



Módulo de Transmisión Inalámbrica de Energía Eléctrica para Dispositivos de Baja Potencia

Wireless Power Transmission Module for Low Power Devices

Ing. Wilmer Jesús, Arias Marín. Correo: warias93@hotmail.com

Ing. Cesar David, López Galué. Correo: cesaryeo@hotmail.com

Ing. Marlon Andrés, Rodríguez Sánchez. Correo: mandresrod@outlook.com

Resumen

Se expone en este artículo el desarrollo constructivo de un prototipo de módulo para la transmisión inalámbrica de energía eléctrica con capacidad aplicada a dispositivos electrónicos de baja potencia, sujeto a un régimen de alta resonancia magnética sobre acoplamiento, con asiento en el análisis y usufructo empírico de los dogmas físicos que entienden las teorías de resonancia, factores de calidad Q en redes resonantes LRC, y el acoplamiento electromagnético. La investigación fue del tipo descriptiva, proyectiva con un diseño de campo, soportado por los autores Morris Kesler (2013), Agbinya (2012), Kurs (2007) y Soljačić (2007). El trabajo está sustentado en un ordenamiento de acción de cinco fases: (a) El estudio del sistema para las conformaciones conceptuales y descripciones previas al proceso de construcción en modo idealista; (b) El análisis del sistema donde se presentan las definiciones teóricas y fundamentos matemáticos para la comprensión sobre las características electromagnéticas, físicas y eléctricas involucradas en el medio; (c) El diseño del sistema para la realización del esquema eléctrico y clasificación de los diversos elementos generales integrados; (d) La evaluación del sistema donde se consideran los parámetros técnicos que conforman el módulo interno y externo de los dispositivos. (e) Finalmente, la implementación del sistema en relación al armado físico y operatividad del equipo para su accionar, y posterior examinación bajo las variables estimadas a verificar experimentalmente, desde el marco de las fases teóricas.

Palabras clave: transmisión eléctrica inalámbrica, transferencia eléctrica, resonancia magnética, acoplamiento magnético, amplificador RF de potencia.

Abstract

This article presents the constructive development of a prototype module for the wireless transmission of electrical energy with capacity applied to low power electronic devices, subject to a high magnetic resonance regime on coupling, based on the analysis and empirical usufruct of the physical dogmas that understand resonance theories, quality factors Q in LRC resonant networks, and electromagnetic coupling. The research was of the descriptive, projective type with a field design, supported by the authors Morris Kesler (2013), Agbinya (2012), Kurs (2007) and Soljačić (2007). The work is supported by an action ordering of five phases: (a) The study of the system for the conceptual conformations and descriptions prior to the construction process in idealistic mode; (b) The analysis of the system where the theoretical definitions and mathematical foundations for the understanding of the electromagnetic, physical and electrical characteristics involved in



the medium are presented; (c) The design of the system for the realization of the electrical diagram and classification of the various integrated general elements; (d) The evaluation of the system where the technical parameters that make up the internal and external module of the devices are considered. (e) Finally, the implementation of the system in relation to the physical assembly and operation of the equipment for its operation, and subsequent examination under the estimated variables to be verified experimentally, from the framework of the theoretical phases.

Keywords: wireless electrical transmission, electrical transfer, magnetic resonance, magnetic coupling, RF power amplifier.

Introducción

En paralelo al constante desarrollo tecnológico, los procesos de transferencia eléctrica inalámbrica cobran cada vez mayor popularidad dentro de los avances de diseño de los equipos electrónicos de la actualidad. El rápido y consistente crecimiento de la industria ha justificado los crecientes desenvolvimientos investigativos en las áreas de transmisión de corriente que traten en la omisión de medios físicos cableados y el aprovechamiento técnico de los modos de adaptabilidad y ergonomía arraigados a las estructuras de los medios electrónicos portátiles.

La transmisión eléctrica inalámbrica basada en campos magnéticos resonantes ha emergido como una tecnología de otorgamiento para el suministro eléctrico efectivo, eficiente y práctico de los distintos medios electrónicos que requieran una conectividad propia enlazada a una red de energización para su utilización de un modo más cómodo en los escenarios donde se apliquen. Fue el propósito de esta investigación la construcción de un módulo eléctrico para la transferencia eléctrica entre dos elementos libres de cables y dentro de un espacio entre planos de medio rango, utilizando el fenómeno de la reproducción de campo magnéticos acoplados en resonancia.

Las investigaciones pertenecientes al desarrollo de la transferencia eléctrica inalámbrica se remontan a finales del siglo XIX y las experimentaciones llevadas a cabo por el científico Nikola Tesla, conocido como el Efecto Tesla, nombrada así por la comunidad científica para los métodos dedicados al traspaso eléctrico sin la utilización de material físico conductor entre dos elementos, transiciones energéticas dadas con la manipulación de los flujos magnéticos. Para sus consecuentes estudios de perfeccionamiento, varios fueron los resultados obtenidos que tiempo más adelante, servirían como línea de inicio para el mayor invento, como lo fue la Bobina de Tesla.

Después de varias décadas con transferencias energéticas soportadas en estos principios, sólo se obtuvieron transferencias con deficiencia, resultados desfavorables sin avances considerables a pesar de los innumerables métodos de propagación y transmisión probados, como por ejemplo los procesos de transmisión con utilización de micro-ondas, esquemas de emisión en radiofrecuencia, de radiación directa como el manejo de antenas omnidireccionales, las de inducción electromagnética, entre otros. Todos estos fracasados intentos trajeron como consecuencia, un temporal abandono de las exploraciones de dichos procesos en potencia.



Sin embargo, la masificación de los aparatos y de las tecnologías móviles proliferada entre finales de la última década del siglo XX, la consolidación del mercado que les engloba en el presente, con promesas de una más acentuada innovación reflejada en los equipos electrónicos a corto plazo, además del factor de dependencia de la energía eléctrica por parte de la sociedad, los mecanismos de transferencia energética inalámbrica han recobrado de nuevo importancia e interés ante el reciente surgimiento de un nuevo mercado de desarrollo de proporciones amplísimas.

Se procedió con la conformación de un módulo electrónico que permitirá la transmisión inalámbrica de energía eléctrica en espacios del tipo de rango medio, para la energización de varios terminales de bajo consumo (moderados vatios de energización). Aunque se destaque la búsqueda de alimentación en baja potencia, lo enmarcado en esta investigación es igualmente útil para testeos de mediano suministro eléctrico en escenarios más complejos.

El módulo contó con la elaboración de redes de resonancia LRC con altos valores Q que compondrían el túnel resonante para llevar a cabo la transferencia, conjuntamente con la fabricación de un amplificador de potencia de señales de radiofrecuencia, con capacidad de producir corrientes de oscilación a una frecuencia determinada por las características instauradas en el resto de los elementos de las redes resonantes.

A partir de este desarrollo fue posible entrever las distintas ideas y potencialidades de aplicación de los múltiples medios electrónicos conocidos, sobre su dedicación en áreas de diferentes exigencias eléctricas (móviles, domésticas, médicas, entre otras) al transportárseles energía eficiente en pro de las factibilidades de utilización más autónomas, sin necesidad de cables, ya sea que signifiquen mesurados o severos vatios de energía en potencia.

Resultados

Estudio previo del modelo

Un sistema de transmisión eléctrica inalámbrica hace énfasis en su funcionabilidad según el fundamento físico al que se recurre para hacerla efectiva. Es este el caso de la resonancia magnética, donde se estableció un acople entre dos estructuras sin conectividad física alguna, pero con cualidades esquemáticas calibradas para estimular el fenómeno, logrando una canalización energética entre dos puntos, fuertemente acoplados. La resonancia define físicamente como estos dos puntos se sujetan a una frecuencia de resonancia conjunta, donde cualquier otra forma de perturbación que oscile a la misma frecuencia pueda encausar una transferencia energética a plenitud.

Se consideró la existencia de dos redes bajo un escenario de fuerte acoplamiento establecido, es decir, ambos elementos que conforman dos espacios con cualidades entabladas en la perspectiva del cumplimiento de la resonancia, donde debían estar oscilando a la misma frecuencia. Ahora bien, tales puntos son un juego de circuitos conformados por inductores y capacitores los cuales se calificaron como circuitos resonadores (circuitos LRC).



Si los circuitos de resonancia están fuertemente acoplados, con énfasis en las teorías aplicadas sobre la inductividad, los bobinados establecerían un túnel de transferencia energética con alcance de rango corto o medio. De las dos estructuras definidas para la transmisión, una de ellas cumpliría el papel de transmisor, es decir, donde la energía sería generada para su transformación en campo electromagnético que oscilaría a una frecuencia equis, y el otro cumpliría el de receptor de apertura que, al acoplarse con el primero, produciría el túnel de entrega de energía.

Adicionalmente, se fijaron arreglos dentro de las redes con adaptabilidades de impedancia (RAI), con respecto a las maximizaciones de eficiencia y entrega efectiva de potencia (minimización de pérdida) de los túneles de enlace entre la red de transmisión, y la red receptora de apertura, de una forma puerto a puerto para garantías de un alto funcionamiento en el rango de esparcimiento eléctrico, estando ya definidos por las estimaciones de la frecuencia de resonancia establecida.

Análisis físico

Según los conceptos dispuestos en la resonancia física y eléctrica, se parte desde la demostración de la noción de acoplamiento en resonancia electromagnética, con el que el actual módulo basa su tarea para la reproducción del fenómeno físico de transferencia eléctrica inalámbrica (TEI). Dándose lugar a la teoría de modos de acoplamiento descrita por los autores Soljačić (2007) y Kurs (2007), la ecuación originaria:

$$\frac{da_{i(t)}}{dt} = (i\omega_i - \Gamma_i)a_{i(t)} + \sum_{i \neq n}^{\infty} k_{in}a_{i(t)} \quad (1)$$

Donde se denota el mecanismo de resonancia en la composición de un túnel de transmisión entre equis partes, donde se puede expresar analíticamente en consideración de tales puntos posibles según sumatoria de todos los existentes con su debida frecuencia de resonancia establecida según ω_i , los cuales pueden estar interactuando un intercambio dentro de un sistema lineal. Aquí, $a_i(t)$ identifica a los objetos que conforman el enlace consecuente con el fenómeno de transferencia, además de las amplitudes de energía almacenada, agregándose los coeficientes de acoplamiento existentes entre los dos modos k_{in} .

Además, los índices de pérdida intrínseca que existirían en el escenario debido a las perturbaciones y decaimientos Γ_i que pueda sobrellevar el sistema. El rango de decaimiento de energía en el sistema, considerando la energía total, se define de forma $e^{(i\omega - \Gamma)t}$, donde entonces $a_i(t) = \cos(kt) e^{(i\omega - \Gamma)t}$.

En ejemplo, si se configura un enlace resonante entre dos elementos que reposan dentro de un espacio determinado, identificándose como $a_1(t)$ para modo de oscilamiento transmisor, y $a_2(t)$ como modo receptor, tomando cálculo del caso donde exista un escenario casi óptimo de la condición de acoplamiento k_{12} donde el índice de

pérdida intrínseca Γ tiende a motivarse según las condiciones con funcionalidad dispuesta por frecuencias comunes $f_{a_1(t)} = f_{a_2(t)}$, y siendo

$$a_{12(t)} = \left| a_{1(t)} \right|^2 + \left| a_{2(t)} \right|^2 = e^{-2\Gamma t}, \text{ se obtienen:}$$

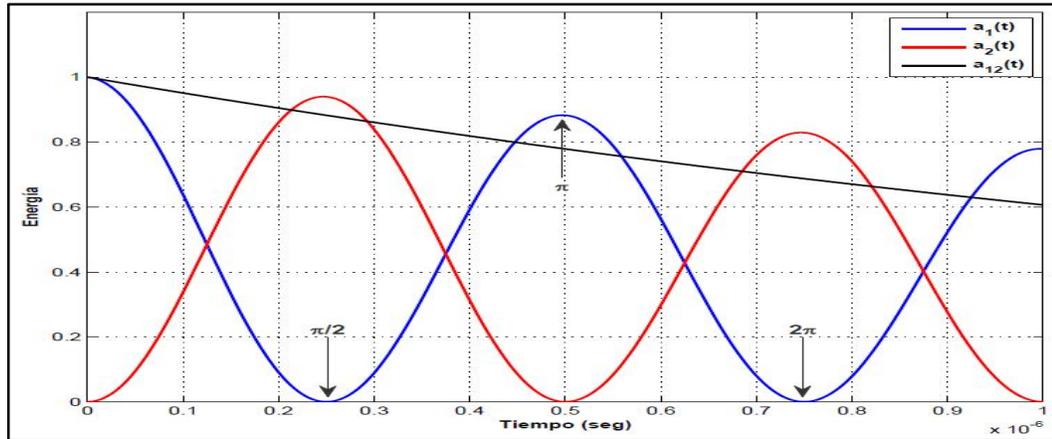


Figura 1. Modos en resonancia, con variaciones de Γ
Fuente: Elaboración propia (2020).

Indiferentemente de los rangos de potencia a ser manejados, desde la constitución del módulo en general para la alimentación de un dispositivo de apertura cualquiera, primero se parte desde la selección de una frecuencia de trabajo entre los elementos acoplados del sistema para cumplir con el teorema de resonancia, y reproducir el fenómeno que permitirá la transferencia.

Luego, la conformación de los dos elementos en resonancia (régimen fuertemente acoplados) como inductores en acoplamiento con frecuencia angular ω_0 , donde la transmisión está sujeta a una frecuencia controlada por un oscilador externo (amplificador RF), y el receptor está determinado por características del circuito LRC configurado para la apertura del dispositivo que estará conectado.

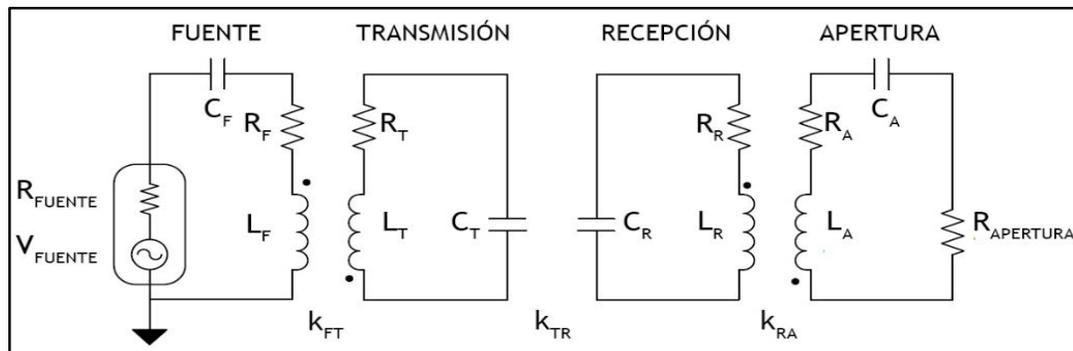


Figura 2. Modelo de circuito equivalente al módulo
Fuente: elaboración propia (2020).

La figura 2 describe el circuito equivalente del sistema entero. El sistema cuenta en su esquemática con cuatro redes de circuitos resonadores en serie. Cada uno de ellos enlazados magnéticamente conformando acoplamientos posibles descritos en los coeficientes k_{FT} , k_{TR} , k_{RA} . Tomando en cuenta la teoría electromagnética, en este caso relevante a los acoplamientos magnéticos existentes entre dos o más bobinados, se establecen a su vez los coeficientes que describen la inductancia mutua identificados en M_{FT} , M_{TR} , M_{RA} , siendo para cualquiera de ellos dentro del rango $0 \leq k \leq 1$:

$$k_{in} = \frac{M_{in}}{\sqrt{L_i L_n}} \quad (2)$$

Refiriendo el circuito desde el inicio (lado izquierdo), se observa la constitución de una fuente de oscilación que energizará el primer circuito resonante (a partir de ahora llamado *circuito fuente*) y lo excitará; el mismo circuito poseerá como característica física un índice de resistividad intrínseca o parásita definida como R_F , que junto a una capacitancia C_F y un inductor simple de pocas vueltas (tipo anillo) L_F , son configurados para la reproducción de una frecuencia de trabajo para encausar la resonancia.

Luego el segundo circuito de resonancia (a partir de ahora llamado *circuito transmisor*) entrará en mutuo acoplamiento con el circuito fuente (establecidos físicamente en cercanía), constituido por una inductancia al aire de múltiples giros L_T , en serie con una capacitancia C_T , ambos definidos según la frecuencia de interés de resonancia, y resistividad parásita R_T .

Del otro lado, se conforma un tercer circuito resonante en serie (a partir de ahora llamado *circuito receptor*), que en conjunto al circuito transmisor conformará el túnel de transmisión y contará con los mismos elementos, una inductancia al aire de múltiples giros L_R , en serie con una capacitancia C_R , ambos definidos según la frecuencia de interés, y resistividad intrínseca R_R .

Cerrando el sistema, se encuentra otro circuito resonante en serie (a partir de ahora llamado *circuito de apertura*), conformado por una inductancia de pocas vueltas L_A , una capacitancia en serie C_A , una resistividad parásita R_A , por último una resistencia de apertura (representando la carga o dispositivo conectado a la apertura) definido como $R_{DISPOSITIVO}$.

En cuanto a la descripción del modelo esquemático, este se presta para los análisis referentes a las funciones de transferencia a través de una aplicación ordinaria de las leyes de Kirchhoff, donde es posible conocer los términos de las corrientes circulantes en los distintos tramos circuitales y sus elementos:

$$\left(R_{FUENTE} + R_F + i\omega L_F + \frac{1}{i\omega C_F} \right) I_1 + i\omega I_2 M_{FT} = V_{FUENTE} \quad (3)$$

$$\left(R_T + i\omega L_T + \frac{1}{i\omega C_T}\right) I_2 + i\omega(I_1 M_{FT} - I_3 M_{TR}) = 0 \quad (4)$$

$$\left(R_R + i\omega L_R + \frac{1}{i\omega C_R}\right) I_3 + i\omega(I_4 M_{RA} - I_2 M_{TR}) = 0 \quad (5)$$

$$\left(R_{APERTURA} + R_A + i\omega L_A + \frac{1}{i\omega C_A}\right) I_4 + i\omega I_3 M_{RA} = 0 \quad (6)$$

Finalmente, se puede realizar una deducción de la función de transferencia en términos de las cualidades nominales de las impedancias contenidas, resultando la siguiente forma:

$$\frac{V_{APERTURA}}{V_{FUENTE}} = \frac{i\omega^3 k_{FT} k_{TR} k_{RA} L_T L_R \sqrt{L_F L_A}}{Z_F Z_T Z_R Z_A + \omega^2 \left(k_{FT}^2 (L_F L_T L_R Z_A + \omega^2 k_{RA}^2 L_F L_T L_R L_A) \right) + k_{TR}^2 L_T L_R Z_F Z_A + k_{RA}^2 L_R L_A Z_F Z_T} \quad (7)$$

En la ecuación (7) se define una relación entre el voltaje de la fuente con la que el sistema entero es energizado (V_{FUENTE}), y el voltaje ya transferido hacia el dispositivo de apertura al final del esquema (de conformidad $V_{APERTURA} = R_{APERTURA} I_4$); de tal manera, se analiza el rendimiento dado en el módulo a medida que los diferentes coeficientes de acoplamiento y frecuencia son manipulados.

Como extractos Z_i quedan definidas las sumatorias de todas las impedancias equivalentes existentes en cada red, deduciéndose en una simplificación factorial ordinaria: $Z_F = R_{FUENTE} + R_F + i\omega L_F + 1/i\omega C_F$; $Z_T = R_T + i\omega L_T + 1/i\omega C_T$; $Z_R = R_R + i\omega L_R + 1/i\omega C_R$; $Z_A = R_A + i\omega L_A + 1/i\omega C_A$.

Luego, se establece un cociente donde es medida la relación del coeficiente de acoplamiento que representaría en este caso k_{TR} , en términos de la capacidad general de esparcimiento (relación de transferencia S_{TR}) de la zona de resonancia, quedando definida la siguiente magnitud lineal en la ecuación dada desde la perspectiva de la red receptora como:

$$S_{RT} = 2 \frac{V_{APERTURA}}{V_{FUENTE}} \sqrt{\left(\frac{R_{FUENTE}}{R_{APERTURA}}\right)} \quad (8)$$

Las mediciones de los factores de calidad definen la eficiencia de las redes de resonancia LRC que conforman el sistema. Una proximidad entre dos redes del túnel de transferencia (transmisión y recepción), hace que el intercambio de energía sufra

menos a causa de las evanescencias magnéticas. Tomándose en cuenta la existencia de cuatro circuitos de resonancia para el sistema experimental, la teoría electromagnética señala, cada circuito resonante queda definido por un índice de calidad resultando la siguiente forma:

$$Q_F = \frac{\omega_o}{2\Gamma_i} = \frac{1}{\omega_o R_i C_i} = \frac{\omega_o L_i}{R_i} = \frac{1}{R_i} \sqrt{\frac{L_i}{C_i}} \quad (9)$$

Concretamente es notable que la resistividad intrínseca Γ_i juega un papel muy trascendental, donde puede encausar una disminución sostenida de la valorización de la eficiencia. El aseguramiento de un alto nivel Q está unido a las cualidades de los elementos de conducción y sus bajas capacidades de absorción o resistividad, según así defina Γ_i .

$$\Gamma_i = \frac{(R_{oi} + R_{ri})}{2L_i} \quad (10)$$

Para sus variaciones se sitúan los valores de la resistividad óhmica R_{oi} del cableado, sumado a la resistividad de radiación R_{ri} y el cociente de dos veces la magnitud de la inductancia conformada, corroborados conjuntamente con las frecuencias angulares ω .

$$R_{oi} = \sqrt{\frac{\mu_o \omega}{2\sigma}} \frac{l}{\pi r^2} \quad (11)$$

$$R_{ri} = 31171 \left(N \frac{A}{\lambda^2} \right)^2 \quad (12)$$

Donde σ como un índice de conductividad del elemento (cobre en este caso, con su respectivo valor constante), la longitud l (en centímetros) en pleno del elemento conductor equivalente según las dimensiones del inductor, y el radio r (en centímetros) del hilo.

En (12), λ depende de la frecuencia y el número de espiras está dado por N . Considerando la geometría de la estructura, en este caso cuadrada, resulta un área A (dado en metros). Denotando la importancia de las magnitudes de las inducciones a conformar con las mallas resonantes, para sus cálculos se considerará la geometría de los inductores en forma de cuadratura uniforme, así que:

$$L_i = \frac{2\mu N^2 h}{\pi} \left[\ln \left(\frac{h}{a} \right) - 0.77401 \right] (\mu H) \quad (13)$$

Siendo μ el coeficiente de permeabilidad magnética en el medio, N el número de vueltas del bobinado, h la longitud de la estructura de la antena (referida en metros) y a como el radio interno del cableado (especificado en metros). La capacidad de cuán rápidamente la energía generada llega a transferirse hasta el punto de apertura antes de una disipación en evanescencia, dentro de las pérdidas intrínsecas que subsisten entre los elementos del enlace siempre quedará comprendida por la reciprocidad que obtenga el acoplado a razón de Γ . Si k/Γ no precisa una satisfacción acoplamiento-resonancia $k/\Gamma \gg 1$, entonces el túnel será significativamente débil.

Siguiendo con las relatividades de eficiencia, se puede determinar la capacidad de almacenaje energético dada en las diferentes redes del sistema, cuales a su vez permiten una correlación del tipo de efectividad de potencia de gran utilidad para la mensura entera de la entrega de energía con respecto a la generada desde la unidad fuente. La energía contenida en los inductores se define desde Q_i equivalentes con k_{in} al momento de la ejecución del túnel resonante como:

$$U = \frac{\omega M_{in}}{R_i R_n} = k_{in} \sqrt{Q_i Q_n} \quad (14)$$

En resumen, continuando con la teoría general de acoplamiento, se obtiene finalmente el índice de eficiencia total que detalla la optimización o poder máximo de transmisión, con relación a la transferencia representado como η , definiéndose:

$$\eta = \frac{U^2}{(1 + \sqrt{1 + U^2})^2} = |S_{RT}|^2 \cdot 100 (\%) \quad (15)$$

En los túneles resonantes, el decaimiento llega a multiplicarse ágilmente a medida que k_{in} se acerque más al punto crítico de funcionamiento.

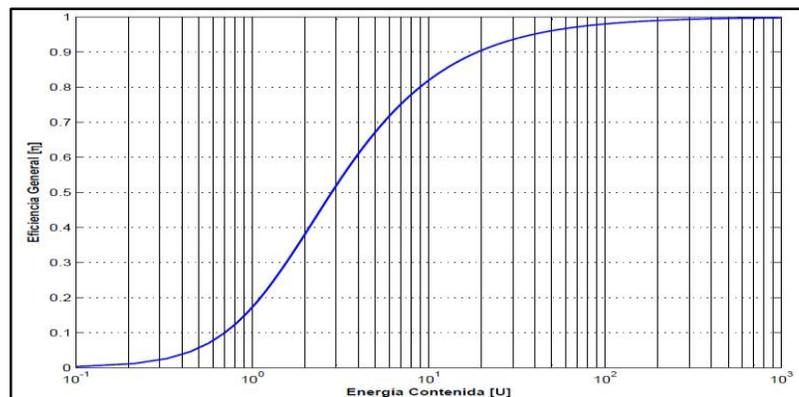


Figura 3. Proporción entre valores η y U
Fuente: elaboración propia.



En definitiva, grandes rangos de U permitirán cada vez mayor posibilidad de transferencia inalámbrica robusta entre puntos extremos del módulo, dependiendo directamente de los altos valores de Q que logren configurarse en el diseño.

Diseño del sistema

La oscilación fue un elemento esencial del túnel de transferencia bajo un régimen de acoplamiento fuerte. El equipo de amplificación desarrollado para prueba de investigación fue un amplificador RF de potencia diseñado en una topología clase D, con implementación de transistores IRF Mosfet, brindando grandes niveles de conducción eléctrica a distancias de rango medio de emisión sin desnivelación de la adaptabilidad en perspectiva a la apertura. El prototipo del módulo se estructuró bajo los rangos de requerimientos mostrado en la siguiente tabla 1:

Tabla 1.
Características del prototipo del módulo de transmisión de energía eléctrica inalámbrica

| | |
|------------------------------|--------------------|
| Alimentación Externa | 120 VAC |
| Frecuencia de funcionamiento | 10 MHz (banda ISM) |
| Potencia de salida | 200 W |
| Voltaje de alimentación | 50 V |
| Voltaje de salida | ± 24 V |
| Corriente de salida | 4.5 A |

Fuente: elaboración propia (2020).

La arquitectura del equipo se basó en la frecuencia de operación para la resonancia de 10 MHz, elegida a partir de la influencia del cálculo de dispersión y eficiencia de la energía destacada en lo detallado en el segmento 5 del actual artículo (las demás variaciones se efectuaron en la verificación del funcionamiento empírico del sistema), además de que se constituyó una partición de potencia de entrega máxima hacia la apertura de aproximadamente 200 W para la alimentación y análisis del rendimiento a altas creces de conducción de corriente, dependiendo de la carga adaptada.

Se procedió con la fabricación de dos antenas de geometría cuadrada de 60 centímetros, las cuales funcionaron como antenas transmisora A_T y receptora A_R conformadas por cableado de cobre de hilo único AWG 10 (diámetro de 2.59 mm), con un número de aproximadamente cinco vueltas, sostenido por unas bases de acrílico metacrilato. A tales inductancias se les implantaron un arreglo de capacitancias en configuración mixta (series y paralelos) que establecería una calibración de frecuencia de resonancia con valores aproximados consecuentes a los necesarios para establecer resonancia a 10 MHz, para efectos de funcionamiento.

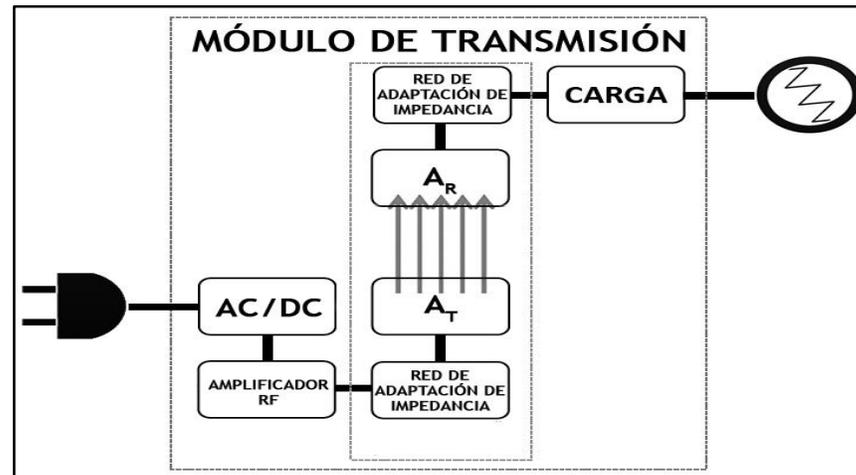


Figura 4. Diagrama de bloque del Módulo de Transferencia Eléctrica Inalámbrica
Fuente: elaboración propia (2020).

Luego, se fabricaron dos antenas cuadradas de 30 centímetros (la mitad de tamaño de las antenas A_T y A_R), representarían a las antenas fuente A_F y de apertura A_A , conformadas por cableado de cobre de las mismas características a sus similares más grandes, con pocas vueltas y sostenidas igualmente por unas bases de acrílico. A las inductancias se les implantaron unas capacitancias bajo configuración mixta para la calibración de la resonancia. Así, quedaron determinados los elementos de acoplamiento cercanos. De esta manera, se daría el mayor aislamiento posible de las redes con respecto a los factores externos de espaciamiento que podrían conllevar a perturbaciones.

Para la interconexión de las antenas más pequeñas, una con el módulo de amplificación y otra con la apertura, se usaron conectores del tipo SMA hembra RG58/U (utilizados comúnmente en sistemas RF de alta frecuencia) por sus características de impedancia (50Ω en la mayoría de los casos) y capacidad conductiva en potencia. Es necesario tomar en cuenta los valores de resistividad de fuente R_{FUENTE} y $R_{APERTURA}$ dados en 50Ω (lo usual en casos experimentales donde existen conexiones entrantes y salientes del tipo SMA).

En cuanto al sub-módulo fuente de energización, se seleccionó un arreglo de medio puente ya que sólo es necesario el control de voltaje de una única señal de salida, por medio de ciclos de tiempo definidos en altos y bajos para sostener la conversión energética y excitación de los campos que ejecuten la zona de resonancia y acoplado, tal como se muestra en el diagrama de bloque del módulo de transferencia eléctrica inalámbrica, mostrado en la figura 4.

Siguiéndose con el cómputo de los parámetros del diseño en la selección de implementos de la partición de amplificación de potencia RF, de las diversas características intrínsecas de los transistores durante la configuración, se optó por la implementación del modelo de amplificador Mosfet tipo IRF 3205. Este modelo otorga una amplificación de corriente máxima de 110 amperios, con alimentación pico de hasta 55

voltios en DC. El suministro de voltaje de entrada tiene sus rangos de activación entre 10 y 20 voltios. Su resistividad de conmutación de 8 mΩ lo hace uno de los integrados más adecuados para la amplificación en alta potencia y rendimiento constante.

Tabla 2.
Características técnicas del amplificador de potencia RF, calculadas

| | |
|---|-----------|
| Voltaje de alimentación del amplificador (V_E) | 50 VDC |
| Voltaje de salida efectivo (V_{rms}) | 22.5 V |
| Potencia del amplificador (P_S) | 200 W |
| Potencia en alimentación del amplificador (P_E) | 222.222 W |
| Corriente de salida del amplificador (I_E) | 4.444 A |
| Corriente pico de conmutación (I_S) | 13.963 A |
| Eficiencia general del amplificador (η_S) | 75.053% |
| Frecuencia de operación (f_O) | 10 MHz |

Fuente: elaboración propia (2020)

Para el amplificador (ver tabla 2), se manejarían corrientes de hasta poco más de 4 amperios y 50 voltios rectificadas (36 VAC), mientras, para las demás particiones se prevería un control pico de hasta 0.5 amperios y voltaje de alimentación restante de 24 voltios rectificadas (18 VAC). Se optó por la constitución de un transformador especial con tales devanados, con capacidad de transmisión de hasta 400 vatios (hasta 100% más del máximo consumo posible estipulado). La partición de control constó de una regulación de compuerta y amplificación, también una división de comparación de fase para el aseguramiento de los alcances de activación por parte de los picos del voltaje de trabajo que impliquen la conmutación, y tiempos de transición del controlador de los Mosfet; este a través de la retroalimentación para las adaptaciones del túnel por distanciamiento entre resonadores.

Evaluación de las particiones

Previo al esquema eléctrico, cada uno de los componentes de las redes resonantes fue medido para su valorización experimental y efectos de calibración. Las evaluaciones se accionaron con instrumentos de medición electrónica, para la calibración instantánea y directa de las capacitancias a medida que se calibraban las redes resonantes, para los coeficientes de resistividad intrínseca. A partir de aquí fueron calculados para cada antena (tablas 3, 4, 5 y 6) los valores Q_i con aplicación de la ecuación (9).

Tabla 3.
Teórico de la antena fuente A_F

| | |
|----------------------------------|----------------|
| Inductividad (L) | 9.612 μ H |
| Capacitancia (C) | 26.400 pF |
| Resistividad total (R_F) | 0.844 Ω |
| Frecuencia de resonancia (f) | 9.991 MHz |
| Factor de calidad (Q) | 714.928 |

Fuente: elaboración propia (2020)

Tabla 4.

Teórico de la antena de apertura A_A

| | |
|----------------------------------|---------------------------------------|
| Inductividad (L) | 9.653 μH |
| Capacitancia (C) | 26.300 pF |
| Resistividad total (R_F) | 0.861 Ω |
| Frecuencia de resonancia (f) | 9.989 MHz |
| Factor de calidad (Q) | 703.639 |

Fuente: elaboración propia (2020)

Tabla 5.

Teórico de la antena transmisora A_T

| | |
|----------------------------------|--|
| Inductividad (L) | 56.818 μH |
| Capacitancia (C) | 4.460 pF |
| Resistividad total (R_F) | 2.240 Ω |
| Frecuencia de resonancia (f) | 9.997 MHz |
| Factor de calidad (Q) | 1593.410 |

Fuente: elaboración propia (2020)

Tabla 6.

Teórico de la antena receptora A_R

| | |
|----------------------------------|--|
| Inductividad (L) | 56.466 μH |
| Capacitancia (C) | 4.490 pF |
| Resistividad total (R_F) | 2.212 Ω |
| Frecuencia de resonancia (f) | 9.996 MHz |
| Factor de calidad (Q) | 1603.191 |

Fuente: elaboración propia (2020)

Se destaca, sólo los valores de las capacitancias y los coeficientes Q_i son arreglados, los parámetros ajustables serán los que respecten los acoplamientos k_{FT} y k_{RA} . Estos ajustes se aplican a partir de la instauración de las unidades fuente A_F y apertura A_A en distancias fijas con respecto a las A_T y A_R respectivamente en el plano real. Así, se da a su vez una inductancia mutua similar entre ellas, produciéndose el efecto descrito en el modo teórico del acoplamiento en enlace puerto a puerto de un túnel resonante entre dos redes. El margen de diferencia las frecuencias estimadas de las estructuras en resonancia y la frecuencia de trabajo fue pequeña, aproximadamente un 0.12% considerando el ciclo más bajo $f_o = 10 \pm 0.012$ MHz.

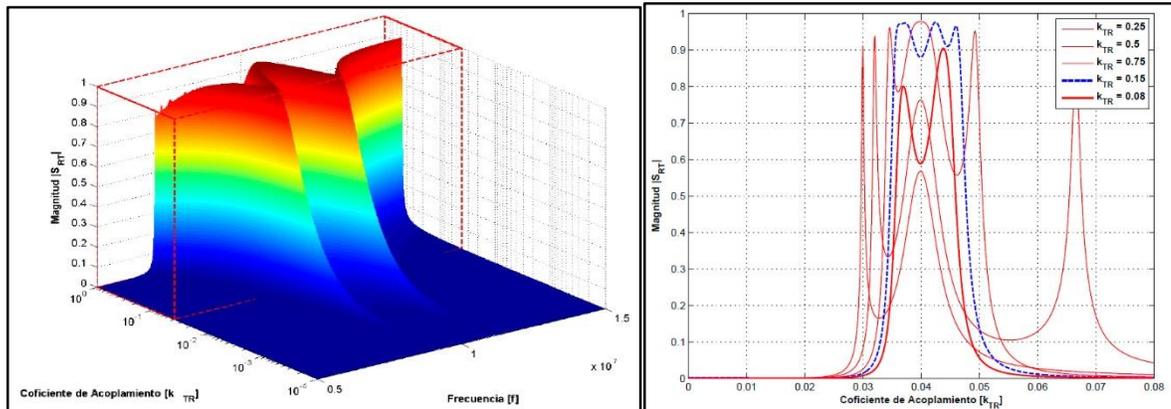


Figura 5. Representación gráfica del coeficiente de esparcimiento S_{RT} , en función de f y k
Fuente: elaboración propia (2020)

Para la figura 5 es evidente la relación entre k_{TR} y S_{RT} , siendo para diferentes valorizaciones de k_{TR} el encuentro del valor puro k crítico y el comienzo de la degradación del acoplamiento, previsto en la teoría. En parte, el acercamiento hacia un índice más alto en el valor posible de S_{RT} del lado de la línea azul, se nota una diferenciación de picos que se enlazan con la no uniformidad física total de los elementos.

La línea azul muestra también lo que se proyecta, al activarse, un modo de acoplado articulado entre las distintas redes de antenas a una misma frecuencia de trabajo y por ende de respuesta, capaces de recrear el fenómeno que les permita intercambiar energía mutuamente.

Implementación del módulo

A partir de la selección de los elementos de las redes resonantes, se procedió con el esquemático eléctrico del amplificador RF. Se aplicó con el emplazamiento de las redes antenas A_F y A_T en posiciones bien cercanas, para luego hacer lo propio con las otras dos redes antenas A_R y A_A . Las antenas más pequeñas representaron una fijación de acoplamiento absoluto con respecto a las más grandes, a razón del interés de la preponderancia de los campos magnéticos entre ellos, siguiéndose con los factores devenidos en los conceptos de diseño del módulo a través de los índices k_{FT} y k_{RA} . Las cuatro antenas debieron implantarse siguiendo el modo de línea vista frontal mostrado en la figura 6.

La referencia de medición siempre se hizo en perspectiva con las antenas de transmisión, estas se mantuvieron permanentemente fijas bajo toda la acción sistemática. El posicionamiento inicial como las antenas tienden al común de sus ejes estando frente a frente, someten a compartimiento sus campos magnéticos oscilatorios de manera que la expansión se produjese desde el inicio del funcionamiento, existiendo así un más rápido rompimiento del punto crítico del nivel del túnel resonante, aunque este efecto puede no significar una función elemental.

La separación arreglada, traduce una constante posición de las antenas más pequeñas con respecto a las mayores, fue de aproximadamente 13 centímetros medidos con asistencia del resultado de acoplamiento reflejado en las amplitudes de las señales captadas en pantalla del osciloscopio. Fueron las inductancias A_F y A_A las que tuvieron conexión (carga acoplada) con algún otro elemento del sistema; la primera estuvo enlazada con cable coaxial RG58/U al amplificador RF de potencia a través de su conector SMA hembra, y de la impedancia de salida para la onda cuadrada previa a modularse, mientras la segunda estuvo conectada a la carga alimentada.

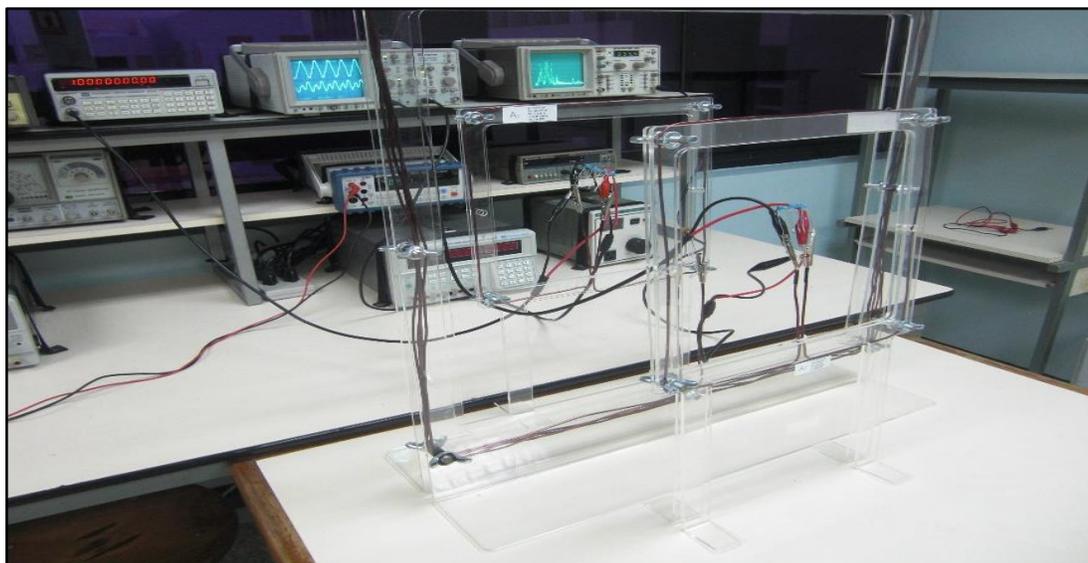


Figura 6. Posicionamiento final de las antenas A_F , A_T , A_R y A_A para calibración
Fuente: elaboración propia (2020)

Se conectó el amplificador RF de potencia energizado a partir de su conexión a la red ordinaria de 120 VAC, junto a la carga que serviría de apertura eléctrica del sistema y prueba de eficiencia a distanciamiento, en este caso el de un pequeño bombillo incandescente de 20 vatios conectado directamente a la vuelta inductiva de A_A para recepción de corriente transformada.

También fue aplicado un circuito de carga con interfaz USB hembra para adaptaciones en corriente directa y baja tensión de diversos elementos electrónicos, para interés de prueba múltiple. En los otros testeos con variados rangos de exigencia de potencia no detallados en el actual trabajo, la diferencia fue marcada por un convertidor de alimentación final AC-DC y DC-DC, según fue el caso.

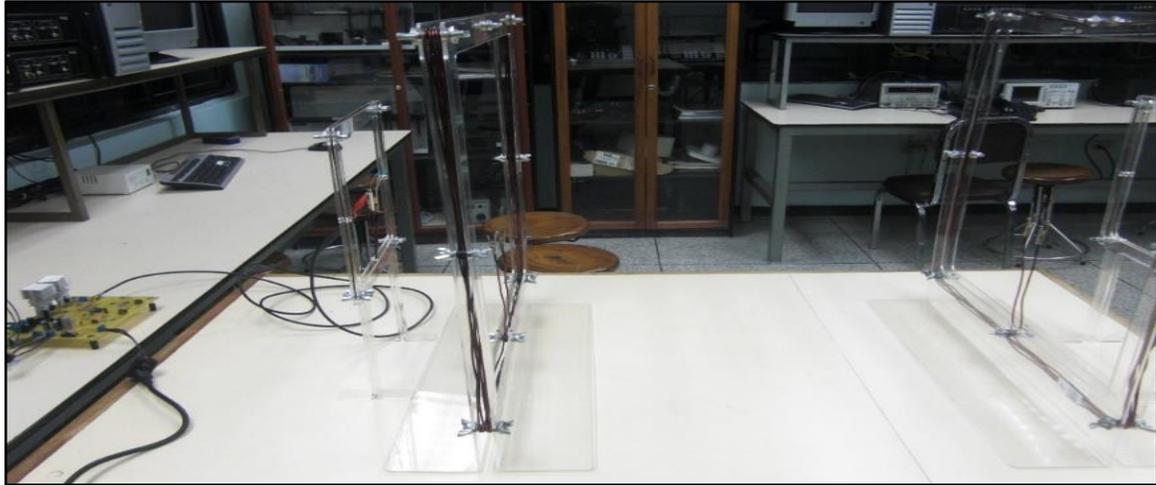


Figura 7. Puesta en funcionamiento módulo transmisión inalámbrica de energía eléctrica
Fuente: elaboración propia (2020)

En cuanto a las redes antenas, la distancia común de inicio en los experimentos que enmarca el factor k_{TR} en las unidades tanto transmisora como la receptora, fue de 25 centímetros. Los puntos de medición de capacidad de esparcimiento S_{RT} se hicieron a pasos de 10 centímetros, con espaciado máximo hasta de 2.5 metros siguiendo lo previsto en la teoría del factor de ocho veces el tamaño de las antenas.

La apertura consistió en el arreglo de cargas con potencia de consumo de 20 W, atadas directamente a la antena A_A . Durante la puesta a prueba al momento de alimentarse la carga inicialmente a unos 0.25 metros de distancia, se tuvo la capacidad de transferencia de severos vatios de potencia (proyectándose hasta un aproximado de 25 W), dándose el encendido de una serie de bombillos DC con una tasa voltaica casi estable. La brillantez fue casi plena, y al momento de producirse las separaciones de medición, a partir del punto de los 0.5 metros, los bombillos se volvieron en un efecto *dimmer*, donde la atenuación acentuaba el decaimiento progresivo del túnel resonante a medida que se alejaban las unidades de antenas de transferencia.

La señal obtenida denotó el inicio de la medición a unos 25 centímetros de diferencia con la etapa transmisora, un evidente modo de resonancia que se tradujo en la efectividad de esparcimiento casi completo, de aproximadamente 80%, es decir, la energía absorbida por la antena, fue en gran parte la total emitida por la unidad energizante que conforman A_F y A_T en conjunto, donde la degradación inicial es causada por la imperfección de los componentes, como puede apreciarse en la figura 8.

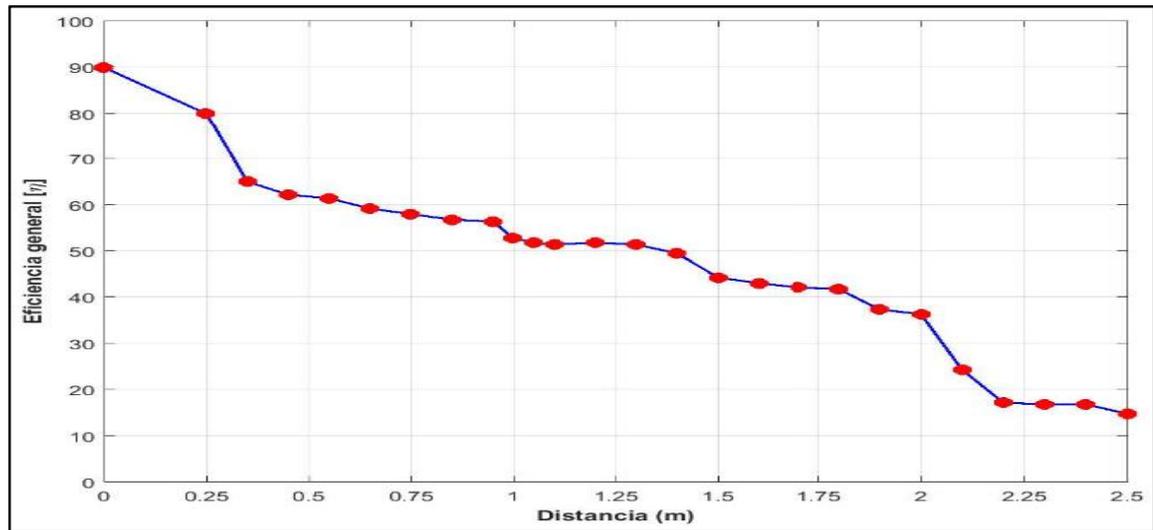


Figura 8. Eficiencia general del sistema
Fuente: elaboración propia (2020)

Un total de 25 mediciones sobre la cobertura energética fueron efectuadas referidas al distanciamiento de las unidades de transmisión y recepción, es decir, haciéndose relación entre voltaje y la separación. Sin embargo, a 1.35 metros de separación la unidad receptora fue capaz de alimentar a un 50% de efectividad el arreglo de elementos que figuraron como carga, consumiendo aproximadamente 1.2 amperios. A partir de este punto, la intensidad de brillo de la carga decayó considerablemente, pero permaneciendo parcialmente activo hasta unos 2.1 metros alejado de la red fuente.

Finalmente, para esta experimentación fueron computados los índices de campo eléctrico E_{rms} y campo magnético H_{rms} (ambos efectivos, donde se dio lugar el túnel de transferencia), los campos resonantes reproducidos por las redes antenas. Estos campos eléctricos generados por las redes a partir de sus niveles sostenidos de poder, mismos que generaron los campos magnéticos fuertes con capacidad de acoplamiento entre redes LRC, derivándose de su cálculo la separación inicial de 0.25 metros entre unidades transmisora y receptora, se obtuvo:

Tabla 7
Resultados de los coeficientes electromagnéticos, experimento A

| | |
|------------------------------------|------------------------|
| Campo eléctrico (E_{rms}) | 172 V/m |
| Campo magnético (H_{rms}) | 16 A/m |
| Densidad de potencia (S_{rms}) | 0.075 W/m ² |

Fuente: elaboración propia (2020)



Los valores de la tabla 7 llegaron a decrecer considerablemente con la lejanía progresiva de ambas unidades del túnel. Se recalca, ambos campos están fuera de fase entre sí, sus formas magnéticas no son necesariamente perpendiculares durante la función del túnel mutuo y otros factores concernientes a lo común en la teoría electromagnética y la onda plana, ya que por las características de este fenómeno no se está trabajando bajo régimen de radiación.

Conclusiones

Los procedimientos descritos dan cabida a la construcción de sistemas capaces de transferir electricidad de manera inalámbrica, especialmente en diseños hardware embebidos dentro de aparatos móviles actuales. Acerca de la examinación del funcionamiento la dinámica del acoplamiento, a pesar del diseño, siempre requirió de ciertas maniobrabilidades finales para asegurar la mayor transferencia de potencia posible, disminuyéndose los márgenes parciales de pérdida intrínseca por la imperfección de las redes, es decir, de las diminutas diferencias de los resonadores acoplados sobre sus características físicas medidas.

Durante las pruebas, fue evaluada la respuesta del túnel resonante ante los efectos de interferencia que podrían ocasionar diversos objetos foráneos, enfáticamente los electrónicos no participantes. En la escena, las posiciones de estos elementos en distintos puntos del espacio, incluyéndose las colocaciones en el medio del túnel resonante, nunca llegaron a complicar marcadamente la conductividad del medio, certificándose así las ventajas del régimen de acoplamiento magnético ante otras tecnologías conocidas (p. ej. Inducción magnética). Sólo existió cierta perturbación cuando se fijaban metales en cercanía con alguna de las inductancias de las redes, causando cortes en la frecuencia de acción, posiblemente dado a los cambios abruptos en L_i y C_i .

Aplicaciones para carga inalámbrica a los implantes médicos tipo subcutáneos, desde las de carga de móviles y dispositivos celulares, aparatos pequeños como toda la serie de gadgets que proliferan en la industria tecnológica actual, los aparatos domésticos como televisores, computadoras, instrumentos de cocina, hasta cargas en severos vatios para elementos más mecanizados como vehículos eléctricos, equipos militares, etc., son posibles, a partir de la introducción de esta tecnología de transmisión en el diseño de sus hardware embebidos.

Referencias Bibliográficas

- Agbinya, J. (2012). Wireless Power Transfer. Dinamarca: River Publishers.
- Choi, D. (2001). High Efficiency Switched-Mode Power Amplifiers for Wireless Communications. Trabajo de grado para optar al título de doctor, Universidad de California (publicación en línea), consultado el 20 oct 2018. Disponible: http://www.ece.ucsb.edu/rad/pubs/phd/dchoi_2001.pdf
- Grover, F. (2004). Inductance Calculations. EE. UU.: Dover Phoenix Editions.



- Haus, H. (1984). *Waves and Fields in Optoelectronics*. EE. UU.: Prentice-Hall.
- Hayt, W. y Buck, J. (2012). *Teoría electromagnética*. 8ª edición. EE. UU.: McGraw-Hill.
- Jang, B., Lee, S., y Yoon, H. (2012). HF-Band Wireless Power Transfer System: Concept, Issues, and Design. *PIERS*. (Vol. 124, enero, págs. 211-231).
- Karalis, A., Joannopoulos, J. y Soljačić, M. (2007). Efficient Wireless Non-Radiative Mid-Range Energy Transfer. *Annals of Physics* (Vol. 323, No. 5834, diciembre, págs. 34-48).
- Kazimierczuk, M. (2008). *RF Power Amplifiers*. Reino Unido: Wiley.
- Kesler, M. (2013). *Highly Resonant Wireless Power Transfer: Safe, Efficient, and over Distance*. EE. UU.: Witricity Corporation.
- Kraus, J. y Marhefka, R. (2002). *Antennas*. 3ª edición. EE. UU.: McGraw-Hill.
- Kurs, A., Karalis, A., Moffatt, R., Joannopoulos, J., Fisher, P. y Soljačić, M. (2007). Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances. *AAAS Science* (Vol. 83, No. 317, diciembre, págs. 83-86).
- Lenaerts, B. y Puers R. (2008). *Omnidirectional Inductive Powering for Biomedical Implants*. 11ª edición, volumen II. Bélgica: Springer.
- Lee, G., Waters, B., Shi, C., Park, W. y Smith, J. (2009). Design Considerations for Asymmetric Magnetically Coupled Resonators used in Wireless Power Transfer Applications. *IEEE Operaciones en Industrias Electrónicas* (enero, págs. 328-330).
- Sample, A., Meyer, D., y Smith, J. (2011). Analysis, Experimental Results, And Range Adaptation of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer. *IEEE Simposio sobre radio y tecnología inalámbrica*. (Vol. 58, No. 2, febrero, págs. 544-554).
- Santa Cruz, O. (2010). Adaptación de impedancias. *Electrónica aplicada III* (publicación en línea). Consultado 12 diciembre 2019. Disponible: <http://www.profesores.frc.utn.edu.ar/electronica/ElectronicaAplicadaIII/Aplicada/Cap11Adaptaciondeimpedancias2008.pdf>
- Someya, T. (2012). *Stretchable Electronics*. Alemania: Wiley-VCH.
- Sun, T., Xie, X. y Wang, Z. (2013). *Wireless Power Transfer for Medical Microsystems*. Reino Unido: Springer.
- Tesla, N. (1914). USP 1 119 732. Apparatus for Transmitting Electrical Energy.
- Tesla, N. (1904). *The Transmission of Electrical Energy Without Wires*. Twenty-Century Books (publicación en línea). Consultado el 15 jun 2019. Disponible: <http://www.tfcbooks.com/tesla/1904-03-05.htm>
- Tesla, N. (1900). USP 645 576. System of Transmission of Electrical Energy.
- Tomasi, W. (2003). *Sistemas de comunicaciones electrónicas: fundamentos avanzados*. 4ª edición. México: Pearson Educación.
- Vázquez, G. y Yuan, J. (2011). *Wireless Power Transfer for Space Applications*. Servidor de Reportes Técnicos de NASA (publicación en línea). Consultado 16 dic 2019. Disponible: <http://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/20110015860.pdf>



- Waters, B., Sample, A. y Smith, J. (2010). Adaptive Impedance Matching for Magnetically Coupled Resonators. IEEE transactions on industrial electronics (Vol. 58, No. 2, enero, págs. 544-554).
- Young, H., Freedman, R., Sears, F. y Zemansky, M. (2009). Física universitaria. 12^a edición, volumen II. EE. UU.: Pearson Education.
- Young, K. (2009). Wireless Power Transfer: Principles and Engineering Explorations. Croacia: Intech.