

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE BAJA CALIFORNIA

Escuela de Ciencias de la Ingeniería y Tecnología

Unidad Valle de las Palmas



**Circuitos resonantes y transmisión de energía eléctrica
inalámbrica.**

Tesis que para obtener el título de:

INGENIERO EN ELECTRÓNICA

Presenta:

Sergio Orendain Castro.

Director de Tesis:

Dr. Alberto Hernández Maldonado

Tijuana, Baja California.

Agosto del 2017

DEDICATORIA

A mis Abuelitos

Esther Sandoval Luevanos y Armando Orendain Castelán

Por su apoyo y amor incondicional.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco de manera especial al Dr. Alberto Hernández Maldonado por su interés y apoyo en la redacción de mi trabajo, así como el planteamiento del mismo. También agradezco la motivación que me dio para seguir con estudios de posgrado.

Agradezco al Ing. Víctor Bautista Mendoza por el apoyo moral que me dio en el transcurso de mi carrera. También le agradezco el espacio y equipo de instrumentación necesario para la elaboración de este trabajo.

Agradezco a la Escuela de Ciencias de Ingeniería y Tecnología (ECITEC), por los conocimientos que adquirí, durante mi estancia en la carrera de ingeniería electrónica, conocimientos que fueron fundamentales para la realización de este trabajo.

ÍNDICE	Página
RESUMEN	1
1 INTRODUCCIÓN	2
1.1 Justificación.	3
1.2 Objetivos.	3
1.3 Estructura del trabajo.	3
2 CONCEPTOS BASICOS DE ELECTRICIDAD	5
2.1 Componentes básicos y circuitos eléctricos.	5
2.1.1 Unidades y escalas.	5
2.1.2 Corrientes eléctricas y la ley de Ohm.	5
2.1.2.1 La corriente eléctrica.	6
2.1.2.2 El resistor.	6
2.1.2.3 Resistividad de los materiales.	7
2.1.2.4 La ley de Ohm.	8
2.2 Capacitores e inductores.	8
2.2.1 Capacitancia.	9
2.2.1.1 Energía en capacitores.	9
2.2.2 Inductancia.	9
3 FUNDAMENTOS DE CIRCUITOS RESONANTES	11
3.1 La fórmula de Wheeler en el cálculo de la inductancia.	11
3.2 Comportamiento del inductor en altas frecuencias.	11
3.3 Circuitos RL y RC.	12
3.3.1 El circuito RL en serie.	12
3.3.2 El circuito RC en serie.	14
3.4 Resistor con fuente de corriente alterna.	17
3.5 Capacitor con fuente de corriente alterna.	18
3.5.1 Reactancia capacitiva.	19
3.6 Reactancia inductiva.	19
3.7 Circuito RLC en serie usando corriente alterna.	20

3.8	Factor de calidad y ancho de banda	23
4	DISPOSITIVOS AMPLIFICADORES Y EL MICROCONTROLADOR	26
4.1	El transistor BJT.	26
4.2	El amplificador operacional y su configuración como filtro pasa-banda activo.	26
4.2.1.	Ganancia de voltaje.	27
4.3	Introducción a los microcontroladores.	28
4.3.1	Descripción general del PSoC.	28
4.4	Convertidores analógicos a digital en PSoC.	28
4.5	Comparadores en PSoC.	29
4.6	Bloques universales digitales en PSoC.	29
5	FRECUENCIA DE RESONANCIA MEDIANTE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL	30
5.1	Filtro pasabanda activo.	30
5.2	Material y equipo a utilizar.	31
5.3	Simulación en multisim de los resultados obtenidos.	34
5.4	Análisis en Matlab de la frecuencia de resonancia.	35
5.5	Construcción del circuito amplificador sintonizado.	38
6	BOBINA DE TESLA DE ESTADO SOLIDO	40
6.1	Cálculos para la bobina primaria.	40
6.2	Cálculos para la bobina secundaria.	45
6.3	Calculo de la energía potencial y el voltaje máximo.	47
6.4	Simulaciones.	51
6.5	Frecuencia de resonancia como función del voltaje.	54
7	RECEPTOR DE ONDAS ELECTROMAGNETICAS	58
7.1	Materiales utilizados.	58
7.2	Lógica y Programación del PSoC.	62
7.3	Comparación de los valores medidos mediante un analizador de espectros y el receptor de ondas electromagnéticas.	64
7.4	Relación entre el voltaje y su alcance en la bobina de Tesla.	66

7.5 Comunicación serial e interfaz entre el receptor de OEM y el equipo de computo	68
8 CONCLUSIONES	69
9 BIBLIOGRAFIA	71

RESUMEN

En el presente trabajo se realiza un estudio tanto teórico como experimental de los circuitos resonantes. Se revisan los avances más recientes de la transmisión y recepción de energía eléctrica inalámbrica. Como caso de estudio se construyó una bobina de Tesla de estado sólido, un amplificador operacional resonante (filtro pasa banda activo) y un receptor de ondas electromagnéticas. Se utilizó un acoplamiento de un circuito resonante a la salida de un amplificador. Dicho circuito está en resonancia con el generador de funciones, desempeñándose a su vez como una antena para la transmisión de señales. Se utiliza un amplificador operacional para aumentar la ganancia de la señal transmitida por el acoplamiento del circuito resonante, y el generador de funciones. Para el filtro pasa banda activo, se realizaron cálculos de la frecuencia resonante, ancho de banda y factor de calidad Q , los cuales fueron comprobados mediante multisim y un osciloscopio.

Para el diseño de la bobina de Tesla, fue necesario calcular la frecuencia de resonancia y el voltaje máximo que se genera al tener una carga en la punta de la bobina secundaria. Los cálculos analíticos necesarios desarrollados en el diseño de dicha bobina, fueron comprobados mediante el uso del Matlab, y con el analizador de espectros.

Se demuestra que el voltaje varía dependiendo de si se añade o no una carga en el secundario. Se construyó un receptor de ondas electromagnéticas para la medición del voltaje emitido por el secundario. Dicho receptor es diseñado para resonar a la misma frecuencia de la bobina de Tesla. Su construcción consta de cuatro etapas: recepción de radio frecuencia, amplificación, conversión análogo digital y censado. Las dos últimas fueron diseñadas con el microcontrolador PSoC, el cual despliega en una pantalla LCD que muestra el alcance, la frecuencia, la potencia y el voltaje efectivo del secundario. Mediante un receptor de ondas electromagnéticas se demostró que el voltaje inalámbrico decae con la distancia.

1. INTRODUCCION

La transferencia de energía mediante inducción magnética a través de ondas de radio, fue un problema que se planteó Nikola Tesla (1856-1943) a principio del siglo pasado [D. M. Pozar, 2005]. Él abordó dicho problema mediante un sistema de distribución de electricidad a largas distancias, logrando éxitos parciales. Posteriormente se experimentaron otras estrategias para transportar energía eléctrica inalámbrica, pero dichas estrategias provocaban gases nocivos para la salud, debido a los altos voltajes involucrados. La NASA en 1975 confirmó lo anterior, pero logró transmitir 34 kW de potencia a una distancia de 1,5 km en la banda de microondas. A su vez, la industria militar Norteamericana, diseñó y construyó un sistema electrónico para la transferencia de dosis letales de potencia, mediante rayos láser. Sin embargo, estas soluciones no eran eficientes en potencia, ya que se requería una transmisión libre de obstáculos (topología del terreno, líneas de transmisión, etc.) de tal manera que dichas técnicas fueron reevaluadas.

Recientemente, investigadores del Massachusetts Institute of Technology (MIT) retomaron el problema. El principio de operación de esta tecnología se fundamenta en técnicas de inducción magnética mejoradas, resonancias de larga vida y acoplamiento fuerte. En sus experimentos lograron transferir electricidad por vía inalámbrica y encender una bombilla de 60 W, ubicada a 2 m de distancia y con una eficiencia del 40%. Sin embargo, quedan muchos temas por investigar, por ejemplo, nuevas geometrías para los solenoides y prácticas de laboratorio para mejorar los resultados obtenidos. En la perspectiva de aportar una solución a dicho problema, el grupo de investigación Ecitronics [Mohamed, Shakibul, 2013] del mismo instituto, abordó el estudio cuyo proyecto fue titulado *Electricidad propagada por vía inalámbrica en bajas frecuencias*, desarrollado en el 2009. Dicho proyecto consistió en diseñar y construir dos sistemas de transmisión inalámbrica de energía eléctrica en la banda de VLF (very low frequency), mediante los principios de inducción magnética [Penagos, Hernán y Torres, 2014].

Actualmente la Agencia Espacial Rusa Roscosmos, pretende realizar experimentos usando luz láser, para enviar energía eléctrica inalámbrica desde el segmento ruso de la Estación Espacial Internacional (ISS) a la nave de carga Progress. Los especialistas participan en la preparación del experimento, según informa el diario [Izvestia, 2015], los expertos ya han comenzado a desarrollar la tecnología de transmisión terrestre de electricidad

por medio de un láser infrarrojo. Está previsto que durante el experimento espacial se transfiera con éxito energía de la ISS a la nave de carga Progress, que se encuentra a una distancia de dos kilómetros de la estación. Lo anterior abre nuevas posibilidades a la exploración espacial [Simetrycal, 2015].

1.1 Justificación y objetivos.

En el presente trabajo se realiza un estudio a profundidad, tanto teórico como experimental, de los circuitos resonantes, con la finalidad de su potencial uso en la transmisión de energía eléctrica inalámbrica.

Como ejemplo y caso de estudio tomamos la Bobina de Tesla, para lo cual, se analizan y se exponen los fundamentos teóricos de su construcción y diseño.

Asimismo se abordan dos ejemplos. En donde ambos ejemplos están compuestos por circuitos resonantes, los cuales utilizan dispositivos semiconductores.

Los objetivos del presente trabajo son los siguientes:

- Realizar una búsqueda bibliográfica de los avances más recientes de la transmisión de energía eléctrica inalámbrica.
- Revisar el marco teórico de circuitos resonantes y su potencial aplicación en la transmisión de energía eléctrica inalámbrica.
- En base a lo anterior, construir sistemas de circuitos resonantes en los que se utilizan dichas resonancias para diseñar sistemas que contengan transistores y amplificadores. Como caso de estudio particular se trabajara en el diseño y construcción de una bobina de Tesla de corriente directa y un receptor de ondas electromagnéticas.

1.2 Estructura del trabajo.

En el **capítulo 2** se presentan los conceptos de electricidad y las características principales de los componentes pasivos, como lo son: capacitores, resistencias e inductores. En el **capítulo 3** se presentan los conceptos fundamentales y ecuaciones básicas que servirán de apoyo para entender que son y en qué consisten los circuitos resonantes. En el **capítulo 4**

se presentan dos tipos de amplificadores, como lo son el transistor y el amplificador operacional. También se aborda de manera superficial la teoría del microcontrolador PSoC.

En el **capítulo 5** se presenta un filtro *pasa banda activo*, el cual se diseña utilizando amplificadores operacionales. Los resultados se comprueban teórica y experimentalmente.

En el **capítulo 6** se muestra el diseño teórico y experimental de una bobina de Tesla de estado sólido. En el **capítulo 7** se diseña un receptor de ondas electromagnéticas, el cual está sintonizado a la frecuencia de resonancia de la bobina de Tesla, dicho receptor mide el alcance, voltaje efectivo, frecuencia de resonancia y potencia de la bobina de Tesla.

2. CONCEPTOS BÁSICOS DE ELECTRICIDAD

En el presente capítulo se presentan los conceptos fundamentales y ecuaciones básicas de circuitos eléctricos que servirán de apoyo para entender que son y en qué consisten los circuitos resonantes.

2.1 Componentes electrónicos básicos y circuitos eléctricos

Cuando se analizan circuitos eléctricos, se determinan: corrientes, voltajes y potencias, por lo que iniciamos con una breve descripción de dichas cantidades. Primero se analizará la resistencia y su comportamiento. Conforme avancemos, se verán nuevos componentes eléctricos, tales como bobinas, capacitores, entre otros.

2.1.1 Unidades y escalas

Para establecer valores de alguna cantidad medible es necesario dar un número y una unidad. El sistema de unidades utilizado en el presente trabajo, es el sistema internacional de unidades, adoptado por la conferencia general de pesos y medidas en 1960 [Hayt y Kemmerly, 2012].

2.1.2 Corrientes eléctricas y la ley de Ohm

La electricidad que se usa para energizar electrodomésticos y aparatos electrónicos implica el movimiento de cargas o corriente en conductores, dicha corriente llega a los hogares a lo largo de un cable de cobre. En los electrodomésticos, los alambres y cables ordinarios, presentan una oposición al flujo de la carga, la cual se denomina resistencia. [Hans. C. Ohanian y John. T Market, 2009].

2.1.2.1 La corriente eléctrica

Cuando un conductor se conecta a las terminales de un generador o batería, las cargas eléctricas son impulsadas de un extremo al otro del alambre, debido a un campo eléctrico dentro del conductor. Por ejemplo, si el conductor es un alambre recto, de grosor uniforme, el campo eléctrico dentro de él, tendrá magnitud constante, y una dirección paralela al conductor. Si el tramo de alambre tiene longitud l , y si la batería o el generador mantienen una diferencia de potencial de ΔV entre sus extremos, la magnitud de ese campo eléctrico constante en el alambre es:

$$E = \frac{\Delta V}{l} \quad (1)$$

Este campo eléctrico produce el flujo de carga, o corriente eléctrica, de uno de los extremos del alambre al otro. Supongamos que en un tiempo Δt , pasa una cantidad de carga ΔQ por un punto determinado del alambre. La corriente eléctrica se define como la carga que pasa por un conductor dividida entre el tiempo. Si el flujo no es constante, se define la corriente en términos de la pequeña cantidad de carga dq que pasa por un lugar en un pequeño intervalo de tiempo dt ; es decir, la razón instantánea como se muestra en la ec. (2) [Hans. C. Ohanian y John. T. Market, 2009].

$$I = \frac{dq}{dt} \quad (2)$$

La unidad SI de la corriente es el ampere (A), y se define como el flujo de carga de un coulomb por segundo.

2.1.2.2 El resistor

Los conductores de todo circuito eléctrico presentan resistencia eléctrica en sí mismos, además de lo anterior, los dispositivos electrónicos, como CD, televisores, entre otros aparatos electrónicos, contienen dispositivos llamados resistores, los cuales se usan para controlar y modificar corrientes eléctricas. Los resistores suelen fabricarse con una pieza de carbón puro conectada entre dos terminales, como se muestra en la fig. 2.1.

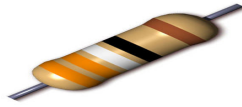


Figura 2.1. Resistencia

El carbón tiene una gran resistividad, de ahí que una pieza pequeña de carbón puede tener mayor resistencia que un tramo largo de alambre metálico. Esos resistores se apegan a la ley de Ohm [Hans. C.Ohanian y John. T Market, 2009].



Figura 2.2. Símbolo de la resistencia

2.1.2.3 Resistividad de los materiales

La resistividad (ρ) de un material se define como una propiedad intrínseca que tiene dicho material a oponerse al paso de corriente eléctrica, y se relaciona con la resistencia (R) de un conductor de área A y longitud l , de la siguiente manera,

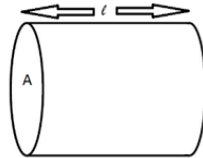


Figura 2.3. Conductor.

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (3)$$

La unidad de medida de resistencia es el Ohm (Ω) y de la resistividad es el Ohm- metro ($\Omega.m$). La tabla 2.2 contiene las resistividades de dos materiales conductores [Hans. C. Ohanian y John. T Market, 2009].

Tabla 2.2. Resistividad del cobre y estaño.

Material	Resistividad ρ (20°C – 25°C) ($\Omega \cdot m$)
Cobre (Cu)	1.71×10^{-8}
Estaño (Sn)	11.5×10^{-8}

Como se observa en la tabla 2.2, la resistividad de los materiales depende de la temperatura y del tipo de material utilizado.

Para calcular la resistividad de un material es necesario conocer su diámetro. A continuación, se muestra una tabla con los diámetros de 2 alambres utilizados en este trabajo.

Tabla 2.3. Diámetro del alambre

AW	in	(mm)
21	0.0285	0.7229
22	0.0253	0.6438

2.1.2.4 La ley de Ohm

La ley de Ohm se representa mediante la siguiente expresión,

$$I = \frac{\Delta V}{R} \quad (4)$$

Dicha ley nos dice que la corriente es directamente proporcional a la diferencia de potencial e inversamente proporcional a la resistencia del material. Ésta es válida para conductores metálicos y para algunos no metálicos, por ejemplo, el carbón en los que la corriente es conducida por un flujo de electrones.

2.2 Capacitores e inductores

Todo arreglo de conductores que se usa para almacenar carga eléctrica se llama capacitor.

Los capacitores pueden ser utilizados para almacenar carga eléctrica y energía en forma de campo eléctrico. La propiedad de un capacitor para almacenar cargas depende del arreglo y el tamaño de los conductores que lo forman. En apartados posteriores, se presentara el comportamiento del capacitor en altas frecuencias y la capacitancia parasita.

2.2.1 La capacitancia

La capacitancia es una cantidad que nos proporciona la capacidad que tiene un capacitor para almacenar carga. Dicha capacitancia está relacionada con la carga y el voltaje mediante la siguiente expresión,

$$C = \frac{Q}{V} \quad (5)$$

La unidad de medida de la capacitancia en el sistema internacional es el farad (F).

Esta unidad de capacitancia es bastante grande, en la práctica es más común usar el microfarad, nanofarad y el picofarad.

El espacio entre las placas de un capacitor puede ser el vacío, o un material llamado dieléctrico, que puede ser aire o cualquier material aislante. La función principal del dieléctrico es reducir la intensidad de campo eléctrico y aumentar la capacitancia.

2.2.1.2 Energía en capacitores

Como se mencionó anteriormente, los capacitores almacenan energía, en forma de energía potencial eléctrica, que representa la cantidad de trabajo que se debe efectuar para llevar las cargas hasta sus posiciones en los conductores que forman el capacitor.

Si un capacitor de dos placas paralelas con cargas $\pm Q$, cuyo dieléctrico es el vacío, la energía potencial eléctrica almacenada en el capacitor, está dada por la siguiente expresión,

$$U = \frac{1}{2} Q (V_2 - V_1) \quad (6)$$

Donde V_1 y V_2 corresponde al potencial de cada placa. Así, la energía potencial se puede expresar en función de la carga y de la diferencia de potencial como,

$$U = \frac{1}{2} Q \Delta V \quad (7)$$

Utilizando la definición de capacitancia, $Q = C \Delta V$, la ec. (7) puede ser reescrita de la siguiente manera,

$$U = \frac{1}{2} C (\Delta V)^2 \quad (8)$$

La ec. (8) define la energía potencial en un capacitor [Hans. C. Ohanian y John. T. Market, 2009].

2.2.2 Inductancia

La inductancia es una medida de la oposición al cambio de corriente en un inductor, el cual, almacena energía en forma de un campo magnético. Consideremos las bobinas de la fig. (2.6), en la cual suponemos que la bobina uno está conectada a una fuente de corriente alterna, ocasionando un flujo magnético variable Φ_{B1} , dicho flujo pasa a través de la bobina dos induciendo en ésta una fuerza electromotriz inducida (fem).

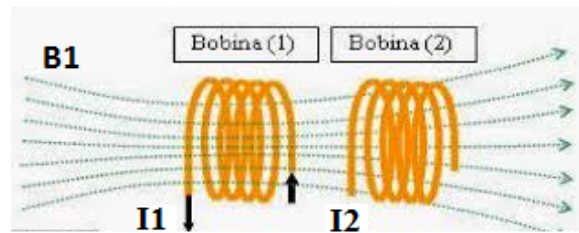


Figura 2.4. Inductancia en una bobina.

En base a la ley de inducción de Faraday, la fem inducida en la bobina dos es,

$$V_2 = - \frac{d\Phi_{B1}}{dt} \quad (9)$$

La inductancia de una bobina va a depender del número de espiras y de la longitud del alambre utilizado. La unidad de medida de la inductancia es el **Henry (H)**.

3. FUNDAMENTOS DE CIRCUITOS RESONANTES

En el presente capítulo se presentan los conceptos fundamentales y ecuaciones básicas que servirán de apoyo para entender que son y en qué consisten los circuitos resonantes.

3.1. La fórmula de Wheeler en el cálculo de la inductancia.

La fórmula de Wheeler permite el cálculo de la inductancia en bobinas con núcleo de aire. Para calcular la inductancia de una bobina habiendo realizado las mediciones experimentales de dicho elemento, se utiliza la ec. (10).

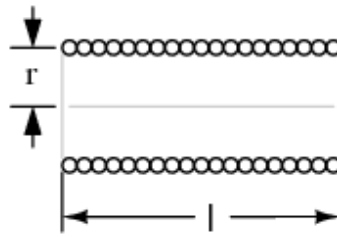


Figura 3.1 Modelo físico de una bobina

$$L = \frac{0.394 r^2 N^2}{9 r + 10 l} \quad (10)$$

Donde r , N y l , corresponden al radio, número de vueltas y longitud de la bobina, respectivamente [H. Wheeler, 1972].

3.2. Comportamiento del inductor en altas frecuencias.

Las bobinas pueden ser diseñadas para obtener un determinado valor de inductancia, y al realizar dicho diseño, la bobina presenta características de resistencia y capacitancia, las cuales pueden representarse en un circuito mostrado en la fig. (3.2).

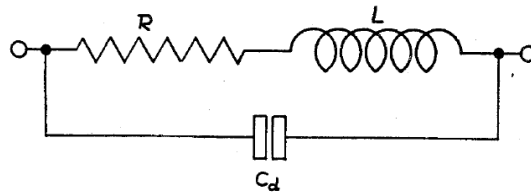


Figura 3.2 Modelo de las características de un inductor en altas frecuencias.

Donde L , R y C_d , corresponden a la inductancia, resistencia y capacitancia parasita respectivamente. La resistencia R , se presenta debido a que el alambre con el cual se construye la bobina tiene una resistividad, la cual aumenta con la frecuencia. Por lo tanto, cuanto menor sea el valor de la frecuencia inducida a la bobina, su comportamiento tenderá al de una bobina ideal, es decir, solamente va a presentar efectos de inductancia. La capacitancia parasita se origina debido a la capacitancia que se forma entre cada una de las espiras de la bobina. En bajas frecuencias esta capacitancia puede ser ignorada, no así en altas frecuencias, en donde dicha capacitancia se vuelve importante [Norberto D. Modanesi].

3.3. Circuitos RL y RC.

Los circuitos de primer orden, son circuitos que contienen solamente un componente que almacena energía, el cual puede ser un capacitor o un inductor, el modelo matemático utilizado para describir su comportamiento puede definirse utilizando una ecuación diferencial de primer orden.

3.3.1. Circuito RL en serie

Un circuito RL es un circuito que contiene una resistencia y una bobina. Para el análisis de dicho circuito se plantea una ecuación diferencial, que al resolverse nos arroja parámetros de interés.

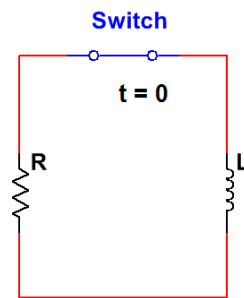


Figura 3.1. Circuito RL.

Iniciaremos nuestro estudio con un circuito RL en serie, el cual se muestra en la fig. 3.1. Para la solución del circuito mostrado en la fig. 3.1 (a), se designa una corriente inicial en la bobina, designada por: $i_L(t = 0) = I_0$. Utilizando la ley de Kirchhoff de voltajes, se tiene la siguiente expresión,

$$V_R + V_L = 0 \quad (11)$$

Aplicando la ley de Ohm obtenemos,

$$i_R R + L \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (12)$$

Debido a que la corriente en un circuito en serie es la misma para la resistencia y la Bobina, se tiene la siguiente igualdad, $i_L = i_R$.

Separando las variables de la ec (12) e integrando obtenemos lo siguiente,

$$\int_{I_0}^{i(t)} \frac{di_L}{i_L} = - \int_0^t \frac{R}{L} dt \quad (13)$$

Integrando la ec. (13) resulta,

$$\ln i_L(t) - \ln I_0 = \frac{-R}{L} t \quad (14)$$

por propiedades de los logaritmos tenemos lo siguiente,

$$\ln \frac{i_L(t)}{I_0} = \frac{-R}{L} t \quad (15)$$

de donde obtenemos que la corriente que pasa por la bobina como función del tiempo está dada por,

$$i_L(t) = I_0 e^{\frac{-R}{L} t} \quad (16)$$

3.3.2. El circuito RC en serie

Los circuitos que contienen resistencias y capacitores son más comunes que los que utilizan resistencias e inductores. Una de las características principales de los circuitos RC es la eficiencia que tienen al almacenar energía, en comparación con los circuitos RL que también poseen dicha propiedad, pero más limitada.

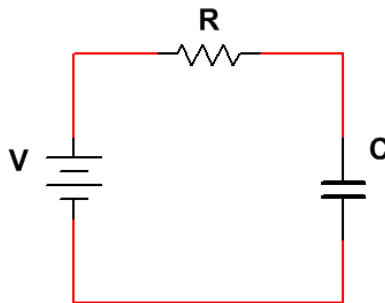


Figura 3.2. Circuito RC.

A continuación analizaremos el circuito RC en serie, como el mostrado en la fig. (3.2). Para la solución de este circuito, se utiliza nuevamente la ley de Kirchhoff de los voltajes, dando como resultado lo siguiente,

$$V - Ri - \frac{q}{C} = 0 \quad (17)$$

en donde q/C es la diferencia de potencial que hay en el capacitor

$$V = Ri + \frac{q}{C} \quad (18)$$

sabiendo que la corriente que circula por el circuito es,

$$i = \frac{dq}{dt} \quad (19)$$

derivando ambos lados de la ec. (18) con respecto al tiempo se tiene la siguiente expresión,

$$R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \cdot \frac{dq}{dt} = \frac{dV}{dt} \quad (20)$$

si el voltaje V es constante, entonces obtenemos,

$$R \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = 0 \quad (21)$$

dividiendo la ec. (21) entre R obtenemos lo siguiente,

$$\frac{di}{dt} + \frac{i}{RC} = 0 \quad (22)$$

Integrando la ec. (22) se tiene que,

$$\int_{i_0}^i \frac{di}{i} = \int_0^t \frac{-dt}{RC} \quad (23)$$

de donde resulta,

$$\ln i - \ln i_0 = \frac{-t}{RC} \quad (24)$$

Utilizando las propiedades de los logaritmos tenemos la ec. (25).

$$\ln \frac{i}{i_0} = -\frac{t}{RC} \quad (25)$$

Finalmente, obtenemos la corriente que llega al capacitor decae en forma exponencial como se indica en la siguiente ecuación:

$$i(t) = i_0 e^{-t/RC} \quad (26)$$

A continuación analizaremos el circuito RC en el cual es colocado un interruptor como se muestra en la fig. (3.3) y obtendremos el voltaje del capacitor como función del tiempo.

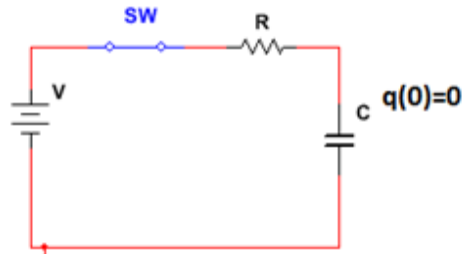


Figura 3.3. Circuito RC controlado por un interruptor.

Inicialmente tenemos que en $t = 0$, la carga q en el capacitor es 0, y dado que la diferencia de potencial en el capacitor es $\Delta V_C = \frac{q}{C}$, resulta que $\Delta V_C = 0$, comportándose como un conductor, para complementar esta explicación, se dice que el capacitor se comporta como un alambre cuando esta descargado y $t = 0$. [Robert L. Boylestad, Louis Nashelsky, 2009]. Como se muestra en la figura 3.4

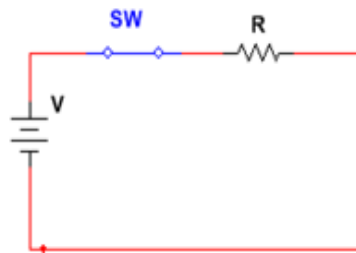


Figura 3.4. Circuito en serie cuando $\Delta V_C = 0$

para determinar el valor de i_0 , se utiliza la ley de Ohm,

$$i_0 = V/R \quad (27)$$

Sustituyendo la ec. (27) en la ec. (26), se puede concluir que la corriente a cualquier tiempo t , está dada por,

$$i(t) = \frac{V}{R} e^{-t/RC} \quad (28)$$

Si queremos conocer el voltaje en el capacitor, debemos conocer como es su proceso de carga. Dado que la corriente $i(t)$ es igual a la cantidad de carga con respecto al tiempo $\frac{dq}{dt}$, se tiene la siguiente expresión,

$$\frac{dq}{dt} = \frac{V}{R} e^{-t/RC} \quad (29)$$

de donde resulta

$$dq = \frac{V}{R} e^{-t/RC} dt \quad (30)$$

Para obtener la carga en función del tiempo t , se deben integrar ambas partes de la ec. (30). Para definir los límites de integración se tiene que en $t = 0$, la carga es 0, ya que el capacitor inicialmente esta descargado. Mientras que para los límites superiores se tiene una carga q en un tiempo t ,

$$\int_0^q dq = \int_0^t \frac{V}{R} e^{-t/RC} dt \quad (31)$$

integrando la expresión anterior se obtiene una expresión para la carga q en el capacitor a cualquier tiempo t , dada por la siguiente expresión,

$$q(t) = VC(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (32)$$

Para calcular el voltaje del capacitor como función del tiempo, es importante saber que $q(t) = V_c C$, por lo tanto, la ec. (32) resulta,

$$V_c = V(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (33)$$

3.4. Resistor con fuente de corriente alterna

Hasta ahora, hemos estudiado diferentes tipos de corrientes en función del tiempo, en donde hemos considerado únicamente corriente directa.

Consideremos un circuito con una resistencia conectada en serie a un generador de corriente alterna, como se muestra en la fig. (3.5)

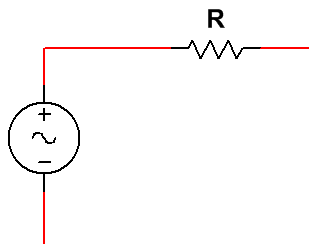


Figura 3.5 Circuito resistivo conectado a una fuente de corriente alterna.

La corriente en un circuito resistivo conectado a una fuente de corriente alterna está determinada por la ley de Ohm, y esta a su vez está en fase con el voltaje aplicado

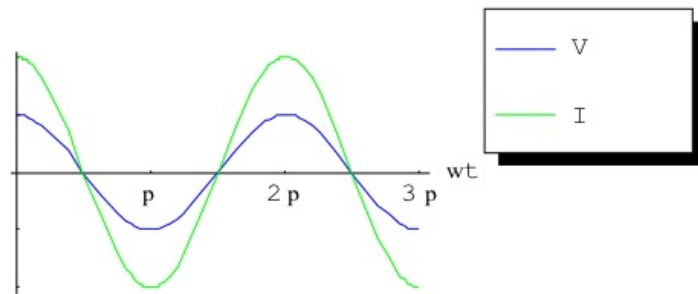


Figura 3.6. Corriente y voltaje en fase

3.5 Capacitor con fuente de corriente alterna.

En la fig. (3.7) se muestra un circuito con un capacitor conectado a una fuente de corriente alterna.

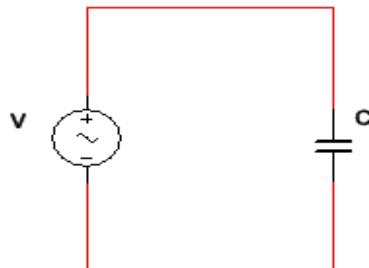


Figura 3.7 Capacitor en corriente alterna.

Cuando un capacitor se conecta a una fuente de corriente alterna, la corriente empieza a depositar cargas positivas en una placa y negativas en la otra, pero medio ciclo después, la fem se invierte, así como la corriente, por lo tanto, la corriente neutraliza las cargas depositadas anteriormente, e inicia un depósito de cargas de signo contrario al original. Esta inversión de corriente y de cargas se repite cada medio ciclo.

La corriente en un circuito capacitivo se adelanta 90° con respecto al voltaje, como se muestra en la fig. (3.8) [Hans. C. Ohanian y John. T. Market, 2009].

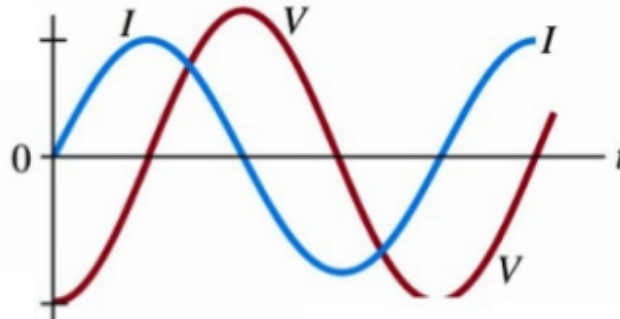


Figura 3.8 Desfase del voltaje y la corriente

3.5.1 Reactancia capacitiva

La reactancia capacitiva es la resistencia que ofrece un capacitor al paso de corriente alterna, la cual depende de la frecuencia a la que opera el circuito. Dicha reactancia va a ser mayor si la frecuencia es menor.

La expresión que define el comportamiento de la reactancia capacitiva es la siguiente,

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (34)$$

Donde ω corresponde a la frecuencia de resonancia

La respuesta del capacitor a una *fem* de baja frecuencia es bloquear el flujo de corriente. [Hans. C. Ohanian y John. T. Market, 2009].

3.6 Reactancia inductiva

Se denomina reactancia inductiva a la resistencia que opone un inductor al paso de la corriente alterna, dicha reactancia se representa por X_L , y depende tanto de la inductancia como de la frecuencia de resonancia. A mayor frecuencia, mayor reactancia como lo muestra la siguiente expresión

$$X_L = \omega L \quad (35)$$

La respuesta del inductor a una *fem* de baja frecuencia, es equivalente al uso de una *fem* de corriente directa. Esta propiedad de los inductores puede aprovecharse en el diseño de un circuito para bloquear corrientes de altas frecuencias [Hans. C. Ohanian y John. T. Market, 2009].

3.7. Circuito RLC en serie usando corriente alterna.

El arreglo de un circuito RLC consta de una resistencia, un capacitor y una bobina. La fig. (3.11). muestra un circuito RLC en serie.

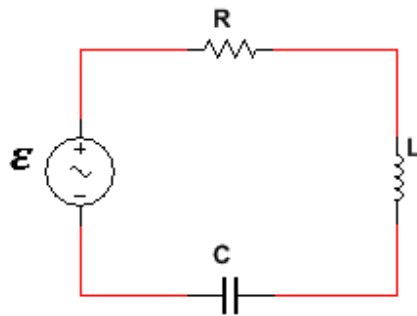


Figura 3.11 Circuito RLC en serie.

En nuestro estudio utilizaremos fasores para encontrar la magnitud y la fase de un circuito RLC. El concepto de fesor se define como una representación gráfica de un número complejo, el cual es utilizado para representar una oscilación.

EL diagrama fasorial del circuito RLC se muestran en la fig. (3.12).

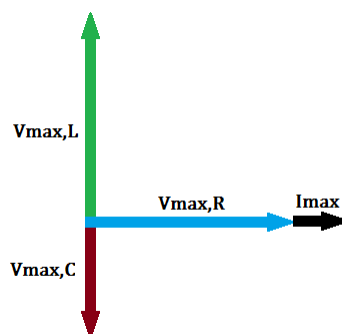


Figura 3.12. Diagrama fasorial de la corriente máxima y los voltajes de los componentes. En la fig. (3.12) se muestra un circuito RLC usando corriente alterna. El voltaje del inductor esta adelantado 90° respecto a la corriente. Efectuando la suma vectorial de la fig. (3.12) se

obtiene ε_{max} , como se muestra en la fig. (3.13). Lo anterior está en concordancia con la ley de Kirchhoff de voltajes.

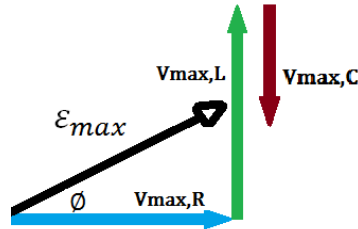


Figura 3.13 Diagrama fasorial.

Debido a que los voltajes inductivo y capacitivo difieren en fase por 180° , los fasores correspondientes se oponen directamente entre sí. Para obtener ε_{max} utilizamos el teorema de Pitágoras,

$$\varepsilon_{max} = \sqrt{(V_{max,R})^2 + (V_{max,L} - V_{max,C})^2} \quad (36)$$

El ángulo ϕ está dado por la siguiente expresión

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{V_{max,L} - V_{max,C}}{V_{max,R}} \right) \quad (37)$$

De acuerdo a la ley de Ohm, el voltaje a través de la resistencia, inductor y capacitor, están dados respectivamente por,

$$V_{max,R} = I_{max} R, \quad V_{max,L} = I_{max} X_L, \quad V_{max,C} = I_{max} X_C \quad (38)$$

Sustituyendo en la ec. (37) los voltajes dados en la ec. (38) resulta,

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{I_{max} X_L - I_{max} X_C}{I_{max} R} \right) \quad (39)$$

Simplificando tenemos que el ángulo de fase de la fuente fem es,

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{X_L - X_C}{R} \right) \quad (40)$$

Sustituyendo la ec. (38) en la ec. (36), obtenemos,

$$\varepsilon_{\max} = \sqrt{(I_{\max}R)^2 + (I_{\max}X_L - I_{\max}X_C)^2} \quad (41)$$

de donde resulta,

$$\varepsilon_{\max} = I_{\max}\sqrt{(R)^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (42)$$

La ec. (42) puede ser reescrita de la siguiente manera,

$$\frac{\varepsilon_{\max}}{I_{\max}} = \sqrt{(R)^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (43)$$

Donde, el miembro derecho de la ec. (43) corresponde a la llamada impedancia Z, esto es,

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (44)$$

Sustituyendo las ecs. (34) y (35) en la ec. (44), obtenemos el comportamiento de la impedancia Z para diferentes frecuencias de la fem aplicada.

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (45)$$

La impedancia varía con la frecuencia ω , y su valor mínimo se obtiene cuando las reactancias X_L y X_C son iguales, como se puede ver en la ec. (46), resultando

$$Z = R \quad (46)$$

En la ec. (45) se tiene una diferencia de reactancias inductiva y capacitiva en función de la frecuencia. De dicha diferencia resulta,

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad (47)$$

De donde resulta,

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (48)$$

Donde ω_0 corresponde a la llamada frecuencia de resonancia,

El resultado de la ec. (48) está dado en radianes/segundo, si se quiere convertir a Hertz es necesario multiplicar por 2π el denominador, obteniendo la ec. (49), en donde se ha definido $\omega_0 = F_0$.

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (49)$$

3.8. Factor de calidad y ancho de banda.

La grafica de los circuitos resonantes es determinada por la frecuencia de resonancia y su amplitud, dicha relación se caracteriza por tener un ancho de banda, el cual es de utilidad para la sintonía de transmisores y receptores de radiofrecuencia. Al rango de frecuencias donde se encuentra la mayor parte de la potencia de la señal se le llama ancho de banda.

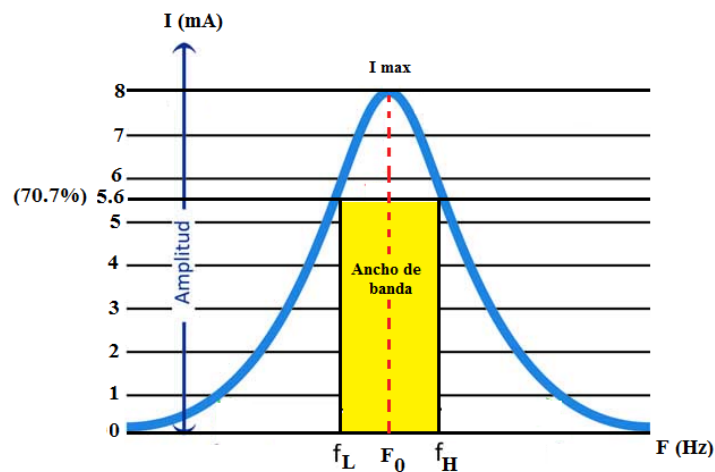


Figura 3.14. Propiedades generales de la frecuencia de resonancia

En la fig. (3.14) se muestra la curva de resonancia de un circuito RLC, en donde la corriente I_{max} es la corriente máxima, la amplitud del ancho de banda está determinada por el 70.7% de la corriente máxima del circuito resonante. El ancho de banda viene determinado por las frecuencias comprendidas entre la frecuencia límite inferior f_L y la frecuencia límite superior f_H .

El factor de calidad de un circuito resonante es una medida de eficiencia con la cual este resuena. El factor de calidad Q del circuito RLC, se define como la razón entre la potencia almacenada y la potencia disipada del circuito. Hay que destacar que la energía se almacena en un capacitor o en un inductor y se disipa en las resistencias.

La expresión que define el ancho de banda de la frecuencia de resonancia es la siguiente,

$$BW = \frac{F_0}{Q} \quad (50)$$

Donde, Q , F_0 y BW corresponden al factor de calidad, frecuencia de resonancia y ancho de banda respectivamente. Un circuito resonante más selectivo, es decir, uno que deje pasar frecuencias determinadas tendrá un ancho de banda más estrecho y un factor de calidad alto. El factor de calidad de un circuito se puede controlar mediante el ajuste del valor de la resistencia, como se muestra en la fig. (3.15),

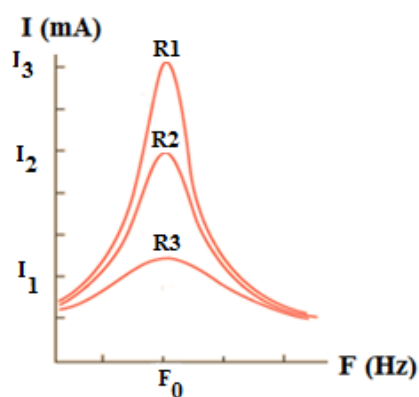


Figura 3.15. Relación de la resistencia con respecto a la frecuencia.

La fig. (3.15) muestra la relación de la resistencia con respecto a la frecuencia de resonancia, en donde $R1$ es menor a $R2$ y a su vez, $R2$ es menor que $R3$, esto debido a la ley de Ohm, en donde la corriente va a ser inversamente proporcional a la resistencia.

Dicho lo anterior se puede definir que el factor de calidad Q , es directamente proporcional a la corriente e inversamente proporcional a la resistencia.

El factor de calidad Q en relación a la reactancia inductiva y la resistencia, se define de la siguiente forma.

$$Q = \frac{X_L}{R} \quad (51)$$

Para obtener los límites f_L y f_H , se utilizan las ecuaciones (52) y (53), las cuales definen las frecuencias que se encuentran en los límites del ancho de banda.

$$f_L = F_0 - \frac{1}{2}BW \quad (52)$$

$$f_H = F_0 + \frac{1}{2}BW \quad (53)$$

4. DISPOSITIVOS AMPLIFICADORES Y EL MICROCONTROLADOR

4.1. El transistor BJT

El transistor BJT (transistor de unión bipolar) es un dispositivo de tres terminales llamadas: emisor, base y colector, dicho componente se clasifica en NPN y PNP, en donde dicha nomenclatura representa la unión de semiconductores tipo N y P. En la fig. (4.1) se presentan los símbolos del transistor y la nomenclatura de sus terminales.

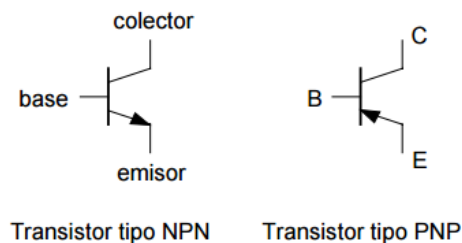


Figura. 4.1. Símbolo del transistor NPN y PNP, respectivamente.

La forma de distinguir un transistor del tipo NPN de un PNP es observando la terminal del emisor. En un transistor NPN la flecha apunta hacia fuera y en un PNP apunta hacia dentro.

4.2 El amplificador operacional y su configuración como filtro pasa banda activo.

Un amplificador operacional, también conocido como op-amp por sus siglas en inglés (*operational amplifier*), es un dispositivo amplificador de alta ganancia en voltaje, acoplado a una corriente directa. Este se caracteriza por tener dos entradas y una salida. Dependiendo de su configuración, puede ser utilizado como comparador, amplificador y restador de voltajes, entre otras configuraciones.

En el presente trabajo el op-amp será utilizado como amplificador. Un filtro pasa banda activo es aquel que contiene amplificadores, ya sea transistores o amplificadores operacionales, a diferencia de los filtros pasivos, que contienen resistencias, capacitores e

inductores. Los primeros se utilizan para altas frecuencias y los segundos no. La forma más simple de un filtro pasa banda activo, puede ser construido como se muestra en la fig. (4.6).

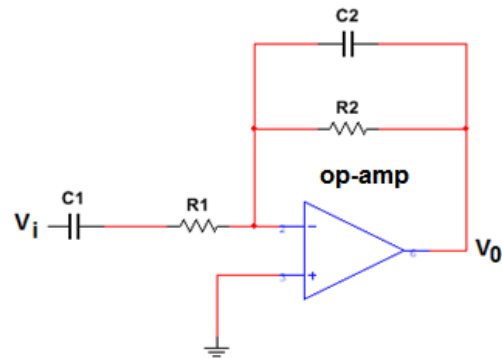


Figura 4.6. Circuito de un filtro pasa banda de primer orden.

El circuito de la figura anterior consta de un op-amp, dos capacitores y dos resistencias conectadas a dicho dispositivo. El arreglo de la resistencia y capacitor en paralelo, atenúa bajas frecuencias, esto quiere decir que a la salida V_0 del op-amp, no se tendrá una frecuencia menor a la de entrada, esto se cumple dentro del rango de frecuencias $\frac{1}{2\pi R_2 C_2}$ y $\frac{1}{2\pi R_1 C_1}$. Este filtro solo dejara pasar frecuencias con una ganancia intermedia de voltaje, la expresión que define la ganancia de dicho filtro es [Jorge A. Marquez Florez, 2013].

$$g = \frac{R_2}{R_1} \quad (63)$$

4.2.1 Ganancia de voltaje

Cuando se procesa una señal por medio de circuitos electrónicos, se producen ganancias cuando aumenta el voltaje de una señal o atenuaciones cuando disminuye [José David Díaz R, 2007]. La ganancia de voltaje se define como la división del voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada, como se muestra en la siguiente ecuación,

$$Av = \frac{V_o}{V_i} \quad (64)$$

En donde A_v es la ganancia del amplificador, V_o es el voltaje de salida y V_i es el voltaje de entrada.

4.4. Introducción a los microcontroladores

Un microcontrolador es un circuito integrado que en su interior contiene una unidad central de procesamiento (CPU), unidades de memoria (RAM y ROM) así como puertos de entrada y salida. Dichos elementos están interconectados dentro del microcontrolador, y en conjunto forman lo que se le conoce como microcomputadora. Se puede decir que un microcontrolador es una microcomputadora completa, encapsulada en un circuito integrado CEC. (2007).

4.4.1. Descripción general del PSoC.

PSoC es la abreviación de *program system on*. Este dispositivo forma parte de una familia de microcontroladores programables, desarrollada por Cypress Semiconductor, en el 2002 [Cypress semiconductor, 2015]

El PSoC cuenta con innumerables dispositivos electrónicos, los cuales se pueden modificar para crear de forma interna filtros analógicos, digitales o amplificadores, entre otros.

4.4.2. Convertidores Analógico a digital en PSoC (ADC).

El ADC se define como un circuito que convierte una señal analógica en una digital, para ser procesada por un microcontrolador.

Las características principales de este ADC son:

- Bajo consumo de energía y bajo ruido.
- Resolución seleccionable de 8 a 20 bits

4.4.4. Comparadores en PSoC.

Este componente proporciona una solución de hardware para comparar dos voltajes de entrada analógicos. Para las aplicaciones que requieren una respuesta rápida, o poca intervención de software, utilizar el comparador de PSoC es la mejor elección.

4.4.5. Bloques Universales Digitales (UDB) en PSoC.

El PSoC tiene 24 UDB, estos permiten implementaciones de múltiples funciones digitales como: Contadores, modulador de ancho de pulso (PWM), Transmisor-Receptor Asíncrono Universal (UART), entre otros. La función principal del UART es realizar una interfaz en tiempo real [Elio Rojas, 2015].

5. FRECUENCIA DE RESONANCIA MEDIANTE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

En este capítulo se presenta un filtro pasa banda, el cual esta sintonizado mediante un un circuito RLC en paralelo. Este filtro se diseña utilizando un amplificador operacional, con el objetivo de que la ganancia del op-amp pueda amplificar la señal de salida con respecto a la de entrada, la cual es suministrada por el generador de funciones. Para poder realizar el diseño de este filtro fue necesario calcular la frecuencia resonante, el ancho de banda y el factor de calidad Q. Para ello se utilizaron algunos componentes predeterminados para el circuito RLC.

Mediante un osciloscopio obtuvimos la frecuencia resonante, con lo cual pudimos obtener la transformada rápida de Fourier (FFT), y de esta forma, visualizar el espectro de la señal.

5.1. Filtro pasa banda activo

En esta sección se presenta el diseño del circuito que compone el filtro pasa banda.

Éste proceso consta de 5 etapas:

- 1- Identificación de los materiales a utilizar
- 2- En la segunda se hace referencia a los cálculos realizados.
- 3- La tercera corresponde a la simulación en multisim.
- 4- La cuarta corresponde a la simulación en matlab.
- 5- Y la última sección explica el proceso de elaboración experimental, utilizando instrumentos de medición.

5.2. Material y equipo a utilizar:

A continuación se enlistan los materiales utilizados para la elaboración del filtro pasa banda activo.

Tabla 5.1 Lista de materiales a utilizar

1 Capacitor de 100 pF
1 Capacitor de 61 pF
2 Resistencia de 1 k Ω
1 Resistencia de 1.6 k Ω
1 Resistencia de 22 Ω
1 Amplificador operacional modelo 741
1 Bobina de 1mH
1 Capacitor de 10 pF
1 Generador de funciones RIGOL DG4102.
1 Osciloscopio RIGOL DS6104.
1 Multímetro modelo Fluke 115
1 Fuente de alimentación EXTECH instruments modelo 382270.

Para diseñar el filtro pasa banda, es necesario construir un circuito resonante a la salida del filtro, para ello es necesario utilizar algunos componentes de la tabla 5.1. El circuito RLC requerido se muestra en la fig. (5.1). Para calcular la frecuencia de resonancia se utiliza la ec. (49).

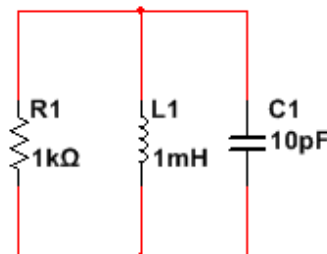


Figura 5.1. Circuito RLC.

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1\text{ mH})(10\text{ pF})}} = 1.591\text{ MHz}$$

Obteniendo la frecuencia de resonancia, se pueden calcular las reactancias capacitiva e inductiva, para ello se utilizan las ec. (34) y ec. (35),

$$X_L = 2\pi F_0 L_1 = 2\pi(1.591\text{ MHz})(1\text{ mH}) = 10\text{ k}\Omega$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi F_0 C_1} = \frac{1}{2\pi(1.591\text{ MHz})(10\text{ pF})} = 10\text{ k}\Omega$$

Como podemos ver, las reactancias inductiva y capacitiva son iguales, como debe ser, ya que para obtener la frecuencia de resonancia F_0 (ec. 49), tuvimos que igualar dichas reactancias. Como se mencionó anteriormente, si la reactancia capacitiva es igual a la reactancia inductiva, el circuito está en resonancia, por lo tanto, la impedancia Z va a ser igual a R (ver ec. 44)

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{(1\text{ k}\Omega)^2 + (10\text{ k}\Omega - 10\text{ k}\Omega)^2}$$

$$Z = 1\text{ k}\Omega$$

El siguiente paso es calcular el factor de calidad Q y el ancho de banda, los cuales se definen por las ecuaciones (51) y (50).

$$Q = \frac{X_L}{R_1} = \frac{10\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega} = 10$$

$$BW = \frac{F_0}{Q} = \frac{1.591\text{ MHz}}{10} = 159.1\text{ kHz}$$

Aunque aparentemente el ancho de banda es muy grande, en realidad corresponde a un valor relativamente pequeño, lo cual nos dice que el factor de calidad es alto ya que a menor ancho de banda mayor factor de calidad.

Para calcular las frecuencias límite inferior y superior, se deben utilizar las ecuaciones (52) y (53)

$$f_L = F_0 - \frac{1}{2}BW = 1.591 \text{ MHz} - \frac{1}{2}(159.1 \text{ kHz})$$

$$f_L = 1.51 \text{ MHz}$$

$$f_H = F_0 + \frac{1}{2}BW = 1.591 \text{ MHz} + \frac{1}{2}(159.1 \text{ kHz})$$

$$f_H = 1.67 \text{ MHz}$$

Con la frecuencia de resonancia obtenida, se procede a realizar el análisis del filtro pasa banda activo.

Colocando las resistencias R1 y R2, cuyos valores se muestra en la fig. (5.2), las cuales son de fácil adquisición, se puede calcular la ganancia del op-amp, mediante la ec. (63).

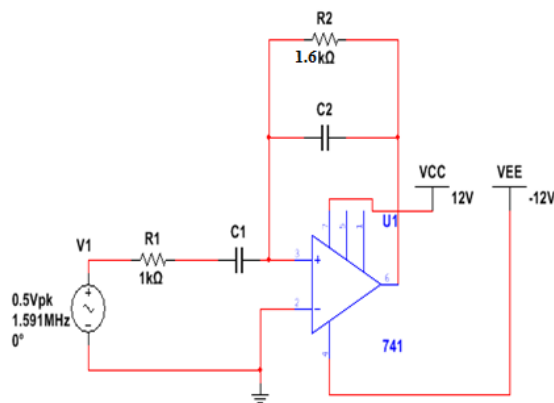


Figura 5.2. Filtro pasa banda con valores reales.

A continuación se calcula la ganancia del op-amp,

$$g = \frac{R_2}{R_1} = \frac{1.6 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = 1.6$$

Posteriormente, es necesario calcular el valor de los capacitores C_1 y C_2 , como se muestra a continuación.

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 F_0} = \frac{1}{2\pi(1 \text{ k}\Omega)(1.591 \text{ MHz})} = 100 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 F_0} = \frac{1}{2\pi(1.6 \text{ k}\Omega)(1.591 \text{ MHz})} = 61 \text{ pF}$$

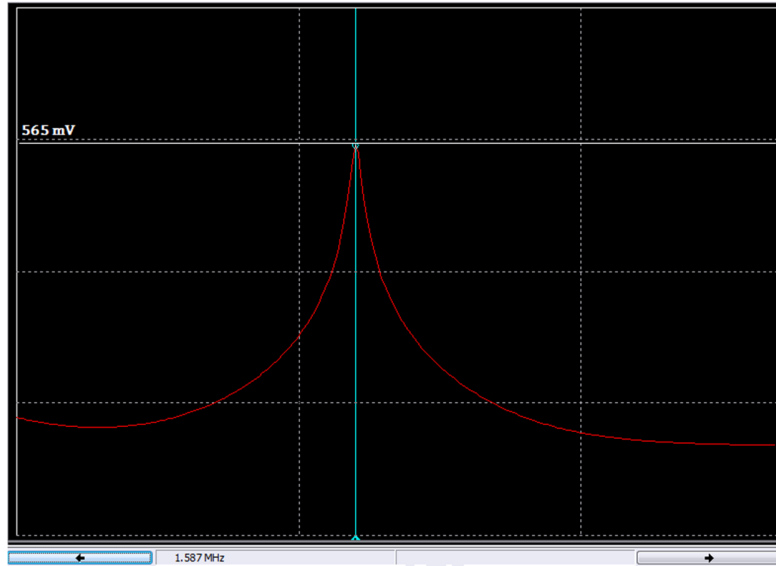


Figura 5.4. Frecuencia de Resonancia con respecto al voltaje RMS.

En la fig. (5.4) se observa la frecuencia de resonancia del circuito RLC, la cual tiene un valor de 1.587 MHz, muy similar a la calculada en F_0 .

5.4. Análisis en matlab de la frecuencia de resonancia.

Conociendo la frecuencia de resonancia y los parámetros R, L y C, se puede elaborar un algoritmo en matlab para visualizar dicha frecuencia del circuito.

El código utilizado se muestra en la fig. (5.5).

```

1 - f=1000:50000:10000000;
2 - vs=0.353;
3 - c=10e-12;
4 - L=1e-3;
5 - r=1000;
6 - R=1.62e+3;
7 - FL=1.51e+6;
8 - FH=1.67e+6;
9 - i0=vs./ (r+j*2*pi*f*L-j./(2*pi*f*c));
10 - V=i0*R;
11 - plot(abs(f),abs(V));
12 - title('\bfVoltaje vs Frecuencia');
13 - xlabel('\bfFrecuencia (Hz)');
14 - ylabel('\bfVoltaje (V)');
15 - grid on;

```

Figura 5.5. Código utilizado

Sabiendo que el voltaje que entra en el circuito, el cual es suministrado por el generador de funciones, mostrado en la fig. (5.3), es de 0.5 V_p, el cual se refiere al voltaje pico. Para introducir este dato en matlab, es necesario convertir su valor a RMS.

$$V_{S\text{ RMS}} = \frac{0.5 V_p}{\sqrt{2}} = 0.353 V$$

La fig. (5.6) presenta un muestreo del voltaje RMS de salida, el cual corresponde a un voltaje igual a $V_{O\text{ RMS}} = 0.55 V$, como se puede apreciar en esta figura. El voltaje antes mencionado es prácticamente igual al calculado previamente.

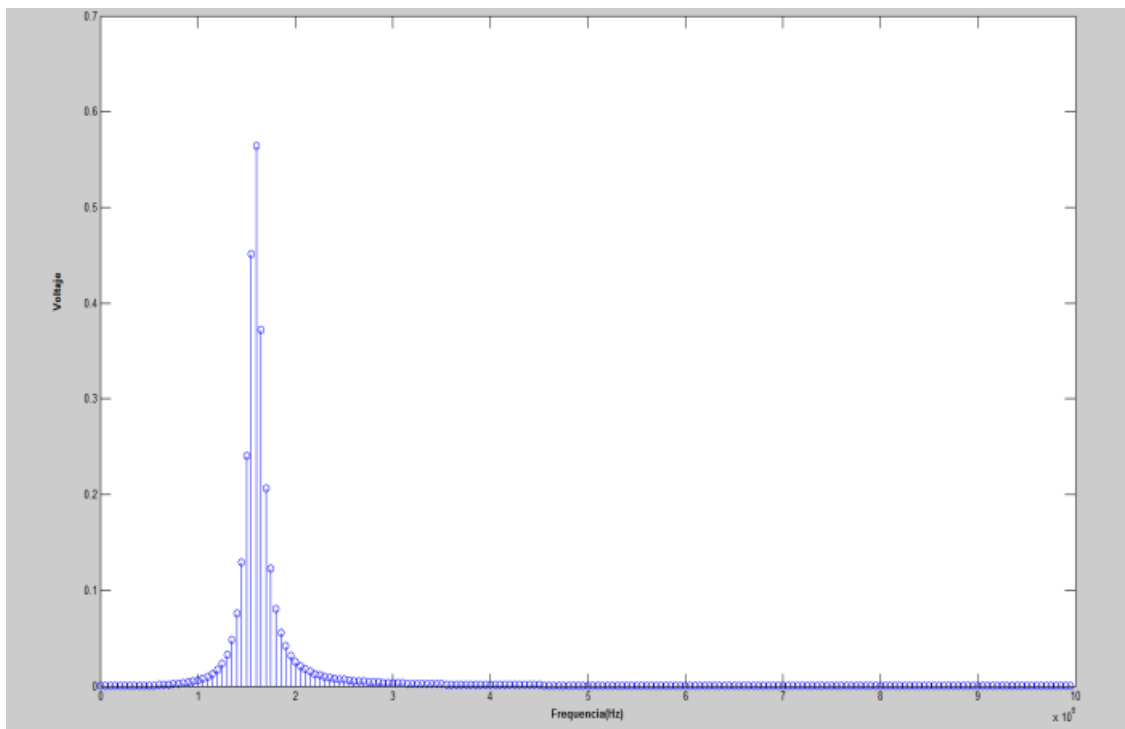


Figura 5.6. Muestreo de la señal

En la fig. (5.7) es una ampliación de una región de la fig. (5.6). Se puede observar la localización de f_L y f_H . El rango de valores para cada muestra es de 0.05 MHz.

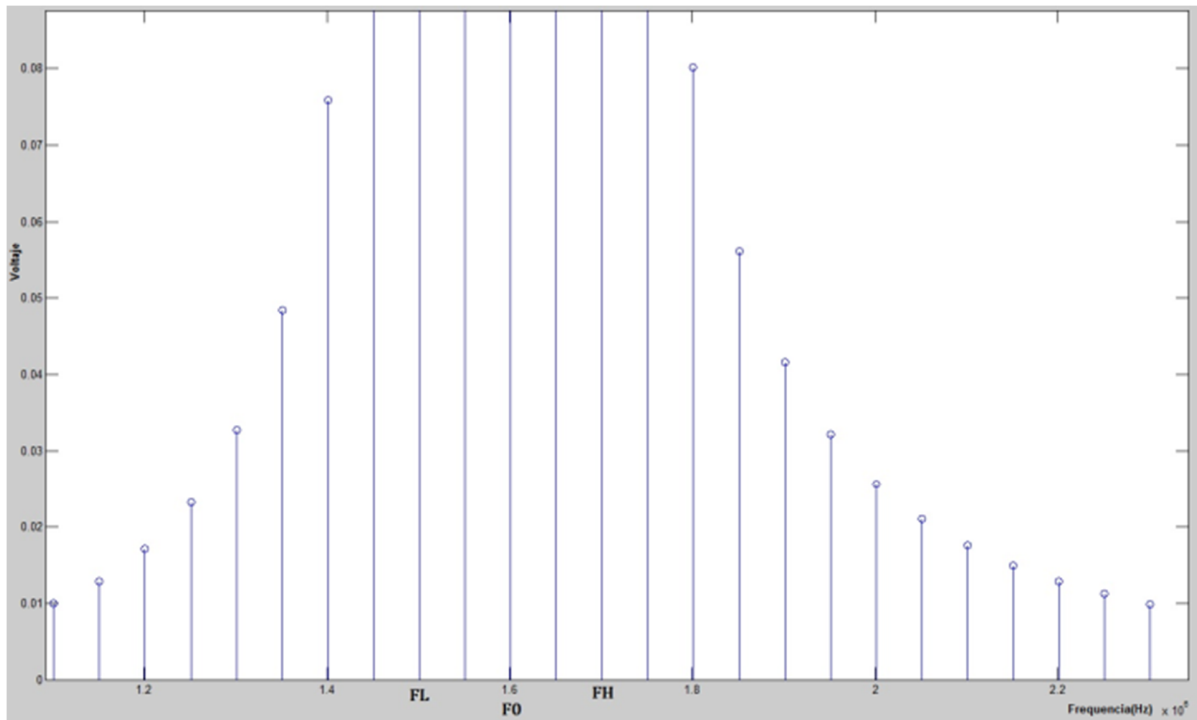


Figura 5.7. Muestreo de la señal

En la fig. (5.7), se muestra el valor de la frecuencia de resonancia F_0 , el cual corresponde a 1.6 MHz, así mismo se muestran las frecuencias f_L , f_H , corresponden a 1.5 MHz y 1.7 MHz respectivamente.

5.5. Construcción del circuito amplificador sintonizado.

En este apartado se mostrará el montaje del circuito y las mediciones correspondientes utilizando un osciloscopio.

Primero se armó el circuito en el protoboard como se muestra en la fig. (5.8), utilizando los componentes mencionados anteriormente.

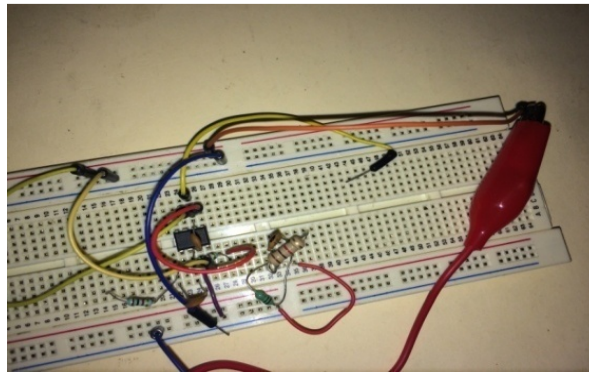


Figura 5.8. Montaje del circuito

El voltaje de entrada al circuito fue suministrado por el generador de funciones como se muestra en la fig. (5.9), el cual es de 1 Vpp (Voltaje de pico a pico) siendo equivalente a $V_p = 0.5 \text{ V}$.

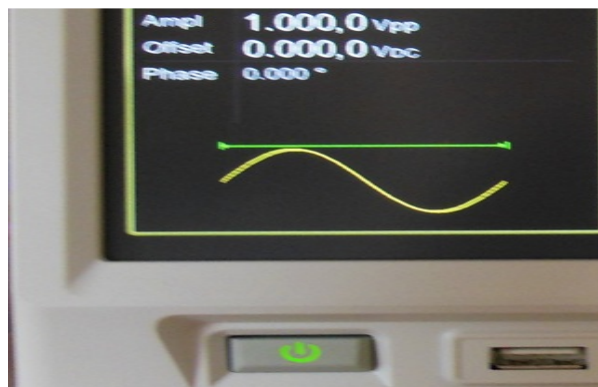


Figura 5.9. Generador de funciones

La fuente de alimentación se configuro a 12V, para poder polarizar al amplificador operacional, como se muestra en la fig. (5.10).

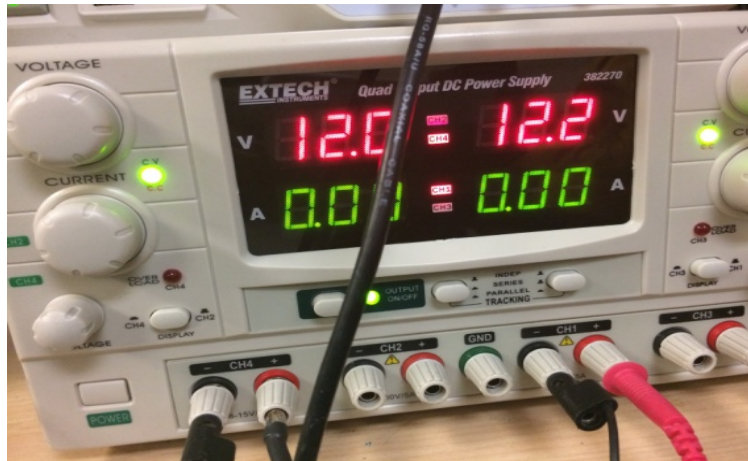


Figura 5.10. Fuente de alimentación

Al conectar las puntas del osciloscopio a la salida del op-amp, dicho dispositivo se configuró para que obtuviera la transformada rápida de Fourier, mostrando una gráfica similar a la simulación realizada en matlab y multisim, mostrada en la fig. (5.11).

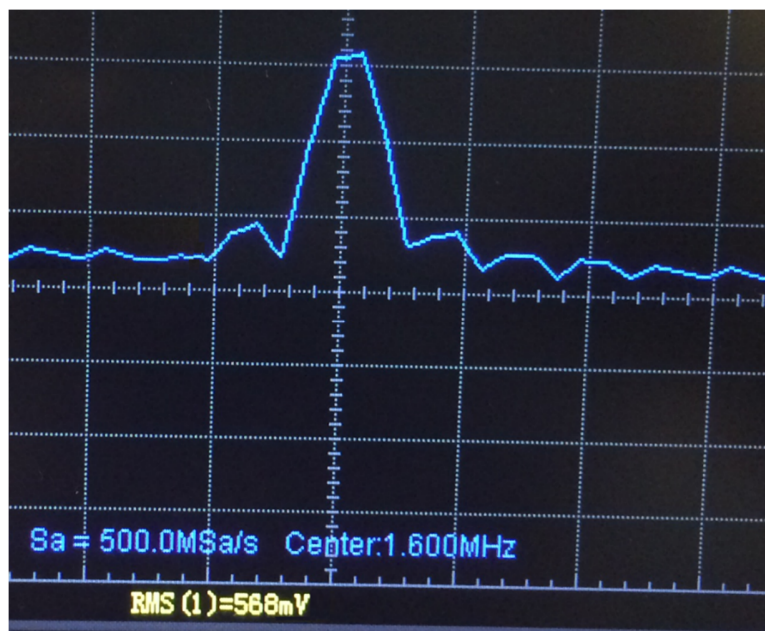


Figura 5.11. Frecuencia de resonancia medida en el osciloscopio

En la figura anterior se observa que $V_{0_{RMS}}$ es igual a 568 mVP y F_0 es 1.6 MHz. Se comprueba que los cálculos teóricos coinciden con los resultados experimentales.

6. BOBINA DE TESLA DE ESTADO SOLIDO

Para continuar con el estudio de la aplicación de circuitos resonantes, en este capítulo se presentan los resultados teóricos, las simulaciones y evidencias fotográficas tomadas al momento de realizar la bobina de Tesla, así como el receptor de ondas electromagnéticas. Primero se iniciara con el diseño de la bobina de Tesla, su diagrama electrónico se muestra en la fig. (6.1).

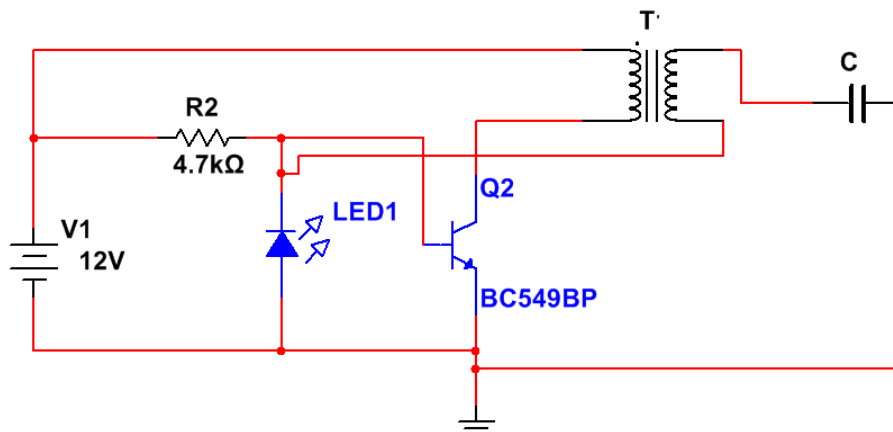


Figura 6.1. Diagrama de la bobina de Tesla de estado solido

El funcionamiento del circuito de la fig. (6.1), se basa en que el transistor Q2 actúa como un interruptor, el cual hará que actúe como un generador de funciones de alta frecuencia, convirtiendo a la bobina ideal T en un circuito RLC, la cual se va a sintonizar a una frecuencia de resonancia que será la del transistor.

Para poder obtener la frecuencia de resonancia, y el voltaje máximo que alcanza la bobina de Tesla, y demás parámetros relevantes, se realizarán los cálculos pertinentes.

6.1. Cálculos de la bobina primaria

A continuación se muestran los valores correspondientes a los materiales utilizados para la elaboración de la bobina primaria, (véase tabla 2.2 y 2.3).

$$\rho_{\text{alambre de estaño}} = 11.5 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$$

$$D_{\text{alambre}} = 0.6438 \text{ mm}$$

$$d_{AA} = 0.132 \text{ cm.}$$

Para calcular el área del alambre se utilizó la siguiente ecuación.

$$A_1 = \pi r^2$$

$$A_1 = \pi (0.3219 \text{ mm})^2 = 0.32 \text{ mm}^2 = 3.2 \times 10^{-7} \text{ m}^2$$

Si se quiere calcular la longitud del alambre para el embobinado primario, debemos conocer la resistencia y la resistividad. Por otro lado para conocer el valor de la resistencia del embobinado, utilizamos el multímetro, (ver fig. (6.2)).

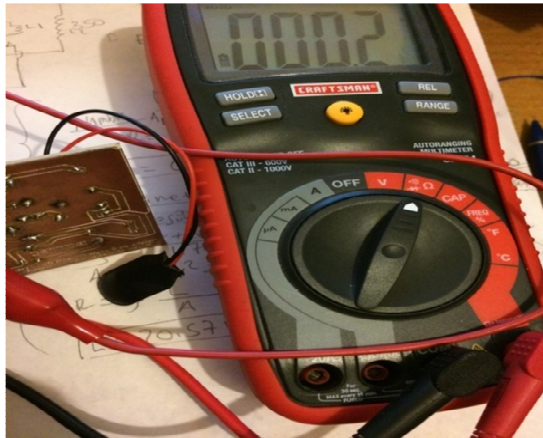


Figura 6.2. Medición de la resistencia de la bobina primaria

Una vez conociendo el valor de la resistencia, el cual corresponde a 0.2Ω , y sabiendo que el alambre es de cobre, se puede calcular la resistividad. Con los valores anteriores, se puede obtener la longitud del alambre necesario para construir la bobina, solo es necesario despejar l de la ec. (4).

$$l = \frac{RA}{\rho} = \frac{0.2 \Omega (3.2 \times 10^{-7} \text{ m}^2)}{11.5 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}} = 0.556 \text{ m}$$

Como se puede observar, la longitud del alambre necesaria es de 0.556 m , equivalente a 55.6 cm .

Para calcular la altura de la bobina primaria, es necesario multiplicar el diámetro del alambre con aislante, por el número de vueltas, el cual corresponde a 5 vueltas, como se muestra en la fig. (6.3).



Figura 6.3. Numero de vueltas de la bobina primaria

Una vez teniendo el número de vueltas, y suponiendo que no hay espacio entre cada espira, se puede calcular la altura h , correspondiente a la altura de la bobina primaria.

$$h_1 = d_{AA} N$$

En donde d_{AA} es el diámetro del alambre con aislante de la bobina primaria.

$$h_1 = 0.132 \text{ cm (5)} = 0.66 \text{ cm}$$

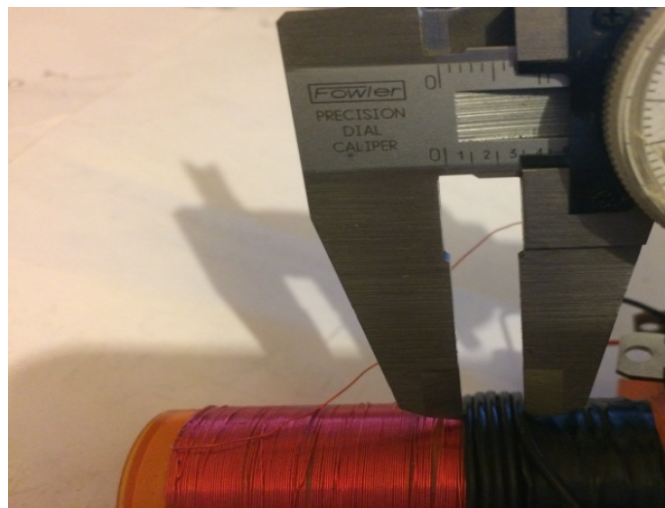


Figura 6.4. Altura de la bobina primaria.

En la fig. (6.4) se muestra la medición de la altura del embobinado primario, la cual da un valor aproximado de 0.66 cm.

Para calcular la inductancia de la bobina se debe conocer el diámetro del núcleo, dando como resultado un diámetro de 2.54 cm, correspondiente a un radio de 1.27 cm.



Figura 6.5. Diámetro del núcleo del embobinado.

Teniendo N , r y h_1 , se puede calcular la inductancia utilizando la fórmula de Wheeler, (ec. (17))

$$L_1 = 0.394 \frac{r^2 N^2}{9r + 10h_1} = \frac{0.394 (1.27 \text{ cm})^2 (5)^2}{9 (1.27 \text{ cm}) + 10 (0.66 \text{ cm})} = \mathbf{0.88 \mu H}$$

Para comprobar dicho valor de la inductancia, se procedió a medir la bobina primaria con el LCR.



Figura 6.6. Medición de la inductancia de la bobina primaria.

Como se observa en la fig. (6.6), el valor de la inductancia de la bobina es idéntica al valor calculado de $0.88 \mu\text{H}$.

Posteriormente, se procedió a medir la capacitancia del circuito RLC interno de la bobina, dando un resultado de 2.73 nF , como se muestra en la fig. (6.7).



Figura 6.7. Medición de la capacitancia parasita.

Si se tiene la inductancia y la capacitancia del circuito RLC interno de la bobina, se puede calcular la frecuencia F_0 de resonancia de la bobina primaria. Esta bobina sufre una resonancia por sí misma, esto es, la bobina misma tiene implícitamente una capacitancia cuando se somete a una alta frecuencia, y es por ello que decimos que entra en resonancia con ella misma, esto es, una resonancia entre la bobina y su capacitor implícito. A continuación se efectúa el cálculo de la frecuencia de dicha resonancia,

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(0.88 \mu\text{H})(2.73 \text{ nF})}} = \mathbf{3.247 \text{ MHz}}$$

Para comprobar si F_0 es la frecuencia de resonancia del circuito, se deben calcular la reactancia capacitiva X_C , la reactancia inductiva X_L y la impedancia Z .

$$X_{C1} = \frac{1}{2\pi F_0 C_1} = \frac{1}{2\pi(3.247 \text{ MHz})(2.73 \text{ nF})} = \mathbf{17.95 \Omega}$$

$$X_{L1} = 2\pi F_0 L_1 = 2\pi(3.247 \text{ MHz})(0.88 \mu\text{H}) = \mathbf{17.95 \Omega}$$

$$Z_1 = \sqrt{R^2 + (X_{L1} - X_{C1})^2} = \sqrt{(0.2 \Omega)^2 + (17.95 \Omega - 17.95 \Omega)^2} = \mathbf{0.2 \Omega}$$

Como se puede observar $Z_1 = R$, lo que significa que el circuito está en resonancia.

6.2 Cálculos de la bobina secundaria

A continuación se muestran los valores correspondientes a los materiales utilizados para la elaboración de la bobina secundaria, (véase tabla 2.2 y 2.3).

La bobina secundaria tiene un diámetro de 0.255 mm, equivalente a un radio de 0.1275 mm, con el cual podemos calcular el área del alambre de dicha bobina.

$$A = \pi r^2 = \pi(0.1275\text{mm})^2 = \mathbf{0.510 \times 10^{-7} \text{m}^2}$$

La longitud del alambre puede ser calculada mediante la ec. (3). La resistencia de dicho alambre se obtiene usando el dispositivo LCR, como se muestra en la fig. (6.8)



Figura 6.8. Medición de la resistencia de la bobina secundaria.

Como se puede observar en la fig. (6.8), la resistencia de la bobina es de 6.0506 Ω . Con este y los demás datos se encuentra que la longitud del alambre es,

$$l = \frac{RA}{\rho} = \frac{6.0506\Omega(0.510 \times 10^{-7} \text{m}^2)}{1.71 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}} = \mathbf{18.04 \text{ m}}$$

La altura de la bobina secundaria fue medida usando un vernier, como se muestra en la fig. (6.9). Dicha altura es: $h_2 = 5.8 \text{ cm}$.

Por otro lado, el radio del embobinado correspondiente a 212 vueltas es: $r = 1.27 \text{ cm}$. Con lo anterior podemos calcular la inductancia L_2 de la bobina secundaria,

$$L_2 = 0.394 \frac{r^2 N^2}{9r + 10 h_2} = 0.394 \frac{(1.27 \text{ cm})^2 (212)}{9(1.27 \text{ cm}) + 10(5.8 \text{ cm})} = \mathbf{411.36 \mu H}$$

Para comprobar este valor de inductancia, utilizamos el dispositivo LCR, como se muestra en la fig. (6.10).

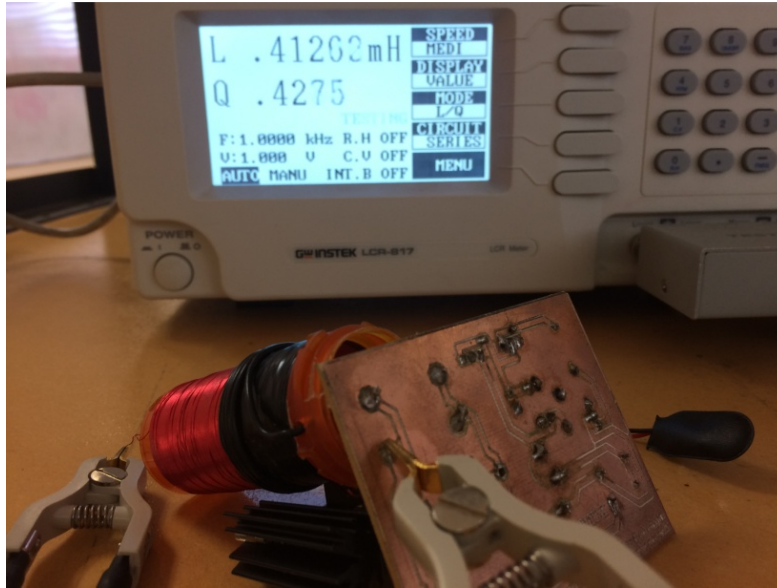


Figura 6.10. Inductancia de la bobina secundaria.

Como se puede observar en la fig. (6.10), la inductancia es de 412.63 μH , siendo muy similar al valor teórico de L_2 .

Para calcular la capacitancia parasita de la bobina secundaria C_2 , despejamos C de la ec. (49).

$$C_2 = \frac{1}{4\pi^2 F_0^2 L_2} = \frac{1}{4\pi^2 (3.247 \text{ Mhz})^2 (411.36 \mu H)} = 5.8405 \text{ pF}$$

Para comprobar que la bobina secundaria está en resonancia, se debe calcular la reactancia capacitiva X_{C2} , la reactancia inductiva X_{L2} y la impedancia Z_2 .

$$X_{C2} = \frac{1}{2\pi F_0 C_2} = \frac{1}{2\pi (3.247 \text{ Mhz}) (5.8405 \text{ pF})} = 8392 \Omega$$

$$X_{L2} = 2\pi F_0 L_2 = 2\pi (3.247 \text{ Mhz}) (411.36 \mu H) = 8392 \Omega$$

$$Z_2 = \sqrt{R^2 + (X_{L2} - X_{C2})^2} = \sqrt{(6.0506 \Omega)^2 + (8392 \Omega - 8392 \Omega)^2} = 6.0506 \Omega$$

Como se puede observar, Z_2 es igual a R , lo que significa que la bobina primaria esta en resonancia con la bobina secundaria.

6.3. Cálculos de la energía potencial y el voltaje máximo

La bobina secundaria presenta una capacitancia a tierra, además de la capacitancia que hay entre las espiras que la conforman. Para determinar la capacitancia producida por la bobina secundaria, usamos el modelo de un solenoide cilíndrico la denominada formula de Medhurst, la cual nos da la capacitancia por unidad de longitud C_{L2} . [W. Knight, 2016]:

$$C_{L2} = 0.29 h_2 + 0.41 r + 1.94 \sqrt{\frac{r^3}{h_2}} \quad (65)$$

Donde $r = 1.27 \text{ cm}$ corresponde al radio del núcleo, y $h_2 = 5.8 \text{ cm}$ a la altura de la bobina secundaria,

$$C_{L2} = \left(0.29 (2.28 \text{ in}) + 0.41 (0.5 \text{ in}) + 1.94 \sqrt{\frac{(0.5 \text{ in})^3}{2.28 \text{ in}}} \right) \text{ pF/in}$$

$$C_{L2} = 1.32 \text{ pF}$$

La capacitancia real C_R de la bobina secundaria, sin colocarle ninguna carga en su punta que esta al aire, es la siguiente:

$$C_R = C_2 - C_{L2} = 5.8405 \text{ pF} - 1.32 \text{ pF} = 4.52 \text{ pF}$$

Las capacitancias se restan de debido a la aplicación de la ley de Kirchoff de voltajes, ya que éstas almacenan voltaje, y están conectadas en serie.

Al momento de poner una carga en la punta de la bobina secundaria, habrá una descarga, por lo que la capacitancia va a disminuir, y el voltaje va aumentar, como lo muestra la ec. (5).

La capacitancia por unidad de longitud C_D , al colocar una carga en la punta de la bobina secundaria, es [A.K. Pandit, 2014]

$$C_D = 1.4 \left(1.2781 - \frac{d2}{d1} \right) \sqrt{\pi d2(d1 - d2)} \quad (66)$$

En donde d_2 es el diámetro del alambre de la bobina secundaria, y d_1 es el diámetro del núcleo del embobinado, como se muestra en la fig. (6.11).

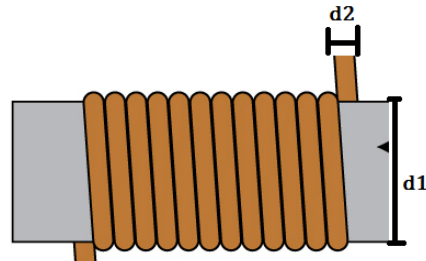


Figura 6.11. Esquema del diámetro del alambre y núcleo.

Anteriormente se realizaron las mediciones y cálculos correspondientes a d_1 y d_2 . Para calcular C_D utilizamos la ec. (66).

$$C_D = \left(1.4 \left(1.2781 - \frac{0.010 \text{ in}}{1 \text{ in}} \right) \sqrt{\pi (0.010 \text{ in})(1 \text{ in} - 0.010 \text{ in})} \right) \text{pF/in} = \mathbf{0.31 \text{ pF}}$$

Para conocer la energía almacenada en la bobina secundaria, se debe conocer el voltaje de entrada a la bobina primaria, dicho voltaje es el del transistor. La medición correspondiente al voltaje del transistor se muestra en la fig. (6.12)



Figura. 6.12. Medición del voltaje del transistor

Para calcular la energía almacenada en el capacitor primario, se debe utilizar la ec. (8)

$$E_C = \frac{1}{2} C_1 V_C^2 = \frac{1}{2} (2.73 \times 10^{-9} \text{ F})(11.87 \text{ V})^2 = \mathbf{1.92 \times 10^{-7} \text{ J}}$$

Si se asume que no hay pérdida de energía en la transferencia de la misma, entre la bobina primaria y secundaria, entonces se tiene que,

$$E_{CP} = E_{CS}$$

Para calcular el voltaje V_{oc} en la punta de la bobina secundaria cuando se coloca una carga, utilizamos la siguiente ecuación.

$$E_{CS} = \frac{1}{2} C_D V_{oc}^2$$

$$V_{oc} = \sqrt{\frac{2E_{CS}}{C_D}} = \sqrt{\frac{2(1.92 \times 10^{-7} \text{ J})}{0.31 \text{ pF}}} = \mathbf{1112.9 \text{ V}}$$

La capacitancia de la bobina secundaria disminuye hasta un valor de 0.31 pF, conforme se aproxima la carga,

Para calcular el voltaje de la bobina secundaria sin carga, utilizamos la siguiente ecuación

$$V_{OR} = \sqrt{\frac{2E_{CS}}{C_R}} = \sqrt{\frac{2(1.92 \times 10^{-7} \text{ J})}{4.52 \text{ pF}}} = \mathbf{291.4 \text{ V}}$$

Este valor se pudo comprobar al colocar el negativo de un diodo rectificador a la punta de la bobina secundaria, y en la terminal positiva del diodo, se colocó una punta del multímetro, mientras que la otra punta se conectó a tierra, como se muestra a continuación en la fig. (6.13).

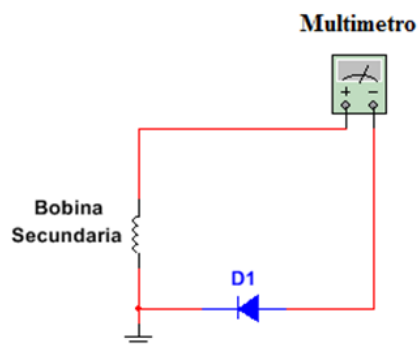


Figura 6.13. Medición del voltaje sin carga.

La medición experimental se muestra en la fig. (6.14).



Figura 6.14. Medición del Voltaje de la bobina de Tesla sin carga

Al medir el voltaje a la entrada del diodo, la medición arrojo un valor de 291.3 V, el cual es aproximadamente igual V_{OR} .

Posteriormente se colocó una carga (un foco de 120 V) al positivo del diodo, pero el voltaje real de 291.3 V no fue suficiente para poder encenderlo, (esto es debido a que el voltaje emitido por la bobina secundaria está dado por la diferencia de capacitancias) esto es porque la bobina no detecta ninguna carga. Si el foco se hubiera conectado a la punta de la bobina secundaria sin el diodo, esta habría detectado la carga, por lo tanto la capacitancia disminuiría a 0.31 pF ocasionando un voltaje de 1110.7 V, lo cual haría encender el foco.

La medición correspondiente al voltaje de salida del transistor se muestra en la fig.

Para calcular la ganancia de voltaje cuando la bobina de Tesla no tiene carga se utiliza la siguiente expresión.

$$g = \frac{V_{OR}}{V_i} = \frac{291.3 \text{ V}}{11.87 \text{ V}} = 24.54$$

Si se requiere calcular la ganancia de voltaje de la bobina de Tesla cuando tiene una carga se utiliza la siguiente expresión.

$$g = \frac{V_{OC}}{V_i} = \frac{1110.7 \text{ V}}{11.87 \text{ V}} = 93.57$$

6.4. Simulaciones.

En esta sección se presentaran las simulaciones realizadas, para comprobar los resultados teóricos de este capítulo. La simulación para obtener el voltaje de la bobina secundaria sin carga se muestra en la fig. (6.15),

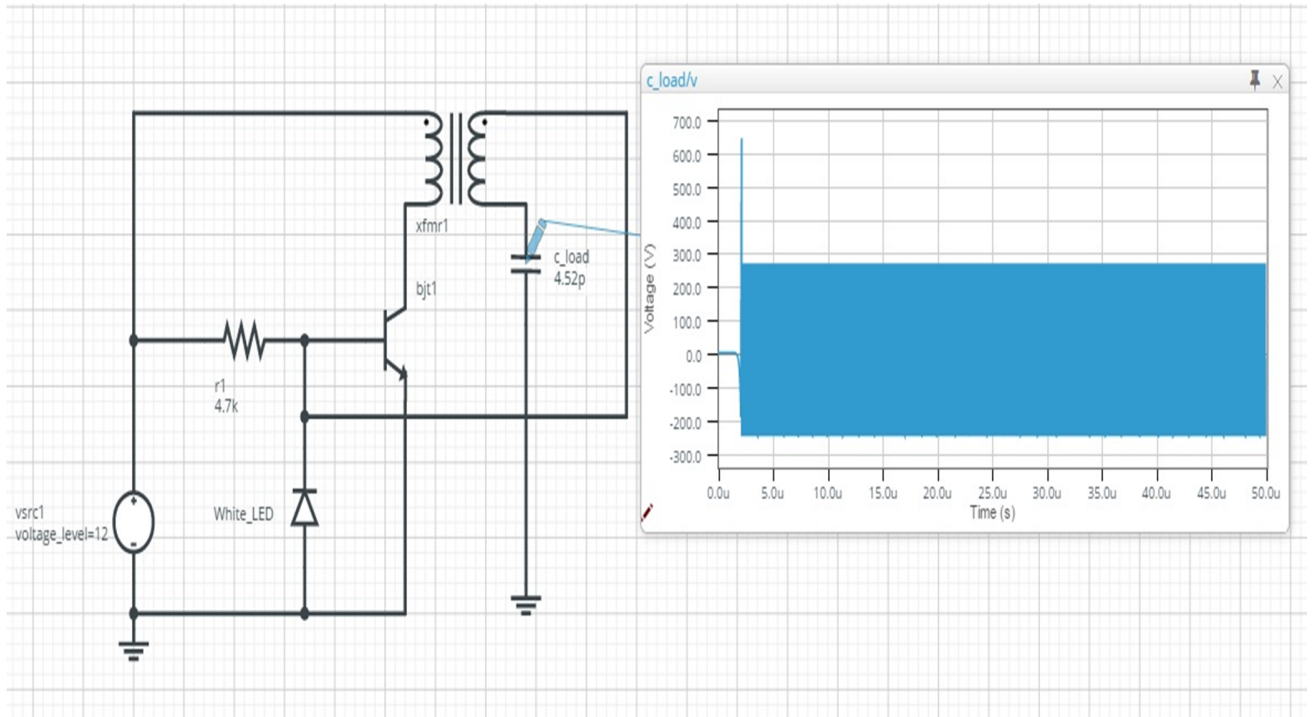


Figura 6.15. Simulación del Voltaje sin carga.

Como se puede observar se colocó una capacitancia de 4.52 pF en la punta de dicha bobina, para comprobar que el voltaje era similar al calculado. La grafica con mayor resolución se muestra en la siguiente fig. (6.16).

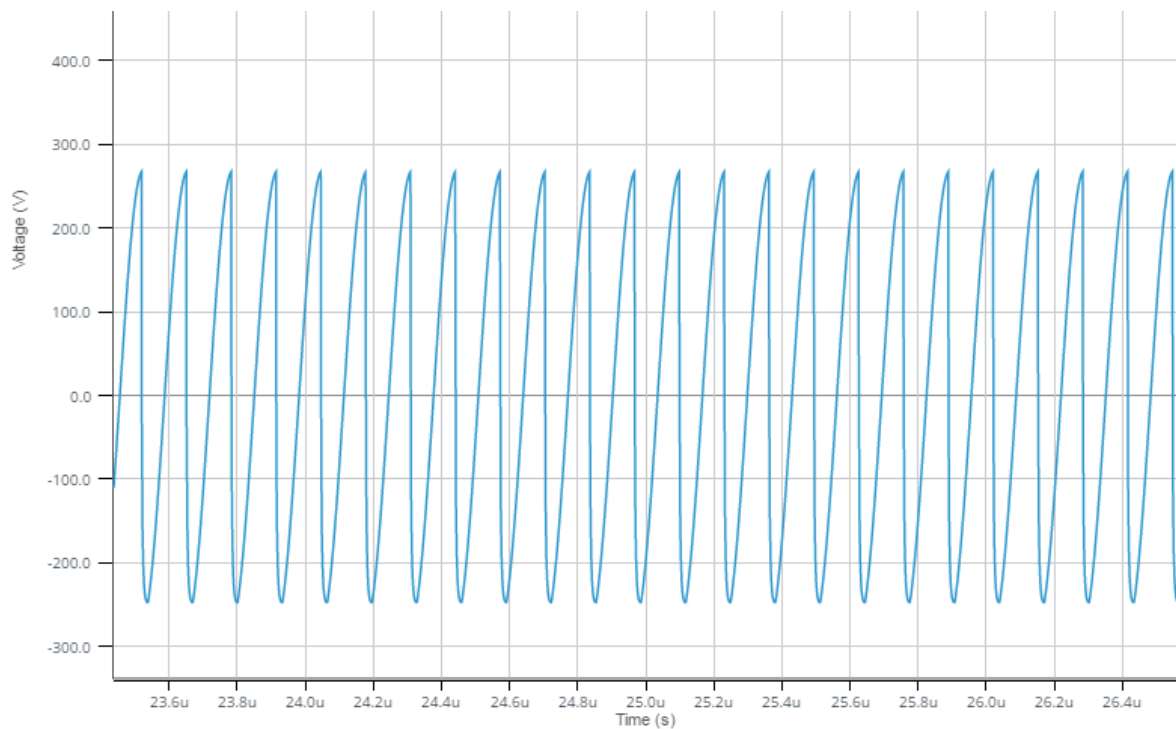


Figura 6.16. Grafica del Voltaje de salida sin carga.

Como se observa el resultado es similar a V_{OR} .

Si la bobina de Tesla tuviera una carga en la punta del embobinado secundario, el valor del voltaje V_{OC} se incrementa significativamente, como se muestra en la fig. (6.17). En el circuito mostrado en dicha figura, podemos ver que se agregó una capacitancia de 0.31 pF a la bobina secundaria, esto fue necesario debido a que al colocar una carga en la bobina, la capacitancia parasita disminuye.

La grafica del voltaje V_{OC} se muestra en la siguiente fig. (6.17), dando como resultado un voltaje aproximado al V_{OC} calculado con anterioridad.

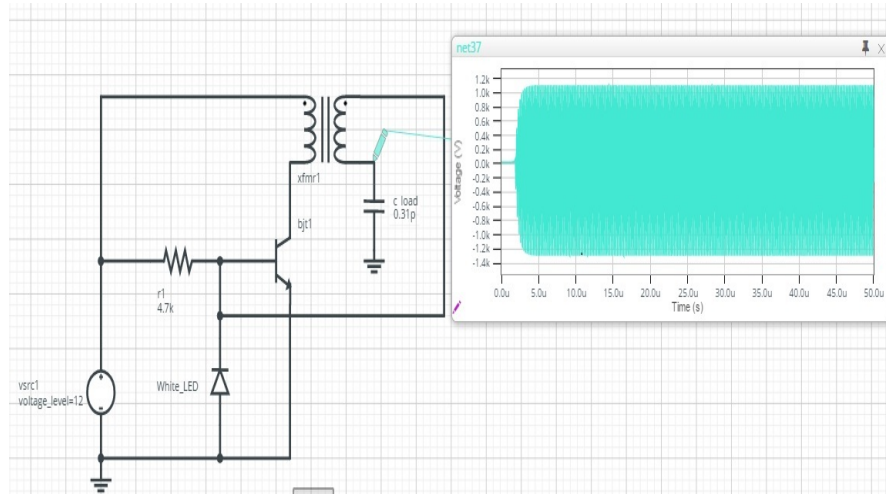


Figura 6.17. Simulación del Voltaje con carga

La grafica con mayor resolución se muestra en la fig. (6.18).

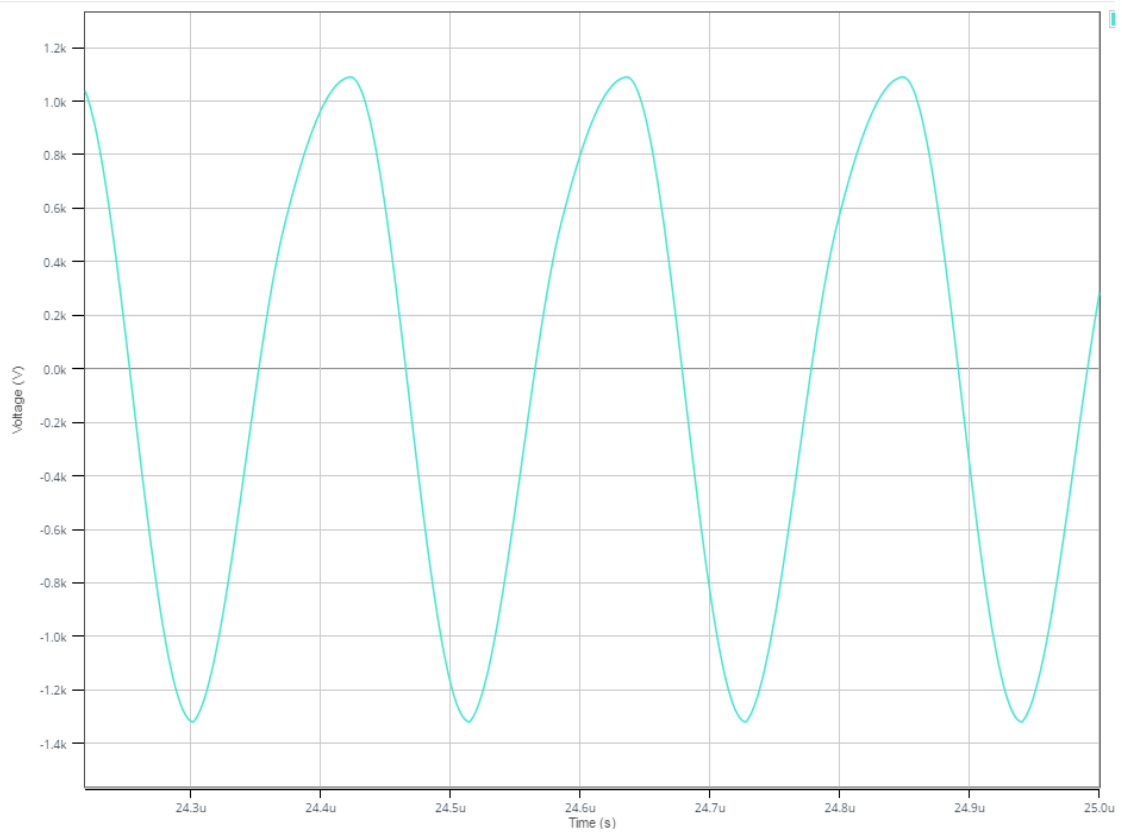


Figura 6.18. Gráfica del voltaje de salida con carga

6.5. Frecuencia de resonancia como función del voltaje.

En esta sección se presentan gráficas elaboradas mediante el uso de matlab, partiendo de los datos obtenidos en el presente capítulo.

En la fig. (6.19) se muestra la frecuencia de resonancia con respecto al voltaje de salida del transistor mostrado en la fig. (6.1)

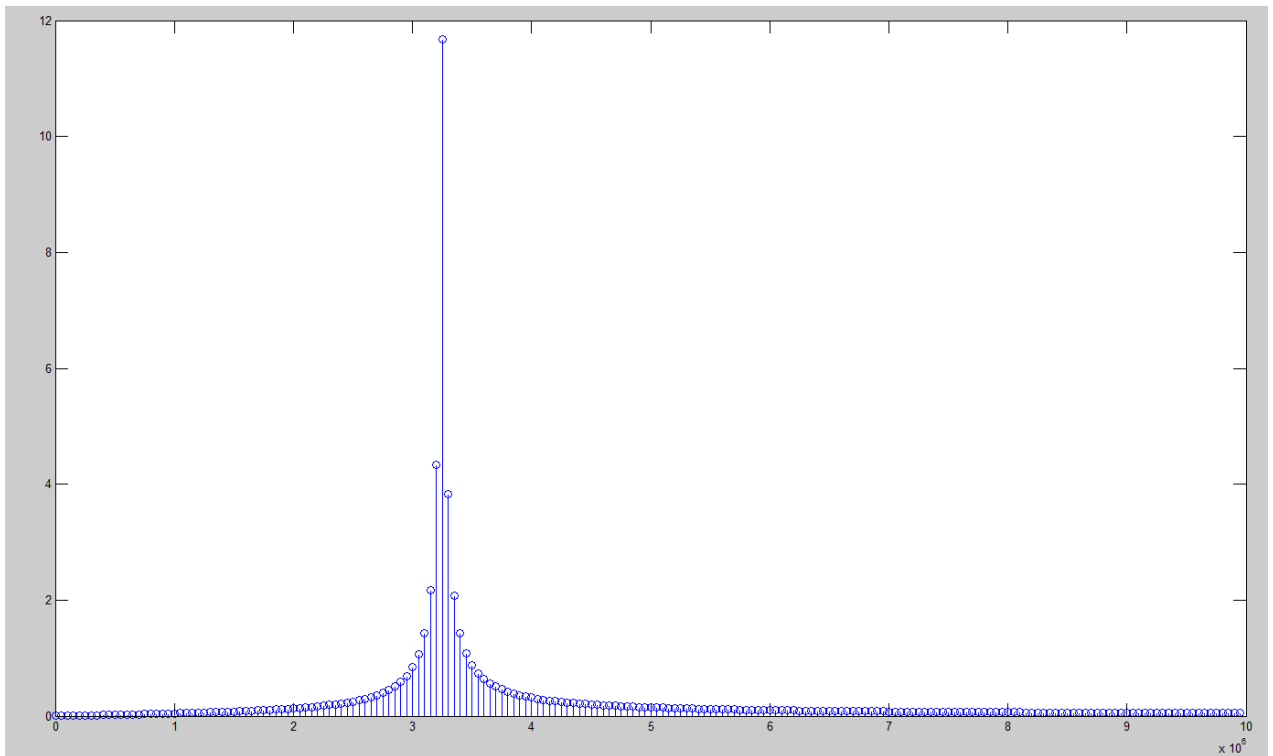


Figura 6.19. Voltaje del transistor con respecto a la frecuencia de resonancia

En la fig. (6.20) se muestra una ampliación de la fig. (6.19) en el rango de aproximadamente 2.8 a 3.8 MHz , para localizar el punto exacto de la frecuencia de resonancia y del voltaje de salida del transistor.

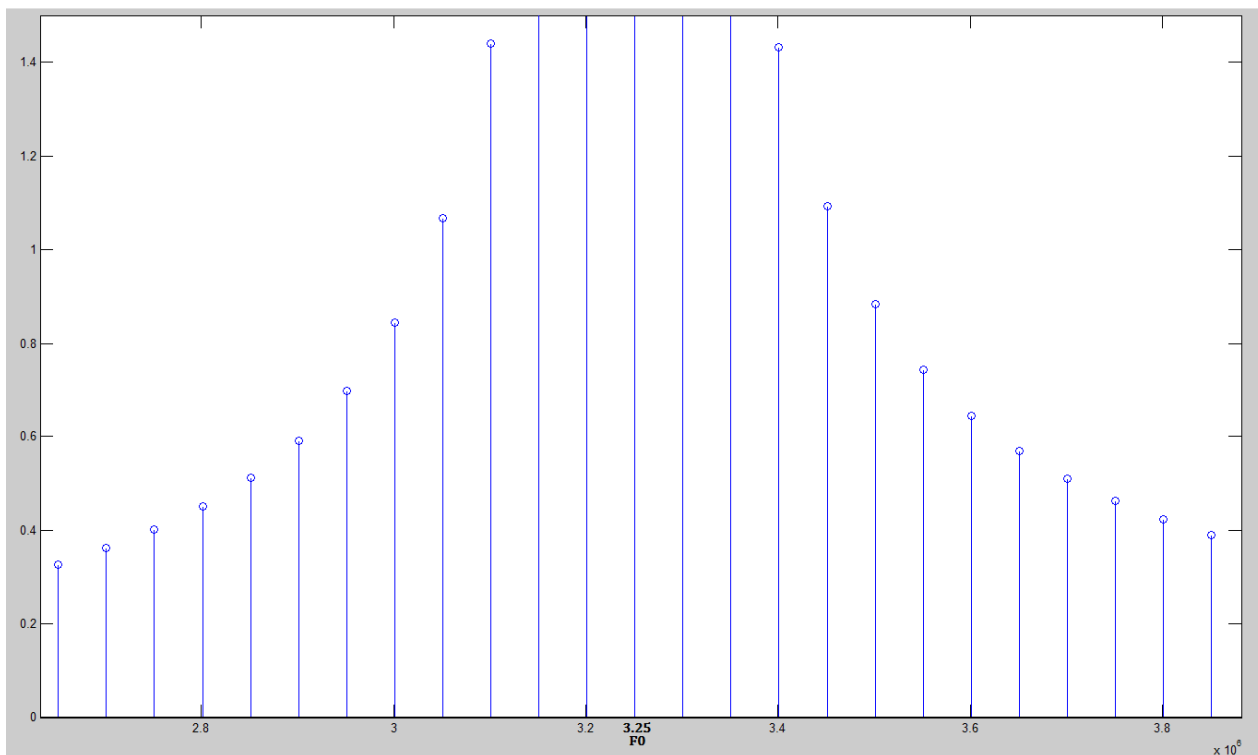


Figura 6.20. Voltaje de del transistor con respecto a la frecuencia de resonancia.

Como se puede observar en la fig. (6.20), la frecuencia de resonancia F_0 tiene un valor muy similar al calculado, el cual fue de 3.25 MHz.

La grafica que define el voltaje de la bobina secundaria con respecto a la frecuencia de resonancia, aplicando una carga, se muestra en la fig. (6.21).

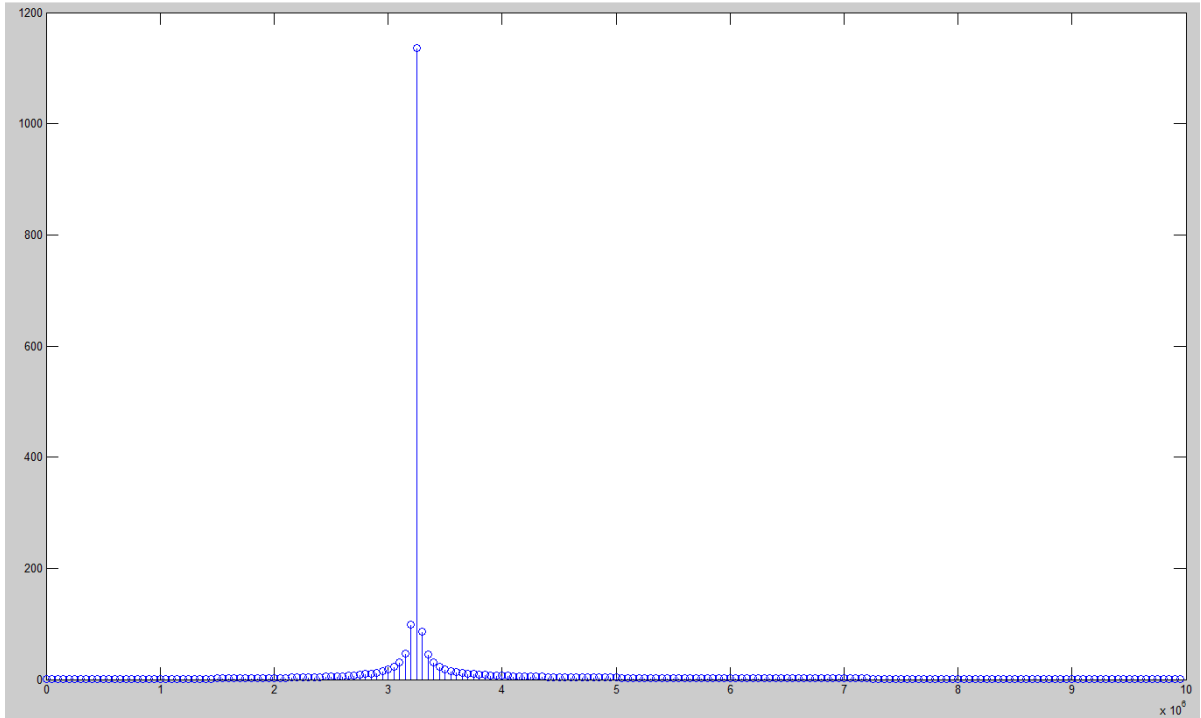


Figura. 6.21. V_{OC} con respecto a F_0 .

En la fig. (6.22) se muestra una ampliación de la fig. (6.21) en el rango de 2.8 a 3.8 MHz aproximadamente, como se puede observar, la frecuencia de resonancia F_0 es similar a la calculada en la sección 6.1,

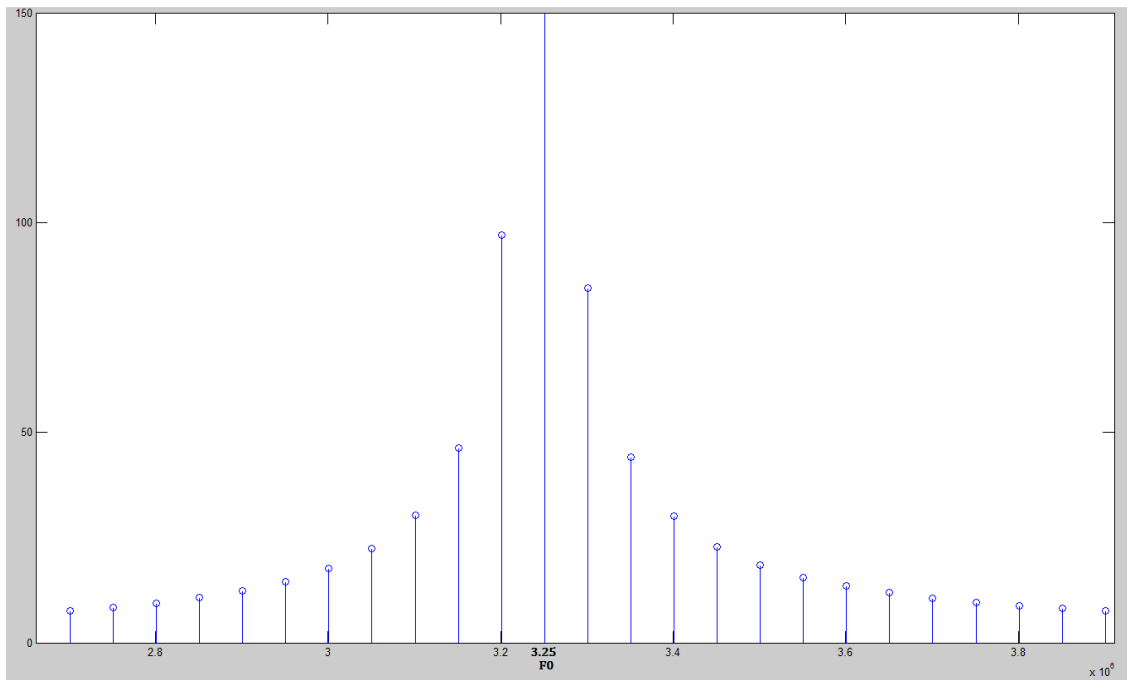


Figura. 6.22. Voltaje V_{OC} con respecto a la frecuencia F_0 .

En la fig. (6.23) se muestra el comportamiento del voltaje V_{OR} con respecto a la frecuencia F_0 para la bobina secundaria de la bobina de Tesla, sin aplicar una carga,

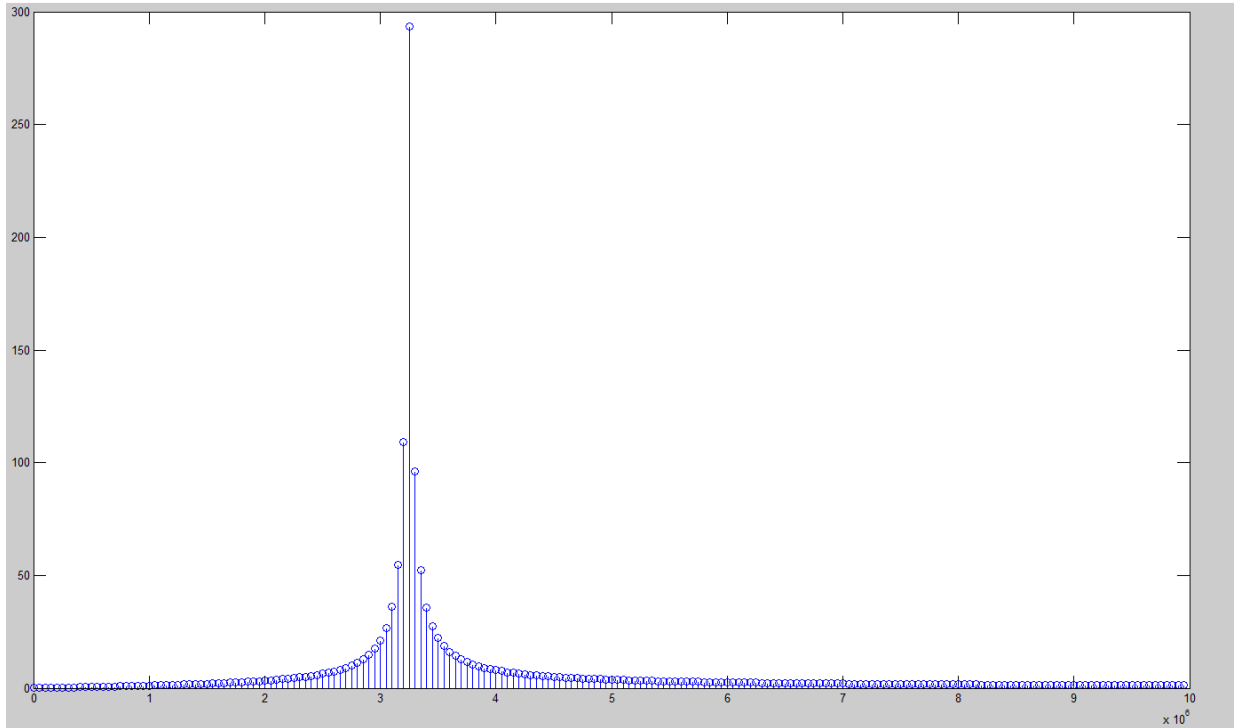


Figura. 6.23. V_{OR} con respecto a F_0 .

En conclusión, independientemente del voltaje que se obtenga a la salida de la bobina secundaria, o a la entrada de la bobina primaria (voltaje del transistor), la frecuencia será constante para los dos embobinados. Con esto se comprueba que la bobina primaria y secundaria está en resonancia con el transistor.

7. RECEPTOR DE ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS

En esta sección se presentará un receptor de ondas electromagnéticas (OEM), diseñado para medir la frecuencia de resonancia, el voltaje, y la potencia de la bobina de tesla. Para la elaboración de este dispositivo, se utilizó el microcontrolador PSoC, el cual fue de utilidad para procesar las mediciones antes mencionadas en la bobina de Tesla, y desplegar los datos obtenidos en una pantalla LCD. La importancia de dicho receptor, es que puede medir la distancia del transmisor, y el voltaje efectivo de dicha señal, cosa que es imposible hacer con un analizador de espectros.

7.1 Materiales utilizados

A continuación se enlistan los materiales utilizados para la elaboración del receptor de ondas electromagnéticas.

Tabla 7.1. Lista de materiales a utilizar.

2 metros de alambre de cobre
1-Bobina de 1.2 uH
1-Transistor 2n3904
1- Capacitor variable 1-100nf
1-Led rojo
1- Diodo DA85
1- PSoC 5LP
1- Pantalla LCD 16x2
1- Sensor ultrasónico
1- Diodo 1n4001
1- Resistencia de 1 Kohm

En la fig (7.2) se muestra el diagrama eléctrico del receptor de ondas electromagnéticas.

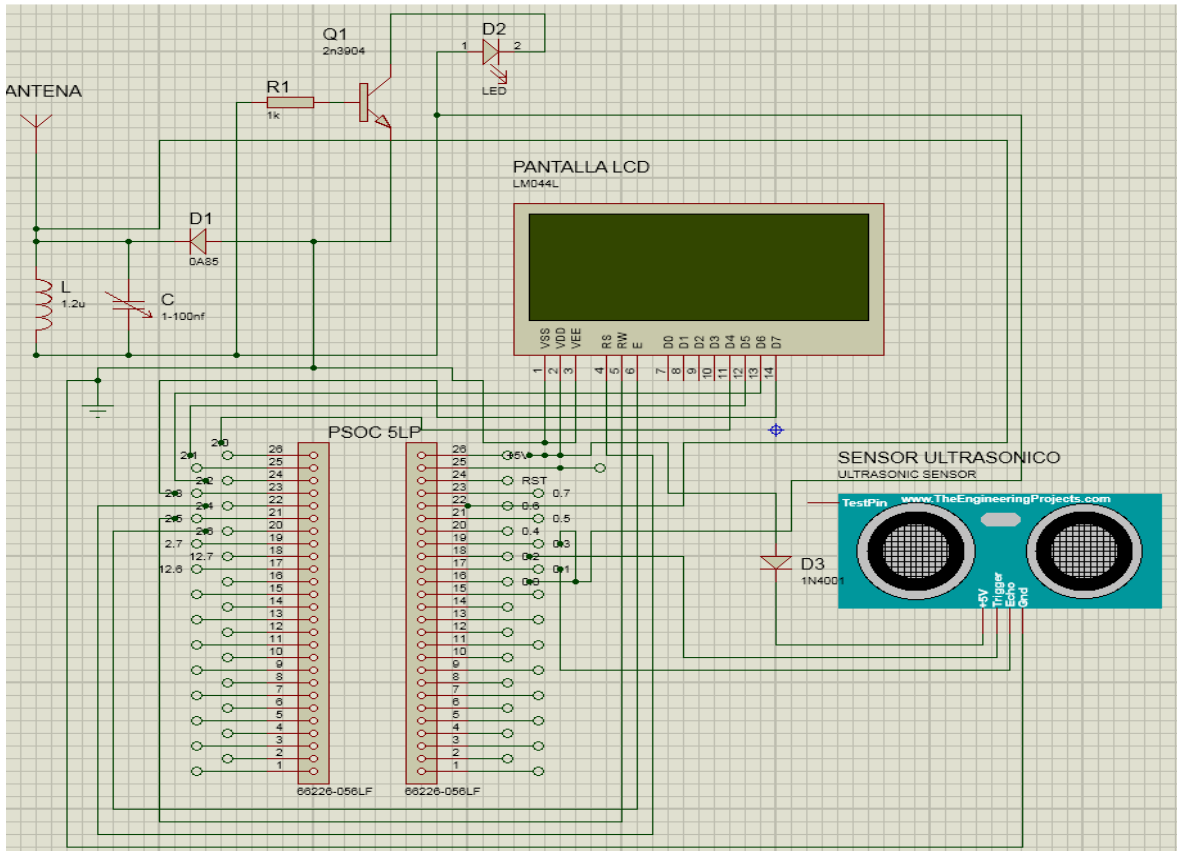


Figura 7.2. Diagrama del receptor de ondas electromagnéticas.

El circuito de la fig. (7.2), consta de 4 etapas, las cuales se muestran a continuación:

Etapa 1. Receptor de radio frecuencia.

Consta de un circuito LC. Dicho circuito es de utilidad para sintonizar la frecuencia de resonancia de la bobina de Tesla.

Etapa 2. Amplificación.

Consta de un transistor, el cual amplifica la señal recibida por el circuito LC.

Etapa 3. Conversión análogo – digital.

Consta de un convertidor analógico digital, es decir, los voltajes analógicos recibidos por parte del transistor, los cuales fueron convertidos a voltajes digitales por el PSoC.

Etapa 4. Censado.

Esta última etapa consta de un sensor ultrasónico, dicho dispositivo fue de utilidad para medir la distancia entre la bobina de tesla y el receptor de ondas electromagnéticas, este sensor se colocó a la altura de la antena del receptor, para hacer una relación de distancia y voltaje. Para verificar la eficiencia y alcance de la bobina de Tesla se utilizó un led.

Como se dijo anteriormente, la función del sensor ultrasónico es medir constantemente la distancia entre la bobina de Tesla y el receptor, pero si la bobina de Tesla está a una distancia en la que el voltaje del led receptor es 0 V, el sensor ultrasónico arrojar la distancia al PSoC, para ser procesada en una pantalla LCD, el cual va a mostrar la distancia en donde el voltaje generado por la bobina de Tesla es 0 V.

En la fig. (7.3) se muestra el diagrama de la bobina de Tesla y el receptor de ondas electromagnéticas. El circuito de la izquierda muestra el diagrama de la bobina de Tesla, y el receptor de ondas electromagnéticas se encuentra dentro del recuadro azul.

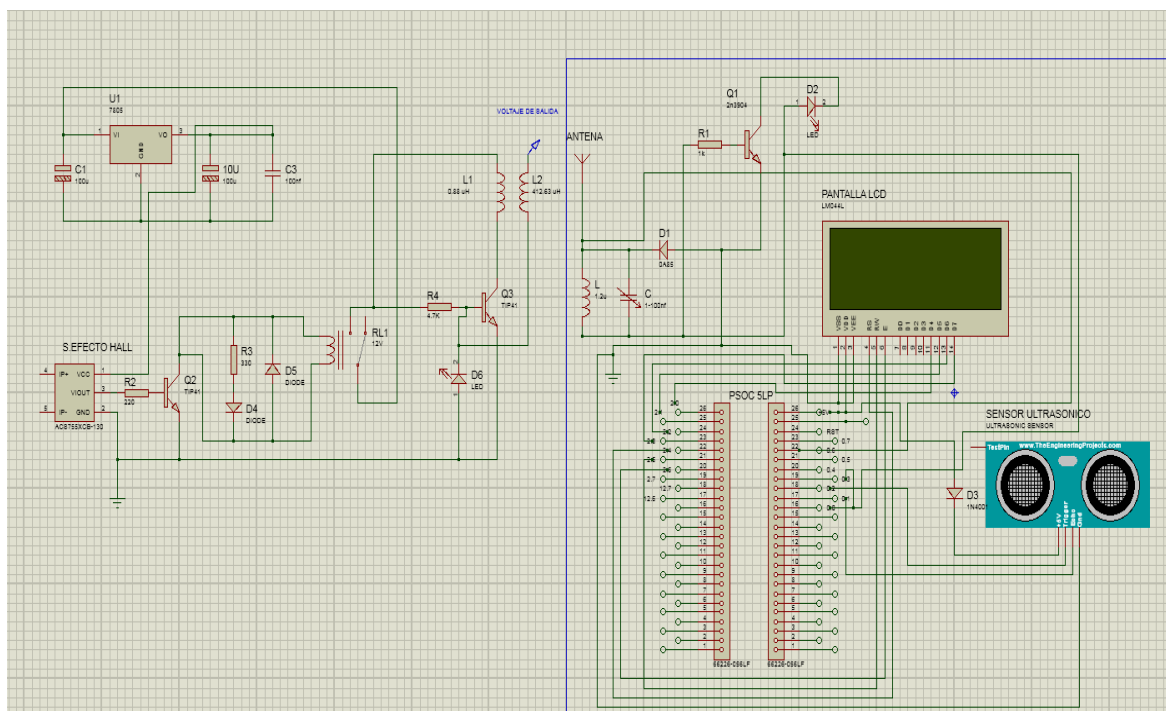
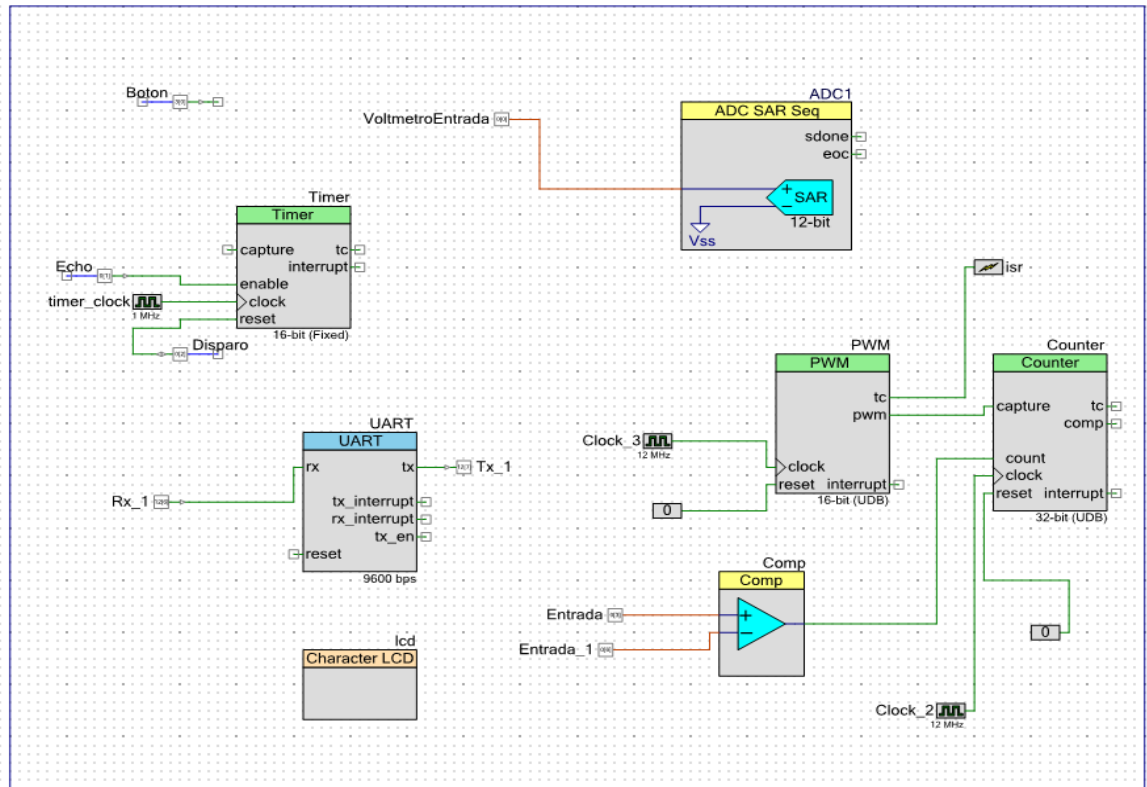


Figura.7.3 Diagramas eléctricos de la bobina de Tesla y el receptor de ondas electromagnéticas.

7.2 Lógica y Programación del PSoC.

La programación a bloques utilizada para procesar el voltaje y la frecuencia de la bobina de Tesla, se muestra en la fig. (7.4).



7.4. Diagrama a bloques

El diagrama a bloques fue el primer paso a realizar, debido a que los bloques deben ser programados mediante un lenguaje de programación. En PSoC se utiliza el lenguaje Ansi C. A continuación se muestra el código utilizado para dicha programación.

```

/* =====
*
* Copyright YOUR COMPANY, THE YEAR
* All Rights Reserved
* UNPUBLISHED, LICENSED SOFTWARE.
*
* CONFIDENTIAL AND PROPRIETARY INFORMATION
* WHICH IS THE PROPERTY OF your company.
*
* =====
*/
#include <project.h>
#include <stdio.h>
#include <math.h>

//FRECUENCIMETRO

int _write(int file, char *ptr, int len)
{
    int i;
    file=file;
    for(i = 0; i< len; i++){
        UART_PutChar(*ptr++);
    }
    return(len);
}
uint32 cont;
char8 k[30];
float frec;
CY_ISR(frecuen)
{
    cont=Counter_ReadCounter();
    frec= cont;
}
int main()
{
    lcd_start();

    lcd_position(0,0);
    lcd_printstring("Volts ");
    lcd_position(0,6);
    lcd_printstring("FMHz");
    lcd_position(0,11);
    lcd_printstring("Pdbm");
    Timer_start();
    CyGlobalIntEnable;
    UART_start();
    char8 k[50];
    char8 l[50];
    char8 u[50];
    int32 output1;
    float VOLTAJE;
    float POTENCIA;
    float POTENCIAdbm;
    int d;
    double dbm;
    ADC1_start();
    ADC1_startConvert();
    ADC1_IsEndConversion(ADC1_WAIT_FOR_RESULT);
    //FRECUENCIMETRO
    Comp_start();
    isr_startEx(frecuen);
    PWM_start();
}

```

```

PWM_start();
Counter_Start();
float frec1;
for(;;)
{
Disparo_write(1);
CyDelayUs(10);
Disparo_write(0);
CyDelay(100);
float contador=65536-Timer_ReadCounter();
float distancia=contador/58;
Disparo_write(1);
CyDelayUs(10);
sprintf(u,"          r:%.1fcm",distancia);
lcd_Position(1,0);
lcd_PrintString(u);
UART_PutString(u);
CyDelay(1000);

output1=ADC1_GetResult16(0);
VOLTAJE=(2.87000/524288)*output1*200;
frec1=frec/1000000*0.7;
POTENCIA=0.00000250*VOLTAJE;
    if(VOLTAJE>0.1){
        dbm=log10(POTENCIA/0.001);
        POTENCIAdbm= dbm*10;
        sprintf(k,"v:%1.2fvf:%1.2fmhz ",VOLTAJE,frec1);

        UART_PutString(k);
//MEDIDOR DE POTENCIA
        sprintf(l,"p:%1.2fdbm",POTENCIAdbm);
        lcd_Position(1,0);
        lcd_PrintString(l);
        UART_PutString(l);

        if(frec1<VOLTAJE){
            POTENCIAdbm=0;
            frec1=0;
            sprintf(k,"v:%1.2fvf:%1.2fmhz ",VOLTAJE,frec1);

            lcd_Position(0,0);
            lcd_PrintString(k);
            sprintf(l,"p:%1.2fdbm",POTENCIAdbm);
            lcd_Position(1,0);
            lcd_PrintString(l);

            if(frec1<=0.1&&VOLTAJE<=2.41){
                POTENCIAdbm=0;
                frec1=0;
                VOLTAJE=0;
                sprintf(k,"v:%1.2fvf:%1.2fmhz ",VOLTAJE,frec1);
                lcd_Position(0,0);
                lcd_PrintString(k);
                sprintf(l,"p:%1.2fdbm",POTENCIAdbm);
                lcd_Position(1,0);
                lcd_PrintString(l);
            }
        }
        if(VOLTAJE<=0 &&frec1<=2 &&distancia>=7){
            VOLTAJE=0;
            sprintf(k,"v:%1.2fvf:%1.2fmhz ",VOLTAJE,frec1);
            lcd_Position(0,0);
            lcd_clearDisplay();

```

```

lcd_PrintString("VOLTAJE.rmax=7cm");
lcd_Position(1,0);
lcd_PrintString("INSUFICIENTE!!!");
CyDelay(1000);

    }

    }
//TERMINA MEDIDOR DE POTENCIA
Counter_writeCounter(0);
CyDelay(400);
lcd_Position(0,0);
lcd_PrintString(k);
}
}
}
/* END OF FILE */

```

7.3. Comparación de los valores medidos mediante un analizador de espectros y el receptor de ondas electromagnéticas.

A continuación se muestra la medición de la frecuencia y la potencia de la bobina de Tesla, utilizando el analizador de espectros,

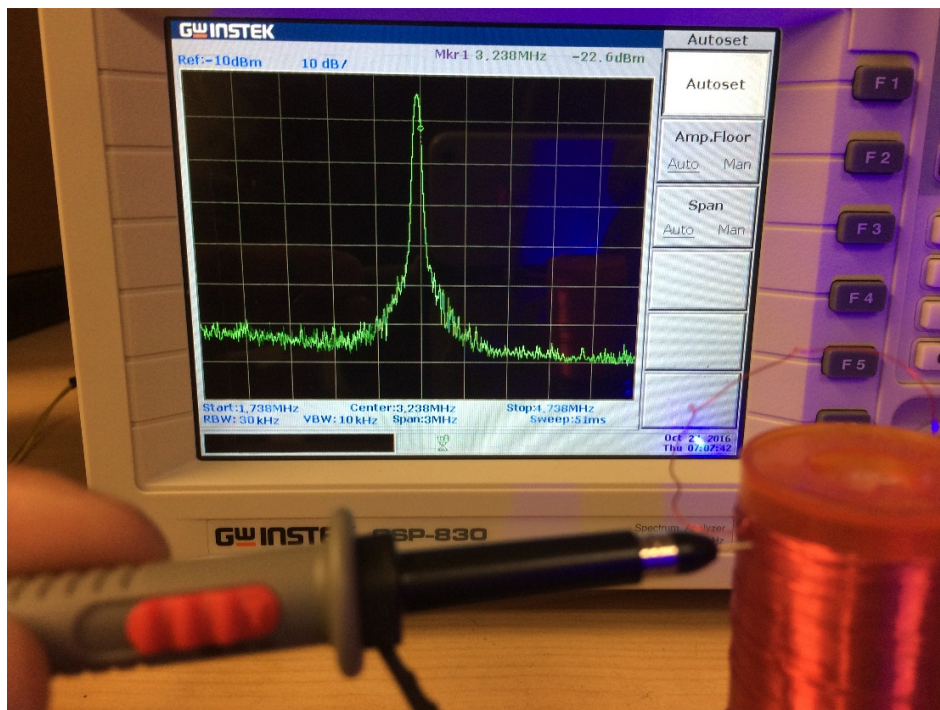


Figura 7.6. Medición con el analizador de espectros.

Como se observa en la fig. (7.6), la medición de la frecuencia de resonancia es de 3.238 MHz, con una atenuación de la amplitud -22.6 dbm (decibeles metro). Utilizando el receptor de OEM, se obtuvieron resultados aproximados de la frecuencia y potencia, a los medidos con el analizador de espectros, los cuales fueron mostrados en la pantalla LCD, como se muestra en la fig. (7.7)

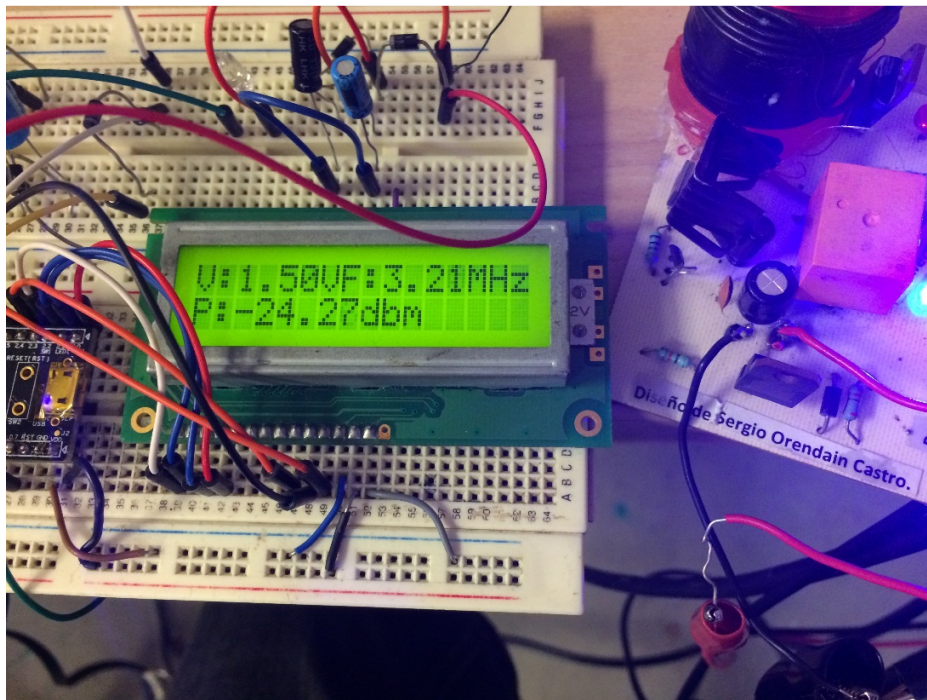


Figura 7.7. Medición de los valores de la frecuencia y potencia de la bobina de Tesla usando el detector de OEM.

En base a las mediciones de frecuencia de la bobina de Tesla, realizadas tanto con el analizador de espectros como con el receptor de OEM, podemos ver que dicho valor de la frecuencia, se aproxima a la resonancia F_0 calculada en el capítulo 6 se aproxima. De lo anterior podemos ver que los cálculos realizados en dicho capítulo son concordantes con las mediciones efectuadas con nuestros instrumentos.

7.4. Relación entre el voltaje y su alcance en la bobina de Tesla.

Uno de los aspectos más importantes de la bobina de Tesla, es la eficiencia energética con respecto a la distancia. En la fig. (7.8) se muestra la gráfica obtenida a partir de las pruebas experimentales.

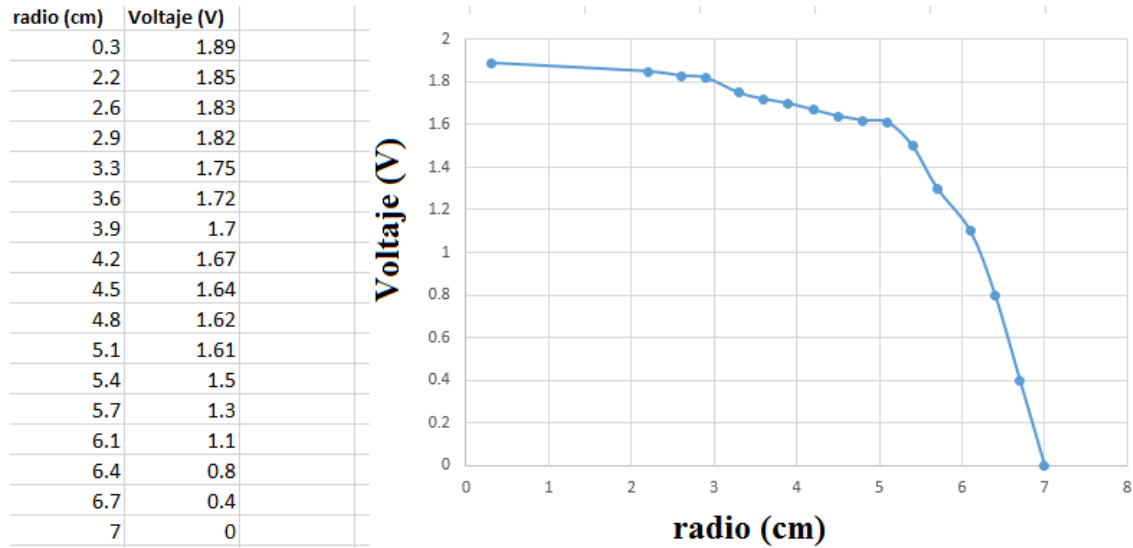


Figura 7.8. Grafica de la relación entre el voltaje máximo y el radio (alcance).

En la fig. (7.8) se puede observar como el voltaje disminuye con respecto a la distancia. Cuando la distancia es de 7 cm, el voltaje en el led receptor de prueba es 0 V.

Cabe decir que aún no existe una expresión matemática que nos del alcance del voltaje de la bobina de Tesla, esto es no se cuenta con una ecuación de la forma $V(r)$ que reproduzca la gráfica mostrada en la fig. (7.8). Este es un tema de investigación que se llevó a cabo en [MIT, 2009]. En la fig. (7.9) se muestra una fotografía en la que se puede ver la distancia máxima alcanzada del voltaje que produce la bobina de Tesla.

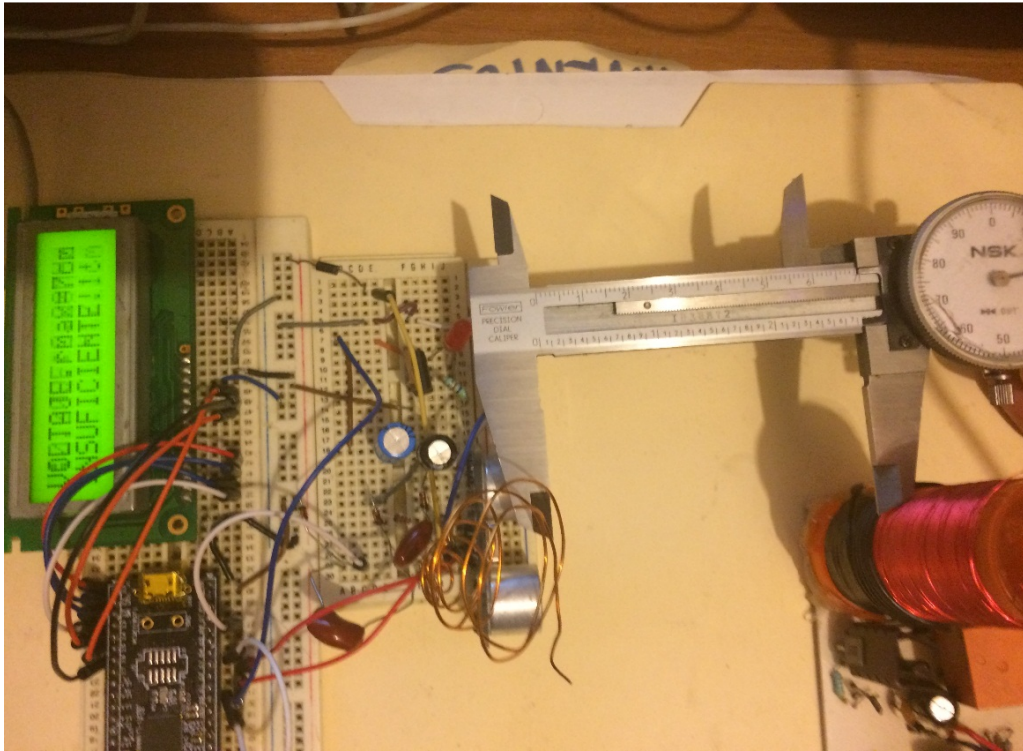


Figura 7.9 Distancia alcanzada por el voltaje de la bobina de Tesla

Para observar con claridad la fig (7.9), en la fig. (7.10) se muestra su amplificación,

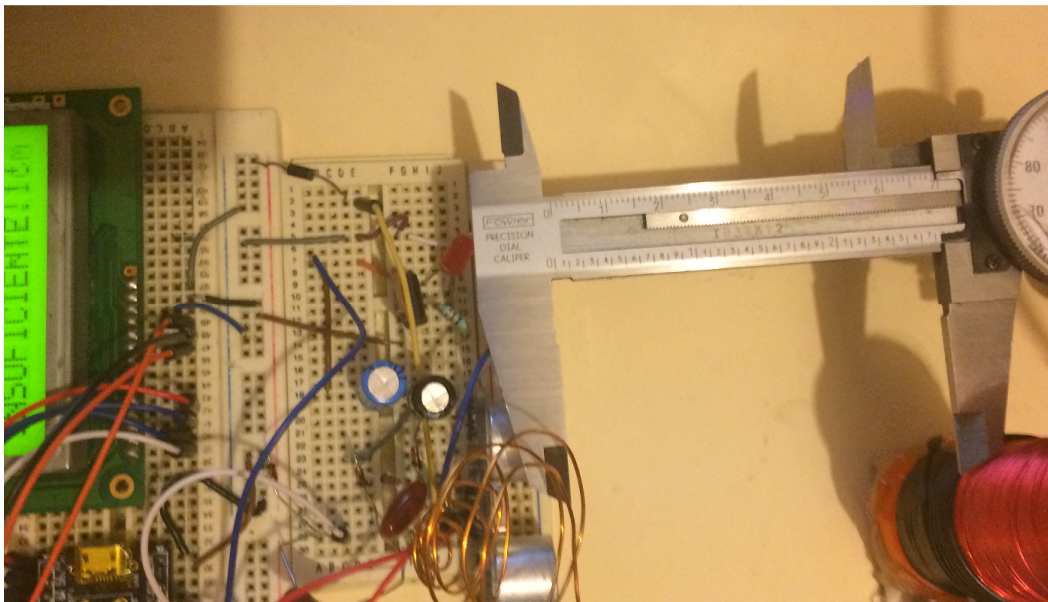


Figura. 7.10. Fig (7.9) amplificada

7.5. Comunicación serial e interfaz entre el receptor de OEM y el equipo de cómputo.

Con el objetivo de medir en tiempo real y simultáneamente la variación del voltaje con la distancia, utilizamos una interfaz visual para poder observar los datos antes mencionados. Para realizar la comunicación serial se utilizó el bloque UART, dicho bloque viene en las herramientas del PSoC, este se configuro a una velocidad de 9600 baudios. El baudio es una unidad de medida en telecomunicaciones, y representa el número de símbolos por segundo en una transmisión digital. Para mostrar los datos obtenidos del receptor de ondas electromagnéticas, se utilizó el programa Hyper Terminal. Dichos datos se muestran en la fig. (7.11). Se puede observar que r, V y P, representan al radio, el voltaje efectivo recibido por la bobina de Tesla y la potencia de dicha bobina respectivamente.

```
      r:3.1cmV:1.80VF:3.17MHz P:-23.47dbmV:1.80VF:3.17MHz V:
:      r:3.1cmV:1.83VF:3.30MHz P:-23.38dbmV:1.83VF:3.30MHz V:1.
      r:3.1cmV:1.83VF:3.17MHz P:-23.39dbmV:1.83VF:3.17MHz V:1.83
      r:2.5cmV:1.79VF:3.26MHz P:-23.49dbmV:1.79VF:3.26MHz V:1.79VF
      r:3.2cmV:1.76VF:3.23MHz P:-23.55dbmV:1.76VF:3.23MHz V:1.76VF:3
      r:3.7cmV:1.75VF:3.28MHz P:-23.58dbmV:1.75VF:3.28MHz V:1.75VF:3.2
      r:4.1cmV:1.76VF:3.21MHz P:-23.55dbmV:1.76VF:3.21MHz V:1.76VF:3.21M
      r:4.9cmV:1.75VF:3.35MHz P:-23.59dbmV:1.75VF:3.35MHz V:1.75VF:3.35MHz
      r:4.5cmV:1.75VF:3.27MHz P:-23.59dbmV:1.75VF:3.27MHz V:1.75VF:3.27MHz
      r:5.1cmV:1.73VF:3.35MHz P:-23.65dbmV:1.73VF:3.35MHz V:1.73VF:3.35MHz
      r:5.0cmV:1.73VF:3.29MHz P:-23.64dbmV:1.73VF:3.29MHz V:1.73VF:3.29MHz
      r:5.3cmV:1.71VF:3.32MHz P:-23.69dbmV:1.71VF:3.32MHz V:1.71VF:3.32MHz
      r:5.5cmV:1.71VF:3.47MHz P:-23.68dbmV:1.71VF:3.47MHz V:1.71VF:3.25MHz V:1.71VF:
      r:6.4cmV:1.69VF:3.27MHz P:-23.73dbmV:1.69VF:3.27MHz V:1.69VF:3.
      r:6.9cmV:1.70VF:3.19MHz P:-23.72dbmV:1.70VF:3.19MHz V:1.70VF:3.19
      r:6.7cmV:1.70VF:3.14MHz P:-23.72dbmV:1.70VF:3.14MHz V:1.70VF:3.14MH
      r:6.7cmV:1.68VF:3.13MHz P:-23.76dbmV:1.68VF:3.13MHz V:1.68VF:3.13MHz
      r:7.5cmP:0.00dbmV:0.00VF:0.00MHz V:0.00VF:0.00MHz P:0.00dbmV:0.00VF:0.0
      r:8.1cmP:0.00dbmV:0.00VF:0.00MHz V:0.00VF:0.00MHz P:0.00dbmV:0.00V
      r:7.7cmP:0.00dbmV:0.00VF:0.00MHz V:0.00VF:0.00MHz P:0.00dbmV:
      r:9.3cmP:0.00dbmV:0.00VF:0.00MHz V:0.00VF:0.00MHz P:0.00
      r:10.4cmP:0.00dbmV:0.00VF:0.00MHz V:0.00VF:0.00MHz
```

Figura 7.11. Comunicación serial UART.

8. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se realizó un estudio teórico y experimental, de los circuitos resonantes. Como caso de estudio, se diseñó una Bobina de Tesla de corriente directa. Se analizaron los fundamentos teóricos de su construcción. Además, se construyó un amplificador operacional resonante. En ambos casos utilizamos dispositivos semiconductores.

Se construyeron sistemas de circuitos resonantes, en los que se utilizaron las resonancias para diseñar sistemas que cuenten con transistores y amplificadores.

A continuación se enlistan los principales resultados obtenidos.

La frecuencia de resonancia mediante un amplificador operacional.

Se colocó un acoplamiento de un circuito resonante a la salida del amplificador. Dicho circuito está en resonancia con el generador de funciones, desempeñándose a su vez como una antena para la transmisión de señales. El amplificador operacional fue utilizado para aumentar la ganancia de la señal transmitida por el acoplamiento del circuito resonante, y el generador de funciones.

La bobina de Tesla de estado sólido.

Se elaboraron los cálculos analíticos necesarios para la construcción y diseño de una bobina de Tesla de corriente directa. Para su construcción se utilizó un transistor que actúa como un generador de funciones, y se encuentra en resonancia con la bobina secundaria del circuito. Debido a que el funcionamiento de la bobina de Tesla se basa en el análisis intrínseco de bobinas y capacitores, fue necesario realizar una medición de la capacitancia parasita, formada entre las espiras de la bobina secundaria. Dicha capacitancia fue medida en altas frecuencias.

El receptor de ondas electromagnéticas.

Se encuentra que la gráfica que relaciona el voltaje y el alcance de la bobina de Tesla, tiene un comportamiento que no corresponde a curvas que se presentan regularmente en el decaimiento de voltaje en inductores y capacitores, tampoco decae en forma lineal con la distancia, sino que tiene un comportamiento seccional, en la primera sección, el voltaje se mantiene aproximadamente constante respecto a la distancia, mientras que en la segunda sección, dicho voltaje decae con una pendiente de, aproximadamente 110 grados.

Por otro lado, si se coloca el receptor de ondas electromagnéticas a una distancia dentro del rango de transmisión de la bobina de Tesla, existirá un voltaje, el cual decae con la distancia.

9. BIBLIOGRAFÍAS

- Paz Penagos, Hernán; Torres, Juan J. (2014). WiTricity mediante inducción magnética. Ingeniería y desarrollo, volumen 32, 3 pp.
- D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- W. G. Xin and Y. Wang. "A method for improving the wireless power transmission efficiency of an endoscopic capsule based on electromagnetic localization and synthesis of magnetic field vector", *Journal of Medical Robotics and Computer Assisted Surgery* vol. 6, pp. 113-122, 2010.
- Mohammad Yasir, Md. Shakibul Haque. *The Witricity: Revolution in power transmission technology*. Vol. 4, 2013.
- R. E. Hamam, A. Karalis, J. D. Joannopoulos and M. Soljacic. "Efficient weakly-radiative wireless energy transfer: An EIT-like approach", *Annals of Physics* vol. 324, 8pp. 1783-1795, 2009.
- Simetrycal. (2015). Láser para la transferencia inalámbrica de energía al espacio. 10 de noviembre del 2016, Sitio web: <http://simetrycal.com/laser-para-la-transferencia-inalambrica-de-energia-al-espacio/>
- William. Jr. Hayt; Jack E. Kemmerly. (2012). *Análisis de circuitos en ingeniería*. : McGraw-Hill. ppt 9.
- Hans. C.Ohanian; Jhon. T Market. (2009). *Física para ingeniería y ciencias*. México: McGraw-Hill, ppt 829-872,1015, 1031-1050.
- Dr. Roger Coziol. (2013). *Electricidad y Magnetismo*. 11 de noviembre del 2016, de astro Sitio web: http://www.astro.ugto.mx/~rcoziol/Cursos/EM/EM2013s2_cap5.pdf
- Ángel Franco García. (2010). Efecto del dieléctrico en un condensador. 11 de noviembre del 2016, de Universidad del País Vasco Sitio web:

http://www.sc.ehu.es/sbweb/fisica/electromagnet/campo_electrico/dielectrico/dielectrico.htm

- Alcides Araujo Pacheco. (2015). Circuitos de radiofrecuencia modelado de circuitos pasivos. 11 de noviembre del 2016, de Universidad de Cuenca Sitio web: <http://documentslide.com/documents/presentacion-3-modelado-de-circuitos-pasivos-v2.html>
- Sergio Villareal Pérez. (.). Introducción a términos eléctricos. 11 de noviembre del 2016, de Universidad de Sonora Sitio web: http://paginas.fisica.uson.mx/horacio.munguia/aula_virtual/Cursos/Topicos%20de%20EyE/Inductancia.PDF
- allaboutcircuits. (.). Chapter 1 - Useful Equations And Conversion Factors. 8 de noviembre del 2016, de eetech Sitio web: <http://www.allaboutcircuits.com/textbook/reference/chpt-1/inductor-sizing-equation/>
- Norberto D. Modanesi. Significado del símbolo Q y aplicaciones. 10 de noviembre del 2016, de Laboratorios eléctricos argentinos medidor Q-L-C
- Juan Ignacio Huircán. Análisis Transitorio Circuitos RL, RC. 4 de octubre del 2016, de Universidad de La Frontera Casilla. 4-9. Sitio web: http://quidel.inele.ufro.cl/~jhuircan/PDF_REDESI/PrimerOrden.pdf
- Robert L. Boylestad; Louis Nashelsky. (2009). Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos. México: Pearson, 164-165.
- Roberto Martín Murdocca . (2013). Sensores de efecto Hall. 10 de octubre del 2016, de Universidad Nacional de San Luis Sitio, web: <http://www0.unsl.edu.ar/~interfases/labs/lab09.pdf>

- CEC. (2007). Introducción a los microcontroladores. 10 de octubre del 2016, de Universidad de Chile Sitio web: <http://www.cec.uchile.cl/~mcarter/EL54B/Informe%20SPDI%20presentaciones/pic.pdf>
- Elio Rojas. (2015). Kits educacionales PSOC de señal mixta. 10 de octubre del 2016, de Universidad Católica Nuestra Sra. de la Asunción Sitio web: <http://jeuazarru.com/wp-content/uploads/2015/11/PSOC.pdf>
- H. Wheeler. "Formulas for the skin effect", Proceedings of the I. R. E. 412-424, 1942.
- José David Díaz R (2007). Implementación de filtros activos. 15 de noviembre del 2016, from static.ow.ly/docs/Implementacion_de_Filtros_Jfq.pdf
- Jorge. A Márquez Flores (2013). Introducción a instrumentación de señales. 20 de enero del 2017, de Universidad Nacional Autónoma de México sitio web: <http://www.academicos.ccadet.unam.mx/jorge.marquez/cursos/Instrumentacion/AmplificadoresOperacionales.pdf>
- Cypress semiconductor (2015). PsOC Microcontroller (MCU) and Programmable System-on-Chip (PSoC®) Families. 20 de enero del 2017. <http://www.cypress.com/products/32-bit-arm-cortex-m-psoc>
- M.Sohel.Rana, A.K.Pandit. (2014). Design and Construction of a Tesla Transformer by using Microwave Oven Transfer for Experimentation. 14 de febrero del 2017, de Innovative Systems Design and Engineering Sitio web: <http://www.iiste.org/Journals/index.php/ISDE/article/viewFile/18230/18628>

- David W Knight. (2016). The self-resonance and self-capacitance of solenoid coils: applicable theory, models and calculation methods.. 14 de febrero del 2016, de . Sitio web: http://g3ynh.info/zdocs/magnetics/appendix/self_res/self-res.pdf
- Moffatt, Robert Alexander, "Wireless Transfer of Electric Power," Senior Exercise, Bachelor of Science in Physics, Massachusetts Institute of Technology, June 2009. Sitio Web: <https://dspace.mit.edu/handle/1721.1/51595#files-area>