

Cargador inalámbrico para marcapasos controlado sin comunicación con el secundario a partir de la corriente del primario

Pablo Rísquez
Grupo Sistemas
Electrónicos de Potencia
Universidad Carlos III de
Madrid
Av Universidad 30 28911
Leganes Madrid
prisquez@pa.uc3m.es

Víctor Hueros
Grupo Sistemas
Electrónicos de Potencia
Universidad Carlos III de
Madrid
Av Universidad 30 28911
Leganes Madrid
vhueros@ing.uc3m.es

Pablo Zumel
Grupo Sistemas
Electrónicos de Potencia
Universidad Carlos III de
Madrid
Av Universidad 30 28911
Leganes Madrid
andres.barrado@uc3m.es

Andrés Barrado
Grupo Sistemas
Electrónicos de Potencia
Universidad Carlos III de
Madrid
Av Universidad 30 28911
Leganes Madrid
andres.barrado@uc3m.es

Resumen— Este artículo aborda la implementación de un sistema de transferencia de energía inductiva sin contacto para aplicación en marcapasos. Un reto inherente a estos sistemas es la regulación de la tensión de salida, ya que no hay una conexión física directa desde el primario. Además, se presentan desafíos adicionales como la variabilidad del acoplamiento magnético. Primero, se examinan las topologías de Resonancia Magnética de Carga Inductiva (IPT) para su uso en aplicaciones biomédicas. Posteriormente, se propone un método de control basado en el modelado analítico del sistema, eliminando la necesidad de comunicación. Este método está diseñado para sistemas de carga con un acoplamiento variable pero desconocido, y específicamente para una topología resonante Serie-Paralelo. Está basado en una Tabla de Búsqueda que ajusta la tensión de entrada al circuito serie-paralelo en función de la corriente medida en el primario, para un punto de trabajo determinado por el factor de acoplamiento. La eficacia de esta estrategia de control se valida en el simulador PSIM para un rango de acoplamiento entre 0,15 y 0,45, logrando un error en la corriente de salida regulada inferior al 1%, y un rango de tensión de salida dentro de los límites del cargador de baterías.

Palabras clave—Transferencia de potencia sin contacto, transferencia inductiva, dispositivos médicos implantables activos, marcapasos, bobinas acopladas.

I. INTRODUCCIÓN

Los Dispositivos Médicos Activos Implantables, también conocidos como *Active Implantable Medical Devices* (AIMD) en inglés, son implantados en el interior del cuerpo del paciente con el propósito de estimular, tratar o regular el funcionamiento de órganos que presentan disfunciones. Entre estos dispositivos se incluyen los marcapasos, los cuales, al igual que otros dispositivos activos, requieren de alimentación para su funcionamiento. En el contexto específico de los marcapasos, las baterías primarias constituyen la fuente de energía más comúnmente empleada [1].

Actualmente, cuando la batería de tipo primario de un marcapasos se agota, se hace necesario extraer integralmente el dispositivo para sustituir la batería [2]. La intervención quirúrgica necesaria para la sustitución de un AIMD puede conllevar complicaciones y aumentar el riesgo del paciente. Por consiguiente, el desafío actual radica en desarrollar métodos de alimentación alternativos que eviten nuevas intervenciones quirúrgicas [3], [4].

El objetivo es alargar la vida útil de los AIMDs mediante la sustitución de las baterías primarias por tecnología recargable. Uno de los métodos de recarga es la autorrecarga con recolección de energía del ambiente o *harvesting* [5], [6], [7]. Sin embargo, la solución más extendida en marcapasos y AIMDs es implementar la transferencia sin contacto de energía (*Wireless Power Transfer* - WPT).

La carga sin contacto se presenta como una solución segura y económica para la recarga de la batería en dispositivos biomédicos. La transferencia inductiva (*Inductive Power Transfer* - IPT) es la tecnología WPT más utilizada, que destaca por su sencillez, alta eficiencia en distancias cortas y seguridad [8], [9]. El modo de funcionamiento típico de los convertidores IPT es la resonancia [10], cuyo objetivo es contrarrestar la inductancia de dispersión del acoplamiento magnético mediante condensadores de compensación en el lado primario y secundario [11], [12].

Un convertidor IPT resonante consta de cuatro componentes básicos (Fig. 1): una etapa inversora encargada de generar una corriente periódica, una bobina transmisora que incorpora un tanque de resonancia (compensación primaria), una bobina receptora que incluye otro tanque de resonancia (compensación secundaria) y un rectificador con filtrado de alta frecuencia [10]. En esta arquitectura se incluye además un pre-regulador para el control. Los principales parámetros que definen estos sistemas son la frecuencia de resonancia, el acoplamiento magnético entre las bobinas, y cargador de batería o directamente la batería.

El principal desafío es la regulación de la tensión de salida del convertidor ante la ausencia de conexiones físicas entre emisor y receptor, que dificulta el control inmediato de la salida. Particularmente, el acoplamiento de las bobinas es variable y desconocido en muchas aplicaciones [6]. Esto provoca cambios en el punto de funcionamiento y en la eficiencia de la transferencia de energía [8], [13].

En este documento se presenta un método de regulación y control desde el primario del convertidor, prescindiendo de comunicación entre ambos lados del sistema IPT. Frente a otras estrategias que estima los parámetros del sistema como en [14], este método utiliza una tabla de puntos de operación del convertidor que permite conocer las magnitudes para una potencia y acoplamiento desconocido y con restricciones de espacio y/o peso en el receptor, como sistemas de carga para drones pequeños o dispositivos biomédicos. En este artículo se explica el proceso de diseño del convertidor de potencia y del control.

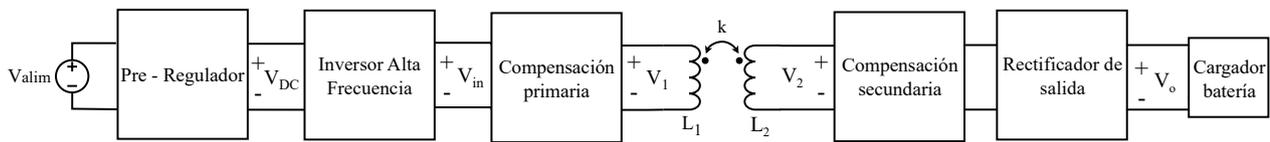


Fig. 1 Bloques fundamentales del sistema de transferencia de potencia inductiva propuesto

II. ESTADO DE LA TÉCNICA

A. Tecnología de marcapasos

El marcapasos es un dispositivo electrónico implantable en el cuerpo humano diseñado para producir impulsos eléctricos que puedan estimular al músculo cardíaco en los casos en que falla la estimulación fisiológica o normal. Este sistema de estimulación consta de un generador de impulsos eléctricos (el marcapasos) y un electrodo [2].

El marcapasos o generador de impulsos es una carcasa metálica pequeña que contiene los distintos sistemas electrónicos y la batería del dispositivo. Cuando la batería del marcapasos está llegando a su fin, es necesario sustituir todo el dispositivo. El procedimiento de reemplazo conlleva riesgos similares a la cirugía inicial, entre los cuales los más probables son infección, hematomas en el área del marcapasos y reacciones adversas a los anestésicos [15].

En los primeros implantes de marcapasos en seres humanos, se utilizaban baterías recargables de níquel-cadmio. Estas baterías eran recargadas de forma inductiva mediante la transmisión de energía al receptor implantado. Estas baterías presentaban una vida útil muy corta en comparación con las baterías primarias o no recargables. Además, la tecnología inductiva estaba limitada en la transferencia de energía alargando la duración de la carga durante horas [16].

Las tecnologías utilizadas en baterías primarias comenzaron con el mercurio-zinc en la década de 1960 y baterías de plutonio (Pu-238) tanto metálico como óxido de plutonio cerámico. En 1972, se implantó por primera vez la batería de litio/yodo-polivinilpiridina, convirtiéndose en la fuente de energía predilecta para los marcapasos, ya que este tipo de química proporciona una larga vida útil y una alta densidad de energía. También, la tensión se reduce de manera gradual y predecible, haciendo que la predicción del momento del reemplazo sea segura y sencilla [16].

Estas baterías primarias presentan tensiones de 2,75-3,0 V y capacidades de alrededor de 1 Ah. Aunque estas baterías ofrecen mayor densidad de energía, requieren reemplazo una vez agotadas. En la actualidad, la tecnología que se investiga para este tipo de implantes está basada en baterías secundarias de electrolito ion-litio. En contraste, tienen menor densidad de energía pero pueden prolongar la vida útil del dispositivo [2].

B. Carga inalámbrica de Marcapasos

Implementando un convertidor IPT resonante en dispositivos AIMDs se consigue recargar las baterías desde el exterior del paciente. Las intervenciones invasivas se reducen y se limita el riesgo de infección en la zona del marcapasos debido a la operación. Para introducir esta tecnología en la carga de marcapasos es necesario considerar las especificaciones relevantes de esta aplicación.

El encapsulado del marcapasos se implanta bajo la piel a una distancia máxima de 15 mm [17], [18]. La distancia entre bobinas es variable debido a la diferente respiración y grosor

de los tejidos de cada paciente, pero normalmente oscila entre 8 y 12 mm [19]. La distancia junto con la desalineación afectan al factor de acoplamiento, k , en un rango promedio de 0,15 a 0,4 [2]. Este factor relaciona la inductancia mutua con la de las bobinas mediante la ecuación (1).

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \rightarrow k = \frac{M}{\sqrt{L_1L_2}} \quad (1)$$

Una batería de litio de 3,6 V ajustada al tamaño del marcapasos tendría una capacidad aproximada de 100 mAh. Por otro lado, el estimulador consume 10-20 μ A y la comunicación durante 30 min cada 6 meses consume 200-400 μ A, en los marcapasos de nueva generación [20]. Teniendo en cuenta el tiempo de espera de los pacientes, el proceso de carga suele dimensionarse a 2C (30 minutos de espera) [21]. La potencia de carga para este caso es 800 mW máximo [2]. La duración aproximada sin carga sería de un año como máximo según (2).

$$t_{discharge} = \frac{Q_{bat}}{I_{discharge}} \quad (2)$$

La frecuencia de resonancia es un parámetro crucial en los convertidores IPT resonante. Las frecuencias altas mejoran la eficiencia en la transferencia inductiva, pero pueden provocar pérdidas excesivas en los componentes activos y radiaciones adicionales. Las frecuencias bajas ofrecen una mejor penetración del campo magnético en el cuerpo radiando menos, pero presentan menor eficiencia y potencia transferida [2], [3], [22], [23], sin embargo, mejoran la Compatibilidad Electromagnética (CEM) al generar menos corrientes parásitas [2], [17]. Operando en el rango de los 300-500 kHz se consigue una eficiencia alta entre bobinas sin comprometer la operación del convertidor de potencia.

III. DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

A. Selección de la topología

En función del tipo de compensación que se utilice, los tanques resonantes presentan diversas topologías. Las más estudiadas y presentes son las topologías básicas, tales como la serie-serie (SS), serie-paralelo (SP), paralelo-serie (PS) y paralelo-paralelo (PP) (Fig. 2). También hay investigaciones centradas en topologías híbridas (LCC y LCL) que mejoran la eficiencia en la transferencia inductiva, pero añaden complejidad en el modelo.

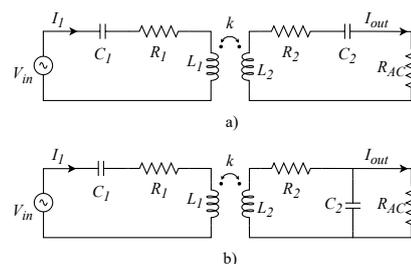


Fig. 2. Tanques de compensación: a) Serie-Serie b) Serie-Paralelo

En la Fig. 2 se presentan los circuitos equivalentes de las topologías SS y SP, incluyendo las resistencias parásitas de las bobinas (R_1 y R_2) y la resistencia de salida equivalente (R_{AC}). A partir de estos circuitos, es posible obtener el valor de capacidad a la cual se produce la resonancia dada una inductancia, como se indica en la ecuación (3) [24], [25].

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1} \quad C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} \quad (3)$$

La topología SP es una opción adecuada para potencias más bajas y se ha demostrado que es robusta frente a variaciones de carga, tal como se menciona en las referencias [24], [26], [27]. En comparación con la topología SS, la topología SP requiere menos inductancia secundaria. Esto la hace especialmente útil en aplicaciones donde se busca minimizar el tamaño de la bobina receptora o cuando se desea lograr una relación de transferencia de tensión constante sin necesidad de un control de realimentación, por ejemplo en aplicaciones biomédicas [18], [24].

B. Modelado del sistema IPT

En primer lugar, se asume la condición de aproximación del primer armónico o *First Harmonic Approximation* (FHA) a la entrada del sistema IPT. Esta aproximación no solo facilita el proceso analítico, sino que es válida en resonancia por el filtrado natural de los armónicos en los tanques de compensación. Para modelar el circuito Serie-Paralelo, se empleará el modelo M, ilustrado en la Fig. 3. Este modelo incorpora fuentes de tensión dependientes, que representan las tensiones inducidas en los devanados del lado primario y secundario. La entrada es una tensión de entrada sinusoidal y la salida una resistencia equivalente R_{AC} .

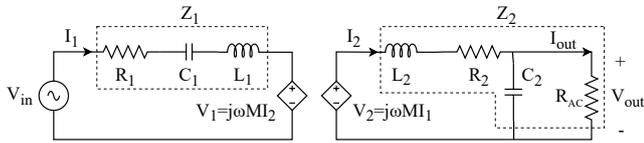


Fig. 3. Modelo M Serie-Paralelo

A partir del modelo M se deducen las ecuaciones de la TABLA I que describen el sistema. De esta manera, se calculan las tensiones y corrientes del circuito que permiten obtener la función de transferencia $G_v = V_{out}/V_{in}$.

TABLA I. Ecuaciones básicas de la topología serie-paralelo

Modelo M	Serie - Paralelo
Z_1	$R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)$
Z_2	$R_2 + j\omega L_2 + \frac{R_{AC}}{1 + j\omega C_2 R_{AC}}$
Z_r	$\frac{(\omega M)^2}{Z_2}$
I_1	$\frac{V_{in}}{Z_1 + Z_r}$
I_2	$\frac{j\omega M}{Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2} V_{in}$
I_{out}	$I_2 \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_2 R_{AC}}$
V_{out}	$I_{out} R_{ac}$
G_v	$\frac{j\omega M}{Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2} \frac{R_{AC}}{1 + j\omega C_2 R_{AC}}$

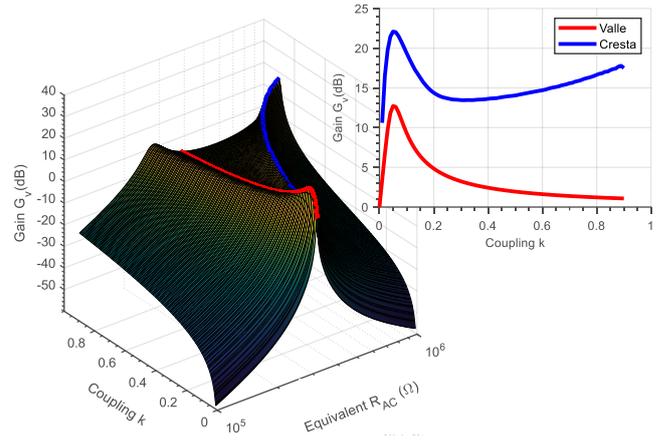


Fig. 4. Ganancia de tensión en función de k y R_{AC} con las curvas resaltadas a frecuencia constante (valle) y en máxima ganancia (cresta)

En la Fig. 4 se muestra la ganancia G_v en función de la frecuencia y del acoplamiento. Los valores utilizados se encuentran en la TABLA II

Se observan dos crestas a frecuencia variable, donde la ganancia alcanza valores máximos, conocido como *frequency splitting* o bifurcación de frecuencias. La cresta resaltada en azul presenta una mayor ganancia, convirtiéndola en una opción preferible en términos de ganancia. Por el contrario, la región en el valle, destacada en rojo, corresponde a la frecuencia de resonancia definida por la ecuación (3). A pesar de que la ganancia es inferior en comparación con la zona de crestas, optar por trabajar en la frecuencia de resonancia del valle resulta más manejable tanto en términos de implementación como de control. En esta situación, la dependencia de la carga disminuye significativamente, ya que las impedancias del tanque se anulan en la frecuencia de resonancia. Por lo tanto, esta se convierte en el punto de trabajo en frecuencia preferido.

C. Sistema completo de potencia

Para completar el sistema se incluyen los bloques de acondicionamiento. En la entrada a la alimentación se utiliza un convertidor reductor que actúa de preregulator para modificar la tensión de entrada V_{DC} y controlar la salida. Se utiliza una topología que permite cambiar la referencia de regulación de manera que se regule mediante una tensión V_{ref} [14].

En el proceso de generar la onda periódica a la frecuencia de resonancia para la red de compensación Serie-Paralelo, se emplea un inversor de medio puente de clase D diseñado específicamente para operar a altas frecuencias, Fig. 5. Este tipo de inversor se caracteriza por su robustez, ya que su operación no depende de la resonancia. La ventaja de esta elección radica en que la resonancia se ve afectada por las variaciones en la carga y el acoplamiento, lo cual compromete la estabilidad del sistema. Para el modelado del inversor se considera que el tanque resonante filtra las componentes armónicas diferentes a la fundamental, por lo que la amplitud de tensión del seno equivalente se aproxima a:

$$V_{in} = \frac{2}{\pi} V_{DC} \quad (4)$$

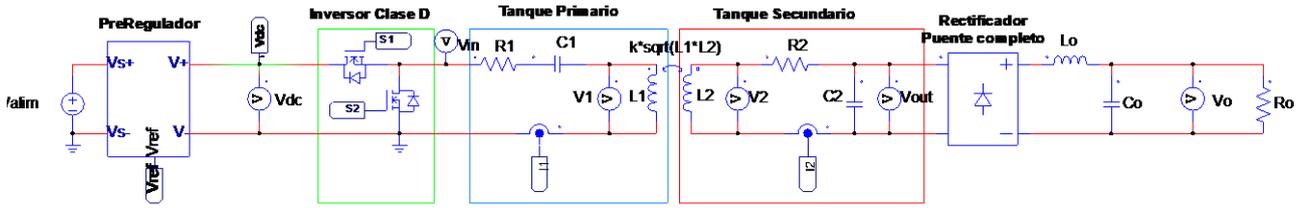


Fig. 5. Bloques fundamentales del sistema de transferencia de potencia inductiva propuesto.

Para el acondicionamiento de la tensión de salida se utiliza un rectificador puente completo con filtro LC de salida. El equivalente de la resistencia para el modelo M del sistema IPT, obtenido a partir del balance de potencias entre la entrada y salida del rectificador, sigue la ecuación:

$$R_{AC} = \frac{\pi^2}{8} R_o \quad (5)$$

A continuación, se expone los valores del caso de estudio realizado en la TABLA II. con el valor de los componentes ideales en el tanque resonante.

TABLA II. Parametros de simulación del sistema IPT SP

Parámetros	Valor	Unidad
f_r	321	kHz
L_1	6,3	μH
L_2	6,5	μH
R_1	50	m Ω
R_2	200	m Ω
C_1	39	nF
C_2	27,8	nF
R_{AC}	60	Ω
k_{nom}	0,2	

IV. DISEÑO DE LA ETAPA DE CONTROL.

A. Estrategia de control

La estrategia de control propuesta en este artículo se basa en estimaciones del sistema en función de las variables del lado del primario. En marcapasos, la distancia y alineación de las bobinas, junto con el tipo de tejido, grosor y respiración del paciente, hacen que el factor de acoplamiento k varíe, alterando el punto de trabajo del sistema.

El sistema se puede controlar modificando variables del lado primario como la frecuencia de resonancia, el ciclo de trabajo de la PWM, la tensión de entrada V_{in} o la impedancia de compensación. En este estudio, se opta por mantener constante la frecuencia en el valor de resonancia y regular el sistema a través de la amplitud de la tensión de entrada V_{in} . Esta amplitud puede ajustarse utilizando un prerregulador, Fig. 5, antes del inversor clase D. Este ajuste permite controlar la salida del sistema mediante la modificación de la amplitud de la onda de entrada.

El método de regulación propuesto se basa en la medición de la amplitud de corriente que circula por la bobina del primario. Esta corriente sirve como referencia del punto de operación, que a su vez depende del factor de acoplamiento. Este enfoque permite regular la tensión de entrada del tanque de compensación serie-paralelo, lo que a su vez permite controlar la salida del sistema.

Las redes de compensación paralelo funcionan como fuente de corriente. En esta propuesta se considera una demanda de corriente constante I_o para una tensión de entrada al cargador de baterías de 3,75 a 6V.

El objetivo es conocer la amplitud de I_1 y V_{in} para una salida regulada I_o y factor de acoplamiento k desconocido. Para ello, primero, se establece la relación entre la corriente de salida I_o con la corriente del secundario, I_2 . A través de las ecuaciones de la TABLA I, se relaciona las amplitudes de tensión de entrada V_{in} con la de corriente del secundario, I_2 . Una vez obtenido V_{in} en función de la salida, se puede calcular la corriente por la bobina del primario, I_1 . De esta forma, es posible formar la Tabla de Búsqueda (LUT, por sus siglas en inglés).

En primer lugar, a partir del balance de potencias entre la entrada y la salida del rectificador se obtiene la expresión (6), que establece la relación entre la amplitud de corriente en la bobina del secundario I_2 con la salida I_o . Donde φ corresponde con la fase del paralelo del condensador C_2 con R_{ac} .

$$I_2 = \frac{4}{\pi \cdot \cos(\varphi)} I_o \quad (6)$$

Usando la ecuación (6) en la ecuación (7), se pueden calcular los valores de V_{in} para la corriente I_o necesaria en la salida. Sin embargo, existen distintos valores de V_{in} en función de cada acoplamiento.

$$V_{in} = I_2 \cdot \frac{Z_1 Z_2 + (\omega k \sqrt{L_1 L_2})^2}{j \omega k \sqrt{L_1 L_2}} \quad (7)$$

El propósito último del control es emplear la medida de la amplitud de la corriente en la bobina del primario, I_1 , como referencia para el punto de operación y así ajustar V_{in} . Una vez determinados los valores de V_{in} , se evalúa este vector de soluciones en la ecuación (8), obteniendo el vector de los valores I_1 que se anticipa medir, para cada punto de operación dado por k . Estos dos vectores forman la LUT.

$$I_1 = V_{in} \cdot \frac{Z_2}{Z_1 Z_2 + (\omega k \sqrt{L_1 L_2})^2} \quad (8)$$

La Fig. 6 muestra el espacio de todos los puntos de trabajo posibles de I_1 , en función de V_{in} y k . Mientras que la curva azul, representa el subespacio de soluciones de I_1 dado por la ecuación (8) en función de k y el vector V_{in} restringido para el punto de trabajo definido por las ecuaciones (6) y (7), con $I_o = 100 \text{ mA}$. Otorgando de esta manera, la representación gráfica de la LUT.

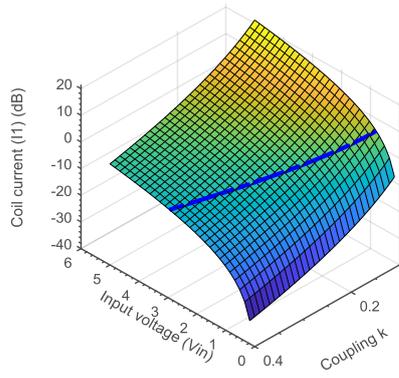


Fig. 6. Corriente de la bobina primaria (I_1) en función del acoplamiento k y la tensión de entrada (V_{in}). En azul los valores a corriente $I_o = 0,1 A$

Para proporcionar los valores de V_{in} de la LUT, se utiliza un convertidor CC-CC reductor como prerregulador. Este convertidor proporciona una tensión de salida V_{DC} en función de una tensión de referencia V_{ref} , mediante una realimentación por lazo de tensión similar al método descrito en [14].

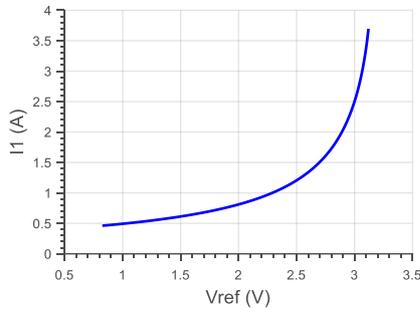


Fig. 7. Corriente de la bobina primaria (I_1) en función de la tensión de referencia (V_{ref}) proporcional a V_{in}

La función de transferencia que relaciona V_{in} y V_{ref} es una recta con pendiente negativa, que incluye la ecuación (4). Estas transformaciones lineales resultan en una LUT final denotada como $[V_{LUT}, I_{LUT}]$. Para este caso en particular, la LUT final se representa en la Fig. 7.

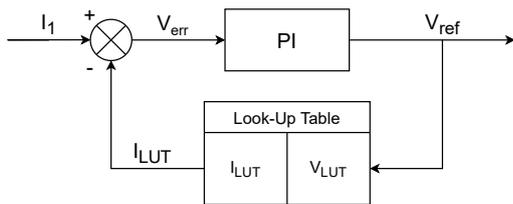


Fig. 8. Diagrama del lazo de control.

El error entre I_1 y la salida de la LUT provoca que V_{ref} , que es proporcional a la tensión V_{in} , cambie sucesivamente, buscando el punto de trabajo descrito en la Fig. 7.

La LUT se implementa en el lazo de control, Fig. 8. La entrada de la LUT es V_{ref} , que genera un valor de I_{LUT} . Este valor de I_{LUT} se compara con la medida de la amplitud de la corriente I_1 .

Este proceso continúa hasta que se converge en el valor de V_{ref} , que proporciona la corriente I_1 del punto de trabajo en el que opera el convertidor para el acoplamiento dado, y el error entre I_{LUT} e I_1 nulo.

De esta manera, se logra regular la corriente de salida del sistema.

B. Resultados de simulación

Mediante simulación en PSIM, se validó la estrategia de control, utilizando los valores de la TABLA II. Los resultados se presentan en la Fig. 9.

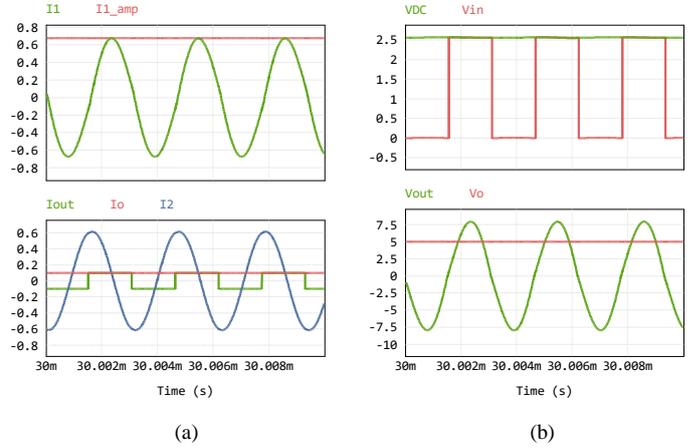


Fig. 9 Formas de onda en simulación. (a) Corrientes en el primario y secundario. (b) Tensiones de entrada y salida

La Fig. 9a muestra que el tanque Serie-Paralelo opera en resonancia, con I_1 como un seno fundamental. La amplitud de I_1 se mide con un detector de pico y es la magnitud que se compara en la LUT. La corriente de salida del tanque paralelo, I_{out} , se rectifica I_o , y aparece regulada a 100 mA para una carga $R_o = 50 \Omega$. I_2 también es senoidal y en resonancia. La Fig. 9b muestra que la amplitud de V_{in} es V_{DC} del prerregulador. V_{out} es una senoide con cierto contenido armónico. La tensión en la carga V_o , es constante de 5V.

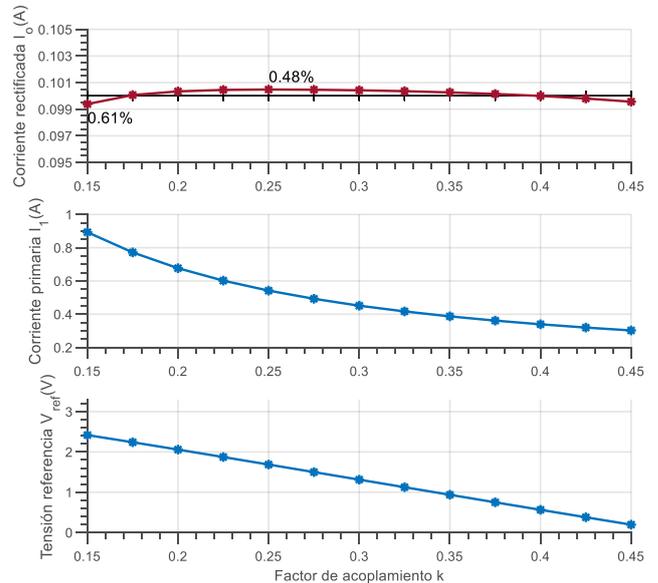


Fig. 10 Variación de la corriente de salida regulada y las variables de control para distintos valores de acoplamiento

La Fig. 10 muestra que para distintos valores de acoplamiento (k) en el rango de 0,15 a 0,45. La tensión de referencia V_{ref} y por lo tanto V_{in} , cambia linealmente con el acoplamiento. Al variar V_{ref} con el acoplamiento, la amplitud

de la corriente I_1 cambia al valor indicado en la LUT para ese acoplamiento. Se consigue regular a una corriente constante I_o de 100 mA con un error máximo del 0,61%. Además, se ha simulado con una variación del $\pm 20\%$ de la carga de salida y el resultado ha sido una corriente del rectificador regulada entre 90 – 110 mA, lo que representa una variación de $\pm 10\%$, obteniéndose una tensión de salida entre 4,4 y 5,4 V que está en el rango del cargador de baterías.

V. CONCLUSIONES

Este artículo revisa las arquitecturas IPT resonantes para carga inalámbrica en aplicaciones biomédicas como marcapasos. Se propone una arquitectura de control que regula la corriente y tensión de salida desde el lado primario, sin necesidad de comunicación con el secundario. Se selecciona una topología serie-paralelo, SP, se modela y se incorpora al diseño del sistema IPT, incluyendo los efectos del inversor de clase D y el rectificador de puente completo de diodos. La estrategia de control se verifica con PSIM, demostrando su funcionamiento mediante estimaciones del punto de trabajo para generar una LUT. El sistema proporciona una salida de 100 mA a una frecuencia de resonancia de 321 kHz para factores de acoplamiento entre 0,15 y 0,45, con un error máximo menor al 1%, y un rango de tensión de salida dentro de los límites del cargador de baterías, para diferentes valores de corriente de carga. Estos resultados respaldan la estrategia de control y sugieren futuras investigaciones. Como trabajos futuros, se plantea la implementación del control en un prototipo y el estudio de las tolerancias y el envejecimiento del sistema.

REFERENCES

- [1] S. Gururaj, A. Applequist, S. Bhattarai, A. M. Appaji, y P. Kadambi, «Self-Powered Cardiac Pacemaker: The Viability of a Piezoelectric Energy Harvester», en *2020 International Conference on COMMunication Systems & NETWORKS (COMSNETS)*, ene. 2020, pp. 70-75. doi: 10.1109/COMSNETS48256.2020.9027333.
- [2] V. Hueros, A. Barrado, A. Lázaro, y C. Fernández, «A Review of Wireless Charging Systems for Cardiac Pacemakers», en *2023 IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, jun. 2023, pp. 1-6. doi: 10.1109/CPE-POWERENG58103.2023.10227381.
- [3] S. Cruciani, T. Campi, F. Maradei, y M. Feliziani, «Numerical simulation of Wireless Power Transfer system to recharge the battery of an implanted cardiac pacemaker», en *2014 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, sep. 2014, pp. 44-47. doi: 10.1109/EMCEurope.2014.6930874.
- [4] X. Q. Liu, Y. H. Li, L. Min, y H. Ping, «The Design and Manufacture of the Wireless Power Transmission System in the Cardiac Pacemakers», *Appl. Mech. Mater.*, vol. 596, pp. 100-103, 2014, doi: 10.4028/www.scientific.net/AMM.596.100.
- [5] H. Ryu *et al.*, «Self-rechargeable cardiac pacemaker system with triboelectric nanogenerators», *Nat. Commun.*, vol. 12, n.º 1, Art. n.º 1, jul. 2021, doi: 10.1038/s41467-021-24417-w.
- [6] S. Rao y J.-C. Chiao, «Body Electric: Wireless Power Transfer for Implant Applications», *IEEE Microw. Mag.*, vol. 16, n.º 2, pp. 54-64, mar. 2015, doi: 10.1109/MMM.2014.2377586.
- [7] A. Zurbuchen *et al.*, «Towards Batteryless Cardiac Implantable Electronic Devices—The Swiss Way», *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 11, n.º 1, pp. 78-86, feb. 2017, doi: 10.1109/TBCAS.2016.2580658.
- [8] W. Zhang y C. C. Mi, «Compensation Topologies of High-Power Wireless Power Transfer Systems», *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, n.º 6, pp. 4768-4778, jun. 2016, doi: 10.1109/TVT.2015.2454292.
- [9] W. Zhang, S.-C. Wong, C. K. Tse, y Q. Chen, «Analysis and Comparison of Secondary Series- and Parallel-Compensated Inductive Power Transfer Systems Operating for Optimal Efficiency and Load-Independent Voltage-Transfer Ratio», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n.º 6, pp. 2979-2990, jun. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2273364.
- [10] C. Xiao, K. Wei, D. Cheng, y Y. Liu, «Wireless Charging System Considering Eddy Current in Cardiac Pacemaker Shell: Theoretical Modeling, Experiments, and Safety Simulations», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, n.º 5, pp. 3978-3988, may 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2645142.
- [11] V. Shevchenko, O. Husev, R. Strzelecki, B. Pakhaliuk, N. Poliakov, y N. Strzelecka, «Compensation Topologies in IPT Systems: Standards, Requirements, Classification, Analysis, Comparison and Application», *IEEE Access*, vol. 7, pp. 120559-120580, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2937891.
- [12] C. Fernandez, O. Garcia, R. Prieto, J. A. Cobos, y J. Uceda, «Overview of different alternatives for the contact-less transmission of energy», en *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, Sevilla, Spain: IEEE, 2002, pp. 1318-1323. doi: 10.1109/IECON.2002.1185466.
- [13] C. Fernandez, O. Garcia, R. Prieto, J. A. Cobos, S. Gabriels, y G. Van Der Borcht, «Design issues of a core-less transformer for a contact-less application», en *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)*, Dallas, TX, USA: IEEE, 2002, pp. 339-345. doi: 10.1109/APEC.2002.989268.
- [14] V. Hueros, A. Barrado, C. Fernández, y P. Mattavelli, «Coupling and Load Estimation with Current and Voltage Primary Sensing in Free Communication Wireless Power Charging», en *IECON 2023- 49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, oct. 2023, pp. 1-6. doi: 10.1109/IECON51785.2023.10312281.
- [15] J. E. Poole *et al.*, «Complication Rates Associated With Pacemaker or Implantable Cardioverter-Defibrillator Generator Replacements and Upgrade Procedures», *Circulation*, vol. 122, n.º 16, pp. 1553-1561, oct. 2010, doi: 10.1161/CIRCULATIONAHA.110.976076.
- [16] V. S. Mallela, V. Ilankumar, y N. S. Rao, «Technical Series Trends in Cardiac Pacemaker Batteries», *Indian Pacing Electrophysiol. J.*, vol. 4, n.º 4, p. 201, 2004.
- [17] V. Vulfin, S. Sayfan-Altman, y R. Ianconescu, «Wireless power transfer for a pacemaker application», *J. Med. Eng. Technol.*, vol. 41, n.º 4, pp. 325-332, may 2017, doi: 10.1080/03091902.2017.1299232.
- [18] T. Campi, S. Cruciani, V. De Santis, y M. Feliziani, «EMF Safety and Thermal Aspects in a Pacemaker Equipped With a Wireless Power Transfer System Working at Low Frequency», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, n.º 2, pp. 375-382, feb. 2016, doi: 10.1109/TMTT.2015.2514087.
- [19] S. Cetin y Y. E. Demirci, «High-efficiency LC-S compensated wireless power transfer charging converter for implantable pacemakers», *Int. J. Circuit Theory Appl.*, vol. 50, n.º 1, pp. 122-134, 2022, doi: 10.1002/cta.3150.
- [20] J. I. Arana, A. Bodegas, y I. Sainz, «Longevidad de los marcapasos», vol. Cuadernos de Estimulación Cardíaca, n.º 11.
- [21] Q. Xiong, «Wireless Charging Device for Artificial Cardiac Pacemakers», en *Proceedings of the 4th International Conference on Information Technology and Management Innovation*, Shenzhen, China: Atlantis Press, 2015. doi: 10.2991/icitmi-15.2015.127.
- [22] K. van Schuylenbergh y R. Puers, *Inductive Powering: Basic Theory and Application to Biomedical Systems*. Springer Science & Business Media, 2009.
- [23] T. Campi, S. Cruciani, F. Palandrani, V. De Santis, A. Hirata, y M. Feliziani, «Wireless Power Transfer Charging System for AIMS and Pacemakers», *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, n.º 2, pp. 633-642, feb. 2016, doi: 10.1109/TMTT.2015.2511011.
- [24] V. Hueros, A. Barrado, A. Lázaro, y C. Fernández, «Approach to wireless charging systems for cardiac pacemakers», presentado en 7th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering, Tallinn, Estonia, 2023.
- [25] W. Zhang y C. C. Mi, «Compensation Topologies of High-Power Wireless Power Transfer Systems», *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, n.º 6, pp. 4768-4778, jun. 2016, doi: 10.1109/TVT.2015.2454292.
- [26] V. Shevchenko, O. Husev, R. Strzelecki, B. Pakhaliuk, N. Poliakov, y N. Strzelecka, «Compensation Topologies in IPT Systems: Standards, Requirements, Classification, Analysis, Comparison and Application», *IEEE Access*, vol. 7, pp. 120559-120580, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2937891.
- [27] D. Patil, M. K. McDonough, J. M. Miller, B. Fahimi, y P. T. Balsara, «Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: Overview and Challenges», *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 4, n.º 1, pp. 3-37, mar. 2018, doi: 10.1109/TTE.2017.2780627.