



POSGRADOS

MAESTRÍA EN _____

ELECTRICIDAD

RPC-SO-30-No.508-2019

OPCIÓN DE
TITULACIÓN:

ARTÍCULO PROFESIONAL DE ALTO NIVEL

TEMA:

CONTROL NO LINEAL DE CONVERTIDORES PARA MEJORAR
LA ESTABILIDAD Y CONFIABILIDAD DE UNA MICRORRED CC
CONECTADA A LA RED DE DISTRIBUCIÓN

AUTOR:

MIGUEL ANGEL MARCHAN VACA

DIRECTOR:

FRANKLIN ILLICH KUONQUI GAINZA

GUAYAQUIL - ECUADOR
2021

Autores:



Miguel Ángel Marchán Vaca

Ingeniero en Electricidad especialización Potencia

mmarchanv@est.ups.edu.ec

Director:



Franklin Illich Kuonquí Gainza

Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones

Magister en Automatización y Control Industrial

fkunqui@ups.edu.ec

Todos los derechos reservados.

Queda prohibida, salvo excepción prevista en la Ley, cualquier forma de reproducción, distribución, comunicación pública y transformación de esta obra para fines comerciales, sin contar con autorización de los titulares de propiedad intelectual. La infracción de los derechos mencionados puede ser constitutiva de delito contra la propiedad intelectual. Se permite la libre difusión de este texto con fines académicos investigativos por cualquier medio, con la debida notificación a los autores.

DERECHOS RESERVADOS

©2021 Universidad Politécnica Salesiana.

GUAYAQUIL – ECUADOR – SUDAMÉRICA

MIGUEL ÁNGEL MARCHÁN VACA

FRANKLIN ILLICH KUONQUÍ GAINZA

CONTROL NO LINEAL DE CONVERTIDORES PARA MEJORAR LA ESTABILIDAD Y CONFIABILIDAD DE UNA MICRORRED CC CONECTADA A LA RED DE DISTRIBUCIÓN

Control no lineal de convertidores para mejorar la estabilidad y confiabilidad de una microrred CC conectada a la red de distribución

Miguel Marchan¹ y Franklin Kuonquí²

¹Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación, Universidad Politécnica Salesiana (UPS),
Guayaquil 09-01-5863, Ecuador, Email: mmarchanv@est.ups.edu.ec, fkuonqui@ups.edu.ec

Resumen—Este estudio presenta el control no lineal de convertidores de potencia para mejorar el desempeño dinámico y robustez de una microrred CC conectada a la red de distribución. El esquema de control propuesto se basa en la técnica de linealización por retroalimentación de entrada/salida. A diferencia del modelado clásico de pequeñas señales, que es el más utilizado para el diseño de controladores, el enfoque presentado en este trabajo permite obtener un modelo linealizado de grandes señales de las ecuaciones del sistema. La linealización se realiza mediante la retroalimentación de algunos de los términos no lineales. Por lo tanto, se puede proporcionar estabilidad y rendimiento robustos ante perturbaciones y variaciones paramétricas. Además, se introduce un algoritmo de gerenciamiento de potencia basado en el estado de Carga (SoC) para cargar/descargar la batería y garantizar el equilibrio de la potencia del sistema. Los resultados de la simulación se presentan para evaluar el rendimiento y la robustez de la estrategia de control propuesta.

Palabras Claves—Gerenciamiento de potencia, microrred CC, flujo de potencia bidireccional, convertidor CC-CC, convertidor CA-CC.

I. INTRODUCCIÓN

Hoy en día, la integración de fuentes de energía renovable, como la energía solar y eólica, en la red eléctrica de corriente alterna (CA) actual se ha convertido en una gran preocupación para la comunidad investigadora de todo el mundo debido a su naturaleza fluctuante y espacialmente distribuida [1]–[3]. De hecho, en los últimos años, la penetración de estas fuentes de energía renovable en el sistema de la red eléctrica convencional está aumentando cada vez debido al aumento de la demanda de carga, la crisis de la energía convencional y los problemas ambientales [4], [5].

En este contexto, el concepto de microrred de corriente continua (CC) está aumentando rápidamente en las redes de energía eléctrica y otros sistemas aislados, integrando de forma más eficiente y adaptando mejor algunas de las fuentes de energía renovable, unidades de almacenamiento y cargas CC, donde los convertidores electrónicos de potencia son las principales unidades de procesamiento de potencia para interconectar estas fuentes, lo que facilita la conexión al sistema de potencia convencional [3].

A diferencia de la microrred CA, la microrred CC tiene muchas ventajas como robustez, mayor eficiencia, control simple, conversión de los niveles de voltaje sin transformador, ausencia de potencia reactiva y armónicos, e interfaz natural para fuente renovable, lo que hace que la distribución de

CC sea una opción para construir sistemas más eficientes [9] [6]–[8]. Además, la microrred puede desconectarse de la red de distribución principal, operando en “modo aislado” en algunos casos, como fallas en la red de distribución principal, apagones, y continuar suministrando energía a una parte de sus cargas locales [3]. Por lo tanto, las microrredes CC pueden ser integradas en los sistemas modernos de transmisión de energía, debido a su estructura interna y control de flujo de potencia bidireccional [9], [10].

En resumen, se pueden citar las siguientes ventajas prácticas de una microrred CC: 1) es un sistema híbrido más fácil de construir con diferentes fuentes de alimentación de energía en la microrred; además, puede crecer gradualmente a medida que aumentan las necesidades; 2) posee mayor eficiencia debido a la eliminación de múltiples etapas de conversión de energía y la reducción de los requisitos de filtrado; 3) presenta mayor facilidad para la integración de las fuentes renovables, especialmente para algunas fuentes de CC como fotovoltaica, celda de combustible, batería, supercondensador, etc. 4) resulta más apropiado para alimentación de las cargas de CC de los hogares del futuro, como vehículos eléctricos (EV), diodos emisores de luz (LED) y proyectores [11]–[14].

A pesar de las ventajas mencionadas, las microrredes CC también enfrentan algunos desafíos, tales como: 1) garantizar la confiabilidad de la energía, es decir, suministrar energía sostenible y confiable a la carga o al servicio público; 2) superar los problemas de inestabilidad causados por el comportamiento de carga de potencia constante (CPL) causadas por la regulación de un convertidor de potencia y las interacciones dinámicas entre múltiples convertidores de potencia; 3) integración de la microrred CC en la red de distribución convencional; 4) garantizar el equilibrio de potencia entre las fuentes de energía y las cargas; y 5) lograr una conversión de energía de alta eficiencia y alto rendimiento [4], [11].

Se han introducido varios esquemas de control para garantizar el correcto funcionamiento de la microrred en modo conectado a la red o en modo aislado [15]. Se puede encontrar una revisión completa de las microrredes de CC en [4], [9]–[11].

Por otro lado, una de las preocupaciones principales durante el diseño de una microrred CC es su estabilidad, cuya unidad básica para la estabilización y lograr la integración entre cargas y fuentes es el convertidor de potencia [3], [5].

Los convertidores de potencia desacoplan las cargas y las fuentes de las perturbaciones y ajustan los niveles de voltaje requeridos por cada dispositivo de la red. En las microrredes CC en “modo aislado” sin comunicación, el sistema opera en un esquema de control distribuido donde cada unidad tiene un controlador cuya decisión se basa en las variables locales disponibles [4] [16]. En tal contexto, la estabilidad se obtiene comúnmente mediante fuentes que controlan en paralelo el voltaje del bus CC de forma cooperativa. Una práctica común para lograr esto sin sobrecargar algunas fuentes es incluir una resistencia virtual en la salida del convertidor de potencia de las fuentes, tal técnica es conocida como control por *droop* [5], [17]–[20].

El control por *droop* aumenta la resistencia de salida de cada fuente, lo que las aleja de una fuente ideal y, en consecuencia, existe una mayor interacción entre las fuentes y las cargas. Tal interacción hace que la estabilidad de voltaje del bus sea más dependiente del tipo de carga acoplada al sistema.

A continuación, hay que garantizar la estabilidad de los convertidores de potencia, debido a que la interacción entre ellos y las variaciones de carga pueden volver inestables las etapas de conversión [1], [3], [5], [11], por lo tanto, los convertidores locales deben estar bien sintonizados [3]. Por lo tanto, para aumentar la robustez del bus de voltaje y evitar el problema de las cargas de potencias constantes, se propone el diseño de controladores basados en la estrategia de control de linealización por retroalimentación de entrada/salida (FLC) [21], [22] para las fuentes que controlan en paralelo el voltaje del bus de forma cooperativa. Además, este trabajo adopta la estrategia de control por *droop* para operar de manera cooperativa con la regulación del bus de voltaje CC, y evitando así el problema de distribución de carga, donde cada fuente (panel solar, batería, y red convencional) debe proporcionar energía a la carga proporcional a su capacidad de energía. De esta manera, se evita que algunas fuentes se sobrecarguen, aumentando la estabilidad del sistema y la confiabilidad de los sistemas de energía distribuida. Por último, este trabajo introduce una estrategia de gerenciamiento de energía para controlar el modo de operación de los convertidores del sistema y garantizar el balanceo de potencia de la microrred conectada a la red convencional de CA.

El artículo está organizado de la siguiente manera. La Sección II introduce la descripción de la microrred CC conectada a una red de distribución CA convencional. La Sección III aborda la operación y el control de la microrred DC conectada a la red. La Sección IV resume la evaluación de los resultados de la simulación. Finalmente, la Sección V presenta las principales conclusiones.

II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA Y DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

A. Descripción de Elementos de la Microrred CC

Este estudio aborda la operación y control de una microrred de CC conectada a la red de distribución, tal como se muestra en el esquema de la Fig. 1. La microrred CC está compuesta por fuentes de energías y cargas. Las fuentes de

energías son las siguientes: un sistema fotovoltaico, un sistema de almacenamiento de energía por batería (BESS) y la red de distribución convencional. Las fuentes se conectan a la microrred CC a través de convertidores de potencia, cuyo control dicta su comportamiento [5], [11], [16]. El sistema fotovoltaico se conecta al bus CC mediante un convertidor *Boost* (elevador) [5] y opera el seguimiento del punto máximo de potencia (MPPT). El BESS se conecta al bus CC mediante un conversor bidireccional *dual active bridge* (DAB) [23] y la red convencional mediante un convertidor trifásico CA-CC [24], mientras que al bus CC se conectan dos cargas, una lineal y otra no lineal. La carga no lineal es representada como una carga de potencia constante que se debe a la regulación de carga del conversor *buck* (reductor) [3], mientras que la carga lineal se representa como una resistencia.

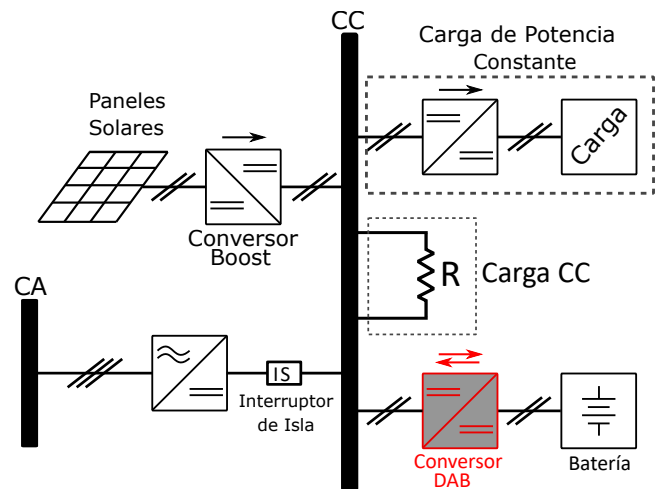


Fig. 1. Arquitecturas de una microrred CC conectada a la red.

Fuente: Elaborada por el autor (2021)

B. Desafíos y Problemas en una Microrred CC

Debido a las preocupaciones ambientales y la continua disminución del precio, las generaciones fotovoltaicas han aumentado en los últimos años. La intermitencia de las generaciones fotovoltaicas requiere la integración del almacenamiento de baterías en la red. La combinación de PV, almacenamiento de baterías y cargas puede formar una microrred (ver Fig. 1). Cuando la red de distribución está presente, la microrred funciona en modo conectado a la red para intercambiar energía entre ellos, y el almacenamiento de la batería puede realizar diferentes funciones, como control de frecuencia, reserva instantánea y reducción de picos. Si ocurre una perturbación en la red principal, la microrred puede desconectarse para operar en modo aislado.

Además, las microrredes CC tienen cargas activas no lineales con una característica de potencia constante en sus terminales de entrada, que surgen de convertidores regulados, comúnmente denominados CPL [1], [3], [5], [11]. Este tipo de cargas no lineales introducen oscilaciones no deseadas en el bus de voltaje que pueden degradar el margen de estabilidad o

incluso desestabilizar el sistema, aunque cada etapa está bien diseñada para una operación independiente [3], [5], [11].

En este contexto, uno de los principales desafíos es controlar de manera coordinada cada etapa de conversión, además de controlar el flujo de potencia de la red convencional y la microrred. Otro desafío, es garantizar la estabilidad de los convertidores de potencia, debido a la interacción entre ellos y las variaciones de cargas. Las etapas de conversión pueden volverse inestables, por lo tanto, los convertidores locales deben estar bien sintonizados. Por otro lado, las fuentes bajo MPPT intentan maximizar la inyección de energía disponible a la microrred CC independientemente del estado de la red. En condiciones meteorológicas constantes, el PV y el convertidor de potencia se pueden modelar como una fuente de potencia constante (CPS) cuando se ven en los terminales de bus, como se ilustra en la Fig. 2. Esto significa que a pesar de la variación en el voltaje del bus, la corriente proporcionada por el convertidor de potencia se adapta para seguir inyectando una potencia constante. En este contexto, el sistema PV en este trabajo opera con el algoritmo MPPT mediante perturbación y observación (P&O). Por lo tanto, en este trabajo, el sistema PV puede modelarse como una CPS, es decir, inyectando energía en el bus común de CC.

Otro desafío es manejar de manera cooperativa las fuentes de voltajes que conectan al bus de voltaje CC. Las fuentes de voltaje en este trabajo son el BEES y la red convencional conectada mediante un conversor CA-CC. Además de que el bus CC debe ser capaz de compensar las oscilaciones causadas por las cargas no lineales conectadas a la bus CC.

La carga no lineal en este trabajo se modela con un convertidor buck alimentando a una carga resistiva con su salida regulada por un sistema de control en lazo cerrado (controlador PI). De esta manera el convertidor buck se puede modelar como una CPL, tal como se muestra en la Fig. 2.

La Fig. 2 muestra el circuito de microrred equivalente global conectada a la red, donde P_{pv} , P_{CPL} y P_R representan la potencia total del sistema fotovoltaico, CPL y resistencia, respectivamente.

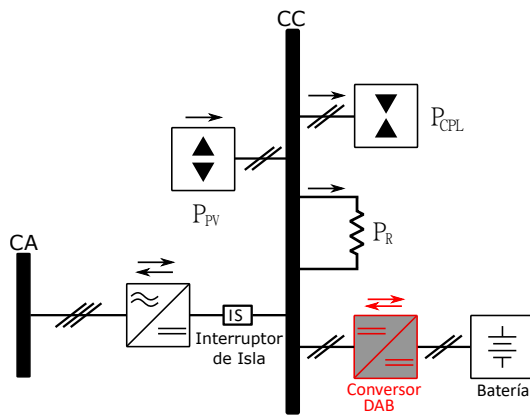


Fig. 2. Modelo (Reducido) equivalente de la Microrred.
Fuente: Elaborada por el autor (2021)

III. OPERACIÓN Y CONTROL DE LA MICRORRED CC

El principal desafío es garantizar la fiabilidad energética de la microrred CC conectada con la red de distribución. El desequilibrio de potencia entre las fuentes de energía y las cargas es el principal problema, ya que afecta la confiabilidad de la microrred CC. Así, en esta sección, se introducen un algoritmo de control de gestión de energía, modo de operación y controladores locales de los convertidores, con el objetivo de asegurar un correcto funcionamiento de la microrred CC.

A. Configuración y Funcionamiento del Sistema

La estructura general de la microrred de CC propuesta se muestra en la Fig. 1. Todos estos componentes están conectados al bus CC común a través de convertidores electrónicos de potencia apropiados, excepto la carga CC que está directamente conectada al bus. En esta configuración, el sistema fotovoltaico se considera como la fuente de energía primaria, lo que significa que tiene la máxima prioridad para el suministro de energía y está conectado al bus CC a través de un convertidor elevador CC-CC unidireccional. El BEES y la red principal se conectan mediante convertidores bidireccionales. El objetivo de ambos es controlar de forma coordinada el bus de voltaje CC, además de equilibrar la generación con la demanda de carga, almacenando el exceso de energía del sistema fotovoltaico durante condiciones de carga ligera y entregando energía durante condiciones de carga pesada.

B. Gerenciamiento de Energía

El gerenciamiento de la energía y el control del voltaje del bus de los sistemas de microrredes pueden ser una tarea complicada, ya que, por ejemplo, la salida de potencia fotovoltaica cambiará a medida que cambie la irradiancia; la carga no siempre es constante; DER y BESS tienen diferentes respuestas dinámicas, por nombrar algunas. Por lo tanto, para suministrar energía confiable y de alta calidad a los usuarios, el sistema de gerenciamiento de energía debe considerar estos factores [11].

En este artículo, el algoritmo de gerenciamiento de energía controla el modo de operación del BESS y el convertidor trifásico CA-CC, además de desconectar/conectar la microrred de la red de distribución. El modo de funcionamiento de la batería se determina en función de su estado de carga (SoC); por lo tanto, el SoC de la batería debe tenerse en cuenta en el algoritmo de gerenciamiento de energía. Además, el sistema de batería tiene tres modos básicos debido a su naturaleza de flujo de energía bidireccional: (i) *modo de descarga de batería*; (ii) *modo de carga de la batería*; y, (iii) *modo de espera* (SoC fuera de límite). En este contexto, la operación de la batería debe cambiar sin problemas entre tres modos de operación, dependiendo de las condiciones de energía de la microrred de CC.

En el *modo de descarga de la batería*, el convertidor DAB regula la tensión bus CC (v_{dc}), mientras que, en el *modo de carga de la batería*, controla la corriente para cargar la batería. Por lo tanto, hay un problema que resolver cuando el BESS está en modo de carga de batería, porque otras fuentes deben

regular el voltaje del bus de CC. Para la microrred de CC en estudio (véase la Fig. 1), solo la red de distribución puede realizar dicha tarea ya que el sistema fotovoltaico se encuentra configurado como modo de inyección de corriente al bus CC debido al control por MPPT para proporcionar la máxima potencia disponible de los paneles fotovoltaicos. Debido a que esta microrred en estudio no tiene un enlace de comunicación entre sus elementos, el algoritmo de gerenciamiento de energía puede seleccionar el modo de operación del convertidor DAB y del convertidor trifásico que conecta con la red de distribución.

La Fig. 3 muestra los modos de operación del convertidor DAB, dependiendo del algoritmo de gerenciamiento de energía.

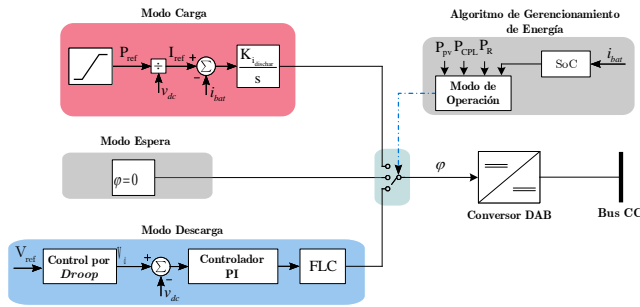


Fig. 3. Esquema de control para el BEES.
Fuente: Elaborada por el autor (2021)

Para seleccionar el modo de operación adecuado (ver Fig. 3), se introduce un esquema descentralizado llamado algoritmo de gerenciamiento de energía, que depende de las potencias de cargas/generación y el SoC de la batería. De esta manera, se pueden definir dos niveles en función del SoC de la batería, ya que el SoC no puede ser superior a un umbral para evitar la reducción en la vida útil de la batería debido a la profundidad de descarga y sobrecarga.

En este trabajo se define SoC de nivel superior ($SoC_{max} = 90\%$) y uno inferior ($SoC_{min} = 40\%$). Para $SoC < SoC_{min}$, el convertidor de potencia DAB debe funcionar en *modo de carga de batería*. Para $SoC > SoC_{max}$, el convertidor de potencia DAB debe funcionar como un *modo de espera* y dejar de absorber energía, porque la unidad de batería está casi completamente cargada, a menos que exista un cambio entre la generación y la carga; se describirán más detalles más adelante. De lo contrario, se pueden seleccionar ambos *modos de operación* (carga o descarga), dependiendo de las condiciones de carga/generación de la microrred CC.

Es importante mencionar que la estimación del SoC de la batería no es el enfoque de este trabajo. Se puede ver más detalles sobre la estimación del SoC en [25]–[27]. Por lo tanto de forma simple, el SoC de la batería [11], [26] viene dado por:

$$SoC(t) = SoC(t_o) - \frac{1}{c_n} \int_{t_o}^t i_{bat} dt \quad (1)$$

donde $SoC(t_o)$ es la estimación inicial del SoC y c_n es la capacidad de la batería. Debido a que la constante de tiempo de la batería es lenta, su dinámica puede despreciarse [11].

Dado que el convertidor bidireccional DAB conecta el BESS al bus CC, la dirección del flujo de energía depende del modo de operación (ver Fig. 3). Debido al control por desplazamiento de fase (SPS) [11], donde φ es el desfase entre ondas, si $\varphi > 0$, se considera que el sistema batería está en modo de descarga; por otro lado, si $\varphi < 0$, se considera que el sistema de batería está en modo de carga. Cuando $\varphi = 0$, la potencia es cero, es decir no entrega potencia.

La Fig. 4 ilustra un diagrama de flujo del algoritmo de gerenciamiento de energía propuesto para seleccionar el modo de operación tanto de la red de distribución como del BESS, con el objetivo de garantizar el equilibrio de energía de la microrred CC conectada a la red. Es importante que el algoritmo de administración de energía propuesto solo requiera información local. La Tabla 1 describe los estados que deciden el funcionamiento de la microrred CC y la red de distribución, donde ST1, ST2 y ST3 son los estados que seleccionan el modo de funcionamiento adecuado del BESS, mientras que AC1, AC2 y AC3 selecciona el modo de operación de la red de distribución. Tenga en cuenta que P_L es la suma de las potencias de las cargas ($P_L = P_R + P_{CPL}$).

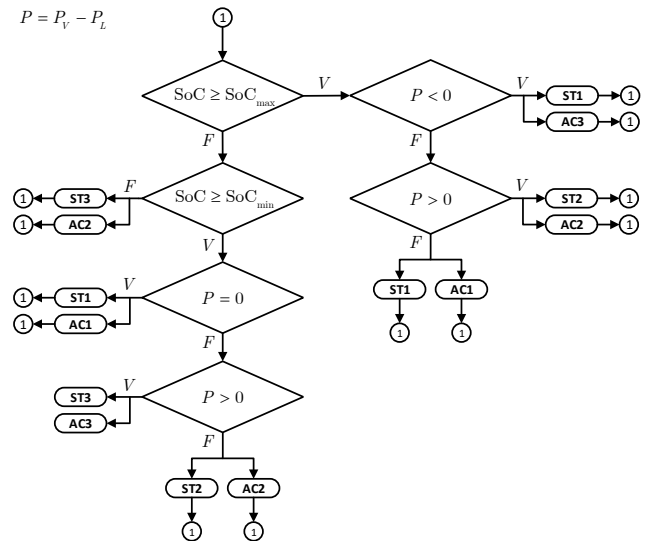


Fig. 4. Diagrama de flujo del algoritmo de gerenciamiento de energía propuesto.
Fuente: Elaborada por el autor (2021)

C. Modelado de los Elementos de la Microrred

Todos los elementos del estudio de caso de la microrred (convertidor de potencia CA-CC, convertidor de potencia CC-CC, sistema fotovoltaico y la carga) están conectados a través de líneas resistivas-inductivas. El circuito de microrred equivalente general se puede ver en la Fig. 5. Observe que los convertidores de potencia CA-CC y CC-CC se modelan como fuentes de voltaje con resistencia de *droop*, lo que indica que la batería y la red de distribución manejarán la misma potencia

TABLA I
DESCRIPCIÓN DE LOS ESTADOS Y ACCIONES DEL ALGORITMO DE GERENCIAMIENTO DE ENERGÍA.

Estado	Descripción
ST1	Selecciona el modo de espera de la batería
ST2	Selecciona el modo descarga de la batería
ST3	Selecciona el modo carga de la batería
AC1	La red no entrega ni absorbe potencia
AC2	La red entrega potencia a la Microrred CC
AC3	La red absorbe potencia de la Microrred CC

cuando ambas entregan energía a la microrred CC. El sistema fotovoltaico y la carga se modelan como una CPS y CPL, respectivamente.

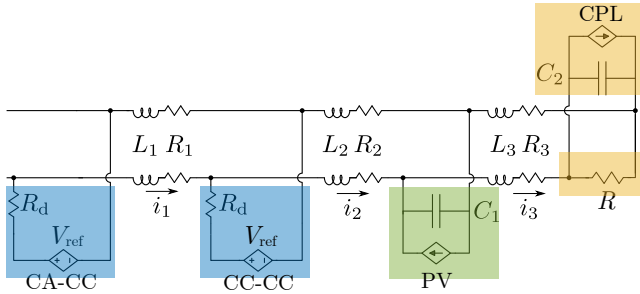


Fig. 5. Modelo simplificado de la red en estudio.
Fuente: Elaborada por el autor (2021)

D. Control del Modo de Descarga de la Batería

De acuerdo con el esquema de control propuesto (ver Fig. 3), en este modo de operación, el convertidor DAB con la unidad de batería regula el voltaje del bus CC común de la microrred. Por lo tanto, el convertidor DAB se establece en control de modo de voltaje para regular el voltaje del bus CC (v_{dc}).

La potencia neta de la microrred CC puede modelarse como $P_T = P_S + P_{CPL}$, lo que da como resultado un modelo simplificado, como se muestra en la Figura 8. Por lo tanto, el convertidor bidireccional DAB CC-CC desempeña el papel de mantener el equilibrio de potencia, dependiendo de las condiciones de carga/generación, mientras se usa la batería para suministrar o drenar energía a la microrred.

La Fig. 6 muestra el circuito del convertidor DAB junto con la unidad de batería.

El convertidor DAB se encuentra controlado mediante SPS modulation [23], [28]. Bajo el control SPS, el flujo de energía $\langle p(t) \rangle_{T_s}$ desde el puente H primario al secundario se puede definir como [29]:

$$\langle p(t) \rangle_{T_s} = \frac{\langle v_i(t) \rangle_{T_s} \langle v_o(t) \rangle_{T_s}}{2\pi a f_{sw} L_r} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (2)$$

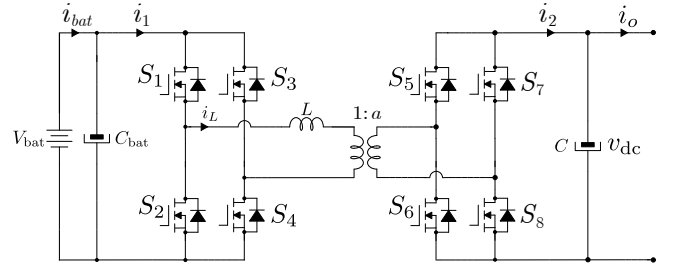


Fig. 6. Circuito del convertidor DAB con el módulo de batería.
Fuente: Elaborada por el autor (2021)

donde el desfase es φ entre las ondas en los extremos del transformador, a es la relación de transformación del transformador de alta frecuencia, L_r es la inductancia del convertidor DAB, f_{sw} es la frecuencia de conmutación, $T_s = \frac{1}{f_{sw}}$ es el período de conmutación, el valor promedio de v_{bat} en un período de conmutación es $\langle v_{bat}(t) \rangle_{T_s}$, y el valor promedio de v_{dc} en un período de conmutación es $\langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s}$, v_p y v_s son ondas cuadradas cuyo ciclo de trabajo es 50 %, y la diferencia de fase entre ellas es φ ($-\frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}$), considerando el control SPS. Por lo tanto, si $\varphi > 0$, v_p se adelanta a v_s . De lo contrario, v_p se retrasa de v_s [28], [29]. Por lo tanto, el flujo de potencia está controlado por la dirección y la magnitud de la corriente del inductor i_L , que se cambia ajustando el desfase φ entre las ondas cuadradas v_p y v_s de los puentes H primario y secundario.

A partir de la ley de corriente de Kirchoff en el terminal de salida del convertidor DAB, se define la ecuación que representa la variación del valor promedio de v_{dc} .

$$C \frac{d \langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_2(t) \rangle_{T_s} - \langle i_o(t) \rangle_{T_s} \quad (3)$$

Las pérdidas de potencia no se consideran en este modelo. Por lo tanto, la corriente del lado secundario se define a partir de la ecuación de balance de potencia [11], [23], [30], de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \langle p(t) \rangle_{T_s} &= \langle i_2(t) \rangle_{T_s} \langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s} \\ \Rightarrow \langle i_2(t) \rangle_{T_s} &= \frac{\langle v_{bat}(t) \rangle_{T_s}}{2\pi a f_{sw} L_r} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

Las siguientes variables están definidas para simplificar el análisis [28]

$$\omega_{sw} = 2\pi f_{sw} \quad , \quad g_m = \frac{1}{\pi a \omega_{sw} L_r} \quad (5)$$

Sustituyendo (4) y (5) en (3), y asumiendo que $\varphi > 0$,

$$C \frac{d \langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = g_m \langle v_{bat}(t) \rangle_{T_s} \varphi (\pi - \varphi) - \langle i_o(t) \rangle_{T_s} \quad (6)$$

con

$$i_o = \underbrace{\frac{v_{dc}}{R}}_{i_R} + \underbrace{\frac{P}{v_{dc}}}_{i_P} \quad \text{and} \quad P = P_{PV} + P_{CPL}$$

El objetivo de control es que el voltaje del bus CC (v_{dc}) permanezca regulado en el punto de operación definido por el voltaje de referencia (V_{ref}) incluso bajo grandes perturbaciones.

Como este convertidor de potencia funciona con control por *droop*, la señal de referencia de voltaje es:

$$V_d = V_{ref} - R_d i_o$$

Dado que CPL introduce la no linealidad en el sistema, los controladores lineales clásicos no son suficientes para mitigar los efectos de las oscilaciones y garantizar la estabilidad del sistema bajo grandes perturbaciones de señal. Por lo tanto, proponemos un controlador no lineal basado en la técnica de linealización por retroalimentación de entrada/salida (FLC) [30].

En este contexto, primero, la linealización de la CPL se realiza para superar la no linealidad introducida por una CPL. En segundo lugar, la ecuación resultante se transforma en una ecuación lineal usando FLC. Finalmente, se presenta el diseño del controlador.

Asumimos el peor de los casos [3] para el diseño del controlador, es decir, cuando la fuente no genera energía, $P_{PV} = 0$, lo que da como resultado la ecuación (7).

Dado que el modelo simplificado de la CPL es no lineal, generalmente se realiza la linealización alrededor de un punto de operación de voltaje V_{dc} . Tenga en cuenta que V_{dc} y P_{CPL} representan el valor de CC (puntos de operación) [3], [5], [30].

$$i_{CPL} \approx 2 \frac{P_{CPL}}{V_{dc}} - \frac{P_{CPL}}{V_{dc}^2} v_{dc}, \quad R_{CPL} = -\frac{V_{dc}^2}{P_{CPL}} \quad (7)$$

La linealización de la CPL produce la siguiente ecuación no lineal (8) donde, la CPL se linealiza alrededor del punto de operación.

$$C \frac{d \langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = g_m \langle v_{bat}(t) \rangle_{T_s} \varphi(\pi - \varphi) - \frac{1}{R_{eq}} \langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s} \quad (8)$$

donde,

$$R_{eq} = R \parallel R_{CPL}$$

El modelo promedio para el convertidor DAB con CPL linealizada (8) es una ecuación de tiempo continuo no lineal debido al producto cruzado entre el desplazamiento de fase (φ) y el cuadrado de φ con el voltaje promedio de la batería de v_{bat} . Tenga en cuenta que la no linealidad introducida por CPL ($P_{CPL} / \langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s}$) no se está tomando en cuenta para el diseño del controlador de linealización por retroalimentación (FLC), ya que se desconoce el valor instantáneo de P_{CPL} .

El lazo de control de voltaje está diseñado con base en la técnica FLC para transformar un sistema no lineal en un sistema lineal, superando la no linealidad (8).

Considerando la ecuación dinámica (8) donde $\langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s}$ es la salida del sistema y φ es la señal de control, se define $u(t)$ como una nueva variable de entrada auxiliar,

$$u(t) = V_{bat} \varphi(\pi - \varphi) \quad (9)$$

para describir una nueva relación lineal (10) que representa la dinámica del voltaje de salida v_{dc} . Se debe tener en cuenta $\langle v_{bat}(t) \rangle_{T_s} = V_{bat}$.

$$C \frac{d \langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = g_m u(t) - \frac{1}{R_{eq}} \langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s} \quad (10)$$

Por lo tanto, la función de transferencia de control de pequeña señal del convertidor DAB con FLC es

$$G_{vd}(s) = \frac{v_{dc}(s)}{u(s)} = \frac{g_m}{C} \left(\frac{1}{s + \frac{1}{CR_{eq}}} \right) \quad (11)$$

Para cumplir con los requisitos de rendimiento de lazo cerrado, se puede diseñar un controlador lineal en base a (11). Tenga en cuenta que R_{eq} varía cuando P_{CPL} o R cambian. Para más detalles ver [30].

Se adopta una estructura de controlador PI (12) para regular el voltaje del bus CC, v_{dc} .

$$C_1(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (12)$$

Asumiendo que el polinomio característico de lazo cerrado está dado por (13) y la región de desempeño deseada por (14), las ganancias del controlador $C_1(s)$ pueden ser sintonizadas (15)

$$\Delta = s^2 + \gamma_1 s + \gamma_0 \quad (13)$$

donde,

$$\gamma_0 = \frac{g_m}{C} K_i = b_0 K_i$$

$$\gamma_1 = \frac{1}{CR_{eq}} + \frac{g_m}{C} K_p = a_0 + b_0 K_p$$

$$\Delta_d(s) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = s^2 + \phi_1 s + \phi_0 \quad (14)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} b_0 & 0 \\ 0 & b_0 \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} K_p \\ K_i \end{bmatrix}}_X = \underbrace{\begin{bmatrix} \phi_1 - a_1 \\ \phi_0 \end{bmatrix}}_B \quad (15)$$

A continuación, se implementa la solución factible para configurar la estructura del controlador (12). El equivalente discreto del controlador diseñado se obtiene mediante el método de Tustin usando una frecuencia de muestreo de $T_s = 1/f_{sw}$.

Finalmente, el valor del parámetro de control φ realmente enviado al modulador SPS se define por,

$$\varphi = \frac{\pi - \sqrt{\pi^2 - \frac{4u(t)}{V_{bat}}}}{2} \quad (16)$$

donde, $\pi^2 - \frac{4u(t)}{V_{bat}} > 0$, y la solución para φ es la raíz negativa ya que φ se define en el diseño de control para operar de 0 a $\frac{\pi}{2}$.

E. Control del Modo de Carga de la Batería

Cuando el convertidor DAB funciona en *modo de carga de batería*, otras fuentes deben regular el voltaje del bus CC común [11]. Como se menciona en la Subsección III(A) y III(B), la red de distribución controlará el bus CC y lo mantendrá regulado cuando el BESS esté en *modo de carga de la batería* (véanse la Fig. 4 y Tabla I). El esquema de control del convertidor trifásico que conecta la red de distribución con el bus CC se introducirá más adelante.

El control del cargador de batería mediante un convertidor bidireccional DAB se propone en la Fig. 3, donde $\varphi < 0$ para este modo de operación. Una potencia deseada, P_{ref} , se genera basada en una función rampa tal como se muestra en la Fig. 3. Note que esta referencia es definida por el diseñador, y se encuentra entre dos valores, uno máximo y uno mínimo.

Luego, la potencia deseada, P_{ref} , se divide por el voltaje del bus CC medido, v_{dc} , para determinar la corriente de referencia.

$$I_{\text{ref}} = \frac{P_{\text{ref}}}{v_{dc}} \quad (17)$$

Finalmente, se usa un controlador integral (18) para asegurar el error de estado estable cero y determinar el valor del parámetro de control φ enviado realmente al modulador de impulsos SPS.

$$C_{\text{Char}}(s) = \frac{K_{i\text{Dichar}}}{s} \quad (18)$$

F. Modelado y Control del Convertidor CA-CC

El circuito del convertidor CA-CC se muestra en la Fig. 7 mientras que el esquema de control se muestra en la Fig. 8. El sistema de control del convertidor de potencia CA-CC (Fig. 11) se basa en las coordenadas dq y consta con dos lazos de control: i) un lazo de corriente rápido interno (corrientes CA) basado en la linealización de retroalimentación (FLC) [22]; y ii) un bucle lento de voltaje CC externo.

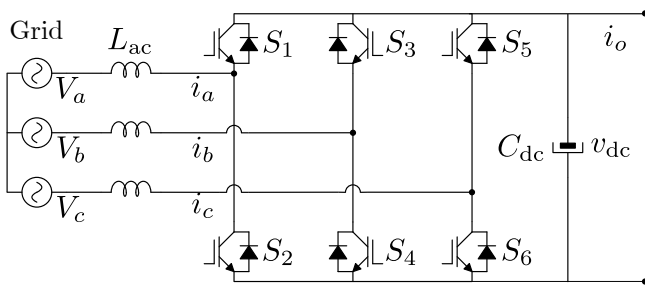


Fig. 7. Circuito del convertidor CA-CC conectado a la red de distribución.
Fuente: Elaborada por el autor (2021)

El modelo del convertidor de potencia CA-CC-CC en coordenadas dq representado en la Fig.11 viene dado por:

$$L_{ac} \frac{di_d}{dt} = \omega_{pll} L_{ac} i_q - v_{dc} u_d + V_d \quad (19)$$

$$L_{ac} \frac{di_q}{dt} = -\omega_{pll} L_{ac} i_d - v_{dc} u_q + V_q \quad (20)$$

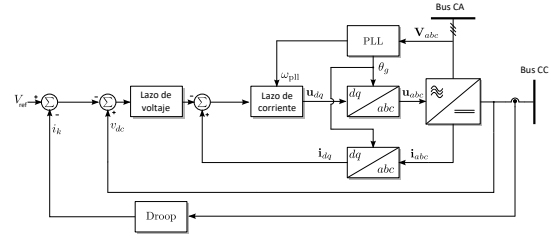


Fig. 8. Esquema de control para el convertidor CA-CC.
Fuente: Elaborada por el autor (2021)

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = i_d u_d + i_q u_q - i_o \quad (21)$$

La frecuencia ω_{pll} se obtiene mediante el lazo de enganche de fase (PLL) del convertidor de potencia CA-CC, que se basa en un controlador PI que impone que el voltaje en cuadratura V_q sea cero en el estado estable.

Usando un control de corriente, los ciclos de trabajo se vuelven

$$u_d = \frac{1}{v_{dc}} [V_d + \omega_{pll} L_{ac} i_q + k_1^i (i_d - i_{\text{ref}}) + k_2^i \xi_d] \quad (22)$$

$$u_q = \frac{1}{v_{dc}} [V_q - \omega_{pll} L_{ac} i_d + k_1^i i_q + k_2^i \xi_q] \quad (23)$$

donde k_1^i y k_2^i son las ganancias proporcional e integral, respectivamente. Las acciones integrales del lazo de control de corriente son:

$$\frac{d\xi_d}{dt} = i_d - i_{\text{ref}} \quad (24)$$

$$\frac{d\xi_q}{dt} = i_q \quad (25)$$

Las ganancias del lazo de control actual se pueden diseñar mediante las siguientes relaciones $k_1^i = 2\zeta_i \omega_i L_{ac}$ y $k_2^i = \omega_i^2 L_{ac}$, donde ζ_i es el factor de amortiguación y ω_i la frecuencia de cruce del lazo de control actual.

En el estado estable, los ciclos de trabajo se convierten en $u_d \cong V_d/v_{dc}$, $u_q \cong -\omega_{pll} L_{ac} i_{\text{ref}}/v_{dc}$, mientras que las corrientes se convierten en $i_d \cong i_{\text{ref}}$ y $i_q \cong 0$, por lo tanto, la dinámica de voltaje CC aproximada se convierte en

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} \cong \frac{V_d}{v_{dc}} i_{\text{ref}} - i_o \quad (26)$$

La dinámica i_q se puede descartar del resto de la dinámica del convertidor de potencia CA-CC de lazo cerrado [31], ya que su dinámica es siempre estable y está desacoplada del resto del sistema:

$$L_{ac} \frac{di_q}{dt} = -k_1^i i_q - k_2^i \xi_q \quad (27)$$

$$\frac{d\xi_q}{dt} = i_q, \quad (28)$$

y suponiendo que i_q y ξ_q tienden a su punto de equilibrio ($\bar{i}_q = 0, \bar{\xi}_q = 0$), el resto del sistema se convierte en

$$L_{ac} \frac{di_d}{dt} = -k_1^i i_d - k_2^i \xi_d + k_1^i \frac{v_{dc}}{V_d} \left\{ i_o - k_1 [v_{dc} - (V_r - R_d i_o)] - k_2 \xi_{dc} \right\} \quad (29)$$

$$\frac{d\xi_d}{dt} = i_d - \frac{v_{dc}}{V_d} \left\{ i_o - k_1 [v_{dc} - (V_r - R_d i_o)] - k_2 \xi_{dc} \right\} \quad (30)$$

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{i_d}{v_{dc}} \left(k_1^i i_d + k_2^i \xi_d + V_d \right) + \frac{k_1^i i_d}{V_d} \left\{ k_1 v_{dc} + k_2 \xi_{dc} - (1 - k_1 R_d) i_o - k_1 V_r \right\} - i_o \quad (31)$$

$$\frac{d\xi_{dc}}{dt} = v_{dc} - (V_r - R_d i_o). \quad (32)$$

Por lo tanto la ley de control para el conversor CA-CC está dada por:

$$i_{ref} = \frac{v_{dc}}{V_d} \left\{ i_o - k_1 [v_{dc} - (V_{ref} - R_d i_o)] - k_2 \xi_{dc} \right\} \quad (33)$$

$$\xi_{dc} = v_{dc} - (V_{ref} - R_d i_o) \quad (34)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} \left\{ -k_1 [v_{dc} - (V_{ref} - R_d i_o)] - k_2 \xi_{dc} \right\} \quad (35)$$

G. Modelado y Control del Sistema PV

El sistema fotovoltaico está compuesto por un convertidor de potencia CC-CC boost unidireccional, tal como se muestra en la Fig. 9, que opera mediante el algoritmo MPPT de P&O. Este sistema se puede modelar como una CPS que alimenta al capacitor de salida del convertidor boost (C_1), que es similar a una CPL pero con el flujo de potencia inverso, por lo que funciona como una fuente, es decir, inyecta potencia al bus CC común.

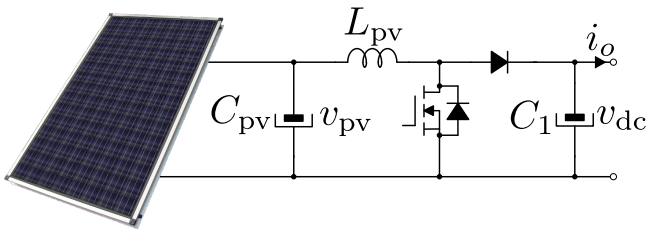


Fig. 9. Sistema PV

Fuente: Elaborada por el autor (2021)

El modelo del sistema fotovoltaico viene dado por

$$C_{pv} \frac{dv_{pv}}{dt} = I_{pv} - i_{Lpv} \quad (36)$$

$$L_{pv} \frac{di_{Lpv}}{dt} = v_{pv} - (1 - u_{pv}) v_{dc} \quad (37)$$

$$C_1 \frac{dv_{dc}}{dt} = (1 - u_{pv}) i_{Lpv} - i_o, \quad (38)$$

donde i_{Lpv} es la corriente en el inductor L_{pv} , y v_{dc} es el voltaje de salida.

La estructura de control consta con dos lazos de control, uno con un lazo rápido de control de corriente interno y otro con un lazo lento de control de voltaje externo. El algoritmo MPPT genera la referencia V_{mppt} para el voltaje v_{pv} . Se puede implementar un control PI convencional:

$$i_{pv}^{ref} = k_1^{pv} (v_{pv} - V_{mppt}) + k_2^{pv} \xi_{pv} \quad (39)$$

$$\frac{d\xi_{pv}}{dt} = v_{pv} - V_{mppt}. \quad (40)$$

El lazo interno está diseñado en función del método de control FLC, que viene dado por:

$$u = 1 - \frac{v_{pv} + k_p^{pv} (i_{Lpv} - i_{pv}^{ref})}{v_{dc}}. \quad (41)$$

Basado en el punto de equilibrio para (36)-(41), la corriente que alimenta el capacitor C_1 en estado estable es

$$(1 - u_{pv}) i_{Lpv} \cong \frac{V_{mppt} I_{pv}}{v_{dc}} = \frac{P_{pv}}{v_{dc}}, \quad (42)$$

que muestra el comportamiento de la fuente de potencia constante que tiene un sistema fotovoltaico con MPPT (Ver Fig. 5):

$$C_1 \frac{dv_{dc}}{dt} \cong \frac{P_{pv}}{v_{dc}} - i_o. \quad (43)$$

Una alternativa a (43), donde la dinámica del sistema fotovoltaico se puede despreciar parcialmente, es proponer un modelo de fuente de potencia constante dinámica (DCPS), como se muestra a continuación:

$$\frac{di_{eq}}{dt} = \omega_{eq} \left(\frac{P_{pv}}{v_{dc}} - i_{eq} \right) \quad (44)$$

$$C_1 \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{eq} - i_o. \quad (45)$$

Observe que ω_{eq} es la frecuencia equivalente del PV, que está vinculada a los parámetros del sistema PV, mientras que i_{eq} es la corriente equivalente del PV. Encontrar un valor adecuado para ω_{eq} que esté de acuerdo con (36)-(41) en términos de estabilidad es un enfoque de prueba y error.

H. Modelado y Control de la CPL

La carga es un convertidor de potencia unidireccional CC-CC buck que alimenta a una carga resistiva, tal como se muestra en la Fig. 10, con un sistema de control lineal (retroalimentación de estado) que incluye una acción integral.

Se utiliza un solo lazo de control para el voltaje de salida del convertidor. Hay un capacitor de filtro de entrada (C_2) en los terminales de entrada del convertidor de potencia buck. Observe que desde los terminales del capacitor C_2 , el convertidor de potencia reductor se puede modelar como una CPL.

El modelo de la carga está dado por:

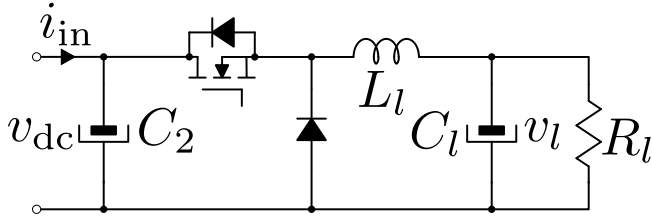


Fig. 10. Convertidor CC-CC de tipo buck (rebajador) alimentando una carga resistiva.

Fuente: Elaborada por el autor (2021)

$$C_2 \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{in} - i_l u_l \quad (46)$$

$$L_l \frac{di_l}{dt} = v_{dc} u_l - v_l \quad (47)$$

$$C_l \frac{dv_l}{dt} = i_l - \frac{v_l}{R_l}, \quad (48)$$

donde v_{dc} e i_{in} son el voltaje y la corriente de entrada de carga, respectivamente; i_l es la corriente en el inductor del filtro L_l , y v_l es el voltaje de salida de la carga.

El sistema de control de carga se describe mediante

$$u_l = -k_0 i_l - k_1 v_l - k_2 \xi_l \quad (49)$$

$$\frac{d\xi_l}{dt} = v_l - V_{ref}. \quad (50)$$

El comportamiento dinámico del sistema de carga para el resto de la microrred se puede aproximar a

$$C_2 \frac{dv_{dc}}{dt} \cong i_{in} - \frac{V_{ref}^2}{R_l v_{dc}} = i_{in} - \frac{P_{load}}{v_{dc}}, \quad (51)$$

por lo tanto, la carga se comporta como una CPL para la microrred, tal como se muestra en la Fig. 5.

Al igual que en el sistema fotovoltaico, el modelo de carga aproximada se puede dar en términos de una DCPL:

$$C_2 \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{in} - i_{eq} \quad (52)$$

$$\frac{di_{eq}}{dt} = \omega_{eq} \left(\frac{P_{load}}{v_{dc}} - i_{eq} \right). \quad (53)$$

La suposición de los modelos que funcionan como CPL y CPS depende de qué tan rápida sea la dinámica del elemento en cuestión hacia la dinámica del capacitor C_1 para la CPS y C_2 para la CPL. Para valores grandes de C_1 y C_2 , el voltaje de entrada de carga y el voltaje de salida del sistema fotovoltaico tienen una gran inercia eléctrica. En tal caso, la dinámica interna de estos elementos puede despreciarse ya que no afecta significativamente la estabilidad de la microrred. Si las capacitancias C_1 y C_2 son pequeñas, entonces los modelos DCPL y DCPS son más adecuados para analizar la estabilidad de la microrred.

TABLA II
PARÁMETROS DE LA MICRORRED

Parámetro	Símbolo	Valor
Sistema de almacenamiento de batería		
Voltaje de Batería	V_{bat}	150 V
Desfase para potencia nominal	φ	45°
Inductancia	L	125 μ H
Resistencia interna de L	r_L	70 m Ω
Capacitancia de Acoplamiento	C_b	20 μ F
Capacitancia de Salida	C	470 μ F
Relación de Transformación	a	1/3
Frecuencia de Conmutación	f_{sw}	40 kHz
Potencia Nominal	P_{bat}	3 kW
Sistema PV		
Potencia Maxima	P_{PV}	5 kW
Inductancia	L_{PV}	1 mH
Resistencia interna de L_{PV}	r_{L1}	50 m Ω
Capacitancia de Salida	C_2	100 μ F
Capacitancia de Entrada	C_{PV}	500 μ F
Frecuencia de Conmutación	f_{s1}	20 kHz
Convertidor Buck		
Potencia Máxima	P_o	3 kW
Frecuencia de Conmutación	f_{s2}	20 kHz
Inductancia	L_2	100 μ H
Resistencia interna de L_1	r_{L2}	50 m Ω
Capacitancia de salida	C_l	4700 μ F
Capacitancia de Entrada	C_2	100 μ F
Resistencia de carga		
Potencia	P_R	1 kW Ω
Parámetros Generales		
Voltaje del bus CC	v_{dc}	380 V
Resistencia de Droop	R_d	2 Ω
Línea resistiva-inductiva 1	R_1, L_1	45 m Ω , 450 μ H
Línea resistiva-inductiva 2	R_2, L_2	90 m Ω , 900 μ H
Línea resistiva-inductiva 1	R_1, L_1	10 m Ω , 100 μ H

IV. EVALUACIÓN DE LOS RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Las simulaciones se realizan teniendo en cuenta los parámetros bien diseñados de los convertidores DAB, boost y buck tomando en cuenta los componentes magnéticos; capacitores de salida y de acoplamiento; dispositivos de conmutación para evitar la saturación del transformador, para obtener la ondulación de voltaje deseada y para superar el estrés de corriente y voltaje en los componentes de conmutación, respectivamente. Además, la microrred CC se ha simulado usando MATLAB[®] con el toolbox de herramientas SimPowerSystems[™]. Los modelos de conmutación del convertidor de potencia y la versión discreta de las leyes de control se han implementado en MATLAB[®], para realizar simulaciones de forma similar a las pruebas reales [11]. Además, se considera una batería ficticia con una capacidad muy baja ya que su dinámica es demasiado lenta y se consideran los modelos de conmutación de los convertidores de potencia. Los parámetros de la microrred CC se muestran en la Tabla II

Las potencias filtradas para cada convertidor de potencia en la microrred se pueden observar en la Fig. 11.

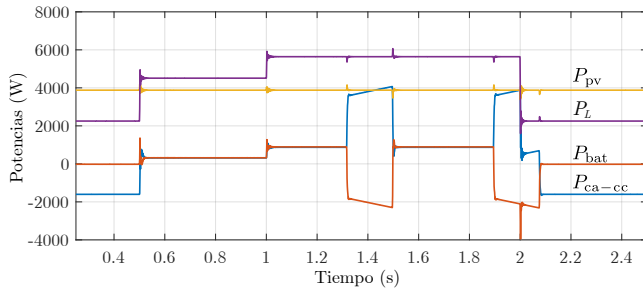


Fig. 11. Simulación en el dominio del tiempo del flujo de potencia de la microrred.
Fuente: Elaborada por el autor (2021)

Se puede observar que para $t < 0.5$ s, la generación de potencia PV es mayor que el consumo de potencia de carga, por lo tanto, el convertidor de potencia CA-CC tiene que absorber el exceso de potencia (Ver Tabla I). Se supone que la batería está completamente cargada, por lo tanto, el convertidor de potencia bidireccional DAB no extrae corriente del bus CC común, es decir, opera en modo de espera (Ver Tabla I). Durante $0.5 < t < 1$ s, la potencia de carga es mayor que la potencia del sistema PV, por lo tanto, ambas fuentes de voltaje (convertidores de potencia CA-CC y CC-CC) alimentan la carga (Ver Tabla I), y como la resistencia *Droop* es la misma en ambos, los dos convertidores comparten la misma potencia. Aproximadamente a $t = 1.3$ s, el convertidor de potencia bidireccional DAB tiene que cambiar al modo de operación de carga de batería, y el convertidor de potencia CA-CC tiene que suministrar la potencia de carga necesaria. Para $t > 2$ s, el consumo de energía de carga disminuye. La transición entre los modos de operación se realiza mediante el algoritmo de gerenciamento de energía (Ver Fig. 4).

Las corrientes de la línea de la microrred (Fig. 5) se pueden ver en la Fig. 12. El voltaje de salida del convertidor de potencia bidireccional DAB y el voltaje en el capacitor C_2 (voltaje de entrada de carga) se muestran en la Fig. 13. Observe que el voltaje en los terminales de entrada de carga tiene una ondulación mayor que la salida del convertidor de potencia CC-CC bidireccional. Además, la Fig. 14 muestra la salida del lazo de control de voltaje (i_{ref}^{ca-cc}) del convertidor trifásico CA-CC y la corriente de la batería i_{bat} . Se puede observar que i_{bat} es una señal constante en el modo de carga.

El SoC de la batería y la integral de la corriente de salida del convertidor de potencia dc-dc bidireccional DAB se muestran en la Fig. 15. La $\int i_o dt$ se calcula para mostrar el modo de operación de la batería cuando se encuentra dentro de los límites de operación ($SoC_{min} < SoC < SoC_{max}$). Por lo tanto, cuando $\int i_o dt$, el convertidor de potencia DAB se encuentra en *modo carga de batería* y cuando es positivo opera en *modo descarga de batería*, de acuerdo con Fig. 4. Note que en $t = 1.3$ s el convertidor DAB ha cambiado de modo de operación debido a que la batería alcanza el límite inferior de su SoC (ver Figs. 4, 11 y 15). Así mismo cuando alcanza el límite superior, la batería puede cambiar a *modo descarga de batería* o *modo espera* dependiendo de las condiciones de

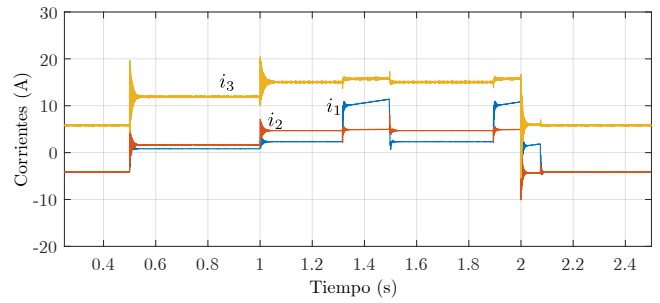


Fig. 12. Simulación en el dominio del tiempo de las corrientes de línea de la microrred.
Fuente: Elaborada por el autor (2021)

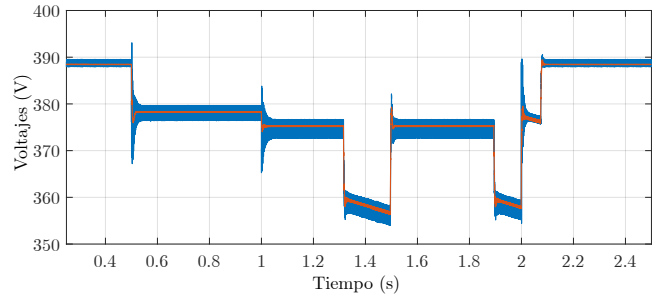


Fig. 13. Comparación entre el voltaje de salida del convertidor de potencia bidireccional DAB y el voltaje de entrada de la carga (voltaje en el capacitor C_2 de la Fig. 5).
Fuente: Elaborada por el autor (2021)

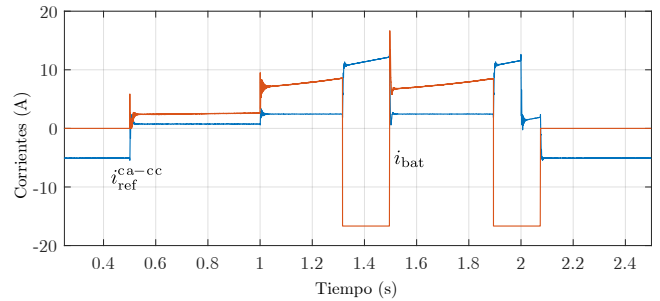


Fig. 14. Comparación entre la señal de referencia del lazo de control de corriente para el convertidor de potencia CA-CC y la corriente de la batería a la entrada del convertidor DAB.
Fuente: Elaborada por el autor (2021)

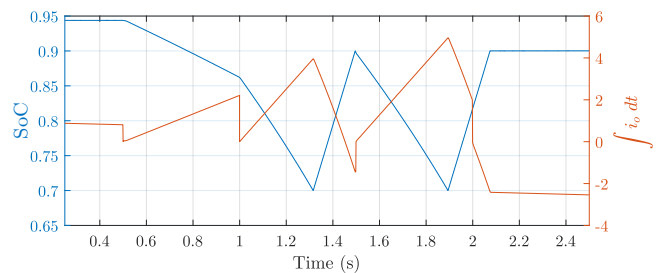


Fig. 15. SoC de la batería, y la integral de la corriente de salida del convertidor de potencia DAB.
Fuente: Elaborada por el autor (2021)

generación/carga, de acuerdo con la Fig. 4 y la Tabla I.

Esta microrred, debido a la propiedad de carga definida por (51), puede sufrir problemas de inestabilidad si aumenta la potencia de carga. Además, la resistencia de *Droop* R_d , que se elige en función del reparto de carga que debe suministrar cada fuente de voltaje con control por *Droop*, puede mejorar la estabilidad de la microrred gracias a su característica de amortiguación.

Puede aparecer un problema de inestabilidad cuando el convertidor de potencia CC-CC bidireccional DAB cambia su modo de funcionamiento del modo de descarga (fuente de voltaje con control por *Droop*) al modo de carga de la batería. En este proceso, se pierde la resistencia de amortiguación (R_d) utilizada para este elemento cuando se inyecta energía en la microrred. Si la potencia de carga es relativamente grande, la microrred puede volverse oscilatoria, como se muestra en la Fig. 16, donde en $t = 1$ s la potencia de carga aumenta de 4.5 kW a 5.6 kW. Se puede observar que siempre que se debe cargar la batería, el voltaje en los terminales de entrada de carga se vuelve oscilante. Durante este régimen oscilatorio, las formas de onda de la corriente de la línea de la microrred se muestran en la Fig. 17. Esta inestabilidad también puede afectar el rendimiento del sistema fotovoltaico. La Fig. 18 muestra que durante la operación inestable de la microrred, el voltaje en los terminales fotovoltaicos alcanza su valor máximo, por lo tanto, la operación MPPT se pierde temporalmente y la corriente en el inductor L_{pv} (Fig. 9) se convierte en cero.

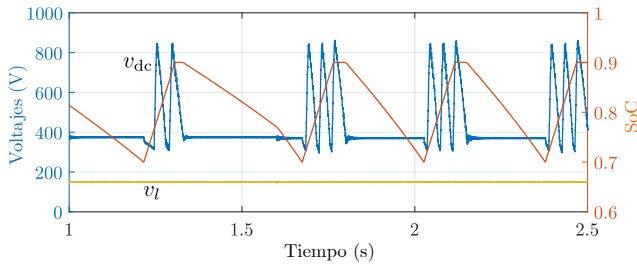


Fig. 16. SoC de la batería, y la integral de la corriente de salida del convertidor de potencia DAB.

Fuente: Elaborada por el autor (2021)

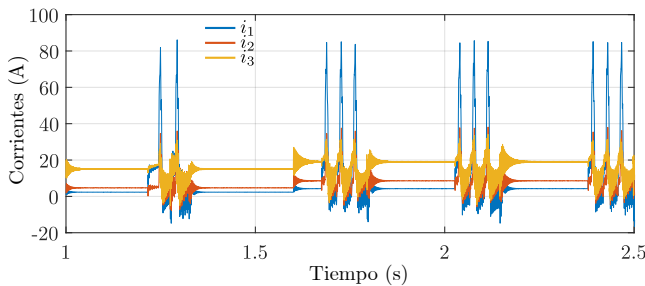


Fig. 17. Formas de onda de corriente de línea de microrred durante una operación inestable.

Fuente: Elaborada por el autor (2021)

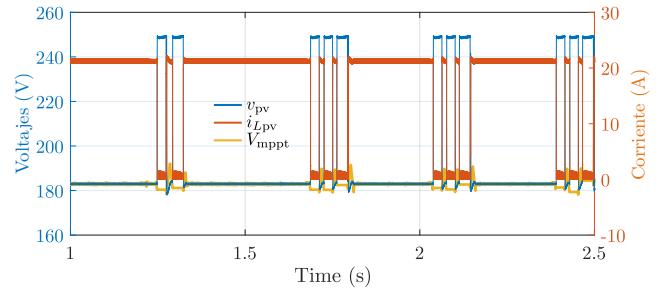


Fig. 18. Efecto de la inestabilidad de la microrred en el sistema fotovoltaico.

Fuente: Elaborada por el autor (2021)

V. CONCLUSIONES

Este estudio propone una estrategia de gerenciamiento de energía para una microrred CC conectada a la red de distribución convencional que incluye generación PV, almacenamiento de energía y cargas (lineal y no lineal). El convertidor DAB y el convertidor trifásico CA-CC, conectan al bus CC común el BEES (batería) y la red de distribución, respectivamente. En la estrategia de gerenciamiento de energía propuesta, el sistema puede cambiar sin problemas entre el modo de *descarga de la batería*, el *modo de carga de la batería* y el *modo de espera* de la batería para garantizar el equilibrio de energía en la microrred de CC en estudio. Además, dado que el SoC de la batería se considera en el algoritmo de gerenciamiento de energía, el BESS puede cambiar de manera inteligente su algoritmo de control en función de su SoC y la información del sistema (generación/carga) sin comunicación involucrada.

La técnica de control FLC ha sido aplicada en el convertidor DAB, convertidor trifásico CA-CC y el convertidor Boost, con el fin de mejorar el desempeño dinámico de la red.

El algoritmo propuesto y los controladores locales de los convertidores han sido evaluados mediante simulación. Se ha encontrado que la situación más crítica se produce en el modo de carga de la batería, que define la potencia máxima que puede procesar la microrred, siempre que la potencia de la carga sea grande porque aumenta el efecto de inestabilidad de la CPL. El análisis de estabilidad basado en la potencia de carga no es el enfoque de este trabajo.

REFERENCIAS

- [1] K. E. Lucas-Marcillo, D. A. Plaza Guingla, W. Barra, R. L. P. De Medeiros, E. Melo Rocha, D. A. Vaca-Benavides, S. J. Ríos Orellana, and E. V. Herrera Muentes, "Novel robust methodology for controller design aiming to ensure dc microgrid stability under cpl power variation," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 64 206–64 222, 2019.
- [2] A. A. A. Radwan and Y. A.-R. I. Mohamed, "Modeling, analysis, and stabilization of converter-fed ac microgrids with high penetration of converter-interfaced loads," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 3, pp. 1213–1225, 2012.
- [3] K. E. Lucas, D. J. Pagano, D. A. Vaca-Benavides, R. García-Arcos, E. M. Rocha, R. L. P. Medeiros, and S. J. Ríos, "Robust control of interconnected power electronic converters to enhance performance in dc distribution systems: A case of study," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 4851–4863, 2021.

- [4] A. T. Elsayed, A. A. Mohamed, and O. A. Mohammed, "Dc microgrids and distribution systems: An overview," *Electric Power Systems Research*, vol. 119, pp. 407–417, 2015.
- [5] A. P. N. Tahim, D. J. Pagano, E. Lenz, and V. Stramosk, "Modeling and stability analysis of islanded dc microgrids under droop control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 8, pp. 4597–4607, 2015.
- [6] R. Ahmadi and M. Ferdowsi, "Improving the performance of a line regulating converter in a converter-dominated dc microgrid system," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2553–2563, 2014.
- [7] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, "Low-voltage bipolar-type dc microgrid for super high quality distribution," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 3066–3075, 2010.
- [8] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1184–1194, 2004.
- [9] T. Dragičević, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Dc microgrids—part i: A review of control strategies and stabilization techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4876–4891, 2016.
- [10] —, "Dc microgrids—part ii: A review of power architectures, applications, and standardization issues," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 3528–3549, 2016.
- [11] S. Ríos, D. J. Pagano, and K. E. Lucas, "Bidirectional power sharing for dc microgrid enabled by dual active bridge dc-dc converter," *Energies*, vol. 14, no. 2, p. 404, 2021.
- [12] H.-J. Chiu and S.-J. Cheng, "Led backlight driving system for large-scale lcd panels," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2751–2760, 2007.
- [13] E. Sortomme, M. M. Hindi, S. D. J. MacPherson, and S. S. Venkata, "Coordinated charging of plug-in hybrid electric vehicles to minimize distribution system losses," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 2, no. 1, pp. 198–205, 2011.
- [14] K. M. Rogers, R. Klump, H. Khurana, A. A. Aquino-Lugo, and T. J. Overbye, "An authenticated control framework for distributed voltage support on the smart grid," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 1, no. 1, pp. 40–47, 2010.
- [15] T. Morstyn, B. Hredzak, and V. G. Agelidis, "Cooperative multi-agent control of heterogeneous storage devices distributed in a dc microgrid," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 31, no. 4, pp. 2974–2986, 2016.
- [16] D. Chen, L. Xu, and L. Yao, "Dc voltage variation based autonomous control of dc microgrids," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 2, pp. 637–648, 2013.
- [17] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuna, and M. Castilla, "Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids—a general approach toward standardization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 158–172, 2011.
- [18] S. Anand, B. G. Fernandes, and J. Guerrero, "Distributed control to ensure proportional load sharing and improve voltage regulation in low-voltage dc microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1900–1913, 2013.
- [19] X. Lu, J. M. Guerrero, K. Sun, and J. C. Vasquez, "An improved droop control method for dc microgrids based on low bandwidth communication with dc bus voltage restoration and enhanced current sharing accuracy," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, pp. 1800–1812, 2014.
- [20] T. Dragičević, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and D. Škrlec, "Supervisory control of an adaptive-droop regulated dc microgrid with battery management capability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 695–706, 2014.
- [21] L. Callegaro, M. Ciobotaru, D. J. Pagano, and J. E. Fletcher, "Feedback linearization control in photovoltaic module integrated converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 6876–6889, 2019.
- [22] T.-S. Lee, "Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase ac/dc voltage-source converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 11–22, 2003.
- [23] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, and Y. Sun, "Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc–dc converter for high-frequency-link power-conversion system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4091–4106, 2014.
- [24] S.-C. Ahn and D.-S. Hyun, "New control scheme of three-phase pwm ac/dc converter without phase angle detection under the unbalanced input voltage conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 616–622, 2002.
- [25] C. Zhang, K. Li, J. Deng, and S. Song, "Improved realtime state-of-charge estimation of lifepo₄ battery based on a novel thermoelectric model," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 654–663, 2017.
- [26] X. Lu, K. Sun, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and L. Huang, "Double-quadrant state-of-charge-based droop control method for distributed energy storage systems in autonomous dc microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 1, pp. 147–157, 2015.
- [27] C. Zhang, L. Y. Wang, X. Li, W. Chen, G. G. Yin, and J. Jiang, "Robust and adaptive estimation of state of charge for lithium-ion batteries," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp. 4948–4957, 2015.
- [28] K. E. Lucas, D. J. Pagano, and R. L. P. Medeiros, "Single phase-shift control of DAB converter using robust parametric approach," in *Proc. IEEE 13th Brazilian Power Elect. Conf. and 5th Southern Power Elect. Conf. (COBEP/SPEC)*, Santos, Brazil, December 2019, pp. 1–6.
- [29] R. De Doncker, D. Divan, and M. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, 1991.
- [30] K. E. Lucas *et al.*, "Robust feedback linearization control for dab converter feeding a cpl," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 53, no. 2, pp. 13 402–13 409, 2020.
- [31] A. Isidori, *Nonlinear Control Systems*. Springer-Verlag London, 1995.