

OPTIMIZACIÓN DE UN MICROINDUCTOR PLANAR PARA CONTROL TELEMÉTRICO DE UNA MICROVÁLVULA PARA GLAUCOMA

María C. Pérez^{a,b}, Fabio A. Guarnieri^{a,b}

^a*Cimec, Intec (UNL-Conicet) PTLC, El pozo, 3000, Santa Fe, Argentina*

^b*Facultad de Ingeniería, UNER, 3101, Oro Verde, Argentina*

Palabras Clave: Microinductor, Microbobina, Método de Greenhouse, Modelo magnetostático, Modelo electrostático, Microfabricación.

Resumen. La microválvula para el tratamiento del glaucoma es un implante activo que permite regular la presión intraocular en forma telemétrica. En este caso el uso de una batería no es posible debido a su tamaño y limitaciones de vida útil. Una alternativa es la transmisión de energía a través de un acoplamiento inductivo desde un dispositivo externo hacia una bobina receptora en el implante. Esta última tiene dos funciones principales; en primer lugar recibe y almacena la energía electromagnética necesaria para alimentar el dispositivo proporcionando la tensión y corrientes necesarias y por otra parte recibe la información que permite el accionamiento y control de la microválvula. La bobina receptora para esta aplicación debe ser de un tamaño muy pequeño y una alta eficiencia en la transferencia de energía. En este trabajo se utilizan modelos circuitales junto con modelos en 3 dimensiones (3D) numéricos en elementos finitos (EF) para el análisis de distintas configuraciones y geometrías de microinductores planares, con el objetivo de minimizar su tamaño y mejorar su eficiencia. La microbobina se diseña para ser fabricada con tecnología MEMS (micro-electro-mechanical systems), por medio de técnicas de depósito de película fina y electroplateado de cobre sobre un sustrato flexible de poliimida. El modelo circuital utiliza el método de Greenhouse para la determinación de los parámetros eléctricos y efectos parásitos de la bobina. Se utilizan modelos magnetostáticos y electrostáticos de las ecuaciones de Maxwell para el modelado y simulación de distintas configuraciones de microinductores. Se comparan los resultados obtenidos de los parámetros eléctricos a partir del modelo de Greenhouse con el numérico entre bobinas simples y dobles faz, obteniendo en el segundo caso una mejora de los parámetros eléctricos y una disminución de sus efectos parásitos, aumentando así la eficiencia del dispositivo.

INTRODUCTION

El glaucoma es un grupo de patologías asociadas al daño progresivo del nervio óptico que conduce a la ceguera. Actualmente el 1,2% de la población mundial padece de esta enfermedad. Una característica frecuente de este grupo de patologías es el aumento de la presión intraocular debida al aumento de la resistencia hidráulica en los drenajes del humor acuoso de la cámara anterior del ojo a los tejidos periféricos. En los pacientes con glaucoma el objetivo es reducir la presión intraocular, como primera opción con fármacos, intervenciones quirúrgicas para aumentar el drenaje y como última opción implantando válvulas. Con el desarrollo de nuevos materiales y tecnologías de microfabricación es posible desarrollar implantes activos que permitan contemplar la variabilidad de cada paciente (Sassetti et al. 2009).

La microválvula para el glaucoma es un implante miniaturizado MEMS que permite controlar la presión intraocular de manera dinámica, ajustándose a la variabilidad de los parámetros fisiológicos de distintos pacientes. La misma basa su diseño en el uso de polímeros conjugados como mecanismo de actuación de un diafragma con bajas tensiones, lo que reduce el tamaño de los circuitos auxiliares, aumentando su biocompatibilidad y reduciendo el daño ocasionado en el procedimiento quirúrgico (Sassetti et al. 2009).

La transmisión de energía e información desde el programador externo hacia el implante se realiza utilizando los principios de la tecnología de identificación por radiofrecuencia (RFID). Estos sistemas son ampliamente utilizados en la industria en seguridad y control de accesos. En el campo médico Verichip es el primer dispositivo RFID implantable aprobado por Food and drug Administration (FDA) en 2004 para uso humano con fines de identificación. Esto lo hace útil en una variedad de aplicaciones médicas como identificación de dispositivos médicos como marcapasos, válvulas coronarias o articulaciones artificiales, integración y consulta del historial médico de pacientes que requieren cuidados especiales, identificación rápida y segura de una persona, identificación de recién nacidos en hospitales (Herrera, 2006, Lee et al. 2004, Portillo García, 2008).

En la banda de alta frecuencia (HF) a 13.56MHz, la transmisión a pequeñas distancias, se efectúa por medio de campo cercano en la cual los campos eléctrico y magnético están desacoplados y la corriente en la antena receptora (bobina receptora) se produce por inducción magnética. Por lo tanto la misma tiene 2 funciones principales; en primer lugar recibe y almacena la energía electromagnética necesaria para alimentar el circuito de control y el actuador electroactivo proporcionando la tensión y corrientes necesarias; y por otra parte recibe la información analógica que permite el accionamiento y control de la presión intraocular. Por esta razón la bobina receptora debe tener una alta eficiencia, lo cual se logra optimizando los parámetros eléctricos de la misma. De esta forma se optimiza la transferencia de energía desde el transmisor externo; rechazando las señales no deseadas. Además para mejorar su performance es necesario minimizar los efectos parásitos (resistencia serie y paralela, capacidad, corriente de Foucault). Esto se logra con una buena elección de los materiales de la bobina (materiales de baja resistividad), del sustrato y del aislante que la recubre, así como también optimizando los procesos de fabricación (Pérez et al., 2009, Neagu et al. 1997).

El propósito de este trabajo es el diseño, simulación y optimización de una microbobina receptora para permitir la recepción de energía y control, desde un sistema externo, para el accionamiento de la microválvula para tratamiento de glaucoma. La misma es un componente fundamental del dispositivo implantable ya que representa la interface con el programador externo. Para lograr la miniaturización del inductor se propone una optimización de los microinductores planares convencionales que consiste de un microinductor planar doble

formado por dos microbobinas de cobre depositadas en ambas caras de un sustrato flexible de poliimida conectadas en serie. La misma presenta varias ventajas respecto a la versión simple: menor tamaño, mayor eficiencia y menores efectos parásitos.

1 MODELO ELÉCTRICO DE LA BOBINA PLANAR

1.1 Generalidades

En esta sección se discute un modelo eléctrico de las características intrínsecas de una microbobina planar. Esto permite comprender la influencia de los efectos parásitos permitiendo optimizar el diseño de la bobina para maximizar la transferencia de energía. El circuito eléctrico equivalente simplificado de la microbobina se muestra en la [Figura 1](#).

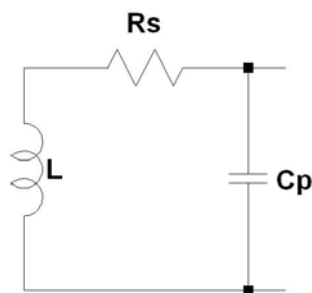


Figura 1: Modelo eléctrico de la microbobina.

donde L es la autoinductancia, R_s la resistencia serie y C_p la capacidad parásita de la bobina.

Debido a las imperfecciones en los conductores, las bobinas tienen una resistencia en serie que disipa la energía en forma de calor reduciendo la eficiencia de la microbobina. La energía disipada es directamente influenciada por la resistencia en serie, que depende de los factores geométricos (ver [Figura 2](#)). La energía recibida depende principalmente de la autoinducción, que también depende de las dimensiones de la bobina ([Neagu et al. 1997](#), [Puers, 2000](#)).

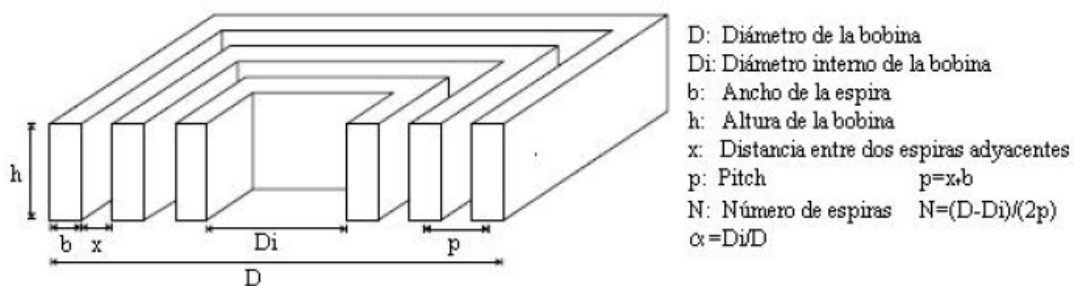


Figura 2: Factores geométricos de la microbobina.

1.2 Modelo de Greenhouse: Autoinductancia

A continuación se presenta el modelo básico de un inductor planar cuadrado según el método de Greenhouse ([Lee et al. 2004](#)). En la [Figura 3](#) se muestra un modelo simple de un inductor de 2 vueltas y 8 segmentos, en la cual se indica el sentido del flujo de corriente.

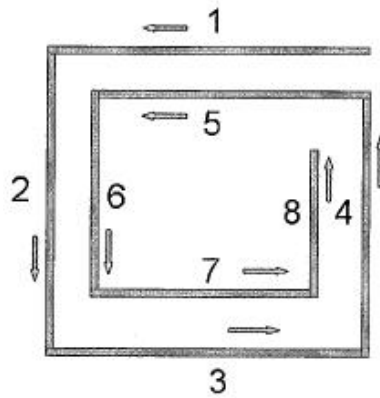


Figura 3: Inductor planar de 2 vueltas.

El cálculo de la inductancia de esta bobina involucra 3 términos

$$L_T = L_0 + M_+ - M_- \quad (1)$$

El término L_0 es la sumatoria de las autoinductancias de cada segmento

$$L_0 = \sum_{i=1}^n L_i \quad (2)$$

La autoinductancia de un segmento de longitud l y sección rectangular como se muestra en la Figura 4 está dada por la siguiente ecuación (Lee et al. 2004)

$$L_i = 2 \cdot l \cdot \left\{ \ln \left(\frac{2 \cdot l}{b+h} \right) + 0.50049 + \frac{b+h}{3 \cdot l} \right\} \quad (3)$$

donde b y h son su ancho y su espesor del segmento respectivamente.

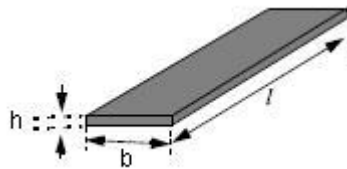


Figura 4: Segmento de la espira.

El término M_+ es la sumatoria de las inductancias mutuas entre segmentos paralelos en los cuales la corriente circula en el mismo sentido. Para el ejemplo de la Figura 3 se determina como

$$M_+ = M_{1,5} + M_{2,6} + M_{3,7} + M_{4,8} + M_{5,1} + M_{6,2} + M_{7,3} + M_{8,4} \quad (4)$$

El término M_- es la sumatoria de las inductancias mutuas entre segmentos paralelos en los cuales la corriente circula sentido opuesto. Para el ejemplo de la Figura 3 se determina como

$$M_- = M_{1,3} + M_{1,7} + M_{2,4} + M_{2,8} + M_{3,1} + M_{3,5} + M_{4,2} + M_{4,6} + \dots \\ + M_{5,3} + M_{5,7} + M_{6,4} + M_{6,8} + M_{7,1} + M_{7,5} + M_{8,2} + M_{8,6} \quad (5)$$

La inductancia mutua entre dos conductores paralelos como se muestran en la Figura 5 se determina como

$$M_{j,k} = \frac{1}{2} \cdot (M_j + M_k - M_{j,k}) \quad (6)$$

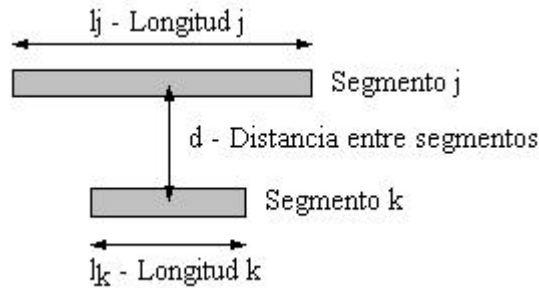


Figura 5: Conductores paralelos para el cálculo de la inductancia mutua.

Los términos M_j , M_k y $M_{j,k}$ se determinan de la siguiente forma

$$M_j = 2 \cdot l_j \cdot F_j \rightarrow F_j = \ln \left\{ \frac{l_j}{d_{j,k}} + \left[1 + \left(\frac{l_j}{d_{j,k}} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^2 \right\} - \left[1 + \left(\frac{d_{j,k}}{l_j} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^2 + \left(\frac{d_{j,k}}{l_j} \right) \quad (7)$$

$$M_k = 2 \cdot l_k \cdot F_k \rightarrow F_k = \ln \left\{ \frac{l_k}{d_{k,j}} + \left[1 + \left(\frac{l_k}{d_{k,j}} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^2 \right\} - \left[1 + \left(\frac{d_{k,j}}{l_k} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^2 + \left(\frac{d_{k,j}}{l_k} \right) \quad (8)$$

$$M_{j,k} = 2 \cdot l_{gap} \cdot F_{gap} \rightarrow F_{gap} = \ln \left\{ \frac{l_{gap}}{d_{j,k}} + \left[1 + \left(\frac{l_{gap}}{d_{j,k}} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^2 \right\} - \left[1 + \left(\frac{d_{j,k}}{l_{gap}} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^2 + \left(\frac{d_{j,k}}{l_{gap}} \right) \quad (9)$$

donde $d_{j,k}$ es la distancia media entre conductores, l_{gap} es la diferencia de longitudes entre ambos segmentos (Lee et al. 2004).

1.1 Resistencia en serie

La resistencia serie de una bobina es función de la resistividad del material ρ ($\rho_{cu}=1,667\Omega m$) y de sus dimensiones geométricas (Neagu et al. 1997) y está dada por

$$R_{DC} [\Omega] = \frac{\rho \ell}{hb} = \frac{\rho D^2}{bhp} (1 - \alpha^2) \quad (10)$$

1.3 Capacidad parásita

En el caso de microinductores dobles la capacidad parásita está dada por la capacidad entre ambas bobinas. La misma está dada por

$$C_p [F] = \frac{\epsilon A}{x} \quad (11)$$

donde A es el área de las bobinas y x su separación (Neagu et al. 1997).

1.4 Telemetría

La transmisión de energía se realiza a través de un acoplamiento inductivo entre la bobina transmisora y la bobina receptora implantada en el cuerpo humano. El trasmisor envía energía al receptor a través de un campo magnético alterno con una frecuencia fija (portadora). De esta forma, cuando sometemos a la bobina receptora a este campo externo, ésta oscila a la frecuencia de resonancia intrínseca ω_i dada por

$$\omega_i = \sqrt{\frac{1}{LC_p} - \frac{R_s^2}{L^2}} \approx \sqrt{\frac{1}{LC_p}} \tag{12}$$

La bobina receptora solo captará la energía magnética de dicha frecuencia, mientras que se atenuarán las frecuencias no deseadas, por lo que es muy importante que ambas bobinas estén perfectamente sintonizadas a la misma frecuencia.

El factor de calidad Q mide la eficiencia de la bobina receptora y se obtiene del diagrama de respuesta en frecuencia como la relación entre la frecuencia de resonancia y el ancho de banda del sistema $\Delta\omega$.

$$Q = \frac{\omega_i}{\Delta\omega} \tag{13}$$

En función de los parámetros eléctricos del modelo el factor de calidad intrínseco de la bobina se puede determinar a partir de su frecuencia de resonancia como (Pérez et al., 2009, Neagu et al. 1997)

$$Q_i = \frac{\omega_i L}{R_s} = \sqrt{\frac{L}{R_s^2 C_p} - 1} \approx \frac{1}{R_s} \sqrt{\frac{L}{C_p}} \tag{14}$$

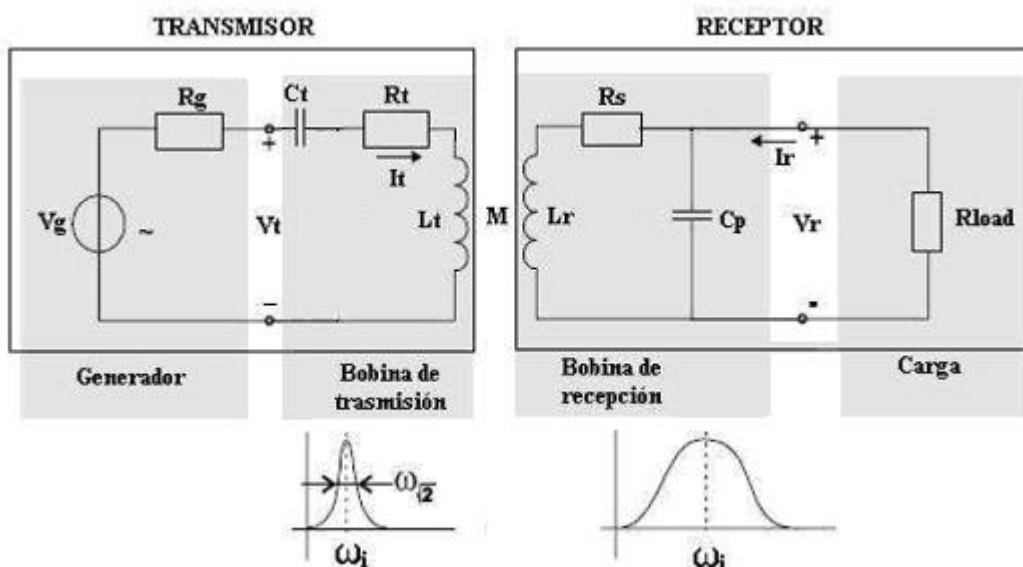


Figura 6: Diagrama transmisor (generador – bobina transmisora)- receptor (bobina receptora - carga). Diagramas de respuesta en frecuencia del transmisor – receptor.

2 MODELO DE ELEMENTOS FINITOS

2.1 Introducción

La geometría utilizada consiste de un microinductor planar doble formado por dos microbobinas de cobre depositadas en ambas caras de un sustrato flexible de poliimida conectadas en serie al cual queremos calcular su autoinductancia, resistencia serie y capacidad parásita (Sridhar, 2008). Para ello planteamos un problema estático, gobernado por las ecuaciones de Maxwell, en el cual hacemos circular un flujo de corriente constante I a través del inductor. Este análisis permite tratar el campo magnético y eléctrico en forma independiente.

Dado un campo magnético, podemos determinar la autoinductancia calculando la energía magnética total W_m

$$L = \frac{2W_m}{I} \quad (15)$$

Dado un campo eléctrico, podemos determinar la diferencia de potencial eléctrico V del conductor y determinar su resistencia serie según la ley de Ohm

$$R_s = \frac{V}{I} \quad (16)$$

2.2 Formulación del problema magnetostático

El problema magnetostático está gobernado por las ecuaciones de Ampère-Maxwell y la ley de Gauss para campos magnéticos (Jin, 2001., Preis et al. 1991)

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{H} &= \vec{J} \\ \nabla \cdot \vec{B} &= 0 \end{aligned} \quad (17)$$

donde H representa la intensidad de campo magnético, B la densidad de flujo magnético y J la densidad de corriente externa.

Las ecuaciones constitutivas que describen las propiedades macroscópicas del medio

$$\begin{aligned} \vec{B} &= \mu_0 \mu_r \vec{H} \\ \vec{J} &= \sigma \vec{E} + \vec{J}_e \end{aligned} \quad (18)$$

donde μ_0 es la permeabilidad del vacío, μ_r es la permeabilidad relativa del material, σ la conductividad del material ($\sigma_{Cu} = 5.998e7$ [S/m]), E el campo eléctrico y J_e la densidad de corriente externa.

Resulta útil la formulación en base al potencial eléctrico V y el vector potencial magnético A cuyas ecuaciones son

$$\begin{aligned} \vec{E} &= -\nabla V \\ \vec{B} &= \nabla \times \vec{A} \end{aligned} \quad (19)$$

Finalmente las ecuaciones diferenciales del modelo eléctrico y magnético para el problema son las siguientes

$$-\nabla \cdot (\sigma \nabla V - \bar{J}_e) = 0 \quad (20)$$

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \bar{A}) = \bar{J} \quad (21)$$

donde ν es la reluctividad del material la cual es la inversa de la permeabilidad. La forma débil para este problema es

$$\int_{\Omega} \nu (\nabla \times \bar{A}) \cdot (\nabla \times \delta \bar{A}) d\Omega - \oint_{\Gamma} \nu (\nabla \times \bar{A}) \cdot \bar{n} \cdot \delta \bar{A} d\Gamma = \int_{\Omega} \bar{J} \cdot \delta \bar{A} d\Omega \quad (22)$$

La condición de contorno para el vector potencial magnético A esta dado por la siguiente ecuación

$$n \cdot \nabla \times \bar{A} = 0 \quad (23)$$

La ecuación (23) no determina una única solución para el vector potencial magnético, ya que si A es solución, cualquier función $A' = A + \nabla f$ también lo es (Coulomb, 1981, Demerdash et al. 1981, Jin, 2001., Song and Ida. 1991). Para encontrar una solución de manera única es necesario imponer una segunda condición dada por la transformación de Coulomb gauge la cual impone que la divergencia del vector potencial magnético es nula

$$\nabla \cdot \bar{A} = 0 \quad (24)$$

Aplicando esta condición la ecuación diferencial para el vector potencial magnético se transforma en (Preis et al. 1991)

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \bar{A}) - \nabla (\nu \nabla \cdot \bar{A}) = \bar{J} \quad (25)$$

donde el término ν' es un término positivo el cual es físicamente equivalente a la reluctividad del material (Coulomb, 1981). Para el caso de materiales lineales este término es igual a la inversa de la permeabilidad del material. La forma débil para este caso es

$$\int_{\Omega} \nu (\nabla \times \bar{A}) \cdot (\nabla \times \delta \bar{A}) + \nu (\nabla \cdot \bar{A}) (\nabla \cdot \delta \bar{A}) d\Omega - \oint_{\Gamma} \nu (\nabla \times \bar{A} \times \bar{n}) \cdot \delta \bar{A} d\Gamma - \oint_{\Gamma} (\nu \nabla \cdot \bar{A}) \delta \bar{A} \cdot \bar{n} d\Gamma = \int_{\Omega} \bar{J} \cdot \delta \bar{A} d\Omega \quad (26)$$

Las condiciones de contorno esenciales para la ecuación (18) son (Preis et al. 1991)

$$\bar{n} \times \bar{A} = 0 \quad \nu \nabla \cdot \bar{A} = 0 \quad (27)$$

Es decir que la solución de la ecuación diferencial (14) aplicando la condición Coulomb gauge en todo el dominio con la condición de contorno (16), es equivalente a resolver la ecuación (18) con las condiciones de contorno dadas por (20) (Coulomb, 1981).

2.3 Formulación del problema electrostático

El problema electrostático está gobernado por la ley de Gauss para campos eléctricos (Jin, 2001.) en donde se aplica una tensión constante en la bobina y se evalúa su capacidad respecto al sustrato

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho \quad (28)$$

donde D es el desplazamiento eléctrico y ρ la densidad de carga.

La ecuación constitutiva que describe las propiedades macroscópicas del medio

$$\bar{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \bar{E} \tag{29}$$

La ecuación diferencial final del problema electrostático para el potencial eléctrico V satisface la ecuación de Poisson

$$-\nabla \times (\epsilon_0 \epsilon_r \nabla V) = \rho \tag{30}$$

La forma débil para este problema es (Jin, 2001.)

$$\int_{\Omega} \epsilon_0 \epsilon_r \nabla V \times \nabla \delta V d\Omega - \oint_{\Gamma} (\epsilon_0 \epsilon_r \nabla V \cdot n) \delta V d\Gamma = \int_{\Omega} \rho \cdot \delta V d\Omega \tag{31}$$

La condición de contorno esencial para la ecuación (26) es

$$\bar{D} \cdot n = 0 \tag{32}$$

3 APLICACIONES

3.1 Microbobina simple vs doble

Se definieron 3 bobinas cuadradas con iguales parámetros constructivos: una simple faz, una doble faz donde la corriente circula en el mismo sentido y otra doble faz con las corrientes circulando en sentido opuesto (ver [Tabla 1](#)).

Parámetro constructivo	Bobina Simple	Bobina Doble Paralela	Bobina Doble Antiparalela
b (µm)	10	10	10
h (µm)	10	10	10
p (µm)	20	20	20
N	3	3	3
Di (mm)	0.1	0.1	0.1
x (µm)	-	60	60

Tabla 1: Parámetros constructivos.

Los resultados obtenidos del modelo de Greenhouse y numérico se muestran en la [Tabla 2](#).

Parámetro eléctrico	Bobina Simple		Bobina Doble Paralela		Bobina Doble Antiparalela	
	Modelo de Greenhouse	Modelo EF	Modelo de Greenhouse	Modelo EF	Modelo de Greenhouse	Modelo EF
L (nH)	2.66	2.42	6.26	5.91	3.76	3.17
Rs(Ω)	0.409	0.402	0.797	0.749	0.777	0.721

Tabla 2: Parámetros eléctricos obtenidos en el modelo de Greenhouse vs modelo numérico.

Se observa que la inductancia es mucho mayor en el caso de la bobina doble paralela debido a la mayor longitud del conductor y al acoplamiento mutuo positivo que se produce entre ambas bobinas al circular la corriente en el mismo sentido. Este efecto se observa claramente en la [Figura 7](#) donde se muestra el campo magnético entre ambas bobinas.

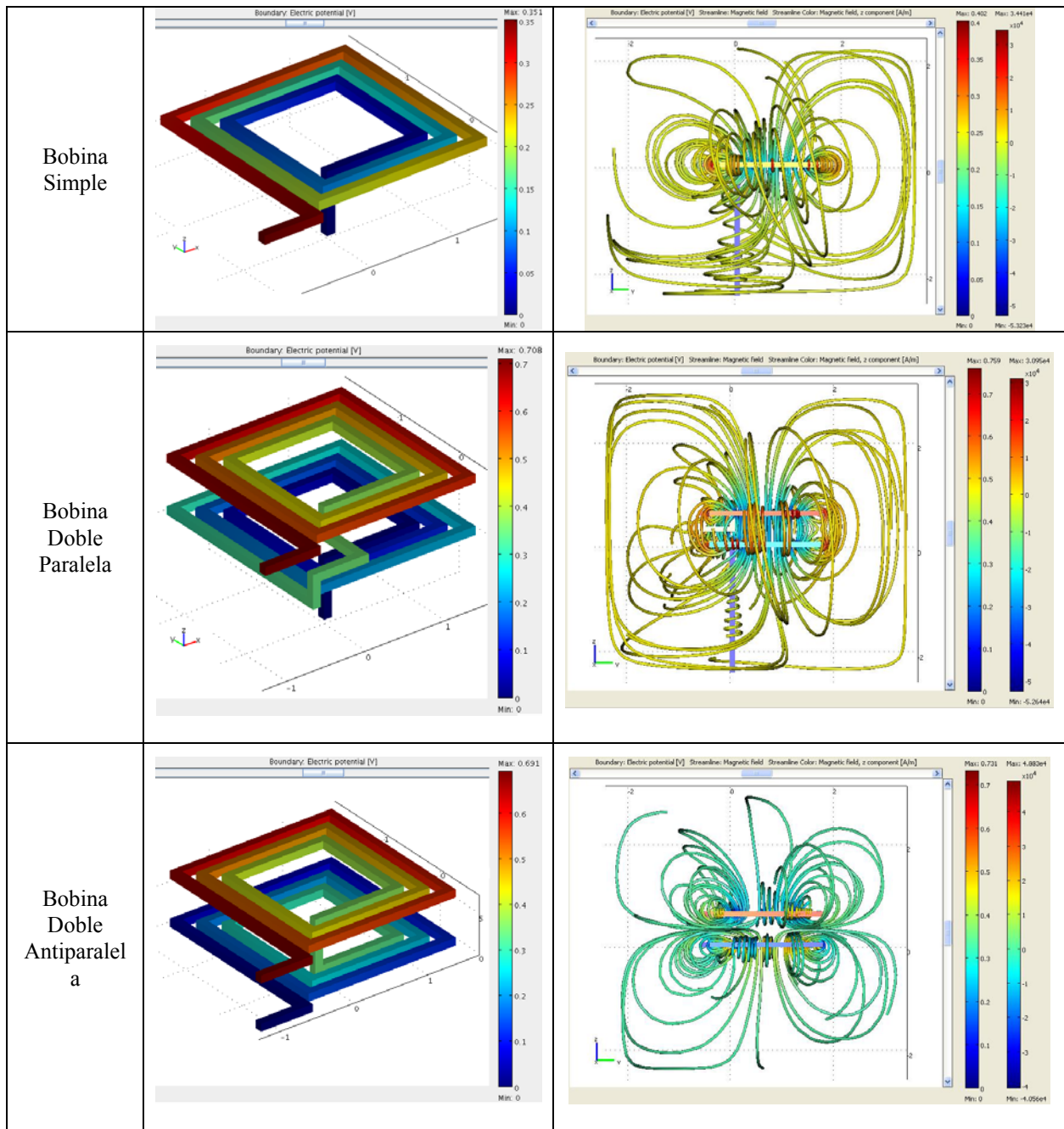


Figura 7: Potencial eléctrico (Izquierda) – Campo Magnético (Derecha). Resultados del método de EF para las bobinas de 3 vueltas.

3.2 Modelo magnetostático

Se compararon bobinas dobles faz donde la corriente circula en el mismo sentido con iguales parámetros constructivos y distinto número de vueltas (ver [Tabla 3](#)).

Parámetro constructivo	Bobina 1	Bobina 2	Bobina 3
b (μm)	10	10	10

h (μm)	10	10	10
p (μm)	20	20	20
N	4	5	6
Di (mm)	0.1	0.1	0.1
x (μm)	60	60	60

Tabla 3: Parámetros constructivos de bobinas dobles.

Los resultados obtenidos de inductancia y resistencia serie del modelo de Greenhouse y numérico se muestran en la [Tabla 4](#)

Parámetro eléctrico	Bobina 1		Bobina 2		Bobina 3	
	Modelo de Greenhouse	Modelo EF	Modelo de Greenhouse	Modelo EF	Modelo de Greenhouse	Modelo EF
L (nH)	11.21	11.13	17.97	18.53	27.13	28.49
Rs(Ω)	1.15	1.115	1.57	1.524	2.05	1.968

Tabla 4: Parámetros eléctricos obtenidos en el modelo de Greenhouse vs modelo numérico.

En la [Figura 8](#) se muestran los resultados del modelo de EF para la bobina de 6 vueltas.

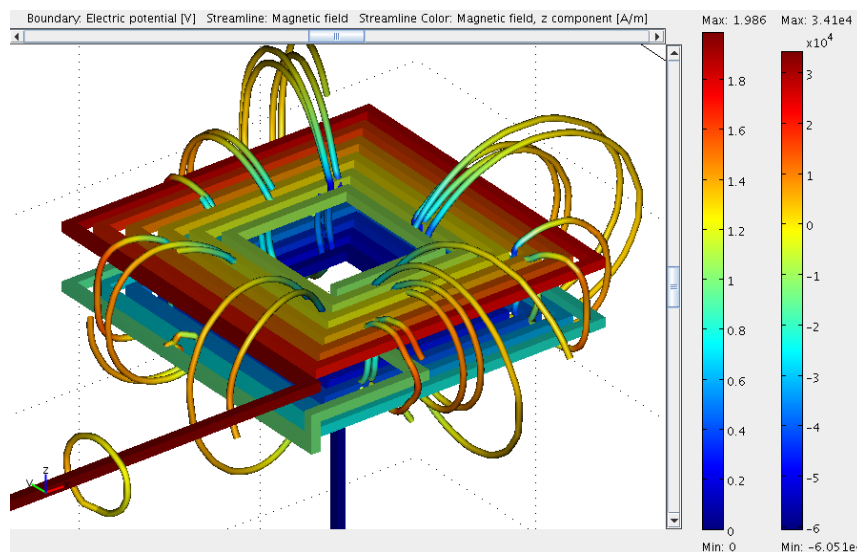


Figura 8: Campo magnético para la bobina de 6 vueltas – Modelo magnetostático.

3.3 Modelo electrostático

Se compararon bobinas dobles con distinto número de vueltas con iguales parámetros constructivos y distinto número de vueltas (ver [Tabla 5](#)) para determinar su capacidad parásita.

Parámetro constructivo	Bobina 1	Bobina 2	Bobina 3	Bobina 4
b (μm)	10	10	10	10
h (μm)	10	10	10	10

p (μm)	20	20	20	20
N	3	4	5	6
Di (mm)	0.1	0.1	0.1	0.1
x (μm)	60	60	60	60

Tabla 5: Parámetros constructivos.

Los resultados obtenidos de capacidad parásita del modelo eléctrico y numérico se muestran en la [Tabla 6](#).

Bobina	Modelo Eléctrico (pf)	Modelo EF (pf)
Bobina 1	0.0132	0.0308
Bobina 2	0.0197	0.0631
Bobina 3	0.0271	0.0813
Bobina 4	0.0355	0.1013

Tabla 6: Parámetros eléctricos obtenidos en el modelo eléctrico vs modelo numérico.

Se observa que los valores obtenidos en el modelo de EF son mucho mayores que los obtenidos en el modelo eléctrico. Esto se debe a que este último determina la capacidad como una aproximación del condensador de placas paralelas, el cual no contempla los efectos de borde, presentes entre las espiras de la bobina. En la [Figura 9](#) se muestran los resultados del modelo de EF.

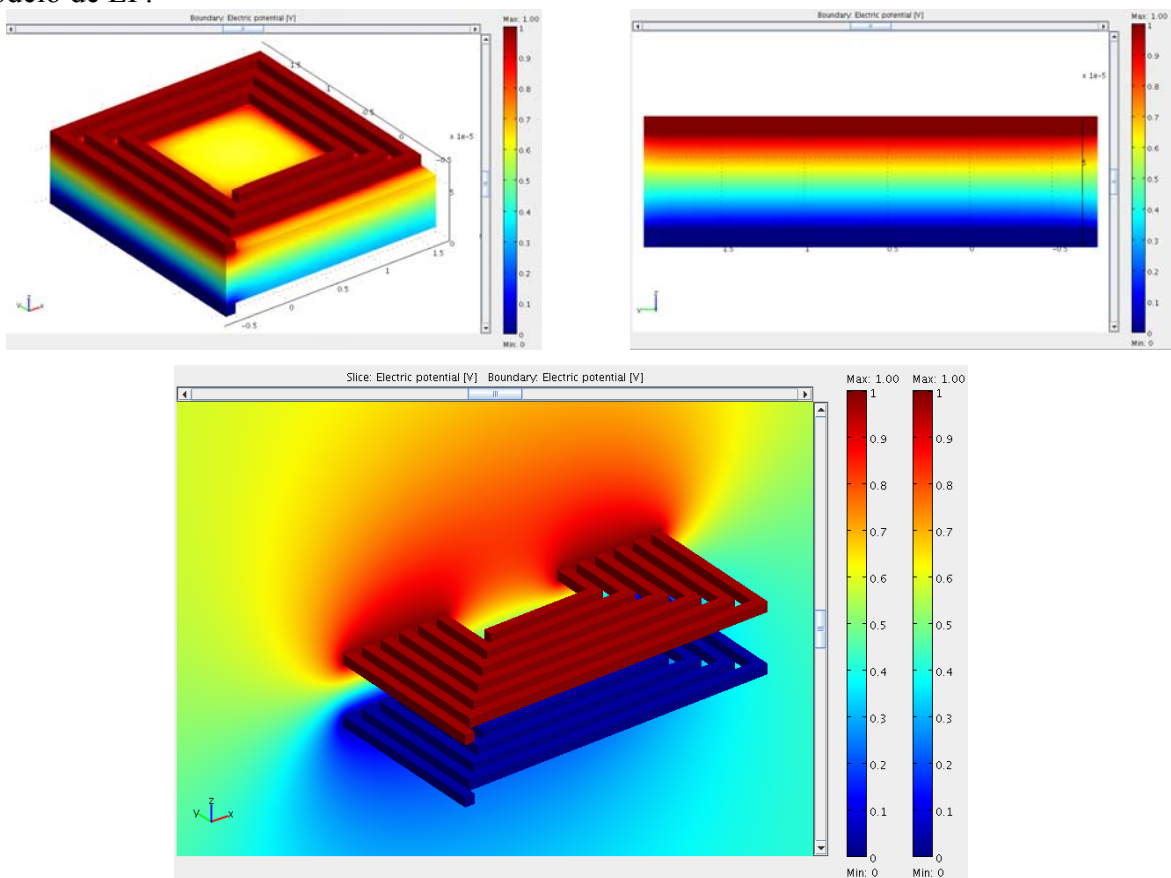


Figura 9: Potencial eléctrico. Resultados del método de EF – Modelo electrostático.

4 DISCUSIÓN Y RESULTADOS

El propósito de este trabajo es la optimización de una microbobina receptora para permitir la recepción de energía y control, desde un sistema externo, para el accionamiento de la microválvula para tratamiento de glaucoma. Para lograr la miniaturización del inductor se propone un microinductor planar doble formado por dos microbobinas depositadas en ambas caras de un sustrato flexible de poliimida conectadas en serie, permitieron optimizar el diseño implementado anteriormente (Pérez et al., 2009) para minimizar el tamaño del dispositivo y mejorar su eficiencia.

Este diseño presenta las siguientes ventajas respecto a la versión simple:

- Menor tamaño: permite reducir el tamaño final del dispositivo.
- Mayor inductancia: la inductancia de la bobina es mucho mayor debido a la mayor longitud del conductor y al acoplamiento mutuo positivo que se produce entre ambas bobinas al circular la corriente en el mismo sentido.
- Menor resistencia: permite trabajar con anchos de espiras mayores lo cual reduce la resistencia serie de la misma.
- Mayor eficiencia: mejora los parámetros eléctricos y disminuye los efectos parásitos.
- Ausencia de corrientes de Foucault: elimina las corrientes parásitas inducidas por el campo magnético debido a la ausencia del sustrato de silicio el cual está conectado a un potencial cero (masa).
- Flexibilidad: la lámina de poliimida es ampliamente utilizada en circuitos impresos flexibles y en cables tipo flex debido a su bajo espesor (25 a 50um) y a su gran flexibilidad.

La mayor desventaja aparente de este diseño es su mayor capacidad parásita debido al capacitor que se forma entre ambas bobinas, la cual no está presente en bobinas simples. Este efecto puede ser aprovechado como capacidad de tuning para sintonizar el transmisor con el receptor a la frecuencia de trabajo, reduciendo el tamaño final del circuito de acondicionamiento en el cual este capacitor ocupa un gran espacio. Otra desventaja del diseño propuesto es la mayor complejidad del proceso de microfabricación, que involucra la implementación de una doble bobina y la unión en serie entre ambas.

REFERENCIAS

- Coulomb, J., Finite element three dimensional magnetic field computation. *Transactions on Magnetics*, 17:3241–3246, 1981.
- Demerdash, N.A., Nehl, T.W., Fouad, F.A. and Mohammed, O.A., Three dimensional finite element vector potential formulation of magnetic fields in electrical apparatus. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 100:4104–4111, 1981.
- Herrera J., Estudio, diseño y simulación de un sistema de rfid basado en EPC, 2006.
- Jin, J., *The finite element method in electromagnetics*, volumen II. Wiley-interscience publication, 2001.
- Lee, Y., Sorrells, P., MicroID™ 13.56 MHz RFID System Design Guide. [Http://www.microchip.com](http://www.microchip.com), 2004
- Neagu, C.R., Jansen, H.V., Smith, A., Cardeniers, J.G.E. and Elwenspk, M.C., Characterization of a planar microcoil for implantable microsystems. *Sensor and Actuators a physical*, 62:599–611, 1997.
- Pérez M., Reta J., Guarnieri F., Diseño y simulación de un microinductor planar para un sensor telemétrico de presión intraocular, *Numerical Methods for Simulations and Analysis in Bioengineering* 28 2101-2110, 2009.

- Portillo García J., Tecnología de identificación por radiofrecuencia: aplicaciones en el ámbito de salud, 2008.
- Preis, K., Bardi, I., Biró, O., Magele, C., Renhart, W., Richter, K.R., and Vrisk, G., Numerical analysis of 3D magnetostatic fields. *IEEE Transactions on Magnetics*, 27:3798–3803, 1991.
- Puers, R., Vandevoorde, G. and De Bruyker, D, Electrodeposited copper inductors for intraocular pressure telemetry. *J. Micromech. Microeng*, 10:124-129, 2000.
- Sasseti F., Guarnieri F., Interacción fluido estructura en una microválvula para el control de la presión intraocular. *Numerical Methods for Simulations and Analysis in Bioengineering*, 29 6637-6651, 2009.
- Song, H. and Ida, N., An eddy current constraint formulation for 3d electromagnetic field calculations. *IEEE Transactions on Magnetics*, 27:4012–4015, 1991.
- Sridhar, V., A micromachined inductive sensor using folded flex circuito structures and its wireless telemetry applications. *Master of Applied Science in The Faculty of Graduate Studies (Electrical and Computer Engineering)*, 2008.