



Universidad de Pamplona
Pamplona - Norte de Santander - Colombia
Tels: (7) 5685303 - 5685304 - 5685305 - Fax: 5682750 - www.unipamplona.edu.co

COMPARACIÓN DE ALGORITMOS MPPT APLICADOS A UN CONVERSOR SEPIC EN SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Autor

ING. DIEGO ARMANDO MEJÍA BUGALLO

Grupo de investigación LOGOS

Universidad de Pamplona

**MAESTRIA EN CONTROLES INDUSTRIALES
FACULTAD DE INGENIERIAS Y ARQUITECTURA
UNIVERSIDAD DE PAMPLONA
PAMPLONA, NOVIEMBRE DE 2015**

DQS is member of:



Una universidad *incluyente* y *comprometida* con el desarrollo integral



COMPARACIÓN DE ALGORITMOS MPPT APLICADOS A UN CONVERSOR SEPIC EN SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

ING. DIEGO ARMANDO MEJÍA BUGALLO

Trabajo presentado como requisito para optar al título de:

Magister en Controles Industriales

Director

PhD. IVALDO TORRES CHAVEZ

Docente Universidad de Pamplona

**MAESTRIA EN CONTROLES INDUSTRIALES
FACULTAD DE INGENIERIAS Y ARQUITECTURA
UNIVERSIDAD DE PAMPLONA
PAMPLONA, NOVIEMBRE DE 2015**





Universidad de Pamplona
Pamplona - Norte de Santander - Colombia
Tels: (7) 5685303 - 5685304 - 5685305 - Fax: 5682750 - www.unipamplona.edu.co

Página de aceptación.



Una universidad **incluyente** y **comprometida** con el desarrollo integral



DEDICATORIA

Dedicado a:

A mis padres, ejemplo de vida, dedicación, los cuales
Diariamente me llenan de amor, calma y seguridad
Aunque no estén cerca de mí siempre los tengo presentes.

A mi hijo y esposa que con su alegría y respaldo,
Hacen que este arduo trabajo sea más llevadero.

A mi hermano y tío que siempre han estado firme conmigo
En todas las instancias de mi vida, y procesos por los que he pasado.

A mi DIOS que todo lo puede.





AGRADECIMIENTOS

Quiero Agradecer y expresarle mi gratitud a mi directo PhD. Ivaldo Torres Chávez, por su apoyo, confianza, conocimiento y sobre todo amistad, la cual me ha ofrecido.

A mis profesores de Maestría por transmitir sus conocimientos. Además de recibir enseñanza he recibido ejemplos de vida transmitida en su calidad humana.

A mis familiares por estar siempre pendiente de que sucede conmigo, por su ánimo y comprensión.

Finalmente agradezco a la Universidad de pamplona, al grupo LOGOS y al laboratorio de eléctrica de la Universidad de pamplona, por brindarme la oportunidad de crecer como profesional.





RESUMEN

A partir del conocimiento que se tiene del agotamiento de los recursos convencionales (productos fósiles) para el futuro (petróleo, carbón y gas), la necesidad de reducir las emisiones de gases nocivos en la atmósfera y las preocupaciones sobre el cambio climático, surgen los incentivos para el uso de energía renovable y un gran interés por este tema (el cual se ha incrementado, en gran medida, en el marco del protocolo de Kyoto).

El presente trabajo aborda el estudio y la aplicación de diferentes técnicas para el seguimiento del punto de máxima potencia en los módulos fotovoltaicos (MPPT). Estos se acoplaron a un convertidor de topología SEPIC (Single-Ended Primary-Inductance Converter) para controlar el aumento o disminución de la tensión producida por los mismos, usando un microcontrolador de bajo coste de adquisición que desarrolla los códigos de la técnica de control MPPT. En los resultados, finalmente, se presentan las simulaciones para probar la teoría expuesta y un prototipo experimental construido en el laboratorio con el fin de comprobar la eficacia de las técnicas de control.





CONTENIDO

RESUMEN	6
Contenido.....	7
1. DESCRIPCION DEL PROYECTO	16
1.1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	17
1.2. JUSTIFICACIÓN.....	18
1.3. OBJETIVOS.....	19
1.3.1. Objetivo General.....	19
1.3.2. Objetivos Específicos	19
1.4. Estructura del documento.	20
2. MARCO TEORICO SOBRE LA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA Y SISTEMAS DE CONTROL MPPT.....	21
2.1. INTRODUCCION.....	23
2.1.1. POSIBILIDADES EN LATINOAMÉRICA Y CARIBE.....	29
2.2. EL EFECTO FOTOVOLTAICO.....	31
2.2.1. La célula solar.	31
2.2.2 Estructura de la célula solar.	32
2.2.3 Principio de funcionamiento.	34
2.2.4 Parámetros característicos de la célula solar.	36
2.2.5 Tipos de células fotovoltaicas.....	38
2.3. EL GENERADOR FOTOVOLTAICO Y ASOCIACIONES.....	40
2.3.1. La curva característica del módulo fotovoltaico.....	44
2.3.2. Factores que afectan a la característica I-V del generador FV..	45
2.3.3. La ecuación característica.....	48
2.3.4 Condiciones de referencia para la característica I-V.....	50



2.4	LA EFICIENCIA DEL MÓDULO FOTOVOLTAICO.....	52
2.5.	COMPONENTES DE LOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS.	55
2.5.1.	Sistema de acumulación de energía.	55
2.5.2.	Reguladores de carga.	60
2.5.3.	Inversores CC/CA.....	61
2.5.4	Seguidores de máxima potencia.	64
2.5.5.	Resto del sistema.	66
3.	DISEÑO DE CONVERTIDOR SEPIC	68
3.1.	INTRODUCCION CONVERTIDOR.....	70
3.2.	SINGLE-ENDED PRIMARY-INDUCTOR CONVERTER (SEPIC).	73
3.2.1.	Control de Convertidores.....	75
3.3.	ANALISIS SIMPLE DEL CONVERTIDOR SEPIC.....	81
3.3.1.	Régimen permanente.	82
3.3.2.	Funcionamiento del convertidor SEPIC.....	84
3.3.3.	Ganancia de tensión en MCC.....	86
3.3.4.	Ganancia de tensión en MCD.....	88
3.3.5.	Parámetro K.	90
3.4.	ANÁLISIS DE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR.	91
3.4.1.	Corrientes.	92
3.4.2.	Tensiones.	97
3.5.	ANALISIS DINAMICO DEL CONVERTIDOR SEPIC.....	102
3.5.1.	Régimen transitorio.....	102
3.5.2.	Promediado del convertidor SEPIC.	104
3.5.3.	Técnica de promediado orientada a simulación.	105
3.5.4.	Circuito promediado.....	109
3.5.5.	Circuito promediado respuesta dinámica.....	111





3.6. ESTUDIO EN PEQUEÑA SEÑAL DE CONVERTIDOR SEPIC..... 113

4. SIMULACION DEL SEPIC Y ALGORITMOS MPPT 123

 4.1. FUNCION DE TRANSFERENCIA EN MODO DE TENSION. 125

 4.2. CONTROL EN MODO DE TENSION. 128

 4.3. METODO PERTURBACION Y OBSERVACION (P&O). 131

 4.4. METODO DE CONDUCTANCIA INCREMENTAL..... 133

5. RESULTADOS 137

 5.1. ANALISIS COMPARATIVO. 139

 5.2. RESULTADOS DEL METODO SEGUIDOR DE VOLTAJE. 140

 5.3. RESULTADOS DEL METODO PERTURBACIÓN OBSERVACIÓN,
 (P&O)..... 142

 5.4. RESULTADO DEL SISTEMA CON EL ALGORITMO DE
 CONDUCTANCIA INCREMENTAL. 144

 5.5. ANÁLISIS COMPARATIVO DE LOS TRES ALGORITMOS DE
 CONTROL. 147

CONCLUSIONES 149

BIBLIOGRAFIA 153





Indicé de Figuras

Figura 2.1. Tasa de crecimiento anual de las energías renovables.	23
Figura 2.2. Evolución de la capacidad mundial acumulada desde el año 2000 hasta 2011. APAC: Asia y Pacífico, MEA: Medio Este y África, ROW: Resto del Mundo.	25
Figura 2.3. Evolución de la potencia instalada anualmente desde el año 2000 hasta 2011. APAC: Asia y Pacífico, MEA: Medio Este y África, ROW: Resto del Mundo.	26
Figura 2.4. Evolución de la producción mundial de células solares y distribución geográfica de la producción en el año 2011.	28
Figura 2.5. Reparto del mercado fotovoltaico por tecnología de células. Fuente: Photon International, Marzo 2012.	29
Figura 2.6. Estructura típica de la célula solar (izquierda) y principio de funcionamiento (derecha).	34
Figura 2.7. Curva característica típica I-V de una célula fotovoltaica.	37
Figura 2.8. Esquema de la estructura atómica de un material monocristalino, policristalino y amorfo.	40
Figura 2.9. Sección transversal de la configuración convencional de un módulo fotovoltaico.	43
Figura 2.10. Imágenes de distintos tipos de módulos fotovoltaicos.	44
Figura 2.11. Esquema del conexionado en serie-paralelo de varias células fotovoltaicas (izquierda) y distintas curvas I-V obtenidas por la asociación de 36 células FV (derecha).	45
Figura 2.12. Influencia de las variaciones de irradiancia y temperatura en la característica I-V de un dispositivo fotovoltaico.	46
Figura 2.13. Efecto de un incremento de R_s (izquierda) y R_{sh} (derecha) en la característica I-V de un dispositivo FV.	48



Figura 2.14. Comparación de las áreas que se tendrían en cuenta para el cálculo de la eficiencia con respecto al área total (izquierda), con respecto al área de célula (centro) y con respecto al área activa de célula (derecha). 54

Figura 2.15. Sistema fotovoltaico autónomo. 55

Figura 2.16. A la izquierda batería Pb-acido para uso en instalación fotovoltaica. A la derecha batería de Pb-acido sin vaso ni electrolito..... 57

Figura 2.17. Esquema de la función de un inversor. 62

Figura 2.18: Rendimiento de un inversor. 63

Figura 2.19. Curva IV de generador solar, potencias máximas reales y potencias suministradas por un seguidor de máxima potencia. 65

Figura 3.1. Esquema de un sistema alimentado por corriente alterna. 71

Figura 3.2. Circuitos de convertidores CC/CC básicos. 72

Figura 3.3. Esquema eléctrico de un circuito convertidor tipo (SEPIC)..... 74

Figura 3.4. Configuración SEPIC acoplado..... 74

Figura 3.5. Control del valor medio de la salida mediante la conmutación del transistor. 76

Figura 3.6. Esquema de un convertidor CC/CC. 77

Figura 3.7. Forma de onda a la entrada del filtro paso-bajo de un convertidor CC/CC..... 78

Figura 3.8. Modulación por ancho de pulso: (a) Esquema modulador (b) Formas de onda del modulador. 80

Figura 3.9. Régimen transitorio – Régimen permanente (simulado). 83

Figura 3.10. Corrientes y tensiones en el convertidor SEPIC hecho en PSIM. 84

Figura 3.11. Circuito de Funcionamiento del convertidor: transistor en ON hecho con PSIM..... 85





Figura 3.12. Funcionamiento del convertidor: transistor en OFF, hecho en PSIM.	85
Figura 3.13. Modo Conducción Continuo. Corriente y tensión por la bobina L2.	86
Figura 3.14. Modo Conducción Discontinuo. Corriente y tensión por la bobina L2.	89
Figura 3.15. Corriente por la bobina L1.	93
Figura 3.16. Corriente por la bobina L2.	95
Figura 3.17. Corriente por el diodo.	95
Figura 3.18. Corriente por el transistor.	96
Figura 3.19. Corriente por el condensador C1.	96
Figura 3.20. Corriente por el condensador C2.	97
Figura 3.21. Tensión en el condensador C2.	98
Figura 3.22. Tensión en el condensador C1.	99
Figura 3.23. Tensión en la bobina L1.	99
Figura 3.24. Tensión en la bobina L2.	100
Figura 3.25. Tensión en el transistor.	101
Figura 3.26. Tensión en el diodo.	101
Figura 3.27. Régimen transitorio/Régimen permanente.	103
Figura 3.28. Circuito convertidor SEPIC.	105
Figura 3.29. Conmutador de red.	106
Figura 3.30. Tensión y corriente en un periodo de conmutación del transistor (izquierda) y del diodo (derecha).	107
Figura 3.31. Circuito SEPIC promediado.	109
Figura 3.32. Esquemático del circuito SEPIC promediado mediante PSIM.	110



Figura 3.33. Comparación del circuito promediado y circuito conmutado ante un escalón de carga..... 111

Figura 3.34. Salida del convertidor variando la tensión de entrada..... 112

Figura 3.35. Punto de trabajo..... 114

Figura 3.36. Perturbaciones..... 115

Figura 3.37. Diagrama de bloques del circuito del convertidor modelado.... 121

Figura 4.1. Función de transferencia $G_{vd}(s)$ 125

Figura 4.2. Circuito promediado. Respuesta en frecuencia. 126

Figura 4.3. Comparativa de la respuesta en frecuencia de la ganancia y fase obtenida del PSIM y de la función de transferencia teórica $G_{vd}(s)$ 127

Figura 4.4. Esquema lazo de control en modo tensión. 128

Figura .4.5. Diagrama de bloques. Control de tensión de salida..... 129

Figura 4.6. Circuito SEPIC con algoritmo de voltaje constante..... 130

Figura 4.7. Circuito comparador aplicado al método de voltaje constante. ... 130

Figura 4.8. Circuito aplicado en el método P&O hecho en PSIM..... 132

Figura 4.9. Algoritmo de control P&O..... 133

Figura 4.10. Gráficos de potencia y derivada de la potencia con respecto a la tensión de los módulos fotovoltaico. 134

Figura 4.11. Implementación del método de conductancia incremental diseñada en PSIM..... 136

Figura 5.1. Resultados del sistema seguidor de voltaje sin perturbación de temperatura..... 140

Figura 5.2. Resultados del sistema seguidor de voltaje con perturbación de temperatura..... 141

Figura 5.3. Resultados del sistema P&O sin perturbación de temperatura.. 142





Figura 5.4. Resultados del sistema P&O con perturbación de temperatura..	143
Figura 5.5. Resultados del sistema con algoritmo de conductancia incremental sin perturbación de temperatura.....	145
Figura 5.6. Resultados del sistema con algoritmo de conductancia incremental con perturbación de temperatura.....	146
Figura 5.7. Resultados comparativos de los tres tipo de algoritmos MPPT. .	147



Indicé de Tablas

Tabla 2.1. Valores típicos de los coeficientes de temperatura para células de silicio cristalino.	46
Tabla 2.2. Posibles ecuaciones características (de mayor a menor complejidad) y su correspondiente esquema eléctrico, para la característica I-V del generador FV.....	49



CAPITULO 1

1. DESCRIPCION DEL PROYECTO

Comparación de algoritmos MPPT aplicados a un conversor SEPIC en sistemas fotovoltaicos





1. DESCRIPCION DEL PROYECTO

1.1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Los combustibles fósiles han sido la fuente de energía empleada durante la primera y segunda Revolución industrial, pero en la actualidad presentan fundamentalmente dos problemas: por un lado son recursos finitos, y se prevé el agotamiento de las reservas, especialmente de petróleo; en plazos más o menos cercanos, en función de los distintos estudios publicados. Por otra parte, la quema de estos combustibles libera a la atmosfera grandes cantidades de CO₂, que ha sido acusado de ser la causa principal del calentamiento global. Por estos motivos, se estudian distintas opciones para sustituir la quema de combustibles fósiles por otras fuentes de energía carentes de estos problemas.

La energía solar puede ser transformada en electricidad mediante el empleo de celdas solares o fotovoltaicas. Este concepto es una opción para la problemática energética en el mundo. Hay que valorar que la energía solar es considerada como energía limpia, por lo que no genera contaminación al medio ambiente.

Los sistemas fotovoltaicos, dependen de la incidencia solar a la que están expuestos por que éste debe ser capaz de generar la cantidad de energía que la carga necesita. La variación de curva de potencia entregada por el sistema fotovoltaico depende directamente de la cantidad de luz que incida., por lo cual los días nublados son un gran problema cuando se dimensionan



los sistemas. Una solución que se presenta ante este tipo de dificultades de los sistemas fotovoltaicos consiste en mantener la eficiencia entregada en su máximo punto. Esto es posible conseguirlo empleando algoritmos que mejoren el rendimiento del sistema bien sea en el arreglo de paneles con sistemas de autoposicionamiento, conmutación entre paneles y banco de baterías, y el inversor.

1.2. JUSTIFICACIÓN

La necesidad de mejorar la eficiencia de un sistema de energía solar fotovoltaica comercial es cada vez mayor, así como la disminución de su costo. Todo esto con el fin de hacer esta tecnología competitiva con las fuentes convencionales de energía. Los sistemas fotovoltaicos comerciales, presentan baja eficiencia, debido a los diversos factores ambientales como lo son cambios de radiación, nubosidad, temperatura, por ende se plantean sistema de control los cuales son capaces de extraer la máxima potencia dada por los sistemas fotovoltaicos.

Una forma de mejorar la generación de paneles fotovoltaica (PV), es el uso de técnicas que tienden a que los módulos funcionan siempre en su capacidad de producción máxima, teniendo en cuenta las condiciones ambientales del lugar en el que se instalaron. Las técnicas que garanticen estas condiciones de funcionamiento son técnicas llamadas MPPT.

Por ende se estudian estas diferentes técnicas de control MPPT para compararlas, mirar su eficiencia, y postular mejoras para estos algoritmos de





control, contribuyendo así a mejorar la relación costo/beneficio de estos sistemas fotovoltaicos. Contribuyendo la inserción de esta tecnología de generación de energía en nuestro país.

1.3. OBJETIVOS

1.3.1. Objetivo General

Desarrollar un sistema en base a un convertor SEPIC, el cual permita comparar las diferentes técnicas de control MPPT, para analizar su funcionamiento, comportamiento y su eficiencia en un sistema solar.

1.3.2. Objetivos Específicos

- Determinar las diferentes técnicas de control MPPT para sistemas fotovoltaicos.
- Modelar el convertidor SEPIC.
- Diseñar el sistemas de control MPPT
- Analizar las diferentes técnicas de control MPPT.
- Evaluar el sistema de control, con los diferentes algoritmos MPPT.



1.4. Estructura del documento.

El presente trabajo se encuentra dividido en 5 capítulos, tal como se describe a continuación:

En el capítulo 1 se presenta la descripción del proyecto, se definen los objetivos y la justificación del desarrollo de esta tesis.

El capítulo 2 contiene el marco teórico sobre la energía solar fotovoltaica y sistemas de control MPPT.

En el capítulo 3 se estudia el diseño del convertidor SEPIC, para aplicaciones fotovoltaicas.

En el capítulo 4 se realizan las simulaciones de algoritmos MPPT, además se hacen comparaciones graficas de los diferentes algoritmos empleados.

El capítulo 5 estudia los diferentes resultados arrojados por los algoritmos de control simulados, e implementados.

Finalmente se presentan las conclusiones acerca del proyecto realizado.

En el apéndice encontramos códigos de matlab y planos del circuito de control.



CAPITULO 2

2. MARCO TEORICO SOBRE LA ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA Y SISTEMAS DE CONTROL MPPT





RESUMEN

Este capítulo, presenta el panorama sobre la energía solar fotovoltaica en el mundo, y luego nos adentraremos en los sistemas solares fotovoltaicos, su composición, y funcionamiento de los diferentes elementos que lo conforman, teniendo en cuenta los métodos MPPT para optimizar la captura de la energía solar y transformarla en eléctrica.

DQS is member of:



2.1. INTRODUCCION.

Las energías renovables han ido incrementando paulatinamente su tasa de mercado, con un crecimiento rápido y sostenido desde 2006 hasta 2011. Se estima que a finales de 2011 los 5360GW de capacidad instalada con energías renovables constituían un 25% de la capacidad global de generación, suministrando un 20.3% de la electricidad global [1]. La energía solar fotovoltaica ha crecido de una manera más rápida que otras fuentes de energías renovables durante este periodo, con una tasa media de crecimiento del 58% anual.

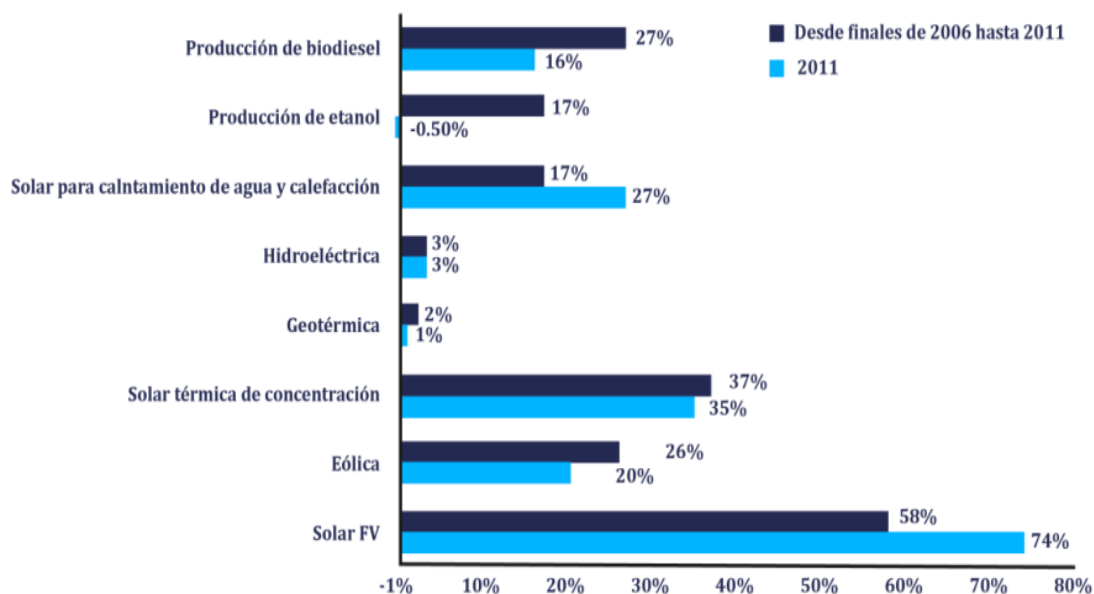


Figura 2.1. Tasa de crecimiento anual de las energías renovables.

Fuente: REN21. Renewables 2012. Global Status Report.



Le siguen la energía solar térmica de concentración, con un crecimiento de casi el 37%, y la energía eólica con un aumento del 26%.(ver figura 2.1).

En términos de capacidad total instalada, la fotovoltaica ocupa el tercer lugar entre las fuentes de energías renovables, tras la hidroeléctrica y energía eólica.

El espectacular crecimiento de la potencia fotovoltaica instalada en los últimos años ha superado todas las previsiones, incluso las más optimistas, demostrando el potencial de esta tecnología como fuente de energía en todo el mundo. El examen de los gráficos de evolución de la capacidad instalada anualmente y acumulada (presentados en las figuras 2.1 y 2.2) resulta sorprendente, por el continuo crecimiento experimentado. Si bien en algunos años y debido a fluctuaciones en el mercado y a las variaciones en las condiciones de las tarifas del régimen especial para este tipo de tecnologías, el crecimiento ha sido extraordinario y quizás anormalmente elevado, la estabilización producida a continuación, y el crecimiento posterior auguran la continuidad en la expansión del mercado. Ha de mencionarse, así mismo, que la mayor parte de la potencia instalada corresponde a instalaciones conectadas a red, contando con un 98% de la capacidad global, aunque hay un interés reciente en las instalaciones aisladas y sistemas de pequeña escala principalmente en áreas remotas de difícil acceso y en países en vías de desarrollo.

Evolución de la capacidad mundial acumulada

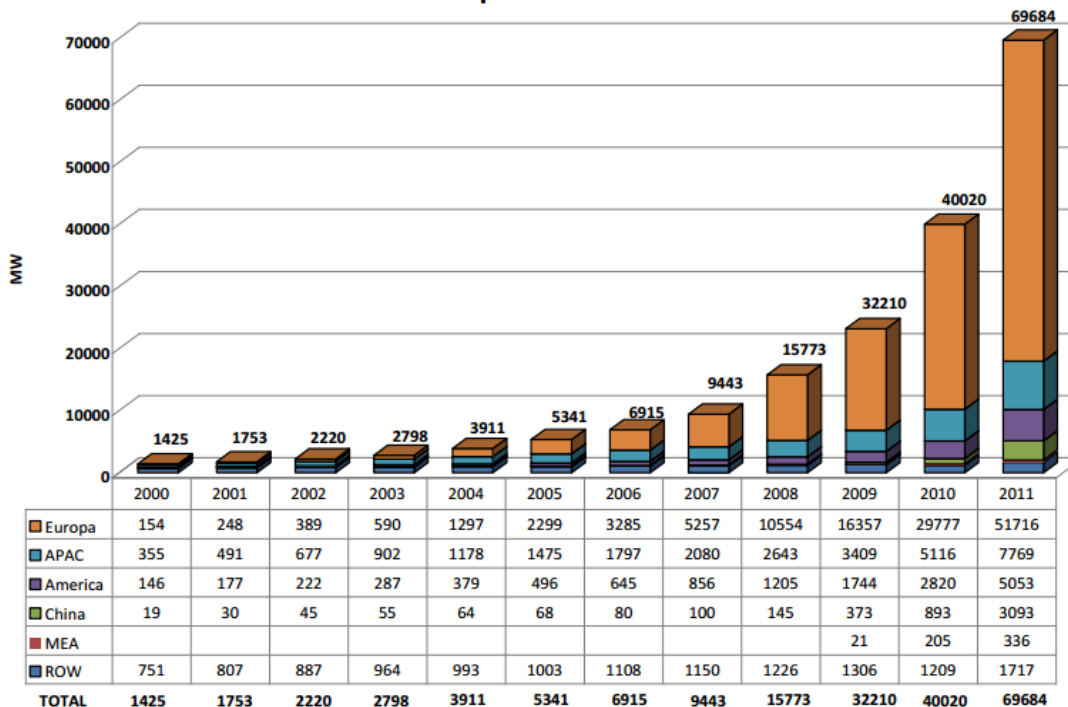


Figura 2.2. Evolución de la capacidad mundial acumulada desde el año 2000 hasta 2011. APAC: Asia y Pacífico, MEA: Medio Este y África, ROW: Resto del Mundo. Fuente: EPIA. Global Market Outlook for photovoltaics until 2016.

Evolución de las instalaciones anuales (MW)

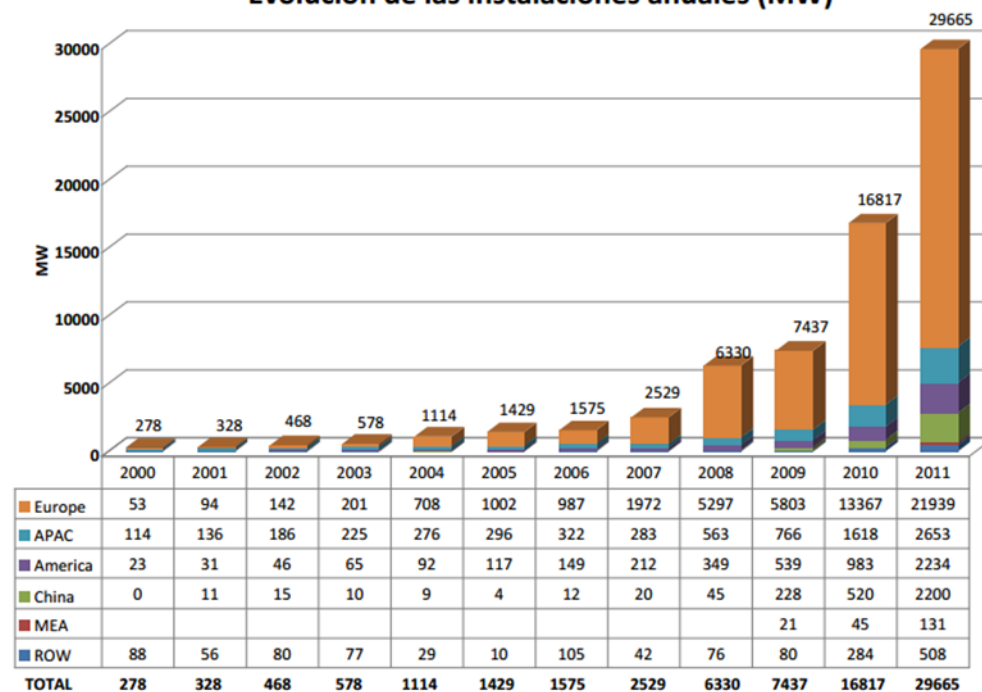


Figura 2.3. Evolución de la potencia instalada anualmente desde el año 2000 hasta 2011. APAC: Asia y Pacífico, MEA: Medio Este y África, ROW: Resto del Mundo. Fuente: EPIA. Global Market Outlook for photovoltaics until 2016.

El despliegue tecnológico que hizo posible el desarrollo de esta fuente energética fue posible por la confluencia de varios factores: por un lado la madurez tecnológica de todos los componentes del sistema, unida al



crecimiento de la capacidad global de fabricación, a los programas de fomento de algunos países, especialmente europeos, y a otros factores coyunturales como el elevado precio del petróleo y la facilidad para conseguir financiación para este tipo de tecnología. Aunque se esperaba cierta ralentización, la inclusión de mercados emergentes fuera de Europa, con el incremento de países que superan el MW instalado, hace prever que este crecimiento continuará por la expansión de estos mercados hasta que finalmente se llegue a la paridad con la red eléctrica, es decir, el momento en que esta fuente de energía compita con el resto de las energías en el mercado eléctrico.

Resulta interesante así mismo comprobar la evolución de la fabricación de células solares en el mundo, junto con su distribución geográfica, que se presenta en la figura 2.4. El rápido crecimiento hizo que se desarrollaran nuevos mercados, hasta el punto que según los datos de 2011, hay una dominancia del mercado asiático en cuanto a la fabricación de células, especialmente de China. Si en 2006 los principales productores de células eran Japón, con un 37% del total, y Europa con un 28%, en 2008 China ya producía un 32.7 % (una de cada tres células), y en 2011 llegaba al 57% [2].

Finalmente, en esta rápida visión de la evolución del mercado mundial no podemos dejar de mostrar los gráficos evolutivos tecnologías de célula (los fundamentos de cada tecnología serán explicados en capítulos posteriores dentro de este módulo). Tradicionalmente la tecnología de silicio cristalino ha sido, y sigue siendo, la tecnología dominante en cuanto a fabricación de módulos.



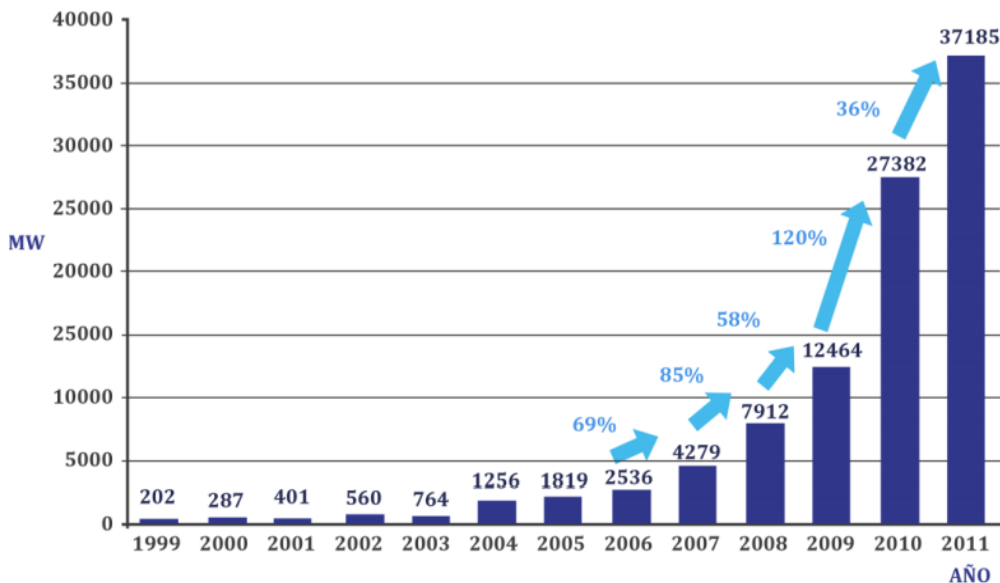


Figura 2.4. Evolución de la producción mundial de células solares y distribución geográfica de la producción en el año 2011. Fuente: Photon International, Marzo 2012.

Sin embargo, en la actualidad existen otros mercados, sobre todo de diversas tecnologías de lámina delgada, que han alcanzado así mismo su madurez tecnológica y van aumentando poco a poco su cota de mercado. Entre ellos destacan los módulos con células de TeCd, que llegaron a un 9% del mercado total en 2009, con una empresa fabricante de esta tecnología en el puesto nº 1 en producción mundial durante algunos años, los módulos con células de seleniuro de cobre e indio (CIS), las tecnologías de híbridas de silicio amorfo y microamorfo, etc. La figura 2.5 nos muestra esta evolución.

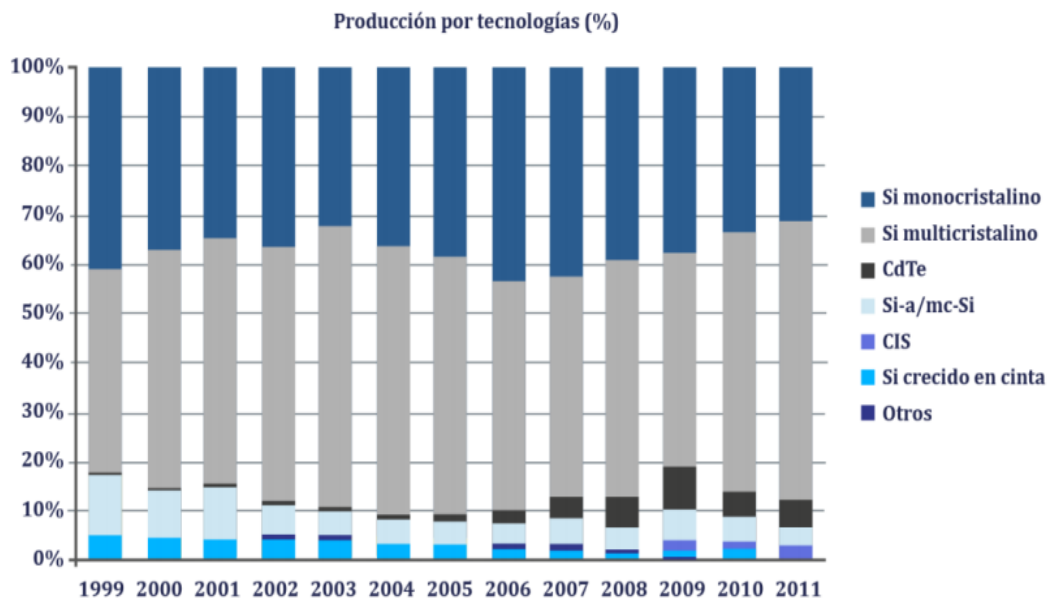


Figura 2.5. Reparto del mercado fotovoltaico por tecnología de células.

Fuente: Photon International, Marzo 2012.

2.1.1. POSIBILIDADES EN LATINOAMÉRICA Y CARIBE.

El intenso desarrollo experimentado por la energía solar fotovoltaica en Europa y otras regiones podría ser extrapolado hacia Latinoamérica y Caribe en los próximos años, ya que estos países tienen unas condiciones muy ventajosas para la aplicación de este tipo de fuente energética. El potencial FV en estas zonas es enorme, debido a que la mayoría disponen de más cantidad de radiación solar que los países europeos, que son los que por el momento cuentan con más capacidad instalada, encontrándose dentro de lo que se ha denominado el “cinturón solar” [3], área del planeta con mayor cantidad de radiación solar. Si se evalúa la irradiación media de los países



del sur de Europa (considerando como tales Malta, Chipre, Grecia, Italia, España y Portugal), se obtendría un valor aproximado [4] de 1826 kWh/m² por año. Pues bien, la mayoría de los países a los que va dirigido este curso estarían por encima de 1900 kWh/m², y muchos de ellos por encima de 2000 e incluso algunos superan los 2100 kWh/m². Hay que tener en cuenta que estos datos son aproximados, calculados como la irradiación anual en la capital del país. En el apartado de radiación solar se mostrará una explicación más detallada de todos los conceptos relacionados con este tema en referencia a las aplicaciones fotovoltaicas, mostrándose mapas mundiales representativos.

Además de la disposición de luz solar, los continuos avances en todos los componentes de esta tecnología han hecho que el coste de los sistemas FV vaya decreciendo a través de los años. Es de esperar que este decrecimiento continúe hasta un 40% en 2015 y cerca del 60% en 2020 según los analistas [4].

El potencial de Latinoamérica y Caribe como escenario próximo para la implantación de la energía FV a mayor escala fomentó la realización de varios estudios que tenían como objetivo evaluar el potencial FV en estos países y el atractivo como inversión [4]. Aunque las cifras pueden variar, e históricamente las previsiones en cuanto a potencia FV han sido siempre superadas con creces, los mencionados informes apuntan hacia una potencia instalada de 56MW, con un potencial FV para 2020 de 13 GW y para 2030 de 48GW si se produjera el escenario acelerado en Latinoamérica (el informe EPIA, distingue entre tres escenarios, el escenario base, el acelerado, y el que supondría un cambio de paradigma). Así mismo, se





destacan por el momento como países con mayor cantidad de potencia FV instalada México, Perú, Chile, Argentina y Brasil.

2.2. EL EFECTO FOTOVOLTAICO.

2.2.1. La célula solar.

El fundamento de la conversión de la energía del sol en energía eléctrica radica en el Efecto Fotovoltaico, descubierto por Becquerel en 1839 al observar que ciertos materiales, al ser expuestos a la luz, eran capaces de producir una corriente eléctrica. Sin embargo, no fue hasta 1954 cuando se produjo la primera célula fotovoltaica con una eficiencia de conversión aceptable (Chapin, 1954, célula del 6%). En los años 1950-70 se iniciaron las investigaciones intensivas en esta área, especialmente para aplicaciones espaciales. El gran cambio se produjo a partir de los 70, motivado en parte por la primera la crisis energética internacional, que fomentó un intento de diversificación de las fuentes energéticas y promovió la investigación y desarrollo de la energía FV como fuente energética.

El elemento fundamental en la conversión FV es la CÉLULA SOLAR. En determinados materiales semiconductores, los fotones de la radiación solar son capaces de transmitir su energía a los electrones de valencia del semiconductor, haciendo posible la ruptura de sus enlaces de manera que estos quedan libres y puedan desplazarse en el material. La ausencia de un electrón por la ruptura de un enlace se denomina hueco, y también puede desplazarse a través del semiconductor. Por tanto las propiedades de



conducción eléctrica de un semiconductor se deben tanto al movimiento de los electrones como al movimiento de los huecos denominándose a ambos, de manera genérica, portadores de carga.

El movimiento de los electrones y huecos en direcciones opuestas genera una corriente eléctrica en el semiconductor, que sería aprovechable por un circuito externo. Con el fin de separar los huecos y electrones para que no se restablezca el enlace, se utiliza un campo eléctrico, que obliga a la circulación de ambas cargas en sentidos opuestos. Una célula solar no es más que un semiconductor preparado de manera que pueda extraerse la circulación de corriente en el mismo hacia un circuito externo. A continuación describiremos la estructura convencional de la célula solar, y las diferentes tecnologías existentes en la actualidad.

2.2.2 Estructura de la célula solar.

La estructura típica de la célula solar, junto con su principio de funcionamiento, se muestra en la figura 2.6. El material de base es el silicio, y el campo eléctrico se consigue introduciendo impurezas de manera controlada (dopando) con materiales que presenten exceso o defecto de electrones con respecto al silicio. Así, si en uno de los lados de la célula introducimos átomos donadores, es decir con exceso de electrones, como podría ser el fósforo, obtendríamos lo que se llama la capa n de la célula, es decir, una zona con densidad de electrones mayor. Si en el otro lado introducimos átomos aceptadores, es decir, con defecto de electrones como podría ser el boro, obtendríamos una zona con densidad de huecos mayor





que el resto del dispositivo. La diferencia de concentraciones entre electrones y huecos crea un campo eléctrico, y el conjunto así formado se denomina unión p-n. La mayoría de las células solares están formadas a partir de una unión p-n, a la que se añaden unos contactos metálicos para poder extraer la corriente hacia el exterior. El resto de elementos que aparecen en la figura 2.6 son:

- Capa antirreflexiva (AR). Se diseña con objeto de reducir las pérdidas por reflexión superficial, con una reflectancia mínima a cierta longitud de onda.
- Malla de metalización. Se prepara de manera que permita la colección adecuada de electrones introduciendo una resistencia mínima, y además teniendo en cuenta que debe permitir el mayor paso posible de luz hacia el interior del dispositivo. La estructura más empleada es la que se muestra en el dibujo, en forma de peine.
- Las capas activas del semiconductor, el emisor o capa n, y la base o capa p. como puede observarse el grosor del emisor es mucho menor que el de la base. El grosor de las células solares ha ido disminuyendo con el tiempo, pero pueden considerarse valores típicos espesores de células entre 250 y 350 μm .
- El contacto metálico posterior, que normalmente se realiza en toda la superficie de la célula.

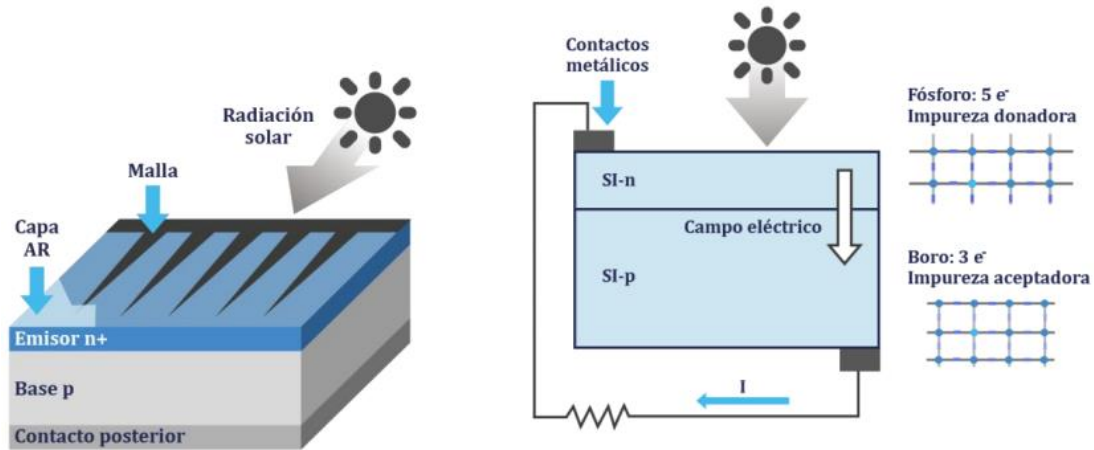


Figura 2.6. Estructura típica de la célula solar (izquierda) y principio de funcionamiento (derecha).

2.2.3 Principio de funcionamiento.

Cuando la luz solar incide sobre la superficie de la célula, si esta se encuentra conectada a una carga como se muestra en la parte derecha de la figura 2.7, se producirá una diferencia de potencial en dicha carga, y por tanto una circulación de corriente desde el terminal positivo hasta el terminal negativo de la célula. No todos los fotones de la radiación solar son capaces de generar pares electrón-hueco, sólo lo hacen aquellos que tienen una energía igual o superior al gap E_g de energía del material (ancho de la banda prohibida). Este valor es típico y característico de cada material semiconductor. Resumiendo, los fenómenos que ocurren son:



- Los fotones con energía igual o superior a E_g pueden ser absorbidos y producir pares electrón-hueco que, a su vez, pueden actuar como portadores de corriente [5].
- El campo eléctrico separa los portadores antes de que se vuelvan a recombinar, causando la circulación de corriente que suministra energía a la carga.
- Se producen fenómenos de inyección y recombinación de pares electrón-hueco, causando así las pérdidas de recombinación en la célula FV.

Teniendo esto en cuenta, la corriente generada por la célula solar sería la diferencia entre la corriente fotogenerada I_L , debida a la generación de portadores producida por la iluminación, y lo que se llama corriente de diodo I_D o de oscuridad, debida a la recombinación de portadores producida por el voltaje externo.

$$I = I_L - I_D(V) \quad (\text{Ecu. 1})$$

Desarrollando el término de la corriente de oscuridad según la teoría de Shockley, la ecuación (1) quedaría como:

$$I = I_L - I_0 \exp\left(\frac{V}{mV_t}\right) \quad (\text{Ecu. 2})$$

donde I_0 es la corriente inversa de saturación del diodo, V_t es el voltaje térmico ($V_t = kT/e$ siendo k la constante de Boltzman, T la temperatura en grados Kelvin y e la carga del electrón) y m el factor de idealidad del diodo. De acuerdo con la teoría de Shockley, que supone que la recombinación se produce principalmente por difusión de minoritarios, m debería tener un valor



igual a 1. Pronto se observó que muchos diodos de silicio solares tenían un valor de $m > 1$ que no concordaba con la teoría de la difusión. El uso de un parámetro m , ajustable a cada caso particular, trata de integrar, en un modelo simple, las desviaciones respecto al caso ideal.

Esta ecuación sería la que correspondería al dispositivo ideal, aplicable tanto para células como para módulos. Sin embargo, existen unos efectos, denominados extrínsecos que la modifican. Estos son las caídas de voltaje asociadas al movimiento de portadores desde el lugar en que se generan hasta los contactos (emisor, base, malla metálica, superficie de contacto, etc.), materializados mediante una resistencia serie externa R_s , y las corrientes de fuga que pueden afectar a la característica, materializados mediante una resistencia paralelo R_{sh} . En el apartado “la ecuación característica” se muestran varias posibilidades distintas a la ecuación (2) para representar la característica I-V de un dispositivo FV, teniendo en cuenta estos efectos.

2.2.4 Parámetros característicos de la célula solar.

El descriptor fundamental de la célula solar es su característica corriente tensión I-V, que representa todas las posibles combinaciones de corriente y voltaje que pueden obtenerse de una célula en unas condiciones determinadas (más adelante veremos cuáles son los principales factores que afectan a la característica I-V). La figura 2.7 presenta un ejemplo de una curva i-V típica de una célula fotovoltaica.



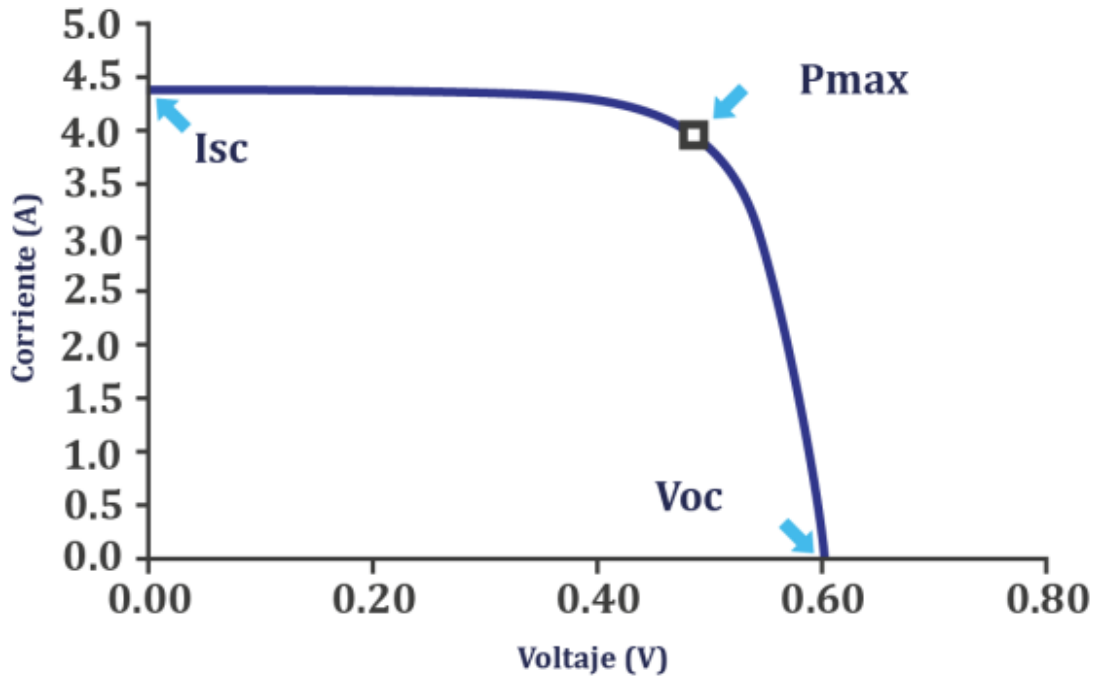


Figura 2.7. Curva característica típica I-V de una célula fotovoltaica.

Los principales elementos que se desprenden de la característica I-V son:

- Corriente de cortocircuito (I_{cc} notación española, I_{sc} notación internacional): Es la máxima corriente que producirá el dispositivo bajo unas condiciones definidas de iluminación y temperatura, correspondientes a un voltaje igual a cero.
- Voltaje de circuito abierto (V_{ca} notación española, V_{oc} notación internacional): Es el máximo voltaje del dispositivo bajo unas condiciones determinadas de iluminación y temperatura, correspondientes a una corriente igual a cero.



- Potencia máxima (P_{max}): Es la máxima potencia que producirá el dispositivo en unas condiciones determinadas de iluminación y temperatura, correspondiente al par máximo V_{xl} .
- Corriente en el punto de máxima potencia (I_{max}): Es el valor de la corriente para P_{max} en unas condiciones determinadas de iluminación y temperatura.
- Voltaje en el punto de máxima potencia (V_{max}): Es el valor de voltaje para P_{max} en unas condiciones determinadas de iluminación y temperatura.
- Factor de llenado o fill factor (FF): Es el valor correspondiente al cociente entre P_{max} y el producto $I_{sc} \times V_{oc}$. Puede venir expresado en tanto por ciento o tanto por 1, siendo el valor 100% el que correspondería a un hipotético perfil de curva cuadrado, no real. Nos da una idea de la calidad del dispositivo fotovoltaico, siendo éste tanto mejor cuánto más alto sea su factor de llenado.
- Eficiencia μ : Es el cociente entre la potencia que puede entregar la célula y la potencia de la radiación solar que incide sobre ella P_L .

$$\eta(\%) = \frac{P_{max}}{P_L} \quad (\text{Ecu. 3})$$

2.2.5 Tipos de células fotovoltaicas.

Existen diversos tipos de células fotovoltaicas, en función del material del que están fabricadas o la estructura de la célula. Podemos distinguir:





- Células de Si monocristalino (Si-m). Las células son crecidas a partir de un único cristal, de manera que todo el material forma parte de la misma red cristalina.
- Células de Si Policristalinas (Si-p) y/o multicristalino. La estructura está formada por multitud de monocristales, con orientaciones cristalográficas aleatorias. En ocasiones se distingue entre células policristalinas y multicristalinas en función del tamaño de los cristales, denominándose policristalinas aquellas con cristales más pequeños, en el rango entre $1\mu\text{m}$ y 1mm , y multicristalinas a aquellas que tienen tamaños de cristales más grandes (varios milímetros).
- Células de Si Amorfo (Si-a). Aquí, las posiciones, distancias interatómicas y direcciones de los enlaces presentan dispersión con respecto a las de la estructura cristalina ordenada. El proceso de fabricación es más sencillo, pero el rendimiento del dispositivo es menor. El espesor de la célula es menor, por lo que entran dentro de la categoría de células de lámina delgada.
- Células de materiales híbridos. Se denomina células de heterounión, y consisten en varias capas de materiales monocristalinos sobre las que se deposita un segundo material que puede ser de estructura poli (o micro) cristalina o amorfa.
- Células compuestos binarios. La célula está constituida por un compuesto binario, como puede ser el GaAs, CdTe, InP, etc.
- Células de compuestos ternarios. Las más utilizadas son CuInSe_2 , CuInSs AlAsGa .



Figura 2.8. Esquema de la estructura atómica de un material monocristalino, policristalino y amorfo.

Dentro de las dos últimas categorías están lo que se denomina células de compuestos III-V, por estar compuestas de materiales de las columnas III y V de la tabla periódica. Éstas son las células más eficientes del mercado, y normalmente se utilizan para sistemas de alta concentración.

2.3. EL GENERADOR FOTOVOLTAICO Y ASOCIACIONES.

Se entiende por generador fotovoltaico el conjunto de módulos fotovoltaicos que proporcionan la energía a una instalación. En este apartado comenzaremos con la descripción de la estructura básica del módulo FV, su curva característica y los factores que influyen en la misma. Continuaremos con las particularidades a tener en cuenta al asociar varias células o módulos entre sí, y finalmente daremos una breve visión de los sistemas de concentración.



El módulo fotovoltaico consiste en la conexión eléctrica de células FV en serie-paralelo hasta obtener los valores de tensión y corriente deseados. El conjunto así definido es encapsulado de forma que quede protegido de los agentes atmosféricos que le puedan afectar cuando esté trabajando en la intemperie, dándole a la vez rigidez mecánica y aislándolo eléctricamente del exterior. Los primeros módulos fotovoltaicos que se utilizaron en aplicaciones autónomas de pequeña potencia solían estar constituidos por 33 ó 36 células de silicio monocristalino o policristalino, asociadas en serie. En la actualidad, con la amplia gama de instalaciones fotovoltaicas existentes y el incremento de nuevas aplicaciones como la integración de sistemas fotovoltaicos en edificios, el tamaño y características de los módulos presenta una gran variación.

La estructura más convencional del módulo fotovoltaico es la que se esquematiza en la figura 2.9, que presenta la sección transversal de un módulo en la que se observan los siguientes elementos:

- Cubierta frontal: Ha de poseer una elevada transmisión en el rango de longitudes de onda que pueden ser aprovechadas por una células solar fotovoltaica (350 a 1200 nm en el caso de células de silicio), y una baja reflexión de la superficie frontal, para aprovechar al máximo la energía solar incidente. Además, el material ha de ser impermeable al agua, deberá tener una buena resistencia al impacto, deberá se estable a la exposición prolongada de rayos UV y contará con una baja resistividad térmica. Si se diera el caso de que penetrara agua en el interior del módulo, ésta corroería los contactos metálicos contribuyendo a reducir drásticamente la vida útil del módulo. En la





mayoría de los módulos la superficie frontal se utiliza para dar rigidez y dureza mecánica al mismo. Entre los materiales para la superficie frontal más empleados podemos encontrar acrílicos, polímeros y cristal. El más empleado suele ser el cristal templado con bajo contenido en hierro por sus características de bajo coste, elevada transparencia y estabilidad, impermeabilidad al agua y los gases y buenas propiedades de auto-limpiado.

- Encapsulante: Se utiliza para dar adhesión entre las células solares, la superficie frontal y la posterior del módulo. Deberá ser impermeable al agua y resistente a la fatiga térmica y la abrasión. El más utilizado es el EVA (etilen-vinil-acetato).
- Cubierta posterior: Debe ser impermeable y con baja resistencia térmica. Normalmente se utiliza una película de Tedlar adosada en toda la superficie del módulo, aunque también existen modelos que emplean una nueva capa de Tedlar y un segundo vidrio.
- Células solares y sus conectores: las cintas de interconexión eléctrica suelen ser de aluminio o acero inoxidable, y se sueldan de forma redundante, con dos conductores paralelos para aumentar la colección de portadores en ambas caras de la célula.



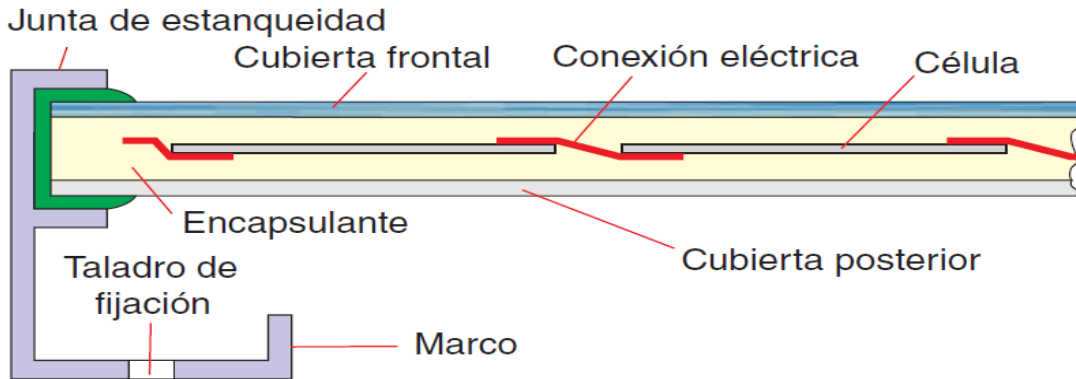


Figura 2.9. Sección transversal de la configuración convencional de un módulo fotovoltaico.

A continuación se muestran imágenes de diversas tecnologías de módulo.



Figura 2.10a. Imágenes de distintos tipos de módulos fotovoltaicos.



Figura 2.10b. Imágenes de distintos tipos de módulos fotovoltaicos.

2.3.1. La curva característica del módulo fotovoltaico.

Como hemos mencionado un módulo FV es una asociación serie-paralelo de células FV. Su curva característica será pues la equivalente a la mostrada en la figura 2.7, pero con los parámetros definidos para el módulo. La figura 2.11 presenta varias posibilidades de combinaciones para una asociación de 36 células FV: una asociación puramente en serie de las 36 células (36s), una asociación de 18 células en serie, conectada en paralelo con otras 18 (18s x 2p) o una asociación de 12 células en serie, en paralelo con otras dos ramas de 12 (12s por 3p). Puede observarse como al ser el mismo número de células, la potencia obtenida es la misma, y lo que varía es la manera de combinarse los pares I-V, dando lugar a diferentes corrientes de cortocircuito y voltajes de circuito abierto en función de la combinación.

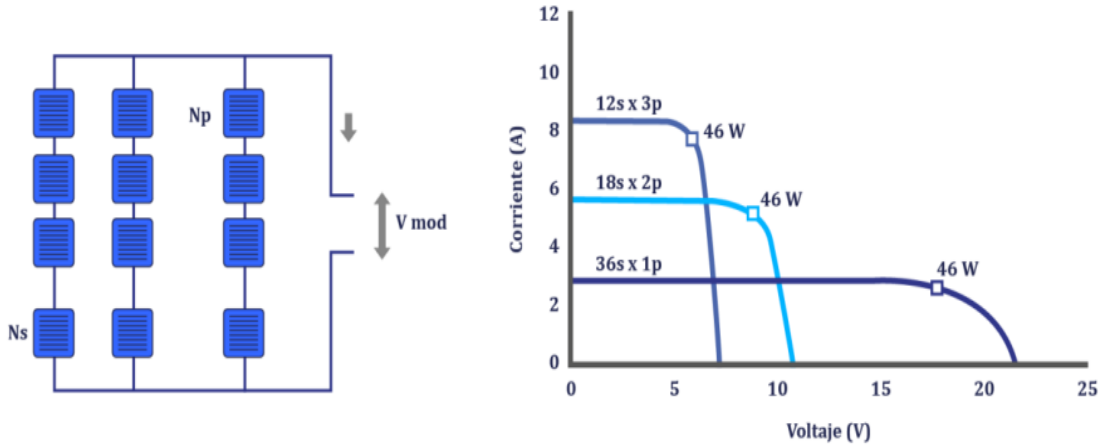


Figura 2.11. Esquema del conexionado en serie-paralelo de varias células fotovoltaicas (izquierda) y distintas curvas I-V obtenidas por la asociación de 36 células FV (derecha)

2.3.2. Factores que afectan a la característica I-V del generador FV.

Los principales factores que afectan a la característica I-V del generador fotovoltaico son la intensidad de iluminación (irradiancia) y la temperatura. La irradiancia afecta principalmente a la corriente, de manera que en primera aproximación se puede considerar que la corriente de cortocircuito es proporcional a la misma.

La temperatura tiene un efecto más destacado sobre la tensión y la potencia, de manera que al aumentar la temperatura estos disminuyen. La figura 2.12 presenta sendos ejemplos de variación de la irradiancia a temperatura constante, y variación de la temperatura a irradiancia constante.

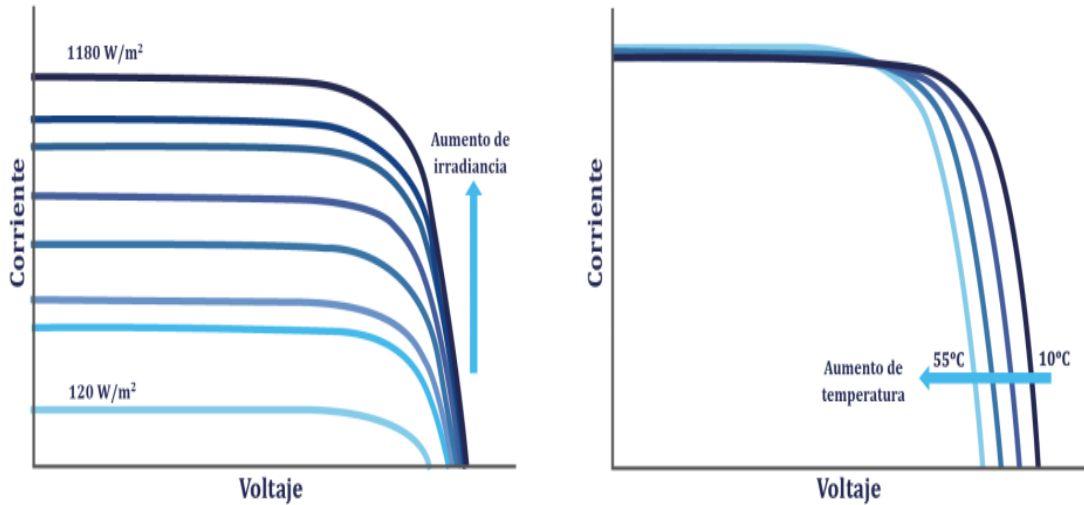


Figura 2.12. Influencia de las variaciones de irradiancia y temperatura en la característica I-V de un dispositivo fotovoltaico.

Existen unos coeficientes, característicos de cada módulo, que nos indican la manera en que los principales parámetros del módulo o célula varían con la temperatura. Estos son α , para expresar la variación de la corriente de cortocircuito con la temperatura, β para expresar la variación de la tensión de circuito abierto con la temperatura y γ para expresar la variación de la potencia máxima con T. Valores aproximados para células de silicio pueden tomarse como:

$\alpha = \frac{\delta I_{sc}}{\delta T} \approx +0.06\%$	$\beta = \frac{\delta V_{oc}}{\delta T} \approx -0.31\%$	$\gamma = \frac{\delta P_{max}}{\delta T} \approx -0.42\%$
---	--	--

Tabla 2.1. Valores típicos de los coeficientes de temperatura para células de silicio cristalino.



Hay que tener en cuenta que los valores de los coeficientes presentados en la tabla anterior son aproximados para dispositivos de silicio cristalino. Actualmente existe una gran variedad de tecnologías en el mercado, algunas de las cuales, como las de Si-a y otras tecnologías de lámina delgada, se caracterizan por tener unos coeficientes de temperaturas más bajos, y por lo tanto un mejor comportamiento comparativo a temperaturas altas, sin tener en cuenta el resto de los efectos.

Otros factores que afectan a la característica I-V.

Aunque son considerados de segundo orden, debemos mencionar otros factores que también afectan a la característica I-V, que son el efecto de la distribución angular y contenido espectral de la luz.

- Los valores nominales del módulo están medidos con un haz de luz perpendicular al mismo, sin embargo, cuando éste opera en condiciones reales la luz solar no incide perpendicularmente al módulo debido al movimiento continuo del sol, lo que hace que aumente las pérdidas por reflexión. Estas pérdidas se minimizan en el caso de los sistemas con seguimiento, en los que, dependiendo del tipo de seguimiento, puede llegar a tenerse incidencia perpendicular en todo momento.
- Dependiendo de la hora de medida y la época del año el espectro presenta pequeñas desviaciones respecto al espectro considerado estándar en la superficie terrestre, y estas variaciones producen fotocorrientes distintas según sea la respuesta espectral. Además, el sensor utilizado para medir la radiación solar puede tener una

respuesta espectral algo diferente a la del generador fotovoltaico que se quiere caracterizar. Existen normas internacionales que permiten calcular el error debido al desacoplo entre las respuestas espectrales de la muestra a medir y el dispositivo de referencia y el desacoplo entre el espectro medido y el espectro de referencia.

2.3.3. La ecuación característica.

Al describir la célula solar se presentó una ecuación característica, la ecuación (2), indicando que en dispositivos reales hay ciertos efectos extrínsecos que modifican esta ecuación. Estos se materializan en forma de una resistencia serie R_s y resistencia paralelo, R_{sh} , y producen modificaciones en la forma de la característica I-V. El efecto de la R_s y R_{sh} en la curva I-V puede apreciarse en la figura 2.13.

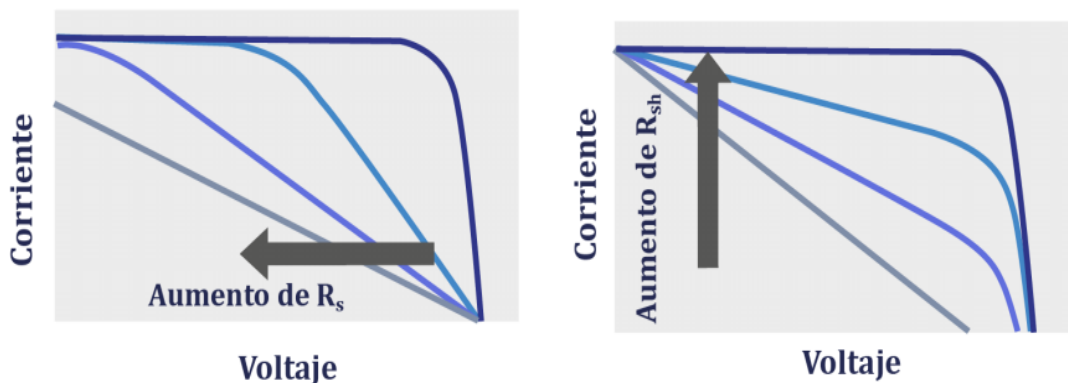


Figura 2.13. Efecto de un incremento de R_s (izquierda) y R_{sh} (derecha) en la característica I-V de un dispositivo FV.

Esto modificaría la ecuación característica (ecuación (2)), por introducción de los términos de R_s y R_{sh} . Además, a veces se utiliza un modelo de dos exponenciales con dos corrientes inversas de saturación de diodo I_{01} e I_{02} , y dos factores de idealidad del diodo, m_1 y m_2 . Teniendo todo ello en cuenta, a continuación se presentan las tres ecuaciones más empleadas para representar la curva i - V de los dispositivos FV, junto con los esquemas eléctricos correspondientes. El resto de los parámetros presentes en las ecuaciones (6), (7) y (8) fueron descritos al describir la ecuación (2):

	$I = I_l - I_{01} \left[\exp \left(\frac{V+IR_s}{m_1 V_t} \right) - 1 \right] - I_{02} \left[\exp \left(\frac{V+IR_s}{m_2 V_t} \right) - 1 \right] - \frac{V+IR_s}{R_{sh}} \quad (\text{Ecu. 6})$
	$I = I_l - I_0 \left[\exp \left(\frac{V+IR_s}{m V_t} \right) - 1 \right] - \frac{V+IR_s}{R_{sh}} \quad (\text{Ecu. 7})$
	$I = I_l - I_0 \left[\exp \left(\frac{V+IR_s}{m V_t} \right) - 1 \right] \quad (\text{Ecu. 8})$

Tabla 2.2. Posibles ecuaciones características (de mayor a menor complejidad) y su correspondiente esquema eléctrico, para la característica I - V del generador FV.



Dependiendo del tipo de dispositivo, la precisión requerida y/o la disponibilidad de los datos y procedimientos de cálculo, se podría emplear cualquiera de las tres ecuaciones presentadas en la tabla anterior para modelar la curva I-V del generador, sabiendo que la expresión es la más simplificada, pues no considera los efectos de R_s y R_{sh} , y la ecuación la más compleja, pero también la que requiere más parámetros de ajuste.

2.3.4 Condiciones de referencia para la característica I-V.

Dado que la curva característica del módulo fotovoltaico cambia con las condiciones ambientales, es necesario definir una serie de condiciones de operación para poder contrastar los valores de distintos fabricantes y extrapolar a partir de ellas a otras condiciones deseadas. Las condiciones más empleadas son:

Condiciones Estándar de Medida (CEM)

Son en las de uso más generalizado y universal, y vienen definidas por:

Irradiación	1000 W/m ²
Distribución espectral Incidencia Normal	AM 1.5G
Temperatura de la célula	25°C

Normalmente los parámetros característicos de los módulos o células incluidos en las hojas de especificaciones técnicas de los fabricantes vienen definidos en estas condiciones. Sin embargo la experiencia muestra que pocas veces los módulos fotovoltaicos alcanzan estas condiciones, ya que





con un nivel de irradiancia de 1000 W/m^2 que puede alcanzarse al mediodía, los módulos adquieren temperaturas de más de $25 \text{ }^\circ\text{C}$. Es por ello por lo que se definen además, otras condiciones que pretenden representar el comportamiento del módulo de manera más realista.

Condiciones Nominales de Operación (CNO)

Vienen definidas por:

Irradiancia	800 W/m^2
Temperatura	Temperatura de Operación Nominal de la Célula (TONC)
Velocidad del viento	1 m/s
Temperatura ambiente	20°C

Donde TONC es lo que se define como la temperatura nominal de operación de la célula, y representa la temperatura que alcanzarían las células solares para un nivel de irradiancia de 800 W/m^2 , temperatura ambiente de 20°C , velocidad del viento de 1 m/s e incidencia normal. El valor de la TONC también viene incluido en las hojas de características técnicas de los módulos, y puede tener valores típicos entre los 47 y los 51 °, aunque depende del tipo de tecnología del módulo (si es lámina delgada, Si-m o Si-p, etc.) y del tipo de encapsulado.

La normativa internacional [6] especifica la manera en que ha de calcularse esta temperatura, aunque suele ser información fácilmente accesible a través del fabricante. Dado que las condiciones nominales de operación hacen





referencia a la temperatura ambiente, y no a la temperatura del módulo, se hace necesaria una expresión que relacione ambas. Una expresión sencilla pero ampliamente utilizada es:

$$T_c = T_a + \frac{NOCT-20}{800} * G \quad (\text{Ecu. 6})$$

Dónde:

T_c es la temperatura de la célula o módulo.

T_a es la temperatura ambiente.

NOCT es la Temperatura de Operación Nominal de la Célula.

G es la irradiancia en W/m^2 .

2.4 LA EFICIENCIA DEL MÓDULO FOTOVOLTAICO.

Al hablar de la característica I-V de la célula FV se describió esta como el cociente entre la energía la obtenida del dispositivo y la energía incidente. Sin embargo, existen varias maneras de definir la eficiencia del generador fotovoltaico, dependiendo del área del mismo que se tenga en cuenta. Así, en los catálogos de fabricantes y en bibliografías de referencia podemos encontrar:





Eficiencia con respecto al área total:

Esta definición implica la relación entre la máxima potencia generada por el dispositivo y la cantidad de radiación solar incidente en el dispositivo completo. Por dispositivo completo se entiende el área total del módulo, incluyendo células, espacio intercelular, contactos y marco del mismo. Es la que se suele utilizar para módulos [7].

$$\eta_{AreaTotal} = \frac{P_{max}}{A_t * G_t} \quad (\text{Ecu. 9})$$

Donde $\eta_{\text{Áreatotal}}$ es la eficiencia con respecto al área total, P_{max} es la potencia máxima que puede generar el dispositivo, A_t es el área total del mismo y G_t es la radiación solar incidente total.

Eficiencia con respecto al área de célula:

Es una versión modificada de la anterior, en la que sólo se considera el área cubierta por células dentro del módulo ignorando el espacio entre células y el marco del módulo. De esta manera se evita el efecto de marcos muy grandes, que en realidad no afectan a la calidad de las células FV. La expresión sería la misma que la de la ecuación (9), sustituyendo el área total por el área de células A_c .

Eficiencia con respecto al área activa de célula:

Esta definición implica el cálculo de la eficiencia basada solamente en el área del dispositivo que está expuesta a la luz solar incidente. Las áreas sombreadas por los contactos o las rejillas de las células no estarían incluidas. Esta es la eficiencia que nos ofrece siempre un valor mayor, aunque normalmente sólo se utiliza para células individuales y en resultados de laboratorio, y no en dispositivos comerciales acabados. La figura 2.14 esquematiza la superficie que se tendría en cuenta para el cálculo de los tres tipos de eficiencias en una célula de referencia, preparada y encapsulada con los mismos materiales que el módulo convencional.

<p>Eficiencia con respecto al área total. Se considera toda el área señalada, incluido el marco y todo el espacio que no está cubierto por la célula activa.</p>	<p>Eficiencia con respecto al área de célula. Sólo se considera el área ocupada por la célula activa (zona rayada).</p>	<p>Eficiencia con respecto al área activa de célula. Se descuentan las áreas cubiertas por los contactos y las cintas.</p>

Figura 2.14. Comparación de las áreas que se tendrían en cuenta para el cálculo de la eficiencia con respecto al área total (izquierda), con respecto al área de célula (centro) y con respecto al área activa de célula (derecha).

2.5. COMPONENTES DE LOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS.

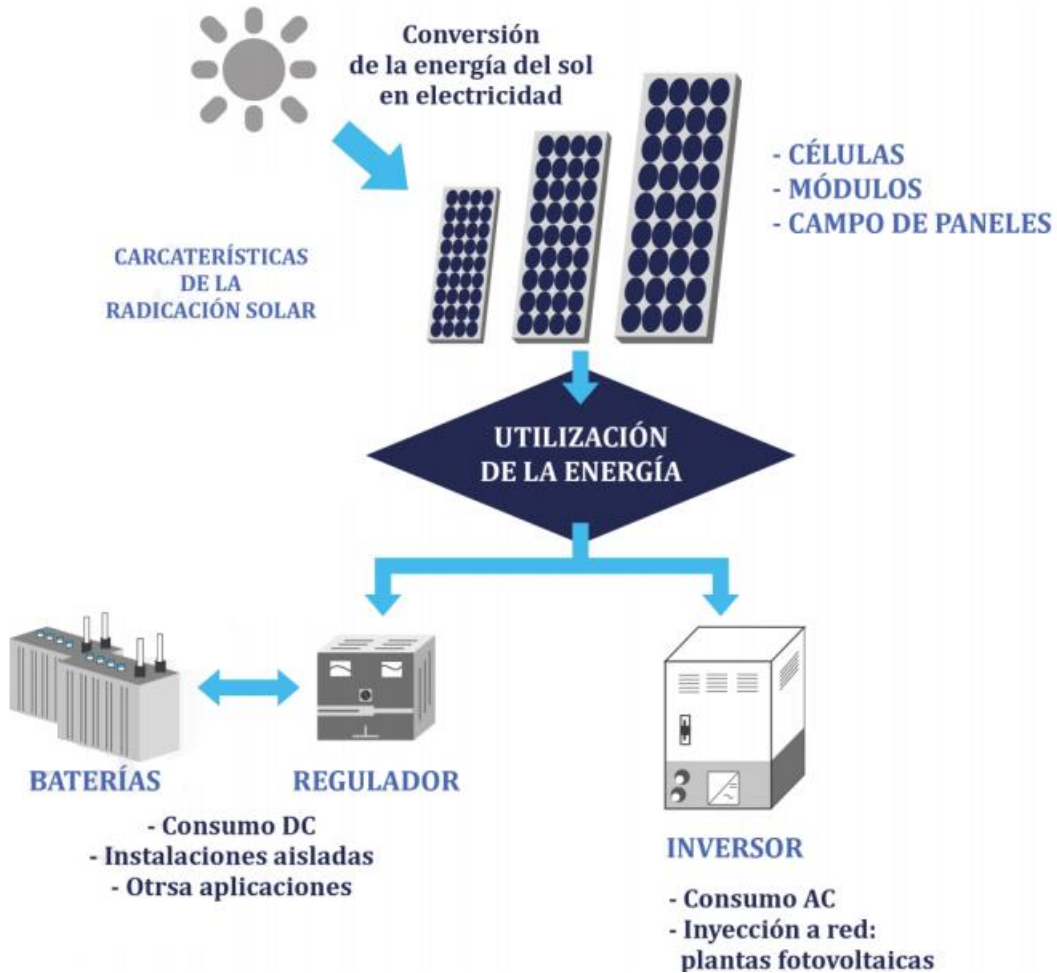


Figura 2.15. Sistema fotovoltaico autónomo.

2.5.1. Sistema de acumulación de energía.

Debido a la naturaleza variable de la radiación solar en ciclos diarios (día/noche, presencia de nubes) y anuales (diferente nivel de insolación



dependiente de la estación del año) muchas aplicaciones precisan incorporar un sistema de acumulación de la energía eléctrica generada por los paneles solares. De esta manera es posible utilizar la energía en el momento en que se precisa, que no tiene por qué coincidir necesariamente con el momento en que se produce.

El ejemplo más obvio es el de la iluminación: La energía eléctrica es generada cuando hay luz natural que usualmente coincide con el tiempo durante el cual no se precisa utilizar iluminación artificial. Por tanto la energía producida ha de ser almacenada para recurrir a la iluminación artificial cuando no existe iluminación solar natural y por tanto los paneles solares no están produciendo electricidad. En las aplicaciones descentralizadas de la energía solar fotovoltaica los sistemas de acumulación de energía utilizados con mayor frecuencia son las baterías de plomo-acido, la acumulación de agua en depósitos para su uso posterior y las baterías alcalinas de Ni-Cd o Ni-Fe.

Las características más deseables en un sistema de almacenamiento de energía para aplicaciones fotovoltaicas son un largo tiempo de vida, alto número de ciclados (carga-descarga), baja autodescarga, poca necesidad de mantenimiento, resistencia a periodos de baja carga, alta eficiencia de carga y bajo precio.



En este texto vamos a centrarnos en la descripción de las baterías de plomo ácido (Pb-ácido. figura 2.16) por ser el sistema de acumulación más utilizado en aplicaciones descentralizadas de la energía solar fotovoltaica (ESFV). Estas baterías están constituidas usualmente por grupos de vasos de 2 V que se asocian para obtener la tensión requerida. Son muy comunes las baterías que suministran directamente 12 V o 24 V. La temperatura de operación se sitúa entre -10°C y 50°C . La densidad energética de la baterías de Pb-ácido se sitúa entre 10 Wh/kg y 30 Wh/kg y el número de ciclados, es decir el número de veces que la batería puede ser cargada y descargada se sitúa entre 500 y 2000 veces. La capacidad de acumulación se sitúa entre 50 Ah y 12000 Ah.



Figura 2.16. A la izquierda batería Pb-acido para uso en instalación fotovoltaica. A la derecha batería de Pb-acido sin vaso ni electrólito.

Las ventajas de utilizar este tipo de baterías es que están disponibles comercialmente en cualquier lugar del mundo, a un precio relativamente bajo, que son fiables y funcionan en un amplio rango de temperaturas, con



un alto número de ciclados y bajo nivel de autodescarga. Sus desventajas son su elevado peso y problemas asociados a la operación con cargas de bajo valor, así como posibles problemas en caso de sobrecarga.

Las baterías de Pb-ácido están fabricadas con placas de metal que constituyen los electrodos (la parte positiva es óxido de Pb y el polo negativo es Pb), una disolución de ácido sulfúrico en agua denominada electrolito y el vaso que contiene los componentes citados. Durante la carga de la batería se produce una reacción química entre los electrodos y el electrolito, que se invierte durante la descarga, dependiendo de que a los electrolitos se conecte un generador o una carga eléctrica respectivamente. Durante la carga se genera ácido sulfúrico que se incorpora al electrolito aumentando su densidad mientras que en la descarga se produce el proceso inverso. Los procesos químicos que se producen durante la carga de la batería generan hidrogeno H₂ en el proceso denominado gasificación. Este gas es explosivo, lo cual ha de ser tenido en cuenta evitando que se produzcan acumulaciones de gas en el lugar donde se sitúen las baterías. Chispas o fuego cerca de las baterías pueden provocar explosiones. La densidad del electrolito varía con el estado de carga y con la temperatura. Como cifra orientativa la capacidad de la batería se ve reducida un 1 % por grado centígrado. Obviamente esto ha de ser tenido en cuenta en instalaciones fotovoltaicas situadas en ambientes fríos. Si se dispone de las hojas de características técnicas de la batería es posible estimar su estado de carga a partir de la tensión medida en sus bornes y de la densidad del electrolito [8].



A las baterías de Pb-ácido se las designa comercialmente por su capacidad en Ah o Wh a una cierta corriente de descarga, usualmente 10 A. La capacidad de una batería es la cantidad de energía eléctrica que puede ser extraída de la batería sin que la tensión en bornes de la batería caiga por debajo de cierto valor. Otro concepto básico es el de estado de carga de la batería (SOC) que se define como la cantidad de carga disponible en un momento dado dividida entre la cantidad de carga disponible cuando la batería está completamente cargada.

Cuando las baterías permanecen en un estado de baja carga durante largos periodos de tiempo se produce un fenómeno denominado sulfatación, en el cual se acumula sulfato de plomo en los bornes de la batería. Este proceso reduce la capacidad de la batería. Otro proceso que reduce la capacidad de la batería es la corrosión de las placas ya sea por un exceso de carga de la batería (sobrecarga) o por el uso normal de la batería durante largos periodos de tiempo. Al menos los estados de sobrecarga pueden ser evitados mediante una correcta gestión de la carga de las baterías. También afecta a la duración de las baterías la estratificación del electrolito, que consiste en la tendencia del ácido sulfúrico a depositarse en el fondo del vaso de la batería. El electrolito se hace más denso hacia el fondo de la batería y por tanto contiene menos carga en sus partes altas. Este proceso puede ser mitigado mediante un moderado gaseo (es decir que se produzca el hidrogeno que mencionamos arriba) que redistribuya el electrolito en todo el vaso.

Existen baterías de Pb-ácido fabricadas específicamente para usos fotovoltaicos. Sin embargo son más caras que las baterías de automóvil. Así,





en muchas instalaciones de países desarrollados se instalan baterías de automóvil. En esos casos es deseable que se instalen baterías de una capacidad mayor que la que correspondería por dimensionado. Este modo de proceder evitaría un bajo estado de carga en las baterías de automóvil que se traduciría en una drástica reducción de su tiempo de vida.

Las baterías de Ni-Cd son varias veces más caras que las de Pb-ácido y su uso está restringido a pequeñas aplicaciones en telecomunicaciones, teléfonos, señalización etc. de moderado consumo energético.

2.5.2. Reguladores de carga.

El propósito de los reguladores de carga es prevenir la sobrecarga o sobredescarga de la batería y por tanto la reducción del tiempo de vida de estas últimas. Los reguladores se sitúan entre generador y batería. El regulador de carga evita la sobredescarga de las baterías, desconectándolas de las cargas (lámparas refrigeradores etc.). Las posibilidades de diseño de los reguladores son infinitas, desde el más sencillo, constituido por una resistencia hasta sistemas que analizan en el tiempo los datos físicos y eléctricos de los diferentes componentes del sistema fotovoltaico (tensión y temperatura de la batería, estados de carga, corrientes de carga y descarga etc.) variando las condiciones de operación del sistema en base a algoritmos matemáticos. Obviamente el precio del regulador suele ir paralelo a sus prestaciones [9].





En la práctica algunos usuarios cortocircuitan las conexiones del regulador y la batería de manera que pueden seguir consumiendo energía desde las baterías, a pesar de que el regulador pueda haber interrumpido el suministro de energía a las cargas. Este modo de proceder, nada infrecuente en usuarios de instalaciones rurales, puede provocar la reducción del tiempo de vida de las baterías.

2.5.3. Inversores CC/CA.

Una de las dificultades con las que se encuentra la ESFV es que la mayoría de las cargas están diseñadas para trabajar en corriente alterna. La inmensa mayoría de las lámparas, refrigeradores, etc. han sido pensados para su uso en la red alterna convencional. El uso de cargas de CC que puedan ser conectadas directamente a una batería puede suponer un mayor coste económico o incluso una reducción de las prestaciones, debido a lo limitado del mercado de CC y/o a un deficiente diseño de las cargas [10].

Para utilizar cargas convencionales de corriente alterna los sistemas fotovoltaicos han de incorporar inversores CC/CA. Estos dispositivos transforman la corriente continua suministrada por la batería del sistema fotovoltaico (SF) en corriente alterna, adecuada para ser utilizada por cargas de CA (figura 2.17). Adicionalmente se utilizan inversores que permiten inyectar la energía eléctrica generada por dispositivos fotovoltaicos a la red eléctrica.

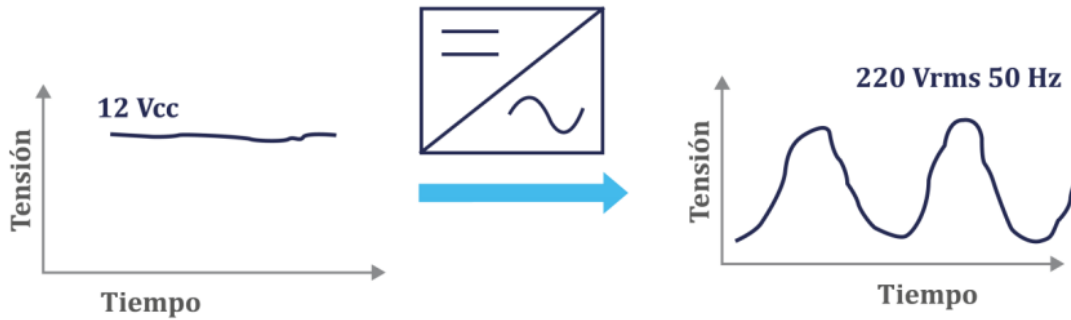


Figura 2.17. Esquema de la función de un inversor.

Los inversores de sistemas fotovoltaicos aislados pueden suministrar tensiones de salida de 110 V o 220 V dependiendo del tipo de carga utilizada. El inversor es también un seguidor de máxima potencia del panel solar, como será tratado en el siguiente apartado. En el mercado fotovoltaico es posible encontrar una amplia variedad de inversores, con tecnologías que suministran formas de onda alterna similares a las de la red convencional. Por supuesto también es posible encontrar inversores de mala calidad.

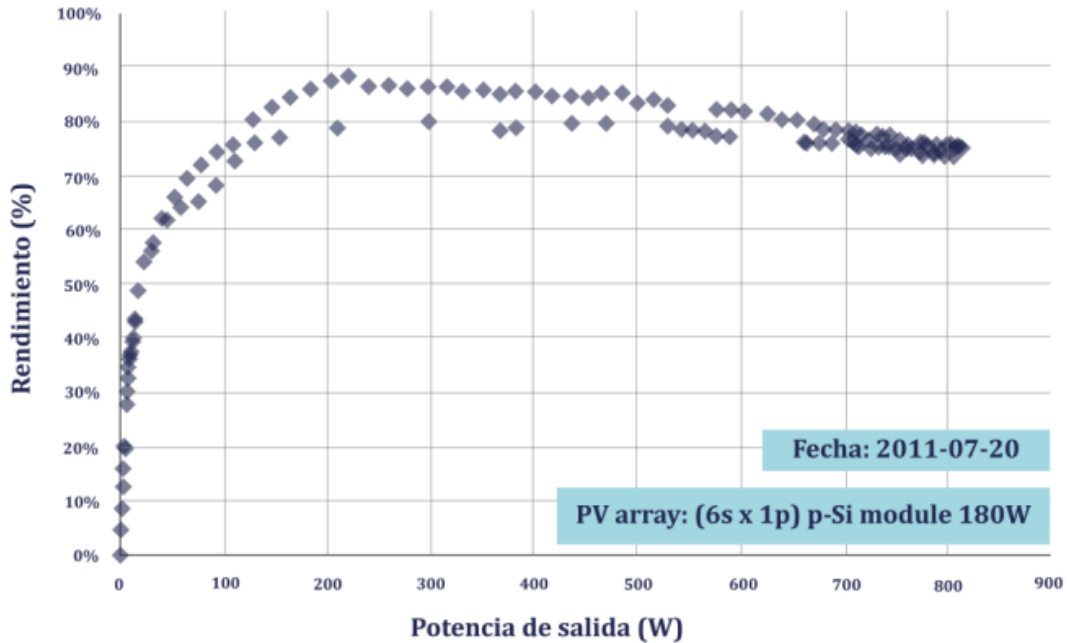


Figura 2.18: Rendimiento de un inversor.

El inversor ideal ha de tener un precio contenido, ser fiable, generar un bajo nivel de armónicos y ser muy eficiente para su rango de potencia de salida. El autoconsumo se produce cuando no existe una carga en funcionamiento pero el inversor gasta una cierta cantidad de energía. Su valor ha de ser tan bajo como sea posible. El inversor ha de ser capaz de resistir transitorios, durante los cuales se producen picos de demanda. Asimismo ha de ser capaz de resistir accidentes eléctricos como por ejemplo cortocircuitos.





La bondad del inversor a la hora de transformar la energía en CC que recibe en energía en CA que suministra a su salida está dada por su rendimiento, es decir por la potencia de salida dividida entre la potencia a la entrada del inversor. Una característica típica de los inversores es que su rendimiento es bajo si las cargas a las que alimenta tienen valores menores que la potencia nominal del inversor (figura 2.18). Cuando la potencia consumida por la carga es similar a la potencia nominal del inversor se tendrá un rendimiento típicamente por encima de 85 % mientras que si la carga consume mucha menos potencia es posible que la eficiencia del inversor baje hasta un valor de un 30 %.

2.5.4 Seguidores de máxima potencia.

Existe un punto de la curva intensidad-voltaje en el cual la producción de potencia es máxima (figura 2.19). Si en nuestro sistema fotovoltaico fuéramos capaces de hacer operar los paneles solares en este punto, sería posible aprovechar mejor la energía de los paneles y consiguientemente reducir el tamaño y el precio del sistema generador. Para ello es necesario ajustar la impedancia del generador y la batería (que tienen diferentes curvas IV) mediante dispositivos convertidores de CC/CC capaces de encontrar el punto de máxima potencia del generador solar. Estos dispositivos se denominan seguidores de máxima potencia, o por sus siglas en inglés MPPT (Maximum Power Point Tracking).



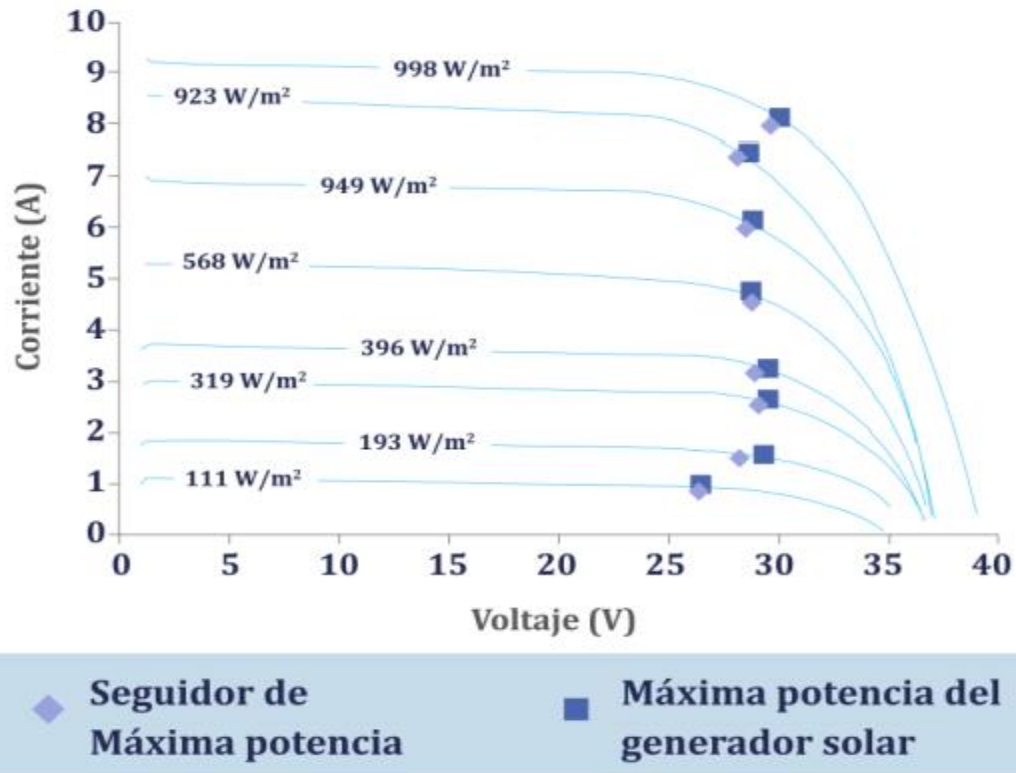


Figura 2.19. Curva IV de generador solar, potencias máximas reales y potencias suministradas por un seguidor de máxima potencia.

El uso de estos dispositivos tiene sentido cuando la energía obtenida compensa la inversión necesaria. Cada caso particular ha de ser analizado, si bien se recomienda su uso para capacidades de generación por encima de 1 kWp, en sistemas sin baterías y por encima de 10 kWp para sistemas con baterías. Usualmente el seguidor de máxima potencia suele estar integrado en el regulador de carga o el inversor CC/CA [11].



2.5.5. Resto del sistema.

Además de los componentes descritos hasta aquí, existen una serie de componentes y partes, procedimientos o conceptos que tienen gran importancia a efectos del correcto funcionamiento de una instalación. Estos conceptos se engloban en lo que en inglés se denomina “Balance of systems”, es decir “lo que resta” aparte de los componentes fundamentales. Estamos hablando del transporte del sistema (que tiene gran importancia cuando los componentes han de ser desplazados a lugares remotos), el empaquetado (directamente relacionado con el transporte), el espacio físico donde se va a realizar la instalación, el cableado, interruptores, conectores, contenedores para las baterías etc. Todos estos aspectos contribuyen a la calidad, durabilidad, coste del sistema y lo que es más importante a la seguridad y satisfacción del usuario.

El empaquetado y transporte de los componentes contribuye directamente a la puesta en marcha del sistema. Un transporte azaroso (lo cual es más que probable dado lo aislado de algunos lugares de instalación) o un empaquetado deficiente puede contribuir a que algunos componentes lleguen a su destino dañados o incluso inservibles.

El cableado que une los diferentes componentes del sistema ha de ser de la calidad y grosor adecuado, considerando la longitud de los cables y la corriente a transportar. Se recomienda que la caída de tensión en los cables no supere un 3 % de la tensión nominal de la instalación. En la bibliografía se han citado caídas por encima de este límite en un 50 % de las instalaciones analizadas.





Los interruptores que se intercalan entre los diferentes componentes del sistema suelen ser una fuente de problemas debido a la baja calidad o inadecuación para el rango de tensiones y corrientes que se precisan. De la importancia de este componente da cuenta un proyecto de electrificación rural en el cual un 81 % de los interruptores falló produciendo daños en otros componentes del sistema.

Las baterías han de ser situadas en un lugar adecuado protegidas de los elementos atmosféricos y evitando que se produzcan acumulaciones de gas o que se produzca una eventual explosión y afecte a los usuarios. El lugar ha de estar ventilado y drenado para el caso de que se produzca un vertido del electrólito. El equipo electrónico tiene que estar protegido de los elementos y mantenido a temperaturas moderadas. Si el SF no tiene tensiones por encima de 60 V CC no se precisan especiales medidas de seguridad ni conexión tierra.





Universidad de Pamplona
Pamplona - Norte de Santander - Colombia
Tels: (7) 5685303 - 5685304 - 5685305 - Fax: 5682750 - www.unipamplona.edu.co

CAPITULO 3

3. DISEÑO DE CONVERTIDOR SEPIC





RESUMEN

Este capítulo pretende llevar a cabo el estudio profundo del convertidor CC/CC SEPIC (Single-ended primary-inductor converter). Para ello se realizará un estudio completo de dicha topología atendiendo a diferentes aspectos.

En una primera parte se realiza una pequeña introducción a los convertidores CC/CC explicando el funcionamiento en el que se basan, así como las topologías básicas que existen y en que consiste el control de convertidores.

Seguidamente, se entrará en un estudio del funcionamiento del convertidor en régimen estático, en donde se observan el funcionamiento y características estáticas del convertidor. También se realizará un estudio en régimen permanente de los componentes, observando sus corrientes y tensiones tanto desde el punto de vista analítico como gráfico. Para terminar, se ejecutará una simulación de un caso particular, a través de la herramienta de software PSIM, analizando y observando los datos obtenidos.



3.1. INTRODUCCION CONVERTIDOR

Se puede definir los convertidores CC/CC como circuitos que transforman una tensión continua (por lo general no regulada) en otra también continua y regulada. Otra definición más generalizada se refiere a la conversión CC/CC como un procesado de potencia, haciendo analogía con el procesado de señal, bastante conocido en Ingeniería Electrónica. En el procesado de potencia, tanto la señal de entrada como de salida son “potencia”. La potencia en la entrada puede ser suministrada por una fuente de tensión o corriente y la potencia en la salida puede ser entregada como corriente o tensión.

Distintas situaciones en convertidores:

- Alimentación por tensión alterna: Lo más utilizado es emplear un rectificador para convertir la energía de alterna a continua. Sin embargo, en la mayoría de ocasiones, la tensión en continua obtenida es mayor o menor a la que necesita una determinada aplicación. En ese caso, es necesaria la utilización de un circuito que permita la conversión de energía en continua. En determinadas aplicaciones nos interesará reducir la tensión de entrada y en otras nos interesará elevar la tensión. (figura 3.1).
- Alimentación por tensión continua: En este caso en muchas ocasiones no se recibe la tensión continua deseada, con lo cual se debe atenuar o elevar la tensión de entrada para alcanzar el valor necesario.

Para ello existen lo que se denominan convertidores CC/CC, que permiten transformar energía en CC de forma eficiente (alto rendimiento) [12-14].

Los convertidores CC/CC son muy utilizados en fuentes de alimentación continuas conmutadas (generalmente con un transformador de aislamiento) y en aplicaciones de accionamiento de motores, ver figura 3.1.

Usualmente la entrada de estos convertidores, es una tensión continua no regulada, la cual se obtiene rectificando la tensión de línea y por eso, ésta fluctuará a los cambios en la magnitud de la tensión.

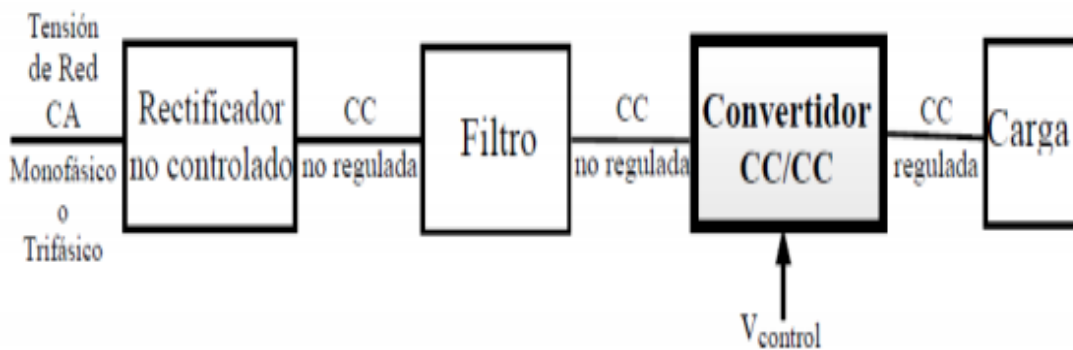


Figura 3.1. Esquema de un sistema alimentado por corriente alterna.

Existen varios métodos de síntesis de circuitos donde se utiliza un criterio de emplear el menor número de componentes posibles. Existen seis convertidores que son de tipo básicos como el Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, Sepic y Zeta ver figura 3.2. Que utilizan dos interruptores: un

interruptor activo con el uso de un transistor (MOSFET, BJT, IGBT, etc) y un interruptor pasivo con la implementación de un diodo.

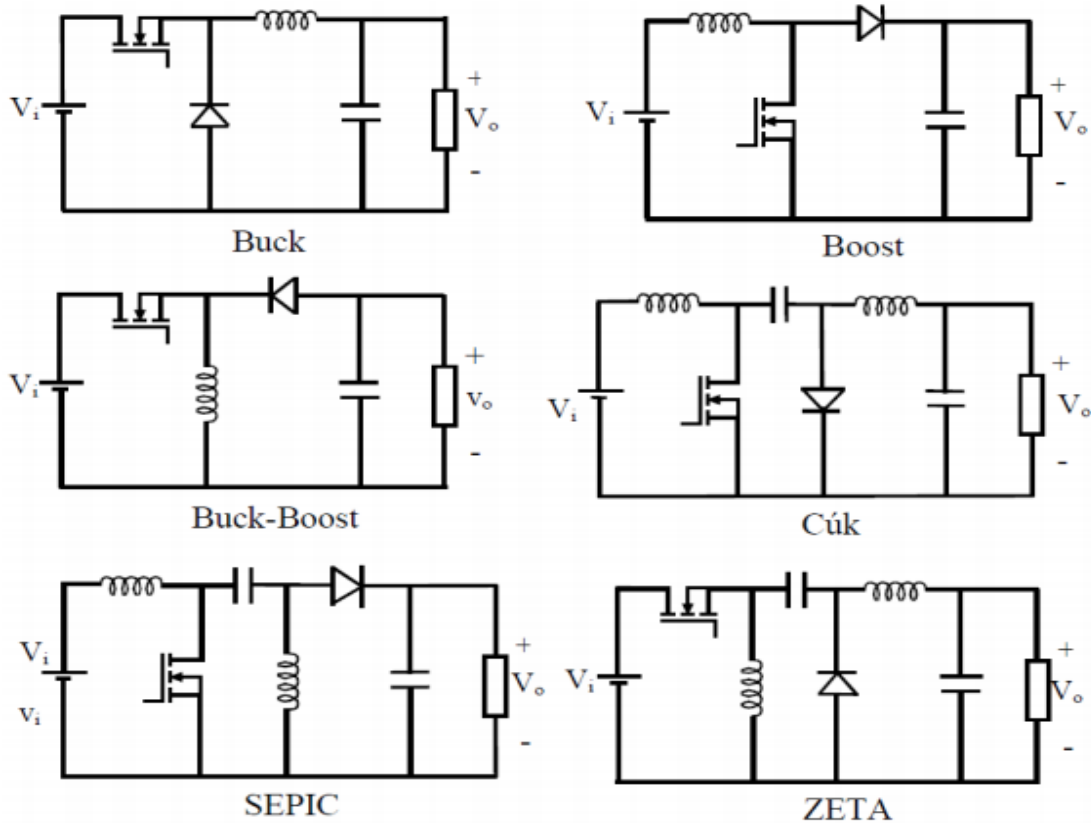


Figura 3.2. Circuitos de convertidores CC/CC básicos.

En los interruptores activos se utilizan para este tipo de convertidores transistores BJT, MOSFET o IGBT de potencia. En la figura 3.2. Se muestran los convertidores CC/CC utilizando MOSFET de potencia.



El transistor funciona siempre en la región de corte (sin conducir corriente) o en la región óhmica para el MOSFET (transistor conduciendo con mínima tensión) y de saturación para el BJT. Controlando la tensión de puerta (MOSFET) o la corriente de base (transistor bipolar), podemos mantener el transistor conduciendo el tiempo que sea necesario.

Sólo se tiene control sobre el transistor, pues la conducción del diodo depende del funcionamiento del circuito. Así, para obtener un convertidor que mantenga la tensión de salida constante, es necesario un circuito externo que genere una señal de control al transistor del convertidor. Ese circuito de control debe generar todas las informaciones necesarias, como son: frecuencia de conmutación, tensión de referencia estabilizada y circuito de compensación en frecuencia.

3.2. SINGLE-ENDED PRIMARY-INDUCTOR CONVERTER (SEPIC).

El convertidor Single-ended primary-inductor converter (SEPIC), es un tipo de convertidor de CC/CC, el cual permite que el potencial eléctrico (tensión) en su salida sea mayor, menor o igual a la de su entrada. Consta de dos bobinas, dos condensadores, y dos interruptores, de los cuales uno es un transistor y otro un diodo. La tensión de salida del SEPIC es controlada por el ciclo de trabajo del transistor. Como lo ilustra la figura 3.3.



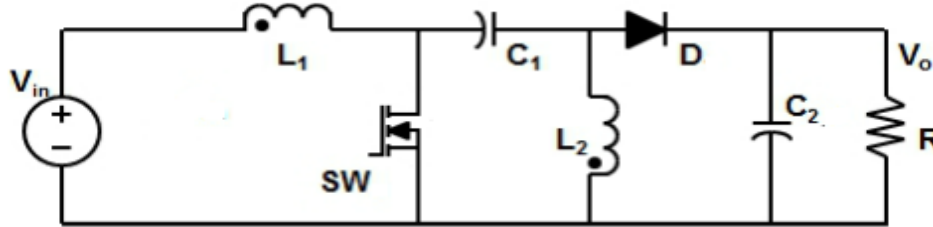


Figura 3.3. Esquema eléctrico de un circuito convertidor tipo (SEPIC).

Las ventajas que tiene un circuito SEPIC, se encuentran:

- Puede obtener una salida mayor, menor o igual que la entrada, manteniendo la misma polaridad que la tensión de entrada.
- Permite acoplar ambas bobinas (figura 3.4).
- La robustez del convertidor ante el ruido, ya que por su topología se comporta como un filtro de cuarto orden, con lo cual no es necesario el uso de filtros a la entrada y a la salida.

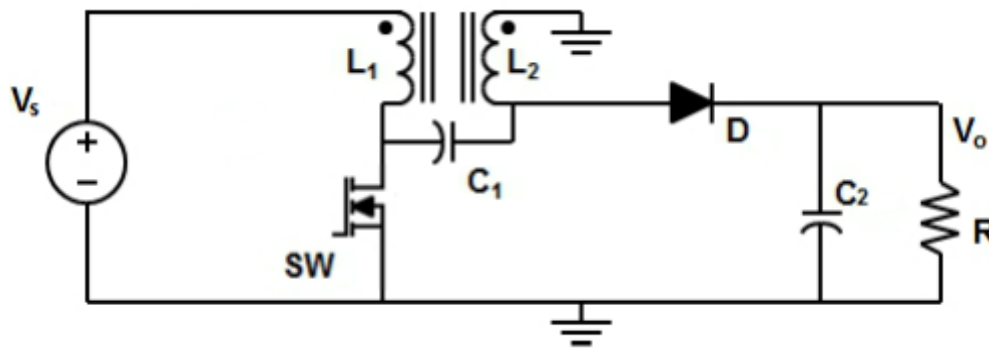


Figura 3.4. Configuración SEPIC acoplado.



En las desventajas que el SEPIC, se encuentran:

- a) Al igual que los convertidores buck-boost, ambos tienen una corriente de salida pulsante.
- b) Puesto que el convertidor SEPIC transfiere toda su energía a través del condensador en serie, se requiere un condensador de alta capacidad.
- c) La naturaleza de cuarto orden del convertidor hace que el SEPIC sea difícil de controlar, por lo que sólo es adecuado para aplicaciones que varían muy lento.
- d) Elementos que estén alimentados con corriente alterna y necesiten corriente continua, para ello se rectifica la corriente y se obtiene la tensión necesaria a través de un convertidor. Como por ejemplo electrodomésticos (lavadoras, televisores, etc.).
- e) Otra de sus aplicaciones es como corrector de factor de potencia, aspecto que en este proyecto no se va a analizar.

3.2.1. Control de Convertidores.

Los convertidores CC/CC conmutados utilizan uno o más interruptores para transformar un nivel continuo en otro. En un convertidor CC/CC con un nivel de tensión de entrada, el valor medio de la tensión de salida se ajusta controlando la duración del estado abierto (OFF) o cerrado (ON) del interruptor. Para ilustrar el concepto de conversión empleando el modo de conmutación, considere el convertidor CC/CC básico de la figura 3.5(a). El

valor medio de la tensión de salida V_A en la figura 3.5(b) depende del tiempo de conducción y no conducción del transistor (T_{on} y T_{off}).

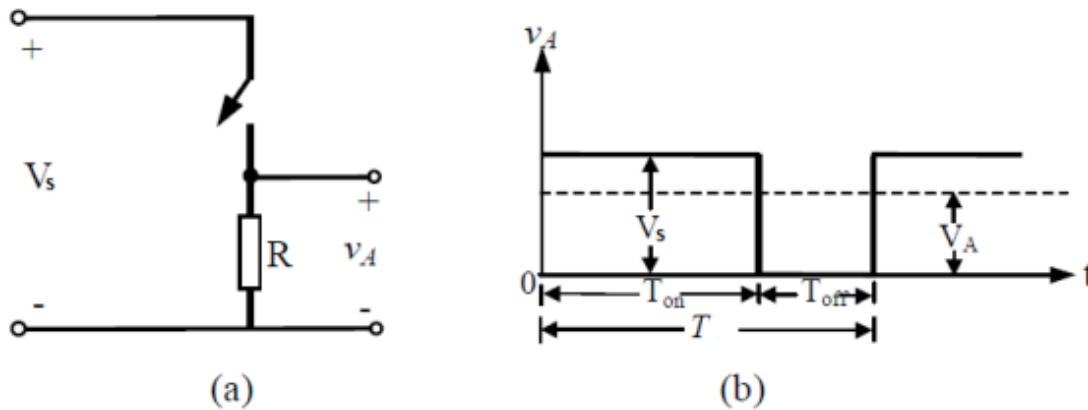


Figura 3.5. Control del valor medio de la salida mediante la conmutación del transistor.

En este método, llamado modulación por ancho de pulso (Pulse-Width Modulation PWM), se varía la relación de conducción (ciclo de trabajo) del interruptor llamado D , que se define como la relación entre el tiempo que el interruptor permanece cerrado (T_{on}) respecto al período de conmutación. Los dos parámetros que determinan la forma de onda de la figura 3.5(b) son la relación de conducción D y la frecuencia de conmutación f_{sw} . Estos parámetros se definen en las ecuaciones (10) y (11), respectivamente:

$$D = \frac{T_{ON}}{T_{SW}} \quad (\text{Ecu. 10})$$

$$f_{SW} = \frac{1}{T_{SW}} \quad (\text{Ecu. 11})$$

En realidad los convertidores continua-continua (CC/CC) tienen el principio de funcionamiento de la figura 3.5 y además presentan un filtro paso bajo para obtener el valor medio de la tensión rectangular (Figura 3.5(b)).

En la figura 3.6 se muestra un modelo de una estructura sencilla de un convertidor CC/CC alimentado por tensión continua.

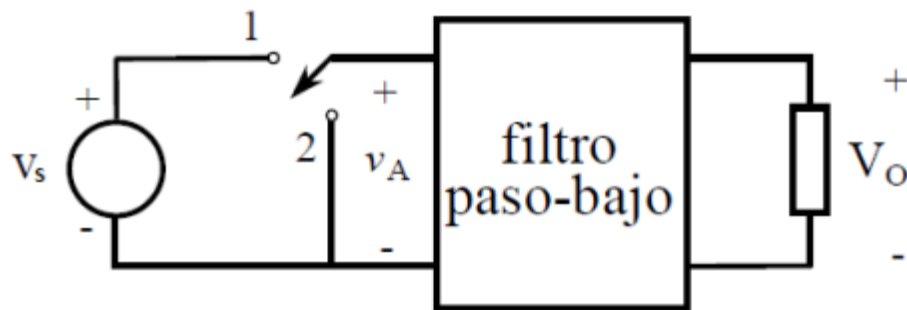


Figura 3.6. Esquema de un convertidor CC/CC.

La tensión de entrada V_s se supone continua, pero no tiene por qué ser una tensión regulada; en general tendrá un rizado no nulo. El conmutador de dos posiciones funciona a una frecuencia suficientemente mayor que la correspondiente al rizado de V_s . Por lo tanto, la forma de onda V_A es como la que aparece en la figura 3.7.

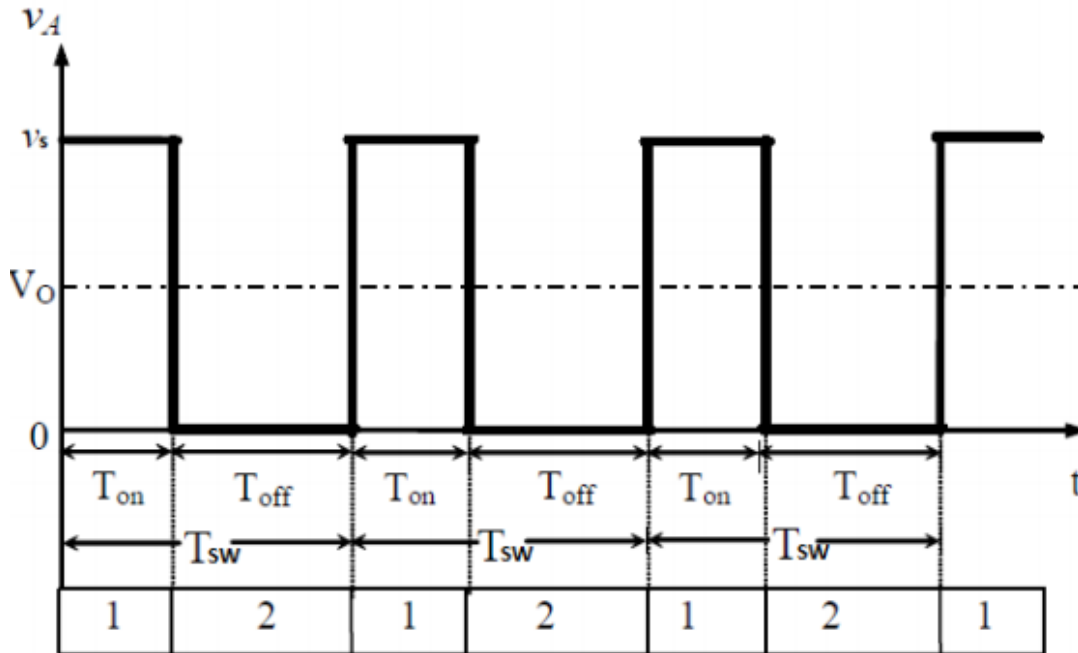


Figura 3.7. Forma de onda a la entrada del filtro paso-bajo de un convertidor CC/CC.

Como se ha comentado, el filtro paso-bajo que aparece en la etapa de salida sirve para obtener el valor medio de la forma de onda de V_A a la salida, limitando tanto la componente fundamental, como todos los armónicos de su desarrollo en series de Fourier.

Trabajando con este método (PWM), habitualmente, la frecuencia de conmutación es constante y la señal que controla el transistor (estado abierto o cerrado), se genera comparando una tensión de control V_{comp} con una



forma de onda repetitiva triangular como se muestra en la figura 3.8. La señal de la tensión de control generalmente se obtiene amplificando el error, o la diferencia entre la tensión de salida (medida) con el valor de tensión deseado.

La forma de onda de la tensión triangular tiene un valor de pico ($V_{\text{máx}}$) constante y su frecuencia es la que establece la frecuencia de conmutación. Esta frecuencia se mantiene constante en un control PWM y suele estar en el rango de los kHz hasta algunos cientos de kHz.



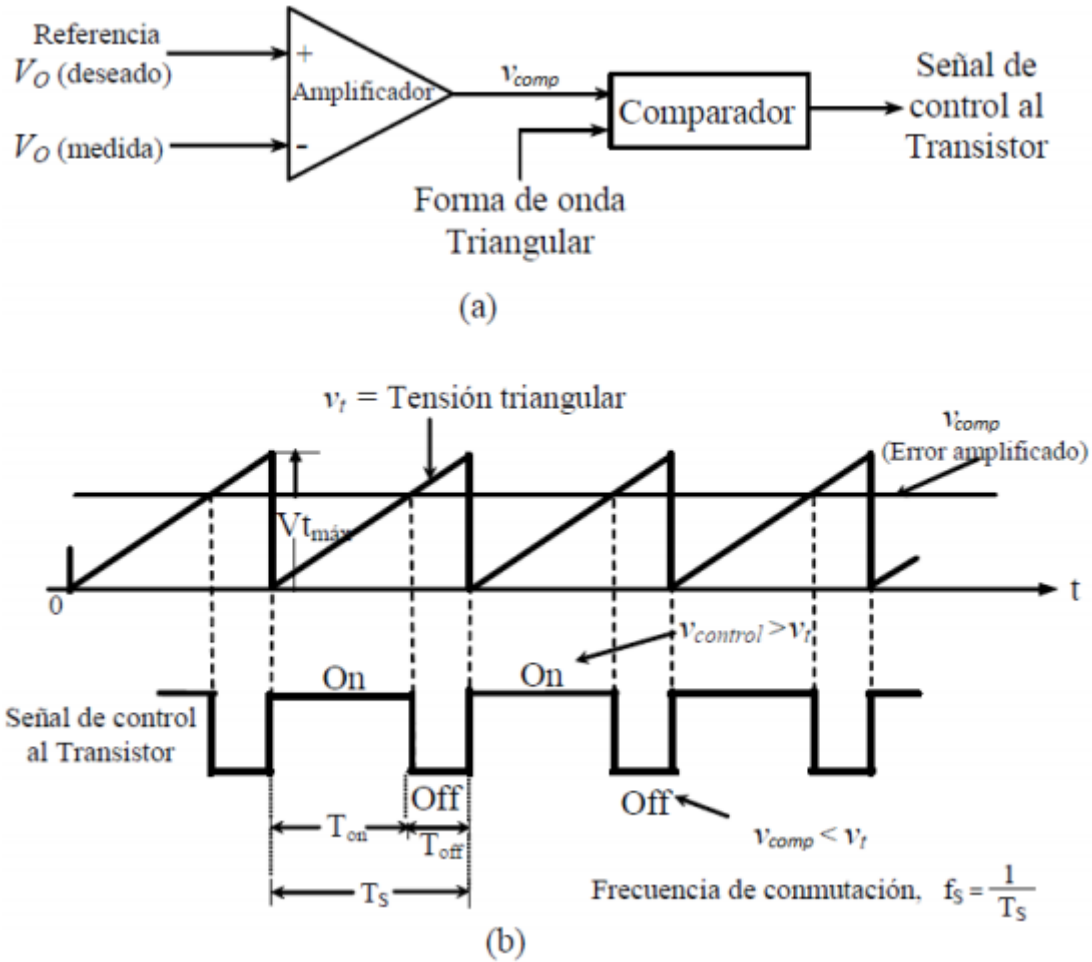


Figura 3.8. Modulación por ancho de pulso: (a) Esquema modulador (b) Formas de onda del modulador.

De la comparación entre la tensión triangular y la señal amplificada del error V_{comp} , la cual varía muy lentamente en el tiempo comparada con la frecuencia de conmutación, la señal resultante presenta una forma de onda



rectangular y es la que controla el transistor. Cuando $V_{control} > V_t$, el transistor de potencia se cierra (ON) y en caso contrario el transistor se abre (OFF).

La relación de conducción D se puede expresar en términos de V_{comp} y el valor de pico de la forma de onda triangular $V_{tm\acute{a}x}$.

$$D = \frac{T_{ON}}{T_{SW}} = \frac{V_{comp}}{V_{tmax}} \quad (\text{Ecu. 12})$$

El convertidor SEPIC cumple todas las especificaciones necesarias para este tipo de aplicaciones, ya que se puede obtener una salida mayor, igual o menor a la tensión de entrada sin cambiar la polaridad. Por ello el convertidor SEPIC es una buena opción para esta aplicación, ya que gracias a un sistema de realimentación es capaz de proporcionar una tensión de salida constante, independientemente de la tensión de la batería.

3.3. ANALISIS SIMPLE DEL CONVERTIDOR SEPIC.

El análisis estático de un convertidor CC/CC consiste en la determinación de las características de sus componentes a partir de unos requerimientos o especificaciones de trabajo deseadas. Se consideran todos los elementos del sistema ideales y que no existen pérdidas.

- Los elementos del sistema en condiciones de Régimen Permanente. Primero, se exponen las condiciones de régimen permanente del sistema. Se calcula la relación de transformación del convertidor y se



explica su comportamiento en ambos Modos de Conducción.

- Segundo, se realiza un estudio teórico exponiendo las expresiones que permiten el cálculo de las tensiones y corrientes en todos los componentes del convertidor, mostrando en este punto las ecuaciones características de cada elemento junto con sus valores medios, máximos y mínimos.
- Por último, se lleva a cabo una simulación del circuito conmutado, a través de la herramienta de software PSIM, en un caso concreto. Obteniendo las formas de onda de corriente y de tensión de cada componente del convertidor.

3.3.1. Régimen permanente.

Para el cálculo en este apartado se debe considerar el sistema en Régimen Permanente. Esto quiere decir que el sistema se encuentra en equilibrio estático. Los voltajes y corrientes de todos los componentes son funciones periódicas que no se alteran a través del tiempo.

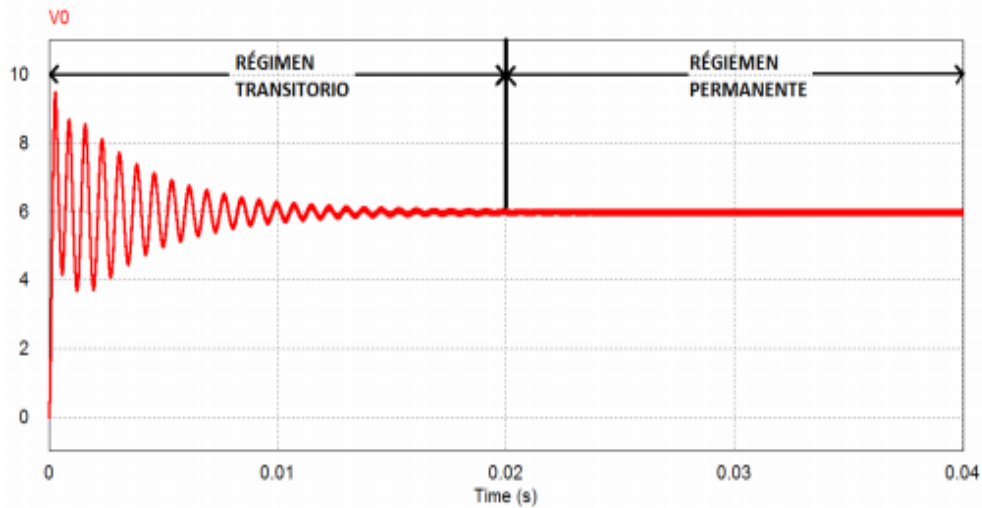


Figura 3.9. Régimen transitorio – Régimen permanente (simulado)

En la Figura 3.9. se puede observar que el sistema tarda un tiempo desde el arranque hasta llegar al punto de equilibrio estático. Es en este punto donde el sistema se encuentra estable donde se va a trabajar.

Para realizar los cálculos teóricos en este apartado, se tendrán en cuenta las siguientes condiciones iniciales [16]:

1. Ambas inductancias son muy grandes y la corriente en ellas es constante, y el valor medio de la tensión por ambas inductancias es nula.
2. Ambas capacidades son muy grandes y el voltaje a través de ellas es constante, y el valor medio de la corriente por ambas capacidades es nula.
3. El circuito funciona en estado estacionario, lo que significa que la forma del voltaje y de la corriente son periódicas.

4. Para una relación de trabajo de D , el interruptor estará cerrado en DT (Ton) y abierto en $(1 - D)T$ (Toff).
5. El interruptor y el diodo son ideales.

3.3.2. Funcionamiento del convertidor SEPIC.

A continuación, en la figura 3.10, se muestra el convertidor, señalando las corrientes y tensiones de los elementos del sistema.

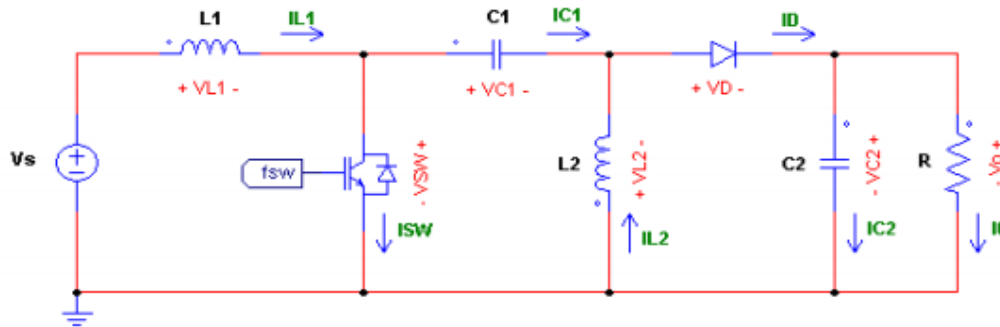


Figura 3.10. Corrientes y tensiones en el convertidor SEPIC hecho en PSIM.

El funcionamiento en estado estático o de Régimen Permanente para la topología SEPIC en un periodo de conmutación posee dos estados, transitorios en ON (D TSW) y transitorios en OFF $(1 - D)TSW$.

Cuando el transistor se encuentra encendido, el diodo se polariza en inversa y no conduce durante el intervalo D TSW. En este periodo de tiempo, la inductancia $L2$, almacena energía y el condensador de salida $C2$ se

descarga a través de la resistencia de carga, y la energía almacenada en el condensador C1, se transfiere a la bobina L2.

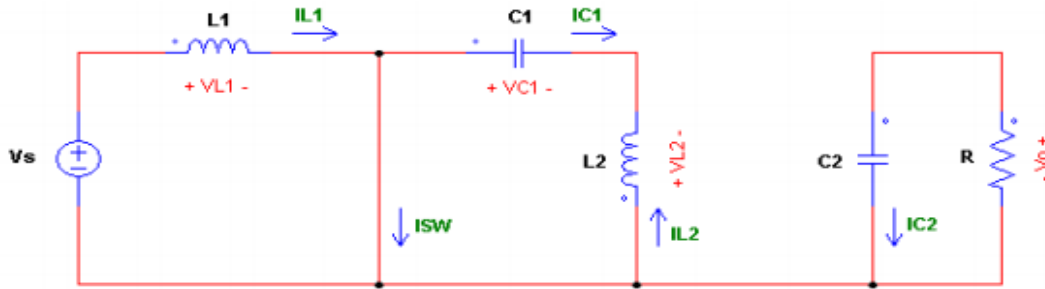


Figura 3.11. Circuito de Funcionamiento del convertidor: transistor en ON hecho con PSIM.

Cuando el transistor se apaga, el diodo se polariza en directa, y conduce, permitiendo que la energía almacenada en las bobinas L1 y L2, se transfieran a la resistencia de carga, cargando al condensador de salida C2 con una tensión positiva. En este mismo intervalo de tiempo el condensador C1 se carga con la tensión de entrada.

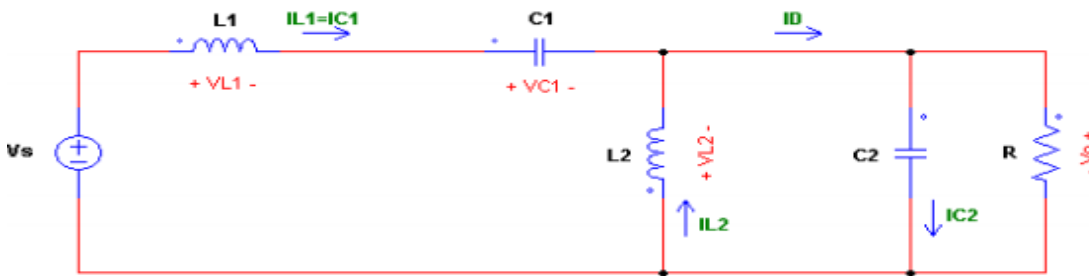


Figura 3.12. Funcionamiento del convertidor: transistor en OFF, hecho en PSIM

3.3.3. Ganancia de tensión en MCC.

Los cálculos están realizados para un Modo de Conducción Continuo. Este modo se cumple siempre y cuando la corriente por la inductancia L_2 no se anule durante el periodo en el que el diodo se encuentra conduciendo $(1 - D)T_{sw}$.

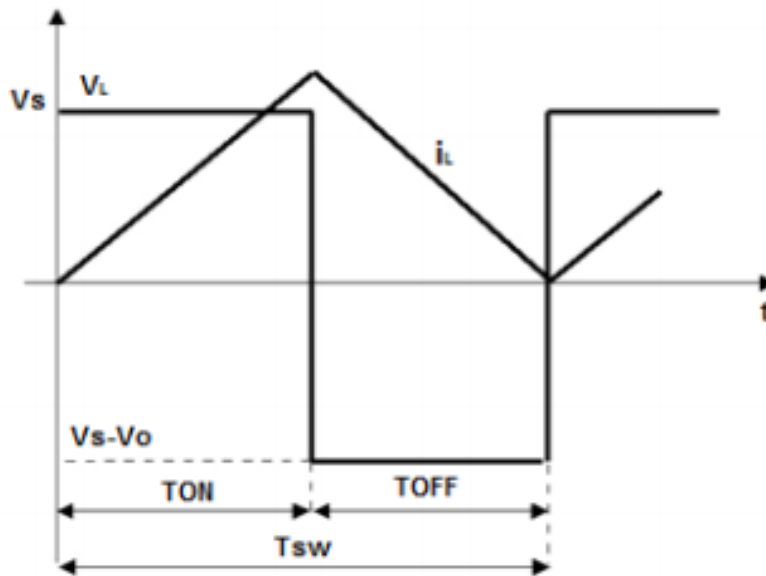


Figura 3.13. Modo Conducción Continuo. Corriente y tensión por la bobina L_2 .

Se asume que la corriente de la inductancia es continua en este análisis. Otra observación es que el promedio de las tensiones de las inductancias es cero y el promedio de las corrientes por los condensadores también es cero debido a las condiciones de Régimen Permanente.



Se aplica la ley de Kirchhoff sobre tensiones obtenemos:

$$-V_s + V_{L1} + V_{C1} - V_{L2} = 0 \quad (\text{Ecu. 13})$$

Se promedian las tensiones:

$$-V_s + 0 + V_{C1} - 0 = 0 \quad (\text{Ecu. 14})$$

El promediado de la tensión por el condensador C1 es:

$$V_{C1} = V_s \quad (\text{Ecu. 15})$$

Cuando el interruptor está cerrado, el diodo esta ON, como se puede observar en la figura 3.11. La tensión por L1 en el intervalo DTSW es:

$$V_{L1} = V_s \quad (\text{Ecu. 16})$$

Cuando el interruptor está abierto, el diodo esta OFF, en la maya se obtiene:

$$-V_s + V_{L1} + V_{C1} - V_0 = 0 \quad (\text{Ecu. 17})$$

Se asume que la tensión a través del C1 se mantiene constante y es igual a Vs durante el intervalo (1 - D)TSW.

$$-V_s + V_{L1} + V_{C1} - V_0 = 0 \quad (\text{Ecu. 18})$$

$$V_{L1} = -V_0 \quad (\text{Ecu. 19})$$



Durante el periodo de operación el promedio de la tensión por la inductancia es cero. El balance de tensiones se puede obtener:

$$(V_{L1,cerrado})(DT_{WS}) + (V_{L1,abierto})(1 - D)T_{SW} = 0 \quad (\text{Ecu. 20})$$

Sustituyendo los valores de los voltajes de las ecuaciones (16) y (19):

$$V_s(DT_{SW}) - V_o(1 - D)T_{SW} = 0 \quad (\text{Ecu. 21})$$

Donde D es el ciclo de trabajo del interruptor, se puede obtener la salida a través del valor de la entrada y del ciclo de trabajo como muestra la ecuación (22).

$$V_o = V_s \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (\text{Ecu. 22})$$

El ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{V_o}{V_o + V_s} \quad (\text{Ecu. 23})$$

3.3.4. Ganancia de tensión en MCD.

El comportamiento en este modo se basa en asumir que la corriente por L2 se anula durante el intervalo en que conduce el diodo. Este modo se cumple si la inductancia L2 es suficientemente pequeña. Se supondrá ahora que la corriente i_{L2} se anula a partir de algún instante del intervalo.

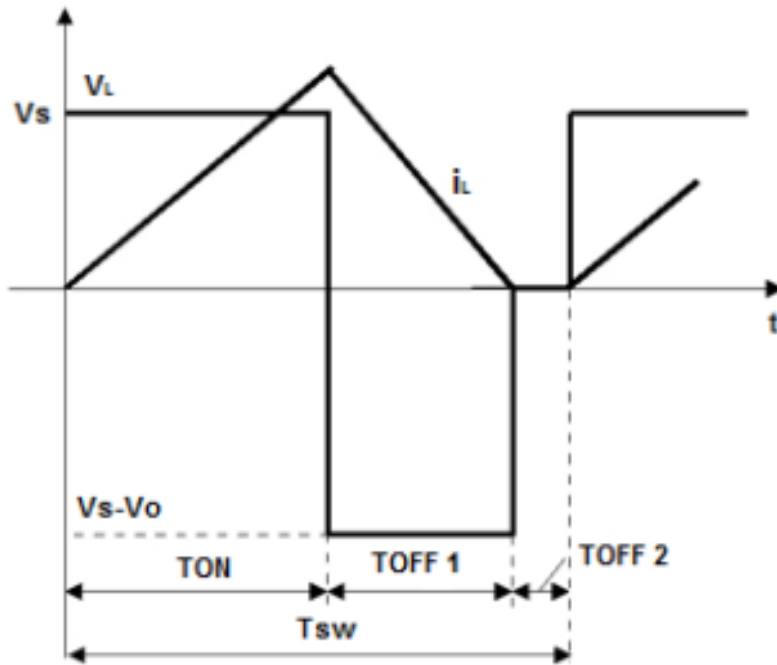


Figura 3.14. Modo Conducción Discontinuo. Corriente y tensión por la bobina L2.

Aplicando balance de tensiones por unidad de tiempo en la bobina L2, se obtiene la ganancia del convertidor en modo de conducción discontinuo:

$$m_d = \frac{V_o}{V_s} = \frac{D(T_{ON})}{\sqrt{K}} \quad (\text{Ecu. 24})$$

Obtenida de referencia [17].



3.3.5. Parámetro K.

El modo de conducción en convertidores CC/CC usados, en aplicaciones "normales", depende del parámetro adimensional K, y es definido por la siguiente ecuación:

$$K = \frac{2L_{eq}}{RT_{SW}} \quad (\text{Ecu. 25})$$

Donde L_{eq} , es la inductancia equivalente, R la carga y T_{SW} el período de conmutación del convertidor.

Para que el circuito funcione en MCD se debe cumplir la siguiente premisa:

$$\frac{1}{2} \Delta i_{L2} \geq \bar{i}_{L2} \quad (\text{Ecu. 26})$$

Es decir, la mitad del rizado de la corriente de la bobina debe ser igual o mayor a la corriente media por la bobina. Si es igual se encontrará en la frontera entre MCC y MCD, si el rizado es mayor estará en MCD.

La corriente por la bobina es:

$$i_{L2} = \frac{1}{L_2} \frac{\delta V_{L2}}{\delta t} \rightarrow \Delta i_{L2} = \frac{V_s}{L_2} DT \quad (\text{Ecu. 27})$$

$$\bar{i}_{L2} = \frac{I_0}{1-D} \quad (\text{Ecu. 28})$$



Sustituyendo (27 y 28) en (26) se obtiene:

$$\frac{1}{2} \frac{V_S}{L_2} DT = \frac{I_0}{1-D} \rightarrow \frac{TR_0}{2L_2} = \frac{V_0}{V_S D} \frac{1}{(1-D)} \quad (\text{Ecu. 29})$$

De esta forma obtenemos el parámetro K el cual nos permite saber en qué modo de conducción nos encontramos, o seleccionar los componentes adecuados para cada modo.

$$K_{critica} = (1 - D)^2 \quad (\text{Ecu. 30})$$

Si $K > K_{critica}$ convertidor MCC.

Si $K = K_{critica}$ convertidor en límite entre MCC y MCD.

Si $K < K_{critica}$ convertidor MCD.

3.4. ANÁLISIS DE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR.

El convertidor CC/CC SEPIC está constituido por cuatro elementos almacenadores de energía, los cuales son dos condensadores y dos bobinas. Por otro lado, posee dos elementos activos como son: un transistor que sirve como interruptor del circuito y un diodo.



En este apartado se va a realizar el cálculo teórico de las corrientes y tensiones de los elementos que componen el circuito.

3.4.1. Corrientes.

BOBINA L1

Se parte de la premisa de que no hay pérdidas en el convertidor, la potencia administrada por la fuente es la misma que la absorbida por la carga:

$$P_S = P_0 \quad (\text{Ecu. 31})$$

La potencia en la fuente es la tensión por el promedio de la corriente, y en este caso, la corriente es igual a la de L1:

$$P_S = V_S I_S = V_S I_{L1} \quad (\text{Ecu. 32})$$

La potencia de salida se expresa:

$$P_0 = V_o I_o \quad (\text{Ecu. 33})$$

La solución del promedio de la corriente por la inductancia es:

$$I_{L1} = I_S = \frac{V_o I_o}{V_S} = \frac{(V_o)^2}{V_S R} \quad (\text{Ecu. 34})$$

La variación de i_{L1} cuando el interruptor está cerrado se encuentra desde:

$$V_{L1} = V_S = L_1 \left(\frac{di_{L1}}{dt} \right) = L_1 \left(\frac{\Delta i_{L1}}{DT} \right) \quad (\text{Ecu. 35})$$

Solución para:

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_s D T}{L_1} = \frac{V_s D}{L_1 f} \quad (\text{Ecu. 36})$$

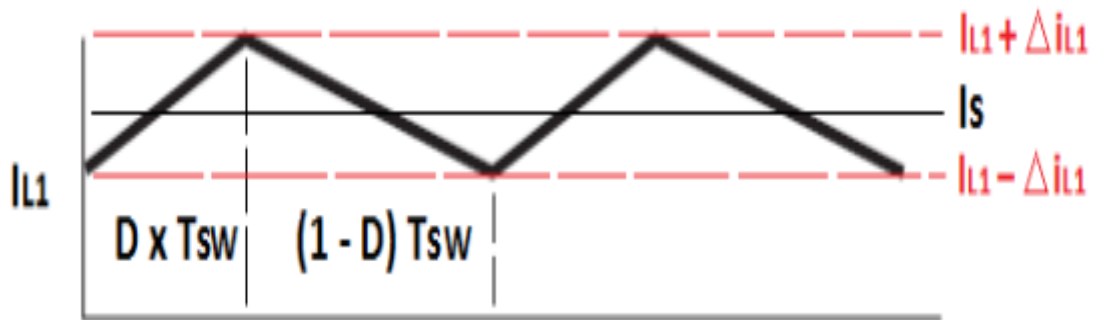


Figura 3.15. Corriente por la bobina L1.

BOBINA L2

Para L2, el promedio de la corriente está determinado por la ley de Kirchhoff sobre las corrientes en el nudo de C1, L2 y el diodo.

$$i_{L2} = i_D - i_{C1} \quad (\text{Ecu. 37})$$

La corriente por el diodo es:

$$i_D = i_{C2} + I_o \quad (\text{Ecu. 38})$$



Sustituyendo (37) en (38), se obtiene:

$$i_{L2} = i_{C2} + I_o - i_{C1} \quad (\text{Ecu. 39})$$

El promedio de las corrientes de los condensadores es cero, por lo tanto el promedio de la corriente en L2 es:

$$I_{L2} = I_o \quad (\text{Ecu. 40})$$

La variación en i_{L2} está determinada por el circuito cuando el interruptor está cerrado. Usando la ley de Kirchhoff sobre tensiones en el camino del interruptor cerrado, C1, y L2 y con el voltaje a través de C1 constante e igual a V_s , se obtiene:

$$V_{L2} = V_{C1} = V_s = L_2 \left(\frac{di_{L2}}{dt} \right) = L_2 \left(\frac{\Delta i_{L2}}{DT} \right) \quad (\text{Ecu. 41})$$

Despejando,

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_s DT}{L_2} = \frac{V_s D}{L_2 f} \quad (\text{Ecu. 42})$$



Figura 3.16. Corriente por la bobina L2.

DIODO

Aplicando la ley de Kirchhoff sobre corrientes se obtiene la corriente por el diodo y por el interruptor:

$$i_D = \begin{cases} 0 & \text{cuando el interruptor esta cerrado} \\ i_{L1} + i_{L2} & \text{cuando el interruptor esta abierto} \end{cases}$$



Figura 3.17. Corriente por el diodo.

TRANSISTOR

$$i_{sw} = \begin{cases} i_{L1} + i_{L2} & \text{cuando el interruptor esta cerrado} \\ 0 & \text{cuando el interruptor esta abierto} \end{cases}$$



Figura 3.18. Corriente por el transistor.

Para el cálculo de las corrientes por ambos condensadores se aplica la ley de Kirchhoff en ambos:

CONDENSADOR C1

$$i_{c1} = \begin{cases} -i_{L2} & \text{cuando el interruptor esta cerrado} \\ i_{L1} & \text{cuando el interruptor esta abierto} \end{cases}$$

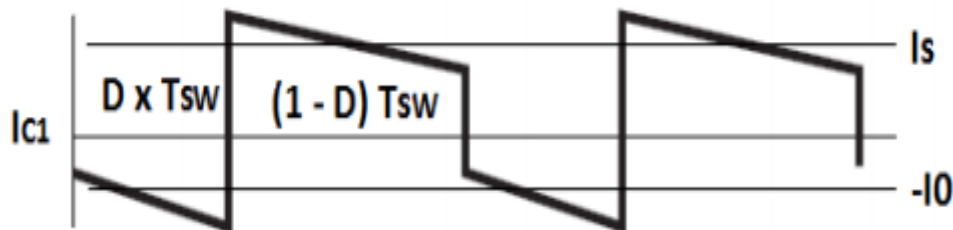


Figura 3.19. Corriente por el condensador C1.

CONDENSADOR C2

$$i_{C2} = \begin{cases} -i_0 & \text{cuando el interruptor esta cerrado} \\ i_{L1} + i_{L2} - I_o & \text{cuando el interruptor esta abierto} \end{cases}$$

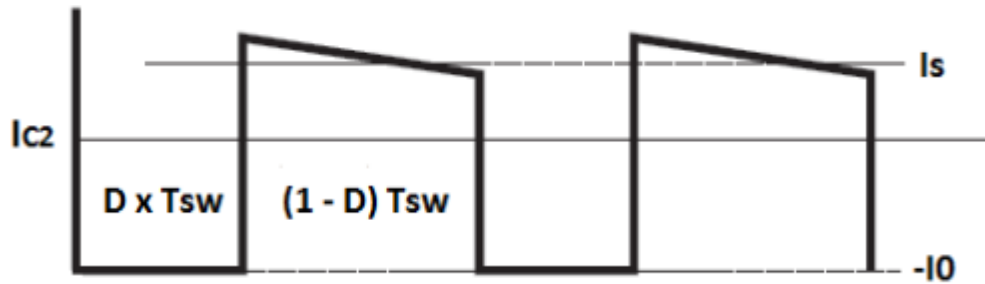


Figura 3.20. Corriente por el condensador C2.

3.4.2. Tensiones.

CONDENSADOR C2

EL rizado de la salida depende del rizado de C2 y se obtiene de la referencia [16] que:

$$\Delta V_0 = \Delta V_{C2} = \frac{V_0 D}{RC_2 f} \quad (\text{Ecu. 43})$$

Para obtener el condensador optimo:

$$C_2 = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_0}{V_0} \right) f} \quad (\text{Ecu. 44})$$



Figura 3.21. Tensión en el condensador C2.

CONDENSADOR C1

Para el cálculo del rizado de C1 se tiene en cuenta la definición de capacidad, y que la corriente i_{C1} es opuesta a i_{L2} , la cual ha sido previamente calculada, en donde su promedio es I_0 .

$$\Delta V_S = \Delta V_{C1} = \frac{V_0 D}{RC_1 f} \quad (\text{Ecu. 45})$$

Despejando se obtiene C1,

$$C_1 = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_0}{V_0} \right)} \quad (\text{Ecu. 46})$$

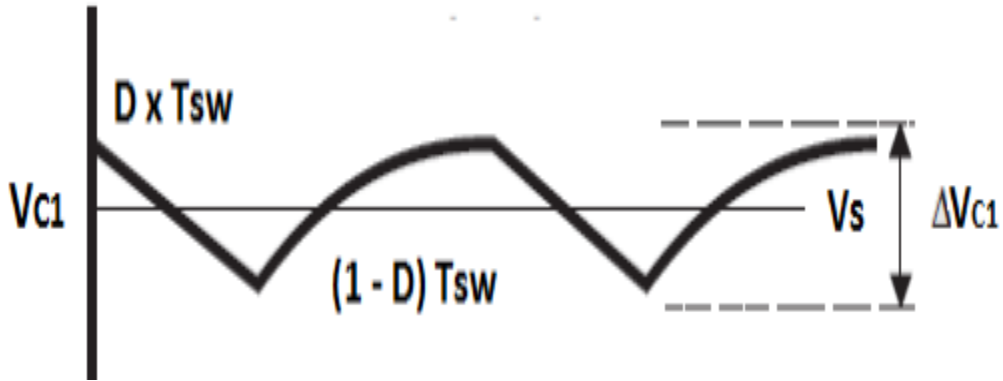


Figura 3.22. Tensión en el condensador C1.

BOBINA L1

Para ambas inductancias se observa su comportamiento durante el periodo de operación:

$$V_{L1} = \begin{cases} V_S & \text{cuando el interruptor esta cerrado} \\ -V_0 & \text{cuando el interruptor esta abierto} \end{cases}$$

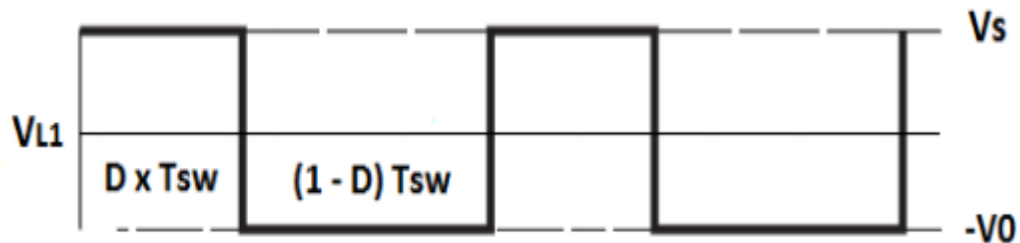


Figura 3.23. Tensión en la bobina L1.

BOBINA L2

$$V_{L2} = \begin{cases} V_S & \text{cuando el interruptor esta cerrado} \\ -V_0 & \text{cuando el interruptor esta abierto} \end{cases}$$

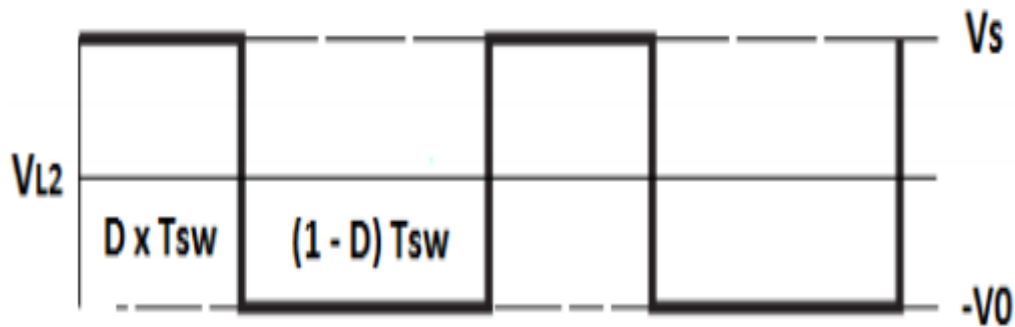


Figura 3.24. Tensión en la bobina L2.

TRANSISTOR

En cuanto a la tensión por el interruptor, se produce un corto cuando se cierra, es decir, el voltaje es 0. Mientras que cuando se abre la tensión que cae es:

$$V_{SW} = V_S + V_0 \quad (\text{Ecu. 47})$$

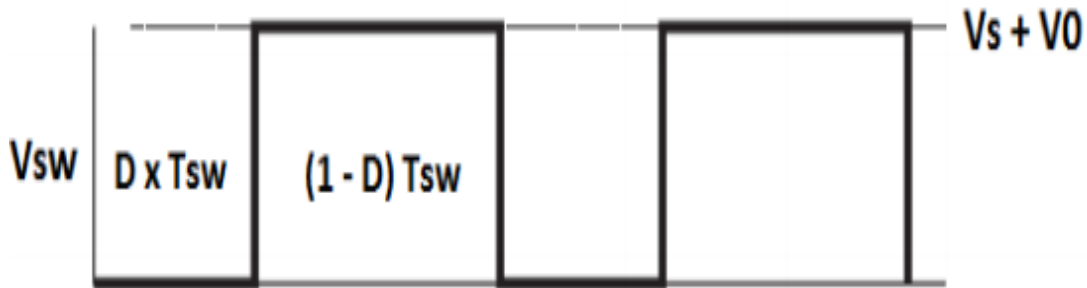


Figura 3.25. Tensión en el transistor.

DIODO

Para el diodo ocurre que, cuando el interruptor está abierto, la tensión que cae es 0, por otro lado cuando está cerrado se obtiene:

$$V_D = V_S - V_0 \quad (\text{Ecu. 48})$$

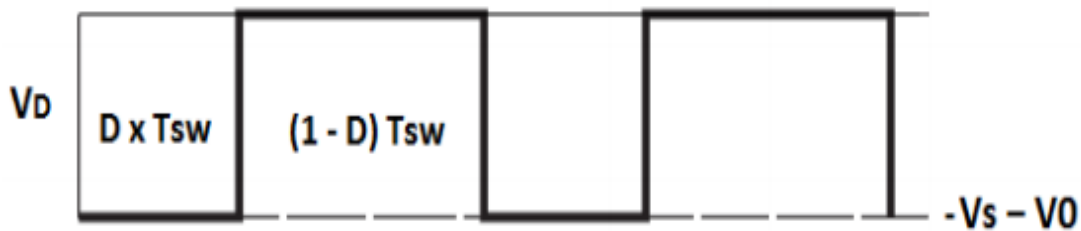


Figura 3.26. Tensión en el diodo.



3.5. ANALISIS DINAMICO DEL CONVERTIDOR SEPIC.

El diseño dinámico de un convertidor CC/CC, consiste en el cálculo de las funciones de transferencia en pequeña señal de todas las etapas de un convertidor, así como en la implementación de un lazo de control, que permita mantener la tensión de salida constante y la potencia requerida en la carga, ante pequeñas perturbaciones en cualquier punto del circuito. Dicho lazo de control actúa sobre los elementos de conmutación, modificando su tiempo de conducción con el propósito de mejorar el transitorio y la estabilidad del sistema.

La utilización de convertidores CC/CC de cuarto orden, como el estudiado en este proyecto, supone en el aspecto estático una mejora al tener cuatro componentes magnéticos, pero en el aspecto dinámico, se ve penalizado respecto a los convertidores convencionales de segundo orden.

3.5.1. Régimen transitorio

Un circuito antes de llegar a una situación estacionaria o régimen permanente pasa por un periodo de transición durante el cual tensiones y corrientes varían hasta llegar a la condición de equilibrio impuesta por el sistema.

En general, cualquier proceso de conexión/desconexión hará que existan fenómenos transitorios. Éstos, aunque generalmente son de corta duración, pueden producir problemas serios en el funcionamiento de los circuitos. Este

régimen transitorio viene condicionado por los componentes que almacenan energía: bobinas y condensadores, y por la topología del convertidor.

El análisis se realiza resolviendo las ecuaciones diferenciales que resultan de aplicar las leyes de Kirchoff y determinando las constantes de integración que resultan de las condiciones iniciales del circuito. Este método es sencillo de aplicar en circuitos simples, 1er orden y 2º orden, pero es complicado para circuitos de orden superior.

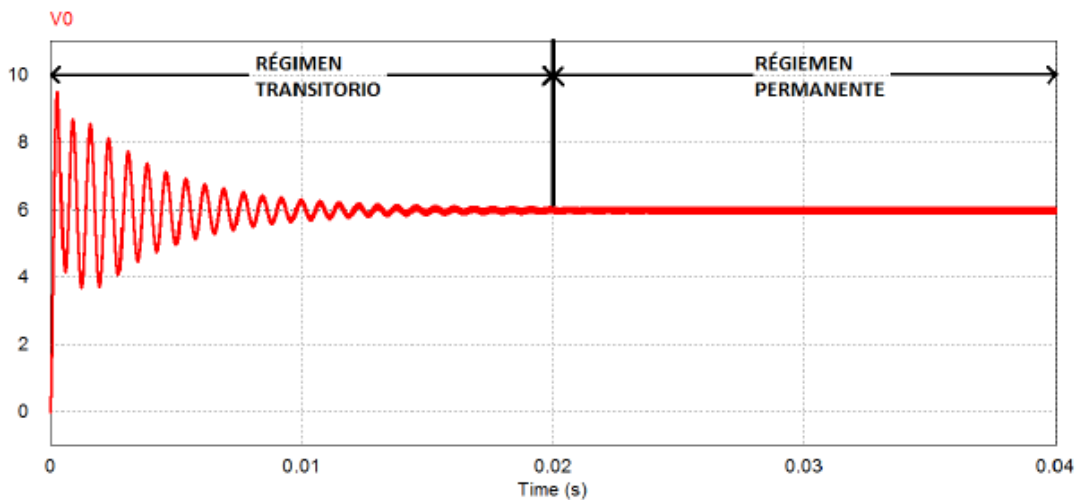


Figura 3.27. Régimen transitorio/Régimen permanente.



Como se observa en la figura 3.27, el arranque del convertidor provoca una oscilación en la señal de salida del convertidor. Llegados a un tiempo determinado la señal se estabiliza dando paso al régimen permanente el cual no varía en el tiempo, a no ser que exista algún cambio en el circuito, como variación en la carga o en la entrada, con lo cual volvería a producirse un transitorio. Esto ocurre con todas las tensiones y corrientes de todos los elementos.

3.5.2. Promediado del convertidor SEPIC.

Con la técnica del promediado se consigue reproducir el comportamiento más significativo del sistema [18]. Se usan aproximaciones las cuales permiten:

- Mejorar la comprensión del sistema.
- Proporciona una visión física más fácil de entender.
- Ayuda a realizar diseño de control.

Con el promediado se desprecia el rizado de conmutación (alta frecuencia) y se modela únicamente las variaciones fundamentales promedios de las formas de onda del convertidor.

3.5.3. Técnica de promediado orientada a simulación.

Con el método de circuito promediado, se calcula la media de las formas de onda del convertidor. De este modo, el método da una interpretación más física para el modelo, y se puede aplicar directamente a un número de diferentes estructuras de convertidores y elementos de conmutación. El paso clave consiste en la sustitución de los interruptores del convertidor por fuentes de tensión y de corriente, para obtener una topología de circuito invariante en el tiempo. Las formas de onda de tensión y corriente se definen para ser idénticas al convertidor original. Para conseguir que sea invariante en el tiempo, las formas de onda del circuito convertidor se promedian sobre un período de conmutación para eliminar los armónicos de conmutación [19].

En la figura 3.28 se puede ver la topología del circuito del convertidor SEPIC no aislado. Se compone de dos inductancias, dos condensadores, un transistor, un diodo, la fuente de tensión de entrada y la resistencia de carga en la salida del convertidor.

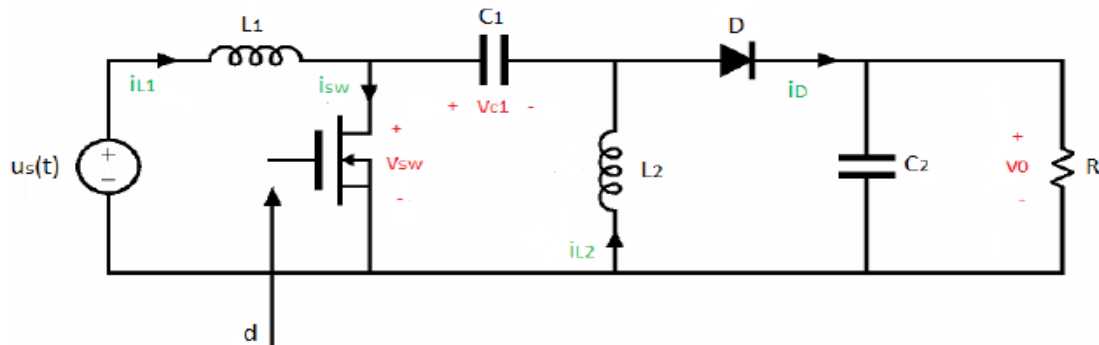


Figura 3.28. Circuito convertidor SEPIC

La idea básica de la modelización promediada es encontrar un modelo de circuito que tenga un conmutador de red promediado. A continuación, el modelo de interruptor promediado se inserta en la topología del circuito para obtener el circuito promediado.

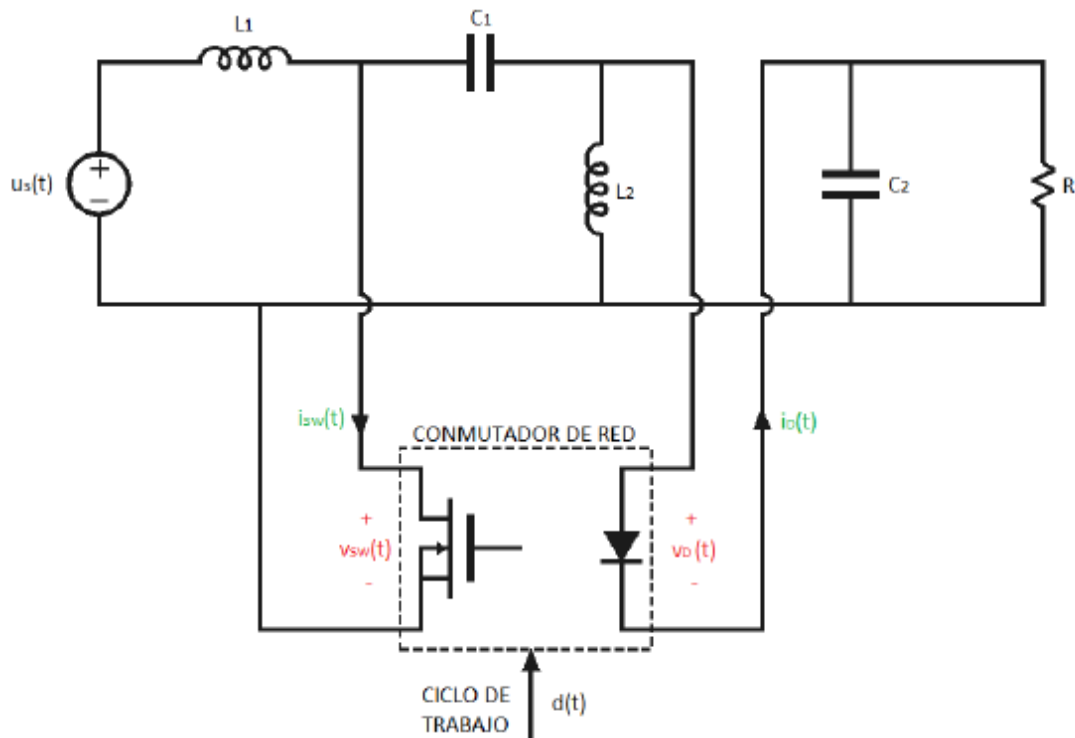


Figura 3.29. Conmutador de red.

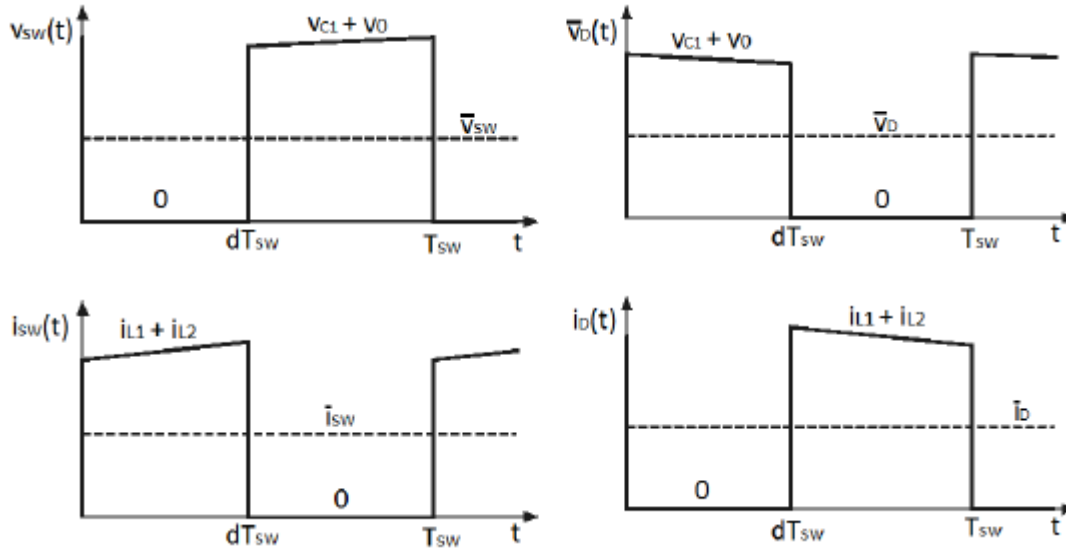


Figura 3.30. Tensión y corriente en un periodo de conmutación del transistor (izquierda) y del diodo (derecha).

El primer paso para obtener el circuito promediado es cambiar el convertidor en forma de la figura 3.29, donde los elementos de conmutación (transistor y diodo) se separan del resto del circuito. En la figura 3.30, se muestran las formas de onda de la red de conmutación de la operación del convertidor SEPIC en modo de conducción continua.

Suponiendo que la constante de tiempo natural del convertido es mucho mayor que el periodo de conmutación (T_{sw}) se puede promediar las formas de onda sobre el periodo de conmutación T_{sw} . El modelo obtenido predice el comportamiento del sistema en las frecuencias bajas y desprecia los



armónicos de alta frecuencia de conmutación. Los valores promediados de las formas de onda se describen por:

$$v_{sw} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} v_{sw}(t) dt = (v_{c1} + v_0)(1 - d) \quad (\text{Ecu. 49})$$

$$i_{sw} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} i_{sw}(t) dt = (i_{L1} + i_{L2})(d) \quad (\text{Ecu 50})$$

$$v_D = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} v_D(t) dt = (v + v_0)(d) \quad (\text{Ecu 51})$$

$$i_D = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} i_D(t) dt = (i_{L1} + i_{L2})(1 - d) \quad (\text{Ecu 52})$$

Donde el valor medio se denota por X y d es el ciclo de trabajo y actúa como una entrada de control. Se ha seleccionado i_{sw} y v_D como las entradas de conmutador de red independientes, i_D y u_{sw} son salidas de conmutación dependientes de la red.

Por lo tanto el circuito promediado calculado es:

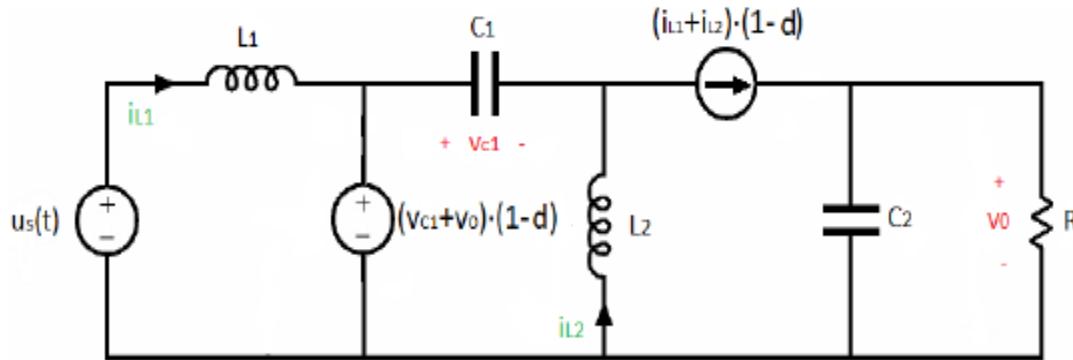


Figura 3.31. Circuito SEPIC promediado.

3.5.4. Circuito promediado.

Se realiza a continuación una simulación del circuito promediado anteriormente calculado. Se obtendrá el valor medio de las corrientes y tensiones de los componentes del sistema. Además, la simulación se realizará conjuntamente con la respuesta del circuito conmutado para observar cómo actúan de forma idéntica ambas señales, también se puede observar como la respuesta promediada es el valor medio del sistema conmutado y como elimina el rizado de conmutación.

En la figura 3.32 se observa el circuito promediado del convertidor SEPIC implementado en la herramienta de simulación PSIM.

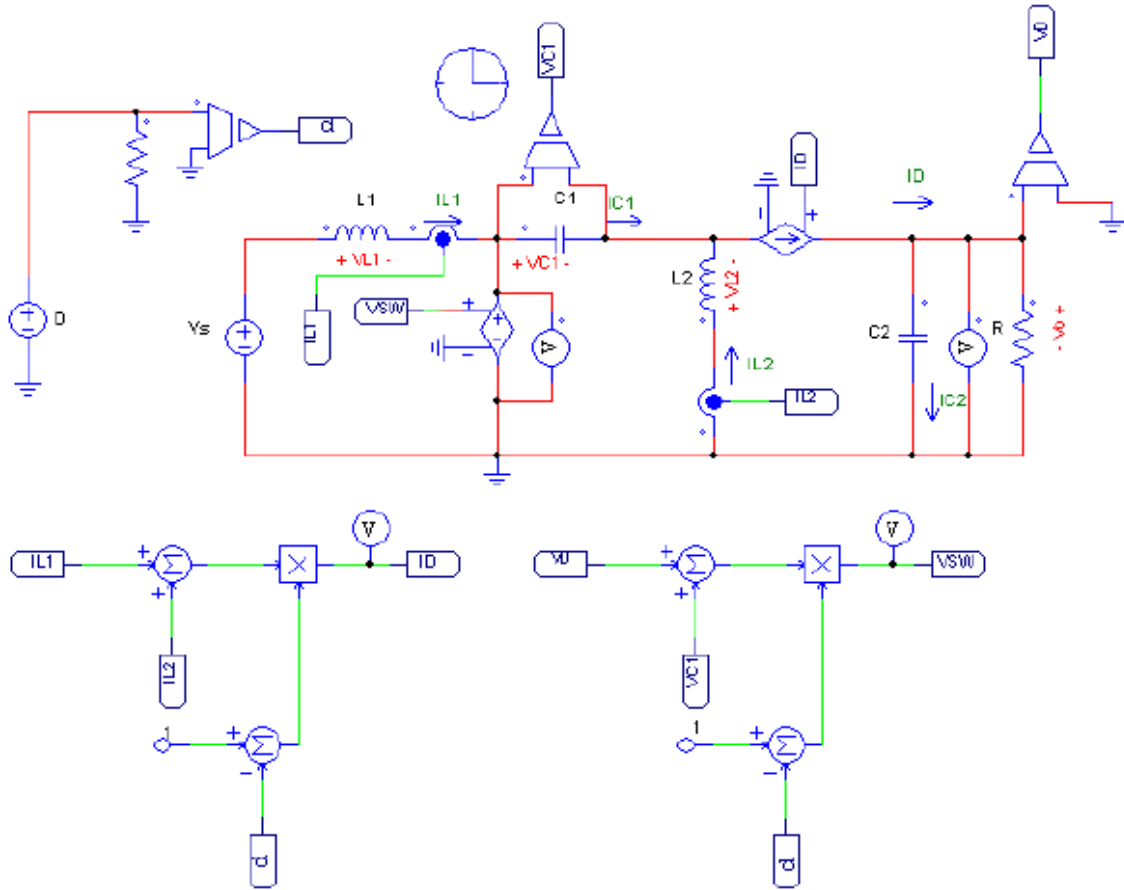


Figura 3.32. Esquemático del circuito SEPIC promediado mediante PSIM.

3.5.5. Circuito promediado respuesta dinámica

En esta simulación se comprobara la similitud entre el circuito promediado y el circuito conmutado. Se observara como el circuito promediado se comporta y reacciona de la misma forma que el circuito conmutado ante una serie de pruebas. Se utilizará el mismo circuito que la figura 3.32.

Primero se realiza un cambio en la carga del convertidor en ambos circuitos y se comprueba que la reacción en los dos es la misma:

- Se pasa de $R = 3 \Omega$ a $R = 1,5 \Omega$ en $\text{Time} = 0,02 \text{ s}$.

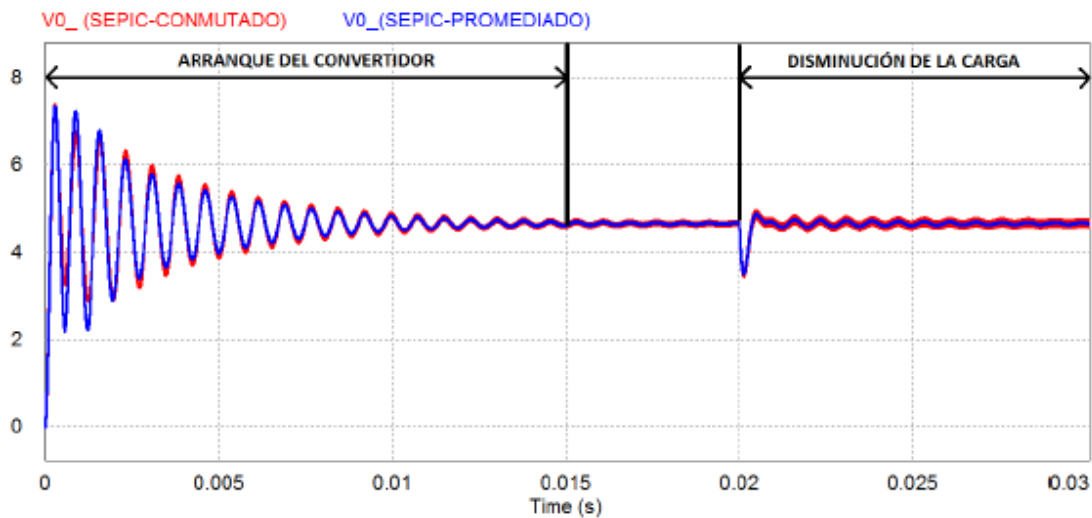


Figura 3.33. Comparación del circuito promediado y circuito conmutado ante un escalón de carga.

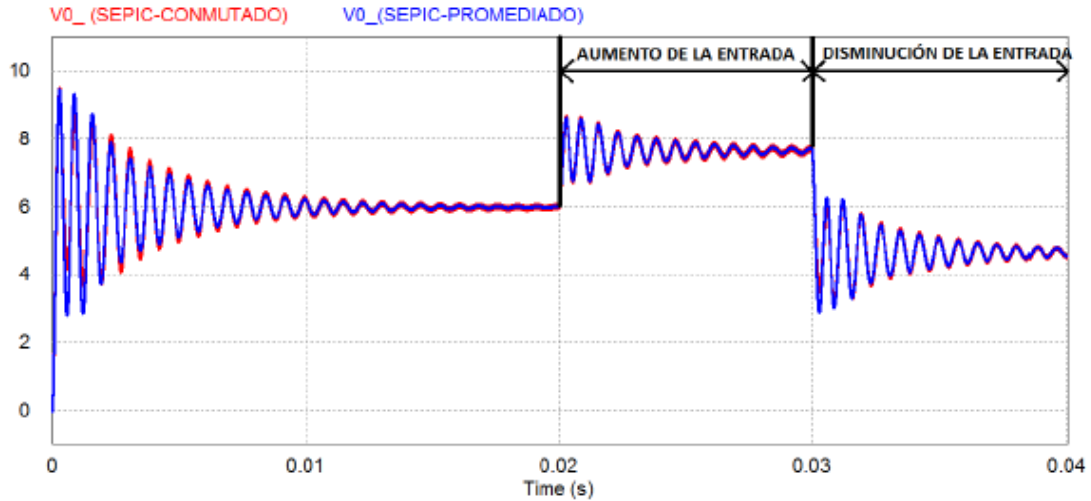


Figura 3.34. Salida del convertidor variando la tensión de entrada.

En la figura 3.34, se puede observar la variación en la tensión de salida ante escalones en la tensión de entrada, la respuesta en ambos circuitos es la misma.

A la vista de estos resultados se puede asegurar que el circuito promediado obtenido es una aproximación fiel del circuito conmutado. Pudiendo realizar cálculos con mayor facilidad y realizar el modelado en pequeña señal del convertidor.



3.6. ESTUDIO EN PEQUEÑA SEÑAL DE CONVERTIDOR SEPIC.

Se realizará un modelado en pequeña señal del convertidor para realizar posteriormente el cálculo del lazo de control. El problema de los convertidores es que son circuitos no lineales. Por lo tanto, es necesario obtener un modelo lineal del convertidor, para poder estudiar el sistema de control.

El modelado en pequeña señal de convertidores consiste en, obtener un modelo lineal del convertidor para poder estudiar su comportamiento dinámico con un regulador. El método para obtener el modelo en pequeña señal es el siguiente:

1. Promediado de las formas de onda
2. Linealización de las ecuaciones.
3. Perturbación de las señales.
4. Generación de un diagrama de bloques que reproduzca el comportamiento de las ecuaciones.
5. Obtención de las funciones de transferencia entre las entradas y las salidas.

En el apartado 3.4.2, se ha realizado el promediado del convertidor obteniendo las ecuaciones 49, 50, 51, 52.

Para poder hacer cálculos analíticos, se debe linealizar el circuito:

- Se elige un punto de trabajo del convertidor en Régimen Permanente.
- Se linealiza el circuito en torno a ese punto.

El modelo sólo es válido alrededor del punto elegido para la linealización [20].

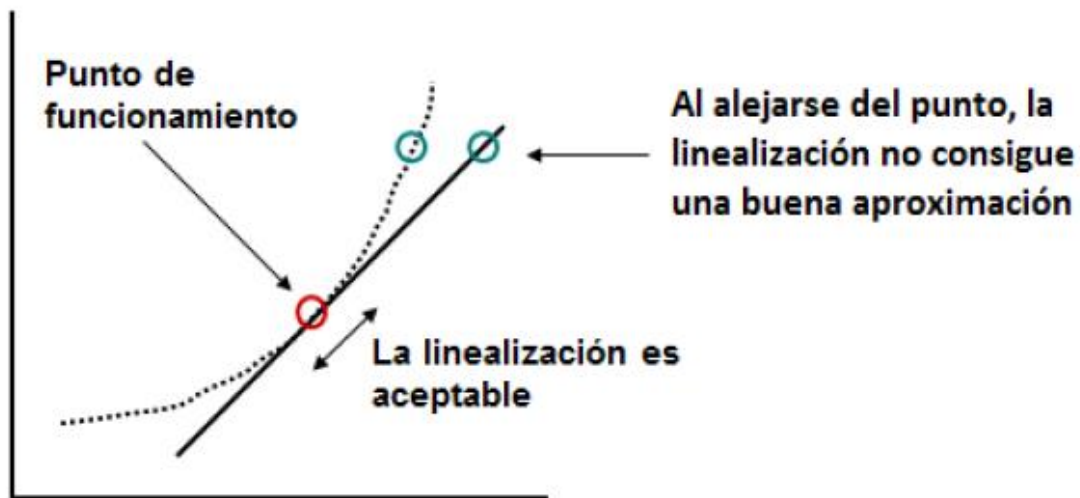


Figura 3.35. Punto de trabajo.

Se aceptan pequeñas variaciones en torno al punto de funcionamiento, por eso se le llama modelo de “pequeña señal”. Todas las señales del sistema tienen su componente continua y un rizado. Estas perturbaciones las tenemos que tener en cuenta en el modelado.

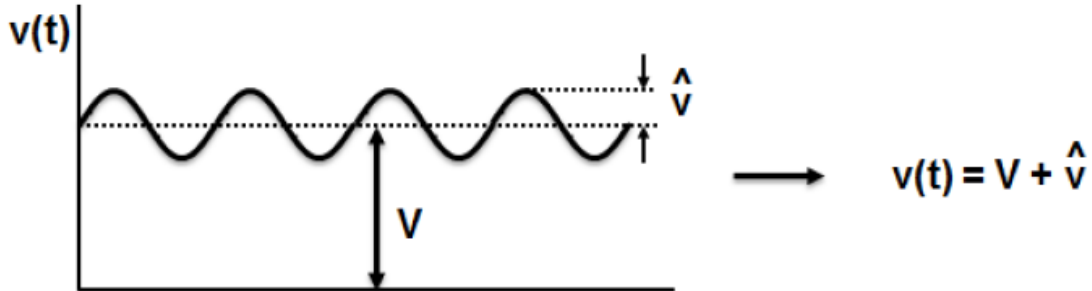


Figura 3.36. Perturbaciones.

Para la obtención de la función de transferencia del convertidor, con el procedimiento que en este proyecto se lleva a cabo, solamente es necesario linealizar y perturbar la corriente promediada por el diodo (Ecu. 52).

$$\hat{i}_D = \frac{\partial i_D}{\partial d} * \hat{d} + \frac{\partial i_D}{\partial i_{L1}} * \hat{i}_{L1} + \frac{\partial i_D}{\partial i_{L2}} * \hat{i}_{L2} \quad (\text{Ecu. 53})$$

Dónde:

1. Se linealiza la corriente por el diodo respecto de cada componente:

$\frac{\partial i_D}{\partial d}$ Respecto del ciclo de trabajo

$\frac{\partial i_D}{\partial i_{L1}}$ Respecto de la corriente por la bobina L1



$\frac{\partial i_D}{\partial i_{L2}}$ Respecto de la corriente por la bobina L2.

2. Se perturba cada componente de la corriente:

- \hat{i}_D es la corriente por el diodo perturbada.
- \hat{d} es el ciclo de trabajo perturbado.
- \hat{i}_{L1} y \hat{i}_{L2} las corrientes por las bobinas L1 y L2 perturbadas.

Obteniendo:

$$\hat{i}_D = -(I_{L1} + I_{L2}) * \hat{d} + (1 - D) * \hat{i}_{L1} + (1 - D) * \hat{i}_{L2} \quad (\text{Ecu. 54})$$

Se debe obtener \hat{i}_{L1} y \hat{i}_{L2} , las cuales se obtienen a partir de la ecuación general de las inductancias.

Calculo de \hat{i}_{L1} :

$$v_{L1} = L_1 \frac{\partial i_{L1}}{\partial t} \rightarrow \partial \frac{\partial i_{L1}}{\partial t} = \frac{1}{L_1} \partial v_{L1} \quad (\text{Ecu. 55})$$

Se obtiene v_{L1} :

$$v_{L1} = \frac{1}{T} \int_{dt}^T u_{L1}(t) dt = \frac{1}{T} [v_s dT + (v_s - (v_{c1} + v_0) * (1 - d)T)] \quad (\text{Ecu. 56})$$

$$v_{L1} = v_s - (v_{c1} + v_0) * (1 - d) \quad (\text{Ecu. 57})$$

Se introduce v_{L1} en la ecuación (Ecu. 55) linealizando y perturbando la ecuación:

$$\partial \frac{\partial i_{L1}}{\partial t} = \frac{1}{L_1} \left[\frac{\partial v_{L1}}{\partial d} * \hat{d} + \frac{\partial v_{L1}}{\partial v_s} * \hat{v}_s + \frac{\partial v_{L1}}{\partial v_0} * \hat{v}_0 + \frac{\partial v_{L1}}{\partial v_{c1}} * \hat{v}_{c1} \right] \quad (\text{Ecu. 58})$$

$$\partial \frac{\partial i_{L1}}{\partial t} = \frac{(V_{c1}+V_0)}{L_1} * \hat{d} + \frac{1}{L_1} * \hat{v}_s - \frac{(1-D)}{L_1} * \hat{v}_0 - \frac{(1-D)}{L_1} * \hat{v}_{c1} \quad (\text{Ecu. 59})$$

Aplicando Laplace en la ecuación (Ecu. 59) se obtiene:

$$\hat{i}_{L1}(s) = \frac{(V_{c1}+V_0)}{sL_1} * \hat{d}(s) + \frac{1}{sL_1} * \hat{v}_s(s) - \frac{(1-D)}{sL_1} * \hat{v}_0(s) - \frac{(1-D)}{sL_1} * \hat{v}_{c1}(s) \quad (\text{Ecu. 60})$$

En régimen permanente se sabe que:

$$v_{c1} = v_s \quad (\text{Ecu. 61})$$

Se sustituye en la ecuación (Ecu. 60):

$$\hat{i}_{L1}(s) = \frac{(V_s+V_0)}{sL_1} * \hat{d}(s) + \frac{1}{sL_1} * \hat{v}_s(s) - \frac{(1-D)}{sL_1} * \hat{v}_0(s) - \frac{(1-D)}{sL_1} * \hat{v}_{c1}(s) \quad (\text{Ecu.62})$$

Se repite el mismo procedimiento para el cálculo de \hat{i}_{L2}

$$v_{L2} = L_2 \frac{\partial i_{L2}}{\partial t} \rightarrow \partial \frac{\partial i_{L2}}{\partial t} = \frac{1}{L_2} \partial v_{L2} \quad (\text{Ecu. 63})$$

Se obtiene v_{L2} :

$$v_{L2w} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{L2}(t) dt = \frac{1}{T} [v_{c1} dT + (v_s - (v_0) * (1 - d)T)] \quad (\text{Ecu. 64})$$

$$v_{L2} = (v_{c1} d) - v_0 * (1 - d) \quad (\text{Ecu. 65})$$

Se introduce v_{L2} en la ecuación (Ecu. 63) linealizando y perturbando la ecuación:

$$\partial \frac{\partial i_{L2}}{\partial t} = \frac{1}{L_2} \left[\frac{\partial v_{L2}}{\partial d} * \hat{d} + \frac{\partial v_{L2}}{\partial v_0} * \hat{v}_0 + \frac{\partial v_{L2}}{\partial v_{c1}} * \hat{v}_{c1} \right] \quad (\text{Ecu. 66})$$

$$\partial \frac{\partial i_{L2}}{\partial t} = \frac{(V_{c1} + V_0)}{L_2} * \hat{d} - \frac{(1-D)}{L_2} * \hat{v}_0 + \frac{D}{L_2} * \hat{v}_{c1} \quad (\text{Ecu. 67})$$

Aplicando Laplace en la ecuación (Ecu. 67) se obtiene:

$$\hat{i}_{L2}(s) = \frac{(V_{c1} + V_0)}{sL_2} * \hat{d}(s) - \frac{(1-D)}{sL_2} * \hat{v}_0(s) - \frac{D}{sL_2} * \hat{v}_{c1}(s) \quad (\text{Ecu. 68})$$

Se sustituye la ecuación (Ecu. 61) en (Ecu. 68) y se obtiene:

$$\hat{i}_{L2}(s) = \frac{(V_s + V_0)}{sL_2} * \hat{d}(s) - \frac{(1-D)}{sL_2} * \hat{v}_0(s) - \frac{D}{sL_2} * \hat{v}_{c1}(s) \quad (\text{Ecu. 69})$$



Se necesita conocer también \hat{v}_{c1} , ya que la ecuación (Ecu 54) debe quedarse únicamente en función de las perturbaciones \hat{d} , \hat{v}_0 y \hat{v}_s .

Para el cálculo de \hat{v}_{c1} se utiliza la ecuación general de las capacidades:

$$i_{c1} = c_1 \frac{\partial v_{c1}}{\partial t} \rightarrow \partial \frac{\partial v_{c1}}{\partial t} = \frac{1}{c_1} \partial i_{c1} \quad (\text{Ecu 70})$$

Se calcula i_{c1} :

$$i_{c1} = \frac{1}{T} \int_{dt}^T i_{c1}(t) dt = \frac{1}{T} [-i_{L2} dT + i_{L1} * (1 - d)T] \quad (\text{Ecu. 71})$$

$$i_{c1} = i_{L2} d + i_{L1} * (1 - d) \quad (\text{Ecu. 72})$$

Se introduce i_{c1} en la ecuación (Ecu. 70) linealizando y perturbando la ecuación:

$$\partial \frac{\partial v_{c1}}{\partial t} = \frac{1}{c_1} \left[\frac{\partial i_{c1}}{\partial d} * \hat{d} + \frac{\partial i_{c1}}{\partial i_{L1}} * \hat{i}_{L1} + \frac{\partial i_{c1}}{\partial i_{L2}} * \hat{i}_{L2} \right] \quad (\text{Ecu. 73})$$

$$\partial \frac{\partial v_{c1}}{\partial t} = \frac{(i_{L1} + i_{L2})}{c_1} * \hat{d} + \frac{(1-D)}{c_1} * \hat{i}_{L1} - \frac{D}{c_1} * \hat{v}_0 \quad (\text{Ecu. 74})$$

Aplicando Laplace se obtiene:

$$\hat{v}_{C1}(s) = \frac{(I_{L1} + I_{L2})}{sC_1} * \hat{d}(s) + \frac{(1-D)}{sC_1} * \hat{i}_{L1}(s) - \frac{D}{sC_1} * \hat{v}_0(s) \quad (\text{Ecu.75})$$

Sabiendo que:

$$I_0 \approx I_D \rightarrow I_0 = \frac{V_0}{R} = (I_{L1} + I_{L2})(1 - D) \rightarrow (I_{L1} + I_{L2}) = \frac{V_0}{R(1-D)} \quad (\text{Ecu. 76})$$

Se sustituye en (Ecu. 75):

$$\hat{v}_{C1}(s) = -\frac{(V_0)}{sR(1-D)C_1} * \hat{d}(s) + \frac{(1-D)}{sC_1} * \hat{i}_{L1}(s) - \frac{D}{sC_1} * \hat{v}_0(s) \quad (\text{Ecu. 77})$$

Las ecuaciones obtenidas en (Ecu. 62,68,75) se sustituyen en (Ecu. 54), operando, simplificando y dejando únicamente en función de $\hat{d}(s)$, $\hat{v}_0(s)$ y $\hat{v}_s(s)$ se obtiene la ecuación en “s” de la corriente por el diodo:

$$\hat{i}_d(s) = A(s) * \hat{d}(s) - B(s) * \hat{v}_0 + c(s) * \hat{v}_s \quad (\text{Ecu. 78})$$

Sabiendo que:

$$B(s) = \frac{B_{N3}s^3 + B_{N1}s}{s^4 + B_{D2}s} \quad (\text{Ecu. 79})$$

$$B_{N3} = \frac{(1-D)^2(L_1+L_2)}{L_1L_2}$$

$$B_{D2} = \frac{(1-D)^2L_2+D^2L_1}{C_1L_1L_2}$$

$$B_{N1} = \frac{(1-D)^2[D^2(L_1+L_2) + (1-D)^2L_2(L_1+L_2) - DL_1 + (1-D)L_2]}{C_1L_1^2L_2^2}$$

$$C(s) = \frac{C_{N3}s^3 + C_{N1}s}{s^4 + C_{D2}s^2} \quad (\text{Ecu. 80})$$

$$C_{N3} = \frac{(1-D)}{L_1}$$

$$C_{D2} = \frac{(1-D)^2L_2 + D^2L_1}{C_1L_1L_2}$$

$$C_{N1} = \frac{(1-D)^2(DL_1 - (1-D)L_2)}{C_1L_1^2L_2}$$

Se puede obtener las funciones de transferencia en pequeña señal del circuito:

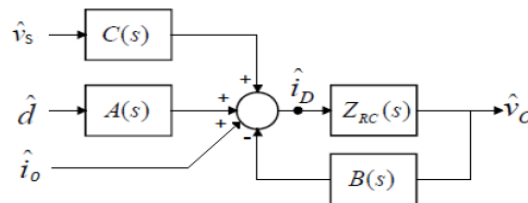


Figura 3.37. Diagrama de bloques del circuito del convertidor modelado.



Funciones de transferencia en pequeña señal:

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_0}{\hat{d}} = \frac{A(s)Z_{RC}(s)}{1+B(s)Z_{RC}(s)} \quad (\text{Ecu.81})$$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_D}{\hat{d}} = \frac{A(s)}{1+B(s)Z_{RC}(s)} \quad (\text{Ecu. 82})$$

$$G_{vs}(s) = \frac{\hat{v}_0}{\hat{v}_s} = \frac{C(s)Z_{RC}(s)}{1+B(s)Z_{RC}(s)} \quad (\text{Ecu. 83})$$

$$Z_0(s) = \frac{\hat{v}_0}{\hat{i}_0} = \frac{Z_{RC}(s)}{1+B(s)Z_{RC}(s)} \quad (\text{Ecu. 84})$$

Donde $Z_{RC}(s)$ es el paralelo R y C_2 :

$$Z_{RC}(s) = \frac{R}{RC_2s+1} \quad (\text{Ecu. 85})$$



CAPITULO 4

4. SIMULACION DEL SEPIC Y ALGORITMOS MPPT





RESUMEN

En el presente capítulo, se llevará a cabo la comprobación de la función de transferencia en pequeña señal obtenida, corresponde a la planta del circuito del convertidor SEPIC. Para ello se analizará el circuito en frecuencia con la herramienta PSIM y se observará si se comporta de la misma forma que la función de transferencia obtenida.

También se simularán los algoritmos de MPPT (Voltaje constante, Perturbación y observación, conductancia incremental), y se realizará un análisis general de cada una de las simulaciones dadas, en el software PSIM.



4.1. FUNCION DE TRANSFERENCIA EN MODO DE TENSION.

La función de transferencia necesaria en modo de tensión, para el cálculo del lazo de control es $G_{vd}(s)$ ya que es la que relaciona la salida con el ciclo de trabajo.

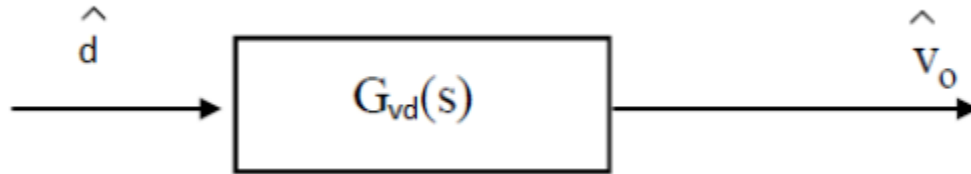


Figura 4.1. Función de transferencia $G_{vd}(s)$.

En primer lugar para obtener el circuito de respuesta en frecuencia requerido se debe utilizar el circuito promediado anteriormente calculado. A continuación se deberá perturbar la entrada que se desee estudiar, en este caso el ciclo de trabajo, y por último se realiza un análisis en frecuencia de la salida del convertidor como muestra en la figura 4.2.

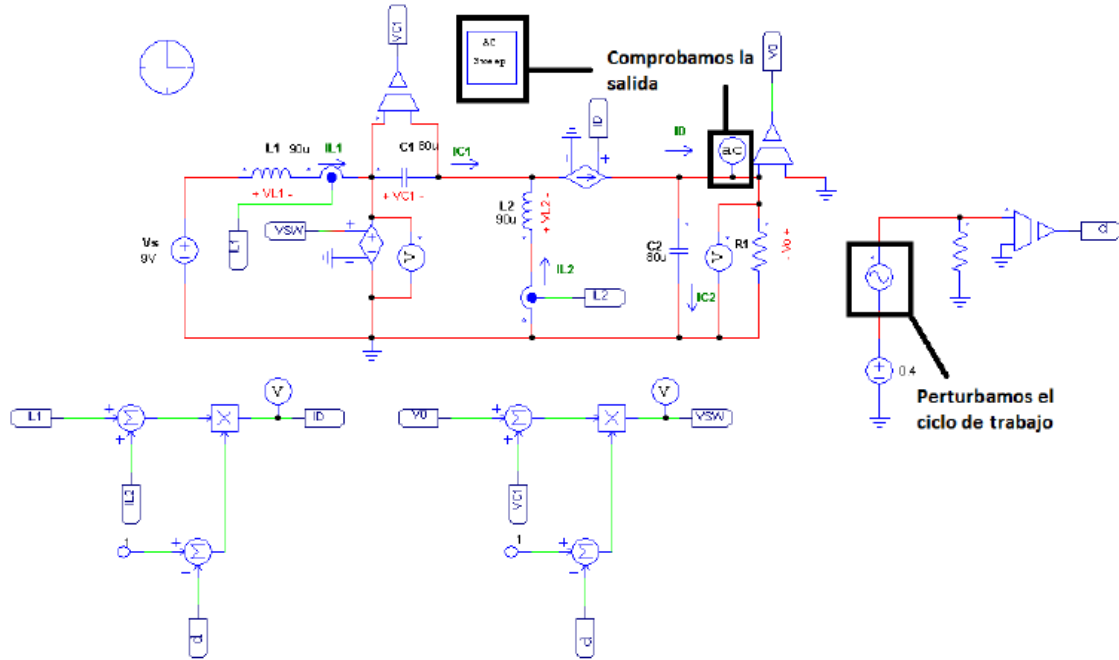


Figura 4.2. Circuito promediado. Respuesta en frecuencia.

Obtenidos los puntos de la respuesta en frecuencia de la ganancia y de la fase del convertidor mediante PSIM, figura 4.3.

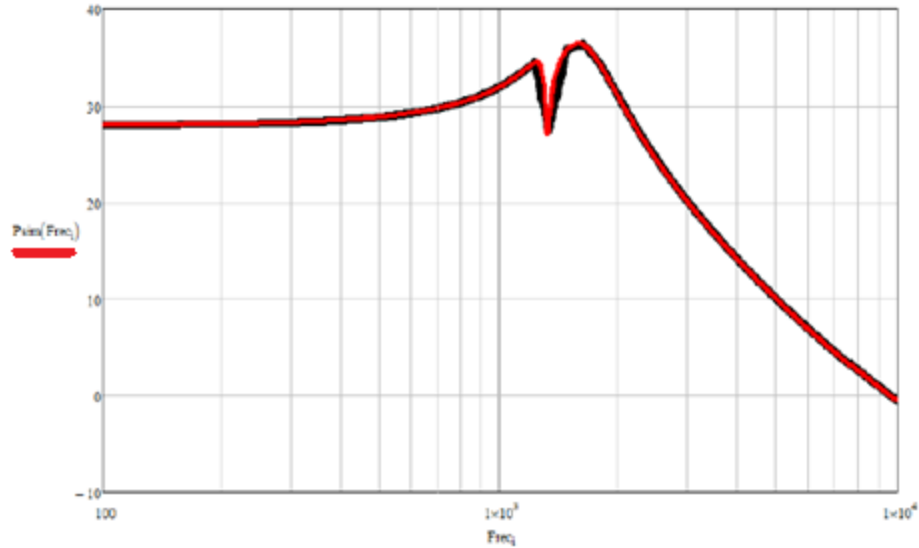


Figura 4.3. Comparativa de la respuesta en frecuencia de la ganancia y fase obtenida del PSIM y de la función de transferencia teórica $G_{vd}(s)$.

Se observa cómo se comporta la función de transferencia obtenida en el modelado en pequeña señal del circuito.

Llevando a cabo un control en modo tensión, con lo cual como se verá a continuación, la planta de nuestro convertidor necesaria está dada por $G_{vd}(s)$, la cual relaciona la salida del convertidor con el ciclo de trabajo. Para otros modos de control serán necesarias otras funciones de transferencia.

Al igual que $G_{vd}(s)$ se ha realizado la comprobación de las demás funciones de transferencia.

4.2. CONTROL EN MODO DE TENSION.

Este modo de control tiene la finalidad de estabilizar la tensión de salida, censada e introduciendo al modulador una tensión de comparación con el fin de generar el ciclo de trabajo del interruptor.

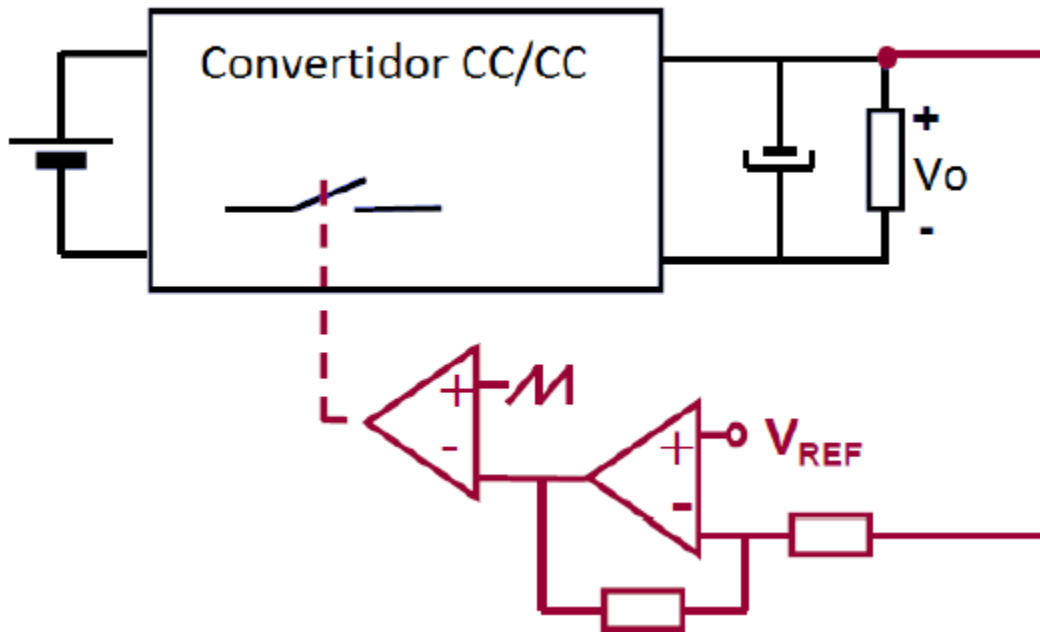


Figura 4.4. Esquema lazo de control en modo tensión.

El diagrama de bloques es el siguiente:

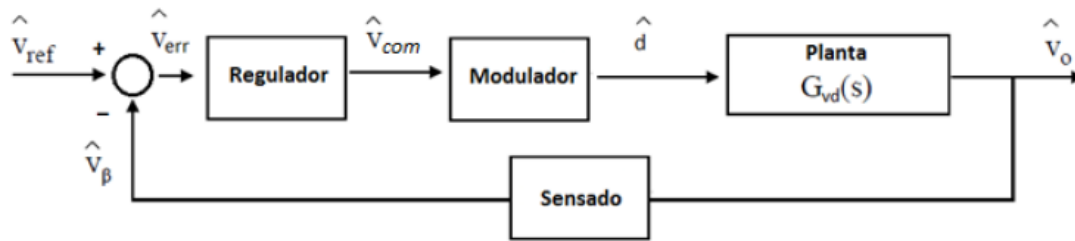


Figura .4.5. Diagrama de bloques. Control de tensión de salida

La técnica está destinada a mantener la tensión constante del módulo solar VPV, en un valor de referencia $V_{pv}(ref)$. Por lo tanto, para una temperatura constante, el punto de máxima potencia se mueve horizontalmente; es decir, para cualquier valor de la radiación, el voltaje que asegura la máxima transferencia de potencia es prácticamente el mismo y está delimitado dentro de un pequeño rango. Sin embargo, cuando hay variaciones en la temperatura de la celda, la tensión MPP se cambia considerablemente, pues, dado que ya no coincide con el valor de referencia inicial, esto hace que el módulo opere fuera del MPP. En la implementación analógica de este método, la tensión del módulo es leída por un sensor de voltaje y se compara con la tensión de referencia. De esta comparación resulta en un error, y de ahí se pasa por el modulador PWM, generando el ciclo de trabajo que activará el convertidor de conmutación [20].

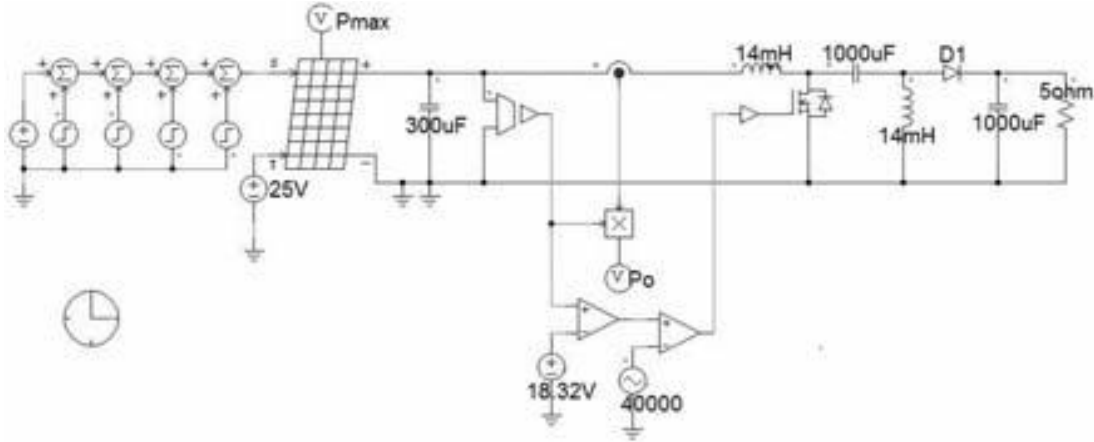


Figura 4.6. Circuito SEPIC con algoritmo de voltaje constante.

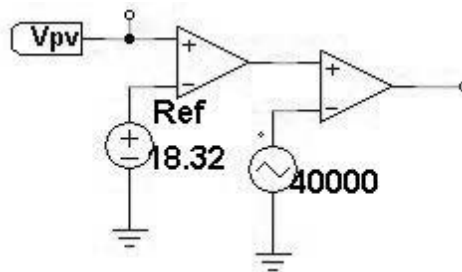


Figura 4.7. Circuito comparador aplicado al método de voltaje constante.



4.3. METODO PERTURBACION Y OBSERVACION (P&O).

En este método, los valores instantáneos de tensión y corriente en el módulo, $V_{pv}(n)$, $I_{pv}(n)$, se utilizan para medir la potencia seguida por la ecuación:

$$P_{pv}V(n) = V_{pv}(n) * I_{pv}(n) \text{ (Ecu. 86)}$$

La potencia en este momento se compara con la calculada anteriormente ($n-1$), donde se extrae la variación de energía entre los dos instantes de tiempo [$\Delta P_{PV} = P_{PV}(n) - P_{PV}(n-1)$]. Las variaciones de potencia positiva significan que la perturbación en la tensión de ΔV_{PV} contribuye a aumentar la potencia, por lo que la próxima actualización ΔV_{PV} , se llevará a cabo con el mismo signo. Una vez encontrado el MPP, la siguiente actualización dirigirá un ΔP_{PV} negativo, por lo cual la perturbación se da lo contrario.

No obstante, la técnica P&O ofrece problemas dinámicos que indican el tamaño del tiempo o paso que se utiliza para calcular el ciclo de trabajo, lo que se interpreta en las gráficas como oscilaciones alrededor del punto de funcionamiento. Cuando la perturbación es grande, el sistema alcanza el régimen con mayor velocidad, pero con las oscilaciones de tensión más altas en todo el punto óptimo. Sin embargo, cuando este paso es pequeño y el sistema se vuelve más lento, proporciona una menor variación en el voltaje del módulo alrededor del MPP [21].

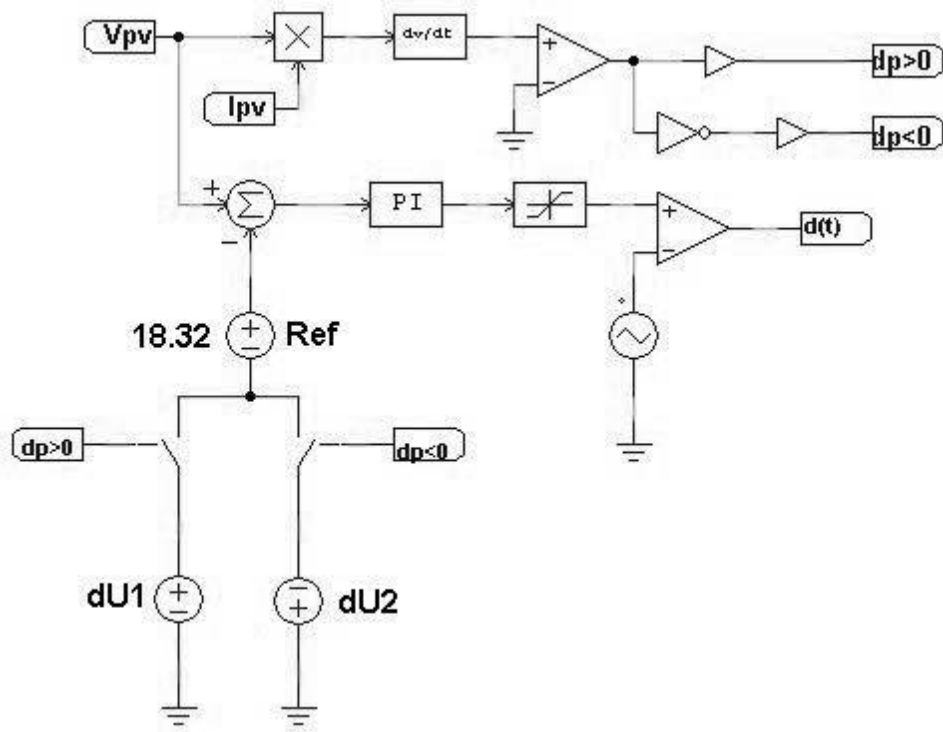


Figura 4.8. Circuito aplicado en el método P&O hecho en PSIM.

El algoritmo de control, a seguir, que rige este método para programarlo en un dispositivo electrónico es el siguiente, ver figura 4.9.

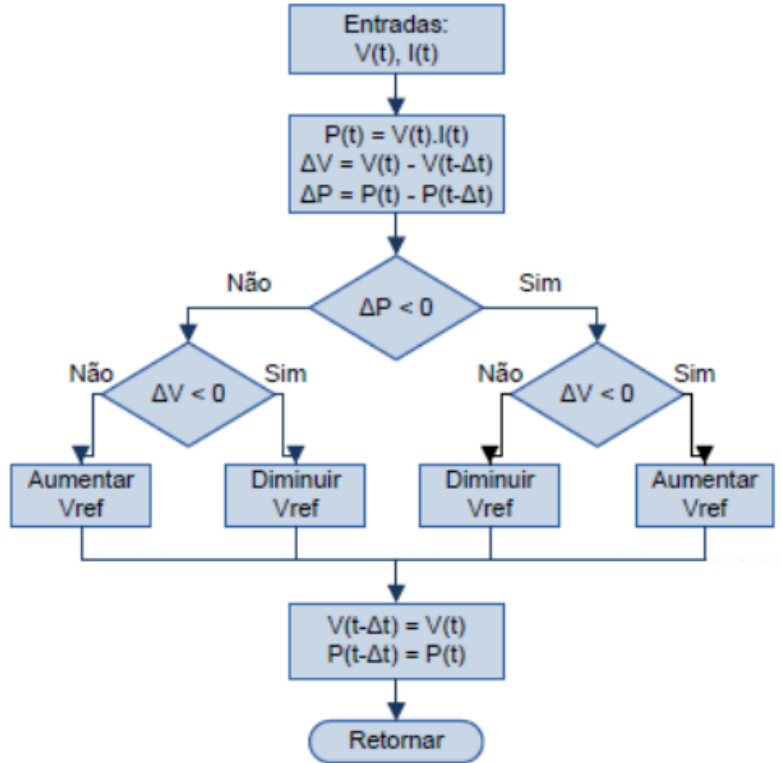


Figura 4.9. Algoritmo de control P&O.

4.4. METODO DE CONDUCTANCIA INCREMENTAL.

Este método se basa en la observación del punto de máxima potencia: la derivada de la potencia con respecto al cero de la tensión del módulo, como se muestra en la figura 4.10.

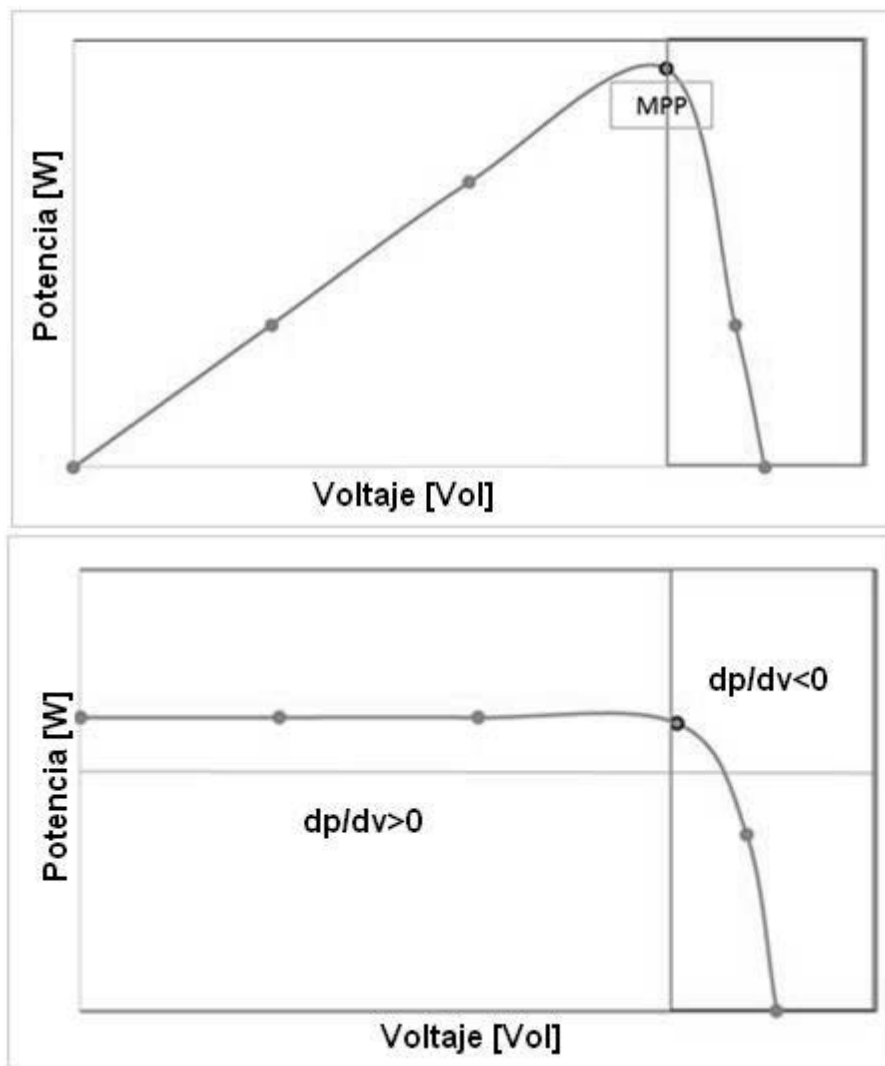


Figura 4.10. Gráficos de potencia y derivada de la potencia con respecto a la tensión de los módulos fotovoltaico.

Por lo tanto, el punto de máxima potencia se puede obtener siguiendo la Ecuación (87).

$$\begin{aligned} \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0 &\rightarrow \frac{d(V_{pv}I_{pv})}{dV_{pv}} = I_{pv} + \left[\frac{d(I_{pv})}{dV_{pv}} \right] V_{pv} \\ &= I_{pv}(n) + \left[\frac{I_{pv}(n) - I_{pv}(n-1)}{V_{pv}(n) - V_{pv}(n-1)} \right] V_{pv}(n) = 0 \end{aligned} \quad (\text{Ecu. 87})$$

Luego se tiene que $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0$, quedando:

$$\frac{I_{pv}(n)}{V_{pv}(n)} + \frac{d(I_{pv})}{dV_{pv}} = 0 \rightarrow \frac{d(I_{pv})}{dV_{pv}} = -\frac{I_{pv}(n)}{V_{pv}(n)} \quad (\text{Ecu. 88})$$

Así, cuanto más lejos del sistema MPP está funcionando, mayor es la dP_{PV}/dV_{PV} . Este atributo permite el cálculo de un incremento variable en el ciclo de trabajo, lo que significa que en situaciones dinámicas el sistema necesitará un seguimiento de alta velocidad. Aliada a las oscilaciones de baja cuando se golpea el régimen. Por tal motivo, el principal objetivo es ajustar la tensión del módulo, de manera que el sistema siempre opere en $dP_{PV}/dV_{PV}=0$ [22].

Este método proporciona un buen rendimiento en los cambios rápidos que reporta la temperatura de radiación y el panel solar, con menos errores que en el método de seguidor de voltaje [21].

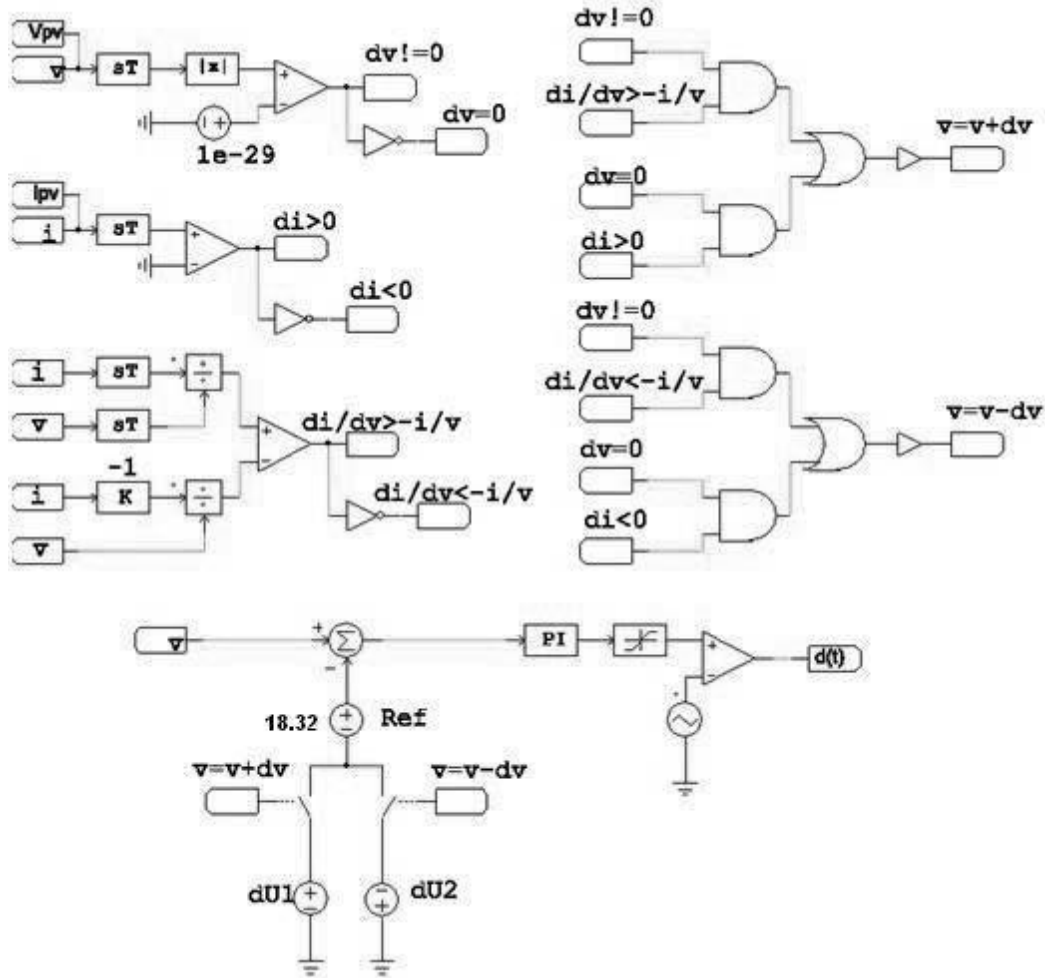


Figura 4.11. Implementación del método de conductancia incremental diseñada en PSIM.



CAPITULO 5

5. RESULTADOS

DQS is member of:





RESUMEN

En este capítulo los resultados que se obtuvieron a partir de simulaciones de cálculo de los controladores, con las simulaciones de respuesta del sistema utilizando los diferentes algoritmos de control MPPT. Después de esto se hará un análisis de comparación de las técnicas de control utilizadas utilizando el software y PSIM.





5.1. ANALISIS COMPARATIVO.

Es importante tener en cuenta que el algoritmo utiliza funciones con el fin de obtener un buen rendimiento sólo si el convertidor es alimentado por una fuente de tensión ideal, a donde esta fuente de tensión suministra energía en forma de energía para mantener la tensión de salida fija en la carga incluso hay interrupciones o incertidumbre en la planta.

En esta sección se realizaron simulaciones en donde se comparar el rendimiento para suministrar potencia máxima, con los algoritmos MPPT.

El algoritmo de voltaje constante se trata de un método fijo que trabaja según los datos suministrados por el panel solar. Se caracteriza por no tolerar los cambios de temperatura, ya que esta genera un cambio en el punto de operación de MPP. En el circuito implementado se realizaron pruebas con esta técnica de seguidor de voltaje obteniendo los siguientes resultados, ver figura 5.1, 5.2.

5.2. RESULTADOS DEL METODO SEGUIDOR DE VOLTAJE.

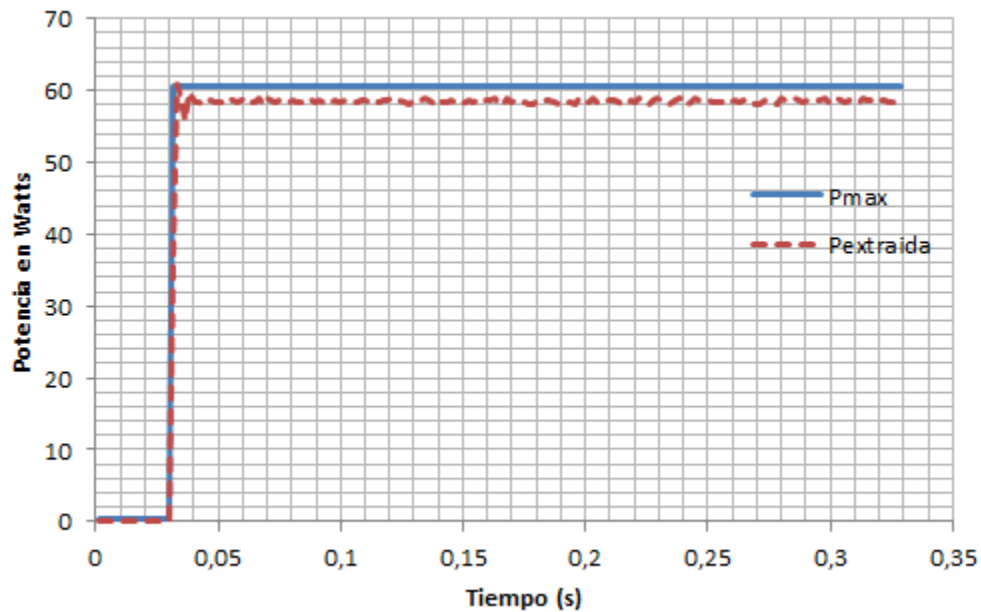


Figura 5.1. Resultados del sistema seguidor de voltaje sin perturbación de temperatura.

En la figura 5.1, se observa que el punto de estabilidad se encuentra por debajo de la Potencia máxima, sin embargo en un método aceptable, cabe resaltar que en esta prueba no se le ingresaron perturbaciones al sistema.

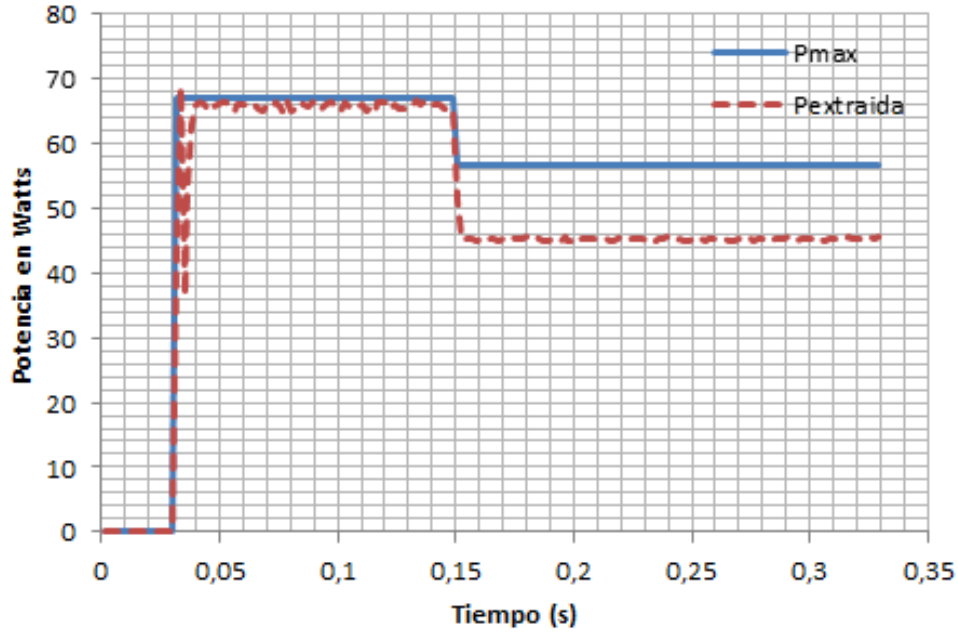


Figura 5.2. Resultados del sistema seguidor de voltaje con perturbación de temperatura.

Ya teniendo perturbaciones en el sistema el método seguidor de voltaje, no funciona eficientemente, ver figura 5.2. A pesar de haber conseguido una estabilidad estable en el primer tramo, después de la perturbación no se pudo recuperar.

5.3. RESULTADOS DEL METODO PERTURBACIÓN OBSERVACIÓN, (P&O).

El algoritmo de P&O se trata de un método iterativo de aproximación en el que se van tomando medidas de corriente y tensión para calcular la potencia. Si la potencia es constante, se siguen realizando dichas medidas. En el caso de que la potencia se incremente o disminuya, se chequea la variación de tensión, y en función de su dirección se varía la tensión aumentándola o disminuyéndola. Al implementar este algoritmo de control se encontró los siguientes resultados, ver figura 5.3, 5.4.

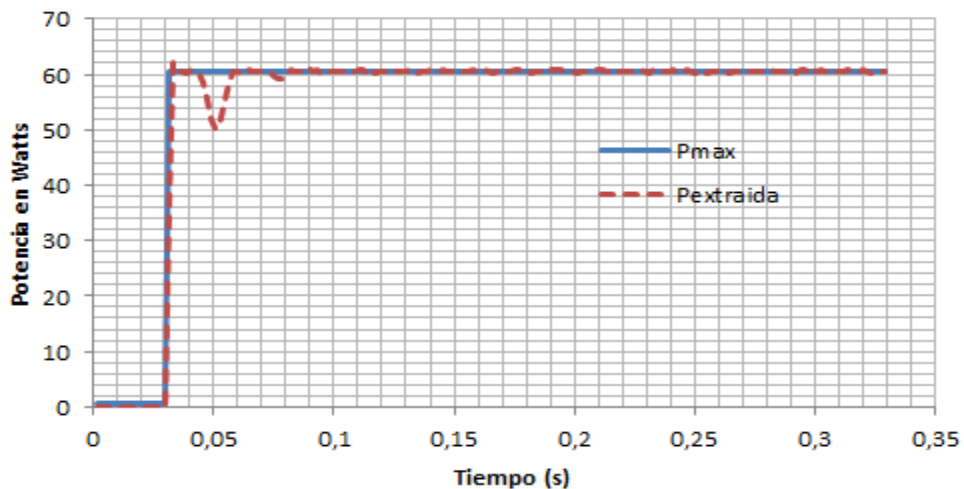


Figura 5.3. Resultados del sistema P&O sin perturbación de temperatura.

La respuesta del algoritmo de P&O, presenta unas oscilaciones inicialmente, sin embargo después de un tiempo logra estabilizarse alrededor del punto de operación, para el caso en donde el sistema no recibe perturbación.

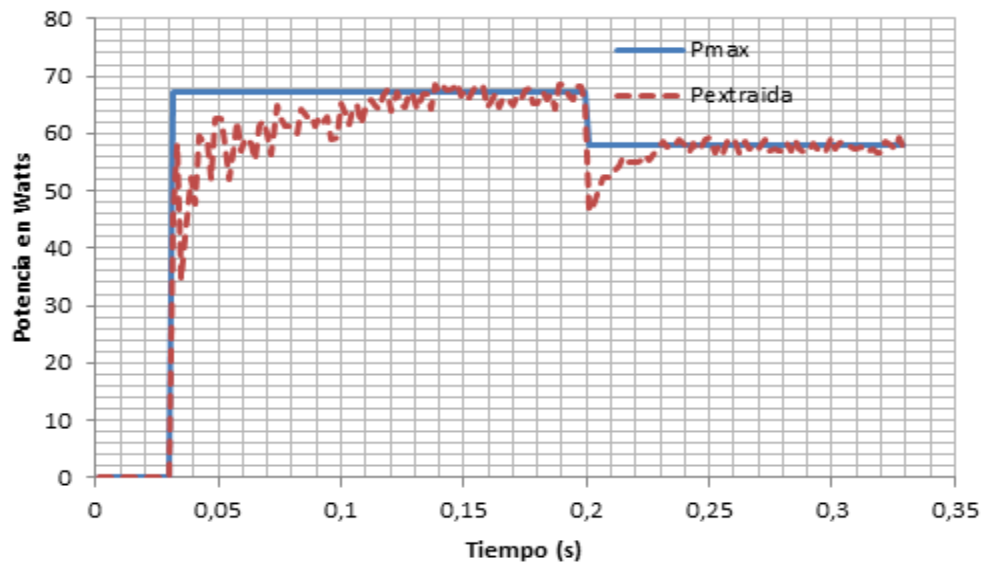


Figura 5.4. Resultados del sistema P&O con perturbación de temperatura.

En la figura 5.4, se observa que el método P&O funciona adecuadamente y sigue la señal de potencia ideal; también se observa una disminución considerable del rizado. Si embargo nunca encuentra un punto estable ya que se mantiene oscilando.



5.4. RESULTADO DEL SISTEMA CON EL ALGORITMO DE CONDUCTANCIA INCREMENTAL.

A diferencia de P&O, el algoritmo de conductancia incremental se detiene cuando alcanza el punto óptimo y detecta cuando se producen cambios en el punto de operación. De este modo se eliminan las oscilaciones alrededor de dicho punto.

En el método de conductancia incremental, la pendiente que tiene la derivada de la corriente con respecto a la tensión, es utilizada para obtener MPP ($dI/dU = -I/U$). Entonces, cuando la tensión varía hacia valores mayores o menores, el tiempo de la potencia cambia, y si esta aumenta, se continúa variando la tensión en la misma dirección. Lo mismo ocurre en sentido contrario cuando la potencia disminuye.

Al realizar la captura de los datos se obtuvieron los siguientes resultados:



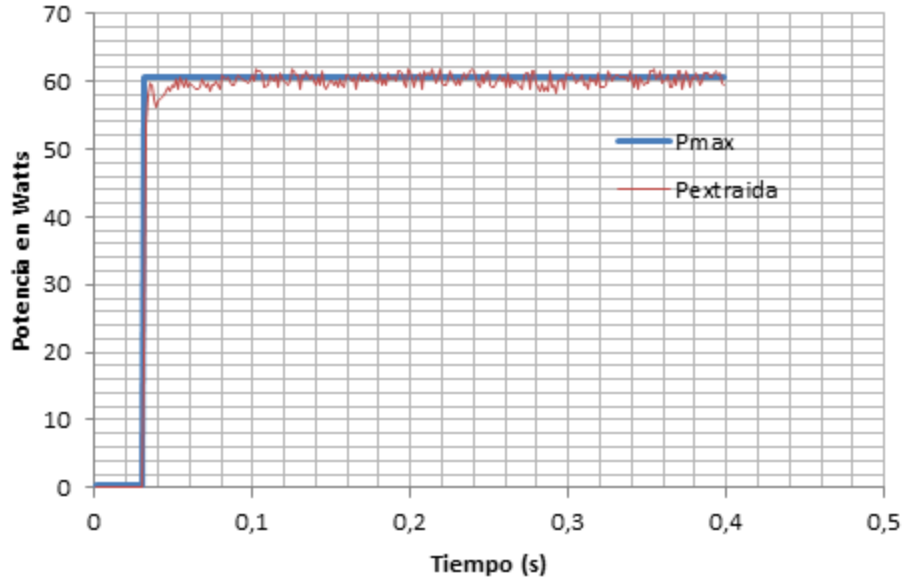


Figura 5.5. Resultados del sistema con algoritmo de conductancia incremental sin perturbación de temperatura.

Presenta una rápida respuesta para estabilizarse, se puede observar que aparecen menos rizados en la señal de potencia extraída.

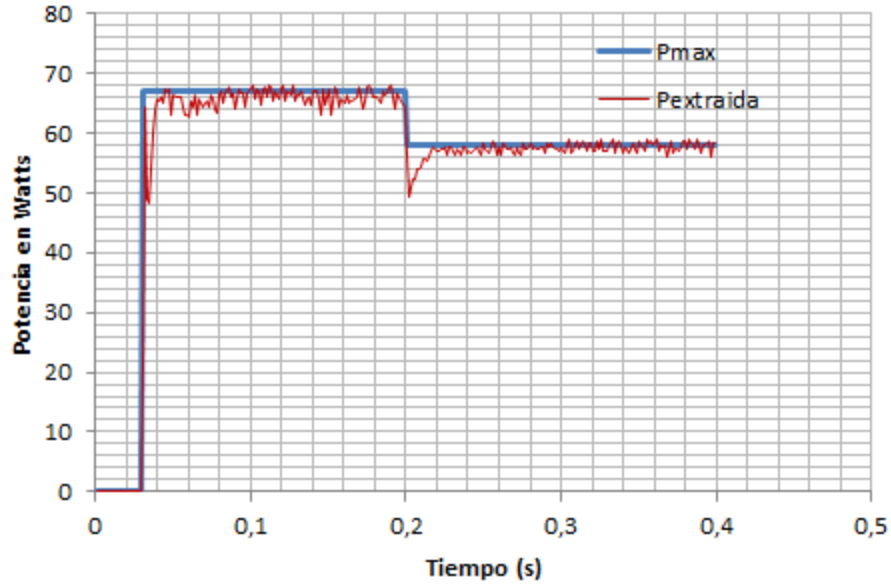


Figura 5.6. Resultados del sistema con algoritmo de conductancia incremental con perturbación de temperatura.

A pesar de que existe una perturbación este algoritmo tiene la capacidad de hacer recuperar rápidamente el sistema, haciendo que este se haga más eficiente.

5.5. ANÁLISIS COMPARATIVO DE LOS TRES ALGORITMOS DE CONTROL.

Para poder comparar estos tres métodos, se sometieron a una misma perturbación en un instante de tiempo igual para los tres casos.

Al comparar los tres métodos, se puede decir que el método de conductancia incremental resulta ser el más óptimo, toda vez que estabiliza de forma más rápida y no presenta oscilaciones sobre el punto MPP.

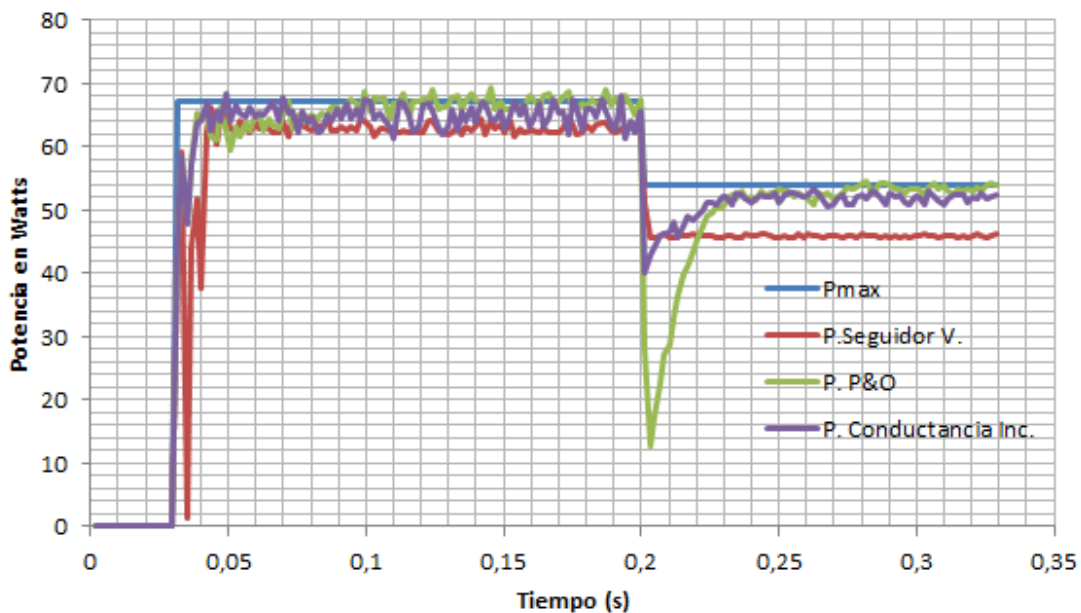


Figura 5.7. Resultados comparativos de los tres tipo de algoritmos MPPT.



Se observa en que al perturbar el sistema, de los tres algoritmos en de seguidor de voltaje no responde adecuadamente, mientras que el algoritmo P&O responde, no es el más eficiente ya que presenta un pico de potencia en dirección negativa, haciendo que este demore para estabilizarse luego de ser perturbado. Mientras que el algoritmo de conductancia incremental presenta un pico de potencia en dirección negativa, pero no tan bajo, permitiendo al sistema estabilizarse de forma más rápida luego de ser perturbado.

De acuerdo a los resultados obtenidos el método de control que mejor se comporto fue el de conductancia incremental ya que posee buena estabilidad y tiempo de recuperación más óptimo. Sin embargo cabe resaltar que, requiere de un mayor costo computacional a comparación de las demás.





CONCLUSIONES

En este trabajo se presenta el estudio y validación de las diferentes técnicas de control MPPT (seguimiento del punto de máxima potencia) para extraer la máxima potencia de los módulos fotovoltaicos. Por tanto, se realizaron los análisis teóricos y computacionales para determinar las características de rendimiento de las técnicas de MPPT. En este escenario, las técnicas de control MPPT fueron implementadas en la plataforma computacional PSIM.

Dentro de los sistemas de generación fotovoltaica, una parte muy importante que va relacionada directamente con la eficiencia de estos es el sistema de control, que nos permite trabajar bajo cualquier condición de operación en el punto de máxima potencia. La eficiencia de los sistemas solares fotovoltaicos está relacionada en gran medida con el seguimiento del punto de máxima potencia.

Las variaciones en la temperatura de radiación y el panel solar causó un cambio en el punto de funcionamiento del sistema, ya que la unidad está diseñada para trabajar en condiciones de panel de prueba estándar. Por tanto, se observó que la tensión de salida del convertidor se vio alterada, teniendo como resultado una disminución de la potencia entregada a la carga resistiva. Se encontró que la respuesta del sistema no se aparta del punto de referencia con los métodos de inductancia incremental y P&O, métodos que evitan pérdidas de potencia, manteniendo la tensión de salida constante para la alimentación de una carga.



En este proyecto se ha analizado los diferentes tipos de algoritmos que nos permiten el seguimiento del punto de máxima potencia. Cabe destacar que en el proyecto se centra en métodos de control directo, es decir, algoritmos que emplean medidas de tensión y corriente de entrada o salida, a partir de las cuales (teniendo en cuenta la variación de los puntos de funcionamiento del panel solar fotovoltaico), se determina el punto óptimo de funcionamiento.

Con este estudio se obtiene una visión clara de cómo funcionan estos algoritmos, que necesitan para funcionar de manera óptima y cual son las acciones que realizan para cada posible caso de operación.

Para la simulación de los algoritmos, dentro del proyecto hay tres prácticas que concluyen la realización de este. Estas prácticas son una plataforma para la simulación mediante el programa Psim de los algoritmos antes definidos: Perturbación y observación, seguidor de voltaje y conductancia incremental.

También se ha presentado el análisis detallado del convertidor CC/CC SEPIC, así como el estudio de su utilización en aplicaciones fotovoltaicas. Se ha llevado a cabo el análisis del funcionamiento, modelado del convertidor, diseño de la etapa de potencia y de la etapa de control, selección de componentes.

El convertidor SEPIC se puede utilizar en casos en los que la tensión de salida que se necesite sea mayor, igual o menor que la tensión de entrada y



con su misma polaridad. Su naturaleza de cuarto orden, hace que sea robusto ante el ruido, pero también provoca que su control sea complicado, haciéndolo adecuado para aplicaciones con respuesta dinámica lenta.

Se ha observado que la obtención del circuito promediado del convertidor nos permite reproducir el comportamiento más significativo del sistema. Esto provoca una mejora en la comprensión del sistema y proporciona una visión física más fácil de entender. Por lo tanto el circuito equivalente promediado es una técnica sencilla para el estudio y comprensión de convertidores.

El modelado en pequeña señal nos permite llegar a un modelo matemático del convertidor, obteniendo las diferentes funciones de transferencia en pequeña señal del convertidor. Con este modelo matemático ya es posible obtener el lazo de control del convertidor.

La elección de los componentes del convertidor SEPIC no solo se basa en cumplir ciertas condiciones impuestas por el sistema, sino también con el fin de diseñar un convertidor eficiente y eficaz.

En la técnica de voltaje constante se presenta un error derivado de la comparación de la señal tomada en el sistema por un sensor de voltaje y la comparación con la tensión de referencia, la cual genera oscilaciones considerables alrededor del máximo punto de potencia. También en esta técnica se puede concluir que, debido a que las medidas dependen de las medidas de voltajes y estas son constantes, el punto de máxima potencia se



mueve en sentido horizontal en la curva de tensión; sin embargo, cuando hay sobrecalentamiento y exceso de temperatura, se presentan variaciones del punto de máxima potencia.

En la técnica P&O pudo comprobarse que la señal obtenida tiene oscilaciones (parpadeo) en torno al punto de funcionamiento, dado que, cuando la perturbación es grande, el sistema alcanza el régimen de mayor velocidad. Los rizados en esta técnica se atenúan a medida que el algoritmo ajusta y establece el máximo punto de potencia. Este tiempo de estabilización depende de la capacidad de recuperación del diodo, y, en el caso del MOSFET, de la variación de la señal obtenida.

Se concluye que la técnica de conductancia incremental tiene una velocidad de respuesta óptima, frente a condiciones dinámicas como los cambios de irradiancia solar; condiciones impuestas usualmente por el clima, las nubes y las horas de operación.





BIBLIOGRAFIA

- [1] Fuente: Renewables 2012 Global Status Report. REN21, www.ren21.net
- [2] Fuente: Photon International March 2012, Photon International April 2009
- [3] Es interesante echar un vistazo al informe: Unlocking the sunbelt potencial for photovoltaics. EPIA, March 2011, que presenta diversos escenarios de futuro para el desarrollo de la energía fotovoltaica en los países de gran irradiación solar.
- [4] Fuente: Potencial de la Energía Solar Fotovoltaica conectada a red en los países del trópico. Resumen ejecutivo. Abril 2010.
- [5] Alliance for Rural Electrification (ARE), Asociación de la Industria Fotovoltaica (ASIF) European Photovoltaic Industry Association (EPIA).
- [6] UNE-EN 60891:2010. Dispositivos fotovoltaicos. Procedimiento de corrección con la temperatura y la irradiancia de la característica I-V de dispositivos fotovoltaicos.
- [7] F. Lasnier, T. Gan Ang. Photovoltaic Engineering Handbook. Hilder, Bristol and New York.



[8] Plett, G., "Sigma-Point Kalman Filters for Battery Management Systems of LiPB-Based HEV Battery Packs-Parts 1-2," Journal of Power Sources, 152 (2), (2006) 1356-84.

[9] Alonso Abella Miguel. Sistemas Fotovoltaicos. Introduccion al diseño y dimensionado. Editorial SAPT de publicaciones técnicas, 2001.

[10] John Stevens, septiembre 1988, the issue of harmonic injection from utility integrated photovoltaic systems, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 3, No.3.

[11] Mohan, Ned, Tore M. Undeland, and William P. Robbins. Power Electronics: Converters, Applications and Desing. New York: John Wiley and Sons. 1995.

[12] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, Editorial. Power Electronics. Converters, Applications, and Design (2ª edición). John Wiley & Sons, 1995.

[13] Electrónica Industrial: Técnicas de Potencia (2ª edición). Editorial: Marcombo-Boixareu Editores, 1992.

[14] Electrónica de Potencia - Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones Muhammad H. Rashid, Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., 1993.





- [15] http://dkc1.digikey.com/us/en/tod/CooperBussmann/SEPIC-Converter_NoAudio/SEPIC-Converter_NoAudio.html
- [16] Daniel W. Hart. "The Single-ended primary-inductor converter (SEPIC)". Power Electronics, Ed.: McGraw-Hill. Capítulo 6.8.
- [17] Marcia L. Hernández Nieto." Análisis comparativo entre las topologías "boost", "sepic" y "cuk" usadas como correctoras del factor de potencia". Tesis doctoral 1995.
- [18]"Control de convertidores". Apuntes Universidad Carlos III. S.E.P. 2011-2012 Prof. Andrés Barrado Bautista.
- [19]Alenca Hren y Miro Milanovič. "Dynamic Analysis of SEPIC Converter". Automatika 48 (3-4), pag. 137-144 (2007). ISSN 0005—1144
- [20]Carrijo, D. R., Ferreira, R. S., Guimarães, S. C. & Camacho, J. R. (Setembro, 2010). Uma- Proposta de Técnica de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência de um Painel Fotovoltaico. No XVIII Congresso Brasileiro de Automatica, 12 a 16 de setembro de 2010 - Bonito/MS.
- [21]Afonso, D. A. D. (2009). Modelação e Controlo Analógico de um Sistema de Microgeração a Energia Solar. Dissertação de Mestrado.
- [22](Andrea, Gules, Romaneli & Pinto, 2010; Oliveira & Peres, 2014).