

Procedimiento de sintonizado de tanques resonantes LCC para carga inalámbrica de vehículos eléctricos

Nicolás Magliola^{*1}, Pablo M. Cossutta^{*2} y Federico M. Serra^{†3}

^{*}*Centro de Investigación y Desarrollo en Electrónica Industrial (CIDEI), Instituto Tecnológico de Buenos Aires (ITBA), Ciudad Autónoma de Buenos Aires, Argentina*

¹*nmagliola@itba.edu.ar*

²*pcossutt@itba.edu.ar*

[†]*Laboratorio de Control Automático (LCA), Facultad de Ingeniería y Ciencias Agropecuarias (FICA), Universidad Nacional de San Luis (UNSL), CONICET, Villa Mercedes, San Luis, Argentina*

³*fmserra@unsl.edu.ar*

Abstract—En este trabajo se propone un procedimiento sistemático para sintonizar tanques resonantes LCC a un valor de frecuencia determinado. El uso de tanques resonantes permite aumentar el rendimiento y potencia transmitida en forma inalámbrica para la carga de vehículos eléctricos. El tanque resonante LCC es ampliamente utilizado para carga dinámica, principalmente por su característica de poder conectar varios de estos en paralelo y que cuando no se transmite potencia inalámbricamente no circula corriente por el convertidor. Sin embargo, este comportamiento se logra solamente si todos los tanques se encuentran sintonizados a la misma frecuencia. Específicamente, en el procedimiento propuesto se determinan las señales a aplicar y las mediciones a realizar, utilizando simples instrumentos de laboratorio, para obtener sus frecuencias de resonancia. Se brindan las expresiones para calcular el ajuste necesario de los componentes a fin de sintonizar al circuito a una frecuencia de resonancia deseada. Finalmente, se analiza y valida el método propuesto mediante una simulación.

Index Terms—vehículo eléctrico, carga inalámbrica, carga inalámbrica dinámica, circuito resonante LCC, frecuencia de resonancia, sintonizado de frecuencia

I. INTRODUCCIÓN

El desarrollo de la movilidad eléctrica, en reemplazo de los vehículos a combustión interna, es un proceso que ha comenzado desde hace tiempo y en los últimos años ha tomado una velocidad vertiginosa. Entre los motivos más destacables de este proceso se encuentra la reducción de la contaminación que producen los vehículos tradicionales, ya que el transporte terrestre es uno de los principales generadores de gases de efecto invernadero [1], [2]; además el ruido que ocasionan afectan la calidad de vida en las ciudades, junto a la salud física y mental de las personas [3]. Otro aspecto a tener en cuenta son las reservas de petróleo, ya que existen proyecciones que pronostican el agotamiento casi total de dicho recurso para el año 2060 [4].

El vehículo eléctrico (*Electric Vehicle*, **EV**) cuenta con muchos aspectos técnicos en los que supera al de combustión interna (*Internal Combustion Engine*, **ICE**), mayor eficiencia energética, motor de menor volumen y recuperación de energía mediante frenado regenerativo, entre otros. Sin embargo se destacan dos aspectos técnicos fundamentales que dificultan su total aceptación: la baja autonomía y el tiempo requerido para la recarga de sus baterías.

La baja autonomía se debe al peso del sistema de almacenamiento de energía (*Energy Storage System*, **ESS**), constituido principalmente por baterías y a la capacidad de estas. La cantidad de kilómetros que se pueden alcanzar con un ICE es significativamente superior a la de un EV, para el mismo volumen de baterías, considerando combustible tradicional y baterías de Litio.

Por otro lado, el tiempo de carga está limitado por la potencia que se le puede entregar al banco de baterías y por la capacidad de potencia que la red eléctrica puede suministrar [5]. Aumentar la potencia entregada a la batería limita su vida útil, mientras que si se utiliza un sistema de carga lenta, si bien preserva la vida útil de las baterías, produce demoras considerables en el tiempo de carga. Cabe destacar que existen alternativas, como sistema de baterías intercambiables, pero las mismas no han tenido gran aceptación en el mercado.

Una posible solución a este inconveniente, al menos en forma parcial, es la carga inalámbrica dinámica (*Dynamic Wireless Power Transfer*, **DWPT**). Esta metodología consiste en la ubicación de transmisores en autopistas, avenidas y calles, que permiten cargar al vehículo a medida que este circula [6]. La carga intermitente durante su uso relaja los requerimientos de autonomía, disminuyendo el tamaño y costo de las baterías del vehículo y el tiempo de carga necesario.

Existen varias alternativas de carga inalámbrica, siendo la inductiva (*Inductive Power Transfer*, **IPT**) la más aceptada para carga de EVs, debido a su desempeño con respecto al nivel de potencia transferible, rendimiento, distancia de transmisión, costo, robustez y seguridad de uso, entre otros aspectos [7]. El sistema de carga, diagramado en la Fig. 1, basa su funcionamiento en la transmisión de energía entre una bobina en el pavimento y otra en el EV, que pueden modelarse como un transformador con bajo nivel de acoplamiento, debido a la distancia entra ambas y no contar con un núcleo que dirija el flujo magnético. Para compensar esta limitante, se utilizan tanques resonantes, que son circuitos compuestos por capacitores e inductores que entran en resonancia, aumentando la capacidad de transferencia de potencia [8]. A su vez, si se trabaja en resonancia,

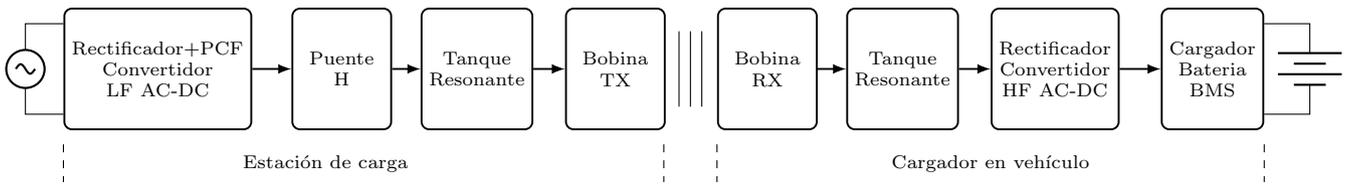


Fig. 1. Diagrama del sistema de carga inalámbrica inductiva.

las llaves del convertidor operan con conmutaciones suaves, aumentando el rendimiento del sistema.

Existen varias topologías ampliamente estudiadas y comparadas [6], [8], [9], [10], [11] entre las que se destacan la Serie y el LCC. La principal ventaja que tienen ambas topologías es que la frecuencia de resonancia no depende del factor de acoplamiento [11]; y considerando que la DWPT implica que el acoplamiento cambia a medida que el vehículo avanza, esta característica es fundamental. Entre estas dos topologías, la Serie utiliza menos componentes, por lo tanto es más económica y fácil de sintonizar.

Por otro lado, cuando el vehículo eléctrico no se encuentra posicionado sobre el transmisor, es decir, el factor de acoplamiento es nulo, la topología LCC posee la característica de que su impedancia es infinita si se opera en su frecuencia de resonancia. Si se considera que solo un transmisor transfiere potencia por vez y todos se encuentran sintonizados a la misma frecuencia de operación, es posible utilizar un único inversor para alimentar a todos los transmisores, en lugar de un inversor por cada transmisor de topología Serie, tal como se muestra en la Fig. 2.

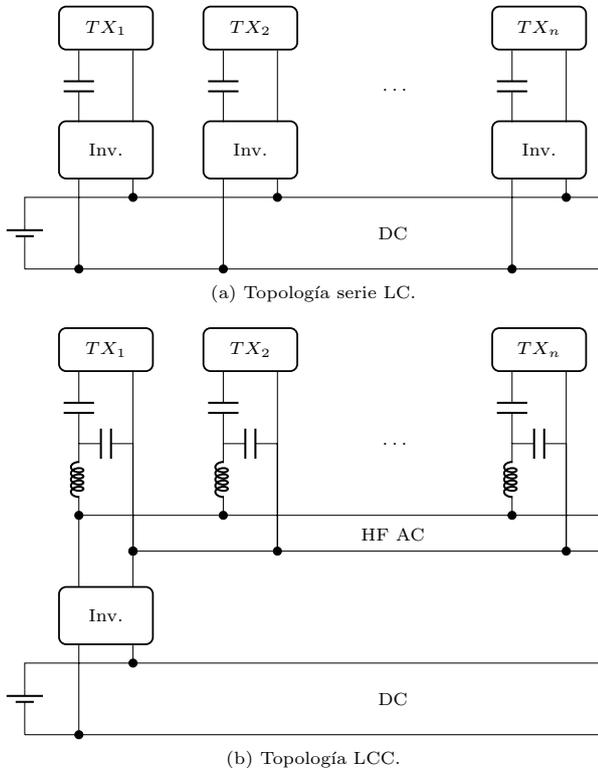


Fig. 2. Conexión en estación de carga DWPT. (a) múltiples inversores, topología LC. (b) único inversor topología LCC.

Por lo expuesto anteriormente, la topología LCC resulta la más beneficiosa para el transmisor en un sistema de DWPT.

Una de las principales desventajas del tanque resonante LCC es la necesidad de lograr su correcta sintonización [11]. En parte, porque se trata de un sistema de cuarto orden, siendo necesario calibrar varios elementos. Otra razón es la sensibilidad del sistema, consecuencia de tener un sistema con alto factor de calidad, necesario para aumentar el rendimiento de transferencia de potencia. Finalmente, la última razón es que, al considerar el conexionado de varios tanques resonantes alimentados por un único inversor, el cableado de varios metros entre el convertidor y cada tanque resonante implica una inductancia parásita en serie de valor considerable y dependiente de la instalación del equipo (cada tanque resonante va a tener una inductancia parásita en serie, diferente y desconocida). En este trabajo se propone un procedimiento sistemático para calibrar el tanque resonante LCC una vez ya instalado para un sistema DWPT, utilizando instrumental tradicional. En concreto, los aportes son:

- Determinar las señales a generar y a medir para poder determinar las frecuencias de resonancia del sistema. Para esto se modela al sistema y se analiza sus características y propiedades.
- Requerir como instrumental tan solo un generador de señales y un osciloscopio de dos canales, uno para medir tensión y otro para medir corriente, lo que suele encontrarse en laboratorios de electrónica. No es necesario un analizador de impedancias, analizadores de espectro ni instrumental dedicado para poder realizar el proceso.
- Brindar los cálculos para determinar, a partir de los resultados obtenidos en las mediciones, cuál elemento modificar y en qué magnitud.

Primero se analiza el modelo matemático del tanque resonante LCC para así poder determinar sus características en resonancia. Luego se procede a explicar el procedimiento de calibración, detallando los pasos a seguir y la razón de su elección. Por último, se valida el procedimiento con una serie de simulaciones, detallando las formas de ondas de tensión y corriente.

II. TANQUE RESONANTE LCC

El tanque resonante LCC consiste en un inductor y dos capacitores que se conectan entre el convertidor de potencia (inversor) y la bobina transmisora. Cuando no hay acoplamiento con la bobina receptora, la inductancia mutua es nula, quedando un circuito de cuarto orden LCCL como muestra la Fig. 3. Dado que el sistema está conformado por elementos de alto factor de calidad para evitar pérdidas de potencia y que dichos valores no modifican la frecuencia de resonancia de los sistemas LC, se desestimará la resistencia parásita de las bobinas en este análisis.

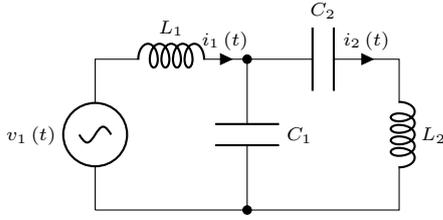


Fig. 3. Modelo tanque LCC con bobina transmisora sin acoplamiento.

Realizando un análisis teórico en estado estacionario donde las corrientes y tensiones del circuito se consideran sinusoidales, la tensión compleja V_1 está determinada por,

$$V_1 = j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) I_1 + j \frac{1}{\omega C_1} I_2 \quad (1)$$

$$0 = j \frac{1}{\omega C_1} I_2 + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2} \right) I_2 \quad (2)$$

El circuito de la Fig. 3. está sintonizado cuando ambos lazos cerrados se encuentran en resonancia respecto de la frecuencia angular ω_0 , es decir, se cumplen las condiciones,

$$\omega_0 L_1 = \frac{1}{\omega_0 C_1} \quad (3)$$

$$\omega_0 L_2 = \frac{1}{\omega_0 C_1} + \frac{1}{\omega_0 C_2} \quad (4)$$

Por lo tanto, reemplazando (3) y (4) en (1) y (2) se obtiene el comportamiento de un circuito LCC sintonizado, no acoplado y operando en resonancia.

$$I_1 = 0 \quad (5)$$

$$I_2 = -j \omega_0 C_1 V_1 \quad (6)$$

Como se puede observar en (5), un sistema sin acople perfectamente sintonizado representa para la fuente de tensión una impedancia infinita. Esto es la característica que permite conectar varios transmisores en paralelo a un único inversor, reduciendo el costo del equipo.

III. PROCEDIMIENTO DE SINTONIZADO

Para sintonizar al sistema es necesario calibrar dos circuitos LC: el correspondiente a L_1 - C_1 y L_2 - C_1 - C_2 . Considerando que el segundo depende de componentes del primero, el procedimiento propuesto consiste en sintonizar primero el lazo L_1 - C_1 y luego el L_2 - C_1 - C_2 .

A. Calibración L_1 - C_1

El primer paso de la calibración consiste en abrir el segundo lazo, desconectando C_2 o L_2 según convenga, a fin de que la corriente I_2 sea nula y que el sistema sea solo un circuito LC de segundo orden. La frecuencia de resonancia y corriente que circula por este primer lazo están dadas por las siguientes ecuaciones,

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (7)$$

$$I_1 = \frac{V_1}{j\omega L_1 - \frac{1}{j\omega C_1}} \quad (8)$$

Este circuito tiene la particularidad de tener una impedancia que tiende a cero en la frecuencia de resonancia, por lo

tanto no es posible alimentar al circuito con una tensión sinusoidal de frecuencia cercana a la resonancia sin que la corriente tienda a infinito, no siendo posible de suministrar por la fuente de tensión.

La propuesta entonces es alimentar el circuito con un escalón de tensión y analizar su respuesta transitoria, determinando la frecuencia de resonancia a partir de la medición de la frecuencia de oscilación del transitorio.

La respuesta en el tiempo de la corriente que circula por el lazo, considerando un sistema subamortiguado RLC serie al que se le aplica un escalón de tensión, está determinada por,

$$i_1(t) = e^{-\alpha_1 t} A \sin(\omega_{d1} t + \Theta) \quad (9)$$

$$\alpha_1 = \frac{R}{2L_1} \quad (10)$$

$$\omega_{d1}^2 = \omega_1^2 - \alpha_1^2 \quad (11)$$

Donde α_1 es el factor de amortiguamiento y ω_{d1} es la frecuencia de oscilación del transitorio. Los valores de la amplitud A y fase θ de la sinusoidal dependen del valor de tensión del escalón y de las condiciones iniciales del capacitor y del inductor, pero no afectan a α_1 ni a ω_{d1} . Analizando (11) y considerando que en un sistema de alto factor de calidad el valor α es mucho menor que ω_{d1} , la aproximación $\omega_{d1} = \omega_1$ es aceptable, de donde se puede concluir que la frecuencia de resonancia se puede obtener a partir de la medición de la frecuencia de oscilación transitoria de la corriente de entrada.

Es importante destacar que a los fines prácticos la frecuencia de oscilación debe tomarse considerando los cruces por cero de la señal sinusoidal y no sus valores máximos o mínimos (picos), ya que los mismos están modulados por una exponencial decreciente. A fin de disminuir el error de la medición, es recomendable considerar varios ciclos para determinar la frecuencia de forma correcta. Considerando que la frecuencia de resonancia medida ω_1 difiera significativamente de la deseada ω_0 , la misma debe corregirse. Combinando las ecuaciones (3) y (7) se obtiene,

$$\frac{L'_1 C_1}{L_1 C_1} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_0} \right)^2 \quad (12)$$

donde C'_1 y L'_1 son los nuevos valores de capacidad e inductancia que logran la frecuencia de resonancia deseada. Matemáticamente la frecuencia puede ajustarse modificando tanto el valor de C_1 como el de L_1 . Sin embargo, a los fines prácticos, es más sencillo modificar C_1 , dado que constructivamente este suele ser una matriz de capacitores en paralelo y serie para cumplir los requerimientos de tensión y corriente. Quitando o agregando capacitores a esta matriz se puede modificar su valor en pasos discretos pero de gran resolución. Por lo tanto, si el valor de la inductancia se mantiene constante, la variación a aplicar a C_1 está determinada por,

$$\Delta C_1 = (\lambda_1 - 1) C_1 \quad (13)$$

De (13) se concluye que si la frecuencia medida es menor que la deseada el valor de C_1 debe reducirse y si es mayor debe aumentarse, siempre en un factor $\lambda_1 - 1$. Cabe destacar que el valor real de C_1 no es perfectamente conocido, ya

que posee cierto error de dispersión. Sin embargo, este error puede despreciarse ya que no afecta significativamente en el nuevo valor a utilizar.

Esta secuencia de medir ω_1 y modificar C_1 debe repetirse de forma iterativa hasta que la frecuencia medida sea lo suficientemente cercana al valor deseado, finalizando así la calibración del primer lazo.

B. Calibración L_2 - C_1 - C_2

El próximo paso a realizar es sintonizar el segundo lazo cerrado, para lo cual se debe volver a conectar el lazo conformado por C_2 y L_2 . La frecuencia de resonancia del segundo lazo es,

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_{12}}} \quad (14)$$

donde,

$$C_{12} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (15)$$

La relación entre la tensión y la corriente de entrada puede obtenerse de reemplazar (2) y (15) en (1), siendo,

$$V_1 = \left[\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_1} \right) - \frac{\frac{1}{\omega^2 C_1 C_2}}{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_{12}}} \right] I_1 \quad (16)$$

Considerando que se encuentra calibrado el lazo L_1 - C_1 y trabajando en un entorno de ω_1 es posible aproximar (16) a la ecuación,

$$V_1 = -j \frac{\frac{1}{\omega^2 C_1 C_2}}{\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_{12}}} I_1 \quad (17)$$

De (17) pueden observarse dos características importantes: la impedancia de entrada del circuito tiende a infinito en resonancia y la fase de la corriente I_1 está adelantada o atrasada 90° respecto de la tensión de entrada V_1 si la frecuencia de excitación ω es mayor o menor a la de resonancia ω_2 respectivamente.

Basados en la propiedad de la alta impedancia cercana a la resonancia es posible conectar un generador de señales sinusoidales como fuente de tensión a la entrada del sistema. Por tratarse de un sistema de alto Q , la diferencia de fase entre la tensión y la corriente es sumamente sensible a frecuencia de resonancia, siendo este el parámetro a observar para determinar con precisión el valor de la frecuencia de resonancia ω_2 .

La propuesta es aplicar en V_1 una señal senoidal y realizar un barrido de frecuencia para determinar la frecuencia de resonancia ω_2 midiendo la fase de la corriente I_1 . El valor ω_2 puede ajustarse al valor de resonancia ω_0 cambiando los valores de L_2 y C_2 , lo que no afectaría la frecuencia ω_1 previamente calibrada. Considerando que L_2 es la bobina de transmisión, cuyo diseño es sumamente complejo, y por lo explicado previamente de la estructura de capacitores, es conveniente modificar el valor de C_2 . Por lo tanto, de (14) y (15) se determina que habiendo obtenido ω_2 el valor capacidad a modificar de C'_{12} , el nuevo valor de C_{12} que logra la frecuencia de resonancia ω_0 , debe ser

$$\Delta C_{12} = (\lambda_2 - 1) C_{12} \quad (18)$$

Donde,

$$\left(\frac{\omega_2}{\omega_0} \right)^2 = \lambda_2 \quad (19)$$

Trabajando algebraicamente se obtiene,

$$\Delta C_2 = \left(\frac{\lambda_2 C_1}{C_1 + (1 - \lambda_2) C_2} - 1 \right) C_2 \quad (20)$$

Similar al ajuste propuesto para el primer lazo, la calibración del segundo lazo es un proceso iterativo en el que se determina la frecuencia de resonancia ω_2 y, en caso de que difiera significativamente de ω_0 , se corrige modificando el valor de C_2 .

C. Resumen de la metodología

El sintonizado del tanque resonante LCC consta de la calibración de dos lazos LC, aplicando distintas señales desde una fuente de tensión y midiendo la corriente de entrada.

Para el primer lazo:

- Se debe abrir el lazo formado por la bobina L_2 .
- Se debe aplicar un escalón de tensión en la entrada y medir la corriente de entrada.
- La frecuencia ω_1 se determina midiendo la frecuencia de oscilación de la respuesta transitoria.
- Se corrige la frecuencia de resonancia modificando el valor de C_1 acorde a (13).
- En caso de ser necesario, se repite la secuencia hasta obtener un valor de ω_1 aceptable.

Para el segundo lazo,

- Se debe reconectar el lazo de la bobina L_2 .
- Se debe aplicar una tensión senoidal en la entrada y medir la diferencia de fase entre dicha señal y la corriente de entrada.
- La frecuencia ω_2 se determina realizando un barrido en frecuencia alrededor de ω_0 y detectando el valor donde se realiza el cambio de fase.
- Se corrige la frecuencia de resonancia modificando el valor de C_2 acorde a (20).
- En caso de ser necesario, se repite la secuencia hasta obtener un valor de Ω_1 aceptable.

Dicho proceso es resumido en el diagrama de la Fig. 4.

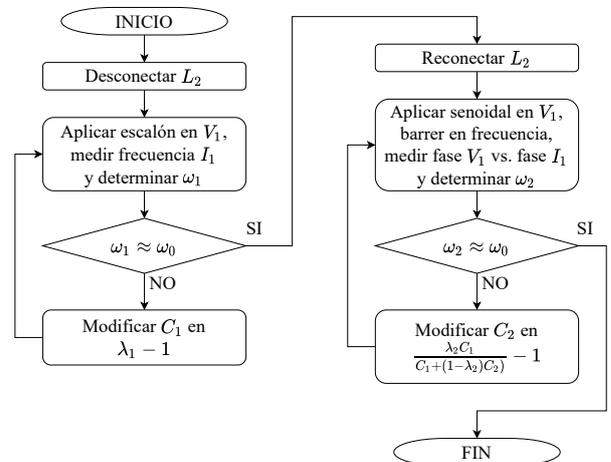


Fig. 4. Diagrama de flujo del procedimiento de calibración.

IV. RESULTADOS

El procedimiento de sintonizado se ejemplifica utilizando los valores presentados en [12], donde distintos tanques resonantes LCC son alimentados por inversores que operan a $85kHz$ para transmitir potencia de forma inalámbrica. Dicho trabajo presenta los valores nominales y los medidos de inductancia y capacidad para los elementos de distintos tanques resonantes. El valor de la resistencia parásita de los inductores es obtenido de [13], que utiliza componentes similares. Finalmente se genera la Tabla I a fin de emular un sistema LCC que no se encuentra sintonizado debido a la dispersión de sus componentes y errores parásitos causados por el conexionado e instalación del equipo. Utilizando solamente el valor nominal de cada componente, ya que el real se supone desconocido, se procederá a calibrar el circuito, utilizando los pasos propuestos y mostrando las formas de ondas de tensión y corriente resultantes.

TABLA I
PARÁMETROS DEL CIRCUITO LCC TRANSMISOR.

Parámetro	Valor Nominal	Valor Real
Inductor tanque resonante L_1	$45\mu H$	$46.5\mu H$
Resistencia tanque resonante R_1	$50m\Omega$	$50m\Omega$
Capacitor tanque resonante C_1	$77.9nF$	$78.1nF$
Capacitor tanque resonante C_2	$9.35nF$	$9.12nF$
Bobina transmisora L_2	$420\mu H$	$418\mu H$
Resistencia bobina transmisora R_2	$500m\Omega$	$500m\Omega$
Frecuencia de resonancia primer lazo f_1	$85.005kHz$	$83.516kHz$
Frecuencia de resonancia segundo lazo f_2	$84.997kHz$	$86.142kHz$

La calibración del primer lazo comienza desconectando L_2 e inyectando un escalón de $1V$ de tensión en la entrada del circuito. Como resultado se obtiene la forma de onda de la corriente, como muestra la Fig. 5. De la misma se mide el tiempo de cuatro períodos, entre los cruces por cero a fin de minimizar el error de medición. Como resultado se obtiene que el valor de f_{d1} es $83.51kHz$. Notar que se valida la aproximación $\omega_{d1} = \omega_1$, ya que considerando α a partir de los valores nominales, el error es inferior a $1Hz$.

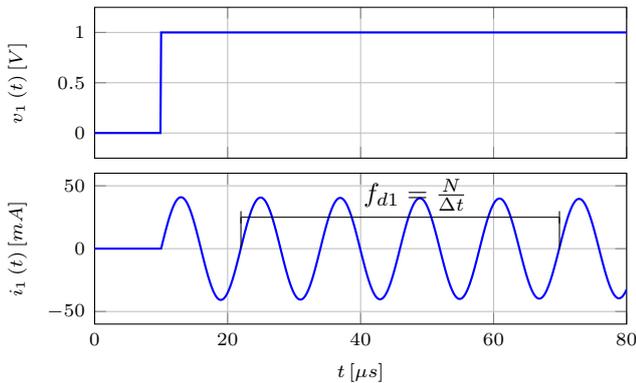


Fig. 5. Respuesta transitoria de $i_1(t)$ frente a un escalón de tensión $v_1(t)$.

Utilizando (12) el valor de λ_1 resulta ser 0.965 y mediante (13) se concluye que se debe disminuir C_1 en $2.7nF$. Mediante este ajuste el nuevo valor nominal y real de C_1 es $75.2nF$ y $75.4nF$ respectivamente y se logra sintonizar f_1 a $84.998kHz$.

Se procede entonces a calibrar el segundo lazo, para lo que se conecta nuevamente L_2 . Notar que en este ejemplo el nuevo valor de C_1 la frecuencia f_2 se aleja aún más de la deseada, tomando un valor de $86.304kHz$. Aplicando una tensión sinusoidal en la entrada de $1V$ se obtiene una corriente de entrada, cuya amplitud y fase depende de la frecuencia utilizada. El resultado del barrido de frecuencia puede observarse en la Fig. 6 mientras que la Fig. 7 muestra la forma de onda de la corriente dependiendo si se encuentra por debajo, por arriba o en la frecuencia de resonancia f_2 . Se comprueba que la sensibilidad de la fase es efectivamente superior a la de la amplitud.

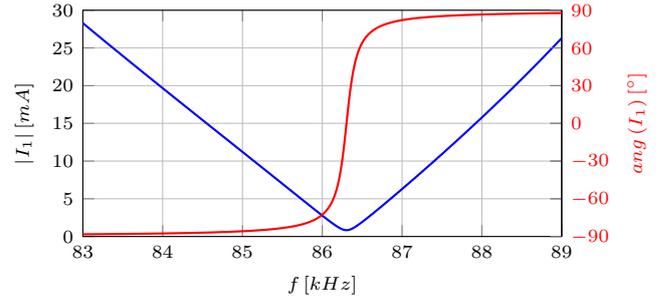


Fig. 6. Respuesta en frecuencia de I_1 , amplitud y fase.

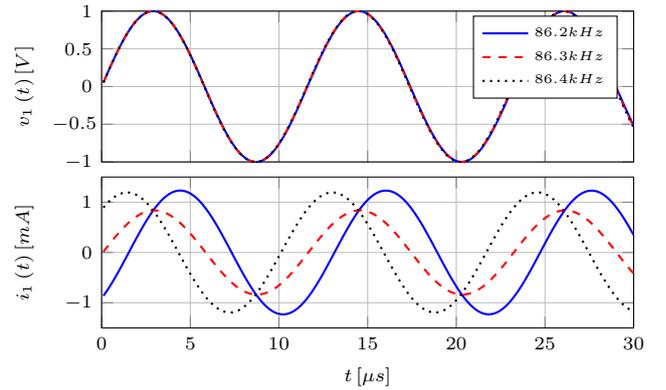


Fig. 7. Tensión $v_1(t)$ y corriente $i_1(t)$ con excitación de $86.2kHz$, $86.3kHz$ y $86.4kHz$.

De estas mediciones se obtiene que $f_2 = 83.3kHz$ y utilizando (19) y (20) se determina que $\lambda_2 = 1.031$ y que C_2 se debe aumentar en $330pF$, resultando en un valor nominal de $9.68nF$ y uno real de $9.45nF$. El resultado de este ajuste es sintonizar f_2 en $84.95kHz$, valor muy cercano al deseado.

V. CONCLUSIONES

En este trabajo se propuso un procedimiento para sintonizar tanques resonantes LCC, lo que permite paralelizarlos y hacerlos funcionar con un único inversor. Se analizaron las ecuaciones de su modelo y se eligieron las señales a aplicar y medir para poder obtener sus frecuencias de resonancia. También se especificaron los cálculos a realizar para poder sintonizar el sistema a una frecuencia de operación deseada. Finalmente se emuló la calibración de un circuito mediante simulaciones, validando el procedimiento con valores numéricos. Como trabajo futuro se propone

realizar pruebas experimentales, a fin de poder evaluar y validar el método con dispersiones paramétricas y errores de medición reales.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue posible gracias a la contribución del Instituto Tecnológico de Buenos Aires (ITBA) y la Universidad Nacional de San Luis (UNSL).

REFERENCES

- [1] "Sources of greenhouse gas emissions," *US EPA*, 2022. [Online]. Available: <https://www.epa.gov/ghgemissions/sources-greenhouse-gas-emissions>
- [2] "Informe nacional de inventario del tercer informe bienal de actualización de la república argentina a la convención marco de las naciones unidas para el cambio climático (cmnucc)," *UNFCCC*, 2019. [Online]. Available: <https://unfccc.int/documents/210219>
- [3] "Frontiers 2022: Noise, blazes and mismatches – emerging issues of environmental concern," *United Nations Environment Programme*, vol. 4, pp. 7–23, 2022. [Online]. Available: <https://unfccc.int/documents/210219>
- [4] A. Khaligh and Z. Li, "Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2806–2814, 2010.
- [5] S. Rivera, S. Kouro, S. Vazquez, S. M. Goetz, R. Lizana, and E. Romero-Cadaval, "Electric vehicle charging infrastructure: From grid to battery," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 15, no. 2, pp. 37–51, 2021.
- [6] A. Ahmad, M. S. Alam, and R. Chabaan, "A comprehensive review of wireless charging technologies for electric vehicles," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 1, pp. 38–63, 2018.
- [7] G. A. Covic and J. T. Boys, "Modern trends in inductive power transfer for transportation applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 1, pp. 28–41, 2013.
- [8] C.-S. Wang, O. Stielau, and G. Covic, "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 5, pp. 1308–1314, 2005.
- [9] W. Li, H. Zhao, S. Li, J. Deng, T. Kan, and C. C. Mi, "Integrated LCC compensation topology for wireless charger in electric and plug-in electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4215–4225, 2015.
- [10] A. Triviño-Cabrera, J. M. González-González, and J. A. Aguado, *Wireless Power Transfer for Electric Vehicles: Foundations and Design Approach*. Springer International Publishing, 2020.
- [11] V. Shevchenko, O. Husev, R. Strzelecki, B. Pakhaliuk, N. Poliakov, and N. Strzelecka, "Compensation topologies in ipt systems: Standards, requirements, classification, analysis, comparison and application," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 120 559–120 580, 2019.
- [12] J. Liu, Z. Liu, and H. Su, "Passivity-based pi control for receiver side of dynamic wireless charging system in electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 1, pp. 783–794, 2022.
- [13] W. Li, H. Zhao, J. Deng, S. Li, and C. C. Mi, "Comparison study on ss and double-sided lcc compensation topologies for ev/phev wireless chargers," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 6, pp. 4429–4439, 2016.