

# AUDÍFONO INALÁMBRICO LIBRE DE PILAS

## BATTERY-FREE WIRELESS HEADSET



### AUTOR

VÍCTOR JOSÉ TORANZOS  
Dr. Ing. en Electrónica  
\*FACENA UNNE  
Prof. Adjunto  
"Física del Estado Sólido"  
victoranzos@gmail.com  
ARGENTINA

### AUTOR

CARLOS DE JESÚS AQUINO  
Ing. Electricista  
\*FACENA UNNE  
Prof. Titular  
"Electromagnetismo"  
aquinocarlos@gmail.com  
ARGENTINA

### AUTOR

OSCAR GUILLERMO LOMBARDEO  
Mgter. Ing. en Electrónica  
\*FACENA UNNE  
Prof. Titular "Proyecto Final"  
Director del GRIER  
oscarguillermo.lombardero@gmail.com  
ARGENTINA

### \*INSTITUCION

Facultad de Ciencias Exactas y  
Naturales y Agrimensura  
FACENA UNNE  
Carácter institucional  
Av. Libertad N° 5460  
webmaster@exa.unne.edu.ar  
ARGENTINA

**INFORMACIÓN DE LA INVESTIGACIÓN O DEL PROYECTO:** Este trabajo es uno de los productos desarrollados por el GRIER (Grupo de Ingeniería en Rehabilitación), el cual dada la particularidad de su funcionamiento y metodología de diseño, derivó en una patente otorgada por el INPI (Instituto Nacional de Propiedad Industrial) de la Argentina en el año 2015.

**RECEPCIÓN:** Diciembre 26 de 2016

**ACEPTACIÓN:** Marzo 19 de 2017

**TEMÁTICA:** Ingeniería Biomédica

**TIPO DE ARTÍCULO:** Artículo de Investigación Científica e Innovación

**Forma de citar:** Toranzos, V., Aquino, C., Lombardero, A. (2017). Audífono inalámbrico libre de pilas. En R, Llamosa Villalba (Ed.). Revista Gerencia Tecnológica Informática, 16(44), 25-33. ISSN 1657-8236.

**RESUMEN ANALÍTICO**

En el presente trabajo se detalla el diseño, la implementación y el análisis de un sistema de audífonos cuya energía para el funcionamiento es obtenida a partir del campo generado por un aro magnético instalado en un recinto particular. Se presentan diferentes disposiciones circuitales y se brinda una metodología para el diseño que maximiza la señal de audio recibida en este tipo de dispositivos. Para la determinación del número de espiras, se presenta un modelo matemático circuital y se muestra su correlación con datos experimentales obtenidos sobre un prototipo bajo ensayo. Se calculó la relación de transferencia de potencia entre sistemas a través del campo.

**PALABRAS CLAVE:** Baja frecuencia, inducción magnética, hipoacusia.

**ANALYTICAL SUMMARY**

In the present work the design, implementation and analysis of a hearing aid system whose energy for operation is obtained from the field generated by a magnetic loop installed in a private room is detailed. Different circuit dispositions are presented and a methodology is provided for the design that maximizes the audio signal received in this type of devices. For the determination of the number of turns, a mathematical circuit model is presented and its correlation with experimental data obtained on a prototype under test is presented and its correlation with experimental data obtained on a prototype under test is presented. The power transfer ratio between systems across the field was calculated.

**KEYWORDS:** Low frequency, magnetic induction, hearing loss.

**INTRODUCCIÓN**

En la actualidad existen numerosos sistemas que permiten utilizar audífonos con la capacidad de recibir señales de audio de manera inalámbrica. Entre estos sistemas se puede citar los de enlace por RF y los de bobina telefónica que son más antiguos, pero que aún están en uso [1,2]. Estos últimos requieren para su funcionamiento que el lugar donde se los utilice tenga instalado un lazo magnético. Este sistema está constituido por conductores que rodean el lugar o la zona donde se emplean normalmente audífonos comerciales para hipoacúsicos. El aro se alimenta desde un amplificador de audiofrecuencia con una impedancia de salida muy baja ( $< 1\Omega$ ). En los dos casos mencionados el audífono comercial requiere el uso de pilas o baterías recargables, que a larga constituyen un elemento de contaminación ambiental cuando se las desechan, lo que motivó el desarrollo de un tipo de audífono que no emplea fuente de alimentación como las pilas, a partir de la experiencia que el grupo de investigación ha obtenido en el desarrollo previo de sistemas de aro magnético.

Con este objetivo se desarrolló un audífono con características particulares, ya que no funciona con señales de audio directamente sino a una frecuencia

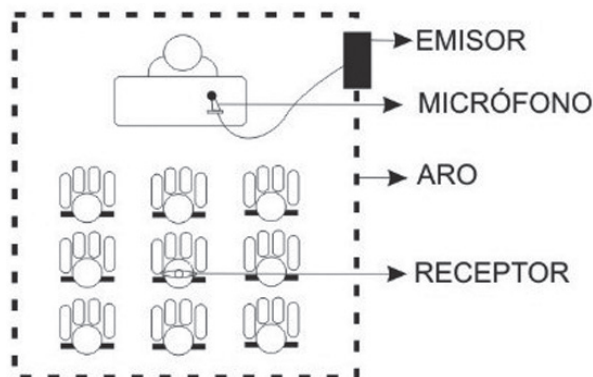
mayor como portadora. Este nuevo tipo de dispositivo no sólo provee la información de audio sino también la energía necesaria para alimentar las etapas electrónicas evitando el uso de pilas. Precisamente la energía para su funcionamiento la obtiene del campo magnético producido por una espira instalada en el recinto de uso, la cual es recorrida por una corriente de varios amperes, pero dada la baja impedancia de la misma, la potencia disipada es de unos pocos vatios. Este tipo de audífono se encuentra en condiciones operativas permanentemente, y solamente generará señal audible (para el usuario hipoacúsico), cuando esté ubicado dentro del campo magnético del aro. El diseño de este sistema implicó el cálculo de la corriente necesaria que por el aro para lograr una señal de portadora y de audio que optimicen el funcionamiento del audífono.

**Antecedentes**

La idea de transmitir energía de forma inalámbrica no es nueva, ya que fue propuesta por Nikola Tesla [3, 4] hace aproximadamente cien años. Por otro lado, un receptor de radio sin pilas tampoco es una idea nueva, ya que son conocidas como radio galena, y populares en los años 30. En este caso el detector se constituía con un cristal de este material [5].

La aplicación que se plantea requiere de nuevos métodos y tecnologías para lograr un equipo insertable en el mercado que satisfaga las necesidades existentes. En principio se pensó este sistema como ayuda auditiva en instituciones educativas, donde se puede realizar el montaje del aro en el aula o en una porción de ella como se esquematiza en la Figura 1. La necesidad de asistencia auditiva se da en los hipoacúsicos, no sólo por requerirse mayor volumen de audio para interpretar la palabra, sino por la incapacidad de oír ciertas frecuencias que le dificultan separarla del ruido ambiente.[1,2].

**FIGURA 1.** Esquema de un sistema de aro magnético en un aula.



## PLANTEAMIENTO INICIAL

### CÁLCULO DEL CAMPO PRODUCIDO POR UN ARO DE INDUCCIÓN

Los aros magnéticos también denominados lazos de inducción, se colocan usualmente al nivel del cielorraso o del piso de los recintos donde han de utilizarse. Su forma por lo tanto depende de la geometría del mismo. En general son de forma rectangular o cuadrada. En una primera aproximación y para tener una idea de las magnitudes de los campos producidos, se abordó el cálculo teórico del campo inducido por una espira de forma circular, de igual área a la espira rectangular objeto de estudio, instalada a nivel de cielorraso. La deducción de la expresión teórica del campo en un punto del eje, deviene de la aplicación directa de la Ley de Ampere [6,7,8], para el caso de una espira circular. Presenta particular interés en nuestro caso la componente vertical del campo magnético.

$$B_z = \frac{\mu_0 I N a^2}{2(a^2 + r^2)^{3/2}} \left( \frac{\text{Weber}}{\text{m}^2} \right) \quad (1)$$

Donde:

$\mu_0$  = Permeabilidad del aire (Henrios / metro)

$I$  = Cte eficaz en el aro de inducción (Amperes)

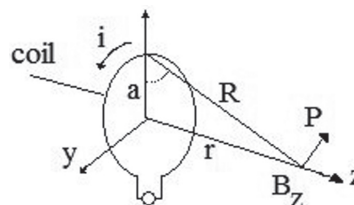
$N$  = número de espiras

$a$  = radio de la espira (metros)

$r$  = distancia del centro de la espira, al punto donde se calcula el campo (metros)

Se consideró para el cálculo del campo magnético, un aro de inducción con forma de espira circular, de 1,5 metros de radio, recorrido por una corriente de 2 Amperes, en un punto situado en el eje de la espira, a una distancia de 1 metro del plano que contiene a la misma. El valor de densidad de flujo magnético obtenido fue  $B_z = 4,82$  Weber/m<sup>2</sup>, al que se corresponde un campo magnético  $H_z = 0,38$  Amperes/metro.

**FIGURA 2.** Modelo de espira y parámetros.



### CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA DEL ARO DE INDUCCIÓN

Se consideró que el aro magnético estaba implementado con un cable de cobre de 1,5 mm. de diámetro. Se abordó en primer lugar el cálculo de la inductancia externa, es decir aquella debida al flujo exterior al conductor. En dicho cálculo aparecen las integrales elípticas completas de primera y segunda especie, las que se adecuan, simplificándolas, a las particulares características de nuestro esquema. Ver [6] pág. 319 -320

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

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\phi}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \phi}} \quad (3)$$

Con

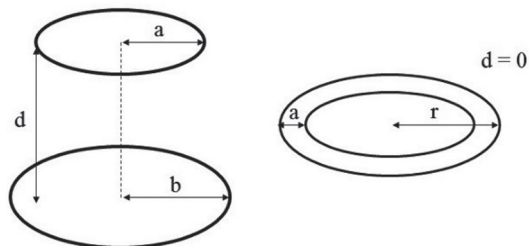
$$k^2 = \frac{4ab}{d^2 + (a+b)^2} d\phi \quad (4)$$

$$L = \mu \sqrt{ab} \left[ \left( \frac{2}{k} - k \right) K(k) - \frac{2}{k} E(k) \right] \quad (5)$$

Se asumió el caso de dos espiras concéntricas, coplanares, de radio  $r$  y  $(r-a)$  respectivamente.

La relación  $a/r$  es muy pequeña, llegando a valores tan pequeños como 0,0005. En esas condiciones  $K$  se aproxima a la unidad.

**FIGURA 3.** Posición relativa de las espiras y dimensiones para el cálculo.



$$L_0 = \mu \cdot r [K(k) - 2E(k)] \quad (6)$$

$$K(k) \cong \ln\left(\frac{\mu}{1-k^2}\right) \quad (7)$$

$$E(k) \cong 1 \quad (8)$$

Finalmente se obtiene

$$L_0 = \mu \cdot r \left[ \ln \frac{8r}{a} - 2 \right] \cdot Hy \quad (9)$$

Reemplazando los valores de las constantes y variables se obtuvo como resultado

$$L_0 = 14,48 Hy$$

Para el cálculo de la inductancia interna, se evaluó en primer lugar la profundidad de penetración en el cobre, a la frecuencia considerada, resultando ser  $\delta = 3,81 \cdot 10^{-4}$  m. La relación del radio del conductor a la profundidad de penetración resulta ser:

$r/\delta = 1,96$ . En esas condiciones se puede calcular la reactancia interna como:

$$\omega L_l = 0,85 Raf \quad (10)$$

$$Raf = \frac{Rs}{2\pi r_0} = \frac{1}{\sigma \delta 2\pi r_0} = 9,59 \cdot \Omega/m \quad (11)$$

Lo que resulta

$$\omega L_l = 8,15 \cdot 10^{-3} \cdot \Omega/m \quad (12)$$

Para la longitud total del aro y a la frecuencia considerada se tiene que

$$L_T = L_l + L_0 = 14,88 \cdot Hy \quad (13)$$

Para calcular la resistencia del aro magnético se aplicó la ecuación (14).

$$R_0 = \frac{2\pi R}{\sigma S} = 0,092 \cdot \Omega \quad (14)$$

Para obtener el valor de la capacidad necesaria para hacer el circuito resonante se empleó la ecuación (15)

$$C = \frac{1}{L_T (2\pi f)^2} = 1,89 \cdot \mu F \quad (15)$$

### CÁLCULO DE LA TENSIÓN INDUCIDA EN LA BOBINA CAPTORA

La bobina captora tiene también de forma circular y se orientó en forma paralela a la espira de inducción de manera de maximizar el flujo magnético por la misma. Para el cálculo, se aplicó directamente la Ley de Faraday

$$V_0 = 2\pi f \cdot NSB_z \cos \alpha \text{ (voltios)} \quad (16)$$

Donde:

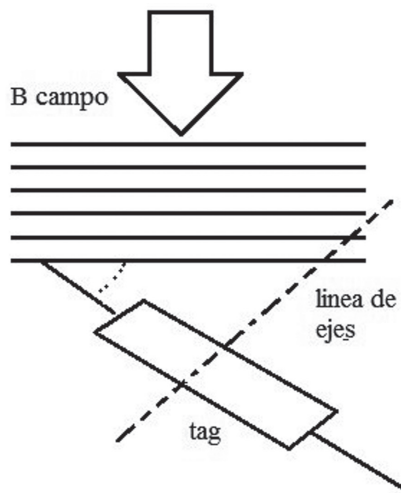
$f$  = frecuencia de la corriente en el aro (Hertz)

$N$  = número de espiras

$S$  = área de la espira (metros<sup>2</sup>)

$B_z$  = valor eficaz de la densidad de flujo magnético (Weber / m<sup>2</sup>)

**FIGURA 4.** Dependencia de la orientación relativa entre las espiras



En una primera instancia la bobina captora se consideró no sintonizada. Para los cálculos se adoptó una frecuencia de 30 kHz, y una bobina captora de 30 espiras con un radio de 11 centímetros. En esas condiciones se obtuvo una tensión  $V_0 = 0,10$  Voltios eficaces.

### CÁLCULO DE LA INDUCTANCIA DE LA BOBINA CAPTORA

Iniciamos el cálculo con una ecuación empírica

$$L = \frac{0,31(aN)^2}{6a + 9h + 10b} \cdot \mu H y \quad (17)$$

Donde:

$a$  = radio medio de la bobina (cm)

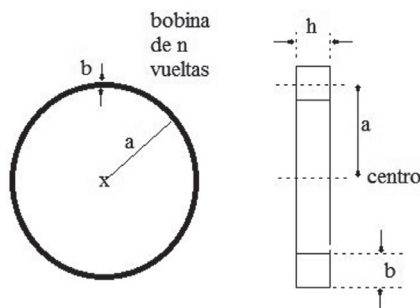
$N$  = número de espiras

$b$  = espesor de la bobina (cm)

$h$  = altura de la bobina (cm)

Para los cálculos se supuso un radio medio de la bobina de 11 cm, 30 espiras con un espesor de 0,2 cm y una altura de 1 cm; en esas condiciones se obtuvo una inductancia  $L = 397 \mu\text{Henrios}$

**FIGURA 5.** Parámetros de diseño de una bobina de  $N$  espiras de núcleo de aire



Para el cálculo de la resistencia en CC de la bobina, se consideró un alambre de cobre de 0,45 mm de diámetro, utilizando la expresión

$$R_{CC} = \frac{L}{\sigma S} \cdot \Omega \quad (18)$$

Donde:

$L$  = longitud del alambre bobina captora (metros)

$\sigma$  = conductividad del cobre (S/m)

$S$  = sección transversal del alambre (metros<sup>2</sup>)

Obteniéndose una  $R_{cc} = 2,25 \text{ Ohms}$

### CÁLCULO DE LA CAPACIDAD NECESARIA PARA HACER EL CIRCUITO RESONANTE

$$C = \frac{1}{L(2\pi f)^2} = 0,071 \mu F \quad (19)$$

Con los valores obtenidos, más el agregado de una carga que se supone resistiva y de valor aproximado de 64 Ohms, se obtuvo la impedancia a la cual entrega su energía el aro magnético.

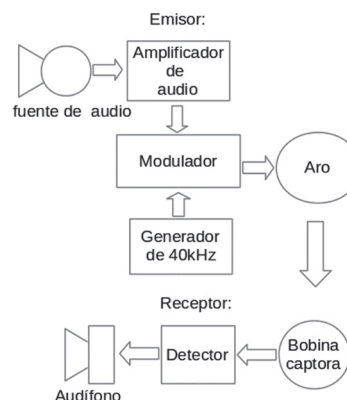
Si bien estas cantidades parecen ser pequeñas en magnitud, debe tenerse en cuenta que no se abordó en forma teórica el tema de la optimización de la cantidad de espiras, así como la sección de los alambres de las bobinas. En el trabajo experimental si se pudieron ajustar las variables mencionadas, obteniéndose sustanciales mejoras en las magnitudes.

Teniendo en cuenta la tensión inducida en la bobina captora sintonizada que se calculó previamente, se obtuvo una corriente eficaz de aproximadamente 1 mA y una potencia sobre una carga de 64 Ohms del orden de la décima de milivatio (0,000157 mW).

La potencia entregada al aro de inducción sintonizado, supuesta una corriente eficaz de 2 Amperios, resulta ser de 0,37 W.

La relación de transferencia de potencia entre las bobinas es en estas condiciones de 0,43 mW/W.

**FIGURA 6.** Diagrama en bloques del sistema audífonos.



## 1. TRABAJO EXPERIMENTAL

Para optimizar el efecto del acoplamiento entre inductancia emisora y receptora, se optó por trabajar en resonancia, a la frecuencia de la señal portadora [9, 10, 11, 12, 13]. En el transmisor la corriente que circula por el aro es  $Q$  veces mayor que en el circuito no resonante, siendo  $Q$  el factor de calidad del circuito resonante. El ancho de banda de la señal modulante es inversamente proporcional al  $Q$  del circuito. Desde el punto de vista práctico resulta difícil la obtención de  $Q$  mayores a 10 [16]. Se tomó por lo tanto este valor como parámetro de diseño, como así también un ancho de banda mínimo  $\Delta f$  para la señal de audiofrecuencia de 3 kHz, ya que se corresponde al mínimo ancho de banda para comprensión de palabra. Como consecuencia de estos requerimientos, la mínima frecuencia que debería tener la señal portadora  $f_0$  es de 30 kHz. Ver ecuación (20).

$$f_0 > Q\Delta f \quad (20)$$

Uno de los parámetros importantes en el diseño de la bobina receptora, fue considerar que el tamaño de la espira –de forma circular- no debe exceder el diámetro de una cabeza humana, ya que la idea subyacente era implementarla en la parte interna de una gorra estándar. Se adoptó un valor de 11 cm como diámetro D para la bobina receptora de ensayo, utilizando alambre de cobre de 0,45 mm de diámetro, devanándola con 100 espiras y derivaciones cada 5.

El auricular utilizado fue uno de características estándar, de fácil disponibilidad en el mercado y de bajo costo, el cual por lo general tiene una impedancia de 32  $\Omega$ . Al conectar en serie ambos oídos para proveer audio, se dispone de una impedancia total  $R_{cc}$  de 64  $\Omega$ . La asociación en serie es preferible al paralelo dado que al aumentar la impedancia se posibilita mejores valores de Q, recordando la necesidad del objetivo inicial de tener un valor cercano a 10.

Dado que la señal portadora es modulada en amplitud, se requiere recuperar la envolvente en el receptor. Si esto se realiza con un rectificador de media onda la impedancia del lado de alta frecuencia  $R_{ca}$  puede obtenerse teniendo en cuenta que la potencia disipada en alterna debe ser la misma que en continua si se supone un rectificador ideal, como se muestra en la ecuación (21).

$$\frac{\hat{V}^2}{2R_{ca}} = \frac{\hat{V}^2}{\pi^2 R_{cc}} \Rightarrow R_{ca} = \frac{\pi^2}{2} R_{cc} \quad (21)$$

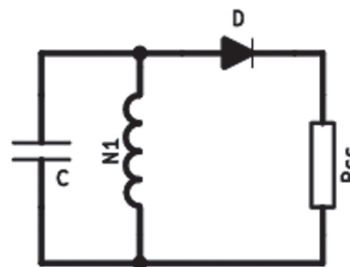
Finalmente la impedancia del lado de alta frecuencia es de  $R_{ca} = 315 \Omega$ , la que se conectó a un tanque sintonizado bobina-capacitor (LC).

Se ensayaron diferentes circuitos detectores y se evaluaron sus comportamientos, ubicando la inductancia receptora dentro de una bobina de Helmholtz [15] alimentada con un generador de señales de salida senoidal de 30kHz. Esta bobina construida conforme a parámetros preestablecidos, se constituye en un patrón de campo magnético en el centro de la misma, cuando la corriente que circula por ella tiene un valor fijo y controlado.

Conforme a las dimensiones de la bobina construida en nuestro laboratorio, y la corriente de excitación provista por el generador, el campo magnético B de ensayo fue de 0,34  $\mu$ T. La carga ( $R_{cc}$ ) utilizada para el receptor fue de 66  $\Omega$ .

El primer circuito ensayado consistió en un detector con diodo rápido (1N60) conectado directamente al tanque LC. Se tomó esta disposición como referencia para evaluar posteriores ensayos.

**FIGURA 7.** Detector tipo diodo.

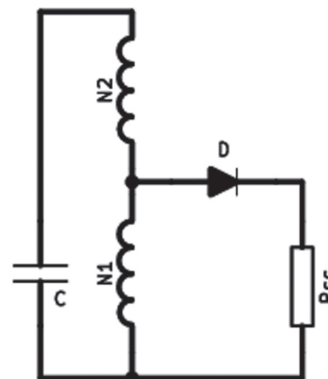


Bajo las condiciones anteriormente especificadas se midió en este circuito un potencial de 6,8 mV de continua sobre  $R_{cc}$  para 30 espiras ( $N_1$ ). Se obtuvo para esta condición el máximo valor de tensión sobre  $R_{cc}$  variando  $N_1$  de 5 en 5 y resintonizando el circuito LC en cada caso. El segundo circuito ensayado se diferenció del primero en que se conectó el diodo a una derivación del LC como se muestra en la Fig 8.

Para el segundo circuito ensayado (ver Figura 8), se midió un potencial de 14,6 mV de continua sobre  $R_{cc}$  (214 % mayor que para el de referencia) para 30 espiras ( $N_1$ ), obteniéndose a este número de espiras el máximo valor de tensión sobre  $R_{cc}$  variando  $N_1$  de 5 en 5 y sintonizando LC al inicio del ensayo sobre un total de 100 espiras ( $N_1 + N_2$ ).

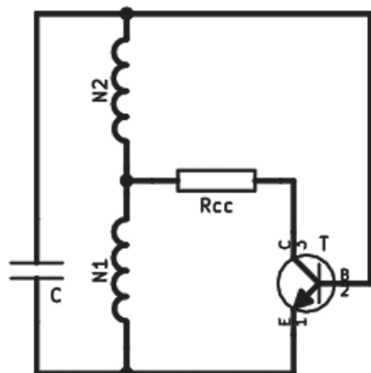
Dado que el diodo requiere superar una cierta tensión de umbral de conducción, se lo reemplazó por un rectificador de tipo sincrónico, basado en un transistor.

**FIGURA 8.** Detector tipo diodo con derivación en la bobina.



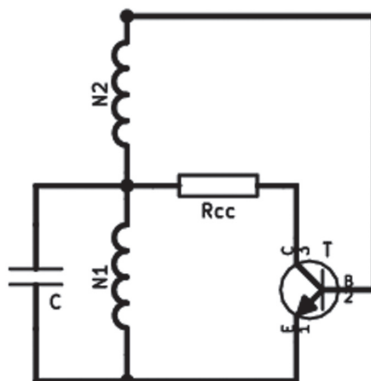
En la Figura 9 se muestra esta disposición, donde el transistor conecta la carga en el semiciclo positivo excitado en base por la tensión presente en los extremos del circuito LC, permitiendo alcanzar el umbral de los 0,6 V que requiere un transistor de silicio. En este caso particular se utilizó un BC548.

**FIGURA 9.** Detector tipo sincrónico, con toma en una derivación de la bobina del tanque resonante.



La tensión de continua obtenida sobre la carga fue de 17 mV (250 % mayor que para el de referencia). Finalmente, como se muestra en la Figura 10, se realizó el ensayo del rectificador sincrónico sintonizando únicamente la sección donde se toma la carga (N1) y utilizando el resto de la bobina (N2) para excitar la base del transistor. En esta disposición se midieron 10,3 mV (151,5 % mayor que para el de referencia). Si bien la ganancia respecto al circuito de referencia no es tan grande como en los casos en que se realizó una derivación en el circuito LC, este último presenta la ventaja que como N2 no es parte del circuito sintonizado se lo puede realizar con alambre más fino sin perjudicar el Q del tanque LC. De esta manera permitió realizar una bobina reducida en peso y volumen.

**FIGURA 10.** Detector tipo sincrónico con bobina auxiliar (acoplada pero no resonante).



## 2. ANÁLISIS DE RESULTADOS

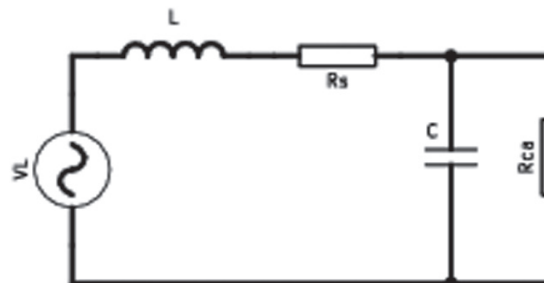
Si bien el trabajo descrito es puramente empírico, se realizó un modelo circuital del sistema para determinar el número de espiras que requiere la bobina de acuerdo a sus dimensiones, el diámetro del alambre e impedancia

de carga ( $R_{ca}$ ). Una vez validado el modelo circuital, nos permite encontrar el número de espiras que maximiza la señal de audiofrecuencia en el receptor para otras condiciones constructivas. El modelo [9, 14, 4] consistió en una fuente de tensión que es aquella inducida por la bobina y cuyo valor correspondiente está dado por la ecuación (22).

$$V_L = \frac{B\pi^2 f D^2 N}{2} \quad (22)$$

Las pérdidas en la inductancia corresponden mayormente a la resistencia del alambre y la modelamos como una resistencia serie  $R_s$  que depende del material (generalmente cobre), del diámetro del alambre y de la longitud total del mismo. El efecto pelicular a esta frecuencia no resulta importante y por tal motivo no se lo tuvo en cuenta, habiéndose contemplado previamente su incidencia. El circuito resonante se carga con una resistencia  $R_{ca}$  que corresponde a los auriculares vistos desde el lado de alterna como se explicó anteriormente. El modelo completo se muestra en la Figura 11.

**FIGURA 11.** Modelo circuital de receptor.



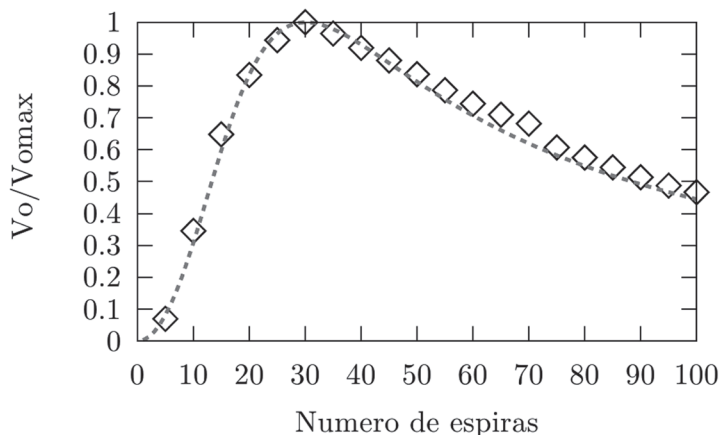
La tensión  $V_o$  sobre la carga  $R_{ca}$  se obtiene de ecuación (23)

$$V_o = V_L \frac{X_p}{X_s + X_p} \quad (23)$$

donde  $X_s$  es la reactancia resultante de la serie de  $R_s$  y  $L$ , mientras que  $X_p$  es la reactancia del paralelo de  $C$  y  $R_{ca}$ .

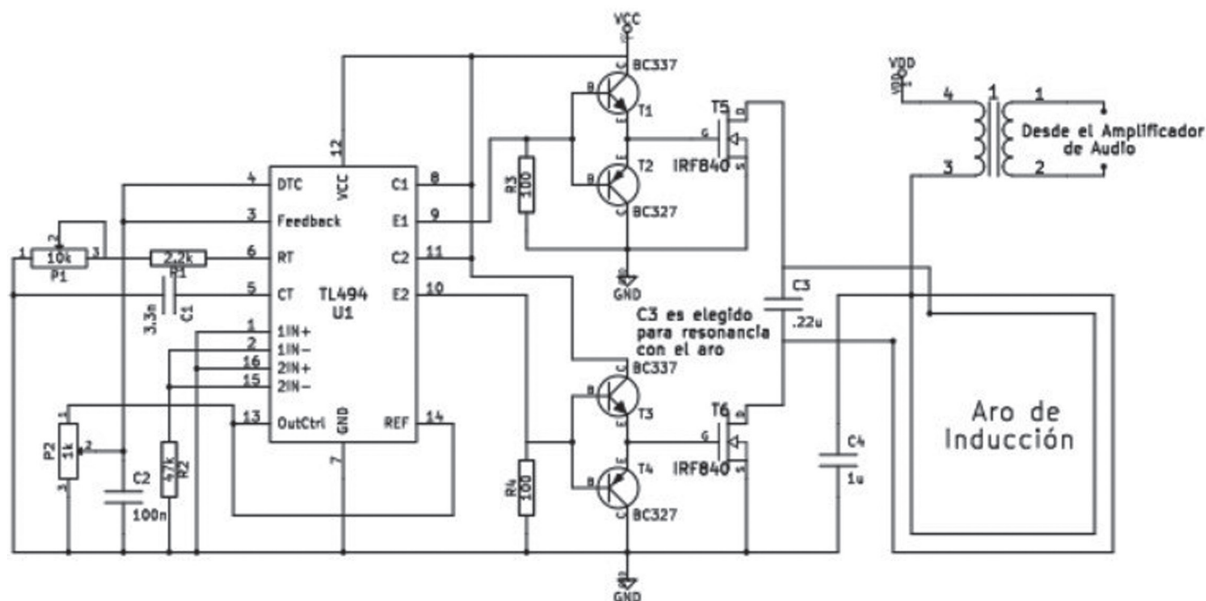
Para contrastar el modelo teórico con los datos experimentales, se procedió a medir con un voltímetro (Fluke 45) de alterna sobre una resistencia de carga de  $330 \Omega$  (valor normalizado más cercano a los  $315 \Omega$  que se obtuvo para  $R_{ca}$ ) disponiendo la bobina receptora dentro de la bobina de Helmholtz [15] alimentada con onda señal senoidal de  $30 \text{ kHz}$  y  $B = 0,34 \mu T$ . Se varió  $N$  de 5 a 100 espiras con saltos de 5 espiras entre medición y resintonizando el circuito en cada caso. Los valores medidos y los resultados de simulación se muestran en la Figura 12.

**FIGURA 12.** Comparación (validación) de los datos experimentales (puntos) y el resultado obtenido por simulación (trazo) utilizando el modelo circuital.



### IMPLEMENTACIÓN PRÁCTICA

**FIGURA 13.** Esquema de circuito utilizado para excitar el aro magnético.



Con el objetivo de ensayar el sistema diseñado teniendo en cuenta los objetivos iniciales se montó un aro magnético en una sala de  $8\text{m}^2$ . Se lo implementó con dos espiras de cable de cobre a 2m de altura desde el suelo y alimentado mediante un transmisor que se construyó de acuerdo al esquema que se muestra en la Figura 13. Este emisor está basado en un circuito integrado TL494 (U1) que genera la señal portadora, ajustable en frecuencia mediante el potenciómetro P1. El integrado U1 genera dos señales con formas rectangulares y desfasadas 180 grados.

El ancho de pulso se ajustó mediante el potenciómetro P2. Los transistores T1 a T4 acondicionan las señales para excitar a los transistores de potencia T5 y T6 que manejan directamente el tanque de salida constituido por el aro y el capacitor C3, que se lo elige de manera que el aro resuene a la frecuencia de ajuste. La modulación se realiza mediante un transformador interpuesto en la alimentación de la etapa de potencia y se alimenta con un amplificador de audio de 5W.

El receptor permite utilizar cualquiera de las cuatro disposiciones detalladas en la sección de trabajo



experimental. Se realizaron pruebas con auriculares y en todos los casos se obtuvieron señales de audio de buena amplitud e inteligible. De las disposiciones se optó por la última, que si bien no es la más eficiente permite su implementación con una inductancia de poco peso.

### 3. CONCLUSIONES

A través del análisis teórico matemático correspondiente al comportamiento electromagnético de las ondas, y de los ensayos de laboratorio subsiguientes, se pudo demostrar que en la transmisión inalámbrica de señales se puede transportar energía para accionar (como fuente de alimentación) un circuito electrónico y simultáneamente enviar señal de audio de interés para un usuario en particular. En nuestro caso, las ondas electromagnéticas generadas se corresponden a los denominados aros magnéticos, ampliamente utilizados en todo el mundo para personas hipoacúsicas, solo que en este caso, en vez de emplear un audífono estándar comercial que emplea pilas, se lo reemplazó por el dispositivo diseñado en nuestro laboratorio que no las tiene, ya que toma la energía para su funcionamiento directamente de la señal electromagnética. Se considera haber desarrollado una tecnología simple y de fácil implementación. Se presentó, dentro del proceso de diseño, una metodología para simular el comportamiento del circuito, basada en modelos matemáticos. Mediante la misma, se pudo predecir el funcionamiento del sistema receptor, para optimizarlo antes de su montaje final. En la Figura 14 se muestra una fotografía del receptor y del transmisor. Se puede apreciar la bobina de ensayo, la cual es voluminosa para permitir su manipulación durante los ensayos, pudiéndose reducir bastante a futuro, en un prototipo más acorde al usuario, disimulada dentro de una gorra. Cabe destacar que este sistema de audífonos libre de pilas fue patentado por los autores de este artículo, a través del Instituto Nacional de Propiedad Industrial (INPI), Solicitud N° M140104693 a nombre de la Universidad Nacional del Nordeste, Corrientes, Argentina.

**FIGURA 14.** Fotografía del receptor (izquierda) y del transmisor (derecha).



### 5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Ricciardi Eduardo, Aquino Carlos de J., Toranzos Víctor, Cáceres Manuel, Lombardero Oscar G. Sistema de lazos de inducción para personas con discapacidad auditiva. II Jornadas de Investigación en Ingeniería del NEA y Países Limítrofes. Facultad Regional Resistencia. Universidad Tecnológica Nacional. ISBN, 2012.
- [2] José Manuel Gallardo. Dispositivo electrónico de ayuda para personas hipoacúsicas. Proyecciones, Vol 9. N°2. página 67. Octubre 2011.
- [3] Nikola Tesla. System of transmission of electrical energy. March 20 1900. US Patent 645,576.
- [4] Hongliang Joe Liang. Wireless energy transfer through strongly coupled resonances. 2013.
- [5] Jagadis Chunder Bose. Detector for electrical disturbances., March 29 1904. US Patent 755,840.
- [6] Simon Ramo, John R Whinnery, Theodore Van Duzer. Campos y ondas: aplicación a las comunicaciones electrónicas. Pirámide, 1974.
- [7] Youbok Lee. Rfid coil design. Microchip Technol. Inc. Appl. Note, 1998.
- [8] FFA Van der Pijl. Inductive and Wireless Energy Transfer in Residential Applications. PhD thesis, TU Delft, Delft University of Technology, 2012.
- [9] Like Gao, Wenshan Hu, Xiongwei Xie, Qijun Deng, Zhiding Wu, Hong Zhou, and Yan Jiang. Optimum design of coil for wireless energy transmission system based on resonant coupling. In 2013 10th IEEE International Conference on Control and Automation (ICCA), pages 190–195. IEEE, 2013.
- [10] Ryan Sasur. Wireless energy transfer. 2011.
- [11] Manuel Pinuela, David C Yates, Stepan Lucyszyn, and Paul D Mitcheson. Maximizing dc to load efficiency for inductive power transfer. IEEE transactions on power electronics, 28(5):2437–2447, 2013.
- [12] Brent Griffin and Carrick Detweiler. Resonant wireless power transfer to ground sensors from a uav. In Robotics and Automation (ICRA), 2012 IEEE International Conference on, pages 2660–2665. IEEE, 2012.
- [13] Aristeidis Karalis, John D Joannopoulos, Marin Soljacic. Efficient wireless non-radiative midrange energy transfer. Annals of Physics, 323(1):34–48, 2008.
- [14] Rudolf Mecke, Christian Rathge, Wolfgang Fischer, and Bojan Andonovski. Analysis of inductive energy transmission systems with large air gap at high frequencies. In European Conference on Power Electronics and Applications, Toulouse, 2003.
- [15] Julian Vrbancich. Magnetic field distribution and design of helmholtz coils. Technical report, DTIC Document, 1991.
- [16] Frederick E. Terman, Electronic and Radio Engineering. McGraw-Hill Inc.,US; 4th edition (December 1955).