

SISTEMA DE ALIMENTACIÓN INALÁMBRICA SIMPLE

Nelson Iván Barrionuevo Ortiz
Héctor Trujillo Alvarado
Jorge Luís González Ríos

Recibido: Mayo 2011

Aprobado: Junio 2011

RESUMEN

El presente trabajo aborda la alimentación inalámbrica. Se tratan los sistemas de alimentación inalámbrica simples conformados por dos inductores, donde se aprovecha el acoplamiento magnético entre estos. Se emplea la teoría de circuitos eléctricos para el análisis, para obtener la potencia de salida y la eficiencia global del sistema. Se analizan la capacidad parásita y la frecuencia de resonancia propia del inductor tipo solenoide monocapa, así como sus efectos. Se realiza un pequeño análisis de la inductancia mutua entre dos inductores de una espira. Se presentan gráficas de la potencia de salida y la eficiencia en función de la distancia, obtenidas por simulación en Matlab y por vía experimental.

Palabras Clave: Alimentación inalámbrica. Frecuencia de resonancia propia (SRF). Inductancia mutua (M).

ABSTRACT

This work deals about wireless powering. A simple wireless powering system with two coils is studied. Lumped-component theory is employed to obtain global efficiency and output power expressions. Self capacitance and self resonant frequency of single layer solenoids are analyzed and their consequences. A brief analysis of mutual inductance is made. Global efficiency and output power are plotted as a function of distance.

KeyWords: Wireless Powering. Self Resonant Frequency (SRF). Mutual Inductance (M).

SIMPLE WIRELESS POWERING SYSTEM

1. INTRODUCCIÓN

La vida moderna del ser humano está inmersa en un mundo de tecnología, representada por dispositivos electrónicos que brindan innumerables servicios. En la actualidad se manifiesta una marcada tendencia a la movilidad. Cada vez son más los dispositivos móviles y se busca mayor autonomía. La alimentación inalámbrica puede llegar a jugar una función clave en este mundo. Si

bien sus antecedentes datan desde finales del siglo XIX, tratada por Tesla, aun hoy es un tema por explorar.

Uno de los métodos de alimentación inalámbrica consiste en la transferencia de energía utilizando circuitos resonantes acoplados magnéticamente, presentado por un grupo de trabajo del MIT, y bautizado como WiTricity, de Wireless Electricity [1]. En este trabajo se realiza un estudio de este método mediante la teoría de circuitos eléctricos [4]. Por otra parte se investigan las propiedades de los inductores, con el objetivo de mejorar la eficiencia del sistema y la potencia de salida.

2. ELEMENTOS TEÓRICOS

2.1 Elementos generales

Un sistema de alimentación inalámbrica simple (SAIS) es aquel conformado por un transmisor y un receptor, donde existe una transferencia sustancial de energía electromagnética desde el primero al segundo. Esta energía luego está disponible para ser empleada por un sistema electrónico o eléctrico.

El SAIS estudiado está conformado por dos bobinas con determinado acoplamiento magnético. Una de las bobinas es excitada con una fuente de tensión sinusoidal con frecuencia constante y la otra es conectada a la carga, es esta de donde se extrae la potencia. Se adiciona un capacitor en serie a cada bobina para lograr la resonancia, eso explica el nombre " circuitos resonantes acoplados magnéticamente ". Una mejor visión se ofrece en la Fig. 1.

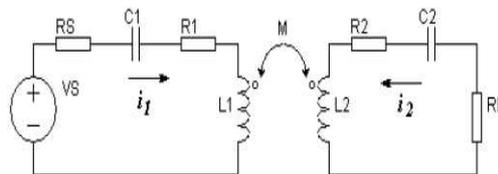


Fig. 1: Circuito equivalente del sistema resonante serie

En la misma, L1 y L2 son las inductancias propias del transmisor y receptor, respectivamente, y dependen de la geometría de los enrollados. M representa la inductancia mutua entre los inductores para modelar el acoplamiento magnético y depende además de la permeabilidad magnética del medio, de la distancia entre el transmisor y el receptor así como de la orientación relativa entre ellos. Estas magnitudes se relacionan mediante:

$$M = k_{ac} \sqrt{L_1 L_2} \quad (1)$$

Donde k_{ac} se conoce como factor de acoplamiento y varía entre cero y uno ($0 \leq k \leq 1$). Los resistores R1 y R2 se incluyen para modelar las pérdidas óhmicas en cada enrollado y los capacitores C1 y C2 en serie con L1 y L2 respectivamente para trabajar en resonancia como se mencionó previamente. La fuente de alimentación es representada por la fuente de tensión VS y su resistencia de salida RS. Para modelar la carga en la cual se debe conseguir una potencia dada, se emplea la resistencia RL.

La potencia de salida puede ser expresada en función de la inductancia mutua, como en la siguiente expresión:

$$P_L(M) = \frac{1}{2} \left[\frac{\omega_0 M}{(R_1 + R_s)(R_2 + R_L) + (\omega_0 M)^2} \right]^2 |V_s|^2 R_L \quad (2)$$

Mientras que la eficiencia del sistema está dada por:

$$\eta = \frac{(\omega_0 M)^2}{(R_1 + R_s)(R_2 + R_L) + (\omega_0 M)^2} \frac{R_L}{R_2 + R_L} \quad (3)$$

Las ecuaciones no dependen de la inductancia propia ya que al trabajar a la frecuencia de resonancia la reactancia inductiva se cancela con la reactancia capacitiva.

Analizando la ecuación (3) tenemos que la eficiencia será alta si $R_L \ll R_2$ y $(\omega_0 M)^2 \gg (R_1 + R_s)(R_2 + R_L)$. Esto nos conduce a disminuir las pérdidas, sobretudo en el receptor. La reactancia mutua debe superar el producto de las resistencias del sistema transmisor con las resistencias del sistema receptor.

Resulta ilustrativo graficar la eficiencia en función de la inductancia mutua según la expresión hallada, así como las potencias de fuente y carga, de ahí las siguientes figuras.

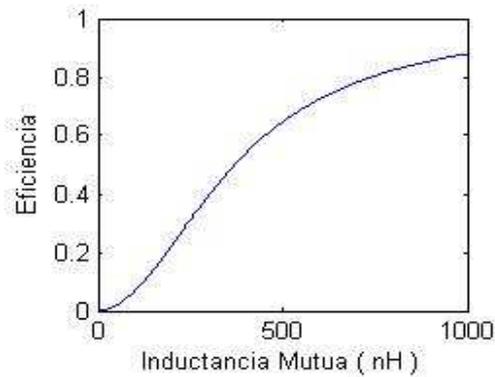


Fig. 2: Eficiencia vs inductancia mutua

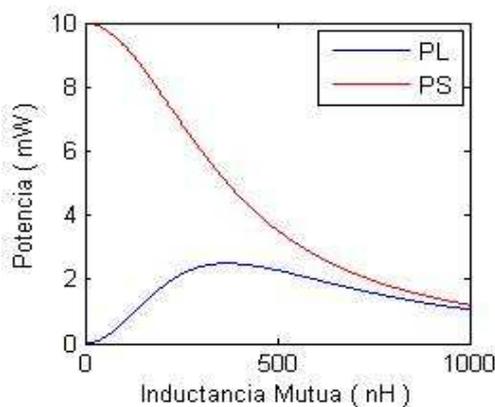


Fig. 3: Potencia vs inductancia mutua

Estas gráficas se obtienen despreciando las pérdidas y con los siguientes valores:

- Frecuencia de trabajo 13.56MHz
- Voltaje de fuente 1V
- Resistencia de fuente 50 Ω
- Resistencia de carga 20 Ω

El principal resultado es el aumento de la eficiencia con la inductancia mutua, a diferencia de la potencia de salida que presenta un máximo. El valor que maximiza la potencia de salida es nombrado inductancia mutua óptima y se determina por:

$$M_{opt} = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{(R_1 + R_S)(R_2 + R_L)} \quad (4)$$

Si la inductancia mutua sigue aumentando, la eficiencia se acerca a la unidad, pero en la práctica no se podría lograr esto por los insólitos valores de inductancia mutua exigidos. Siempre que sea posible se debe buscar el mayor valor de inductancia mutua, para así aumentar la eficiencia. Es cierto que la potencia de salida disminuye al sobrepasar la inductancia mutua óptima, pero la potencia deseada se puede lograr eligiendo pertinentemente la amplitud de la fuente de alimentación.

Otro resultado de interés es que la potencia de fuente alcanza su valor máximo cuando la inductancia mutua es nula. Esto debe tenerse presente ya que si por alguna razón se pierde el acoplamiento entre las bobinas, la potencia que genera la fuente sería mayor que la de trabajo, lo cual pudiese provocar algún daño en el transmisor. La potencia entregada por la fuente cuando la inductancia mutua es cero será nombrada P_{S0} y está dado por la expresión (5).

$$P_{S0} = \frac{1}{2} \frac{|V_S|^2}{(R_1 + R_S)} \quad (5)$$

2.2 Frecuencia de resonancia propia

Los inductores no son ideales y presentan una resistencia de pérdidas, así como una capacidad parásita. La capacidad parásita se debe, entre otros factores, a la capacidad existente entre cada una de las espiras del inductor [2]. La resistencia de pérdidas se debe a dos fenómenos, estos son el efecto pelicular y el efecto de proximidad [3-5]. Teniendo esto en cuenta, el inductor resultante se modela por el paralelo de la capacidad parásita con la combinación serie de la inductancia propia con la resistencia de pérdidas, como se muestra en la Fig. 4.

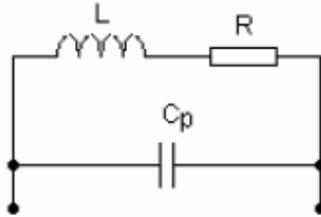


Fig. 4: Modelo del inductor

La frecuencia de resonancia propia (SRF, self resonance frequency), es la frecuencia a la cual se iguala la reactancia capacitiva a la inductiva, y se determina por la siguiente ecuación.

$$SRF = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6)$$

Para frecuencias superiores a la SRF, el inductor se comporta como un capacitor, al predominar la reactancia de la capacidad parásita. Para evitar dicho fenómeno se elige trabajar a una frecuencia tres veces menor que la SRF de las bobinas.

Para la presente aplicación resulta conveniente el solenoide monocapa. El mismo es ampliamente empleado en sistemas de alta-frecuencia por ofrecer una pequeña capacidad parásita [6]. También cuenta en su favor que es relativamente simple de modelar en los programas numéricos de electromagnetismo y su construcción es bastante sencilla. En la Fig. 5 se muestra un inductor tipo solenoide monocapa y a continuación cada uno de sus parámetros físicos.

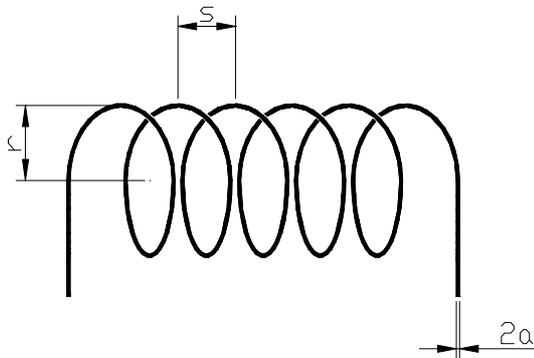


Fig. 2: Inductor tipo solenoide monocapa

Donde:

- n = número de espiras
- r = radio de la bobina o de la espira
- s = separación entre espiras, medida de centro a centro
- a = radio del conductor

La longitud del hilo conductor (l_g) que forma la bobina debe ser mucho menor que la longitud de onda, debido a que la teoría de circuitos eléctricos empleada en el análisis es válida para sistemas concentrados, es decir sistemas con dimensiones mucho menores que la longitud de onda [7, 8]. Se ha tomado el criterio de diez veces menor ($l_{gmax} = \lambda/10$).

Una frecuencia de trabajo tentativa es 13,56 MHz. Este valor está en un rango de frecuencia libre del espectro electromagnético, por otra parte ha sido adoptada en otros trabajos del mismo tema [8, 9]. A esta frecuencia la longitud de onda es de 22,124m y la longitud de alambre máxima es 2,21m. La longitud del conductor (l_g), medida desde donde comienza la primera espira hasta donde acaba la última está dada por:

$$lg = n\sqrt{(2\pi r)^2 + (s)^2} \quad (7)$$

La separación entre espiras puede ser despreciada, sin afectar notablemente, siempre que sea mucho menor que el radio. Teniendo todo esto en cuenta, para una cantidad de vueltas dada, hay un radio máximo determinado por:

$$r_{\max} = \frac{lg_{\max}}{2\pi n} \quad (8)$$

Al hallar la SRF para el radio máximo de una variedad de inductores se obtiene la siguiente tabla:

Tabla I: SRF según n con radio máximo

n	r (cm)	L (μH)	Cp (pF)	SRF (MHz)
1	35,21	2,419	0	∞
2	17,60	3,614	23,355	17,325
3	11,74	4,3718	10,607	23,372
4	8,80	4,850	6,6074	28,115
5	7,04	5,128	28,115	32,442

En el caso de una espira, la Cp debe ser nula o muy pequeña, por lo que se le asigna valor cero. Los resultados ofrecen que manteniendo la longitud del alambre fija y aumentado el número de vueltas, aumenta la SRF. La inductancia aumenta pero la capacidad parásita disminuye con mayor intensidad. Los valores de SRF obtenidos no son lo suficientemente grandes. No se puede usar un inductor con estas características, ya que la SRF debe ser mayor de 41MHz para que la capacidad parásita sea despreciable. Para que pueda ser así se debe disminuir la capacidad parásita, pero no queremos alterar el número de vueltas, ni el radio de la espira, ni el radio del conductor, por tanto se aumenta la separación. Lo más conveniente es hallar que relación entre s y a debe haber para superar el triple de la SRF.

En [10] se obtuvo la gráfica mostrada en la figura siguiente. La SRF de una serie de inductores es graficada en función de la relación separación entre diámetro del alambre. Se toman inductores de dos a cinco espiras con el radio máximo.

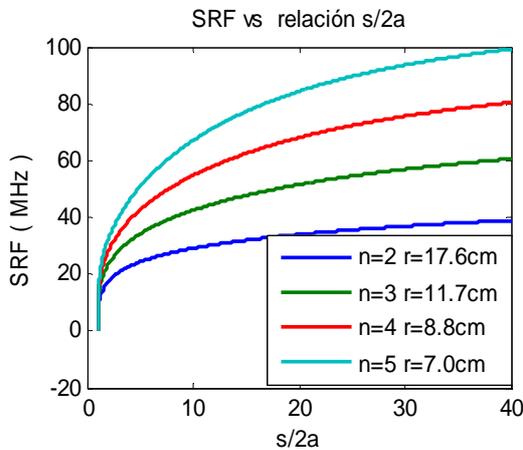


Fig. 6: SRF según la relación separación a diámetro, para varios radios

Para el caso del radio 17,6 cm, la SRF no llega a los 40 MHz teniendo una separación de 40 veces el diámetro del alambre. Quiere decir que para un inductor de dos espiras y con el radio máximo no se logra la SRF requerida por medio del aumento de la separación. En el resto de los casos no es así, y si se superan los 41 MHz con una separación razonable. En la siguiente tabla se muestra a qué valor de s/2a se alcanzan los 41 MHz.

Tabla III: Relación entre s y a según r y n, para tener SRF=41MHz

n	3	4	5
r (cm)	11,74	8,80	7,04
s/2a	8,92	4,57	3,12

En la siguiente tabla se muestra a qué valor de $s/2a$ se alcanzan los 41 MHz para el caso de un inductor de dos espiras y con ciertos radios. Estos valores que ofrecen algunos criterios para el diseño de los inductores, han sido deducidos en [10].

Tabla III: Relación $s/2a$ según r con $n=2$, para tener $SRF=41MHz$

r (cm)	11,74	8,80	7,04
s/2a	6,25	2,22	1,5
r (cm)	11,74	8,80	7,04

Las dimensiones de los inductores están acotadas por las dos restricciones presentadas, ambas deben tenerse presente.

2.3 Análisis de la inductancia mutua entre dos espiras

Como se ha planteado el aumento de la inductancia mutua entre los solenoides beneficia la eficiencia, resulta apropiado determinar que parámetros físicos de los inductores incrementan la inductancia mutua.

La inductancia mutua entre dos solenoides depende de los parámetros constructivos de los mismos, pero además de la posición relativa entre ellos, así como la distancia a que se encuentran. Nuestro análisis se limita a considerar que las bobinas están ubicadas sobre el mismo eje y enfocadas de frente a una distancia cualquiera. Con esta geometría se obtiene mayor inductancia.

La inductancia mutua entre dos espiras circulares de radios r_1 y r_2 , separadas a una distancia d , puede ser calculada mediante (9), caso particular de la fórmula de Neumann [11]:

$$M = \mu_0 \sqrt{r_1 r_2} \left[\left(\frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (9)$$

$$K(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \phi}}, \quad E(k) = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \phi} d\phi \quad y$$

Donde $K(k)$ y $E(k)$ son las integrales elípticas completas
 $k^2 = 4r_1 r_2 / (d^2 + (r_1 + r_2)^2)$

Para la inductancia mutua entre dos solenoides de múltiples espiras, pudiera multiplicarse (9) por el factor $N_1 N_2$ (N^2 en caso de ser las bobinas iguales), o tomar las espiras por separado y sumar la inductancia mutua de cada espira de la bobina transmisora con cada una de las de la bobina receptora, obteniéndose:

$$M = M_{(1,1)(2,1)} + M_{(1,1)(2,2)} + \dots + M_{(1,1)(2,N_2)} + M_{(1,2)(2,2)} + \dots + M_{(1,N_1)(2,N_2)} \quad (10)$$

Esta será la ecuación empleada por ofrecer mayor precisión.

La inductancia mutua entre dos espiras solo depende de la distancia entre las espiras (d) el radio de la espira 1 (r_1) y el radio de la espira 2 (r_2).

El siguiente gráfico es de la inductancia mutua en función del radio de una espira mientras la otra espira permanece invariable, se presentan un conjunto de curvas que corresponden a varias distancias.

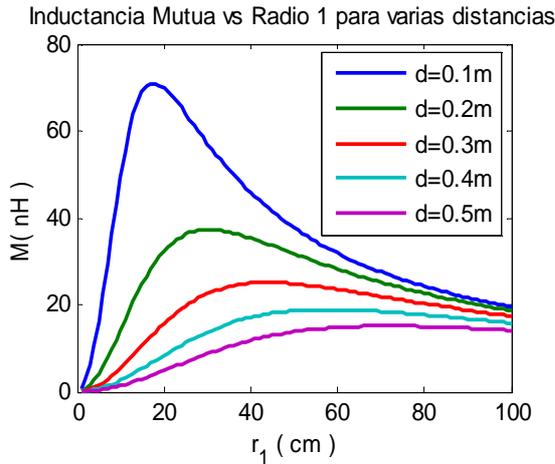


Fig. 7: Inductancia mutua entre dos espiras vs el radio de una espira para varias distancias

Queda claro que la inductancia mutua aumenta con el radio de la espira para luego disminuir, teniéndose un máximo. La posición del máximo va a depender de la distancia y de los radios de las espiras. Es válido aclarar que siempre que se aumente la distancia, la inductancia mutua disminuye, por esto el valor del máximo disminuye para mayores distancias.

Tal parece que para una distancia dada hay un radio para el cual se logra maximizar la inductancia mutua. En [10] se obtuvo la siguiente ecuación, que aproximadamente determina el radio que maximiza la inductancia mutua entre dos espiras, dada la distancia y el radio de la otra espira.

$$r_1 = \frac{3}{7}r_2 + \frac{1}{7}\sqrt{16r_2^2 + 28d^2} \quad (11)$$

Podemos comprobar que si $d=0$, el máximo es para $r_1=r_2$.

Cuando aumenta la distancia, el punto máximo se corre a un radio mayor, y el valor del máximo disminuye.

3 RESULTADOS DE SIMULACION Y EXPERIMENTALES

Se elaboraron dos sistemas de alimentación inalámbrica simple, El SAIS 1 formado por dos bobinas de una espira y un metro de diámetro y el SAIS 2 formado por dos bobinas de cinco espiras y diámetro de 16,4 cm. El radio del alambre empleado es 1,62 mm y la separación entre espiras de 6,32 mm para el caso de las bobinas multiespira. Se empleó una resistencia de carga de 8,22 Ω y se trabajó a una frecuencia aproximada de 3 MHz.

3.1 Comparación entre los resultados experimentales y teóricos

Como primer análisis se ha determinado la potencia de salida y la eficiencia de los SAIS 1 y 2 en un rango de distancias. Los resultados experimentales son graficados a la par de los valores teóricos obtenidos mediante la simulación de los respectivos sistemas en Matlab.

La figura siguiente muestra el comportamiento de la potencia de salida teórica y experimental del SAIS 1.

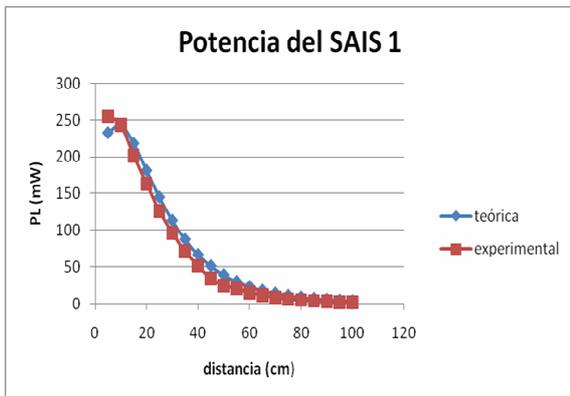


Fig. 8 Potencia de salida experimental y teórica del SAIS 1

Se aprecia una convergencia casi total entre la potencia experimental y teórica. Es el punto de menor distancia el que más difiere, esto puede ser explicable debido a la capacidad parásita entre la bobina del transmisor y la del receptor. Hasta el momento no se había planteado la existencia de tal capacidad, pero es natural su presencia ya que en resumen son dos espiras paralelas de un metro de diámetro. A una distancia de 5 cm la capacidad entre estas espiras es de 25,4 pF, lo cual puede ser significativo. Los efectos que provoca dicha capacidad entre las bobinas no se han analizado.

A continuación se muestra la eficiencia del SAIS 1.

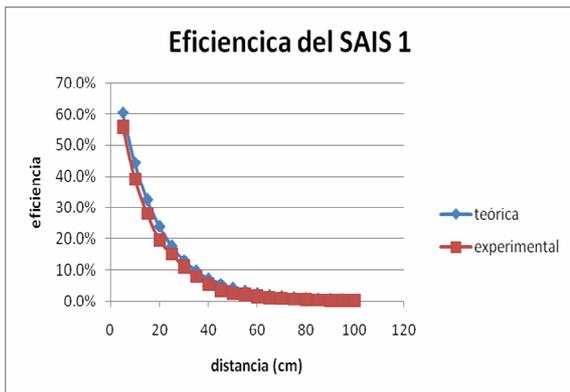


Fig. 9 Eficiencia teórica y experimental del SAIS 1

La eficiencia experimental del SAIS 3 está bastante cercana de la esperada teóricamente. Es importante destacar que la eficiencia sobrepasa el 50%, demostrando de forma experimental la posibilidad de una eficiencia alta.

La figura siguiente contiene las gráficas experimental y teórica de la potencia de salida del sistema conformado por las bobinas de cinco espiras, o sea el SAIS 2.

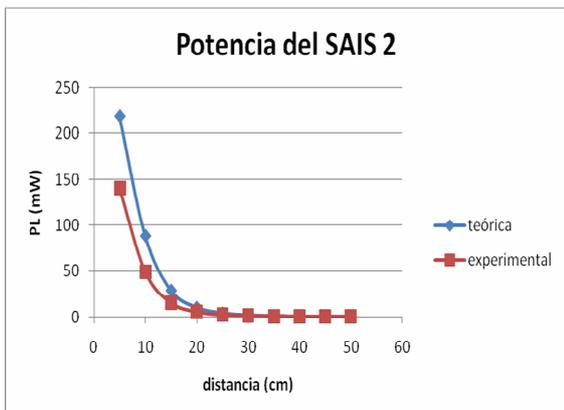


Fig. 10 Potencia de salida experimental y teórica del SAIS 2

Existe bastante parecido entre la potencia experimental y teórica, aunque no en la misma medida que el SAIS 1. Al igual que el caso anterior, es a menor distancia donde hay menos similitud.

Hay que tener presente que estos sistemas no tienen una resonancia exacta, hay un pequeño error ya que es muy difícil obtener el capacitor con el valor exacto que se requiere. Este hecho también disminuye en una pequeña cantidad el nivel del máximo y además puede trasladar el punto en que este se obtiene este, teniendo así otra fuente de errores, aunque estos deben ser de menor magnitud.

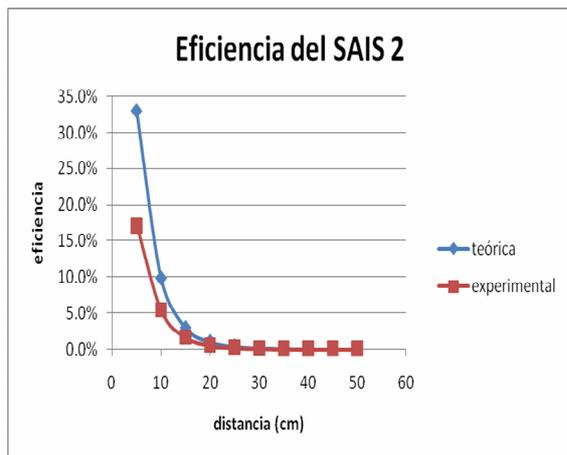


Fig. 11 Eficiencia teórica y experimental del SAIS 2

La figura anterior presenta las gráficas de la eficiencia del SAIS 2. Se tiene una pequeña diferencia entre la experimental y teórica.

Se realiza un segundo análisis. Este solo difiere en la frecuencia de trabajo, esta es elevada a 9 MHz. La potencia de salida del SAIS 1 se muestra en la Fig. 12.

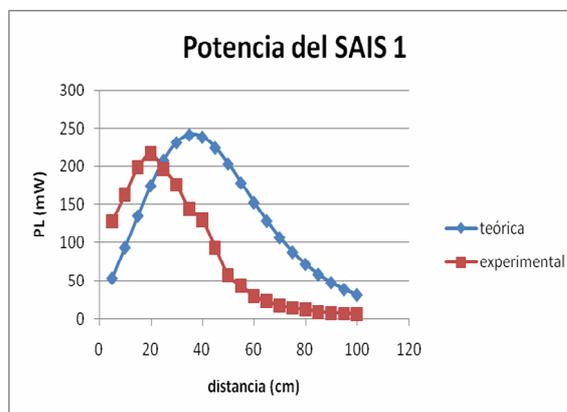


Fig. 12 Potencia de salida experimental y teórica del SAIS 1

A esta frecuencia es bien marcada la diferencia. Como detalle de interés tenemos la presencia del máximo, a pesar de que aparece a una menor distancia de la esperada en teoría y de su menor magnitud.

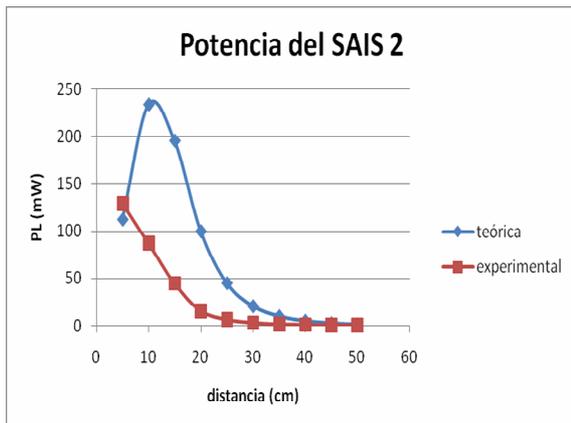


Fig. 13 Potencia de salida experimental y teórica del SAIS 2

La figura anterior contiene las curvas de la potencia de salida experimental y teórica del SAIS 2. El caso experimental del SAIS 2 es más crítico, este no llega a tener el máximo, a pesar de que debía esperarse obtenerse según la modelación teórica. Esta diferencia entre el experimento y la teoría puede estar relacionada con los efectos de las capacidades parásitas y las pérdidas, o sea, que las limitaciones respecto a la frecuencia de trabajo sean mayores que las previstas.

3. CONCLUSIONES

Debido a que la longitud del alambre que conforma al inductor está acotada por la longitud de onda, resultan más convenientes inductores de una espira y mayor radio para alcanzar mayor distancia. La capacidad parásita presente en los inductores conlleva a una SRF pequeña, siendo una limitante clave. Para un inductor de dos espiras no se puede emplear el radio máximo permitido por la longitud de onda. Para inductores de más de dos espiras es posible emplear el radio máximo con cierta separación entre las mismas. Se comprueba experimentalmente la ocurrencia del máximo en la potencia de salida, y se llega a obtener una eficiencia superior al 50%, aunque a muy corta distancia.

4. AGRADECIMIENTOS

Un reconocimiento especial al Dr. Ing. Héctor Silvio Trujillo Alvarado por su fructífera labor investigativa en el campo de los sensores magnéticos y su contribución a los sistemas de alimentación inalámbrica y recolección de energía.

5. REFERENCIAS

- 1. Hadley, F., *Goodbye wires...* 2007, Massachusetts Institute of Technology: Cambridge, Massachusetts.
- 2. Roach, S.D. (1998) *Designing and Building an Eddy Current Position Sensor*. Sensors Magazine Online **Volume**,
- 3. Smith, G.S., *Radiation Efficiency of Electrically Small Multiturn Loop Antennas*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1972. **AP-20**(5): p. 656-667.
- 4. Wikipedia. *Proximity effect (electromagnetism)*. [cited 2008 2008/11/26]; Available from: [http://en.wikipedia.org/wiki/Proximity_effect_\(electromagnetism\)](http://en.wikipedia.org/wiki/Proximity_effect_(electromagnetism)).
- 5. Wikipedia. *Skin effect*. [cited 2008 2008/11/26]; Available from: http://en.wikipedia.org/wiki/Skin_effect.
- 6. Grover, F.W., *Inductance Calculations. Working Formulas and Tables*. 1973, New York: Dover Publications, Inc. 286.
- 7. González Ríos, J.L., *Transferencia de potencia en circuitos resonantes acoplados magnéticamente*, in *CIME*. 2009, CUJAE: Ciudad de la Habana. p. 115.
- 8. O'Donnell, T., et al., *Inductive Powering of Sensor Modules*, in *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, IEEE, Editor. 2005, IEEE. p. 2024-2029.

- 9. Segura, F., et al., *Wireless power transfer to monolithically integrated systems with low quality factor on-chip coil*. Applied Physics Letters, 2008. 92(7).
- 10. Barrionuevo Ortiz, N.I., *Diseño de inductores para sistemas de alimentación inalámbrica*, in *Centro de Investigaciones en Microelectrónica (CIME)*. 2010, ISPJAE: Ciudad de la Habana. p. 105.
- 11. Reitz, J.R. and F.J. Milford, *Foundations of Electromagnetic Theory*. 1959. 387.

AUTORES

Nelson Iván Barrionuevo Ortiz

Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica, Centro de Investigaciones en Microelectrónica (CIME) del Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, La Habana, Cuba

e-mail: nelson.ivan@electronica.cujae.edu.cu.

Héctor Silvio Trujillo Alvarado

Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica, MsC en Microelectrónica, Doctor en Ciencias Técnicas., Profesor Titular, Centro de Investigaciones en Microelectrónica (CIME) del Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, La Habana, Cuba

e-mail: hector.trujillo@electronica.cujae.edu.cu.

Jorge Luis González Ríos

Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica, Master en Ciencias, Centro de Investigaciones en Microelectrónica (CIME) del Instituto Superior Politécnico José Antonio Echeverría, La Habana, Cuba

e-mail: jorgeluis.gr@electronica.cujae.edu.cu.