



Diseño e Implementación de un Sistema de Almacenamiento de Energía Bidireccional para una Nanored DC

Johan Sebastián Sánchez Choachi

Universidad Nacional de Colombia
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Bogotá, Colombia
2019

Diseño e Implementación de un Sistema de Almacenamiento de Energía Bidireccional para una Nanored DC

Johan Sebastián Sánchez Choachi

Tesis para optar por el título de:
Magister en Ingeniería Electrónica

Director:
MSc Giovanni Aldemar Baquero
Codirector:
Ph.D César Leonardo Trujillo Rodríguez

Área:
Electrónica de Potencia

Línea de Investigación:
Convertidores DC-DC Bidireccionales

Universidad Nacional de Colombia
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Bogotá, Colombia
2019

Resumen

El presente documento muestra el proceso de construcción de un sistema de almacenamiento energético para una nano-red DC cuyo DC link se encuentra en 48 V. El documento inicia dando algunas definiciones básicas y necesarias, tales como nano-red, para desarrollar así el contexto que permita entender el papel que desempeña el sistema de almacenamiento de energía dentro de este tipo de redes y porqué la necesidad de enforzar esfuerzos en mejorar sus características de funcionamiento. Luego de esto se realiza una búsqueda bibliográfica de las topologías DC-DC bidireccionales en la que resumen sus principales propiedades eléctricas y se contrastan con las necesidades del proyecto, surgidas a partir los objetivos propuestos. Con esta comparación se evalúa cuál de las topologías estudiadas es la que mejor se adapta a los requerimientos del proyecto. Posteriormente, se desarrolla el modelo matemático del convertidor elegido, que incluye la batería a usar y su sistema de estimación de estado de carga. Una vez hecho esto, se desarrollan los controladores, se implementa el sistema y se realizan diferentes pruebas de laboratorio en las que se somete al sistema a diferentes situaciones para evaluar su rendimiento. De estas pruebas se encuentra niveles satisfactorios de regulación y robustez que le permiten operar al dispositivo en todo el rango planteado en los objetivos, reportando los respectivos tiempos de restablecimiento para cada uno de los casos y los sobrepicos generados en la transición de cambios tipo escalón. Finalmente se muestran las conclusiones surgidas a partir del análisis de los resultados obtenidos y donde se plantean posibles mejoras a tener en cuenta para trabajos futuros.

Palabras clave

Controladores deslizantes, convertidor Bidireccional, robustez, nano-red DC.

Abstract

The present document shows the building process of an energy storing system for a DC nano-grid, whose DC-link is 48 V. This document starts off by giving some basic and necessary definitions, such as nano-grid, which is used to develop the necessary context that allow us to understand the roll of the energy storing system in the nano-grid. Then, it is explained why making efforts to improve the electrical features of this device. Later, in order to choose the most adequate topology, a literature search is carried out, where several DC-DC bidirectional converter topologies are analyzed and their features are compared to the project requirements. Next, the converter mathematical model is developed, including the battery model and its state of charge estimation system. Once this is done, the controllers are developed and the system and its subsystems are implemented. With the purpose of evaluate the device performance, this was tested to different operating condition. From this test, it can be said that the regulation and robustness system are adequate and allow it to operate in all operation range proposed in the objectives. Among the results of this test, the settling times and overshoots of each controller were reported. Finally, the conclusions of this work are shown and some suggestions for future works are presented.

Keywords

bidirectional converter, DC nano-grid, sliding controllers, robustness.

Contenido

Resumen	3
Abstract.....	4
Introducción.....	9
Motivación	9
Antecedentes y justificación.....	11
Objetivos	13
Objetivo general.....	13
Objetivos específicos	13
Referencias de capítulo.....	14
1. Marco referencial.....	17
1.1 Micro-red.....	17
1.2 Nano-red.....	17
1.2.1 Estructura de la nano-red	18
1.3 Topologías de conversión DC-DC bidireccional.....	20
1.3.1 Convertidores con aislamiento galvánico	20
1.3.2 Convertidores no aislados	22
1.5 Baterías.....	25
1.5.1 Modelos eléctricos de baterías	25
1.5.2 Métodos de detección de SOC.....	27
Referencias de capítulo	31
2. Elección y desarrollo de la topología de conversión.....	32
2.1 Elección de topología de conversión.....	32
2.2 Diagrama de flujo de operación	34
2.3 Modelamiento del convertidor bidireccional.....	35
2.3.1 Puntos de equilibrio	38
2.3.2 Valores críticos de los elementos reactivos	41
2.3.3 Linealización.....	43
2.3.4 Funciones de transferencia y control PI.....	44
2.4 Control por superficie deslizante	49
2.4.1 Superficie PID	50
2.4.2 Superficie deslizante alternativa	51
2.5 Resultados de simulación	52
2.5.1 Control clásico	53
2.5.2 Control por superficie deslizante PID.....	55
2.5.3 Control por superficie deslizante alternativa.....	59
2.6 Digitalización de los controladores	62

Referencias de capítulo	62
3. Implementación del prototipo	63
3.1 Elementos pasivos	63
3.2 Acondicionamiento de señal.....	66
3.3 Diseño del circuito impreso.....	68
4. Resultados experimentales.....	72
4.1 Modo inyección en condiciones estáticas.....	72
4.2 Modo inyección con variaciones de carga.....	74
4.3 Modo recarga de baterías	76
4.4 Estimación del SOC	78
Referencias de capítulo	71
5. Conclusiones.....	80
5.1 Productos derivados	81
5.2 Recomendaciones	82
Anexo A – Digitalización de controladores.....	83
Anexo B – Código de programación	88

Lista de figuras

- Figura 0-1:** Esquema de una red inteligente.
- Figura 1-1:** Estructura de una red inteligente.
- Figura 1-2:** Esquema de una nano-red DC.
- Figura 1-3:** Función de activación de los interruptores.
- Figura 1-4:** Esquema del convertidor bidireccional flyback
- Figura 1-5:** Esquema del convertidor DAB.
- Figura 1-6:** Esquema del convertidor Buck-boost bidireccional.
- Figura 1-7:** Esquema del convertidor Buck-o-boost bidireccional.
- Figura 1-8:** Esquema del convertidor CUK bidireccional.
- Figura 1-9:** Esquema del convertidor SEPIC bidireccional.
- Figura 1-10:** Esquema del convertidor flyback no aislado bidireccional.
- Figura 1-11:** Modelo Rint de las baterías.
- Figura 1-12:** Modelo Thévenin de las baterías.**Figura 1-13:** Modelo PNGV de las baterías.
- Figura 1-14:** Modelo PD de las baterías.
- Figura 1-15:** Clasificación de métodos de detección de SOC [12].
- Figura 1-16:** Perfil de la tensión de relajamiento de la batería [12].
- Figura 1-17:** Perfil típico de la resistencia DC de la batería en función del SOC [12].
- Figura 2-1:** Algoritmo de funcionamiento del SAE.
- Figura 2-2:** Modelo del circuito del SAE.
- Figura 2-3:** Equivalente eléctrico del SAE para $U=1$.
- Figura 2-4:** Equivalente eléctrico del SAE para $U=0$.
- Figura 2-5:** Tensión del condensador de salida para diferentes valores de corriente de generación frente a un barrido de U .
- Figura 2-6:** Corriente en la bobina para diferentes valores de corriente de generación frente a un barrido de U .
- Figura 2-7:** Tensión de salida y corriente en el inductor del SAE para diferentes valores de U y corriente de generación 0
- Figura 2-8:** Forma de onda de la corriente de la bobina para régimen permanente.
- Figura 2-9:** Forma de onda de la corriente del condensador de salida para régimen permanente.
- Figura 2-10:** Esquema de control de corriente promedio.
- Figura 2-11:** Respuesta en frecuencia del lazo de corriente.
- Figura 2-12:** Respuesta en frecuencia del lazo de tensión.
- Figura 2-13:** Respuesta en frecuencia del lazo abierto del lazo de corriente con el controlador
- Figura 2-14:** Respuesta al escalón del lazo cerrado del lazo de corriente y controlador.
- Figura 2-15:** Respuesta en frecuencia de la tensión en lazo abierto de la planta-controlador.
- Figura 2-16:** Tensión de salida (arriba) y ciclo de trabajo (abajo) del SAE.
- Figura 2-17:** Corriente en la bobina del SAE.
- Figura 2-18:** Tensión del bus DC (arriba), corriente en la bobina (en medio) y corriente de las fuentes (abajo).
- Figura 2-19:** Tensión de salida (arriba) y ciclo de trabajo (abajo).
- Figura 2-20:** Corriente en la bobina.
- Figura 2-21:** Tensión del DC link (arriba), corriente en la bobina (en medio) y corriente de las fuentes (abajo).
- Figura 2-22:** Tensión de salida del SAE
- Figura 2-23:** Corriente en el inductor (arriba) y ciclo útil (abajo) del SAE
- Figura 2-24:** Corriente en el inductor para diferentes valores de ganancias de la superficie deslizante.
- Figura 2-25:** Tensión de salida (arriba), corriente en el inductor (en medio) y corriente de las fuentes (abajo)..
- Figura 3-1:** (a) divisor resistivo (b) topología de acondicionamiento.
- Figura 3-2:** Topología del filtro Sallen-Key.
- Figura 3-3:** Diagrama de bloques simplificado de la PCB.
- Figura 3-4:** Placa de circuito impreso diseñada.
- Figura 3-5:** Resultado final de la implementación del convertidor bidireccional
- Figura 4-1:** Tensión de salida y corriente en la bobina para controlador 1 (a), controlador 2 (b) y controlador 3 (c) con carga estática de 8Ω .
- Figura 4-2:** Esquema circuital para emulación de cambios abruptos en la carga del bus DC.
- Figura 4-3:** Tensión de salida y corriente en la bobina para el control 1 (a) controlador 2 (b) y controlador (c) con carga variable.
- Figura 4-4:** Tensión del Bus DC y corriente en la bobina de los controladores 1 (a), 2 (b) y 3 (c) $V_f=60V$.
- Figura 4-5:** Caracterización de la resistencia interna del banco de baterías en función del SoC.
- Figura A-1.** Esquema de control de doble lazo.
- Figura A-2.** Diagrama de bode de la función de transferencia $G_{(U \rightarrow i_L)}$ en el dominio s y z .
- Figura A.3** Respuesta en frecuencia del sistema control-planta para el lazo de corriente en el dominio s y z .
- Figura A.4** Respuesta en frecuencia de la planta del lazo externo en el dominio s y z .
- Figura A.5** Respuesta en frecuencia de sistema controlador-planta para el lazo externo en el dominio s y z .

Lista de tablas

Tabla 2 1. Resumen comparativo de los convertidores bidireccionales expuestos.

Tabla 2 2. Parámetros del SAE.

Tabla 2 3. Valores de los elementos reactivos del SAE.

Tabla 2 4. Constantes de los controladores PI del SAE.

Tabla 2 5. Parámetros del SAE con control PID deslizante.

Tabla 2 6. Parámetros del SAE con control por superficie deslizante alternativa.

Tabla 3 1. Parámetros de construcción de la bobina.

Tabla 3 2. Parámetros del condensador de salida elegido.

Tabla 4.1. Regulación de la tensión de salida para cada controlador.

Tabla 4 2. Características del transitorio para cada controlador.

Tabla 4-3. Características estacionarias del convertidor para cada controlador en modo recarga de baterías.

Introducción

Motivación

El agotamiento de los recursos naturales a nivel mundial se presenta no solo como un problema ambiental, sino también, como una preocupación económica debido a las implicaciones negativas que se tendría sobre este ámbito en el mediano plazo [1]. En respuesta a esto, se presentan diferentes alternativas dentro de las que se encuentra la modificación de los hábitos de consumo basados en el uso racional de nuestros recursos, pero a pesar de las implicaciones positivas que esto tendría, no sería suficiente para mitigar el problema ya mencionado, que está en constante crecimiento, por lo que además se plantea el uso de fuentes alternativas de energía, como la eólica y solar, para satisfacer la demanda energética sin afectar el medioambiente. Sin embargo, este tipo de tecnologías no poseen la difusión suficiente en el ámbito nacional [2], [3] tal como consta en el más reciente reporte del ministerio de minas y el sistema de información eléctrico colombiano (SIEL) expedido el 29 de febrero de 2016 [4], en donde la distribución porcentual por número de registros indica que un 76.65 % corresponde a generación hidráulica, mientras que solo un 5.39 % y 4.19 % pertenece a generación eólica y solar, respectivamente. Por lo tanto, el sistema eléctrico colombiano es altamente dependiente de los embalses, lo que pone en riesgo al sector energético y todos los demás que dependen de éste.

Salvo algunas excepciones, el panorama a nivel mundial es similar, por lo que todas las naciones están tomando medidas políticas para incentivar el desarrollo de energías alternativas, por ejemplo, en el 2014 Colombia aprobó la ley 1715 para promover el uso de energías no convencionales, donde se les permite a las compañías generadoras de este tipo de energías vender a precio de bolsa, además de algunos beneficios tributarios. A su vez, en un análisis hecho por el banco interamericano de desarrollo (BID) y titulado “*¿Luces Encendidas?, Necesidades de energía para América Latina y el Caribe al 2040*”, se prevé que América Latina podría ser más eficiente reduciendo, en hasta un 17 %, su generación eléctrica. Por esta razón, se aprobó un préstamo de US\$9,265 millones para el desarrollo de energía eléctrica basada en fuentes alternativas de energía en zonas no interconectadas del país.

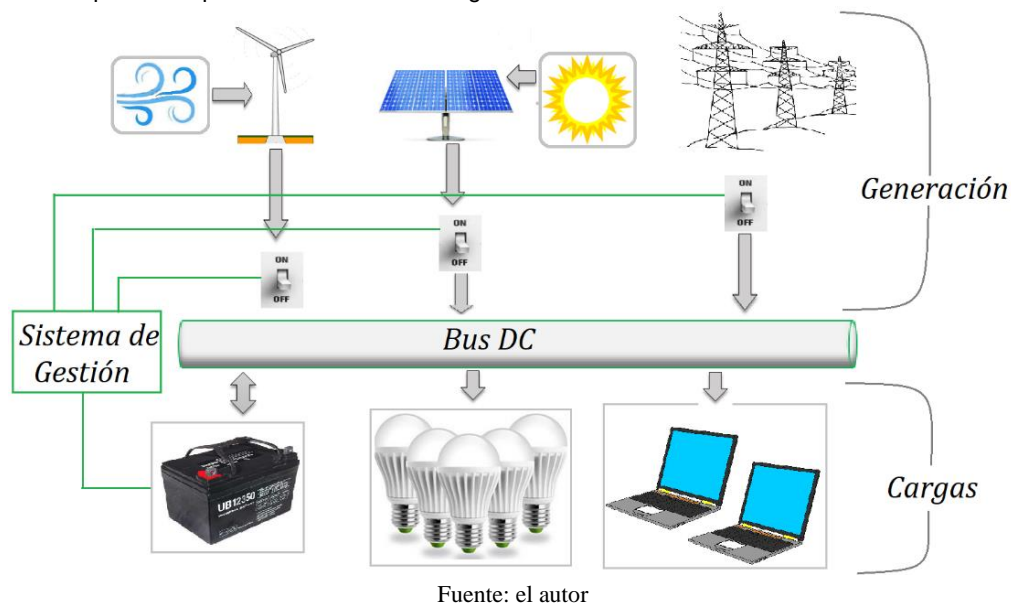
Las fuentes alternativas de energía son procesadas y transformadas con el fin de ser entregadas a la carga, los sistemas de almacenamiento y eventualmente inyectarla a la red eléctrica, mediante estructuras eléctricas llamadas micro-redes sobre las cuales hay una amplia investigación hasta el día de hoy [5-7]. A pesar de los grandes avances logrados en el desarrollo de las micro-redes, aún existen una serie de obstáculos de tipo regulatorio, de mercado y técnicos que impiden una mayor penetración de estas en el sector energético [8]. Dentro de los obstáculos técnicos se encuentran los problemas de eficiencia y calidad de energía. En razón a ello, y teniendo en cuenta que muchas de las aplicaciones domésticas demandan energía eléctrica en DC, surgen las microrredes DC sobre las cuales hay numerosos estudios que buscan mejorar su rendimiento [9,10]. Un avance en esta dirección es el concepto de nano-red. Estas son estructuras autocontroladas que poseen una tensión de bus DC entre 24Vdc y 48Vdc destinados a suplir cargas electrónicas sensitivas como las de los equipos de telecomunicaciones y de computo, con la gran ventaja de ofrecer una mayor facilidad en su control, menores costos de implementación y mantenimiento, y mayor calidad de energía [11]. Como es mencionado en [12], se espera que el desarrollo e implementación de estas estructuras tengan implicaciones positivas en la calidad de energía y confiabilidad del sistema eléctrico, trayendo consigo un impacto económico favorable.

Una de los aspectos que preocupa fuertemente a los investigadores de las nano-redes DC, son las referentes a los sistemas de almacenamiento. Esto debido a las siguientes dificultades: la constante fluctuación de energía que presentan los sistemas de generación eólico y solar, propias de su dependencia de factores climáticos [13-15]; las posibles fallas que pudieran llegar a presentarse en los sistemas de generación, lo que provocaría un déficit en el suministro de energía a las cargas. Así mismo, situaciones en las que la demanda de energía pudiera llegar a sobrepasar la capacidad de generación de la micro-red y no se suministre la energía suficiente a las cargas. Situación contraria se presenta cuando las fuentes de generación producen más energía de la que puede llegar a ser aprovechada por las cargas en ese momento, haciéndose necesario la inclusión de sistemas que almacenen esta energía eléctrica para entregarla cuando las condiciones en la nano-red lo permitan y así obtener el máximo provecho de las fuentes de generación alternativa. Finalmente, los cambios en los niveles de carga y de generación ocasionan perturbaciones en la tensión del barraje DC afectando la calidad de la energía que se suministra. Por todo lo anterior, se hace necesario el uso de sistemas de almacenamiento energético que permitan un flujo bidireccional de energía con la eficiencia y dinámica necesaria para proveer solución a cada uno de los problemas ya mencionados brindando así calidad, estabilidad y confiabilidad al sistema [16], [17], pero que además considere el estado de carga de la batería (SOC) para así prolongar su vida útil.

Antecedentes y justificación

Los esfuerzos y estudios enfocados hacia el avance de las nano-redes se justifican en las razones ambientales y económicas que según señalan muchas proyecciones, se verían afectadas de forma positiva si las energías alternativas tuvieran mayor relevancia en el sistema eléctrico [1]. Una parte importante de dichos esfuerzos se deben centrar en los sistemas de almacenamiento de energía, pues son éstos los que dan robustez y confiabilidad al sistema, al generar soporte ante una eventual falla en los generadores o sistemas de conversión [18], caída de tensión en la etapa de generación por razones climáticas, sobrecarga de la red, sobregeneración, transitorios que afecten la calidad de energía y estabilidad del sistema [19], tal y como se reportó en la sección anterior y como además se ilustra en la figura 0-1.

Figura 0-1: Esquema simplificado de una red inteligente.



Dichos dispositivos encargados del intercambio de energía entre las baterías y el bus DC, son básicamente convertidores DC-DC que ajustan de forma adecuada, los niveles de tensión entre sus dos puertos, de tal manera que la transferencia de energía tenga la menor cantidad de pérdidas posible y que cualquier perturbación proveniente de la batería, el bus DC o el sistema de conversión mismo, no afecten de manera significativa el rendimiento del convertidor. Para ello se han planteado un gran número de dispositivos que intentan mejorar estas especificaciones a través del tipo de topología y control. Al referirse específicamente a la topología de los convertidores, se pueden clasificar en dos grupos: los que poseen aislamiento galvánico y los que no. Estos últimos son empleados en situaciones en las que no es necesario que los dos puertos del convertidor posean tierras distintas y la diferencia de tensión entre los mismos no sea muy grande, lo cual los limita en sus aplicaciones, pero con la ventaja de poseer una estructura simple y bien conocida que son el re-

sultado de la combinación de topologías clásicas, salvo algunas excepciones y dentro de las cuales se puede encontrar las denominadas Buck-and-boost, Buck-boost/Buck-boost, ZEPIC/Zeta y Cuk/Cuk [20].

Por otro lado, los convertidores DC-DC bidireccionales con aislamiento ofrecen separación eléctrica entre los dos terminales del convertidor, lo cual resulta conveniente ante una eventual falla en el dispositivo que ponga en contacto directo el bus DC y la batería, siendo la topología más común la Dual Active Bridge (DAB), la cual usa un transformador de alta frecuencia con el que logra aislamiento eléctrico junto con una alta densidad de energía [21]. También existen otras topologías con soft switching como los convertidores flyback bidireccionales [22], [23], push-pull bidireccionales [24], BIFRED (boost integrated flyback rectifier/energy) [25] y el convertidor completamente simétrico de medio puente [26]. Sin embargo, todos estos diseños son a baja potencia debido al estrés de corriente que sufren los interruptores [16].

Un problema que es común a ambos tipos de convertidores bidireccionales es la eficiencia, que es afectada por las pérdidas provocadas por la resistencia inherente de los elementos que componen el convertidor, especialmente las inductancias. Este inconveniente pudiera ser tratado aumentando la frecuencia de conmutación, lo que produciría una disminución en el valor de dichos elementos y su resistencia, pero que simultáneamente conllevaría al aumento de las pérdidas de conmutación que son debidas a las imperfecciones de la forma de onda de tensión y corriente, que en principio deberían ser totalmente cuadradas, generando pérdidas de energía en cada transición de estado del interruptor electrónico. Para fijar este tipo de pérdidas en un rango aceptable se debe mantener la frecuencia de conmutación para convertidores de mediana y alta potencia en valores que generalmente no superan los 100 kHz y acompañarlo de alguna de las varias técnicas de soft-switching en modo tensión [27].

Adicionalmente, ninguno de los sistemas de almacenamiento de energía para nano-redes investigados hasta la fecha para este proyecto, tienen en cuenta el SOC de la batería al momento de tomar la decisión de suministrar o consumir energía del bus DC. Esto es algo que debe considerarse, dado que las baterías son un componente de gran importancia en las nano-redes desde la perspectiva operacional, y el someter a éstas a sobrecargas o descargas demasiado profundas según su capacidad nominal, comprometen ampliamente la vida útil de la batería, produciendo un prematuro deterioro de la misma, lo que incrementa los costos de mantenimiento de las nano-redes haciéndolas en algunos casos económicamente inviables.

Por otro lado, un sistema de almacenamiento bidireccional de energía con las características mencionadas en párrafos anteriores, también sería de amplia utilidad si se tiene en cuenta el constante crecimiento del uso de vehículos eléctricos como alternativa de trans-

porte, pues al transferir la energía a los vehículos eléctricos sin un proceso innecesario de conversión DC-AC-DC, el proceso tendría una eficiencia considerablemente mayor generando beneficios económicos y ambientales. Asimismo, al emplear un sistema de almacenamiento que considere el estado de la red, el vehículo eléctrico podrá demandar energía de forma eficaz y mejorar la eficiencia operacional de la red DC.

Objetivos

Objetivo general

Diseñar e implementar un sistema de almacenamiento de energía bidireccional para una nano-red DC que opere teniendo en cuenta el estado de la batería y el de un bus DC de 24Vdc a 48Vdc a 300 W.

Objetivos específicos

- 1 Examinar diferentes topologías de convertidores DC-DC bidireccionales, compararlas y determinar la topología de conversión más adecuada.
- 2 Desarrollar un modelo matemático detallado para el convertidor seleccionado y validarlo mediante simulación.
- 3 Determinar la estrategia de control que mejor se ajuste las características de rendimiento del sistema de almacenamiento energético bidireccional a niveles que permitan mejorar las prestaciones del bus DC, en términos de respuesta a perturbaciones y rapidez.
- 4 Implementar el sistema de almacenamiento energético bidireccional junto con los demás subsistemas requeridos para el buen funcionamiento del mismo.
- 5 Corroborar el prototipo mediante un protocolo de pruebas que emule las condiciones normales de operación en una nano-red DC.

Referencias de capitulo

- [1] D. A. Silviua, “Simulating the economic impact of resources depletion using a computable general equilibrium model for Romania”, *Procedia Economics and Finance*, Volumen 22, 2015, pp 618-626
- [2] M. C. González, El país empieza a pensar en energías alternativas [online], Colombia: El Tiempo, 2016, Disponible en <http://www.eltiempo.com/estilo-de-vida/ciencia/colombia-piensa-en-las-energias-alternativas/16586596>.
- [3] P. A. Sanchez, ¿Cómo va el desarrollo de energías renovables en Colombia?, Colombia: Dinero, 2016 Disponible en <http://www.dinero.com/economia/articulo/la-importancia-de-las-energias-renovables-las-oportunidades-y-nuevos-proyectos/221667>.
- [4] Sistema de Información Eléctrico colombiano, Registro de proyectos de generación, Colombia: UPME, actualizado 29 de febrero de 2016 Disponible en http://www.siel.gov.co/Generacion_sz/Inscripcion/2016/Registro_Proyectos_Generacion_Feb2016.pdf.
- [5] L. Ch. M. Shahidehpour; A. Alabdulwahab; Y. Al-Turki, “Hierarchical Coordination of a Community Microgrid With AC and DC Microgrids”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, Vol. 6, 2015, pp 3042 – 3051.
- [6] Ch. Wang, H. Liu, F.o Wu, “The extend CIM for MicroGrid”, *Electricity Distribution (CICED)*, 2012 China International Conference on, 2012, pp 1-5
- [7] B S Hartono, Y. Budiyanto, R. Setiabudy, “Review of microgrid technology”, *QiR (Quality in Research)*, 2013 International Conference on, 2013, pp 127-132.
- [8] L. Tao, Ch. Schwaegerl, S. Narayanan; J. Hu- Zhang, “From laboratory Microgrid to real markets- Challenge and opportunities”, *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)*, 2011 IEEE 8th International Conference on, pp. 264 – 271.
- [9] Kai-Wei Hu; Chang-Ming Liaw, “Incorporated Operation Control of DC Microgrid and Electric Vehicle”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 63, 2016, pp 202-215.
- [10] S. Konar; A. Ghosh, “Interconnection of islanded DC microgrids”, *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, 2015 IEEE PES Asia-Pacific, 2015, pp 1-5.
- [11] Rajesh M Pindoriya; N. M. Pindoriya; S. Rajendran “Simulation of DC/DC Converter for DC NanoGrid Integrated with Solar PV Generation”, *Smart Grid Technologies - Asia (ISGT ASIA)*, 2015 IEEE Innovative, 2015, pp 1-6.

- [12] J. Ping, Z. X. Xin, and W. Shouyuan, "Review on sustainable development of island micro grid," in Proc. 2011 IEEE Int. Conf. Advanced Power System Automation and Protection (APAP), vol. 3, Oct. 2011, pp. 1806–1813.
- [13] M. J. E. Alam, K. M. Muttaqi, D. Sutanto, "Mitigation of Rooftop Solar PV Impacts and Evening Peak Support by Managing Savailable Capacity of Distributed Energy Storage Systems" IEEE Trans. On power Systems, Vol. 28 no.4, 2013, pp 3874-3884.
- [14] M. Takagi, Y. Iwafune, K. Yamaji, H. Yamamoto, K. Okano, R. Hiwatari and T. Ikeya, "Economic Value of PV Energy Storage Using Batteries of Battery-switch Stations" IEEE Trans On Sustainable Energy, Vol.4 no 1, 2013, pp 164-173.
- [15] S. Tamura "Economic Analysis of Hybrid Battery Energy Storage System Applied to Frequency Control in Power System", The Transaction of the Institute of Electrical Engineers of Japan, B, Vol 135, no 1, 2015, pp 2-8.
- [16] N. R. Tummuru, M. K. Mishra, and S. Srinivas, "Dynamic Energy Management of Renewable Grid Integrated Hybrid Energy Storage System," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 12, 2015, pp. 7728–7737.
- [17] J. Xiao, P. Wang, and L. Setyawan, "Hierarchical Control of Hybrid Energy Storage System in DC Microgrids," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 8, Aug. 2015. pp. 4915–4924.
- [18] J. Shen and A. Khaligh, "A Supervisory Energy Management Control Strategy for a Battery/ Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System," IEEE Trans. Transp. Electrifi., vol. 7782, no. 1, 2015 pp. 1-4.
- [19] L. Wuhua, X. Chi; Y. Hongbing, G. Yunjie, H. Xiangning, "Analysis, design and implementation of isolated bidirectional converter with winding-cross-coupled inductors for high step-up and high step-down conversion system", IET Power Electronics, volumen 7, 2014, pp 67-77.
- [20] M. Ahmadi, K. Shenai, "New, efficient, low-stress buck/boost bidirectional DC-DC converter", Energytech, 2012 IEEE, pp 1-6.
- [21] L. M. Miranda; D. Varajão; B. dos Santos; R. E. Araújo; C. L. Moreira; J. A. Peças-Lopes, "Power flow control with bidirectional dual active bridge battery charger in low-voltage microgrids" Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, pp 1-10.
- [22] Chen, G., Lee, Y.S., Hui, S.Y., Xu, D., Wang, Y.: 'Actively clamped bidirectional flyback converter', IEEE Trans. Power Electron., 2000, 47, (4), pp. 770–779.
- [23] Chung, H.S., Cheung, W.L., Tang, K.S.: 'A ZCS bidirectional flyback DC/DC converter', IEEE Trans. Power Electron., 2004, 19, (6), pp. 1426–434.
- [24] Jain, M., Daniele, M., Jain, P.K.: 'A bidirectional DC–DC converter topology for low power application', IEEE Trans. Power Electron., 2000, 15, (4), pp. 595–606.

- [25] Nasiri, A., Nie, Z., Bekiarov, S.B., Emadi, A.: ‘An on-line UPS system with power factor correction and electric isolation using BIFRED converter’, IEEE Trans. Ind. Electron., 2008, 55, (2), pp. 722–730.
- [26] Ma, G., Qu, W., Yu, G., Liu, Y., Liang, N., Li, W.: ‘A zero-voltage-switching bidirectional DC–DC converter with state analysis and soft-switching-oriented design consideration’, IEEE Trans. Ind. Electron., 2009, 56, (6), pp. 2174–2184.
- [27] Trillion Q. Zheng; Tiancong Shao; Na Han; Yan Li; Jianqiang Liu, “Current Adaptive Resonant Loop Soft Switching PWM Converters” 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, pp 2061 – 2066.

1. Marco referencial

1.1 Micro-red

El aislamiento o difícil acceso de ciertas zonas poblacionales en diferentes partes del mundo, dificultan su conexión a la red eléctrica o la hacen inviable económicamente al momento de hacer una proyección costo-rentabilidad, impidiendo el desarrollo económico y social de la zona. Una posible solución a esta problemática son los pequeños sistemas de generación aislada o micro-redes, que son capaces de suministrar pequeñas cantidades de energía a partir de fuentes de generación alternativa, tales como parques solares y eólicos que además de proveer la cantidad de energía requerida por la demanda, van en concordancia con las políticas de desarrollo ecológico y sostenible que empiezan a adoptar los gobiernos alrededor del mundo.

Además de presentarse como solución a la problemática anteriormente expuesta, las micro-redes también presentan un atributo que resulta atractivo para los consumidores de energía eléctrica. Éste es la independencia de la red eléctrica, lo que podría tener beneficios económicos a largo plazo e invulnerabilidad ante posibles fallas en el suministro del flujo eléctrico.

1.2 Nano-red

El mismo concepto desarrollado para microrred es aplicado a sistemas de menor escala enfocadas al consumo domiciliario (NNE null net energy building), sistemas rurales o pequeños sistemas de telecomunicaciones, en donde la potencia desarrollada no supera los 5 kW [1]. Este tipo de sistemas de generación recibe el nombre de nano-redes, que heredan las mismas propiedades de las micro-redes, pero con niveles de generación menores, lo que le permite presentar dos alternativas de sí misma: las nano-redes AC y las DC, siendo estas últimas sobre las cuales se centrará este trabajo debido a las ventajas que presenta frente a su homólogo y dentro de las cuales se pueden encontrar:

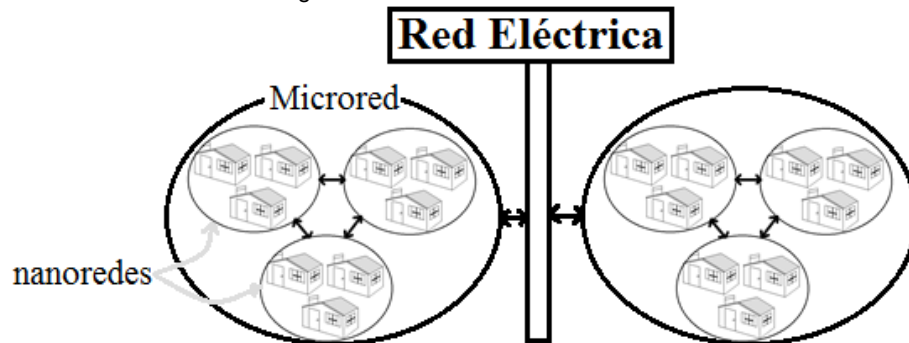
- Mayores niveles de eficiencia debido a la falta de rectificadores. Esto teniendo en cuenta que las cargas domiciliarias típicas de hoy día son televisores, computadores, sistemas de iluminación LED y últimamente vehículos eléctricos, cuya naturaleza es inherentemente DC [2].
- Menores pérdidas debido a la ausencia del efecto piel sucedido en los conductores que transportan corriente eléctrica AC.
- Ausencia de problemas de sincronismos, distorsión armónica y factor de potencia. Aclarando que las redes DC también suelen tener problemas de armónicos, pero su impacto en el funcionamiento y eficiencia dentro del sistema es menor, en comparación con su homólogo AC.
- Fácil escalabilidad de los niveles de tensión mediante convertidores DC-DC de alta eficiencia.

A pesar de las ventajas descritas, la implementación de nano-redes en DC implica una serie de retos que deben ser tratados y así permitir su pleno desarrollo en el sector eléctrico. De acuerdo [3] algunos de estos desafíos son:

- Arco de conmutación: las interacciones de corrientes DC tienen arcos de persistencia que reducen la vida útil de los dispositivos de conmutación.
- Riesgo de choque eléctrico: altos niveles de tensión en DC, generan un alto riesgo de choque eléctrico.

La nano-red también puede ser vista como un elemento de respaldo para las redes inteligentes ante eventuales apagones de diferente naturaleza como los de larga o corta duración; defectos de tensión tipo sags/dips o swells al interconectarse con las micro-redes como se muestra en la figura 1-1, en lugar de usar los costosos sistemas de backup. Dicha conexión con la micro-red puede ser hecha a través de “gateways” que mediante su respectivo control permitirían el intercambio de energía de la nano-red hacia la micro-red o viceversa, permitiéndole trabajar de forma independiente como entes autónomos, lo que aumenta la confiabilidad del sistema.

Figura 1-1: Estructura de una red inteligente.

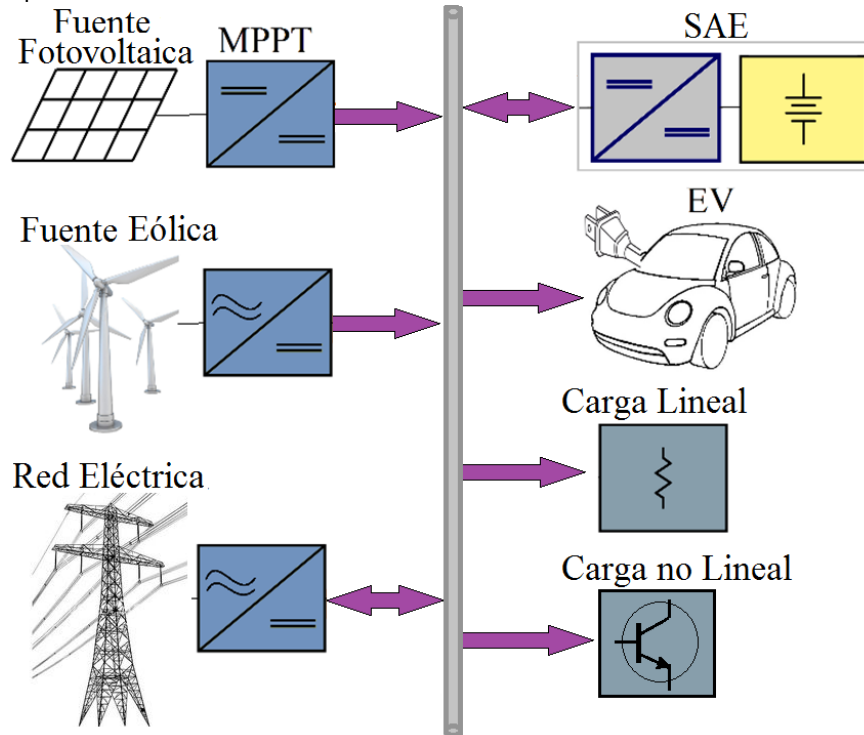


Fuente: el autor.

1.2.1 Estructura de la nano-red

En el presente apartado se realiza una breve descripción de cada uno de los componentes y su funcionamiento dentro de una nano-red de uso residencial como la ilustrada en la figura 1-2. Se inicia describiendo el bus DC o DC link, que aunque no es un elemento físico, es de gran importancia pues es éste el nivel de tensión constante cuyo valor generalmente es de 24 V, 48 V o 380 V, según el requerimiento de las cargas, pero que comúnmente no excede los 5 kW. Vale la pena mencionar que en algunos casos se pueden tener diferentes tensiones DC para una nano-red, por ejemplo, un bus de 380 V y otro con 48 V y de esta manera poder dar suministro a gran parte de las cargas como equipos de cómputo, entretenimiento y sistemas de iluminación LED [4]. Esto usualmente se lleva a cabo mediante la interconexión de los buses de baja y media tensión a través de un convertidor bidireccional, cuya estructura permite el flujo de energía en ambas direcciones, lo que constituye otra importante aplicación de los convertidores bidireccionales dentro de este tipo de redes.

Figura 1-2: Esquema de una nano-red DC.



Fuente: el autor.

Las fuentes de generación alternativa son el grupo de elementos que suministran energía eléctrica a la nano-red. Estos son generalmente de tipo eólico o fotovoltaico, junto con sus respectivos convertidores AC-DC o DC-DC, necesarios para adecuar la tensión entregada a los valores y formas de onda requeridos por el bus DC. Es común también encontrar casos en los que el convertidor DC-DC del sistema fotovoltaico, tiene como objetivo extraer la máxima potencia posible del panel solar, caso para el cual es denominado MPPT. Este proceso de extraer la máxima potencia disponible en el panel genera perturbaciones en los niveles de tensión del bus DC.

Las cargas son el fin mismo de toda red eléctrica, ya que son estas quienes demandan la potencia necesaria para funcionar y cumplir un determinado propósito. Dentro de las cargas se puede hacer una distinción entre las de tipo lineal, que tienen un comportamiento predominantemente resistivo y que para el caso domiciliario pueden ser los sistemas de iluminación y calefacción. El otro grupo de cargas son las no lineales que están mayormente compuestas por elementos de estado sólido como transistores y que componen la mayor cantidad de electrodomésticos que pueden encontrarse en un hogar, siendo la recarga de un vehículo eléctrico un caso particular de este grupo.

El sistema de almacenamiento energético o SAE como es denominado en la figura 1-2, está compuesto de un convertidor DC-DC bidireccional conectado entre el bus DC y la batería, el cual permite el flujo de potencia de la batería al bus o viceversa según sea la energía demandada por las cargas. Para el caso en el que las fuentes no produzcan la potencia demanda por las cargas, el SAE extrae energía de la batería para así disminuir el

déficit de energía. Mientras que para el caso en el que las cargas no disipen la potencia total generada, el SAE extraerá parte de la energía excedente para recargar la batería.

Finalmente, se puede presentar una eventual conexión a la red eléctrica dependiendo de si la nano-red opera en modo isla o interconectado. Para el caso en el que no se opera en modo isla se conecta el bus a la red eléctrica a través de un inversor bidireccional que opera según el estado energético del bus. Esta operación es similar a la del SAE, extrae energía del bus cuando hay excedente de potencia e inyecta cuando hay déficit de acuerdo a lo demandado por las cargas.

1.3 Topologías de conversión DC-DC bidireccional

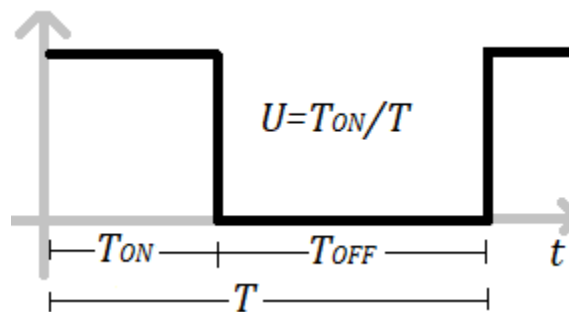
A partir de la descripción hecha sobre el SAE en la sección anterior, se considera al convertidor DC-DC bidireccional como un elemento de suma importancia para permitir este intercambio de energía eléctrica. Por tal razón, en esta sección se presenta una revisión de las topologías de conversión DC-DC bidireccionales nombrando sus principales características, para luego contrastarlas con las necesidades del proyecto en desarrollo y hacer una elección apropiada.

Se seguirá la clasificación mencionada en la sección “antecedentes y justificación”, en donde se distingue entre los convertidores con aislamiento galvánico y los no aislados.

1.3.1 Convertidores con aislamiento galvánico

A continuación se analizan los convertidores DC-DC más representativos, presentando sus principales características y relaciones de transformación en función de su ciclo útil, cuya definición se ilustra a partir de la figura 1-3. En ella se muestra la función rectangular de periodo (T) usada para la activación de los interruptores de cada convertidor, en donde el intervalo T_{ON} es el que corresponde al encendido del interruptor respectivo. De lo anterior surge la definición de ciclo útil dada como la fracción del tiempo de encendido respecto al periodo total.

Figura 1-3: Función de activación de los interruptores para control por PWM.



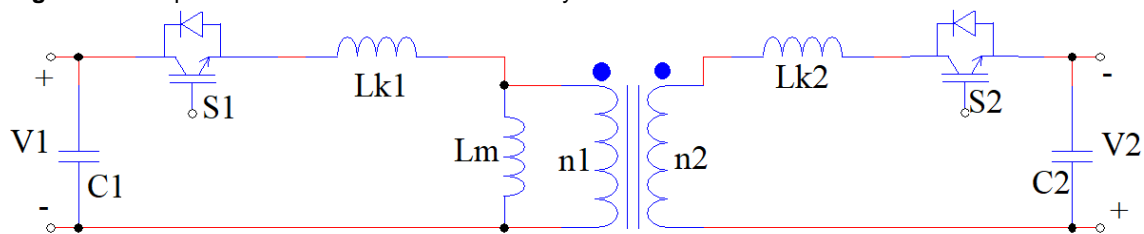
Fuente: el autor

Convertidor flyback DC-DC bidireccional (TI): Uno de los convertidores más representativos del grupo de convertidores aislados, es el flyback. Este convertidor resulta como una modificación hecha al tradicional convertidor flyback la cual permite el flujo bidireccional de potencia. Dicha modificación como se puede apreciar en la figura 1-4,

consiste en el cambio del diodo de conmutación del lazo derecho por un interruptor. Sin embargo, este convertidor conserva muchas características de la topología unidireccional en la que C1 y C2 son los condensadores de los puertos 1 y 2 respectivamente, mientras que los interruptores S1 y S2, son los interruptores que permiten el flujo bidireccional de energía entre los mencionados puertos, lo cuales interactúan a través del transformador de alta frecuencia, cuya relación de devanados (n_1 y n_2) es determinante en la relación de transformación de tensión de V_1 y V_2 correspondiente a sus respectivos puertos.

Para este convertidor, cuya característica de tensión entre sus puertos es representada por la ecuación (1.1), se reportan ventajas como simplicidad en su estructura y buena respuesta transitoria lo que resulta conveniente para aplicaciones de baja tensión como la que se pretende desarrollar. A pesar de ello, al incrementar la frecuencia de conmutación efectos parásitos, como el generado por la inductancia de fuga del transformador, hacen que el convertidor se someta a fuertes oscilaciones de tensión y estrés excesivo en sus interruptores [5].

Figura 1-4: Esquema del convertidor bidireccional flyback

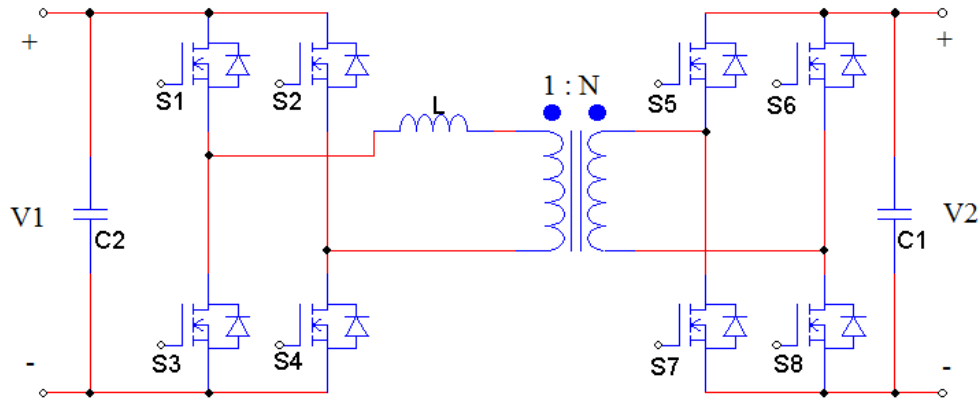


Fuente: el autor.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} \frac{U}{1-U} \quad (1.1)$$

Dual Active Bridge (T2): (DAB) los diferentes elementos y su disposición dentro del circuito de esta topología son mostrados en la figura 1-5. Una de las principales características funcionales es su capacidad para operar generando altas tasas de conversión, lo que le permite reducir o elevar a grandes tensiones en relación con la fuente primaria. Adicionalmente, presenta bajo rizo en corriente, baja relación de vueltas en el transformador. Dentro de sus desventajas se encuentra que nominalmente requiere de hard switching, lo que no permite elevar demasiado la frecuencia de conmutación impidiendo mejorar fácilmente las pérdidas de conmutación.

Figura 1-5: Esquema del convertidor DAB.



Fuente: el autor.

Como se analiza en [6], este convertidor puede ser visto de forma simplificada como una bobina (L) entre un par de fuentes de onda cuadrada generadas por cada uno de los puentes completos cuyas magnitudes y fases son V_1 , V_2 , δ_1 y δ_2 respectivamente, generando la ecuación (1.2) que expresa el flujo de potencia entre los dos puertos en términos de la fase relativa entre las dos formas de onda cuadrada.

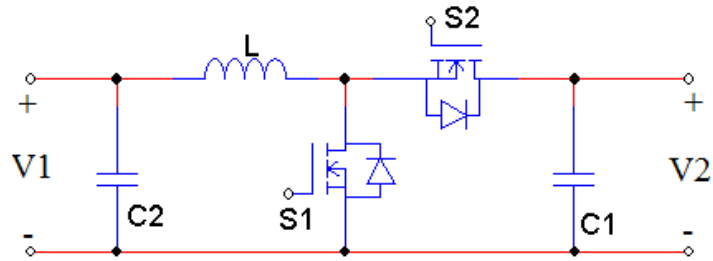
$$P_{(\delta_{12})} = \frac{V_1 V_2 (\delta_1 - \delta_2)}{L \omega} \left(1 - \frac{|\delta_1 - \delta_2|}{\pi} \right) \quad (1.2)$$

Siendo $\omega = 2\pi f$ y f la frecuencia de conmutación. De la ecuación (1.2) se puede apreciar que el flujo de potencia puede tomar un valor positivo o negativo según sea la fase relativa entre las dos formas de onda, indicando que la energía puede ser transmitida de forma bidireccional entre los dos puertos del convertidor.

1.3.2 Convertidores no aislados

Convertidor buck-boost (T3): Este convertidor surge de la modificación hecha al convertidor DC-DC boost, en la que el diodo de conmutación presente en el puerto de salida (2) es reemplazado por un interruptor (S2). Esta modificación permite el flujo bidireccional de potencia relacionando la tensión entre sus puertos de la siguiente manera: si la energía fluye del puerto 1 al puerto 2, el convertidor actuará como un elevador con la misma característica de tensión, es decir elevará la tensión proveniente del puerto 1. Mientras que si la potencia fluye del puerto 2 al 1, el dispositivo actuará como un convertidor buck [7]. Es de resaltar que para este caso, los diodos de cuerpo de cada uno de los interruptores son necesarios para el funcionamiento del convertidor que es ilustrado en la figura 1-6.

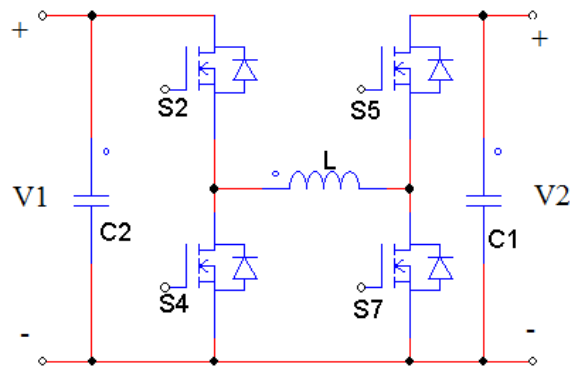
Figura 1-6: Esquema del convertidor Buck-boost bidireccional.



Fuente: el autor.

Convertidor Buck-o-boost (T4): esta topología como se muestra en la figura 1-7 es relativamente simple frente a sus homólogos encontrados en la literatura, presentando un número reducido de elementos, pero con la mejora respecto al buck-boost de permitir elevar o reducir la tensión en cualquiera de sus dos puertos operando como un convertidor buck o boost según se requiera.

Figura 1-7: Esquema del convertidor Buck-o-boost bidireccional.

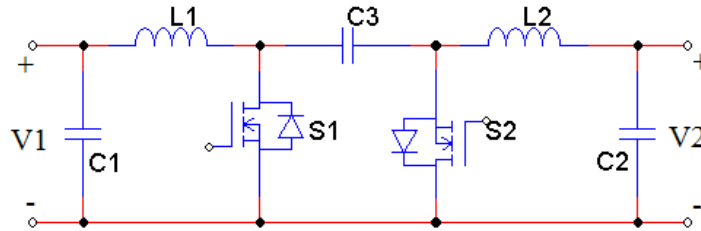


Fuente: el autor.

Tal y como lo indica la descripción hecha en [8] y como lo evidencia la figura 1-7, este tiene una topología simétrica que posee una bobina entre las dos ramas del puente que a su vez se encuentran en paralelo con los condensadores de salida de los puertos donde se conectan las fuentes que serían usadas para el intercambio de energía. Por otro lado, las relaciones de transformación de este convertidor resultan iguales a las ya presentadas para el boost y el Buck, según sea el modo en el que se encuentre operando.

Convertidor bidireccional CUK (T5): Este convertidor compuesto de dos bobinas, tres condensadores y dos interruptores en la disposición mostrada en la figura 1-8, es una modificación del clásico convertidor CUK para permitir el flujo de potencia entre los dos puertos en ambos sentidos.

Figura 1-8: Esquema del convertidor CUK bidireccional.



Fuente: el autor.

Al realizar un balance de energía en cualquiera de los inductores en un periodo de conmutación es posible obtener la relación entrada salida en función del ciclo útil, resultando en la ecuación (1.3). En esta ecuación se debe resaltar el hecho de que la tensión de salida tiene el signo contrario a la fuente tomada como primario. Sin embargo, tiene la ventaja de tener la capacidad de tener niveles superiores o inferiores a la fuente primaria.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-U}{1-U} \quad (1.3)$$

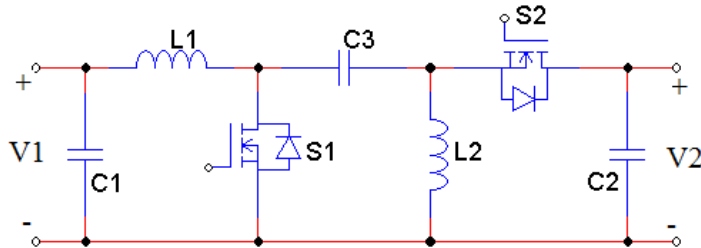
Como se puede inferir de la topología mostrada en la figura 1-8, toda la energía transferida de un puerto a otro debe pasar a través del condensador C3, lo cual hace que generalmente se presenten valores grandes para su capacitancia y dados por la ecuación (1.4) en función de la corriente de salida (I_o) y del rizo fijado para este condensador ΔV_{C3} .

$$C_3 > \frac{I_o U}{f \Delta V_{C3}} \quad (1.4)$$

Sin embargo, hay que resaltar que es posible tener grandes valores para este rizo, limitado por la tensión promedio, pues no es una tensión que se vea reflejada directamente en la tensión de cualquiera de los puertos de salida [9].

Convertidor bidireccional SEPIC (T6): Este convertidor posee el mismo número de elementos que el convertidor CUK, pero con una configuración diferente como lo muestra la figura 1-9 y ofreciendo características similares a éste. Además, con la ventaja sobre la topología CUK que la relación ideal entre las tensiones de sus puertos es siempre positiva, tal y como lo evidencia la ecuación (1.5).

Figura 1-9: Esquema del convertidor SEPIC bidireccional.



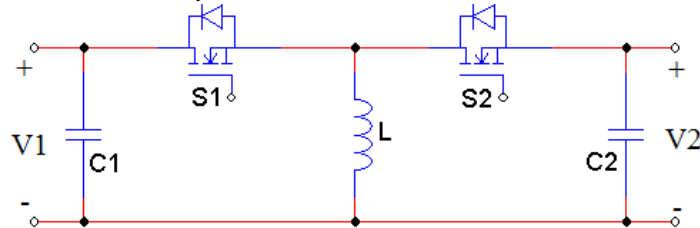
Fuente: el autor.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{U}{1-U} \quad (1.5)$$

A pesar de la notable ventaja mencionada, aún persisten los grandes valores de capacitancia para C3, pues de nuevo este condensador es el que permite la transferencia directa de potencia entre los dos puertos [9].

Convertidor bidireccional no aislado flyback (T7): Este convertidor bidireccional que resulta de una extensión del convertidor flyback no aislado para permitir el flujo bidireccional de energía, es mostrado en la figura 1-10. En esta figura se muestra su menor número de elementos pasivos respecto a topologías anteriores, lo que facilita su modelamiento y control.

Figura 1-10: Esquema del convertidor flyback no aislado bidireccional.



Fuente: el autor.

La relación de transformación de tensión entre sus puertos al hacer el balance de tensión en su conductor en un periodo de conmutación es mostrada en la ecuación (1.6) siendo esta igual a la del convertidor CUK, lo que le permite elevar y reducir tensiones a partir de una determinada fuente. Sin embargo, también hereda la característica de invertir la tensión respecto a la entrada [9].

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-U}{1-U} \quad (1.6)$$

1.5 Baterías

Las baterías son un componente fundamental para el funcionamiento de los sistemas de almacenamiento energético, motivo por el cual hay que prestar especial atención a su cuidado para así evitar un mal funcionamiento del SAE. Uno de los factores de dicho cuidado es evitar someter a las baterías a descargas o recargas profundas, por lo que como se verá en la sección 2.2, en la que se describe el algoritmo de funcionamiento del SAE, el estado de carga de la batería (SOC) es una variable determinante para el funcionamiento del convertidor bidireccional, por lo que se requiere tener información de la misma en tiempo real. Debido a esto, esta sección presenta una breve revisión de estrategias de detección de SOC de la batería en función de las variables disponibles como la tensión y corriente. Finalmente, de acuerdo a los propósitos de funcionamiento del prototipo, se elige la estrategia más conveniente para luego implementarla en el dispositivo.

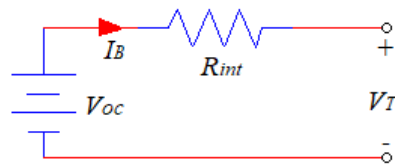
1.5.1 Modelos eléctricos de baterías

Antes de presentar las principales técnicas de detección del SOC, es importante examinar los modelos eléctricos de una batería secundaria. Siguiendo el estudio hecho en [10], donde se evalúan diferentes modelos para baterías de ion litio, pero que pueden ser

extendidos a baterías de ácido plomo. A continuación se muestran los principales modelos eléctricos.

Modelo Rint: Es el modelo más simple de todos, en él, la batería es modelada como una fuente ideal que representa la tensión en lazo abierto y ésta se encuentra en serie con un elemento resistivo que representa las pérdidas internas de la batería. Los valores de estos dos elementos son dependientes del SOC de la batería y de la temperatura, que juntos determinan el valor de la tensión en los terminales de la batería, tal como se indica en la figura 1-11.

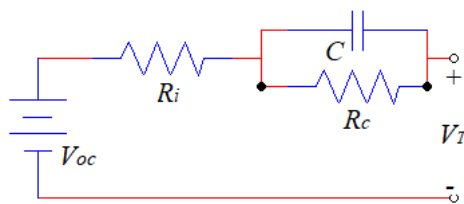
Figura 1-11: Modelo *Rint* de las baterías.



Fuente: el autor.

Modelo Thévenin: Para incluir algunas características dinámicas de la batería que no se consideran en el modelo *Rint*, se incluyen elementos al modelo para mejorar la aproximación. Estos elementos configuran una red en paralelo compuesta por C y R_C , tal como se muestra en la figura 1-12 y cuyo propósito es incluir la respuesta transitoria de la batería en los procesos de carga y descarga. La capacitancia del C suele tener valores del orden de decenas de Faradios.

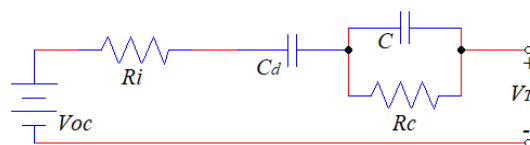
Figura 1-12: Modelo Thévenin de las baterías.



Fuente: el autor

Modelo PNGV: Tal como se aprecia en la figura 1-13, este modelo incluye un condensador al modelo de Thévenin, donde este condensador de valor $1/V_{OC}$ pretende simular el efecto que tiene la corriente de carga sobre el cambio en la tensión de circuito abierto.

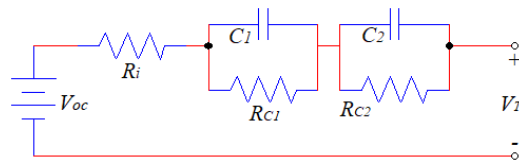
Figura 1-13: Modelo PNGV de las baterías.



Fuente: el autor.

Modelo DP: Este modelo se encuentra dentro de los más completos según lo reportado en la literatura, pues caracteriza muy bien la respuesta estática y transitoria de la batería. Esto, ya que se simula los efectos de polarización al usar el modelo Thévenin, pero además puede también compensar la diferencia de polarización de concentración y la polarización electroquímica en el momento de finalizar el proceso de carga o descarga, gracias a los elementos eléctricos agregados. Debido a la mejora que introducida en este modelo al describir la polarización es que recibe su nombre (dual polarization DP) y cuyo esquema se muestra en la figura 1-14. En él se pueden apreciar los mismos elementos del modelo Rint, cumpliendo con la misma función, pero además se encuentran las resistencias R_{C1} , que representa la resistencia efectiva de la polarización electroquímica y R_{C2} que representa la resistencia efectiva de la polarización de concentración. C_1 y C_2 representan el efecto transitorio de la corriente mientras se carga o descarga la batería.

Figura 1-14: Modelo PD de las baterías.



Fuente: el autor.

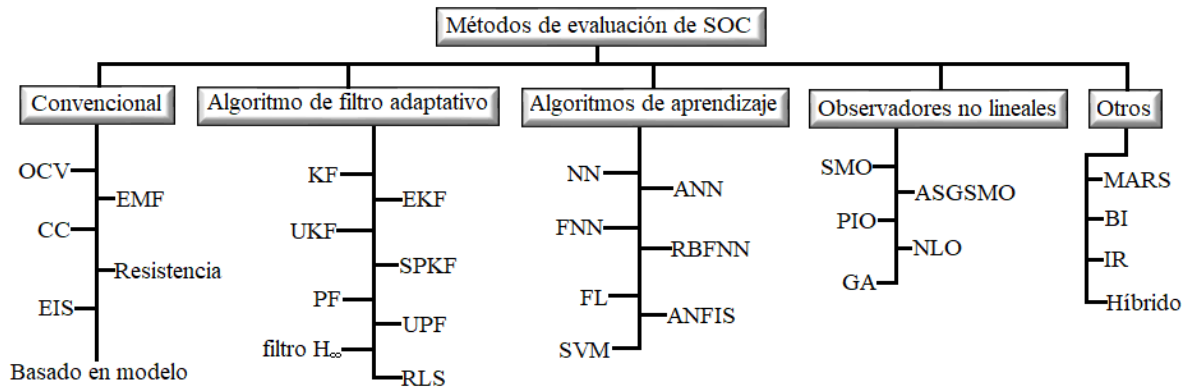
1.5.2 Métodos de detección de SOC

En cuanto al SOC, existe un sin número de técnicas de detección, pero para los propósitos de este desarrollo, sólo son relevantes las técnicas de detección online, es decir, aquellas que determinan el estado de carga de la batería mientras esta se encuentra en funcionamiento. El método más simple para realizar esta tarea consiste en la integración de la corriente (i), relacionada con la capacidad nominal de la batería (C_0) de la manera en la que lo expresa la ecuación (1.7), en donde SOC_0 representa el estado de carga inicial de la batería. [11]

$$SOC = SOC_0 + \frac{\int i dt}{C_0} \quad (1.7)$$

Sin embargo, esta técnica tiene el defecto de ser altamente dependiente de la capacidad de la batería, parámetro que varía con múltiples factores y se degrada con el uso de la misma. Adicionalmente, al ser método que opera en circuito abierto y que incluye una integral dentro de su estructura, se pueden llegar a acumular errores de forma progresiva hasta superar cierta tolerancia y provocar un mal funcionamiento. Dados estos defectos, resulta pertinente tratar otras técnicas de detección que ofrezcan mayores prestaciones, en consecuencia se presenta a continuación un resumen de un estudio realizado en [12], que aunque se enfocan en baterías de ion-litio, estas técnicas también pueden ser usadas en cualquier tipo de baterías. En el trabajo mencionado, las técnicas de detección son clasificadas en 5 grupos, tal y como lo muestra la figura 1-15, en donde se incluyen las técnicas más representativas de cada grupo.

Figura 1-15: Clasificación de métodos de detección de SOC [12].



Fuente: [12]

Los métodos convencionales como OCV (Open Circuit Voltage), EMF (Electromotive Force), CC (Coulomb Counting) o EIS (Electrochemical Impedance Spectroscopy) usan características eléctricas como tensión, corriente de descarga e impedancia para estimar el SOC. Los algoritmos de filtro adaptativo como lo es KF (Kalman Filter), EKF (Extended Kalman Filter), UKF (Unscented Kalman Filter), SPKF (Sigma Point Kalman Filter) o PF (Particle Filter), hacen combinaciones de filtros bajo la operación de diferentes algoritmos que determinan el SOC. Para tratar con las no linealidades de la batería, algoritmos de aprendizaje tales como NN (Neural Network), SVM (Support Vector Machine), FL (Fuzzy Logic) o ANFIS (Adaptative Neuro-fuzzy Inference System), usan caracterizaciones hechas previamente a la batería y mediante técnicas de aprendizaje de máquina, establecen el estado de carga en tiempo real. Por otro lado, técnicas como la SMO (Sliding Mode Observer), su versión modificada AGSMO (Adaptive Gain Sliding Mode Observer), la PIO (Proportional Integral Observer) y NLO (Non-linear Observer), usan observadores no lineales que permitan una correcta lectura del SOC. Finalmente, algunos otros métodos de detección como MARS (Multivariate Adaptive Regression Splines), BI (Bilinear Interpolation), IR (Impulse Response) o híbrido, que de acuerdo al esquema de la figura 1-15 se encuentran dentro de la categoría denominada como “otros” hacen una combinación de algunos de los métodos mencionados antes.

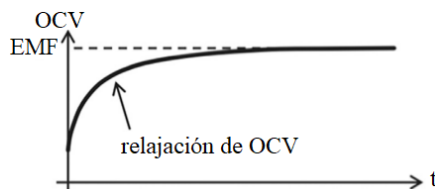
En este documento no se estudiarán todas las clases mencionadas en la figura 1-15, en lugar de ello se enfocará la atención en la clase “convencional”, y la razón de ello es que a pesar de que las demás técnicas ofrecen mayor exactitud y precisión en la determinación del SOC, también requieren de un costo computacional considerablemente mayor que las convencionales. Si se considera que éste no es el principal objetivo del proyecto en desarrollo, pues no se requiere de un valor exacto de esta variable, sino un estimado de ésta, las características que ofrecen las técnicas convencionales son suficientes para cumplir con lo exigido.

Método de tensión de circuito abierto: En la mayoría de las baterías se puede establecer una correlación lineal entre la tensión en circuito abierto (OCV) y el SOC de la batería, en donde dicha relación depende principalmente de su material de construcción y su capacidad nominal. Esta técnica posee una gran simplicidad, pero también tiene dos desventajas. La primera es que los tiempos promedio usados para alcanzar el valor de

equilibrio de la batería, dependen de las condiciones de operación como la temperatura, y además son considerablemente grandes. La segunda desventaja radica en la histéresis que existe entre OCV y el SOC, en la que la primera tiende a ser mayor para corrientes de carga que para corrientes de descarga.

Método de fuerza electromotriz: La fuerza electromotriz de la batería puede ser determinada indirectamente a través del OCV si se deja transcurrir un tiempo suficiente después de que se interrumpe la corriente. El método es descrito en la figura 1-16 y consiste en someter a la batería a constantes interrupciones de corriente y dar tiempo suficiente para observar el perfil de la tensión, en lo que se conoce como tiempo de relajación. Este método no es apropiado para el prototipo del SAE, ya que no se puede estar sometiendo constantemente a la batería a este tipo de corrientes y tomaría mucho tiempo el ver todo el perfil de relajación.

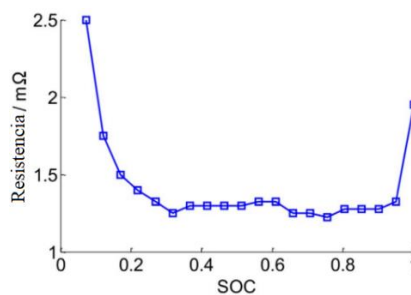
Figura 1-16: Perfil de la tensión de relajamiento de la batería [12].



Fuente: [12].

Método de resistencia interna: Para esta técnica de detección se miden las variaciones de corriente y tensión en la batería en intervalos de tiempo que no tienden a superar los 10 ms, luego se realiza el cociente entre estas variables para así obtener la resistencia en DC de la batería, que indirectamente representa la capacidad y el SOC. Este método es fácilmente adaptable a diferentes baterías y suele ser muy preciso en sus resultados para bajos y altos estados de carga, pues como lo muestra la figura 1-17, hay un rango amplio de valores de SOC para los cuales la resistencia tiene variaciones muy pequeñas que pueden ser difíciles de detectar y aún más si se piensa en un entorno ruidoso como el convertidor de SAE.

Figura 1-17: Perfil típico de la resistencia DC de la batería en función del SOC [12].



Fuente: [12]

Método basado en modelo: Mediante el uso de alguno de los modelos expuestos en la sección 1.5.1, se caracteriza cada uno de los parámetros que hace parte del modelo en función del estado de carga, para luego a través de lecturas frecuentes de tensión y corriente, establecer mediante mínimos cuadrados recursivos el valor de cada uno de estos parámetros para buscar estos valores en una tabla donde se ha guardado la caracterización previa.

Después de haber presentado en los párrafos anteriores los modelos eléctricos de baterías más relevantes, se elige a continuación el más apropiado conforme a las necesidades demandadas por el SAE. Dichas necesidades consisten básicamente en la correcta reproducción de la dinámica de la batería frente a los procesos de recarga y descarga, y la estimación del SOC de la batería. Con la primera de estas necesidades se busca incorporar la dinámica de la batería a la del convertidor y de esta manera construir un modelo con un mayor grado de exactitud. Con la estimación del SOC se pretende limitar la energía extraída y almacenada en la batería, y mantenerla dentro de los rangos recomendados por los fabricantes de estas, para preservar su vida útil. Luego, al hacer el análisis comparativo entre el grado de complejidad y funcionalidad ajustándolo a lo anteriormente dicho, se concluye que el modelo que se debe usar es el modelo Rint, junto con el método de resistencia interna para estimar el SOC.

Con el modelo elegido en el párrafo anterior, se tendrá suficiente información para el capítulo 2 referente a la eficiencia en el sistema, aunque no se conocerá su dinámica completa porque no se consideraran los efectos capacitivos. La razón de haber tomado esta decisión radica en que la tensión en los demás elementos que conforman los otros modelos, no se pueden medir directamente, por lo que se requieren de algoritmos mucho más complejos y susceptible a errores que demandarían una mayor capacidad de cómputo y limitarían la capacidad de procesamiento para cuestiones directamente relacionadas con los objetivos del desarrollo. Sin embargo, hay que destacar que el modelo y método de detección de SOC brinda justo la información requerida para el desarrollo del convertidor en construcción.

Referencias de capítulo

- [1] Soumya Sh.; Ravindranath A.; Olive R.; Santanu K. "Current-Fed Switched Inverter based hybrid topology for DC Nanogrid application". IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. 2013, pp. 7146 – 7151.
- [2] Boroyevich D.; Cvetković I; Dong D.; Burgos R.; Wang F.; Lee F. "Future electronic power distribution systems a contemplative view". 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment. 2010, pp. 1369 – 1380.
- [3] M. Mahmudul Hasan Sajeeb; Aminur Rahman; Shaila Arif. "Feasibility analysis of solar DC Nano grid for off grid rural Bangladesh". 3rd International Conference on Green Energy and Technology (ICGET). 2015, pp. 1 – 5.
- [4] D. Boroyevich, I. Cvetkovi, D. Dong, R. Burgos, F. Wang, and F. Lee, "Future Electronic Power Distribution Systems – A contemplative view –," Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2010, pp. 1369–1380.
- [5] H. S. -H. Chung; Wai-Leung Cheung; K. S. Tang "A ZCS bidirectional flyback DC/DC converter". IEEE Transactions on Power Electronic. 2004, Volumen: 19, Issue: 6 pp. 1426 – 1434.
- [6] Matheepot Phattanasak; Wattana Kaewmanee; Phatiphat Thounthong; Panarit Sethakul; Jean-Philippe Martin; Serge Pierfederici; Bernard Davat "Flatness based control of a dual active bridge converter for DC microgrid". IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. 2013. pp. 7926 – 7931.
- [7] Chun Wang, Rui Xiong, Hongwen He, Xiaofeng Ding, Weixiang Shen. "Efficiency analysis of a bidirectional DC/DC converter in a hybrid energy storage system for plug-in hybrid electric vehicles" Applied Energy, Volumen 183. 2016, pp. 612-622.
- [8] Dong Lei; Wang Xueping; Liu Zhen; Liao Xiaozhong "A new soft switching bidirectional buck or boost DC-DC converter". 2008, International Conference on Electrical Machines and Systems. 2008. pp. 1163 – 1167.
- [9] B. Mallikarjuna Reddy; Paulson Samuel. "A comparative analysis of non-isolated bi-directional dc-dc converters" IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES). 2016. pp. 1 - 6
- [10] Hongwen He , Rui Xiong, Jinxin Fan "Evaluation of Lithium-Ion Battery Equivalent Circuit Models for State of Charge Estimation by an Experimental Approach" transaction Energies. Vol 4, issue 4, 2011. pp. 582-598.
- [11] Ng KS, Moo CS, Chen YP, Hsieh YC. "Enhanced coulomb counting method for estimating state-of-charge and state-of-health of lithium-ion batteries". Applied Energy 2009, pp. 86:1506–11.
- [12] M.A. Hannan, M.S.H. Lipu, A. Hussain, A. Mohamed "A review of lithium-ion battery state of charge estimation and management system in electric vehicle applications: Challenges and recommendations" Renewable and Sustainable Energy Reviews, Volumen 78, Octubre 2017, pp. 834-854

2. Elección y desarrollo de la topología de conversión

Antes de determinar cuál de las topologías expuestas se adecua a las necesidades del proyecto, se debe justificar el valor elegido para la tensión del bus DC, para lo cual hay que decir que la tensión de 48 V es definida para que se adapte con la tensión estándar de equipos de telecomunicaciones y así contribuir con su masificación. También, de esta manera se requieren menos etapas de conversión logrando un incremento de la eficiencia y garantiza un mayor nivel de seguridad para el usuario en el momento de manipular los pequeños aparatos.

2.1 Elección de topología de conversión

De acuerdo a la información presentada en el capítulo anterior, existe un gran número de topologías bidireccionales de conversión DC-DC, cada una de ellas presenta diferentes características físicas y eléctricas que en la primera parte de esta sección serán evaluadas desde la perspectiva de las necesidades del proyecto. Según los resultados de dicha evaluación, se elegirá la topología de conversión DC-DC bidireccional que responda a la mayor parte de requerimientos del dispositivo en construcción.

El proceso de selección inicia resumiendo las principales características de cada topología en la tabla 2-1, en donde se identifica cada convertidor con la etiqueta dada a cada uno de ellos en la sección anterior. A partir de esta tabla y junto con algunos requisitos del SAE, se hará una preselección de las topologías, buscando reducir el grupo de convertidores para luego evaluar otros aspectos para realizar una elección más detallada.

ID	Característica de tensión	Modo de conmutación	Número de elementos pasivos	Número de elementos activos
<i>T1</i>	Alta tasa de conversión, eleva y reduce la tensión en ambos puertos.	PWM	3	2
<i>T2</i>	Alta tasa de conversión, pudiendo elevar y reducir la tensión en ambos puertos	Desplazamiento de fase	4	8
<i>T3</i>	Baja tasa de conversión, eleva tensión si la energía va del puerto 1 al 2 y disminuye si va en dirección contraria.	PWM	3 ¹	2
<i>T4</i>	Baja tasa de conversión, eleva y reduce tensión en sus dos puertos	PWM	3	4

¹ Sin embargo, el condensador ubicado en el puerto de la malla que contiene la bobina puede ser omitido de acuerdo a las necesidades, con lo que solo se tendrían 2 elementos pasivos.

T5	Baja tasa de conversión, eleva y reduce en ambos puertos, pero invierte la tensión del puerto 2.	PWM	5	2
T6	Tasa de conversión media, eleva y reduce en ambos puertos	PWM	5	2
T7	Tasa de conversión media, eleva y reduce la tensión en ambos puertos, pero con polaridad opuesta	PWM	3	2

Tabla 2-1. Resumen comparativo de los convertidores bidireccionales expuestos.

El primer rasgo a tomar en cuenta para la selección del convertidor es si éste es de tipo aislado o no aislado, por lo que de acuerdo a la información presentada en la tabla 2-1, se concluye que los convertidores aislados presentan una alta tasa de conversión entre la tensión de sus puertos, lo que implica que la tensión en un puerto puede ser varias veces mayor que la del otro puerto. Esta característica es principalmente debida al transformador que estos poseen, quien es también el causante del aislamiento galvánico entre sus puertos. Estas dos características mencionadas no son de utilidad para el proyecto, pues para éste, la tensión fijada para el bus DC fue de 48 V que es el doble de la tensión de la batería (24 V). Por otro lado, estos convertidores tienen un número considerable de elementos, lo que incrementa notablemente el costo de la implementación de un convertidor aislado. Por estas razones, los convertidores con aislamiento galvánico son descartados y ahora el proceso de selección se centrará en los no aislados.

De todos los convertidores no aislados, el boost-o-Buck es el que más elementos activos tiene, con 4 en total y donde tres de ellos conducen en cada ciclo de conmutación. Este elevado número de interruptores, implica también un mismo número de circuitos de disparo, lo que aumenta la complejidad del sistema. Adicionalmente, al implementar este tipo de convertidores también sería necesario la inclusión de tiempos muertos que impidan que los 2 interruptores de cada rama se activen al mismo tiempo y provoquen un corto y eventual daño en la batería o interruptores mismos del convertidor. Dadas las razones anteriores, se decide prescindir del convertidor boost-o-Buck para el resto del análisis.

El siguiente criterio usado para la elección del convertidor es el número de elementos pasivos y activos necesarios para su respectiva implementación. Este es un aspecto muy importante, pues se encuentra relacionado con tres características que se quieren incluir en el desarrollo del prototipo SAE. La primera de esas características es el costo, pues un mayor número de elementos implica un mayor costo de implementación. La segunda característica es la eficiencia, puesto que cada elemento activo y pasivo tiene inherentemente asociadas pérdidas de conducción, mientras que debido a sus tiempos de respuesta finitos, cada elemento activo también posee pérdidas de conmutación que aumentan con la frecuencia de operación. Además, por cada interruptor se requeriría de la construcción de subsistemas de disparo y redes snubber para asegurar el correcto funcionamiento de éstos. Finalmente, la última característica relacionada con el número de elementos, es la complejidad a la que estos pueden conllevar no solo en el momento de la implementación del sistema, sino también del modelamiento, ya que por cada bobina o condensador se aumenta en un grado más el orden del sistema y que dependiendo del tipo

de convertidor, podría introducir ceros de fase no mínima que dificulten la tarea de control o vaya en detrimento de su rendimiento.

Por ende, al considerar lo expuesto en el párrafo anterior, se debería elegir el convertidor que posea el menor número de elementos, que según la información de la tabla 2-1 son los convertidores buck-boost y flyback no aislado. A diferencia del primero, el último permite reducir o elevar tensiones en sus puertos, sin embargo, esto no resulta en un rasgo de utilidad al tener en cuenta que de acuerdo al objetivo del proyecto, la tensión en un puerto siempre va a ser mayor que la del otro.

Por otra parte, debido a su estructura, el número de elementos del buck-boost puede ser reducido a solo un inductor que se encargaría de regular la corriente de la batería y un solo condensador que filtrará la tensión en el DC link. Adicionalmente, es de resaltar que las señales de los interruptores del buck-boost son complementarias, por lo que en términos prácticos puede ser vista como una única señal de control, lo que resulta en una notable ventaja de simplicidad.

Como consecuencia de todo lo anterior, se establece el convertidor buck-boost como el más conveniente para el desarrollo del prototipo SAE de acuerdo a las necesidades del mismo.

2.2 Diagrama de flujo de operación

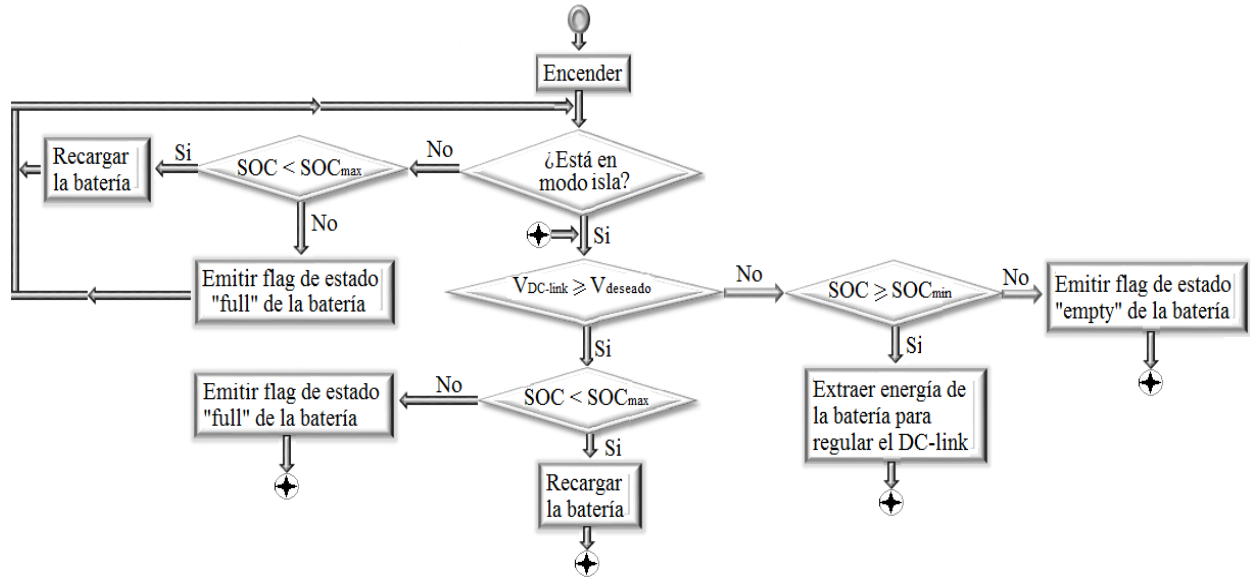
Antes de realizar el modelamiento y diseño del sistema SAE, es pertinente primero establecer el modo de funcionamiento del dispositivo frente a diferentes situaciones que puedan llegar a presentarse en la nano-red. Para la elaboración del tal plan de funcionamiento, se identifica enseguida cada uno de los actores y situaciones que puedan tener lugar en la operación del SAE.

Se identifica la participación de tres actores a saber: el SAE, el DC link y la batería. El SAE, como ya se ha mencionado, es el encargado de extraer energía de la batería y entregarla al DC link si la potencia generada por las fuentes no es suficiente para alimentar las cargas o de almacenar en la batería la energía remanente del sistema que también contribuirá a la regulación de la tensión del DC link. Sin embargo, todo esto lo debe hacer teniendo en cuenta el estado de carga de la batería (SOC), pues para no disminuir la vida útil de la misma, se debe evitar el sometimiento de la batería a sobrecargas o descargas profundas.

Ya identificados los actores y las tareas, se debe establecer el orden y la jerarquía de estas, y para ello se presenta la figura 2-1, en donde se muestra en forma de algoritmo el funcionamiento del SAE. Este algoritmo inicia con el encendido y posterior recepción de un mensaje que le informe al SAE si la nano-red está o no conectada a la red (modo isla). De no encontrarse en modo isla el SAE solo debe recargar la batería, pero antes debe evaluar si el SOC actual permite seguir recargándola. Por otro lado, si el SAE opera en modo isla debe evaluar la tensión del DC link, si esta tensión está dentro de un intervalo alrededor del valor nominal, el SAE se encuentra inactivo, pero de no ser así y su valor está por debajo de este rango, se extrae energía de la red intentando incrementar la tensión del DC link. Si el valor de la tensión del DC link está por encima del rango establecido,

extrae energía hacia las baterías. Es de notar que todo esto está limitado por el valor del SOC de la batería.

Figura 2-1: Algoritmo de funcionamiento del SAE.



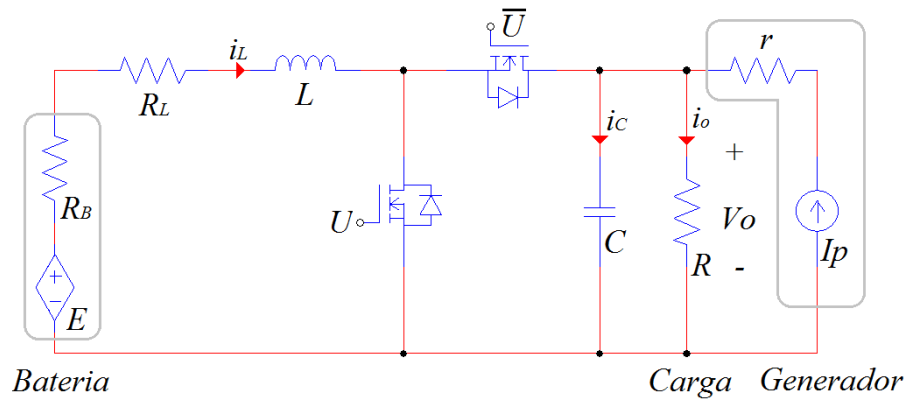
Fuente: el autor.

2.3 Modelamiento del convertidor bidireccional

Como se mencionó en el capítulo anterior, este convertidor permite el flujo bidireccional de potencia entre sus puertos, pero con la particularidad que en una dirección actúa como un convertidor boost, mientras que para el flujo de energía en dirección contraria lo hace como un convertidor Buck. La descripción de este convertidor puede ser hecha teniendo en cuenta esto, pero debido al trabajo previo desarrollado donde se encontraron algunos problemas de inestabilidad, se asumirá un único modelo en modo de conducción continua tomando como variables de estado, la corriente en la bobina y la tensión en el condensador del puerto del DC link.

Caracterizar el funcionamiento del SAE es necesario para luego establecer una estrategia de control adecuada. Por ello en la figura 2-2 se presenta el esquema circuital del SAE, el cual está compuesto por un modelo de batería resistivo conectado a la entrada elevadora de la estructura del convertidor bidireccional, cuya salida se conecta al equivalente resistivo de la carga del DC-link que a su vez también recibe energía suministrada por las fuentes de generación presentes en la nano-red, que pueden ser de tipo eólico o fotovoltaico, y modeladas como una fuente de corriente dependiente de condiciones climáticas, siendo éstas perturbaciones consideradas para el modelado llevado a cabo en esta sección.

Figura 2-2: Modelo del circuito del SAE.

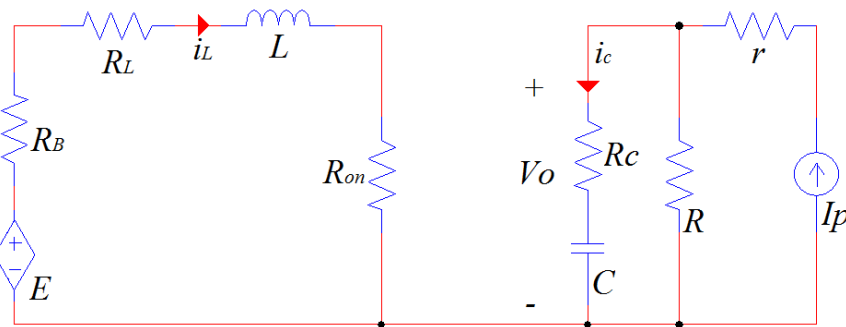


Fuente: el autor.

Recordando las generalidades expuestas previamente sobre la topología de conversión elegida y las conexiones fijadas para la batería y el bus DC en los puertos del convertidor, se infiere que el convertidor extraerá energía de la batería y la entregará al bus DC suministrándole una tensión superior que la que presenta la batería, operando como elevador. Mientras que al incrementarse el valor del bus DC por encima de un determinado valor de referencia, el cargador extraerá energía del bus y la suministrará a la batería a una tensión de menor valor que el de la tensión de referencia del DC-link operando como convertidor Buck.

Enseguida se muestra el proceso de modelamiento del convertidor en cuestión, incluyendo las consideraciones ya descritas y haciendo notar que la señal de encendido U es aplicada al interruptor S1, mientras que el S2 recibe esta misma señal, pero negada (\bar{U}). Se inicia el análisis para el caso en el que U es la señal de activación ($U=1$) lo cual configura el SAE como lo muestra la figura 2-3. En esta figura se ve que al cerrarse S1 la corriente de la bobina (i_L) circula por la resistencia de encendido del interruptor (R_{on}) y forzando a que el diodo del interruptor S2 (el cual se encuentra abierto) quede polarizado en inverso impidiendo el flujo de corriente. Esta condición hace que por la carga circule la corriente proveniente de los generadores (i_p) y el condensador, cuyo modelo incluye su ESR que es representado como R_C .

Figura 2-3: Equivalente eléctrico del SAE para $U=1$.



Fuente: el autor.

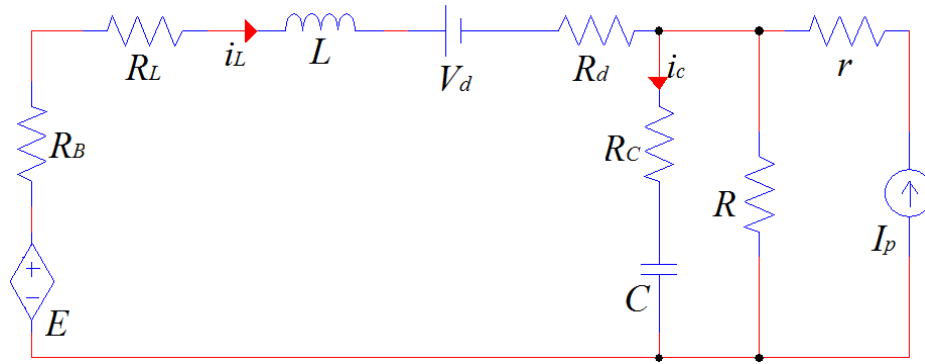
Las ecuaciones (2.1) describen la dinámica de la corriente en la bobina (i_L) y la tensión en el condensador (v_C) cuando el SAE se encuentra en la configuración descrita por la figura 2-3.

$$L \frac{di_L}{dt} = E - i_L(R_B + R_L + R_d)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{R_C + R} (Ri_p - v_C) \quad (2.1)$$

De forma similar, en el momento en el que la señal de activación está en bajo ($U = 0$), el SAE tiene el circuito equivalente descrito en la figura 2-4, lo que hace que el interruptor S1 se encuentre abierto mientras que S2 se active. Una vez más, el modelo tiene en cuenta las resistencias de encendido para los elementos semiconductores y en este caso la caída de tensión en directo que posee el diodo (V_d).

Figura 2-4: Equivalente eléctrico del SAE para $U=0$.



Fuente: el autor.

Mediante técnicas convencionales de análisis de circuitos se obtienen las ecuaciones (2.2) que relacionan la corriente en la bobina y la tensión del condensador de salida con los demás elementos del circuito.

$$L \frac{di_L}{dt} = E - i_L \left(R_B + R_L + R_d + \frac{R_C R}{R_C + R} \right) - v_C \left(1 - \frac{R_C R}{R_C + R} \right) - V_d - \frac{R_C R}{R_C + R} i_p$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{R}{R_C + R} \left(i_L + i_p - \frac{v_C}{R} \right) \quad (2.2)$$

Como lo evidencian las ecuaciones (2.1) y (2.2), la conmutación de los interruptores hace que el sistema sea variante en el tiempo, lo que no permite hacer un modelamiento clásico. Para solucionar esto, es necesario promediar las ecuaciones antes mencionadas en una ventana temporal de amplitud igual al periodo de conmutación, generando lo que comúnmente se conoce como modelo de valor promedio, implicando éste una linealización del sistema SAE. El resultado de tal procedimiento se presenta en las ecuaciones (2.3).

$$L \frac{di_L}{dt} = E - i_L \left\{ R_k U + \left(R_T + \frac{R_C R}{R_C + R} \right) (1 - U) \right\} - v_C \left(1 - \frac{R_C}{R_C + R} \right) (1 - U) - U \left(V_d + \frac{R_C R}{R_C + R} i_p \right) \quad (1)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{R_C + R} \left(i_L R (1 - U) + i_p R - \frac{v_C}{R + R_C} \right) \quad (2.3)$$

Siendo

$$R_T = R_B + R_L + R_d$$

$$R_K = R_B + R_L + R_{on}$$

Y en donde U representa la fracción de tiempo respecto al periodo de conmutación en el que el interruptor S1 se activa, por lo que esta cantidad solo puede tomar valores entre 0 y 1.

2.3.1 Puntos de equilibrio

Continuando con el proceso de modelamiento, se deben determinar los puntos de equilibrio de las variables del sistema, que para este caso son la corriente en la bobina y la tensión en el condensador de salida. Estos puntos de equilibrio son calculados para el estado nominal del SAE caracterizado por las tensiones de 24 V y 48 V correspondientes a la batería y el bus DC respectivamente.

La manera de obtener tales puntos de equilibrio es tomar el conjunto de ecuaciones (2.3) e igualar las derivadas a cero, para así fijar cambios nulos en las variables de estado y luego despejar las variables de interés. Al hacer esto se obtiene el grupo de ecuaciones (2.4) en el que se maneja la misma notación de variables llevada hasta el momento, pero se adhiere el subíndice “e” para indicar que se trata de un punto de equilibrio.

$$i_{Le} = \frac{E - i_{pe}(1 - U_e) \left(\frac{R^2}{R + R_C} + R_2 \right) - V_d(1 - U_e)}{R_k U_e + R_1(1 - U_e) + \frac{R^2}{R + R_C} (1 - U_e)^2}$$

$$V_{Ce} = R(1 - U_e)^2 \frac{\frac{E}{1 - U_e} - i_{pe} \left(\frac{R^2}{R + R_C} + R_2 \right) - V_d}{R_k U_e + R_1(1 - U_e) + \frac{R^2}{R + R_C} (1 - U_e)^2} + i_{pe} R \quad (2.4)$$

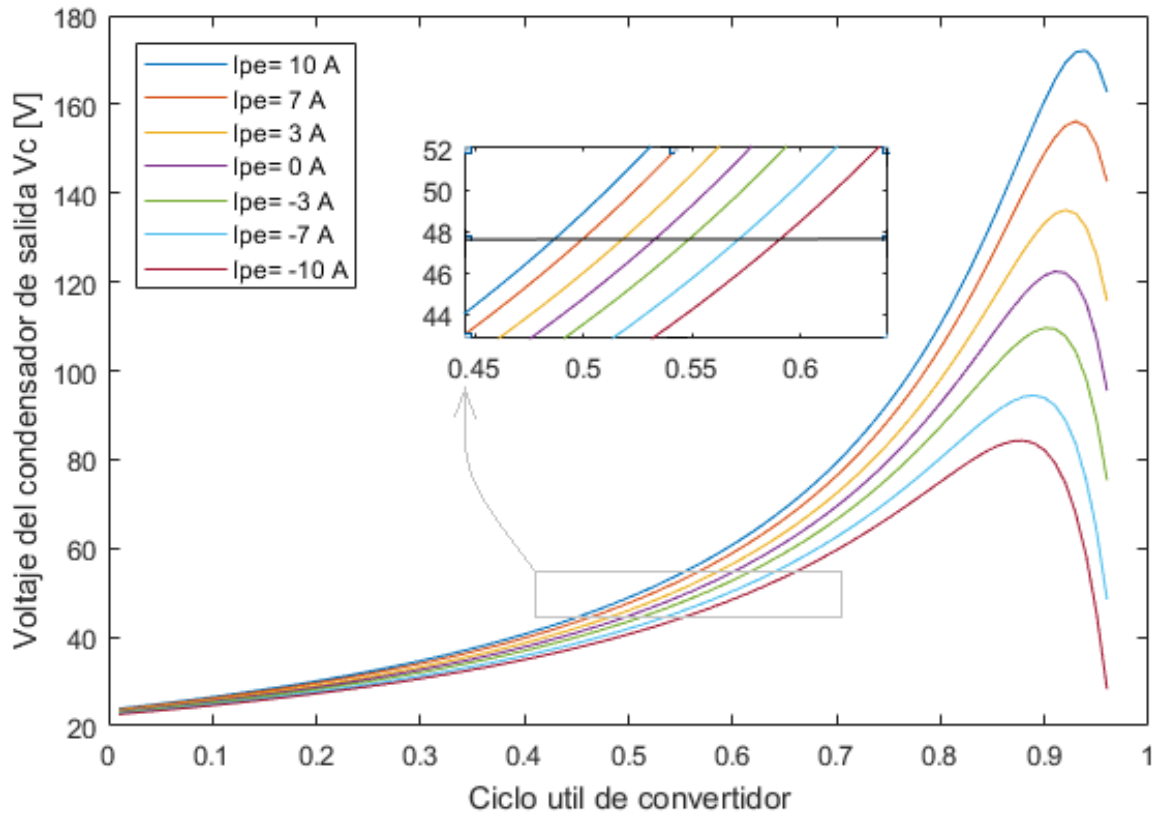
Estas ecuaciones son graficadas en función del ciclo útil estacionario U_e , en donde se usa un estimado de los diferentes parámetros presentes en las ecuaciones (2.4) de acuerdo al proceso de diseño que se presentará en la sección 2.3.2, obteniendo como resultado los valores mostrados en la tabla 2-2.

R_B [m Ω]	R_L [m Ω]	R_{on} [m Ω]	R_d [m Ω]	R [Ω]	V_d [V]	E [V]
20	30	10	10	8	0.8	24

Tabla 2-2. Parámetros del SAE.

La figura 2-5 muestra la tensión promedio en el condensador de salida para diferentes valores de i_{pe} mientras se hace un barrido de U_e . Con esta figura se pretende establecer un estimado del valor de ciclo útil aplicado al convertidor para establecer una tensión de salida del 48 V, mientras se presenta diferentes condiciones de generación en la nano-red. De las condiciones fijadas para el sistema y a partir de inspección de la figura 2-5, se establece que el ciclo útil de operación se encontrará en el intervalo [0.49 0.59].

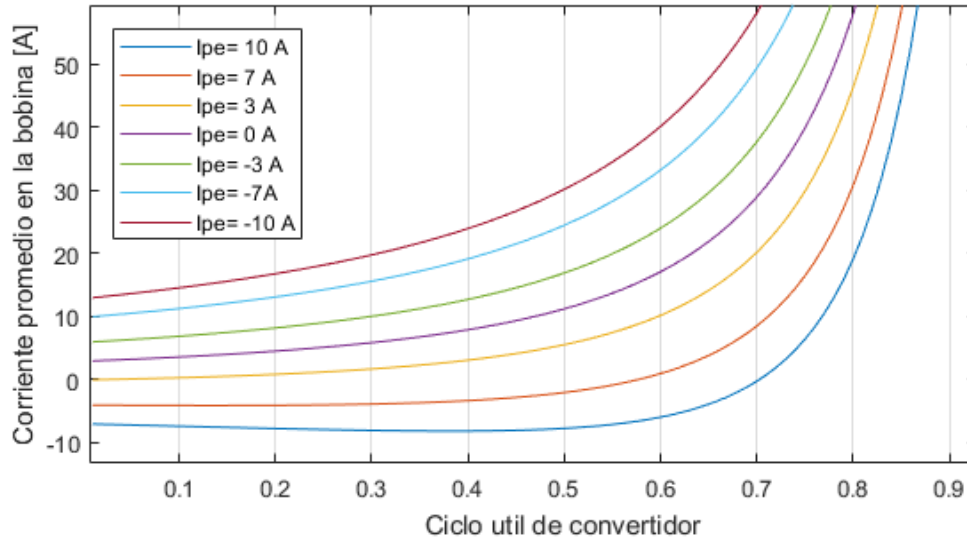
Figura 2-5: Tensión del condensador de salida vs. ciclo útil para diferentes corrientes de generación.



Fuente: el autor.

En cuanto al valor estacionario de corriente en la bobina, se presenta la figura 2-6. En ella, al igual que para la tensión en el condensador, se fijan diferentes valores de corriente de generación i_{pe} mientras se realiza un barrido del ciclo útil. Esta grafica ofrece información que será fundamental para el diseño del inductor, pues a partir del ciclo de trabajo condicionado por la tensión de salida, se establece la corriente promedio del inductor para ese ciclo útil.

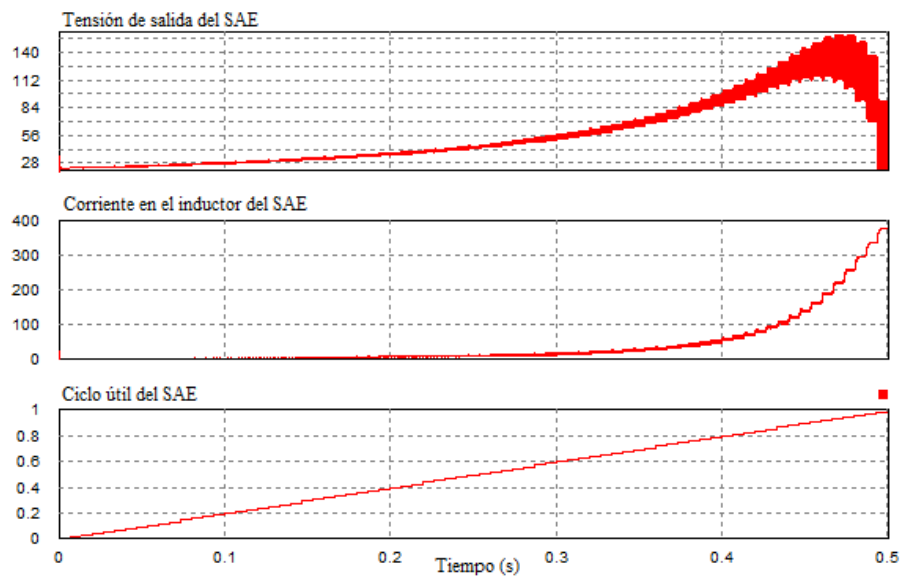
Figura 2-6: Corriente en la bobina para diferentes valores de corriente de generación frente a un barrido de ciclo útil.



Fuente: el autor.

Para validar el modelo desarrollado a través de las ecuaciones presentadas previamente, se usa el software PSIM, en el que se simula el sistema SAE de la figura 2.2 con las mismas características descritas por la tabla 2-2 y se hacen variaciones del ciclo útil manteniéndolo durante el tiempo suficiente para que el sistema entre en régimen permanente. El resultado de ello se presenta en la figura 2-7, en la que se muestra la tensión de salida y la corriente en el inductor para diferentes ciclos de trabajo mientras la corriente de generación i_{pe} es igual a cero.

Figura 2-7: Tensión de salida y corriente en el inductor del SAE para diferentes valores de ciclo útil y corriente de generación nula.



Fuente: el autor.

Al comparar los resultados de la figura anterior con los de las figuras 2-5 y 2-6 se puede apreciar la notable cercanía entre los valores estacionarios de tensión y corriente para diferentes valores del ciclo útil mientras se mantiene $i_{pe} = 0$. El mismo procedimiento fue realizado para diferentes valores de i_{pe} teniendo resultados igualmente similares. Es de aclarar que la tensión y corriente de salida de la figura 2-7 presentan los rizados inherentes a estos sistemas, por lo que para realizar la comparación se usó la herramienta “promedio” del software PSIM.

2.3.2 Valores críticos de los elementos reactivos

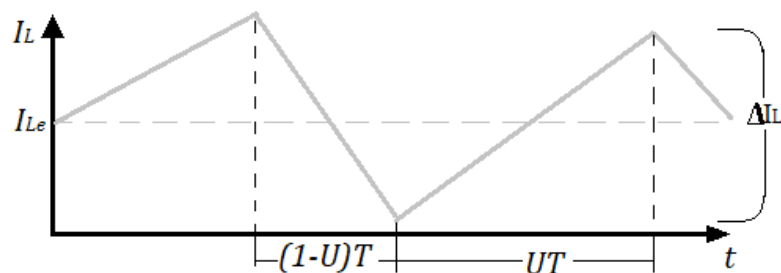
Recordando que el SAE será diseñado para operar en modo de conducción continua (MCC), lo cual implica que la corriente en el inductor del convertidor no cambiará de polaridad mientras se encuentre operando en alguno de los dos modos (Buck o boost), en este apartado se desarrollan las expresiones que fijan el valor límite de la inductancia usada, además del valor de capacitancia de acuerdo con el rizo de tensión que se quiera tener en el puerto de salida.

El siguiente análisis se hace siguiendo una metodología similar a la usada en [1] para encontrar los valores de capacitancia e inductancia de los convertidores, considerando los requisitos de funcionamiento. El análisis comienza con la simplificación del sistema en el que se consideran nulas todas sus pérdidas. Como resultado de aplicar esta consideración a la ecuación (2.1), para luego cambiar los diferenciales por cambios finitos en tiempo y corriente, despejando este último y dejándolo en términos de las variables del sistema, se obtiene la ecuación (2.5), en el que se ha tenido en cuenta que la variación de tiempo es equivalente al tiempo durante el cual el interruptor S1 se encuentra cerrado (UT).

$$\frac{E}{L} \Delta T = \frac{E}{L} UT = \Delta I_L \quad (2.5)$$

La forma de onda ideal de la corriente para el régimen permanente se muestra en la figura 2-8, en ella se destacan las variables usadas en la ecuación (2.5). Además, se aclara que debido a que el inductor ideal no acumula energía durante un periodo completo de conmutación T , la variación de corriente es igual para cada ciclo y simétrico respecto al valor de la corriente de equilibrio encontrado en el apartado anterior.

Figura 2-8: Forma de onda de la corriente de la bobina para régimen permanente.



Fuente: el autor.

Luego, para encontrar el valor de inductancia mínima (L_{min}) para MCC, se hace uso de la simetría de la forma de onda y se fija la condición del valor mínimo de la corriente en la

bobina (I_{Lmin}) y se reemplaza el valor anteriormente obtenido de ΔI_L para luego despejar el valor de inductancia, tal y como lo muestra la ecuación (2.6), en donde F es el valor de la frecuencia de conmutación.

$$I_{Lmin} = I_{Le} + \frac{\Delta I_L}{2} > 0 \quad \rightarrow \quad L_{min} > \frac{EUT}{2I_{Le}} = \frac{EU}{2I_{Le}F} \quad (2.6)$$

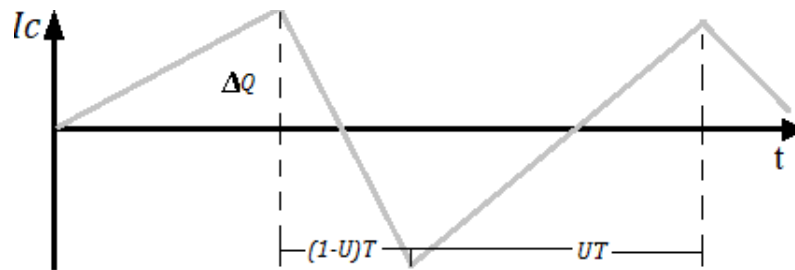
Es de apreciar que este valor es inversamente proporcional al punto de equilibrio de la corriente (I_{Le}), donde éste es dependiente a su vez del valor de la carga R y la corriente que pueda suministrar las fuentes. Por tanto, se debe evaluar la peor condición de operación que se pueda presentar, que se da cuando el valor de equilibrio de la corriente es lo más pequeño posible, es decir cuando no hay corriente de las fuentes y el convertidor entrega la máxima potencia nominal que para el caso es de 300 W.

Ahora se determina la relación entre el valor de capacitancia (C) y el rizo de tensión que se presentaría en el puerto de salida del SAE (ΔV). Para establecer esta relación, se parte de la definición de capacitancia descrita por la ecuación (2.7), en la que se vincula la tensión de salida y la carga almacenada por el condensador (Q). Luego se toman sus diferenciales, se asumen como cambios finitos y se despeja el cambio de tensión.

$$C = \frac{Q}{V} \quad \rightarrow \quad \frac{\Delta Q}{C} = \Delta V \quad (2.7)$$

Hecho esto, se debe mencionar que la corriente promedio de un condensador ideal es cero y la forma de onda de la misma en régimen permanente es similar a la mostrada en la figura 2.9. Esta corriente es el resultado de la suma algebraica de la corriente de la bobina, la corriente en la carga y la corriente generada por las fuentes.

Figura 2-9: Forma de onda ideal de la corriente del condensador de salida para régimen permanente.



Fuente: el autor.

Recordando que la carga en el condensador es igual a la integral de la corriente que lo atraviesa, la variación de carga ΔQ es el área bajo la forma de onda de la corriente, tal y como se indica en la figura 2.9. Determinando el valor de esta área y reemplazándolo en la ecuación (2.7), junto con el valor de ΔI_L encontrado en la ecuación (2.5), se obtiene el valor de capacitancia necesaria para un determinado valor de rizo en tensión.

$$\Delta Q = \frac{T\Delta I_L}{8} \quad \rightarrow \quad \frac{\Delta V}{E} = \frac{U}{8CLF^2} \quad (2.8)$$

Finalmente, al aplicar las ecuaciones (2.6) y (2.8) se obtienen los valores de inductancia y capacitancia para el convertidor. Estos valores fueron tomados como 10 veces el valor

limite y se redondearon los valores. Hay que aclarar también que el rizo elegido para la tensión de salida es del 5 %, sin embargo, se espera un mayor rizo debido al ESR intrínseca del condensador y al hecho de que como se mostrará en el capítulo 3, la capacitancia nominal disminuye para el valor de frecuencia elegido. Adicionalmente, se debe mencionar que la frecuencia de conmutación se estableció en 40 kHz, de tal manera que el rizo de corriente fuera lo suficientemente pequeño y las perfidias de conmutación no sobrecalentaran los interruptores.

L [μH]	C [μF]
100	100

Tabla 2-3. Valores de los elementos reactivos del SAE.

2.3.3 Linealización

Luego de haber encontrado las expresiones respectivas para los puntos de equilibrio del sistema a modelar y recordando que el sistema obtenido hasta el momento es no lineal, se realiza un proceso de linealización alrededor de estos puntos de equilibrio para de esta forma obtener un modelo matemático lineal que permita hacer uso de las técnicas de control clásico.

Este tratamiento matemático inicia con la reformulación del modelo conmutado descrito por las ecuaciones (2.3), en donde se asumirá $R_C = 0$, lo que resulta en una buena aproximación, pues como se mostrará en la sección 3, el ESR del condensador elegido es del orden de 200 m Ω , haciendo que la relación R_C/R sea despreciable frente a las demás constantes del sistema. Al hacer esta aproximación el modelo promediado a gran señal del SAE es representado por las ecuaciones (2.9).

$$L \frac{di_L}{dt} = E - i_L(R_k U + R_T(1 - U)) - v_C(1 - U) - v_d(1 - U)$$

$$C \frac{dv_C}{dt} = i_L(1 - U) - i_p - \frac{v_C}{R} \quad (2.9)$$

Luego se obtendrá el modelo a pequeña señal del convertidor y para ello se supondrá cada variable del sistema como el resultado de la suma de una componente de gran señal, la cual se supone estática en el punto de equilibrio, y un componente de pequeña señal que puede ser vista como una perturbación de esta variable en torno al punto de equilibrio. Al tomar el conjunto de ecuaciones (2.9), reemplazar cada variable por lo descrito anteriormente, realizar el álgebra correspondiente y tomar solo los términos a primer orden de perturbación, se obtiene el modelo a pequeña señal del SAE descrito por las ecuaciones (2.10).

$$L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \hat{E} + \hat{i}_L(-R_K U_e + R_T(U_e - 1)) - \hat{v}_C(1 - U_e) + \hat{U}(i_{Le}(R_T - R_K) + V_{Ce} + V_{de})$$

$$C \frac{d\hat{v}_C}{dt} = \hat{i}_L(1 - U_e) - \hat{U}i_{Le} + \hat{i}_p - \frac{\hat{v}_C}{R} \quad (2.10)$$

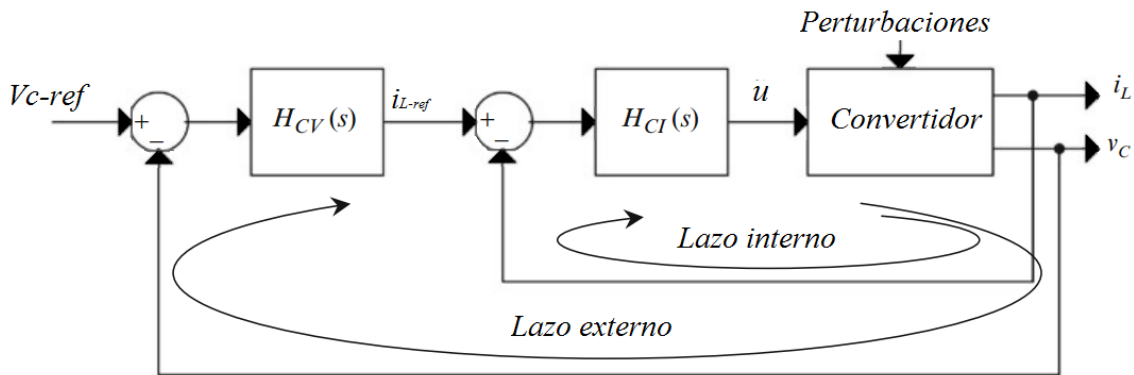
Donde una vez más se adhirió el subíndice “e” a aquellos valores de variables del sistema que corresponden valores estacionarios en el punto de equilibrio y las variables de pequeña señal son acompañadas del símbolo circunflejo ($\hat{}$).

2.3.4 Funciones de transferencia y control PI

El siguiente paso a la obtención del modelo en pequeña señal del SAE generado en el aparte anterior, es la elaboración de las respectivas funciones de transferencia del convertidor. Estas funciones de transferencia serán elaboradas a partir de la estrategia de control adoptada, que para este caso es la de corriente promedio. La razón de dicha elección de estrategia de control radica en los mejores resultados que se reportan frente a otras estrategias clásicas [2] y dentro de las que se encuentran una mejor mitigación de las caídas de tensión en la tensión de salida producidas por diferentes perturbaciones. Adicionalmente, debido a que el condensador del puerto de la batería fue removido, esta estrategia permite limitar de una manera más efectiva la corriente que pasa a través de la batería sin tener una variable extra en el sistema como lo sería la tensión en ese condensador.

La estrategia de control de corriente promedio busca separar la dinámica de las diferentes variables del sistema. Esta separación toma la variable que no es objetivo, que para este caso es la corriente del inductor, y le asigna a su lazo un ancho de banda varias veces mayor que el de la variable objetivo, logrando así que su dinámica sea más rápida. Mientras que el lazo de control de la variable principal de control se le designa un lazo de menor ancho de banda, usualmente 10 veces menor al del lazo interno (el más rápido), para que de esta forma los lazos de control de cada variable puedan ser anidados y no interfieran mutuamente en sus propósitos de control. El esquema que representa gráficamente lo anteriormente dicho se presenta en la figura 2-10.

Figura 2-10: Esquema de control de corriente promedio para el SAE con las variables de estado i_L y V_C .



Fuente: el autor.

Siguiendo la estructura de control descrita por la figura 2-10, se toma la primera de las ecuaciones (2.10) que describe la dinámica de la corriente en la bobina y se le aplica la transformada de Laplace, luego se hacen los despejes respectivos para así obtener la relación entre la corriente en la bobina y el valor del ciclo útil, que resulta ser la función de transferencia buscada y plasmada en la ecuación (2.11).

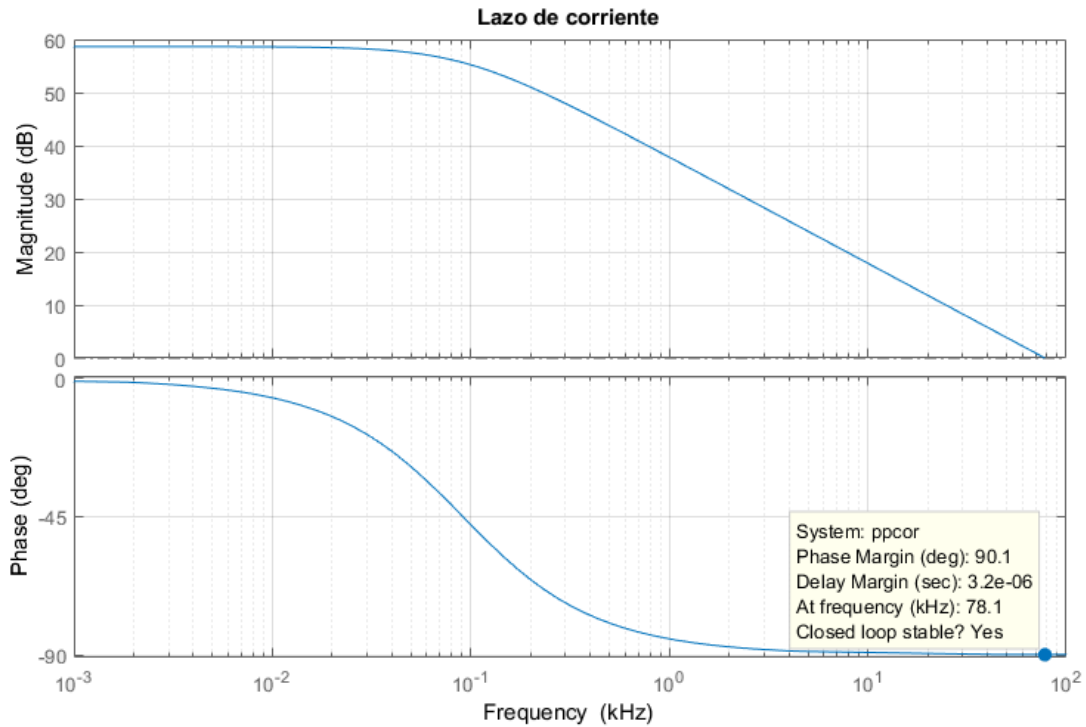
$$\frac{i_L}{u} = G_{U \rightarrow i_L}(S) = \frac{i_{Le}(R_T - R_K) + V_{Ce} + V_{de}}{LS + R_T(1 - U_e) + R_K U_e} \quad (2.11)$$

Al tener en cuenta que los puntos de equilibrio para la corriente en la bobina y la tensión en el condensador de salida son $i_{Le} = 12$ y $V_{Ce} = 48$, se desarrolla numéricamente la función de transferencia de la ecuación 2.11 siendo los valores de las demás variables los que se reportan en las tablas 2.2 y 2.3, dando como resultado la ecuación 2.12.

$$G_{U \rightarrow i_L} = \frac{49.07}{0.0001S + 0.05731} \quad (2.12)$$

La respuesta en frecuencia de la ecuación anterior usando los valores reportados en la tabla 2-3 se presenta en la figura 2-11. En donde se destaca un margen de fase de 90.1° , un margen de ganancia infinito y un ancho de banda de 78.1 kHz.

Figura 2-11: Respuesta en frecuencia del lazo de corriente.



Fuente: el autor.

Al ser esta una planta de primer orden y según los objetivos de desempeño deseados, un control PI, cuya estructura está descrita por la ecuación (2.13), será suficiente para fijar los parámetros de ancho de banda y márgenes de fase y ganancia del lazo.

$$H_{CI}(S) = K_{pi} \left(1 + \frac{1}{ST_{ic}} \right) \quad (2.13)$$

Con este controlador se busca fijar el ancho de banda del lazo de corriente para que tenga una dinámica lo suficientemente rápida como para que el lazo de externo de tensión lo vea como una constante, haciendo que la corriente de la bobina sea igual al valor impuesto por la referencia.

Ahora se busca determinar la manera en la que la tensión de salida es afectada por los cambios en la corriente en la bobina, por lo que se debe determinar la función de transferencia $G_{i_L \rightarrow v_c}$. Para esto se toma la primera de las ecuaciones (2.10) y se iguala a cero, pues se suponen que el controlador de este lazo cumple con su objetivo haciendo nulas las variaciones de la corriente en la bobina, luego se despeja las variaciones del ciclo útil, resultando en la ecuación (2.14).

$$U = \frac{v_c(1-U_e) - \hat{E} - i_L(-R_K U_e + R_T(U_e - 1))}{i_{Le}(R_T - R_K) + V_{Ce} + V_{de}} \quad (2.14)$$

Reemplazando este último resultado en la segunda ecuación (2.10) en el dominio de Laplace y despreciando los aportes hechos por las variaciones en la batería y las fuentes de generación, se obtiene la función de transferencia buscada como se muestra en la ecuación (2.15).

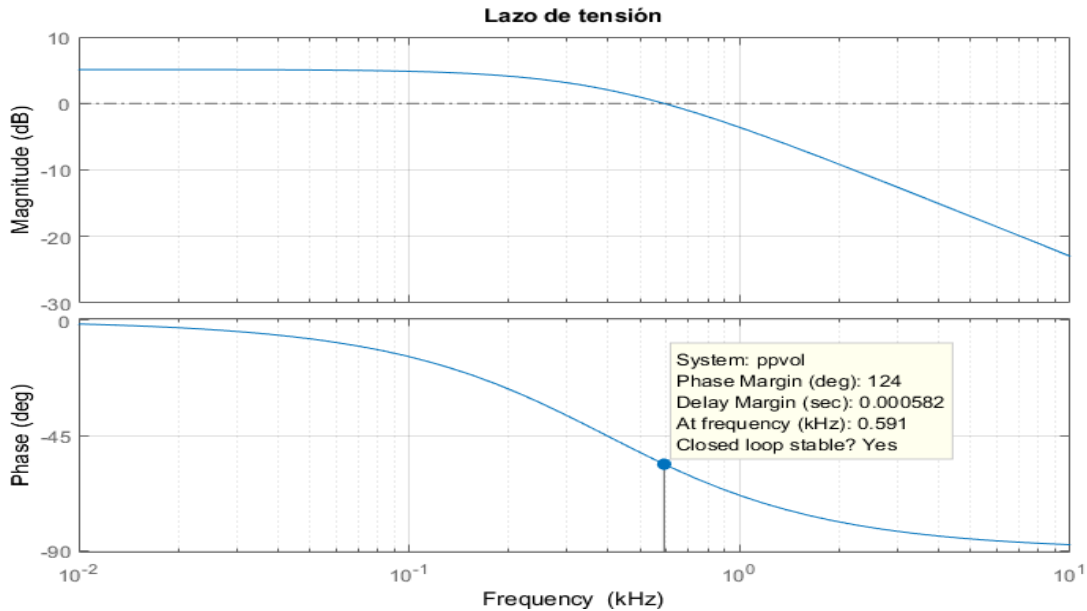
$$G_{i_L \rightarrow v_c} = \frac{v_c}{i_L} = \frac{(1-U_e) + \frac{i_{Le}(-R_K U_e + R_T(U_e - 1))}{i_{Le}(R_T - R_K) + V_{Ce} + V_{de}}}{CS + \left(\frac{1}{R} + \frac{i_{Le}(1-U_e)}{i_{Le}(R_T - R_K) + V_{Ce} + V_{de}} \right)} \quad (2.15)$$

Del reemplazo de los valores de las tablas 2.2 y 2.3 en la ecuación (2.15), resulta la expresión numérica de la ecuación (2.16) para la función de transferencia del sistema en cuestión.

$$G_{i_L \rightarrow v_c} = \frac{0.4465}{0.00015s + 0.248} \quad (2.16)$$

Esta función de transferencia puede ser evaluada frente a diferentes valores de frecuencia, tal y como lo muestra la figura 2-12. En dicha figura sobresale el valor de ancho de banda, y márgenes de fase y ganancia iguales 591 Hz, 124° e infinito respectivamente.

Figura 2-12: Respuesta en frecuencia del lazo de tensión.



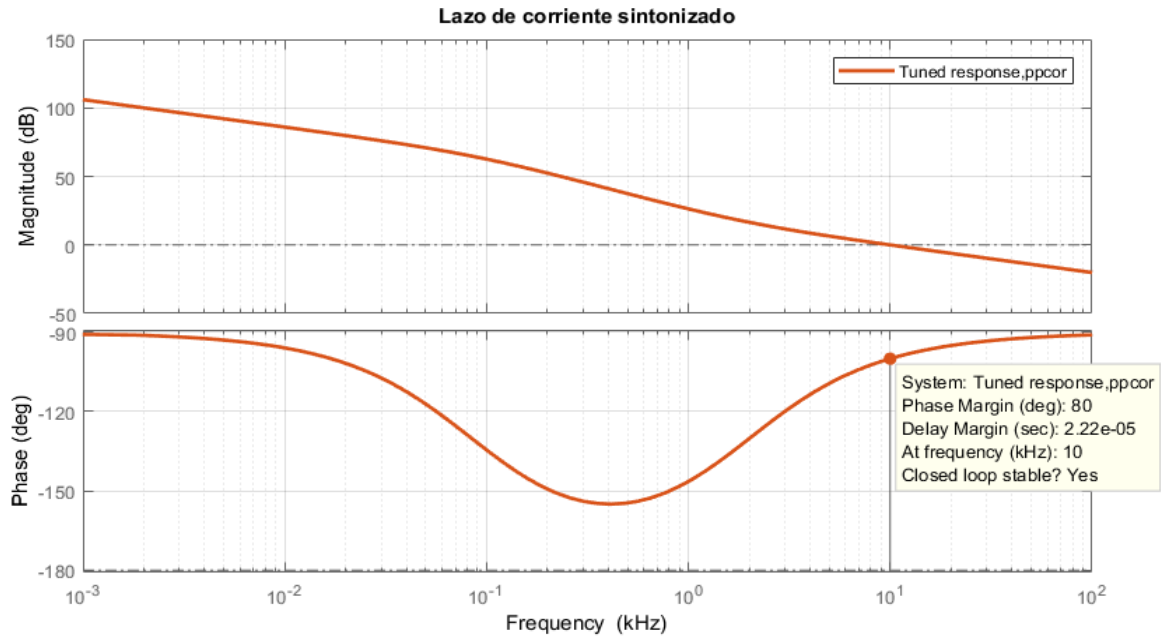
Fuente: el autor.

Es de notar que esta función de transferencia depende del punto de operación del convertidor. Esta dependencia condicionará el funcionamiento de los controladores, que para el lazo de tensión también se escoge un controlador PI con el que se busca fijar el ancho de banda y corregir errores en estado estacionario. Este controlador es descrito por la ecuación (2.17).

$$H_{Cv}(S) = K_{pv} \left(1 + \frac{1}{ST_{iv}} \right) \quad (2.17)$$

Una vez determinadas las funciones de transferencia y estructura de los controladores necesarios, se procede al diseño del control mediante los respectivos diagramas de Bode para así establecer los anchos de banda, márgenes de fase y ganancia de cada lazo. Dicho procedimiento inicia con el lazo de control de la corriente y para esto la figura 2-13 muestra la respuesta en frecuencia del conjunto planta – controlador de corriente en lazo abierto, aquí se muestran los valores elegidos para un margen de fase de 80° y un ancho de banda de 10 kHz. Cabe resaltar que se eligió un margen de fase relativamente amplio, debido a la disminución de su valor durante el proceso de discretización, tal y como se evidencia en el anexo A.

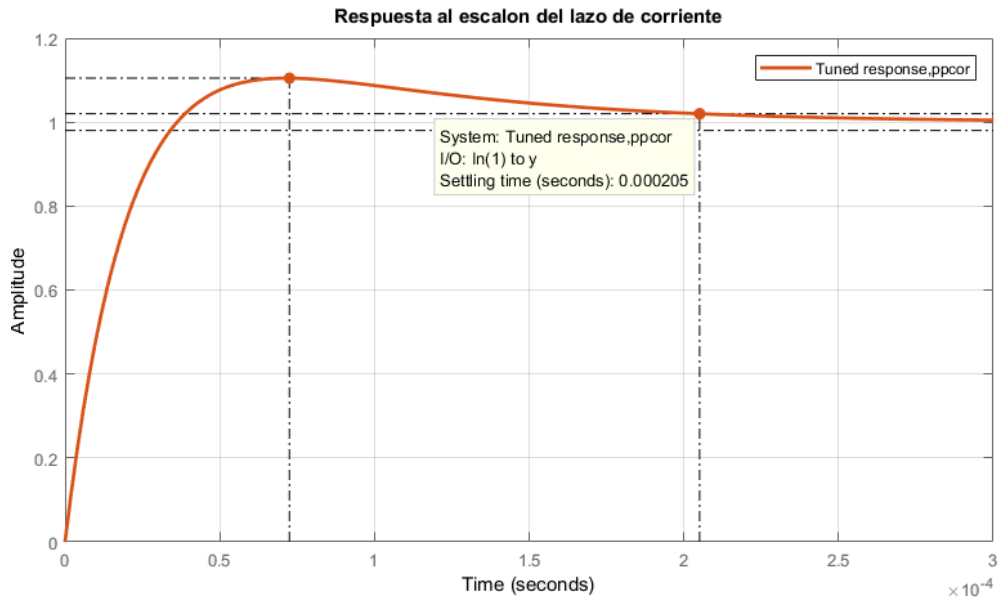
Figura 2-13: Respuesta en frecuencia del lazo abierto del lazo de corriente con el controlador



Fuente: el autor.

Resulta conveniente también evaluar la respuesta temporal de este lazo y para ello se muestra la figura 2-14 en la que se muestra la respuesta al paso del lazo cerrado de corriente, en donde se evidencia la rapidez del sistema al tener un settling time de 205 μs. Además, para evitar someter la bobina a altas corrientes durante los transitorios, se deben evitar grandes picos, tal y como se logra en este caso en el que el sobrepico es del 10.5 %.

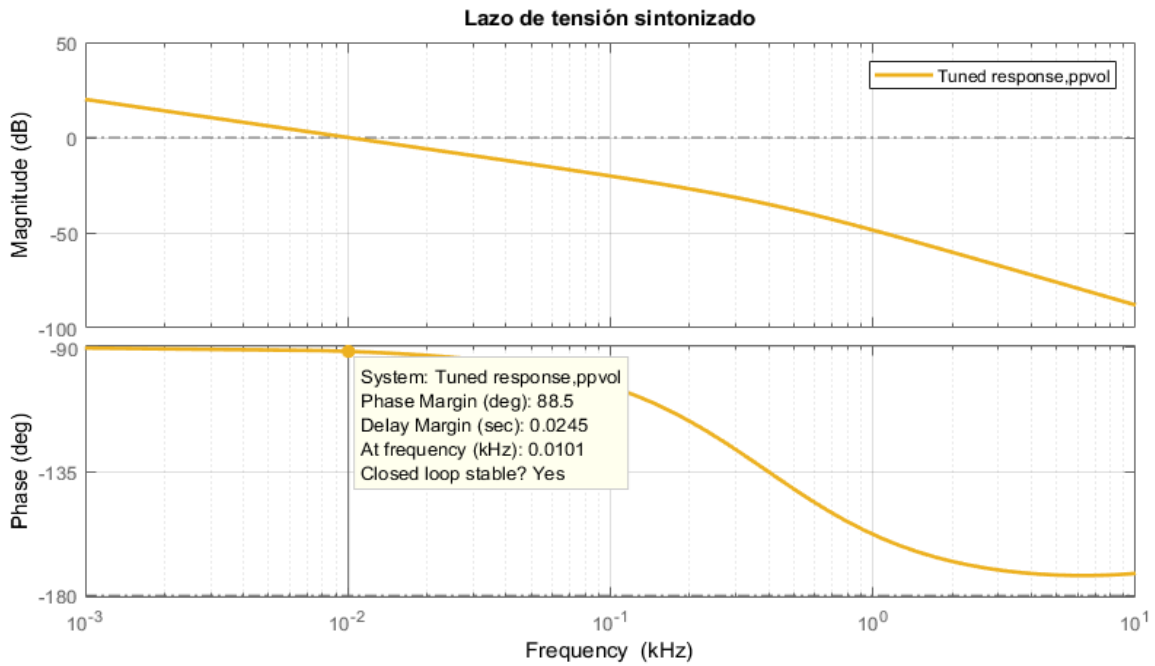
Figura 2-14: Respuesta al escalón del lazo cerrado del lazo de corriente y controlador.



Fuente: el autor.

Luego, para el lazo de control externo bajo las consideraciones descritas al inicio de esta sección, se presenta en la figura 2-15 el diagrama de Bode de la conexión entre la función descrita por la ecuación (3.14) y el control de tensión. En esta figura se puede apreciar un ancho de banda igual a 10.1 Hz, un margen de fase de 88.5° y un margen de ganancia infinito, valores que fueron fijados como objetivo del controlador.

Figura 2-15: Respuesta en frecuencia de la tensión en lazo abierto de la planta-controlador.



Fuente: el autor.

En la tabla 2-4 es reportado el valor de cada una de las constantes de los controladores de los lazos de tensión y corriente representado en la figura 2-10, usados para fijar las características del sistema a las cantidades expuestas en anteriormente en las figuras 2-13 y 2-15.

Controlador del lazo de corriente		Controlador de lazo de tensión	
K_{pi}	T_{iv}	K_{pv}	T_{iv}
0.12585	$8.5725 \cdot 10^{-5}$	$5.55 \cdot 10^{-5}$	$1.5835 \cdot 10^{-6}$

Tabla 2-4. Constantes de los controladores PI del SAE.

2.4 Control por superficie deslizante

La estructura de control desarrollada en la sección anterior, presenta un funcionamiento adecuado en términos de robustez y respuesta transitoria, sin embargo, al ser una técnica lineal, todas sus características de desempeño se ven notablemente afectadas una vez se aleja del punto de operación sobre el cual fue linealizado el convertidor, caso que se puede presentar una vez se presente una perturbación lo suficientemente grande al sistema. Por tal motivo, esta sección desarrolla una estructura de control no lineal, específicamente uno de estructura variable como lo es el control por superficie deslizante.

En el control por superficie deslizante se genera en el espacio de estados una determinada superficie $S(x)$ (siendo x el conjunto de variables de estado) diseñada según la estructura del sistema y los objetivos del control. Las diferentes variables del convertidor deberán evolucionar a lo largo de la superficie deslizante cumpliéndose que $S(x) = 0$ y para lograr esto se deben cumplir las condiciones establecidas por la ecuación (2.18).

$$\begin{aligned}
 S(x) > 0 &\rightarrow U^+ \quad \text{tal que} \quad \frac{dS(x)}{dx} < 0 \\
 S(x) < 0 &\rightarrow U^- \quad \text{tal que} \quad \frac{dS(x)}{dx} > 0
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

Condiciones que pueden ser expresadas de forma compacta según se muestra en la ecuación (2.19). Con esta ecuación se busca que tanto S como \dot{S} tiendan a cero cuando el tiempo tienda a infinito, para que de esta manera las variables de estado del sistema evolucionen sobre la superficie S y exista un modo deslizante.

$$S(x) \frac{dS(x)}{dt} < 0 \tag{2.19}$$

Sin embargo, estas condiciones no describen la manera en la que dicha superficie es alcanzada, pudiendo ser esta asintótica o en un tiempo finito. Por tal motivo es necesario establecer las condiciones de alcanzabilidad y para ello se aprovecha del hecho de que como lo muestran las ecuaciones (2.9) el convertidor es afín, es decir, las ecuaciones que describen su comportamiento pueden expresarse como lo indica la ecuación (2.20).

$$\dot{X} = f(X) + g(X) \cdot U \tag{2.20}$$

Usando el formalismo de la derivada de Lie [3], las condiciones descritas por la ecuación (2.18) pueden ser reescritas como sigue.

$$L_f S + U^+ L_g S < 0 \quad L_f S + U^- L_g S > 0 \quad (2.21)$$

De las anteriores ecuaciones se puede ver que es la función de conmutación U quien permite el cambio del signo y por tanto esta función de alcanzabilidad no puede ser lograda si $L_g S = 0$. Esta es la denominada condición de transversalidad dada por la ecuación (2.22) y es una condición necesaria para alcanzabilidad.

$$L_g S \neq 0 \quad (2.22)$$

Si los estados del convertidor permanecen en la superficie S , el convertidor tendrá un comportamiento equivalente definido por U_{eq} el cual es obtenido de igualar a cero cualquiera de las expresiones de la ecuación (2.21) y obteniendo como resultado la ecuación (2.23).

$$U_{eq} = -\frac{L_f S}{L_g S} \quad (2.23)$$

2.4.1 Superficie PID

La primer superficie deslizante es un enfoque diferente del control clásico PID, en ella, la superficie deslizante propuesta involucra únicamente el valor actual, la integral y la derivada de la variable objetivo, que para este caso es la tensión en el condensador de salida. La ecuación (2.24) muestra la expresión matemática de esta superficie, en donde es de notar que la superficie involucra además de la tensión en el condensador, el valor de referencia al que se quiere fijar dicha tensión (v_{ce}).

$$S = k_1(v_c - v_{ce}) + k_2 \int (v_c - v_{ce}) dt + k_3 \frac{d}{dt} (v_c - v_{ce}) \quad (2.24)$$

Esta superficie sugiere una modificación del modelo del sistema desarrollado, en la que la variable no sea v_c sino $(v_c - v_{ce})$ y además se introduzca una nueva variable al sistema dada por el valor de la integral de $v_c - v_{ce}$. La ecuación (2.25) muestra el modelo del sistema en variables de estado al realizar tal modificación.

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (E - x_1 R_k)/L \\ (i_p R - x_2 - v_{ce})/RC \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} (x_1(R_k - R_T) - x_2 - v_{ce} - v_d)/L \\ \frac{x_1}{c} \\ 0 \end{pmatrix} (1 - U) \quad (2.25)$$

Donde se adoptaron las siguientes convenciones.

$$x_1 = i_L \quad x_2 = v_c - v_{ce} \quad x_3 = \int v_c - v_{ce}.$$

Con lo cual la superficie deslizante de la ecuación (2.24) se puede expresar tal como lo indica la ecuación (2.26).

$$S = k_1 x_2 + k_2 x_3 + k_3 \dot{x}_2 = k_1 x_2 + k_2 x_3 + \frac{k_3}{c} \left(i_p + x_1(1 - U) - \frac{v_{ce}}{R} - \frac{x_2}{R} \right) = 0 \quad (2.26)$$

Ahora es posible usar la expresión (2.23) para obtener la entrada equivalente del sistema al operar sobre esta superficie, dando como resultado lo reportado en la ecuación (2.27).

$$U_{eq} = - \frac{k_1(i_p - v_{ce}/R) + x_2(k_2 C - k_1/R)}{k_1 x_1} \quad (2.27)$$

Al derivar la expresión de la superficie deslizante y recordando que ésta debe tender a cero para asegurar el seguimiento, se obtiene la ecuación (2.28), que se usará para ajustar la dinámica del sistema en términos de los valores de las ganancias de la superficie k_1 , k_2 y k_3 .

$$\dot{S} = k_1 \dot{x}_2 + k_2 \dot{x}_3 + k_3 \ddot{x}_2 = 0 \rightarrow \ddot{x}_2 + \frac{k_1}{k_3} \dot{x}_2 + \frac{k_2}{k_3} x_2 = 0 \quad (2.28)$$

De esta última ecuación se obtienen las condiciones de las ganancias para obtener estabilidad asintótica en el sistema, siendo estas condiciones las presentadas en la ecuación (2.29).

$$\frac{k_1}{k_3} > 0 \quad \frac{k_2}{k_3} > 0 \quad (2.29)$$

Si se compara cada uno de los coeficientes de la ecuación diferencial lineal (2.28) con los que caracterizan el comportamiento de un sistema de segundo orden se obtiene el resultado de la ecuación (2.30).

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_2}{k_3}} \quad \zeta = \frac{k_1}{2k_3} \sqrt{\frac{k_3}{k_2}} \quad (2.30)$$

Con las ecuaciones (2.30) se obtiene el ancho de banda y el factor de amortiguamiento del sistema para posteriormente fijar el tiempo de establecimiento y sobrepaso del sistema. La única restricción sobre las ganancias de la superficie es para k_3 , la cual debe tener valores relativamente pequeños, pues ésta acompaña la derivada de la tensión y puede amplificar el ruido del sistema a niveles intolerables. Los parámetros elegidos para el desarrollo de la superficie PID deslizante, junto con lo obtenido para k_1 , k_2 y k_3 a través del despeje de las ecuaciones (2.30) se muestran en la tabla 2-5.

ω_n	ζ	t_s	Mp	k_1	k_2	k_3
316	0,15	62 ms	0	0.01	0.1	0.000001

Tabla 2-5. Parámetros del SAE con control PID deslizante.

2.4.2 Superficie deslizante alternativa

Se presenta enseguida una superficie deslizante alternativa, en ella se pretende introducir una mejora en el sistema de control al incluir la corriente de la bobina dentro de la superficie. Esta característica, busca limitar los valores de corriente que se inyectan y extraen de la batería, para así disminuir el deterioro de la misma. Adicionalmente, también se busca mejorar el rendimiento y robustez del sistema a través de los mismos argumentos con los que se justificó el uso de la estrategia de control de corriente promedio en la sección 2.3.4.

Esta superficie, descrita por la ecuación (2.31), relaciona el error de la tensión de salida junto con su integral, además de la corriente en la bobina. Dentro de la superficie no se incluye un valor de equilibrio para la corriente, pues éste está relacionado con el valor de

equilibrio de la tensión a través del modelo del convertidor, implicando tener absoluta certeza sobre el modelo del sistema, lo cual a pesar de los esfuerzos hechos en la sección 2.3, no es posible.

$$S = k_1 i_L + k_2 \int (v_c - v_{ce}) dt + k_3 (v_c - v_{ce}) = k_1 x_1 + k_2 x_3 + k_3 x_2 \quad (2.31)$$

Una vez más se usa la ecuación 2.21 para obtener la variable de control equivalente u_{eq} pero en esta oportunidad para la superficie de la ecuación (2.31). Dicha variable resulta tal como se muestra en la ecuación (2.32).

$$u_{eq} = - \frac{-x_1 \left(\frac{Rk_1}{L} \right) + x_2 \left(k_3 - \frac{k_2}{RC} \right) + k_2 \left(\frac{v_p}{C} - \frac{v_{ce}}{RC} \right) + \frac{Ek_1}{L}}{x_1 \left(\frac{(Rk - RT)k_1}{L} + \frac{k_2}{C} \right) - x_2 \frac{k_1}{L} - k_1 (v_{ce} - v_d)} \quad (2.32)$$

Luego, se obtiene la derivada temporal de la superficie y se hacen las sustituciones respectivas con las variables del sistema dadas por la ecuación (2.25) para que así la ecuación quede únicamente en términos de la variable de interés, que para este caso es x_2 . Producto de lo anterior se obtiene la ecuación (2.33), en donde se ha denotado a N como 1 menos el valor del ciclo útil estacionario, para obtener la tensión de salida deseada.

$$\dot{S} = \ddot{x}_2 \frac{k_1 C}{N} + \dot{x}_2 \left(k_2 - \frac{k_1}{RN} \right) + k_3 x_2 = 0 \quad (2.33)$$

Mediante un proceso similar al usado para determinar las ganancias de la superficie anterior, cada uno de los coeficientes de la ecuación (2.33), son igualados con los parámetros estándar de un sistema de segundo orden, dando como resultado las equivalencias (2.34).

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_3 N}{k_1 C}} \quad \zeta = \frac{k_2 RN + k_1}{2R\sqrt{k_1 k_3 CN}} \quad (2.34)$$

Estas variables son usadas para definir las ganancias de la superficie junto con los demás parámetros del sistema, tal y como se muestra en la tabla 2-6, en la que se consignan tales valores.

ω_n	ζ	t_s	Mp	k_1	k_2	k_3
280	4.2	65 ms	0	500	100	1

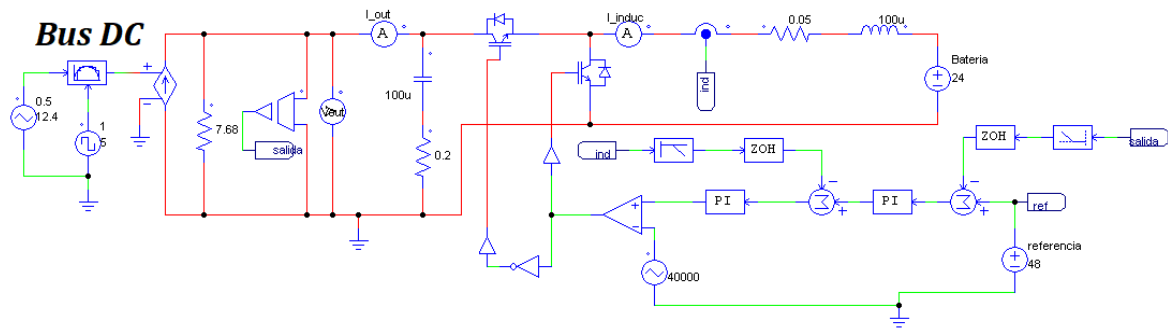
Tabla 2-6. Parámetros del SAE con control por superficie deslizante alternativa.

2.5 Resultados de simulación

En este apartado se usará el software PSIM para simular el comportamiento del convertidor modelado bajo la acción de cada uno de los controladores diseñados, lo que permitirá hacer una evaluación preliminar del rendimiento del convertidor, además de la realización de ajustes que puedan ser necesarios y que conlleven a una fácil transición a la fase de implementación o mejoramiento del SAE. La siguiente figura muestra el esquema usado en el software de simulación, en donde se ve claramente los lazos de tensión y

corriente, y además se muestra en la que se simula el bus DC, siento este compuesto por una carga resistiva en paralelo con una fuente de corriente con variaciones de tipo escalón. Es de aclarar que los valores de resistencia de conducción de cada uno de los elementos y el ESR (Equivalent Series Resistance) del condensador de salida, fueron tomados de las hojas de datos de los elementos seleccionados para este proyecto y cuya justificación es presentada en la sección 3.

Figura 2-15: Esquema del circuito del SAE usado en la simulación.

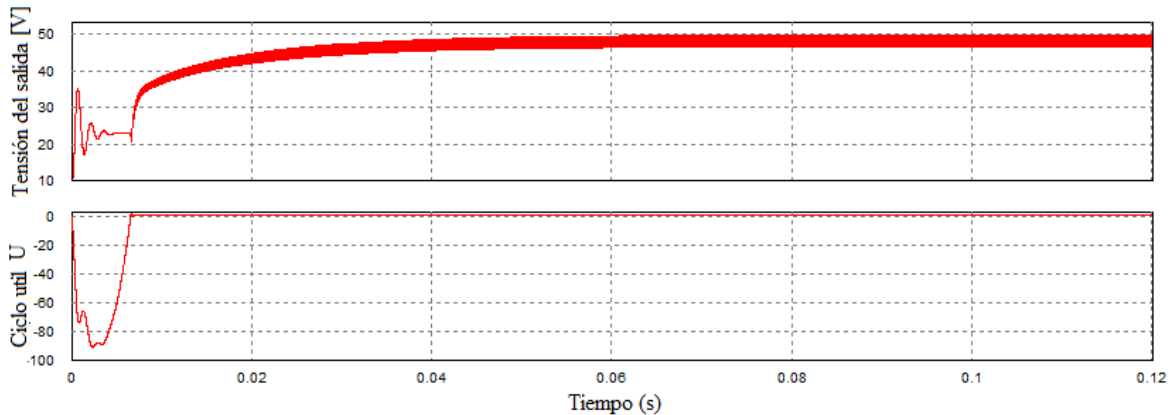


Fuente: el autor.

2.5.1 Control clásico

La simulación del controlador clásico de corriente promedio usado para este desarrollo, inicia con la presentación de la tensión de salida del SAE, alimentando una carga de 7.68 Ω con una tensión de 48 V, lo que fija la potencia del convertidor a la nominal, es decir, 300 W. Esta tensión es mostrada en la figura 2-16, en donde se muestra una fase inicial de la tensión que exhibe un comportamiento subamortiguado hasta un tiempo de 6.8 ms. Dicho comportamiento inicial puede ser explicado a partir de la verificación de la señal de control, la cual toma un valor mínimo de -90.8 durante este periodo, siendo su rango el intervalo entre 0 y 1. Por esta razón, se concluye que el comportamiento inicial de la tensión de salida es un efecto de la saturación del sistema al tener condiciones iniciales nulas en la tensión y corriente del condensador, y bobina, respectivamente.

Figura 2-16: Tensión de salida (arriba) y ciclo de trabajo (abajo) del SAE.

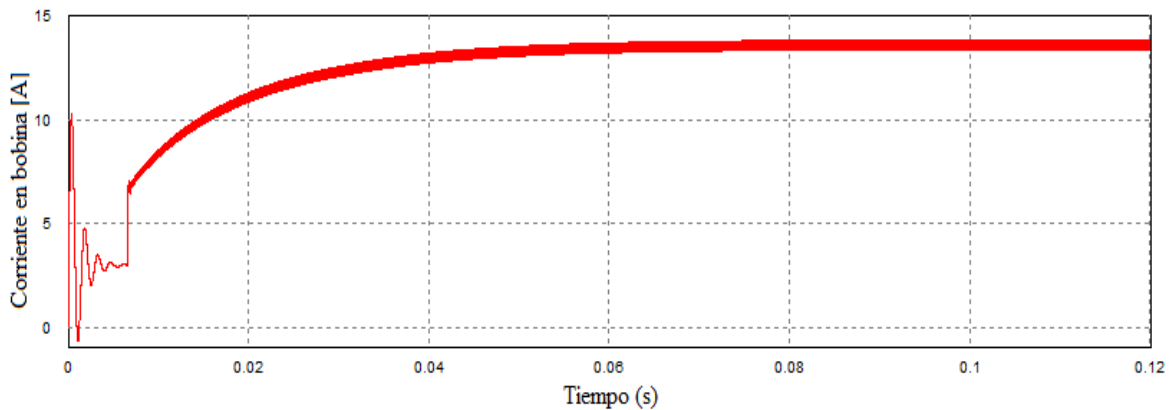


Fuente: el autor.

De igual manera, en la figura 2-16 se puede ver en la tensión de salida que una vez se extingue el efecto de la saturación, el comportamiento de la tensión se vuelve sobreamortiguado alcanzando paulatinamente y sin sobre picos la tensión de referencia fijada en 48 V. El tiempo total necesario para obtener una respuesta estacionaria es de 59 ms, momento a partir de cual la tensión oscila alrededor de los 48 V con un rizo de 3.1 V, lo que equivale a un 6.4 %.

La corriente en la bobina del convertidor, exhibida en la figura 2-17, presenta un comportamiento similar al mostrado por la tensión de salida, una fase transitoria subamortiguada debida a la saturación y luego un comportamiento sobreamortiguado sin sobrepicos hasta alcanzar el valor estacionario, que para este caso es de 13.5 A, con un rizo de 400 mA.

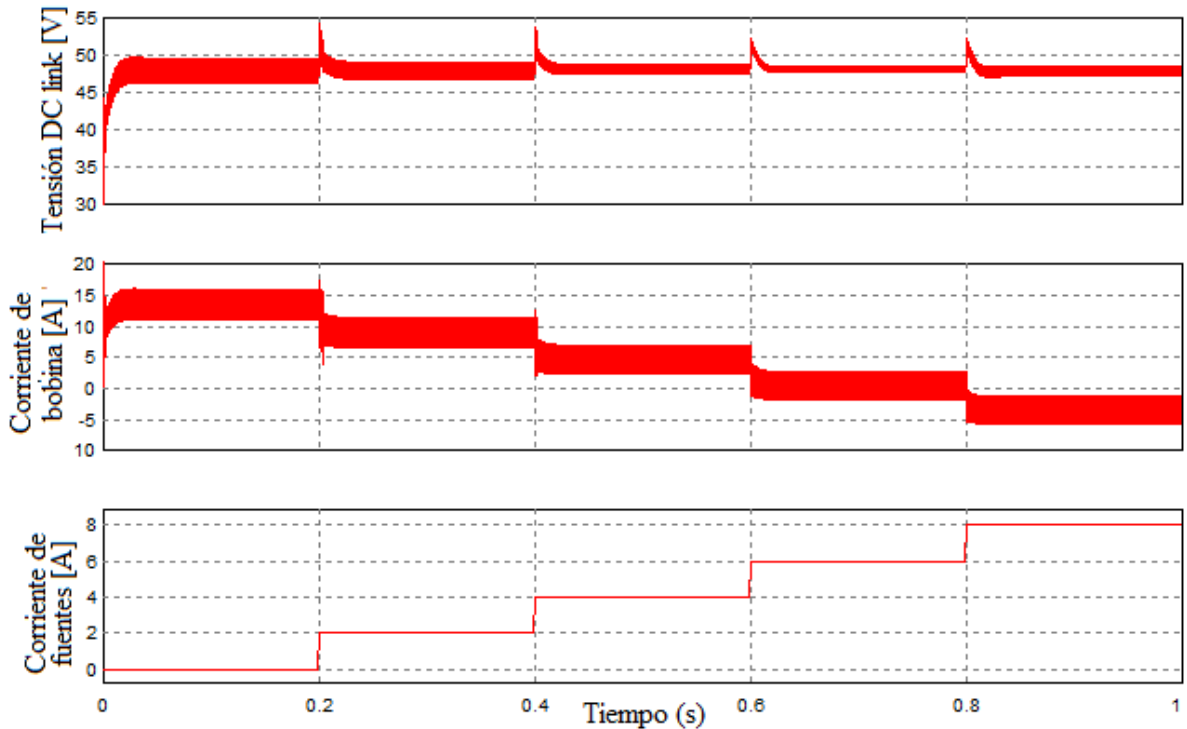
Figura 2-17: Corriente en la bobina del SAE.



Fuente: el autor.

Ahora se simulará el SAE conectado a las fuentes de generación de la nano-red, en donde se considerará el bus DC como una fuente de corriente ideal en paralelo con una carga resistiva. Esta simulación inicia con la determinación del comportamiento del convertidor frente a incertidumbres y posibles perturbaciones que puedan presentarse en el sistema, que principalmente provienen de cambios en los niveles de generación, dados como resultado de factores climáticos. La figura 2-18 muestra la tensión del bus DC (arriba) y la corriente en el inductor del SAE (abajo) frente a cambios abruptos en los niveles de generación, representados como cambios tipo paso en la fuente ideal de corriente del bus.

Figura 2-18: Tensión del bus DC (arriba), corriente en la bobina (en medio) y corriente de las fuentes (abajo).



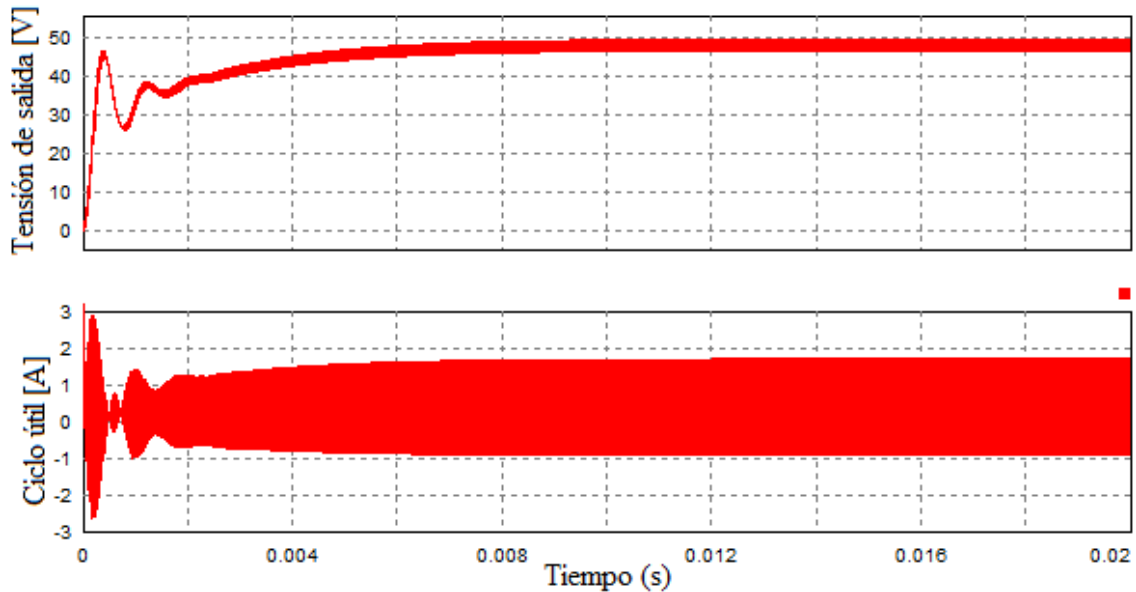
Fuente: el autor.

La figura 2-18 evidencia una rápida respuesta del sistema de almacenamiento energético frente a los cambios descritos en el párrafo anterior, pues se muestra una transición rauda y sin oscilaciones en la tensión del DC link ante cada cambio en la generación. Es de notarse que como lo demuestra la corriente en la bobina de la figura 2-18, el convertidor funciona bajo sus dos modos de operación, ya que hasta los 0.6 s el convertidor aporta energía al sistema extrayendo corriente de la batería, mientras que después de los 0.6 s hay un excedente de energía con una mayor corriente de generación, produciendo una corriente negativa en el inductor para recargar la batería.

2.5.2 Control por superficie deslizante PID

Se prosigue con los resultados de simulación obtenidos con la superficie deslizante tipo PID, cuyo desarrollo fue realizado en la sección 2.4.1. El primer resultado corresponde al comportamiento de la tensión de salida del SAE, frente a condiciones iniciales nulas para la tensión del condensador y corriente de la bobina. En esta simulación, al igual que para el controlador clásico, se busca extraer la potencia nominal para la que fue diseñado el convertidor, al alimentar una carga resistiva de 7.68Ω a 48 V, generando el resultado mostrado en la figura 2-19.

Figura 2-19: Tensión de salida (arriba) y ciclo de trabajo (abajo).

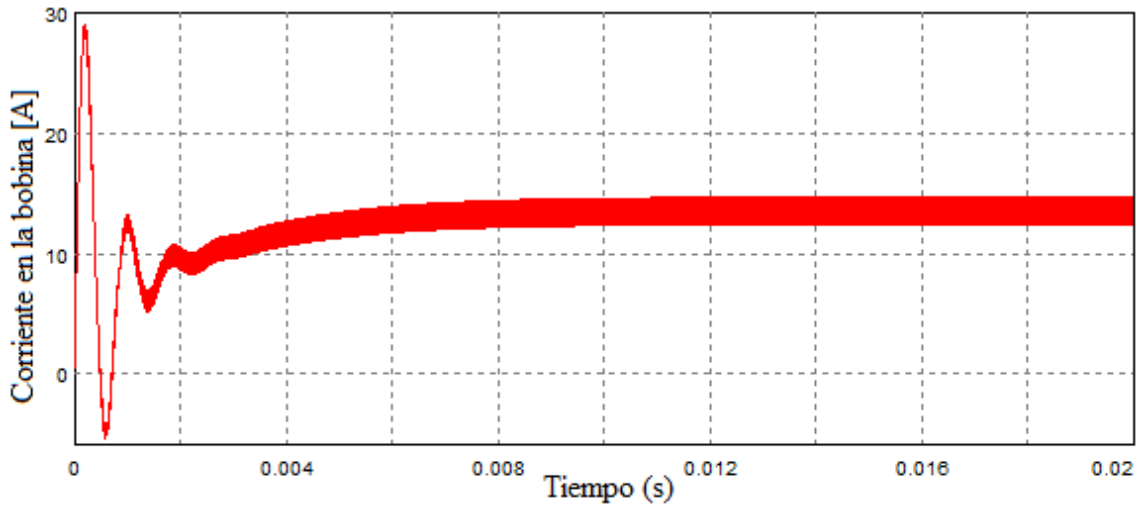


Fuente: el autor.

De esta figura se observa que al igual que para el controlador anterior, la tensión de salida del sistema no posee sobrepicos, sin embargo, también se presentan diferencias significativas entre estos dos controladores. La primera de ellas está en que la tensión no presenta un efecto de saturación tan marcado como en el caso anterior, donde la tensión mostraba una respuesta inicial subamortiguada para luego alcanzar la tensión de referencia con un comportamiento sobreamortiguado. Esto es evidenciado al observar el ciclo útil de la figura 2-19, pues los valores de éste se encuentran acotados entre -3 y 3, y como consecuencia de no tener este efecto, la respuesta total del sistema es notablemente más rápida que la exhibida por el control clásico, pues la tensión de salida tiene un tiempo de establecimiento de cerca de 10.4 ms, lo cual es casi un sexto del tiempo de establecimiento alcanzado por el controlador anterior, ofreciendo así una notable mejora.

El siguiente aspecto a verificar para este controlador es la forma de onda desarrollada por la corriente en la bobina, por tal motivo la figura 2-20 muestra esta variable en las mismas condiciones bajo las cuales se obtuvo la tensión de salida de la figura 2-19. Esta figura también muestra diferencias relevantes respecto al controlador anterior, ya que este controlador genera una respuesta transitoria que aunque más corta, posee grandes sobrepicos de corriente que para este caso alcanza un máximo de 29.1 A, lo cual es apreciablemente mayor que el valor estacionario. Este es un efecto indeseado, que podría llegar a deteriorar, o incluso dañar, algún elemento del convertidor. Adicionalmente, estos sobrepicos de corriente incrementan las pérdidas tanto de conmutación como de conducción, haciendo que la eficiencia del SAE disminuya.

Figura 2-20: Corriente en la bobina.

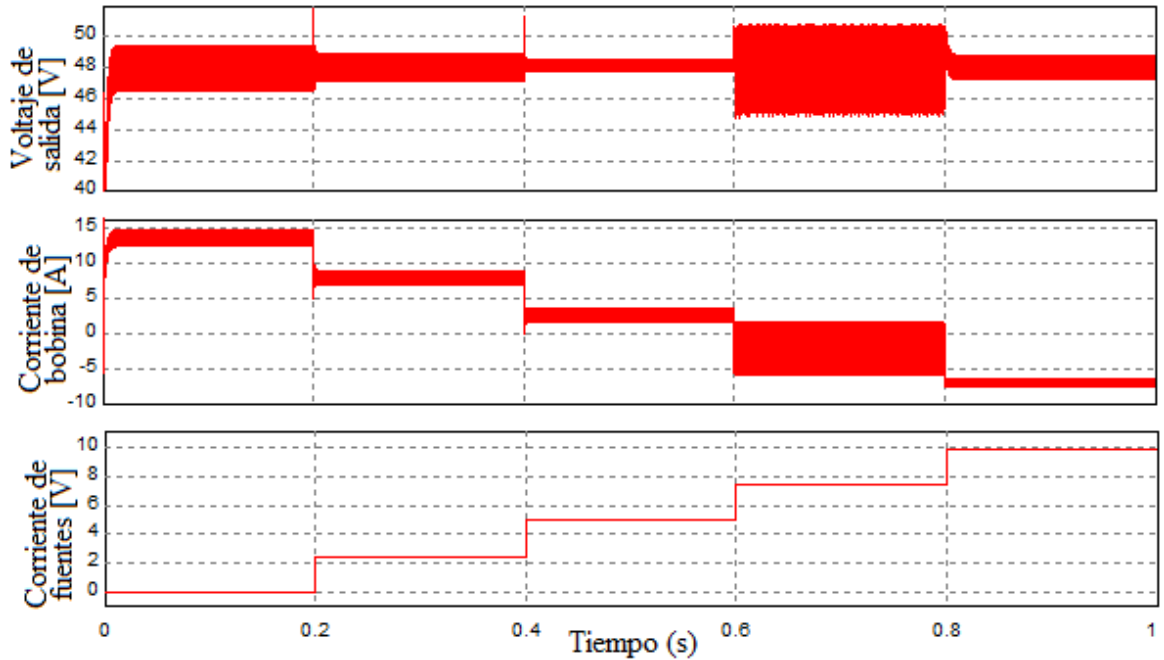


Fuente: el autor.

A pesar del efecto transitorio indeseado, la corriente llega al valor estacionario esperado de 13.4 A, junto con un rizo que va de 12.4 A a 14.7, lo que representa un 17.1 %. Todo esto lo hace al alcanzar un tiempo aproximado de 10 ms, es decir, un tiempo similar al usado por la tensión para alcanzar su valor estacionario.

Por último, se muestra en la figura 2-21 la tensión del DC link y la corriente en la bobina del convertidor operando en diferentes condiciones de generación, dadas por distintos niveles de corriente de las fuentes, que también son mostrados en esta misma figura. Al igual que para el caso anterior, la corriente de generación toma 5 valores que van desde cero Amperios hasta 10 Amperios, en donde para cada uno de estos valores se observa el cumplimiento en la regulación del DC link, que fue fijado a 48 V. Además, se puede observar un tiempo de respuesta mucho más rápido del que se obtuvo para el controlador clásico, tal como se evidenció en las figuras 2-16 y 2-17. Para cada uno de los valores de generación, se presentan diferentes valores de rizo tanto para la tensión de salida, como en la corriente del inductor, que al ser comparados con los obtenidos del controlador clásico, resultan ser mayores, pero no superiores a 6.4 %, excepto para el intervalo de 0.6 s a 0.8 s, caso que merece un análisis detallado.

Figura 2-21: Tensión del DC link (arriba), corriente en la bobina (en medio) y corriente de las fuentes (abajo).



Fuente: el autor.

Al analizar el resultado del sistema en el intervalo de 0.6 s a 0.8 s, es necesario primero aclarar que el rizo de la corriente es proporcional al valor estacionario de la misma y que este rizo también incide en el rizo de la tensión de salida. Por tal motivo, es de esperarse que cuando el SAE aporte poca energía al bus DC (que para el caso de una carga de 7.68 Ω significa que la corriente de generación esté cerca de los 6.25 A), la corriente en la bobina sea muy baja y los rizados sean muy pequeños o por lo menos de una amplitud consistente a los otros valores de corriente. Sin embargo, y como lo muestra la figura 2-21, esta condición para el controlador con superficie deslizante PID hace que los valores de los rizados sean excesivamente grandes, en lugar de los obtenidos para el controlador clásico mostrados en la figura 2-18.

Para intentar dar una explicación al comportamiento anómalo del convertidor en estas circunstancias de operación, se parte de lo que se considera como la condición más relevante, que es sin duda el bajo valor promedio de la corriente en el inductor y sus frecuentes cruces por cero. Luego, se busca una limitante en las ecuaciones presentadas para la teoría de control deslizante, llegando a la condición de alcanzabilidad dada por la ecuación (2.23), que para el caso de este conjunto controlador-convertidor es como lo muestra la ecuación (2.35).

$$L_g S = \frac{k_1 x_1}{k_3 C} \quad (2.35)$$

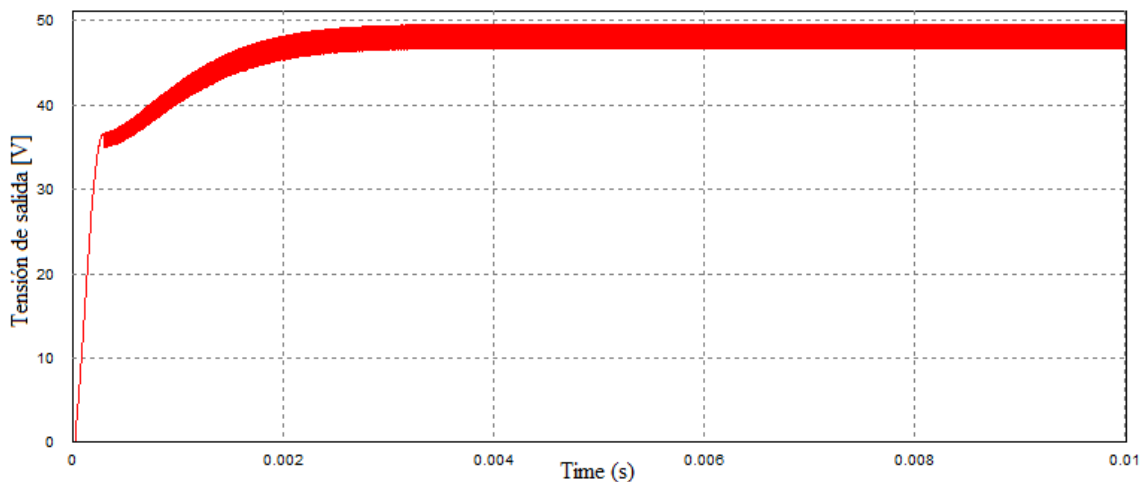
Puesto que la condición de alcanzabilidad no es lograda todo el tiempo, debido a los cruces por cero que tiene la corriente en la bobina para esta condición de operación, el convertidor tiene dificultades para alcanzar la superficie de deslizamiento PID. Esto limita

el funcionamiento del convertidor a valores de corriente promedio que eviten que el rizo alcance valores negativos.

2.5.3 Control por superficie deslizante alternativa

Ahora se verificará a nivel de simulación, el desempeño del controlador deslizante que involucra a la corriente dentro de su estructura. Se inicia tal verificación de la misma manera a como se hizo para los casos anteriores, mostrando la tensión del DC link cuya energía es suplida únicamente por el SAE en condiciones iniciales nulas, para así operar el convertidor en el punto nominal de diseño (300 W). La figura 2-22 muestra dicha variable durante los primeros 10 ms, en los cuales ya se ha establecido la respuesta estacionaria y donde se puede observar un comportamiento mucho más uniforme que para los controladores anteriores, pues esta variable presenta un crecimiento monótono durante toda su evolución. Otra característica relevante y que es consecuencia del hecho anterior, es la reducción del tiempo de establecimiento respecto a los anteriores controladores, que a partir de la figura 2-22 puede ser estimado como un valor cercano a los 4 ms, convirtiéndolo en el controlador con el menor tiempo de respuesta bajo las condiciones inicialmente mencionadas.

Figura 2-22: Tensión de salida del SAE

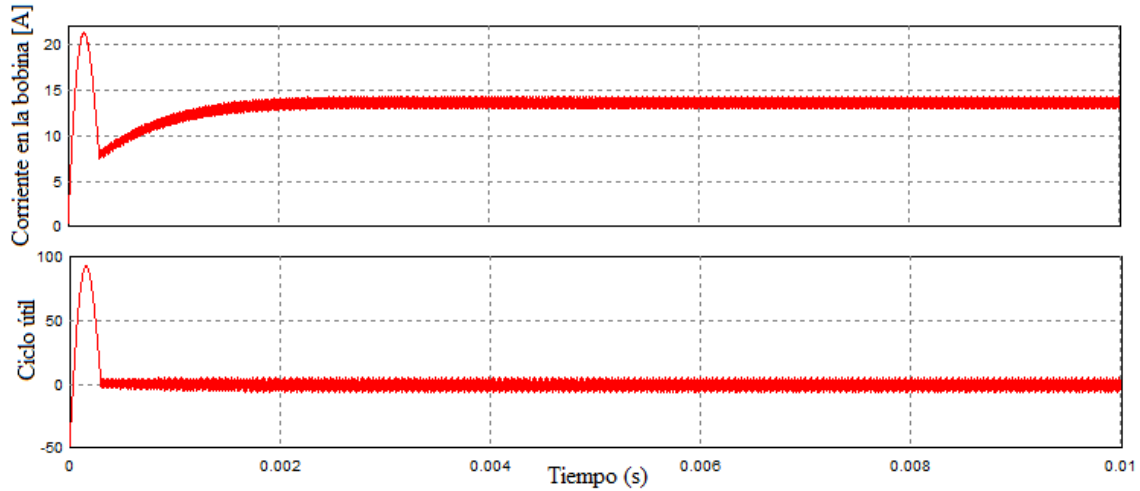


Fuente: el autor.

Ahora, el ciclo útil y la corriente en la bobina del convertidor son mostrados en la figura 2-23, en donde se usaron las mismas condiciones y tiempos de simulación que se utilizaron para generar la tensión de la figura 2-16. Del resultado obtenido, se puede apreciar que la corriente en la bobina parece tener un menor tiempo de establecimiento que el de la tensión de salida y que puede ser estimado a un valor cercano a los 3 ms. No obstante, en la misma figura también se observa una característica no deseada en la corriente, ya que alcanza un pico de 21.2 A, lo que podría tener los problemas mencionados en la subsección anterior correspondientes al control deslizante PID, cuya respuesta en corriente presentaba un defecto similar. La razón de dicho defecto parece ser la misma, tal como lo demuestra la figura 2-23 donde el ciclo útil del convertidor toma valores muy grandes

durante el mismo intervalo de tiempo para el que la corriente genera el sobrepico, permitiendo concluir que es nuevamente un efecto de saturación.

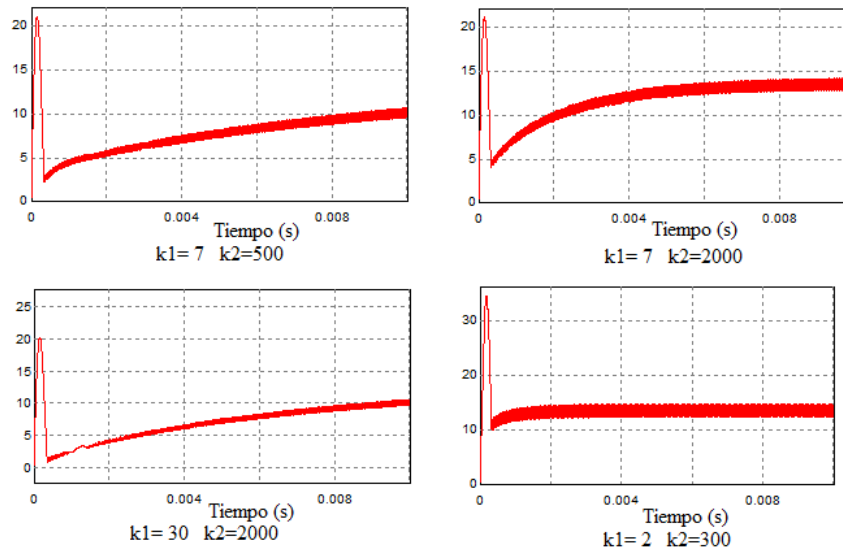
Figura 2-23: Corriente en el inductor (arriba) y ciclo útil (abajo) del SAE



Fuente: el autor.

Buscando disminuir el valor de este sobrepico se hizo un proceso de resintonización de las ganancias del controlador, pero no se logró el objetivo, ya que como lo revela la figura 2-24, solo se aumentaba el valor del pico y/o se aumenta el tiempo de respuesta del sistema. Por esta razón, se infiere que los valores de ganancia del controlador elegido, son los que mejor ajustan el comportamiento del SAE a las propiedades deseadas.

Figura 2-24: Corriente en el inductor para diferentes valores de ganancias de la superficie deslizante.

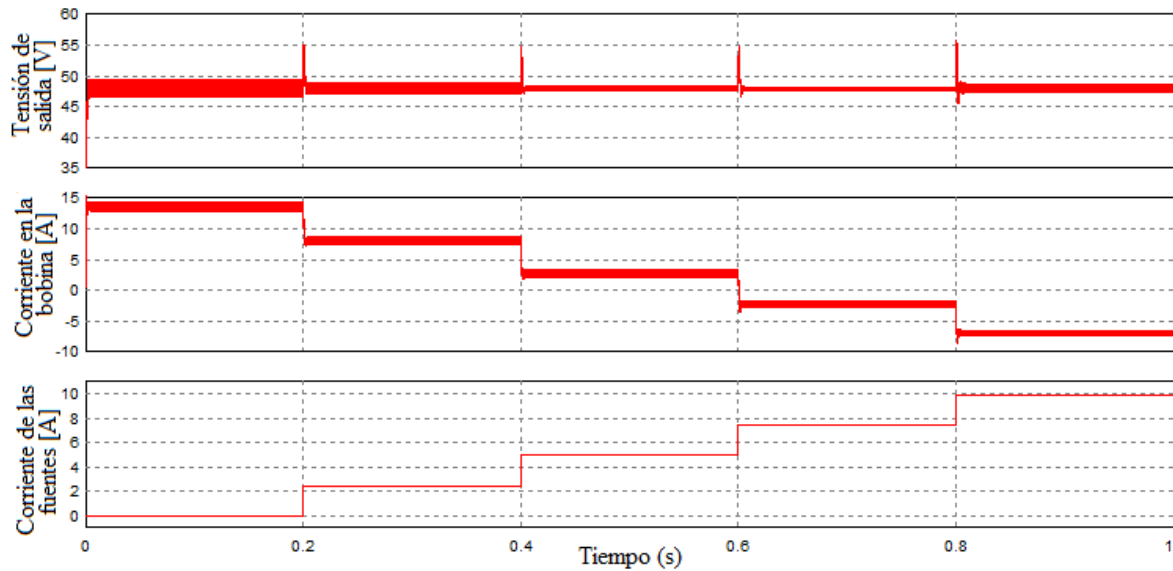


Fuente: el autor.

Por último, se examinará la respuesta del sistema frente a diferentes condiciones de funcionamiento de las fuentes, tal y como se ha hecho para los controladores previos.

Como producto de ello, se genera la figura 2-25 donde se muestra la tensión del bus DC y la corriente de la bobina frente a distintos valores de corriente de las fuentes. Al analizar los resultados de esta figura sobresale el hecho de tener un tiempo de respuesta menor que el obtenido para los controladores anteriores con valores pico similares en el momento de cada transición. Sin embargo, es de notar que a partir de los 0.6 s, momento a partir del cual el convertidor extrae corriente del bus DC, la respuesta en la tensión empieza a tener ligeras oscilaciones, lo que incrementa el valor del tiempo de establecimiento, pero sin que este llegue a ser perjudicial.

Figura 2-25: Tensión de salida (arriba), corriente en el inductor (en medio) y corriente de las fuentes (abajo)..



Fuente: el autor.

En cuanto a la corriente en la bobina del convertidor para cada caso, se distingue salvo el pico inicial, un comportamiento sobreamortiguado de respuesta rápida si se compara con los casos anteriores. No obstante, al igual que sucede para la tensión, el comportamiento de la corriente varía teniendo oscilaciones después de los 0.6 s, cuando el convertidor inicia su operación como reductor y empieza a recargar la batería.

A diferencia del controlador PID deslizante, en el que para el intervalo de tiempo 0,6-0,8, la corriente en la bobina generaba un rizo muy superior al deseado afectando así el funcionamiento del SAE, el controlador de superficie deslizante alternativa no presenta este problema, con lo que los rizos tanto en tensión como en corriente son bajos respecto al diseño. Lo anterior puede suceder debido a que esta estructura no posee problemas en la condición de alcanzabilidad, pues esta no se vuelve cero bajo estas condiciones de operación. Tal y como lo muestra la figura 2-25, este problema no se encuentra en este controlador, ya que al tener incluida la dinámica de la corriente en la superficie, se restringe sus posibles valores, además la condición de alcanzabilidad para este caso, mostrada en la ecuación (2.36), no se anula para ninguna condición de operación contemplada.

$$L_g S = \frac{k_1}{L} (x_1 (R_k - R_T) - x_2 - v_{ce} - v_d) + \frac{k_2}{C} x_1 \neq 0 \quad (2.36)$$

2.6 Digitalización de los controladores

Los controladores que se presentan en las ecuaciones (2.17), (2.24) y (2.31) son de naturaleza analógica, pero su implementación se llevará a cabo haciendo uso de un dispositivo digital, por lo que es necesario discretizar su estructura y así convertir estas ecuaciones integro-diferenciales en simples ecuaciones en diferencias para que puedan ser ejecutadas por el DSP.

Se pueden encontrar varios métodos que realizan esta tarea, generando resultados ligeramente distintos. No obstante, para el presente desarrollo se ha optado por realizar el proceso de discretización mediante la técnica conocida como *Tustin*, pues posee una de las estructuras más simples, lo que simplifica las ecuaciones y por ende, exige una menor cantidad de ciclos de máquina al DSP, agilizando el tiempo de cálculo de los controladores. Sin embargo, sigue ofreciendo un buen desempeño al momento de implementar controladores. Para ver en mayor detalle el proceso de discretización de cada uno de los controladores remítase al anexo A.

Referencias de capítulo

- [1] Daniel Hart. Electrónica de potencia. Pearson education. 2001.pp. 208-213.
- [2] Ahmet Karaarslan, Ires Iskender "Analysis and comparison of current control methods on bridgeless converter to improve power quality". International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Volume 51, Octubre 2013, pp. 1-13
- [3] Tanel Mullari, Ülle Kotta, Zbigniew Bartosiewicz, Ewa Pawłuszewicz. "Discrete-time Lie derivative with respect to system dynamics" IFAC Proceedings Volumes, Volume 44, Issue 1, January 2011, pp. 11000-11005.

3. Implementación del prototipo

Después de realizar el proceso de diseño, se procedió a implementar el convertidor con las características propuestas en el objetivo de este desarrollo. Por tanto, en esta fase se construyó un convertidor bidireccional que permite desarrollar potencias de hasta 300 W; soportando tensiones en el puerto de entrada de hasta 32 V y de 65 V en el puerto de salida. No obstante y teniendo en cuenta que debido a las características de funcionamiento del convertidor elegido, se debe asegurar que la tensión de entrada siempre sea menor que la de salida. Por otra parte, para dar cumplimiento al objetivo principal, los controladores del SAE se encuentran desarrollados para que en el puerto de salida se generen 48 V, por lo que las características que se muestran en el capítulo de resultados no se garantizan para otros puntos de referencia en la tensión de salida. Los controladores a los que anteriormente se hacía referencia fueron implementados en el launchpad C2000 delfino MCU F28379D, la razón de esta elección se basa en sus características de velocidad de procesamiento (200 MHz), la resolución de su conversor analógico-digital de 12 bits, su módulo de PWM mejorado que es muy conveniente para nuestro propósito y finalmente el costo y facilidad de programación.

En las secciones siguientes se presentan los resultados generados de la construcción de la bobina y la elección de condensador, para posteriormente mostrar el diseño de los subsistemas como filtros y acondicionamientos. Finalmente, se discuten los criterios de diseño tenidos en cuenta para la fabricación de la placa de circuito impreso y los resultados finales de dicha fabricación.

3.1 Elementos pasivos

Bobina. La bobina es un elemento fundamental dentro de la estructura del convertidor, ya que de esta dependen muchas de las características de desempeño del cargador. Por este motivo se describe a continuación el proceso de diseño de este elemento, junto con los lineamientos tenidos en cuenta. Primero, se debe aclarar que para esta aplicación se eligió el uso de un núcleo tipo toroidal, pues éste ofrece las mejores prestaciones electromagnéticas y mecánicas frente a su contraparte E-core. Luego, debido a que son los núcleos de mayor confiabilidad y uno de los que se encuentra en el país, se eligen los núcleos de micrometals y se usa la herramienta ofrecida por dicha corporación, en la que se introducen los parámetros requeridos para el diseño como inductancia, corriente máxima, tensión entre los terminales y frecuencia de conmutación, mostrados en la tabla 3-1, en donde también se muestran los resultados arrojados por dicho simulador.

MICROMETALS INDUCTORS FOR POWER FILTER APPLICATIONS
DC BIASED OUTPUT FILTER INDUCTOR

ELECTRICAL PROPERTIES DATA

Sat Jun 29 19:37:44 2019

Inductance At Max Current:	100.00	micro Henries	Switch Mode Inductor ON Voltage	24.00	Volts
Maximum DC Resistance:	0.00	Ohms (Optional)	Switch Mode Inductor OFF Voltage	24.00	Volts
Maximum Current:	13.00	Amperes	Frequency:	40.00	kHertz
			Temperature:	55.0	Degrees C

13.00											
Core Part Number	Price	AL nH	Turns	Wire AWG	%Fill	Rdc Ohms	Bac Gauss	%Perm	Core Loss Watts	Copper Loss Watts	Temp Rise deg C
T150-26	0.29	96	51	3 x # 18	34.8	20.5 m	331.6	40.5	1.27	2.05	35.5
T157-26	0.37	100	47	3 x # 16	40.3	15.0 m	301.1	45.5	1.34	1.50	25.0
T175-26	0.50	105	43	3 x # 15	36.7	11.4 m	260.3	52.4	1.38	1.14	19.5
T184-26	0.69	169	30	3 x # 14	41.0	7.43 m	266.0	64.7	2.03	0.74	19.6
T200-26	0.55	92	44	3 x # 14	34.7	8.81 m	268.4	56.9	1.62	0.88	17.1
T200-26B	0.97	160	30	3 x # 12	37.6	5.37 m	215.5	70.3	1.86	0.54	13.3
T201-26	1.06	224	25	3 x # 14	34.1	6.57 m	213.5	73.3	2.01	0.66	16.9
T224-26C	1.03	155	30	3 x # 12	37.6	4.99 m	216.5	72.8	2.01	0.50	13.6
T225-26	0.68	98	40	3 x # 12	39.7	6.03 m	264.1	64.4	1.97	0.60	13.9
T225-26B	1.20	160	29	3 x # 11	36.3	4.25 m	199.7	75.0	1.98	0.42	11.6
T249-26	1.65	203	25	3 x # 10	39.5	3.27 m	178.6	81.5	2.16	0.33	10.4
T250-26	1.81	242	22	3 x # 11	34.7	3.44 m	177.6	82.9	2.34	0.34	11.9
T300-26	1.06	80	41	3 x # 10	34.3	4.01 m	217.8	73.4	2.10	0.40	9.4
T300-26D	2.10	160	27	3 x # 8	35.9	2.26 m	164.4	84.8	2.30	0.23	8.0
T400-26	2.70	131	29	3 x # 7	35.8	1.98 m	149.5	87.9	2.42	0.20	6.4
T400-26B	4.14	205	23	3 x # 6	35.8	1.45 m	121.9	91.8	2.39	0.14	5.7
T400-26D	5.27	262	20	3 x # 5	39.2	1.19 m	109.5	93.3	2.41	0.12	5.2
T520-26	5.34	149	27	3 x # 4	35.6	1.16 m	106.0	93.3	2.28	0.12	3.8
T650-26	21.56	434	15	3 x # 0	38.8	441 u	54.3	98.2	2.12	0.04	2.1

END OF CATALOG

Tabla 3-1. Opciones de construcción para la bobina del SAE. Fuente: Tomado del software microrelease de micrometals

Dentro de las opciones generadas, se descartarán los núcleos partir del T225. La razón de esto es que a partir de esta referencia, los núcleos empiezan a ser demasiado grandes, lo cual no solo los hace más costosos, sino que también su tamaño resulta inconveniente para el tamaño de la PCB diseña. Adicionalmente, estas opciones se acompañan de calibres de cable muy grandes, lo que dificulta tanto su adquisición, como su manipulación en el momento de la construcción de la bobina. Dentro de las opciones restantes sobresalen: T184-26, T200-26B y T201-26, por su alto AL. Ahora se evalúan las pérdidas que tendrían estas bobinas, siendo el núcleo T200-26B quien tiene las menores pérdidas tanto en el núcleo como en el cobre, lo que como se muestra en la tabla, se ve reflejado en un menor incremento en la temperatura de la bobina. Finalmente, el precio de estos tres núcleos es muy similar y cercanos a 1 dólar.

Luego del análisis entre el costo, eficiencia y tamaño de la bobina mostrado en los párrafos precedentes, se elige la opción que sugiere T200-26B, para el que resultan los parámetros de construcción reportados en la tabla 3-2.

AL [nH]	Vueltas	Calibre cable AWG	Rdc [mΩ]	Bac [Gauss]	% perm	Pérdidas núcleo [W]	Pérdidas cobre [W]
160	30	12 x 3	5.37	215.5	70.3	1.86	0.54

Tabla 3-2. Parámetros de construcción de la bobina a potencia máxima.

Condensador de salida. Para la elección del condensador se debe considerar en primer lugar la capacitancia exigida, que para este caso es de 100 μ F, luego debe soportar la tensión de salida igual al 48 V, pero que pensando en posibles transitorios y márgenes de holgura, se establece en un máximo de 60 V. Por último, la resistencia equivalente serie (ESR) del condensador debe ser lo más baja posible, para que así sea lo más eficiente posible y además el rizo de tensión de salida se mantenga bajo. Después de realizar una búsqueda

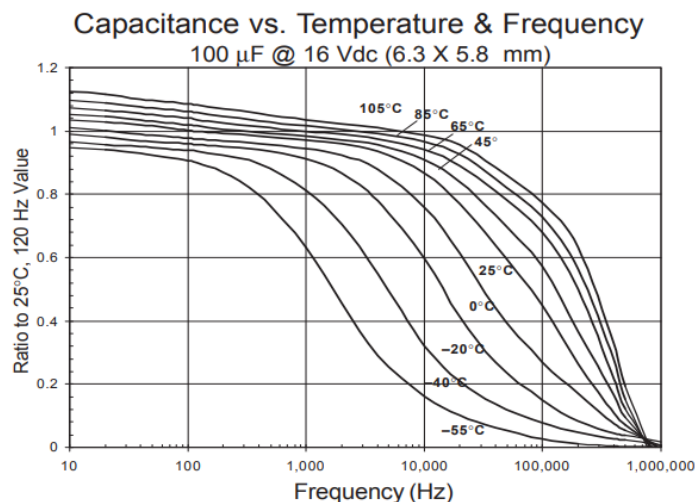
queda de este tipo de elementos, se elige el condensador electrolítico de referencia AFK107M2AP44T-F, cuyas principales características se consignan en la tabla 3-2.

Tensión max [V]	DCL max [μ A] (2min)	Factor de disipación @ 120 Hz	ESR max [Ω] @ 100 kHz	Max rizo de corriente [mA]
100	100	0.07	0.17	793

Tabla 3-2. Parámetros del condensador de salida elegido.

Teniendo presente que este condensador será usado para operaciones de conmutación, se debe evaluar el valor de su capacitancia a la frecuencia de operación, que en este caso será de 40 kHz. Para esto se muestra la figura 3-0, en la que se muestra la capacitancia normalizada del condensador de 100 μ F de esta familia de condensadores vs frecuencia para diferentes temperaturas. Usando esta figura y considerando que el condensador opere a temperatura ambiente, alrededor de 25 $^{\circ}$ C, se puede ver en esta figura que el condensador elegido tendrá un valor cercano al 70 % de su valor nominal, es decir 70 μ F, lo cual de acuerdo a los cálculos en la sección 2.3.2 sigue siendo suficiente para el rizo de tensión estipulado en esa misma sección.

Figura 3-0. Variación de la capacitancia vs temperatura y frecuencia del condensador AFK107M2AP44T-F.



Fuente: tomado de la hoja de datos del condensador AFK107M2AP44T-F

Elección de los transistores

El transistor es el elemento que actuará en el SAE como interruptor, y su proceso de elección se inicia escogiendo a los MOSFET de canal N como la tecnología más adecuada para esta aplicación, pues poseen una amplia gama de parámetros y poseen un costo relativo bajo. Además, se les considera bastante eficientes, pues tienen una baja resistencia de encendido y operan muy bien a frecuencias de decenas de kHz, lo que contribuye a la eficiencia del sistema. Asimismo, este tipo de transistores cuentan con diodos de cuerpo de rápida respuesta con tiempos de recuperación bastante bajos y capaces de soportar altas corrientes y tensiones, siendo esto muy conveniente para el desarrollo del SAE. Ahora, este transistor debe soportar corrientes de hasta 13 A (también válido para el diodo de cuerpo) y tensión iguales o inferiores a 30 V. Revisando la información ofrecida en diferentes motores de búsqueda y comparando los precios de los elementos similares a los

buscados, se opta por adquirir el transistor DMT6004LPS-13, el cual cumple a cabalidad con lo requerido, pues soporta una corriente de drain de hasta 100 A (y de 200 A para el diodo de cuerpo), tiene baja resistencia drain-source (cercana a $3.1 \text{ m}\Omega$) y un tiempo de recuperación cercano a 54 ns.

Elección del driver

El driver es el encargado de transformar la señal de PWM generada por los puertos del DSP a los niveles de tensión necesarios para activar el MOSFET que para el caso debe ser superior a 9.5 V y además soportar las corrientes para cargar/descargar la capacitancia gate-source que para el transistor elegido en las condiciones de operación es de 1.2 A. El primer requerimiento para el driver es que debe ser aislado, ya que por la ubicación del transistor de salida (véase figura 2-15), se le debe aplicar un nivel de tensión diferencial. Por último, los tiempos de respuesta del driver sean lo suficientemente cortos como para no deformar la señal de PWM y lo transistores conmuten correctamente.

Luego de realizar la búsqueda de este elemento entre las bases de datos de los distintos distribuidores de elementos electrónicos, se concluye que el UCC21521DW cumple a cabalidad con los requisitos para un correcto funcionamiento. Dentro de sus principales características de funcionamiento destacan: posee doble canal, tiempo de retraso de propagación de la señal de alrededor de 19 ns, corrientes de salida de hasta 4 A para cada canal y tensiones de salida de hasta 25 V.

3.2 Acondicionamiento de señal

Con el propósito de adaptar los niveles de tensión y demás características de las señales provenientes de las lecturas de tensión y corriente de la etapa de potencia del dispositivo, en esta sección se presenta el diseño de cada uno de los filtros y acondicionamientos destinados para tal fin.

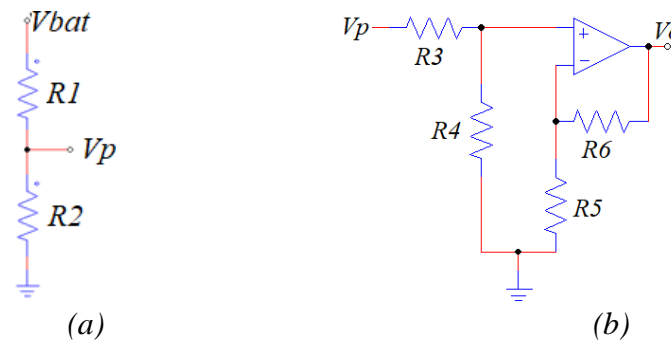
Tensión de la batería. Como se mencionó previamente, conocer la tensión en la batería en cada instante de tiempo es necesario para establecer el estado de carga de ésta. Luego, si se tiene en cuenta que para la implementación del dispositivo, se tiene previsto usar dos baterías en serie, cada una de 12 V, en la que según la hoja de datos de éstas, las tensión máxima para un SOC del 100 % es de 13.1 V, el arreglo en serie de estas baterías tendría una tensión máxima de 26.2 V. Este dato es útil para diseñar el divisor resistivo construido con resistencias de montaje superficial de 1/8 W, siendo este uno de nuestros parámetros de diseño, se elige un divisor resistivo como el de la figura 3-1a en el que $R1= 10 \text{ k}\Omega$ y $R2=2,2 \text{ k}\Omega$, lo cual genera una tensión (V_p) igual a 4,72 V para una tensión de batería igual a 26,2 V y disipando potencias de 46 mW y 10 mW para $R1$ y $R2$ respectivamente, cumpliendo con la restricción de potencia.

En cuanto al acondicionamiento de V_p , se presenta el esquema de la figura 3-1b con el que se transformará linealmente una señal de 0 - 4.7 V a una señal de 0 - 3.3 V para así poder ingresarla a uno de los ADC del DSP que realiza el control. Usando la ecuación del balance de ganancias (3.1), donde G^- y G^+ representan las ganancias negativa y positiva

respectivamente, se encuentran los valores de resistencias necesarios: $R3=4,7\text{ k}\Omega$, $R4=3,3\text{ k}\Omega$, $R5=4,7\text{ k}\Omega$ y $R6=3,3\text{ k}\Omega$.

$$G^- + 1 = G^+ \quad (3.1)$$

Figura 3-1: (a) divisor resistivo (b) topología de acondicionamiento.



Fuente: el autor

Tensión de salida. De forma similar al caso anterior, primero se hace uso de un divisor resistivo, pero para este caso se busca que para una tensión de salida igual a 60 V (teniendo en cuenta posibles sobretensiones que se presentan como resultado de transitorios), la salida sea de 5 V. Como resultado de ello, se obtienen los siguientes valores de resistencias: $R1=11\text{ k}\Omega$ (formado a partir de dos resistencias de 22 k Ω para cumplir los requerimientos de potencia) y $R2= 1\text{ k}\Omega$. Las cuales disipan una potencia máxima de 270 mW y 25 mW. Posteriormente, al usar la misma estructura de acondicionamiento de la figura 3-1b, se transforma una señal de 0 – 5 V a una señal de 0 - 3,3 V usando los valores de resistencias: $R3=5,1\text{ k}\Omega$, $R4= 3,3\text{ k}\Omega$, $R5=5,1\text{ k}\Omega$ y $R6=3,3\text{ k}\Omega$.

Lectura de corriente. Para medir la corriente de la bobina, que es la misma de la batería, se hará uso de un sensor de corriente de efecto Hall, el cual presenta la relación entrada-salida representada por la ecuación (3.2), cuyos valores de corriente permitidos se encuentran entre -20 A y 20 A, generando una salida de 0.5 V a 4.5 V.

$$V_c = 0.1 \cdot I_B + 2.5 \quad (3.2)$$

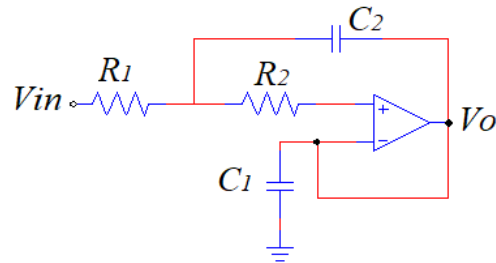
Para ello, se acondiciona la salida del sensor de la forma que lo indica la ecuación (3.3), por lo que se construye el mismo circuito de la estructura representada en la figura 3-1b, pero esta vez la resistencia $R5$ no es conectada a tierra sino a 3.3 V.

$$V_s = \frac{3.3}{4} V_c - \frac{3.3}{8} \quad (3.3)$$

Al aplicar una vez más la ecuación de balance de ganancias (3.1), para reproducir la ecuación anterior, se obtienen los valores de resistencia como sigue: $R3 = 4\text{ k}\Omega$, $R4 = 11\text{ k}\Omega$, $R5 = 26.4\text{ k}\Omega$ y $R6 = 3,3\text{ k}\Omega$.

Filtros. Debido al ruido eléctrico propio de un sistema de potencia como el que se está desarrollando, es necesario agregar una etapa adicional en la cadena de medida que evite el ingreso de este ruido al DSP, lo cual puede llevar a lecturas erróneas. Por tal razón, es obligatorio incluir un filtro para cada señal medida, siendo el más conveniente por razones de desempeño, simplicidad y cantidad de elementos, la topología Sallen-Key mostrada en la figura 3-2, que corresponde a un filtro de segundo orden.

Figura 3-2: Topología del filtro Sallen-Key.



Fuente: el autor

Los parámetros más importantes para el diseño de este filtro son la frecuencia de corte (ω_c) y el factor de calidad (Q), cuya dependencia de sus elementos está descrita por las ecuaciones (3.4). Para evitar efectos de aliasing en las señales medidas, se tiene en cuenta que la frecuencia de muestreo es de 40 kHz y por lo tanto la frecuencia de Nyquist es de 20 kHz, por lo que resulta conveniente fijar el valor de la frecuencia de corte del filtro a un valor cercano. Para ello se fija una frecuencia de corte igual a 24.6 kHz, lo que corresponde a un $\omega_c = 154607,29$ rad/s mientras que el valor de Q es fijado en 0.5, esto con el fin de obtener una respuesta en frecuencia plana para la banda pasante, sin que existan sobrepicos cerca a la frecuencia de corte, que impliquen amplificaciones para esta banda de frecuencias. Como resultado de esto, los valores de los elementos de este filtro son elegidos así: $R_1 = R_2 = 1,96$ k y $C_1 = C_2 = 3,3$ nF

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 R_3 R_4}} \left(\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right) \qquad Q = \frac{\omega_c}{\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2}} \qquad (3.4)$$

3.3 Diseño del circuito impreso

Para llevar a cabo la implementación del SAE, se requiere del diseño de una estructura que ofrezca soporte a todos los elementos que hacen parte del dispositivo, esta estructura es denominada circuito impreso o PCB. Esta estructura debe brindar algunas otras características como: caminos de baja resistencia para lograr alta eficiencia y evitar el daño o deterioro de la PCB misma u otros componentes. Al ser el SAE un sistema compuesto por interruptores que conmutan a frecuencias del orden de los kHz, se generan problemas de interferencia electromagnética que afectan el desempeño del dispositivo y además, puede afectar el funcionamiento de otros que se encuentren a su alrededor. Por tal motivo, el diseño de la PCB se hace bajo las recomendaciones establecidas en el estándar ANSI-IPC 2221 y las sugerencias hechas en [1].

Enseguida se enuncian las recomendaciones más importantes que fueron acogidas de acuerdo a las características del dispositivo en construcción.

- Se deben orientar todas las bobinas y transformadores de forma perpendicular a la PCB, para que de esta forma las posibles influencias magnéticas en el circuito sean minimizadas.
- Los conectores a elementos externos deben estar ubicados en los bordes de la PCB.
- Se recomienda separar adecuadamente la etapa de control de la etapa de potencia, para así evitar las corrientes parasitas que la etapa de potencia pueda llegar a inducir en la etapa de control.
- Es recomendable agrupar los diferentes elementos del circuito por islas, clasificadas de acuerdo a su frecuencia de operación.
- Para elementos de estructura cilíndrica con terminal pasante, se debe separar de otros elementos por una distancia que equivalga a mínimo 0.5 veces su radio.
- Para los elementos tipo SMD, se recomienda una separación relativa mínima de 25 mil, mientras que para los de tipo THD se recomienda una separación mínima de 45 mil.
- Para diseños multicapa, se sugiere que las pistas de una capa sean mayormente perpendiculares a las pistas de otras capas.
- Las pistas no deben formar ángulos superiores a 45° para así, evitar irradiancias y problemas de interferencia.
- Para mitigar el ruido propio de la conmutación de los interruptores, se recomienda el uso de condensadores de 10 μ F por cada diez pastillas uno de 47 μ F por cada tarjeta electrónica.

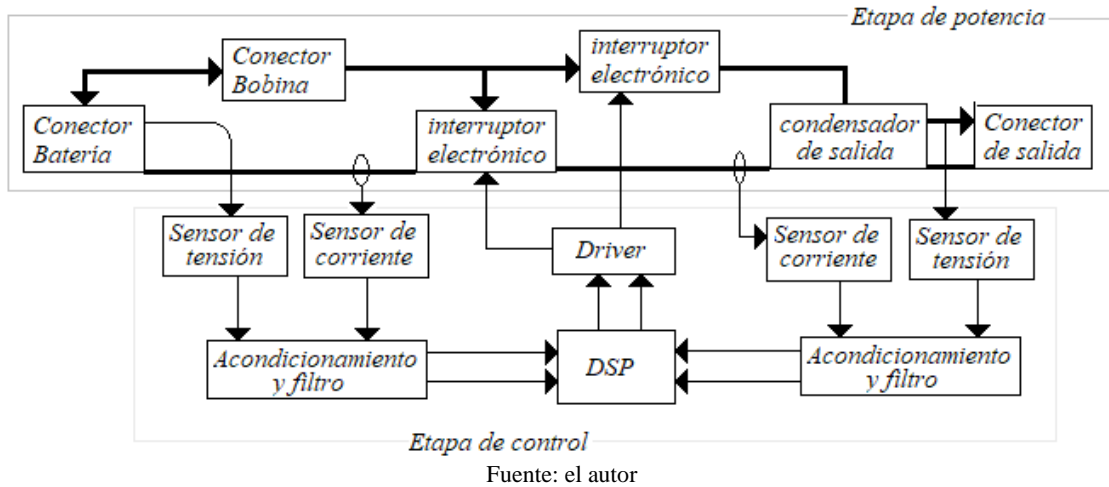
Al referirse específicamente a las características de las pistas, el estándar ANSI-IPC 2221 tiene en cuenta la corriente que circulará por ésta, su frecuencia, temperatura y el ancho y grosor de la pista. Estas variables se encuentran relacionadas mediante la ecuación (3.5), en donde k_1 es una constante heurística de 0.0150 para capas internas y de 0.0647 para capas externas; k_2 es otra constante fijada por el estándar en 0.5453 para pistas internas y 0.4281 para pistas externas; k_3 es igual a 0.7349 y 0.6732 para capas internas y externas respectivamente; L es el grosor de la pista (en onzas); ΔT es el incremento máximo de temperatura que se le permitirá tener a la pista y ϵ es el ancho de la pista (en mil).

$$\epsilon = \frac{1}{1.378 \cdot L} \left(\frac{I_{max}}{k_1 \Delta T^{k_2}} \right)^{1/k_3} \quad (3.5)$$

Adicionalmente, se recomienda que para la etapa de potencia de la PCB, los lazos de corriente que puedan llegar a generarse, deben tener la mínima área posible para así minimizar pérdidas por radiación y posibles problemas de interferencia. Finalmente, se presenta en la figura 3-3, en la que se muestra la estructura de bloques simplificada del

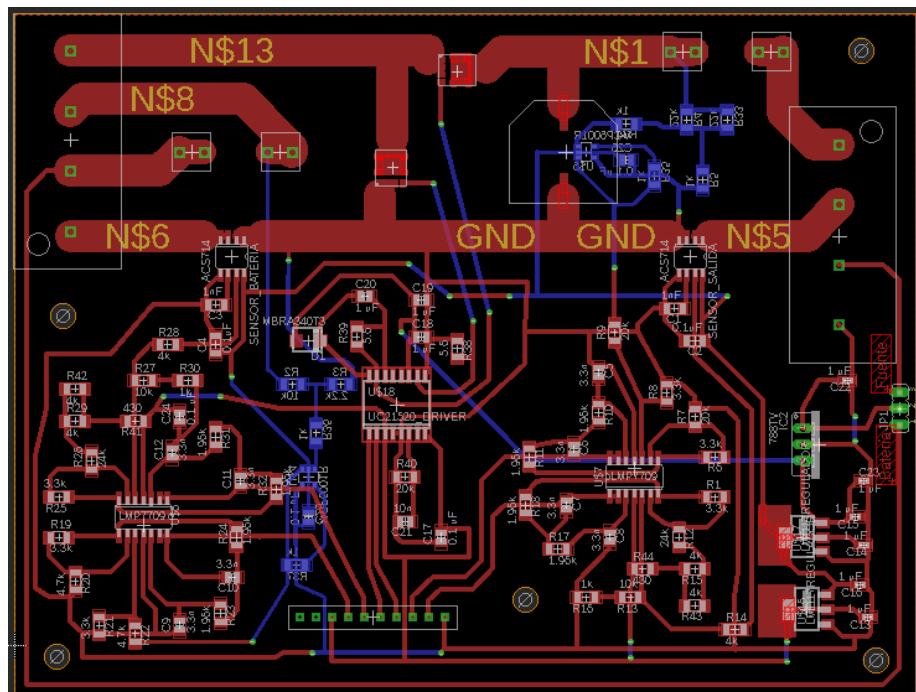
cargador, en donde se identifican los elementos y subsistemas más relevantes de este dispositivo.

Figura 3-3: Diagrama de bloques simplificado de la PCB.



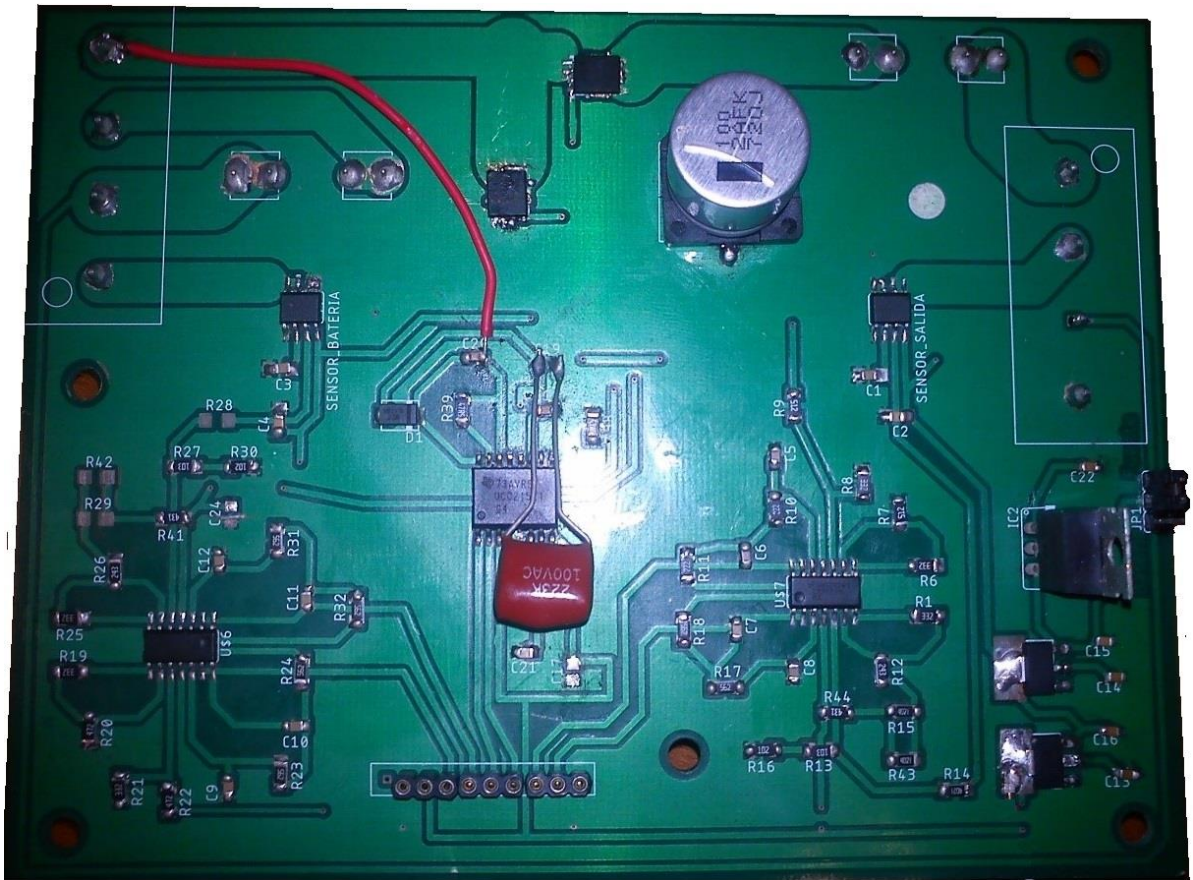
Al acatar cada una de las recomendaciones anteriormente mencionadas, el proceso de diseño de la PCB genera el resultado mostrado en la figura 3-4, donde fueron omitidos los planos de tierra con el propósito de tener una clara visualización de los elementos del sistema. En ella se observa una separación entre la etapa de potencia, la cual se encuentra ubicada en la parte superior, y la parte de control en la que se usa un conector para comunicar el DSP, que se encuentra externo a esta PCB, para así ahorrar en los costos de implementación.

Figura 3-4: Placa de circuito impreso diseñada.



Después del proceso de diseño, se implementó el sistema dando como resultado lo mostrado en la figura 3-5. En esta figura sobresalen dos aspectos: el primero es la presencia del cable rojo en la parte superior izquierda de la PCB, siendo este necesario debido a un error de diseño en el que faltó esta conexión y fue necesario adicionar este cable; El otro aspecto es la presencia del condensador de poliéster que tuvo que usar un valor diferente al diseñado, para así ajustar correctamente el bootstrap del driver.

Figura 3-5: Resultado final de la implementación del convertidor bidireccional



Fuente: el autor

Referencias de capítulo

[1] Texas Instruments, simplify low EMI design with power modules. 2017.

4. Resultados experimentales

Una vez implementado el convertidor bidireccional junto con los demás subsistemas necesarios para su funcionamiento, se inicia la fase de pruebas en la que los tres controladores seleccionados en el capítulo 2 son implementados digitalmente y puestos a prueba. En lo que sigue del capítulo, se hará referencia a cada uno de los controladores de la siguiente manera: el controlador clásico de doble lazo será el controlador 1; el controlador PID deslizante será el controlador 2; el control de superficie deslizante alternativa corresponderá al control 3. La fase de pruebas realizada consta de tres instancias, con las que se busca emular las condiciones de operación en las que se encontraría el SAE al estar operando en una nano-red de las condiciones ya mencionadas en el objetivo y cuyas características se detallaran en cada sección. Adicionalmente, se realizan las pruebas necesarias para la estimación del SOC de las baterías que componen el SAE y así poder incorporar esta variable dentro del funcionamiento de este dispositivo.

4.1 Modo inyección en condiciones estáticas

La primera de estas pruebas se realizará bajo condiciones estáticas, en la que el sistema trabajará en modo inyección, es decir, se conectará el banco de baterías y se extraerá de éste la energía necesaria para alimentar una carga que emulará el bus DC, manteniendo el nivel de tensión al valor fijado por la referencia del controlador.

Los parámetros de esta prueba se fijan para operar el sistema bajo las condiciones nominales expuestas en el objetivo principal de la propuesta, por lo que se usarán dos baterías de 12 V en serie, cargadas con un SOC aproximado del 80 % (estimado a partir del valor de su voltaje en circuito abierto), dando lugar a un valor cercano a los 24 V a la entrada del SAE. La referencia del controlador es fijada a 48 V y se usará una carga netamente resistiva de aproximadamente 8 Ω , desarrollando así una potencia media aproximada de 288 W.

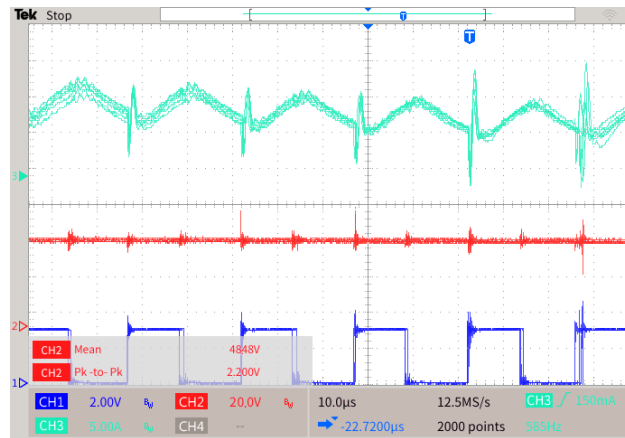
Los resultados experimentales de esta primera prueba se muestran en la figura 4-1, en la que se ilustra la tensión de salida (rojo); la corriente en el inductor para cada uno de los 3 controladores (cian) y el PWM (azul), en una ventana de tiempo lo suficientemente pequeña para apreciar los efectos de la conmutación.

Para apreciar más claramente los resultados de regulación de tensión de salida de cada controlador, la tabla 4.1 extrae la información presentada en la figura 4.1 y muestra la tensión promedio que presenta cada de estos controladores frente a las mismas condiciones.

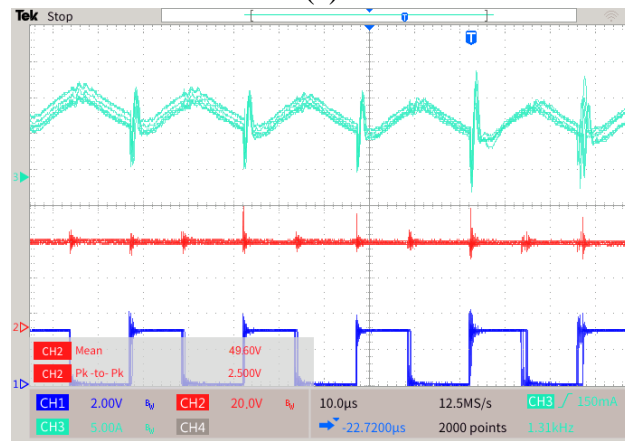
Controlador 1	Controlador 2	Controlador 3
$V_{salida}[V]$	$V_{salida}[V]$	$V_{salida}[V]$
48.48	49.50	48.26

Tabla 4-1. Regulación de la tensión de salida para cada controlador

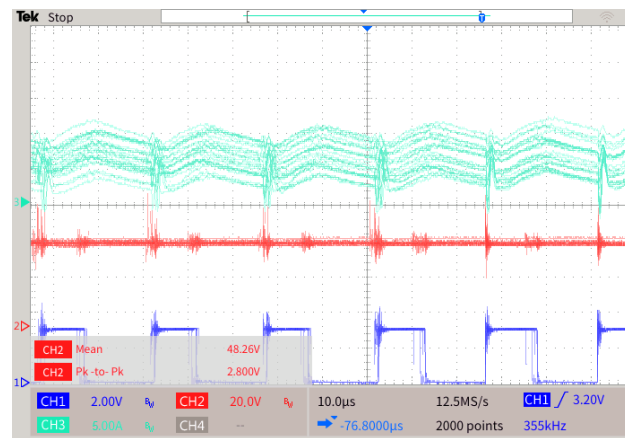
Figura 4-1: Tensión de salida y corriente en la bobina para controlador 1 (a), controlador 2 (b) y controlador 3 (c) con carga estática de 8Ω .



(a)



(b)



(c)

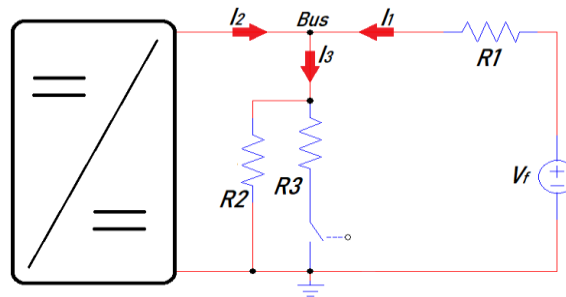
Analizando lo obtenido en la figura 4-1, junto con lo presentado en la tabla 4.1, se concluye que los tres controladores implementados regulan satisfactoriamente la tensión de salida manteniéndola en un valor muy cercano a la referencia, que en este caso es de 48 V, acompañado por un rizo de aproximadamente 3.09 V pico a pico, lo que corresponde a

6.4 % del valor promedio, y siendo este rizo común a todos los controladores, pues como se vio en el capítulo 1, dicho rizo depende principalmente de la capacitancia de salida. En cuanto a la corriente del inductor también se aprecia un comportamiento esperado en el que se obtiene un valor promedio de 12.6 A, junto con un rizo de 4.5 A que equivale al 35 % del valor medio. Para los tres casos, estas variables demostraron un comportamiento estable a lo largo del tiempo, implicando una estabilidad global del SAE bajo las condiciones de esta prueba.

4.2 Modo inyección con variaciones de carga

La siguiente prueba consiste en analizar la respuesta del sistema ante cambios en la carga, para lo cual, el sistema sigue en modo inyección y se realiza la conexión mostrada en la figura 4-2, en la que el bus DC es emulado mediante una fuente DC y un arreglo de cargas resistivas que serán activadas o desactivadas mediante un relé. Dado que se probará inicialmente en modo isla, la fuente V_f es removida y solo quedan funcionales las cargas $R1$, $R2$ y $R3$. Estas cargas resistivas tienen los valores $R1=0 \Omega$, $R2=32 \Omega$ y $R3=32 \Omega$. Esta acción de activar/desactivar la carga $R3$ equivale a un cambio del 50 % del valor de la carga, pasando de 32Ω a 16Ω y viceversa.

Figura 4-2: Esquema circuital para emulación de cambios abruptos en la carga del bus DC.



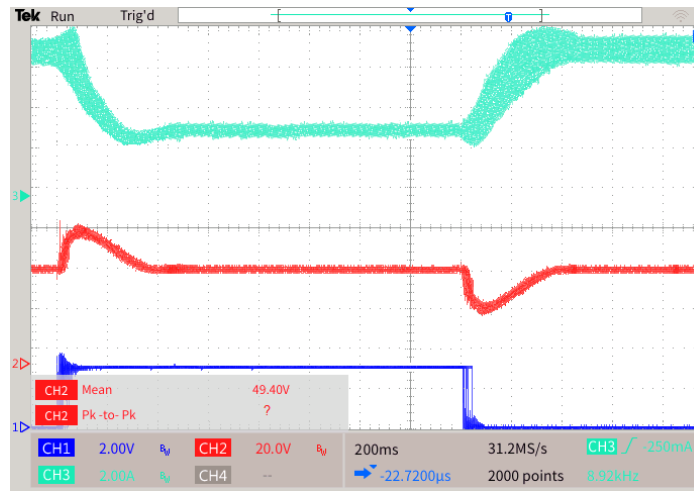
La respuesta experimental del sistema para esta situación de prueba es mostrada en la figura 4-3, en la que de forma general para los casos a, b y c, se observa que la tensión de salida permanece la mayor parte del tiempo en el valor promedio fijado por la referencia (48 V), salvo unos pequeños instantes de tiempo posteriores a la transición de la carga. De acuerdo a lo anterior, para las variaciones realizadas en el experimento, el controlador que ofrece un menor tiempo de establecimiento es el 2, pero genera un sobrepico de 22,6 V (valor promedio), lo que resulta en un valor considerable respecto al valor de referencia. Por otro lado, el controlador 3 ofrece casi el mismo tiempo de restablecimiento que el del controlador 2, pero genera un sobrepico menor, por lo que al realizar el balance de estas variables, se puede afirmar que el controlador 3 es el que ofrece las mejores características de restablecimiento, tal y como es consolidado en la tabla 4-2. Al comparar estos valores con los reportados por simulación en el capítulo 2.5, se aprecia cierto grado de similitud sobre todo para el controlador 1, mientras que para los controladores 2 y 3 hay mayores

desviaciones presumiblemente debidas al proceso de discretización y filtrado presentes en el SAE.

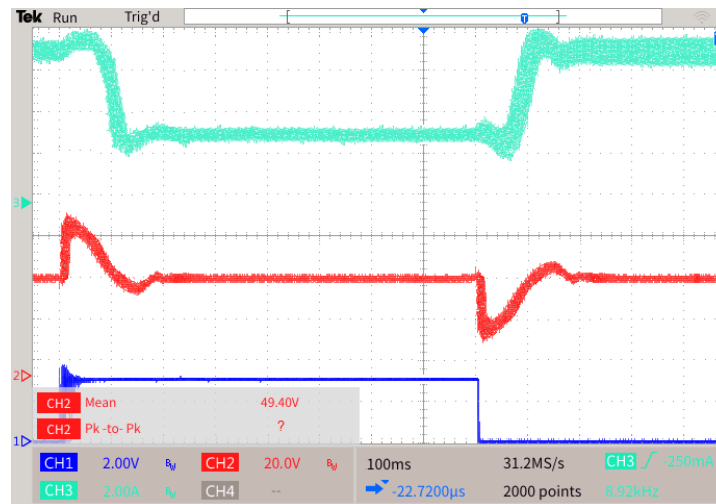
Controlador 1		Controlador 2		Controlador 3	
t_s [ms]	O_v [V]	t_s [ms]	O_v [V]	t_s [ms]	O_v [V]
382	16.3	197	22,6	199	15.7

Tabla 4-2. Características del transitorio para cada controlador.

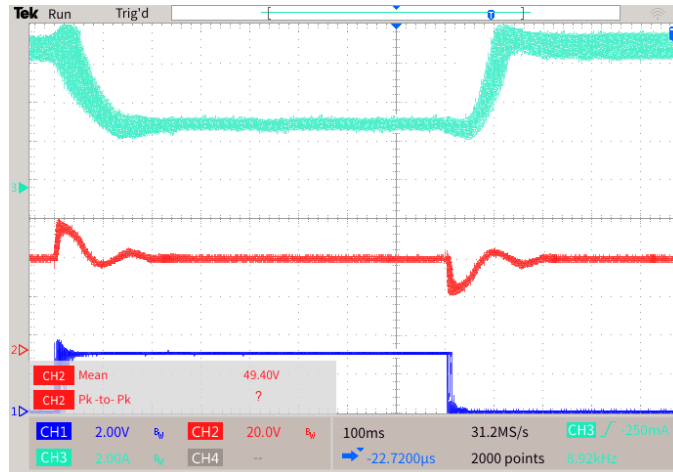
Figura 4-3: Tensión de salida (rojo), corriente en la bobina (cian) y señal de cambio de carga (azul) para el control 1 (a) controlador 2 (b) y controlador (c) con carga variable.



(a)



(b)

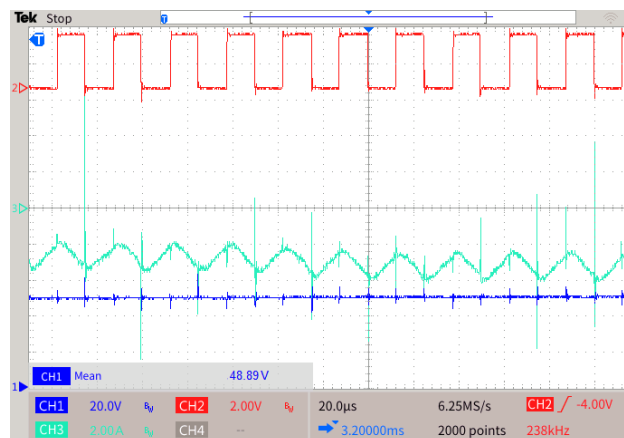


(c)

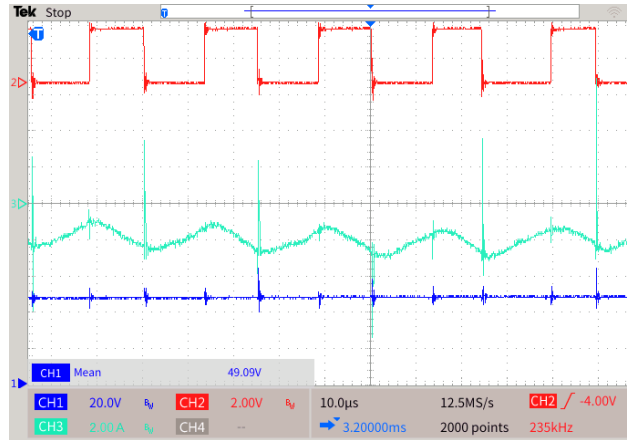
4.3 Modo recarga de baterías

Ahora se probará el SAE en el modo recarga de baterías. Para esto se usará el mismo esquema de la figura 4-2, pero removiendo la carga $R3$ mientras se fija el valor de la fuente V_f en distintos valores. Para esta situación se analiza la estabilidad de la tensión del Bus DC y la corriente que se inyecta al banco de baterías. En relación a esto, la figura 4-4 presenta los resultados para los tres controladores bajo prueba, siendo el valor de $R1=3\ \Omega$ y $R2=20\ \Omega$, mientras que la tensión en V_f es igual a 60 V. La figura en cuestión muestra la tensión en el puerto de salida (azul), la corriente que se inyecta a las baterías (cian) y la señal de PWM del transistor S1 (rojo).

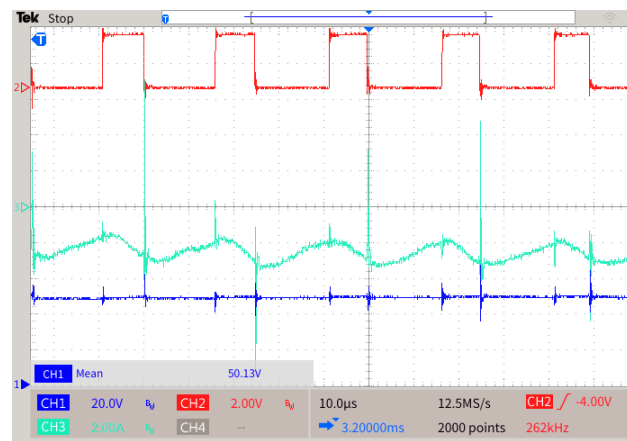
Figura 4-4: Tensión del Bus DC, corriente en la bobina y PWM de los controladores 1 (a), 2 (b) y 3 (c) $V_f=60V$.



(a)



(b)



(c)

La primera observación surgida a partir de la figura 4-4 es que al igual que para el caso de la prueba anterior, los tres controladores responden regulando la tensión de salida en el valor de referencia de forma adecuada, salvo unas pequeñas desviaciones en el valor promedio en algunos de los casos. La posible causa de ello podría radicar en el hecho de que los controladores fueron diseñados para un punto nominal de corriente positiva de un valor lejano al mostrado en las figuras 4-4. A pesar de este defecto, los tres controladores muestran características satisfactorias de estabilidad y regulación del SAE.

Para poner de manifiesto las características antes nombradas, la tabla 4-3 muestra la tensión promedio en el bus DC y la corriente promedio en la batería (que es igual a la corriente en el inductor) para los tres controladores bajo prueba. Aquí hay que aclarar que la corriente de la batería se presenta con signo negativo para ser consecuente con la figura 4-4 e indicar el hecho de que esta corriente se encuentra ingresando hacia las baterías.

Controlador 1		Controlador 2		Controlador 3	
$V_{salida}[V]$	$I_{bateria}[A]$	$V_{salida}[V]$	$I_{bateria}[A]$	$V_{salida}[V]$	$I_{bateria}[A]$
48.89	-2.32	49.09	-2.41	50.13	-2.24

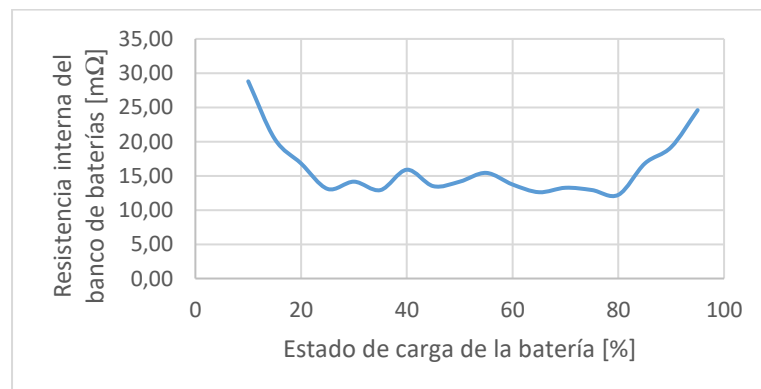
Tabla 4-3. Características estacionarias del convertidor para cada controlador en modo recarga de baterías.

Por otra parte, al referirse a los picos que aparecen en las señales mostradas, tanto para los resultados de esta sección como para los de la sección 4.1, hay que decir que dichos picos aparecen en cada transición de los interruptores, es decir en cada flanco del PWM y es el resultado de las capacitancias parasitas propias de los interruptores e inductancias parasitas inherentes a la PCB. Con el objetivo de minimizar sus efectos y evitar que se generen sobrepicos de tensión y/o corriente excesivos, se incluyeron pequeñas redes snubber de tipo capacitivo cuyos valores de capacitancia se determinaron mediante un proceso heurístico que buscaba minimizar sus efectos, sin llegar a afectar demasiado la conmutación de los interruptores. El valor final de capacitancia para dicha red fue de 200 pF, valor para el que como se aprecia en las figuras 4-1, mantiene los picos de corriente y tensión en los niveles adecuados para evitar daños de los interruptores y demás elementos, además de reducir su sobrecalentamiento.

4.4 Estimación del SOC

Por otro lado, dada la necesidad planteada en el objetivo de operar el SAE teniendo en cuenta el SoC de la batería para así disminuir su deterioro, se realiza una prueba de medición del SoC de la batería usando el método de resistencia interna, para así llevar a cabo su debida caracterización. Para esta parte, se cargó el banco de baterías hasta un SoC de alrededor del 95 %, valor que fue establecido a partir de la lectura de la tensión de circuito abierto. Luego de ello, se descargaron las baterías conectando el banco a una carga resistiva de 8Ω . Durante este proceso se mide la corriente de descarga para intervalos de tiempo iguales a un minuto, este valor se promedia para integrarlo y obtener así el valor de la carga extraída, lo que al conocer el SoC inicial y el valor de la capacidad nominal del banco de baterías ($C_0 = 8 Ah$), permite hacer uso de la ecuación (1-7) y establecer así el SoC actual de la batería. Este proceso es llevado a cabo hasta que la batería alcanza un valor cercano al 10 % en su SoC. Luego, con las lecturas de corriente y tensión tomadas durante este mismo proceso de descarga, se obtiene el valor de la resistencia interna de las baterías. Finalmente, se cruza la información de la resistencia interna de las baterías con la del SoC obtenida del conteo de cargas, dando como resultado los datos mostrados en la figura 4-5, en la cual se muestra la dependencia la resistencia interna frente a su estado de carga.

Figura 4-5: Caracterización de la resistencia interna del banco de baterías en función del SoC.



La información obtenida de la figura 4-5 permite establecer claramente cuando el banco de baterías se encuentra completamente cargado o cercano a la descarga, pues el valor de su resistencia interna es notablemente superior en esos casos que para el resto de valores de SoC. Sin embargo, dado que el valor de resistencia es relativamente alto tanto para SoCs superiores a 84 % e inferiores al 19 %, resulta la incógnita de como diferenciar entre estos dos estados (un estado de carga o descarga total). Para solucionar esto, se hace uso de la hoja de datos del fabricante de la batería, en donde se reporta el valor de 1,70 V/celda como la tensión de descarga de la batería para descargas profundas, lo que conlleva a una tensión total de 20,4 V. De esta forma, se establece que si la tensión es de este valor o inferior, y la resistencia interna de la batería (tomada a partir de la tensión y corriente en la batería) es superior a 17 m Ω , se concluye que la batería se encuentra descargada. Por otro lado, si la tensión de la batería es superior a este valor y la resistencia interna es superior a 17 m Ω , se asegura que la batería se encuentra cargada. Lo anteriormente dicho se transforma en código dentro del DSP mediante una serie de condicionales para completar así el algoritmo de funcionamiento descrito en la figura 2-1.

5. Conclusiones

Se construyó un prototipo de convertidor bidireccional capaz de permitir el flujo de potencia entre sus puertos, manteniendo el nivel de tensión del puerto de salida alrededor del punto de referencia fijado y desarrollado para potencias no superiores a 300 W. Estas características le permiten al dispositivo operar dentro de una nano-red DC como elemento de almacenamiento de energía y soporte ante ausencia de fuentes externas.

Para el desarrollo del prototipo SAE se establecieron las características funcionales con las que debería cumplir el prototipo, fijando así los niveles de tensión y corriente que debería soportar. Además, con el ánimo de facilitar el desarrollo y construcción del SAE, también se fijaron criterios de eficiencia y simplicidad, siendo esta última característica la que disminuye los costos de implementación y esfuerzos de modelamiento. Una vez sentada la base de criterios y necesidades del proyecto, se realizó una detallada búsqueda bibliográfica entre las diferentes topologías existentes, analizando sus diferentes cualidades y contrastándolas con las necesidades del proyecto. De ello, se determinó que aunque la topología buck-boost no es la que presenta las mejores bondades, si es la que mejor se ajusta a las necesidades del proyecto previamente establecidas.

Con el modelamiento matemático detallado que se realizó del convertidor elegido, se obtuvo mayor información de su funcionamiento que fue de gran utilidad para la determinación de una estructura de control adecuada, mediante la identificación de algunas características básicas de la planta, como el hecho de que el sistema es de fase no mínima, lo que dificulta un poco la tarea de control. Adicionalmente, junto con algunas características de los elementos usados, también permitió conocer un estimado de las pérdidas del sistema durante su funcionamiento y los rangos de elevación máximos.

Aunque en la literatura se encuentran una gran cantidad de tipos de controladores, se preseleccionaron los que de acuerdo a lo reportado en bases de datos científicas y a la información generada a partir del modelamiento matemático del SAE, cumplen con la tarea de control, manteniendo siempre un balance entre esto y la baja complejidad de su estructura. A partir de acá, se concluyó que la estructura de doble lazo anidado con controladores tipo PI para el lazo de tensión y corriente, cumple con lo requerido para moldear la respuesta en frecuencia del sistema. Igualmente, esta estructura tiene la gran ventaja de facilitar de forma simple el control de sistema de fase no mínima que posee el SAE desarrollado. Por otra parte, de acuerdo a la información de literatura especializada, esta estructura ofrece una muy buena respuesta ante perturbaciones en el sistema, ofreciendo así muy buenas características de robustez. Asimismo, se reportan menores valores de rizo de corriente lo que resulta de utilidad al tener en cuenta que esta corriente en la bobina es la misma que la que se extrae/inyecta a la batería, con lo cual se contribuye al mejoramiento de la vida útil de todo el banco de baterías.

Siguiendo los mismos lineamientos con los que se eligió la estructura de control anterior, se elige también a los controladores deslizantes para ser desarrollados. Sin embargo, surge un argumento adicional, pues como se vio en el modelamiento, el sistema es bilineal

(productos entre el ciclo útil y la corriente o tensión) y además opera mediante PWM, es decir que solo admite operaciones de tipo ON/OFF y el control deslizante es muy apropiado para esto, pues se concibe a partir de acciones de control discontinuo. Por lo anterior, se puede afirmar que las características no lineales del convertidor no serían las más adecuadas para un controlador como el de doble lazo presentado, por lo que una estructura de control no lineal como la deslizante resulta más conveniente.

Habiendo evaluado previamente los controladores y la planta mediante una fase de simulación, se construye el prototipo SAE acatando las recomendaciones técnicas para su funcionamiento, y se prueban los tres controladores elegidos. Con base en los resultados obtenidos de las pruebas, se realizó una evaluación de cada uno de ellos, obteniendo que de forma general, se puede asegurar que los tres controladores regulan satisfactoriamente la tensión de salida (objetivo principal) en el punto de operación nominal. No obstante, su respuesta frente a perturbaciones es distinta, siendo el controlador clásico el que toma un mayor tiempo de establecimiento de 382 ms, pero quien desarrolla el sobrepico de menor valor de 16.3 V. Por otro lado, el controlador deslizante alternativo presenta lo que se considera una mejor respuesta al tener un menor tiempo de establecimiento (199 ms) y un sobrepico moderado de 15.7 V, mientras que el PID deslizante ofrece el mejor tiempo de restablecimiento de los tres controladores con 197 ms, pero su sobrepico resulta en un inconveniente al ser de 22.6 V, sobre todo si se tiene en cuenta el tipo de aplicaciones sobre las cuales se encuentran desarrolladas las nano-redes de baja tensión que se mencionan en el capítulo 1.2.1. De lo anterior se puede afirmar que los controladores deslizantes muestran en general una mayor robustez y permiten el funcionamiento para un amplio rango de operación, lo cual resulta especialmente adecuado para el SAE dadas las condiciones cambiantes que pueden suceder en la nano-red, como cambios en el nivel de tensión de las baterías, cambios en la carga y sobre todo, los múltiples valores de corriente que pueden ser positivos o negativos.

5.1 Productos derivados

Se desarrolló un prototipo funcional de sistema de almacenamiento energético, capaz de operar para diferentes niveles de tensión a la salida inferiores a 60 V, desarrollando potencias menores o iguales a 300 W. Adicionalmente, cuenta con una interfaz sencilla que permite su fácil manejo.

J. S. Sanchez, C. L. Trujillo, M. Davila, “Adaptive control of a PFC batteries charger” 3th IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA), 2017.

J. S. Sanchez, G. A. Baquero, C. L. Trujillo “Electric Vehicle Battery Charger with Regenerative Braking and Photovoltaic Supply” 12th conference on sustainable development of energy, water and environment systems (SDEWES-Dubrovnik), 2018.

J. S. Sanchez, “Control basado en pasividad con estrategia adaptativa de un sistema de almacenamiento energético para una nanored DC” revista ingenierías de Medellín, aceptado para publicación.

5.2 Recomendaciones

Después del trabajo realizado para la construcción de un prototipo funcional de SAE, surgen las siguientes recomendaciones que podrían ser tenidas en cuenta para trabajos futuros.

Probar otros tipos de controladores que puedan llegar a realizar otro tipo de aportes al sistema en cuanto a respuesta a perturbaciones y rapidez.

Incorporar métodos de detección de SoC más complejos que permitan la estimación de éste, no solo para los puntos de carga o descarga profunda, sino también para los puntos intermedios para así poder usar esta información para otros propósitos, tales como tiempo de operación en modo isla a partir de la carga y SOC actual.

Aunque los controladores tipo deslizante ofrecieron un desempeño satisfactorio, hay que recordar que estos fueron digitalizados, cambiando algunas de sus características respecto a la versión analógica, tal y como se evidenció mediante simulación. Por lo que cabe la posibilidad de evaluar estos controladores en su versión analógica.

Anexo A – Digitalización de controladores

Para que los controladores diseñados en las secciones 2.3 y 2.4 pudieran ser implementados en el DSP elegido, fue necesario realizar un proceso de discretización del sistema, dicho procedimiento es el que se presenta detalladamente en este anexo.

Se inicia con el controlador clásico, cuya estructura es tal cual lo muestra la figura presentada en la sección 2.3 y mostrada nuevamente a continuación.

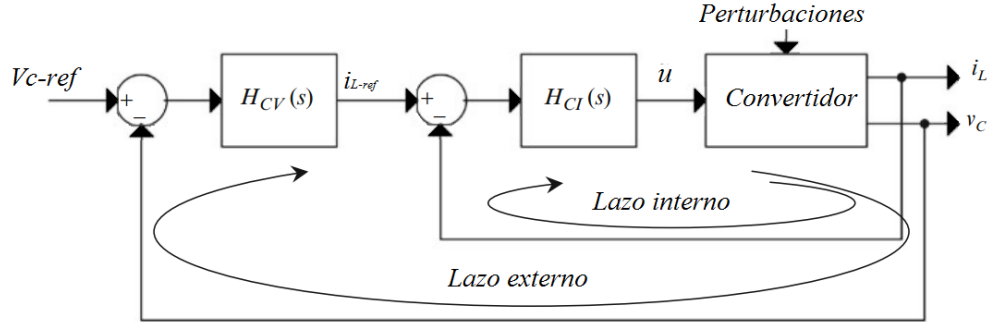


Figura A-1. Esquema de control de doble lazo.

En la sección 2.3 de este libro se obtuvo la función de transferencia de la corriente en la bobina respecto a cambios en el ciclo útil, la cual se presenta enseguida.

$$G_{U \rightarrow i_L} = \frac{49.07}{0.0001s + 0.05731} \quad (\text{A.1})$$

Al transformar la anterior ecuación de transferencia al dominio z e incluir el proceso de muestreo asumiendo un retenedor de orden cero, se debe realizar el procedimiento descrito por la ecuación A.2 donde $\mathcal{Z}\{\}$ denota la transformada z .

$$(1 - z^{-1})\mathcal{Z}\left\{\frac{49.07}{s(0.0001s + 0.05731)}\right\} \quad (\text{A.2})$$

De acuerdo al uso de tablas de transformadas, se usa la equivalencia descrita por la siguiente ecuación.

$$\mathcal{Z}\left\{\frac{a}{s(s+a)}\right\} = \frac{z(1-e^{-aT})}{(z-1)(z-e^{-aT})} \quad (\text{A.3})$$

que al aplicarla a la ecuación A.2, se genera la ecuación A.4:

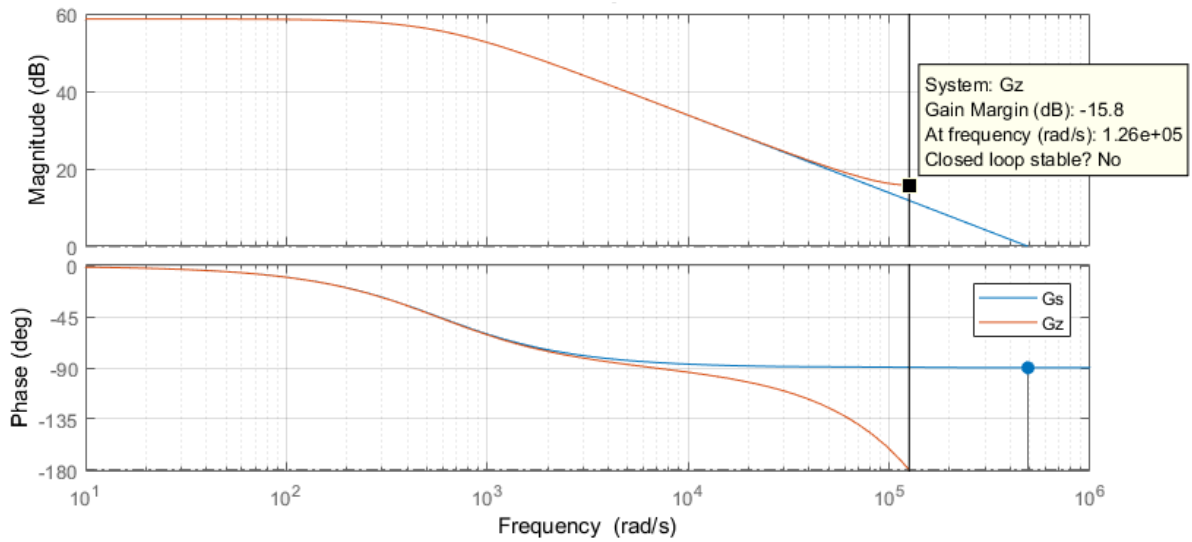
$$856.22055(1 - z^{-1})\left(\frac{z(1-e^{-573.1T})}{(z-1)(z-e^{-573.1T})}\right) \quad (\text{A.4})$$

Teniendo en cuenta que T es el tiempo de muestreo y realizando reducciones algebraicas, se obtiene.

$$856.22055\left(\frac{(1-e^{-0.0143275})}{1-z^{-1}e^{-0.0143275}}\right) = 12.18\left(\frac{z^{-1}}{1-0.985774z^{-1}}\right) \quad (\text{A.5})$$

La comparación del bode del sistema discreto (naranja) con el sistema continuo (azul) se muestra en la figura A-2

Figura A-2. Diagrama de bode de la función de transferencia $G_{U \rightarrow i_L}$ en el dominio s y z.



Como se mencionó en el capítulo 2, el control PI tiene la estructura siguiente.

$$H_{Cl}(S) = K_{pi} \left(1 + \frac{1}{sT_{ic}} \right) \quad (A.6)$$

Para convertir de PI continuo al PI discreto se hace uso de la transformación bilineal o “tustin” que consiste en realizar la siguiente transformación de variables, en la que T_s simboliza el tiempo de muestreo.

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (A.7)$$

Logrando la estructura mostrada en la siguiente ecuación

$$k_1 + k_2 \frac{T_s}{2} \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \quad (A.8)$$

Usando los valores de PI continuo encontrados en la sección 2.3, y mostrados nuevamente en la tabla A1, se obtiene el PI discreto para el lazo de corriente

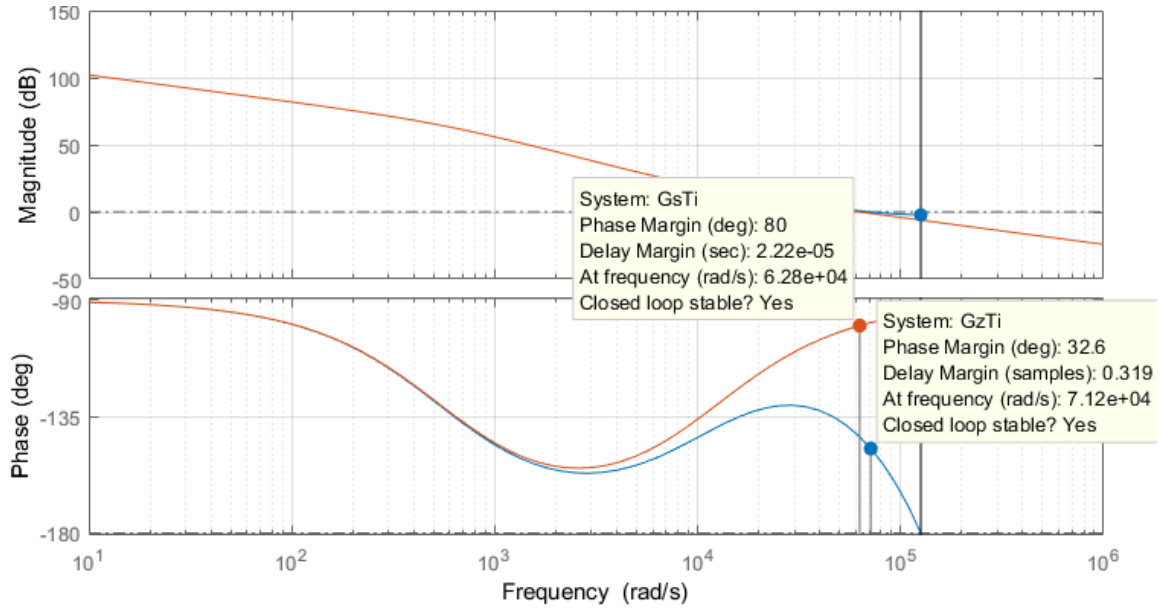
$$0.12585 + 0.01835083125 \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \quad (A.9)$$

La respuesta en lazo abierto del controlador diseñado y la función de transferencia de la corriente-ciclo útil, se muestra en la siguiente figura, en la que se comparan los sistemas en el dominio z y el dominio s.

Controlador del lazo de corriente		Controlador de lazo de tensión	
K_{pi}	T_{iv}	K_{pv}	T_{iv}
0.12585	$8.5725 \cdot 10^{-5}$	$5.55 \cdot 10^{-5}$	$1.5835 \cdot 10^{-6}$

Tabla A1. Constantes de los controladores PI del SAE.

Figura A.3 Respuesta en frecuencia del sistema control-planta para el lazo de corriente en el dominio s y z.



Como se observa en la figura hay una desviación relativa en los márgenes del sistema en s y en z , sobre todo en el margen de fase siendo 32.6° para el sistema en z y 80° para el sistema en s . Esta fue la razón por la que se estableció un margen de fase relativamente grande, pues se preveía este comportamiento y se quiso dejar un margen que al discretizar el sistema aun mantuviera un margen de fase superior a los 30° .

Ahora se tratará enseguida lo concerniente al lazo externo, para lo cual se presenta nuevamente la función de transferencia de como la corriente en la bobina afecta la tensión de salida.

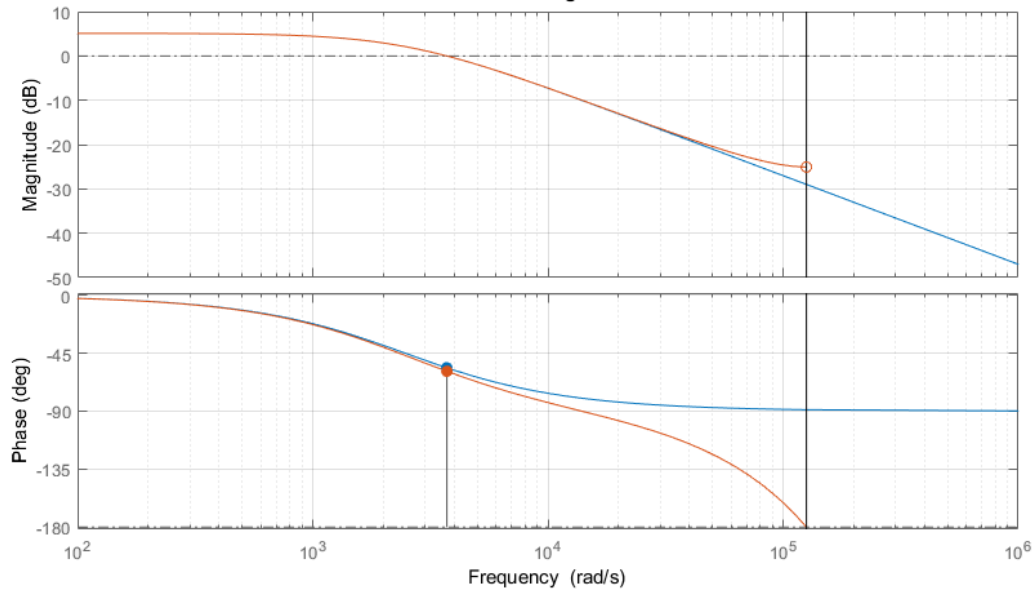
$$G_{i_L \rightarrow v_c} = \frac{0.4465}{0.00015s + 0.248} \quad (\text{A.10})$$

Siguiendo el mismo procedimiento para el lazo de corriente, se inicia discretizando la función de transferencia anterior incluyendo el retenedor de orden cero, obteniendo como resultado.

$$\frac{0.1082}{z - 0.9399} \quad (\text{A.11})$$

El diagrama de bode de esta función de transferencia en el dominio z (naranja) y su análoga en el dominio s , es presentado en la siguiente figura.

Figura A.4 Respuesta en frecuencia de la planta del lazo externo en el dominio s y z.

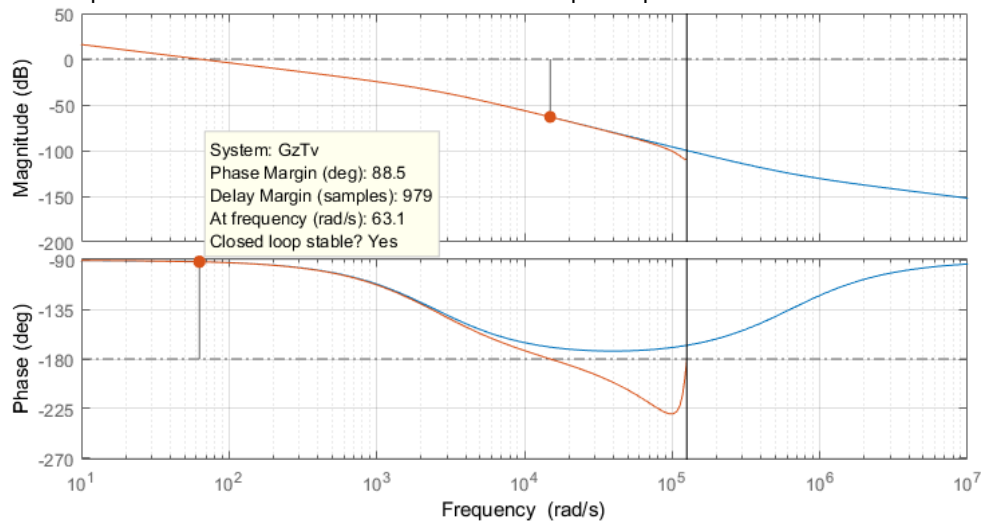


Realizando el mismo procedimiento realizado para el lazo de corriente, se obtiene el PI correspondiente al lazo de tensión en el dominio z.

$$5.55 \cdot 10^{-5} + 4.38111775 \cdot 10^{-4} \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \quad (\text{A.12})$$

En la siguiente figura se muestra la respuesta en frecuencia de los sistemas en el dominio s (azul) y en el dominio z (naranja). En esta ocasión hay una gran coincidencia entre los dos dominios para los márgenes del sistema, pues el ancho de banda del lazo fue fijado a una frecuencia mucho menor que la frecuencia de muestreo, pues como se aprecia en esta figura, los sistemas empiezan a discrepar una vez están cerca de la frecuencia de muestreo.

Figura A.5 Respuesta en frecuencia de sistema controlador-planta para el lazo externo en el dominio s y z.



Para la implementación de los controladores y conviniendo la estructura de la siguiente ecuación para los PI.

$$m_1 + m_2 \left(\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) = \frac{Y}{E} \quad \text{con } m_1 = k_1 \text{ y } m_2 = k_2 \frac{T_s}{2} \quad (\text{A.13})$$

Operando esta ecuación para despejar la salida (y)

$$E(m_1 + m_2) + E(m_2 - m_1)z^{-1} + Yz^{-1} = Y \quad (\text{A.14})$$

Ahora pasando esta última ecuación en el dominio Z a una ecuación en diferencias en el que z^{-1} equivale a un retardo unitario.

$$e_{[k]}(m_1 + m_2) + e_{[k-1]}(m_2 - m_1) + y_{[k-1]} = y_{[k]} \quad (\text{A.15})$$

Control por superficie deslizante

El control por superficie deslizante se lleva a cabo mediante la implementación de ecuaciones que incluyen los operadores integración y derivación, los cuales actúan sobre las variables del SAE. Las ecuaciones de las dos superficies deslizantes que se desarrollan en este libro, se presentan nuevamente en la ecuación A.16.

$$k_1(v_c - v_{ce}) + k_2 \int (v_c - v_{ce})dt + k_3 \frac{d}{dt}(v_c - v_{ce})$$

$$S = k_1 i_L + k_2 \int (v_c - v_{ce})dt + k_3 (v_c - v_{ce}) = k_1 x_1 + k_2 x_3 + k_3 x_2 \quad (\text{A.16})$$

Por lo anterior, solo basta definir desarrollar estos operadores en ecuaciones en diferencias, para lo cual primero se presenta la ecuación en el dominio Z del integrador en la ecuación A.17

$$\frac{Y}{X} = k_i \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad (\text{A.17})$$

Que al despejar la salida del sistema (Y) y al aplicar nuevamente el método de programación directa resulta en la siguiente ecuación en diferencias A.18.

$$y_{[k]} = k_i (x_{[k]} + x_{[k-1]}) + y_{[k-1]} \quad (\text{A.18})$$

En cuanto al derivador, su estructura en el dominio z es como lo muestra la ecuación A.19

$$\frac{Y}{X} = k_d \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (\text{A.19})$$

Transformando esta última ecuación a una ecuación en diferencias, se obtiene:

$$y_{[k]} = k_d (x_{[k]} - x_{[k-1]}) - y_{[k-1]} \quad (\text{A.20})$$

Con estos dos operadores definidos, solo se requiere reemplazarlos en las dos superficies deslizantes de la ecuación A.16 e ingresarlas en el código.

Anexo B – Código de programación

En este anexo se muestra el código usado para la programación del DSP XXXXXXXX el cual fue usado para implementar el control del dispositivo SAE. Lo anterior se hace para mostrar detalladamente el proceso de configuración de la mayoría de los módulos de este DSP y la programación del controlador clásico.

```
//CONEXIONES

//A0*/ vbat Pin30 //A1*/ ibat Pin70 //A2*/ vout Pin29 //A3*/ iout Pin26 //EPWM2A PIN38 //EPWM2B PIN37 ESTAES
LASALIDAPRINCIPAL

#####

//Included Files

#include "F28x_Project.h"

#include "math.h"

//funciones prototipo

void ConfigureADC(void);

void ConfigureEPWM(void);

void SetupADCEpwm(Uint16 channel);

interrupt void adca1_isr(void);

void InitEPwm2Gpio(void);

void InitEPwm2Example(void);

__interrupt void epwm2_isr(void);

//-----definiciones para el PWM-----

#define EPWM2_MAX_DB 0x03FF

#define EPWM2_MN_DB 0

#define DB_UP 1

#define DB_DOWN 0

//variables Globales

Uint16 EPwm2_DB_Direction;

float vbat; //valor de tension en la bateria con acondicionamiento inverso

float ibat=0.0; //valor de corriente en la bateria con acondicionamiento inverso

float vout=0.0; //valor de tensión en de salida con acondicionamiento inverso

float iout; //valor de corriente en la bateria con acondicionamiento inverso
```

```

//-----VARIABLES DEL CONTROLADOR CLASICO-----
// _____Variables del controlador de corriente_____

float kp_a=0.01;

float ki_a=280.0;

float a0=0.0;

float a1=0.0;

//Salida presente y pasada del controlador

float ya_0=0.0;

float ya_1=0.0;

//Error presente y pasado del controlador

float ea_0=0.0;

float ea_1=0.0;

// _____Variables del controlador de tensión_____

// coeficientes del controlador PI

float kp_b=0.03; //0.03

float ki_b=3.5;

float b0=0.0;

float b1=0.0;

// salida presente y pasadas del controlador

float yb_0=0.0;

float yb_1=0.0;

// entrada presente y pasadas del controlador

float eb_0=0.0;

float eb_1=0.0;

float ref_vol=30.0; //63.0 para aproximadamente 48 a la salida

float Ts=0.000025; // 1/Fs=1/40000

void main(void)

{ // asignación de valores de coeficientes de controladores

  a0=(ki_a*Ts*0.5)+kp_a;

  a1=(ki_a*Ts*0.5)-kp_a;

  b0=(ki_b*Ts*0.5)+kp_b;

```

```

    bl=(ki_b*Ts*0.5)-kp_b;
//Step1. Initialize SystemControl:
//PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
//This example function is found in the F2837xD_SysCtrl.c file.
    InitSysCtrl();
//
//Step2. Initialize GPIO.
//This example function is found in the F2837xD_Gpio.c file and
//illustrates how to set the GPIO to it's default state.
    InitGpio(); //Skipped for this example
##### inicialización de los PWMs #####
//enable PWM2
    CpuSysRegs.POLKCR2.bit.EPWM2=1;
//For this case just init GPIO pins for ePWM2
//These functions are in the F2837xD_EPwm.c file
    InitEPwm2Gpio();
#####
//Disable CPU interrupts
    DINT;
//Initialize the PIE control registers to their default state.
//The default state is all PIE interrupts disabled and flags
//are cleared.
//This function is found in the F2837xD_PieCtrl.c file.
    InitPieCtrl();
//Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
    IER=0x0000;
    IFR=0x0000;
    InitPieVectTable();
//
//Map ISR functions
    EALLOW

```

```

PieVectTable.ADCA1_INT=&adca1_isr;//function for ADCA interrupt 1

PieVectTable.EPWM2_INT=&epwm2_isr;

EDIS;

//configurar ADC y encoder lo
ConfigureADC();

//configurar pwm
ConfigureEPWM();

//conectar pwm para disparar ADC
SetupADCEpwm(0);

// Initialize the Device Peripherals
EALLOW

CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC=0;

EDIS;

InitEPwm2Example();

//Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events
IER|=M_INT1;//Enable group 1 interrupts

//Enable CPUINT3 which is connected to EPWM1-3 INT.
IER|=M_INT3;

//Enable EPWMINTn in the PIE Group 3 interrupt 1-3
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx2=1;

ENI; //Enable Global interrupt INTM

ERTM //Enable Global realtime interrupt DBGM

//enable PIE interrupt
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1=1;

//sync ePWM
EALLOW

CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC=1;

do
{
//start ePWM
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAPEN=1; //enable SOCA

```

```

    EPwm1Regs.TECTL.bit.CTRMODE=0; //unfreeze, and enter up count mode

    //stop ePWM

    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN=0; //disable SOCA

    EPwm1Regs.TECTL.bit.CTRMODE=3; //freeze counter
}while(1);
}

void ConfigureADC(void)
{
    EALLOW

    //write configurations

    AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE=6; //set ADCCLK divider to /4

    AdcSetMode(ADC_ADCA, ADC_RESOLUTION_12BIT, ADC_SIGNALMODE_SINGLE);

    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS=1;

    //power up the ADC

    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ=1;

    //delay for 1ms to allow ADC time to power up

    DELAY_US(1000);

    EDIS;
}

void ConfigureEPWM(void)
{
    EALLOW

    //Assumes ePWM clock is already enabled

    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN =0; //Disable SOC on A group

    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL =3; //Select SOC on up-count

    EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD=1; //Generate pulse on 1st event

    EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA=440; //Fija el punto de disparo del ADC

    EPwm1Regs.TEPRD=882; //Fija el periodo de muestreo del ADC

    EPwm1Regs.TECTL.bit.CTRMODE=3; //freeze counter

    EDIS;
}

```

```

}
void SetupADCEpwm(Uint16 channel)
{
    Uint16 acqps;
    //determine minimum acquisition window (in SYSCLKS) based on resolution
    if(ADC_RESOLUTION_12BIT == AdcaRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION)
    {
        acqps=14; //75ns
    }
    else //resolution is 16-bit
    {
        acqps=63; //320ns
    }
    //Select the channels to convert and end of conversion flag
    EALLOW
    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL=channel; //SOC0 will convert pin A0 (voltaje de bateria: vbat)
    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS=acqps; //sample window is 100 SYSCLK cycles
    AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL=5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
    AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL=1; //SOC1 will convert pin A1 (corriente de bateria: ibat)
    AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS=acqps; //sample window is 100 SYSCLK cycles
    AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL=5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
    AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL=2; //SOC2 will convert pin A2 (voltaje de salida: vout)
    AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS=acqps; //sample window is 100 SYSCLK cycles
    AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL=5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
    AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL=3; //SOC3 will convert pin A3 (corriente de salida: iout)
    AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS=acqps; //sample window is 100 SYSCLK cycles
    AdcaRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL=5; //trigger on ePWM1 SOCA/C
    AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL=0; //end of SOC0 will set INT1 flag
    AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E=1; //enable INT1 flag
    AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1=1; //make sure INT1 flag is cleared
    EDIS;
}

```

```

}

interrupt void adca1_isr(void)
{
    AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1 flag
    PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

}

_interrupt void epwm2_isr(void)
{
    /*A0*/ vbat = AdcaResultRegs.ADCRESULT0*0.0077976518554687500; // *(3,3/4096)*9,67854
    /*A1*/ ibat = (AdcaResultRegs.ADCRESULT1*0.005161205)-10.88340807; //ajustado con datos experimentales
    /*A2*/ vout = AdcaResultRegs.ADCRESULT2*0.01657219313964840000; // *(3,3/4096)*20,569607 --- PIN29 -----
    /*A3*/ iout = AdcaResultRegs.ADCRESULT3*0.009765625-20.0;

    //-----
    //-----controlador de tension-----
    eb_0 = ref_vol - vout; //error de la malla de tension
    yb_0 = eb_0*b0 + eb_1*b1 + yb_1; //control de tensión
    //reasignación de valores pasados
    yb_1 = yb_0;
    eb_1 = eb_0;
    ea_0 = yb_0 - ibat; //error de corriente

    //-----
    //-----controlador de corriente-----
    ya_0 = ea_0*a0 + ea_1*a1 + ya_1;
    //reasignación a valores pasados
    ya_1 = ya_0;
    ea_1 = ea_0;

    //----- Fin controlador -----

    //#####cálculo de valor de ciclo útil#####

```

```

if(ya_0>0)
{
    if(ya_0<0.9)
    { EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA=ya_0*625;}
    else
    { EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA=570; }
}
else
{ EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA=0; }

//Clear INT flag for this timer
EPwm2Regs.ETCLR.bit.INT=1;

//Acknowledge this interrupt to receive more interrupts from group 3
PieCtrlRegs.PIEACK.all=PIEACK_GROUP3;
}

//InitEPwm2Example - Initialize EPWM2 configuration
void InitEPwm2Example()
{
    EPwm2Regs.TBPRD=625;          //Set timer period
    EPwm2Regs.TBPHS.bit.TBPHS=0x0000; //Phase is 0
    EPwm2Regs.TBCTR=0x0000;      //Clear counter
    //Setup TBCLK
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE=TB_COUNT_UPDOWN //Count up/down
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN=TB_DISABLE //Disable phase loading
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV=TB_DIV; //Clock ratio to SYSCLKOUT
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV=TB_DIV; //Slow just to observe on
    EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA=312;
    //Set actions
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU=AQ_SET; //Set PWM2A on Zero
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD=AQ_CLEAR
    EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAU=AQ_CLEAR //Set PWM2A on Zero
    EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAD=AQ_SET;
}

```

```

//Active Low complementary PWMs - setup the deadband
EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE=DB_FULL_ENABLE;
EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL=2;//DB_ACTV_LO;
EPwm2Regs.DBCTL.bit.IN_MODE=DBA_ALL;
EPwm2Regs.DBRED.bit.DBRED=5; //Rising edge of the dead band
EPwm2Regs.DBFED.bit.DBFED=5; //falling edge of the dead band
EPwm2_DB_Direction=DB_UP;

//Interrupt where we will modify the deadband
EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTSEL=ET_CTR_ZERO; //Select INT on Zero event
EPwm2Regs.ETSEL.bit.INTEN=1; //Enable INT
EPwm2Regs.ETPS.bit.INTPRD=ET_3RD //Generate INT on 3rd event
}

//InitEPwm2Gpio - Initialize EPWM2 GPIOs
void InitEPwm2Gpio(void)
{
    EALLOW

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPI02=1; //Disable pull-up on GPI02 (EPWM2A)
    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPI03=1; //Disable pull-up on GPI03 (EPWM2B)

    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPI02=1; //Configure GPI02 as EPWM2A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPI03=1; //Configure GPI03 as EPWM2B
    EDIS;
}

```