida línea-línea unipolar.
- Igual que para H7, aunque esta nueva configuración no consigue una tensión de modo común constante como FB-3P con RSPWM, es capaz de reducir el valor de CVM de una forma aceptable. El interruptor S8 consigue que las corrientes se reduzcan incluso más que con el inversor H7.
- El principal inconveniente del uso de esta técnica es la conmutación a alta frecuencia de los interruptores de las fases S y T que aumenta las pérdidas de conmutación.
- Igual que en la configuración H7, los interruptores S1 y S2 que forman la primera rama del puente conmutan a frecuencia de red y el resto de interruptores modifican su estado a frecuencia de conmutación.

CAPÍTULO IV:

ANÁLISIS DEL CIRCUITO DE INTERRUPTORES DEL INVERSOR

CAPÍTULO IV: ANÁLISIS DEL CIRCUITO DE INTERRUPTORES DEL INVERSOR

1. INTRODUCCIÓN

Hasta ahora hemos estudiado la posibilidad de mejorar la eficiencia del sistema eliminando el transformador de aislamiento de la configuración. Esta omisión permitía acabar con las pérdidas que se producían en sus devanados y como consecuencia un aumento de la eficiencia global de entorno al 2%. En este capítulo nos vamos a centrar en el estudio de la mejora de la eficiencia del proceso de modulación de la señal. Esto es, el análisis de los semiconductores que realizan las conmutaciones para dar forma a la salida y, por lo tanto, la elección de los mejores elementos que pueden realizar estas tareas. Dada la gran variedad de componentes disponibles en el mercado, elegir el mejor dispositivo para la obtención de la máxima eficiencia es un objetivo complicado. Este apartado analiza los requerimientos y las características de los elementos seleccionados con el objetivo de encontrar los modelos más adecuados. El conmutador deberá cumplir con las siguientes características:

- Garantizar la mejor eficiencia.
- Funcionamiento con la menor disipación de potencia.
- La capacidad de transportar las corrientes más altas posibles.
- Y un sencillo control del disparo.

Los semiconductores de tipo IGBT son los que más vamos a estudiar a lo largo de este apartado ya que, del estudio en profundidad de sus características, concluimos que son los elementos más adecuados para este tipo de aplicaciones robustas y de gran potencia. Así, en los apartados sucesivos de la memoria, se analizarán las principales características estáticas y dinámicas de los IGBTs y las condiciones que deben soportar en este tipo de aplicaciones para diseñar circuitos de conversión adecuados en términos de seguridad y rendimiento.

2. SEMICONDUCTORES EN APLICACIONES FOTOVOLTAICAS

Los interruptores que emplea el inversor FV para reconducir las corrientes de entrada y de este modo modificar la forma de la onda, son los semiconductores de potencia. Se comercializa una gran variedad de semiconductores diferentes válidos para convertidores CC/CA, el objetivo del capítulo es elegir los modelos más apropiados para la optimización del proceso de modulación en instalaciones conectadas. Las topologías más importantes son:

- Transistor bipolar de puerta aislada. Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT.
- Transistor de efecto campo metal-óxido-semiconductor. Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor, MOSFET.
- Tiristor controlado por MOSFET. MOS Controlled Thyristor, MCT.
- Tiristor controlado o desactivado por compuerta. Gate Turn-Off Thyristor, GTO.
- Transistor de unión bipolar. Bipolar Junction Transistor, BJT.
- Rectificador controlado de silicio. Silicon Controlled Rectifier, SCR.
- Transistor de inducción estática. Static Induction Transistor, SIT.

El tipo de interruptor elegido para cada aplicación es función de las características requeridas: potencia, calidad, frecuencia de conmutación, etc. Otro factor determinante en la elección es el tipo de estrategia de modulación. Los interruptores para inversores funcionan, por lo general, permitiendo la circulación de la intensidad entre sus extremos sólo en los instantes en los que se aplica una diferencia de potencial en la puerta. De este modo, las principales diferencias que existen entre unos y otros son los rangos de tensión y corriente con los que trabajan y los tiempos de apagado y encendido. La calidad de la señal del inversor aumenta con la frecuencia a la que cambian de estado los interruptores para generar la onda a la salida, es decir, con la frecuencia de conmutación. Lo vemos en la imagen 4.1. Esta es, por lo tanto, una característica importante a la hora de elegir el tipo de componente que incluiremos en nuestra instalación. Cuanto mayor sea el diseño de la frecuencia de conmutación, menor el contenido armónico generado durante el proceso y, por lo tanto, mayor la forma senoidal y el factor de potencia. Todos estos factores contribuyen a que los requerimientos del filtro sean menores y se reduzca el tamaño y los costes del conjunto. Vemos algunos datos interesantes:

- Semiconductores GTO: $f_{\text{conmutación}} = 10^3$ Hz y potencia 10^9 W
- Semiconductores IGBT: $f_{\text{conmutación}} = 10^5$ Hz y potencia 10^6 W
- Semiconductores MOSFET: $f_{\text{conmutación}} = 10^8$ Hz y potencia 10^5 W

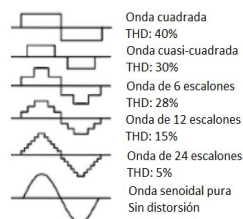


Fig 4.1. Distorsión armónica de modulaciones con distinta frecuencia de conmutación

3. INTERRUPTORES Y DIODOS ANTIPARALELOS

Una vez elegido el tipo de inversor que vamos a emplear, existen muchas posibilidades para obtener el máximo beneficio de la topología. Gracias al análisis cuidadoso y a la elección correcta de los parámetros característicos del interruptor y de los sistemas auxiliares de

protección y amortiguación podemos diseñar un circuito de conmutadores que nos permita extraer el rendimiento máximo que es el objetivo de este trabajo.

Interruptores: son el elemento más importante de cualquier tipo de inversor: el número de ellos que existe, su disposición en el circuito, sus parámetros y el tiempo en el que modifican su estado son determinantes en el tipo de señal generada a la salida. Otra de las principales características de los semiconductores que se usan en el proceso de conmutación del inversor es que su disparo debe ser completamente controlable. En el apartado anterior ya mencionamos los tipos de interruptores que pueden ser utilizados en un convertidor CC/CC. En la tabla a continuación se muestran algunos parámetros de los tipos más comunes:

	IGBT	MOSFET	BJT	GTO	MCT
Tensión máxima de corte (V)	2.000	1.000	1.000	3.000	2.000
Corriente máxima (A)	500	100	600	2.000	600
Señal de disparo	Tensión	Tensión	Corriente	Corriente	Tensión

Fig 4.2. Tabla de parámetros de los distintos tipos de interruptores

A pesar de la gran variedad de componentes en el mercado, los tipos más utilizados son los dos primeros: los MOSFET para aplicaciones monofásicas, y por lo tanto de menor potencia, y los IGBT para aplicaciones trifásicas que trabajan con potencia media-alta. Dentro de estos dos tipos existen infinitos modelos diseñados para trabajar en distintas condiciones. Para escoger el más apropiado, es imprescindible estudiar con detenimiento las especificaciones. Otra característica importante a tener en cuenta es que, por lo general, es mejor utilizar semiconductores con disparo controlado por voltaje. Esto es así porque los elementos adicionales que los acompañan para regular las señales de control son más sencillos y de menor coste en este caso. Ya comentamos que para inversores FV, los interruptores que ofrecen mejores características son los transistores de puerta aislada IGBT. Ofrecen beneficios en comparación con otros tipos de dispositivos de potencia como los tiristores o los MOSFET, también muy habituales. Entre las principales características que los convierten en el dispositivo más aceptable, se encuentran:

- Capacidad de conducir intensidades elevadas.
- Sistema de control de disparo sencillo que utiliza tensión en vez de corriente
- Capacidad de integrar con facilidad en el funcionamiento el diodo antiparalelo.

Para una elección correcta del tipo de IGBT es muy necesario conocer las diferencias que existen entre las características de los módulos semiconductores de aplicación general y las de aplicaciones FV cuyas funciones cambian.

Diodos: hasta ahora hemos hablado de los interruptores como los únicos elementos semiconductores dentro de la configuración. Sin embargo, existen otros elementos cuyo

principio de funcionamiento está basado en este tipo de material. Estos elementos son los diodos. Dentro de las topologías de inversores que hemos estudiado existen dos tipos de diodos: los diodos antiparalelos que acompañan a los conmutadores y que sirven para permitir la circulación bidireccional de la corriente y los diodos que acoplan distintas etapas en el inversor. Las restricciones en la elección de estos componentes las impone el primer tipo de diodo que hemos mencionado. Los diodos antiparalelos son los que permiten que la corriente a la salida del inversor sea positiva o negativa en función del tipo de carga, es decir, permite el desfase que existe entre las ondas de voltaje e intensidad cuando la carga es inductiva. La recuperación de los diodos debe ser rápida con el objetivo de que no se generen retrasos mayores que los de los interruptores del FB. De esta forma, los diodos elegidos para aplicaciones FV deberán cumplir con esta condición de rápida recuperación. En las imágenes a continuación vemos los diodos antiparalelos en las configuraciones de interruptor típicas.



Fig 4.3. Diodos antiparalelos en un MOSFET y en un IGBT

Conclusiones: con el objetivo de entender mejor por qué estos componentes son los más adecuados para este tipo de aplicaciones, en primer lugar se debe estudiar el principio de funcionamiento de estos interruptores y sus características estáticas y dinámicas. Tras el análisis, y ya conocidos los requerimientos de los sistemas de generación distribuida y más concretamente de los de tipo FV, podremos concluir porqué las características de funcionamiento se adecúan más a las de los IGBT. Además, podremos entender las diferencias entre los dispositivos de aplicación general y los diseñados para aplicaciones FV específicas. Una de las consideraciones más importantes en la elección es el rango de tensiones y corrientes que deben soportar estos componentes. Como estudiamos en los capítulos anteriores, la mayor parte de los inversores FV son de dos tipos: los que proporcionan dos niveles a la salida y los que proporcionan tres. Ya explicamos con detenimiento que la existencia de un tercer nivel permite que la tensión que deben soportar entre sus bornes sea la mitad. En los inversores de dos niveles, la señal de apagado es igual que la tensión continua de entrada mientras que en inversores con estado cero esta tensión se reduce a la mitad. Así, en un inversor con tres niveles se puede trabajar con el doble de tensión de entrada para la misma intensidad, son mejores porque permiten potencias mayores.

4. PROBLEMAS CARACTERÍSTICOS DE LAS APLICACIONES FV

4.1. Introducción

La principal característica de los inversores que convierten la energía continua suministrada por los paneles en corriente alterna de inyección a red es que son dispositivos que funcionan

en sistemas de alta potencia. En inversores que trabajan con grandes potencia y en los que las transiciones de estado de los semiconductores son muy rápidas, se producen situaciones graves de estrés eléctrico que deben ser tratadas para garantizar unas condiciones de funcionamiento seguro en las que la eficiencia sea máxima. En los próximos apartados analizamos estas situaciones de estrés y las posibles soluciones disponibles en el mercado.

4.2. Variaciones extremas de tensión y corriente

Ya hemos dicho en repetidas ocasiones, que en los cables conductores que forman el esquema eléctrico del inversor se generan inductancias parásitas que deben ser tenidas en cuenta a la hora de realizar el análisis del funcionamiento del circuito. Estas inductancias parásitas son especialmente perjudiciales para los semiconductores del convertidor y unidas a las grandes potencias con las que se trabaja en aplicaciones FV, afectan a las especificaciones requeridas por los IGBTs. Explicamos más detenidamente estos fenómenos a continuación.

Los circuitos que manejan grandes potencias y en los que además se producen cambios repentinos en la circulación de corrientes son especialmente susceptibles a las inductancias parásitas. De la Ley de Faraday y Lenz de la Inducción Electromagnética sabemos que si existe un variación de flujo magnético a través de un circuito eléctrico cerrado, como puede ser por ejemplo una espira, se induce una diferencia de potencial en los bornes del circuito cerrado cuyo valor y sentido responde a la ecuación a continuación:

$$f.e.m. = \xi = - \frac{d\phi_m}{dt} \quad (4.1)$$

Esta fuerza electromotriz resultante induce además una corriente a través de los bornes del circuito que recibe el nombre de corriente inducida. En nuestro caso, el circuito cerrado será la inductancia parásita del esquema eléctrico del convertidor y se representará con una bobina de inductancia L . Tanto la tensión como la intensidad generadas tienen sentido inverso al de la variación del flujo magnético que las produce, de ahí el signo negativo en la ecuación. La variación del flujo electromagnético que causa estas tensiones y corrientes transitorias puede deberse a distintos fenómenos. Entre los más comunes están:

- Se establece o se interrumpe de forma brusca una intensidad de tipo estacionario en un circuito próximo al circuito estudiado.
- Un circuito con corriente estacionaria se mueve respecto al circuito estudiado.
- Si se acerca o se aleja del circuito un imán de tipo permanente al circuito estudiado.

En nuestro caso la variación de flujo se debe claramente al primer punto. Las conmutaciones de los interruptores que forman el puente del inversor dan lugar a variaciones de sentido de la corriente muy extremas y rápidas. Estos cambios en la corriente generan variaciones de flujo electromagnético que afectan a las inductancias parásitas induciendo sobre ellas tensiones y

corrientes que varían en función de la variación de flujo y del valor de la inductancia. Estas condiciones dinámicas extremas son perjudiciales para la correcta conmutación de los interruptores porque generan transitorios de corriente y de tensión excesivos en los extremos de los IGBTs. Entre las muchas consecuencias de estos fenómenos destacan:

- Las fuerzas electromotrices y las corrientes asociadas inducidas debido a la conmutación de un interruptor generan interferencias electromagnéticas graves en el resto de semiconductores del circuito inversor.
- Si las tensiones y corrientes inducidas debidas a la conmutación tienen valores demasiado elevados pueden llegar a sobrepasar los límites de funcionamiento para los que han sido diseñados los interruptores dañándolos de forma grave y originando otro tipo de fallos en cadena en el funcionamiento del sistema.
- En los próximos apartados estudiaremos que, como consecuencia de estas variaciones, serán necesarios circuitos adicionales que funcionen con los IGBTs para amortiguar estas derivas de intensidad y voltaje de forma que no se dañe ninguno de los componentes del circuito.

4.3. Sobretensiones de apagado y encendido de los interruptores

Introducción

Para el estudio de las sobretensiones generadas en el inversor por el encendido y apagado de los semiconductores de potencia vamos a estudiar el funcionamiento del inversor HB. En la imagen se muestra el circuito y sus elementos:

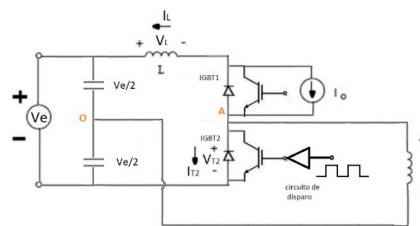


Fig 4.4. Circuito HB con inductancia parásita para el estudio de las sobretensiones

- La fuente de tensión continua V_e y divisor capacitivo.
- Inductancia parásita L en la que se produce la variación de flujo magnético.
- El interruptor superior de la rama S1 que para el estudio de este apartado permanece desconectado. La corriente podrá circular únicamente a través de D1.
- La fuente de corriente I_{OFF} representa precisamente esta condición de estudio. El circuito está alimentado negativamente de forma que el IGBT₁ nunca conduce.
- Interruptor inferior S2, el circuito en el que se producen las transiciones de estado.
- El circuito de disparo que genera las señales de encendido y apagado del interruptor IGBT₂ a lo largo del tiempo.

Este estudio de sobretensiones de encendido y apagado es igual con independencia del tipo de interruptor utilizado en el diseño del inversor.

Sobretensiones debidas al apagado de un IGBT

En primer lugar vamos a estudiar las corrientes y tensiones en el proceso de apagado del interruptor inferior IGBT₂. Adelantamos, antes del estudio detallado del proceso, que se generarán unas tensiones transitorias a través del interruptor debidas a los componentes de tipo inductivo de los conductores. Estas tensiones reciben el nombre de sobretensiones de apagado y pueden ser muy perjudiciales para el circuito por lo que hay que buscar una solución. Como hemos explicado en la introducción, en el circuito de la figura 4.4 el interruptor superior permanece desconectado, es el interruptor inferior T₂ el que modificará su estado de conducción durante la modulación que estamos estudiando. En este punto vamos a analizar las tensiones y corrientes que intervienen en el proceso de apagado. Introducimos dos imágenes importantes:

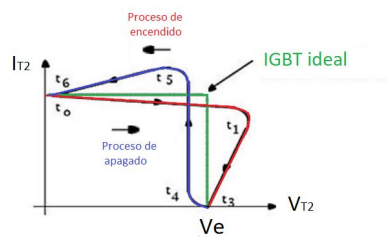


Fig 4.5. Gráfica I-V del interruptor T2 durante las transiciones de estado

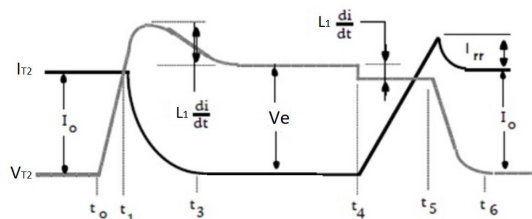


Fig 4.6. Análisis más detallado de la variación de los parámetros en el apagado y encendido

Cuando el periodo de encendido es estable, la corriente circula a través de T₂ y su valor responde a la siguiente expresión: $I_{T2}=I_0$. Del mismo modo, la corriente circula a través de la carga del inversor. En el instante $t = t_0$ el interruptor T₂ recibe la orden de apagado. A partir de ese instante la tensión entre los extremos de ese IGBT₂ comienza a subir. Sin embargo la corriente en la carga no puede modificarse instantáneamente, si no que empezará a hacerlo en el momento en que el diodo de libre circulación del interruptor superior empiece a conducir, esto es en $t = t_1$. A partir de t_1 la corriente a través del transistor empezará a disminuir hasta hacerse cero, el intervalo de tiempo en que la corriente del transistor se anula depende de las propiedades de los interruptores. Es en este rango entre t_0 y t_1 en el que se produce la sobretensión de apagado, la explicamos a continuación. La tensión entre los bornes de T₂ es:

$$V_{T2} = V_e - L_1 \frac{di_{T2}}{dt} \quad (4.2)$$

L_1 representa el valor total de la inductancia en todos los cables. Observamos que en el caso ideal en el que no existieran inductancias parásitas, la tensión entre los extremos de T_2 a partir del instante de apagado aumentaría hasta alcanzar un valor igual al de la tensión de entrada. En ese instante el diodo D_1 comenzaría su circulación evitando un aumento mayor en los bornes del IGBT. Sin embargo, como hemos estudiado, en el circuito se forman capacidades parásitas que afectan negativamente al apagado del conmutador. La corriente que empieza a circular a través de las inductancias parásitas en el momento de apagado tiene sentido opuesto al aumento de corriente en el diodo. De este modo impide el propósito del diodo superior de evitar que la tensión V_{T2} aumente. Es importantísimo, por lo tanto, que los interruptores del puente estén diseñados para que puedan soportar estas sobretensiones debidas a las inductancias en los conductores. En $t = t_3$ se anula la corriente a través del IGBT inferior y los valores se mantienen estables hasta que se produce un nuevo cambio. En las imágenes 4.5 y 4.6 observamos dos gráficos que ilustran el proceso de apagado y encendido de T_2 .

Sobretensiones debidas al encendido de un IGBT

Una vez estudiadas las sobretensiones de apagado, vamos a analizar los mismos parámetros pero ahora en la transición de OFF a ON. A partir del instante t_3 el interruptor permanecía apagado y en estado estable, la corriente circulaba a través del diodo de libre circulación y la tensión en los extremos de T_2 era igual a la tensión de entrada. Vamos a estudiar ahora el proceso de encendido en el que se generarán sobretensiones peligrosas similares a las anteriores. Cuando $t = t_4$ el transistor inferior se enciende, de esta forma la corriente a través de $D1$ comienza a cambiar de sentido hacia el conmutador inferior, de nuevo la corriente I_{T2} aumenta en función de las características del IGBT. Al cambiar de sentido la corriente en el diodo, cambia también la corriente en la capacidad parásita lo que da lugar a una diferencia de potencial entre sus bornes de sentido contrario a la inducida en el apagado. La expresión que describe la tensión en el semiconductor inferior es por lo tanto la de la ecuación 4.2 solo que al cambiar el sentido de la corriente parásita el voltaje entre los instantes t_4 y t_5 su valor es ligeramente menor al de la tensión de entrada. Cuando D_1 se recupera, la tensión entre los extremos de T_2 disminuye hasta alcanzar en t_6 el estado estable de encendido.

5. SOLUCIONES IMPLEMENTADAS EN EL CIRCUITO

5.1. Reducción de las inductancias parásitas

Sabemos que el valor de los transitorios que se generan en las conmutaciones de encendido y apagado de los interruptores es directamente proporcional al valor de las inductancias de los conductores del circuito eléctrico. De este modo, una forma directa de reducir estas situaciones de estrés térmico, o al menos de ampliar el rango de valores de funcionamiento

para el que estas situaciones no son peligrosas, es actuar directamente sobre los conductores. La energía que puede ser almacenada en una bobina responde a la siguiente expresión:

$$E_{bobina} = \frac{1}{2} \cdot L_B \cdot i_B^2 \quad (4.3)$$

Su valor depende, por lo tanto de:

- L_B : la inductancia de la bobina que depende a su vez de las características físicas del conductor y cuyo valor aumenta con la longitud del mismo.
- i_B : de la corriente que circula a través de la bobina.

A primera vista observamos que cuanto mayor sea la corriente circulando a través de estas inductancias parásitas, mayor será la energía acumulada y mayores las sobretensiones. Por este motivo, las instalaciones FV son especialmente susceptibles a estas situaciones debido a que manejan generalmente altos niveles de intensidad. También observamos que las longitudes de los conductores que conectan los IGBTs juegan un papel fundamental, un objetivo claro será encontrar una forma reducir las uniones de los componentes del esquema electrónico. Por otro lado el tipo de material utilizado para las interconexiones también influye en el valor de la inductancia y deberá ser estudiado.

Sin embargo, la elección de elementos de unión con poca longitud y con materiales que generan menor tasa de autoinductancia no es una tarea fácil en instalaciones FV debido a las altas temperaturas e índices de radiación que deben soportar los conductores en este tipo de aplicaciones. Para la reducción de las inductancias parásitas generadas en el circuito se usan placas de cobre laminadas. El diseño de las uniones, para la reducción de la inductancia y por lo tanto para el aumento de la intensidad de funcionamiento, debe optimizarse desde la unión a los buses de continua. Entre las medidas importantes que se deberán adoptar se incluyen: la disposición de los IGBTs más apropiada para evitar sobrecalentamientos, incrementar el ancho de los conductores e incluir entre las placas conductoras placas aislantes intercaladas. Otra medida importante que no está relacionada con lo anterior pero que disminuirá la inductancia parásita del conjunto es elegir a la entrada de la configuración, capacitancias de fuente con una autoinductancia reducida.

5.2. Circuitos de amortiguación snubbers

5.2.1. Introducción

En el apartado 4.3 analizamos con detenimiento las sobretensiones de apagado y encendido de los interruptores que se generan como consecuencia de la existencia en los conductores de inductancias parásitas en las que se producen variaciones de flujo electromagnético. Estudiábamos que, en aplicaciones de gran potencia en las que los cambios de estado de los

semiconductores son rápidos, aparecen en los extremos de los conmutadores transitorios de tensión y corriente peligrosos que comprometen la seguridad del conjunto. Este fenómeno tiene especial importancia en los inversores FV, que estudia nuestro trabajo, ya que manejan grandes potencias y en ellos los interruptores tienen altas frecuencias de conmutación. Este fenómeno se da, de forma general para todos los tipos de semiconductores disponibles en el mercado aunque el estrés eléctrico entre sus bornes será diferente en función del tipo de interruptor y por lo tanto las soluciones al respecto serán ligeramente diferentes.

Con el objetivo de solucionar estos problemas de estrés eléctrico debidos a las condiciones de funcionamiento en los inversores FV, surgen los snubbers o circuitos supresores o de ayuda a la conmutación. Este tipo de circuitos auxiliares que acompañan a los semiconductores del inversor evitan que se dañen los componentes electrónicos. De forma general un snubber es un circuito electrónico formado por: elementos activos, elementos pasivos o elementos de ambos tipos. Estos circuitos se incorporan al circuito de potencia que pretendemos proteger con el objetivo de hacer frente a las sobretensiones y a los transitorios de corriente que se generan en los rápidos apagados y encendidos de los interruptores. Los circuitos de amortiguación están disponibles en el mercado en varias configuraciones, la elección de la más apropiada en cada caso es el objetivo de este apartado del capítulo. Los transitorios que se forman serán diferentes en función del tipo de semiconductor y de la configuración del circuito. Para una buena selección del snubber en los puntos siguientes estudiaremos con detenimiento las características de operación, ventajas e inconvenientes de cada uno de ellos.

Estudiaremos los circuitos de ayuda a la conmutación de los IGBTs que como ya hemos dicho son los interruptores más recomendables para aplicaciones fotovoltaicas. El modo de operación de un circuito de amortiguación en un IGBT se diferencia del que tiene lugar en el resto de conmutadores debido precisamente a sus buenas características. Estas hacen que el snubber no tenga que ser tan restrictivo y sólo debe controlar los transitorios de voltaje.

5.2.2. Principio de funcionamiento

A pesar de que los IGBTs son la mejor opción para evitar los transitorios debido a que poseen una elevada área de operación segura, AOS. Como dijimos en el apartado de análisis de las sobretensiones de encendido y apagado, cuando estos dispositivos trabajan con grandes potencias y conmutan de forma repentina, la energía almacenada en las inductancias parásitas del circuito se libera bruscamente dando lugar a sobretensiones tales en los extremos de los semiconductores que se pueden generar grandes daños. Los valores de estos peligrosos transitorios son directamente proporcionales a: la magnitud de la inductancia parásita, a las potencias que maneja el circuito y a la frecuencia de cambio de los interruptores. Este fenómeno es especialmente grave en las aplicaciones FV que estudia nuestro trabajo. Los transitorios que se generan en estos dispositivos son especialmente problemáticos debido a la gran velocidad de conmutación. Es muy fácil que los transitorios tengan valores tan altos que destruyan los componentes si no se buscan soluciones al respecto.

Los snubber para IGBTs proporcionan en cada transición de estado, un camino para la descarga controlada del almacenamiento de energía que se produce en las inductancias parásitas. Los snubber disipan esta potencia problemática permitiendo un funcionamiento más fiable, óptimo, rápido y reduciendo incluso las pérdidas en los interruptores. La temperatura también juega un papel importante y el circuito de amortiguación reduce considerablemente sus efectos perjudiciales. En aplicaciones de gran potencia es habitual que los semiconductores funcionen en varias etapas en paralelo. Cada una de estas etapas, comúnmente formadas por dos IGBTs en serie, genera un transitorio de corriente cuyo valor es función del tipo de circuito de disparo de la puerta. El valor del transitorio total que debe controlar el snubber es la suma de todos estos transitorios individuales de cada rama y puede alcanzar valores de miles de A/s. El valor del transitorio y el coste del snubbers son factores determinantes en la elección de un circuito u otro, los estudiamos a continuación.

5.2.3. Diferentes configuraciones de snubbers para IGBTs

Condensadores de desacoplo

El primer método para solucionar los problemas generados por las sobretensiones de apagado y encendido de los transistores es muy sencillo y consiste en la conexión de un condensador en paralelo con la rama del puente de IGBTs, más concretamente conectado con el colector del transistor superior y con el emisor del inferior. Lo vemos en la imagen a continuación:

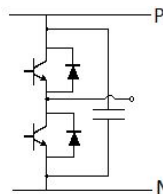


Fig 4.7. Rama de IGBTs de un puente con condensador de desacoplo

Este tipo de configuración de snubber es habitual en circuitos de baja potencia, circuitos que trabajan en aplicaciones con corrientes medias-bajas. Para este tipo de instalaciones el control de los transitorios con un único condensador es suficiente y por lo tanto muy recomendable debido al bajo precio. Este tipo de snubber utiliza condensadores de alta frecuencia fabricados con película de polipropileno. Estos condensadores están especialmente diseñados para adaptarse a la configuración del inversor. Son válidos para los espacios de conexión entre los IGBTs y permiten su conexión directa. Este tipo de condensadores son más recomendables que los de plomo convencionales porque reducen las inductancias parásitas del circuito que son directamente proporcionales al valor de las sobretensiones.

Las imágenes a continuación muestran, en primer lugar para el encendido y en segundo para el apagado: el voltaje entre la puerta y el emisor V_{GE} , el voltaje en los extremos del IGBT V_{CE} y la corriente que circula por el colector I_C . Se muestran estas imágenes para el caso en el que se utiliza un circuito de desacoplo y para el caso en el que se prescinde de él.

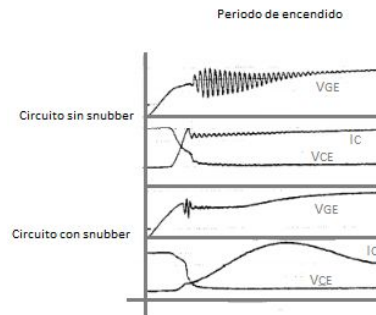


Fig 4.8. Evolución de los parámetros en el encendido con y sin circuito snubber

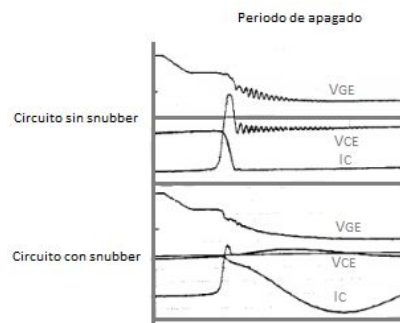


Fig 4.9. Evolución de los parámetros en el apagado con y sin circuito snubber

El resultado de las imágenes es claro, el uso de este snubber proporciona un camino para la componente inductiva durante el apagado y encendido de los interruptores. De esta forma se elimina gran parte de las tensiones transitorias durante la conmutación, por lo que las formas de onda son más suaves. Por otro lado, cuando no se usaban circuitos auxiliares snubber, para evitar que los componentes sufrieran daños irreparables debido a las sobretensiones en el periodo de recuperación de los diodos, la velocidad de encendido del IGBT se limitaba con el uso de resistencias de compuerta con valor elevado. Pero con los condensadores de desacoplo esto ya no es necesario y la resistencia de compuerta puede ser menor y los periodos de encendido más rápidos a la vez que se reducen las pérdidas de conmutación.

Este tipo de desacoplo capacitivo proporciona la protección suficiente para los transitorios de apagado y encendido normales. Sin embargo, para aplicaciones que trabajan con potencias mayores, este circuito snubber no es efectivo. Para unos determinados valores de corriente, el condensador no será capaz de reducir los efectos de las inductancias parásitas en los conductores del circuito y será necesario encontrar circuitos RDC alternativos para solucionar el problema que causan.

Circuito de descarga resistivo

Con el objetivo de manejar potencias mayores aparece el siguiente circuito snubber que vamos a analizar que está formado por: un diodo, un condensador y una resistencia. Una rama con un diodo y un condensador en serie conectada desde el emisor del IGBT superior al

colector del inferior y una resistencia en paralelo con el diodo. El funcionamiento de este segundo tipo de circuito es muy similar al del primero pero únicamente durante el periodo de apagado. En el momento en el que la conmutación al apagado tiene lugar, la energía almacenada en la inductancia parásita se transfiere al condensador y el diodo superior, que es de recuperación rápida, bloquea cualquier tipo de oscilación susceptible de ocurrir y evita la transmisión de posibles transitorios de tensión. Por otro lado, el exceso de energía almacenada en el condensador se descarga de forma gradual a través de la resistencia del circuito.

El principal inconveniente de esta configuración es que el diodo de bloqueo que se añade eleva el valor de la componente inductiva del snubber. Además, este tipo de circuito no permite la conexión directa lo que provoca un pico mayor en el valor de V_{CE} . Lo vemos en la imagen a continuación junto con el resto de gráficas, esta vez solo para la conmutación en el apagado. El proceso de encendido es igual que el que estudiaremos en el próximo apartado.

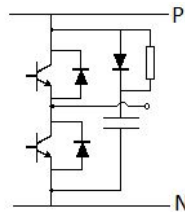


Fig 4.10. Rama de IGBTs de un puente con snubber RCD

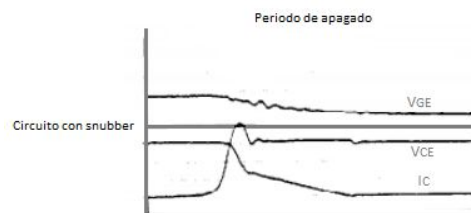


Fig 4.11. Evolución de los parámetros en el apagado con circuito snubber RCD

Este circuito auxiliar de amortiguamiento no es válido en el caso de que la potencia sea excesivamente alta y es necesario estudiar nuevas configuraciones.

RDC snubber con circuito de fijación de la señal

Estos dos próximos circuitos snubber RCD que vamos a estudiar son muy parecidos y están especialmente diseñados para funcionar en aplicaciones que manejan grandes corrientes ya que reducen considerablemente los transitorios de tensión a través de los interruptores. Estudiaremos el proceso de carga y descarga de ambos. Este primer caso está diseñado especialmente para reducir las pérdidas de apagado del IGBT. Es muy similar al anterior pero en él el valor de la inductancias del circuito de protección es menor porque la conexión es individual para cada IGBT, el superior y el inferior.

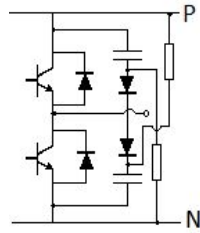


Fig 4.12. Rama de IGBTs de un puente con snubber RCD con circuito de fijación

- Proceso de apagado: su principio de funcionamiento es similar al de la fijación de voltaje. Durante el periodo de conducción del interruptor, el condensador del circuito de amortiguación se carga. Cuando el IGBT se apaga el voltaje V_{CE} entre sus extremos aumenta de forma brusca. La energía almacenada en la inductancia puede hacer crecer su valor por encima de la tensión de entrada. Si esto ocurre el diodo se encuentra en la dirección apropiada para conducir la corriente y el circuito de amortiguación se activa. El componente capacitivo es que almacenará la energía sobrante para que no se produzca la sobretensión. En las imágenes se observan las formas de onda más suaves durante el proceso de encendido con snubber RCD con circuito de fijación.

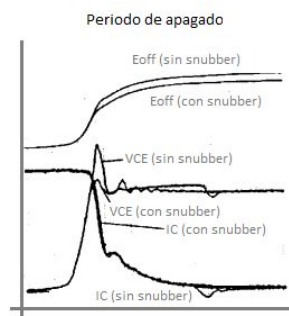


Fig 4.13. Parámetros en el apagado con snubber RCD con circuito de fijación

- Proceso de encendido: sin circuito snubber se incluye una resistencia de compuerta de valor elevado en el circuito. Aún así, el crecimiento rápido de la corriente que circula a través del IGBT durante el encendido junto con la energía almacenada en las inductancias de los conductores fuerzan al diodo de libre circulación a experimentar un proceso de recuperación muy brusco. Los valores de tensión que debe soportar exceden en la mayoría de los casos los de los parámetros de diseño llevando a situaciones muy peligrosas. Se prueba aumentando el valor de la resistencia de puerta pero este cambio es insuficiente. Incluyendo el circuito auxiliar RCD en la configuración, se actúa muy positivamente. Este circuito es eficiente reduciendo los transitorios, permite el aumento de la corriente en los IGBTs y reduce las pérdidas. La energía almacenada en las inductancias parásitas encuentra un camino para circular a través del diodo y de la resistencia. Vemos la comparación en las imagen:

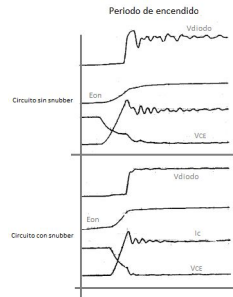


Fig 4.14. Parámetros en el encendido, snubber RCD con circuito de fijación

Circuito snubber RCD de carga y descarga

El circuito RCD que estudiamos en este apartado tiene el objetivo claro de reducir la disipación de potencia del IGBT en el intervalo de apagado. En la transición de ON a OFF el condensador está completamente descargado mientras que en el proceso contrario, de OFF a ON, la carga almacenada es total. En este snubber, al contrario que en el circuito anterior, se reduce el incremento de tensión en los extremos del interruptor durante el apagado. Esto da lugar a un proceso de conmutación más suave y por lo tanto a menores pérdidas. En las imágenes se muestran: el circuito de la configuración y las diferencias de los parámetros fundamentales: para el apagado y encendido con y sin circuito RCD de carga y descarga.

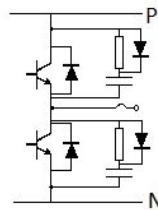


Fig 4.15. Rama de IGBTs de un puente con snubber RCD de carga y descarga

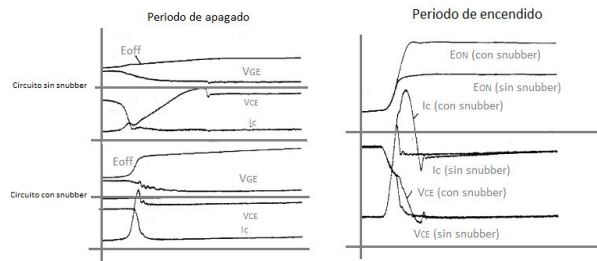


Fig 4.16. Evolución de los parámetros snubber RCD durante el apagado y el encendido

Snubber RC

Este snubber está formado por dos ramas, una en paralelo con el semiconductor superior y otra con el inferior, con una resistencia y un condensador en serie. Este último circuito que se presenta no es recomendable para trabajar en las instalaciones que estudiamos en este trabajo. Esto se debe a que las pérdidas que se generan en los IGBTs cuando únicamente utilizan este

circuito son muy altas para las altas frecuencias de conmutación de los inversores FV. Sin embargo, este circuito sí que es útil para aplicaciones de gran potencia para operar junto con los circuitos descritos anteriormente. Por ejemplo junto con un diodo de recuperación rápida para amortiguar la energía disipada. Este tipo de configuración es recomendable para proteger sobretodo frente a voltajes transitorios. Vemos su esquema en la imagen a continuación.

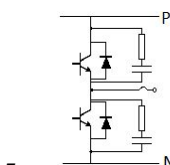


Fig 4.17. Rama de IGBTs con snubber RC

5.2.4. Comparación de las distintas configuraciones

Condensadores de desacoplo

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> - Las pérdidas que se producen en el circuito de protección son bajas. - Su inclusión reduce los transitorios de tensión en el encendido y en el apagado. - Módulos compatibles con los IGBTs que permiten la conexión directa. - Más eficientes limitando los transitorios de tensión. 	<ul style="list-style-type: none"> - Generan oscilaciones de tensión y corriente en el bus de continua por lo que necesitan condensadores con gran límite de corriente. - Válidos para aplicaciones con menor rango de corriente.

Circuito de descarga resistivo

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> - Las pérdidas que se producen en el circuito de protección son bajas. - Su inclusión reduce la tensión de disparo en el apagado. - Su inclusión también reduce de forma directa los transitorios de tensión en el encendido. - El proceso de conmutación es muy suave, el diodo bloquea las posibles oscilaciones. 	<ul style="list-style-type: none"> - Los elementos extra del circuito aumentan la inductancia parásita reduciendo la efectividad del proceso. - El diodo puede producir picos de tensión durante su proceso de recuperación que circulan a través del semiconductor. - Válidos en aplicaciones con rangos de corriente intermedios.

RDC snubber con circuito de fijación de la señal

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> - Su inclusión reduce la tensión de disparo en el apagado. - Su inclusión también reduce de forma drástica las pérdidas en los interruptores durante el apagado. - No se generan oscilaciones en el bus de continua. - Permite trabajar con corrientes altas. 	<ul style="list-style-type: none"> - Las pérdidas que se producen en el circuito de protección son altas. - Requiere el uso de más elementos. - Aumenta las pérdidas en el encendido en configuraciones de inversor en puente. - La elección de los parámetros de los componentes es más compleja.

Circuito snubber RCD de carga y descarga

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> - Las pérdidas que se producen en el circuito de protección son bajas. - Su inclusión reduce la tensión de disparo en el apagado. - Su inclusión también reduce de forma drástica las pérdidas en los interruptores durante el encendido. - No se generan oscilaciones en el bus de continua. 	<ul style="list-style-type: none"> - Requiere el uso de más elementos.

Snubber RC

Ventajas	Inconvenientes
<ul style="list-style-type: none"> - Circuito muy sencillo. - Circuito auxiliar para el resto de snubbers. - Sirve para amortiguar la energía disipada por un diodo. - Útil para proteger frente a transitorios de tensión. 	<ul style="list-style-type: none"> - No es válido por sí solo.

6. COMPARACIÓN SEMICONDUCTORES CONVENCIONALES Y FOTOVOLTAICOS

En este apartado de la memoria vamos a estudiar las características más apropiadas para los interruptores IGBTs en aplicaciones FV. Los parámetros requeridos por los semiconductores estarán relacionados, en primer lugar, con las condiciones de funcionamiento de este tipo de

instalaciones renovables. En este sentido se deberá prestar atención a las condiciones extremas de temperatura y radiación en las que trabajan y a la calidad de la señal de salida que no debe introducir perturbaciones en la red de distribución. En segundo lugar, será preciso estudiar cuales son los objetivos de diseño en este tipo de sistemas. Como hemos dicho en repetidas ocasiones a lo largo de la memoria, el rendimiento de las células solares no es muy alto por lo que se debe optimizar al máximo la eficiencia del resto del proceso. Por este motivo, los IGBTs que forman los inversores en aplicaciones solares deberán diseñarse de forma que se reduzcan las pérdidas lo máximo posible. En este punto se realiza una pequeña comparativa entre las características y parámetros de funcionamiento de los IGBTs genéricos y los que se exigen para formar parte de los inversores solares.

Para esta comparación hemos analizado las hojas características de dos tipos de IGBTs discretos comercializados por la marca Infineon: el IGBT de aplicación general IGW30N65L5 cuya datasheet podemos encontrar en la referencia [39] y el IGBT para inversores solares IKP30N65F5 cuyas características estudiamos en [40]. Ambos interruptores pertenecen a la serie TRENCHSTOP. Estudiamos los parámetros más significativos en la tabla a continuación:

Parámetro	IGBT genérico	IGBT FV
V_{CE}	650 V	650 V
Potencia disipada ($T^{\circ}=25^{\circ}$)	227 W	188 W
V_{CEsat} ($T^{\circ}=25^{\circ}$)	1.05 V	1.6 V
Rango de temperatura	-40 °C - 175°C	-40 °C - 175°C
Carga en la puerta Q_{gate}	168 nC	65 nC
$I_{DCcolector_{máx}}$ ($T^{\circ}=25^{\circ}$)	85 A	55 A
$I_{PULSED_{colector}}$	120 A	90 A
$I_{DIRECTA_{diode}}$	-	36 A
$I_{PULSED_{diode}}$	-	90A
V_{GE}	$\pm 20 V \pm 30 V$	$\pm 20 V \pm 30 V$
Capacitancia de entrada	4900 pF	1800 pF
Capacitancia de salida	42 pF	45 pF
Inductancia interna	13 nH	7 nH
Turn on delay ($T^{\circ}=25^{\circ}$)	33 ns	19 ns
Time rise ($T^{\circ}=25^{\circ}$)	11 ns	9 ns
Turn off delay ($T^{\circ}=25^{\circ}$)	308 ns	170 ns
Fall time ($T^{\circ}=25^{\circ}$)	51 ns	10 ns
Energía de conmutación	1.82 mJ	0.35 mJ

Fig 4.18. Comparación de los parámetros en un IGBT genérico y un IGBT convencional

7. NUEVOS MATERIALES SEMICONDUCTORES

7.1. Introducción

Hasta ahora, en este capítulo de la memoria hemos tratado de mejorar la eficiencia de nuestro inversor fotovoltaico actuando sobre el circuito de semiconductores: sobre los elementos conductores, sobre su sistema de control de disparo y sobre el sistema de protección ante las sobretensiones de encendido y apagado. Además, en el apartado anterior estudiamos las características típicas de operación de los inversores solares con el objetivo de encontrar los parámetros más característicos y preferibles para la elección correcta de los IGBTs para aplicaciones FV. En este último apartado del capítulo nos vamos a centrar en el estudio de los materiales semiconductores que forman las capas de los IGBTs con el objetivo de buscar nuevas soluciones que permitan extraer ventajas para la reducción de pérdidas y costes. Se trata de investigar sobre qué materiales se adaptan mejor a las condiciones específicas de las aplicaciones solares para mejorar la eficiencia de los inversores fotovoltaicos.

7.2. El fin de los semiconductores convencionales de silicio

El material de referencia de los dispositivos semiconductores a lo largo de la historia de la electrónica ha sido el silicio. Desde los inicios de la microelectrónica, con el desarrollo del transistor en 1956, hasta estas últimas dos décadas en las que esta tecnología ha experimentado la mayor evolución, el silicio se ha mantenido como el material pionero en la fabricación de los semiconductores de potencia de los que se ocupa este trabajo. Aunque es cierto que otros materiales como el arseniuro de galio se utilizaban para aplicaciones específicas como diodos de emisión de luz infrarroja o células solares debido a las limitaciones del silicio en aplicaciones en las que las condiciones no eran las más propicias para el uso de este material. Este no es el caso de la microelectrónica en la que el silicio se desmarcó desde el principio como líder indiscutible.

Sin embargo, precisamente debido a la enorme evolución del sector de la que hablábamos al principio, las nuevos sistemas y aplicaciones requieren nuevos parámetros de funcionamiento y nuevas propiedades más exigentes. En este sentido, para adaptarse a las nuevas condiciones de operación y a los nuevos sistemas, se deben investigar nuevos materiales que se adapten a estas propiedades que el silicio no siempre es capaz de proporcionar. Esto supone nuevos retos para los investigadores en materia de semiconductores y para los ingenieros de materiales que deben buscar solución a los nuevos requerimientos demandados.

Antes de entrar en profundidad en el tema, adelantamos que uno de los parámetros principales que se debe tener en cuenta a la hora de diseñar un circuito electrónico con semiconductores de potencia es la tensión de ruptura de los interruptores. Este parámetro define el valor máximo de tensión que puede existir entre los bornes del transistor para que

las uniones PN no sufran daños irreparables. Si el valor de tensión de ruptura se supera, en nuestro caso el IGBT puede quedar totalmente dañado debido a: una ruptura por avalancha o por perforación. La principal desventaja de los transistores MOSFET de silicio tradicionales, fué precisamente esta tensión de ruptura que no era válida para un gran número de aplicaciones precisamente debido a su bajo valor. Con el objetivo superar este inconveniente, se investigaron nuevos circuitos semiconductores que pudieran soportar mayores voltajes. Surge entonces el IGBT, cuyo descubrimiento supuso un gran éxito debido a una tensión de ruptura sustancialmente más alta que solucionaba el problema de los MOSFET para un gran número de aplicaciones. Hasta tal punto fue el éxito de estos transistores de puerta aislada que en la actualidad siguen siendo los que demuestran las mejores condiciones para inversores FV de gran potencia. Incluso a pesar de ciertos inconvenientes que presentan frente a otras tecnologías como las frecuencias de conmutación ligeramente más bajas. Sin embargo, los valores de ruptura de los IGBTs de silicio siguen sin ser suficientes para las aplicaciones de gran potencia que estudia este trabajo y deben buscarse alternativas.

Además, para el tipo de aplicaciones que estudiamos en este trabajo, aplicaciones FV, se debe prestar especial importancia a otros dos factores: la temperatura y la radiación. Las aplicaciones solares estarán sometidas a altas temperaturas y a un alto índice de exposición a los rayos solares y los materiales semiconductores son especialmente susceptibles a estos dos factores. En concreto, los IGBT construidos con silicio, no pueden soportar en la mayoría de los casos temperaturas superiores a 150° y exposición extrema a la radiación. Esta susceptibilidad a condiciones extremas de temperatura y radiación se acentúa enormemente cuando las condiciones de operación implican corrientes y frecuencias de conmutación elevadas. También es necesario encontrar una alternativa para solucionar este inconveniente.

Con la demanda tan exigente de la industria de la electrónica de potencia que busca dispositivos que puedan manejar tensiones, corrientes y frecuencias de conmutación elevadas operando en las condiciones más extremas, las carencias del silicio han salido a la luz y desde hace unos años se han empezado a investigar materiales con mejores características para este tipo de aplicaciones. Dos materiales compuestos, que estudiaremos más detenidamente a continuación fueron los más prometedores a lo hora de sustituir al silicio: el carburo de silicio SiC y el nitruro de galio GaN.

7.3. Los IGBTs fabricados con materiales semiconductores compuestos

7.3.1. Introducción

Durante la última década ha surgido una nueva generación de interruptores formados por capas de material semiconductor diferente al silicio para aplicaciones de alta potencia que han empezado a consolidarse en el mercado. Tras años de investigación y desarrollo se llegó a la conclusión de que los principales materiales que protagonizarían el cambio de paradigma

eran dos materiales semiconductores compuestos: el carburo de silicio y el nitruro de galio. Existen muchas razones por las que estos materiales han adoptado un rol muy importante en la fabricación de circuitos integrados, sin embargo, la más importante es sin duda el alto valor del voltaje de ruptura que proporcionan a los IGBTs construidos con este tipo de material. Este valor aumenta debido a que estos materiales tienen una banda prohibida más amplia. Este mayor rango entre la banda de valencia y la de conducción permite la fabricación de dispositivos más pequeños y compactos para las mismas condiciones de voltaje entre sus extremos en comparación con los componentes de silicio convencional. Vemos los valores más característicos en la tabla a continuación:

Material	Constante dieléctrica	Campo de ruptura (V/cm)	Banda prohibida
Si	11.7	3^5	1.12
SiC-3C	6.52	1^6	2.36
SiC-4H	6.52	$3^6 - 5^6$	3.26
SiC-6H	6.52	$3^6 - 5^6$	2.86
GaN-WZ	5.35	5^6	3.39
GaN-ZB	5.3	5^6	3.2

Fig 4.19. Tabla comparativa de parámetros de distintos materiales

Aunque sustituir el silicio por los compuestos SiC y GaN no debe estancarse como la única alternativa válida. Las líneas futuras de investigación deben enfocarse en el estudio de todos los elementos de la tabla periódica con el objetivo de encontrar los mejores compuestos para satisfacer los requerimientos de las nuevas aplicaciones.

7.3.2. El carburo de silicio SiC en IGBTs

Compañías de semiconductores de potencia como: Semikron, Transphorm, e Infineon Technologies están fabricando semiconductores de estos nuevos materiales que introdujimos en el apartado anterior. Estos interruptores se ha demostrado que pueden operar de forma más eficiente que los fabricados con silicio convencional y los nuevos retos se sitúan en la reducción de los costes. Los resultados de estas nuevas tecnologías han afectado positivamente al sector fotovoltaico dando lugar a inversores solares con mejores propiedades: más eficientes, menos costosos, más robustos y con un control de disparo más sencillo. Además generan menos interferencias electromagnéticas.

En este primer punto vamos a estudiar la primera alternativa, el uso de carburo de silicio SiC para la fabricación de semiconductores que tiene un gran número de ventajas. Esto es así tanto para las tecnologías más populares en el pasado, los MOSFET, como para las que aportan los mayores beneficios en la actualidad, los IGBTs. El carburo de silicio aporta los siguientes beneficios a los inversores fotovoltaicos:

- El carburo de silicio es un semiconductor de banda ancha. El gran espacio que existe entre la banda de valencia y la banda de conducción da lugar a un elevado voltaje de ruptura que tiene las siguientes consecuencias positivas:
 - Requieren una resistencia en serie más pequeña que con Si convencional.
 - La disipación de potencia en el dispositivo es menor con SiC.
 - Tienen más facilidad para formar parte de circuitos integrados debido a su pequeño tamaño en relación con las tecnologías tradicionales. Característica útil para los microinversores.
- Directamente relacionado con el punto anterior, los inversores que usan IGBTs de este tipo de material podrán operar con mayores potencias y eficiencias de conversión.
- Estas grandes potencias nominales se consiguen mediante dispositivos de menor tamaño. El conjunto se puede reducir en encapsulados más pequeños y de menor peso.
- Junto con las características anteriores el SiC tiene, además, una gran resistencia a las condiciones extremas de calor y la radiación. Permite un funcionamiento normal con temperaturas superiores a los 150° máximos que permitían las tecnologías de silicio.
- Otro factor importante a tener en cuenta son las buenas propiedades eléctricas de los IGBTs con capas de semiconductor SiC. Las enumeramos a continuación:
 - Permitividad relativa del material reducida.
 - Gran velocidad de saturación de los electrones.
 - Movilidad de electrones alta.
 - Soportan valores elevados de tensión y potencia.
 - Permiten el funcionamiento con elevada frecuencia de conmutación.
 - Posee una gran conductividad térmica. Este es otro de los motivos por el que la potencia disipada en forma de calor es pequeña.
- Además es otra ventaja a tener en cuenta el hecho de que el acceso a carburo de silicio de gran calidad sea fácil del mismo modo que lo es el proceso de fabricación.

De entre todos los compuestos diferentes de carburo de silicio SiC, el más utilizado y el que los investigadores creen que posee las mejores características para ponerse a la cabeza en la fabricación de microelectrónica para aplicaciones renovables, es el SiC-4H cuyas excelentes propiedades para aplicaciones de alta potencia detallamos en la tabla 4.18.

7.3.3. El nitruro de galio GaN en IGBTs

Este material había sido ampliamente utilizado a lo largo de la historia de la electrónica en la fabricación de diodos emisores de luz y en circuitos microondas. Sin embargo, hasta hace unos años no entra a formar parte de la microelectrónica convencional. En 2010 aparece en el

mercado el primer transistor de nitruro de galio, diseñado para mejorar algunas de las propiedades del componente construido con silicio tradicional. El uso de nitruro de galio GaN para la fabricación de semiconductores de potencia tiene un gran número de ventajas. Esto es así también tanto para los MOSFET como para los IGBTs. Los beneficios que aporta este material a los inversores fotovoltaicos son:

- La principal ventaja que logra el uso de GaN, y que es la que se busca en este estudio de los materiales, es el aumento de la eficiencia. Los IGBTs que usan nitruro de galio pueden elevar el pico de eficiencia por encima del 98%. Esto es especialmente apropiado en instalaciones FV en la que el rendimiento debe optimizarse al máximo.
- Permiten operar con mayores potencias nominales sin que los componentes sufran daños irreparables. Aunque su entrada en el mercado se enfocaba a pequeños inversores de poca potencia, en el futuro la corriente que este tipo de IGBTs va a ser capaz de manejar permitirá el uso de GaN en aplicaciones de potencia media-alta.
- Del mismo modo, puede trabajar con tensiones de funcionamiento mayores.
- Características eléctricas interesantes: resistencia y condensador de entrada pequeños.
- Otro de los beneficios del uso de este tipo de material, muy apropiado para las aplicaciones FV que se estudian en este trabajo, es que permite en funcionamiento en dispositivos con frecuencias de conmutación altas. Permitiendo velocidades de cambio de los interruptores hasta tres veces más elevadas que con la tecnología tradicional.
- El funcionamiento con frecuencias de conmutación más altas le permite al convertidor usar núcleos magnéticos y disipadores de calor de menor tamaño.
- Más pequeños, compactos y, por lo tanto, ligeros que los IGBTs de silicio. El volumen de un inversor solar que usa este tipo de tecnología puede reducirse hasta un 40%.



Fig 4.20. Comparación del tamaño de un inversor solar de Si y de GaN

- Los IGBTs de GaN pueden soportar condiciones de temperatura más extremas.
- Otra ventaja importante es que pueden funcionar sin ventiladores de refrigeración.
- Consecuencia directa de todos los puntos anteriores, los inversores que funcionan con este tipo de material tienen menores costes de producción.

Por otro lado, los desafíos que presenta en el futuro la evolución de esta tecnología son:

- Los principales inconvenientes de este tipo de inversores están relacionados con las altas frecuencias de conmutación.
 - El control de su disparo es complejo
 - Requieren el uso de dispositivos de protección ante interferencias electromagnéticas precisos.

- Otra desventaja significativa es la elevada caída de tensión entre los bornes del IGBT debida a la corriente inversa cuando el interruptor está apagado.

CAPÍTULO V:

LÍNEAS FUTURAS, CONCLUSIONES Y BIBLIOGRAFÍA

CAPÍTULO V: LÍNEAS FUTURAS, CONCLUSIONES Y BIBLIOGRAFÍA

1. LÍNEAS FUTURAS

Del estudio, en los apartados de introducción y en los anexos I y II, del contexto en que se encuentra la energía solar fotovoltaica concluimos que su crecimiento ha sido enorme en las últimas dos décadas y que sus precios pueden ahora competir con los de las energías fósiles. Esto es una gran noticia dada la crisis del modelo energético tradicional en el que las energías predominantes son limitadas y muy perjudiciales para el medio ambiente. La producción fotovoltaica se convierte en una solución rentable y los investigadores deben centrarse en mantener o incluso aumentar su velocidad de optimización y crecimiento. Para ello las líneas futuras que deben explorarse, relacionadas con el estudio de este proyecto, son:

- El estudio de nuevas configuraciones que permitan reducir de forma completa las corrientes de fuga que se generan como consecuencia de la omisión del transformador conservando las buenas características de la señal de salida, esto es: que no exista rizado en la onda, número alto de conmutaciones por periodo de oscilación, gran rango de linealidad y distorsión armónica muy reducida. El objetivo principal es conseguir valores de eficiencia máxima para el proceso de conversión de la energía. Unos ejemplos de topologías innovadoras con buenas características que se están estudiando son las configuraciones ANCP y Conergy-NPC. En la imagen a continuación se presentan los esquemas electrónicos de estas topologías:

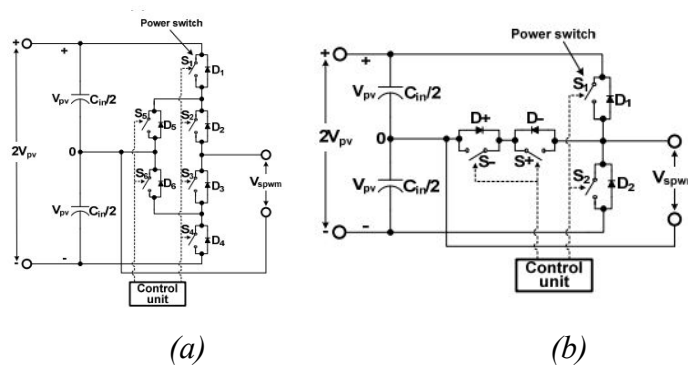


Fig. 5.1. Configuración ANPC y Conergy-NPC

- Otros objetivos de investigación en que deben centrarse las empresas del sector, son la mejora del circuito de interruptores y la de sus circuitos auxiliares de protección con el fin de eliminar: los lazos a tierra que se producen como consecuencia de la conexión del circuito de disparo, las inductancias parásita en los conductores debidas

a las altas frecuencias de conmutación, y de reducir los transitorios de tensión y corriente que se generan debido al encendido y apagado de los conmutadores. Otro objetivo importante es reducir el tamaño de los equipos optimizando la localización de los componentes y la mejorar los conductores. En relación con los conductores, estudiábamos en el capítulo IV que para la reducción de la inductancia en el circuito se utilizaban para los módulos IGBT buses fabricados de placas de cobre laminadas. Un objetivo de estudio para el futuro será la búsqueda de nuevos materiales con mejores características para la circulación de la señal, se trata de que no se generen componentes parásitas.

- Por último, en temas relacionados con nuestro trabajo, las líneas de investigación futuras podrán abordar también el estudio de nuevos materiales semiconductores para la fabricación de los interruptores de potencia. También en el capítulo IV describíamos como en la actualidad el carburo de silicio SiC y el nitruro de galio GaN están sustituyendo al silicio tradicional porque tienen mejores propiedades. El objetivo de los estudios en este sentido, será analizar todos los elementos de la tabla periódica con el objetivo de seleccionar los mejores compuestos para cada tipo de aplicación.

Por otro lado ya hemos comentado que, fuera de los márgenes de análisis de este trabajo, los estudios deben centrarse en la mejora de los rendimientos de las células fotovoltaicas que todavía en 2018 son muy bajos. Este es, sin duda, el mayor inconveniente para que la generación solar fotovoltaica sea hoy en día líder en producción energética. El mayor reto de los investigadores del sector es encontrar una tecnología que optimice la captación de la radiación solar y su conversión directa en electricidad. Otros aspectos que también se pueden trabajar son: el desarrollo de nuevos módulos móviles que capten la radiación solar de forma más óptima o la mejora de los sistemas de interconexión entre los elementos o del sistema con la red.

2. CONCLUSIONES

2.1. Introducción

Del estudio realizado en los apartados de introducción y en los anexos I y II de la memoria, podemos deducir el importante papel que juega la fuente renovable solar FV en la satisfacción de la demanda energética del planeta. La primera conclusión del estudio de este trabajo es, por lo tanto, que el gran crecimiento que ha experimentado esta fuente sostenible en los últimos 20 años la ha convertido en la forma de generación líder para la solución de la crisis de las energías convencionales. Continuar con la mejora del rendimiento del proceso resulta clave para que sus precios puedan terminar de competir con los de los recursos que no son sostenibles, bien por su carácter limitado ó por las emisiones que envían a la atmósfera. Se trata de que en un futuro próximo estas fuentes puedan ser sustituidas de forma completa.

Ya exponíamos en los apartados de introducción, que el propósito general del trabajo era el estudio de formas de mejora de la eficiencia y reducción del tamaño y de los costes de la etapa de conversión de la señal entregada por los módulos en una onda alterna compatible con la de la red de distribución. Este objetivo se abordaba principalmente por dos vías claramente diferenciadas. La primera estudiaba formas de modificar el circuito de conmutadores que permitieran eliminar el transformador de aislamiento de la configuración, se trata de eliminar las pérdidas que se generan en sus devanados y que constituyen la mayor disminución de rendimiento del proceso de conversión. La segunda vía de estudio se centraba en el estudio de las propiedades de los interruptores de potencia: la elección de los parámetros más óptimos, de los elementos de conexión que generan menores pérdidas y de los circuitos auxiliares de protección que deben llevar acoplados. Para describir detenidamente las conclusiones de nuestro estudio, vamos a continuar analizando estos dos objetivos de forma independiente. Lo vemos detenidamente en los apartados a continuación:

2.2. Conclusiones respecto a la omisión del transformador

El análisis de este objetivo concreto del trabajo se lleva a cabo en los capítulos II y III de la memoria. En el primero de estos dos se estudian las principales consecuencias negativas que tiene eliminar el transformador de la configuración FV, la normativa respecto al inversor en España que permite la omisión del componente siempre que se garanticen las funciones del aislamiento y, sobretodo, las topologías básicas de convertidores que no pueden funcionar sin transformador galvánico. Este último punto se estudia en profundidad en los apartados 6, 7, 8 y 9 del capítulo II. Se analiza el circuito de interruptores de los esquemas FB y HB con sus distintas estrategias de modulación y se describe con detenimiento por qué estos prototipos no pueden funcionar sin transformador. La conclusión es que, para estos inversores, el equilibrio entre la calidad de la señal generada a la salida, la eficiencia del proceso y el comportamiento del modo común no es lo suficientemente bueno para aplicaciones que generan corrientes de derivación capacitiva. Por este motivo, si se desea mejorar la eficiencia del conjunto eliminando las pérdidas en los devanados, deberán investigarse nuevos circuitos electrónicos que permitan mejorar la eficiencia y la calidad de la señal sin que se comprometa el comportamiento común. Esto es lo que se estudia en el capítulo III del trabajo y las conclusiones las exponemos más adelante.

En el capítulo III de la memoria se examinan un total de siete topologías de inversores diferentes que han obtenido buenos resultados en su funcionamiento sin transformador. Estas configuraciones de convertidores CC/CA son: HERIC, H5, H6, inversor NPC de tres niveles, FB-ZVR, REFU y Hybrid Bridge. Para todas estas configuraciones se estudia: esquema de semiconductores, elementos del circuito, funcionamiento del inversor, modos de operación, estrategias de modulación, comportamiento del modo común y principales características. En este último punto se describen los principales parámetros y peculiaridades que definen a cada uno y los datos obtenidos nos servirán de referencia para establecer una comparación entre todos los tipos de inversores que estudiamos y para obtener las conclusiones del estudio.

En el apartado 7 del capítulo III se expone la comparativa de estas siete topologías de inversores sin transformador, del análisis de este punto obtenemos las conclusiones más importantes con respecto al primer objetivo de mejora de rendimiento del trabajo. En primer lugar, en el apartado de comparación, se describen las diferencias que existen para cada topología en el proceso de obtención de la señal de salida: el número de niveles del tren de pulsos, y la generación de los estados cero en cada uno de ellos. Las principales conclusiones respecto a los inversores que permiten la omisión del transformador son dos. La primera es que las siete nuevas topologías generan tres niveles de tensión a la salida, lo que mejora la eficiencia y calidad de la señal. Y por otro lado concluimos que con el objetivo de reducir las corrientes de derivación que circulan entre los paneles y la red, todos estos inversores tratan de desconectar los módulos del resto del circuito durante los instantes en los que la señal alcanza nivel cero. Esta desconexión se produce mediante distintos métodos para los siete tipos de inversores que estudiamos: desacoplo en continua en los inversores H5, H6 y Hybrid Bridge, desacoplo en alterna en HERIC, FB-ZVR y REFU y fijando la señal al punto medio entre los condensadores de entrada en NPC de tres niveles.

Otras características que se comparan en el apartado 7 del capítulo son los parámetros de conducción de cada configuración. Del estudio del número de semiconductores del esquema electrónico y del número de interruptores por los que circula corriente en cada estado, se obtienen resultados de las pérdidas de conducción. Los inversores con mejores resultados en este sentido son: NPC, HERIC y REFU. También se estudia la componente de frecuencia que le llega a las capacidades parásitas y que influye en el valor de las corrientes de derivación y en las pérdidas. El mejor inversor en este sentido es el inversor NPC de tres niveles que tiene una tensión entre los bornes de las capacitancias parásitas constante. Por último será necesario estudiar el comportamiento común para todas las configuraciones y los resultados finales de eficiencia. Las configuraciones que obtienen mejores valores de eficiencia son: HERIC, H6 y NPC con valores de 98.5 >, 98.5 y 98.16 respectivamente. Todos estos parámetros y características finales se exponen detalladamente la tabla comparativa de la figura 3.80, esta proporciona la información necesaria para la elección correcta del inversor en función del tipo de aplicación en caso de que se desee omitir el transformador de aislamiento galvánico.

2.3. Conclusiones respecto a los interruptores de potencia

El análisis de este segundo objetivo del trabajo se lleva a cabo en el capítulo IV de la memoria. Sabemos que la principal característica que define a los inversores en aplicaciones FV, es que se trata de equipos que operan con frecuencias de conmutación elevadas y que manejan valores de potencia muy altos. Cuando estos dos factores coinciden, se generan situaciones de estrés eléctrico peligrosas en los dispositivo que deben ser tenidas en cuenta y a las que se debe buscar solución. Como comentamos en la introducción de este apartado de conclusiones, la segunda función del trabajo es encontrar los mejores conmutadores y circuitos de protección que permitan trabajar en estas condiciones extremas con el menor

número de pérdidas y el menor tamaño. Con este objetivo en el apartado seis del capítulo se realiza un estudio comparativo de las características de un IGBT para aplicaciones genérica y otro para aplicaciones de tipo fotovoltaico. Los valores de los parámetros más importantes se detallan en la tabla de la figura 4.18 y las principales conclusiones que se extraen se presentan a continuación:

- La potencia disipada por el interruptor para aplicaciones FV, 188 W, es menor que la potencia disipada total para aplicaciones genéricas, 227 W. Los IGBTs fotovoltaicos se diseñan para tener un consumo más reducido debido a los altos requerimientos de eficiencia del sistema de conversión en este tipo de instalaciones. Debido a que los rendimiento de las células son todavía bajos es preciso optimizar el resto de etapas, esto se consigue haciendo disminuir las pérdidas por disipación de potencia
- La tensión de saturación entre el colector y el emisor $V_{CE_{SAT}}$ es bastante mayor en aplicaciones FV. En concreto, en los prototipos que nosotros estudiamos, varía desde los 1.05 V a los 1.6 V. Este factor implica que los IGBTs en aplicaciones fotovoltaicas pueden trabajar con tensiones mayores. Del mismo modo que en el caso anterior, el objetivo es aprovechar al máximo la tensión generada por las células para optimizar el rendimiento del proceso.
- Los valores de la carga de entrada, de las capacitancias del circuito y, sobretodo, de la inductancia interna del dispositivo, son más reducidos para los IGBTs para aplicaciones solares. Como hemos dicho, estas aplicaciones requieren el manejo de altas potencias y elevadas frecuencias de conmutación. Cuando estos dos factores se dan de forma simultánea se generan sobretensiones elevadas y, por lo tanto, peligrosas. Los circuitos para este tipo de sistemas deben reducir su inductancia interna de la que dependen directamente los valores de estos transitorios.
- Por último, otro parámetro importante es el tiempo de encendido del interruptor, que es menor en IGBTs diseñados especialmente para aplicaciones solares. En concreto en los equipos elegidos para nuestro estudio, los valores proporcionados por el fabricante son 33 ns y 19 ns para aplicaciones genéricas y fotovoltaicas respectivamente. Este parámetro ilustra claramente la importancia de los tiempos de conmutación en los inversores solares.

En cuanto a los circuitos de protección snubbers, que se acoplan a los interruptores de puerta aislada con el objetivo de amortiguar los transitorios de corriente y tensión que se generan como consecuencia del apagado y encendido, estudiamos hasta cinco circuitos diferentes. Estos son: condensador de desacoplo, circuito de descarga resistivo, RDC snubber de fijación de señal, RDC de carga y descarga y snubber RC. De cada uno de ellos estudiamos: el circuito electrónico, su funcionamiento y las principales característica. Los resultados de la investigación se presentan también en unas tablas comparativas en el apartado 5.2.4. De las tablas expuestas en este punto podemos determinar que configuración es la más adecuada en función de los parámetros de operación para cada circuito. Las características que más

influyen en la elección de un tipo u otro son: la potencia que maneja el inversor y los requisitos de eficiencia que solicita la aplicación.

Por último en este apartado también se estudian los materiales semiconductores que constituyen las distintas capas de los IGBTs. Desde los orígenes de la microelectrónica el silicio ha sido el material más utilizado para este tipo de dispositivos. Sin embargo, con el objetivo de continuar con la gran velocidad de crecimiento de la tecnología fotovoltaica, se han investigado nuevos materiales más eficientes para este tipo de aplicaciones sometidas a condiciones extremas de temperatura y radiación solar. Los resultados de esta búsqueda fueron el descubrimiento de las buenas características del carburo de silicio SiC y del nitruro de Galio GaN, dos compuestos muy recomendables para este tipo de aplicaciones. De estudio a conciencia del apartado siete del capítulo IV, concluimos que las principales características que los hacen destacar respecto del silicio convencional son las siguientes:

- Su banda ancha que da lugar a un mayor voltaje de ruptura que permite trabajar con componentes más pequeños y reducir también las pérdidas debido a una menor disipación de potencia.
- El manejo de mayores potencias de operación.
- La mayor resistencia a las altas temperaturas y a los altos índices de radiación.

3. BIBLIOGRAFÍA

[1] Martin A. Green; Solar cells: operating principles, technology and system applications; University of New South Wales 1998.

[2] UNE-EN 50530 de Junio 2011: Rendimiento global de los inversores fotovoltaicos. Apartado 4: Rendimientos de conversión y del SPMP.

[3] Weidong Xiao; Photovoltaic power system: modeling, design and control; Julio de 2017.

[4] Germán Santamaría y Agustín Castejón Oliva; Instalaciones solares fotovoltaicas; Madrid 2010.

[5] Víctor Miñambres Marcos; Sistema de inyección de energía cooperativo para plantas de generación fotovoltaica; Julio de 2012.

[6] Soeren Baekhoej Kjaer, John K. Pedersen y Frede Blaabjerg; A review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules; Octubre de 2005.

[7] Andrés Firman, Manuel Cáceres y A. Busso; Micro-inversores: principales topologías; Abril 2016.

[8] Informe anual UNEF 2016: El tiempo de la energía solar fotovoltaica; Unión Española Fotovoltaica.

[9] PV Status Report 2016; European Commission, Joint Research Centre; Octubre de 2016.

[10] Plan de Energías Renovables 2011-2020, PER; Instituto para la Diversificación y Ahorro de la Energía, IDAE; Abril de 2009.

- [11] Esteban Cruz Carrascal y Pablo de la Fuente Casal; Inversores en aplicaciones fotovoltaicas; Septiembre de 2012.
- [12] Información técnica SMA Solar Technology AG; Corrientes de fuga capacitivas: indicaciones para el dimensionado de inversores sin transformador.
- [13] RD 1699/2011, de 18 de noviembre, por el que se regula la conexión a red de instalaciones de producción de energía eléctrica de pequeña potencia.
- [14] RD 842/2002, de 2 de agosto, por el que se aprueba el Reglamento Electrotécnico de Baja Tensión, REBT.
- [15] RD 314/2006, de 17 de marzo, por el que se aprueba el Código Técnico de la Edificación.
- [16] DOCUMENTACIÓN-ITC-BT-18 REBT.
- [17] DOCUMENTACIÓN-ITC-BT-40 REBT.
- [18] DOCUMENTACIÓN-ITC-BT-24 REBT.
- [19] Monirul Islam, Saad Mekhilef y Mahamudul Hasan; Single phase transformerless inverter topologies for grid-tied photovoltaic system: a review; Enero 2015.
- [20] Muhammad H. Rashid; Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones; 1993.
- [21] B. K. Perera, Philip Ciufu y S. Perera; Point of common coupling (PCC) voltage control of a grid-connected solar photovoltaic (PV) system; Noviembre de 2013.
- [22] Ward Bower y Michael Roop; Evaluation of Islanding Detection Methods for Utility-Interactive Inverters in Photovoltaic Systems; Noviembre de 2002.
- [23] David Velasco, César Trujillo Rodríguez y Johann Hernandez Mora; Algoritmo de detección en modo isla de un inversor basado en la medición del segundo armónico; Mayo de 2013.
- [24] Remus Teodorescu, Marco Liserre y Pedro Rodríguez; Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems; Julio de 2011.
- [25] N. M. Lokhande y Gauri S. Phadnis; Comparison of full bridge transformerless H5, HERIC, H6 inverter topologies; Enero de 2017.
- [26] Tamás Kerekes; Analysis and modeling of transformerless photovoltaic inverter systems; Agosto de 2009.
- [27] Gerardo Vázquez-Guzmán, Pánfilo Raymundo Martínez-Rodríguez y José Miguel Sosa-Zúñiga; High efficiency single-phase transformer-less inverter for photovoltaic applications; Junio 2015.
- [28] D. John Sundar, M. Senthil Kumaran; Common mode behavior in grid connected DC and AC decoupled PV inverter topologies; Marzo 2016.
- [29] Baoze Wei; Three-level NPC inverter used in UPS; Enero de 2017.

- [30] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner y V. G. Agelidis; Inverters for a single-phase grid connected photovoltaic systems - an overview; Febrero de 2002.
- [31] Mohammad Pichan, Mohammad Monfared y Hassan Rastegar; Comparison of RCMV-PWM methods for photovoltaic systems with deadtime effect consideration; Enero de 2016.
- [32] Deepak Ronanki, Phuoc Huynh Sang, Vijay Sood y Sheldon S. Williamson, Comparative assessment of three-phase transformerless grid-connected solar inverters.
- [33] Freddy Tan Kheng Suan, Nasrudin Abd Rahim, Hew Wooi Ping y Che Hang Seng; Modulation techniques to reduce Leakage current in three-phase transformerless H7 photovoltaic inverter; Enero de 2015.
- [34] Freddy Tan Kheng Suan, Nasrudin Abd Rahim y Hew Wooi Ping; An improved three-phase transformerless photovoltaic inverter with reduced leakage currents; Julio de 2015.
- [35] Alberto Martín Pernía; Protección eléctrica de semiconductores: redes de ayuda a la conmutación disipativas y no disipativas; Mayo de 1999.
- [36] Yi Zhang, Saed Sobhani y Rahul Chokhawala; Snubber considerations for IGBT applications; Abril de 2002.
- [37] Qing-Chang Zhong, Tomas Hornik; Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration; Noviembre de 2012.
- [38] Wibawa Chou, Choose your IGBTs correctly for solar inverter applications; Agosto de 2008.
- [39] Hoja de características de IGBT con gran potencia nominal de aplicación general: modelo IGW30N65L5 de la serie TRENCHSTOP.
https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IGW30N65L5-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=5546d4624b0b249c014b11cd55583ac9
- [40] Hoja de características de IGBT con gran potencia nominal para aplicaciones fotovoltaicas: modelo IKP30N65F5 de la serie TRENCHSTOP.
https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKP30N65F5-DS-v02_02-EN.pdf?fileId=5546d461464245d30146a51147116d12
- [41] Khaled Alatawi, Fahad Almasoudi, Mahesh Manandhar y Mohammad Matin; Comparative analysis of Si and GaN based single-phase transformerless PV grid-tied inverter; Marzo de 2018.
- [42] Adam Chidley; Silicon carbide (SiC) and gallium nitride (GaN) drive innovation in passive components; Mayo de 2017.
- [43] Gabriela Leija Hernández, José Luis López Bonilla y Luis Alejandro Iturri Hinojosa; Análisis de desempeño de conmutadores microondas serie-paralelo diseñados con diodos p-i-n de diferentes materiales semiconductores; Junio de 2011.

ANEXOS

ANEXO I: MARCO INTERNACIONAL DE LA ENERGÍA SOLAR FOTOVOLTAICA

1. Introducción

La urgencia inmediata que tiene el ser humano por elaborar un modelo energético sostenible ha permitido que el desarrollo de la energía solar fotovoltaica haya crecido enormemente en las últimas dos décadas. Experimentando un aumento exponencial en los últimos años visible en términos de: producción, fabricación de nuevos materiales, descubrimiento de nuevas formas de distribución e instalación de esta tecnología. En las últimas dos décadas, la energía FV ha pasado de utilizarse únicamente como soporte energético en aplicaciones a pequeña escala a transformarse en una forma convencional de energía renovable. Este apreciable aumento de la competitividad del sector, consecuencia de la versatilidad de las nuevas tecnologías y de la disminución de los costes de instalación y fabricación, se ve también reflejado en la capacidad de adaptarse a las condiciones de cada país. Como consecuencia, paralelo al crecimiento continuado en los países pioneros en esta tecnología hemos visto una expansión a los países de menor desarrollo, sobretodo de sistemas autónomos.

En este apartado vamos a analizar, entre otros, datos aportados por: el Informe Anual de 2016 de la UNEF (Unión Española Fotovoltaica), datos recogidos por IEA (Agencia Internacional de la Energía) o estudiados por la Comisión Europea para analizar la evolución de la industria FV en los mercados internacionales y más concretamente en Europa. Además, analizaremos la importancia socioeconómica del desarrollo de esta energía a nivel mundial, el impacto en la creación de nuevos puestos de trabajo y los pasos que se están dando en investigación y desarrollo de nuevas tecnologías más baratas y eficientes en los distintos países.

2. Crecimiento de la industria fotovoltaica en la última década

2.1. Crecimiento de la producción solar fotovoltaica

El crecimiento del sector FV de la última década surgió tras el reconocimiento de esta industria como una energía sostenible prometedor. Consecuencia de esta nueva concepción, los países empezaron a promover medidas para potenciar el uso de esta tecnología: se implementaron programas de subvenciones, se incentivaron las inversiones y se desarrollaron ayudas de diferentes tipos. Como resultado, en la gráfica a continuación podemos observar cuantitativamente el crecimiento de la producción mundial de las células fotovoltaicas instaladas hasta 2016 clasificadas por regiones líderes en el sector y expresadas en GW.

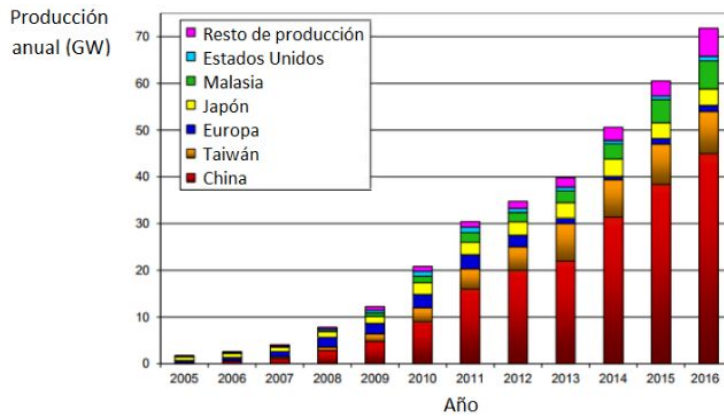


Fig. AI.1. Producción fotovoltaica anual (GW) de 2005 a 2016 por regiones

2.2. Crecimiento de las instalaciones solares fotovoltaicas

Directamente relacionado con el crecimiento de la producción, las instalaciones fotovoltaicas a nivel mundial también han ido creciendo, en concreto entre un 20% y un 25% en los últimos años. Durante la primera década del siglo XXI este aumento en el número de instalaciones tuvo lugar fundamentalmente en Japón y varios países europeos líderes como Alemania e Italia. No obstante, desde 2012 tiene lugar una transformación en la tendencia del mercado mundial con el crecimiento de las instalaciones en otras potencias mundiales como: China, Japón y Estados Unidos. Europa que antes de 2012 lideraba el sector contando con el 74 % del total de las instalaciones fotovoltaicas, pasa a representar el 29 % del total en 2013. En las gráficas a continuación, se muestra el histórico de la potencia instalada y la potencia instalada acumulada mundial por regiones en los últimos doce años. Igual que en la gráfica de producción total, en estas dos gráficas se aprecia el crecimiento exponencial que ha tenido lugar. En los próximos años se prevé que esta tendencia de crecimiento se mantenga, teniendo en cuenta que el desarrollo de las tecnologías en nuevos países en vías de desarrollo, hará que el crecimiento de las potencias mundiales no sea tan determinante.

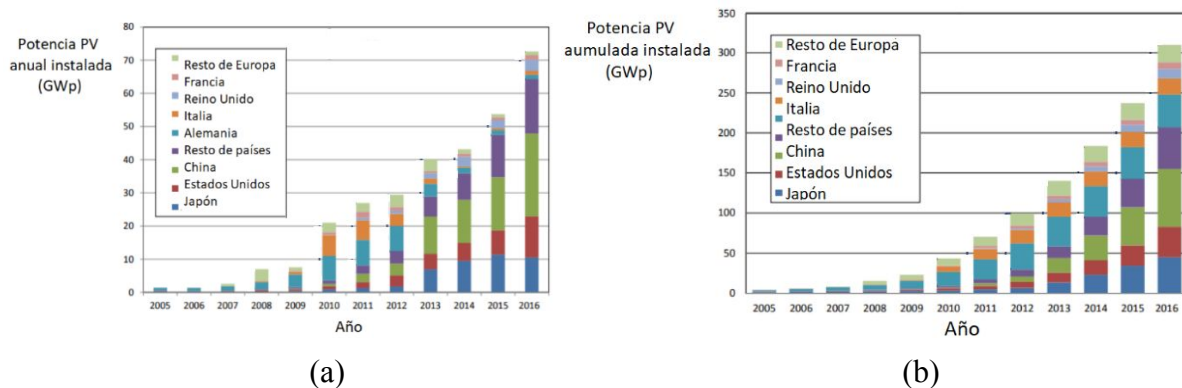


Fig. AI.2. Potencia fotovoltaica (GWp) de 2005 a 2016 por regiones (a) instalada (b) instalada acumulada

3. Mercados fotovoltaicos en términos geográficos

Mercado fotovoltaico en China

En este apartado, vamos a estudiar por separado los principales mercados internacionales donde está teniendo lugar el mayor desarrollo de la energía FV. Ya sabemos que durante la primera década del siglo XXI Europa era líder indiscutible pero en los últimos años la tendencia de crecimiento se ha trasladado a Asia y América del norte donde la energía FV es más competitiva. Actualmente China es el país con la mayor capacidad instalada del mundo, la energía fotovoltaica es una de las principales industrias de la energía en el país con más de 400 empresas de manufacturación de módulos solares. Mientras que su producción de placas a principio de década era menor del 1% del total mundial, en la actualidad esta cuota ronda el 50% de la producción. La potencia producida en 2016 supera ya los 43 GW, es grande sobretodo en las regiones occidentales del país. El gran desarrollo de la energía fotovoltaica en China es el resultado de un nuevo sistema de primas que entró en vigor en 2011.

Mercado fotovoltaico en Japón

La industria en Japón también ha experimentado un gran desarrollo en la últimas dos décadas, es junto con China y Taiwán el principal fabricante de paneles en Asia. Además, también es líder en capacidad instalada acumulada con alrededor de 42GW en 2015. Esta capacidad cubre el 2,5% de la demanda total del país llegando a alcanzar el 10% en algunos momentos de 2015, la mayor parte de estas instalaciones son de conexión a red. El potencial FV de Japón es muy grande, la radiación solar que llega a la superficie del país es muy óptima, de aproximadamente $4,5 \text{ kWh m}^2 \text{ día}$. Otro dato importante es que la demanda de células para proyectos comerciales ha aumentado desde el accidente de Fukushima. Japón decidió centrarse en el desarrollo de las renovables: aumentó los presupuestos en investigación e introdujo en 2012 tarifas para incentivar su uso.

Mercado fotovoltaico en Estados Unidos

Estados Unidos ocupa el tercer puesto mundial en el ranking de capacidad fotovoltaica instalada, este desarrollo ha tenido lugar desde el año 2008 de una forma muy impactante. En 2015 alcanzó los 27,5 GW y en 2017 se sitúa ya en los 40 GW. En 2015 el 30% de la energía instalada en EEUU fue de tipo fotovoltaica superando al gas, por este motivo las predicciones para el futuro son muy buenas en uno de los países con mayor demanda del mundo. El país cuenta además con un gran número de plantas y empresas líderes en el sector. En EEUU es importante la cobertura de la demanda en zonas residenciales, los estados de California y Carolina del Norte siguen siendo el líderes en potencia fotovoltaica instalada.

4. Evolución de los mercados europeos

Producción global

Durante la primera década del siglo XXI la UE era líder indiscutible en la instalación de sistemas FV. El principal motivo que movió el temprano desarrollo de estas tecnologías fue medioambiental. Sin embargo, la crisis económica, las políticas que acabaron con las subvenciones, la reducción de la demanda y la sobrecapacidad de algunas regiones acabaron con su predominio en el sector. Ya desde 2008 países como China, Japón o Estados Unidos se adelantaban en las listas de producción por motivos relacionados con la competitividad, estos países conseguían precios más baratos. El porcentaje de aportación de energía FV de Europa a la producción total disminuyó también en 2015, se abasteció con solo un 16% mientras que 2 años atrás se contribuía con casi el doble.

Producción por países

El dato que no varía con el tiempo es el de los países de la Unión líderes en términos de producción FV. En 2015 Reino Unido fue el país que instaló más potencia seguido de Alemania y Francia con 3,5, 1,5 y 0,9 GW respectivamente. En comparación con años anteriores observamos: un aumento aproximado del 40% en Reino Unido, datos constantes en Francia y que Alemania vuelve a reducir su capacidad. Los datos no son en ningún caso equiparables a los recogidos en España donde, a pesar de un aumento respecto al año anterior, la potencia instalada no llega a 50 MW. En gráfico observamos la evolución anual en Europa:

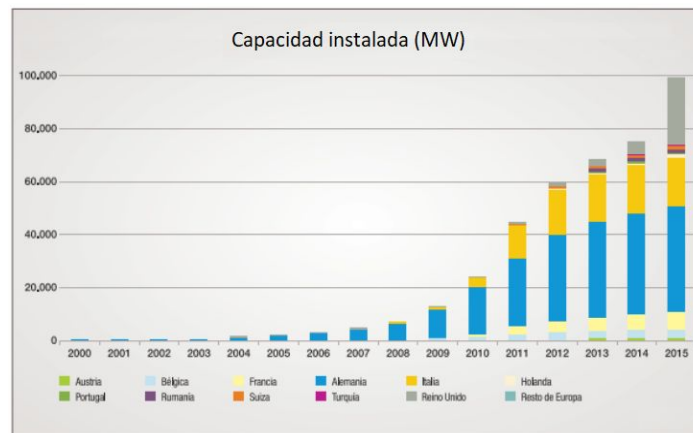


Fig. A1.3. Capacidad fotovoltaica anual (MW) instalada en las distintas regiones de Europa

Destacable también, el aumento de potencia instalada en dos países: Turquía y Dinamarca. El crecimiento con respecto del año anterior ascendía a un 420% en Turquía y un 286% en Dinamarca. Este empuje es principalmente debido a las buenas políticas en materia fotovoltaica, ayudar a empresas e incentivo de las inversiones.

5. Cobertura de la demanda total de energía

La enorme velocidad del desarrollo de las tecnologías tiene que ver con la capacidad de este tipo de fuente renovable de cubrir todas las escalas del mercado mundial, desde pequeños sistemas de autoconsumo hasta grandes centrales solares de generación. Como consecuencia evidente de toda estas nuevas instalaciones renovables, la energía FV se ha convertido en poco tiempo en un suministro importante de electricidad en muchos países. La aportación de la energía solar FV al total de la energía consumida a nivel mundial fue de un 1,1% en 2014. Según datos de la Comisión Europea en más de 22 países se ha cubierto más de un 1% de la demanda total anual y en al menos 12 países, entre los que se encuentran Australia y Japón, se ha llegado a superar el 2%. Sin embargo algunos de los países con las mayores demandas energéticas del mundo como: China, Estados Unidos o Rusia no superan ese 1% y deberán aumentar su capacidad de producción fotovoltaica para alcanzar valores aceptables.

Los datos de la Unión Europea son muy buenos, la energía solar fotovoltaica cubrió un 4% del total de la demanda energética en 2015. Los países que contribuyeron en mayor medida fueron Italia, Grecia y Alemania superando las cifras de 8%, 7,5% y 6,5%. España, por otro lado, únicamente aportó un 3% de este tipo de energía para satisfacer la demanda.

6. Empleo en el sector de la energía solar fotovoltaica

Otra de las principales ventajas del enorme crecimiento en el desarrollo de la industria fotovoltaica es la creación de puestos de trabajo de alta calidad, desde titulados superiores con alto nivel de especialización hasta técnicos altamente cualificados. La industria de la energía solar fotovoltaica es la que más empleo generó en 2015 de todas las relacionadas con las energías renovables con un total de 2,8 millones de puestos de trabajo relacionados directa e indirectamente con el sector a lo largo del mundo. Este dato, proporcionado por IRENA Agencia Internacional de las Energías Renovables, supone un crecimiento del 11% respecto de 2014. El crecimiento tuvo lugar sobretodo en Japón y Estados Unidos, se mantuvo constante en China y sufrió un pequeño descenso en Europa.

China se consolida como país dominante en el número de empleados relacionados con las fotovoltaicas, 1.7 millones de puestos debidos a su liderazgo tanto en fabricación como en instalación. Japón se queda muy cerca de la cifra de 400.000 empleos y otros países asiáticos que han dado pasos en la creación de puestos son: India, Malasia, Corea y Pakistán. En Estados Unidos las enormes tasas de desarrollo en el sector elevaron la creación de empleo a niveles récord. No obstante, la mala noticia la proporcionamos desde la Unión Europea donde el empleo ha disminuido un 13% en 2014 debido al descenso de la producción. Y a nivel nacional los cambios en la legislación de las energías renovables han afectado a la industria solar fotovoltaica con la destrucción de muchos puestos de trabajo.

7. La industria fotovoltaica en países en vías de desarrollo

En el siglo XXI todavía existe en el mundo un gran número de países subdesarrollados o en vías de desarrollo. Estos países, que por desgracia siguen siendo la mayoría, no cuentan con un desarrollo económico suficiente que garantice las necesidades básicas de los seres humanos. Entre estas necesidades se encuentra la energía, no cuentan con acceso directo a la red eléctrica, las instalaciones son insuficientes y los métodos de transporte y distribución de la electricidad ineficaces. Para la solución de este gran problema la energía solar fotovoltaica, y más concretamente los sistemas de generación autónomos, juegan un papel muy importante. Los proyectos de instalaciones fotovoltaicas aisladas han aumentado enormemente en los países subdesarrollados o en vías de desarrollo. Este aumento es una de las causas del crecimiento de la potencia instalada en este tipo de países y se ha convertido en una solución clave que debe extenderse para mejorar la calidad de vida de sus habitantes.

El año 2015 fue el primer año en el que las inversiones en energías renovables, y por lo tanto la cantidad de potencia instalada, fue mucho mayor en países de desarrollo intermedio que en los desarrollados. Los países a la cabeza fueron: Brasil, India, China y Sudáfrica y los sectores líderes son la energía solar y la eólica. Mientras que la apuesta por la energía solar fotovoltaica ha sido más o menos igual en los dos tipos de países, la inversión en energía eólica sí que ha sido mucho más importante en los países en vías de desarrollo. En el gráfico podemos observar la comparación de las inversiones:



Fig. AI.4. Inversión en energías renovables en los distintos tipos de países

ANEXO II: MARCO NACIONAL DE LA ENERGÍA SOLAR FOTOVOLTAICA

1. Introducción

A pesar del enorme crecimiento de la industria fotovoltaica a nivel mundial y a nivel Europeo en los últimos años, las cifras de crecimiento en España no son comparables. La principal causa que hace que el crecimiento de las instalaciones no sea tan amplio como debería, es la mala actitud por parte del gobierno en materia de legislación y subvenciones que ha instalado un clima de desconfianza en los inversores. En este apartado de la memoria vamos a estudiar la evolución del mercado fotovoltaico en España: la producción, la demanda, la previsión y la planificación para el futuro. Además, analizaremos los datos por comunidades autónomas y el impacto económico y social de la energía fotovoltaica en España.

2. Evolución de la energía fotovoltaica en la última década en España

España es el país de Europa con más horas de sol, esta condición hace de él el país con las mejores condiciones para el aprovechamiento de la energía FV. La energía que nos llega del sol es más rentable que en cualquier otro país. Ese factor, junto con el objetivo que adquirió Europa con las energías renovables de aumentar la autonomía energética del continente, hicieron que España en 2008 se convirtiera en uno de los países con mayor potencia fotovoltaica instalada a nivel mundial. Durante esta época, el impulso del gobierno español y las instituciones europeas con una regulación favorable, hicieron que en España se desarrollara enormemente la investigación en materia FV y que se impulsaran muchas nuevas formas de aprovechamiento de la energía solar. No obstante, como ya hemos dicho, desde entonces el nivel de crecimiento en comparación con el resto del mundo ha disminuido considerablemente debido a una regulación desfavorable. Es en 2012 cuando el Gobierno del PP suspende las leyes de subvenciones, los incentivos y facilidades legislativas en materia de energías renovables y fotovoltaicas. Esto supuso un freno en el progreso de la tecnología FV que agudizó la crisis de la energía renovable que ya se venía presentando en el país.

3. Mercado eléctrico español

3.1. Potencia fotovoltaica neta instalada

El precio de la energía es un factor determinante en la cantidad de energía que se produce, España es el país de Europa al que le llega una mayor cantidad de radiación solar al año, por lo que la producción de energía aquí es más rentable. Como ejemplo, las regiones menos favorables de España colectan más energía solar que la media que le llega al mayor productor

en Europa, Alemania. Este hecho es determinante, los gobiernos deben aprovechar el enorme potencial del país y apostar por una regulación que impulse la producción en este campo. Ya hemos dicho que el año 2008 es crítico, la potencia neta instalada de energía solar fotovoltaica creció desde 635 a 3.352 GWh. Desde ese año hasta 2012 la potencia instalada aumentó hasta aproximadamente 4.500 GWh y a partir de ahí los datos se han mantenido prácticamente constantes. Esto es importante teniendo en cuenta el enorme crecimiento que por oposición se ha producido en el resto del mundo en esos mismos años.

3.2. Cobertura de la demanda anual de la energía fotovoltaica

En cuanto a la demanda energética en España, también resulta clave para entender los datos de la producción y el consumo de los distintos tipos de energía. Pero además, la demanda también es un indicativo de la situación económica del país que pueden influenciar a los inversores para apostar por tecnologías alternativas. La demanda energética que cubre la energía FV en España también experimenta el crecimiento más importante de 2007 a 2008 desde 484 a 2498 GWh. En 2012 se alcanzan los 8.171 GWh y a partir de esa fecha se ha mantenido constante entre los 8.100 y los 8.300 GWh con subidas y bajadas. En el gráfico observamos la cobertura de la demanda por las distintas tecnologías en España:

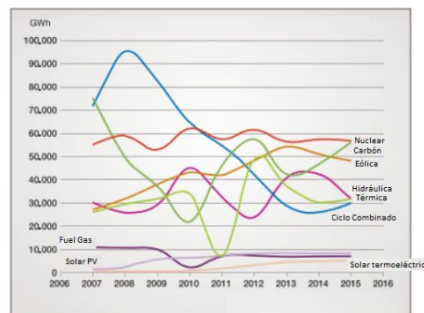


Fig. AII.1. Cobertura de la demanda de los distintos tipos de energía en España

3.3. Previsión y planificación del futuro del sector

Con el objetivo de cumplir con los requisitos de la Cumbre del Cambio Climático de París de 2015, que tiene como finalidades: un desarrollo energético más sostenible e independiente, se espera un gran aumento de la producción de energía renovable con las energías solar y eólica como las principales fuentes. Se espera que en 2020 se alcancen los 6.030 GWh de potencia neta instalada. En cuanto a la demanda cubierta en España por la energía FV, se prevé que aumente de 8.264 GWh en 2015 a 9.840 GWh en 2020.

3.4. Desarrollo de la energía solar fotovoltaica por comunidades autónomas

En la figura observamos los datos de potencia instalada por comunidad autónoma de 2010 a 2015. Las zonas con mayor potencia instalada son Castilla la Mancha, Andalucía y

Extremadura mientras que Ceuta y Melilla, Asturias y Cantabria son las que se quedan más atrás. Los datos deben tener en cuenta los valores de irradiación y el tamaño de la comunidad.

TABLA N° 14: POTENCIA INSTALADA POR COMUNIDADES AUTÓNOMAS, 2015						
POTENCIA (MW)	2010	2011	2012	2013	2014	2015
ANDALUCÍA	728	767	841	867	868	870
ARAGÓN	135	142	164	167	167	167
ASTURIAS	1	1	1	1	1	1
BALEARES	59	63	77	78	78	78
CANARIAS	125	137	159	165	166	166
CANTABRIA	2	2	2	2	2	2
CASTILLA LA MANCHA	855	878	902	920	920	923
CASTILLA Y LEÓN	387	451	482	490	493	494
CATALUÑA	191	227	245	262	263	265
CEUTA Y MELILLA	0	0	0	0	0	0
COMUNIDAD VALENCIANA	261	299	338	346	346	349
EXTREMADURA	466	530	538	559	559	561
GALICIA	10	12	14	16	16	16
LA RIOJA	80	84	85	85	85	86
MADRID	35	46	62	65	66	67
MURCIA	340	401	425	439	439	440
NAVARRA	135	148	160	161	161	161
PAÍS VASCO	19	22	24	26	26	26
TOTAL	3829	4229	4520	4648	4655	4674

Fig. AII.2. Potencia instalada (MW) por comunidades autónomas de 2010 a 2015

4. Tipos de instalaciones fotovoltaicas en España

En el gráfico vemos la comparación de 2007 a 2015 de los tipos de potencia fotovoltaica instalada en España: instalaciones aisladas, plantas de generación y generación distribuida. Podemos observar el gran crecimiento en 2008 del sector y cómo de 2014 a 2015 este es muy pequeño y únicamente del autoconsumo ya que la potencia fotovoltaica conectada a red instalada se mantuvo constante debido a la normativa restrictiva.

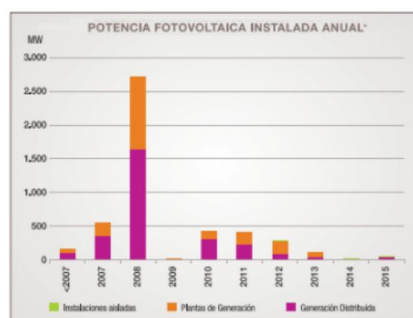


Fig. AII.3. Potencia fotovoltaica anual instalada en España de los distintos tipos de sistemas

5. Impacto económico y social de la industria fotovoltaica en España

5.1. El empleo fotovoltaico en España

Como podemos ver en el gráfico a continuación, desde el año 2008 cuando la regulación en materia fotovoltaica era más favorable, se aprecia un notable descenso del número de empleos directos en el sector fotovoltaico en España. No es solo debido a la desaceleración de la potencia neta instalada si no también al desarrollo en otros países que ha conseguido que no sea rentable fabricar en nuestro país. Atendiendo a los últimos años, la cifra más baja

en el número de empleos la encontramos en 2014, a partir de ahí el número de puestos de trabajo se ha mantenido constante a pesar del aumento del número de instalaciones. Esto es debido a la crisis económica y a la reforma laboral. Un dato positivo e interesante es que el 83,5% de los empleos en el sector de la energía fotovoltaica son puestos fijos.



Fig. AII.4. Puestos de trabajo en España relacionados directamente con el sector FV

Las únicas posibilidades de empleo en los últimos años están relacionadas con con puestos de trabajo altamente cualificados en grandes empresas que han tenido la oportunidad de desarrollar proyectos en el extranjero. En el futuro se esperan cambios motivados por un posible cambio en la normativa y por las expectativas de un crecimiento del mercado del autoconsumo.

5.2. Contribución con el medio ambiente

Las energías renovables, y por lo tanto la energía fotovoltaica, pueden ser aprovechadas de forma ilimitada y además son energías limpias. Sin embargo, desde 2008 en España el descenso de la potencia fotovoltaica instalada ha propiciado un aumento del uso de los combustibles fósiles. Además, en 2015 la demanda de energía cubierta por las formas no sostenibles aumentó considerablemente debido a las condiciones meteorológicas adversas. Un año con poca lluvia y poco viento que junto con la poca potencia fotovoltaica instalada disminuyó la participación de las energías renovables en cubrir la demanda energética.

Como consecuencia de estos datos, las emisiones de CO_2 a la atmósfera en nuestro país han aumentado de forma muy alarmante. En 2015 incluso alcanzando los 335.662 kt de CO_2 equivalente. Un aumento del 15% respecto a 2014 que supone un fracaso a la hora de cumplir los compromisos del Acuerdo de París de 2015 para reducir la emisión de los gases de efecto invernadero. El desarrollo y la promoción de la energía fotovoltaica es clave para contribuir con el medio ambiente y España juega un papel fundamental debido a sus buenas circunstancias de irradiación solar.

2. Principio de funcionamiento de la configuración FB-3P

2.1. Introducción y configuraciones de funcionamiento

El FB-3P puede funcionar de dos formas diferentes en función de los ciclos de trabajo de los interruptores. En el modo de funcionamiento que vamos a analizar, los semiconductores conducen durante 180° de los 360° del periodo total de oscilación de la señal de red. De este modo, los seis interruptores que forman el puente conducirán alternativamente durante la mitad del ciclo de oscilación y en cada estado de funcionamiento conducirán tres IGBTs. Los requisitos de los estados posibles son los mismos que los estudiados hasta ahora: que los interruptores no cortocircuiten la etapa inversora y que la carga permanezca conectada.

En función de los interruptores conduciendo en cada instante y, por lo tanto, de cómo quede la carga conectada encontramos tres configuraciones de funcionamiento diferentes.

Configuración 1: esta configuración se dará para dos de los estados de conducción: la primera figura muestra el camino de corriente del estado E1 y la segunda del estado E4:

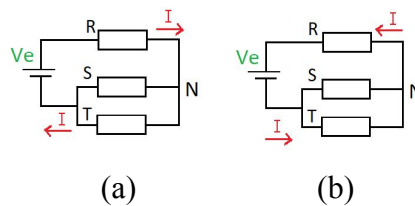


Fig. AIII.2. Esquema de la configuración 1 (a) estado E1 (b) estado E4

Configuración 2: la primera figura muestra el camino de corriente de E2 y la segunda de E5:

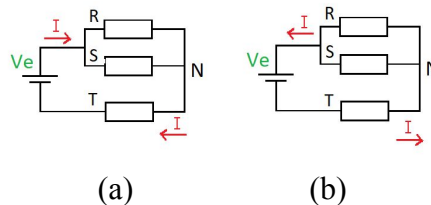


Fig. AIII.3. Esquema de la configuración 2 (a) estado E2 (b) estado E5

Configuración 3: la primera figura muestra el camino de corriente de E3 y la segunda de E6:

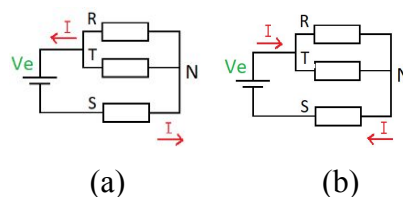


Fig. AIII.4. Esquema de la configuración 3 (a) estado E3 (b) estado E6

2.2. Estados de los semiconductores

De los posibles estados, para este modo en el que los interruptores están activos un 50% del ciclo, sólo son válidos aquellos estados en los que hay tres interruptores en ON. El resto de estados quedan eliminados y son los sombreados en azul. Por otro lado, se eliminan aquellos en los que se cortocircuita el convertidor y aquellos en los que la carga queda desconectada.

Fig. AIII.5. Tabla de todas las combinaciones de estado de los semiconductores en FB-3P

Estado	S1	S2	S3	S4	S5	S6
E1	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON
E2	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON
E3	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON
E4	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF
E5	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF
E6	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF

Fig. AIII.6. Tabla final de estados permitidos en FB-3P

- Estado E1 de la configuración 1, los semiconductores en conducción son: S1, S4 y S6.

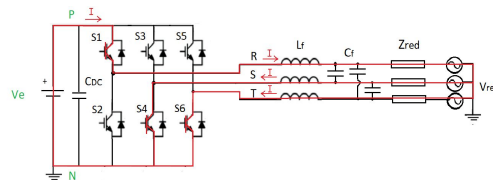


Fig. AIII.7. Circulación de corrientes en el estado E1

- Estado E2 de la configuración 2, los semiconductores en conducción son: S1, S3 y S6.

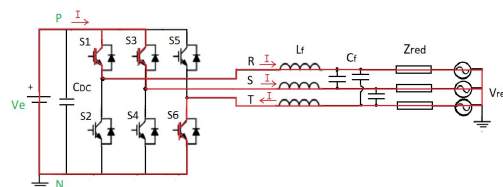


Fig. AIII.8. Circulación de corrientes en el estado E2

- Estado E3 de la configuración 3, los semiconductores en conducción son: S2, S3 y S6.

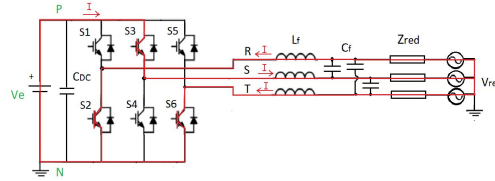


Fig. AIII.9. Circulación de corrientes en el estado E3

- Estado E4 de la configuración 1, los semiconductores en conducción son: S2, S3 y S5.

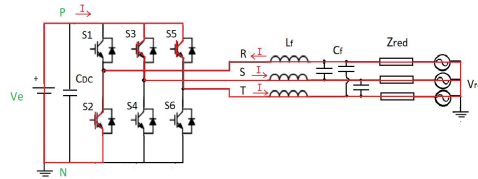


Fig. AIII.10. Circulación de corrientes en el estado E4

- Estado E5 de la configuración 2, los semiconductores en conducción son: S2, S4 y S5.

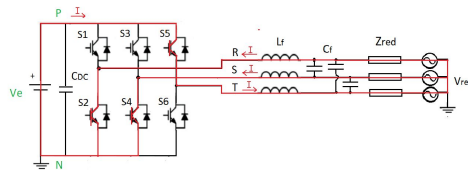


Fig. AIII.11. Circulación de corrientes en el estado E5

- Estado E6 de la configuración 3, los semiconductores en conducción son: S1, S4 y S5.

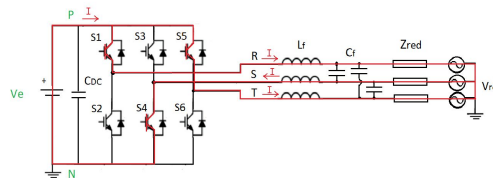


Fig. AIII.12. Circulación de corrientes en el estado E6

2.3. Modulación PWM senoidal de la configuración FB-3P

Para el funcionamiento de inversor FB-3P la estrategia de modulación más utilizada es también la modulación PWM senoidal. Para la ejecución de este tipo de estrategia en esta configuración concreta se utilizan tres señales moduladoras y una señal portadora. En las imágenes a continuación se muestra las cuatro señales que participan en la generación de las condiciones de conducción, el mecanismo de comparación y el circuito de disparo:

- Las tres señales moduladoras o de referencia son señales sinusoidales con la misma frecuencia de oscilación pero desfasadas 120° entre ellas. Modulan, igual que en las topologías monofásicas, la frecuencia de la señal de salida del inversor.
- La señal portadora es única y es una señal triangular con la que se comparan las señales moduladoras para generar la condición de disparo de los interruptores.

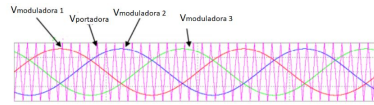


Fig. AIII.13. Señales que participan en el proceso de modulación del inversor trifásico

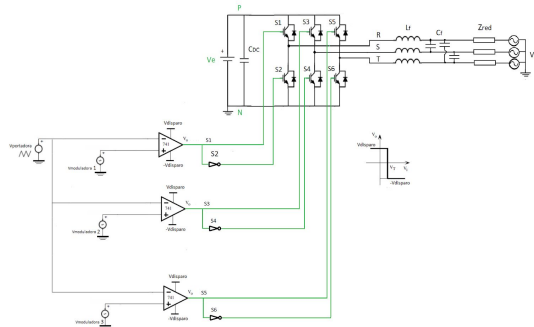


Fig. AIII.14. Circuito de comparación y generación de las señales de disparo

3. Características de la topología y de su funcionamiento

- En FB-3P los interruptores cambian de estado cada 60° del periodo de oscilación.
- Las señales de salidas de cada fase tienen que estar desfasadas entre ellas 120° .
- La estrategia de modulación se obtiene comparando tres ondas moduladoras senoidales con una única onda portadora triangular.
- El desfase de 120° a la salida se obtiene desfasando 120° las señales de referencia.
- La amplitud se controla con la relación entre la onda de referencia y la portadora.
- La frecuencia de la señal es igual que la de las señales moduladoras.
- La carga conectada al inversor puede estar conectada en estrella o en triángulo.

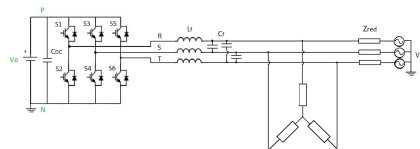


Fig. AIII.15. Esquema de la configuración FB-3P con carga en estrella

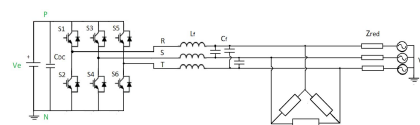


Fig. AIII.16. Esquema de la configuración FB-3P con carga en triángulo

- La salida tiene poca distorsión por lo que el filtro es pequeño, ligero y simple.
- De la misma forma que los inversores monofásicos, los de tres fases pueden diseñarse con y sin aislamiento galvánico. Pero para que se pueda omitir el transformador es necesario que se garanticen unos requisitos de comportamiento del modo común.
- Estudiaremos que el FB-3P no tiene un buen comportamiento común, no es apto para aplicaciones sin transformador. El VMC tiene componente de alta frecuencia y gran amplitud que generan grandes corrientes de fuga que no se pueden eliminar.
- A pesar de esto, el comportamiento común depende de la estrategia de modulación y de la frecuencia de conmutación de los interruptores. Además, las corrientes pueden reducirse en función del valor de la capacitancia parásita. Sin embargo, para aplicaciones de gran potencia las corrientes de fuga siguen siendo muy elevadas y en ningún caso, para esta configuración, se puede prescindir del transformador.

4. Problemática del comportamiento común del inversor FB-3P

4.1. Mal comportamiento común del FB-3P con estrategias convencionales

La configuración de inversor trifásico más utilizada en aplicaciones industriales es el FB-3P que estudiamos en este apartado. Ya adelantamos que se trata de una configuración ampliamente aceptada por la simplicidad de su esquema y la buena calidad de la señal de salida que generan pero que, sin embargo, no es válida para aplicaciones sin transformador debido al mal comportamiento común del sistema que genera corrientes de fuga inaceptables.

Sin aislamiento galvánico, la conmutación de los interruptores carga y descarga las capacidades parásitas de módulos y conductores dando lugar a: corrientes de fuga peligrosas para la seguridad de los equipos y usuarios, grandes pérdidas de conducción y conmutación, rizados de corriente elevados y graves interferencias electromagnéticas. Para este tipo de inversor se concluía que los métodos de modulación PWM convencionales no servían para el funcionamiento en aplicaciones sin aislamiento. Con el objetivo de reducir estos fenómenos, durante la última década se han intentado desarrollar modificaciones en las estrategias aplicadas al FB-3P con el objetivo de mejorar el comportamiento común del sistema.

4.2. Nuevas estrategias para mejorar el comportamiento del VMC

Modulación por espacios vectoriales, SVPWM

Es la PWM convencional y la que usamos como modelo para estudiar el resto de estrategias planteadas. Igual que ocurrirá en los modelos más adelante, la modulación SVPWM es una estrategia para el control de la salida de las tres fases en la que existen ocho estados. De estos ocho estados seis son estados activos E1, E2, E3, E4, E5, E6 y dos son estados cero E0, E7.

Estado	Tipo de estado	S1	S3	S5	Vrn	Vsn	Vtn	Vcm
E0	Cero	OFF	OFF	OFF	0	0	0	0
E1	Activo	ON	OFF	OFF	V_e	0	0	$V_e/3$
E2	Activo	ON	ON	OFF	V_e	V_e	0	$2V_e/3$
E3	Activo	OFF	ON	OFF	0	V_e	0	$V_e/3$
E4	Activo	OFF	ON	ON	0	V_e	V_e	$2V_e/3$
E5	Activo	OFF	OFF	ON	0	0	V_e	$V_e/3$
E6	Activo	ON	OFF	ON	V_e	0	V_e	$2V_e/3$
E7	Cero	ON	ON	ON	V_e	V_e	V_e	V_e

Fig AIII.17. Tabla final de estados permitidos de la configuración FB-3P con estados cero

La tabla AIII.17 es una versión modificada de la tabla AIII.6 que mostraba la tabla final de estados permitidos para la configuración FB-3P. Decimos que es una versión modificada porque en esta nueva tabla se incluyen los estados cero E0 y E7. En la modulación SVPWM en cada sector dos estados activos adyacentes conmutan, en la imagen E1 y E2 con estados cero intercalados para generar la referencia E0 y E7, para dar lugar a la señal de salida. El VMC para la secuencia de estados para ese sector la vemos en la imagen a continuación.

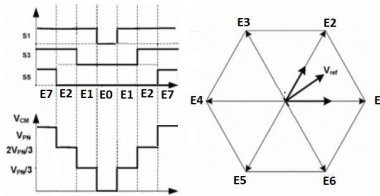


Fig. AIII.18. VMC para los estados de la modulación SVPWM en el primer sector

Observamos la secuencia de conmutación para cada uno de los sectores de funcionamiento:

Modulación	Sector					
	I	II	III	IV	V	VI
Estados	7210127	7230327	7430347	7450547	7650567	7610167

Fig. AIII.19. Secuencia de estados para cada sector en modulación SVPWM

Las variaciones de VMC son altas y alcanzan valores de V_e , $2V_e/3$, $V_e/3$ y 0 para los estados E7, E2, E1 y E0 respectivamente. Debe buscarse alternativa para mejorar el funcionamiento.

Modulación Active Zero State, AZSPWM

Una vez estudiados los problemas de la modulación SVPWM se empezaron a investigar nuevos métodos para reducir las variaciones del VMC. Estos nuevos métodos basaban su funcionamiento en reemplazar los estado cero por estados activos, el primero que vamos a estudiar es el método AZSPWM. En esta estrategia, igual que en SVPWM, en cada sector conmutan dos estados activos adyacentes, de nuevo E1 y E2 en la imagen. La diferencia es que en lugar de intercalarse con estados cero, estos estados se intercalan con los dos estados activos opuestos adyacentes a la pareja para generar de referencia, E3 y E6 en este caso.

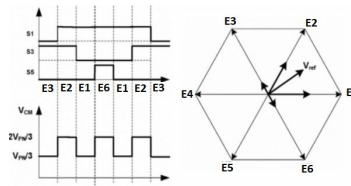


Fig. AIII.20. VMC para los estados de la modulación AZSPWM en el primer sector

También observamos la secuencia de conmutación para cada uno de los sectores de funcionamiento. Dos variantes en función del orden del estado opuesto. Las variaciones del VMC son altas pero de menor amplitud que en el método anterior, alcanzan los valores de $2V_e/3$ y $V_e/3$ para los estados E3, E1 y E2, E5 respectivamente.

Modulación	Sector					
AZSPWM	I	II	III	IV	V	VI
Estados1	3216123	1234321	5432345	3456543	1654561	5612165
Estados2	6213126	4231324	2435342	6453546	4651564	2615162

Fig. AIII.21. Secuencia de estados para cada sector de funcionamiento en ASVPWM

Modulación Near State PWM, NSPWM

Otro de los nuevos métodos para reducir las variaciones de VMC es la modulación *NSPWM*. Este método utiliza tres estados activos para generar la salida. Dos de ellos son los estados activos adyacentes del sector correspondiente, E1 y E2 en la imagen, y el tercer estado es el estado vecino más cercano según el sector, E6 en nuestro caso. Las variaciones del VMC son altas pero de menor amplitud que en el método SVPWM, alcanzan los valores de $2V_e/3$ y $V_e/3$ para los estados E2, E6 y E1 respectivamente.

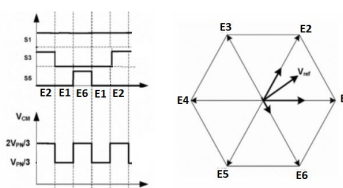


Fig. AIII.22. VMC para los estados de la modulación NSPWM en el primer sector

Modulación	Sector					
NSPWM	I	II	III	IV	V	VI
Estados	21612	32123	43234	54345	65456	16561

Fig. AIII.23. Secuencia de estados para cada sector en modulación NSPWM

Modulación Remote State PWM, RSPWM:

El último método para reducir las variaciones de la tensión de modo común que vamos a estudiar es la modulación *RSPWM*. Este método utiliza tres estados activos que generan el

mismo voltaje de modo común como, por ejemplo: E1, E2, E3 o E4, E5, E6. El VMC resultante para la secuencia de estados para ese sector la vemos en la imagen a continuación. Observamos la secuencia de conmutación para cada uno de los sectores de funcionamiento. Este método elimina las variaciones de VMC. Existen dos variantes de *RSPWM* .

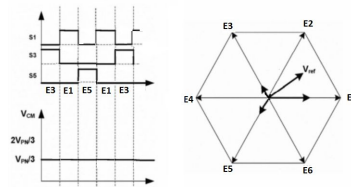


Fig. AIII.24. VMC para los estados de la modulación *RSPWM* en el primer sector

Modulación	Sector					
	I	II	III	IV	V	VI
RSPWM						
Estados1	31513	31513	31513	31513	31513	31513
Estados2	31513	13531	13531	15351	15351	31513

Fig. AIII.25. Secuencia de estados para cada sector en modulación *RSPWM*

4.3. Características de cada estrategia de modulación

Número de conmutaciones por periodo de oscilación de la señal de salida

- Modulación *SVPWM*: este tipo de modulación realiza una conmutación de interruptor por cada cambio de estado, un total de seis conmutaciones por periodo.
- Modulación *AZSPWM₁*: igual que la modulación *SVPWM*, esta nueva estrategia tiene un total de seis conmutaciones por periodo de oscilación de la señal de salida.
- Modulación *NSPWM*: se caracteriza porque para cada sector uno de los interruptores que forman el inversor no cambia su estado, cuatro conmutaciones por periodo. El resultado es una disminución de las pérdidas de conmutación y como consecuencia un aumento de la eficiencia del sistema.
- Modulación *RSPWM*: en este tipo de estrategia, para cada cambio de estado hay dos conmutaciones, el resultado es que se producen ocho conmutaciones por periodo de oscilación. Lo que aumenta las pérdidas de conmutación y reduce la eficiencia.

Linealidad de la tensión de salida

La mayor parte de las estrategias PWM, en las que se comparan señales moduladoras con señales portadoras triangulares, existe una relación lineal entre la amplitud de la señal moduladora y la amplitud de la señal de salida. El rango en el que se cumple esta linealidad se denomina región lineal de funcionamiento, se analiza mediante el índice de modulación.

$$Mi = \frac{V_{1m}}{V_{16step}} \tag{AIII.1}$$

- V_{1m} : tensión de la componente fundamental de la señal de referencia
- $V_{16step} = \frac{2 \cdot V_e}{\pi}$
- Rango lineal en la modulación *SVPWM* : $0 \leq Mi \leq 0.907$
- Rango lineal en la modulación *AZSPWM* : $0 \leq Mi \leq 0.907$
- Rango lineal en la modulación *NSPWM* : $0 \leq Mi \leq 0.52$
- Rango lineal en la modulación *RSPWM* : $0.61 \leq Mi \leq 0.907$

SVPWM y *AZSPWM* tienen prácticamente un rango lineal completo de funcionamiento, mientras que las características de linealidad de *NSPWM* y *RSPWM* son peores.

Corriente de modo común, CMC y voltaje en modo común, VMC

- Modulación *SVPWM*: los valores de CMC y VMC en este tipo de estrategia son muy altos y por lo tanto no son válidos para aplicaciones sin transformador de aislamiento.
- Modulación *AZSPWM* : aunque CMC y VCM en este caso son un poco más bajos que para la configuración anterior, siguen sin ser válidos para uso sin aislamiento.
- Modulación *NSPWM* : este nuevo modelo tiene un comportamiento del modo común mejor que los dos anteriores pero sigue sin ser la mejor solución.
- Modulación *RSPWM* : el valor del VMC es constante durante el funcionamiento y la CMC se elimina. Es la mejor opción para el funcionamiento sin transformador.

Distorsión armónica

En la tabla se muestra el porcentaje de distorsión armónica total para cada estrategia:

Método PWM	SVPWM	AZSPWM	NSPWM	RSPWM
THD (%)	47.8	95.4	106.4	154.3

Fig. AIII.26. Distorsión armónica total THD para cada estrategia de modulación

A continuación, se observa la variación del factor de distorsión armónica HDF con el índice de modulación M_i para cada estrategia y se describen las conclusiones:

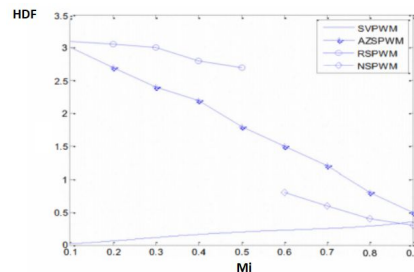


Fig. AIII.27. Variación del HDF con el M_i para cada estrategia de modulación

- Modulación SVPWM: buen comportamiento a lo largo de todo el M_i .
- Modulación AZSPWM: buen comportamiento del factor de distorsión armónica para un índice de modulación alto pero malo cuando su valor es bajo.
- Modulación NSPWM: igual que para AZSPWM, este método tiene un buen comportamiento del HDF para un M_i alto pero malo cuando su valor es bajo.
- Modulación RSPWM: esta modulación opera con M_i bajo y en este rango el valor del HDF es alto. Tiene, por lo tanto, un comportamiento muy malo.

Rizado de continua

La corriente a través del condensador de acoplo es continua pero con un rizado asociado. Este rizado limita el tiempo de vida del condensador por lo que debe ser lo más pequeño posible. Para comparar el rizado para cada estrategia se utiliza el siguiente factor. Cuanto menor sea K_{DC} , menor la capacidad continua necesaria y por lo tanto aumentará su tiempo de vida.

$$K_{DC} = \frac{I_{DCrms}}{I_{1rms}} \quad (AIII.2)$$

- Modulación SVPWM y AZSPWM: ambas estrategias de modulación tienen un rizado muy elevado para índice de modulación bajo.
- Modulación NSPWM: esta estrategia tiene un buen funcionamiento en este sentido, muy similar al de SVPWM y AZSPWM, cuando el índice de modulación es alto.

4.4. Conclusiones

En primer lugar estudiamos el método PWM por espacios vectoriales, SVPWM, del inversor FB-3P sin transformador. Del análisis del funcionamiento observábamos un comportamiento común del sistema inaceptable para aplicaciones sin transformador. De la necesidad de eliminar este componente para aumentar la eficiencia, se desarrollaban los métodos de reducción de VMC, RCMV-PWM. Tres métodos de modulación PWM que eliminaban los estados cero del funcionamiento del inversor con el objetivo de mejorar el comportamiento, estos eran: AZSPWM, NSPWM y RSPWM. Estos métodos eran capaces de reducir los VMC y, por lo tanto, las corrientes de fuga a través de las capacitancias parásitas. Sin embargo, no conseguían conservar las buenas características de la calidad de la señal generada de SVPWM (linealidad de la señal de salida, THD, rizado de continua).

Por este motivo, nuevas configuraciones de semiconductores con nuevas estrategias de modulación son necesarias para encontrar un equilibrio entre buen funcionamiento del modo común y calidad de la señal inyectada. En el capítulo III de la memoria, estudiamos las topologías de inversor H7 y H8 que basan su funcionamiento en reducir las corrientes de fuga desconectando los paneles fotovoltaicos de la red eléctrica durante lo estados cero de funcionamiento.

