



DESARROLLO DE UN SISTEMA DE ILUMINACIÓN SOLAR PARA EL AHORRO DE ENERGÍA ELÉCTRICA EN EL ALUMBRADO PÚBLICO DE MÉXICO

Juan Francisco Mèndez Dìaz

ADVERTIMENT. L'accés als continguts d'aquesta tesi doctoral i la seva utilització ha de respectar els drets de la persona autora. Pot ser utilitzada per a consulta o estudi personal, així com en activitats o materials d'investigació i docència en els termes establerts a l'art. 32 del Text Refós de la Llei de Propietat Intel·lectual (RDL 1/1996). Per altres utilitzacions es requereix l'autorització prèvia i expressa de la persona autora. En qualsevol cas, en la utilització dels seus continguts caldrà indicar de forma clara el nom i cognoms de la persona autora i el títol de la tesi doctoral. No s'autoritza la seva reproducció o altres formes d'explotació efectuades amb finalitats de lucre ni la seva comunicació pública des d'un lloc aliè al servei TDX. Tampoc s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant als continguts de la tesi com als seus resums i índexs.

ADVERTENCIA. El acceso a los contenidos de esta tesis doctoral y su utilización debe respetar los derechos de la persona autora. Puede ser utilizada para consulta o estudio personal, así como en actividades o materiales de investigación y docencia en los términos establecidos en el art. 32 del Texto Refundido de la Ley de Propiedad Intelectual (RDL 1/1996). Para otros usos se requiere la autorización previa y expresa de la persona autora. En cualquier caso, en la utilización de sus contenidos se deberá indicar de forma clara el nombre y apellidos de la persona autora y el título de la tesis doctoral. No se autoriza su reproducción u otras formas de explotación efectuadas con fines lucrativos ni su comunicación pública desde un sitio ajeno al servicio TDR. Tampoco se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al contenido de la tesis como a sus resúmenes e índices.

WARNING. Access to the contents of this doctoral thesis and its use must respect the rights of the author. It can be used for reference or private study, as well as research and learning activities or materials in the terms established by the 32nd article of the Spanish Consolidated Copyright Act (RDL 1/1996). Express and previous authorization of the author is required for any other uses. In any case, when using its content, full name of the author and title of the thesis must be clearly indicated. Reproduction or other forms of for profit use or public communication from outside TDX service is not allowed. Presentation of its content in a window or frame external to TDX (framing) is not authorized either. These rights affect both the content of the thesis and its abstracts and indexes.

Juan Francisco Méndez Díaz

**Desarrollo de un Sistema de Iluminación Solar
Para el Ahorro de Energía Eléctrica en el
Alumbrado Público de México**

Tesis Doctoral

Supervisores

Dr. Roberto Giral Castellón

Dra. Beatriz Pico González

Departament d'Enginyeria
Electrónica Elèctrica i
Automàtica



UNIVERSITAT ROVIRA i VIRGILI



**UNIVERSIDAD POPULAR
AUTONOMA DEL ESTADO DE
PUEBLA**

Tarragona y Puebla 2018



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI



**UNIVERSIDAD POPULAR
AUTONOMA DEL ESTADO DE
PUEBLA**

Roberto Giral Castellón, profesor titular en el Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática de la Universidad Rovira i Virgili.

Beatriz Pico González, profesora-investigadora en el Departamento de Planeación Estratégica y Dirección de Tecnología de la Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla.

HACEMOS CONSTAR que el presente trabajo titulado “Desarrollo de un Sistema de Iluminación Solar para el Ahorro de Energía Eléctrica en el Alumbrado Público de México”, que presenta Juan Francisco Méndez Díaz para la obtención del título de Doctor, ha sido realizado bajo nuestra dirección en cotutela en los departamentos respectivos de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática de la URV y en de Planeación Estratégica y Dirección de Tecnología de la UPAEP.

Tarragona y Puebla, 30 de Junio de 2018.

Los directores de la tesis doctoral

Dr. Roberto Giral Castellón.

Dra. Beatriz Pico González.

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, quiero agradecer a Dios por todas las bendiciones que me ha dado, por la oportunidad de seguir creciendo tanto personal como profesionalmente, y por poner en mi camino a las personas adecuadas que junto con ellos he podido lograr esta meta tan anhelada por mí.

A mis padres Juan Méndez Armenta y Eva Díaz Avalos q.e.d por sus enseñanzas, por todo lo que me dieron, por quererme tanto y siempre estar conmigo por darme la vida y siempre creer en mí, por el magnífico ejemplo que me dieron y por ser unos magníficos padres amorosos dedicados y comprometidos siempre con el bienestar de sus hijos, los amo mucho y siempre los amare este trabajo está dedicado a ustedes.

En lo profesional quiero agradecer al Dr. Roberto Giral Castillon, por darme la oportunidad de estudiar el doctorado en España, por su profesionalismo, disciplina y entrega que siempre tuvo para mi persona, por su paciencia y dedicación al enseñar, por todo el conocimiento que me brindó y por todo el tiempo que me dedico, también quiero externar que no solo es un gran profesional si no también un excelente ser humano. Al Doctor Javier Calvente por su colaboración que siempre estuvo dispuesto a apoyar.

A la Doctora Beatriz Pico González, que me dio la oportunidad de estudiar el doctorado en México, por su apoyo tanto personal como profesional, por creer en mí como profesional, muchas gracias.

Agradezco a Dios por conocer a personas de tan alta calidad y ponerlas en mi camino.

A mis compañeros de laboratorio en especial a Albert Teixidó Ardévol por su ayuda en el trabajo de laboratorio junto con Josep María Bosque.

A mi familia a mis hermanos Guadalupe Méndez Díaz, Eva Méndez Díaz y Samuel Méndez Díaz por todo su apoyo y amor y por darme la seguridad de saber que siempre estarán a mi lado son los mejores hermanos que Dios me pudo dar, y por darme unos sobrinos maravillosos los amo.

A mi amada esposa Doris Ethel Cabrera Carrillo que siempre me dio ánimos para continuar adelante, por estar a mi lado en los momentos complicados de mi vida, por ser mi pilar e inspiración, por ser una gran mujer, por respetarme y amarme muchas gracias por tu apoyo y paciencia por todos los sacrificios que viviste durante este tiempo te amo.

ABSTRACT

The generation of a new model of innovation and the generation of a new converter structure together with its mathematical modeling and application that would allow improving the performance of a photovoltaic system, are the two main themes studied in this thesis.

Based on previous ideas presented in the state of the art, it is also possible to create a converting structure, a primordial point of this thesis, called a bidirectional versatile buck-boost switched converter, in which two types of analysis are carried out by applying the sliding mode control one for day mode and another for night mode in both cases counting with complex switching surfaces, which allowed to improve the performance of a photovoltaic system, validated by experimental measurements .

Just as in the converter structure the creation of a new model of totally flexible innovation for renewable energies was carried out through previous studies presented in the state of the art. This model has the peculiarity of adapting easily to the realization of any other type of innovation model.

RESUMEN

La generación de un nuevo modelo de innovación y la generación de una nueva estructura convertidora junto con su modelado matemático y aplicación que permitiera mejorar las prestaciones de un sistema fotovoltaico, son las dos temáticas principales estudiadas en esta tesis.

Basado en ideas previas presentadas en el estado del arte se logra realizar una estructura convertidora punto primordial de esta tesis, llamada convertidor conmutado buck-boost versátil bidireccional, en el que se realizan dos tipos de análisis aplicando el control en modo de deslizamiento uno para modo diurno y otro para modo nocturno en ambos casos contando con superficies de conmutación complejas, lo que permitió mejorar las prestaciones de un sistema fotovoltaico, validadas mediante mediciones experimentales.

Al igual que en la estructura convertidora la creación de un nuevo modelo de innovación totalmente flexible para energías renovables se realizó por medio de estudios previos presentados en el estado del arte. Este modelo tiene la particularidad de adaptarse fácilmente para la realización de cualquier otro tipo de modelo de innovación.

CONTENIDO

CAPÍTULO I INTRODUCCIÓN, ESTADO DE ARTE, PROBLEMÁTICA Y OBJETIVOS	1
1.1 INTRODUCCIÓN	1
1.1.1 PERSPECTIVA ENERGÉTICA	2
1.1.2 SITUACIÓN DE LA ENERGÍA EN MÉXICO.....	5
1.1.3 ENERGÍAS RENOVABLES.....	8
1.2 ESTADO DEL ARTE.....	12
1.2.1 INNOVACION EN LAS ENERGIAS RENOVABLES	12
1.2.2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS	14
1.2.3 CONVERTIDORES CONMUTADOS.....	16
1.2.4 CONVERTIDORES CONMUTADOS TIPO BUCK-BOOST	18
1.2.5 APLICACIONES DEL CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS	21
1.2.5 BÚSQUEDA DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA (MPPT).....	25
1.2.6 IMPORTANCIA DE LA APLICACIÓN DE LA INNOVACIÓN.....	31
1.3 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	33
1.4 OBJETIVO GENERAL.....	34
1.4.1 OBJETIVOS ESPECIFICOS	35
1.5 JUSTIFICACIÓN	35
1.6 ALCANCES	36
1.7 LIMITACIONES.....	36
1.8 REFERENCIAS CAPITULO I	37
CAPITULO 2 IMPLEMENTACIÓN MODELO DE INNOVACIÓN	41
2.1 INNOVACIÓN PARA LA VINCULACIÓN.....	41
2.2 MODELOS DE INNOVACIÓN	43
2.3 MODELOS LINEALES: IMPULSO DE LA TECNOLOGÍA Y TIRÓN DE LA DEMANDA.....	47
2.3.1 IMPULSO DE LA TECNOLOGÍA.....	47
2.3.2 TIRÓN DE LA DEMANDA	48
2.3.3 MODELO POR ETAPAS.....	48
2.3.4 MODELOS INTERACTIVOS O MIXTOS	49
2.3.5 MODELOS INTEGRADOS.....	51
2.3.6 MODELO EN RED.....	51
2.4 DIFERENTES SISTEMAS DE ILUMINACION EN EL ALUMBRADO PÚBLICO.....	53
2.4.1 LÁMPARAS DE VAPOR DE SODIO DE ALTA PRESIÓN	57
2.5 LAS VENTAJAS DEL ALUMBRADO PÚBLICO SOLAR	58
2.6 LAS DESVENTAJAS DEL ALUMBRADO PÚBLICO SOLAR	58

2.7 IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO PROPUESTO.....	59
2.7.1 EXPLICACIÓN DEL MODELO DE INNOVACION EN ENERGIAS RENOVABLES.....	60
2.8 REFERENCIA CAPITULO 2	67
CAPITULO 3 SISTEMA DE POTENCIA.....	68
3.1 CONVERTIDORES CONMUTADOS.....	68
3.1.1 INTRODUCCIÓN	68
3.1.2 APLICACIONES DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA.....	68
3.2 CONVERTIDORES CONMUTADOS DC/DC	73
3.2.1 OTRAS CLASIFICACIONES DE LOS CONVERTIDORES CONMUTADOS	74
3.2.2 ESTRÉS EN LOS INTERRUPTORES.....	79
3.2.3 EFICIENCIA EN LOS CONVERTIDORES CONMUTADOS.....	80
3.3 PROBLEMA A ABORDAR	82
3.3.1 CONTROL DE CONVERTIDORES DE DC/DC	84
3.3.2 CICLO DE OPERACIÓN DE LOS CONVERTIDORES CONMUTADOS.....	86
3.4 RÉGIMEN ESTACIONARIO Y RÉGIMEN TRANSITORIO	89
3.5 MODOS DE CONDUCCIÓN DE LOS CONVERTIDORES CONMUTADOS.....	90
3.5.1 MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA (CCM, CONTINUOUS CONDUCTION MODE).....	90
3.5.2 MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA.....	91
3.5.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO DE LAS TOPOLOGIAS CONVERTIDORAS BÁSICOS.	92
3.5.3.1 CONVERTIDOR BUCK O REDUCTOR	92
3.5.3.2 CONVERTIDOR BUCK EN ESTADO ON ($T_n < t < T_n + DT_s$) (Encendido).....	94
3.5.3.3 CONVERTIDOR BUCK EN ESTADO OFF ($T_n + DT_s < t < T_n + 1$)(Apagado).....	96
3.5.3.4 RIZADO DE LA TENSIÓN DE SALIDA.....	99
3.5.3.5 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL CONVERTIDOR BUCK.....	100
3.5.3.6 DESCRIPCION DE LA APLICACIÓN FOTOVOLTAICA.....	104
3.5.4 CONVERTIDOR BOOST.....	110
3.5.5 CONVERTIDOR BUCK – BOOST	112
3.6 ESTUDIOS PRELIMINARES SOBRE LAS ESTRUCTURAS BUCK, BOOST Y BUCK-BOOST.....	113
3.6.1 CONVERTIDOR BUCK (Fig.3.29).....	114
3.6.2 CONVERTIDOR BOOST (3.31).....	114
3.6.3 CONVERTIDOR BUCK-BOOST (Fig. 3.32).....	115
3.6.4 CONCLUSIONES FINALES DE LOS ESTUDIOS PRELIMINARES SOBRE LAS ESTRUCTURAS BUCK, BOOST Y BUCK-BOOST	116
3.7 CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO	117
3.7.1 SISTEMAS DE ESTRUCTURA VARIABLE EN MODO DE DESLIZAMIENTO.....	118
3.7.2 SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN.....	119
3.7.3 CONVERTIDORES CONMUTADOS UTILIZANDO CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO	120

3.7.4 CONTROL EN MODO DESLIZANTE	120
3.7.5 EXISTENCIA DE MODO DESLIZANTE	121
3.7.6 BANDA DE HISTÉRESIS	122
3.8 APLICACIÓN DEL CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO	123
3.8.1 CONTROL EQUIVALENTE ueq	123
3.8.2 CONDICIÓN DE TRANSVERSALIDAD	124
3.8.3 ECUACIONES DE LA DINÁMICA DE DESLIZAMIENTO IDEAL	124
3.8.4 PUNTO DE EQUILIBRIO	124
3.9 ANALISIS DE LOS CONVERTIDORES CONMUTADOS BUCK, BOOST Y BUCK-BOOST CON DIFERENTES SUPERFICIES DE DESLIZAMIENTO.	125
3.9.1 EJEMPLO DE ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR BOOST O ELEVADOR APLICANDO EL CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO CON SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN $s x = vC - vREF = 0$ PARA MODO DIURNO CON CONTROL DIRECTO DE vC	125
3.9.2 EJEMPLO DE ANÁLISIS EN EL CONVERTIDOR BOOST O ELEVADOR CON CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO CON SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN $s x = iL - iREF = 0$	130
3.9.3 EJEMPLO DE ANÁLISIS EN EL CONVERTIDOR CONMUTADO BUCK O REDUCTOR CON CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO CON SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN $s x = iL - iREF = 0$	133
3.9.4 EJEMPLO DE ANÁLISIS EN EL CONVERTIDOR BUCK O REDUCTOR APLICANDO EL CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO CON LA SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN $s x = CdvCdt + GvC - vREF = 0$	136
3.9.5 EJEMPLO DE ANÁLISIS EN EL CONVERTIDOR BUCK-BOOST APLICANDO EL CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO CON LA SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN $s x = vC - vREF = 0$	138
3.9.6 EJEMPLO DE ANÁLISIS EN EL CONVERTIDOR BUCK-BOOST APLICANDO EL CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO CON LA SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN $s x = iL - iREF = 0$	142
3.10 CONCLUSIONES FINALES DEL CAPÍTULO	144
3.11 REFERENCIAS DEL CAPITULO 3	146
CAPITULO 4 SISTEMA FOTOVOLTAICO PROPUESTO.....	150
4.1 INTRODUCCIÓN.....	150
4.2. MÓDULO FOTOVOLTAICO BP585	152
4.3 ANALISIS EN MODO DIURNO	153
4.3.1 CONVERTIDOR BUCK- BOOST VERSATIL BIDIRECCIONAL.....	153
4.3.2 SUPERFICIE SIMPLIFICADA SIN TERMINO INTEGRAL.....	156
4.3.2.1 ANÁLISIS Y SIMULACIÓN	156
4.3.2.2 ANALISIS DEL SISTEMA CUANDO $v_g > v_0$. Caso reductor ($u1 = 1$)	160
4.3.2.3 ANALISIS DEL SISTEMA CUANDO: $v_g < v_0$. Caso elevador ($u2 = 0$)	162
4.4 RESULTADOS OBTENIDOS.....	163
4.4.1 SIMULACIÓN EN EL SOFTWARE PSIM	163
4.5 ESTUDIOS PRELIMINARES DEL ANALISIS DE LA SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN SIN TERMINO INTEGRAL	168

4.6 MEJORA A LA SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN	168
4.6.1 ANALISIS DEL SISTEMA CUANDO $v_g > v_0$. CASO REDUCTOR $u_1 = 1$	170
4.6.2 ANALISIS DEL SISTEMA CUANDO $v_g < v_0$. CASO ELEVADOR $u_2 = 0$	172
4.7 RESULTADOS OBTENIDOS.....	174
4.8 ESTUDIOS PRELIMINARES DE LA SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN CON TERMINO INTEGRAL	178
4.9 COMPARACIÓN DE LAS IMPLEMENTACIONES PWM E HISTERESIS DEL CONTROL PROPUESTO.	
.....	178
4.9.1 IMPLEMENTACION DEL SISTEMA.....	178
4.9.2 IMPLEMENTACION ANALOGICA DE LA MODULACION DE HISTERESIS (HM).....	183
4.9.3 IMPLEMENTACION ANALOGICA PWM.....	184
4.10 RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	185
4.10.1 MODO BOOST UTILIZANDO HM.....	186
4.10.2 MODO BOOST UTILIZANDO PWM	187
4.10.3 MODO BUCK UTILIZANDO HM.....	188
4.10.4 MODO BUCK UTILIZANDO PWM.....	189
4.10.5 MODO DE TRANSICIÓN CONTINUA.....	190
4.11 MODO NOCTURNO.....	192
4.11.1 RESULTADOS OBTENIDOS.....	196
4.12 CONCLUSIONES DEL CAPITULO 4	201
4.13 REFERENCIAS DEL CAPITULO 4	202
5. CONCLUSIONES GENERALES	205

CAPÍTULO I INTRODUCCIÓN, ESTADO DE ARTE, PROBLEMÁTICA Y OBJETIVOS

1.1 INTRODUCCIÓN

Actualmente, tanto la obtención de energía, como el desarrollo tecnológico junto con la innovación, son los principales pilares del crecimiento económico de todos los países. Resultado de la demanda energética constante junto con el aumento exponencial de la población y el uso y desarrollo e innovación tecnológica. [1][2]

Debido a que en las últimas décadas la demanda por la obtención de energía se ha incrementado continuamente, se vuelve necesario tener nuevos sistemas tecnológicos innovadores que busquen la mejor forma de obtención energética sin dañar al medio ambiente y que ayuden a solventar esta demanda creciente. [1][2]

Varios sectores han incrementado su consumo energético y de acuerdo con el *World Energy Balance* 2017 este consumo será cada vez mayor, a continuación, se presenta, los principales consumidores energéticos:

- Sector industrial con un consumo de 2,712.37 MMtep (millones de toneladas equivalentes a petróleo), con un 28.9 %
- Sector transporte con 2,703.00 MMtep (millones de toneladas equivalentes a petróleo), representando el 28.8 %
- Sector residencial con 2,050.57 MMtep (millones de toneladas equivalentes a petróleo) constituyendo el 21.9 %.[1]

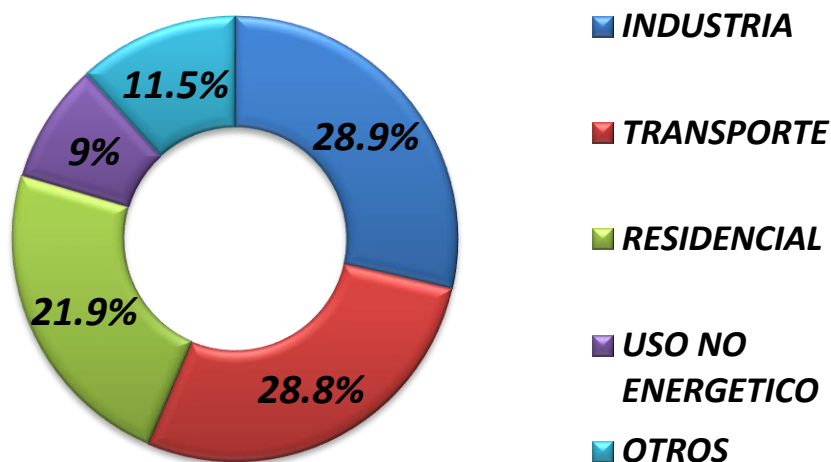


Fig. 1.1 Consumo Mundial de Energía por Sector.
Fuente: World Energy Balances, IEA, edición 2017

Ahora bien, para subsanar la demanda creciente de energía de estos sectores, se han generado graves problemas, uno de ellos es la contaminación, y el daño severo al medio ambiente. Por lo que es necesario innovar y crear nueva tecnología que permita obtener energía de la manera más limpia, sin dañar el medio ambiente. Por esta razón, los gobiernos de la mayoría de los países junto con diferentes organizaciones como universidades, centros de investigación y la iniciativa privada, han desarrollado políticas que impulsen la innovación junto con el crecimiento de nuevas tecnologías, para que con esto se ayude a mitigar lo más posible este grave problema. [2]

1.1.2 PERSPECTIVA ENERGÉTICA

El *World Energy Balance* de la Agencia Internacional de la Energía en su edición del 2017, menciona que la producción de energía primaria totalizó 13,611.81 millones de toneladas equivalentes de petróleo (MMtep), un 2.3 % mayor que en el año 2012 y un 0.6% mayor que en el año 2014. China, Estados Unidos, Rusia, Arabia Saudita e India, son los países con mayor producción de energía primaria y los que presentan constantemente iniciativas para obtener más fuentes energéticas. [1]

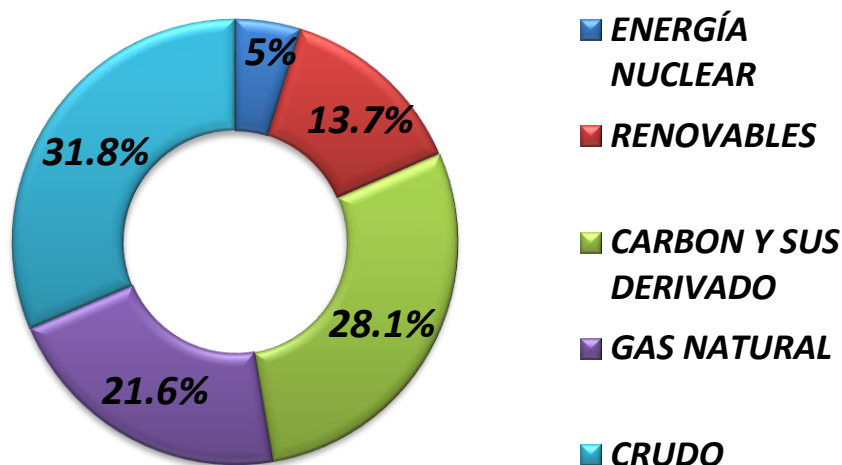


Fig.1. 2 producción Mundial de Energía.
Fuente: World Energy Balances, IEA, edición 2017

El consumo mundial de energía está en aumento constante, por ejemplo, en el año 2013 creció 2.5 %, al totalizar 9,172.80 MMtep como lo muestra la figura 1.3.

Este incremento se debió al aumento de varios tipos de sistemas de energía, destacando el consumo del carbón y sus derivados que se incrementó un 6.2 %, el gas natural un 3.3 % y la electricidad con 3.2 % mostrando la dependencia total que se tiene hacia los hidrocarburos. [1]

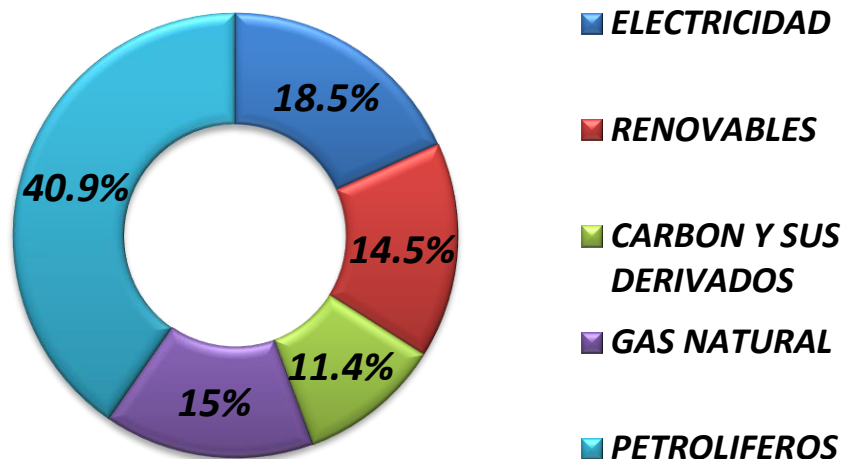


Fig. 1.3. Consumo Mundial de Energía.
Fuente: World Energy Balances, IEA, edición 2017

Como se ha visto la mayor parte de la energía se obtiene de los hidrocarburos que son fuentes de energía agotables a largo plazo lo que es un grave problema. Además de esto se puede apreciar de acuerdo a los párrafos anteriores que la demanda por la obtención de la energía está en un firme crecimiento.

Al igual que en [2], en [3] también se menciona que la generación de energía, tanto de fuentes renovables como de combustibles fósiles, es uno de los principales motores para el desarrollo económico de cualquier país. Asimismo, se recalca la importancia de realizar una política energética equitativa para todos, menciona también y coincide con los párrafos anteriores que la obtención de energía se ha convertido en un problema grave el cual está en un aumento constante, por lo que es necesario encontrar soluciones rápidas y factibles para la solución de este problema y así evitar en un futuro conflictos internacionales. Por ejemplo, el conflicto sucedido en la crisis energética en el año 2000, o el problema que existió por la obtención del gas natural entre los países de Rusia y Ucrania.

La investigación reportada en [4]; menciona que los sistemas de producción de energía actuales se basan principalmente en el uso de los combustibles fósiles, en un promedio de un 80 %, lo que es un gran problema debido a que son fuentes cuyo agotamiento está previsto a medio plazo. [5]. Como lo ponen también de manifiesto los datos del *World Energy Balances*. [1]

Una de las principales fuentes de energía dentro de los combustibles fósiles, es el petróleo; que es considerado un combustible de primer orden y, a nivel industrial, es una de las principales materias primas. De acuerdo a las previsiones de la AIE (Agencia Internacional de la Energía); la demanda de petróleo desde 2005 hasta el 2030 crecerá en un 38 %. Si en 2005 la producción de barriles diarios fue de 84 millones, para el 2030 crecerá a 116 millones de barriles diarios. En el pasado año, 2016, la OPEP (Organización de Países Exportadores de Petróleo) informa que existe una producción de 94,18 millones de barriles diarios. La demanda creciente de crudo unida al agotamiento de los pozos actuales; conlleva un incremento de costos de inversión destinados a mejorar los sistemas tecnológicos para su extracción [5].

Como hemos mencionado anteriormente, existe una demanda constante para obtener energía que principalmente proviene de los hidrocarburos, y esto se ha convertido en un problema prioritario, ya que anualmente está creciendo en un 2 %. Esto también es resultado del incremento constante de la población, ya que para el 2010 se estimaba una población de 6600 millones, y para el 2030 se estima una población de 8000 millones. [5] El aumento de la población mundial incrementa a su vez la fuerte dependencia que tienen las economías mundiales de los combustibles fósiles. Dicha dependencia se ha agravado por la débil gestión que se ha llevado a cabo tanto en el aprovechamiento de los recursos naturales como de la aplicación del desarrollo tecnológico y científico para la solución de este problema. [2]

Los recursos energéticos, se dividen principalmente en tres categorías: combustibles fósiles, energía nuclear y energías renovables. Los combustibles fósiles son la fuente principal de energía, pero, como se ha puntualizado, tanto su uso como su extracción provocan daños severos al medio ambiente y a la salud del ser humano mermando su calidad de vida. Algunos de los daños más conocidos son: [2]

- Contaminación atmosférica.
- Lluvia ácida.
- Calentamiento del planeta (efecto invernadero).
- Alteración de ecosistemas con destrucción de la biodiversidad.
- Pérdida de vegetación y erosión de suelos.
- Agotamiento de los recursos naturales.

La segunda fuente de energía es la energía nuclear, cuya producción, manipulación y traslado requiere grandes medidas de control y seguridad, ya que las centrales nucleares pueden sufrir graves accidentes como los sucedidos en *Three Mile Island* (EEUU, 1979), *Chernóbil* (Ucrania, 1986) o *Fukushima* (Japón, 2011). Como resultado de estos graves accidentes; hubo daños severos tanto para el ser humano como para el medio ambiente. [2]

La tercera categoría son las fuentes de energías renovables. Las energías renovables presentan muchas ventajas tales como: [2]

- Es un recurso de energía sostenible a largo plazo.
- Proviene de fuentes inagotables a escala humana, es limpia.

- En comparación con los combustibles fósiles el daño al medio ambiente es mucho menor.

1.1.3 SITUACIÓN DE LA ENERGÍA EN MÉXICO

En México como en todos los países la energía es uno de los principales temas tanto en desarrollo como en producción, ya que es uno de los pilares económicos de la nación, actualmente se han realizado varias reformas en pro de las fuentes de energía tanto primaria como en términos de energía renovable, por ejemplo, de acuerdo al sistema de información energética (SENER 2017), en el transcurso del 2016 el consumo de energía en México supero el 18.5% a la producción de energía primaria. Este comportamiento se ve reflejado por el doble efecto del aumento de 7.2% del consumo y la caída de 6.6% de la producción respecto al año anterior (Figura 1.4).

Esto es preocupante ya que México cuenta con un enorme potencial tanto natural como de recurso humano para tener mayor producción en los sistemas energéticos primarios y de energías renovables. Por ejemplo, naturalmente México se encuentra en los paralelos 40°N y 35°S lo que se llama Franja solar en esta franja se obtiene una cantidad de energía solar mucho mayor a la de otros países; es decir en tres cuartas partes de la inmediatez de México, son zonas de insolación media de orden de los 5 kWh/m² diario el doble del promedio existente en EUA, por lo que si se aprovecha esta posición geográfica podríamos convertir la energía solar en una fuente inagotable de energía. [5]

De esta forma se presenta una gráfica de la producción de energía en México en los últimos años, cabe resaltar que la energía solar que se recibe cada 10 días sobre el planeta tierra es similar a todas las reservas de petróleo, carbón y gas existentes en el mundo.

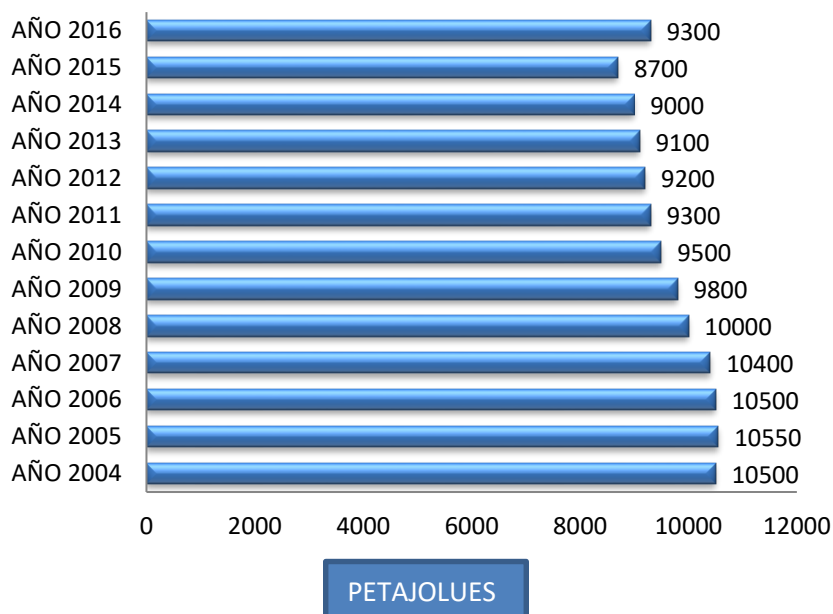


Fig.1. 4 Producción de Energía.

Fuente: Sistema de Información Energética de México (SENER) 2017.

Otro de los indicadores para medir como se encuentra la situación energética de un país, es el índice de independencia energética, que se define como el índice utilizado a nivel internacional para medir, de forma general, el grado en que un país puede cubrir su consumo de energía derivado de su producción; si es mayor a uno, el país se considera independiente de energía. En el año 2016 es el segundo año consecutivo en que México muestra dependencia de las importaciones de energía para satisfacer la demanda. Al cierre de 2016, México presentó un índice de independencia energética equivalente a 0.84 (Figura 1.5). Es decir, se produjo 15.6% menos energía de la que se puso a disposición para las diversas actividades de consumo dentro del territorio nacional. Durante los últimos diez años, este indicador ha disminuido en promedio 4.3%.

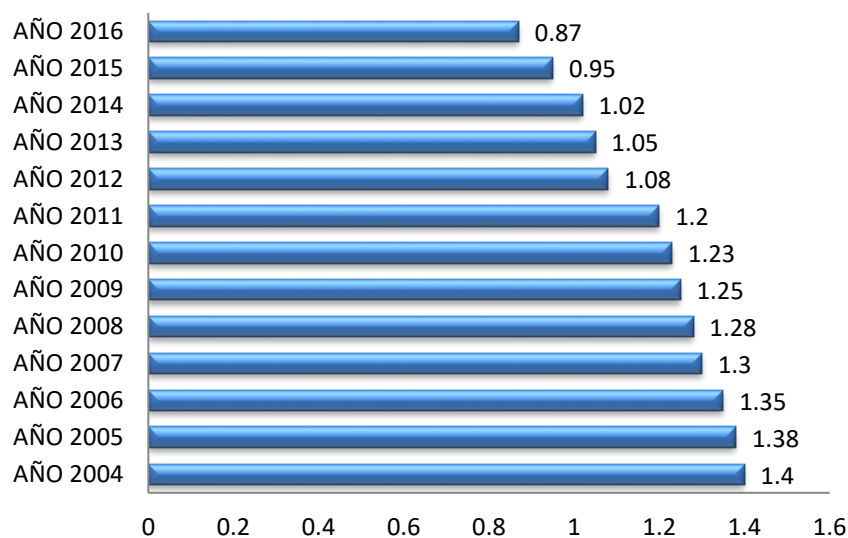


Fig. 1.5 Índice de Independencia Energética.
Fuente: Sistema de Información Energética de México (SENER) 2017.

La intensidad energética es un indicador que mide la cantidad de energía requerida para producir un peso del PIB. Durante 2016, México tuvo un incremento de 4.8% respecto al 2015 en este indicador, alcanzando los 632.01 KJ/\$ (Figura 1.6). Lo anterior fue producto del rápido aumento de 7.2% en el consumo de energía y la desaceleración del crecimiento del PIB; reflejado en 2.3% de incremento con respecto al año anterior.

Durante los años 2013 y 2014, México tuvo un crecimiento en el PIB del 2.1 %, el consumo de energía decreció un 3.6 %, en la siguiente tabla se muestra la intensidad energética de México.

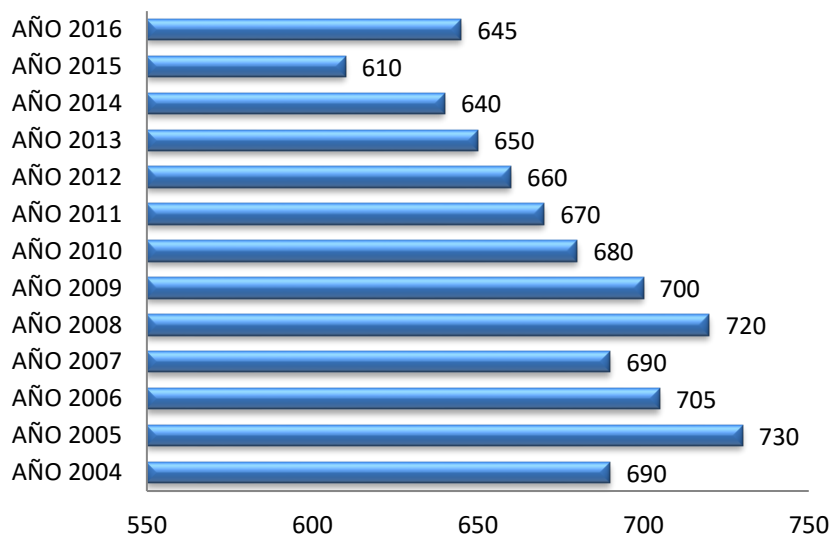


Fig. 1.6 Intensidad Energética de México.
Fuente: Instituto Nacional de Geografía de México (INEGI).

Por último, se verá el consumo de energía per cápita de México, que es la relación existente entre el Producto Interno Bruto (PIB) y la cantidad de habitantes de la nación. De acuerdo al Balance Nacional de Energía 2017. Durante el periodo comprendido de 2006 a 2016, el coeficiente de correlación lineal¹³ entre el PIB y el consumo nacional de energía fue 0.83; esto significa que si existe una variación de 1.0% en el PIB, habrá un cambio de 0.69% en el consumo, dejando ver la estrecha relación entre la demanda de energía y el crecimiento económico del país. No obstante, la relación no siempre se mantiene cuando el PIB disminuye, debido a que durante la desaceleración de la economía las centrales eléctricas, y muchas de las plantas de producción industrial, necesitan permanecer encendidas, situación que impide que el consumo energético disminuya a la par de la actividad económica. Otro factor que influye en esta correlación es la eficiencia energética que permite aprovechar de mejor manera los recursos energéticos, alcanzando ahorros económicos reflejados en el PIB.

Otro dato interesante de acuerdo a este indicador y la relación con los habitantes de la nación es que la población mexicana creció 1.1% en los años 2013 y 2014; es decir paso de 118.40 millones a 119.71 millones de habitantes, y en los últimos diez años el consumo de energía per cápita por habitante creció 0.4% por año. [1]

De acuerdo a los datos anteriores, México debe de producir la energía suficiente para satisfacer las necesidades energéticas resultado del crecimiento de la población o encontrar otras fuentes de energía alternas que ayudan a satisfacer esta demanda.

La información presentada muestra la situación energética de México, donde se observa que no solo en México si no que a nivel mundial la energía es un problema que está en constante

crecimiento. Como observamos los datos presentados exponen una dependencia energética completa, destacando el hecho de que las fuentes energéticas principales se pueden agotar; además de esto sumamos que el costo por obtenerla es cada mes mayor, afectando la economía de México.

Debido a lo anterior, es necesario e indispensable encontrar nuevas fuentes energéticas, como lo serían las energías renovables. Educación en el uso de los energéticos, que permitan su buen uso para con esto obtener un ahorro, y poder así controlar la demanda de la misma.

Por lo tanto, cabe preguntar ¿Cuáles serían las medidas efectivas y necesarias para el futuro de la energía, no solo en México sino en el mundo? y así no caer en crisis o colapsos energéticos que afectarían la estabilidad económica de las naciones.

1.1.4 ENERGÍAS RENOVABLES

Una consecuencia de lo expuesto anteriormente denota que es necesario desarrollar tecnologías que permitan aprovechar aquellas fuentes de energía que dañen lo menos posible tanto al ser humano como al medio ambiente que satisfagan las necesidades energéticas actuales. Asimismo, como también se apunta en las referencias comentadas con anterioridad, el uso de las energías renovables sería actualmente la solución más recomendable.

En [6] se comenta el rápido crecimiento de las energías renovables, especialmente en el sector eléctrico, debido al aumento de la rentabilidad de las tecnologías renovables; a iniciativas de política energética; un mejor acceso al financiamiento; seguridad energética y seguridad medio ambiental.

Estos factores ocasionaron en el 2015 un aumento estimado del empleo en este sector de un 5%, con un incremento aproximado de unos 8.1 millones de puestos de trabajo directos e indirectos; siendo la energía solar fotovoltaica uno de los sistemas de energías renovables que da lugar al mayor número de empleos.

Destaca que, en el sector eléctrico, las instalaciones de la energía eólica y la solar fotovoltaica, se incrementaron en un 77%. Otro dato de importancia que también comenta es que a finales de 2015 la capacidad de energía renovable abasteció aproximadamente en términos de porcentaje como se presenta a continuación:

- El 23.7% de la electricidad mundial, en conjunto con la energía hidráulica que proporciona aproximadamente el 16%.
- En el sector de transporte terrestre, la energía renovable constituyó aproximadamente el 4% del combustible mundial.
- En el aspecto de calentamiento y enfriamiento, los servicios de climatización en edificios e industria la utilización es aproximadamente del 8%. [6]

Como se puede apreciar en la tabla siguiente de evolución anual de la inversión siguiente extraída de [6], las inversiones en energías renovables están creciendo constantemente

	Año 2014	Año 2015
Inversiones nuevas anuales en electricidad y combustibles renovables.	Miles de millones de dólares.	Miles de millones de dólares.
Energía solar térmica de concentración.	4.3	4.8
Capacidad de energía hidráulica.	1.036	1.064
Capacidad de bioenergía.	101	106
Capacidad de energía geotérmica.	12.9	13.2
Capacidad de energía solar FV.	177	227
Capacidad de energía eólica.	370	433

Los datos sobre inversiones provienen *Bloomberg New Energy Finance* e incluyen: todos los proyectos de generación de electricidad a partir de biomasa, energía geotérmica y eólica mayores a 1MW; todos los proyectos hidráulicos entre 1 y 50 MW; todos los proyectos de energía solar (donde aquellos menores a 1 MW se estiman por separado y se refieren como proyectos de pequeña escala o de capacidad distribuida menor); todos los proyectos de energía oceánica y todos los proyectos con una producción anual de capacidad de 1 millón de litros o más.

Por otro lado, se señala que la inversión en generación de energía solar fotovoltaica se incrementó en un 25% con respecto al año 2014, con lo que la capacidad mundial de energía solar fotovoltaica en el mercado anual de 2015 fue 10 veces mayor en comparación con la década anterior, confirmando que la energía solar fotovoltaica se posiciona como uno de los principales sectores dentro del segmento de las energías renovables motivo principal de esta investigación.

Lo expuesto anteriormente se confirma en [7] donde se argumenta que las energías renovables cuentan con muchas ventajas, como rentabilidad, eficiencia, y bajo costo lo que las hace una solución factible para la obtención de energía a gran escala. Se destaca nuevamente que, con un crecimiento anual en torno al 30%, la energía fotovoltaica es una de las fuentes de energías renovables más utilizada es la energía fotovoltaica, debido a su buen rendimiento en la producción de energía eléctrica,

Al igual que en [7], también se destaca que los sistemas fotovoltaicos PV surgen como una opción para el aprovechamiento de los recursos renovables debido a las grandes ventajas que estos tienen sobre otras fuentes de energía. [8]

Un buen ejemplo de los sistemas fotovoltaicos son los sistemas de iluminación autónomos en los que la energía producida durante las horas diurnas se almacena en baterías de las cuales se extrae

durante las horas de oscuridad para suministrarla a sistemas de iluminación eficientes como los basados en luminarias LED (diodos electroluminiscentes).

Algunas ventajas adicionales de los sistemas fotovoltaicos, y en concreto de los de iluminación autónoma, son su rápida instalación y bajos costos de operación. Además, la energía que se produce es muy respetuosa con el medio ambiente, pero también cuenta con inconvenientes, como los que se mencionan a continuación:

- La cantidad de potencia y energía que se puede obtener está limitada por la capacidad de generación y almacenamiento de los equipos.
- El recurso energético es cambiante ya que depende de las condiciones atmosféricas que se presenten.

Se puede concluir, primeramente, que las energías renovables son una solución muy factible para la obtención de energía, no solo para el presente o el futuro inmediato, sino también en el largo plazo.

Es necesario, por tanto, seguir investigando y mejorando la tecnología que nos permite obtener la energía, mediante técnicas de generación renovables. Incrementando la tendencia a que se conviertan en la fuente principal de energía que permita satisfacer la demanda en constante crecimiento.

Ahora bien, no solo se requiere seguir teniendo buenos resultados en la investigación de este sistema de generación, sino que también necesitamos de herramientas que permitan tener la vinculación, entre la investigación científica, y con el hecho de apuntarla a la aplicación rápida, tanto en el sector industrial como comercial, y con esto beneficiar ampliamente al ser humano y al medio ambiente.

Con base en lo anterior y trabajando en el ámbito de las energías renovables, específicamente en los sistemas fotovoltaicos, se plantean como objetivos principales de esta tesis el desarrollar un convertidor conmutado, que permita mejorar las prestaciones de un sistema fotovoltaico utilizado en luminarias públicas disminuyendo los costos del sistema, al mismo tiempo para realizar lo anterior se tiene que también realizar un modelo de innovación el cual permita llevar paso a paso la realización del convertidor conmutado para después buscar su inserción en el mercado elegido en nuestro caso en el estado de Puebla en México, en específico en la capital de Puebla y con esto mostrar sus ventajas frente a otros sistemas fotovoltaicos.

Para el desarrollo del modelo de innovación, se realizó mediante un estudio detallado de varios modelos de innovación en diferentes etapas que cubrían diferentes necesidades, obteniendo en esta tesis un modelo de innovación propio, flexible y de fácil comprensión que se puede adaptar a cualquier sistema que se pretenda desarrollar, y una ventaja de este modelo es que el desarrollo de cualquier innovación se lleva paso a paso hasta alcanzar el objetivo final.

En lo que se refiere al convertidor conmutado, siguiendo el modelo de innovación se realizó un estudio arduo de diferentes convertidores de diferentes tipologías, estudiando las ventajas y

desventajas que se ofrecían así como también de diferentes investigación que se hicieron y que se hacen, y de acuerdo a ello se realizó el convertidor conmutado buck-boost versátil Bidireccional que ofrece muchas ventajas de operación frente a otros convertidores, y reúne las características en específico que se requieren para mejorar las prestación se los sistemas de iluminación autónomos, que esto se explicara más a detalle en los capítulos futuros.

Como se verá, la utilización del convertidor conmutado buk-boost versátil bidireccional permite utilizar una batería de menos tensión, lo que amplía un poco las opciones de diseño, pero sobre todo permite que un mismo convertidor conmutado se utilice durante el día como durante la noche característica en específico de los sistemas de iluminación. Para ello, se requirió del análisis matemático de dicho convertidor que se abordó mediante la utilización del control en modo de deslizamiento, el cual se explicara más a detalle en un capitulo especifico, donde se muestran las ventajas de este control junto con la aportación al sistema tomando como referencia investigaciones específicas.

En general, los sistemas de iluminación fotovoltaicos utilizan convertidores diferentes para cada uno de estos propósitos por lo que nuestra propuesta podría rentabilizar mejor la inversión que se realice. Como mínimo se prevé que el mayor coste inicial de la utilización de una estructura más sofisticada sea compensado por la reducción de dos a una en el número de etapas convertidoras. La utilización de baterías de menor tensión, con menor número de celdas electroquímicas en serie simplifica su balanceado (ecualización) energético lo que puede suponer también un beneficio importante.

De acuerdo con el modelo de Innovación se realizó el análisis en el sector para el alumbrado público en México, donde veremos un enfoque conceptual, el sector de estudio, estructuración del proceso de investigación, costos. Y de acuerdo al modelo de innovación en futuros trabajos realizar la vinculación de la tecnología con el sector a utilizar.

En la figura 1.7 se muestra el sistema fotovoltaico propuesto en esta tesis, donde a grandes rasgos se observa los componentes que integran el sistema, junto con el convertidor conmutado bidireccional y con la función que realizara durante el día donde cargara a la batería, teniendo el flujo de corriente de izquierda a derecha y durante la noche el flujo de corriente es de derecha a izquierda para la iluminación de los leds en la parte nocturna, esto se explicara también más a detalle en capítulos posteriores.

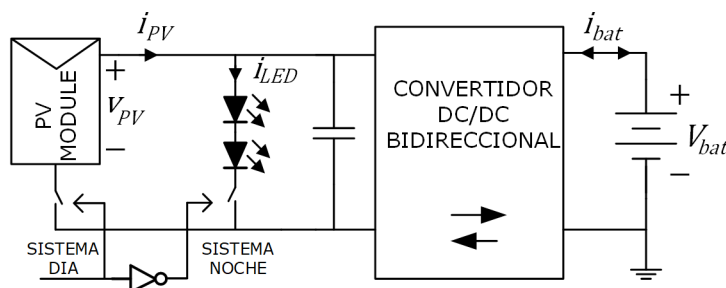


Fig.1.7 Sistema fotovoltaico

En cuanto al modelo de innovación debido a que este es muy grande o se puede presentar un pequeño esbozo como introducción, este modelo se explicará a detalle en el capítulo 2 de esta tesis.

1.2 ESTADO DEL ARTE

Como lo mencionamos en la introducción, actualmente la obtención de energía, el conocimiento científico, el desarrollo tecnológico, junto con la innovación son pilares fundamentales para el crecimiento económico de cualquier país. Si el conocimiento científico y el desarrollo tecnológico se utilizan para realizar mejores sistemas de obtención energética; que satisfagan las necesidades mundiales se vuelven factores aún más importantes.

Pero para que estas investigaciones tengan efecto en diversos sectores, como el industrial y el comercial, se tendrán que utilizar varias herramientas, que permitan, la vinculación y aplicación del conocimiento científico, y el desarrollo tecnológico.

1.2.1 INNOVACION EN LAS ENERGIAS RENOVABLES

En [9] se menciona que a partir de 1985 se genera un desarrollo tanto científico como tecnológico constante, lo que promueve una modificación de los sistemas de ingeniería en cuanto a sus procesos de producción, sistemas, productos y procedimientos de gestión y administración. Estos cambios afectaron, a las industrias, a instituciones de educación superior, y centros de investigación, que se vieron en la necesidad de adaptarse rápidamente y seguir generando en gran parte el conocimiento científico, desarrollo tecnológico e innovación, junto con el recurso humano calificado, para la obtención constante de tecnología aplicada y seguir apoyando al crecimiento económico de sus naciones.

Por lo que a la parte tecnológica se refiere, a partir de 1985 se ha transformado en uno de los componentes estratégicos vitales para el desarrollo, tanto de la industria como de las instituciones, siendo parte fundamental la innovación [9]. Actualmente se vuelve prioritaria la existencia de una vinculación de los recursos tecnológicos, o de nuevas tecnologías producto de la innovación, con las demás partes esenciales o estratégicas de las empresas o de las organizaciones con el fin de la aplicación de la tecnología en los mercados, por ejemplo en la figura 1.8 se muestra el funcionamiento del sistema de innovación y los factores que lo integran este modelo también se considera para el modelo de innovación que se presenta en esta tesis.

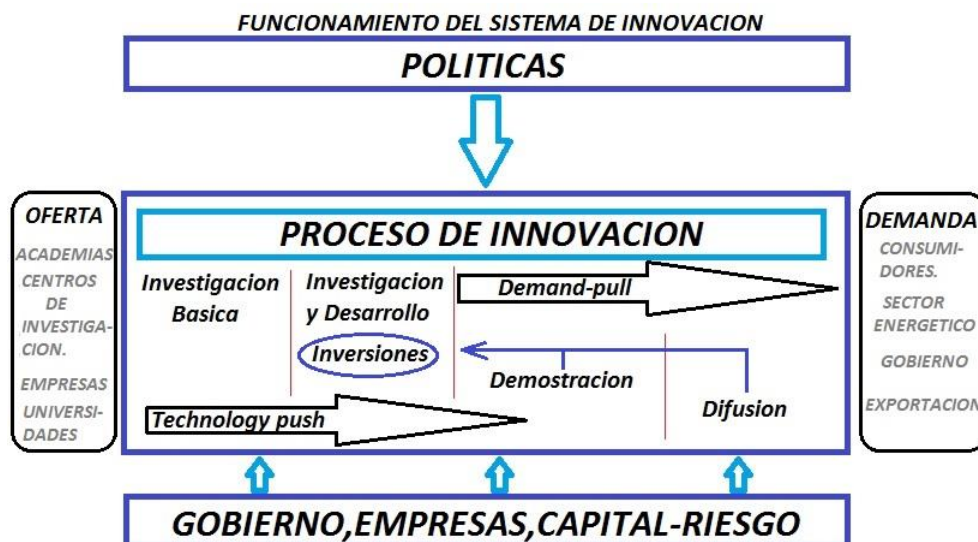


Fig. 1.8. Funcionamiento para el Sistema de Innovación

En [10] se centra en entender el fenómeno innovador, tanto en su modelo y prácticas como el impacto que produce, generando competitividad en las organizaciones, actores, procesos y prácticas. Para lograr lo anterior tanto directivos como empleados de las diferentes organizaciones tienen que comprender la naturaleza de las tecnologías, su evolución, desarrollo e implementación. En [11] presenta el desarrollo en la innovación tecnológica el cual es el siguiente:

- Prospectiva tecnológica.
- Marco de la prospectiva tecnológica.
- Planeación del desarrollo industrial y tecnológico.
- Adaptación de tecnología
- Adquisición de tecnología
- Desarrollo de tecnología.
- Asimilación de tecnología.
- Proyectos de desarrollo de nuevos productos y nuevas tecnologías.
- Desarrollo y ejecución de los proyectos.

Por ejemplo [11] realiza un estudio profundo de la importancia que tiene la innovación de las tecnologías en energía renovables, donde recalca que a nivel mundial se espera un crecimiento constante junto con la divulgación de las tecnologías en energías renovables, especialmente para ayudar a minimizar los problemas por uso de los combustibles fósiles, como por ejemplo cambio climático, y al mismo tiempo tener otra fuente alternativa, que no solamente sean los combustibles fósiles, también menciona la importancia del crecimiento de las energías renovables para la generación eléctrica, mostrando modelos que ayudan al desarrollo de la innovación en estas tecnologías.

En [12] al igual que en el artículo anterior coincide en la importancia de la innovación en las tecnologías renovables, así como en su crecimiento y aplicación. En este artículo presentan un estudio donde un total de 192 inventos para la producción de energía son viables, muchos de ellos en energía renovable, por lo que los autores también introducen un modelo el cual ayuda a los inventores a mejorar sus procesos y herramientas y sus tecnologías. Al igual que en [12] en [13] realizan un estudio donde presentan las innovaciones existentes en energía renovable utilizando datos de 25 países en 26 años, a su vez analizan las diferentes políticas que ayudaron a la implementación de estas tecnologías, junto con los costos de producción y las inversiones existentes, los autores también analizan las diferentes patentes que han surgido en las energías renovables como por ejemplo la energía eólica, solar, oceánica y geotérmica junto con las ventajas que presentan. Los autores llegan a la conclusión, que la parte más importante para el desarrollo e innovación de las tecnologías en energías renovables, es el apoyo constante de los gobiernos, y centros de investigación para poder mejorarlas e implementarlas, ya que si no existe nada de esto, simplemente se avanzaría a un paso casi nulo.

Por lo tanto, notamos que la innovación es una de las herramientas claves, que nos puede ayudar a unir las nuevas tecnologías realizadas por las investigaciones, hacia los sectores tanto industrial como comercial. Por consiguiente y siguiendo uno de los objetivos de esta investigación también es necesario, conocer lo relacionado con las energías renovables, en el ámbito de los sistemas fotovoltaicos, en especial de los convertidores conmutados, para realizar un modelo que permita crear este tipo de vinculación basado en estudios de mercado previos y poder realizar comparativas mediante un análisis se presentado a continuación.

1.2.2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS

Los sistemas fotovoltaicos constituyen algunos de los mecanismos para la obtención de energía renovable más utilizados a nivel mundial, debido a lo anterior se han desarrollado múltiples investigaciones para obtener una mayor eficiencia en su operación. La utilización de sistemas fotovoltaicos actualmente se encuentra en crecimiento en ámbitos tan diversos como la industria automotriz, la agricultura, las telecomunicaciones, los servicios públicos, y los servicios residenciales. Una de las ventajas de estos sistemas es que pueden ir conectados a la red eléctrica o funcionar de forma aislada siendo autónomos; además, son de los más utilizados dentro de las energías renovables, solo por detrás de los sistemas eólicos.

Como menciona [7] las fuentes de energía renovables, cuentan con ventajas tales como eficiencia, fiabilidad, reducción de costes, conexión segura a la red eléctrica, almacenamiento de energía, bajo impacto ambiental, además de un desarrollo tecnológico constante. Debido a las muchas ventajas que presentan los sistemas fotovoltaicos, son uno de los elementos de generación renovable más utilizados, habiendo experimentado un crecimiento continuo del 30% anual. Ahora bien, la energía generada por las fuentes fotovoltaicas es no lineales decir el comportamiento varía constantemente ya que depende del tiempo y de las condiciones ambientales que se presenten. Los sistemas fotovoltaicos tienen que seguir mejorando constantemente en cuanto a su tecnología, y componentes electrónicos, ya que su función principal es obtener la mayor cantidad de energía.

De acuerdo a [14] los sistemas fotovoltaicos (PV) están conformados por varios elementos, tales como: células solares, componentes de conexión, componentes de protección y almacenamiento, y, dependiendo de las características particulares para suministrar carga, utilizan también convertidores conmutados como se muestra en la figura 1.9. El elemento principal de los PV son las células solares, por lo que en el momento de la instalación es primordial tener las mejores condiciones de operación para que las células solares trabajen efectivamente. [14] también menciona que para contar con un eficiente uso de los PV se tienen que resolver algunos problemas donde los dos principales son:

- La posición del panel solar debe de contar con características específicas para recibir la radiación constantemente.
- Los sistemas fotovoltaicos (PV) tienen una característica muy importante, la cual consiste en su comportamiento no lineal. La característica eléctrica corriente-tensión (corriente-voltaje) de una célula solar es de tipo exponencial que básicamente se trata de un diodo. Además, mientras que, para una determinada tensión de trabajo, la corriente que se genera es aproximadamente proporcional a la irradiación solar, la mencionada tensión a la que operan tiene una gran dependencia de la temperatura. Tanto por la no linealidad como por la dependencia compleja de variables externas, es difícil calcular tanto el voltaje como la corriente que producen.

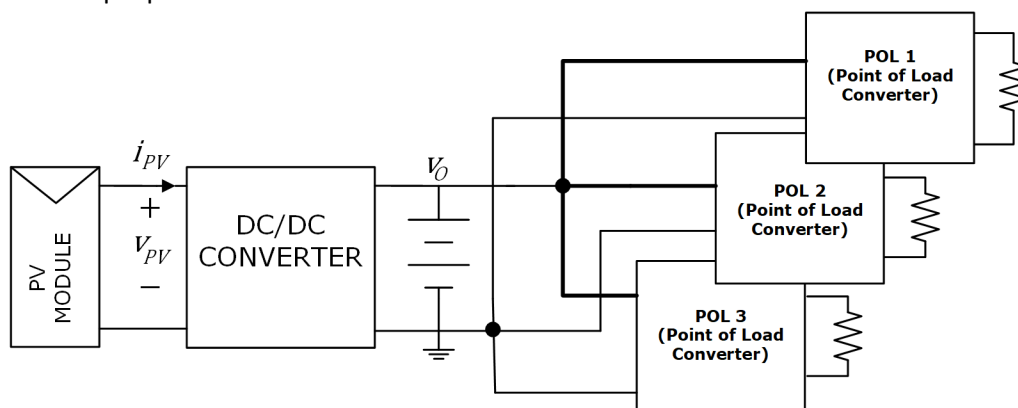


Fig. 1.9. Arquitectura de sistema fotovoltaico con convertidor conmutado.

Si bien las células solares proporcionan corrientes relativamente elevadas, del orden de algunos amperes, lo hacen a tensiones muy bajas (en el caso de células de silicio monocristalino o policristalinas inferiores a 600 mV. La solución comúnmente adoptada por los fabricantes de módulos es la asociación en serie de células del mismo tipo y tamaño. De esta forma, para obtener paneles solares que operen con tensiones superiores a las de las baterías plomo-ácido convencionales se requieren unas 36 celdas en serie. Esta conexión en serie es muy sensible a los desequilibrios en los puntos de operación de las células individuales que constituyen los paneles y presenta algunas problemáticas especiales que, como se verá más adelante, suelen resolverse conectando diodos adicionales en paralelo a grupos de células. Estos diodos denominados de "bypass" pueden añadir todavía más complejidad a la determinación del punto de operación de los módulos fotovoltaicos.

Por lo anterior, los sistemas fotovoltaicos tienen la necesidad de contar con otros elementos, que le permitan tener una mayor productividad para obtener la mayor energía posible, la tensión de trabajo para extraer la máxima energía posible.

Uno de los campos donde se utilizan los sistemas fotovoltaicos es en la generación de energía para después inyectarla a la red eléctrica. En [8] menciona el concepto de generación distribuida (DG), cuyo objetivo emplear pequeñas plantas de generación de energía eléctrica, que se encuentran a distancia cortas de los centros de consumo. Estas pequeñas plantas pueden utilizar recursos energéticos, uno de estos recursos son los sistemas fotovoltaicos, al emplearlos en estas pequeñas plantas, se obtendrán como ventajas significativas, el reducir costos y la reducción de pérdidas de energías en las líneas. Por ejemplo [8] comenta que un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica está condicionado por la cantidad de potencia que desea suministrar, y esta depende directamente de los módulos con los que se cuenta. Esto requieren de la asociación de decenas de módulos PV en serie cadenas o (“strings”) y posteriormente de (“strings”) en paralelo con diodos adicionales denominados diodos antiretorno. Esta circunstancia también puede añadir una gran complejidad al funcionamiento del sistema fotovoltaico.

Hay que recordar que el generador fotovoltaico no opera de forma aislada, sino que debe conectarse a una carga. Naturalmente el punto de trabajo del sistema completo dependerá de dicha carga que puede ser de continua o de alterna. Tan solo en algunos pocos casos pueden conectarse directamente las cargas a los paneles fotovoltaicos. En general se conectan a través de un circuito intermedio que suele ser un convertidor conmutado y que realiza la función de adaptar, tan eficientemente como sea posible, la corriente y la tensión del generador fotovoltaico a los requisitos de tensión y corriente de la carga.

1.2.3 CONVERTIDORES CONMUTADOS

Como hemos visto muchos centros de investigación y universidades estudian los sistemas fotovoltaicos, para mejorar sus prestaciones dinámicas, o desarrollar nuevas aplicaciones. Los convertidores conmutados como los que se muestran en la figura 10 y 11 tienen especial incidencia en los sistemas fotovoltaicos, puesto que permiten procesar la energía generada de forma muy eficiente, y adaptan la característica tensión-corriente no lineal, que tienen los módulos fotovoltaicos a la batería, por esta razón, es la relevancia que tienen los convertidores conmutados; en el buen trabajo, eficiencia y desempeño de los PV. [15]

Al igual que los sistemas fotovoltaicos, actualmente los convertidores conmutados como se muestra en la siguiente figura, están experimentando importantes avances tecnológicos, estimulados por su creciente utilización en áreas diversas como, por ejemplo; equipamiento industrial, computadoras, en equipo de comunicación y en sistemas fotovoltaicos. Debido a lo anterior, vemos que es necesario el mejorar las características y prestaciones de los convertidores conmutados, tales como eficiencia, coste, tamaño, y peso, para ofrecer un mejor desempeño en el área particular en la que se usen. [15]

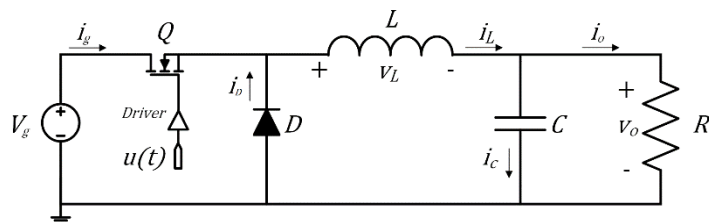


Fig. 1.10. Convertidor buck o reductor.

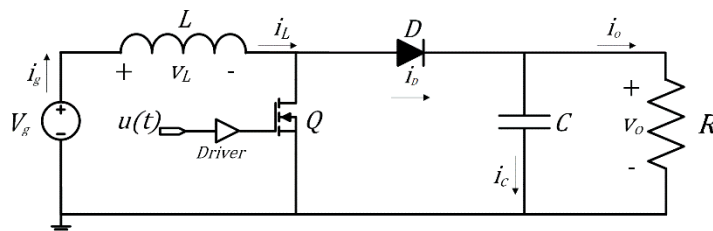


Fig. 1.11. Convertidor boost o elevador.

Los convertidores conmutados, cuentan con una característica específica, se les considera sistemas de estructura variable, es decir su topología, cambia con el tiempo de forma intencionada. Al tener este comportamiento no lineal y variante en el tiempo es necesario contar, con sistemas de control que permitan un mejor desempeño para poder diseñar mejores topologías, y en combinación con cualquier dispositivo donde se utilicen como por ejemplo los PV brinden excelentes prestaciones de desempeño. [16]

En [17] presentan como objetivo principal el modelado y control de convertidores conmutados continua - continua como una perspectiva tutorial. Donde en la parte introductoria clasifican a estos componentes como, sistemas de estructura. Explican de manera básica las técnicas de modelado y control, en esta explicación hacen ver por qué los convertidores conmutados son de estructura variable de acuerdo al periodo de conmutación, también se observa el funcionamiento de convertidores de topología básica como es el convertidor buck y el convertidor boost, se menciona otra parte fundamental de los convertidores, que son los modo de conducción, el modo de conducción continua y el modo de conducción discontinua haciendo una explicación breve de cada uno de ellos. Y a partir del modo de conducción continua describen el proceso básico del modelado dinámico de los convertidores, presentado sus variables de estado y por ende sus ecuaciones de estado. Con lo anterior y acorde con su trabajo destacan la importancia que tiene actualmente los convertidores conmutados, en áreas industriales, comerciales, domesticas, señalando como prioritarias la industria informática y de telecomunicaciones, junto con las energías renovables, ya que forman parte de la arquitectura eléctrica de cualquier equipo de instrumentación electrónica, llegando a la conclusión que es necesario presentar mejores sistemas de control junto con mejores sistemas de modelado, que permitan una mejor operación de los convertidores conmutados en sus diversas áreas de aplicación, para eficientar su trabajo, incrementado la vida útil, mejorando su tamaño, y ahorrando costos de operación.

También en [18] destacan la importancia de los convertidores conmutados, debido a su amplia aplicación, en varios campos los cuales hemos mencionado en párrafos anteriores, y el rápido desarrollo que han tenido en la electrónica de potencia, y en el ámbito de la investigación científica alrededor del mundo. En este artículo se analizan las pérdidas parasitas del convertidor Boost, con lo anterior proponen una estrategia de control utilizando la técnica de modulación de anchura de pulsos PWM, para el convertidor antes mencionado, obteniendo como resultado, el mejoramiento del rendimiento y capacidades dinámicas del convertidor, mejorando sus prestaciones económicas, y este pudiéndolo utilizar en cualquiera de las aplicaciones antes explicadas.

En el artículo [19] realiza una introducción básica, mencionando la importancia que tiene el diseño de los convertidores conmutados, ya que de acuerdo al diseño, se podrá saber en específico el tipo de convertidor que es factible usar para cierta aplicación. En este artículo presenta las topologías básicas de los convertidores destacando la función de cada una de ellas, así como también las partes esenciales de los convertidores. Desglosa el análisis y función, de la frecuencia de funcionamiento de un convertidor y la prioridad de escoger bien los circuitos de conmutación ya que de ello depende parte de la eficiencia del convertidor, dentro del diseño explicando también la selección del inductor y el capacitor. Además recalca, que la selección debe de ser minuciosa, ya que el inductor, afecta directamente el funcionamiento del convertidor, porque todos los análisis se hacen en modo de conducción continua, debido al comportamiento de inductor con el convertidor, esto es de vital importancia ya que si no se hace un adecuado análisis en modo de conducción continua simplemente el sistema no opera de manera correcta. En cuanto a la selección del condensador de filtro de salida al igual que el inductor, menciona que es básico realizar un buen análisis y selección, ya que de este depende la eficiencia del convertidor. Por lo que, de acuerdo a la investigación que presenta llega a la conclusión, que para obtener el buen funcionamiento de cualquier convertidor, en cualquiera de las aplicaciones que se desee, es necesario realizar un análisis matemático completo, para así conocer los valores apropiados, de los componentes electrónicos del convertidor como son el inductor o el condensador, con esto se hará más eficiente cualquier convertidor que usemos.

1.2.4 CONVERTIDORES CONMUTADOS TIPO BUCK-BOOST

En esta parte la investigación se enfocó en trabajos referentes a los convertidores conmutados de tipo Buck – Boost como lo muestra la figura 1.12, con base a que esta investigación, utiliza un convertidor conmutado Buck – Boost versátil bidireccional, con esto se pudo conocer este tipo de estructuras más a fondo y saber lo que se ha hecho con ellas y ver que mejoras se han presentado y así poder mostrar las ventajas que puede tener el sistema propuesto frente a otros, no con el fin de demeritar otros trabajos, sino para que exista una mejora continua en estas metodologías. Más adelante se presenta un capítulo exclusivo de los convertidores conmutados donde se mencionan las diferentes topologías, así como los diferentes tipos de modelado, junto con su estructura y análisis para este fin.

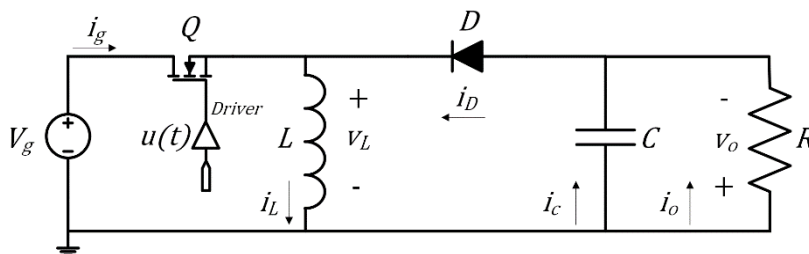


Fig. 1.12. Convertidor buck-boost o elevador -reductor.

Por ejemplo [20] desarrollo un convertidor conmutado, el cual de acuerdo a características de componentes electrónicos específicos, y a un sistema de control adecuado al convertidor, le permitió reducir costos, tanto en diseño, como en operación en la fabricación de un convertidor conmutado; por lo que presenta una alta eficiencia, y además el sistema se puede adaptar tanto a sistemas fotovoltaicos como eólicos con facilidad. Dentro los puntos a destacar en su sistema electrónico fueron; el buen ancho de banda; que consta de una etapa de refuerzo con un convertidor buck -boost, con bobinas acopladas magnéticamente, conectado en cascada.

Por otro lado siguiendo su línea de investigación [21] observa que los vehículos eléctricos presentan un problema, el cual es el suministro eléctrico. El suministro eléctrico, se produce durante el intervalo de tiempo en el cual se está operando, en este intervalo de tiempo es cuando se producen los cambios de carga abruptos, y se obtiene por resultado un mal funcionamiento provocando errores continuos al sistema. Un cambio repentino en la carga puede causar una condición de sobrecarga, la cual produce el fenómeno de inanición de combustible, reduciendo el tiempo de vida de las celdas de combustible, y reduciendo también la calidad en el modo de trabajo de los vehículos eléctricos, aumentado los costos de operación y mantenimiento.

A lo que [21], presenta una posible solución al problema de los vehículos eléctricos, con pila de combustibles, desarrollando, un sistema de control de corriente para el convertidor conmutado buck – boost no inversor, donde una de sus principales ventajas del convertidor es el control de la carga en los cambios repentinos, evitando las condiciones de sobrecarga y con ello también las del fenómeno de inanición de combustible, con ello se podrían reducir los costos de operación y mantenimiento, parte esencial en estos vehículos.

En [22] utilizando un convertidor conmutado bidireccional, propone una solución al problema que presentan los paneles solares cuando existen sombreados parciales o totales, lo que produce una reducción de su voltaje y potencia, limitando la eficiencia de su trabajo. Al compararlo con uno de los métodos tradicionales que dan solución a este problema, la utilización de diodos de bypass, logrando como resultado, y teniendo las mismas condiciones de irradiación y sombreado que se presentan en el medio ambiente, obtener mayor potencia hasta en un 40%, mejorando la eficiencia y operación de los paneles solares. Con lo anterior se pueden evitar mantenimientos constantes, y con esto aumentar la vida útil de estos componentes y reducir costos de operación.

En [23] vemos un convertidor bidireccional continua-continua de alta potencia utilizado en aplicaciones aeroespaciales. De acuerdo a un análisis de estado estacionario, de un convertidor de

doble puente activo bidireccional, propone un nuevo modelo, del cual se desglosan nuevas ecuaciones, que permiten saber las pérdidas que ocurren en los dispositivos y componentes pasivos.

El cual les permite un diseño práctico de los prototipos. El prototipo se puede utilizar también como una herramienta de investigación, para diseños de hardware, estimación de rangos de conmutación, operación, funcionalidad y predicción del desempeño, ya que al agregarle también condensadores de amortiguamiento, obtiene como resultado la reducción de las pérdidas de conmutación y tensiones del dispositivo. Por lo anterior llegan a la conclusión que el convertidor cumple con los objetivos planteados para su aplicación en sistemas aeroespaciales.

En [24] aquí también vemos la utilización de un convertidor conmutado bidireccional continua - continua, que se modifica para que presente un mecanismo de mejora de la conmutación denominado conmutación suave de tipo ZVS por sus siglas en inglés (“zero voltage switching”). Se presenta una comparación de funcionamiento de este convertidor, con otros convertidores de aplicaciones similares, como serían, los convertidores conmutados bidireccionales de puente completo o medio puente. Donde menciona que la nueva topología cuenta con las ventajas, de ser simple en su diseño, con una implementación de conmutación suave sin dispositivos adicionales, con lo que tienen alta eficiencia y control simple. Además señala que con estas ventajas el convertidor, tiene aplicaciones de entrega de potencia media y alta para fuentes de alimentación auxiliar, en vehículos de celda de combustible y generación de energía donde se requieren los convertidores de alta densidad de potencia. De esta manera el convertidor cuenta con ventajas como, menos componentes electrónicos y con un sistema de control adaptable, bajo costo, peso ligero y alta confiabilidad.

Realizando una investigación profunda sobre uno de los problemas que presentan los convertidores conmutados en [25] se estudian con detalle los límites de oscilación subarmónica, que se encuentran asociados con los efectos de filtrado de controladores y sensores de corriente, en la cual hace mención que existen dos tipos de control básico para los convertidores uno de ellos es el control en modo de tensión y el control en modo de corriente explicando las ventajas del último de ellos debido a que este control presenta un alto rendimiento en las fuentes de alimentación conmutadas, ya que facilita la estabilización del bucle, la limitación de la corriente ciclo por ciclo y la protección de apagado térmico.

Este problema se produce cuando los convertidores de frecuencia constante utilizando el control en modo de corriente no tienen compensación de rampa, exhiben las oscilaciones subarmónicas. Para solucionar esta situación, se propone un modelo simplificado de orden reducido, para las tres topologías básicas de los convertidores conmutados, basado en un análisis matemático, y junto con la expresión propuesta captura la oscilación subarmónica producida por los convertidores conmutados, obtienen como resultado una mejor respuesta de operación de los convertidores, y mayor eficiencia, en cualquiera de las aplicaciones en que se les pueda utilizar.

Ahora en [26] presenta una variante en la estructura de los convertidores conmutados DC/DC, debido a que realiza un diseño e implementación de una topología mixta o híbrida lineal- conmutada

para convertidores de potencia DC/DC formada por un regulador lineal de tensión y un convertidor conmutado DC/DC.

Menciona las características y ventajas, de cada una de las partes que conforman el convertidor híbrido, empezando por los reguladores lineales en serie de tensión en la que recalca con son estructuraras en las que se puede obtener mucha información, son fáciles de diseñar e implementar, son robustas y confiables, y una de las ventajas más claras, permite fijar en régimen estacionario, con excelente precisión el valor de la tensión de salida, por lo que el propósito del regulador lineal en serie es el cancelar los rizados de salida y proporcionar respuestas rápidas frente a variaciones de la carga .

De acuerdo a lo anterior el objetivo de esta topología según los autores es el obtener el alto rendimiento que presentan los convertidores conmutados DC/DC, obteniendo como resultado que los convertidores híbridos son estructuras versátiles, simples de diseñar y analizar además que su respuesta dinámica del sistema es significativamente rápida, teniendo como aplicación, en los sistemas que se requiera suministrar pequeñas y medianas potencias, como podría ser en los sistemas de cómputo.

1.2.5 APLICACIONES DEL CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO EN CONVERTIDORES CONMUTADOS

Para obtener un mejor sistema de operación sobre los convertidores conmutados y a su vez en los sistemas fotovoltaicos, se necesitan de mejores sistemas de control, que se adapten y mejoren las prestaciones tanto de los convertidores conmutados como de los sistemas fotovoltaicos, uno de estos tipos de control, es el control en modo de deslizamiento.

Se presentan referencias en particular debido a que, en nuestra investigación, también utilizamos el control en modo de deslizamiento en un convertidor conmutado, por lo que al igual que en la parte de convertidores se muestra para ver las ventajas que se presentan en comparación con otros sistemas y enseñar las aplicaciones en las que se podría utilizar. A continuación, veremos algunas de sus aplicaciones a continuación.

Por ejemplo [27] realizan como punto primordial, la búsqueda exhaustiva, presentado en las investigaciones y artículos científicos, todo ello, enfocado a los convertidores conmutados utilizando el control en modo de deslizamiento. En esta investigación, estudian los principales problemas que impiden, la aplicación del control en modo de deslizamiento, en los convertidores conmutados, para funciones de tipo industrial y comercial, presentan también posibles soluciones, con diseños matemáticos prácticos, y obtienen como resultado, mediante una comparación, con el control lineal convencional. Que el control en modo de deslizamiento tiene mayor robustez, y mejora la operación de trabajo los convertidores conmutados, es decir por ejemplo si se utiliza un convertidor conmutado con esta técnica, por ejemplo, en un tren o automóvil, donde su principal fuente de energía es la electricidad, estos tendrán una mejor respuesta, en el momento que se encuentren trabajando.

Ahora en [28] presentan un artículo, llamado “Por qué la metodología del control en modo de deslizamiento es necesaria para los convertidores conmutados”, después de investigar el estado del arte acerca de este sistema, realizando un análisis más profundo mediante el control equivalente, y señalando los pasos para utilizar el control en modo de deslizamiento, y también haciendo una comparativa con los controles tradicionales de control. Obtienen como conclusión, que este sistema de control no solo se puede usar para los convertidores conmutados, si no también se puede adaptar, a sistemas donde intervenga la electrónica de potencia, haciendo más amplio su campo de operación, y recalca, que es una técnica con muchas ventajas, ya que vuelve más eficiente el modo de trabajo de los convertidores conmutados debido a respuesta rápida, que caracteriza a los regímenes en modo de deslizamiento, haciendo óptima su función en cualquiera de sus aplicaciones donde intervengan, los convertidores conmutados.

Asimismo [29] elabora una comparativa entre tres tipos diferentes de control implementados en los convertidores conmutados, uno de ellos es el control Integral - Proporcional (PI), el control de Lógica Difusa y por último el control en modo de deslizamiento, estos controles los implementan en el convertidor tipo buck, estudiando este tipo de controles cuando se presentan perturbaciones de tensión y carga, y de esta manera ver la respuesta de cada uno de ellos, como resultado obtuvieron, que el control en modo de deslizamiento con el control de lógica difusa son similares en su operación y resultado, dando el autor su punto de vista que el control de lógica difusa es el más viable para aplicaciones de electrónica de potencia y tiene una mejor respuesta cuando existen perturbaciones de tensión o carga. Por lo que este tipo de investigaciones ayuda a entender el funcionamiento de cada uno de los controles, y con ello utilizar el más adecuado para poder optimizar el funcionamiento de los convertidores conmutados para cualquier aplicación que se requiera explicada en párrafos anteriores.

Al igual que en [30] propone, ya no introduce el control en modo de deslizamiento, implementándolo directamente, en el efecto de la dinámica y robustez del convertidor conmutado buck. Con esto el convertidor se adapta a cualquier sistema de operación, como lo sería en el suministro de alimentación, de un automóvil eléctrico, mejorando las prestaciones y ahorro de los componentes eléctricos. Dentro de sus aportaciones tecnológicas utiliza modelos matemáticos diferentes, acordes a los parámetros del convertidor buck, y obtiene como resultado: Inmunidad contra variaciones en los componentes, variaciones severas en la carga y en la tensión de entrada.

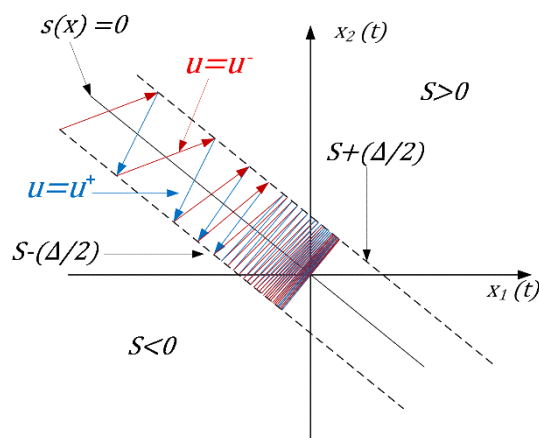


Fig. 1.13. Ejemplo de la región de deslizamiento cuando se aplica el control en modo de deslizamiento.

Ahora en [31] realiza el control de voltaje en modo deslizante en un convertidor buck, en el que se mencionan, como en párrafos anteriores, que los convertidores conmutados son de estructura variable, y por lo tanto, el control más específico para estas condiciones es el control en modo de deslizamiento. Se hace mención de las ventajas ya conocidas que ofrece el control en modo de deslizamiento, las cuales son, la estabilidad y robustez que tiene frente a las variaciones de parámetros y cargas. Pero de acuerdo con el artículo el control en modo de deslizamiento raramente es utilizado en los convertidores de potencia, debido a la falta de conocimiento de la literatura existente, ya que gran parte de la literatura se basa en los aspectos teóricos del control, mientras que los aspectos prácticos se discuten o no son aplicables de una manera constante. De ahí que los autores indican que muchos de los problemas de diseño relacionados con la implementación del control en modo de deslizamiento en los convertidores conmutados no han sido completos. Por lo que proponen la introducción de un enfoque, práctico donde se aplique el control en modo de deslizamiento a un convertidor tipo buck, y así tener tanto la parte teórica y práctica del sistema, obteniendo como resultado, una mejor respuesta del convertidor hacia las perturbaciones debido a un sistema de control, diseño e implementación más simples, por lo que su utilización puede adaptarse a cualquier sistema energético como lo serían las pilas de las computadoras portátiles.

También en [32] presenta, un diseño de un controlador difuso TSK (Takagi-Sugeno-Kang) de primer orden, para la regulación de un convertidor conmutado elevador, que opera a diferentes tensiones en estado estacionario, y obtiene como resultado, el controlador establece diferentes leyes lineales de control, conforme al valor de tensión de régimen de estado estacionario y de los límites de aplicación a perturbación a pequeña señal, y siguiendo los principios del control en modo de deslizamiento junto con el modulador de anchura de pulso PWM, garantiza un arranque adecuado, para alcanzar el valor deseado de tensión de estado estacionario, con lo anterior logra un arranque controlado, para diferentes tensiones en estado estacionario, esto permite acrecentar el periodo de operación del convertidor.

En [33] presenta un enfoque de diseño del modulador de anchura de pulso PWM basado en el control en modo de deslizamiento para implementarlo en convertidores conmutados DC-DC de topología básica, buck, boost y buck-boost, trabajando en modo de conducción continua, este

estudio menciona que el control en modo de deslizamiento, es conocido por su alto desempeño y estabilidad y por tener un control robusto, lo que lo hace más eficiente, pero presenta una desventaja, la cual es la alta variación de la frecuencia de conmutación que se presenta cuando se quiere implementar el control en modo de deslizamiento a los convertidores conmutados, haciéndolo un gran desafío.

Por lo que propone limitarla cambiando el método de modulación, de ahí que en su investigación propone el diseño del modulador PWM basado en el control en modo de deslizamiento, ya en combinación, utiliza las ventajas del control en modo de deslizamiento, y con el PWM limita la alta variación de la frecuencia de conmutación, obteniendo como resultado, la confirmación de la buena respuesta dinámica que tiene el control en modo de deslizamiento juntos con el sistema PWM, frente a incertidumbres y a la reacción positiva que presenta, a la existencia de diferentes condiciones de operación, por lo que si se aplica esta técnica a los convertidores conmutados, se logra un mayor desempeño, pudiendo tener un ahorro en su fabricación y reducción en su tamaño.

[34] al igual que el artículo anterior implementa el control en modo de deslizamiento ahora en un convertidor dc-dc buck, en el cual pone a prueba el desempeño del control frente a perturbaciones, como cambios de carga, variaciones de voltaje en la entrada, así como también el convertidor buck se prueba con cambios en el punto de operación y cambios en los parámetros, llegando a la conclusión que el seguimiento en la tensión de salida es el deseado, la respuesta del control, frente a las variaciones de la carga y variaciones en la tensión de entrada, fue correcta es decir, se adaptó a los cambios y su operación siguió de manera normal, el sistema logra una tensión de salida controlada, frente a perturbaciones de carga y las variaciones de la tensión de entrada, garantizan la tensión de salida controlada, para que excita una alimentación de carga sin inestabilidad, inclusive cuando existen grandes variaciones en la carga el sistema responde adecuadamente.

Por lo que una vez más se comprueba el buen comportamiento dinámico del sistema frente a las perturbaciones por ejemplo las perturbaciones antes mencionadas. Por ejemplo, este sistema se puede utilizar la carga de baterías para las computadoras portátiles ya que a carga entregada, es controlada no dañando así el sistema de almacenamiento de las computadoras portátiles, en la figura 1.14 se muestra uno de los convertidores más utilizados, con un sistema de control implementado.

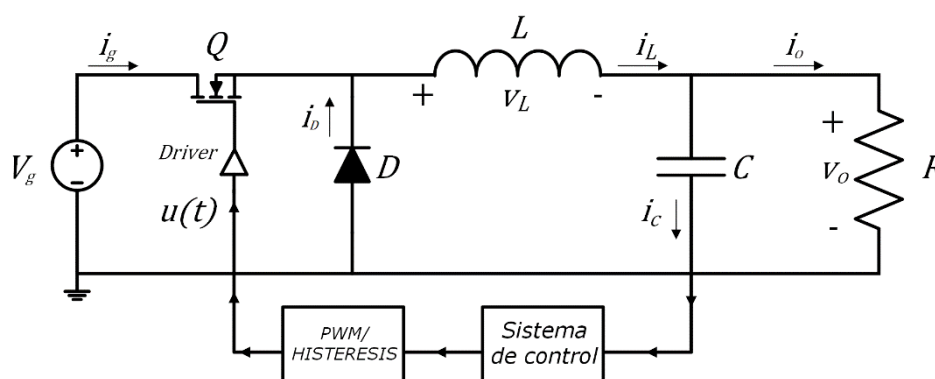


Fig. 1.14. Convertidor Buck con control.

En [35] ahora en los sistemas fotovoltaicos, utiliza el control en modo de deslizamiento, en combinación con la técnica MPPT en sus siglas en inglés, que significa seguimiento del punto de máxima potencia, que es dirigida a maximizar la potencia producida por los sistemas fotovoltaicos. Los resultados conseguidos fueron, un mejor funcionamiento de los sistemas fotovoltaicos, obteniendo una mayor energía de los mismos y reduciendo los componentes electrónicos optimizando el tamaño.

En [36] nuevamente trabajando en sistemas fotovoltaicos y utilizando la misma técnica que en [35] pero ahora con un sistema matemático diferente, obtiene como resultado, una mejor respuesta de los sistemas fotovoltaicos a perturbaciones ambientales, es decir si existen cuerpos extraños, o cambios ambientales drásticos y afectan directamente a los sistemas fotovoltaicos este seguirá operando de manera correcta.

Siguiendo su investigación, en [37] utilizando nuevamente el control en modo de deslizamiento en combinación con la misma técnica MPPT, realiza una mejora matemática, obteniendo como resultado, una mitigación de las perturbaciones, causados por los cambios de las irradiaciones solares, es decir, el sistema se adapta rápidamente, y opera adecuadamente, aun existiendo estos cambios de irradiación (la irradiación es la cantidad de energía que se capta en un área y tiempo específico, y esta es proveniente del sol).

1.2.5 BÚSQUEDA DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA (MPPT)

Ahora bien, los sistemas fotovoltaicos deben operar de manera que tengan los menos fallos posibles cuando estén generando energía, como se ha visto en el apartado anterior los convertidores conmutados juegan un papel muy importante. Pero a pesar de contar con los convertidores conmutados es necesario extraer el máximo de potencia para que exista una buena generación de energía. Este máximo de potencia se debe obtener, aun cuando se presenten cambios de clima bruscos.

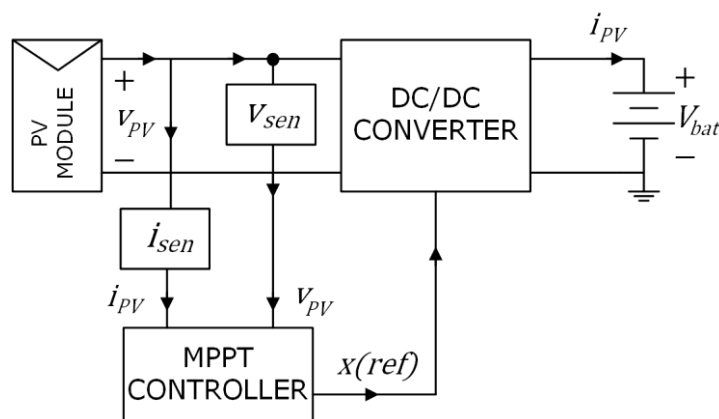


Fig. 1.15. Convertidor conmutado con MPPT.

Por lo anterior se requiere de una adaptación electrónica que permita extraer su máxima potencia como lo muestra la figura 1.15, esta adaptación tiene que tener ciertas características como lo son, un buen rendimiento, confiable y operar de manera eficiente, debe tener un comportamiento dinámico y estable y que no induzca gran estrés a sus componentes. La eficiencia requerida antes mencionada, depende directamente del comportamiento que desempeñen los convertidores conmutados, ya que estos adaptan los niveles de tensión en los paneles fotovoltaicos y las cargas.[38]

Para esto en el sistema fotovoltaico se implementa una técnica llamada rastreo del punto máximo de potencia (máximo power point tracking por sus siglas en inglés MPPT. La técnica de rastreo del punto de máxima potencia MPPT, en un sistema fotovoltaico PV, se utiliza como su nombre lo dice para extraer la potencia máxima capaz que un PV puede producir, de acuerdo con la irradiación solar y la temperatura en un instante específico de tiempo [39], resultado de lo anterior es necesario contar con algoritmos de MPPT cada vez más eficientes. El objetivo de este artículo es presentar los algoritmos más utilizados y elegir de acuerdo a sus especificaciones el más adecuado para mejorar las prestaciones de los sistemas fotovoltaicos. Los métodos de MPPT que presentan los autores son los siguientes:

- Conductancia Incremental: Este método parte del hecho de que la pendiente de la curva de potencia versus la tensión que genera el panel solar es cero en el punto de máxima potencia MPP, es decir el punto de máxima potencia puede rastrearse al comparar la conductancia instantánea I/V con la conductancia incremental $\Delta I/\Delta V$. Dentro de las ventajas que presenta destaca su buena respuesta dinámica frente a variaciones rápidas de las condiciones atmosféricas. Su principal desventaja es una mayor complejidad en la creación de los algoritmos en comparación con otros métodos.
- Perturbar & Observar: El principio de este método se basa en modificar (perturbar) el voltaje de operación del arreglo fotovoltaico en una cierta dirección. Si la potencia extraída se incrementa, significa que el punto de operación se ha movido hacia el MPP, por consiguiente, el voltaje de operación deberá seguir perturbándose en la misma dirección. Si, por el contrario, la potencia obtenida tras la perturbación se reduce, se asume que el sistema se aleja del MPP y debe invertirse el sentido de las perturbaciones de tensión. La ventaja principal de este método es su fácil implementación. Su desventaja es que el sistema nunca opera exactamente en el MPP sino que oscila a su alrededor la energía generada es inferior a la máxima teórica.
- Redes Neuronales Artificiales basada en MPPT: En esta técnica se utiliza una red neuronal de retroalimentación de múltiples capas, donde se estima la temperatura y los niveles de irradiación de las señales de voltaje y corriente del sistema fotovoltaico. Una de las ventajas principales de este sistema, es la buena respuesta y rendimiento que tiene cuando se presentan cambios rápidos en las condiciones ambientales, su desventaja es la complejidad del diseño de sus algoritmos.

En [40] al igual que en el artículo anterior, se hace énfasis en la importancia que tiene el desarrollar algoritmos de MPPT. Los PV presentan algunos inconvenientes para obtener la mayor cantidad de energía, estos inconvenientes principalmente son la cantidad de luz solar que se refleja en el día,

cambios ambientales, y temperatura. Por lo que en su investigación también presentan, un estudio de las diferentes técnicas de MPPT que se adecuen más para la solución de los problemas mencionados en el párrafo anterior.

- Seguimiento de voltaje constante (CVT), este método se basa en la intensidad de luz reflejada en el panel solar. Cuando esta intensidad de luz se presenta la temperatura del panel también cambia, en este momento el sistema mide el voltaje que se produce de la iluminación y temperatura, y con esto calcula el MPP (máximo power point), y hace que funcione cerca de él, este método presenta soluciones simples, convenientes y es factible, pero presenta una desventaja no opera adecuadamente cuando se presentan cambios bruscos de temperatura.
- Algoritmo perturbar y observar P&O este método se basa en medir, y comparar constantemente de acuerdo a un algoritmo, las potencia que produce el PV en el momento presente y en el momento anterior, con esto siempre se sabe en tiempo real cual es el punto de máxima potencia que produce (MPP) el PV, lo que es una ventaja primordial de este sistema, además que cuenta con cierta facilidad para implementarse, este método es uno de los más utilizados por la ventajas anteriormente mencionadas. Pero el sistema también cuenta con ciertas desventajas que tiene que ser mejoradas, una de ellas, en el proceso de búsqueda del MPP produce oscilaciones, con lo que los datos no puede ser tan precisos, cuando existen cambios ambientales, no puede hacer un rastreo rápido del PV.
- Algoritmo de conductancia incremental, este método se basa en el método P&O, pero su base principalmente es en el trabajo de sistemas de ecuaciones, las cuales comparan la potencia instantánea del PV con la potencia de referencia, esto lo debe realizar en tiempo real, sus ventajas, tiene una precisión buena, la velocidad de respuesta es rápida, lo que es bueno cuando existen cambios ambientales se adapta rápidamente, pero requiere de un sensor de precisión.
- Control de lógica difusa para MPPT, en este método, el sistema responde de manera rápida, dinámica y precisa, cuando existen cambios ambientales, que afecten el PV, lo que es una gran ventaja ya que de acuerdo a esto siempre obtendremos el punto de máxima potencia del PV, además la oscilación es menor.

Como pudimos observar este artículo menciona dos algoritmos, que también se presentaron en el artículo anterior estos son el algoritmo de Perturbar y Observar y el algoritmo Conductancia Incremental. En lo que se refiere al algoritmo Perturbar y Observar, los dos concuerdan que su ventaja principal es su fácil implementación, y su desventaja principal es la oscilación que produce en el momento de búsqueda MPP, las diferencias que notamos en los dos artículos es solamente la explicación del funcionamiento del algoritmo, donde la primera podría ser más entendible que la segunda explicación.

En cuanto al siguiente algoritmo que es el de Conductancia Incremental, los dos artículos concuerdan, que su ventaja principal es la rápida respuesta que presenta a los cambio de climatológicos que puedan existir, las desventajas que presentan son diferentes, el primero comenta, que es difícil la construcción del algoritmo, y el segundo menciona que se requiere un

sensor de precisión lo que elevaría los costos, en cuanto a la explicación de los sistemas son similares, solamente en el segundo artículo destaca la importancia de un modelo matemático basado en un sistema de ecuaciones.

En conclusión, de acuerdo a los autores muchos factores deben de tomarse como factor importante, para obtener el máximo aprovechamiento de los PV, el más importante son los factores externos como los cambios de climatológicos existentes. Por lo que los algoritmos de MPPT deben de ser cada vez más precisos y efectivos, para que con esto los afecten al mínimo los cambios externos que se presenten. Por ejemplo, en la gráfica 1.16 se muestra el punto de máxima potencia con el factor de temperatura e irradiación junto con el factor de potencia.

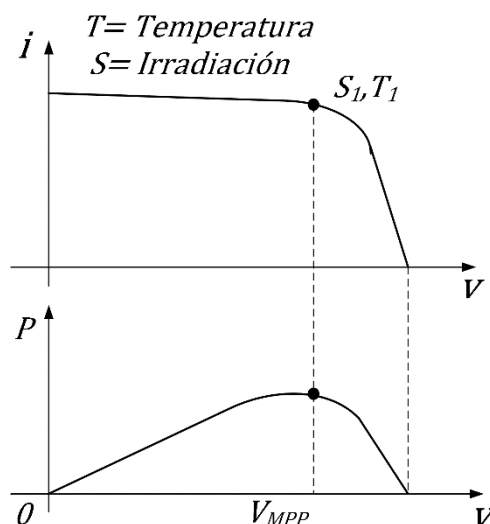


Fig. 1.16. Punto de Máxima Potencia.

En [14] realiza un estudio donde existe una clasificación para los algoritmos de MPPT los cuales son métodos directos e indirectos.

- El método indirecto se basa en información previa, y en métodos matemáticos específicos del panel fotovoltaico, donde se toman medidas lejos del punto de funcionamiento deseado, para evaluar el voltaje y la corriente en el punto de máxima potencia (MPP). Siendo esta una de las principales desventajas, ya que el sistema fotovoltaico no opera cerca (MPP) durante el intervalo de tiempo donde se quiere realizar la medición por lo que este no es tan preciso.
- En el método directo se toman las medidas de voltaje y corriente del panel fotovoltaico, en el tiempo exacto del punto de funcionamiento lo que permite tener con mucha precisión que el sistema fotovoltaico vaya hacia el punto máximo de potencia (MPP), por lo que los métodos directos no llevan a cambios abruptos en el punto de operación, para así realizar las adecuadas mediciones, uno de los métodos directos más utilizados en el MPPT es el algoritmo perturbar observar por sus siglas en inglés P&O. El método P&O tiene como ventajas principales, que su sistema es simple y su implementación es práctica, tanto en

sistemas autónomos, como para sistemas conectados a la red, además para obtener el seguimiento MPP se puede realizar con gran eficiencia.

En [7] menciona la importancia que tiene implementar un control MPPT para el sistema de micro redes eléctricas, esto con el fin de maximizar la energía que producen los PV. Para esto realiza un estado del arte, acerca de la técnica perturbar y observar (P&O) que es la más utilizada dentro de los algoritmos de MPPT. El objetivo de su investigación es conocer las ventajas, desventajas de las diferentes técnicas P&O y propone una mejora en su estructura. De acuerdo a lo anterior, la técnica P&O se clasifica en 5 cinco grupos:

- El primero de ellos es P&O convencional con perturbación fija: en este método las oscilaciones tanto del voltaje como de potencia son mínimas y el seguimiento es lento, cuando existen cambios no tan significativos en pasos pequeños de perturbación, cuando existen pasos grandes de perturbación, se obtiene un seguimiento más rápido, pero las oscilaciones se incrementan, por lo que en este sistema la principal desventaja se presenta en las oscilaciones inherentes.
- El segundo de ellos es P&O modificado con perturbación fija: en este método en lugar de utilizar las señales convencionales de corriente y voltaje, se utiliza la relación de trabajo del convertidor, por lo que es más fácil el proceso de control, pero el problema mencionado anteriormente persiste.
- El tercero es P&O convencional con perturbación adaptable: este método nos da una variación del valor de la perturbación cuando este se encuentra en el proceso de búsqueda, del punto de máxima potencia, pero este método aun no es tan aceptable ya que depende de muchos factores externos para su operación adecuada, una de ellas es la variación que existe cuando hay condiciones ambientales cambiantes.
- El cuarto es P&O modificado y con perturbación adaptable: los autores mencionan que este sistema cuenta con un buen desempeño, pero aún tiene varias desventajas, una de las principales es debido a los complejos algoritmos computacionales, junto con los sistemas de control electrónico del MPPT.
- El quinto son los nuevos sistemas P&O con perturbación fija y adaptable: en esta parte se nombra a varios autores que han estudiado varias técnicas, no profundizando en cada una de ellas, por ejemplo dentro de las técnicas para encontrar el MPP, una de ellas es la utilización de ecuaciones no lineales para acercarse al MPP, otros autores proponen utilizar lógica difusa para el algoritmo MPPT, otra técnica es la optimización del ciclo de trabajo y la frecuencia de muestreo del voltaje y corriente del PV, donde se logró tener un mejor desempeño del seguimiento.
- En el modelo propuesto por los autores destacan, que no existen oscilaciones en el sistema, no requiere ninguna constante preestablecida como las anteriores técnicas, por lo que su sistema de acuerdo a los autores es más eficiente ahorrando tiempo, para la implementación y costos en los sistemas electrónicos.

Ahora en [8] recalca la importancia que tiene, el implementar un algoritmo de MPPT para conectar un sistema fotovoltaico a la red. El algoritmo de MPPT tiene como función principal, capturar continuamente el voltaje y la corriente generada en el panel solar para con esto calcular la potencia

generada por el sistema PV. Ahora bien, el MPPT tiene dos objetivos para implementarlo en este sistema, uno de ellos es maximizar la potencia generada por el sistema PV para cada punto de operación minimizando las pérdidas que puedan ocurrir en la etapa de conversión dc-ac. El segundo objetivo del MPPT es dar a conocer el voltaje y la corriente de entrada del convertidor dc-dc tipo boost, con el fin de maximizar la eficiencia del sistema, ya que el convertidor dc-dc tipo boost tiene como función incrementar el voltaje entregado por el arreglo PV y de regular el voltaje y la corriente que son generados. De acuerdo con lo anterior obtiene como resultado un algoritmo de MPPT eficiente con el que maximizaron la potencia de entrega de un sistema PV a la red eléctrica por lo que llegaron a su objetivo planteado.

[41] Propone una optimización del método perturbar observar, para rastrear el punto máximo de potencia MPPT, pero al igual que los autores mencionados anteriormente, destaca la importancia que tiene el controlar la característica no lineal del sistema fotovoltaico, para obtener de una manera constante el punto de máxima potencia MPP, por lo anterior, plantea la necesidad de crear un algoritmo que siga de forma continua el MPP para maximizar la potencia de salida de un sistema fotovoltaico.

En este artículo, se expone que el método perturbar y observar P&O, es uno de los más utilizados, debido a que presenta varias ventajas, una de sus principales ventajas es su fácil implementación, pero uno de sus principales inconvenientes es la oscilación que presenta en estado estacionario alrededor del MPP, por lo que se tiene una pérdida de energía. A lo que expresa que se han propuesto varias mejoras con el fin de reducir las oscilaciones, pero vuelven más lenta la velocidad de respuesta del algoritmo cuando se presentan cambios climáticos, por ejemplo días nublados, por lo que disminuye la eficiencia del sistema. Para dar solución a lo anterior, los autores realizan primeramente un análisis teórico, que permite la elección óptima de los parámetros principales que caracterizan al algoritmo P&O, teniendo como enfoque clave la personalización de los parámetros del algoritmo P&O al comportamiento dinámico de todo el sistema fotovoltaico, obteniendo como resultado una mayor flexibilidad de la técnica, pudiéndola utilizar en cualquier sistema fotovoltaico de ahí su optimización.

[42] Plantea un esquema modificado del rastreo de punto de máxima potencia (MPPT) para una convergencia acelerada, en el cual refiere que el seguimiento del punto de máxima potencia es la parte más importante de un sistema fotovoltaico, por lo que la mejora del MPPT en los últimos años ha sido objeto de estudio sobre todo en condiciones especiales, como son las condiciones atmosféricas, ya que presentan cambios rápidos en el sistema afectando la eficiencia. Por ejemplo, cuando existen sombreados parciales o condiciones de insolación rápidamente cambiantes, producen máximo múltiples, y modifican el comportamiento del algoritmo del MPPT afectando su buen desempeño, por lo anterior los autores sugieren un método para acelerar el tiempo de convergencia de los algoritmos de MPPT convencionales sin sacrificar la precisión en estado estacionario. Este método se realiza mediante un bucle de control lineal que consiste en generar una carga virtual mediante un convertidor conmutado y esta se dirige hacia el conjunto fotovoltaico, obteniendo como resultado una respuesta rápida a perturbaciones transitorias y pequeñas

ondulaciones alrededor del punto de operación en estado estacionario, esto se logra con cambios menores en el hardware.

Por ejemplo en [38] se propone la técnica de control sinusoidal extremum-seeking (ESC) para encontrar el MPPT. Dicha técnica es diferente a la técnica más utilizada que es la técnica perturbar y observar P&O. En su sistema, al igual que el sistema anterior utiliza un convertidor conmutado tipo Boost o Elevador. La técnica sinusoidal ESC se basa en la búsqueda de valores máximos y valores mínimos en un mapa o área no lineal, aplicando una señal sinusoidal, por esta razón esta técnica se puede utilizar para encontrar el MPPT. Los autores mediante un análisis matemático obtienen un método altamente eficiente para rastrear el punto de máxima potencia.

Como hemos observado, para todo sistema fotovoltaico, es necesario contar con un algoritmo de MPPT ya que maximiza su eficiencia, y de acuerdo con las necesidades, y problemáticas que presente cada sistema, como lo son condiciones de clima donde se pretenda instalar, la radiación solar de acuerdo a la latitud, estructuras de los sistemas fotovoltaicos que se tengan, es el algoritmo que se debe aplicar. Es de vital importancia seguir desarrollando, y contar con algoritmos de MPPT, ya que la función principal de los algoritmos de MPPT como se ha explicado, es capturar el máximo de potencia de un sistema fotovoltaico constantemente, de aquí que existan una gran cantidad, de investigaciones, para mejorarlos.

En lo que respecta a esta investigación, se utilizó el algoritmo de MPPT Perturbar & Observar, se decidió utilizar este algoritmo debido, primeramente, a que es el que se adecua más al sistema utilizado, y a las ventajas que presenta en su adaptación, como es su fácil programación, y entendimiento y así como su rapidez en respuestas favorables. Además de que el algoritmo tiene la flexibilidad de mejora constante, para futuros trabajos se pretende mejorar el algoritmo, de tal manera que tenga una rápida y efectiva respuesta, a cambios en condiciones climatológicas, como podrían ser sombreados parciales, esta mejora no se realiza en este proceso debido a los tiempos que se establecieron previamente, para cumplir con los demás objetivos de la investigación.

1.2.6 IMPORTANCIA DE LA APLICACIÓN DE LA INNOVACIÓN

Como se ha visto, ha existido y existe un trabajo arduo y continuo, en cuanto a la investigación de los convertidores conmutados, algoritmos de MPPT y sistemas fotovoltaicos. Esto es como hemos explicado en párrafos anteriores, por la importancia que tienen, no solo en los sistemas fotovoltaicos, que ayudan al desarrollo de las energías renovables, sino también en los sistemas industriales.

Pero de acuerdo a esta investigación, no existe una gestión tecnológica ni un modelo de innovación, en específico utilizada en sistemas fotovoltaicos para su desarrollo y mejora, en sistemas de iluminación autónomo, para su implementación o comparación con la producción a nivel industrial, por lo que se debe de realizar un modelo de innovación que nos permita vincular esta tecnología, con la industria o el comercio de los sistemas fotovoltaicos, en especial en el área de sistemas de iluminación autónomo, y así ayudar a mostrar que existen mejoras continuas resultado de las investigaciones realizadas.

De acuerdo con el Dr. Elías Micha en su artículo “Importancia de la investigación y la Innovación” comenta que la globalización ha motivado el incremento de inversión en Investigación y Desarrollo. De tal forma que, los parámetros que caracterizan la gestión de empresas, como: mercado, liderazgo y dirección; desarrollo de personal, conocimiento, planeamiento y control; administración y mejora de productos, procesos, equipos; articulación, solidez empresarial, impacto en la sociedad, efectividad y valor agregado; están orientados por el mejoramiento de los productos y procesos, la mejora continua de la calidad, y la gestión de la innovación.

Por esta razón la dinámica empresarial tiene la necesidad de adaptarse rápidamente a escenarios actuales y crear nuevas estrategias del conocimiento; que permitan identificar nuevas oportunidades junto con el desarrollo de nuevos mercados.

De acuerdo a lo anterior, las empresas actuales notan que, para permanecer en el mercado, dependen de su inversión en investigación, desarrollo, de su actividad de planteamiento, de los sistemas de gestión de la calidad y ambientales, y muchas otras facetas de la estrategia empresarial; de ahí que el desempeño competitivo dependa de la formación de capital intelectual y de la capacidad de innovar.

También define que la innovación tecnológica es un proceso de generación de ideas que se implantan con algún valor agregado. Este proceso tiene múltiples estados dependientes del conocimiento de las necesidades de los clientes de las actividades de los competidores y de los ciclos de retroalimentación en las distintas etapas, que constituyen la esencia de la innovación.

Con referencia a lo anterior [43] realiza un análisis de los modelos existentes en los centros de investigación, el medio privado y en las universidades, para el desarrollo e innovación de tecnología, recalcando la importancia que tienen estos centros no solo en sus países sino también a nivel mundial, debido a la capacidad de desarrollo tecnológico que ahí se produce, o al capital humano con el que cuentan, ya que incorporan tanto tecnología de punta, como modelos de aplicación, en las diferentes áreas o disciplinas lo que propicia directamente a la innovación y desarrollo tecnológico.

En su análisis, enfatiza que el objetivo de un laboratorio tecnológico es el desarrollo del conocimiento, pero este debe de ser un conocimiento aplicado, para que se pueda realizar la transferencia de tecnología y esta ayude, a las diferentes necesidades que presenta nuestra sociedad.

Pero esto es difícil que se suceda debido a que no existe una gestión tecnológica que permita esta vinculación, por lo que es importante tener esta herramienta no solo para los laboratorios sino también para tecnologías en específico, o el desarrollo de tecnologías.

En también [43] se menciona que en un laboratorio o centro de investigación, o en el desarrollo tecnológico, es necesario analizar la viabilidad y progreso de los proyectos tecnológicos, y que estos tengan una aplicación real, impactando en la sociedad de acuerdo a sus necesidades, ya que los

centros de investigación o proyectos de innovación y mejora tecnológica, miden su productividad de acuerdo al impacto, que produzcan en el crecimiento económico, intelectual y social de su país.

Por lo que obtiene como resultado que los centros de investigación en un general, de acuerdo con sus modelos de gestión para la innovación, desconocen las necesidades del mercado, existe abandono de proyectos, casi no hay emprendimiento ni consecución, hay falta de inversión como uno de los problemas principales, sobre todo en Latinoamérica, no existe un plan de negocio, para ver la factibilidad de los proyectos en cuanto al desarrollo tecnológico, no hay incentivos ni estímulos.

Ahora en [10] realiza un estudio en 25 empresas innovadoras mexicanas, ganadoras del premio nacional de tecnología, donde 4 de ellas son centros de investigación para el desarrollo de tecnología en diferentes áreas, donde su objetivo clave, es estudiar las principales técnicas de, que han utilizado y así observar los resultados obtenidos.

En su investigación recalca que el 92% de las empresas analizadas, cuentan con las capacidades necesarias para la producción de know – how, y de I+D, junto con el capital para el desarrollo de nuevas investigaciones, productos y procesos, esto es debido a que cuentan con herramientas, como lo es la planeación tecnológica, protección intelectual, vinculación con otras universidades y centros de investigación, para el apoyo y desarrollo en común de nuevas tecnologías, vigilancia tecnológica, administración de proyectos tecnológicos.

El 88% de las empresas también cuentan con una vigilancia tecnológica, lo que les permite conocer el mercado, competencia y la tecnología de punta, para que con ello también puedan desarrollar y seguir innovando y a la vanguardia, y en menor proporción en un 44% cuentan con una herramienta que les permite la comparativa de los mercados y tecnología como el benchmarking.

El 60% de las empresas cuentan con una cultura que promueve el desarrollo, la innovación y mejora de nuevas tecnologías, donde la gestión tecnológica facilita la unión de las capacidades operativas, con los objetivos marcados por las organizaciones y con la adscripción de las tecnologías, el 88% elaboran planeación estratégica y con esto determinan su estrategia de negocios.

Con lo anterior nos damos cuenta de la importancia que tiene los convertidores conmutados en los sistemas fotovoltaicos para su buen funcionamiento, así como la importancia que tienen los sistemas fotovoltaicos en la obtención de energía renovable, y como la gestión tecnológica y un modelo de innovación puede realizar la tarea de vincular la ciencia y el desarrollo tecnológico con el mercado, por lo la aplicación de estos tres sistemas es esencial para realizar un excelente aplicación de la tecnología.

1.3 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Como se ha venido estudiando en párrafos anteriores, la obtención de energía, el desarrollo tecnológico y la innovación son parte primordial para el crecimiento económico de cualquier país. También se ha mencionado que las principales fuentes de energía son los combustibles fósiles, que cuentan con una alta demanda y al mismo tiempo se tiene una alta dependencia de ellos a nivel mundial. Esto ha provocado que se dañe al medio ambiente por su obtención y por su uso

desmedido, además su que presentan una desventaja muy importante, son fuentes de energía agotables.

De esta problemática global por la obtención de la energía y de la problemática global de tener mejores y más eficientes fuentes de energías alternativas que dañen al mínimo al medio ambiente y que cubran las necesidades energéticas existentes. Junto con la necesidad de desarrollar mejores modelos de innovación que permitan el desarrollo de este tipo de energías, y estos modelos también permitan unir fácilmente tanto los nuevos sistemas de fuentes de energía, como los sistemas innovadores de fuentes de energía con la industria y el mercado.

Del punto anterior se desglosa nuestra problemática principal que explicamos con más detalle a continuación:

- Esta investigación se centró en dos puntos primordiales:
- Uno se realizó un modelo de Innovación, donde los procesos de administración, de las actividades que conllevan el desarrollo tecnológico en todas sus etapas, cumplan con el objetivo primordial, que es mejorar la vinculación entre la investigación científica-industria –sociedad [GT] de manera tal que mediante estrategias tecnológicas adecuadas, se garantice las actividades de investigación y resultados científicos y con esto exista una transferencia tecnológica adecuada en las entidades productivas.
- Dos se realizó el diseño de un convertidor conmutado buck- boost versátil bidireccional, que permitió mejorar las prestaciones de un sistema fotovoltaico utilizado en luminarias públicas usando fuentes de energía renovables con el fin dañar lo menos posible al medio ambiente. Las mejoras técnicas del convertidor maximizaron la energía producida por el módulo fotovoltaico al tiempo que se buscó reducir los costes del sistema, utilizando herramientas como lo es el control en modo deslizamiento, para mejorar la operación del convertidor conmutado.
- Mediante el conocimiento derivado del análisis e interpretación del estudio del desarrollo tecnológico, en el campo de la fotovoltaica se realiza una comparativa entre otros sistemas de iluminación autónomo del Estado de Puebla, México y el sistema propuesto en esta tesis, para con esto ver el comportamiento en el impacto del proceso social y económico de las nuevas tecnologías en energías renovables en este sector.

1.4 OBJETIVO GENERAL

- Desarrollar e implementar un modelo de Innovación tecnológico adecuado que permita realizar un convertidor conmutado buck-boost versátil bidireccional, con el fin de mejorar las prestaciones de un sistema fotovoltaico utilizando energías renovables. Y demostrar de acuerdo con las investigaciones hechas las ventajas que presenta este convertidor frente a

otros, y con esto realizar la transferencia y uso de esta tecnología en el sector de sistemas de iluminación autónomo.

1.4.1 OBJETIVOS ESPECIFICOS.

- Desarrollar un modelo de Innovación tecnológica, que permita la realización de un convertidor conmutado bidireccional y que mediante el uso de la gestión y estrategias tecnológicas se pueda realizar la incorporación completa y metódica de esta tecnología. A través del análisis del mercado en las energías renovables, ver el impacto social económico del uso de estos sistemas en el sector mencionado.
- Escoger la superficie de conmutación más adecuada en el convertidor conmutado bidireccional con la que se busca tener una operación satisfactoria frente a las características de tensión – corriente que son no lineales y que presentan los módulos fotovoltaicos y tener la interfaz adecuada entre los módulos fotovoltaicos y las baterías almacenadoras de la energía.
- Seleccionar los elementos necesarios para la realización de pruebas, componentes electrónicos, componentes electrónicos de potencia, panel solar, baterías para el almacenamiento de la energía. Construcción del convertidor conmutado buck-boost versátil bidireccional. Realizar las pruebas de laboratorio pertinentes que permitan demostrar que el sistema opera adecuadamente.
- Realizar el análisis comparativo de esta tecnología en el sector de las energías renovables en los sistemas fotovoltaicos.

1.5 JUSTIFICACIÓN

Debido a la gran necesidad de obtener fuentes de energía, y que actualmente la mayor parte de esta energía proviene de los hidrocarburos, y este tipo de fuente de energía es agotable, además daña a nuestro medio ambiente severamente, es necesario buscar fuentes de energía diferentes y limpias, que dañen lo menos posible al medio ambiente y que cumplan con la demanda energética actual. Una solución para este grave problema es el utilizar como fuente de energía alterna a las energías renovables.

Es por esto que en esta investigación basado en la utilización de energía renovable, en específico en sistemas fotovoltaicos, trata de mejorar el funcionamiento completo de los sistemas fotovoltaicos, junto con los componentes principales como los son los convertidores conmutados, mediante un modelo de innovación, con el fin de ayudar a mitigar este grave problema energético y al mismo tiempo crear una vinculación entre las investigaciones científicas de las partes antes mencionadas con la Innovación tecnológica. Es vital seguir generando investigaciones como la que aquí se

presenta, para reducir los problemas generados por el uso excesivo de las fuentes de energía tradicionales y mostrar la importancia que tiene el utilizar otras fuentes energéticas, que dañen lo menos posible al medio ambiente.

1.6 ALCANCES

Los alcances de esta investigación podrían ser bastante altos, debido a que la investigación puede seguir en curso, y obtener más resultados, además de que se pueden ampliar las líneas de investigación, y seguir innovando en los sistemas de energías renovables.

Actualmente se sigue trabajando en la parte de vinculación, para poder implementar el sistema, tratando de buscar recursos, y apoyos para continuar con el trabajo, con lo que no solo se ayudaría a obtener una fuente de energía alterna, sino también se mitigaría un poco el problema del medio ambiente, y lograríamos el crecimiento de una cultura enfocada al cuidado del mismo.

1.7 LIMITACIONES.

En cuanto este punto se refiere, existen diversas limitaciones debido principalmente que la investigación científica se realizó mayormente en Tarragona, España por lo que si se quisiera continuar con más líneas de investigación, se tendrían que buscar apoyos para continuar con el proceso, y terminarlo de acuerdo al modelo de innovación propuesto.

En dado caso que se requiera realizar una prueba de laboratorio del convertidor conmutado, solo se podría realizar en el Laboratorio de la Universidad Rovira I Virgili, y lo tendrían que realizar otros estudiantes, debido a que actualmente me encuentro en México.

1.8 REFERENCIAS CAPITULO I

- [1] R. A. R. Leonardo Beltran Rodriguez, "Balance nacional de energía 2016," p. 136, 2017.
- [2] F. Manzano-Agugliaro, A. Alcayde, F. G. Montoya, A. Zapata-Sierra, and C. Gil, "Scientific production of renewable energies worldwide: An overview," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 18, no. February, pp. 134–143, 2013.
- [3] S. O. Negro, F. Alkemade, and M. P. Hekkert, "Why does renewable energy diffuse so slowly? A review of innovation system problems," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 16, no. 6, pp. 3836–3846, 2012.
- [4] R. Wüstenhagen and E. Menichetti, "Strategic choices for renewable energy investment: Conceptual framework and opportunities for further research," *Energy Policy*, vol. 40, no. 1, pp. 1–10, 2012.
- [5] Claudio A. Estrada gasca y Camilo A. Arancibia Bulnes, "Las Energías Renovables : la Energía Solar y sus Aplicaciones," *Rev. Digit. Univ.*, pp. 1–27, 2010.
- [6] REN21, "Energías renovables 2016 reporte de la situación mundial," 2016.
- [7] A. K. Abdelsalam, A. M. Massoud, S. Ahmed, and P. N. Enjeti, "High-performance adaptive Perturb and observe MPPT technique for photovoltaic-based microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1010–1021, 2011.
- [8] A. ESCOBAR and R. A. TORRES, CARLOS ANDRES HINCAPIE, "Conexión De Un Sistema Fotovoltaico a La Red Eléctrica," *Sci. Tech.*, vol. XVI, no. 44, pp. 31–36, 2010.
- [9] A. M. V. Quijano, "Gestión Tecnológica : Obtención del Perfil Tecnológico para Laboratorios en Ingeniería Eléctrica de la Universidad Industrial de Santander," 2012.
- [10] Enrique Alberto Medellín Cabrera, "Gestion Tecnologica en Empresas Innovadoras Mexicanas," *RAI*, 2010.
- [11] O. F. Castellanos Domínguez, *Gestión Tecnológica, De un enfoque tradicional a la inteligencia*. 2007.
- [12] S. Hyysalo, J. K. Juntunen, and S. Freeman, "User innovation in sustainable home energy technologies," *Energy Policy*, vol. 55, no. February, pp. 490–500, 2013.
- [13] N. Johnstone, I. Hascic, and D. Popp, "Renewable Energy Policies and Technological Innovation :," 2008.
- [14] N. Onat, "Recent developments in maximum power point tracking technologies for photovoltaic systems," *Int. J. Photoenergy*, vol. 2010, 2010.
- [15] R. Mendez-Diaz, F.; Ramirez-Murillo, H.; Garces, P.; Romero, A.; Calvente, J.; Giral, "Control en Modo de Deslizamiento de la Tensión de Entrada del Convertidor Buck - Boost," pp. 1–6, 2014.
- [16] C. J. Fernández, C. Colom, and S. D. E. E. Variable, "Introducción al Control en Modo

Deslizamiento,” pp. 37–42.

- [17] L. Martínez Salamero, A. Cid-Pastor, A. El Aroudi, R. Giral, and J. Calvente, “Modelado y Control de Convertidores Conmutados Continua-Continua: Una perspectiva Tutorial,” *Rev. Iberoam. Automática e Informática Ind. RIAI*, vol. 6, no. 4, pp. 5–20, 2009.
- [18] L. Qingfeng, L. Zhaoxia, S. Jinkun, and W. Huamin, “A Composite PWM Control Strategy for Boost Converter,” *Phys. Procedia Phys. Procedia Phys. Procedia*, vol. 24, no. 0, pp. 2053–2058, 2012.
- [19] S. A. Lopa, S. Hossain, M. K. Hasan, and T. K. Chakraborty, “Design and Simulation of DC-DC Converters,” *Int. Res. J. Eng. Technol.*, pp. 2395–56, 2016.
- [20] C. Restrepo, J. Calvente, A. Romero, E. Vidal-Idiarte, and R. Giral, “Current-Mode Control of a Coupled-Inductor Buck-Boost DC-DC Switching Converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2536–2549, May 2012.
- [21] C. Restrepo, T. Konjedic, J. Calvente, M. Milanovic, and R. Giral, “Fast Transitions Between Current Control Loops of the Coupled-Inductor Buck-Boost DC-DC Switching Converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3648–3652, Aug. 2013.
- [22] R. Giral, C. A. Ramos-Paja, D. Gonzalez-Montoya, J. Calvente, A. Cid-Pastor, and L. Martínez-Salamero, “Minimizing the effects of shadowing in a PV module by means of active voltage sharing,” in *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2010, pp. 943–948.
- [23] R. T. Naayagi, A. J. Forsyth, and R. Shuttleworth, “High-power bidirectional DC-DC converter for aerospace applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4366–4379, 2012.
- [24] F. Z. Peng, H. Li, G.-J. Su, and J. S. Lawler, “A New ZVS Bidirectional DC-DC Converter for Fuel Cell and Battery Application,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 1, pp. 54–65, 2004.
- [25] A. El Aroudi, J. Calvente, R. Giral, M. S. Al-Numay, and L. Martínez-Salamero, “Boundaries of Subharmonic Oscillations Associated with Filtering Effects of Controllers and Current Sensors in Switched Converters under CMC,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 8, pp. 4826–4837, 2016.
- [26] H. Martínez, A. Conesa, E. Alarcon, and A. Poveda, “Diseño e implementación de un convertidor DC/DC híbrido,” *Semin. Anu. Automática, Electrónica Ind. e Instrumentación*, no. 1, pp. 1–4, 2006.
- [27] S. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, “General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC – DC Converters,” vol. 55, no. 3, pp. 1160–1174, 2008.
- [28] L. Martínez-Salamero, A. Cid-Pastor, R. Giral, J. Calvente, and V. I. Utkin, “Why is sliding mode control methodology needed for power converters?,” *Proc. 14th Int. Power Electron. Motion Control Conf. EPE-PEMC 2010*, pp. S9-25-S9-31, 2010.
- [29] V. S. C. Raviraj and P. C. Sen, “Comparative Study of Proportional – Integral , Sliding Mode , and Fuzzy Logic Controllers for Power Converters,” vol. 33, no. 2, pp. 518–524, 1997.

- [30] J. L. H. Bravo, "Implementación de un control deslizante y su efecto en la dinámica y la robustez del convertidor buck," pp. 78–85, 2011.
- [31] S.-C. Tan, Y. M. Lai, M. K. H. Cheung, and C. K. Tse, "On the Practical Design of a Sliding Mode Voltage Controlled Buck Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 2, pp. 425–437, 2005.
- [32] F. G. Spartacus Gomariz, "Diseño de un controlador difuso supervisor para la regulación de un convertidor conmutado elevador DC-DC Supervisor Fuzzy Controller Design for a Boost," pp. 38–50, 2008.
- [33] Siew-Chong Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, "A unified approach to the design of PWM based sliding mode voltage controller for basic DC–DC converters in continuous conduction mode," *IEEE Trans. CIRCUITS Syst. Fundam. Theory*, vol. 53, no. 8, pp. 1816–1827, 2006.
- [34] H. Guldemir, "Study of Sliding Mode Control of DC-DC Buck Converter," *Energy Power Eng.*, vol. 3, no. 4, pp. 401–406, 2011.
- [35] E. Bianconi *et al.*, "A fast current-based MPPT technique employing sliding mode control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 3, pp. 1168–1178, 2013.
- [36] D. G. Montoya, C. A. R. Paja, and R. Giral, "A new solution of maximum power point tracking based on sliding mode control," *IECON 2013 - 39th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 8350–8355, 2013.
- [37] D. G. Montoya, C. A. Ramos-Paja, and R. Giral, "Improved Design of Sliding-Mode Controllers Based on the Requirements of MPPT Techniques," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 235–247, 2016.
- [38] R. Leyva *et al.*, "MPPT Based on Sinusoidal Extremum-Seeking Control in PV Generation," *Int. J. Photoenergy*, vol. 2012, pp. 1–7, 2012.
- [39] B. Pakkiraiah and G. D. Sukumar, "Research Survey on Various MPPT Performance Issues to Improve the Solar PV System Efficiency," *J. Sol. Energy*, vol. 2016, pp. 1–20, 2016.
- [40] G. Liu and M. Cheng, "Discussion and Research of Photovoltaic MPPT Methods," *Open Electr. Electron. Eng. J.*, vol. 7, pp. 123–130, 2013.
- [41] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 963–973, Jul. 2005.
- [42] M. Sokolov and D. Shmilovitz, "Power Engineering Letters," vol. 23, no. 4, pp. 1105–1107, 2008.
- [43] D. Carmen and C. Mata, "Análisis de modelos de gestión tecnológica en centros de investigación," vol. 6, pp. 5–20, 2012.
- [44] M. S. Hopkins, "The Four Ways it is Revolutionizing Innovation," 2010.
- [45] F. Dominguez, E. Fossas, R. Giral, and L. Martinez, "Boost converter with output filter. A

- sliding approach,” in *Proceedings of 1994 37th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 1994, vol. 2, pp. 1265–1268.
- [46] C. Restrepo, J. Calvente, A. Cid-Pastor, A. El Aroudi, and R. Giral, “A Noninverting Buck–Boost DC–DC Switching Converter With High Efficiency and Wide Bandwidth,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2490–2503, Sep. 2011.
- [47] C. Restrepo, J. Calvente, A. Cid-Pastor, A. El Aroudi, and R. Giral, “A Noninverting Buck–Boost DC–DC Switching Converter With High Efficiency and Wide Bandwidth,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2490–2503, Sep. 2011.
- [48] E. Van Dijk, J. N. Spruijt, D. M. O’Sullivan, and J. B. Klaassens, “PWM-switch modeling of DC-DC converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 659–665, 1995.
- [49] D. Gonzalez Montoya, C. A. Ramos Paja, and R. Giral, “A new solution of maximum power point tracking based on sliding mode control,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 8350–8355.
- [50] V. I. Utkin, *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer-Verlag, 1992.

CAPITULO 2 IMPLEMENTACIÓN MODELO DE INNOVACIÓN

2.1 INNOVACIÓN PARA LA VINCULACIÓN

Como se ha mencionado en los párrafos anteriores, la obtención de la energía, como el desarrollo tecnológico junto con la innovación son parte fundamental para el desarrollo económico de cualquier país. Resultado de que en las últimas décadas, tanto organizaciones, empresas y universidades junto con centros de investigación, obligados por el fenómeno de la globalización, han tenido la necesidad de tener una transformación continua tanto en sus modelos de gestión como en sus procesos productivos, impulsados por el importante factor de tener siempre, la capacidad de innovación constante, para generar nuevos procesos, nuevas tecnologías, nuevos cambios organizacionales, nuevas estrategias de mercado, para sobrevivir a un mercado tan cambiante y en firme crecimiento, y con esto generar una ventaja competitiva que le permita de acuerdo a sus nuevos modelos seguir innovando y no quedar obsoletos. [1][2]

De acuerdo a lo anterior, científicos, tecnólogos e innovadores se unen ahora para encontrar herramientas y métodos más factibles y dinámicos que permitan y sean capaces de reaccionar de una manera adecuada a los cambios sociales, de un sistema totalmente industrializado, y contaminante, que ha originado tanto daño a nuestro medio ambiente, por lo que, si no se sigue innovando, en cuanto a los términos mencionados anteriormente, serán irreversibles los daños que se están provocando actualmente. [1][3][4]

La innovación de acuerdo a [5] es el proceso que se realiza con un enfoque sistémico, que requiere de asociaciones y vínculos entre las distintas áreas del conocimiento, para la implementación y el funcionamiento de mejoras en las formas de hacer las cosas sobre la base de ideas creativas y transformadoras, y que busca siempre extrapolar dichas mejoras con éxito, al mercado, los productos, los procesos y los servicios para obtener un impacto económico, social o ambiental. Para fines de esta investigación se definieron otros dos conceptos

La innovación tecnológica se entiende como el proceso en el cual a partir de una idea, invención o reconocimiento de una necesidad se desarrolla un producto, técnica o servicio útil hasta que esté comercialmente aceptado. Incluyendo las siguientes características.[6]

- Carácter novedoso, ofrece nuevas formas de satisfacer necesidades.
- Supone la introducción de un cambio técnico en los productos y servicios.
- Confortabilidad, seguridad, energía, calidad o estética.

De acuerdo a Escorsa citado en [6] los puntos anteriores pueden clasificarse de acuerdo al grado de impacto o importancia, o dependen del fenómeno de transiliencia¹, que se define como la capacidad de una innovación para modificar los sistemas de producción o marketing actuales, estas modificaciones pueden ir desde mejorar o eliminar un objetivo particular.

Si se clasifican de acuerdo con el grado de impacto o importancia, las innovaciones pueden ser radicales e incrementales.

- Radicales: Son las que tienen un cambio casi completo o completo respecto a la condición anterior obteniendo como resultado, una mejora excelente del proceso, producto, o sistema.
- Incrementales: Son las que realizan mejoras a procesos o productos y están enfocadas especialmente a la reducción de los costos.

Si se clasifican de acuerdo al fenómeno de transiliencia las innovaciones pueden ser:

- Estructurales: La Innovación realiza secciones y subsecciones completamente nuevas, al realizar esto obtiene como resultado, cambios en los vínculos con el mercado y las empresas competidoras, a través de un cambio tecnológico representativo.
- Nicho: Inicia de la tecnología actual, pero impacta al mercado realizando nuevas oportunidades y vinculaciones.
- Regular o Rutinaria: Esta clase de innovación, fortalece la situación actual, y va enfocada a los mismos clientes, sector y mercado, con la particularidad que aprovecha las capacidades técnicas y de producción existentes.
- Revolucionaria: Transforma las tecnologías, sistemas y procesos de producción actuales en obsoletos, sin cambiar los mercados actuales solamente los fortalece. [6]

Ahora que tenemos una idea más clara de lo que es el concepto de innovación, y nos damos cuenta de la importancia que tiene, para la solución de problemas que aquejan a nivel mundial, como por ejemplo la obtención de energía, la contaminación y el cambio climático por mencionar algunos, es por esta razón que es importante seguir investigando e innovando para tratar de solucionar estos graves problemas. Debido a lo anterior la innovación e investigación debe de ser parte prioritaria dentro del desarrollo de cualquier país no solo para la parte económica sino también como mencionamos en el párrafo anterior para ayudar a resolver algunos de los problemas que aquejan

¹ La capacidad del ecosistema de responder a disturbios crónicos con la misma intensidad de respuesta sin requerir un periodo de recuperación o resiliencia.

actualmente a nuestro mundo, además que un país innovador, siempre llevara una ventaja competitiva real frente a los otros países.[7][8]

2.2 MODELOS DE INNOVACIÓN

Como se mencionó en el párrafo anterior, la innovación es parte fundamental para ayudar a mitigar las necesidades actuales que se presentan a nivel mundial, una de las principales es ayudar a mitigar el consumo de los hidrocarburos y cambiarlos por energías renovables, de aquí que [9] donde realiza un estudio de la innovación existente en las tecnologías de las energías renovables, comenta que el crecimiento de la energías renovables en el sector eléctrico a nivel mundial es constante.

También comenta que de acuerdo al ejercicio de simulación presentado en la publicación “Perspectivas Energéticas Mundiales” de la Agencia Internacional de Energía, el ejercicio de simulación lanza como resultado que en el periodo 2007-2030 habrá un crecimiento continuo en las tecnologías renovables, en especial la solar la mareomotriz y a la eólica, donde el peso esperado de las tecnologías renovables en la generación eléctrica mundial, paso de un 18% en el 2007 al escenario esperado del 2030 a un 36% el doble del año 2007 por lo que en este rubro se tiene que seguir innovando. [9]

Para realizar un proceso de innovación como el que muestra la figura 21, para cualquier sector, puede ser un trabajo bastante arduo en especial como el que se desea presentar en esta investigación enfocada como hemos mencionado con anterioridad en las energías renovables, en los sistemas fotovoltaicos, en particular en convertidores conmutados para luminarias públicas. Para que exista una vinculación entra la innovación propuesta y un sector comercial o industrial necesitamos de un modelo en específico que nos permita realizarlo, ya que el proceso de innovación cuenta con varias fases, desde la investigación científica básica, hasta el proceso de la difusión, esta fase no es automática, y por lo general el proceso no es necesariamente lineal como el presentamos en la figura, de aquí que es necesario conocer bien las variables de nuestro sistema para hacer un poco más sencillo nuestro proceso. [9][10][11]

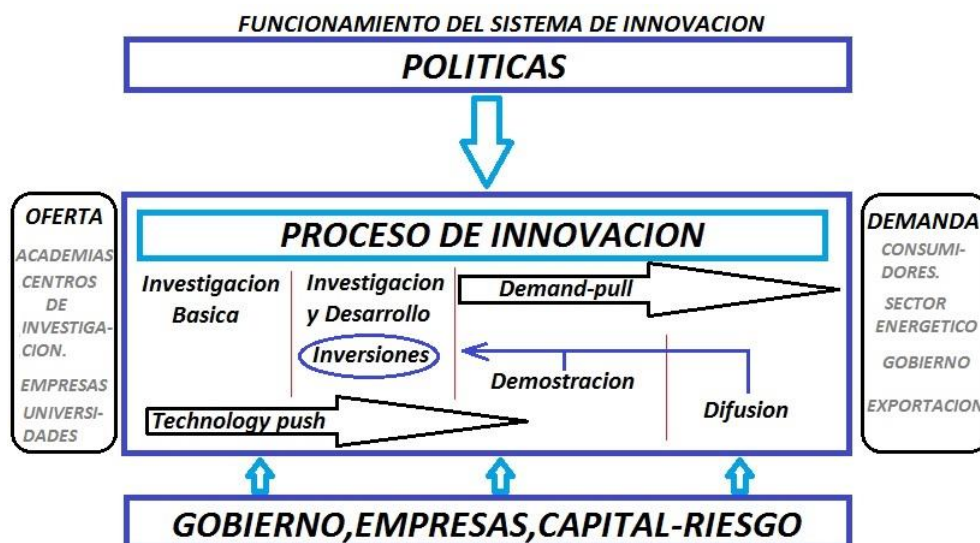


Fig.2.1. Funcionamiento para el Sistema de Innovación
 (Figura reproducida del Capítulo I para comodidad del lector)

Como podemos apreciar es parte esencial para el proceso de innovación tecnológica la investigación como lo muestra la siguiente figura, ya que la innovación va ligada siempre a la ciencia y la investigación por lo que presentamos en la siguiente figura los lineamientos de la investigación.

Lineamientos de Investigación				
	Definición	Tipos de Trabajo	Objetivo	Comentarios
Investigación Básica	Adquisición de conocimientos científicos nuevos, sobre fundamentos de los fenómenos y hechos observables	Analiza: •Propiedades •Estructuras •Relaciones	Formular •Hipótesis •Teorías •Leyes	Los resultados no buscan un objetivo concreto. Los resultados aparecen en publicaciones especializadas
Investigación Aplicada	Adquisición de conocimiento científicos nuevos, orientados a un objetivo práctico	Estudia: •Usos posibles de los resultados de la investigación básica	Objetivo práctico determinado	Los resultados generan: -producto único -nro limitado productos operaciones, métodos y sistemas.Existe la posibilidad de patentarlos
Desarrollo Experimental o Tecnológico	Uso de los conocimientos científicos para la producción de materiales, dispositivos, procedimientos, sistemas o servicios nuevos o mejoras substanciales	Realiza: •trabajos sistemáticos basados en conocimientos existentes procedentes de la investigación aplicada o la experiencia práctica	Lanzar al Mercado una novedad o mejora concreta	Concluyen normalmente con ensayos y pruebas de un prototipo o una Planta Piloto

Fig. 2.2 Fuente [Presentación Innovación y Competitividad de Mg. Robert Miranda Castillo 2008]

En la literatura existen varios modelos para el proceso de innovación, pero algunos autores mencionan que no existe un modelo explicativo o claro, para realizarlo, por lo que de acuerdo con las necesidades de cada sistema es el modelo a implantar y este hay que realizarlo de la manera más ordenada posible para que este tenga éxito. A continuación, presentamos una tabla de los modelos hechos a través del tiempo hasta los actuales y de acuerdo a ellos proponer el nuestro que es el que más se adapte a nuestras necesidades.

TABLA 1. Clasificación y Modelos ofrecidos por distintos autores sobre el proceso de Innovación

AUTORES	CLASIFICACIÓN DE MODELOS DEL PROCESO DE INNOVACIÓN
Saren, M.A. año 1983.	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Modelos de Etapas Departamentales (Departmental-Stage Models) ➤ Modelos de Etapas de Actividades (Activity-Stage Models) ➤ Modelos de Etapas de Decisión (Decision-Stage Models) ➤ Modelos de Proceso de Conversión (Conversion Process Models) ➤ Modelos de Respuesta (Response Models)
Forrest, J. año 1991.	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Modelos de Etapas (Stage Models) ➤ Modelos de Conversión y Modelos de Empuje de la Tecnología / Tirón de la Demanda (Conversion Models and Technology-Push/MarketPull Models) ➤ Modelos Integradores (Integrative Models) ➤ Modelos Decisión (Decision Models)
Rothwell, R. año 1994.	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Proceso de innovación de primera generación: Empuje de la Tecnología (Technology-Push) ➤ Proceso de innovación de segunda generación: Tirón de la Demanda (Market-Pull) ➤ Proceso de innovación de tercera generación: Modelo Interactivo (Coupling Model) ➤ Proceso de innovación de cuarta generación: Proceso de Innovación Integrado (Integrated Innovation Process) ➤ Proceso de innovación de quinta generación (System Integration and Networking)
Padmore, T., Schuetze, H., y Gibson, H. año 1998	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Modelo lineal (Linear model) ➤ Modelo de enlaces en cadena (Chain link model) ➤ Modelo en ciclo (Cycle model)
Hidalgo, A., León, G., Pavón, J. año 2002	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Modelo Lineal: Empuje de la Tecnología / Tirón de la Demanda

	<ul style="list-style-type: none">➤ Modelo Mixto (Marquis, Kline, Rothwell y Zegveld)➤ Modelo Integrado
Trott, P. año 2002	<ul style="list-style-type: none">➤ Serendipia (serendipity)➤ Modelos lineales (Linear models)➤ Modelos simultáneos de acoplamiento (Simultaneous coupling model)➤ Modelos interactivos (Interactive model)
Escorsa, P. y Valls, J. año 2003	<ul style="list-style-type: none">➤ Modelo Lineal➤ Modelo de Marquis➤ Modelo de la London Business School➤ Modelo de Kline
European Commission año 2004	<ul style="list-style-type: none">➤ Innovación derivada de la ciencia (Technology Push)➤ Innovación derivada de las necesidades del mercado (Market Pull)➤ Innovación derivada de los vínculos entre los actores en los mercados➤ Innovación derivada de redes tecnológicas➤ Innovación derivada de redes sociales

Fuente: Elaborado por la Universidad del País Vasco-Euskal Herriko Unibertsitatea, departamento de Organización de Empresas. Velasco, 2005. [12]

Como se ha visto existe una diversidad de modelos para el proceso de innovación, y como mencionamos anteriormente de acuerdo a diversos autores no existe una directriz para realizar las fases del proceso de innovación tecnológica.[12] De aquí que varios autores se cuestionan si la mínima información que existe para la realización de las fases para el proceso de innovación tecnológica tenga sustento, para tomar una de ellas como ejemplo. Esto es debido a que la innovación como tal es una actividad compleja, diversificada, y que cuenta con muchos elementos trabajando entre sí, que actúan para obtener una acumulación de nuevas ideas, por lo que es muy difícil el predecir qué tipo de resultado obtendríamos, así como el impacto que se pueda provocar en diversos sectores como el industrial, comercial, social y ambiental. Por lo anterior se convierte en necesario seguir trabajando, para mejorar las técnicas o modelos propuestos, sobre los componentes que intervienen en el proceso de innovación tecnológica y así obtener una mejor directriz en el momento de realizarlo, ya que si no seguimos trabajando en ello sería aún más complicado, encontrar las técnicas correctas. Ahora bien, existen algunos modelos acerca del proceso de innovación que son más aceptados por la literatura en general, que a continuación presentaremos:

- Modelos Lineales.
- Modelos por Etapas.

- Modelos Interactivos o Mixtos
- Modelos Integrados.
- Modelos de Red.

2.3 MODELOS LINEALES: IMPULSO DE LA TECNOLOGÍA Y TIRÓN DE LA DEMANDA.

2.3.1 IMPULSO DE LA TECNOLOGÍA

A los modelos lineales de Impulso de la Tecnología y Tirón de la Demanda se les considera como los modelos de Primera generación y Segunda generación. En el proceso de innovación ambos modelos se particularizan por su naturaleza lineal como podemos apreciar en la figura 5, donde se muestra el proceso de innovación del modelo de empuje de la tecnología.

En este modelo podemos apreciar que tiene la particularidad de ser ordenado y con fases bastante explícitas, donde se destaca principalmente la secuencia que va desde la ciencia hasta la tecnología respaldado por etapas paso a paso que inician desde el conocimiento científico hasta alcanzar el producto, y mediante diversos estudios como lo muestra la figura analizar si este poder ser económicamente factible. [7] [12] [13]

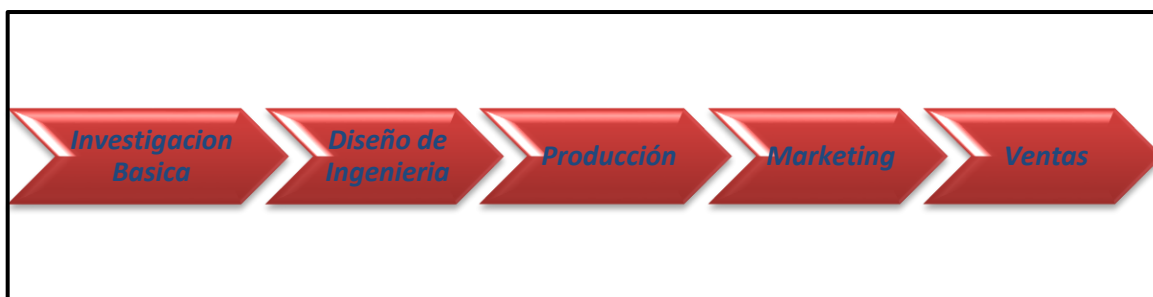


Figura 2.3. Modelo de Empuje de la Tecnología [13]

Una de las principales características del modelo aparte de ser lineal es que tiene como base la fuente de la innovación que es el descubrimiento científico, hasta la investigación aplicada, no solo quedándose en esto si no que el modelo va más allá buscando seguir con progreso tecnológico, para tener después la manufactura del producto, después realizando el estudio del mercado para poder comercializarlo. [7] [12] [13]

2.3.2 TIRÓN DE LA DEMANDA

El modelo tirón de la demanda, se inicia a partir de la segunda mitad de la década de los 60, resultado de que en esa época empieza a influir de manera más importante la situación de los mercados en el proceso de la innovación, por lo que surge la necesidad de crear otro modelo de innovación tecnológica que se adapte a las nuevas circunstancias del mercado, y surge el modelo de tirón de la demanda como lo muestra la figura 24



Figura 2.4. Modelo de Tirón de la Demanda [13]

El modelo también se presenta de manera lineal y secuencial tomando como parte fundamental las necesidades del mercado, para después empezar con la innovación tecnológica. Es decir, en esta etapa se enfocan más en las necesidades del cliente, siendo esta la fuente de lluvia de ideas para la generación de la innovación, donde la parte I+D depende no completamente pero sí en general de las fluctuaciones del mercado, no perdiendo la parte esencial como fuente de conocimiento y desarrollo tanto para la mejora como para nuevos productos o procesos.

2.3.3 MODELO POR ETAPAS

Este modelo considera a la innovación como una serie de pasos de forma lineal, al igual que los modelos anteriores. El modelo por etapas tiene la particularidad que también cuenta con componentes de los modelos de tirón de la demanda y empuje de la tecnología, haciendo énfasis en cada uno de los procesos que los constituye por departamentos, segmentando cada uno de ellos a realizar su tarea en forma particular, para el mejoramiento del proceso producto a innovar.



Figura 2.5. Modelo por etapas departamentales [13]

El modelo presentado al estar ordenado por departamentos y en forma secuencial, presenta algunas desventajas. Una de ellas, es que cada departamento trabaja de forma aislada e individual, no interactuando entre ellos, lo que produce que no exista una comunicación adecuada, no generando una mejora debido a que no hay retroalimentación que permita, disminuir errores. Otra de las desventajas que presenta al igual que los modelos anteriores es su linealidad, y como hemos mencionado en párrafos anteriores la innovación se caracteriza por ser no lineal. [7] [12] [13]

2.3.4 MODELOS INTERACTIVOS O MIXTOS

Estos modelos se desarrollan a finales de la década de los 70 y se les considera modelos de tercera generación según Roy Rothwell, estos modelos surgen de la necesidad que se vivía en esa época en las empresas, ya que durante esta época se tenían tasas de inflación elevada y desempleo. Por lo que las empresas se vieron obligadas a entender más tanto los procesos como las bases de la innovación, para con esto disminuir costos, y evitar pérdidas, optimizar recursos, y disminuir fallos.

En estos modelos se destaca la interacción entre las capacidades tecnológicas estudiadas por aparte, y las necesidades del mercado estudiadas por otro parte, también se destaca el hecho de que los procesos tienen retroalimentación que se producen de los diferentes procedimientos de la innovación. Dentro de los modelos interactivos o mixtos uno de los más estudiados es el modelo de Kline como se muestra en la figura, que también se le conoce como el modelo de enlaces en cadena o modelo cadena-eslabón.

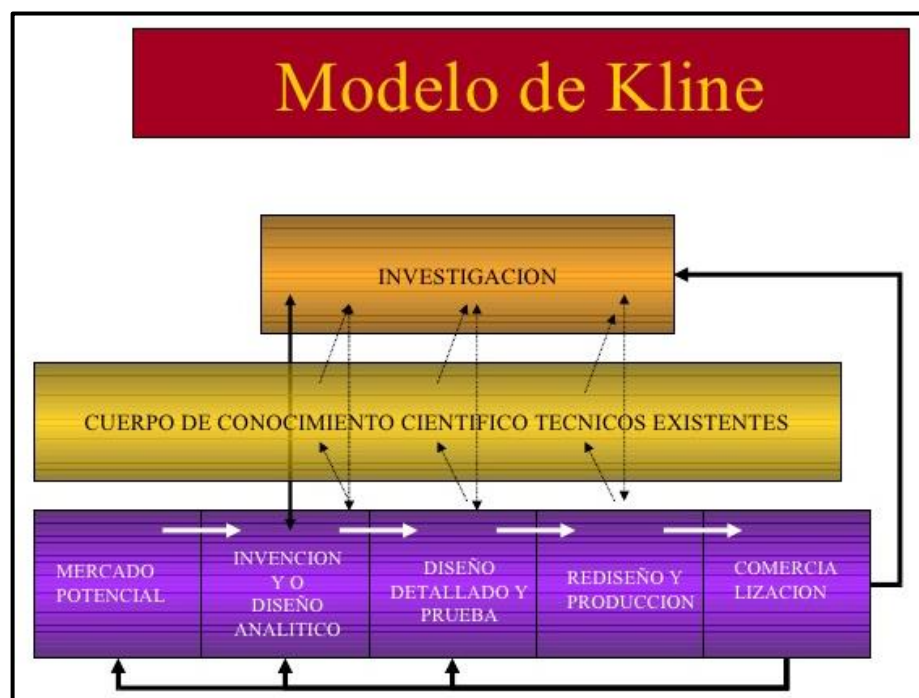


Fig. 2.6 Fuente [Presentación Innovación y Competitividad de Mg. Robert Miranda Castillo 2008]

El modelo se caracteriza por no tener una única trayectoria primordial de seguimiento como lo presentan los modelos lineales, sino que a diferencia de esos modelos existe diferentes trayectorias,

todas retroalimentándose entre sí y dependiendo una de la otra, teniendo como base principal, las tres áreas más importantes del proceso de innovación, la investigación, el conocimiento científico y técnico existente, y el resultado de las fases para el proceso de innovación. [7] [12] [13]

El primer trayecto también es conocido como la cadena central de la innovación, que inicia en una lluvia de ideas seleccionando una ellas, para después materializarla, en un invento o diseño razonado, que cumpla con las necesidades del mercado.

El segundo trayecto se caracteriza por estar conformado por el proceso o secuencia donde nos muestra, una de las partes importantes de la innovación que es la comercialización, todos los pasos o secuencias se encuentran retroalimentados para mejorar los procesos, y estos se encuentran unidos también con la parte inicial y también primordial que es la investigación, todo esto se encuentra ligado con el fin de proporcionar datos sobre las necesidades del mercado a los etapas precedentes del proceso de innovación tecnológica. Esto es por la razón de que el producto final contenga errores en el proceso, y estos puedan ser mejorados en las retroalimentaciones de sistema. Esta retroalimentación también nos sirve, para ver las nuevas oportunidades para aplicaciones tanto en la industria como en el mercado.

El tercer trayecto nos muestra la unión y retroalimentación entre las dos partes también principales dentro de la innovación que son la investigación y el conocimiento científico, dentro del conocimiento científico podemos apreciar que existe un eslabón con el diseño analítico, este eslabón es primordial ya que del conocimiento científico, si no se cuenta con el diseño analítico nunca podremos tener una innovación real, por eso también existe una retroalimentación de la información para poder realizar este proceso, aquí también podemos apreciar el cuarto trayecto de la innovación, que es la unión entre la investigación y la invención, estos dos puntos van de la mano ya que en algún momento uno lleva a la otro, debido a que la invención puede provenir de cualquier punto por ejemplo de la necesidad del mercado, y para perfeccionar la invención podemos utilizar la investigación que nos llevaría al perfeccionamiento del sistema.

Como podemos apreciar este es uno de los modelos más completos que hemos visto ya que contiene la mayoría de las partes para la innovación tecnológica, y uno de los puntos más importantes que es la retroalimentación de la información, esto se hace con el propósito de mejorar los sistemas, otro punto de relevancia es que el modelo no deja de ser secuencial y aun así todos los elementos están unidos para un mismo objetivo. Otro factor que se recalca y que muestra el modelo es su constante unión entre la ciencia y la tecnología fases para el desarrollo dentro de la innovación tecnológica, ya que la innovación también puede producirse del contacto de la ciencia. [7] [12] [13]

2.3.5 MODELOS INTEGRADOS

Los modelos integrados se les considera modelos de cuarta generación estos modelos se inician en la década de los ochenta y comienzos de los 90, durante este proceso las empresas toman énfasis en el desarrollo tecnológico rápidamente cambiante, por lo que la velocidad es parte esencial en la empresas para siempre estar en competencia, por lo que el hecho de la innovación es primordial para permanecer en el mercado. Lo que caracteriza a este modelo, es el tiempo debido a que es un factor crítico para el desarrollo de la innovación de procesos y productos, otro punto es que a diferencia de los modelos anteriores que la innovación tecnológica se realiza a base de secuencias, en este modelo se gestiona, es decir de acuerdo al enfoque rugby citando Takeuchi y Nonaka en, [12] menciona que el desarrollo de procesos y productos se realiza mediante grupos interdisciplinarios, cuyos elementos operan de principio a fin con un objetivo en específico.

También durante este proceso se integra a proveedores desde el inicio en el mismo proyecto junto con los departamentos involucrados, trabajando en paralelo en forma simultánea, lo que implica una ventaja frente a los otros modelos, debido a que en este sistema todo va avanzando al mismo tiempo. [7] [12] [13]

2.3.6 MODELO EN RED.

El modelo de Red también se le conoce como Modelo de Integración de Sistemas y Establecimientos de Redes, considerado como modelo de quinta generación. El modelo recalca que el aprendizaje tiene lugar dentro y entre las mismas empresas, así como la innovación es un proceso que se genera en una distribución en red.

En este periodo las empresas siguen con la misma línea de tendencias estratégicas originadas en los ochentas y noventas, es decir las empresas principales continúan, comprometidas con reunir la mayor tecnología, lo que se considera una estrategia tecnológica, las empresa siguen también con la línea de realizar alianzas estratégicas con otras empresas, lo que sería redes entre las empresas, esto es debido a un mercado cambiante y fluctuante, por lo que las empresas se esfuerzan en llegar a él y mantenerse, para generar ventajas competitivas.

Debido a lo anterior las empresas se han convertido en empresas más flexibles y adaptables, haciendo una mejora en la calidad y rendimiento en las estrategias del producto, originando que la innovación se convierte en un proceso en red. El modelo se caracteriza ahora por el uso de tecnología y medios electrónicos de punta, que permiten a la empresa ser más eficaz e incrementar la rapidez en el desarrollo e innovación de procesos y productos, tanto internamente como externamente involucrando a proveedores, clientes y colaboradores externos.

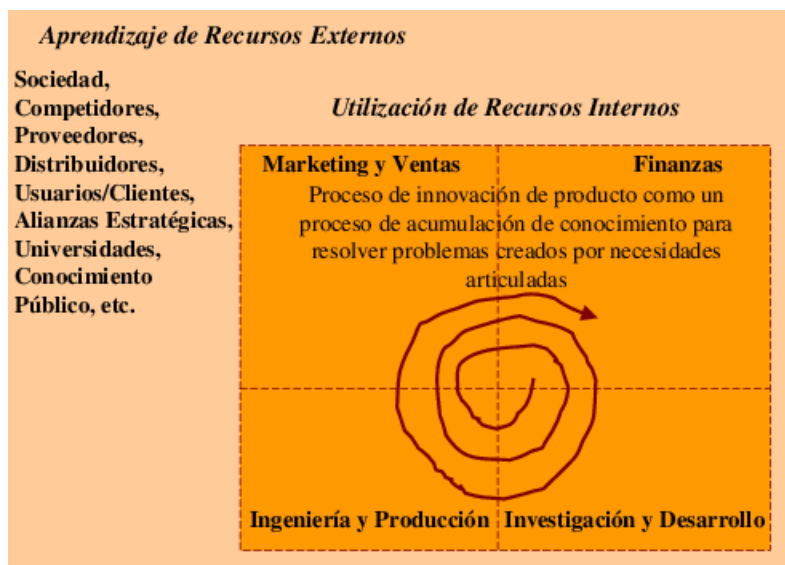


Fig.2.7 Modelo de quinta generación [13]

Como podemos apreciar en la figura en modelo de quinta generación, es un sistema que involucra a todas las partes para el proceso de innovación tecnológica, ya que hace uso de los recursos internos y externos, involucrando a todas las partes para el desarrollo de nuevos productos o procesos, creando como su nombre lo dice un sistema de red, donde todos los participantes son importantes para llegar al objetivo final, el modelo en si es muy completo ya que reúne no solo a los factores importantes para el proceso de innovación tecnológica, como lo son la investigación, a ciencia, la ingeniería, universidades y centros de investigación donde se realizan estas actividades, si no que va más allá, aprendiendo de la sociedad junto con proveedores competidores distribuidores, clientes y buscando además alianzas estratégicas para seguir innovando, además también analiza la parte de marketing y las ventas junto con las finanzas, por lo que el modelo obtiene como resultado una vinculación real entre la innovación y la sociedad. [7], [12], [13]

De acuerdo a lo anterior y analizado a los cinco modelos del proceso de innovación tecnológica a continuación presentaremos un análisis donde realizamos una comparativa de las tecnologías actuales en lo que a luminarias se refiere, junto con nuestro trabajo propuesto en esta tesis para después también proponer un modelo de innovación adaptado al trabajo realizado en esta investigación.

2.4 DIFERENTES SISTEMAS DE ILUMINACION EN EL ALUMBRADO PÚBLICO DE MÉXICO

La innovación en cualquier sistema tecnológico es de alta importancia, más si este va enfocado al bienestar social, o buscando otro tipo de fuente de energía, que minimice un poco el uso de las energías tradicionales y que ayude a conservar y dañar lo menos posibles a nuestro medio ambiente, como lo serían las energías renovables que lo hemos mencionado en párrafos anteriores, es por esta razón que en este apartado presentaremos la comparativa de nuestro sistema con lo que se utilizan en México en especial en la ciudad de Puebla demostrando que nuestro trabajo eficientiza el uso de los sistemas fotovoltaicos, en este caso utilizado en luminarias públicas, por lo que la comparativa será con otras luminarias públicas que utilizan otra fuente de energía diferente a la del sol.

El alumbrado público es esencial para cualquier ciudad en el mundo, debido a que brinda primeramente la visibilidad en la oscuridad tanto de peatones como de vehículos, disminuyendo accidentes, además también brinda seguridad, previniendo delitos. Ciudades bien iluminadas, se vuelven más atractivas, tanto para el ciudadano como para el turismo, generando una atmosfera agradable en los espacios públicos. Actualmente el servicio de alumbrado público es de los más demandados por la población, debido primeramente al crecimiento constante de las ciudades y por los beneficios que presenta siempre el tener iluminado todos los puntos clave de una ciudad como por ejemplo las zonas urbanas.

Por ejemplo en México debido al alto crecimiento de la población, y la necesidad de los municipios por tener iluminado los puntos primordiales de las ciudades, se encuentra que muchas de las instalaciones que existen del alumbrado público están descontinuadas u obsoletas por lo que su trabajo es ineficiente generando mayor gasto, tanto en mantenimiento como en el recurso energético que es la energía eléctrica, también aumenta el uso de infraestructura, e impactos al medio ambiente debido a la contaminación. [14]

En México, de acuerdo al artículo 115 de la Constitución de los Estados Unidos Mexicanos fracción III estipula que el alumbrado público debe de estar a cargo del municipio, por lo que los municipios ahora se preocupan por tener un ahorro considerable en este rubro ya que genera un gasto constante y creciente. Por lo que el cambio tecnológico ha beneficiado al sector de la iluminación pública, ya que permite tener niveles de consumo energético del 80% menor a los que se tienen actualmente en demasiadas instalaciones, con una calidad de luz mejor. [14]

La Comisión Federal de Electricidad (CFE) es el organismo gubernamental mexicano, que se encarga de suministrar de energía eléctrica a todo México, reporta que en el año 2015 el consumo de energía eléctrica en alumbrado público represento 5,293 GWh, lo que equivale al 2.5% del consumo de energía eléctrica nacional un porcentaje bastante alto como lo indica el siguiente gráfico.

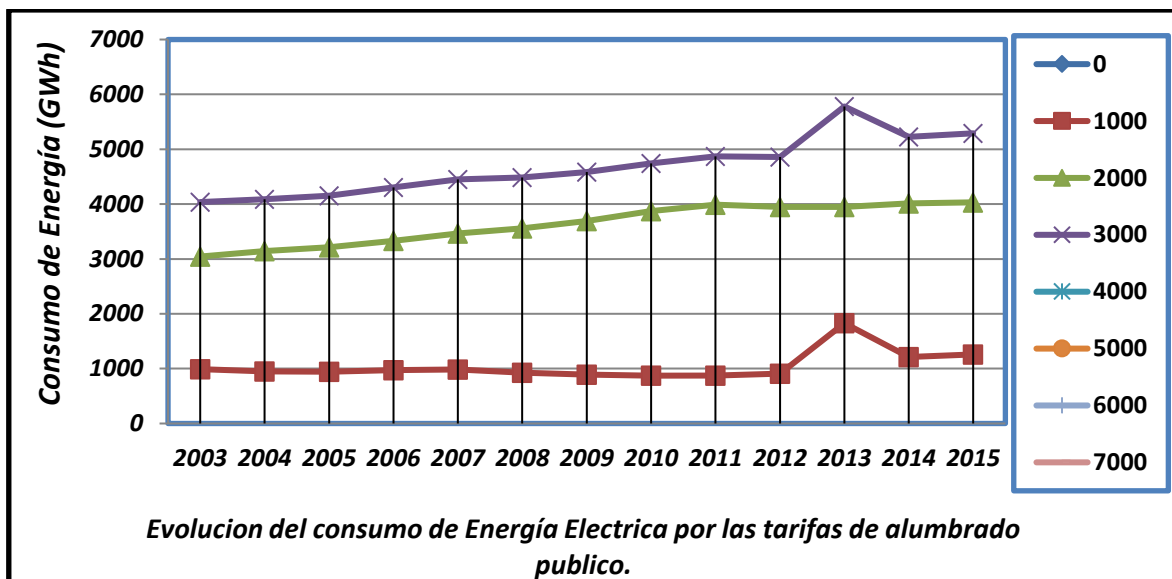


Fig.2.8 Muestra de los resultados del consumo de energía eléctrica en alumbrado público [14]

También de acuerdo a datos proporcionados por la Comisión Federal de Electricidad las tarifas que pagan los ayuntamientos por el servicio de alumbrado público se ubican en el rango de 2.8 a 3.4 pesos/kWh que es uno de los servicios con mayor costo de los que brinda la Comisión Federal de Electricidad. Cabe mencionar que en México la facturación de estos servicios se divide en dos zonas que son la 5 y la 5A, la tarifa 5 es aplicable a las zonas conurbadas de la ciudad de México, Monterrey y Guadalajara, y la tarifa 5A aplica para el resto del país.

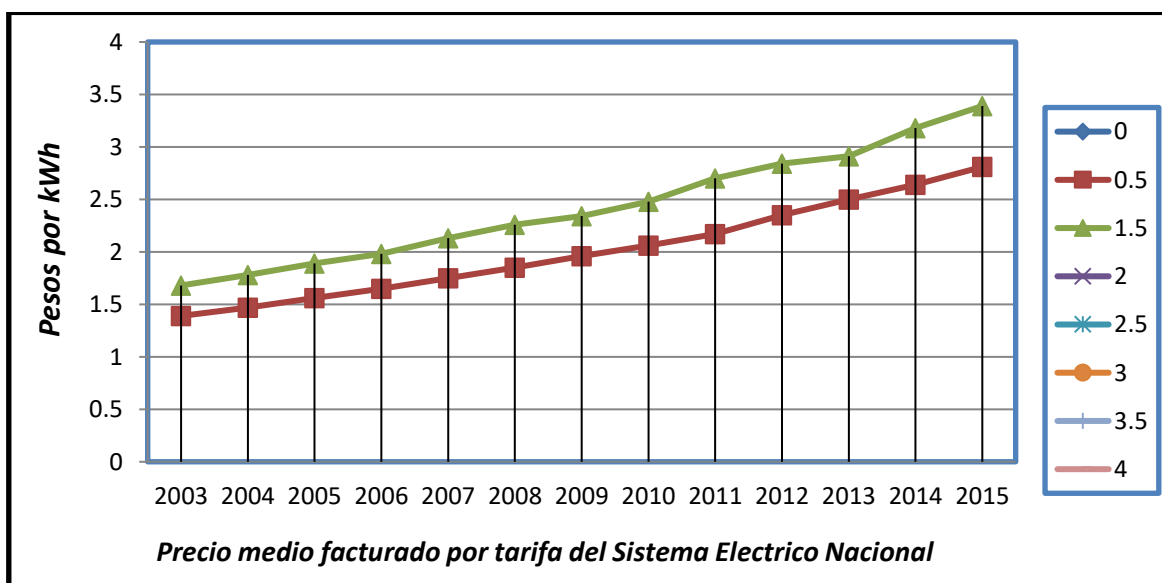


Fig.2.9 Muestra de los resultados del consumo de energía eléctrica en su facturación. [14]

Por los datos anteriores en los ayuntamientos de México, el gasto del alumbrado público es bastante alto y representa una parte proporcional importante de su gasto corriente.

Con información de una agencia calificadora de valores en México que analizó la situación de los ayuntamientos con respecto al alumbrado público, reporta que el gasto corriente por estos servicios es del 10%, siendo el gasto corriente el 80.4% de los ingresos disponibles. El gasto por estos servicios es alto, debido a esta razón los ayuntamientos realizan proyectos para la disminución de este alto costo. [14]

Bajo esta perspectiva la Comisión Nacional para el Uso Eficiente de la Energía (CONUEE) en México se ha encargado en base a proyectos de iluminación pública, menciona que el potencial de ahorro de energía por mejora de luminarias en los sistemas de alumbrado en México es de 36.6% y hasta 74.6%.

Lo cual es diferente de acuerdo a la tecnología aplicada en cada ayuntamiento, según datos de la CONUEE las tecnologías más aplicadas son las siguientes: vapor de sodio de alta presión (62%), seguida de los aditivos metálicos cerámicos (13%), aditivos metálicos de cuarzo (9%), fluorescente (4%), leds (3%) y tecnologías diversas (9%) como se muestra en la figura siguiente.

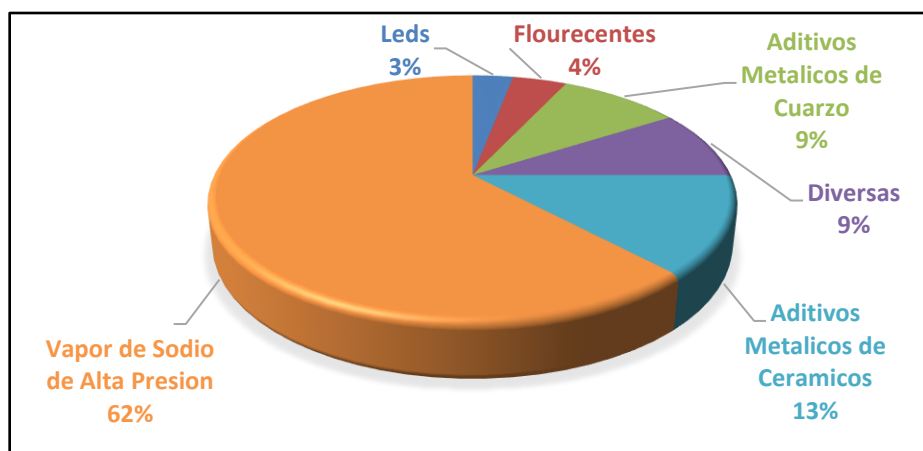


Fig.3 Tecnologías Aplicadas para Luminarias Publicas. [14]

La CONUEE de acuerdo con el estudio realizado por los proyectos de iluminación pública presenta una tabla donde nos muestra las tecnologías de iluminación pública con mayor eficiencia energética.

Característica	Vapor de sodio alta presión	Vapor de sodio alta presión cerámico	Aditivos metálicos	Aditivos metálicos cerámicos	Leds
Vida media (horas)	24,000	22,000 a 36,000	6,000 a 15,000	12,000 a 30,000	50,000 a 100,000
Eficacia luminosa (lm/W) ²	85 a 114	95 a 133	63 a 82	88 a 118	70 a 140
Flujo luminoso mantenido (%) ³	80	94	60	90	85
Índice de rendimiento de color	20 a 21	20 a 25	60 a 70	Hasta 90	70 a 85
Temperatura de color (K)	1900 a 2150	1900 a 2150	3600 a 4200	2700 - 3000	4100 a 6500
Costo de Operación	Bajo	Bajo	Regular	Bajo	Bajo
Encendido (minutos)	1	2 a 3	3 a 5	2 a 3	<1
Reencendido (minutos)	3 a 5	3 a 5	5 a 10	3 a 5	<1
Pérdidas por equipo auxiliar (%)	8 a 28	6 a 15	8 a 25	6 a 15	6 a 10

2.4.1 LÁMPARAS DE VAPOR DE SODIO DE ALTA PRESIÓN

Las lámparas de sodio de alta presión ofrecen una elevada eficiencia luminosa óptima, larga duración 24,000 horas como vimos en la tabla presentada anteriormente, buen rendimiento cromático.

De acuerdo con la comisión nacional de uso eficiente de la energía realiza un estudio con 575 lámparas el resultado fue el siguiente:

Numero de Lámparas	575
Potencia	100 W
Horas de Funcionamiento diarias	12
Días	30
Meses	12
Potencia total consumida	57,500.00 W
Energía Total (mensual)	20,700.00 kWh
Energía Total (anual)	248,400.00 kWh

Las lámparas de vapor de sodio de alta presión, como apreciamos en la tabla anterior tienen un excelente rendimiento, pero sin embargo su principal fuente de alimentación sigue siendo la energía eléctrica por lo que los costos siguen siendo altos como también lo muestra la tabla y los datos anteriormente presentados, no obstante faltando los costos de mantenimiento e infraestructura. [14]

Actualmente también datos proporcionados por la CONUEE las luminarias que se pretende seguir instalando son las lámparas led, que en el alumbrado público es una de las aplicaciones tecnológica con más aceptación, esto es debido al ahorro que proporcionan. Dentro de las ventajas encontramos, sumamente resistente, prácticamente no necesitan mantenimiento, son diseñadas para una fácil instalación, bajo consumo de energía hasta un ahorro del 80 % , baja generación de calor, más de 50,000 hora de vida útil, 100 % ecológicas, sin mercurio, y otra de las ventajas es que se adapta fácilmente a las luminarias solares que con toda las ventajas que brinda junto con las ventajas que ofrecen las luminarias solares, es un gran avance, y en nuestra investigación utilizamos lámparas led junto con nuestro sistema fotovoltaico para brindar una mejor eficiencia.

Numero de Lámparas	575
Potencia	44 W
Horas de Funcionamiento diarias	12
Días	30
Meses	12
Potencia total consumida	25,300.00 W
Energía Total (mensual)	9,108.00 kWh
Energía Total (anual)	109,296.00 kWh

Como pudimos apreciar todas las tecnologías presentadas depende de una fuente de energía en común que es la energía eléctrica y como lo muestran las gráficas y los datos los gastos son cada vez mayores. De acuerdo a la información anterior casi no se utilizan las energías renovables solo abarca un 9% que entraría en el campo de diversas, por lo que es importante mostrar la importancia que tiene el hecho de utilizar una energía alternativa para la solución de estos problemas y uno de los más importantes el daño al medio ambiente.

En cuanto a nuestro proyecto se refiere no se utiliza energía eléctrica sino energía solar, y otra de las ventajas que presenta, es la adaptabilidad a los tipos de lámparas, por lo que en el proyecto se decidió utilizar las lámparas led, que como mencionamos en los párrafos anteriores, en este periodo son de las más utilizadas por las ventajas que presenta, aunado a esto si la combinamos con nuestro sistema fotovoltaico, que ya en si presenta mejoras sobre otros, el ahorro sería mayor ya que estaríamos, utilizando la energía solar, en lugar de la energía eléctrica, y combinándolo con las lámparas led, presentaría un gran ahorro.

2.5 LAS VENTAJAS DEL ALUMBRADO PÚBLICO SOLAR

El alumbrado público solar es totalmente independiente de la red eléctrica, se trata de luces inalámbricas independientes.

El mantenimiento es menor, además presentan menos posibilidades de sobrecalentamiento. Parte importante es la reducción de accidentes de trabajo para los operarios ya que no cuenta con cables externos y muchas veces existen accidentes como estrangulación o electrocución por contar con cables externos. Y una de las ventajas principales de los sistemas de alumbrado público solar, es el respeto con el medio ambiente porque sus paneles son exclusivamente dependientes del sol, eliminando así su contribución de huellas de carbono, disminuyendo la contaminación actual que en algunos países es de los problemas más graves además la energía para estos sistemas es inagotable, lo que no es así con la energía eléctrica. [14]

Además, los sistemas fotovoltaicos se pueden utilizar en zonas no urbanizadas, donde es difícil la instalación eléctrica para alumbrado público, como por ejemplo en México existen muchas regiones que no cuentan con este servicio primordial, y utilizando estos sistemas, y debido a su fácil transportación podrían ayudar a disminuir esta problemática.

2.6 LAS DESVENTAJAS DEL ALUMBRADO PÚBLICO SOLAR

Una de las desventajas principales de estos sistemas es el costo debido a que es alto frente a otros sistemas de iluminación, por lo que la inversión de los municipios sería más alta. Por lo anterior es difícil convencer a los gobiernos de utilizar este sistema, además de que aún existe poca cultura en el ahorro de energía y el uso de las energías renovables, por lo que esto es un obstáculo para su instalación, no pensando en los beneficios futuros. Ahora la tecnología que se instale debe ser capaz de responder a perturbaciones que se presenten en el medio ambiente como el polvo, la humedad, sombreados parciales y totales, ya que pueden provocar una reducción parcial o total de la energía. Por esta razón los sistemas fotovoltaicos deben de ser mejorados constantemente y revisados ya que si estos se instalan en lugares geográficos donde existan perturbaciones constantes, o

condiciones meteorológicas cambiantes, no obtendríamos ni las ventajas ni la energía adecuada que se debe de suministrar. Otro de los factores que se deben de tomar en cuenta es el uso de las baterías, ya que estas deben de reunir las condiciones necesarias de operación y selección, si esto no se hace correctamente corremos el riesgo de que su vida útil se disminuya provocando aumentos en los costos de mantenimiento.

2.7 IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO PROPUESTO.

Como pudimos observar la innovación es un factor clave para el desarrollo del cualquier país, por lo que un país innovador tendrá la ventaja de estar a la vanguardia, de desarrollar su propia tecnología creando fuentes de empleo constantes, impulsando el factor económico, debido a que esta tecnología se podrá exportar a otras naciones. De lo contrario los países que no inviertan en I + D, corren el riesgo de quedar siempre obsoletos y depender de sistemas tecnológicos externos, como tal la I + D se debe de considerar como una actividad primordial, esta actividad debe de ser constante y creciente.

De acuerdo a lo presentado anteriormente, una de las partes importantes de esta investigación es crear un modelo en gestión de la innovación de las tecnologías en energías renovables, y que este modelo sirva para la vinculación entre la tecnología y el sector social, industrial, medio ambiente y energético.

Como pudimos apreciar cada uno de los modelos vistos en este apartado muestra lo mejor que desarrollo en el tiempo en que se realizó, por lo que en este modelo trataremos de darle un enfoque de acuerdo con la época en la que se desarrolla actualmente, mostrando las ventajas de este modelo sobre otros, recordando que la innovación es un proceso complejo y variante.

El modelo tomara como base los modelos en red y los modelos integrados, ya que son modelos de cuarta y quinta generación, y adaptándolo a lo que se busca como objetivo primordial en esta investigación. A continuación, presentamos el esquema propuesto y explicaremos cada uno de los puntos.



Fig.3.1 Modelo propuesto de Innovación. [Fuente Propia]

2.7.1 EXPLICACIÓN DEL MODELO EN INNOVACIÓN EN ENERGÍAS RENOVABLES.

Como podemos apreciar nuestro modelo se basa en la unificación de todos los elementos y consta de 4 componentes principales y 4 componentes externos, todos interactuando entre sí, creando un proceso cíclico que nos permite no perdernos hasta llegar a nuestro objetivo. Cada uno de los componentes presentados, cuenta con funciones en específico que ayuden a realizar de manera más clara y sencilla la gestión de la innovación. Tomando como base las investigaciones respecto a innovación llegamos a la conclusión que la gestión de la innovación también puede ser un proceso cíclico el cual es una serie de acumulación de conocimiento y aprendizaje constante, donde reúne todos los componentes claves que permitan llegar más claramente y rápidamente a la innovación deseada.

Además, nuestro modelo no solo está enfocado a la obtención de un nuevo producto como lo hacen algunos de los modelos presentados anteriormente, ya que de acuerdo con su flexibilidad se puede adaptar a cualquier sector, servicio, proceso que se dese innovar.

De acuerdo con [12] los modelos de innovación presentados, están directamente orientados a empresas líderes o de gran tamaño, donde se cuenta con departamentos en específico para la Innovación y Desarrollo, y empresas medianas o pequeñas no lo podrían realizar, por lo que en

nuestro modelo se buscó la mejor opción para minimizar esta problemática, dejando un componente en específico que ayude a obtener un buen resultado.

A continuación, explicamos los puntos que se aplicaron en esta investigación, ya que de acuerdo con el modelo propuesto solo cumplimos con el 80 % del modelo faltando solamente el 20 % debido a que faltaron puntos, como la fabricación en serie del modelo, y aplicación en los sistemas fotovoltaicos en campo, solo se construyó un prototipo, el cual opera correctamente simulando las condiciones reales de un sistema fotovoltaico en campo.

- Estudio de las necesidades energéticas: En este punto de acuerdo con el modelo se tendrá que buscar cual es la necesidad energética que se desea cubrir en nuestro caso ya la tenemos identificada puesto que trabajamos con sistemas fotovoltaicos, para conocer esta necesidad necesitamos aplicar los siguientes puntos

1. Uso de herramientas electrónicas para la búsqueda de información:

Mediante el uso tecnológico por ejemplo internet y buscadores especializados podemos encontrar puntos en específico en cuanto a necesidades energéticas, en nuestro caso la necesidad la conocemos, pero este punto nos sirvió para conocer el alcance de esta problemática.

2. Colaboración e intercambio de Información.

Respecto a este punto es, si algún centro, universidad o científicos han realizado este tipo de trabajo, y cuenten con más información que se pueda compartir para tener una mejor investigación. Para esta Investigación se tuvo la colaboración de dos universidades La Universidad Popular Autónoma del Estado de Puebla y La Universidad Rovira I Virgili.

3. Estructuración y concentración del problema o necesidad.

Es la parte en la cual nosotros ya tenemos el problema identificado, y es en el cual se va a trabajar. En este trabajo es trabajar con los convertidores conmutados en específico.

4. Ideas para la existencia de la pre-innovación.

De acuerdo con problema identificado del punto anterior empezamos a proponer soluciones, en esta parte en nuestra investigación se decide trabajar sobre un convertidor conmutado en específico y con un control en específico, los cuales fueron el convertidor conmutado buck – boost bidireccional, y el control en modo de deslizamiento.

- Estudio de las necesidades climatológicas: Al igual que el parte anterior se deben de cubrir todos los puntos siguientes, debido a que, si ya conocemos la parte de las necesidades energéticas, debemos saber si cubre las necesidades climatológicas, es decir de acuerdo a los puntos que se deben de seguir buscar que dañe lo menos posible a nuestro medio ambiente y que al mismo tiempo las mejore.

5. Uso de herramientas electrónicas para la búsqueda de información.
6. Colaboración e intercambio de Información.
7. Estructuración y concentración del problema o necesidad.
8. Ideas para la existencia de la pre-innovación.

- Investigación y Desarrollo:

9. Problemática y necesidad 100% identificada.

De acuerdo a los dos puntos anteriores en esta parte ya tenemos nuestra problemática identificada y es en la cual se va a trabajar sin salirse del objetivo principal. En nuestro caso es como lo mencionamos en el punto anterior trabajar con el convertidor conmutado Buck-Boost versátil bidireccional, con el control en modo de deslizamiento, en aplicaciones fotovoltaicas, en luminarias públicas.

10. Investigación básica:

- Información.

En esta parte, es el estado del arte que nos proporciona la información de lo que se ha hecho, como se ha hecho y si esto se asemeja a nuestra investigación. En nuestro caso se buscó diferentes tipos de convertidores que se asemejaran un poco con el nuestro, así como la aplicación del control en modo de deslizamiento en este tipo de convertidores y sus resultados

- Fomento de Ideas.

Es el cómo, de acuerdo a los puntos anteriores con que herramientas vas a tratar de resolver el problema. Aquí en nuestra investigación veíamos cual era el mejor tipo de convertidor que se adaptaría a resolver nuestra problemática principal.

- Pre- Innovación.

De acuerdo con el punto del fomento de ideas cuales son las mejores que se adaptan a resolver la problemática.

- Estructuración.

Se selecciona de acuerdo con la Pre – Innovación cual es la mejor idea para resolver la problemática y empezar el estudio de la misma. En este apartado ya seleccionamos con qué tipo de convertidor y control vamos a operar que cubra nuestras expectativas

- Innovación.

Después de la estructuración ya se empieza a trabajar en específico con la idea principal. En este paso ya se empieza a desarrollar el convertidor seleccionado junto con el control a operar

- Planeación Estratégica

Ahora ya que tenemos en específico la parte de la innovación es necesario estructurar los pasos necesarios para la creación de la misma, y que nos permitan llegar más rápido a nuestro objetivo.

- Análisis teórico práctico.

Se empiezan a estudiar posibles fórmulas que se adapten mejor al sistema que se escogió. De acuerdo a la planeación empezamos a trabajar con el convertidor conmutado seleccionado realizando primeramente análisis matemático con diferentes superficies ya implementado el control en modo de deslizamiento. Tomando como base análisis matemático del estado arte.

- Pruebas Básicas

Se realizan pequeñas pruebas para ver la factibilidad de nuestro sistema de acuerdo al análisis teórico práctico. En este apartado tal como lo dice empezamos a realizar pruebas con las diferentes superficies del apartado anterior, ya implementando el control en modo de deslizamiento, estas superficies previamente estudiadas en los análisis matemáticos, y ver con ellas cual es la mejor que se adapte a darnos los óptimos resultados.

- Datos de Pruebas Básicas.

En este punto es donde se tiene que recopilar toda la información, de nuestro estudio, para que exista una mejora o en dado caso si existiera un error no se repita

11. Investigación Aplicada.

- Recopilación de información de la investigación básica

En este punto de acuerdo con los anteriores, se empieza a ver y a seleccionar cuales fueron las mejores pruebas o datos que nos dieron los mejores resultados.

- Análisis teórico práctico de la investigación básica.

Aquí empezamos a trabajar en específico con los datos con los que se va a continuar operando puesto que estos son los mejores y son los que se adaptan mejor al sistema y con los que obtenemos mejores rendimientos. En este apartado ya se escogió la superficie de conmutación con la que se va a seguir operando implementándola en el convertidor conmutado propuesto.

- Pruebas basadas en resultados de la investigación básica.

En esta parte de acuerdo ya a datos seleccionados y son con lo que se va a seguir operando de acuerdo con el punto anterior se empieza a realizar las pruebas para buscar obtener los resultados buscados. Por lo que realizamos ya las pruebas completas, junto con la superficie que se escogió y el convertidor propuesto mediante simulación

- Pruebas avanzadas.

Se continúa realizando pruebas ya sobre los resultados buscados, en este caso uno para ratificar de qué continúa bien la operación o puede ser para buscar una mejora del sistema.

- Datos de Pruebas Avanzadas.

Al igual que el punto anterior se recopila toda la información para tener una base de datos óptima del sistema

12. Implementación y Desarrollo.

- Recopilación de información de la investigación aplicada

De acuerdo con los datos de los puntos anteriores se empieza a realizar la etapa de construcción, si así amerita el caso, en nuestra investigación se empieza a desarrollar el prototipo del convertidor junto con el control en modo de deslizamiento ya en físico.

- Pruebas basadas en resultados de la investigación aplicada.

De acuerdo con las pruebas basadas en la simulación de la investigación aplicada, en este punto se corrobora que funcione de la manera apropiada para que se pueda seguir con los siguientes puntos.

- Construcción de Prototipos

Ahora siguiendo los dos pasos anteriores se realiza la construcción del prototipo, en nuestro caso se realiza la construcción en físico tanto del convertidor conmutado Buck-Boost versátil Bidireccional junto con la etapa del control en modo de deslizamiento.

- Pruebas de Prototipos

Se realizan las pruebas con los prototipos y si estos no son los óptimos, en este paso se busca hasta que el prototipo construido llegue al objetivo deseado.

- Datos de Pruebas de Prototipos.

Como en los dos puntos anteriores al igual que ellos se recopila toda la información, con el objetivo de mejora o si existe un error no volver a repetirlo.

➤ Conocimiento Científico y Tecnológico

13. Recopilación de datos de la Implementación y Desarrollo

Ya obtenida la información del sistema y en operación adecuada se empieza a trabajar con estos datos para el siguiente punto.

14. Sistema de Innovación en operación

De acuerdo con el punto anterior aquí ya el prototipo está trabajando de manera adecuada realizando las pruebas que se solicitan, cumpliendo con estas pruebas de manera satisfactoria, inclusive exigiendo más al sistema, por lo regular estas pruebas se realizan en laboratorios especializados.

15. Evidencias científicas de operación y funcionamiento

En este apartado, ya con las pruebas realizadas y con resultados satisfactorios, se realizan las evidencias, las cuales son artículos científicos, u organismos que avalen los sistemas propuestos

En nuestro caso del convertidor implementándolo con el control surgieron 3 artículos, con posibilidades reales de que se amplié la línea de investigación.

➤ Análisis del Entorno Interno y Externo

En este punto que es hasta donde abarcamos con nuestra investigación, por lo que se queda para futuros trabajos, se realiza un estudio completo donde se pretende ver que de acuerdo al prototipo construido, y de acuerdo a los puntos que podemos observar en la parte inferior, ver si su construcción es factible o no factible.

16. Análisis del sector.
17. Oportunidades y Amenazas
18. Análisis del consumidor
19. Análisis del mercado meta.
20. Análisis competitivo
21. Análisis de los recursos
22. Factores Políticos
23. Factores tecnológicos.
24. Factores económicos.
25. Factores sociales.

De acuerdo con modelo de Innovación propuesto nos falta con cumplir con la etapa de alianzas estratégicas que nos permitan obtener el financiamiento para tener el detonante de construcción en masa e instalarlo en luminarias públicas para que pueda demostrar sus ventajas.

Como podemos apreciar en el modelo propuesto se trató de que abarcara todos los campos posibles para contar con una gestión de la innovación exitosa y con ello un producto, proceso o servicio innovador también exitoso, también podemos apreciar en el modelo que es bastante flexible ya que no solo es innovación dentro de las energías renovables, sino que se puede adaptar a cualquier sistema que nosotros deseemos. En cuanto a nuestra investigación se refiere, nosotros nos encontramos en la parte del análisis de entorno externo e interno, y trabajando en conjunto con alianzas estratégicas, ya que los anteriores pasos se han cumplido hasta el momento, y actualmente seguimos trabajando para llegar hasta el punto final, por lo que a continuación presentamos la parte de la investigación científica de nuestro proyecto.

2.8 REFERENCIA CAPITULO 2

- [1] C. K. Prahalad and R. A. Mashelkar, "Innovation's Holy Grail," *Harv. Bus. Rev.*, vol. 88, no. 7–8, 2010.
- [2] J. M. Birkinshaw, G. Hamel, and M. J. Mol, "Management innovation," *Acad. Manag. Rev.*, vol. 33, no. 4, pp. 825–845, 2008.
- [3] M. S. Hopkins, "The Four Ways it is Revolutionizing Innovation," 2010.
- [4] S. D. Anthony, M. W. Johnson, and J. V. Sinfield, "Institutionalizing Innovation," *MIT Sloan Manag. Rev.*, vol. 49, no. 2, pp. 45–53, 2008.
- [5] M. B. Ochoa, M. Vald, and Y. Q. Aballe, "Innovación , tecnología y gestión tecnológica," *Acimed*, vol. 16, no. 4, p. 11, 2007.
- [6] C. B. P. Martelo, "MODELO DE INNOVACIÓN TECNOLÓGICA BASADO EN ENFOQUES DE REDES SOCIOTÉCNICAS: ESTUDIO DEL CASO MONTANA," 2005.
- [7] O. López, M. Blanco, and S. Guerra, "Evolución de los modelos de la gestión de innovación (Evolution of innovation administration models)," *Innovaciones de Negocios*, vol. 5, no. 2, pp. 251–264, 2009.
- [8] J. Tan, "At the centre of the action: innovation and technology strategy research in the small business setting," *Strateg. Dir.*, vol. 26, no. 1, p. sd.2010.05626aad.009, 2010.
- [9] P. del Río González, "Políticas públicas, creación de industria e innovación en energías renovables: una reflexión sobre el caso español," *Econ. Ind.*, no. 384, pp. 75–84, 2012.
- [10] M. SLOAN, "First Look The Second Annual Sustainability & Innovation Survey," 2011.
- [11] M. J. Earl and R. Morison, "Teaming Up to Crack Innovation Enterprise Integration," no. November 2008, 2008.
- [12] E. Velasco, I. Zamanillo, and M. Gurutze, "Evolución de los modelos sobre el proceso de innovación: Desde el modelo líneal hasta los sistemas de innovación," *Decis. Organ.*, pp. 1–15, 2007.
- [13] E. Velasco Balmaseda and I. Zamanillo Elguezabal, "Evolución de las propuestas sobre el proceso de innovación: ¿Qué se puede concluir de su estudio?," *Investig. Eur. Dir. y Econ. la Empres.*, vol. 14, no. 2, pp. 127–138, 2008.
- [14] CONUEE, "Proyecto Nacional de Eficiencia Energética en Alumbrado Público Municipal: Balance 2010-2016 Comisión Nacional para el Uso Eficiente de la Energía," 2016.

CAPITULO 3 SISTEMA DE POTENCIA

3.1 CONVERTIDORES CONMUTADOS

3.1.1 INTRODUCCIÓN

La electrónica de potencia es una de las ramas más importantes de la electrónica que ha experimentado un constante crecimiento tanto en investigación como en sus aplicaciones debido a la necesidad de tener fuentes de alimentación de altas prestaciones con mayor eficiencia, mayor densidad de potencia y, en definitiva, menores peso y tamaño. Gran parte de los avances que han producido recientemente han sido favorecidos por el incremento de las frecuencias de conmutación y la reducción de tamaño, e incluso miniaturización, de los principales componentes electrónicos. La capacidad de los semiconductores más modernos de operar a mayores frecuencias de conmutación permite utilizar elementos magnéticos más compactos. Asimismo, el filtrado de formas onda con componentes de rizado de más altas frecuencias se consigue mediante condensadores de menor capacidad y tamaño físico [1],[2],[3].

3.1.2 APLICACIONES DE LA ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Las aplicaciones de la electrónica de potencia reflejan un constante crecimiento. Dicho crecimiento se ha visto acompañado por grandes esfuerzos de investigación y desarrollo: en materiales, componentes y dispositivos, en nuevas estructuras de mejores prestaciones o en técnicas de control y supervisión. Actualmente un gran número de empresas, centros de investigación y universidades continúan el estudio, la mejora de características, desempeño, costos y prestaciones de los sistemas junto con aplicaciones de la electrónica de potencia. Los principales ámbitos de aplicación son los siguientes:

- Área residencial: refrigeración y congeladores, aire acondicionado, iluminación, domótica, y en viviendas/refugios que se encuentran fuera del alcance de la red eléctrica.
- Área comercial: calefacción, ventilación y aire acondicionado, computadoras y equipos de oficina, fuentes de alimentación ininterrumpida, luminarias.
- Área industrial: bombas, compresores, soldadura, corte, iluminación, hornos de inducción, sistemas mecanizados y automatizados, robots.
- Área de transporte: control de tracción de vehículos eléctricos, cargadores de acumuladores para vehículos eléctricos, locomotoras eléctricas, tranvías, trenes subterráneos, electrónica automotriz, controles de motores.
- Sistemas de Electricidad Pública: transmisión de energía en alta tensión de CC, fuentes de energía renovable (eólica, sistemas fotovoltaicos), celdas de combustible, sistemas de almacenamiento de energía.

- Ingeniería Aeroespacial: sistemas de energía de satélites, sistema de energía para aeronaves, sistema de energía para transbordadores espaciales.
- Telecomunicaciones y electrónica: cargadores de acumuladores, sistemas de alimentación de energía de repetidores, emisoras, redes de comunicación, teléfonos celulares, tabletas, lectores, DVD, ordenadores portátiles, etc [1],[2],[3].

La electrónica de potencia se asoció inicialmente a procesos de potencia y corrientes elevadas, para después experimentar un desarrollo alternativo en sistemas de baja frecuencia, baja potencia y baja corriente, en esta parte en específico entran los convertidores conmutados, donde su aparición fue a finales de los años sesenta, en aplicaciones como sistemas de alimentación de satélites. Los convertidores conmutados empezaron su desarrollo como núcleo básico de sistemas de alimentación en aplicaciones terrestres, en áreas principales como la informática y telecomunicaciones, actualmente forman parte de arquitectura eléctrica de cualquier equipo de instrumentación electrónica. Para diseñar un convertidor conmutado se requiere un conocimiento interdisciplinario donde intervengan nociones de análisis y modelado, simulación y control, y sumar conocimiento tecnológico para aplicación de elementos magnéticos, elementos capacitivos y dispositivos semiconductores de potencia, parte fundamental dentro del diseño de un convertidor. La forma más simple de explicar la función de un convertidor conmutado continua-continua es por medio de un cuadripolo, en cuyo puerto de entrada se extrae energía de una fuente primaria como un panel fotovoltaico o batería, para suministrar la carga a un puerto de salida según especificaciones [1],[2],[3],[4].

3.1.3 CLASIFICACION DE LOS CONVERTIDORES CONMUTADOS

Los diferentes tipos de convertidores se clasifican generalmente en cuatro grandes grupos, esta clasificación se hace de acuerdo a la función que desempeñen. A continuación, presentamos esta clasificación con algunas de sus funciones.

- Convertidores ca/cc o rectificadores:

La función principal de estos convertidores es proporcionar energía eléctrica en forma de corriente continua a partir de una fuente de corriente normalmente proveniente de la red. Su clasificación depende de la operación específica que se desee utilizar dentro de los más conocidos son:

- Monofásicos.
- Trifásicos.
- Hexafásico.
- No controlados.
- Controlados
- Semicontrolados.

Su trabajo es de alta relevancia, ya que se utilizan principalmente en la alimentación de máquinas de corriente continua, de motores especiales o de máquinas síncronas y asíncronas [1],[2],[3],[5],[6].

➤ Convertidores cc/cc:

La función principal de estos convertidores consiste en el almacenamiento temporal de energía y la cesión de esta en periodo determinado de tiempo, es decir estabilizan una tensión continua procedente de diferentes fuentes de alimentación, pudiendo obtener una tensión de salida de menor igual o mayor magnitud que la tensión de entrada. Dentro de las topologías más utilizadas y conocidas de estos convertidores son el convertidor buck o reductor, el convertidor boost o elevador y el convertidor buck -boost o elevador-reductor.

Los convertidores cc/cc se pueden dividir en cuatro secciones básicas de operación las cuales son las siguientes:

- Conmutación
- Elemento de acumulación de energía
- Filtrado de señal
- Lazo de realimentación.

El primer bloque del convertidor es el de conmutación, su función principal es la de dividir la señal de entrada, esta señal depende directamente de la frecuencia a la que esté operando el convertidor y va ligado al ciclo de trabajo. La parte de acumulación de energía se rige también por el primer bloque, debido a que este determina cuando será entregada la energía acumulada hacia la carga del sistema. La parte del filtrado como su nombre lo dice su función principal es el filtrar la señal conmutada que se obtiene de la salida del convertidor. Y el último bloque restante se encarga de fijar la respuesta del convertidor a variaciones en su salida o entrada.

También su función es primordial ya que se utilizan en sistemas embarcados, donde la distribución de energía es de corriente continua, en equipo de cómputo, en la industria aeroespacial, en el área doméstica, en el área de transporte, vehículos eléctricos etc. [1],[2],[3],[5],[6],[7].

➤ Convertidores cc/ca o inversores:

Los inversores son circuitos electrónicos que generan una tensión o intensidad alterna a partir de una fuente continua, es decir aquel equipo capaz de transformar la energía continua en alterna. El principio de operación consiste en un conjunto de interruptores que pueden ser conectados y desconectados a una determinada carga de manera que la salida sea positiva y negativa alternadamente.

La clasificación de este tipo de convertidores depende completamente de la aplicación, de los elementos semiconductores utilizados del tipo de señal monofásica o trifásica alterna que proporcionen o dependiendo del tipo de alimentación del inversor, de acuerdo esto podemos clasificar de la siguiente manera:

- Inversores alimentados por tensión (VSI)
- Inversores alimentados por corriente (CSI)
- Inversor de enlace de DC variable (Si la tensión de entrada es controlable)

Dentro de sus principales aplicaciones, son el accionamiento de motores de alterna a velocidades variables, control de velocidad en vehículos eléctricos, como trenes, control de velocidad en cintas transportadoras, fuentes de alimentación ininterrumpidas, alimentación de cargas alternas a partir de fuentes de energía alternativas que producen corriente continua como en el caso de las células fotovoltaicas [6][8].

➤ Convertidores ca/ca o ciclo convertidores:

La función principal de los convertidores de ca-ca es controlar el flujo de potencia de corriente alterna, mediante la variación del valor eficaz (rms) de la tensión de ca aplicado a la carga. La frecuencia de salida y amplitud de las señales sinusoidales de estos convertidores es diferente a la frecuencia y amplitud de las señales sinusoidales del voltaje de entrada por lo que los ciclo convertidores proporcionan un voltaje eficaz de salida variables.

Como ventaja frente a otros convertidores la conversión de energía se hace directa de corriente alterna a corriente alterna, sin que se presente un enlace intermedio de corriente continua ni elementos almacenadores de energía.

La función principal de estos convertidores, es en el control a baja velocidad de grandes motores de c.a, donde es preciso variar la amplitud de la tensión proporcionalmente a la frecuencia, este paso ocurre durante el arranque de motores de inducción [6][9].

La conversión de energía en los convertidores conmutados se debe de realizar con una alta eficiencia. Por lo que se busca que cuenten con elementos electrónicos que no presenten tantas pérdidas, a continuación mencionaremos dos de los componentes electrónicos más representativos de los convertidores conmutados.

➤ Componentes Reactivos:

Son elementos pasivos almacenadores de energía: inductores, inductores acoplados (transformadores) y condensadores. Son de vital importancia dentro de la estructura de cualquier convertidor, por lo que su diseño debe de ser objeto de estudio preciso, ya que

de esto también depende el buen funcionamiento y eficiencia de convertidor. Se utilizan tecnologías que proporcionen elementos lo más ideales posibles, con bajas pérdidas. Así por ejemplo suele ser muy importante que las resistencias equivalentes serie (ESR) de inductores y condensadores sean muy pequeñas. También suele ser deseable que sean muy pequeñas las capacidades parásitas entre espiras en los inductores y la ESL (inductancia equivalente serie) en los condensadores.

➤ Componentes Conmutadores:

Son dispositivos semiconductores controlados (transistores) y no controlados (diodos) que operan como interruptores entre dos estados: corte y conducción. En corte se busca que sean lo más parecidos posible a circuitos abiertos, con muy bajas corrientes de fugas o de conducción inversa. En conducción se pretende que se comporten como cortocircuitos, presentando una baja caída de tensión, de forma que la potencia disipada sea pequeña. En los dispositivos controlados como los MOSFET, se buscan resistencias de conducción muy bajas. Por ejemplo, no es difícil encontrar MOSFET de canal N de baja tensión con resistencias de conducción inferiores a $10\text{ m}\Omega$.

En las transiciones (pasos por la zona activa), ni las caídas de tensión en los dispositivos ni las corrientes que circulan por ellos son pequeñas por lo que la potencia instantánea, su producto, puede ser muy elevada. Como la energía disipada no solo depende de la magnitud de la potencia sino del tiempo en que se disipa, para que las pérdidas de conmutación sean reducidas interesa que las transiciones entre corte y conducción sean muy rápidas. En general hay que tomar soluciones de compromiso entre la rapidez de conmutación y la generación de interferencias electromagnéticas.

No todas las pérdidas de conmutación se ocasionan por el mecanismo descrito anteriormente, por ejemplo también se disipa energía cargando y descargando las capacidades parásitas de los dispositivos. La aplicación de tensiones de puerta elevadas en un MOSFET hace aumentar la energía perdida en la capacidad de puerta, pero como minimiza la resistencia de conducción es complicado encontrar un óptimo [10] [11].

3.2 CONVERTIDORES CONMUTADOS DC/DC

Los convertidores conmutados elementales continua-continua, de los que posteriormente hablaremos con más detalle, están constituidos fundamentalmente por varios interruptores y un inductor, además de uno o más condensadores de filtrado. Normalmente, en régimen estacionario, los interruptores del convertidor conmutan periódicamente entre dos posiciones de forma que quedan definidos dos intervalos de funcionamiento. En un primer intervalo, de duración t_{ON} , el inductor del circuito queda conectado a la fuente de tensión de entrada de tal forma que su corriente aumenta (almacena energía). Durante el segundo intervalo el circuito queda configurado de forma que la energía almacenada en el inductor se cede a la carga a la que queda conectado. La corriente del inductor en este segundo intervalo, de duración t_{OFF} , disminuye. Para que las componentes del rizado, a la frecuencia de conmutación y sus armónicos, presentes en la corriente entregada a la carga sea pequeño, en los convertidores elementales se suele conectar un condensador en paralelo la carga.

La duración total de los dos intervalos es el periodo de conmutación $T = t_{ON} + t_{OFF}$ que, en muchos casos, es constante y se escoge de tal forma que sea mucho mayor que las constantes de tiempo del circuito. Dicho de otra manera, la cantidad de energía transferida desde la entrada a la salida en un ciclo (la diferencia entre las energías almacenadas en el inductor al final de cada intervalo) es mucho menor que la energía almacenada por el condensador que estabiliza la tensión de salida convertidor. La frecuencia de conmutación es el inverso del periodo, $f_S = 1/T$, y generalmente es del orden de decenas o centenares de kilohercios [1],[10],[12].

El objetivo básico de la gran mayoría de los convertidores continua-continua (cc/cc o DC/DC en inglés) es modificar el voltaje de entrada continuo, que usualmente es de valor constante pero pobremente regulado, en un voltaje de salida también de corriente continua bien regulado y diferente del valor nominal de la entrada. Para conseguir este objetivo, los controladores de los convertidores cc/cc modifican la duración de los intervalos de funcionamiento t_{ON} y t_{OFF} . La modificación el ciclo de trabajo (duty cycle, d), definido como el cociente entre la duración del intervalo de almacenamiento de energía respecto a la duración de un ciclo de conmutación $d = t_{ON}/T$, es uno de los principales mecanismos utilizados por los sistemas de control que operan a frecuencia constante [1],[10],[12].

En algunas aplicaciones, los objetivos finales requieren de la regulación y/o limitación de las corrientes de entrada o salida, o de los flujos de energía entre los diferentes puertos del convertidor. Otras prestaciones requeridas de los circuitos que controlan los convertidores suelen ser las protecciones ante cortocircuitos o mecanismos de arranque y apagado suaves que alargan la vida útil de los sistemas de electrónica de potencia.

3.2.1 OTRAS CLASIFICACIONES DE LOS CONVERTIDORES CONMUTADOS

Además de la clasificación de los convertidores en las cuatro grandes categorías anteriores, existen otras formas de clasificar los convertidores conmutados y, en particular, los convertidores continua-continua atendiendo a particularidades asociadas a su construcción física y/o prestaciones. Así por ejemplo, según como se construyan los interruptores (y los circuitos de “driver” asociados) hay convertidores que solo pueden procesar tensiones y corrientes de un determinado signo (unipolar en tensión y unidireccional en corriente). Otros convertidores pueden procesar tanto corrientes positivas como negativas (bidireccionales en corriente) o tensiones positivas y negativas (bipolares en tensión) o ambas condiciones simultáneamente. Hay convertidores unipolares en tensión pero con inversión de signo entre la entrada y la salida, es decir que la entrada y la salida tienen diferente signo.

Las implementaciones concretas que requieren los interruptores de las diferentes estructuras pueden ser muy variadas en función del número de interruptores y sus requisitos de bloquear tensiones positivas y/o negativas o de conducir corrientes positivas y/o negativas. Así, una vez definidos unos ejes de tensión y corriente, se habla de interruptores de un cuadrante, de dos cuadrantes, de tres cuadrantes o de cuatro cuadrantes. En ocasiones, por ejemplo, una implementación que permite la bidireccionalidad en corriente no se adopta porque dicha prestación sea necesaria sino porque el convertidor es más eficiente energéticamente.

Relacionados con la no bidireccionalidad en corriente de algunos interruptores, en algunas estructuras pueden aparecer intervalos de conmutación adicionales como veremos más adelante cuando hablemos de los modos de conducción continuo y discontinuo. La figura 3.1 muestra un ejemplo de convertidor unipolar en tensión y unidireccional en corriente, mientras que la figura 3.2 muestra la misma estructura con una implementación de los interruptores bidireccional en corriente, cabe mencionar que se utiliza un MOSFET de canal N con un diodo interno en antiparalelo, el diodo puede ser bipolar o Schottky la diferencia entre el diodo bipolar y el diodo Schottky son las pérdidas de tensión que presentan en conducción, el primero presenta mayores pérdidas que el segundo, la selección dependerá del diseñador. Posteriormente analizaremos con más detalle de este convertidor elemental que es uno de los más utilizados [7],[13].

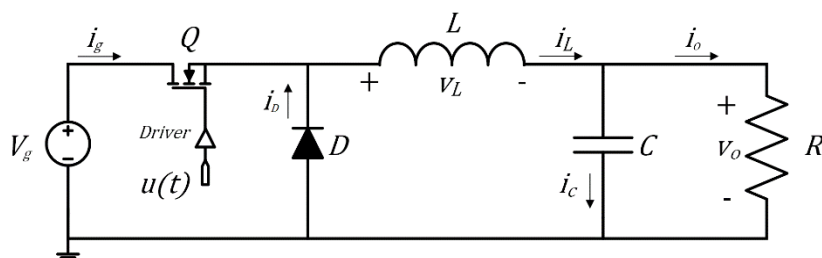


Fig. 3.1 Convertidor reductor o buck unidireccional en corriente.
(Para comodidad del lector esta figura se reproduce de la fig.1.10 del Capítulo I)

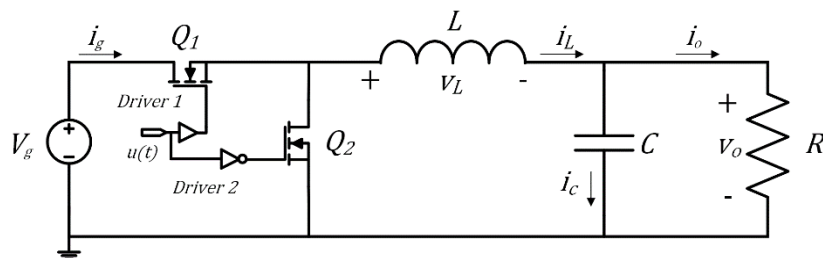


Fig. 3.2 Convertidor buck - reductor bidireccional

Un requerimiento que suele ser interesante es si la entrada y la salida (o salidas) del convertidor deban poder estar referidas a potenciales diferentes. En este caso se utilizan estructuras de convertidores algo más complejas que utilizan transformadores para conseguir aislamiento galvánico entre diferentes partes del convertidor. Atendiendo a este criterio, clasificamos a los convertidores como sin aislamiento galvánico o con aislamiento galvánico. Las figuras 3.3 y 3.4 muestran ejemplos simplificados de un convertidor con aislamiento galvánico denominado convertidor con retroceso o “Flyback”. En la primera figura se muestra la estructura unidireccional en corriente y en la segunda la implementación bidireccional. La implementación práctica suele incluir circuitos adicionales denominados “snubber” para proteger al transistor Q1 en la transición on-off proporcionando un camino de descarga de la energía almacenada en la inductancia de dispersión del transformador [14].

En cuanto a sus aplicaciones al igual que el convertidor buck, dependiendo de las tensiones y de las potencias, se aplica para descargadores de baterías, sistemas de alimentación ininterrumpidos, sistemas de cómputo, sistemas aeroespaciales y circuitos para control de motores [4],[15],[16].

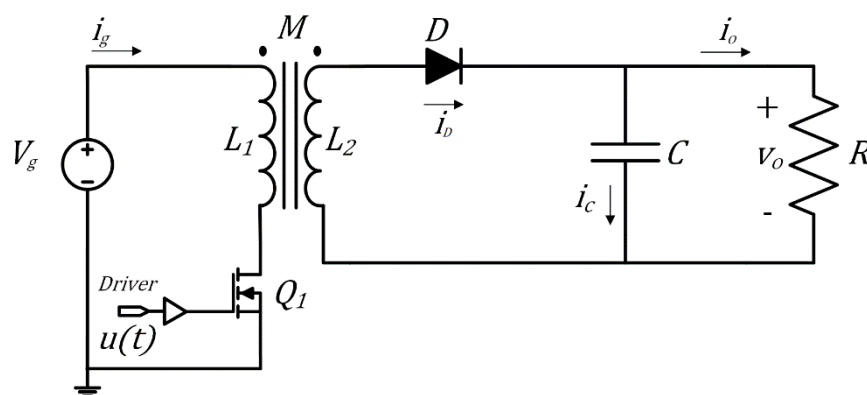


Fig. 3.3 Convertidor flyback.

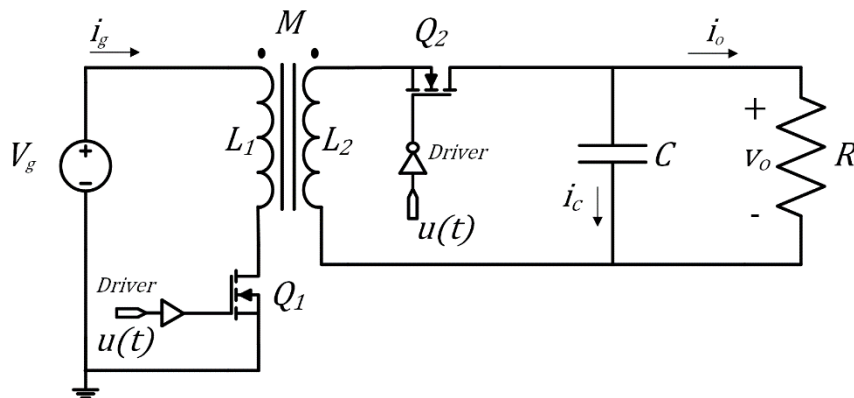


Fig. 3.4 Convertidor *flyback* bidireccional.

Algunas aplicaciones en equipos electrónicos como computadoras o computadoras portátiles requieren de fuentes de alimentación de corriente directa de alto rendimiento y de un tamaño cada vez más pequeño, por lo que estas a su vez requieren de la utilización de estructuras convertidoras muy eficientes energéticamente que presentan mecanismos de conmutación denominados suaves, en contraposición a la conmutación cuando no existen dichos mecanismos denominada conmutación dura.

En los convertidores con conmutación dura uno o varios de los interruptores principales la conmutación se produce solo cuando la tensión que bloquea es cero (*zero voltage switching, ZVS*) y/o cuando la corriente que lo atraviesa circula es cero (*zero current swiching, ZCS*). También se distingue si la conmutación suave se produce en la transición de conducción a corte, en la de corte a conducción o en ambas. Para conseguir conmutaciones suaves partiendo de estructuras de conmutación dura, éstas se modifican añadiendo interruptores y elementos reactivos adicionales que pueden ser configurados de formas diversas [4],[15],[16].

La activación de los interruptores adicionales desencadena comportamientos de resonancia en el circuito de forma que una tensión o corriente presenta formas de onda localmente sinusoidales en cuyos cruces por cero se realiza la conmutación principal. Además de beneficios en cuanto a eficiencia energética, la conmutación suave puede ayudar a reducir tanto el estrés en los conmutadores principales como las interferencias electromagnéticas asociadas las señales pulsantes de alta energía habituales en convertidores con conmutación dura. A estos convertidores con conmutación suave también se los denomina quasi-resonantes.

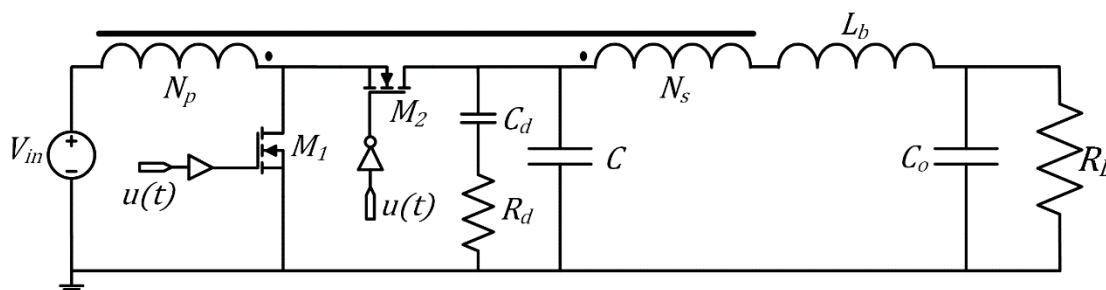


Fig. 3.5 Convertidor boost Bidireccional con Inductores Acoplados

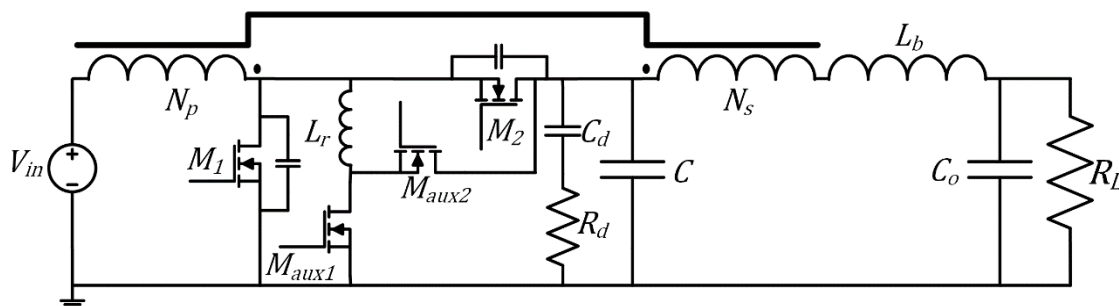


Fig. 3.6 Convertidor boost bidireccional con conmutación suave

Las figuras 3.5 y 3.6 muestran un antecedente directo del convertidor objeto de esta tesis. Se trata de un convertidor elevador con inductores acoplados, condensador intermedio con red de amortiguación en paralelo y con interruptores bidireccionales en corriente (diodos de *body* de los MOSFET omitidos) [4],[15],[16],[17].

Este convertidor se proponía como regulador de carga y descarga de las baterías de un satélite de telecomunicaciones de excelentes características dinámicas que facilitaban la utilización de un control de altas prestaciones. La implementación bidireccional del convertidor permitía utilizar un único convertidor en lugar de los dos habituales, uno para carga y otro para descarga, lo que reducía la masa del subsistema de carga y descarga. A diferencia con el convertidor elevador-reductor (buck-boost) que estudiaremos en esta tesis la estructura de la Fig. 3.6 no permite que la tensión de salida sea inferior a la de entrada.

La Fig. 3.6 muestra una versión del convertidor elevador anterior modificada para conseguir conmutación suave [18]. En este caso la mejora de prestaciones conseguida a costa de incrementar los componentes del circuito y de caracterizar las capacidades parásitas de los MOSFET principales no fueron muy significativas lo que apoya la decisión tomada en esta tesis de utilizar la versión bidireccional del convertidor buck-boost de inductores acoplados con conmutación dura.

Existen también los denominados convertidores resonantes, en cuya estructura se producen de forma natural formas de onda sinusoidales. El almacenamiento de energía se realiza en un conjunto de dos o más elementos reactivos de diferentes tipos. Los más sencillos son los basados en circuitos LC conectados en serie (tanque resonante serie) o en paralelo (tanque resonante paralelo). En muchos casos uno de los elementos del circuito resonante es un transformador por lo que los convertidores proporcionan fácilmente aislamiento galvánico. En este tipo de convertidores algunas de las tensiones y/o corrientes del circuito resonante pueden tener amplitudes muy grandes, así como las pérdidas asociadas a las resistencias parásitas. También las desviaciones de los parámetros nominales de los elementos resonantes junto a otros elementos parásitos pueden ocasionar problemas de funcionamiento [4],[15],[16],[17],[19],[18].

En cuanto a la conmutación dura una de sus principales ventajas es la simplicidad con la que se puede diseñar los circuitos, debido a que se disminuyen costos tanto de operación como de componentes y además se puede implementar fácilmente al sistema de control ahorrando tiempo en el diseño para con esto obtener los resultados deseados. Por ejemplo el convertidor boost o elevador o el convertidor buck-boost como se muestran en las siguientes figuras, ambos con conmutación dura, son de los convertidores más empleados, debido a que por sus características particulares son utilizados en diversas aplicaciones. En el caso del convertidor boost como lo sabemos su función principal es el aumentar la tensión de salida v_o respecto a la tensión de entrada V_g , en lo que respecta al convertidor buck-boost su función principal es la de aumentar o disminuir la tensión de salida v_o , respecto a la tensión de entrada V_g , debido a que como su nombre lo dice puede operar tanto en modo elevador como en modo reductor. Obsérvese que el signo de la tensión de salida es diferente del signo de la tensión de entrada [16],[17],[19],[18].

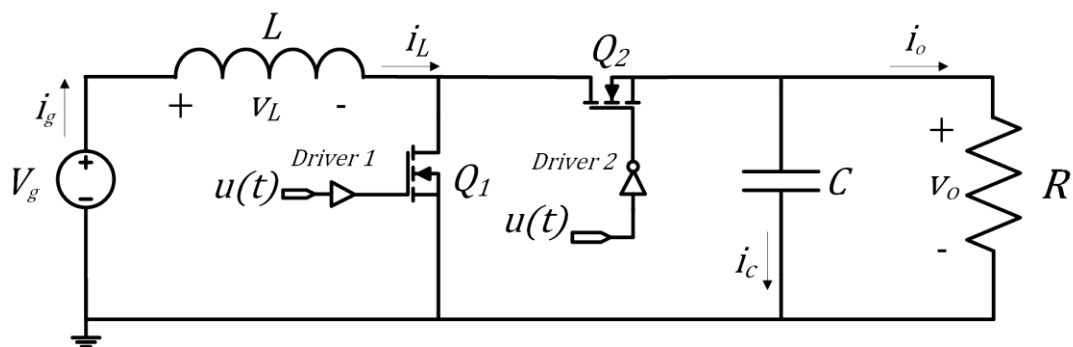


Fig. 3.7 Convertidor boost bidireccional.

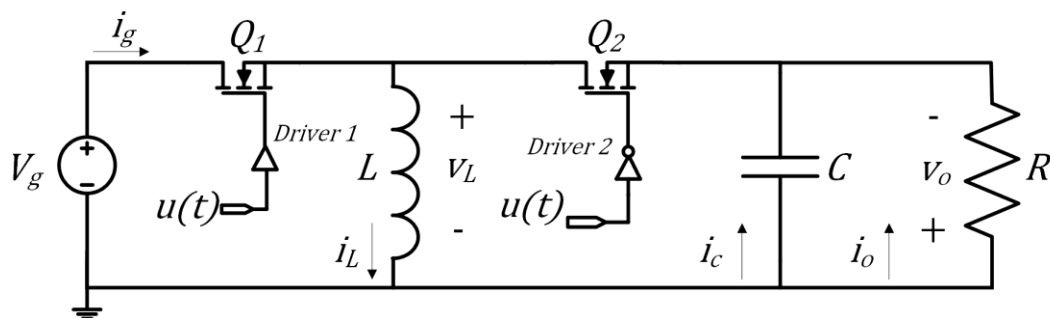


Fig.3.8 Convertidor buck- boost bidireccional.

3.2.2 ESTRÉS EN LOS INTERRUPTORES

En los convertidores conmutados es necesario que los dispositivos semiconductores que se utilizan como interruptores sean capaces de manejar grandes cantidades de energía que circulan desde la entrada hasta la salida del convertidor conmutado con pérdidas energéticas relativamente bajas. De forma cualitativa, tanto las pérdidas como la vida media de los dispositivos semiconductores están relacionadas con los valores máximos de corriente de conducción y tensiones de bloqueo en estado estacionario, a las que se denominan estrés de corriente y estrés de tensión, respectivamente.[12],[20]

El estrés para los n interruptores en los convertidores conmutados se define como:

$$S = \sum_{i=0}^n V_j I_j \quad (1)$$

Dónde:

- V_j es el pico de voltaje aplicado a la conmutación j del interruptor
- I_j es el valor RMS de corriente aplicado a la conmutación j del interruptor.

De acuerdo a [20] para poder comparar el estrés en diferentes convertidores, las tensiones de corte se normalizan respecto a la tensión de entrada y las corrientes de conducción se normalizan respecto al valor medio de la corriente de salida. Con esta normalización, en los convertidores básicos como en el buck y en el boost, el estrés de tensión y estrés de corriente coinciden numéricamente, en cuanto al convertidor buck-boost el estrés eléctrico es mayor que en el convertidor buck y en el convertidor boost, debido a su función básica, de aumentar y disminuir el voltaje de salida, esto se explicara en futuros apartados en este mismo capítulo.

Por ejemplo en la figura 3.9 se muestra al convertidor buck-boost inversor que se caracteriza al igual que el convertidor buck-boost normal en permitir elevar o reducir la tensión de entrada, pero con la diferencia de invertir el signo de la tensión de salida con respecto a la tensión de entrada. Otra de las características principales de este convertidor es que, a cambio de doblar el número de dispositivos semiconductores, presenta una mayor eficiencia ya que los interruptores sufren menos estrés que los convertidores básicos, como podemos apreciar debido a que cuenta con dos interruptores controlados que conmutan de manera síncrona, este convertidor mejora su respuesta, al cambiar los dos diodos que se encontraban en Q_2 y Q_4 por interruptores controlados como se muestra en la figura, con esto como mencionamos mejora su respuesta y obtiene un mejor control del sistema. Así por ejemplo, la máxima tensión en el convertidor buck boost es igual a la suma tensiones de entrada y salida mientras que en el convertidor no inversor un par de interruptores bloquea la tensión de entrada y el otro la tensión de salida [21].

Los interruptores pueden conmutar de forma síncrona $u_1 = u_2$ o independiente. Para que tenga buena eficiencia, en función de las tensiones de entrada y salida, se puede fijar uno de los interruptores y hacer conmutar el otro: en modo boost $u_1 = 1$ y u_2 conmuta o $u_2 = 0$ y es u_1 el

que conmuta en modo buck. Puede verse que cuando conmutan, el semipunto 1 tiene el estrés del convertidor buck elemental 3.2 y el semipunto 2 el estrés del convertidor boost fig. 3.7. Es decir existen más interruptores pero menor estrés y una mejor eficiencia.

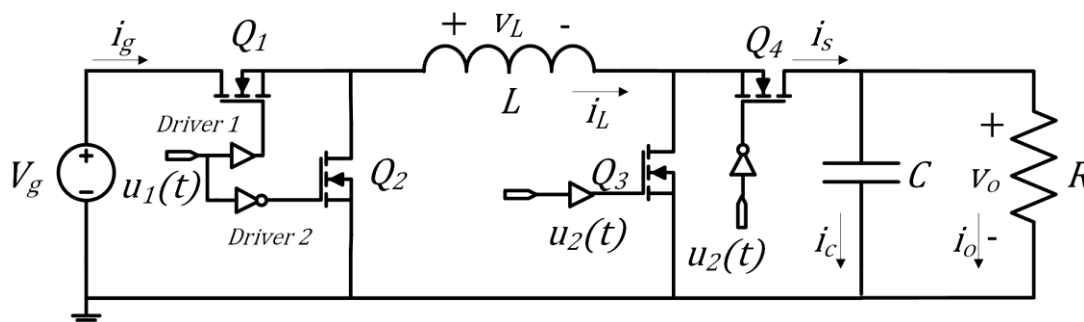


Fig.3.9 Convertidor buck-boost no inversor bidireccional.

3.2.3 EFICIENCIA EN LOS CONVERTIDORES CONMUTADOS

De acuerdo a [12] la alta eficiencia es parte esencial en cualquier sistema o aplicación donde exista el procesamiento de energía, los convertidores conmutados son sistemas procesadores de energía, por lo que deben de contar con una alta eficiencia en su operación. Como mencionamos en el capítulo uno los convertidores conmutados cuentan con naturaleza no lineal, lo provoca que siempre se presenten pérdidas energéticas teniendo como resultado poca eficiencia [12].

En los convertidores conmutados existen diferentes tipos de pérdidas como; pérdidas de conducción más pérdidas de conmutación (interruptores), elementos reactivos pérdidas de conducción (ESR), elementos magnéticos pérdidas en el núcleo magnético (histéresis, corrientes de Foucault o *eddy current*), al contar con todas estas pérdidas, el convertidor cuenta con baja eficiencia [12].

En un convertidor conmutado de cualquier tipología que tiene una baja eficiencia, produce una potencia de salida sustancial que no es práctico, esta potencia se convierte en calor, que debe eliminarse del convertidor, como resultado de lo anterior conduce a un sistema de refrigeración grande y caro, hace que los elementos electrónicos dentro del convertidor operen a alta temperatura, y se reduce la confiabilidad del sistema. De hecho, a altas potencias de salida, puede ser imposible enfriar adecuadamente los elementos del convertidor utilizando la tecnología actual. [12]

La eficiencia de un convertidor está dada por la potencia de salida P_{out} y por la potencia de entrada P_{in} , como lo muestra la ecuación (2)

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2)$$

La potencia perdida en un convertidor está dada por:

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} = P_{out} \times \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) \quad (3)$$

Por ejemplo, si la eficiencia del convertidor es del 90%, entonces la potencia de pérdida del convertidor es igual a solo el 11% de la potencia de salida, como se muestra en la ecuación (3) [12].

Por lo que se pretende que el convertidor tenga un comportamiento lo más próximo al ideal es decir con pérdidas nulas. En muchos casos se consiguen eficiencias superiores al 90% que mejoran sustancialmente las proporcionadas por los reguladores lineales (serie o paralelo) no conmutados, los cuales además de ser siempre reductores de tensión presentan generalmente eficiencias inferiores al 50% [22],[23],[24].

Cuando los convertidores conmutados proporcionan una alta eficiencia permiten en muchos casos clasificarlos como sistemas POPI (en inglés DC Power output = DC Power Input) en los que se considera que la potencia que sale es igual a la misma potencia que entra, teniendo un comportamiento ideal del sistema. Esta aproximación de pérdidas nulas permite y facilita realizar análisis simplificados de su comportamiento en estado estacionario.

Es habitual diseñar los parámetros de un convertidor y determinar la forma de implementarlos (niveles de tensión, corrientes, tecnología, etc.) a partir de la relación de transformación ideal, los valores medios de corrientes y tensiones, o los rizados que se obtienen considerando pérdidas nulas.

3.3 PROBLEMA A ABORDAR

Tal como se explicó en el capítulo 1 y 2, en esta tesis se propone el desarrollo de un convertidor conmutado que permita mejorar las prestaciones de un sistema fotovoltaico utilizado en luminarias públicas. Las mejoras técnicas del convertidor deben maximizar la energía producida por el módulo fotovoltaico al tiempo que se reducen los costes del sistema.

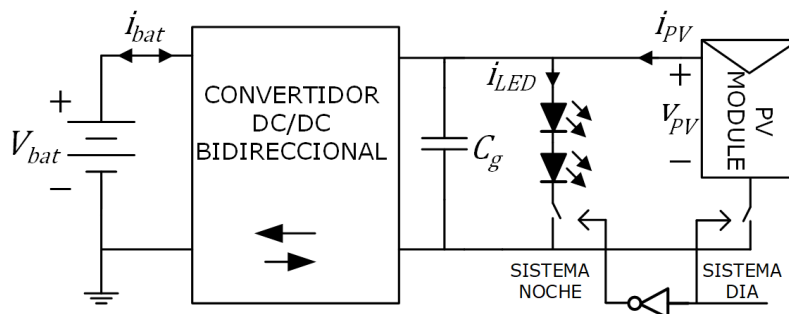


Fig.3.10 Sistema fotovoltaico propuesto.

El sistema fotovoltaico que se presenta de forma esquemática en la figura 3.10 está constituido por un panel fotovoltaico, una batería de almacenamiento, una lámpara LED y un único convertidor mediante el cual se gestiona el intercambio de energía entre los diferentes elementos del sistema. Como se indica en la figura, durante el día se conecta el módulo fotovoltaico en paralelo con el condensador C_g situado a la derecha del convertidor mientras que la batería que la almacenará se conecta a la izquierda. Esta descripción está girada con respecto a versión ofrecida en la Fig. 1.7 del capítulo 1. Más adelante, en la Fig.3.23 y los comentarios asociados justificaremos esta decisión.

En este modo de funcionamiento diurno la energía fluye de derecha a izquierda. Se dotará al convertidor de un sistema de regulación de la tensión del condensador C_g de forma que se facilite la utilización de un algoritmo de maximización de la corriente inyectada en la batería. Durante la noche, se desconecta el módulo fotovoltaico y se conecta la lámpara constituida por diversos diodos electroluminiscentes (LED) conectados en serie. En este modo de funcionamiento el convertidor debe extraer la energía previamente almacenada en la batería para suministrarla a la lámpara LED. Por tanto, el convertidor debe ser bidireccional para poder invertir el sentido del flujo de energía. Con el fin de regular el flujo luminoso producido, deberá regularse la corriente que circula por la lámpara. La singularidad del sistema es que utiliza un único convertidor conmutado bidireccional cuya estructura deberemos seleccionarse, para posteriormente proceder al diseño de los diferentes lazos de regulación requeridos.

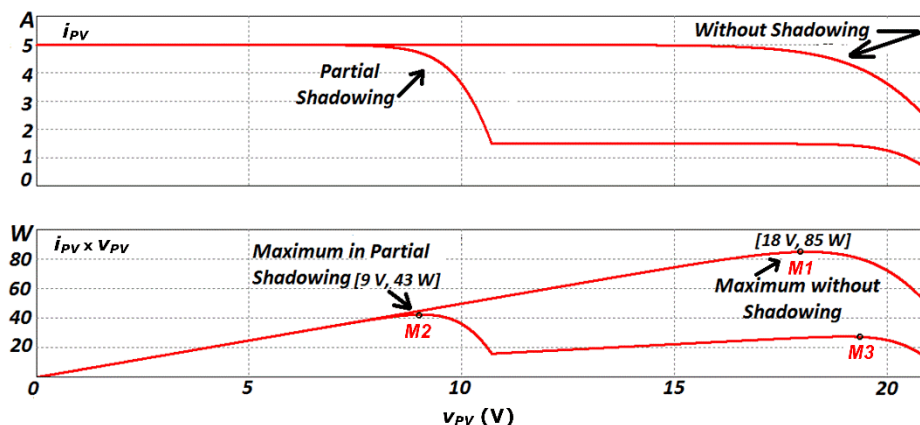


Fig.3.11 Ejemplo de las características I-V y P-V del módulo fotovoltaico BP585
 Sin sombreado presenta un solo máximo en el punto nominal MPPT M1 (18 V, 85 W).
 Con sombreado parciales presenta dos máximos: M2 (9 V, 43 W) y M3 (19.5 V, 28 W).

Para el sistema propuesto se utiliza el modulo fotovoltaico BP585 que consta de 36 células solares en serie, agrupadas en dos subconjuntos, cada uno de ellos protegido por un diodo bypass. En el caso de que existan sombreados parciales los diodos de bypass se encienden, para con esto evitar que se dañe permanentemente el PV. Si uno de los dos de bypass se encuentra encendido la curva de voltaje de potencia (P-V) del módulo presentara 2 máximos. Por ejemplo, en la figura 3.11 observamos las características I-V y P-V sin sombreados y con sombreados parciales.

Una característica significativa del módulo fotovoltaico es que, si bien en condiciones normales de operación genera la máxima potencia a la tensión nominal de trabajo de 18 V, en condiciones de sombreado parcial el máximo de potencia se desplaza y es necesario que la tensión de trabajo se sitúe en el entorno de 9 V. Es sabido que los convertidores conmutados son normalmente más eficientes cuando sus tensiones de entrada y salida están próximas entre sí. Por este motivo se ha considerado a priori que sería conveniente que el margen de tensiones de trabajo de la batería esté entre los puntos de tensión del módulo fotovoltaico para lo que es posible que exista un máximo de potencia generada. En cualquier caso, se consideran otras posibilidades.

En los siguientes apartados estudiaremos hasta qué punto se adecúan a los requisitos del convertidor del sistema las características principales de las topologías de convertidores básicos: buck, boost y buck-boost de dos interruptores complementarios (un conmutador) en su versión bidireccional. Además de sus características de conversión de tensión y los rizados de las corrientes de entrada y salida, también se analizará si su desempeño en lazo cerrado permite su utilización en ambos modos de funcionamiento: diurno y nocturno.

Además de lo anterior se estudiará el estrés que sufren los componentes de los convertidores básicos, ya que como vimos en los apartados anteriores va ligado a la eficiencia de operación.

3.3.1 CONTROL DE CONVERTIDORES DE DC/DC

Como se ha comentado anteriormente generalmente se pretende que el valor medio de la tensión de salida de un convertidor conmutado sea un valor fijo V_{ref} independiente de las perturbaciones en la tensión de entrada del convertidor o en las variaciones de consumo de las cargas conectadas al mismo. Para conseguirlo, es necesario dotar a los convertidores de un sistema de control en lazo cerrado como el que se muestra en la figura 3.12 en el que se realimenta/minimiza el error de la tensión de salida. En el diagrama distinguimos cuatro elementos: 1) el elemento principal que es el convertidor conmutado, 2) el bloque que calcula el error de tensión $e(t)$, 3) el bloque controlador que fundamentalmente actúa sobre el error amplificándolo y 4) el modulador que convierte la salida del controlador en las señales digitales que, convenientemente adaptadas, se aplican a los interruptores del convertidor conmutado. En algunas ocasiones se considera que el bloque modulador forma parte del bloque controlador o de la propia planta.

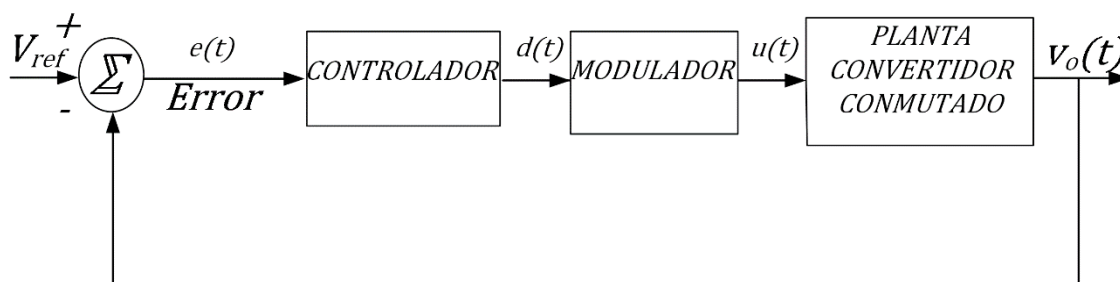


Fig.3.12 Diagrama bloques de control de un regulador conmutado.

En términos muy básicos, se diseña el sistema para que cuanto mayor sea la amplificación del error, mayor sea la ganancia en continua de la cadena de bloques conectados en cascada y, por efecto de la realimentación negativa, menor sea el error entre la tensión de salida y su consigna.

La existencia de realimentación negativa puede también independizar la tensión de salida de las variaciones que, respecto de sus valores nominales, experimentan los parámetros de los componentes de la etapa de potencia en función de la temperatura, el punto de trabajo, el envejecimiento, etc.

Para la función de conmutación $u(t)$, existen dos técnicas que usualmente se utilizan, una de ellas es la modulación de anchura de pulsos (PWM) y la otra metodología es el control por histéresis. En muchas ocasiones el control por histéresis es la forma natural de implementar controles diseñados mediante la teoría del control en modo de. Por este motivo muchos autores asocian el control en modo de deslizamiento con su implementación por histéresis, aunque existen numerosas referencias en que el control deslizante se implementa también mediante PWM [25],[26],[27].

El análisis de los convertidores con control PWM [28] se basa habitualmente en la técnica de modelado por promediación en el espacio de estado y modelado en las que el diseño de los

controladores se realiza en el dominio de la frecuencia, mientras que el diseño del control en modo de deslizamiento se centra más en el dominio del tiempo.

El estudio matemático de los convertidores conmutados parte de la descripción de la dinámica temporal de sus variables de estado, que se denominan así porque representan el estado energético del sistema en cada instante de tiempo.

Dentro de las etapas de potencia de los convertidores se consideran variables de estado a las corrientes de los inductores y las tensiones de los condensadores. Si se considera el sistema realimentado completo, a las variables de estado energéticas hay que añadir en bastantes casos algunas variables significativas del circuito de control. Si bien es cierto que el controlador más básico, asumiendo la realimentación de tensión de la Fig. 3.12, es un simple amplificador proporcional de ganancia elevada que multiplica al error de tensión $e(t) = V_{ref} - v_o(t)$, generalmente sus prestaciones son muy pobres y suele recurrirse a controladores más complejos.

Por ejemplo, si es importante que el error en estado estacionario sea cero, a la acción proporcional del control se le añade un término integral. En dicho caso, la integral del error es una de las variables de estado aportada por el circuito de control a las que nos referíamos. Si se añade un término derivativo, el propio error de tensión será considerado como una variable de estado.

En muchos casos los controladores son bastante complejos dinámicamente y se construyen de forma compacta mediante etapas electrónicas basadas en amplificadores operacionales, resistores y condensadores en las que no resulta útil describir la evolución de las tensiones de dichos condensadores en el dominio del tiempo. El diseño y la determinación de los parámetros del circuito del control, que se realiza habitualmente teniendo en cuenta un punto de trabajo nominal, debe garantizar la estabilidad dinámica del sistema realimentado con unos márgenes de seguridad suficientemente amplios que permitan un funcionamiento correcto del sistema cuando éste opere fuera del punto de trabajo nominal, como por ejemplo en el arranque desde condiciones iniciales nulas. Más adelante hablaremos de los principales márgenes de estabilidad que se definen en el dominio de la frecuencia: el margen de fase y el margen de ganancia, si bien la utilidad de este último es menor en reguladores conmutados [29],[30],[31].

3.3.2 CICLO DE OPERACIÓN DE LOS CONVERTIDORES CONMUTADOS.

El ciclo de trabajo de los convertidores depende directamente del ciclo de conmutación de los interruptores. La duración de un ciclo de conmutación completo de un convertidor está dada por el término t_s . Para generar las señales de control de los interruptores uno de los métodos más utilizados como se mencionó en párrafos anteriores es el método PWM, debido a que es sencillo generar dichas señales, utilizando una señal en diente de sierra como lo muestra la 3.12. Además, conocer de antemano las frecuencias a las que aparecen los distintos armónicos en las señales del circuito facilita su filtrado y la minimización de interferencias electromagnéticas. El periodo completo del convertidor está dado por la siguiente ecuación

$$t_s = t_{on} + t_{off} \quad (4)$$

El ciclo de trabajo de un convertidor se define como el cociente entre la duración del intervalo on del interruptor y la duración total del período de conmutación

$$d = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (5)$$

Ahora bien de acuerdo a lo anterior pueden existir tres formas de modificar el ciclo de trabajo y por ende el voltaje de salida.

La primera forma sería modificando la duración de los intervalos de conducción t_{on} y t_{off} pero de forma que su suma $t_s = T_s = t_{on} + t_{off}$ sea constante. La principal técnica para implementar este tipo de control se denomina modulación de anchura de pulso PWM (*Pulse Width Modulation*), donde la frecuencia de la señal del convertidor, es constante y la anchura de pulso que especifica el tiempo de conducción del convertidor es variable [31].

La segunda posibilidad sería dejar fija la duración de uno de los dos intervalos T_{on} (o T_{off}) y variable el otro t_{off} (o t_{on}), de forma que la suma $t_s = T_{on} + t_{off}$ ($t_s = t_{on} + T_{off}$) sería variable. Es por tanto un método en el que la frecuencia de conmutación es variable, se produce una modulación de frecuencia. El problema principal de este tipo de control es la presencia de armónicos a frecuencias no siempre conocidas a priori. La complejidad de filtrar dichos armónicos para reducir posibles interferencias electromagnéticas puede ser mucho mayor que si la frecuencia de conmutación es fija.

La tercera sería permitiendo que varíen t_{on} o t_{off} y t_s ; generalmente el control por histéresis corresponde a este tercer caso.

A continuación en la figura 3.12 mostramos un caso simple de la generación de las señales PWM correspondiente al primer caso. En el ejemplo, la señal de control $d(t)$ proporcionada por el controlador del sistema se compara con una señal triangular en diente de sierra (portadora) de periodo constante. El ciclo se inicia siempre en el intervalo ON, estando la señal de control por encima de la portadora. Se genera un valor de la señal de control $u(t)$ correspondiente a la

activación del interruptor.[1],[12].El paso de la portadora triangular por encima de la señal de control determina la transición ON-OFF y el cambio de la señal de control al valor correspondiente a la desactivación del interruptor que permanece en OFF hasta el inicio del ciclo siguiente. Dado que la comparación se centra en determinar el instante de la transición ON-OFF a esta modulación se la denomina en inglés *trailing edge*. A la utilización de una lógica complementaria en la que la transición de interés es la OFF-ON se la conoce como modulación *leading edge*. Existe también la posibilidad de utilizar una señal portadora triangular simétrica con lo que ninguna de las dos transiciones ON-OFF u OFF-ON coinciden con el máximo o mínimo de la portadora triangular (*double edge modulation*) [1],[12],[32].

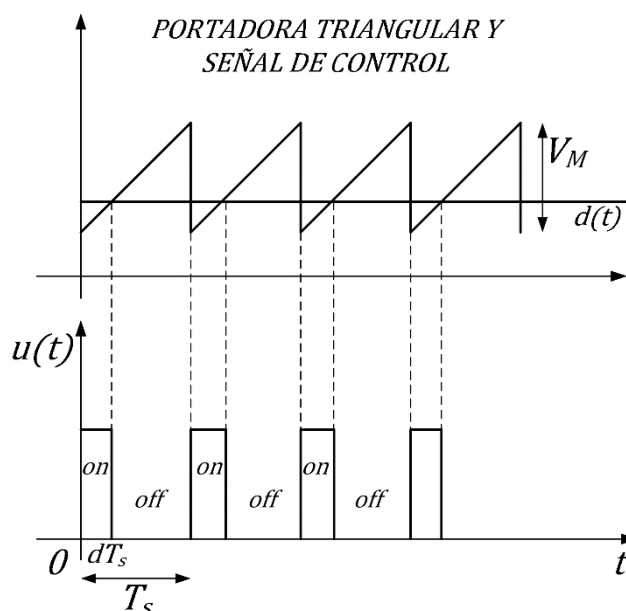


Fig. 3.13. Grafica que muestra la generación de la señal de control por modulación de anchura de pulsos (PWM).

La figura 3.14 muestra que en cada periodo de conmutación el convertidor presenta dos intervalos de funcionamiento diferenciados. En el primer intervalo, denominado de encendido u *ON*, $u(t) = 1$ y el interruptor principal se encuentra en conducción (cerrado). Se define t_{on} como el tiempo de conducción del interruptor o duración del intervalo. En el segundo intervalo de duración t_{off} , al que denominaremos de corte u *OFF*, $u(t) = 0$ y el interruptor principal se encuentra en la posición de bloqueo de tensión (abierto). La suma de las duraciones de ambos intervalos coincide con la duración de un ciclo completo de conmutación o periodo de conmutación del convertidor a cuya duración denominaremos T_s . Recordemos que para que se produzca la conmutación, el interruptor al que consideramos principal debe ir acompañado de otro interruptor que se activa y desactiva de forma complementaria al principal [1],[12],[32],[33].

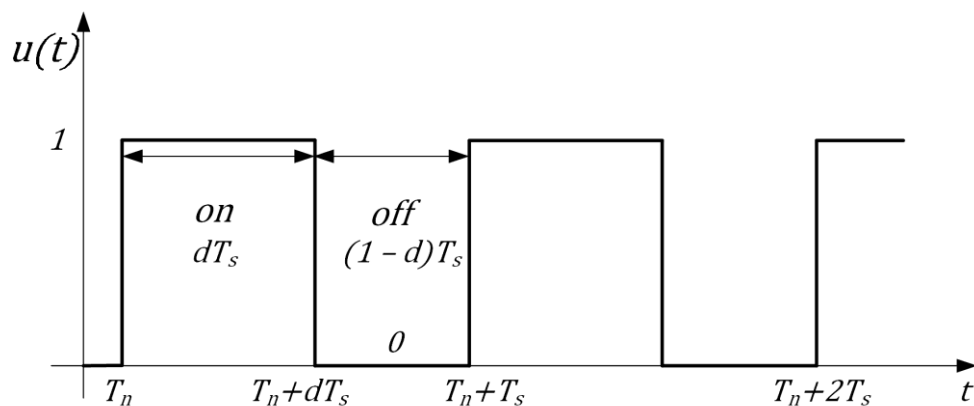


Fig. 3.14. Ciclo de conmutación del convertidor buck.

Como también hemos explicado, el ciclo de trabajo d se define como la fracción que existe entre el periodo de conducción o encendido y el periodo del convertidor T_s y viene dado por la siguiente ecuación:

$$d = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (6)$$

De acuerdo con figura 46, las duraciones de los intervalos ON y OFF pueden escribirse como

$$t_{on} = dT_s$$

y

$$t_{off} = (1 - d)T_s \quad (7)$$

La frecuencia de conmutación se define como la inversa del período de conmutación

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (8)$$

3.4 RÉGIMEN ESTACIONARIO Y RÉGIMEN TRANSITORIO

Generalmente, antes de que un sistema alcance un régimen estacionario, pasa por un periodo de transición durante el cual tanto las tensiones como las corrientes varían hasta llegar a las condiciones de equilibrio impuestas por el control que se establece o por el mismo sistema.

El régimen transitorio como se muestra en la figura se define como aquel que se produce en un circuito en el momento en el que este circuito está sometido a una excitación inicial proveniente en este caso de una fuente de corriente continua independiente (la señal también puede provenir de fuentes sinusoidales, en diente de sierra etc.) y esta excitación es bruscamente sustituida. El régimen transitorio puede ser causado por cualquier tipo de perturbación, no solo en la entrada sino en la referencia o en la carga. El arranque desde condiciones iniciales nulas es un caso particular de régimen transitorio

El régimen estacionario como también se muestra en la figura 3.15 se define como la respuesta periódica de valores medios constantes que tiene el sistema, cuando todos los efectos transitorios hayan desaparecido, es decir las variables que definen el comportamiento del sistema respecto al tiempo permanecen invariantes.

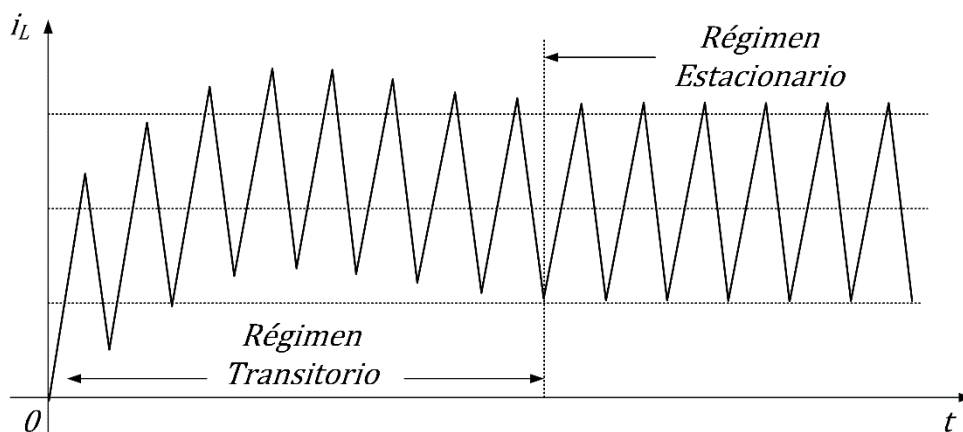


Fig. 3.15. Régimen Transitorio y Régimen Estacionario o Permanente.

3.5 MODOS DE CONDUCCIÓN DE LOS CONVERTIDORES CONMUTADOS

3.5.1 MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUA (CCM, Continuous Conduction Mode)

En el modo de conducción continua, la corriente que fluye a través del inductor de los convertidores elementales normalmente evoluciona entre un valor máximo y uno mínimo de la forma que se muestra en el ejemplo de la Fig. 3.16. La frecuencia de conmutación suele ser suficientemente elevada como para que los dos tramos sean prácticamente rectilíneos. Como también se aprecia en la figura la intensidad que fluye por la carga fluctúa entre los valores máximos y mínimo pero nunca llega a anularse, por lo que la corriente ya inicia en un valor inicial I_{min} . Normalmente se dice que el valor medio es superior a la mitad del rizado $I_{med} = \frac{I_{max} + I_{min}}{2} > \frac{I_{max} - I_{min}}{2}$. El cambio de la corriente del inductor del convertidor está dado por la siguiente ecuación:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (9)$$

La implementación bidireccional en corriente permite que I_{min} pueda tener un valor negativo. Si la implementación es unidireccional (como en las figuras 3.2 y 3.7 en la que uno de los interruptores es un diodo en lugar de un transistor), la corriente no puede hacerse negativa y aparece un tercer subintervalo de conmutación que complica el análisis teórico del convertidor. Si esto sucede se dice que el convertidor opera en modo de conducción discontinuo (DCM). Si bien en algunos casos el modo de conducción discontinuo puede ser útil e incluso existen diseños en que se descarta la operación en CCM, en nuestro caso se ha supuesto una implementación bidireccional en corriente que será generalmente más eficiente desde el punto de vista energético (al sustituir diodos por MOSFETS) y no aparecerá el modo de conducción discontinuo. La caída de tensión típica en conducción de un diodo schottky de potencia suele ser de unos 500 mV aproximadamente constante (algo superior en diodos bipolares), mientras que un MOSFET en conducción se modela por un resistor. Así por ejemplo en un diodo conduciendo una corriente de 5 A se dispararían 2,5 W. Para que un MOSFET conduciendo la misma corriente de 5 A disipase también 2,5 W se necesitaría que su resistencia en conducción fuese de 100 mΩ. No es difícil encontrar en la actualidad MOSFET que en baja tensión presentan resistencias en conducción inferiores a los 10 mΩ, lo que implica unas pérdidas inferiores a los 250 mW, diez veces inferiores a las del diodo.[1],[12],[34]

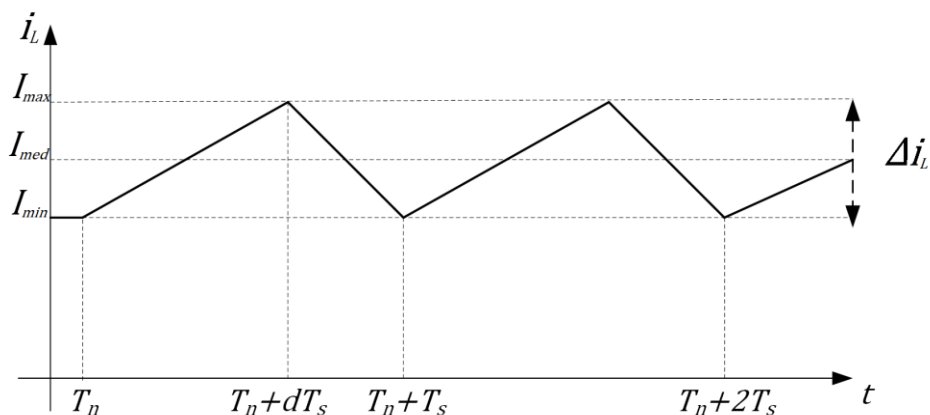


Fig. 3.16. Modo de conducción continúa.

3.5.2 MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUA.

En el modo de conducción discontinua, en el convertidor depende de la construcción unidireccional en corriente de los interruptores. Debido a la duración de los subintervalos de conmutación se cede toda la energía almacenada en el inductor y su corriente se hace cero. Aparece un nuevo subintervalo a finales del ciclo durante el cual el inductor se encuentra completamente descargado [1],[12].

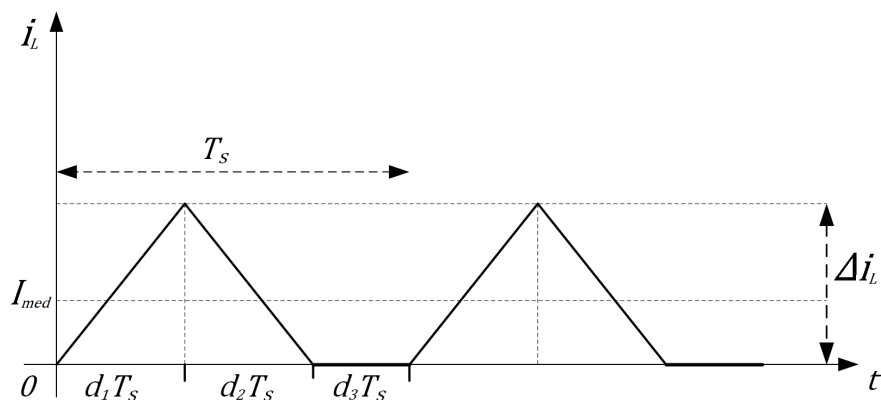


Fig. 3.17. Modo de conducción discontinua.

Para evitar el modo discontinuo en un convertidor conmutado existen varias posibilidades una de ellas es aumentando la frecuencia de conmutación, otra es aumentando el valor de la inductancia o utilizando conmutadores bidireccionales en corriente, que permitan que la corriente se haga negativa.

3.5.3 ANÁLISIS MATEMÁTICO DE LAS TOPOLOGIAS CONVERTIDORAS BÁSICOS.

3.5.3.1 CONVERTIDOR BUCK O REDUCTOR

El convertidor buck bidireccional sin aislamiento galvánico, como se muestra en la figura 3.17 y es también conocido como convertidor reductor, es uno de los convertidores conmutados de DC-DC de segundo orden más utilizados. El objetivo principal de este convertidor es suministrar a la carga un tensión de salida continua regulada de voltaje inferior al de la tensión de entrada, $v_o < v_g$.

Es decir, el convertidor buck reduce de forma ajustable la tensión de salida con respecto a la tensión de la fuente de alimentación de entrada, manteniendo la tensión de salida constante frente a las variaciones de la tensión de entrada que suele estar pobremente regulada o frente a las variaciones producidas en la corriente de salida causadas generalmente por la conexión o desconexión de cargas.

Para regular la tensión se recurre a una regulación en lazo cerrado mediante una realimentación de variables en la que se impone una determinada ley de control. Si bien la estrategia de control más sencilla para regular la tensión del convertidor es la que se muestra en la Fig.3.12, existen procedimientos más sofisticados en los que, además de la tensión, se realimentan otras variables como por ejemplo la corriente del inductor, se dice entonces que hay una realimentación múltiple. Existen diversas técnicas para diseñar y analizar realimentaciones múltiples, alguna de las cuales utilizaremos más adelante. Volviendo a un esquema de realimentación básico, puede interpretarse que el conjunto de los bloques controlador y modulador se encarga de establecer los tiempos de encendido/apagado de los transistores del circuito según la secuencia periódica ON, OFF comentada anteriormente. Para facilitar la comprensión del resto del apartado, se reproduce de nuevo el esquema circuital del convertidor reductor bidireccional.

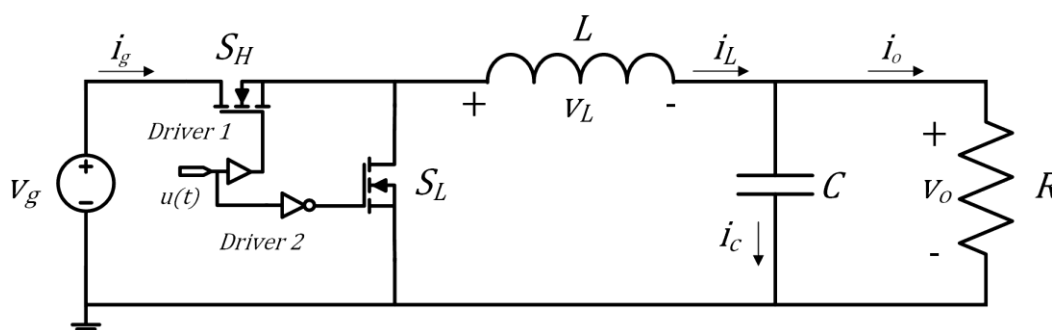


Fig. 3.18. Convertidor conmutado de tipología buck bidireccional (reductor).
(Reproducción de la figura 3.2 de este mismo capítulo)

A la izquierda de la figura se aprecia la fuente de tensión de entrada v_g que no forma estrictamente parte del convertidor y que está conectada entre el nodo de entrada y el nodo de referencia. El

convertidor buck está conformado por el interruptor principal S_H y el interruptor complementario S_L . Se ha considerado que los conmutadores se implementan mediante sendos transistores MOSFET de canal N (dos interruptores). Siguiendo el diagrama de izquierda a derecha, el siguiente elemento es el inductor L que se sitúa entre el nodo intermedio al que están conectados los dos MOSFET y el nodo de salida al que también están conectados el condensador C y la carga resistiva R que están conectados en paralelo entre sí entre dicho nodo de salida y el de referencia.

Aunque describiremos el mecanismo de funcionamiento del convertidor con más detalle en los apartados siguientes, es importante destacar que durante el intervalo ON el interruptor S_H está cerrado y el interruptor S_L abierto de forma que el inductor queda conectado entre la fuente de tensión de entrada y el bloque RC de salida y absorbe energía. Durante el intervalo OFF el interruptor S_H está abierto y el interruptor S_L cerrado, el inductor queda conectado en paralelo al bloque RC de salida de forma que cede energía. La función principal del condensador es la de estabilizar la tensión de salida filtrando las componentes de alta frecuencia que provienen de la corriente del inductor, de forma que la corriente que circula por la carga resistiva sea aproximadamente la componente continua de la corriente del inductor [1],[12],[20],[33].

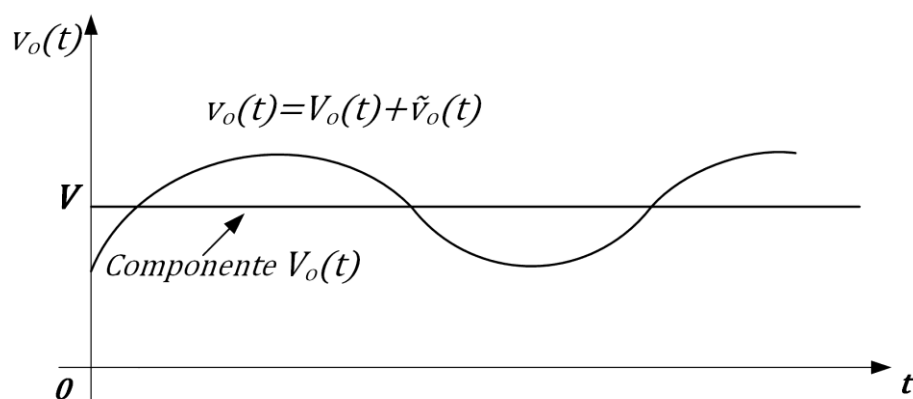


Fig. 3.19 Forma de onda de la tensión de salida, que consiste en la componente media $V_o(t)$ que se ha supuesto continua y la ondulación o rizado de conmutación.

El convertidor conmutado buck o reductor puede ser entendido como un filtro pasabajos que filtra una señal rectangular (señal troceada) producida por la conmutación complementaria de los dos interruptores del circuito. El filtrado pasabajos hace que el valor de la tensión de salida coincida con el valor medio de la señal rectangular al tiempo que reduce en la tensión de salida la amplitud de las componentes armónicas procedentes del mecanismo de conmutación. Como se ilustra en la figura 3.19, el filtrado no reduce al 100% la presencia de armónicos en la salida, por lo que siempre existe una pequeña componente de rizado. Puede expresarse la tensión de salida como la superposición de dos componentes, la que corresponde al valor medio y la que contiene el rizado de conmutación tal como se indica en la siguiente expresión:

$$v_o(t) = V_o(t) + \tilde{v}_o(t) \quad (10)$$

En un buen diseño, la componente de rizado suele ser mucho más pequeña que el valor medio de la tensión de salida, $\tilde{v}_o(t) \ll V_o(t)$, por lo que en ocasiones suele despreciarse. Si además se considera que el valor medio de la tensión de salida es constante en el tiempo, la tensión de salida puede aproximarse de la forma:

$$\tilde{v}_o(t) \approx V_o(t) = V_o \quad (11)$$

Donde se ha supuesto que el valor medio de la tensión de salida es constante en el tiempo.

Esta aproximación que simplifica considerablemente el análisis matemático de las formas de onda del convertidor es utilizada ampliamente [1],[12].

A continuación se presenta el análisis matemático del convertidor buck o reductor suponiendo que el período de conmutación es constante de valor T_s suficientemente pequeño como para que se cumplan las condiciones y aproximaciones siguientes:

- Es en modo de conducción continua (MCC).
- Los valores medios de la tensión de entrada y salida son constantes (V_g, V_o)
- Las tensiones de entrada y salida son positivas $v_g > 0$ y $v_o > 0$

3.5.3.2 CONVERTIDOR BUCK EN ESTADO ON ($T_n < t < T_n + DT_s$) (Encendido)

El análisis parte de la expresión (9) anterior que describe la dinámica del inductor de circuito. El análisis se realiza en dos fases, la primera considera que el interruptor S_H del convertidor buck se encuentra cerrado, es decir en estado t_{on} como se muestra en la siguiente figura:

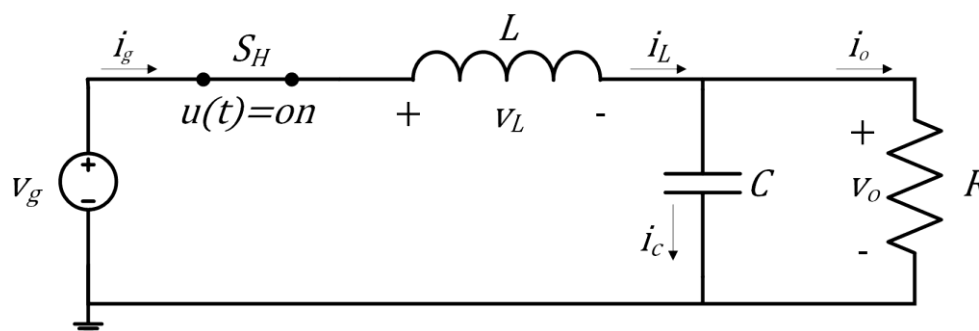


Fig. 3.20. Convertidor Conmutado de Tipología Buck en estado ON
 $T_n < t < T_n + DT_s$

Suponemos, por tanto, que el ciclo n -ésimo de conmutación, ya con el convertidor en estado estacionario, comienza con la activación del interruptor principal de lado alto S_H y la desactivación del interruptor complementario de lado bajo S_L en $t = T_n$. Siendo la duración del intervalo al que

denominamos de conducción, encendido u ON $t_{on} = DT_s$ y por tanto $T_n \leq t < T_n + DT_s$. Durante este intervalo la estructura del convertidor es la que se muestra en la Fig. 3.20. La corriente entregada por la fuente de tensión fluye a través del inductor $i_g = i_L$, hacia el condensador y el resistor de carga conectados en paralelo. Asumiendo que la fuente de tensión es constante de valor V_g y que el rizado de conmutación presente en la tensión de salida (tensión del condensador) es despreciable (10) la tensión en bornes del inductor puede expresarse de la forma mostrada en (12), en la que se ha relacionado la tensión en el inductor con la derivada de la corriente que lo atraviesa [1],[12],[20],[33],[35].

$$v_L = V_g - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (12)$$

Despejando la corriente del inductor i_L se obtiene que durante el intervalo ON la evolución de la corriente es aproximadamente rectilínea y creciente siendo su pendiente $m_{on} = \frac{V_g - V_o}{L}$.

$$i_L(t) = \int_{T_n}^{T_n+t} \left(\frac{V_{in} - V_{out}}{L} \right) dt = I_{min} + \frac{V_g - V_o}{L} (t - T_n) \quad (13)$$

Nota: en ocasiones, para simplificar las expresiones se considera que $T_n = 0$.

La corriente alcanza su valor máximo al final del intervalo y, por tanto

$$I_{max} = I_{min} + \frac{V_{in} - v_{out}}{L} DT_s \quad (14)$$

El valor máximo de la corriente ser la condición inicial de la corriente en el siguiente intervalo. Tanto el valor máximo de la corriente como la amplitud del rizado $\Delta I = \frac{V_{in} - v_{out}}{L} DT_s$ suelen ser especificaciones de diseño del convertidor y del inductor.

$$\Delta I = I_{max} - I_{min} = \frac{V_g - V_o}{L} DT_s \quad (15)$$

3.5.3.30 CONVERTIDOR BUCK EN ESTADO OFF ($T_n + DT_s < t < T_{n+1}$)(Apagado)

El intervalo en que el interruptor principal está en corte y el interruptor complementario en conducción comienza en $t = T_n + DT_s$ y termina con el inicio del ciclo siguiente en $t = T_n + T_s = T_{n+1}$. La duración del intervalo es $t_{off} = T_s - DT_s = (1 - D)T_s$. La estructura que adopta el circuito en este intervalo es la que se muestra en la figura 3.21.

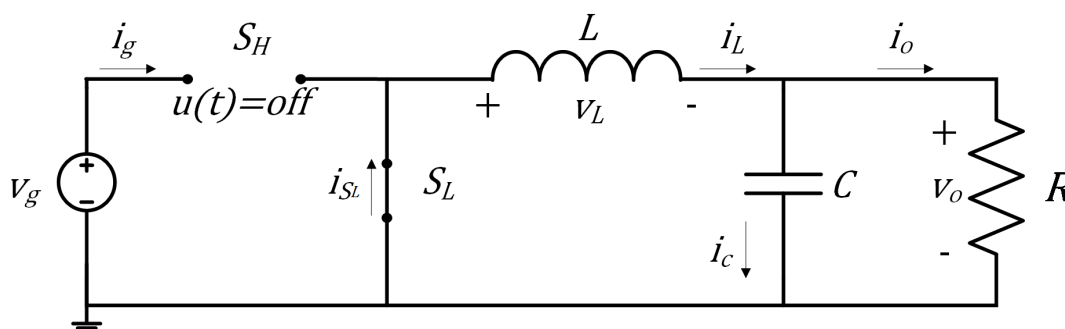


Fig. 3.21. Convertidor Conmutado de Tipo Buck en estado OFF
 $T_n + DT_s < t < T_{n+1}$

La expresión de la tensión del inductor es similar a la descrita en (12) pero substituyendo V_g por cero [1],[12],[20],[33],[35].

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (16)$$

Bajo la consideración de bajos rizados que considera la tensión de salida constante, la corriente del inductor i_L en este subintervalo puede ser aproximada también por una recta aunque de pendiente negativa $m_{off} = \frac{-V_o}{L}$:

$$i_L(t) = \int_{T_n + DT_s}^{T_n + t} \left(\frac{-V_o}{L} \right) dt = I_{max} + \frac{-V_o}{L} (t - T_n - DT_s) \quad (17)$$

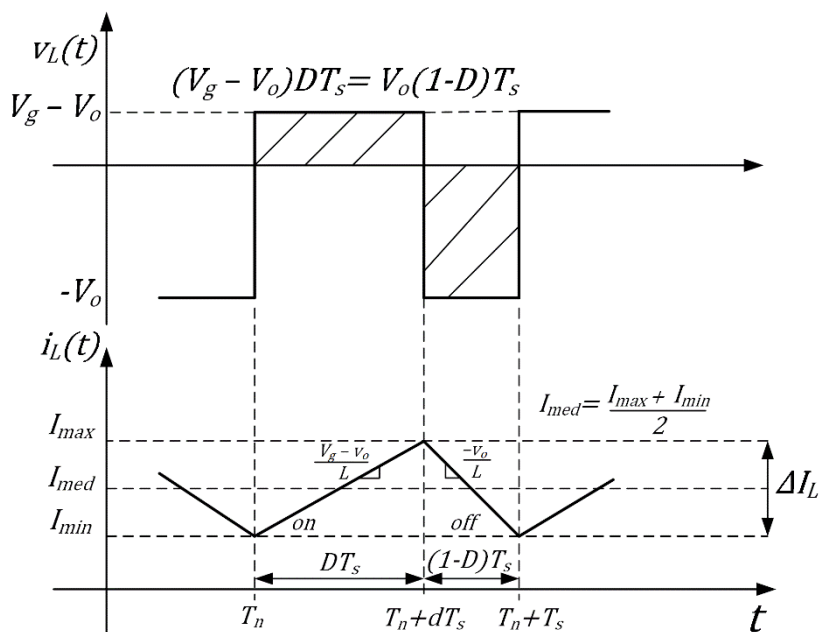


Fig. 3.22. Formas de onda de la tensión y la corriente del inductor en un Convertidor buck en estado estacionario.

La forma de onda aproximada de la corriente en el inductor en régimen estacionario se representa en la Fig. 3.22. Es importante destacar que los valores de la corriente al inicio y al final de cada ciclo deben ser iguales [1],[12],[20],[33],[35].

$$i_L(T_{n+1}) = i_L(T_n + T_s) = I_{max} + \frac{-V_o}{L} (1 - D)T_s i_L(T_n) = i_L(T_n) = I_{min} \quad (18)$$

Por lo tanto, combinando (15) y (18) se cumplirá que

$$\Delta I_L = \frac{V_g - V_o}{L} DT_s = \frac{V_o}{L} (1 - D)T_s \quad (19)$$

De donde se deduce que la relación de conversión del convertidor reductor en régimen estacionario $M(D)$ es

$$M(D) = \frac{V_o}{V_g} D \quad (20)$$

Teniendo en cuenta que en estado estacionario el valor medio de la corriente del condensador es cero, el valor medio de la corriente que atraviesa el inductor debe ser igual al valor medio de la corriente de carga.

$$I_L = I_O = \frac{V_o}{R} = \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \quad (21)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_g - V_o}{L} DT_s = \frac{V_g - V_o}{L} \times \frac{V_o}{V_g} T_s \quad (22)$$

Los valores de I_{max} e I_{min} pueden ser expresados en función de las tensiones del punto de trabajo y de algunos de los parámetros del convertidor de la forma

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left[\frac{V_g - V_o}{L} DT_s \right] = \frac{V_o}{V_g} \left[\frac{V_g}{R} + \frac{V_g - V_o}{2Lf_s} \right] \quad (23)$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_g - V_o}{L} DT_s \right] = \frac{V_o}{V_g} \left[\frac{V_g}{R} - \frac{V_g - V_o}{2Lf_s} \right] \quad (24)$$

Los valores medios, máximos y mínimos (rizados) de las corrientes son útiles como especificaciones de diseño de algunos de los elementos del convertidor. Como en ocasiones el rizado de corriente es comparable a su valor medio, el diseño (tipo de núcleo, número de vueltas, entrehierro, etc) del inductor debe tener en cuenta la posibilidad de que se sature el núcleo magnético, por lo que es útil conocer la expresión del valor máximo de la corriente. Un valor mínimo teórico negativo puede ser significativo en una implementación unidireccional en corriente puesto que conllevaría la aparición del modo de conducción discontinuo.

Tanto el valor máximo como el valor mínimo pueden ser útiles para determinar las pérdidas de conmutación en los dispositivos semiconductores. En ocasiones se expresa el rizado de corriente en relación con el valor medio:

$$\frac{\Delta I_L}{I_L} = \frac{V_g - V_o}{V_g} \times \frac{R}{Lf_s} \quad (25)$$

3.5.3.4 RIZADO DE LA TENSIÓN DE SALIDA.

Ahora analizaremos al condensador de salida, que como se mencionó en párrafos anteriores sirve para mantener la tensión y minimizar el rizado presente en la salida del convertidor. Un alto rizado en la tensión de salida puede ser atribuible a una capacidad insuficiente o a una alta resistencia serie equivalente del mismo condensador. Cuando existen cargas variables, si la capacidad es insuficiente, pueden aparecer problemas de sobretensiones transitorias. La utilización de capacidades de salida grandes repercute en el costo económico y el volumen del convertidor y puede afectar significativamente a su rapidez de respuesta si la aplicación requiere cambios en la especificación de la tensión de salida (*tracking*).

En cualquier caso, el rizado del condensador de salida suele ser una especificación de diseño por lo que resulta interesante ver un ejemplo de cómo determinar dicho rizado de forma aproximada en el convertidor buck. Anteriormente se ha supuesto que el rizado de la tensión de salida era muy pequeño en comparación con su valor medio lo que ha permitido realizar aproximaciones razonables para determinar la forma de onda de la corriente del inductor. Una vez conocida la corriente del inductor se puede considerar que dicha corriente permanece fijada (fuente de corriente independiente) y determinar el rizado de tensión. En régimen estacionario la componente media de la corriente del inductor circula por la carga y es su componente alterna la que atraviesa el condensador. La figura 3.23 muestra un ejemplo de forma de onda en la que se ha destacado que el área triangular marcada como ΔQ corresponde al incremento de carga que se suministra al condensador en un periodo de conmutación. Gráficamente se comprueba que la duración del intervalo en que se carga del capacitor (base del triángulo) es igual $\Delta t = T_s/2$. por lo que determinar la carga se convierte en calcular el área del triángulo cuya altura coincide con $\Delta I_L/2$ [1],[12].

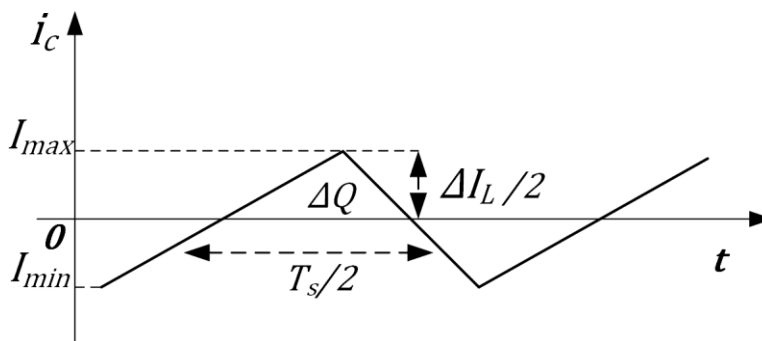


Fig. 3.23. Forma de onda de la corriente máxima y mínima del condensador del Convertidor buck en estado estacionario

La amplitud del rizado, que tendrá tramos parabólicos, puede determinarse a partir de la expresión:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{2C} \times \frac{\Delta I_L}{2} \times \frac{T_s}{2} = \frac{T \Delta I_L}{8C} \quad (26)$$

~ 99 ~

Sustituyendo el rizado de (19) en (24) obtenemos como resultado:

$$\Delta V_o = \frac{V_o(1-D)}{8LCf_s^2} = \frac{V_o(V_g-V_o)}{V_g 8LCf_s^2} \quad (27)$$

Que en forma relativa al valor medio puede escribirse como

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1-D)}{8LCf_s^2} = \frac{V_g-V_o}{V_g 8LCf_s^2} \quad (28)$$

Mientras que el rizado de corriente es inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación, el rizado de tensión es inversamente proporcional al cuadrado de dicha frecuencia. En general es relativamente sencillo conseguir que rizado de la tensión de salida del convertidor buck sea pequeño [1],[12].

3.5.3.5 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL CONVERTIDOR BUCK

Como sabemos la función de transferencia es un modelo matemático que por medio de un cociente nos permite conocer la respuesta de un sistema con respecto a una señal de entrada o excitación. Por lo que para entender mejor el comportamiento de cualquier sistema no solo de un convertidor conmutado, es necesario conocer su función de transferencia. A continuación, presentamos el análisis para obtener la función de transferencia del convertidor buck. Para realizar el análisis correspondiente tomamos como referencia nuevamente el convertidor buck bidireccional mostrado anteriormente, dando como resultado las siguientes ecuaciones:

Las variables de estado son la corriente del inductor $i_L(t)$ y la tensión del condensador $v_C(t) = v_o(t)$.

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}; \quad i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (29)$$

Obviando la dependencia del tiempo para compactar la notación, las derivadas de las variables de estado son:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L}; \quad \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_C}{C} \quad (30)$$

Las ecuaciones de estado en el intervalo ON son:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [v_g - v_C] \quad (31)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \left[i_L - \frac{v_C}{R} \right] \quad (32)$$

Las mismas ecuaciones en el intervalo OFF:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-v_C}{L} \quad (33)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \left[\frac{v_C}{R} - i_L \right] \quad (34)$$

Obsérvese que la segunda ecuación es la misma en ambos intervalos.

Una vez descrito el sistema a tramos mediante dos conjuntos de ecuaciones de estado, el método más utilizado para obtener una descripción única es el método de promediación en espacio de estados [1],[12],[20],[33][35] que se basa en combinar las ecuaciones de cada intervalo de forma ponderada según la duración de cada intervalo respecto el período de conmutación. La figura 3.24 muestra de forma esquemática un sistema con dos trayectorias y la trayectoria promedio.

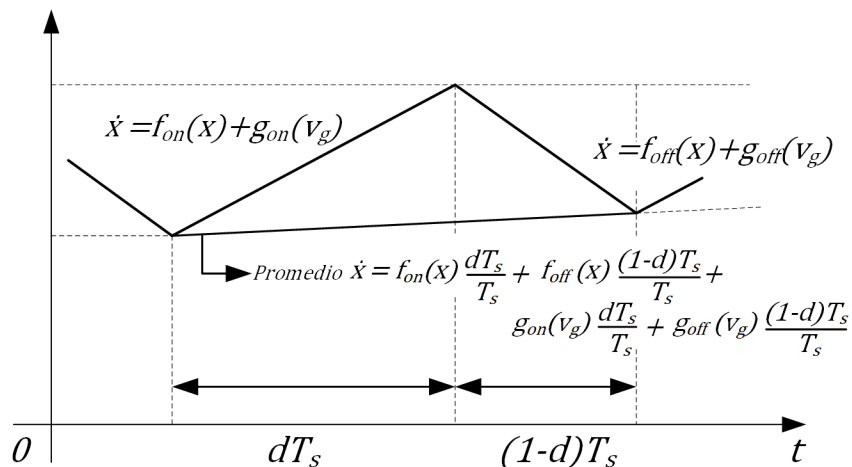


Figura 3.24. Visualización esquemática aproximada de la promediación en el espacio de estados.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [(v_g - v_C)d + -v_C(1 - d)] \quad (35)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} [(i_L - \frac{v_C}{R})d + (i_L - \frac{v_C}{R})(1 - d)] \quad (36)$$

Agrupando y simplificando términos obtenemos:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [v_g d - v_C] \quad (37)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} [i_L - \frac{v_C}{R}] \quad (38)$$

Llegados a este punto, en general es conveniente descomponer las variables del sistema como la superposición de sus valores medios estacionarios (considerados constantes) y de los correspondientes términos de pequeña señal, tanto para las variables de estado como las entradas $i_L = I_L + \tilde{i}_L$; $v_C = V_C + \tilde{v}_C$; $d = D + \tilde{d}$; $v_g = V_g + \tilde{v}_g$ [36][28]. Las ecuaciones de estado promediadas anteriores quedaran de la forma:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{dI_L}{dt} + \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = \frac{1}{L} [(V_g + \tilde{v}_g)(D + \tilde{d}) - (V_C + \tilde{v}_C)] \quad (39)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{dV_C}{dt} + \frac{d\tilde{v}_C}{dt} = \frac{1}{C} [(I_L + \tilde{i}_L) - \frac{V_C + \tilde{v}_C}{R}] \quad (40)$$

Teniendo en cuenta que $\frac{dI_L}{dt} = 0$ y que $\frac{dV_C}{dt} = 0$ y aplicando el principio de superposición podemos escribir dos conjuntos de ecuaciones. Un primer conjunto que permite determinar el punto de trabajo estacionario, que ya habíamos determinado por métodos gráficos

$$\frac{di_L}{dt} = 0 = \frac{1}{L} [V_g D - V_C] \rightarrow D = \frac{V_g}{V_C} \quad (41)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = 0 = \frac{1}{C} [I_L - \frac{V_C}{R}] \rightarrow I_L = \frac{V_C}{R} \quad (42)$$

Y un segundo conjunto de ecuaciones, en el que en ocasiones aparecen términos denominados bilineales que se desprecian $\tilde{v}_g \tilde{d} \approx 0$.

$$\frac{d\tilde{i}_L}{dt} = \frac{1}{L} [V_g \tilde{d} + \tilde{v}_g D - \tilde{v}_C] \quad (43)$$

$$\frac{d\tilde{v}_C}{dt} = \frac{1}{C} [\tilde{i}_L - \frac{\tilde{v}_C}{R}] \quad (44)$$

Para obtener las distintas funciones de transferencia en el dominio de la frecuencia se transforman las ecuaciones anteriores mediante la transformada de Laplace.

$$s \cdot \tilde{i}_L(s) = \frac{1}{L} [V_g d(s) + \tilde{v}_g(s) D - \tilde{v}_C(s)] \quad (45)$$

$$s \cdot \tilde{v}_C(s) = \frac{1}{C} [\tilde{i}_L(s) - \frac{\tilde{v}_C(s)}{R}] \quad (46)$$

Despejamos $\tilde{i}_L(s)$ de la segunda ecuación:

$$\tilde{i}_L(s) = C\tilde{v}_C(s)\left(s + \frac{1}{RC}\right) \quad (47)$$

Sustituyendo (40) en (38) obtenemos:

$$\tilde{v}_C(s)\left(s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}\right) = \frac{V_g}{LC}\tilde{d}(s) + \frac{D}{LC}\tilde{v}_g(s) \quad (48)$$

La función de transferencia salida - ciclo de trabajo queda como

$$G_{od}(s) = \frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{V_g}{LC}}{\left(s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}\right)} \quad (49)$$

Y los efectos de las perturbaciones en la tensión de entrada afectarían en la salida según:

$$G_{og}(s) = \frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{v}_g(s)} = \frac{\frac{D}{LC}}{\left(s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}\right)} \quad (50)$$

Por su parte, a partir de (40) también es posible encontrar las funciones de transferencia que relacionan la corriente del inductor con el ciclo de trabajo o la tensión de entrada. Estas funciones serían útiles en el caso de querer diseñar un sistema con realimentación de ambas variables de estado.

$$G_{Id}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{V_g}{L}\left(s + \frac{1}{RC}\right)}{\left(s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}\right)} \quad (51)$$

$$G_{Ig}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{v}_g(s)} = \frac{\frac{D}{L}\left(s + \frac{1}{RC}\right)}{\left(s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}\right)} \quad (52)$$

El análisis presentado constituye un ejemplo de cómo abordar el modelado en lazo abierto de un convertidor sencillo y permite diseñar controladores, normalmente lineales, para dicho convertidor mediante técnicas de compensación en el dominio de la frecuencia.

La figura 3.25 muestra un posible diagrama de bloques para controlar la tensión de salida del convertidor. Además de la función de transferencia de la expresión (42), hay una realimentación de la tensión de salida. El error de tensión es la entrada del bloque controlador que habría que diseñar y que incluye el efecto de la modulación PWM. En el sistema se calcula el error de tensión, suponiendo por ejemplo una referencia constante cuya transformada de Laplace sería $\tilde{v}_{ref}(s) = \frac{\tilde{v}_{ref}}{s}$. El bloque de control podría ser un sistema de control PI (Proporcional Integral) o un PID (Proporcional Integral Derivativo), por ejemplo.

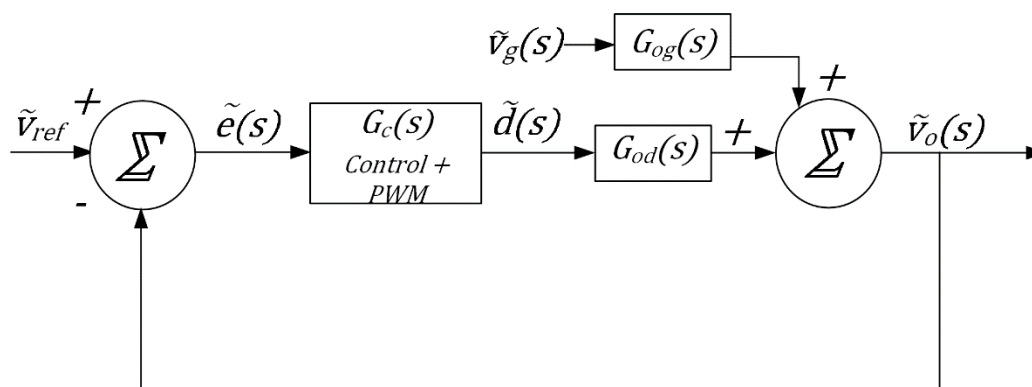


Fig. 3.25. Diagrama de bloques en lazo cerrado del convertidor buck.

En esta tesis la aplicación del convertidor es algo distinta del ejemplo de análisis seguido anteriormente, ya que pretendemos cargar una batería a partir de un generador fotovoltaico. En el siguiente apartado se modifica el circuito buck básico y se repite el procedimiento de análisis anterior para determinar en la medida de lo posible los pros y contras de utilizar el convertidor básico en la aplicación en cuestión.

3.5.3.6 DESCRIPCIÓN DE LA APLICACIÓN FOTOVOLTAICA

Como comentábamos en la introducción la característica estática corriente-tensión (i, v) de los paneles fotovoltaicos es no lineal y existen diferentes modelos matemáticos, muchos de ellos no lineales, para describirla. El punto de trabajo en el que se genera la máxima potencia se desplaza fundamentalmente debido a las condiciones de irradiación y temperatura como lo muestra la figura 3.26. Además de ello la activación del diodo de bypass, en caso de sombreado parcial PUEDE ocasionar un desplazamiento del MPP como se muestra en la figura 3.11. Como comentábamos en el apartado donde describimos la problemática en este mismo capítulo en la introducción en la parte final, si conectamos directamente (con un diodo) el módulo PV a la batería que se pretende cargar se puede dejar de producir mucha energía. La inserción de un convertidor DC/DC entre el panel y la batería permite desacoplar los puntos de trabajo del panel y la batería, si además por ejemplo, se regula la tensión del panel para que este trabaje en el punto de máxima potencia se puede conseguir generar la máxima energía posible y se optimiza el sistema. La literatura muestra numerosos ejemplos de algoritmos de búsqueda del punto de máxima potencia entre los cuales como hemos comentado nos interesan los que regulan la tensión del panel [37],[38],[39],[40].

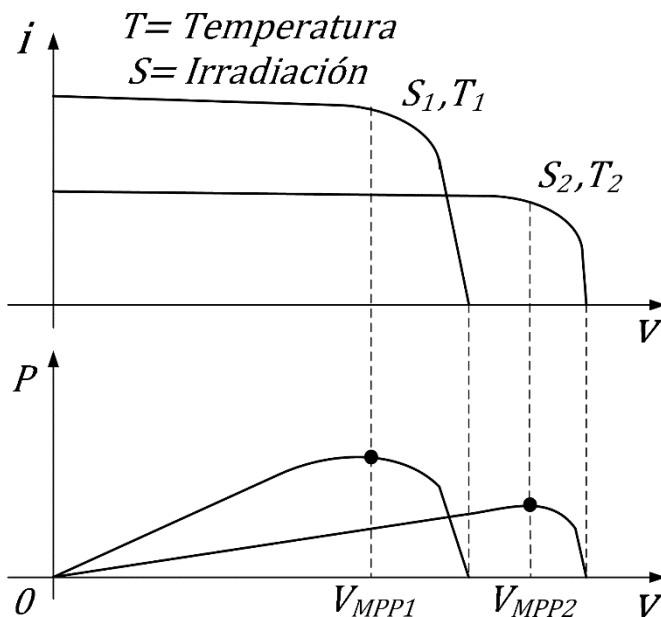


Fig. 3.26. Característica no lineal del panel fotovoltaico.

En la figura 3.27 se presenta el modelo de Norton alrededor de un punto de trabajo de la característica $i - v$ no lineal. El cual es un modelo sencillo pero suficiente para mostrar, realizar y evaluar la viabilidad de las soluciones propuestas.

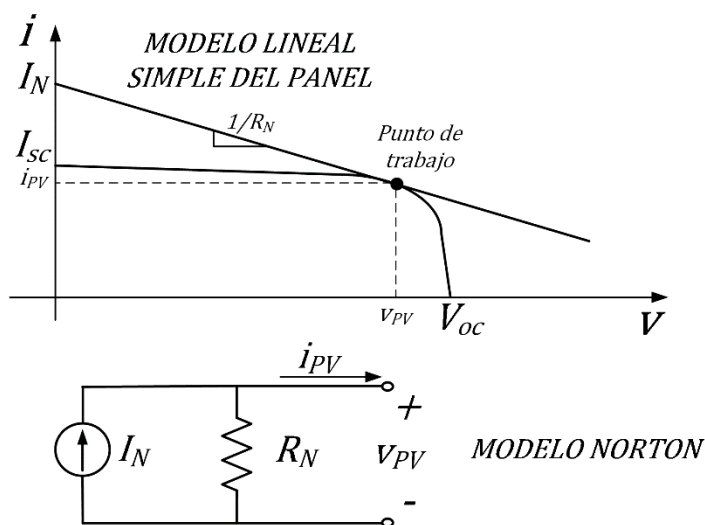


Fig. 3.27. Linealización de la característica $i - v$ de un módulo PV alrededor de un punto de trabajo. Modelo de Norton.

Un mismo convertidor dc/dc bidireccional puede ser considerado desde el punto de vista del flujo de energía como elevador o como reductor desde el punto de vista de la tensión

que se regula, tal como se muestra en la figura 3.28, que muestra las dos posibilidades tomando como ejemplo el cargador de batería fotovoltaico propuesto durante el funcionamiento diurno. Por el momento escogemos la opción de considerar el punto de vista de la variable que se desea regular y por tanto consideramos que el convertidor opera en modo reductor como se muestra en la figura 3.28. [37], [40]

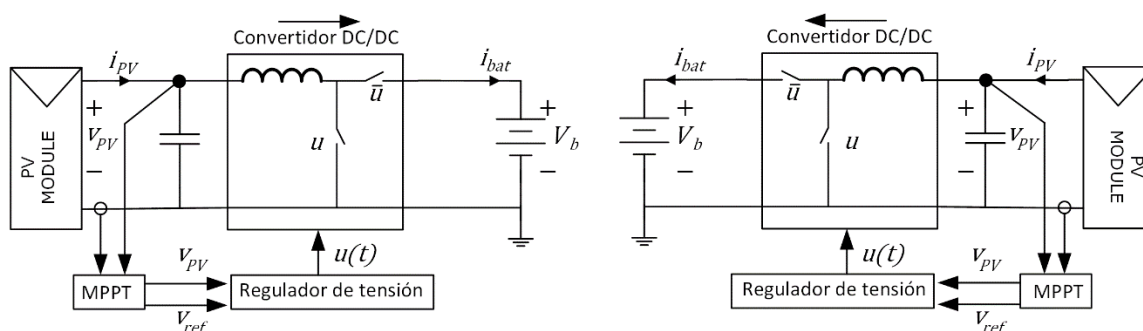


Fig. 3.28. Puntos de vista de un mismo convertidor bidireccional. Izquierda: regulación de la tensión de entrada y flujo de energía de izquierda a derecha (elevador desde el punto de vista del flujo de energía). Derecha: regulación de tensión salida (reductor desde el punto de vista de la regulación de tensión) y flujo de energía de derecha a izquierda.

En dicha figura 3.28 la carga resistiva del convertidor buck es sustituida por el modelo Norton del módulo PV. La batería a cargar con la energía producida por el módulo PV se sitúa en la posición que en los apartados anteriores ocupa la fuente de tensión de entrada. Insistimos en que en este caso consideramos que el convertidor es reductor desde el punto de vista de que la variable que en última instancia nos interesa regular es la tensión del módulo PV que en la figura es v_c . En este caso particular la corriente ahora fluye desde el panel situado en la “salida” a la derecha hacia la batería situada a izquierda en la “entrada”. La tensión de entrada que hasta ahora era v_g se cambia de denominación a v_b . Para facilitar la interpretación del análisis teórico que se va a realizar se han cambiado los sentidos de referencia de algunas corrientes, que de esta manera tendrán valores medios positivos.

Recordemos que la utilización de un convertidor bidireccional nos permitirá utilizarlo en modo nocturno para alimentar una luminaria basada en diodos electroluminiscentes (LED). En dicho caso, como se invierte el flujo de energía que pasaría al tener un sentido más convencional de izquierda a derecha. En el modo noche, el objetivo del control no sería regular la tensión de salida, sino el valor medio de la corriente de salida. Si bien es preferible modelar los LED mediante un circuito equivalente lineal de forma Thevenin (resistor en serie con fuente de tensión) la equivalencia Thevenin-Norton permitirá extraer conclusiones del análisis del modo diurno que a priori consideramos más complejo.

La estructura de la figura 3.29 de tipo buck no permite que la tensión del módulo PV sea superior a la de la batería, lo cual como veremos, puede ser un inconveniente importante. Desde el punto de vista de formas de onda, la corriente que se inyectará en la batería será discontinua por lo que la

implementación práctica probablemente requerirá de elementos de filtrado adicionales entre la batería y los interruptores del circuito. El diseño de dicho filtro de entrada para garantizar la estabilidad de la dinámica del sistema puede ser complejo y no lo abordaremos en esta tesis.[41] Como veremos en el capítulo 4, la estructura de convertidor elevador-reductor finalmente seleccionada realiza la función de filtrado de la corriente que se suministra a la batería.

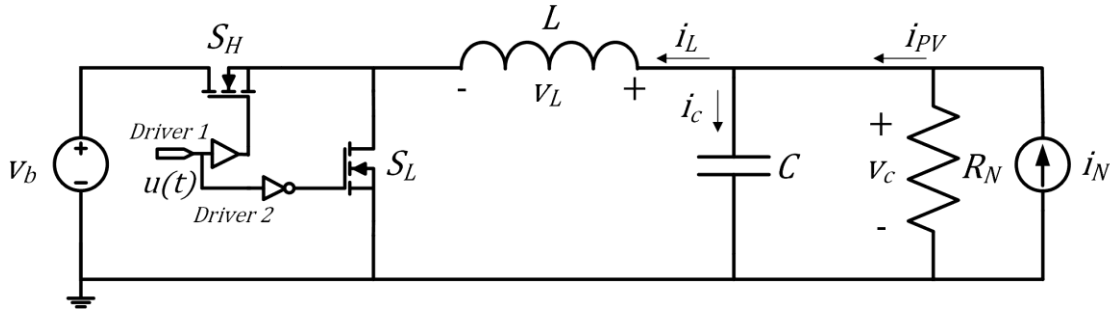


Fig. 3.29. Convertidor conmutado de tipología buck situado entre una batería y un módulo fotovoltaico con el objetivo de regular la tensión del módulo PV (v_c). De forma atípica, se considera un flujo de energía de derecha a izquierda puesto que la energía generada por el módulo PV se almacena en la batería.

Como en el caso analizado anteriormente comenzamos por definir los sentidos de referencia de las variables de estado: la corriente del inductor (i_L) y la tensión del condensador (v_c). Esta última coincide con la tensión aplicada al módulo fotovoltaico. Para simplificar la notación también obviamos la dependencia del tiempo. Como variables auxiliares intermedias consideramos la tensión en el inductor y la corriente del condensador. Recordemos que los valores medios de estas dos variables deben ser cero cuando el sistema esté en régimen estacionario.

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}; \quad i_C = C \frac{dv_C}{dt} \quad (53)$$

Además de las variables de estado, en el circuito intervienen dos fuentes independientes. Una fuente de tensión ideal (v_b) que modela la batería y una fuente de corriente (i_N) que forma parte del circuito equivalente de Norton que modela el panel fotovoltaico. Por último, tenemos la señal de activación de los interruptores $u(t)$ que suponemos de frecuencia constante y ciclo de trabajo d . Como en el ejemplo anterior, consideramos que las distintas variables están constituidas por la superposición de un valor medio y una componente de pequeña señal:

$$i_L = I_L + \tilde{i}_L; \quad v_C = V_C + \tilde{v}_C$$

(Variables de estado)

$$v_b = V_b + \tilde{v}_b; \quad i_N = I_N + \tilde{i}_N; \quad d = D + \tilde{d}$$

(Entradas)

$$v_L = 0 + \tilde{v}_L; \quad i_C = 0 + \tilde{i}_C; \quad i_{PV} = I_{PV} + \tilde{i}_{PV}$$

(Variables auxiliares)

(54)

De acuerdo con las definiciones de la Fig. 3.29, las ecuaciones de estado en cada intervalo son:

$$(ON) \quad L \frac{di_L}{dt} = v_C - v_b; \quad C \frac{dv_C}{dt} = i_N - i_L - \frac{v_C}{R_N} \quad (55)$$

$$(OFF) \quad L \frac{di_L}{dt} = v_C; \quad C \frac{dv_C}{dt} = i_N - i_L - \frac{v_C}{R_N} \quad (56)$$

Las ecuaciones de estado una vez agregadas (45) y (46) según la ponderación correspondiente a la duración de cada intervalo quedan una vez simplificadas como

$$L \frac{di_L}{dt} = v_C - v_b d \quad (57)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_N - i_L - \frac{v_C}{R_N} \quad (58)$$

Teniendo en cuenta las definiciones de (44), las ecuaciones de estado se reescriben de la forma

$$L \frac{d(I_L + \tilde{i}_L)}{dt} = [(V_C + \tilde{v}_C - (V_b + \tilde{v}_b))(D + \tilde{d})] \quad (59)$$

$$C \frac{d(V_C + \tilde{v}_C)}{dt} = [I_N + \tilde{i}_N - I_L - \tilde{i}_L - \frac{V_C + \tilde{v}_C}{R_N}] \quad (60)$$

Separando las componentes de valores medios y despreciando los términos bilineales $\tilde{v}_b \tilde{d} \approx 0$ obtenemos las coordenadas del punto de trabajo estacionario ya que, si asumimos que los valores medios en estado estacionario son constantes, sus derivadas serán cero.

$$\frac{dI_L}{dt} = V_C - DV_b = 0 \rightarrow V_C = DV_b \quad (61)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = I_N - I_L - \frac{V_C}{R_N} = 0 \rightarrow I_L = I_{pv} = I_N - D \frac{V_b}{R_N} \quad (62)$$

$$(I_L, V_C) = \left(I_N - D \frac{V_b}{R_N}, DV_b \right) \quad (63)$$

Podemos comprobar que la potencia media de entrada $V_C I_{pv} = V_C I_L$ coincide con la entregada a la batería $V_b D I_L$ considerando que el valor medio de la corriente de la batería es $D I_L$.

Por otra parte, las ecuaciones de estado de las componentes de pequeña señal son

$$L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = \tilde{v}_C - D\tilde{v}_b - V_b \tilde{d} \quad (64)$$

$$C \frac{d\tilde{v}_C}{dt} = \tilde{i}_N - \tilde{i}_L - \frac{\tilde{v}_C}{R_N} \quad (65)$$

En el dominio frecuencial, definiendo las transformadas de Laplace de las variables como $\mathcal{L}\{\tilde{i}_L\} = \tilde{v}_L(s)$; $\mathcal{L}\{\tilde{v}_C\} = \tilde{v}_C(s)$; $\mathcal{L}\{\tilde{d}\} = \tilde{d}(s)$; $\mathcal{L}\{\tilde{v}_b\} = \tilde{v}_b(s)$; $\mathcal{L}\{\tilde{i}_N\} = \tilde{i}_N(s)$, las ecuaciones de estado quedan como

$$Ls \tilde{i}_L(s) = \tilde{v}_C(s) - D\tilde{v}_b(s) - V_b\tilde{d}(s) \quad (66)$$

$$Cs \tilde{v}_C(s) = \tilde{i}_N(s) - \tilde{i}_L(s) - \frac{\tilde{v}_C(s)}{R_N} \quad (67)$$

De la ecuación (66) obtenemos

$$\tilde{i}_L(s) = \tilde{i}_N(s) - \tilde{v}_C(s)\left(Cs + \frac{1}{R_N}\right) \quad (68)$$

Sustituyendo (63) en la ecuación (61) y agrupando términos

$$\tilde{v}_C(s) \left[LCs^2 + \frac{L}{R_N}s + 1 \right] = D\tilde{v}_b(s) + V_b\tilde{d}(s) + Ls \tilde{i}_N(s) \quad (69)$$

Con la ecuación (68) obtenemos las funciones de transferencia resultantes

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{v}_b(s)} = \frac{\frac{D}{LC}}{s^2 + \frac{1}{R_N C}s + \frac{1}{LC}} \quad (70)$$

$$G_d(s) = \frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{V_b}{LC}}{s^2 + \frac{1}{R_N C}s + \frac{1}{LC}} \quad (71)$$

$$G_i(s) = \frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{i}_N(s)} = \frac{\frac{Ls}{LC}}{s^2 + \frac{1}{R_N C}s + \frac{1}{LC}} \quad (72)$$

Hacemos notar que el término $\frac{1}{R_N C}$ del denominador puede hacer que los polos de lazo abierto del sistema estén en el eje imaginario si $R_N \rightarrow \infty$ lo que sucede en la zona plana (bajas tensiones) de la característica i, v . También notamos que podría ser difícil diseñar un único controlador con prestaciones uniformes en cuanto a rapidez de respuesta y márgenes de estabilidad [28],[33].

Por último en la figura 3.30 se muestra el diagrama de bloques del convertidor buck bidireccional en lazo cerrado

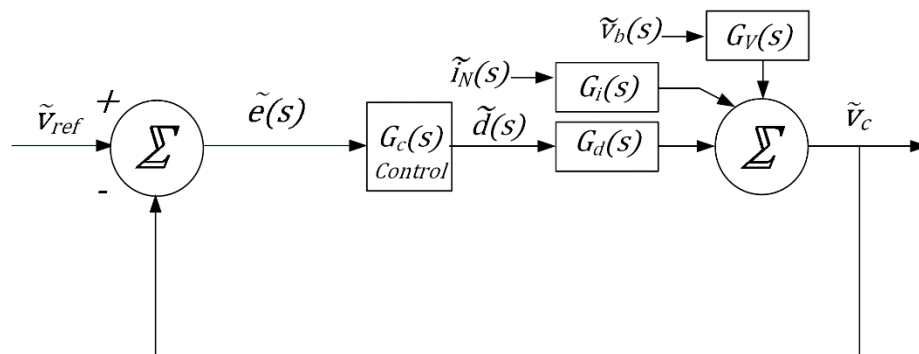


Fig. 3.30. Diagrama de bloques en lazo cerrado del convertidor buck de la Fig. 3.29.

3.5.4 CONVERTIDOR BOOST

Al igual que el convertidor buck ahora analizaremos el convertidor boost. La función principal de este convertidor es obtener una tensión de salida mayor que la tensión de entrada, manteniéndola constante frente a variaciones de tensión de la fuente de alimentación o de la carga mediante una ley de control. En este caso analizaremos el convertidor boost bidireccional con el modelo de Norton del módulo fotovoltaico como lo mostramos en la siguiente figura:

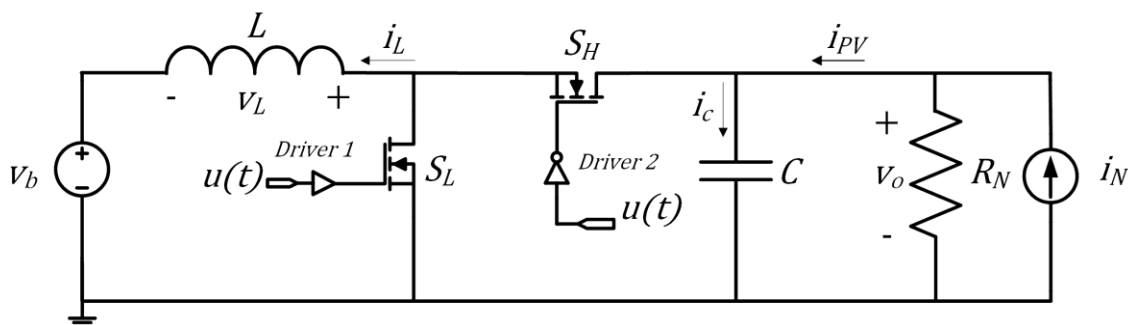


Fig. 3.31. Convertidor conmutado de tipología boost situado entre una batería y un módulo fotovoltaico con el objetivo de regular la tensión del módulo PV (v_c). De forma atípica, se considera un flujo de energía de derecha a izquierda puesto que la energía generada por el módulo PV se almacena en la batería.

Como en el caso del convertidor buck analizado anteriormente y tomándolo como modelo, comenzamos por definir los sentidos de referencia de las variables de estado: la corriente del inductor (i_L) y la tensión del condensador (v_c). Esta última coincide con la tensión aplicada al módulo fotovoltaico. También al igual que el convertidor buck Para simplificar la notación también obviamos la dependencia del tiempo. Como variables auxiliares intermedias consideramos la tensión en el inductor y la corriente del condensador. Recordemos que los valores medios de estas dos variables deben ser cero cuando el sistema esté en régimen estacionario [28],[33].

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}; \quad i_C = C \frac{dv_C}{dt} \quad (73)$$

Del mismo modo que en el convertidor buck, además de las variables de estado, en el circuito intervienen dos fuentes independientes. Una fuente de tensión ideal (v_b) que modela la batería y una fuente de corriente (i_N) que forma parte del circuito equivalente de Norton que modela el panel fotovoltaico. Por último tenemos la señal de activación de los interruptores $u(t)$ que suponemos de frecuencia constante y ciclo de trabajo d . Como en el ejemplo anterior, consideramos que las distintas variables están constituidas por la superposición de un valor medio y una componente de pequeña señal. Realizando un análisis similar el punto de trabajo estacionario es:

$$(I_L, V_C) = \left(\frac{I_N \frac{V_C}{R_N}}{1-D}, \frac{V_b}{(1-D)} \right) = \left(\frac{I_N \frac{V_b}{(1-D)R_N}}{1-D}, \frac{V_b}{(1-D)} \right) \quad (74)$$

Por su parte las funciones de transferencias en pequeña señal son:

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{v}_b(s)} = \frac{\frac{(1-D)}{LC}}{s^2 + \frac{1}{R_N C} s + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (75)$$

$$G_d(s) = \frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{I_L}{C} \frac{s + \frac{(1-D)V_C}{L} \frac{I_L}{I_L}}{s^2 + \frac{1}{R_N C} s + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (76)$$

$$G_i(s) = \frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{i}_N(s)} = \frac{\frac{s}{C}}{s^2 + \frac{1}{R_N C} s + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (77)$$

El cero de la función de transferencia $G_d(s)$ esta en el semiplano izquierdo si $I_L > 0$. Si $I_L < 0$ la función es de fase no mínima.

3.5.5 CONVERTIDOR BUCK – BOOST

El convertidor elevador/reductor o buck- boost tiene la particularidad de poder suministrar un voltaje de salida que sea mayor o menor que el voltaje de entrada, otro factor de importancia de este convertidor es que la polaridad de voltaje de salida es inversa al voltaje de entrada. Una de las principales aplicaciones del convertidor buck-boost es en el uso de las fuentes de CC reguladas, debido a que estas fuentes suministran voltajes de salida más altos o más bajos que el voltaje de entrada.

Para el tercer caso al igual que con el convertidor buck y el convertidor boost siguiendo los mismos criterios ahora analizaremos el convertidor buck-boost bidireccional en con el modelo de Norton como lo mostramos en la siguiente figura:

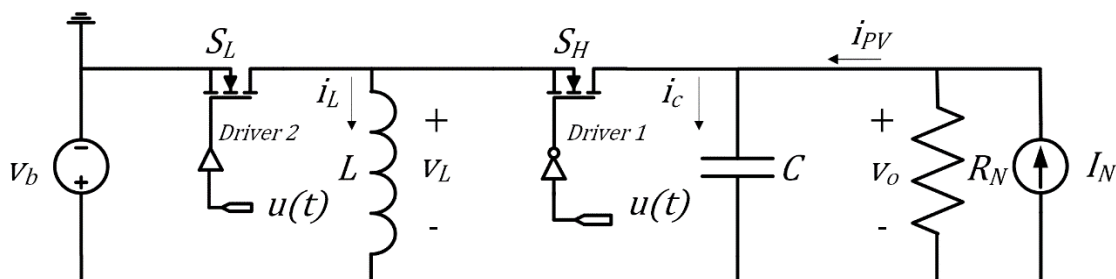


Fig. 3.32. Convertidor conmutado de tipología buck-boost con los mismos criterios que el convertidor buck de la fig. 3.29 y el convertidor boost de la fig. 3.31

Tomando como base el mismo criterio de los análisis previos en el convertidor buck y en convertidor boost mostramos las variables de estado del convertidor buck-boost.

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}; \quad i_C = C \frac{dv_C}{dt} \quad (78)$$

Procediendo de forma análoga a los análisis realizados para los convertidores buck y boost obtenemos las expresiones del punto de trabajo y las funciones de transferencia siguientes:

$$(I_L, V_C) = \left(\frac{I_N - \frac{V_C}{R_N}}{D}, \frac{(1-D)V_b}{D} \right) = \left(\frac{I_N - \frac{(1-D)V_b}{D}}{D}, \frac{(1-D)V_b}{D} \right) \quad (79)$$

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{v}_b(s)} = \frac{\frac{(1-D)}{LC} D s}{s^2 + \frac{1}{R_N C} s + \frac{D^2}{LC}} \quad (80)$$

$$G_d(s) = \frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{V_C + V_b D + \frac{I_L s}{C}}{LC}}{s^2 + \frac{1}{R_N C} s + \frac{D^2}{LC}} \quad (81)$$

$$G_i(s) = \frac{\tilde{v}_C(s)}{\tilde{i}_N(s)} = \frac{\frac{s}{C}}{s^2 + \frac{1}{R_N C} s + \frac{D^2}{LC}} \quad (82)$$

Al igual que el convertidor boost, en el convertidor buck-boost podemos apreciar que la función de transferencia $G_d(s)$ también es de fase no mínima, si $I_L < 0$.

3.6 ESTUDIOS PRELIMINARES SOBRE LAS ESTRUCTURAS BUCK, BOOST Y BUCK-BOOST

De acuerdo a la figura 3.10, el convertidor conmutado debe cumplir con las siguientes etapas de funcionamiento:

- En la primera etapa durante el día, se conecta el módulo fotovoltaico en paralelo con el condensador C_g ubicado a la derecha del convertidor mientras que la batería que almacenará la energía producida por el panel se conectará a la izquierda de nuestro sistema, en este modo de operación la energía fluye de derecha a izquierda, en este punto el convertidor cuenta con un sistema de regulación de la tensión del condensador C_g con el fin de facilitar la utilización de un algoritmo de maximización de la corriente inyectada en la batería. Recordemos que en el análisis de los convertidores que se ha realizado en los apartados inmediatamente anteriores toma como referencia este modo de operación diurno.
- En la segunda etapa durante la noche, se desconecta el módulo fotovoltaico y se conecta la lámpara constituida por diversos diodos electroluminiscentes (LED) conectados en serie. En este modo de operación el convertidor debe extraer la energía previamente almacenada en la batería para suministrarla esta energía a la lámpara LED y la energía fluye de forma más convencional de izquierda a derecha.

Para proporcionar las dos funciones anteriores con un mismo convertidor, éste debe ser bidireccional para poder invertir el sentido del flujo de energía. Con el fin de regular el flujo luminoso producido, deberá regularse la corriente que circula por la lámpara.

Otro punto a considerar son los puntos de máxima potencia producidos por el módulo fotovoltaico, por ejemplo el PV que se considera en esta tesis opera de la siguiente manera. Mientras no existan sombreados parciales el PV opera en un máximo M1 de 85 W a 18 V, en el caso de sombreados parciales existen dos máximos el primero M2 opera a 43 W a 9 V y el segundo M3 a 28 W y 19,5 V. Por lo que si se necesita generar la potencia máxima incluso en condiciones de sombreado parcial, el sistema debe de ser capaz de poder operar tanto en M1 como en M2 y en las tensiones intermedias. Además, si la tensión de la batería se encuentra por debajo de M2 el convertidor debe elevar tensión, si se encuentra por encima de M1 (o de la tensión de circuito abierto) deberá reducir tensión. Por último si la batería se encuentra en un rango intermedio entre los voltajes máximos de alimentación de 9 V y 18 V, el convertidor debe poder aumentar y reducir la tensión si es necesario.

De acuerdo a lo anterior, y a los análisis hechos a las estructuras básicas de los convertidores conmutados buck, boost y buck-boost, en los apartados siguientes se discuten algunas de las particularidades de utilizar dichas estructuras. Las tres estructuras básicas mostradas en las figuras 3.29, 3.31 y 3.32 disponen de un condensador C en paralelo con el circuito equivalente de Norton del módulo fotovoltaico, dicho condensador coincidirá con el condensador C_g de la Fig. 3.10, ($C = C_g$).

3.6.1 CONVERTIDOR BUCK (Fig.3.29)

En el caso del convertidor buck, la tensión de la batería tendría que estar siempre por encima de la máxima tensión del panel (unos 22 V): Supongamos por ejemplo una batería de litio de unos 25,2 V. Para operar en M1 a 18 V el ciclo de trabajo estacionario sería de $D=18/25,2\approx 71\%$. Si la tensión del panel debe cambiarse a 9 V (M2) el ciclo de trabajo sería bastante más pequeño ($D=9/25,2\approx 36\%$). La corriente media del inductor en M1 sería de unos 4,7 A y de unos 4,8 A en M2. El estrés de los interruptores operando según (1) sería $S_{M1} \approx S_{M2} = 26 \times 4,8 \approx 125$ VA.

Al utilizar una batería de 25,2 V se requiere un mayor número de celdas en serie (seis celdas de litio de 4,2 V), lo cual incrementa la complejidad del sistema de gestión de la batería (BMS) encargado, entre otras cosas, de balancear las tensiones de las distintas celdas.

Dado que la corriente por el interruptor S_H es discontinua se requeriría de un filtrado adicional para no inyectar en la batería componentes de alta frecuencia que pudieran dañarla. La colocación de un condensador podría ser suficiente aunque debería de ser de un valor algo superior a C_g . Si se desea utilizar condensadores de valor reducido, se puede insertar un filtro LC (L serie, C paralelo) entre la batería y S_H .

Asumiendo rizados triangulares, puede comprobarse fácilmente que el valor de C_g depende del rizado de tensión deseado, ΔV_C , de la forma $C_g = \frac{\Delta I_L}{8f_s \Delta V_C}$, siendo ΔI_L la amplitud de rizado de corriente en el inductor. Suponiendo que se diseñe el inductor para que en M1 la amplitud del rizado de corriente sea $\Delta I_L = 1$ A, si $f_s = 100$ kHz, $C_g = \frac{10}{8 \Delta V_C}$ μ F. Un rizado de 30 mV requiere de un condensador de unos 42 μ F.

Desde el punto de vista dinámico, la función de transferencia de la expresión (70) no presenta ceros finitos. La dinámica en lazo abierto del sistema no cambia ante la inversión de sentido de la corriente en el modo noche.

3.6.2 CONVERTIDOR BOOST (3.31)

Para utilizar el convertidor boost, la tensión de la batería debería ser inferior a 9 V. El algoritmo de MPPT debería tener en cuenta que parte de la característica $i - v$ del panel no sería alcanzable. Supongamos que se utilice una batería de litio de 4,2 V, el intervalo no alcanzable iría de 0 V a los 4,2 V de la batería. El ciclo de trabajo en M2 sería del $D = 1 - \frac{4,2}{9} \approx 53\%$. En el caso de trabajar a

18 V (M1) la relación de conversión necesaria sería superior a 4 y se requeriría un ciclo de trabajo $D = 1 - \frac{4,2}{18} \approx 77\%$. Con una potencia de 85 W en M1, la corriente media de la batería, que coincide con la del inductor I_L , sería de unos 20,2 A. Además de requerir de una batería capaz de aceptar corrientes de carga de 20 A, la eficiencia de conversión sería baja ya que, en comparación con el convertidor buck, el estrés sería mucho más elevado. Por ejemplo, en el punto de trabajo M1, $S_{M1} = 18 \text{ V} \times 20,2 \text{ A} \approx 364 \text{ VA}$. En el punto de trabajo M2 el estrés sería $S_{M2} = 9 \times 10,2 \approx 92 \text{ VA}$.

El rizado de corriente que debe filtrar el condensador C_g también sería muy elevado. En una primera aproximación en la que se desprecia el rizado de corriente del inductor, $C_g \approx \frac{I_L(1-D)}{2f_s\Delta V_C}$. Para conseguir un rizado de 30 mV en el punto M1, $C_g \approx 780 \mu\text{F}$, casi 20 veces mayor que en el caso de utilizar la estructura buck. Sería conveniente en este caso plantearse la utilización de un filtro de salida adicional, añadiendo una celda LC entre el condensador C_g y el módulo fotovoltaico.

En este caso, al estar la batería en serie con el inductor, no se prevén grandes problemas para filtrar las componentes de alta frecuencia de la corriente inyectada en la batería mediante un condensador en paralelo.

La función de transferencia tensión del módulo PV vs. Ciclo de trabajo (76) presenta un cero en el semiplano derecho en el modo noche causado por la inversión de signo en I_L . Como el sistema es de fase no mínima, en general, el diseño del controlador podría ser algo más complicado que en el caso del convertidor buck, especialmente si se requiere un ancho de banda grande.

Disponer de una batería de 4,2 V podría dificultar la obtención de las tensiones requeridas por los circuitos integrados comerciales (*drivers*) de activación de los MOSFET del circuito que normalmente requieren de tensiones superiores a 5 V y en muchos casos incluso superiores a 9 V.

3.6.3 CONVERTIDOR BUCK-BOOST (Fig. 3.32)

El convertidor buck-boost permitiría trabajar con una batería de tensión intermedia situada entre los dos puntos de trabajo nominales 9 V y 18 V. Por ejemplo, la tensión nominal de la batería sería de 12,6 V con tres celdas de litio de 4,2 V en serie. En principio, la utilización de dicha batería sería algo más sencilla desde el punto de vista del sistema de gestión (BMS) que en el caso de la batería considerada para el convertidor buck. Disponer de una batería de dicha tensión también permitiría utilizarla directamente para alimentar los *drivers* de los MOSFET del circuito. Tampoco sería especialmente complicado obtener, mediante reguladores lineales por ejemplo, las tensiones de alimentación tales como 5 V o 3,3 V más comúnmente utilizadas en los circuitos de control del sistema para alimentar amplificadores operacionales o circuitos integrados como microcontroladores en los que se ejecutarían los algoritmos de MPPT.

Al tener que filtrar las corrientes discontinuas de los MOSFETs S_H y S_L , los condensadores que se conectan en paralelo con el módulo fotovoltaico y con la batería debería ser grandes lo que probablemente también comportaría una dinámica lenta del sistema.

El estrés de la tensión en los interruptores MOSFET también sería alto, puesto que los MOSFET bloquean una tensión media que es la suma de los valores medios de la tensión de la batería y la tensión del módulo PV. La corriente media del inductor también es la suma de los valores medios de la corriente generada en el módulo PV y la inyectada en la batería. Así por ejemplo, trabajando en el MPP M1, la corriente media del módulo PV sería 4,7 A, la de la batería sería de unos 6,7 A y la del inductor de 11,4 A. Por su parte la tensión que bloquean los MOSFET sería de 30,6 V (18 + 12,6). Finalmente el estrés sería $S_{M1} = 30,6 \times 11,4 \approx 349 \text{ VA}$, comparable al de la utilización del convertidor boost y mucho mayor que utilizando el buck. En el punto de trabajo M2, $S_{M2} = (9 + 12,6) \text{ V} \times (3,4 + 4,8) \text{ A} \approx 177 \text{ VA}$.

En el modo nocturno, la función de transferencia (81) también es de fase no mínima ya que al igual que el convertidor boost se cambia el signo de I_L .

3.6.4 CONCLUSIONES FINALES DE LOS ESTUDIOS PRELIMINARES SOBRE LAS ESTRUCTURAS BUCK, BOOST Y BUCK-BOOST

Aunque con las limitaciones comentadas anteriormente, todos los convertidores analizados serían utilizables en la aplicación propuesta (figura 3.10). En principio, todas las estructuras plantean el problema del filtrado de corrientes discontinuas. Desde el punto de vista de la eficiencia y las características dinámicas en ambos modos (día y noche), el convertidor reductor sería el más interesante. En cualquier caso, el convertidor reductor requeriría de un filtro de entrada considerable, de una batería con el mayor número de celdas en serie y, probablemente, del sistema de gestión (BMS) de balanceado de tensiones más complejo.

Como veremos en el capítulo 4 existe un convertidor de dos interruptores y dos conmutadores, que puede ser entendido como la conexión en cascada de un convertidor boost y un convertidor buck. Dicho convertidor denominado convertidor conmutado buck-boost versátil bidireccional [37],[40],[46],[47] reúne características deseables de los tres convertidores elementales, puesto que, salvo por la inversión de signo que no, puede comportarse como cualquiera de ellos. Como en la configuración buck-boost el estrés en los interruptores y las pérdidas de conmutación serían algo mayores, se intenta evitar dicho modo de operación e idealmente, se configura el convertidor versátil para que sea como un convertidor buck con filtro de entrada o como un convertidor boost con filtro de salida. Básicamente se trataría de utilizar una batería de tensión intermedia (12,6 V) y configurar el sistema como un buck para alcanzar el punto M2 o como un boost para operar alrededor de M1. Como veremos la configuración del convertidor como buck o como boost se realiza de forma automática mediante un sistema de transición suave.

Desde el punto de vista del estrés en los MOSFET, en el punto de trabajo M1 (boost) el estrés de los MOSFET conmutando a alta frecuencia sería $S_{M1} = 18 \text{ V} \times 6,9 \text{ A} \approx 124 \text{ VA} < 125 \text{ VA}$. En el punto de trabajo M2 (buck) $S_{M2} = 12,6 \text{ V} \times 4,8 \text{ A} \approx 60,2 \text{ VA} < 92 \text{ VA}$. Como puede verse, ambos estreses se sitúan por debajo de los mejores resultados obtenidos con las hipótesis de trabajo anteriores.

Al tratarse de estructuras con filtros adicionales de entrada o salida, se reducirán los efectos causados por los armónicos de alta frecuencia asociados a las corrientes discontinuas que hemos comentado anteriormente. Asimismo, la estructura presenta características adicionales (acoplo magnético entre inductores y red amortiguamiento) que evitan la presencia de ceros en el semiplano derecho y harán que sea posible diseñar lazos de regulación rápidos de las variables de interés: tensión del módulo PV en modo diurno y corriente de la luminaria LED en modo nocturno.

En cualquier caso antes de presentar dicho convertidor vamos a plantear el control de los tres convertidores elementales anteriores, como punto de partida para el diseño del control del convertidor finalmente seleccionado.

TABLA 3.1 RESUMEN DE ESTRESSES EN VARIOS PUNTOS DE TRABAJO NOMINALES

	Buck $v_b = 25, 2 \text{ V}$	boost $v_b = 4, 2 \text{ V}$	buck-boost $v_b = 12, 6 \text{ V}$	buck $v_b = 12, 6 \text{ V}$	Boost $v_b = 12, 6 \text{ V}$
M1, 18 V, 85 W	119 VA	364 VA	349 VA	-	121 VA
M1, 17 V, 81 W	120 VA	324 VA	330 VA	-	109 VA
M2, 9 V, 43 W	120 VA	92 VA	177 VA	60 VA	-
M2, 8 V, 39 W	122 VA	72 VA	161 VA	61 VA	-

3.7 CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO

El control en modo de deslizamiento es un tipo de control no lineal que se introdujo para controlar los sistemas de estructura variable, sus principales ventajas son proporcionar buena estabilidad, y la adición de robustez al sistema frente a perturbaciones e incertidumbres de parámetros de líneas y cargas. Además es un sistema de control que tiene un alto grado de flexibilidad en sus elecciones de diseño, otra ventaja es que es relativamente fácil de implementar en comparación con otros tipos de controladores no lineales. Tales propiedades lo hacen muy adecuado para aplicaciones de control en sistemas no lineales. Los convertidores conmutados pueden ser descritos como sistemas de estructura variable, ya que la topología efectiva de la etapa de potencia se modifica en función de los interruptores, de aquí que el control en modo de deslizamiento aparezca como una opción para el control estos circuitos [42].

La principal ventaja del control en modo de deslizamiento es la baja sensibilidad a las variaciones y perturbaciones de los parámetros de la planta, lo que elimina la necesidad de un modelado exacto.

El control de modo deslizante permite el desacoplamiento del movimiento general del sistema en componentes parciales independientes de menor dimensión y, como resultado, reduce la complejidad del diseño de realimentación [43].

El control en modo de deslizamiento utilizado en sistemas de estructura variable fue introducido en los años 50 en la antigua Unión Soviética por el científico Emelyanov [20],[43],[44].

El control en modo deslizante tradicional de acuerdo con V.I Utkin, se define como la aplicación de una señal de control que conmuta a alta frecuencia y el estado del sistema se lleva a un campo escalar $S(x)$, denominada superficie de deslizamiento [20], [43],[44].

El diseño de esta estrategia de control se realiza en dos pasos: inicialmente, se escoge una superficie de conmutación que provea asintóticamente la dinámica deseada en régimen deslizante y, posteriormente, se diseña el circuito de control para lograrla [44].

El sistema considerado en la Fig. 3.10 contiene un generador fotovoltaico de característica $i - v$ no lineal que está sometido a cambios de irradiación y temperatura. Normalmente estos cambios son lentos, pero en sistemas móviles (vehículos) o sometidos a sombras de variación rápida los algoritmos de búsqueda del punto de máxima potencia (MPPT) convencionales del tipo P&O (perturbar y observar) pueden resultar algo lentos cuando se combinan con convertidores convencionales como el buck-boost. La elección de un convertidor y del sistema de control capaz de seguir referencias de tensión muy rápidas mejoraría la extracción de energía. En esta tesis, vamos a suponer que el algoritmo MPPT proporciona las referencias de tensión de un lazo o lazos de control rápidos. Dicho lazo o lazos regularán la tensión del módulo fotovoltaico y serán diseñados mediante la técnica de control en modo de deslizamiento. Dado que los lazos de control rápidos diseñados mediante la teoría del control en modo de deslizamiento proporcionan unas buenas prestaciones dinámicas, queremos analizar la combinación del control deslizante y del convertidor o convertidores finalmente seleccionados de entre los considerados que sea capaz de responder también rápidamente a la respuesta y características del sistema propuesto.

3.7.1 SISTEMAS DE ESTRUCTURA VARIABLE EN MODO DE DESLIZAMIENTO

En [20] se define a un sistema de estructura variable como aquel que puede adoptar diversas estructuras de entre un conjunto de subsistemas continuos y dispone de una lógica de conmutación adecuada que determina las transiciones entre estructuras. Como hemos mencionado en párrafos anteriores, los convertidores conmutados que estamos considerando son sistemas no lineales de estructura variable en los que hay transiciones entre dos (CCM) o tres (DCM) topologías lineales diferentes según el valor de la entrada de control. También en [20] se comenta que una propiedad interesante de los sistemas de estructura variable es la posible existencia de modos deslizantes en las superficies de discontinuidad de la estructura. En [20] se menciona que si la trayectoria del sistema alcanza las proximidades de una región en la que exista un modo deslizante, el movimiento ya no se alejara de la región, excepto posiblemente a través de las fronteras de la región de deslizamiento.

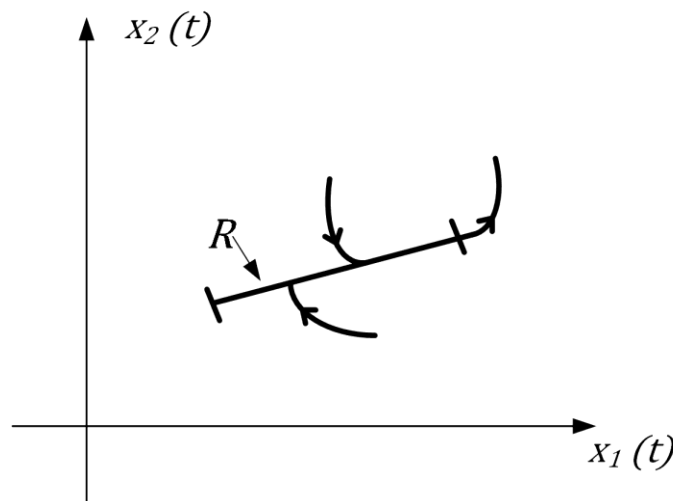


Fig. 3.33. Trayectorias en el plano de fase de un sistema de estructura variable de segundo orden [20]

De acuerdo a la figura 3.33, a R se le conoce como región de deslizamiento. En el momento que la trayectoria se mueve sobre la región R , el sistema se encuentra en modo de deslizamiento. En el momento que un sistema está en modo de deslizamiento, este sistema puede tener diferentes comportamientos dinámicos, como por ejemplo tiende hacia un punto de equilibrio fijo de la región deslizante R , o tiende a seguir una trayectoria de extensión creciente, obteniendo como resultado abandonar la región de deslizamiento. Por esta razón la superficie de deslizamiento con la que se trabaje debe de ser escogida correctamente para que el sistema siempre se mantenga en modo de deslizamiento y no tienda a salir de la región [27],[43],[44].

3.7.2 SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN

En [45] se menciona que el principal objetivo para la regulación de los convertidores conmutados continua-continua utilizando el control en modo de deslizamiento, es obligar al sistema a alcanzar una determinada superficie $S(x)$ al a que se le conoce como superficie de conmutación o deslizamiento y que se define en el espacio de estado.

Indicaremos a la superficie $S(x)$ como superficie de conmutación, definida en el espacio creado por el estado x . Comúnmente $S(x)$ puede ser cualquier función de estado de x tal que el error de regulación o seguimiento se haga cero en régimen permanente. Existen diferentes maneras de definir una superficie de deslizamiento, una de las formas más utilizada de acuerdo a la literatura está dada por la expresión $S(x)$ que se muestra a continuación [45].

$$S(x) = x_i - K = 0 \quad (83)$$

Donde x_i es una de las variables de estado del sistema y K es una constante de tipo real. Ahora en régimen permanente $x_i = K$.

De acuerdo [45] para elegir una superficie como la de la ecuación (83) donde se pretende forzar que una de las variables de estado tome un valor designado constante K . Esta es una técnica fundamentada sobre todo en especificaciones temporales en gran señal, que puede complementarse con otras técnicas clásicas que requieren principalmente consideraciones frecuenciales en pequeña señal. Cuando estudiamos ciertos sistemas, y en estos sistemas las posibilidades que proporciona una superficie de deslizamiento de una única variable son reducidas por lo que hay que tener en consideración expresiones más complejas en las que llegan a aparecer todas las variables de estado e incluso algunas de sus derivadas o integrales, con el fin de tener un mejor control de nuestro sistema. De aquí que la elección de una adecuada superficie de conmutación depende del conocimiento amplio del sistema que nosotros deseamos controlar.

3.7.3 CONVERTIDORES CONMUTADOS UTILIZANDO CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO

Los convertidores presentados anteriormente, son convertidores que pueden tener una sola entrada de control, y estos pueden ser lineales con respecto a ese control, pudiéndose explicar de una forma similar de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ x &\in \mathfrak{R}^n \quad u \in \mathfrak{R} \end{aligned} \tag{84}$$

Donde las funciones f y g son campos vectoriales suaves con $g(x) \neq 0$ para todo x . Se acepta que el estado x es medible y que se puede definir el campo escalar $s(x)$. La señal de control u no es continua y puede tomar los valores de $u^- = 0$ y $u^+ = 1$. Estos puntos de no continuidad son los que corresponden con los cambios de la estructura del convertidor. Por esta razón los convertidores conmutados son sistemas de estructura variable.

3.7.4 CONTROL EN MODO DESLIZANTE

De acuerdo a la siguiente ley de control o lógica de conmutación

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{para } S(x) > 0 \\ u^- & \text{para } S(x) < 0 \end{cases} \tag{85}$$

Donde cómo podemos apreciar la función $S(x)$ se le llama función de conmutación la cual define la siguiente superficie de dimensión $n - 1$

$$S = \{ x \in \mathfrak{R}^n : s(x) = 0 \} \tag{86}$$

En la expresión anterior a la superficie S se le llama superficie de discontinuidad o superficie de conmutación.

Ahora para que los convertidores conmutados, se encuentren en modo de control deslizante se tiene que usar la ley de control o lógica de conmutación explicada en el párrafo anterior, además existe una región R donde hay un modo deslizante [20],[27], [43],[44],[45].

3.7.5 EXISTENCIA DE MODO DESLIZANTE

Para la existencia en modo de deslizamiento debe de cumplir con la siguiente condición: En las proximidades de los puntos de la región de deslizamiento R la función de conmutación $s(x)$ y su derivada temporal, tienen que tener signos de operación contrarios, esto con el fin de que siempre las trayectorias tiendan hacia S . [20],[45]

Estas condiciones de operación se pueden expresar de manera matemática de la siguiente manera:

$$\frac{ds(x)}{dt} < 0 \text{ cuando } s(x) > 0 \text{ y } \frac{ds(x)}{dt} > 0 \text{ cuando } s(x) < 0 \quad (87)$$

$$s(x) \frac{ds(x)}{dt} < 0 \quad (88)$$

El conjunto de los puntos de S para los cuales se cumpla la condición anterior será una región de deslizamiento, de esta forma el sistema se encuentra en modo deslizante y sobre la superficie S un ejemplo lo tenemos en la siguiente figura 3.34 donde se utiliza la banda de histéresis. [20], [27], [43],[44], [45]

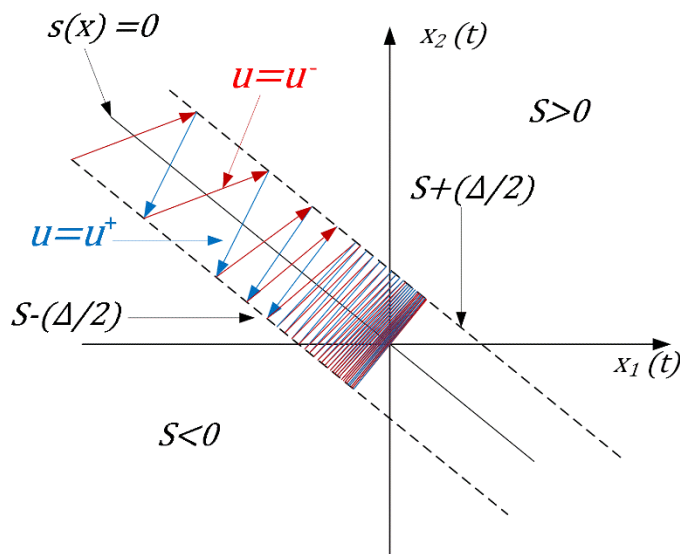


Fig. 3.34. Banda de histéresis en modo de deslizamiento
 (Figura reproducida del Capítulo I para comodidad del lector)

Normalmente $u \in \{0, 1\}$ pero es necesario determinar si $(u^- = 0, u^+ = 1)$ o bien $(u^- = 1, u^+ = 0)$

3.7.6 BANDA DE HISTÉRESIS

El modulador basado en comparadores con histéresis es un método de amplia utilización en la electrónica de potencia, para implementar el control en modo de deslizamiento, debido a que establece una solución rápida y sencilla, con características dinámicas precisas.

Cabe mencionar que la teoría de control en modo de deslizamiento supone idealmente que la frecuencia de conmutación es infinita, lo que plantea problemas prácticos debido a las limitaciones físicas de dispositivos semiconductores reales. La función de un regulador de histéresis convencional en los convertidores conmutados es limitar en la práctica la frecuencia de conmutación haciendo que la combinación de variables que constituye la superficie S evolucione siempre dentro de la banda de histéresis, para lo cual se definen unos valores límite máximo y mínimo. En general, el principal problema consiste en determinar cuál de los dos valores discretos debe asignarse a la entrada de control para que la trayectoria del sistema se dirija hacia la superficie

Un aspecto importante que mencionar es el grado relativo n que se define como el mínimo número de veces que hay que derivar la salida para que en dicha derivada aparezca explícitamente la entrada.

$$\min(n): \frac{\partial}{\partial u} \left(\frac{d^n s}{dt^n} \right) \neq 0 \quad (89)$$

En sistemas lineales con entrada u y salida s , el grado relativo es la diferencia de grados entre los polinomios del denominador y el numerador de la función de transferencia en el dominio de Laplace.

El grado relativo es equivalente a la condición de transversalidad que definiremos más adelante. En los convertidores conmutados consideraremos que el grado relativo debe ser uno de forma que en alta frecuencia, si $n = 1$, el sistema se comporta como un integrador con signo positivo o negativo. El establecimiento de un lazo de realimentación en el que se inserta un comparador con histéresis con el signo adecuado permite que el sistema alcance una situación de equilibrio periódico estable en la que se generan una señal de control rectangular y una señal, la superficie, con rizado triangular, como lo muestra la siguiente figura:

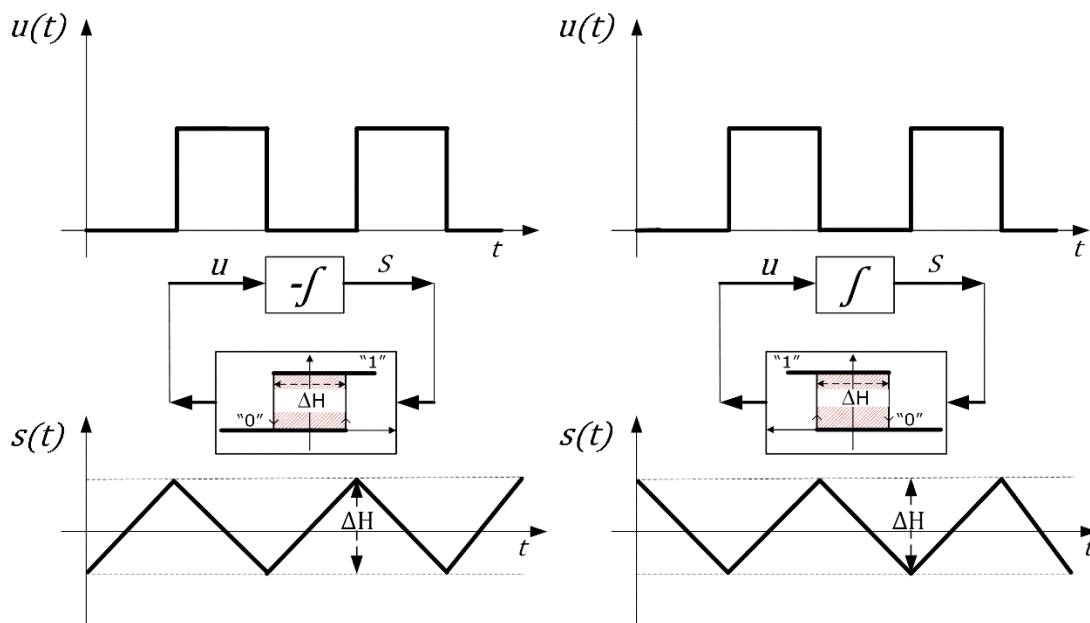


Fig. 3.35. El sistema en lazo cerrado converge a un ciclo límite en el que se comporta como un oscilador de onda cuadrada-triangular

En nuestro caso la banda de histéresis o anchura de histéresis nos permite ajustar la frecuencia nominal de conmutación. En el capítulo 4 se explicará una de las posibles formas de implementar los comparadores con histéresis [20],[27], [43],[44],[45].

3.8 APLICACIÓN DEL CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO

En los siguientes apartados mostraremos una forma de aplicar el control en modo de deslizamiento, para después explicar el método que en nuestra investigación utilizamos, con el fin de explicar las ventajas que ofrece nuestro sistema.

3.8.1 CONTROL EQUIVALENTE u_{eq}

El control equivalente es una ley de control que lleva al sistema a deslizarse sobre la superficie en forma ideal, es decir mantiene al sistema en la superficie de deslizamiento, obligando a que el movimiento del sistema sea tangente a la superficie de deslizamiento.

Esta técnica mantiene al sistema en la superficie de deslizamiento, por lo que impone que el movimiento del sistema sea tangencial al de la superficie, es decir el control equivalente impone que el valor promedio u_{eq} de la variable de control u debe de estar restringido dentro del rango de operación de esa variable de control.

$$\frac{ds}{dt} = 0 \rightarrow 0 < u_{eq} < 1 \quad (90)$$

Tanto la superficie de conmutación como el control equivalente se aplicarán en el análisis del convertidor Boost o elevador con control en modo de deslizamiento para que exista una mejor comprensión del método utilizado [20],[27],[40],[43],[44],[45].

3.8.2 CONDICIÓN DE TRANSVERSALIDAD

Para que el control equivalente este definido, debe cumplirse la condición de transversalidad lo que significa que la ecuación (91) debe de ser diferente de 0. Es decir, debe de aparecer de forma explícita en la expresión de la derivada de la superficie. El grado relativo debe de ser uno, como se explicó en el apartado 3.9.6 banda de histéresis, la condición de transversalidad garantiza que la variable manipulada u está presente en la derivada de la función de conmutación que es necesaria para modificar la dinámica del sistema.

$$\frac{\partial}{\partial u} \left(\frac{ds}{dt} \right) \neq 0 \quad (91)$$

3.8.3 ECUACIONES DE LA DINÁMICA DE DESLIZAMIENTO IDEAL

Cuando existe una región de deslizamiento se puede utilizar el control equivalente para encontrar las ecuaciones que describen la dinámica de deslizamiento ideal. Para poder realizar este paso necesitamos sustituir el control equivalente en las ecuaciones del sistema original (84) y asignar las condiciones iniciales sobre a región de deslizamiento.

Cuando la dinámica del sistema es capaz de alcanzar la superficie de deslizamiento, esta quedara atrapada alrededor de ella [20],[27],[40], [43],[44],[45].

3.8.4 PUNTO DE EQUILIBRIO

Si la superficie de conmutación contiene un punto de equilibrio del sistema (84) para un valor del control entre cero y uno y si este cumple con la condición de transversalidad entonces, escogiendo de manera correcta el signo de la función de conmutación, se puede crear una región de deslizamiento alrededor de ese punto. Por consiguiente este también será un punto de equilibrio de la dinámica de deslizamiento ideal [20] [45].

El punto de equilibrio en estado estacionario del sistema es igual x^* , y éste se calculará haciendo nulas las derivadas de las variables de estado, por ejemplo:

$$L \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (92)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = 0 \quad (93)$$

3.9 ANALISIS DE LOS CONVERTIDORES CONMUTADOS BUCK, BOOST Y BUCK-BOOST CON DIFERENTES SUPERFICIES DE DESLIZAMIENTO.

En los siguientes apartados presentaremos el análisis matemático de los convertidores presentados en el apartado anterior, el convertidor buck de la figura 3.29, el convertidor boost de la figura 3.31 y el convertidor buck –boost de la figura 3.32. Este análisis se realizará con diferentes superficies de deslizamiento, y con el cambio de los interruptores por fuentes controladas. Este análisis se realiza con el objetivo de ver el comportamiento de estas estructuras y ver si alguna de ellas reúne las características de operación que se requieren de la figura 3.10, y comparar con la estructura que se plantea en esta tesis que veremos en el capítulo 4.

3.9.1 EJEMPLO DE ANÁLISIS DEL CONVERTIDOR BOOST O ELEVADOR APLICANDO EL CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO CON SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN $s(x) = v_C - v_{REF} = 0$ PARA MODO DIURNO CON CONTROL DIRECTO DE v_C

El modelo del convertidor que analizaremos es el que se muestra en la siguiente figura

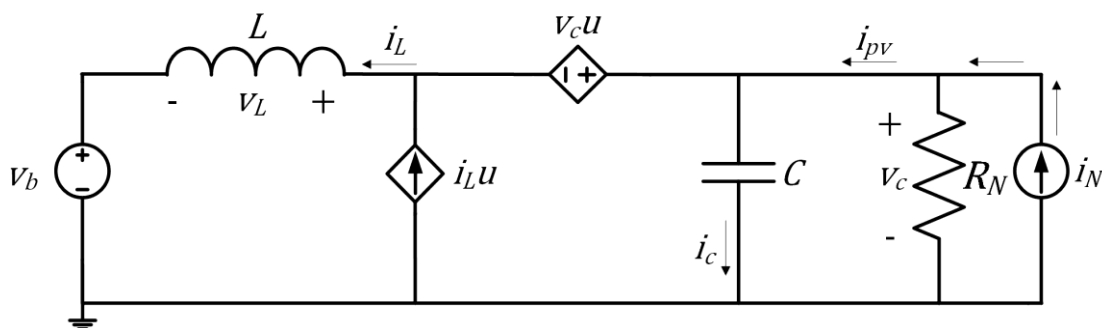


Fig. 3.36. Modelo del convertidor conmutado de tipología boost situado entre una batería y un módulo fotovoltaico mostrado anteriormente en la figura. 3.31. En el modelo se han sustituido los interruptores por fuentes controladas.

De acuerdo a la figura 3.36 a continuación presentaremos el análisis matemático con la superficie de conmutación $s(x) = v_C - v_{ref}$ con la que se pretende regular el control de la tensión del módulo fotovoltaico, con el fin de determinar la estabilidad del sistema y saber cómo responde a las características que se requieren de acuerdo a la figura 3.10

A partir del modelo del convertidor boost de la figura 3.36 podemos escribir las siguientes ecuaciones de estado

$$L \frac{di_L}{dt} = v_C(1 - u) - v_b \quad (94)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_N - \frac{v_C}{R_N} - i_L(1 - u) \quad (95)$$

En las que se ha supuesto que la tensión de la batería es constante. En la práctica, la tensión de la batería se incrementa conforme se va cargando, pero lo hace muy lentamente en comparación con la dinámica del convertidor.

Como hemos comentado la función de conmutación es:

$$s(x) = v_C - v_{REF} \quad (96)$$

La superficie de conmutación correspondiente será:

$$S = \{x: s(x) = v_C - v_{REF} = 0\} \quad (97)$$

La región de deslizamiento queda definida de la forma

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \frac{ds}{dt} > 0, \quad \lim_{s \rightarrow 0^+} \frac{ds}{dt} < 0$$

$$\lim_{v_C \rightarrow v_{REF}^-} \frac{dv_C}{dt} > \frac{dv_{REF}}{dt}, \quad \lim_{v_C \rightarrow v_{REF}^+} \frac{dv_C}{dt} < \frac{dv_{REF}}{dt} \quad (98)$$

Es decir, cuando la tensión del condensador es ligeramente inferior a la referencia la pendiente de la tensión del condensador debe ser mayor que la pendiente de la referencia. Si, por ejemplo, ambas pendientes fuesen positivas, la tensión del condensador debería crecer más rápido que la referencia para poder alcanzarla. Cuando la tensión es ligeramente superior, se invierte la desigualdad.

A continuación evaluaremos la condición de transversalidad (91), para la cual primero obtenemos la derivada de la función de conmutación.

$$\frac{ds}{dt} = \frac{dv_C}{dt} - \frac{dv_{REF}}{dt} \quad (99)$$

Posteriormente, substituyendo (95) en (99) obtenemos

$$\frac{ds}{dt} = \frac{1}{C} \left[i_N - \frac{v_C}{R_N} - i_L(1 - u) \right] - \frac{dv_{REF}}{dt} \quad (100)$$

De la expresión anterior obtenemos

$$\frac{\partial}{\partial u} \frac{ds}{dt} = \frac{i_L}{C} \neq 0 \quad (101)$$

Comprobando por tanto que se cumple la condición de transversalidad. En el modo diurno considerado además se configura el circuito de forma que $\frac{i_L}{C} > 0$.

Para la obtención del control equivalente substituiremos $u = u_{eq}$ en (96) e impondremos que $\frac{ds}{dt} = 0$. A partir de (100) podemos escribir

$$\frac{ds}{dt} = \frac{i_N}{C} - \frac{v_C}{CR_N} - \frac{i_L}{C} + \frac{i_L u_{eq}}{C} - \frac{dv_{REF}}{dt} = 0$$

Manipulando la expresión anterior obtenemos

$$u_{eq} = 1 - \frac{i_N}{i_L} + \frac{v_C}{i_L R_N} + \frac{C}{i_L} \frac{dv_{REF}}{dt} \quad (102)$$

Recordemos que existirá deslizamiento si

$$0 < u_{eq} = 1 - \frac{i_N}{i_L} + \frac{v_C}{i_L R_N} + \frac{C}{i_L} \frac{dv_{REF}}{dt} < 1 \quad (103)$$

Por tanto, si $i_L > 0$ y como $i_{pv} = i_N + \frac{v_C}{R_N}$ deberá cumplirse

$$0 < i_L - i_N + \frac{v_C}{R_N} + C \frac{dv_{REF}}{dt} < i_L$$

$$i_{pv} - i_L < C \frac{dv_{REF}}{dt} < i_{pv} \quad (104)$$

que son las restricciones respecto a la máxima derivada de la tensión de referencia que el sistema es capaz de seguir.

Para obtener la dinámica de deslizamiento ideal consideraremos que la dinámica permanece en la superficie, por tanto $s(x) = 0 \rightarrow v_C = v_{REF}$ y $\left. \frac{ds}{dt} \right|_{u=u_{eq}} = 0$. Substituyendo $v_C = v_{REF}$ y $u = u_{eq}$ en (100) obtenemos

$$L \frac{di_L}{dt} = \frac{v_{REF} i_N}{i_L} + \frac{v_{REF}^2}{i_L R_N} + C \frac{v_{REF}}{i_L} \frac{dv_{REF}}{dt} - V_b \quad (105)$$

Recordemos además que

$$C \frac{dv_C}{dt} = C \frac{dv_{REF}}{dt} \quad (106)$$

Para obtener el punto de equilibrio estacionario, consideraremos que las derivadas anteriores se anularán, $\frac{di_L}{dt} = 0$, $\frac{dv_{REF}}{dt} = 0$. También supondremos que las distintas variables están constituidas por un término estacionario (valor medio supuesto constante) superpuesto a un término de pequeña señal de la forma $v_C = v_{REF} = V_{REF} + \hat{v}_{REF}$; $v_b = V_b + \hat{v}_b$; $i_N = I_N + \hat{i}_N$; $i_L = I_L + \hat{i}_L$ pero que dichos términos de pequeña señal también serán nulos.

Operando, tenemos que el punto de equilibrio es $EQ = (I_L, V_{REF})$, donde

$$I_L = \frac{V_{REF}}{V_b} \left(I_N - \frac{V_{REF}}{R_N} \right) = \frac{V_{REF}}{V_b} I_{pv} \quad (107)$$

Siendo $I_{pv} = I_N - \frac{V_{REF}}{R_N}$ es el valor medio de la corriente proporcionada por el módulo fotovoltaico.

Reescribiendo la expresión anterior confirmamos que el sistema es POPI (power input=power output) ya que

$$(Potencia\ de\ salida) V_b I_L = V_{REF} I_{pv} \quad (Potencia\ de\ entrada) \quad (108)$$

La expresión del control equivalente (102) evaluada en el punto de trabajo estacionario EQ anterior es

$$U_{eq} = 1 - \frac{1}{I_L} \left(I_N - \frac{V_{REF}}{R_N} \right) = 1 - \frac{V_b}{V_{REF}} \quad (109)$$

Como era de esperar, la expresión en régimen estacionario del control equivalente en el punto de trabajo coincide con el ciclo de trabajo del convertidor elevador en lazo abierto, ya que de la expresión (74) podemos deducir que $D = 1 - \frac{V_b}{V_C}$.

Para comprobar la estabilidad del punto de equilibrio anterior linealizaremos la expresión (101) a su alrededor, suponiendo inicialmente que la referencia de tensión y su derivada son independientes.

$$L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = f \left(\hat{v}_c; \hat{v}_b; \hat{i}_N; \hat{i}_L; \hat{v}_{REF}; \frac{d\hat{v}_{REF}}{dt} \right)$$

$$L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = - \frac{V_{REF} I_N}{I_L^2} \hat{i}_L + \frac{V_{REF}^2}{R_N I_L^2} \hat{i}_L - \hat{v}_b + \frac{V_{REF}}{I_L} \hat{i}_N + \frac{I_N}{I_L} \hat{v}_{REF} - \frac{2V_{REF}}{R_N I_L} \hat{v}_{REF} - \frac{CV_{REF}}{I_L} \frac{d\hat{v}_{REF}}{dt} \quad (110)$$

$$L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = - \frac{V_{REF}}{I_L^2} \left(I_N + \frac{V_{REF}}{R_N} \right) \hat{i}_L - \hat{v}_b + \frac{V_{REF}}{I_L} \hat{i}_N + \left(\frac{I_N}{I_L} - \frac{2V_{REF}}{R_N I_L} \right) \hat{v}_{REF} - C \frac{V_{REF}}{I_L} \frac{d\hat{v}_{REF}}{dt} \quad (111)$$

En el dominio de Laplace

$$LS \hat{I}_L(s) = - \left[V_{REF} I_N + \frac{V_{REF}^2}{R_N} \right] \frac{\hat{I}_L(s)}{I_L^2} - \hat{V}_b(s) + \frac{V_{REF}}{I_L} \hat{I}_N(s) + \left[\frac{I_N}{I_L} - \frac{2V_{REF}}{R_N I_L} \right] \hat{V}_{REF}(s) - \frac{V_{REF}}{I_L} CS \hat{V}_{REF}(s) \quad (112)$$

Despejamos $\hat{I}_L(s)$ y factorizamos obteniendo:

$$\left(LS + \frac{V_{REF}}{I_L^2} \left(I_N - \frac{V_{REF}}{R_N} \right) \right) \hat{I}_L(s) = \left(LS + \frac{V_{REF} I_{pv}}{I_L^2} \right) \hat{I}_L(s) = -\hat{V}_b(s) + \frac{V_{REF}}{I_L} \hat{I}_N(s) + \left(\frac{I_N}{I_L} - \frac{2V_{REF}}{R_N I_L} - \frac{V_{REF}}{I_L} CS \right) \hat{V}_{REF}(s) \quad (113)$$

El sistema será estable si el polo está en el semiplano izquierdo. Teniendo en cuenta la ecuación (108) debe cumplirse

$$\frac{V_{REF}I_{pv}}{LI_L^2} = \frac{V_b}{LI_L} > 0 \quad (114)$$

Lo que se cumplirá siempre puesto que por construcción diseñaremos el sistema real de forma que la referencia de tensión del módulo fotovoltaico sea positiva y éste trabaje en el primer cuadrante: $V_{REF} > 0$ y $I_{pv} > 0$. La función de transferencia en lazo cerrado más significativa será

$$\frac{\hat{I}_L(s)}{\hat{V}_{REF}(s)} = -\frac{CV_{REF}}{LI_L} \frac{\left(s + \frac{2V_{REF}}{R_N C} - \frac{I_N}{C}\right)}{s + \frac{V_{REF}I_{pv}}{LI_L^2}} = -\frac{CV_{REF}}{LI_L} \frac{\left(s + \frac{I_N - 2I_{pv}}{C}\right)}{s + \frac{V_b}{LI_L}} \quad (115)$$

que presentará un cero en el semiplano derecho en la zona plana de la característica en la que $I_N \approx I_{pv}$. La existencia de un cero que cambia de semiplano cuando $I_N = 2I_{pv}$, en las proximidades del punto de máxima potencia, puede representar un serio inconveniente a la hora de diseñar el lazo de maximización de la corriente inyectada en la batería.

El análisis realizado sirve también para estudiar el funcionamiento en el modo nocturno. Podemos modelar los LED con una forma Thevenin como se muestra en la figura siguiente:

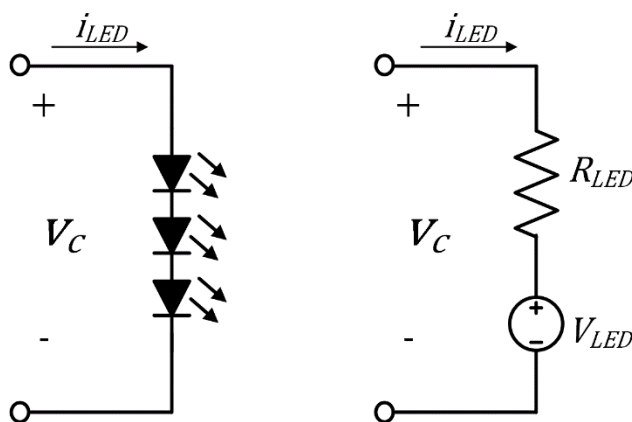


Fig. 3.37. Modelado lineal de LEDs en conducción en forma Thevenin.

El circuito equivalente de Thevenin que modela los LED encendidos equivale a el circuito equivalente de Norton que veníamos utilizando hasta el momento si consideramos los cambios de variable $R_N = R_{LED}$; $i_N = \frac{-v_{LED}}{R_{LED}}$; $I_N = \frac{-V_{LED}}{R_{LED}}$. En este caso, como $i_{LED} = -i_{pv}$ vemos claramente que la función de transferencia (115) sería inestable y el control de la tensión del condensador requeriría de un lazo adicional de corriente para estabilizarlo. Afortunadamente en este caso, tras los cambios de variable podemos ver que el cero de la función de transferencia corresponde a la raíz del polinomio $s + \frac{2V_{REF} + V_{LED}}{C}$ que siempre se sitúa en el semiplano izquierdo.

3.9.2 EJEMPLO DE ANÁLISIS EN EL CONVERTIDOR BOOST O ELEVADOR CON CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO CON SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN $s(x) = i_L - i_{REF} = 0$

Si en lugar de plantear el control de la tensión del módulo fotovoltaico nos planteamos directamente el control de la corriente inyectada en la batería, podríamos repetir el análisis anterior pero con la función de conmutación:

$$s(x) = i_L - i_{REF} \quad (116)$$

La superficie de conmutación será

$$S = \{x: s(x) = i_L - i_{REF} = 0\} \quad (117)$$

y de forma análoga al caso del apartado anterior deberá cumplirse que

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \frac{ds}{dt} > 0, \quad \lim_{s \rightarrow 0^+} \frac{ds}{dt} < 0$$

$$\lim_{i_L \rightarrow i_{REF}^-} \frac{di_L}{dt} > \frac{di_{REF}}{dt}, \quad \lim_{i_L \rightarrow i_{REF}^+} \frac{di_L}{dt} < \frac{di_{REF}}{dt} \quad (118)$$

Para evaluar la condición de transversalidad obtenemos

$$\frac{ds}{dt} = \frac{di_L}{dt} - \frac{di_{REF}}{dt} = \frac{1}{L} [v_C(1-u) - V_b] - \frac{di_{REF}}{dt} \quad (119)$$

Lo que conduce a

$$\frac{\partial}{\partial u} \frac{ds}{dt} = -\frac{v_C}{L} \neq 0 \quad (120)$$

En nuestro caso suponemos que por diseño $-\frac{v_C}{L} < 0$, lo cual deberá tenerse en cuenta al configurar el comparador con histéresis en el caso de que se opte por dicha implementación (ver figura 3.35).

La expresión del control equivalente en este caso es

$$u_{eq} = 1 - \frac{V_b}{v_C} - \frac{L}{v_C} \frac{di_{REF}}{dt} \quad (121)$$

Para que exista deslizamiento

$$0 < 1 - \frac{V_b}{v_C} - \frac{L}{v_C} \frac{di_{REF}}{dt} < 1 \quad (122)$$

y

$$\frac{v_C - V_b}{L} > \frac{di_{REF}}{dt} > \frac{-V_b}{L} \quad (123)$$

En la dinámica de deslizamiento ideal ($s=0$) $i_L = i_{REF}$, $\frac{ds}{dt} = 0$ y $u = u_{eq}$, por tanto

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{di_{REF}}{dt} \\ C \frac{dv_C}{dt} &= i_N - \frac{v_C}{R_N} - i_L(1 - u_{eq}) \\ C \frac{dv_C}{dt} &= i_N - \frac{v_C}{R_N} - \frac{i_{REF}}{v_C} \left(v_b + L \frac{di_{REF}}{dt} \right) \end{aligned} \quad (124)$$

Nuevamente considerando a las variables del sistema como la superposición de los términos de régimen estacionario y de pequeña señal, $v_C = V_C + \hat{v}_C$; $v_b = V_b + \hat{v}_b$; $i_N = I_N + \hat{i}_N$; $i_L = I_L + \hat{i}_L$; $i_{REF} = I_{REF} + \hat{i}_{REF}$, podemos escribir la dinámica de la tensión del condensador de la forma:

$$C \frac{d(V_C + \hat{v}_C)}{dt} = I_N + \hat{i}_N - \frac{V_C + \hat{v}_C}{R_N} - \frac{I_{REF} + \hat{i}_{REF}}{V_C + \hat{v}_C} \left(V_b + \hat{v}_b + \frac{Ld(I_{REF} + \hat{i}_{REF})}{dt} \right)$$

En equilibrio, los términos de pequeña señal serán cero y suponiendo que los términos estacionarios son constantes (de derivada nula), podemos escribir

$$0 = I_N - \frac{V_C}{R_N} - \frac{I_{REF} V_b}{V_C} \rightarrow \frac{V_C^2}{R_N} + I_{REF} V_b = V_C I_N \quad (POPI) \quad (125)$$

$$\frac{V_C^2}{R_N} - V_C I_N + I_{REF} V_b = 0 \quad (126)$$

que es una ecuación cuadrática de soluciones

$$V_C = \frac{R_N I_N \pm \sqrt{(R_N I_N)^2 - 4(R_N I_{REF} V_b)}}{2} \quad (127)$$

Dado que $V_C > V_b > 0$, la solución que tiene sentido es

$$V_C = \frac{R_N I_N + \sqrt{(R_N I_N)^2 - 4(R_N I_{REF} V_b)}}{2} \quad (128)$$

Ya que si fijamos el caso extremo en que consideramos $I_{REF} = 0$,

$$V_C = R_N I_N \quad (129)$$

Nuevamente, como cabía esperar, el control equivalente en régimen estacionario evaluado en las coordenadas del punto de equilibrio, expresado en función de las tensiones, será

$$U_{eq} = 1 - \frac{V_b}{V_C} \quad (130)$$

Como en el ejemplo del apartado anterior podemos linealizar la ecuación de la dinámica del condensador alrededor del punto de equilibrio para posteriormente obtener las funciones de transferencia en pequeña señal en el dominio de Laplace que sean de interés. Como anteriormente supondremos inicialmente que la referencia y su derivada son independientes.

La dinámica ideal de deslizamiento linealizada es

$$C \frac{d\hat{v}_C}{dt} = \hat{i}_N - \frac{\hat{v}_C}{R_N} - \frac{I_{REF}V_b}{V_C^2} \hat{v}_C - \frac{V_b}{V_C} \hat{i}_{REF} - \frac{I_{REF}}{V_C} \hat{v}_b - \frac{I_{REF}}{V_C} L \frac{d\hat{i}_{REF}}{dt} \quad (131)$$

En el dominio de Laplace tenemos que

$$\left(CS + \frac{1}{R_N} - \frac{I_{REF}V_b}{V_C^2} \right) \hat{V}_C(S) = \hat{I}_N(S) - \frac{I_{REF}}{V_C} \hat{V}_b(S) + \left(\frac{I_{REF}}{V_C} LS - \frac{V_b}{V_C} \right) \hat{I}_{REF}(S) \quad (132)$$

En este caso la dinámica también es de primer orden y la función de transferencia tensión del condensador-referencia de corriente tiene un cero en el semiplano derecho.

$$\frac{\hat{V}_C(S)}{\hat{I}_{REF}(S)} = \frac{\frac{I_{REF}LS - V_b}{V_C}}{CS + \frac{1}{R_N} - \frac{I_{REF}V_b}{V_C^2}} \quad (133)$$

La condición para que el sistema sea estable es $\frac{V_C^2}{R_N} > V_b I_{REF}$.

El sistema en lazo cerrado será inestable en la parte de bajas tensiones de la característica $i - v$ del módulo fotovoltaico en la cual $R_N \rightarrow \infty$.

A priori no parece que este control, con un polo que puede estar en ambos semiplanos según el punto de trabajo, sea indicado para el modo diurno de la aplicación propuesta. En el modo nocturno, la corriente I_{REF} invierte su signo y el sistema sería incondicionalmente estable. Sin embargo la corriente que verdaderamente interesa regular en el modo nocturno es la corriente de los LED, no la del inductor del circuito por lo que sería necesario un lazo adicional para ello.

La utilización de un lazo de tensión adicional diseñado a partir de la función de transferencia de (133) que pudiera estabilizar el sistema en modo diurno, se descarta también dado que el cero de dicha función de transferencia también se sitúa en el semiplano derecho.

Hasta el momento, ni la estructura seleccionada, el elevador, ni las dos funciones de conmutación analizadas son las adecuadas para obtener del sistema los dos modos de funcionamiento previstos. Únicamente el control de corriente en el modo nocturno parece prometedor.

La utilización de una función de conmutación más compleja, como la que utilizaremos en el capítulo 4 pero sin término integral, $s(x) = C \frac{dv_C}{dt} + G(v_C - v_{REF}) = i_N - (1 - u)i_L - \frac{v_C}{R_N} + G(v_C - v_{REF})$, es inviable puesto en ella aparecen términos que dependen directamente de la variable de control u que es una variable discontinua (no suave).

3.9.3 EJEMPLO DE ANÁLISIS EN EL CONVERTIDOR CONMUTADO BUCK O REDUCTOR CON CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO CON SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN $s(x) = i_L - i_{REF} = 0$

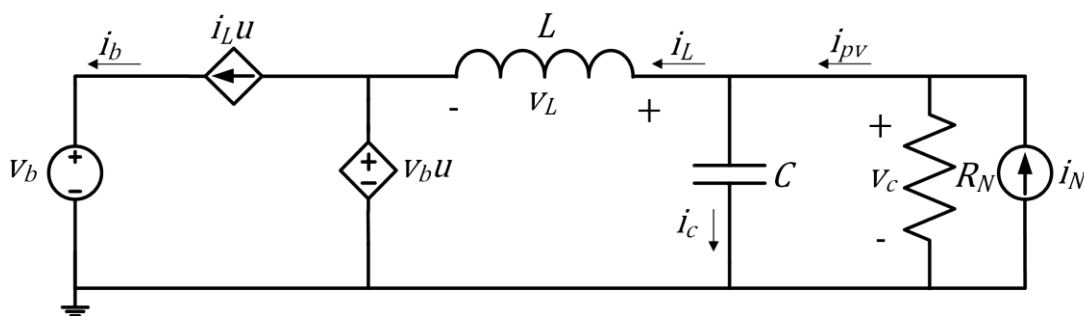


Fig. 3.38. Convertidor conmutado buck con fuentes controladas de tensión y corriente.

A partir del modelo del convertidor buck de la figura 3.38 podemos escribir las siguientes ecuaciones de estado:

$$L \frac{di_L}{dt} = v_C - v_b u \quad (134)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_N - i_L - \frac{v_C}{R_N} \quad (135)$$

Al igual que el análisis anterior del convertidor boost nos plantamos inicialmente el control de la tensión del módulo fotovoltaico mediante la función de conmutación $s(x) = v_C - v_{REF}$. Sin embargo, descartamos inmediatamente dicha opción puesto que no se cumple la condición de transversalidad. El sistema es de grado relativo 2 ya que es necesario derivar dos veces la función de conmutación para que aparezca una dependencia explícita de la variable de control u .

Si no es posible utilizar la función anterior, seleccionamos la función de conmutación que permitiría regular directamente la corriente del inductor.

$$s(x) = i_L - i_{REF} \quad (136)$$

La superficie de conmutación correspondiente será

$$S = \{x: s(x) = i_L - i_{REF} = 0\} \quad (137)$$

Al igual que los dos apartados anteriores deberá cumplirse que

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \frac{ds}{dt} > 0, \quad \lim_{s \rightarrow 0^+} \frac{ds}{dt} < 0$$

$$\lim_{i_L \rightarrow i_{REF}^-} \frac{di_L}{dt} > \frac{di_{REF}}{dt}, \quad \lim_{i_L \rightarrow i_{REF}^+} \frac{di_L}{dt} < \frac{di_{REF}}{dt} \quad (138)$$

La derivada de la función de conmutación para evaluar la condición de transversalidad es:

$$\frac{ds}{dt} = \frac{di_L}{dt} - \frac{di_{REF}}{dt} = \frac{1}{L} [v_C - V_b u] - \frac{di_{REF}}{dt} \quad (139)$$

Lo que conduce a

$$\frac{\partial}{\partial u} \frac{ds}{dt} = -\frac{V_b}{L} \neq 0 \quad (140)$$

La expresión del control equivalente en este caso es

$$u_{eq} = \frac{v_C}{V_b} - \frac{L}{V_b} \frac{di_{REF}}{dt} \quad (141)$$

Para que exista deslizamiento

$$0 < \frac{v_C}{V_b} - \frac{L}{V_b} \frac{di_{REF}}{dt} < 1 \quad (142)$$

y

$$\frac{v_C}{L} > \frac{di_{REF}}{dt} > \frac{v_C - V_b}{L} \quad (143)$$

En este caso los valores máximo y mínimo de la derivada de la referencia de corriente para que exista deslizamiento quedan limitados por las pendientes de la corriente del inductor en cada uno de los subintervalos de conmutación.

Como anteriormente, para encontrar la dinámica de deslizamiento ideal tenemos que $s = 0 \rightarrow i_L = i_{REF}$, $\frac{ds}{dt} = 0$ y $u = u_{eq}$, y por tanto

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{di_{REF}}{dt}$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_N - i_L - \frac{v_C}{R_N}$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_N - i_{REF} - \frac{v_C}{R_N} \quad (144)$$

Como podemos apreciar en la ecuación (144) los términos son lineales.

Nuevamente considerando a las variables del sistema los términos de régimen estacionario y de pequeña señal nos queda $v_C = V_C + \hat{v}_C$; $i_N = I_N + \hat{i}_N$; $i_L = I_L + \hat{i}_L$; $i_{REF} = I_{REF} + \hat{i}_{REF}$ podemos escribir la dinámica de la tensión del condensador de la forma:

$$C \frac{d(V_C + \hat{v}_C)}{dt} = I_N + \hat{i}_N - I_{REF} + \hat{i}_{REF} - \frac{V_C + \hat{v}_C}{R_N} \quad (145)$$

En el punto de equilibrio $EQ = (I_{REF}, V_C)$ los términos de pequeña señal serán cero y suponiendo que los términos estacionarios son constantes (de derivada nula), podemos escribir

$$0 = I_N - I_{REF} - \frac{V_C}{R_N}$$

$$V_C = (I_N - I_{REF})R_N \quad (146)$$

Como en el ejemplo del apartado anterior obtendremos las funciones de transferencia en pequeña señal en el dominio de Laplace que sean de interés a partir de la transformada de Laplace de

$$C \frac{d\hat{v}_C}{dt} = \hat{i}_N - \hat{i}_{REF} - \frac{\hat{v}_C}{R_N} \quad (147)$$

que puede ordenarse como

$$\left(Cs + \frac{1}{R_N}\right) \hat{V}_C(s) = \hat{I}_N(s) - \hat{I}_{REF}(s) \quad (148)$$

En este caso el sistema en lazo cerrado estará muy próximo a la estabilidad marginal en la parte de bajas tensiones de la característica $i - v$ del módulo fotovoltaico en la cual $R_N \rightarrow \infty$.

La existencia de un polo muy próximo al origen implica una dinámica en lazo cerrado muy lenta lo que unido a que no podemos controlar directamente ni la tensión del módulo fotovoltaico ni la corriente inyectada en la batería sugiere escoger una función de conmutación distinta como la propuesta en el apartado siguiente.

3.9.4 EJEMPLO DE ANÁLISIS EN EL CONVERTIDOR BUCK O REDUCTOR APLICANDO EL CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO CON LA SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN $s(x) = C \frac{dv_C}{dt} + G(v_C - v_{REF}) = 0$

En este apartado analizaremos una función de conmutación mejorada respecto a la del apartado anterior. Manteniendo la corriente del inductor para que siga cumpliéndose la condición de transversalidad, una posible modificación consistiría incluir el error de tensión de forma que se pueda regular directamente el punto de trabajo del módulo fotovoltaico. Esta modificación puede derivarse de $s(x) = i_L - i_{REF} = 0$ si escogemos que i_{REF} no sea directamente una referencia externa sino que dependa del error de tensión de la forma $i_{REF} = G(v_C - v_{REF})$. Otra posibilidad para conseguir que el grado relativo siga siendo uno sería combinar el error de tensión y su derivada, finalmente preferimos como en [37] combinar la corriente del condensador, que incluye la derivada de la tensión en el condensador pero no la derivada de su referencia, con el error de tensión. La función de conmutación será entonces

$$\begin{aligned} s(x) &= C \frac{dv_C}{dt} + G(v_C - v_{REF}) = i_C + G(v_C - v_{REF}) = \\ &= i_{pv} - i_L + G(v_C - v_{REF}) = i_N - \frac{v_C}{R_N} - i_L + G(v_C - v_{REF}) \end{aligned} \quad (149)$$

Esta función puede relacionarse con $s(x) = i_L - i_{REF}$ si cambiamos de signo a toda la expresión y consideramos que $i_{REF} = i_N - \frac{v_C}{R_N} + G(v_C - v_{REF}) = i_{pv} + G(v_C - v_{REF})$.

La superficie de conmutación correspondiente será:

$$S = \{x: s(x) = C \frac{dv_C}{dt} + G(v_C - v_{REF}) = 0\} \quad (150)$$

y, por tanto, $\frac{dv_C}{dt} = -\frac{G}{C}(v_C - v_{REF})$.

La región de deslizamiento queda definida de la forma por:

$$\begin{aligned} \lim_{s \rightarrow 0^-} \frac{ds}{dt} &> 0, \quad \lim_{s \rightarrow 0^+} \frac{ds}{dt} < 0 \\ \lim_{v_C \rightarrow -\frac{G}{C}(v_C - v_{REF})^-} \frac{dv_C}{dt} &> -\frac{G}{C}(v_C - v_{REF}), \quad \lim_{v_C \rightarrow -\frac{G}{C}(v_C - v_{REF})^+} \frac{dv_C}{dt} < -\frac{G}{C}(v_C - v_{REF}) \end{aligned} \quad (151)$$

la función de conmutación

$$\frac{ds}{dt} = \frac{di_N}{dt} - \frac{di_L}{dt} + \left(G - \frac{1}{R_N}\right) \frac{dv_C}{dt} - G \frac{dv_{REF}}{dt} \quad (152)$$

Sustituyendo las derivadas $\frac{dv_C}{dt} = \frac{-G}{C}(v_C - v_{REF})$ y sustituyendo $\frac{di_L}{dt}$ de (134) en la derivada anterior obtenemos:

$$\frac{ds}{dt} = \frac{di_N}{dt} - \frac{1}{L}(v_C - v_b u) + \frac{G}{C}(v_C - v_{REF})\left(\frac{1}{R_N} - G\right) - G \frac{dv_{REF}}{dt} \quad (153)$$

Por lo que la condición de transversalidad será:

$$\frac{\partial}{\partial u} \frac{ds}{dt} = \frac{v_b}{L} \neq 0 \quad (154)$$

que se cumple siempre ya que $\frac{v_b}{L} > 0$.

Para obtener el control equivalente se sustituye $u = u_{eq}$ en (153) e imponemos $\frac{ds}{dt} = 0$

$$u_{eq} = \frac{L}{v_b} \left[-\frac{di_N}{dt} + \frac{v_C}{L} - \frac{G}{C}(v_C - v_{REF})\left(\frac{1}{R_N} - G\right) + G \frac{dv_{REF}}{dt} \right] \quad (155)$$

$$= \frac{L}{v_b} \left[-\frac{di_N}{dt} + \frac{v_C}{L} + \left(\frac{1}{R_N} - G\right) \frac{dv_C}{dt} + G \frac{dv_{REF}}{dt} \right] \quad (156)$$

En equilibrio si $\frac{dv_{REF}}{dt} = 0$; $\frac{di_N}{dt} = 0$; $\frac{dv_C}{dt} = 0$; $v_C = v_{REF}$ el control equivalente queda

$$U_{eq} = \frac{V_{REF}}{v_b} \quad (157)$$

que es la relación que cabe esperar en el convertidor buck o reductor.

Para obtener la dinámica de deslizamiento ideal sustituimos (156) en (134) y obtenemos el sistema de ecuaciones

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \left(\frac{1}{R_N} - G\right) \frac{dv_C}{dt} + \frac{di_N}{dt} - G \frac{dv_{REF}}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} &= \frac{-G}{C}(v_C - v_{REF}) = i_N - i_L - \frac{v_C}{R_N} \end{aligned} \quad (158)$$

que son estables y no dependen de la tensión de la batería.

Y el punto de equilibrio es

$$EQ = (I_L, V_C). I_L = I_N - \frac{V_C}{R_N} = I_{pv}, \quad V_C = V_{REF}.$$

El sistema de ecuaciones de (158) es lineal y lo podemos expresar en el dominio de Laplace como

$$\hat{I}_L(s) = \left(\frac{1}{R_N} - G\right) \hat{V}_C(s) + \hat{I}_N(s) - G \hat{V}_{REF}(s)$$

$$\hat{V}_C(s) = \frac{G}{Cs+G} \hat{V}_{REF}(s) \quad (159)$$

Finalmente,

$$\hat{I}_L(s) = -G \left[\frac{Cs+2G-\frac{1}{R_N}}{Cs+G} \right] \hat{V}_{REF}(s) + \hat{I}_N(s) \quad (160)$$

Podemos concluir que la función de conmutación propuesta permitiría regular de forma estable la tensión del módulo fotovoltaico. En la práctica, las pérdidas y otros elementos no modelados seguramente harían aparecer un cierto error de tensión en estado estacionario que habitualmente se corrige añadiendo un término que dependa de la integral del mencionado error de tensión. La función de conmutación, que quedaría como $s(x) = C \frac{dv_C}{dt} + G(v_C - v_{REF}) + K \int (v_C - v_{REF})$ no modifica el punto de trabajo estacionario y añade un cero y un polo a la dinámica ideal del sistema.

3.9.5 EJEMPLO DE ANÁLISIS EN EL CONVERTIDOR BUCK-BOOST APLICANDO EL CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO CON LA SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN $s(x) = v_C - v_{REF} = 0$

Siguiendo el mismo procedimiento que en los convertidores anteriores estudiaremos diferentes funciones de conmutación para el convertidor buck-boost cuyo modelo con fuentes controladas se muestra en la figura 3.39. Estudiamos primero la superficie $s(x) = v_C - v_{REF} = 0$ para plantearnos el control de la tensión, con el objetivo de determinar la estabilidad del sistema.

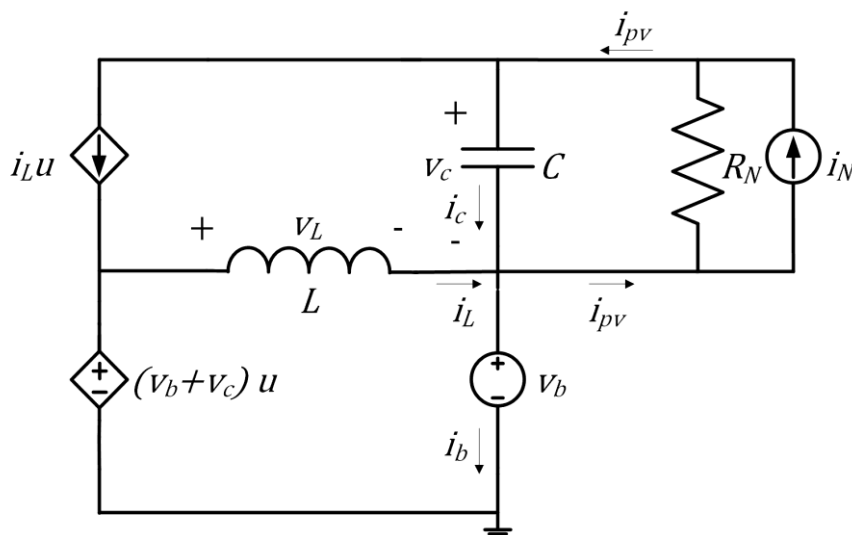


Fig. 3.39. Convertidor conmutado buck-boost con fuentes controladas de tensión y corriente equivalente al convertidor buck-boost de la figura 3.32.

A partir del modelo del convertidor buck-boost de la figura 3.39 podemos escribir las siguientes ecuaciones de estado:

$$L \frac{di_L}{dt} = (v_b + v_C)u - v_b \quad (161)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_N - \frac{v_C}{R_N} - i_L u \quad (162)$$

Como decíamos, la función de conmutación es:

$$s(x) = v_C - v_{REF} \quad (163)$$

La superficie de conmutación correspondiente será:

$$S = \{x: s(x) = v_C - v_{REF} = 0\} \quad (164)$$

La región de deslizamiento queda definida de la forma:

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \frac{ds}{dt} > 0, \quad \lim_{s \rightarrow 0^+} \frac{ds}{dt} < 0$$

$$\lim_{v_C \rightarrow v_{REF}^-} \frac{dv_C}{dt} > \frac{dv_{REF}}{dt}, \quad \lim_{v_C \rightarrow v_{REF}^+} \frac{dv_C}{dt} < \frac{dv_{REF}}{dt} \quad (165)$$

obtenemos la derivada de la función de conmutación

$$\frac{ds}{dt} = \frac{dv_C}{dt} - \frac{dv_{REF}}{dt} \quad (166)$$

Posteriormente sustituimos (162) en (166) y obtenemos:

$$\frac{ds}{dt} = \frac{1}{C} \left[i_N - \frac{v_C}{R_N} - i_L u \right] - \frac{dv_{REF}}{dt} \quad (167)$$

A partir de la expresión anterior verificamos que se cumple la condición de transversalidad

$$\frac{\partial}{\partial u} \frac{ds}{dt} = -\frac{i_L}{C} \neq 0 \quad (168)$$

Para la obtención del control equivalente substituiremos $u = u_{eq}$ e impondremos que $\frac{ds}{dt} = 0$. A partir de (167) podemos escribir

$$\frac{ds}{dt} = \frac{1}{C} \left[i_N - \frac{v_C}{R_N} - i_L u_{eq} \right] - \frac{dv_{REF}}{dt} \quad (169)$$

Despejando u_{eq}

$$u_{eq} = \frac{1}{i_L} \left(i_N - \frac{v_C}{R_N} - C \frac{dv_{REF}}{dt} \right) \quad (170)$$

Recordemos que existirá deslizamiento si

$$0 < u_{eq} = \frac{1}{i_L} \left(i_N - \frac{v_C}{R_N} - C \frac{dv_{REF}}{dt} \right) < 1 \quad (171)$$

Por tanto, si $i_L > 0$, como $i_{pv} = i_N - \frac{v_C}{R_N}$

$$0 < i_L - i_N + \frac{v_C}{R_N} + C \frac{dv_{REF}}{dt} < i_L$$

$$i_{pv} - i_L < C \frac{dv_{REF}}{dt} < i_{pv} \quad (172)$$

Al igual que el convertidor boost existen restricciones respecto a la máxima derivada de la tensión de referencia que el sistema es capaz de seguir.

Para obtener la dinámica de deslizamiento ideal consideraremos que la dinámica permanece en la superficie, por tanto $s(x) = 0 \rightarrow v_C = v_{REF}$ y $\left. \frac{ds}{dt} \right|_{u=u_{eq}} = 0$. Substituyendo $v_C = v_{REF}$ y $u = u_{eq}$ en (160) obtenemos:

$$L \frac{di_L}{dt} = \left(\frac{V_b + v_C}{i_L} \right) \left(i_N - \frac{v_C}{R_N} - C \frac{dv_{REF}}{dt} \right) - V_b \quad (173)$$

Para obtener el punto de equilibrio estacionario, siguiendo el mismo criterio que los análisis anteriores se considera que las derivadas anteriores se anularán, $\frac{di_L}{dt} = 0$, $\frac{dv_{REF}}{dt} = 0$. También supondremos que las distintas variables están constituidas por un término estacionario (valor medio supuesto constante) superpuesto a un término de pequeña señal de la forma $v_C = v_{REF} = V_{REF} + \hat{v}_{REF}$; $v_b = V_b + \hat{v}_b$; $i_N = I_N + \hat{i}_N$; $i_L = I_L + \hat{i}_L$ pero que dichos términos de pequeña señal también serán nulos.

Operando, tenemos que el punto de equilibrio es $EQ = (I_L, V_{REF})$ donde

$$I_L = \left(\frac{V_b + V_{REF}}{V_b} \right) \left(I_N - \frac{V_{REF}}{R_N} \right) = \left(\frac{V_b + V_{REF}}{V_b} \right) I_{pv} \quad (174)$$

siendo $I_{pv} = I_N - \frac{V_{REF}}{R_N}$ el valor medio de la corriente proporcionada por el módulo fotovoltaico.

Reescribiendo la expresión anterior confirmamos que el sistema es POPI (power input=power output) ya que

$$V_b I_L = V_b I_L + V_{REF} I_N - \frac{V_{REF}^2}{R_N} - V_b \frac{V_{REF}}{R_N} \quad (175)$$

$$V_{REF} I_N = V_b \left(I_L - I_N + \frac{V_{REF}}{R_N} \right) + \frac{V_{REF}^2}{R_N} \quad (176)$$

Para comprobar la estabilidad del punto de equilibrio anterior, linealizaremos la expresión (173) alrededor del punto de trabajo, suponiendo inicialmente que la referencia de tensión y su derivada son independientes, $L \frac{di_L}{dt} = f \left(\hat{v}_c, \hat{v}_b, \hat{i}_N, \hat{i}_L, \hat{v}_{REF}, \frac{d\hat{v}_{REF}}{dt} \right)$.

Aplicando la transformada de Laplace al igual que en los ejemplos anteriores a la ecuación (173) obtenemos que la dinámica de deslizamiento ideal de pequeña señal es

$$\left[Ls + \frac{V_{REF} + V_b}{I_L^2} \left(I_N - \frac{V_{REF}}{R_N} \right) \right] \hat{I}_L(s) = \frac{V_{REF} + V_b}{I_L} \hat{I}_N(s) + \left[\frac{1}{I_L} - 1 \left(I_N - \frac{V_{REF}}{R_N} \right) \right] \hat{V}_b(s) + \left(\frac{1}{I_L} I_N - \frac{2}{I_L R_N} - \frac{V_b}{I_L R_N} \right) \hat{V}_{REF}(s) \quad (177)$$

Por lo que será estable siempre que

$$I_N - \frac{V_{REF}}{R_N} > 0 \quad (178)$$

En modo diurno la condición anterior es equivalente a $I_{pv} > 0$ y se cumplirá siempre que garanticemos por diseño que convertidor solo pueda operar en el primer cuadrante.

Utilizando la expresión (174), puede comprobarse que posición del polo real S_p depende del punto de trabajo del módulo fotovoltaico y de la tensión de la batería de la forma

$$S_p = \frac{-V_b^2}{L(V_{REF} + V_b)I_{pv}} \quad (179)$$

En modo nocturno, debe encenderse la luminaria LED y por tanto invertirse el sentido de la corriente $i_{LED} = -i_{pv} > 0$ (Fig. 3.37), por lo que el sistema sería inestable.

En definitiva, la modificación propuesta sería útil en modo diurno pero no en modo nocturno.

3.9.6 EJEMPLO DE ANÁLISIS EN EL CONVERTIDOR BUCK-BOOST APLICANDO EL CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO CON LA SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN $s(x) = i_L - i_{REF} = 0$

Al igual que en los análisis anteriores y siguiendo el mismo criterio nos planteamos nuevamente el control de la corriente del inductor, ahora en el convertidor conmutado buck-boost con la función de conmutación:

$$s(x) = i_L - i_{REF} \quad (180)$$

Por lo que la superficie de conmutación será

$$S = \{x: s(x) = i_L - i_{REF} = 0\} \quad (181)$$

de acuerdo al apartado anterior deberá cumplirse que

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \frac{ds}{dt} > 0, \quad \lim_{s \rightarrow 0^+} \frac{ds}{dt} < 0$$

$$\lim_{i_L \rightarrow i_{REF}^-} \frac{di_L}{dt} > \frac{di_{REF}}{dt}, \quad \lim_{i_L \rightarrow i_{REF}^+} \frac{di_L}{dt} < \frac{di_{REF}}{dt} \quad (182)$$

para obtener la condición de transversalidad evaluamos

$$\frac{ds}{dt} = \frac{di_L}{dt} - \frac{di_{REF}}{dt} = \frac{1}{L} [(V_b + v_C)u - V_b] - \frac{di_{REF}}{dt} \quad (183)$$

Con lo que obtenemos

$$\frac{\partial}{\partial u} \frac{ds}{dt} = \frac{v_b + v_C}{L} \neq 0 \quad (184)$$

Donde comprobamos nuevamente la existencia de transversalidad

La expresión del control equivalente donde $u = u_{eq}$ e imponemos que $\frac{ds}{dt} = 0$

$$u_{eq} = \frac{v_b + \frac{di_{REF}}{dt}}{(V_b + v_C)} \quad (185)$$

Donde para que exista deslizamiento se tiene que cumplir

$$0 < \frac{v_b + \frac{di_{REF}}{dt}}{(V_b + v_C)} < 1 \quad (186)$$

Para la dinámica de deslizamiento ideal evaluamos que $(s=0)$ y $i_L = i_{REF}$, junto con $\frac{ds}{dt} = 0$ y con lo que obtenemos

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{di_{REF}}{dt} \\ C \frac{dv_C}{dt} &= i_N - i_L - \frac{v_C}{R_N} u \\ C \frac{dv_C}{dt} &= i_N - \frac{v_C}{R_N} - i_{REF} \left(\frac{v_b + L \frac{di_{REF}}{dt}}{(v_b + v_C)} \right) \end{aligned} \quad (187)$$

Al igual que el análisis del convertidor boost nuevamente considerando a las variables del sistema como la superposición de los términos de régimen estacionario y de pequeña señal $v_C = V_C + \hat{v}_C$; $v_b = V_b + \hat{v}_b$; $i_N = I_N + \hat{i}_N$; $i_L = I_L + \hat{i}_L$; $i_{REF} = I_{REF} + \hat{i}_{REF}$ de la cual obtenemos

$$C \frac{d(V_C + \hat{v}_C)}{dt} = I_N + \hat{i}_N - \frac{V_C + \hat{v}_C}{R_N} - I_{REF} + \hat{i}_{REF} \left(\frac{V_b + \hat{v}_b + L \frac{d(I_{REF} + \hat{i}_{REF})}{dt}}{(V_b + \hat{v}_b + V_C + \hat{v}_C)} \right) \quad (188)$$

Siguiendo el mismo criterio de análisis que el convertidor boost en equilibrio, los términos de pequeña señal serán cero y suponiendo que los términos estacionarios son constantes (de derivada nula), podemos escribir

$$\begin{aligned} 0 &= I_N - \frac{V_C}{R_N} - I_{REF} \frac{V_b}{V_b + V_C} \\ V_C &= \left(I_N - I_{REF} \frac{V_b}{V_b + V_C} \right) R_N \end{aligned} \quad (189)$$

Al igual que en el apartado anterior podemos linealizar alrededor del punto de equilibrio para después determinar las funciones de transferencia en pequeña señal en el dominio de Laplace que sean de interés.

La dinámica ideal de deslizamiento linealizada es

$$C \frac{d\hat{v}_C}{dt} = \hat{i}_N - \frac{\hat{v}_C}{R_N} + \frac{V_b}{V_b + V_C} \hat{i}_{REF} + \frac{I_{REF} V_C}{(V_b + V_C)^2} \hat{v}_b + \frac{I_{REF} V_b}{(V_b + V_C)^2} \hat{v}_C \quad (190)$$

En el dominio de Laplace

$$\left(Cs + \frac{1}{R_N} - \frac{I_{REF} V_b}{(V_b + V_C)^2} \right) \hat{V}_C(s) = \hat{I}_N(s) + \frac{I_{REF} V_C}{(V_b + V_C)^2} \hat{V}_b(s) + \left[LS I_{REF} \left(\frac{V_b}{V_b + V_C} \right) \right] \hat{I}_{REF}(s) \quad (191)$$

$$\frac{\hat{V}_C(s)}{\hat{I}_{REF}(s)} = \frac{\left(\frac{V_b}{V_b + V_C} \right) LS I_{REF}}{Cs + \frac{1}{R_N} - \frac{I_{REF} V_b}{(V_b + V_C)^2}} \quad (192)$$

Como podemos apreciar en la función de transferencia el polo que presenta puede estar en ambos semiplanos según la zona de la característica $i - v$ del módulo fotovoltaico. Como en otros casos en la zona plana en la que $R_N \rightarrow \infty$ el sistema será inestable en modo diurno ya que $I_{REF} > 0$. En el modo de operación nocturno, como hemos explicado en apartados anteriores, la corriente invierte su sentido $I_{REF} < 0$ por lo que sería estable. Sin embargo, al igual que en el modo boost, la corriente que nos interesa controlar en el modo nocturno no es la corriente del inductor sino la corriente de los LEDs.

3.10 CONCLUSIONES FINALES DEL CAPÍTULO

En este apartado resumimos en forma de tabla las principales conclusiones sobre la utilización de los convertidores elementales en la aplicación de iluminación fotovoltaica objeto de esta tesis. Las conclusiones se presentan de forma conjunta. Primero resumimos las consideraciones sobre la idoneidad de cada una de las estructuras en lazo abierto. Posteriormente, presentamos las conclusiones que se derivan de la aplicación al convertidor de algunas leyes de control sencillas estudiadas mediante la técnica de control en modo de deslizamiento.

Tabla 3.2 Resumen de implementación superficies

Superficie	Convertidor buck	Convertidor boost	Convertidor buck-boost
Lazo Abierto	<p>$G_d(s)$ siempre es de fase mínima. Sistema poco amortiguado.</p> <p>Mayor necesidad de filtrado en el lado de la batería. Tensión del módulo PV bien filtrada.</p> <p>La eficiencia/estrés mejora si puede operar con batería de tensión intermedia.</p>	<p>$G_d(s)$ es de fase no mínima si $I_L < 0$. Sistema poco amortiguado.</p> <p>Menor necesidad de filtrado en el lado de la batería y mayor en el módulo PV.</p> <p>Eficiencia de conversión más baja que el buck debido a estreses más elevados. Mejora si puede operar con batería de tensión intermedia.</p> <p>No toda la característica $i - v$ del módulo PV es accesible</p>	<p>$G_d(s)$ es de fase no mínima si $I_L < 0$. Sistema poco amortiguado.</p> <p>Corrientes de entrada y salida discontinuas. Alta necesidad de filtrado en ambos lados.</p> <p>Estreses de corriente y tensión más elevados: la eficiencia sería la más baja incluso operando con batería de tensión intermedia.</p>
$S(x) = v_c - v_{REF}$	No existe transversalidad	El sistema sería inestable en modo	El sistema sería inestable en modo

		nocturno $i_{LED} = -i_{pv} > 0$	nocturno $i_{LED} = -i_{pv} > 0$
$S(x) = i_L - i_{REF}$	El sistema está próximo a la estabilidad marginal si $R_N \rightarrow \infty$. Siempre es estable pero no permite controlar la tensión directamente.	El sistema en modo diurno es inestable si $R_N \rightarrow \infty$. Es difícil de estabilizar con un lazo adicional, (133) tiene un cero en el semiplano derecho. Cuando es estable no permite controlar la tensión directamente.	El sistema en modo diurno es inestable si $R_N \rightarrow \infty$. Es difícil de estabilizar con un lazo adicional, (192) tiene un cero en el semiplano derecho. Cuando es estable no permite controlar la tensión directamente.
$S(x) = \frac{Cdv_C}{dt} + G(v_C - v_{REF})$	$s(x)$ permite regular de forma estable la tensión del módulo fotovoltaico	$s(x)$ no es derivable. ver ecuación (95)	$s(x)$ no es derivable. ver ecuación (162)

De acuerdo a los análisis realizados a los convertidores básicos a los que se han aplicado leyes de control sencillas, estudiadas mediante la técnica de control en modo de deslizamiento, podemos concluir que ninguna de las estructuras junto con las superficies de deslizamiento aplicadas reúne todas las prestaciones requeridas. Como hemos visto en el análisis de las estructuras en lazo abierto todas muestran problemas de filtrado de corrientes discontinuas, y en cuanto a la implementación de las superficies la mayoría de ellas no son estables.

Concluimos, por tanto, que es necesario contar con una estructura convertidora más compleja junto con una ley o leyes de control que permitan satisfacer los requisitos de funcionamiento explicados en este apartado. Desde el punto de vista de la eficiencia, sería muy interesante poder contar con una estructura que utilizase una batería con tensiones intermedias entre los dos puntos de trabajo nominales previstos y que dicha estructura presentase la eficiencia del buck al operar en el MPP de menor tensión y la del boost al hacerlo en el MPP de mayor tensión. En el capítulo siguiente analizaremos dicha estructura a la que denominamos convertidor buck-boost versátil bidireccional que, además, presenta otras características útiles tales como un amortiguamiento ajustable en lazo abierto junto a corrientes de batería y módulo fotovoltaico continuas.

3.11 REFERENCIAS DEL CAPITULO 3

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Electrónica de Potencia-Convertidores, aplicaciones y diseño*. 2009.
- [2] A. Miguel, C. Fernández, and C. Resonantes, ““ Modelos No Lineales Y Control En Modo Deslizamiento De Convertidores De Estructura Resonante ,”” *Quantum*, 1998.
- [3] F. V. C. Abarca, “Análisis y diseño de un convertidor cd/cd del tipo de conmutación suave utilizando una topología pwm puente completo conmutado a voltaje cero.”
- [4] L. Martínez Salamero, A. Cid-Pastor, A. El Aroudi, R. Giral, and J. Calvente, “Modelado y Control de Convertidores Conmutados Continua-Continua: Una perspectiva Tutorial,” *Rev. Iberoam. Automática e Informática Ind. RIAI*, vol. 6, no. 4, pp. 5–20, 2009.
- [5] C. L. D. LA SERNA, “Electrónica de potencia - EcuRed,” 2010.
- [6] M. M. Canteli, “Regulación, control y protección de Máquinas Eléctricas,” pp. 1–52, 2010.
- [7] A. L. R. y M. S. Estrada, “Estudio, Simulación e Implementación de Estructuras Power Gytrators, su Control y su Aplicación en Procesado de Energía,” 2005.
- [8] G. Velasco, Q. Universitat, F. Reverter, U. Polit, J. Bordonau, and U. Polit, “Síntesis y modulación de un convertidor CC / CA monofásico con aislamiento de alta frecuencia sin enlace intermedio en CC,” no. March, 2016.
- [9] J. A. V. Ortiz, “CONVERTIDOR CA-CA BASADO EN DSP.”
- [10] V. Galera Ortega, “Simulador Convertidores DC-DC,” p. 182, 2002.
- [11] F. Bordry, “Power converters : definitions , classification and converter topologies,” *CAS - Cern Accel. Sch. CLRC Daresbury Lab. Spec. CAS Course Power Convert.*, no. Laboratoire d’Electrotechnique et d’Electronique Industrielle, Toulouse, France, pp. 13–42, 2004.
- [12] G. E. Moglen, *Fundamentals of*. 2015.
- [13] J. L.R. R. Mota Varona and D. L.C. M.G. Ortiz-Lopez, “Modelado Promedio y Análisis de un Convertidor Elevador Híbrido,” pp. 423–428, 2015.
- [14] L. Alejandro and F. Oropeza, “Estudio y análisis de soluciones topológicas de convertidores CC - CC bidireccionales para su aplicación en vehículos híbridos,” 2004.
- [15] S. Y. Anthosh and C. T. Handrakanth, “Soft Switching of DC-DC Buck Boost Full Bridge Converter,” vol. 4, no. 35, pp. 7090–7094, 2015.
- [16] K. K. Rishnaiah, N. Irekshan, and S. R. Ajesh, “High Gain Zero Voltage Switching Bidirectional Converter with Reduced Number of Switches,” vol. 4, no. 15, pp. 2833–2839, 2016.
- [17] J.-K. Eom, J.-G. Kim, J.-H. Kim, S.-T. Oh, Y.-C. Jung, and C.-Y. Won, “Analysis of a Novel Soft Switching Bidirectional DC-DC Converter,” *J. Power Electron.*, vol. 12, no. 6, pp. 859–868, 2012.

- [18] E. Sanchis-Kilders and a Ferreres, "Soft switching bidirectional converter for battery discharging-charging," ... *Expo. 2006 ...*, no. 1, pp. 603–609, 2006.
- [19] J. Zhang, "Bidirectional DC-DC Power Converter Design Optimization , Modeling and Control," 2008.
- [20] F. Javier Calvente Calvo, "Control en modo deslizante aplicado a sistemas de acondicionamiento de potencia de satelites," 2001.
- [21] R. W. Erickson, J. Chen, and D. Maksimovic, "Analysis and Design of a Low-Stress Buck-Boost Converter in Universal-Input PFC Applications," vol. 21, no. 2, pp. 320–329, 2006.
- [22] Maxim Integrated, "An Efficiency Primer for Switch-Mode , DC-DC Converter Power Supplies," *Power*, pp. 1–13, 2008.
- [23] B. Huffman, "Efficiency and Power Characteristics of Switching Regulator Circuits," *Linear Technology*. 1991.
- [24] S. Zhou and G. A. Rincón-Mora, "A High Efficiency, Soft Switching DC-DC Converter With Adaptive Current-Ripple Control for Portable Applications," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 53, no. 4, pp. 319–323, 2006.
- [25] H. Guldemir, "Modeling and Sliding Mode Control of Dc-Dc Buck-Boost Converter," no. May, pp. 16–18, 2011.
- [26] A. Cakanel, "Frequency Control of DC / AC Inverter," no. Ropec, 2016.
- [27] L. Martinez-Salamero, A. Cid-Pastor, R. Giral, J. Calvente, and V. I. Utkin, "Why is sliding mode control methodology needed for power converters?," *Proc. 14th Int. Power Electron. Motion Control Conf. EPE-PEMC 2010*, pp. S9-25-S9-31, 2010.
- [28] S. P. Hsu, A. Brown, L. Rensink, and R. D. Middlebrook, "Modelling and analysis of switching DC-to-DC converters in constant-frequency current-programmed mode," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 2015–April, pp. 284–301, 2015.
- [29] K. Goto, Y. Imamura, and M. Shoyama, "Dynamic characteristics model of bi-directional DC-DC converter using state-space averaging method," *Intelec 2012*, pp. 1–5, 2012.
- [30] M. Phattanasak, R. Gavagsaz-Ghoachani, J. P. Martin, S. Pierfederici, B. Nahid-Mobarakeh, and P. Riedinger, "Switching command based on Lyapunov function for a boost converter with an LC input filter in dc microgrid application," *2015 Int. Conf. Renew. Energy Res. Appl. ICRERA 2015*, vol. 53, no. 5, pp. 1296–1300, 2015.
- [31] M. I. A. Orozco, "Control no lineal de convertidores conmutados cc/cc," 2006.
- [32] D. U. Campos-delgado, "Experimentos en Teoría de Control :"
- [33] E. Isabel, A. Zuluaga, and D. Thesis, "A symmetric i nterleaved dc to dc."
- [34] B. P. Mokal, "Extensive Modeling of DC-DC Cuk Converter Operating In Continuous Conduction Mode," no. Ccm, pp. 0–4, 2017.

- [35] M. Gonzalez Valencia and A. Alzate Gomez, "Diseño estático de un convertidor DC / DC reductor-elevador bidireccional," *Tecnura*, vol. 14, no. 26, pp. 7–14, 2010.
- [36] W. Tang, F. C. Lee, and R. B. Ridley, "Small-signal modeling of average current-mode control," vol. 8, no. 2, pp. 112–119, 1992.
- [37] D. Gonzalez Montoya, C. A. Ramos Paja, and R. Giral, "A new solution of maximum power point tracking based on sliding mode control," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 8350–8355.
- [38] A. K. Abdelsalam, A. M. Massoud, S. Ahmed, and P. N. Enjeti, "High-performance adaptive Perturb and observe MPPT technique for photovoltaic-based microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1010–1021, 2011.
- [39] A. ESCOBAR and R. A. TORRES, CARLOS ANDRES HINCAPIE, "Conexión De Un Sistema Fotovoltaico a La Red Eléctrica," *Sci. Tech.*, vol. XVI, no. 44, pp. 31–36, 2010.
- [40] F. Mendez-Diaz, H. Ramirez-Murillo, J. Calvente, B. Pico, and R. Giral, "Input voltage sliding mode control of the versatile buck-boost converter for photovoltaic applications," *2015 IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, pp. 1053–1058, 2015.
- [41] Y. Jang and R. W. Erickson, "Physical Origins of Input Filter Oscillations in Current Programmed Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 7, no. 4, pp. 725–733, 1992.
- [42] S.-C. Tan, Y. M. Lai, M. K. H. Cheung, and C. K. Tse, "On the Practical Design of a Sliding Mode Voltage Controlled Buck Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 2, pp. 425–437, 2005.
- [43] V. Utkin, "Sliding mode control," vol. XIII.
- [44] D. B. Sole, "Control en modo deslizante aplicado a la generación de señal en convertidores conmutados DC/DC.," 1999.
- [45] R. Giral Castillón, "Síntesis de estructuras multiplicadoras de tensión basadas en células convertidoras continua-continua de tipo conmutado.," 2004.
- [46] C. Restrepo, J. Calvente, A. Cid-Pastor, A. El Aroudi, and R. Giral, "A Noninverting Buck–Boost DC–DC Switching Converter With High Efficiency and Wide Bandwidth," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2490–2503, Sep. 2011.
- [47] C. Restrepo, J. Calvente, A. Romero, E. Vidal-Idiarte, and R. Giral, "Current-Mode Control of a Coupled-Inductor Buck–Boost DC–DC Switching Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2536–2549, May 2012.
- [48] C. Restrepo, T. Konjedic, J. Calvente, M. Milanovic, and R. Giral, "Fast Transitions Between Current Control Loops of the Coupled-Inductor Buck–Boost DC–DC Switching Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3648–3652, Aug. 2013.
- [49] C. Restrepo, J. Calvente, A. Cid-Pastor, A. El Aroudi, and R. Giral, "A Noninverting Buck–Boost DC–DC Switching Converter With High Efficiency and Wide Bandwidth," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2490–2503, Sep. 2011.

- [50] E. Van Dijk, J. N. Spruijt, D. M. O’Sullivan, and J. B. Klaassens, “PWM-switch modeling of DC-DC converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 659–665, 1995.
- [51] V. I. Utkin, *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer-Verlag, 1992.
- [52] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, “Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 963–973, Jul. 2005.

CAPITULO 4 SISTEMA FOTOVOLTAICO PROPUESTO

4.1 INTRODUCCIÓN

Uno de los objetivos principales de esta tesis es el realizar un convertidor conmutado que mejore las características de un sistema fotovoltaico para luminarias públicas. El convertidor conmutado debe de ser bidireccional, para solo utilizar un único convertidor y poder reducir los costes del sistema, ya que como hemos explicado debe de operar tanto en modo diurno como en modo nocturno. Las mejoras técnicas del convertidor deben maximizar la energía producida por el módulo fotovoltaico que es inyectada en la batería del sistema.

Recordemos que en el capítulo 3 se han estudiado los convertidores básicos buck, boost y buck-boost con el fin de ver si reúnen las características de funcionamiento requeridas. Los estudios y análisis matemáticos se han realizado primero en lazo abierto y, después de ver los resultados obtenidos, se han completado con la aplicación en los convertidores del control en modo de deslizamiento con diferentes superficies de conmutación.

Todas las estructuras básicas estudiadas plantean el problema del filtrado de corrientes discontinuas, cuya solución requiere elementos de filtrado adicionales. De los análisis realizados, tanto en el modo de operación diurno como en el nocturno, se desprende que el convertidor-reductor es el que mejor se adapta a las características dinámicas solicitadas. Sin embargo, como también se ha mencionado en el capítulo 3, el convertidor-reductor requiere:

- de un filtro de entrada considerable,
- de una batería con un mayor número de celdas en serie, y también
- de un sistema de gestión (BMS) de balanceado de tensiones de la batería más complejo.

La tabla 3.2 resume las conclusiones de la aplicación del control en modo de deslizamiento con diferentes superficies de conmutación a los convertidores conmutados elementales. Se puede concluir que ninguna de las combinaciones de estructuras y controles reúne las características de operación necesarias en la aplicación fotovoltaica descrita, ya que en algunos casos los convertidores con ciertas superficies presentan estabilidad en modo diurno, pero no en modo nocturno. Cambiando de superficie, presentan estabilidad en modo nocturno, pero no en modo diurno. En otros casos con ciertas condiciones de operación se logra una estabilidad marginal.

Las topologías buck o boost de un solo interruptor tienen dificultades para operar de forma eficiente alrededor de los dos puntos de trabajo considerados porque la tensión de la batería necesaria queda muy alejada de uno de los dos puntos. Una posible solución a este problema de eficiencia sería seleccionar una batería cuya tensión esté comprendida en el intervalo de tensiones definido por los dos puntos de trabajo. Ello requiere de un convertidor capaz de elevar y reducir tensión. Las estructuras convertidoras más conocidas capaces de elevar y reducir tensión: buck-boost, Cuk o sepic, tienen en común que sus conmutadores sufren un alto estrés, lo que repercute en una baja

eficiencia [1] [2]. De acuerdo con la referencia [2] hay tres topologías de dos conmutadores, unidireccionales en corriente, cuyos componentes cuentan con menos estrés y más eficientes que el convertidor unidireccional buck-boost clásico de un solo conmutador. Para operar de manera más eficiente, solo uno de los dos conmutadores de estas estructuras está conmutando a alta frecuencia mientras que el otro está en estado fijo en ON u OFF, dependiendo de la topología.

Para las aplicaciones PFC (Power factor correction) de entrada universal consideradas en [13] se compara una topología de dos conmutadores, llamada convertidor boost interleaved buck boost (BoIBB), con otras dos estructuras basadas en la conexión en cascada de las etapas elementales buck y boost, que se denominan “buck-cascaded buck-boost” (BuCBB) y “boost-cascaded buck-boost” (BoCBB). Debido al rango amplio de tensiones, estas topologías de dos conmutadores también serán más eficientes que las topologías de un solo conmutador en nuestra aplicación fotovoltaica de baja tensión, incluso si la eficiencia de todas las topologías se mejora mediante el uso de rectificación síncrona (bidireccionalidad en corriente).

La complejidad de los controladores necesarios para sustituir los diodos por MOSFET e implementar rectificación síncrona será menor en las estructuras BuCBB y BoCBB debido a la disponibilidad de controladores comerciales para semipuentes como el HIP4081A. Los controladores de medio puente no son directamente aplicables a BoIBB debido a un condensador flotante entre uno de los MOSFET y su diodo (o MOSFET) complementario.

La adaptación de las estructuras BoIBB y BuCBB a nuestra aplicación PV también requeriría más filtrado adicional que el BoCBB debido a la naturaleza discontinua de las corrientes de entrada y salida en el BuCBB y la corriente de salida del BoIBB.

Estos tres aspectos principales, la mejora de la eficiencia en comparación con los convertidores de un solo conmutador, las corrientes de entrada y salida continuas, y la disponibilidad de controladores comerciales para semipuentes adecuados para una implementación síncrona, hacen a la versión de inductores acoplados y gran ancho de banda del convertidor BoCBB utilizada en [3], [4], [5] y [6], una elección adecuada para nuestra aplicación. Dicho convertidor, denominado convertidor buck-boost versátil bidireccional, reúne las características de funcionamiento requerido (eficiencia, respuesta rápida frente a perturbaciones externas) cuando se le aplican los controles en modo de deslizamiento que se presentaran a continuación.

El convertidor conmutado buck-boost versátil bidireccional opera junto al sistema PV BP585 que explicaremos con más detalle a continuación.

4.2. MÓDULO FOTOVOLTAICO BP585

Recordando del capítulo 3 ahora se dará una explicación más amplia del módulo fotovoltaico utilizado en esta tesis.

El Módulo Fotovoltaico BP585 consiste en 36 células solares conectadas en serie, agrupadas en dos sub sets, cada uno de ellos protegido por un diodo de bypass conectados en antiparalelo. La función de los diodos de bypass es proteger individualmente a cada panel de posibles daños ocasionados por sombreados parciales.

En el caso de que ocurran sombreados parciales la célula del panel actúa como carga, el diodo de bypass se enciende y entra en conducción impidiendo que la corriente pase por la célula polarizada fuertemente en tensión inversa (segundo cuadrante), y quemarla. Si uno de los dos diodos de bypass está encendido en la curva de potencia-tensión (P-V) del módulo producirá dos máximos como lo que se muestran en la figura 4.1

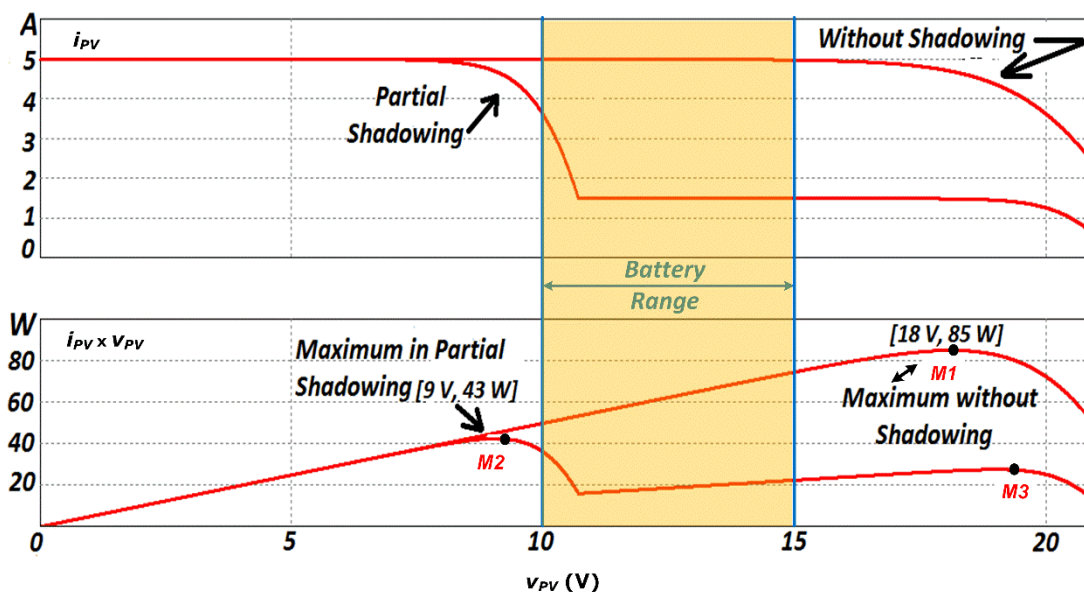


Fig. 4.1. Ejemplo de las características del Módulo Fotovoltaico BP585 en lo que respecta a la I-V y P-V
Representación del punto de Máxima Potencia sin sombreados M1 (18 V, 85 W)
Representación de dos Máximos con sombreados parciales en M2 (9 V, 43 W) y M3 (19.5 V, 28 W)
(Figura reproducida del capítulo 3 para comodidad del lector)

Cuando no existe sombreado las condiciones nominales de temperatura e irradiación tienen valores de 25 °C y 1 kW/m² estos valores los toma las células del panel. Cuando existen sombreados parciales la irradiación toma valores de 300 W/m² haciendo que se activen los diodos de bypass. Mientras no existan sombreados parciales la curva de potencia-tensión (P-V) presentara un máximo único M1 (85 W @ 18 V), mientras existan sombreados parciales la curva presentara dos máximos M2 (43 W @ 9 V), M1 (28W @ 19.5 V), como lo muestra también la figura 4.1

La batería será alimentada por el panel solar, y puesto que el voltaje de la batería está en un rango intermedio (10 V a 15 V, por ejemplo) entre las tensiones máximas del punto de potencia que son 9 V y 18 V, el convertidor conmutado que normalmente tendrá un comportamiento reductor operando en M1 alrededor de los 18 V, también deberá ser capaz de aumentar la tensión cuando sea necesario, para operar en M2.

Por lo tanto, el diseño del control para que el sistema pueda operar sin dificultades en las proximidades del punto de máxima potencia cuando esté en los 9 V y alrededor de los 18 V y cuando se encuentre entre los 18 V y 9 V, es parte primordial para el sistema propuesto en esta tesis [7].

4.3 ANALISIS EN MODO DIURNO

4.3.1 CONVERTIDOR BUCK- BOOST VERSATIL BIDIRECCIONAL.

En la figura 4.2, se observa al sistema fotovoltaico donde al igual que en la figura 3.10, el sistema está constituido por un panel fotovoltaico, una batería de almacenamiento, una lámpara LED y el convertidor conmutado propuesto el cual se encarga de la gestión del intercambio de energía, entre los diferentes elementos del sistema.

Como comentábamos en la Figura 3.28, hay dos puntos de vista para estudiar del sistema, el que tiene en cuenta la variable que se regula que se ha utilizado en el capítulo 3 y el que considera un flujo de energía de izquierda a derecha. En este capítulo se utiliza este segundo punto de vista puesto que permite aprovechar la notación de las referencias previas [3], [4], [5], y facilita la comparación de resultados. Fundamentalmente el cambio de punto de vista significa que hablaremos de comportamiento elevador (o modo boost) cuando la tensión de “entrada” que es la tensión del condensador que ahora se denomina C_g sea menor que la tensión de “salida” (tensión de la batería (V_{bat} o, de forma más general, v_o)). De forma complementaria definiremos el modo reductor (o buck) cuando la tensión del condensador C_g sea mayor de la batería. Este cambio de punto de vista es especialmente útil cuando se considera el modo de operación diurno del sistema. Como vemos en la figura 4.2 durante el día se conecta el módulo fotovoltaico en paralelo con el condensador que se encuentra a la izquierda del convertidor y la batería que almacenara la energía se conecta a la derecha. En este modo de funcionamiento diurno el sistema captará la mayor parte de energía solar y la almacenará en la batería. Para ello, se dotará al convertidor de un sistema de regulación de la tensión del condensador C_g de forma que se facilite la utilización de un algoritmo de maximización de la corriente inyectada en la batería. El funcionamiento en modo nocturno se explica con detalle en el apartado 4.11.

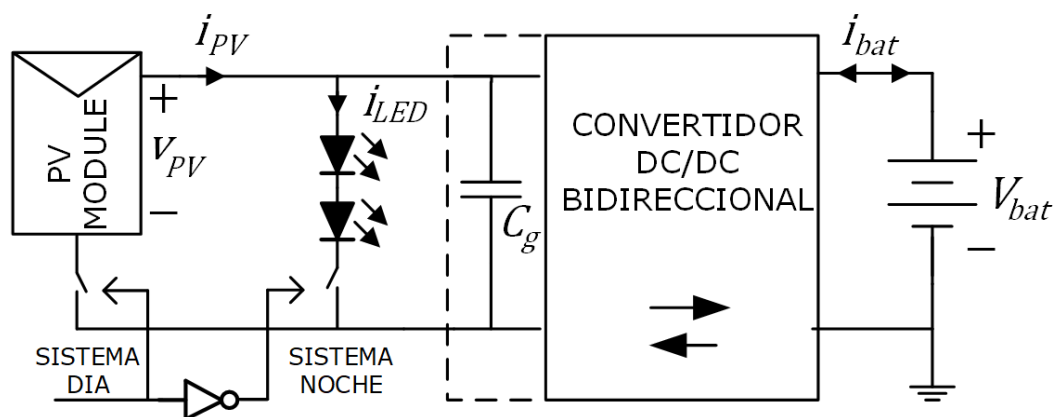


Fig.4.2 Sistema fotovoltaico

En la aplicación fotovoltaica de la figura 4.2 el convertidor propuesto consiste en una estructura buck-boost bidireccional no inversora [3], [4], a cuya entrada se le añade un condensador adicional y se conecta un módulo fotovoltaico BP585: A su salida se le conecta la batería de iones de litio de 12.8 V que almacenará la energía generada por el módulo fotovoltaico.

Una característica de este convertidor es que la corriente de salida es continua y fácilmente controlable cuando ello sea necesario. La posibilidad de utilizar una característica de reducción permitiría utilizar baterías de tensión inferior a la del MPP nominal, dando mayor flexibilidad al diseñador en el caso de cargas de tensión nominal también inferior. Por otro lado, utilizando baterías de menor tensión es de esperar que se simplifique la gestión de ecualizado de carga de las celdas que constituyen dichas baterías.

Si se produce un sombreado parcial que cause la activación de diodos de bypass en los módulos fotovoltaicos, la aparición de un MPP a tensiones más bajas que la nominal no supondría mayor problema puesto que el convertidor puede pasar de ser reductor a ser elevador sin grandes complicaciones.

El convertidor Buck- Boost versátil bidireccional propuesto cuenta con varias ventajas que le caracterizan, dentro de las principales se encuentran:

- Tanto la corriente de entrada como la de salida son continuas.
- La facilidad de control tanto en modo elevador o reductor.
- Alta eficiencia de operación.
- Fácil regulación con un ancho de banda amplio tanto para la entrada y salida del voltaje y la corriente.
- Dependiendo de la relación de voltaje de entrada o salida el convertidor buck-boost versátil opera como un convertidor buck con filtro de entrada o un convertidor boost con filtro de salida.

Para tener una alta eficiencia, solo uno de los semipuentes del convertidor conmuta a alta frecuencia, mientras que el otro permanece en estado de conducción fijo.

Es importante citar que el control en modo de deslizamiento ideal que se utiliza en esta tesis supone una frecuencia de conmutación infinita que no es posible en la práctica. Para poder solucionar esto en su implementación práctica, normalmente se utiliza un comparador con histéresis. Al implementar la técnica de histéresis en el control del convertidor, surge un problema que es conocido en la literatura, como frecuencia de conmutación variable, para resolver este tipo de conmutación se puede utilizar un controlador proporcional integral (PI) en el sistema, el cual regula el periodo de conmutación, actuando directamente en la anchura del comparador por histéresis [8], [9], [10]. Otra solución a este problema es implementar en el control en modo de deslizamiento la técnica de modulación por anchura de pulso (PWM), esta técnica puede implementarse tanto analógicamente, [11] como digitalmente [12] igualando el control equivalente al ciclo de trabajo.

Otra mejora significativa en esta investigación es que al implementar el control en el circuito presenta un mejor desempeño donde se permiten ajustes independientes de la frecuencia de conmutación para cada uno de los dos modos de operación tanto en modo ascendente 18 V como en modo descendente 9 V. Esta mejora parte del hecho de que el sistema fotovoltaico considerado solo opera en dos puntos de máxima potencia. En el caso de módulos fotovoltaicos con más diodos de bypass, donde también se tiene frecuencias de conmutación similares, en muchos puntos de operación diferentes se tendría que realizar técnicas de control de HM mucho más sofisticadas. Como lo son el ajuste dinámico del ancho de la banda de histéresis, por lo que en esta investigación también se propone el uso de modulador por anchura de pulso PWM como una alternativa complementaria.

También como veremos más adelante en el lazo externo que maximiza la potencia extraída del panel, la técnica convencional para buscar el punto de máxima potencia MPPT a partir del cálculo de la potencia generada se ha cambiado por uno que maximiza la corriente entregada a la batería [13]. Se asume que para la supervisión y protección de la batería se utiliza un sensor de corriente con un ancho de banda bajo. La información de la corriente de la batería junto con la medición de su tensión se podría utilizar para saber el estado de carga de la batería (SoC) junto con su estado de salud (SoH) utilizando, por ejemplo, técnicas de espectroscopia de impedancia y un sistema de "hardware IN THE LOOP" (HIL).

.3.2 SUPERFICIE SIMPLIFICADA SIN TERMINO INTEGRAL

En este apartado se presenta el primer avance de la investigación, mostrando los análisis matemáticos, que son las ecuaciones de estado, la aplicación de la superficie de conmutación tanto en modo buck como en modo boost, y el resultado final donde se muestra en las simulaciones que el voltaje de entrada sigue a un voltaje de referencia, de manera satisfactoria.

4.3.2.1 ANÁLISIS Y SIMULACIÓN

A continuación, presentamos el primer análisis junto con la superficie simplificada sin el término integral mostrando los resultados obtenidos mediante simulación.

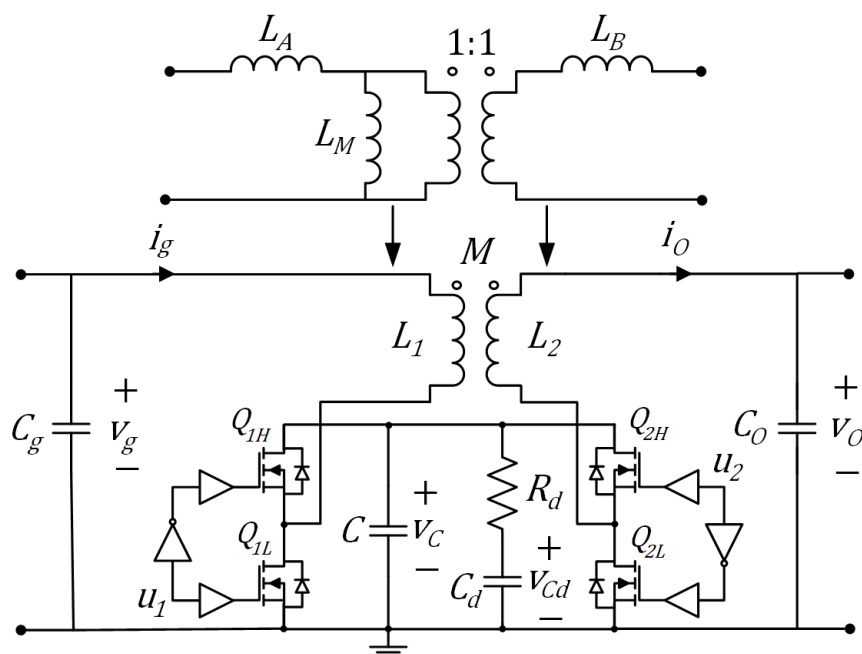


Fig. 4.3. Convertidor Reductor-Elevador Bidireccional con implementación de los inductores acoplados.

$$L_M = M; L_1 = L_A + M; L_2 = L_B + M$$

La Fig. 4.3 nos muestra el esquema del convertidor buck-boost versátil propuesto el cual remplazara la posición del convertidor DC/DC representado en el esquema del sistema fotovoltaico en la Fig.4.2.

Idealmente el condensador C_o quedará en paralelo con una fuente de tensión ideal y es superfluo en el análisis. En la práctica el condensador C_o debe filtrar componentes de alta frecuencia de la corriente de carga de la batería.

También el esquema del convertidor nos describe la forma en que los inductores acoplados han sido implementados en el prototipo experimental: que consta de dos inductores no acoplados (L_A, L_B) y un transformador con relación de espiras 1:1 con una inductancia de magnetización L_M .

La elección de la implementación de los inductores acoplados que se muestra en la figura 4.3 se explica a continuación: lamentablemente las especificaciones de corriente de los inductores

“débilmente” acoplados disponibles nos han hecho decantarnos por una implementación equivalente basada en la asociación de un transformador con relación de espiras 1:1 e inductancia de magnetización L_M , a cuyos devanados se conectan en serie sendos inductores iguales. Si bien no está clara la necesidad del inductor L_B , se ha preferido considerarlo por si en el futuro próximo aumentase la disponibilidad comercial de inductores acoplados. Adicionalmente, considerar una implementación simétrica en la que L_A y L_B son iguales reduce de entrada los grados de libertad en el espacio de parámetros del convertidor al tiempo que se excluye la posibilidad de un acoplo magnético perfecto, ya que si $L_A = L_B > 0$ $M^2 < L_1 L_2$.

Para el análisis se podría utilizar [14] el modelo simplificado clásico ya conocido de la relación $i - v$ del módulo fotovoltaico la cual es la siguiente:

$$i_{pv} = i_{sc} - I_R e^{a \cdot v_{pv}} \quad (193)$$

La ecuación muestra la variable i_{pv} que es la corriente suministrada por el módulo fotovoltaico, la corriente i_{sc} es la corriente fotogenerada que depende directamente de la irradiación, y la tensión v_{pv} es la tensión de operación del módulo, y por último la corriente I_R y a son los parámetros del módulo fotovoltaico, que dependen directamente de diversos factores tecnológicos y de la temperatura. Pero en esta investigación, se ha decidido trabajar modelando el módulo fotovoltaico, de una forma que es más simple la cual es mediante una fuente de corriente independiente de valor i_{pv} que desde el punto de vista dinámico es aún más exigente.

Los interruptores del convertidor son transistores MOSFET de canal N configurados en forma de dos semipuentes independientes. Las señales de control semipuerto izquierdo (elevador) derecho (reductor) son respectivamente u_1 y u_2 .

Se considera que las señales u_1 y u_2 , toman el valor lógico 0 cuando se desea que no pase corriente en el MOSFET al que están directamente aplicadas en estado de no conducción y el valor lógico 1 cuando se desea que el MOSFET pase corriente y se encuentre en estado de conducción. El *driver* comercial que utilizaremos (HIP4081A) facilita que en modo de operación normal uno de los semipuentes conmute a alta frecuencia, mientras que se mantiene en conducción de forma indefinida al transistor de lado alto del otro semipuerto. Debido a que cuenta con una bomba de carga interna que complementa el circuito de bootstrap utilizado en la conmutación del MOSFET del lado alto del semipuerto de otros drivers comerciales.

El principal inconveniente del convertidor es que presenta una estructura compleja de orden elevado lo que en general, dificulta su análisis. Sin embargo, si modelamos el módulo fotovoltaico de forma simplificada como una fuente de corriente y aceptamos que las transiciones entre los modos elevador y reductor serán lentas, es factible analizar el control de tensión de entrada del sistema mediante la técnica de control en modo de deslizamiento para cada uno de los dos modos de funcionamiento.

La figura 4.4 nos muestra el modelo simplificado del sistema, en el cual podemos apreciar el cambio de los conmutadores bidireccionales del convertidor, ahora representadas por fuentes controladas de voltaje y corriente, esto se realiza para tener un mejor análisis independiente de las secuencias exactas de activación y desactivación [15].

Inicialmente hemos preferido un planteamiento analítico más general que no presupone, ningún tipo de implementación ni simetría como el que se presenta a continuación. Más adelante en el apartado 4.9 se realiza un análisis más específico donde se presenta la implementación práctica del sistema y donde ya existe la parte simétrica. A pesar de a ver anticipado que la implementación a utilizar es simétrica, preferimos inicialmente hacer un planteamiento más general.

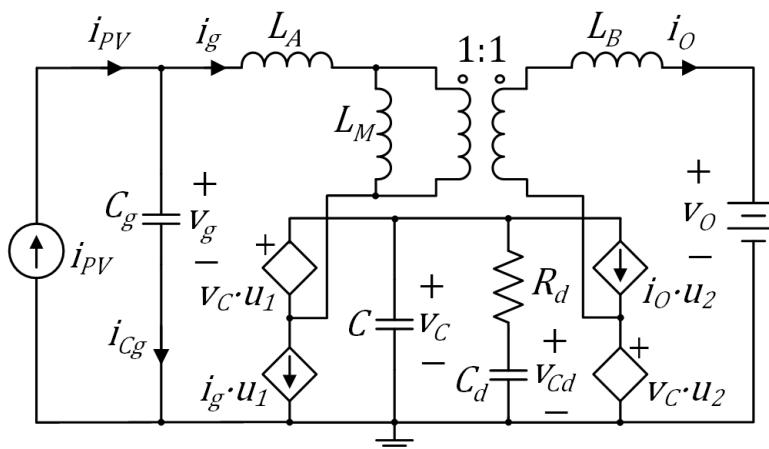


Fig. 4.4. Modelo Simplificado del Sistema Panel-Convertidor-Batería.

De acuerdo con el análisis realizado a la figura 4.4 obtenemos nuestras cinco ecuaciones del sistema

$$f_1(x) = \frac{di_g}{dt} = \frac{L_2[v_g - v_c(1-u_1)] - M[v_o - v_c u_2]}{L_1 L_2 - M^2}$$

$$f_2(x) = \frac{di_o}{dt} = \frac{M[v_g - v_c(1-u_1)] - L_1[v_o - v_c u_2]}{L_1 L_2 - M^2}$$

$$f_3(x) = \frac{dv_c}{dt} = \frac{i_g(1-u_1) - i_o u_2}{C} - \frac{v_c - v_{Cd}}{R_d C}$$

$$f_4(x) = \frac{dv_{Cd}}{dt} = \frac{v_c - v_{Cd}}{R_d C_d}$$

$$f_5(x) = \frac{dv_g}{dt} = \frac{i_{Cg}}{C_g} = \frac{i_{pv} - i_g}{C_g} \quad (194)$$

Tal como se hace en [16], para explicar el sistema en lazo abierto mediante un sistema de cinco ecuaciones diferenciales (2) de la forma $\frac{dx}{dt} = f(x, u_1, u_2)$ donde el vector de estado $x = [i_g, i_o, v_c, v_{Cd}, v_g]^T$, se opta por emplear el modelo circuital simplificado de la Fig.4.4, en el que

como podemos apreciar se han sustituido los interruptores por fuentes de tensión y corriente controladas [15]. Y también podemos observar que la quinta ecuación corresponde a la dinámica del condensador C_g que se ha añadido en paralelo a la entrada del convertidor original para adaptar su estructura a un generador de entrada del tipo fuente de corriente.

Tomando la misma función de conmutación que se presenta en [14] basada en la corriente del condensador C_g que pretende que la tensión de entrada v_g siga a una tensión de referencia externa v_r , la superficie de deslizamiento escogida es

$$\begin{aligned} S(x) &= i_{pv} - i_g + G(v_g - v_r) = \\ &= C_g \frac{dv_g}{dt} + G(v_g - v_r) = 0 \end{aligned} \quad (195)$$

Por lo que la dinámica de deslizamiento ideal de la variable v_g será

$$H(s) = \frac{V_g(s)}{V_r(s)} = \frac{G}{C_g s + G} \quad (196)$$

Como podemos apreciar la función de red entrada-salida en lazo cerrado que nos interesa dado el objetivo declarado anteriormente de controlar la tensión del módulo fotovoltaico presentará un polo real estable en $s = -\frac{G}{C_g}$. En lazo cerrado consideraremos que el sistema tiene las entradas $w = [i_{pv}, v_o, v_r]^T$ por lo que podrían definirse otras funciones de transferencia para analizar los efectos de las distintas perturbaciones que pueden afectar al sistema.

Tal como se proponía en [16], para aumentar la eficiencia evitando pérdidas de conmutación es deseable controlar el convertidor de forma que funcione en modo reductor de tensión, haciendo que solo conmute u_2 , o en modo elevador, imponiendo que quien conmute sea u_1 .

$$\begin{cases} u_1 = 1; u_2 \in \{0,1\} & \text{en modo buck} \\ u_1 \in \{0,1\}; u_2 = 0 & \text{en modo boost} \end{cases} \quad (197)$$

Por tanto, el convertidor buck-boost versátil opera como un convertidor reductor con filtro de entrada o como un convertidor elevador con filtro de salida. La adición de una red de amortiguamiento $R_d C_d$ serie evita las resonancias típicas en ambas estructuras de orden elevado, al tiempo que permite dinámicas de fase mínima.

Análogamente a lo que sucedía en [4], en que el acoplo magnético permite controlar indistintamente y con similares dinámicas la corriente de entrada (o la de salida) en ambos modos de funcionamiento, queremos demostrar que es posible controlar la tensión de entrada en modo de deslizamiento incluso en el caso de operar como un convertidor buck con filtro de entrada. Comprobaremos que, en dicho caso, sin acoplo magnético no habría grado relativo 1 y por tanto no existiría modo de deslizamiento.

4.3.2.2 ANALISIS DEL SISTEMA CUANDO $v_g > v_o$. Caso reductor ($u_1 = 1$)

Recordemos que hemos cambiado el criterio y que este modo puede ser descrito como boost si consideramos, como en capítulo 3, que el carácter elevador o reductor lo define la relación de la tensión del panel que es la que se desea regular y la tensión de la batería $\frac{V_{REF}}{V_o} < 0$. Ahora en este capítulo hemos considerado el criterio de flujo de energía (valores medios de corrientes positivos) de izquierda a derecha y lo describimos como buck porque $\frac{V_o}{V_{REF}} < 0$ consideramos que la salida está a la derecha.

Por lo que al igual que los otros convertidores para comprobar que existe deslizamiento en modo buck con la superficie de conmutación que hemos propuesto, primero obtendremos el control equivalente. Posteriormente determinaremos el punto de trabajo estacionario y el polinomio característico de la dinámica de deslizamiento ideal.

El control equivalente se obtiene de

$$\frac{ds(x)}{dt} = \frac{di_{pv}}{dt} - f_{buck1}(x, u_2) + G \left(f_{buck5}(x, u_2) - \frac{dv_r}{dt} \right) = 0 \quad (198)$$

$$s(x) = C_g \frac{dv_g}{dt} + G(v_g - v_r)$$

$$\frac{ds(x)}{dt} = \frac{di_{pv}}{dt} - \frac{di_g}{dt} + G \frac{dv_g}{dt} - G \frac{dv_r}{dt}$$

Sustituyendo $\frac{ds(x)}{dt} = 0$ y $\frac{di_g}{dt}$; $u_1 = 1$; $u_2 = u_{2eq}$; obtenemos

$$\frac{di_{pv}}{dt} - \left[\frac{L_2[v_g - v_c(1 - u_1)] - M[v_o - v_c u_{2eq}]}{L_1 L_2 - M^2} \right] + G \frac{dv_g}{dt} - G \frac{dv_r}{dt} \quad (199)$$

Despejando u_{2eq} de la ecuación anterior el resultado es

$$u_{2eq} = \frac{v_o}{v_c} + \frac{L_2}{M} \left(1 - \frac{v_g}{v_c} \right) + \frac{L_1 L_2 - M^2}{M v_c} \left[\frac{G}{C_g} (i_{pv} - i_g) + \frac{di_{pv}}{dt} - G \frac{dv_r}{dt} \right] \quad (200)$$

Siempre que se requiera que exista deslizamiento es necesario que se cumpla la siguiente condición [17]

$$0 < u_{2eq} < 1 \quad (201)$$

Siempre debemos de contar con que exista acoplo magnético de lo contrario desaparece u_2 de (198) y no se podría calcular el control equivalente, lo que corresponde a un sistema de grado relativo mayor que 1 en el que no existe modo de deslizamiento con la superficie (195). De forma

equivalente, puede comprobarse que el grado relativo es 1 cuando ($0 < M^2 < L_1 L_2$) ya que

$$\frac{\partial}{\partial u_2} \left(\frac{ds(x)}{dt} \right) = \frac{-Mv_c}{L_1 L_2 - M^2} < 0 \quad (202)$$

La existencia de términos en el control equivalente que dependen de las derivadas de las entradas, $\frac{di_{pv}}{dt}$ y $\frac{dv_r}{dt}$, indica que puede perderse el deslizamiento ante variaciones bruscas de dichas entradas, por lo que es conveniente limitar dichas derivadas si el sistema lo permite. En el caso de la derivada de la referencia, dado que muchos métodos MPPT aplican saltos de tipo escalón en dicha variable, una solución que da buen resultado es la utilización de un pre-filtro pasabajos de primer orden.

La dinámica de deslizamiento ideal en lazo cerrado se obtiene al sustituir u_2 por el control equivalente en lo referente al $f_{buck}(x, u_2)$ y como sabemos imponiendo que $s(x) = 0$. Puede comprobarse que podremos escribir la derivada de una de las variables de estado en función del resto ya que se produce la consabida reducción de orden asociada al deslizamiento ideal.

Se impone que, tanto las derivadas de las variables de estado $f_{buck}(x, u_{2eq}) = 0$, como las derivadas de las entradas $\frac{dw}{dt} = 0$ ($W = [I_{pv}, V_o, V_r]^T$) sean cero para obtener el punto de equilibrio el cual es el siguiente $X = [I_{pv}, \frac{V_r I_{pv}}{V_o}, V_r, V_r, V_r]^T$ que es el que cabe esperar en un convertidor buck con filtro de entrada ideal. Se verifica además que en el punto de equilibrio el control equivalente es $U_{2eq} = \frac{V_o}{V_r}$, que es también el que cabe esperarse con la relación de conversión de tensión de un convertidor buck en lazo abierto conmutando a un ciclo de trabajo constante.

Ahora linealizando la dinámica de deslizamiento ideal en torno al punto de equilibrio obtenemos la expresión del polinomio característico de cuarto orden siguiente:

$$\left(s + \frac{G}{C_g} \right) (s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0) \quad (203)$$

$$a_2 = \frac{1}{R_d} \left(\frac{1}{C_d} + \frac{1}{C} \right) + \frac{I_{pv}}{V_o C} \left(\frac{L_2}{M} - \frac{V_o}{V_r} \right)$$

$$a_1 = \frac{V_o}{V_r M C} + \frac{I_{pv}}{V_o R_d C_d C} \left(\frac{L_2}{M} - \frac{V_o}{V_r} \right)$$

$$a_0 = \frac{V_o}{V_r R_d C_d C M}$$

Como podemos apreciar algo que sobra del polinomio característico (203) es que uno de sus polos es el que hemos impuesto en (195), lo que simplifica el análisis de la estabilidad del sistema. Por otra parte, no parece muy difícil asegurar que $\frac{L_2}{M} - \frac{V_o}{V_r} > 0$ y, por tanto, la condición necesaria de que todos los coeficientes del polinomio sean positivos, dado que en modo buck $\frac{V_o}{V_r} < 1$ y una implementación simétrica de los inductores acoplados en la que $L_1 = L_2$ garantiza que $\frac{L_2}{M} > 1$ ya que $M^2 < L_1 L_2$.

4.3.2.3 ANALISIS DEL SISTEMA CUANDO: $v_g < v_o$. Caso elevador ($u_2 = 0$)

Al igual que en el modo buck los pasos para el análisis del sistema son completamente los mismos, tomando en cuenta ahora que $u_2 = 0$ en el caso del modo elevador, el control de la tensión de entrada, análogo al control de la tensión de salida de un convertidor buck con filtro de entrada, veremos que la existencia de la derivada de la tensión (corriente por el condensador) en la superficie de conmutación hace que el grado relativo sea 1 y que exista transversalidad incluso en el caso de ausencia de acoplo magnético.

$$\frac{ds(x)}{dt} = \frac{di_{pv}}{dt} - f_{boost1}(x, u_1) + G \left(f_{boost5}(x, u_1) - \frac{dv_r}{dt} \right) = 0 \quad (204)$$

$$s(x) = C_g \frac{dv_g}{dt} + G(v_g - v_r)$$

$$\frac{ds(x)}{dt} = \frac{di_{pv}}{dt} - \frac{di_g}{dt} + G \frac{dv_g}{dt} - G \frac{dv_r}{dt}$$

Sustituyendo $\frac{ds(x)}{dt} = 0$ y $\frac{di_g}{dt}; u_2 = 0; u_1 = u_{1eq}$; obtenemos

$$\frac{di_{pv}}{dt} - \left[\frac{L_2[v_g - v_c(1 - u_{1eq})] - M[v_o - v_c u_2]}{L_1 L_2 - M^2} \right] + G \frac{dv_g}{dt} - G \frac{dv_r}{dt} = 0 \quad (205)$$

Despejando u_{1eq} de la ecuación anterior el resultado es

$$u_{1eq} = 1 - \frac{v_g}{v_c} + \frac{M}{L_2} \left(\frac{v_o}{v_c} - 1 \right) + \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2 v_c} \left[\frac{G}{C_g} (i_{pv} - i_g) + \frac{di_{pv}}{dt} - G \frac{dv_r}{dt} \right] \quad (206)$$

En este caso como mencionamos en el párrafo anterior no habría problemas con ($M = 0$) para que

$$0 < u_{1eq} < 1 \quad (207)$$

Verificando, y siguiendo los mismos pasos del caso buck, también imponemos que $f_{boost}(x, u_{1eq}) = 0$ y que $\frac{dw}{dt} = 0$ ($W = [I_{pv}, V_o, V_r]^T$), con lo que obtenemos el punto de equilibrio $X = \left[I_{pv}, \frac{V_r I_{pv}}{V_o}, V_o, V_o, V_r \right]^T$. El punto de equilibrio, $U_{1eq} = 1 - \frac{V_r}{V_o}$ es el que cabe esperar de un convertidor elevador.

El grado relativo es 1 ya que podemos comprobar que la variable de control u_1 aparece explícitamente en la expresión de la derivada de la superficie siempre que no haya acoplo magnético perfecto ($M^2 < L_1 L_2$).

$$\frac{\partial}{\partial u_1} \left(\frac{ds(x)}{dt} \right) = \frac{-L_2 v_c}{L_1 L_2 - M^2} < 0 \quad (208)$$

En el caso boost, el polinomio característico es

$$\left(s + \frac{G}{C_g}\right) (s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0) \quad (209)$$

$$b_2 = \frac{1}{R_d} \left(\frac{1}{C_d} + \frac{1}{C}\right) + \frac{I_{pv}}{V_{OC}} \left(\frac{V_r}{V_O} - \frac{M}{L_2}\right)$$

$$b_1 = \frac{1}{L_2 C} + \frac{I_{pv}}{V_O R_d C_d C} \left(\frac{V_r}{V_O} - \frac{M}{L_2}\right)$$

$$b_0 = \frac{1}{R_d C_d C L_2}$$

En este análisis como podemos apreciar no resulta tan claro el cumplimiento de las condiciones necesarias de estabilidad puesto que $b_2 > 0$ y $b_1 > 0$.

4.4 RESULTADOS OBTENIDOS

4.4.1 SIMULACIÓN EN EL SOFTWARE PSIM

En este apartado se utilizan los parámetros del convertidor de forma general para su simulación, por lo que la elección de los parámetros de los componentes del convertidor se explicará a detalle en el apartado 4.9, que es la implementación práctica del sistema.

Para la realización de las pruebas se utiliza el panel fotovoltaico BP585 (85 W) de parámetros nominales a 25 °C: $I_{SC} = 5$ A, $V_{OC} = 22,1$ V, $I_{MPP} = 4,72$ A, $V_{MPP} = 18$ V. Como batería vamos a considerar un acumulador de fosfato de hierro-lítio (LFP) de cuatro células, con una tolerancia de variación de la tensión aproximada entre 10 V (2,5 V/cell) y 14,6 V (3,65 V/cell). La tensión nominal es de 12,8 V (3,2 V/cell).

Después de efectuar diversos barridos de parámetros para asegurar que, en valor absoluto, la parte imaginaria de los posibles polos complejos conjugados sea como máximo 1,73 ($\tan 60^\circ$) veces la parte real en cualquiera de los dos modos de operación, hemos elegido los siguientes parámetros para el convertidor los cuales presentamos a continuación: $L_M = L_A = L_B = 22$ μ H, $C_g = 44$ μ F, $C = 10$ μ F, $C_d = 100$ μ F, $R_d = 1$ Ω . La justificación de la toma de estos valores se explicará después de explicar la mejora en la superficie de conmutación.

Para el punto de trabajo nominal, $V_g = 18$ V, $V_o = 12,8$ V, se desea que la frecuencia de conmutación sea de 100 kHz. Para obtener este valor se tuvieron que ajustar los valores de la ganancia junto con el ancho de histéresis del comparador del lazo de control.

Asimismo, se ha optado por seleccionar $G = 1,4$ S en la superficie (195), lo que concierne directamente al polo de (196) que se encuentra situado aproximadamente en $-2\pi 5000$ s^{-1} . En el punto de trabajo nominal en modo buck, el resto de los polos se encuentran cercanos a -131100 s^{-1} y $-13200 \pm j8500$ s^{-1} .

Ahora la siguiente figura 4.5 nos muestra el esquema de bloques del control, donde podemos

apreciar que en el error de tensión se multiplica por el factor G y este es sumado a la medida de la corriente que circula por el condensador de entrada para obtener $S(x)$ como lo indica la superficie de conmutación (195). Después la señal $S(x)$ es amplificada para con esto inyectarla en un primer comparador con histéresis (comparador de ventana con divisor de tensión de tres resistores iguales) para implementarlo con el conocido circuito *timer* 555 analógico. Como la anchura de la histéresis es fija ($V_{cc}/3$), el ajuste de la frecuencia de conmutación en el punto de trabajo nominal se realiza modificando la ganancia del amplificador previo cuya entrada es $S(x)$ y cuya salida es $S1$. Este primer comparador genera la señal u_1 de control del semipunto boost. La señal de control u_2 del semipunto buck se genera en otro comparador idéntico al anterior al que se aplica la señal $S2$ obtenida restando a $S1$ una tensión equivalente a la anchura de la banda de histéresis.

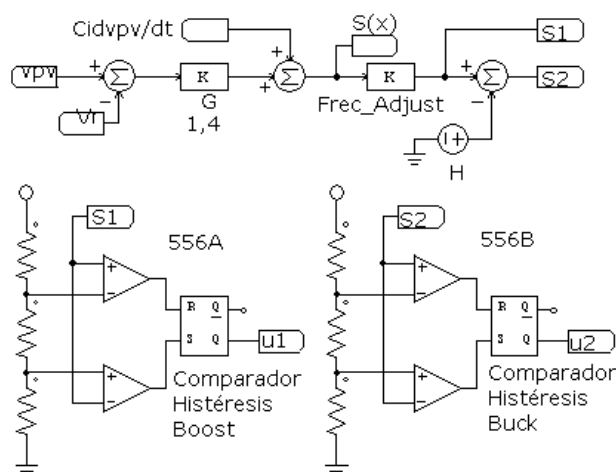


Fig. 4.5. Esquema de bloques del control utilizado en las simulaciones, detallando la implementación de los dos comparadores con histéresis basada en la utilización del CI556.

De esta forma, tomando como base una filosofía similar a la utilizada en [16], al mover las bandas de histéresis como se muestra en la Fig.4.6, es probable hacer de forma automática la transición de modos explicada en (197) que se refiere al valor que toma la variable de conmutación u .

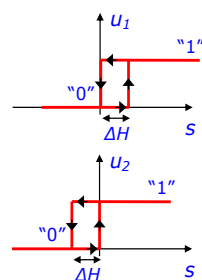


Fig. 4.6. Características de la entrada salida de los comparadores desplazadas para conseguir una transición automática entre modos elevador y reductor.

En la Figura 4.7 se muestran los primeros resultados de una primera simulación del convertidor que en este caso opera en modo Buck en la cual de acuerdo con el control se pretende que la tensión de entrada siga a una tensión de referencia variable, y esta oscila a 1 kHz entre 18 V y 18,5 V. La corriente de entrada está en un valor cercano a los 4,72 A. En esta misma figura también podemos apreciar la señal $S(x)$ que concierne al diagrama de bloques de la Fig. 4.5.

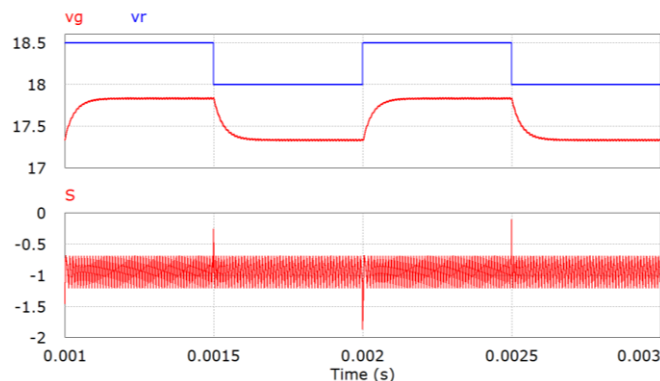


Fig. 4.7. Simulación de la tensión de entrada y de la señal $S(x)$ de la Fig.4 ante una referencia que cambia periódicamente entre 18 V y 18,5 V cada 500 μ s.

La frecuencia de conmutación con la que se realizaron las simulaciones se adaptó aproximadamente en torno a los 100 kHz. Debido a que no existe un término integral en la superficie de conmutación propuesta, se observa un error en estado estacionario de unos 660 mV (ver ampliación de la Fig.4.9). De acuerdo con lo anterior y con diferentes pruebas se llega a la conclusión de que a una mayor frecuencia de conmutación se reduce este error en estado estacionario y a una menor lo aumenta. Si el algoritmo que obtiene el MPP mide la tensión, este error de tensión no tiene por qué afectar significativamente al sistema. En la gráfica de la superficie nos muestra picos en los instantes en que permuta la consigna esto es debido a que la derivada de dicha consigna es muy grande y el término $-G \frac{dv_r}{dt}$ en (206) hace que se pierda puntualmente la condición de deslizamiento (207). En la simulación, las pérdidas de deslizamiento en los transitorios de la referencia ocasionan la aparición de pulsos de conmutación indeseados en el semipunto boost. Para corregir este problema, se ha introducido un pre-filtro, un filtro pasabajos de primer orden con frecuencia de corte de 10 kHz, que limita la derivada de la referencia tal como se muestra en la Fig.4.10. Todas las simulaciones posteriores han sido realizadas con dicho pre-filtro. La adición del pre-filtro no modifica sustancialmente la respuesta transitoria de la tensión $v_g(t)$ ya que la respuesta de primera orden prevista en (196) con una constante de tiempo de unos 32 μ s también queda ligeramente afectada por la frecuencia de conmutación finita y por las pérdidas de deslizamiento en los transitorios.

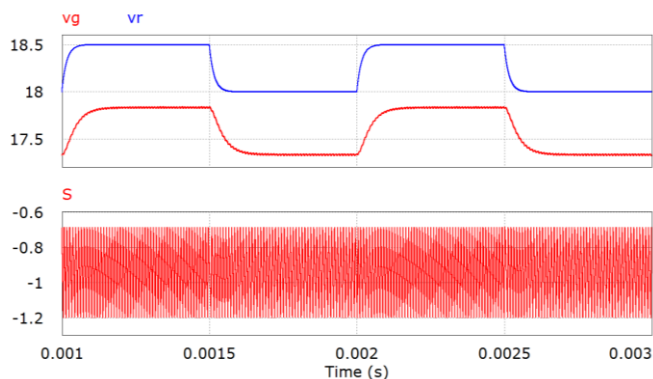


Fig. 4.8. Efectos de un pre-filtro que limita la pendiente de la referencia en las señales de la Fig.6.

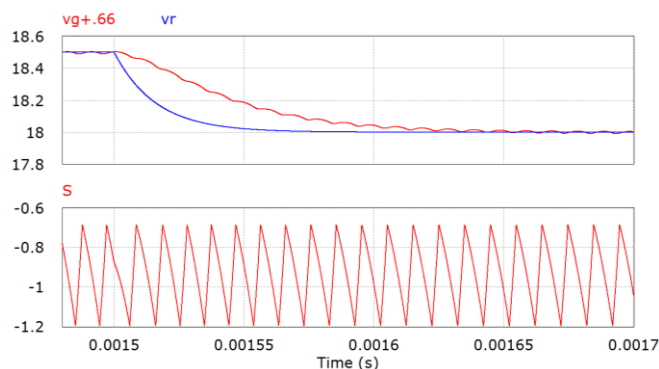


Fig. 4.9. Detalle de la transición de la Fig.4.8 que se produce a los 1.5 ms.

En la figura 4.9 existe un aumento en el cual se puede observar que con el valor de $165 \mu\text{s}$ son adecuados para que se alcance el valor estacionario del valor medio de la tensión de entrada. Ahora para que se pueda eliminar el error en estado estacionario por completo solo basta con sumar el valor de 660 mV a la tensión de entrada como se puede apreciar también en la figura. La figura también aporta otro dato interesante el cual es que el rizado de la tensión de entrada en régimen estacionario es casi imperceptible en diferencia con los 500 mV de amplitud de la transición.

La forma de onda del rizado de la señal $S(x)$ tiene la forma aproximadamente triangular que cabe esperar en un sistema en modo de deslizamiento. Como era de esperar, tras el transitorio se aprecia una mayor distorsión que se corrige en un par de conmutaciones. La señal no está centrada en torno a cero porque el comparador con histéresis correspondiente está alimentado de forma unipolar a 5 V y el bloque de ajuste de frecuencia (Freq_Adjust) es de tipo inversor.

En la Fig. 4.10 muestra las variables ipv , ig , io en la zona de la simulación comprendida entre $1,5 \text{ ms}$ y $2,5 \text{ ms}$. Se utiliza el modelo físico de un panel configurado como un BP585 operando a 1000 W/m^2 y $60 \text{ }^\circ\text{C}$.

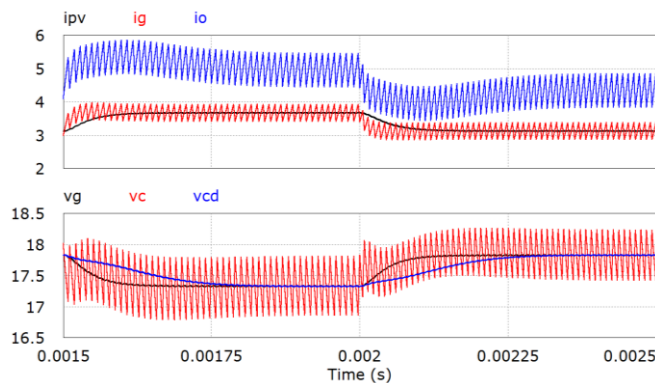


Fig. 4.10. Formas de onda de otras variables del circuito con la tensión de referencia. No hay MPPT.

Las corrientes de los inductores acoplados i_g e i_o y, en menor medida, la tensión del condensador intermedio v_C presentan significativos rizados de forma aproximadamente triangular a la frecuencia de conmutación. La respuesta transitoria de pequeña señal es estable y en todos los casos se alcanza el régimen estacionario en menos $300 \mu\text{s}$, siendo las variables i_o , v_C y v_{Cd} las que tienen respuestas

más lentas, acordes con los cuatro polos previstos teóricamente, dos reales y dos complejos conjugados. Es posible comprobar que la respuesta de i_g corresponde a una función de transferencia con un solo polo real que coincide con el de (196). Asimismo, hay que mencionar que la tensión intermedia está bien acotada y sin sobrepicos que hagan necesario sobredimensionar en tensión los MOSFET del circuito.

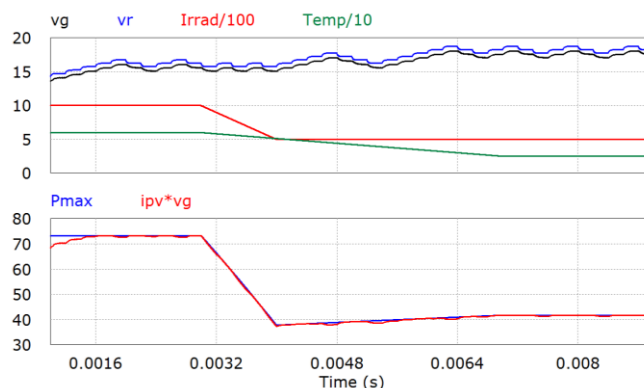


Fig. 4.11. Evolución de la tensión y la potencia de entrada del circuito controlado por un algoritmo MPPT P&O clásico ante cambios rápidos en la irradianza y temperatura del panel PV.

Se ha ensayado un algoritmo MPPT del tipo P&O básico [18] que compara la potencia obtenida para dos valores de consigna de tensión separados por un pequeño diferencial de tensión de ± 500 mV. Cada $200 \mu s$ la consigna de tensión y la potencia del primer punto son reemplazadas por las del segundo punto, mientras que la consigna de tensión del segundo punto se obtiene sumando el diferencial a su valor anterior. El algoritmo cambia el signo del diferencial cada vez que la potencia del segundo punto deja de ser superior a la del primer punto. Como se muestra en la figura 4.11, en la que se ha supuesto una reducción rapidísima (no realista) de la irradianza y la temperatura del panel, el sistema es capaz de modificar la consigna.

Ahora en la figura 4.12 mostramos el sistema fotovoltaico propuesto para esta primera etapa y donde podemos observar al sistema completo junto con el convertidor conmutado buck-boost versátil bidireccional, con la implementación del control en modo de deslizamiento, y también la implementación de sistema MPPT y el censado de la batería para cuando esta esté completamente cargada mande la señal al control y el control para la carga de la batería.

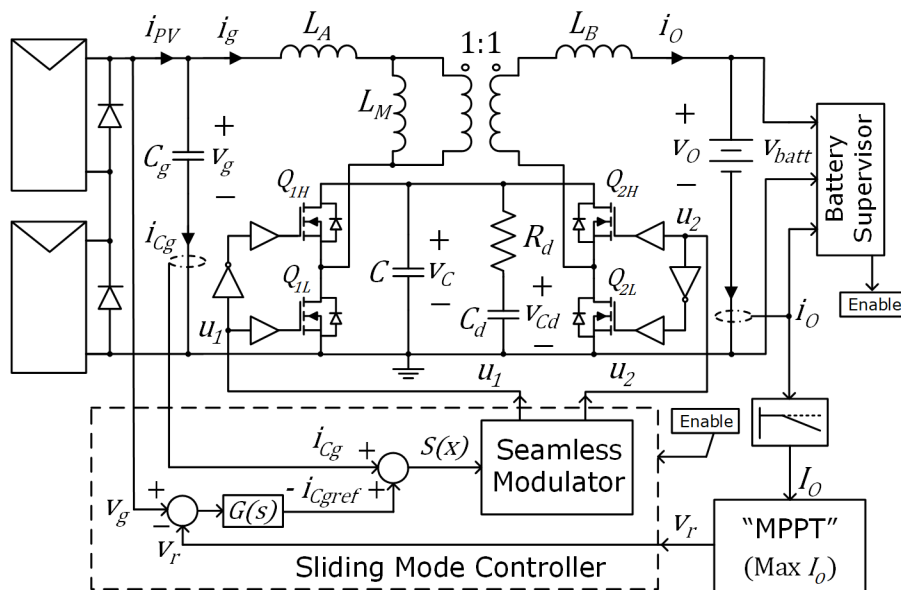


Fig. 4.12 Sistema fotovoltaico propuesto.

4.5 ESTUDIOS PRELIMINARES DEL ANALISIS DE LA SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN SIN TERMINO INTEGRAL

Tras realizar un análisis teórico, se ha comprobado por simulación que es posible realizar un control en modo de deslizamiento a frecuencia de conmutación variable de la tensión de entrada del convertidor buck-boost versátil en una aplicación fotovoltaica. Tal como se había previsto, no sería posible controlar el convertidor en modo reductor con la estrategia propuesta si no se acoplan magnéticamente los inductores de la estructura.

4.6 MEJORA A LA SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN

Después de realizar las simulaciones anteriores con resultados satisfactorios, en la figura 4.9 podemos observar con claridad que existe un error en estado estacionario, por lo que para eliminar el error en estado estacionario se decide agregar un término integral a la superficie de conmutación.

En este apartado se realiza el análisis matemático, donde ya se prevé la implementación práctica del sistema junto con la parte simétrica, base para la realización del apartado 4.9

Al igual que en el análisis anterior se toma como base el modelo del circuito simplificado de la figura 4.4. El esquema del convertidor representa la forma en que los inductores acoplados se han implementado en el prototipo experimental: dos inductores no acoplados (L_A , L_B) y inductores fuertemente acoplados 1: 1 de inductancia de magnetización L_M .

A diferencia del análisis presentado anteriormente donde no se agregó el término integral, en este análisis todas las expresiones teóricas tienen en cuenta que la implementación de inductores acoplados implica que $L_M = M > 0$, $L_1 = L_A + M > 0$, $L_2 = L_B + M > 0$, y $L_M(L_A + L_B) > 0$.

Tenga en cuenta que L_1 y L_2 son las auto inductancias del puerto 1 y 2 de los inductores acoplados, y M es la inductancia mutua.

Del modelo circuital 4.4 se ha agregado una sexta ecuación de estado a las cinco ecuaciones originales. La ecuación de estado adicional corresponde a término integral, que se agrega con el fin de eliminar el error en estado estacionario del voltaje de entrada.

Como vimos en el párrafo anterior y donde afirmamos que el error en estado estacionario no es significativo si el algoritmo de MPPT diseñado mide esta tensión. Sin embargo, si se utiliza con un controlador de voltaje proporcional-integral mejor conocido como PI y este se agrega al sistema, se asegura que no exista error en estado estacionario y lo nulifique. Por lo que, se puede omitir el muestreo de la tensión de entrada, con lo que se reducen costos computacionales en el desarrollo del algoritmo de MPPT.

Recordando que el objetivo de la función de conmutación propuesta en [14], [19], basada en la corriente del condensador C_g que pretende que la tensión de entrada v_g siga a una tensión de referencia externa v_r . Si añadimos el término integral mencionado para compensar los efectos de no linealidad no modelados, como lo son pérdidas y retardos la superficie de conmutación deslizante con el término integral sumado puede escribirse como:

$$\begin{aligned} S(x) &= i_{pv} - i_g + G(v_g - v_r) + k(int_{err}) = \\ &= C_g \frac{dv_g}{dt} + G(v_g - v_r) + k(int_{err}) = 0 \end{aligned} \quad (209)$$

La función de transferencia en pequeña señal que corresponde al dominio de Laplace entre la tensión de entrada v_g y la tensión de referencia v_r , y siguiendo los mismos pasos que el análisis presentado anteriormente para la solución obtenemos:

$$H(s) = \frac{V_g(s)}{V_r(s)} = \frac{Gs+k}{C_g s^2 + Gs+k} \quad (210)$$

Donde en $H(s)$ los dos polos que se observan estarán en el semiplano izquierdo si $G > 0$, $C_g > 0$, y $k > 0$. Tomando como base el análisis presentado anteriormente, el convertidor Buck-Boost versátil bidireccional funciona como un convertidor Buck con filtro de entrada y como un convertidor boost con filtro de salida.

Como hemos mencionado anteriormente para describir el sistema en lazo abierto mediante un sistema de cinco ecuaciones diferenciales de la forma $\frac{dx}{dt} = f(x, u_1, u_2)$ siendo el vector de estado $x = [i_g, i_o, v_C, v_{Cd}, v_g]^T$, ahora agregando el término integral a las cinco ecuaciones de estado junto

con la superficie de deslizamiento el vector de estado es igual $x = [i_g, i_o, v_c, v_{Cd}, v_g, int_err]^T$ siendo las ecuaciones de estado:

$$\begin{aligned}
 f_1(x) &= \frac{di_g}{dt} = \frac{L_2[v_g - v_c(1-u_1)] - M[v_o - v_c u_2]}{L_1 L_2 - M^2} \\
 f_2(x) &= \frac{di_o}{dt} = \frac{M[v_g - v_c(1-u_1)] - L_1[v_o - v_c u_2]}{L_1 L_2 - M^2} \\
 f_3(x) &= \frac{dv_c}{dt} = \frac{i_g(1-u_1) - i_o u_2}{C} - \frac{v_c - v_{Cd}}{R_d C} \\
 f_4(x) &= \frac{dv_{Cd}}{dt} = \frac{v_c - v_{Cd}}{R_d C_d} \\
 f_5(x) &= \frac{dv_g}{dt} = \frac{i_{Cg}}{C_g} = \frac{i_{pv} - i_g}{C_g} \\
 f_6(x) &= \frac{dint_err}{dt} = v_g - v_r
 \end{aligned} \tag{211}$$

Siguiendo el mismo criterio y recordando que la quinta ecuación corresponde a la dinámica del condensador C_g que se añade en paralelo a la entrada del convertidor original para adaptar su estructura a un generador de entrada del tipo fuente de corriente. La sexta ecuación corresponde al término integral para disminuir el error en estado estacionario.

4.6.1 ANALISIS DEL SISTEMA CUANDO $v_g > v_o$. Caso reductor $u_1 = 1$

Análogamente como en los pasados análisis, para comprobar que existe la región de deslizamiento en modo buck, con la nueva superficie de conmutación se debe de determinar el control equivalente. Después obtendremos el punto de equilibrio, así como el polinomio característico de la dinámica de deslizamiento ideal. El control equivalente se obtiene imponiendo que la superficie de conmutación sea igual a cero como sigue:

$$\begin{aligned}
 \frac{dS(x)}{dt} &= \frac{di_{pv}}{dt} - f_{buck1}(x, u_2) + \\
 + G \left(f_{buck5}(x, u_2) - \frac{dv_r}{dt} \right) + k(v_g - v_r) &= 0
 \end{aligned} \tag{212}$$

$$u_{2eq} = \frac{v_o}{v_c} + \frac{L_B + L_M}{L_M} \left(1 - \frac{v_g}{v_c}\right) + \frac{L_A L_B + L_M(L_A + L_B)}{L_M v_c} \left[\frac{G}{C_g} (i_{pv} - i_g) + k(v_g - v_r) + \frac{di_{pv}}{dt} - G \frac{dv_r}{dt} \right] \quad (213)$$

Para que exista región de deslizamiento el control equivalente debe estar segmentado por lo siguiente:

$$0 < u_{2eq} < 1 \quad (214)$$

En ausencia de acoplo magnético ($L_M = 0$) y el control equivalente en modo buck u_{2eq} tiende a infinito, que en la práctica es el equivalente a un control saturado ($u_{2eq} \geq 1$). Tener un acoplamiento magnético positivo garantiza que el grado relativo del sistema sea 1 por que la variable del control u_2 aparece explícitamente en la derivada de la superficie (215) cuando $L_M > 0$.

Obsérvese nuevamente que se ha supuesto un acoplamiento magnético positivo en la implementación de inductores acoplados representados en la fig. 4.4.

$$\frac{\partial}{\partial u_2} \left(\frac{dS(x)}{dt} \right) = \frac{-L_M v_c}{L_A L_B + L_M(L_A + L_B)} < 0 \quad (215)$$

Observamos que $G \frac{dv_r}{dt}$ aparece en el control equivalente, por lo que es necesario limitar el valor de la derivada del voltaje de referencia para asegurar que el régimen de deslizamiento no se pierda después de un cambio de referencia. Al igual que el análisis presentado anteriormente, la dinámica de deslizamiento ideal en lazo cerrado se obtiene substituyendo u_2 por el control equivalente u_{2eq} en $f_{buck}(x, u_2)$ e imponiendo que $S(x) = 0$. También es posible comprobar que, al imponer la ley de control, la derivada de una de las variables de estado depende de otras variables de estado, lo que resulta en la reducción esperada en el orden del sistema que está asociada con el régimen de deslizamiento ideal.

Tomando como base [19], imponemos que tanto las variables de estado como las derivadas sean cero, $f_{buck}(x, u_{2eq}) = 0$ así como también las derivadas de las variables de entrada, $\frac{dw}{dt} = 0$, $W = [I_{pv}, V_o, V_r]^T$.

Siendo el punto de operación en estado estacionario del vector de entrada, obtenemos el punto de equilibrio el cual es $X = [I_{pv}, \frac{V_r I_{pv}}{V_o}, V_r, V_r, V_r, 0]^T$ el cual es el que cabe esperar en un convertidor ideal buck con filtro de entrada. Además, como en el análisis anterior, se confirma que en el punto de equilibrio y el control equivalente es $U_{2eq} = D = \frac{V_o}{V_r}$, que concuerda con la relación de conversión de tensión de un convertidor buck en lazo abierto conmutando a un ciclo de trabajo constante D .

Siguiendo el orden establecido después de obtener los puntos anteriores, ahora se tendrá que linealizar la dinámica de deslizamiento ideal alrededor del punto de equilibrio, obteniendo así la

expresión de quinto orden del polinomio característico.

$$\left(s^2 + \frac{G}{C_g} s + \frac{k}{C_g}\right) (s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0) \quad (216)$$

$$a_2 = \frac{1}{R_d} \left(\frac{1}{C_d} + \frac{1}{C}\right) + \frac{I_{pv}}{V_O C} \left(1 - \frac{V_O}{V_r} + \frac{L_B}{L_M}\right)$$

$$a_1 = \frac{V_O}{V_r L_M C} + \frac{I_{pv}}{R_d C_d V_O C} \left(1 - \frac{V_O}{V_r} + \frac{L_B}{L_M}\right)$$

$$a_0 = \frac{V_O}{R_d C_d V_r L_M C}$$

$$a_2 a_1 - a_0 = \frac{V_O}{V_r R_d C^2 L_M} + \frac{1}{R_d C_d} \left(\frac{I_{pv}}{V_O C} \left(1 - \frac{V_O}{V_r} + \frac{L_B}{L_M}\right)\right)^2$$

Uno de los puntos más importantes del polinomio característico (216) es que como se prevé en las seis ecuaciones de estado (211), dos de sus polos son impuestos por la superficie de conmutación deslizante propuesta (209), el cual simplifica la estabilidad del análisis del sistema. Aplicando el criterio Routh's obtenemos que $\infty > \frac{L_B}{L_M} > 0$, $a_0 > 0$ y $a_2 a_1 - a_0 > 0$, el sistema será estable ya que en modo buck $\left(1 - \frac{V_O}{V_r}\right) \geq 0$ por lo tanto $a_2 > 0$, $a_1 > 0$.

4.6.2 ANALISIS DEL SISTEMA CUANDO $v_g < v_o$. Caso elevador $u_2 = 0$

Nuevamente tomando como base [19] para este análisis, en el modo boost el control de la tensión de entrada es análogo al control de la tensión de salida de un convertidor buck con filtro de entrada, y como la derivada de la tensión que es la corriente a través del condensador se encuentra en la superficie de conmutación el grado relativo es 1 existiendo transversalidad incluso en el caso de que no haya acoplamiento magnético.

El control equivalente siguiendo los mismos pasos que en [19] obtenemos:

$$\frac{dS(x)}{dt} = \frac{di_{pv}}{dt} - f_{boost1}(x, u_1) + G \left(f_{boost5}(x, u_1) - \frac{dv_r}{dt}\right) + k (v_g - v_r) = 0 \quad (217)$$

$$u_{1eq} = 1 - \frac{v_g}{v_c} + \frac{L_M}{(L_B + L_M)} \left(\frac{v_o}{v_c} - 1\right) + \frac{L_A L_B + L_M (L_A + L_B)}{(L_B + L_M) v_c} \left[\frac{G}{C_g} (i_{pv} - i_g) + \frac{di_{pv}}{dt} - G \frac{dv_r}{dt} \right] \quad (218)$$

De acuerdo con lo previsto no existe inconveniente alguno siempre y cuando $L_M = 0$ para que la condición de transversalidad se cumpla

$$0 < u_{1eq} < 1 \quad (219)$$

Siguiendo el mismo procedimiento como lo efectuamos en el caso buck, imponemos que tanto las derivadas como el control equivalente sean iguales a cero quedando de la siguiente forma $f_{boost}(x, u_{1eq}) = 0$ y $\frac{dw}{dt} = 0$, ($W = [I_{pv}, V_o, V_r]^T$), con lo que obtenemos el punto de equilibrio en modo boost, $X = [I_{pv}, \frac{V_r I_{pv}}{V_o}, V_r, V_r, V_r, 0]^T$. Ahora en el punto de equilibrio $u_{1eq} = D = 1 - \frac{v_r}{v_o}$ que es como sabemos lo que cabe esperar en el modo de operación del convertidor boost.

Como es de esperar, el grado relativo es 1 porque la variable de control u_1 aparece explícitamente en la expresión de la derivada de la superficie de conmutación, aunque no exista un acoplamiento magnético perfecto. Con lo que la condición de transversalidad nos queda:

$$\frac{\partial}{\partial u_1} \left(\frac{dS(x)}{dt} \right) = \frac{-(L_B + L_M)v_c}{L_A L_B + L_M(L_A + L_B)} < 0 \quad (220)$$

En el caso boost el polinomio característico nos queda de la siguiente manera:

$$\left(s^2 + \frac{G}{C_g} s + \frac{k}{C_g} \right) (s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0) \quad (221)$$

$$b_2 = \frac{1}{R_d} \left(\frac{1}{C_d} + \frac{1}{C} \right) + \frac{I_{pv}}{V_o C} \left(\frac{V_r}{V_o} - \frac{L_M}{L_B + L_M} \right)$$

$$b_1 = \frac{1}{(L_B + L_M)C} + \frac{I_{pv}}{V_o R_d C_d C} \left(\frac{V_r}{V_o} - \frac{L_M}{L_B + L_M} \right)$$

$$b_0 = \frac{1}{R_d C_d C (L_B + L_M)}$$

$$b_2 b_1 - b_0 = \frac{1}{R_d C^2 (L_B + L_M)} + \frac{1}{R_d C_d} \left(\frac{I_{pv}}{V_o C} \left(\frac{V_r}{V_o} - \frac{L_M}{L_B + L_M} \right) \right)^2$$

Puesto que en modo boost $1 - \frac{V_r}{V_o} \geq 0$ no resulta tan evidente el cumplimiento de las condiciones necesarias de estabilidad $b_2 > 0$; $b_1 > 0$, éstas deberán comprobarse numéricamente en el momento de escoger los parámetros del convertidor.

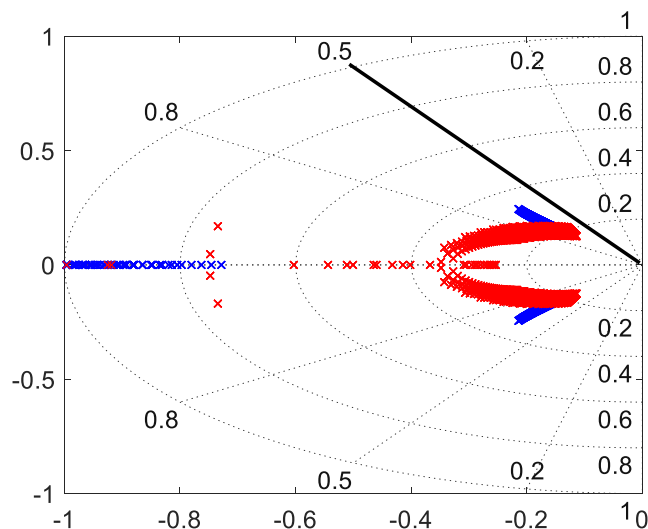


Fig. 4.13. Lugar geométrico de las raíces de los polos de la dinámica interna

En la figura 4.13 se muestran el lugar geométrico de las raíces de los polos de la dinámica interna, donde podemos observar que los polos se encuentran situados al lado izquierda de la línea de amortiguamiento, demostrando que el control implementado funciona correctamente ya que el sistema de acuerdo con los polos de la dinámica interna es estable. En la gráfica podemos apreciar que los polos en color rojo corresponden al modo buck y los polos en color azul al modo boost, el valor del acoplamiento magnético corresponde a una $k = 5$ con este valor todos los polos están en la región correspondiente al factor de amortiguamiento que es mayor a 0.5.

4.7 RESULTADOS OBTENIDOS

La selección de los parámetros del convertidor y del controlador se explicará a detalle en el apartado 4.9.1. A continuación mostramos estos parámetros de forma general al igual que en el apartado 4.3.2.

Los parámetros y elementos constan de un panel fotovoltaico es el módulo BP585 (85 W) de parámetros nominales a 25 °C: $I_{SC} = 5 \text{ A}$, $V_{OC} = 22,1 \text{ V}$, $I_{MPP} = 4,72 \text{ A}$, $V_{MPP} = 18 \text{ V}$. Como batería vamos a suponer un acumulador de fosfato de hierro-litio (LFP) de cuatro células, con un margen de variación de la tensión aproximado entre 10 V (2,5 V/cell) y 14,6 V (3,65 V/cell).

En este caso en particular se ajustó la ganancia en lazo cerrado del control interno, así como la anchura del comparador de histéresis, para con esto conseguir una frecuencia de conmutación de aproximadamente 90 kHz en el punto de operación nominal, $V_g = 18 \text{ V}$, $V_o = 12,8 \text{ V}$.

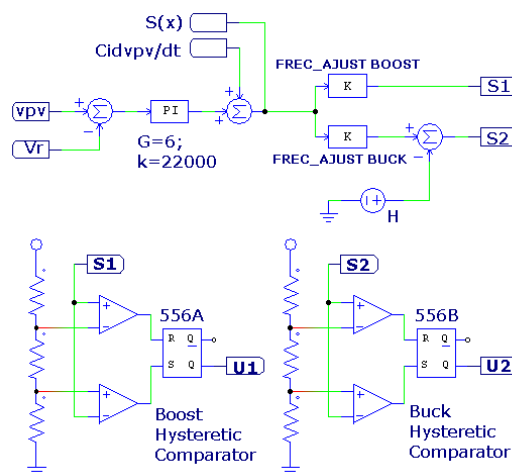
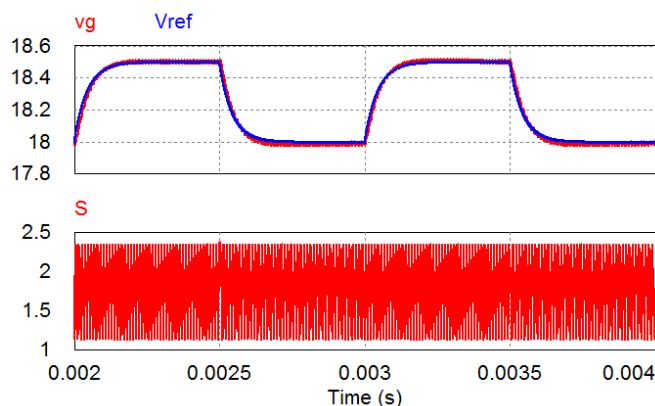


Fig. 4.14. Esquema de bloques del circuito de control, detallando la implementación basada en el CI556 de los dos comparadores con histéresis y la modificación respecto a [5] de dos ajustes de frecuencia de conmutación.

Como podemos apreciar nuevamente en la figura 4.14 se muestra el esquema de bloques del control, este bloque sirve de referencia para el desarrollo de la etapa planteada en el apartado 9.4.2 por lo que este bloque se explica a detalle en este mismo apartado.

Los cambios de referencia escalonados causan la pérdida del régimen de deslizamiento en los transitorios; hay consecuentemente conmutaciones no deseadas en el medio puente de refuerzo, lo que incrementa las pérdidas. Para resolver este problema, se introdujo un pre-filtro, el cual es un filtro pasabajas, con una frecuencia de corte de 3.6 kHz. El cual limita la derivada de la referencia como se muestra en la fig.4.15. Todas las simulaciones futuras se realizan con este pre-filtro.



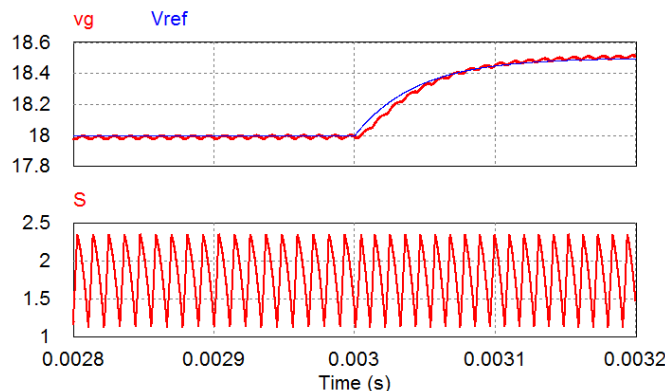


Fig. 4.15 Simulación de la tensión de entrada V_g superpuesta sobre la señal del voltaje de referencia V_{ref} en la parte superior y en la parte de abajo se muestra la señal de la superficie de conmutación $S(x)$

abajo
 Top sim: Dos períodos de respuesta transitoria a cambios de referencia de 500 mV.
 Simulación de fondo: Transitorio ampliado con detalles de ondulación.

De acuerdo con en el análisis matemático realizado en esta parte de la investigación, donde como parte fundamental se agrega el termino integral, con el objetivo de obtener un control integral proporcional como se aprecia en la figura 4.16 y se muestran los resultados de una primera simulación del convertidor en modo de operación buck. Las dos figuras presentadas en la parte superior muestran los dos periodos basadas en una referencia cuadrada la cual es filtrada a una frecuencia de 1kHz, con su tensión de entrada correspondiente, que también cómo se puede apreciar está muy bien regulada entre los valores de 18V y 18.5V con un error en estado estacionario casi imperceptible. También se puede observar que la forma de onda S se encuentra limitada entre los niveles de 5/3 y 10/3 basados en el comparador por histéresis obteniendo como resultado que no existen perdidas en régimen deslizante.

La ampliación del transitorio mostrada en la misma figura 4.15, verifica el buen funcionamiento existente de sistema, ya que como se puede apreciar hay un seguimiento excelente del voltaje de referencia, y donde también se observa que la función de conmutación cuenta con una forma triangular de 90 kHz que es prevista en un régimen deslizante.

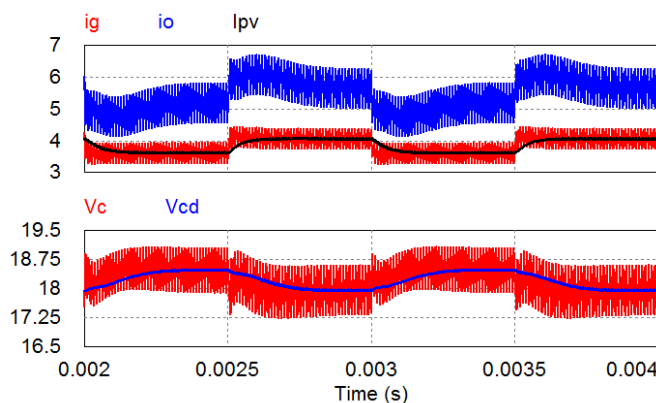


Fig. 4.16 Simulación de las variables del convertidor.

En la parte superior de la figura 4.16 se muestran las corrientes principales del sistema. La corriente del módulo fotovoltaico presenta aproximadamente la misma dinámica que la de la tensión de entrada, mientras que el comportamiento de las corrientes inductoras es constante debido al polinomio característico de quinto orden. En la misma figura en la parte inferior se muestran las tensiones intermedias y amortiguadas del capacitor donde se observa el comportamiento dinámico del polinomio característico completo. También se puede observar que las variables internas del sistema están bien amortiguadas, y la tensión intermedia no presenta ninguna desviación sobresaliente de sus valores calculados en estado estacionario.

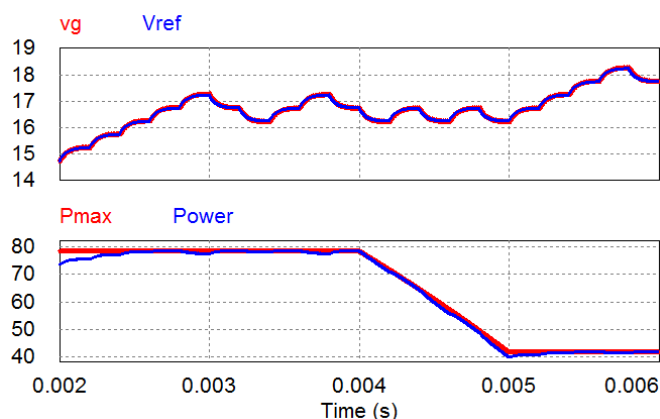


Fig. 4.17 Simulación de las variables del convertidor.

Ahora en la figura 4.17 se utilizó el modelo físico del panel fotovoltaico BP585 que como se explicó al inicio de este capítulo opera a 1 kW/m^2 y $45 \text{ }^\circ\text{C}$ y fue usado en la parte inicial de la simulación, como podemos apreciar de los $t = 4 \text{ ms}$ a $t = 5 \text{ ms}$ la irradiación y la temperatura se redujeron a 500 kW/m^2 y $25 \text{ }^\circ\text{C}$ respectivamente. Estas perturbaciones que se presentan de manera simulada son mucho más rápidas que las que experimentarían en una situación real con irradiaciones completas y sombreados parciales, pero se validaría el correcto funcionamiento del regulador deslizante de la tensión de entrada y del algoritmo de MPPT sin simulaciones prolongadas que implicarían un gran número de puntos. Si el sistema es capaz de seguir estas perturbaciones muy rápidas, por ende, también podrá seguir cambios muy lentos. Para propósito de pruebas en esta investigación se seleccionó un algoritmo básico de MPPT Perturbar y Observar (P&O), el compara la potencia obtenida para dos tensiones de consignas separadas por una pequeña tensión diferencial $\pm 500 \text{ mV}$. Cada 200 ms, la tensión de referencia y la potencia del primer punto se sustituyen por las del segundo punto. El segundo punto de operación de la tensión de ajuste se obtiene sumando la diferencia con su valor anterior. El algoritmo hace la función de cambiar el signo de la tensión diferencial, cuando la potencia en el segundo punto es menor que la potencia del primer punto.

También podemos ver en la parte superior de la figura 4.15 que la tensión de entrada sigue fácilmente a la tensión de referencia esta proporcionada por el algoritmo de MPPT, y en la parte inferior de la misma figura se muestra la potencia extraída del módulo fotovoltaico en comparación con el MPP teórico.

En la figura 4.13 que presentamos el sistema fotovoltaico propuesto completo al igual que en la etapa uno, con la única diferencia de que se agrega el término integral para eliminar el error en estado estacionario donde ahora $G(s)$ es un término proporcional integral (PI).

4.8 ESTUDIOS PRELIMINARES DE LA SUPERFICIE DE CONMUTACIÓN CON TÉRMINO INTEGRAL

Después de haber realizado el análisis teórico, las simulaciones han verificado que es posible regular la tensión de entrada del convertidor buck-boost versátil bidireccional en aplicaciones fotovoltaicas utilizando el control en modo de deslizamiento con una frecuencia de conmutación variable obteniendo óptimos resultados. También como era de esperarse los inductores deben acoplarse magnéticamente para poder realizar el control en modo Buck con la estrategia propuesta.

4.9 COMPARACIÓN DE LAS IMPLEMENTACIONES PWM E HISTÉRESIS DEL CONTROL PROPUESTO.

En este apartado se desarrolla la implementación práctica del sistema. La implementación práctica consiste en realizar una comparativa entre los sistemas PWM e Histéresis en base a los análisis matemáticos mostrados en la sección 4.6. Los resultados son mostrados con fundamento en las gráficas hechas en las pruebas de laboratorio que se presentan en la sección 4.10, el sistema que se utiliza para la realización de esta comparativa es el que se muestra en la figura 4.12. Como mencionamos al inicio de este apartado el control en modo de deslizamiento que aplicamos en esta tesis implica una frecuencia de conmutación infinita, recordando que la solución para este problema es implementar un comparador con histéresis, pero al implementar el comparador con histéresis en el control surge otro problema que es la frecuencia de conmutación variable, por lo que para solucionar esto se puede utilizar en el sistema un controlador proporcional integral (PI) o utilizar la técnica de modulación por anchura de pulso (PWM). Debido a lo anterior se decide realizar una comparación entre ambas técnicas ya que ambas técnicas implican una solución para el problema de la frecuencia de conmutación infinita que presenta el control, y con esto ver cuál de las dos técnicas opera mejor o si ambas presentan una solución satisfactoria.

4.9.1 IMPLEMENTACION DEL SISTEMA

La selección de los parámetros del convertidor y del controlador se lleva a cabo estudiando varias posiciones en lugar geométrico de las raíces de la dinámica interna de los polinomios característicos. Dado que ni los parámetros del controlador G y k ni la capacitancia C_g aparecen en los polinomios correspondientes a la dinámica interna del sistema $s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0$ y $s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0$, el primer objetivo es determinar un conjunto razonable de valores para L_A , L_B , L_M , C , C_d and R_d que garanticen polos complejos suficientemente amortiguados ($\xi > 0.5$).

Para un voltaje de batería dado V_O , se genera un trazado en el lugar geométrico de las raíces filtrando la corriente I_{pv} en pasos de 200 mA en el rango (0 A, 8 A) y considerando 20 puntos

uniformemente distribuidos para la tensión de entrada V_r en ambas regiones tanto en modo buck como en modo boost. En el caso buck, las 20 coordenadas de voltaje diferentes están en el rango $(0, V_O)$, mientras que en el caso del boost, el voltaje pasa de V_O a un voltaje máximo de 24 V.

Esta tensión máxima es ligeramente superior a la tensión de circuito abierto nominal de 22 V a 25 °C del módulo fotovoltaico considerado, teniendo en cuenta la operación en climas fríos. Para determinar el peor de los casos, se debe generar un conjunto multidimensional de los puntos del lugar de la raíz anterior. Una de las dimensiones es la tensión de la batería para la que se han considerado tres valores discretos de V_O {10 V, 12,8 V, 15 V}, dos extremos y el valor nominal.

Las otras dimensiones se refieren a los parámetros del convertidor C_d, R_d, L_A, L_B, L_M y C . Para evitar generar demasiados puntos, se han tenido en cuenta las normalizaciones y los valores informados en [16]. Por consiguiente los parámetros de la red de amortiguamiento se expresan como $C_d = C_{dn} \cdot C$ and $R_d = R_{dn} \cdot Z_n$, donde Z_n es la característica de la impedancia $Z_n = \sqrt{\frac{L_M}{C}}$, $C_{dn} \geq 8$ y $R_{dn} \approx 0.65$. Dos impedancias características han sido probadas $Z_n = 2.3$ como en [14], y $Z_n = 1.5$ que implica $R_d \approx 1 \Omega$.

Además, los puntos se han normalizado con respecto a la frecuencia natural $\omega_n = \sqrt{\frac{1}{L_M C}}$. Se consigue una reducción adicional en el espacio de parámetros eligiendo un diseño simétrico de los inductores acoplados en los que $L_A = L_B = L$ [20] y el coeficiente de acoplamiento magnético resultante es $k = \frac{L_M}{L+L_M}$. Dos coeficientes de acoplamiento magnético $k \approx 0.8$ [20] and $k = 0.5$ han sido considerados. Seleccionando $k = 0.5$ y $Z_n = 1.5$ cumple con los requisitos de amortiguación y produce inductancias iguales, $L = L_M$, y $R_d \approx 1 \Omega$, que son elecciones interesantes desde el punto de vista de simplificar la implementación. En lugar de un valor mínimo de $C_{dn} = 8$, un valor de $C_{dn} = 10$ más cerca de la selección en [4] ha sido elegido.

Teniendo en cuenta que, de acuerdo con la tabla I, C_{dn} es un condensador electrolítico con una tolerancia del 20% y C es cerámica con un dieléctrico X7R no lineal, aumentar la capacitancia C_{dn} sobre el valor mínimo en un 25% es razonable desde el punto de vista de tener en cuenta las desviaciones prácticas de los valores nominales. Colocando la frecuencia natural en una décima parte de la frecuencia de conmutación nominal $\omega_n = \frac{2\pi}{10} f_S$ da como resultado rizados razonables en las corrientes del inductor y el voltaje del condensador intermedio. Además, se ha determinado que tiene un rizado de tensión de entrada en el punto de funcionamiento nominal en el modo boost $\Delta v_g = \frac{V_r(V_O - V_r)}{12V_O C_g L f_S^2} < 30 \text{ mV}$ ($< 0.5\%$) requiere un condensador de entrada C_g mayor que 39.5 μF .

Finalmente, los parámetros del convertidor han sido seleccionados como $L_M = L_A = L_B = 22 \mu\text{H}$, $C_g = 44 \mu\text{F}$, $C = 10 \mu\text{F}$, $C_d = 100 \mu\text{F}$ y $R_d = 1 \Omega$. La frecuencia de conmutación deseada en los puntos de funcionamiento nominales, $V_O = 12.8 \text{ V}$, buck mode: $V_g = 18 \text{ V}$, boost mode: $V_g = 9 \text{ V}$, es de 100 kHz. Los rizados de estado estacionario de la corriente del inductor L_A en los puntos de funcionamiento nominales son de aproximadamente 820 mA en el modo boost y 530 mA en el modo

buck. Los rizados correspondientes de las corrientes del inductor L_B son de 410 mA y 1060 mA, mientras que los rizados de tensión del condensador intermedio respectivo son de 1 V y de 1,3 V.

Las pérdidas de potencia en estado estacionario en R_d en los dos puntos de funcionamiento nominales son inferiores a 200 mW, alrededor del 0,25% de la potencia nominal del módulo fotovoltaico de 85 W.

La selección de los parámetros restantes de la superficie de control, G y k se ha llevado a cabo después de considerar que el diagrama de bloques de pequeña señal del sistema es el representado en la Fig. 4.17, en el que la planta del convertidor de circuito cerrado es aproximada por la impedancia del condensador de entrada [21]. En esencia, la ecuación de la superficie en (222) implica que la referencia i_{Cgref} para la variable controlada, que es la corriente del condensador i_{Cg} , es proporcionada por un regulador PI de la tensión del condensador (ver Fig. 4.18).

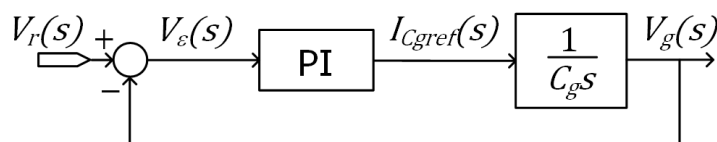


Fig. 4.18. Diagrama de bloques ideal del circuito del voltaje del sistema en el dominio de Laplace.

$$S(x) = 0 \rightarrow i_{Cg} = i_{Cgref} = C_g \frac{dv_g}{dt} = G \cdot (v_g - v_r) + k \cdot int_{err} \quad (222)$$

De acuerdo con la Fig. 4.18 y (222), la ganancia del circuito cerrado del voltaje es

$$T(s) = \left(G + \frac{k}{s} \right) \cdot \frac{1}{C_g s}. \quad (223)$$

El criterio principal para seleccionar los parámetros del control ha sido obtener un bucle cerrado de ancho de banda amplio para que el voltaje de entrada del convertidor, que es el voltaje del módulo PV, pueda seguir las referencias proporcionadas por un algoritmo MPPT exigente y rechazar perturbaciones de alta frecuencia en i_{pV} y v_o . Se ha considerado que, en la aplicación particular de esta tesis, es muy ventajoso tener un sistema PV capaz de barrer rápidamente entre los puntos operativos nominales de 9 V y 18 V (ver Fig. 4.31) porque un seguimiento más rápido de los puntos de operación MPP resultan en una menor pérdida de potencia durante transitorios [22].

Vale la pena señalar que las perturbaciones de alta frecuencia en v_o pueden ser causadas por la interacción de las cargas pulsantes y la impedancia de la batería (omitida en el modelado en aras de la simplicidad). Para lograr el objetivo de ancho de banda amplio, la frecuencia de cruce de ganancia de lazo se ha colocado en alrededor de un quinto de la frecuencia de conmutación nominal, $\omega_{0dB} = \frac{G}{C_g} = \frac{\omega_s}{5}$. Además, para obtener un margen de fase cercano a 90°, la frecuencia de esquina cero PI $\omega_z = \frac{k}{G}$ tiene que quedar al menos una década de la frecuencia de cruce. Por lo tanto, $G = C_g \frac{\omega_s}{5} =$

$C_g \frac{2\pi}{5T_s} \approx 5.53$ y $\frac{k}{G} < \frac{\omega_s}{50} = \frac{2\pi}{50T_s} \approx 12600$. La implementación de PI en la figura 4.18 incluye un factor divisor de tensión 1/10 y tiene en cuenta que la trayectoria de detección i_{Cg} tiene una ganancia de 500 mV / A. La función de transferencia de bloques PI desnormalizada es

$$\frac{-I_{gref}(s)}{V_g(s)} = G + \frac{k}{s} = 2 \frac{R_G}{90 \text{ k}\Omega} \left(1 + \frac{1}{R_G \cdot C_k s} \right) \quad (224)$$

La cual requiere una Resistencia de R_G 249 k Ω para proporcionar una ganancia de alta frecuencia de $\frac{R_G}{45 \text{ k}\Omega} = 5.53$. El valor del resistor más cercano normalizado (E12) es 270 k Ω , que corresponde a una ganancia proporcional de 6. El Capacitor C_k en serie con $R_G = 270 \text{ k}\Omega$ en el bloque PI tiene que ser $C_k > \frac{1}{12600 \cdot R_G} \approx 300 \text{ pF}$. El valor final seleccionado para el condensador C_k es 1 nF, aproximadamente 3,5 veces mayor que el valor mínimo requerido, lo que mejora el margen de fase de atan (10) $\approx 84^\circ$ a atan (35) $\approx 88^\circ$.

Los parámetros de superficie final son $= 6 \frac{\text{A}}{\text{V}}$, $k = 22000 \frac{\text{A}}{\text{Vs}}$ los cuales de acuerdo con (210) corresponde a la función de transferencia

$$H(s) \approx 136400 \frac{s+3670}{(s+3770)(s+132600)} \approx \frac{132600}{s+132600} \quad (225)$$

En el punto de operación nominal del modo buck, los otros polos en (216) son las raíces de $(s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0) \approx (s + 86300) \cdot ((s + 17200)^2 + 8900^2)$. El factor de amortiguación de los polos complejos es $\xi \approx 0.89$, with $\omega_0 \approx 19.4 \text{ krad/s}$.

En el punto de funcionamiento nominal en el modo boost, los polos no se colocan directamente por los coeficientes de control son las raíces del polinomio $(s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0) \approx (s + 14000) \cdot ((s + 42500)^2 + 37900^2)$ con $\omega_0 \approx 56.9 \text{ krad/s}$ and $\xi \approx 0.75$ para los polos complejos.

Dado que está fuera del alcance de este trabajo diseñar el algoritmo MPTT, las amplitudes $\pm \Delta v_r^*$ de los cambios de referencia escalonada se han fijado arbitrariamente en $\pm 1 \text{ V}$, de modo que hay 9 pasos de voltaje entre M1 y M2, para ilustrar el rendimiento experimental de rastreo de referencia del control propuesto. Como se mencionó anteriormente, es sensato colocar un prefiltro para limitar el término $-G \frac{dv_r}{dt}$ en las expresiones de control equivalentes (213) y (218). Se proporcionaron algunas consideraciones útiles sobre el diseño del prefiltro de referencia en [26] pero, dado que los resultados experimentales obtenidos usando una simple implementación de RC de primer orden fueron satisfactorios, no se han realizado nuevas investigaciones para mejorar el prefiltro. Como una guía básica para seleccionar la constante de tiempo del prefiltro τ , se debe tener en cuenta que el valor absoluto de pendiente máxima es $\left| \frac{dv_r}{dt} \right|_{max} = \frac{\Delta v_r^*}{\tau}$. De (213), el control equivalente de estado estacionario en el punto de operación nominal de buck es $U_{2eq} = \frac{12.8}{18} \approx 0.71$. Para garantizar que $u_{2eq} < 1$, la contribución en (213) de un transitorio de referencia de paso negativo no debe exceder $(1 - 0.71) \approx \frac{1}{4}$. Por lo tanto, una condición necesaria es $\tau > 44 \mu\text{s}$.

$$-G \frac{dv_r}{dt} \cdot \frac{L_A L_B + L_M(L_A + L_B)}{(L_B + L_M)v_c} = G \frac{\Delta v_r^*}{\tau} \frac{3L}{2V_r} < \frac{1}{4} \quad (226)$$

Siguiendo un razonamiento similar para el punto de operación nominal en modo boost el control equivalente en estado estacionario es $U_{1eq} = 1 + \frac{9}{12.8} \approx \frac{1}{4}$ y desde $V_c = V_o$ en modo boost, $\tau > 62 \mu s$. De acuerdo con la figura 4.18, el valor seleccionado es $\tau = 10 \text{ k}\Omega \times 6.8 \text{ nF} = 68 \mu s$

Tabla I. Componentes del circuito

ELEMENT	DESCRIPTION	TYPE
Q1, Q2, Q3, Q4	Power MOSFETs	IRFP4110PbF Case TO-247AC
LA, LB	Power Inductors	COILCRAFT VER2923-223K, 22 μ H, 26 A, 12.2 MHz
LM	Custom-made 1:1 Tightly-Coupled Inductors	MAGNETICS Core 77076-A7, 2 windings 22 Turns, Multifilar AWG 15
C	X7R Ceramic Capacitor (x3 in parallel) ^a	MURATA GRM31CR71H475KA12L 4.7 μ F, 50 V
Rd	Damping Resistor (x4)	VISHAY DALE CRCW25121R00FKEG In H configuration with Cd
Cd	Electrolytic Capacitor (x4)	Panasonic EEUF1V101 35 V, 100 μ F
Cg	MKT Polyester Capacitor (x2 in parallel)	KEMET R60DR52205040J 22 μ F, 63 V

^a Porque en el dieléctrico no lineal, a 18 V la capacitancia es de aproximadamente 10 μ F.

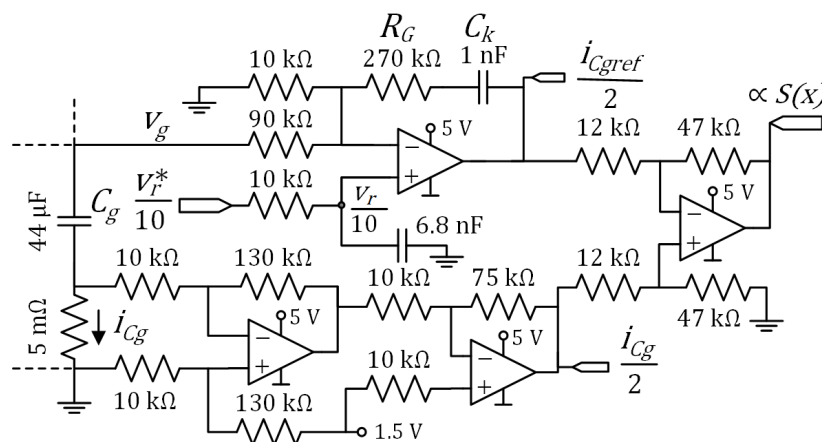


Fig. 4.19 Detalle de la implementación circuital a nivel OpAmp de los controladores de corriente y voltaje en la Fig. 4.12.

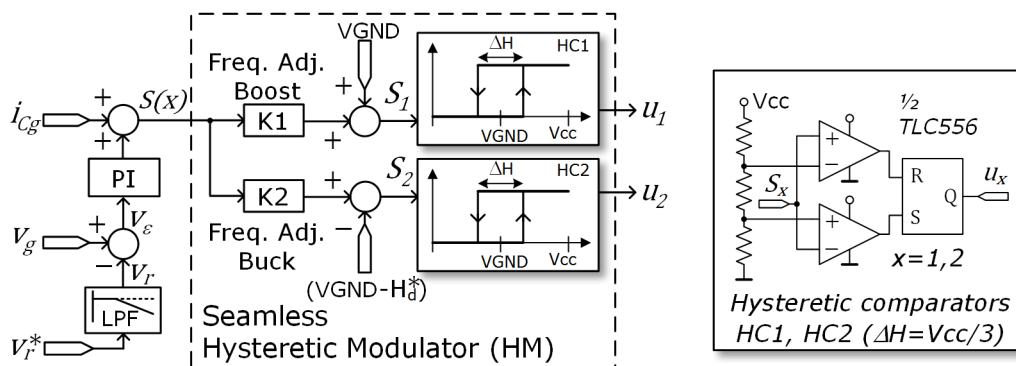


Fig. 4.20. Diagrama de bloques del circuito de control, que detalla la implementación basada en un IC556 de los dos comparadores de histéresis. A diferencia de [8], las ganancias \$K1\$ y \$K2\$ permiten dos ajustes independientes de la frecuencia de conmutación.

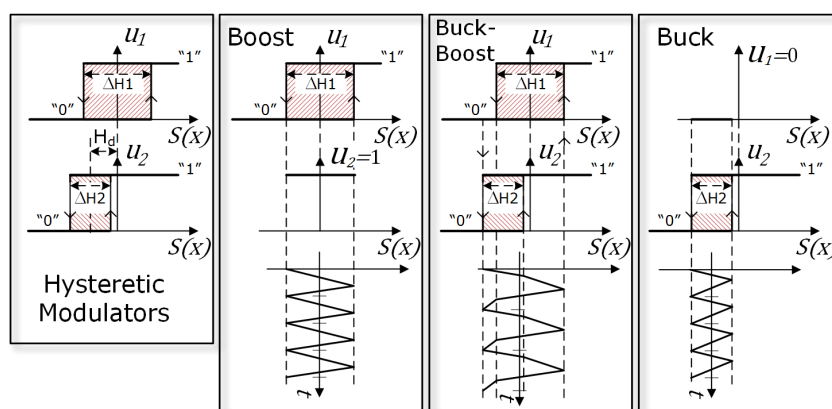


Fig. 4.21. Desplazamiento (H_d) de las características de entrada-salida de los comparadores de histéresis en la figura 4.20 para lograr transiciones automáticas sin fisuras entre los modos buck y boost a través de una región estrecha de buck-boost. Las formas de onda de bucle cerrado de estado estacionario idealizadas de $S(x)$ también se representan asumiendo el ajuste de las frecuencias de conmutación iguales f_s para los modos Boost y Buck y menor f_s para la operación Buck-Boost.

4.9.2 IMPLEMENTACION ANALOGICA DE LA MODULACION DE HISTERESIS (HM)

Al igual que en el apartado 4.7 en la figura 4.20 se muestra un diagrama de bloques de la implementación analógica del controlador deslizante, en el cual el error de voltaje se alimenta a un bloque PI con la ganancia proporcional mencionada anteriormente $G = 6 \frac{A}{V}$ y una ganancia integral $k = 22000 \frac{A}{Vs}$. La salida del PI es sumada a la medida de la corriente que circula por el condensador de entrada para obtener $S(x)$. La implementación de esta parte del controlador (figura 4.19) usa estructuras amplificadoras operacionales bien conocidas.

Por razones de simplicidad el mismo ancho de banda del circuito integrado OPA2350 es utilizado en el sensor resistivo de corriente del condensador y también se utilizan en las etapas de inversión de PI y restador. La tensión de entrada y las ganancias del sensor de corriente se han escalado 10: 1 para adaptarlas al rango dinámico de [0 V, 5 V] impuesto por la tensión de alimentación unipolar de 5 V, y se ha aplicado una tierra virtual de 2,5 V (VGND) también implementado. Los mismos circuitos OpAmp se usan para amplificar la señal $S(x)$ para inyectarla en un primer comparador con histéresis (comparador de ventana con divisor de tensión de tres resistores iguales) implementado con una

versión de alta frecuencia del conocido temporizador analógico 555 (TLC556). Como la anchura de la histéresis es fija ($V_{cc}/3$), el ajuste de la frecuencia de conmutación en el punto de trabajo nominal se realiza modificando la ganancia del amplificador previo cuya entrada es $S(x)$ y cuya salida es S_1 .

Este primer comparador genera la señal u_1 de control del semipunto boost. La señal de control u_2 del semipunto buck se genera en otro comparador idéntico al anterior al que se aplica la señal S_2 obtenida restando de $K_2 a S(x)$ y un voltaje $V_{GND} - H_d^*$ una tensión equivalente a la anchura de la banda de histéresis $0 < H_d < \Delta H$. El desplazamiento de la banda de histéresis (Fig. 4.21) permite realizar una transición automática entre los modos elevador y reductor [18], permitiendo un cruce a través de una región estrecha buck-boost, limitando de este modo la disminución excesiva de la frecuencia de conmutación de otros tipos de transiciones, como el "pass-through" propuesto en [23]. Para lograr la misma frecuencia de conmutación alrededor de los dos puntos de operación nominales, la ganancia de ajuste de frecuencia K_2 en la trayectoria buck debe ser aproximadamente el doble que la trayectoria de refuerzo K_1 , por lo tanto, se compensa la relación $\sim 1:2$ entre las expresiones (215) y (220). Por lo tanto, el ancho de histéresis equivalente de la trayectoria del boost, ΔH_1 , también es aproximadamente dos veces más ancho que ΔH_2 , la anchura de histéresis equivalente de la trayectoria buck. En el prototipo experimental, H_d se ha ajustado de manera que las dos bandas de histéresis se pueden distinguir claramente (véase la Figura 4.30 arriba).

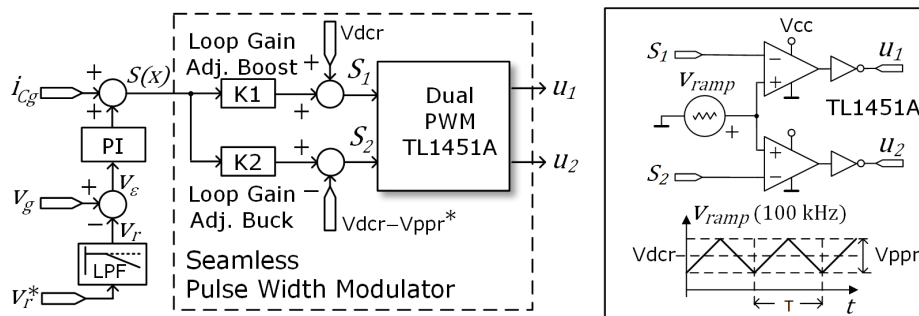


Fig. 4.22. Modificación del diagrama de bloques de la Fig. 4.21 para obtener una frecuencia de conmutación fija. Los dos comparadores de histéresis han sido sustituidos por el PWM dual IC TL1451A ya utilizado en [15].

4.9.3 IMPLEMENTACION ANALOGICA PWM

En el ejemplo considerado en este trabajo el panel solar tiene dos posibles puntos de operación, uno por encima y otro por debajo de la tensión de la batería. Los ajustes de ganancia independientes de la Fig.4.19 permiten ajustar la frecuencia de conmutación a unos 100 kHz alrededor de los dos puntos de trabajo teóricos, pero la frecuencia será menor para los voltajes intermedios porque, cuando los voltajes de entrada y salida están cerca, las pendientes en las formas de onda actuales disminuyen. Ver factores $(L_B + L_M)v_g - L_M v_o$ y $L_M v_g - (L_A + L_M)v_o$ en los numeradores de $f_1(x)$ y $f_2(x)$ en (211).

En caso de que se desea asegurar una frecuencia de conmutación fija en todos los puntos de operación se puede optar por una implementación del control deslizante mediante PWM. En nuestro caso, las indicaciones dadas en [24], [25] para implementar el control deslizante mediante PWM y una aproximación indirecta son difíciles de seguir puesto que nuestro sistema tiene dos modos de operación, buck y boost, con sus correspondientes expresiones del control equivalente vistas en párrafos anteriores.

La obtención de señales analógicas proporcionales a ambas expresiones no tiene una solución sencilla puesto que es conveniente añadir términos integrales del error de tensión, deben considerarse cuidadosamente las saturaciones si se utilizan divisores analógicos y también es conveniente plantearse descartar las componentes de alta frecuencia que aportan los términos que dependen de las derivadas de las entradas. Hemos preferido dejar esta posibilidad de implementación indirecta para futuros estudios y optar por una solución que respeta el diagrama de bloques de la Fig. 4.12 y utilizar una misma señal $S(x)$ en la generación de las señales PWM de forma que se facilita la transición automática entre modos de operación de la misma forma que en el control de tensión de [4] o el control de corriente media de [5] [6].

Al igual que en la implementación de HM, en lugar de una región de "transferencia" libre de conmutación, se prefirió una región intermedia estrecha de buck-boost, priorizando la transición sin fisuras (mejor control) a expensas de pérdidas de conmutación ligeramente aumentadas.

El diagrama de la figura 4.22 representa las modificaciones que deben realizarse en el diagrama de la figura 4.20 para la implementación a frecuencia de conmutación constante utilizando un controlador dual-PWM TL1451A en lugar de los dos comparadores de histéresis. El modulador PWM dual permite generar dos señales de control, con ciclos de trabajo independientes, pero con la misma frecuencia de conmutación, a partir de una rampa triangular única de 100 kHz [4].

Las señales S_1 y S_2 son generadas de la misma forma mostrada en la parte superior de la Fig. 4.20 aunque los ajustes de frecuencia se transforman en ajustes independientes de las ganancias de lazo para cumplir las condiciones de estabilidad. El offset H_d restado en la figura 4.20 para obtener S_2 ahora se vuelve ligeramente más pequeño que la amplitud de la rampa triangular (V_{ppr}) para proporcionar una transición perfecta entre los modos buck y boost y tiene que ajustarse en consecuencia (V_{ppr}^* es un poco más pequeño que 700 mV).

Además de eliminar el error de estado estacionario, el término integral en el lazo de tensión compensa el desplazamiento de 1.4 V de la rampa triangular TL1451A (V_{dcr}). El principal problema de esta implementación es que se pueden producir pulsos múltiples en un período de conmutación [26]. Para evitar esta conmutación de alta frecuencia no deseada, es necesario reducir significativamente las ganancias de bucle y, como consecuencia, los polos de bucle cerrado no alcanzan la posición de ceros de bucle abierto. No hay reducción en el orden porque ninguno de los polos se mueve hacia el infinito, y también se modifican las dinámicas de lazo cerrado en comparación con las obtenidas mediante la implementación de HM.

4.10 RESULTADOS EXPERIMENTALES

A continuación, se muestran los resultados de las pruebas de laboratorio comenzando con el modo boost en combinación con HM, y luego usando PWM en el mismo modo. Después de eso, siguiendo la misma secuencia se presenta el rendimiento convertidor en modo buck.

4.10.1 MODO BOOST UTILIZANDO HM

En la figura 4.23 se muestran resultados experimentales del convertidor buck-boost bidireccional versátil, en modo boost con el control deslizante implementado mediante comparadores con histéresis. La consigna de tensión de entrada de tipo escalón v_r , filtrada pasa bajos mediante un filtro RC de primer orden con unos 800 Hz frecuencia de corte cuya salida es v_r .

Tal como se comentó, la referencia se varía periódicamente entre 8 V y 9 V cada 500 μ s (CH1: top-blue; scaling factor 10:1). Podemos apreciar claramente que la tensión de entrada v_g (CH2: top-turquoise), que sigue perfectamente a la tensión de referencia, sin error en estado estacionario, comprobándose así que el convertidor se adapta rápidamente a tensiones variables.

El mismo oscilograma muestra la corriente del condensador de entrada (CH3: medio), que exhibe un comportamiento dinámico estable compatible con los polos de (224) y el ancho de banda del prefiltro de 800 Hz. Finalmente, también podemos observar la señal S (x) (CH4: abajo), que no muestra una pérdida significativa del régimen de deslizamiento, como se puede ver en la ampliación de la figura 4.24.

Aunque es difícil de percibir debido a la proximidad de los voltajes operativos, la frecuencia de conmutación aumenta ligeramente de aproximadamente 100 kHz (10 periodos en 100 μ s) a aproximadamente 110 kHz (11 periodos en 100 μ s) cuando la tensión de entrada nominal cambia de 9 V a 8 V. Esta forma de operar a frecuencia de conmutación variable en combinación con un algoritmo MPPT de tipo P&O proporciona naturalmente una dispersión del espectro de frecuencia en las señales del circuito, lo que puede facilitar el cumplimiento de las normas EMC [27] en algunas aplicaciones.

El problema principal surge cuando la tensión de entrada deseada se acerca a la tensión de salida (batería), ya que la frecuencia de conmutación cae por debajo de 40 kHz. Si la frecuencia de conmutación es demasiado cercana al ancho de banda de control, sus dos MOSFETS de medio puente pueden conmutar a alta frecuencia en el llamado modo buck-boost, y esto presenta algunos inconvenientes específicos tales como mayores pérdidas y mayor riesgo de subarmónicos. o regímenes de operación caótica. Si el sistema tiene que operar con frecuencia en estas condiciones, sería preferible la alternativa de frecuencia de conmutación fija para evitar mejor la aparición de comportamientos subarmónicos y caóticos [16].

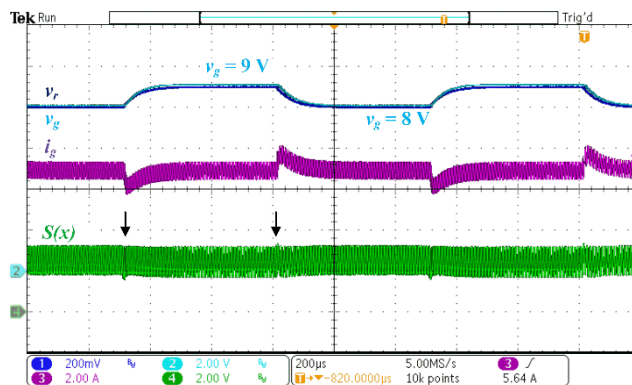


Fig. 4.23. Señales significativas del sistema operando en modo boost HM. CH1: referencia de la tensión de entrada v_r (arriba); CH2: voltaje de entrada del capacitor v_g (arriba); CH3 corriente de entrada del inductor i_g (trazo medio); CH4: Señal $S(x)$ (trazo inferior).

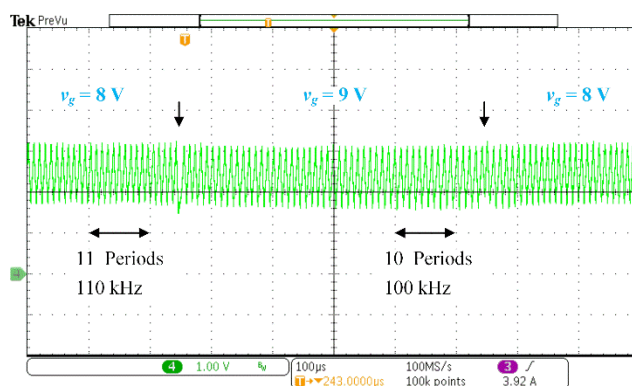


Fig. 4.24. Señal amplificada $S(x)$ de la Fig. 4.22.

4.10.2 MODO BOOST UTILIZANDO PWM

Los resultados experimentales obtenidos cuando el control utiliza la implementación de PWM se muestran en la figura 4.25. No hay diferencias significativas cuando la respuesta de voltaje se compara con el resultado representado en la figura 4.23.

A parte de la frecuencia de conmutación constante, las principales diferencias se aprecian en las respuestas transitorias de las señales de la superficie de conmutación y de la corriente del condensador de entrada muestran un comportamiento algo más oscilante.

Como era [28] de esperar, disponer de un grado menos de libertad y la inferior ganancia de lazo de la implementación PWM hace que aparezcan algunas diferencias en alta frecuencia que son perfectamente asumibles para la aplicación que estamos considerando.

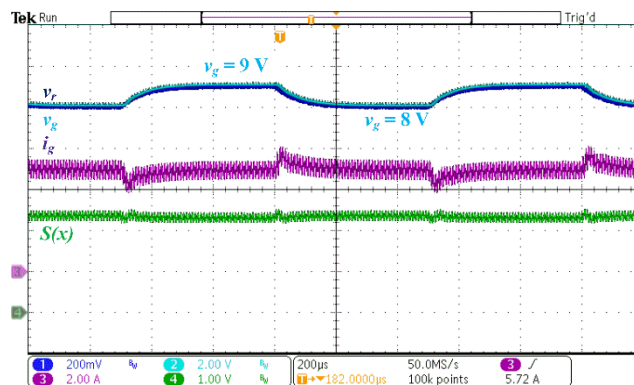


Fig. 4.25. Señales significativas del sistema operando en modo boost PWM CH1: referencia de la tensión de entrada v_r (arriba); CH2: voltaje de entrada del capacitor v_g (arriba); CH3 corriente de entrada del inductor i_g (trazo medio); CH4: Señal $S(x)$ (trazo inferior).

4.10.3 MODO BUCK UTILIZANDO HM

La operación del convertidor en modo buck a una frecuencia de conmutación variable se muestra en la Fig. 4.26. De forma similar a los experimentos mostrados en las Figs. 4.23 y 4.25, la tensión del condensador rastrea correctamente una tensión de referencia, que en este modo de reducción varía entre 17 V y 18 V y viceversa cada 500 μ s.

El resto de variables del oscilograma muestran también una dinámica rápida muy similar a los resultados obtenidos en modo elevador. Aunque no se han incluido las gráficas, también existe una gran concordancia con los resultados obtenidos mediante las simulaciones en PSIM en [28].

Además del punto de trabajo diferente, la principal diferencia entre los resultados en modo elevador y en modo reductor es una ligera pérdida de deslizamiento en la transición de 18 V a 17 V. Esta circunstancia puede apreciarse con mayor detalle en la ampliación de la señal $S(x)$ que se muestra en la figura 4.27. Dada la naturaleza asíncrona de los cambios de referencia con respecto a los instantes de conmutación, la pérdida del régimen de deslizamiento no siempre es de la misma duración. El caso mostrado corresponde a una situación intermedia. Los valores experimentales de frecuencia de conmutación se superponen en la parte inferior del oscilograma para indicar que se ha ajustado a aproximadamente 100 kHz para una tensión de entrada de 18 V. La frecuencia de conmutación correspondiente a una tensión de entrada de estado estable de 17 V es de aproximadamente 80 kHz, un valor menor esperado, ya que las pendientes actuales dependen de la diferencia entre los voltajes de entrada y de salida.

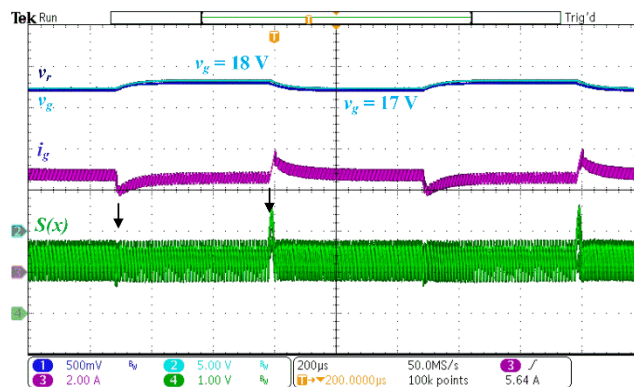


Fig. 4.26. Señales significativas del sistema operando en modo buck usando HM CH1: referencia de la tensión de entrada v_r (arriba); CH2: voltaje de entrada del capacitor v_g (arriba); CH3 corriente de entrada del inductor i_g (trazo medio); CH4: Señal $S(x)$ (trazo inferior).

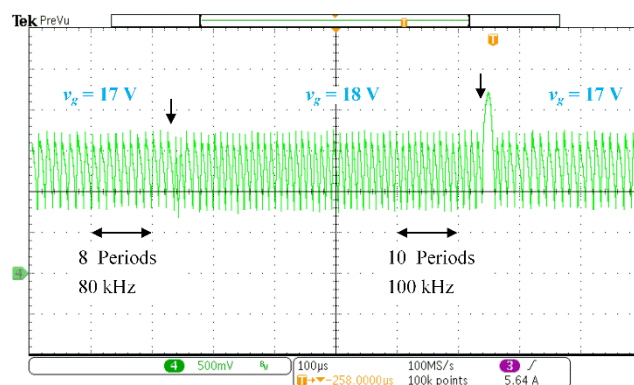


Fig. 4.27. Ampliación de la señal $S(x)$ de la Fig. 4.26.

4.10.4 MODO BUCK UTILIZANDO PWM

La Figura 4.28 muestra las mismas señales que en los oscilogramas anteriores obtenidos en modo buck utilizando la implementación de PWM descrita anteriormente. En este caso, el comportamiento subamortiguado en la corriente i_g y las señales $s(x)$ es más pronunciado. Sin embargo, la tensión del condensador de entrada rastrea correctamente la referencia de 1 kHz, que lo califica para las aplicaciones fotovoltaicas que utilizan MPPT de tipo P & O.

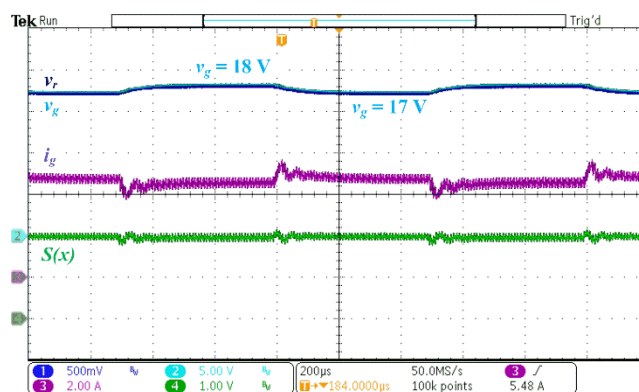
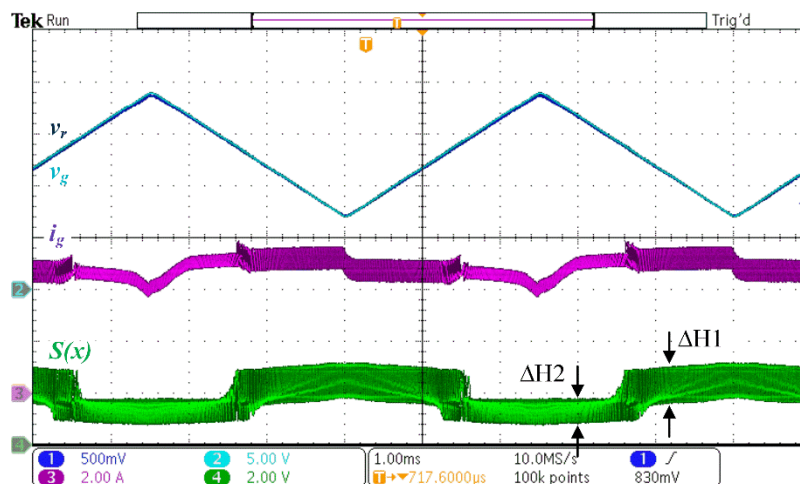


Figure 4.28. Señales significativas del sistema operando en modo buck PWM CH1: referencia de la tensión de entrada v_r (arriba); CH2: voltaje de entrada del capacitor v_g (arriba); CH3 corriente de entrada del inductor i_g (trazo medio); CH4: Señal $S(x)$ (trazo inferior).

4.10.5 MODO DE TRANSICIÓN CONTINUA

Para concluir los resultados experimentales, la Fig. 4.29 muestra dos oscilogramas que representan las mismas señales que en las figuras anteriores. Las señales se obtuvieron utilizando una señal de referencia triangular de 200 Hz que hace que el rango de voltaje de entrada sea de 7 V a 19 V.

El oscilograma superior corresponde a la implementación de HM mientras que los resultados de PWM están en el inferior. Se puede ver que el voltaje de entrada sigue su referencia sin problemas significativos sin importancia cuando se cruzan los modos buck y boost.



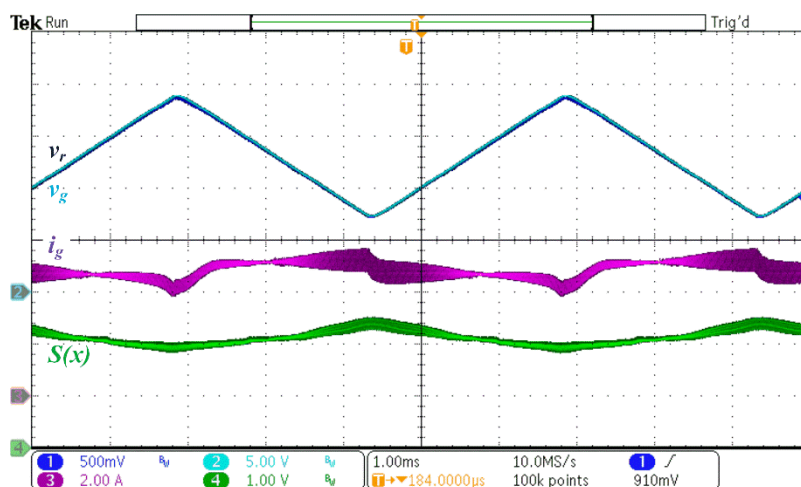


Fig. 4.29. Transiciones continuas del sistema entre los modos buck y boost usando HM (*top oscillogram*) y PWM (*bottom oscillogram*). Trazos principales: voltaje de entrada triangular de 200 -Hz en CH2 y su referencia en CH1; CH3: corriente de entrada inductiva i_g (trazo medio); CH4: escala $S(x)$ (trazo inferior).

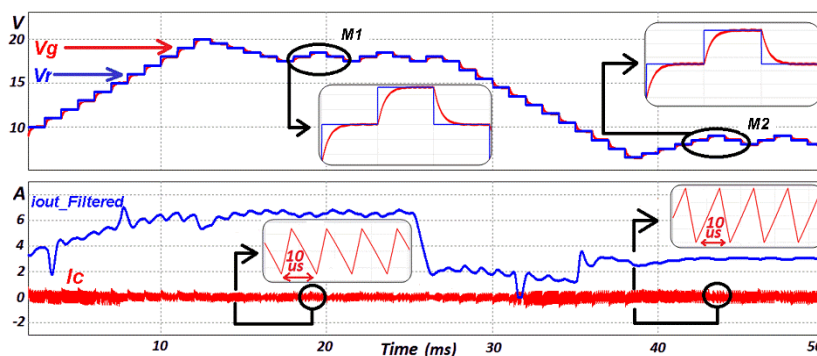


Fig. 4.30. Simulación del comportamiento del sistema en PSIM basado en Fig. 100. Aparece un sombreado parcial en $t=25$ ms. Arriba: Voltaje del módulo fotovoltaico (V_g) y el voltaje de referencia (V_r). Abajo: Corriente de la batería filtrada (I_{out}) y la corriente del capacitor de entrada (I_c).

Finalmente, la figura 4.30 muestra una simulación de un ejemplo representativo de la respuesta del sistema en la figura 4.12. Después de la puesta en marcha, el sistema opera alrededor de MPP $M1$, luego un sombreado parcial repentino en $t = 25$ ms provoca la aparición de los dos locales potencia máxima $M2$ y $M3$.

Un algoritmo MPPT de tipo P & O convencional [29] se ha adaptado para detectar los dos máximos locales a través del barrido de voltaje y establecer el funcionamiento del sistema alrededor del más alto, que en el ejemplo es $M2$.

No se han hecho esfuerzos para mejorar el MPP aparte de seleccionar la corriente de salida filtrada de paso bajo del convertidor (la corriente que carga la batería) como el índice que se maximizará [30] en lugar de la energía generada por el módulo PV. Por lo tanto, se tienen en cuenta las pérdidas del convertidor y se guarda una operación de multiplicación (ver Fig. 4.12).

La transición perfecta de M1 a M2 observada en la simulación es muy importante para evitar confundir el algoritmo MPPT, cuyas versiones futuras se beneficiarían de las mejoras informadas en [31]. También vale la pena señalar que, a pesar de la limitación de ancho de banda impuesta por el prefiltro de referencia, la capacidad de seguimiento rápido disponible hace posible una transición de MPP de solo 15 ms. Como referencia, algunos barridos comparables de 10 pasos informados en [22], en los que se utiliza un convertidor buck-boost de un interruptor con un condensador de entrada de 470 μF , demoran unos 200 ms. Este rendimiento hace que el sistema propuesto sea un candidato fuerte para validar investigaciones centradas en proponer y mejorar algoritmos MPPT rápidos.

En la simulación, el convertidor utiliza el esquema de control de modo deslizante implementado con comparadores con histéresis, que se ha mejorado para que la frecuencia de conmutación sea similar en torno a los dos puntos de operación: M1 sin sombreado y M2 con sombreado parcial. Dado que la frecuencia de conmutación se ha ajustado con precisión a 100 kHz para tensiones de condensador de entrada de 18 V y 9 V, las dos partes ampliadas de 40 μs de la corriente del condensador I_C en la figura 4.30 corresponden a cuatro períodos de formas de onda de ondulación, estando las diferencias en sus amplitudes y ciclos de trabajo. Tenga en cuenta que hay una distorsión de submuestreo en la ondulación de la simulación completa de 50 ms debido a las diferentes escalas de tiempo de MPPT y frecuencia de conmutación. Las formas de onda ampliadas representan la forma triangular regular real de la ondulación actual.

4.11 MODO NOCTURNO

De acuerdo con la figura 4.2 el convertidor buck-boost versátil bidireccional opera mediante dos funciones que son el modo diurno que se explicó al inicio de este capítulo y el modo nocturno que explicaremos a continuación.

En el modo de funcionamiento nocturno, el módulo fotovoltaico se desconecta y se conecta a la lámpara constituida por diversos diodos electroluminiscentes (LED) conectados en serie. En este modo de funcionamiento el convertidor debe extraer la energía previamente almacenada en la batería para suministrarla a la lámpara LED. Por tanto, el convertidor debe ser bidireccional para poder invertir el sentido del flujo de energía. Con el fin de regular el flujo luminoso producido, deberá regularse la corriente que circula por la lámpara.

En la figura 4.31 se muestra el modelo simplificado del sistema, en el cual aquí también podemos apreciar el cambio de los conmutadores bidireccionales del convertidor, por fuentes controladas de voltaje y corriente.

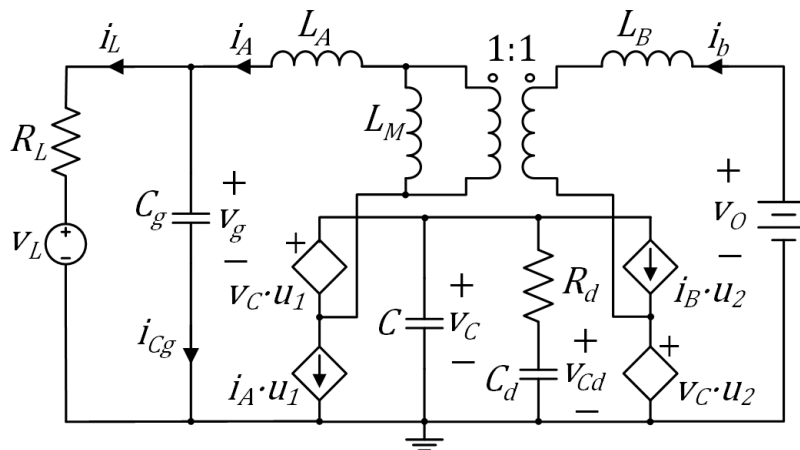


Fig. 4.31. Modelo Simplificado del Sistema modo nocturno.

De acuerdo con la figura 4.31 presentamos las ecuaciones de estado del sistema

$$\begin{aligned}
 f_1(x) &= \frac{di_A}{dt} = \frac{(L_B+L_M)[v_C(1-u_1)-v_g]+L_M[v_O-v_C u_2]}{L_A L_B+L_M(L_A+L_B)} \\
 f_2(x) &= \frac{di_B}{dt} = \frac{L_M[v_C(1-u_1)-v_g]+(L_A+L_M)[v_O-v_C u_2]}{L_A L_B+L_M(L_A+L_B)} \\
 f_3(x) &= \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_B u_2 - i_A(1-u_1)}{C} - \frac{v_C - v_{Cd}}{R_d C} \\
 f_4(x) &= \frac{dv_{Cd}}{dt} = \frac{v_C - v_{Cd}}{R_d C_d} \\
 f_5(x) &= \frac{dv_g}{dt} = \frac{i_A}{C_g} + \frac{v_g - v_L}{R_L C_g} \\
 f_6(x) &= \frac{dint_err}{dt} = i_A - i_r
 \end{aligned} \tag{227}$$

Siguiendo el mismo procedimiento que los dos análisis anteriores, para explicar el sistema en lazo abierto mediante un sistema ahora de seis ecuaciones diferenciales (227) de la forma $\frac{dx}{dt} = f(x, u_1, u_2)$ donde el vector de estado es $x = [i_A, i_B, v_C, v_{Cd}, v_g, int_err]^T$.

La sexta ecuación corresponde a la integral del error, pero ahora de la corriente y donde i_r es igual a la referencia de la corriente por el LED, la superficie de deslizamiento escogida con el término integral agregado para eliminar el error en estado estacionario es

$$S(x) = i_A - i_r + k \int (i_A - i_r) dt = i_A - i_r + k(int_err) \tag{228}$$

Para comprobar que existe deslizamiento en modo buck con la superficie de conmutación que hemos propuesto, primero obtendremos el control equivalente. Posteriormente determinaremos el punto de trabajo estacionario y el polinomio característico de la dinámica de deslizamiento ideal.

El control equivalente se obtiene de

$$\frac{ds(x)}{dt} = \frac{(L_B+L_M)[v_c(1-u_1)-v_g]+L_M[v_o-v_cu_2]}{L_AL_B+L_M(L_A+L_B)} - \frac{di_r}{dt} + k(i_A - i_r) \quad (229)$$

Sustituyendo $\frac{ds(x)}{dt} = 0$; $u_1 = 0$; $u_2 = u_{2eq}$; despejando u_{2eq} de la ecuación anterior el resultado es

$$u_{2eq} = \frac{v_o}{v_c} + \frac{L_B+L_M}{L_M} + \left(1 - \frac{v_g}{v_c}\right) \frac{L_AL_B+L_M(L_A+L_B)}{L_Mv_c} \left[k(i_A - i_r) - \frac{di_r}{dt}\right] \quad (230)$$

Siempre que se requiera que exista deslizamiento es necesario que se cumpla la siguiente condición

$$0 < u_{2eq} < 1 \quad (231)$$

Por lo que la condición de transversalidad es

$$\frac{\partial}{\partial u_2} \left(\frac{ds(x)}{dt} \right) = \frac{-L_Mv_c}{L_AL_B+L_M(L_A+L_B)} < 0 \quad (232)$$

Siguiendo los mismo pasos de los análisis anteriores se impone que, tanto las derivadas de las variables de estado $f_{buck}(x, u_{2eq}) = 0$, como las derivadas de las entradas $\frac{dw}{dt} = 0$ ($W = [V_L, I_B, I_r]^T$) sean cero para obtener el punto de equilibrio que $X = [I_A, I_B, V_C, V_{Cd}, V_g, int_err]^T = [I_r, \frac{I_rV_L+R_LI_r^2}{V_o}, V_L + I_rR_L, V_L + I_rR_L, V_L + I_rR_L, 0]^T$

Ahora linealizando la dinámica de deslizamiento ideal en torno al punto de equilibrio obtenemos la expresión del polinomio característico de quinto orden siguiente

$$(s^5 + a_4s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0) = (s + k)\left(s + \frac{1}{R_LC_g}\right)(s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0) =$$

$$V_g = V_L + R_LI_r; \text{ den} = R_dC_dL_MC$$

$$a_0 = \frac{V_o}{R_dC_dL_MC(V_L+R_LI_r)} = \frac{V_o}{\text{den} \cdot V_g}$$

$$a_1 = \frac{1}{\text{den} \cdot V_g} \left[R_dC_dV_o + L_M \frac{I_r(V_o - V_g)}{V_o} \right]$$

$$a_2 = \frac{1}{\text{den}} \left[L_M(C_d + C) + R_dC_dL_M \frac{I_r}{V_g} - R_dC_d(L_M + L_B) \frac{I_r}{V_o} \right] \quad (233)$$

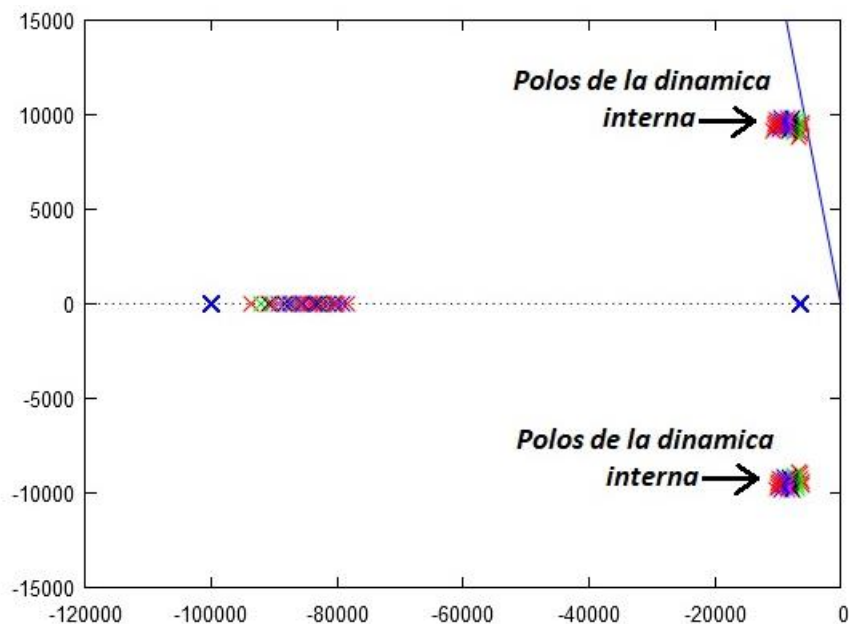


Fig. 4.32. Lugar geométrico de las raíces de los polos de la dinámica interna

En la figura 4.32 se muestran los polos dominantes de la dinámica interna del convertidor, estos polos se sitúan al lado izquierdo de la línea divisora que marca el amortiguamiento a $\xi = 0.6$. El polo izquierdo marcado de color azul corresponde al coeficiente integral, cabe mencionar que para que los polos dominantes del convertidor tengan las mismas especificaciones que en el caso diurno se tendría que aumentar el valor del condensador de la red de amortiguamiento, este cambio se ha desestimado en el modo diurno puesto que el valor no es excesivamente diferente, por lo que este trabajo se podrá realizar en futuras implementaciones para perfeccionar la operación del convertidor.

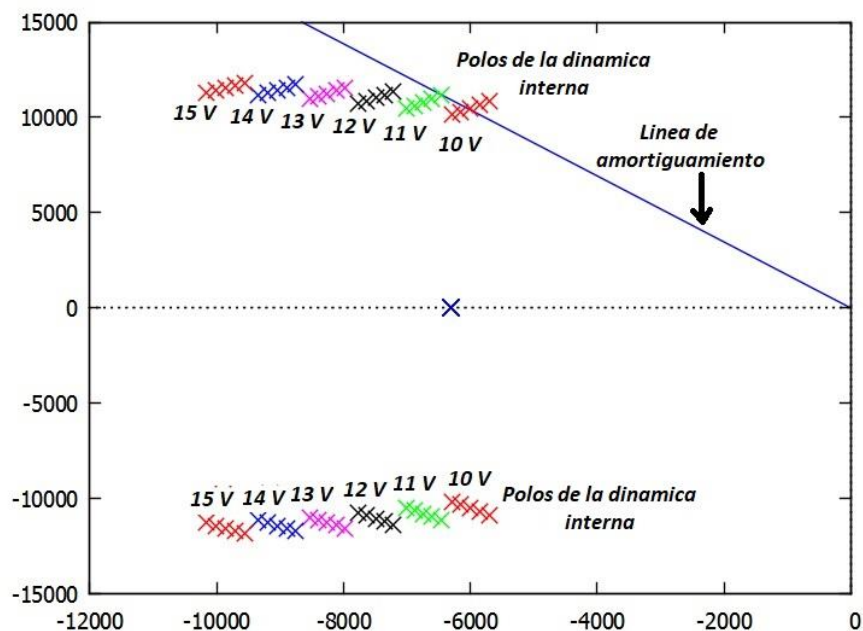


Fig. 4.33. Lugar geométrico de las raíces de los polos de la dinámica interna

En la figura 4.33 se muestra una ampliación de la figura 4.32 donde se pueden apreciar mejor los polos de la dinámica interna, también se puede ver que se estudian varias posiciones en el lugar geométrico de las raíces, los polos se sitúan en los puntos de trabajo establecidos donde la tensión más baja es de 10 V.

Aunque el sistema es estable como lo demuestra la gráfica 4.33 parece que la dinámica de los polos complejos conjugados es más oscilante o menos amortiguada a tensiones de baterías bajas.

4.11.1 RESULTADOS OBTENIDOS

La selección de los parámetros del convertidor son los que explicamos con detalle en el apartado 4.9.1. Los parámetros y elementos constan de un acumulador de fosfato de hierro-litio (LFP) de cuatro células, con un margen de variación de la tensión aproximado entre 10 V (2.5 V/cell) y 14.6 V (3.65 V/cell), $L = L_M = L_A = L_B = 22 \mu\text{H}$, $C_g = 44 \mu\text{F}$, $C = 10 \mu\text{F}$, $C_d = 100 \mu\text{F}$ y $R_d = 1 \Omega$, $R_L = 3.6 \Omega$, $V_L = 33 \text{V}$, $V_o = 12.8 \text{V}$. En el caso del valor de la ganancia del término integral k como se muestra en la figura donde aparece un polo real asociado al término integral, los valores que se han escogido para k tiene que ser positivos ya que sitúan a este polo por encima de los polos de la dinámica del sistema, en nuestro caso escogimos el valor de $k = 10^5$. En la figura 4.32 se muestran los primeros resultados de una primera simulación del convertidor en modo nocturno donde podemos apreciar como la corriente i_A que es la que alimenta a los LEDs sigue fácilmente a la corriente de referencia i_r que oscila a una frecuencia de 400 Hz entre 0.2 y 0.7 A, comprobando que el sistema de control implementado funciona de manera correcta.

En la figura también podemos apreciar que el sistema arranca con una corriente de referencia de 0.7 A que es el punto de trabajo nominal con lo que operan los LEDs, en la misma figura en la parte

inferior podemos apreciar la señal $S(x)$ donde se muestra que no existe pérdidas de deslizamiento, la forma de onda de la señal $S(x)$ tiene la forma aproximadamente triangular que cabe esperar en un sistema en modo de deslizamiento.

Al igual que en las simulaciones anteriores se utiliza un pre-filtro un filtro pasabajos de primer orden. El ancho de banda del pre-filtro se ha determinado de la manera siguiente, de acuerdo con el control equivalente (230), y a los parámetros mostrados en el párrafo anterior, en el punto de trabajo nominal $X = [I_A, I_B, V_C, V_{Cd}, V_g, int_err]^T = [I_r, \frac{I_r V_L + R_L I_r^2}{v_o}, V_L + I_r R_L, V_L + I_r R_L, V_L + I_r R_L, 0]^T = [700 \text{ mA}, 1.94 \text{ A}, 35.5 \text{ V}, 35.5 \text{ V}, 35.5 \text{ V}]$, obtenemos el control equivalente de la siguiente forma:

$$u_{2eq} = \frac{v_o - 3L \frac{di_r}{dt}}{v_c} \quad (234)$$

Sustituyendo los valores para v_o y v_c y realizando la operación de la ecuación (234)

$$U_{2eq} = \frac{v_o}{v_c} = 0.36$$

$$0 < u_{2eq} = 0.36 - \frac{3(22 \mu H)}{35.5 V} \cdot \frac{di_r}{dt} \quad (235)$$

Si no queremos que el control se sature y suponiendo en el límite que

$$0 < 0.36 - 1.86 \cdot 10^{-6} \frac{di_r}{dt}; \frac{di_r}{dt} < 0.2 \text{ A}/\mu s \quad (236)$$

Suponiendo un $\Delta i_r^* = 0.7 - 0.2 = 0.5 \text{ A}$ y un filtro RC de primer orden

$$\left| \frac{di_r}{dt} \right| = \frac{\Delta i_r^*}{\tau} = 0.2 \text{ A}/\mu s$$

$$\tau > \frac{\Delta i_r^*}{0.2 \text{ A}/\mu s} = 2.5 \mu s \quad (237)$$

Por lo que la constante de tiempo del filtro es casi 10 veces mayor a la teórica necesaria

$$\tau = 22 \text{ k}\Omega \cdot 1 \text{ nF} = 22 \mu s > 2.5 \mu s \quad (238)$$

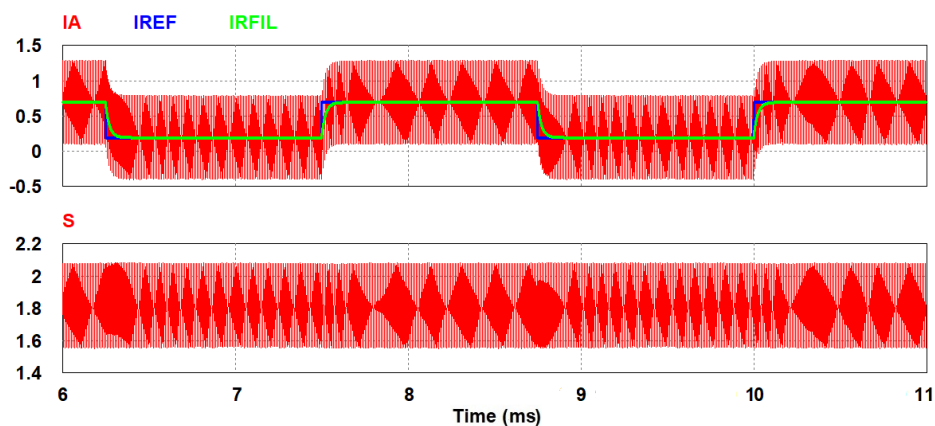


Fig. 4.34 Simulación de la corriente de entrada que sigue a la corriente de referencia y la superficie de conmutación.

En la figura 4.34 podemos apreciar el valor medio de la corriente del inductor IA en color rojo, la corriente de referencia sin el prefiltro en color azul IREF, y la corriente filtrada en color verde IRFIL, y como podemos observar el valor medio de la corriente del inductor sigue sin problemas a la corriente de referencia filtrada en color verde. También podemos apreciar que el rizado del valor medio de la corriente del inductor IA es uniforme y oscila entre los valores -400 mA y 1.3 A.

En la parte inferior se muestra la variable que en el circuito representa superficie de conmutación. El control opera adecuadamente sin pérdidas de deslizamiento ya que la variable está acotada entre los niveles de aproximadamente 2.08 A y 1.55 A sin que en ninguno de los dos transitorios supere se rebasen dichos umbrales.

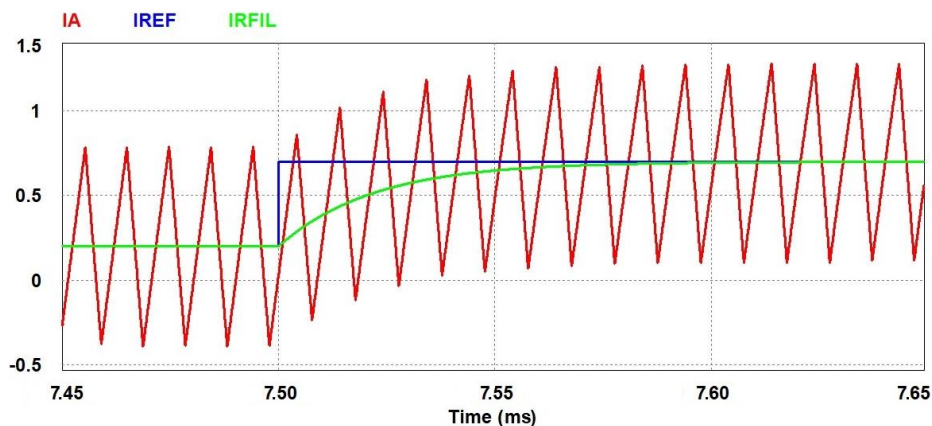


Fig. 4.35 Ampliación de la gráfica 4.34 donde se aprecia la corriente del inductor, la corriente de referencia y la corriente filtrada.

En esta grafica se observa una ampliación de la gráfica 4.34 en la que podemos apreciar que la dinámica del valor medio de la corriente del inductor coincide con la de la referencia durante un transitorio de subida en el que la referencia pasa de 200 mA a 700 mA. La referencia es una señal de tipo escalón filtrada mediante un circuito RC de primer orden con una constante de tiempo

de $22 \mu\text{s}$. Definiendo el tiempo de establecimiento como el tiempo necesario para que la señal alcance a la referencia con un error del 1% la duración del transitorio es de unos $100 \mu\text{s}$ (entre 7.5 ms y 7.6 ms)

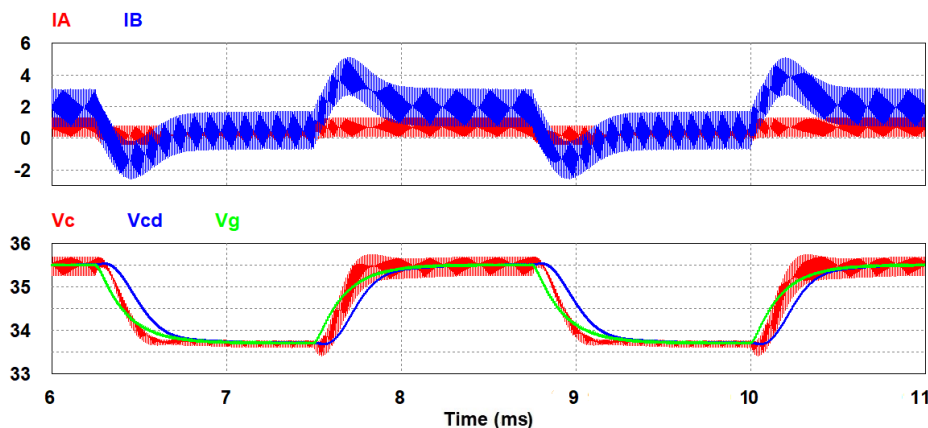


Fig. 4.36 Grafica que muestra en la parte superior la corriente del inductor y la corriente de la batería y en la parte inferior la tensión de entrada junto con las tensiones intermedias.

En la parte superior de la gráfica 4.36 podemos apreciar la corriente de la batería IB junto con la corriente media del inductor IA. Ambas corrientes presentan en sus dinámicas comportamientos estables de fase mínima. En el caso de la corriente de la batería (inductor LB), la respuesta es compatible con la existencia de tres polos dominantes en el polinomio característico. Un polo real con constante de tiempo de 158.4 ms (-6313.13 s^{-1}) correspondiente al factor $s + \frac{1}{R_L C_g}$ y los polos complejos conjugados de la dinámica interna $s = 10967.58263340127, i - 8538.720047512908, s = -10967.58263340127, i - 8538.720047512908$ ($s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0$). En particular presenta un sobrepico que asociamos a un par de polos complejos conjugados, si bien del análisis de la respuesta resulta difícil precisar detalles cuantitativos de la posición de dichos polos.

En la parte inferior de la grafica se aprecian la tensión del condensador de entrada Vg y las tensiones intermedias Vc y Vcd. En esta caso, el comportamiento transitorio de la tensión Vg es de fase mínima, mientras en las tensiones Vc y Vcd se aprecian trayectorias iniciales de sentido opuesto a la de la evolución final que asociamos a comportamientos de fase no mínima. La combinación de amortiguamiento y acoplamiento magnético evita dicho comportamiento de fase no mínima en las corrientes de los inductores acoplados y en la tensión de entrada, pero no en las tensiones intermedias de un convertidor que en el modo de operación nocturno es básicamente un boost con filtro de salida. En la tensión intermedia Vc se aprecia nuevamente un comportamiento que asociamos a una dinámica interna con polos complejos conjugados. Nuevamente resulta difícil evaluar la posición de dichos polos que en cualquier caso no compromete la estabilidad del sistema.

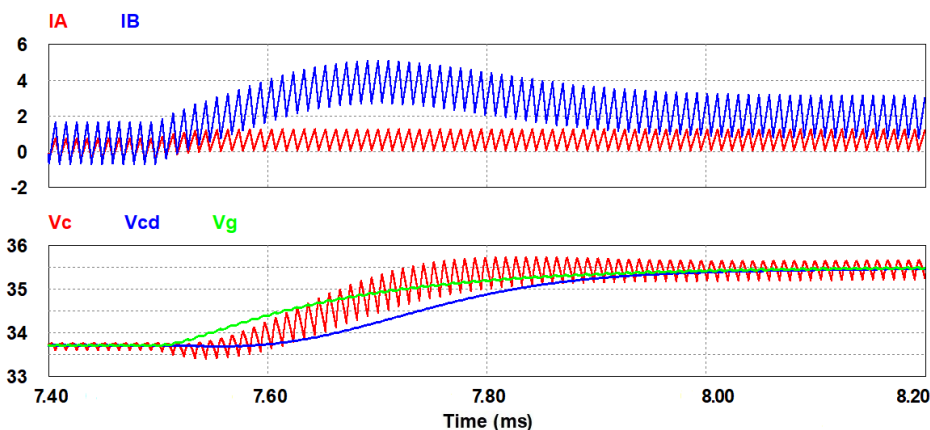


Fig. 4.37 Gráfica que muestra la ampliación de la gráfica 4.36. con las mismas variables.

En la gráfica 4.37 se aprecia una ampliación del transitorio de subida de la grafica anterior donde podemos corroborar que la corriente IB de la batería y la corriente del inductor IA operan de manera correcta. El aspecto más destacable es que mientras la corriente del inductor IB, cuya componente media alimenta los LED, alcanza su valor estacionario en los 100 μs que hemos mencionado anteriormente, la corriente de la batería (inductor LB) lo hace en unos 771 μs (entre 7.5 ms y 8.20 ms) con el mencionado comportamiento dinámico de fase mínima.

Del mismo modo en la parte inferior se aprecia mejor el comportamiento de las dinámicas de fase mínima de la tensión de salida Vg y los de fase no mínima de las tensiones intermedias.

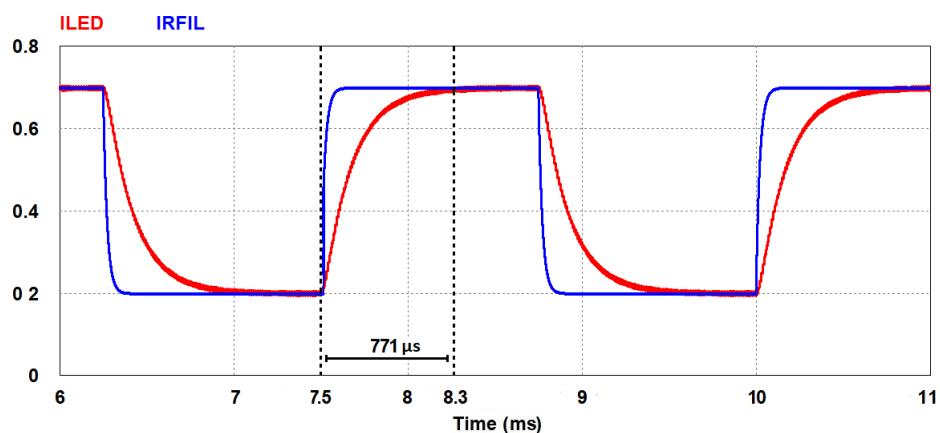


Fig. 4.38 Gráfica que muestra la corriente de Led junto con la corriente de referencia filtrada.

En esta última grafica podemos apreciar a la corriente del Led en color rojo y a la corriente de la referencia filtrada en color azul. La dinámica que presenta la corriente del ILED es similar a la dinámica de la tensión Vg estas dinámicas son más lentas debido al polo que corresponde al factor $s + \frac{1}{R_L C_g}$. En esta grafica también se muestra el tiempo de establecimiento donde la duración del transitorio oscila de los 7.5 ms a los 8.3ms en un tiempo de 771 μs .

Como pudimos apreciar el sistema en modo nocturno también opera de manera correcta, demostrando que el control trabaja de manera adecuada ya que como pudimos apreciar la corriente i_A , sigue fácilmente a la referencia i_r , cumpliendo con el objetivo principal que es la iluminación de los LEDs, además este buen funcionamiento se comprueba con las gráficas mostradas anteriormente.

4.12 CONCLUSIONES DEL CAPITULO 4

Como pudimos apreciar los resultados obtenidos mediante los análisis de las cuatro superficies de conmutación al convertidor conmutado buck-boost versátil bidireccional son satisfactorios, cumpliendo los requisitos necesarios de funcionamiento vistos previamente en el capítulo 3, estos resultados están validados por medio de los análisis matemáticos, junto con simulación de software y con pruebas de laboratorio con el convertidor en físico, los resultados de las pruebas de laboratorio se puede observar mediante las gráficas presentadas en los apartados anteriores. También podemos concluir que el control en modo de deslizamiento con las diferentes superficies de conmutación opera de manera correcta ya que tanto en modo diurno como nocturno la señal de entrada sigue sin problema a una señal de referencia pulsante filtrada.

Cabe mencionar que la tesis se realizó en cotutela, por lo que el tiempo para la realización de pruebas de laboratorio en la Universidad Rovira I Virgili fue mínimo, por tal motivo no se realizaron las pruebas de laboratorio para el convertidor propuesto en modo nocturno dejándolo para futuros trabajos.

4.13 REFERENCIAS DEL CAPITULO 4

- [1] J. Chen, D. Maksimović, and R. W. Erickson, "Buck-boost PWM converters having two independently controlled switches," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 2, pp. 736–741, 2001.
- [2] J. Chen, D. Maksimović, and R. W. Erickson, "Analysis and design of a low-stress buck-boost converter in universal-input PFC applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 2, pp. 320–329, Mar. 2006.
- [3] C. Restrepo, J. Calvente, A. Cid-Pastor, A. El Aroudi, and R. Giral, "A Noninverting Buck–Boost DC–DC Switching Converter With High Efficiency and Wide Bandwidth," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2490–2503, Sep. 2011.
- [4] C. Restrepo, J. Calvente, A. Romero, E. Vidal-Idiarte, and R. Giral, "Current-Mode Control of a Coupled-Inductor Buck–Boost DC–DC Switching Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2536–2549, May 2012.
- [5] C. Restrepo, T. Konjedic, J. Calvente, M. Milanovic, and R. Giral, "Fast Transitions Between Current Control Loops of the Coupled-Inductor Buck–Boost DC–DC Switching Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3648–3652, Aug. 2013.
- [6] C. Restrepo, T. Konjedic, J. Calvente, and R. Giral, "Hysteretic Transition Method for Avoiding the Dead-Zone Effect and Subharmonics in a Noninverting Buck–Boost Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 3418–3430, Jun. 2015.
- [7] L. Albiol-Tendillo, E. Vidal-Idiarte, J. Maixe-Altes, S. Mendez-Prince, and L. Martinez-Salamero, "Seamless sliding-mode control for bidirectional boost converter with output filter for electric vehicles applications," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 9, pp. 1808–1816, Sep. 2015.
- [8] S.-C. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, "General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC–DC Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1160–1174, Mar. 2008.
- [9] S. C. Huerta, P. Alou, O. Garcia, J. A. Oliver, R. Prieto, and J. Cobos, "Hysteretic Mixed-Signal Controller for High-Frequency DC–DC Converters Operating at Constant Switching Frequency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 6, pp. 2690–2696, Jun. 2012.
- [10] V. Repecho, D. Biel, J. M. Olm, and E. Fossas Colet, "Switching Frequency Regulation in Sliding Mode Control by a Hysteresis Band Controller," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 2, pp. 1557–1569, Feb. 2017.
- [11] J. Mahdavi, A. Emadi, and H. A. Toliyat, "Application of state space averaging method to sliding mode control of PWM DC/DC converters," in *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting, 1997*, vol. 2, pp.

820–827.

- [12] E. Vidal-Idiarte, A. Marcos-Pastor, G. Garcia, A. Cid-Pastor, and L. Martinez-Salamero, "Discrete-time sliding-mode-based digital pulse width modulation control of a boost converter," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 5, pp. 708–714, May 2015.
- [13] Y. Levron and D. Shmilovitz, "Maximum Power Point Tracking Employing Sliding Mode Control," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 60, no. 3, pp. 724–732, Mar. 2013.
- [14] D. Gonzalez-Montoya, C. A. Ramos-Paja, and R. Giral, "A new solution of maximum power point tracking based on sliding mode control," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 8350–8355.
- [15] E. Van Dijk, J. N. Spruijt, D. M. O'Sullivan, and J. B. Klaassens, "PWM-switch modeling of DC-DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 659–665, 1995.
- [16] C. Restrepo, J. Calvente, A. Cid-Pastor, A. El Aroudi, and R. Giral, "A Noninverting Buck–Boost DC–DC Switching Converter With High Efficiency and Wide Bandwidth," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2490–2503, Sep. 2011.
- [17] V. I. Utkin, *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer-Verlag, 1992, p. 286.
- [18] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 963–973, Jul. 2005.
- [19] F. Mendez Diaz, H. Ramirez Murillo, P. Garces, A. Romero, J. Calvente, R. Giral R; "Control en Modo Deslizante de la Tension de Entrada del Convertidor Buck-Boost Versatil para Aplicaciones Fotovoltaicas", in *SAAEI'14*, June 2014. Tanger, Morocco.
- [20] Coilcraft Inc., "Coupled Inductors – MSC1278 for SEPIC Applications Datasheet," 2013. [Online]. Available: <https://www.coilcraft.com/msc1278.cfm>.
- [21] D. Gonzalez Montoya, C. A. Ramos-Paja, and R. Giral, "Improved Design of Sliding-Mode Controllers Based on the Requirements of MPPT Techniques," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 235–247, Jan. 2016.
- [22] J. Ahmed and Z. Salam, "An Accurate Method for MPPT to Detect the Partial Shading Occurrence in PV System," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, pp. 1–1, 2017.
- [23] L. Linares, R. W. Erickson, S. MacAlpine, and M. Brandemuehl, "Improved Energy Capture in Series String Photovoltaics via Smart Distributed Power Electronics," in *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, pp. 904–910.
- [24] S.-C. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, "General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC–DC Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1160–1174, Mar. 2008.
- [25] V. M. Nguyen and C. Q. Lee, "Indirect implementations of sliding-mode control law in buck-type converters," in *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96*, 1996, vol. 1, pp. 111–115.

- [26] J. H. B. Deane and D. C. Hamill, "Analysis, simulation and experimental study of chaos in the buck converter," in *21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists*, 1990, pp. 491–498.
- [27] F. Pareschi, G. Setti, R. Rovatti, and G. Frattini, "Practical Optimization of EMI Reduction in Spread Spectrum Clock Generators With Application to Switching DC/DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4646–4657, Sep. 2014.
- [28] F. Mendez-Díaz, H. Ramírez-Murillo, J. Calvente, B. Pico, and R. Giral, "Input voltage sliding mode control of the versatile buck-boost converter for photovoltaic applications," in *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2015, pp. 1053–1058.
- [29] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 963–973, Jul. 2005.
- [30] Y. Levron and D. Shmilovitz, "Maximum Power Point Tracking Employing Sliding Mode Control," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 60, no. 3, pp. 724–732, Mar. 2013.
- [31] M. Boztepe, F. Guinjoan, G. Velasco-Quesada, S. Silvestre, A. Chouder, and E. Karatepe, "Global MPPT Scheme for Photovoltaic String Inverters Based on Restricted Voltage Window Search Algorithm," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 7, pp. 3302–3312, Jul. 2014.

5. CONCLUSIONES GENERALES

En esta tesis se propusieron dos puntos importantes a desarrollar, uno de ellos y punto primordial de esta tesis fue el realizar un convertidor conmutado buck-boost versátil bidireccional que mejorara las prestaciones de un sistema fotovoltaico utilizado en luminarias públicas. El otro fue el realizar un modelo de innovación referente a las energías renovables, que permitiera mediante su flexibilidad hacer paso a paso cualquier sistema de innovación, y mediante este modelo poder hacer el convertidor conmutado propuesto.

En la primera parte de esta tesis se presentó la introducción a la investigación, el estado del arte, problemática y objetivos. En la introducción a la investigación se muestra un panorama de cómo se encuentra la situación energética a nivel mundial y en México validada por datos y estadísticas, además se expone el fuerte problema que existe actualmente a nivel mundial por la obtención de la energía y la necesidad de crear nuevas fuentes de energía que dañen lo menos posible al medio ambiente. En este apartado también se menciona la necesidad de desarrollar nuevos modelos de innovación que permitan la vinculación de la investigación científica con el sector industrial en el área de las energías renovables.

En el estado del arte se realizó una investigación a fondo referente a la innovación en las energías renovables enfocándonos principalmente a la innovación en los sistemas fotovoltaicos. En este apartado se mencionó que herramientas se han utilizado de 5 años atrás hasta la actualidad en los sistemas fotovoltaicos, el crecimiento que han alcanzado y el impacto que han obtenido. Se hizo referencia a uno de los elementos fundamentales para el buen funcionamiento dentro de la arquitectura de los sistemas fotovoltaicos, estos elementos son los convertidores conmutados. También se presentó un análisis detallado de los convertidores conmutados, desde la importancia que juegan en diferentes áreas, el desarrollo que han alcanzado en el presente y la importancia que juegan actualmente, debido a estas razones se sigue investigando continuamente y de acuerdo con estas investigaciones se busca mejorar sus prestaciones técnicas.

Dentro de este apartado también se habló del control en modo de deslizamiento que al igual que los puntos anteriores se profundizó en este tema debido a la importancia que tiene en esta tesis ya que es el control que se aplica al convertidor conmutado propuesto, se hace referencia sus ventajas y aplicaciones en diferentes convertidores conmutados. Otro punto importante en los sistemas fotovoltaicos y también mencionado y del cual se presentan bastas referencias es el de la búsqueda del punto de máxima potencia (MPPT). En este capítulo se llega a la conclusión que es necesario seguir mejorando los convertidores conmutados de manera constante, mediante investigaciones tanto en universidades como en centros especializados, ya que de ellos depende un mejor funcionamiento en los sistemas fotovoltaicos.

Dentro del capítulo 2 de esta tesis se mostró un estudio del concepto de la innovación el cual abarca definiciones, criterios de realización y diferentes tipos de modelos de los cuales surge el modelo propuesto que se presenta en esta tesis. Este modelo tiene como una de sus características más

importantes la flexibilidad, ya que no solo es un modelo de innovación para energías renovables, también puede ser una guía para cualquier tipo de modelo de innovación.

En el capítulo 3 se presentó una introducción de cómo operan los convertidores conmutados básicos, junto con la importancia y el crecimiento que han tenido en diversas áreas. Dentro de este capítulo se trata de cumplir con uno de los objetivos principales de esta tesis, recordando era el mejorar las características de funcionamiento de los sistemas fotovoltaicos para luminarias públicas mediante el uso de un único convertidor conmutado. Para esto se presentaron diversos análisis matemáticos con la implementación del control en modo de deslizamiento con diferentes superficies a estructuras convertidoras básicas como los convertidores buck, boost y buck-boost, esto se realizó con el fin de ver si alguno de estos convertidores reúne las características de funcionamiento solicitadas obteniendo las conclusiones siguientes.

Todos los convertidores estudiados serían bajo determinadas premisas utilizables en la aplicación propuesta (figura 3.10). Pero todos los convertidores analizados tienen en común el problema del filtrado de corrientes discontinuas. Desde el punto de vista de la eficiencia y las características dinámicas en ambos modos que hemos estado trabajando el diurno y el nocturno, el convertidor reductor sería el más apropiado. Como se indica en ese mismo apartado, el convertidor reductor requeriría de un filtro de entrada considerable, de una batería con el mayor número de celdas en serie y, probablemente, del sistema de gestión (BMS) de balanceado de tensiones más complejo.

Dentro de este mismo capítulo se hizo una introducción del control en modo de deslizamiento y la aplicación del control directamente a los convertidores buck, boost y buck-boost siguiendo el mismo criterio de análisis anteriores, pero con la diferencia de la aplicación de diferentes superficies obteniendo los siguientes resultados.

Y de acuerdo con los estudios realizados se menciona que es necesario contar con una estructura convertidora más compleja junto con una ley o leyes de control que permitan satisfacer los requisitos de funcionamiento requeridos.

Por lo que en el capítulo 4 de acuerdo con lo anterior se muestra el convertidor conmutado propuesto buck-boost versátil bidireccional, el cual reúne las características de funcionamiento solicitadas tanto en modo diurno como en modo nocturno, aplicando el control en modo de deslizamiento con dos diferentes superficies, validando su buen funcionamiento mediante el análisis matemático y simulación junto con pruebas de laboratorio con el convertidor en físico. En las dos superficies se agrega el término integral para reducir el error en estado estacionario, siendo la superficie para modo diurno $S(x) = i_{pv} - i_g + G(v_g - v_r) + \int k(v_g - v_r)$ y la superficie para modo nocturno $S(x) = i_A - i_r + \int k(i_A - i_r)$ en ambos análisis se demuestra su correcta operación, ya que en modo diurno el voltaje de entrada sigue sin complicación al voltaje de referencia, y de igual manera en el modo nocturno la corriente de entrada sigue a la corriente de referencia, comprobándolo mediante las gráficas expuestas en el capítulo 4.

Dentro de los futuros trabajos, se pretende realizar la comprobación experimental del modo nocturno, junto con un algoritmo de MPPT mejorado. También se pretende realizar la supervisión

del sistema: lo que sería la gestión de la batería referente al estado de carga y estado de salud, gestión del consumo, también tener un sistema de temporización, detección de presencia/necesidad de iluminación, iluminación adaptativa, es decir cuando no exista necesidad de iluminación máxima esta baje mediante un sensor de detección de presencia y produzca un ahorro de energía al propio sistema. También se pretende realizar un sistema de comunicación/coordiación con otras farolas y un centro de control central, suministro de otros servicios: carga de dispositivos por USB, WiFi.

ANEXO: LISTA DE PUBLICACIONES

- [1] F. Méndez Díaz, H. Ramirez Murillo, P. Garces, A. Romero, J. Calvente, R. Giral R; "Control en Modo Deslizante de la Tension de Entrada del Convertidor Buck-Boost Versatil para Aplicaciones Fotovoltaicas", in SAAEI'14, June 2014. Tanger, Morocco.
- [2] F. Méndez-Díaz, H. Ramirez-Murillo, J. Calvente, B. Pico, and R. Giral, "Input voltage sliding mode control of the versatile buck-boost converter for photovoltaic applications," in *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2015, pp. 1053–1058.
- [3] F. Méndez-Díaz, Beatriz Pico, Enric Vidal-Idiarte, J. Calvente, and R. Giral, " HM/PWM Seamless Control of a Bidirectional Buck-Boost Converter for Photovoltaic Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics 04 June 2018* .

