

Generador de RF y etapa de potencia para electrocirugía

Miqueas Alvarez Angella, German Naldini, Fernando Bianco, Amado Jose

[#]Laboratorio de RF y Microondas, Facultad de Ciencias Exactas Físicas y Naturales

Universidad Nacional de Córdoba, Córdoba Capital, Córdoba, Argentina.

miqueasalvarez@gmail.com, gnaldini@gmail.com, jl_amado@yahoo.com, fernandobianco@gmail.com

Resumen— Se desarrolló un prototipo de electrobisturí a corte puro de 170W, con una frecuencia de 4 MHz. Para ello se diseñó un amplificador de potencia en clase D como etapa de salida, consiguiendo un rendimiento del 85%.

El prototipo consiste en un oscilador a cristal que genera la señal cuadrada de 4MHz, el driver que acondiciona la señal del oscilador y la etapa de potencia final.

El driver que se diseñó está conformado por un circuito seguidor emisor que se usó como buffer, un transistor en conmutación simple, y el preamplificador en configuración clase E que proporciona los 9W, que se requirieron para excitar los mosfet de la etapa de potencia final, con un rendimiento superior al 90%.

Se utilizó para ambas etapas de potencias tanto clase E y clase D, mosfets de conmutación estándar de bajo costo disponibles en el mercado.

Palabras claves— Amplificador de potencia, radiofrecuencias, Clase E, Clase D, corte de tejido.

1 INTRODUCCIÓN

En la electrocirugía se requiere la aplicación de una corriente eléctrica de alta frecuencia sobre un tejido para obtener el efecto clínico deseado, que es el de generar el corte limpio, sin que haya espasmos musculares durante la cirugía.

No es necesario aplicar calor desde una fuente externa para calentar el tejido, sino que la circulación de cargas, genera el calor en el mismo.

En esta publicación se describe el diseño y desarrollo de un prototipo generador de RF y etapa de potencia para electrocirugía con el cual se puede aplicar sobre tejidos a fin de lograr el efecto clínico antes mencionado. Todo esto se desarrolló con tecnología y componentes accesibles, no solo en precio sino también en disponibilidad comercial, fundamentando cada elección en base a las consideraciones de diseño y a las conveniencias técnicas y operacionales.

2 DESARROLLO

2.1 Principio de corte

El generador electroquirúrgico es el elemento de construcción, en el que se transforma la energía eléctrica de la red de suministro en una corriente de alta frecuencia. Esta corriente de alta frecuencia se transporta a través de un conductor de alimentación y un mango al electrodo activo con forma de punto. En el lugar de aplicación de este electrodo, se produce dentro del tejido, en el área cercana de este punto de contacto, una alta concentración de líneas de flujo y por lo tanto una alta densidad de corriente.

Gracias a esta elevada concentración de cargas en esta superficie tan pequeña se provoca en la zona del electrodo activo el corte electroquirúrgico.

La circulación de corriente alterna provoca la vibración de las moléculas de agua presente en el citoplasma de las células. Esta agitación a su vez ocasiona que en el interior de las células que forman el tejido se genere vapor y por consiguiente que la membrana plasmática de la célula termine por romperse debido a la presión del vapor en su interior.

Las cargas que ingresan al paciente a través del electrodo activo circulan por el cuerpo hasta llegar a un electrodo neutro con una gran superficie, donde la concentración de cargas disminuye considerablemente. De esta manera, no se produce ningún efecto térmico en la zona del electrodo neutro adaptado al cuerpo. El circuito se cierra a través del cable de línea del electrodo neutro en el transformador de aislación de salida. [1][2][3]

2.1.1. Potencia disipada en el tejido

Es sabido que la conductividad eléctrica es una propiedad de cada material y que, según la ecuación $R=1/\sigma A$, es una constante de proporcionalidad de la relación entre la densidad de corriente y el campo eléctrico.

Sin embargo, caracterizar la conductividad eléctrica de la piel resulta bastante complejo, ya que por lo general es la conductividad efectiva, un parámetro macroscópico, la que representa las propiedades eléctricas de una sección de tejido promediada en un espacio que considere una gran cantidad de células.

La conductividad efectiva puede llegar a ser anisotrópica (diferentes características en diferentes direcciones), numéricamente compleja (parte real y parte imaginaria), y depender tanto de la frecuencia temporal como de la frecuencia espacial.

Además de la conductividad eléctrica, otra propiedad a considerar es la permitividad eléctrica ϵ , la cual está relacionada a la permitividad del espacio libre ϵ_0 mediante una constante dieléctrica K :

$$\epsilon = K\epsilon_0 \quad (1)$$

Donde se asume que la constante dieléctrica “ κ ” posee un valor similar al del agua ($\kappa = 80$).

Las propiedades dieléctricas surgen de la interacción de cargas desplazadas en un campo eléctrico, creando así un dipolo. Por ello, tal comportamiento dieléctrico surge si el campo eléctrico aplicado consigue alinear los dipolos moleculares, que normalmente, presentan una alineación aleatoria.

El movimiento de cargas libres produce conductividad, en tanto que los dipolos estacionarios producen permitividad.

En estado permanente la distinción entre ambos conceptos es clara; sin embargo, conforme la frecuencia aumenta ambos

conceptos se fusionan. En tal caso, es posible expresar la conductividad como un número complejo.

$$\sigma' = \sigma + j(\omega\epsilon) \quad (2)$$

Esta ecuación puede reescribirse:

$$\sigma' = \sigma + j(2\pi f \epsilon) \quad (3)$$

En donde la parte real representa el movimiento de las cargas que se encuentran en fase con el campo eléctrico, mientras que la parte imaginaria representa el movimiento fuera de fase. De igual forma ambas partes, real e imaginaria, dependen de la frecuencia.

Para la mayor parte de los fenómenos bioeléctricos, la parte real de la ecuación es mucho mayor que la parte imaginaria, por lo que el tejido humano puede ser representado puramente conductivo.

La potencia disipada se puede expresar como:

$$P = \rho V J^2 \quad (4)$$

Donde P es la potencia en Watts, ρ es la resistividad del tejido en Ohmios- Metros, V es el volumen de tejido en m^3 y J es la densidad de corriente en A/m^2 .

Si se asume un tejido homogéneo, se puede determinar el incremento de la temperatura a nivel local mediante la ecuación:

$$\Delta T = \frac{J^2 t \rho}{CD} \quad (5)$$

J es la densidad de corriente en A/m^2 , t es el tiempo (en segundos) de aplicación de la corriente, D es la densidad del tejido (kg/m^3), C es la capacidad calorífica específica del tejido ($kcal/kg/^\circ C$), ρ es la resistividad del tejido en Ohmios- Metros.

La resistividad del tejido varía de acuerdo a su contenido de agua, microestructura y contenido iónico.

2.1.2. Elección Frecuencia de trabajo

Las corrientes de baja frecuencia, como los 50Hz o 60Hz de línea, provocan en los nervios y células musculares un efecto de irritación y estimulación. Esto se debe a que a frecuencias por debajo de 100Hz, se produce una estimulación del intercambio normal de iones de los tejidos que es el responsable de la conducción fisiológica de estímulos, que en el caso de corrientes indeseables son las que producen una crispación de la musculatura que pueden provocar extrasístoles y fibrilaciones ventriculares.

Las corrientes de baja frecuencia provocan un impulso de estimulación agresivo. En corrientes de alta frecuencia mayores a 200kHz, el sistema fisiológico ya no puede seguir al impulso de estimulación con lo que sucede una insensibilidad frente al estímulo y solo se genera calor.

Podemos entender así por qué las corrientes elegidas para electrocirugía se desarrollan en frecuencias por encima de los 500kHz hasta los 4200kHz (considerada la frecuencia ideal). En este rango la corriente no estimula músculos y nervios. Los iones celulares cambian de posición en menor grado debido a lo rápido de la reversión celular, y por lo tanto no habrá excitación neuromuscular. [1][3]

Por tal motivo se escogió 4MHz para el diseño y desarrollo del prototipo, además que permite realizar transformadores de un menor costo, tamaño y de mayor calidad. A su vez es un valor de frecuencia con el que se asegura que no exista ningún tipo de excitación neuromuscular.

2.1.3. Modelo eléctrico del tejido

Analizar el comportamiento del tejido biológico a nivel macroscópico, permite establecer una mejor comprensión del comportamiento del tejido humano ante la aplicación de corriente eléctrica. Dicho análisis se puede realizar observando en la figura 1 el modelo eléctrico simplificado del tejido a nivel macroscópico. [12][13][14][17]

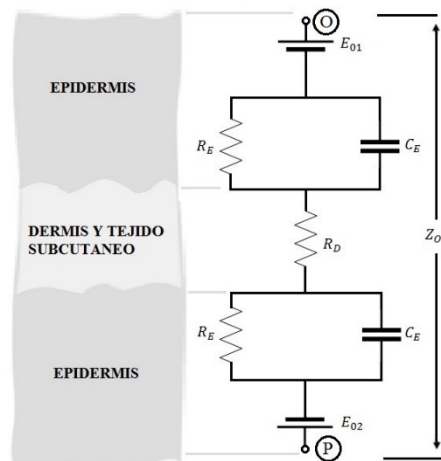


Figura 1: Modelo eléctrico del tejido biológico a nivel macroscópico

Este análisis resulta en el modelo eléctrico siguiente:

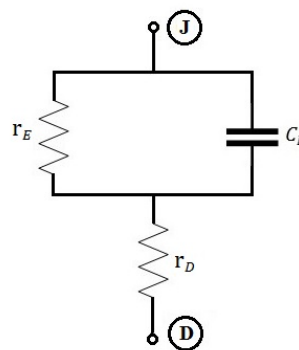


Figura2: Modelo eléctrico simplificado del tejido biológico

Donde r_E representa la resistencia eléctrica por unidad de área de la epidermis, cuyo valor aproximado es de $100k\Omega/cm^2$, C_E representa la capacitancia por unidad de área de la epidermis, cuyo valor oscila entre $0,8$ a $3nF/cm^2$; y r_D representa la resistencia eléctrica por unidad de área de la dermis, cuyo valor oscila entre 300 a $500 \Omega/cm^2$.

Las impedancias de los puntos de entrada (O, piel) y salida (P, piel) del cuerpo humano, presentan por lo tanto una parte resistiva y otra capacitiva, mientras que la del interior del cuerpo humano (R_D) es prácticamente resistiva.

A altas frecuencias el comportamiento del tejido es mayormente resistivo, debido a que la reactancia capacitiva χ_{CE} , tiende a disminuir considerablemente. Y por tal motivo el valor de impedancia del tejido se puede aproximar a R_D .

El valor de impedancia del tejido puede depender de factores como el grosor de la piel, la humedad de la piel, o

del contenido graso y de fibras musculares del tejido. Por lo tanto, es sumamente complejo determinar con exactitud su valor. De la información proporcionada por la bibliografía y por la norma, se concluye que el valor de R_D puede variar entre los 20 Ω y los 500 Ω . [5][8] [12][13][14][15][16][17]

2.1.4. Criterio de diseño en el marco normativo

Antes de determinar la frecuencia y características de trabajo del equipo que se quiere desarrollar, se hizo un repaso sobre la normativa vigente y recomendaciones que realizan determinados organismos inherentes al tema. [4] [5][8]

Dentro del marco normativo que se analizó se pudieron obtener ciertas especificaciones de interés para el diseño del prototipo. Concretamente se define que un equipo de electrocirugía por RF debe trabajar dentro de los siguientes rangos:

- Frecuencia: 200 KHz a 5MHz. En este prototipo se escogió 4MHz.
- Potencia: 50W a 400W
- Corriente: 350 mA a 700mA
- Tensión: No especifica un rango, pero nombra que los valores típicos son entre 200V y 1200V.
- Impedancia de salida del tejido varía de 100 Ω a 500 Ω y la potencia de salida del equipo debe ser especificada según la carga de prueba que se utilizó. Para la prueba y adaptación de este prototipo se escogió 500 Ω

2.2 Amplificador de RF

Para el desarrollo del prototipo, se requirió un amplificador de RF de 170W de potencia, valor suficiente para realizar un corte limpio a la frecuencia de trabajo. La frecuencia fundamental escogida como se mencionó anteriormente es de 4MHz. Se definió que la fuente de alimentación para el amplificador es de $V_{cc}=105V$, aunque es elevada en comparación a las tensiones utilizadas para el diseño de amplificadores estándar, con este valor se consigue manejar corrientes menores y disminuir las pérdidas por efecto skin. Este efecto también llamado efecto pelicular, se debe a que la variación del flujo magnético con respecto al tiempo, es mayor en el centro del conductor, lo que da lugar a una reactancia inductiva mayor en el centro, y, debido a ello, las cargas eléctricas tienden a circular por en la periferia del conductor. El efecto skin comienza a ser considerable a partir de los 10KHz.

Por lo tanto, si se aumenta la tensión de alimentación y se disminuye la corriente de trabajo, la sección de cobre de los devanados de los transformadores será menor, disminuyendo costos y tamaños de dichos transformadores.

Para cumplir con estas especificaciones se selecciona la arquitectura general que se muestra en la figura 3, donde se observan un oscilador y un driver que excite un amplificador de potencia.

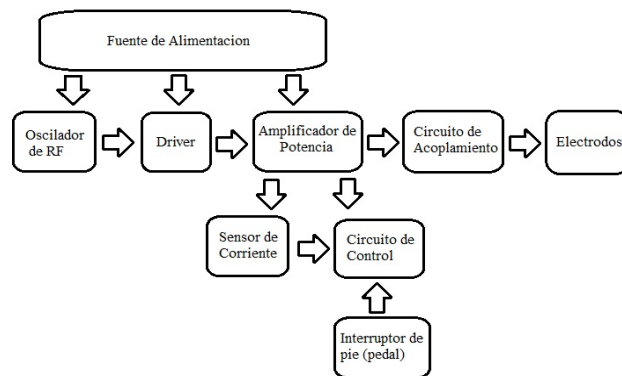


Figura 3: Diagrama en bloques del prototipo de corte

2.2.1 Amplificador de potencia clase D: Considerando que la linealidad no es un aspecto importante, y que se requiere alto rendimiento, se elige un amplificador Clase D como se muestra en la figura 4.

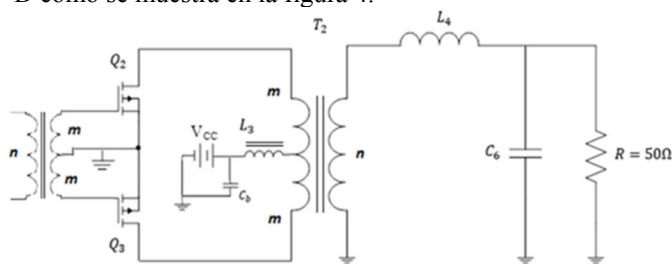


Figura 4: Circuito amplificador clase D

Por sencillez, compatibilidad con los instrumentos de medición del laboratorio y analogía con los amplificadores de RF estándar, se diseñará el circuito del amplificador para una resistencia no inductiva de carga $R_L=50\Omega$, que luego se adaptará a la impedancia de la piel a través de un transformador de salida, a los 500 Ω de adaptación que indica la norma.

Para la selección del mosfet de potencia necesitamos conocer los valores teóricos de tensión y corriente a los que va a estar sometido junto con la velocidad de conmutación requerida.

Según lo dice la bibliografía [6][7][9] la potencia de salida para una señal sinusoidal será:

$$P_0 = \frac{V_0^2}{2R_L} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{\left(\frac{m}{n}\right)^2 R_L} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{R} \approx 0,8106 \frac{V_{cc}^2}{R} \quad (6)$$

Entonces:

$$R = 0,8106 \frac{V_{cc}^2}{P_0} \quad (7)$$

Por consiguiente, para conseguir una potencia de 170 W sobre R_L con los valores dados de fuente, se necesita una resistencia de carga (resistencia vista por cada uno de los drenadores de los mosfet desde el devanado primario del transformador de salida) igual a:

$$R = 0,8106 \frac{(105V)^2}{(170W)} = 52,57 \Omega \quad (8)$$

La relación de espiras entre los devanados del transformador de salida es:

$$R = \left(\frac{m}{n}\right)^2 Z_{OP} \longrightarrow \frac{R}{R_L} = \left(\frac{m}{n}\right)^2 \quad (9)$$

$$\frac{m}{n} = \left(\frac{52,57 \text{ Ohm}}{50 \text{ Ohm}}\right)^2 \approx 1 \quad (10)$$

El voltaje de salida sobre RL a la componente de frecuencia fundamental tendrá una amplitud teórica de:

$$V_0 = \frac{4}{\pi} \frac{n}{m} V_{dc} = \frac{4}{\pi} 105V = 133,7V \quad (11)$$

Las amplitudes teóricas de las corrientes medias sinusoidales del drenador de los mosfet son:

$$I = \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{R} = 2,54A \quad (12)$$

Velocidad de conmutación necesaria del mosfet:

$$\frac{T}{2} > T_{on} + T_r \quad (13)$$

$$T = \frac{1}{F} = \frac{1}{4 \text{ Mhz}} = 250 \text{ ns} \quad (14)$$

$$\frac{T}{2} = 125 \text{ ns} \longrightarrow 125 \text{ ns} > 23 \text{ ns} + 20 \text{ ns} = 43 \text{ ns} \quad (15)$$

Con los valores teóricos de los requerimientos de tensión, corriente, potencia disipada, del tiempo requerido de conmutación, disponibilidad en el mercado local y de costo, se seleccionó el mosfet IRF840. Puede observarse en la figura 5 la tabla con las características del dispositivo.

Parámetro	Valor	Unidad
V_{DS}	500	V
I_D	5,1	A
P_D	125	W
T_r	23	ns
T_f	20	ns
Costo	15	\$

Figura 5: Tabla con características de Mosfet IRF840

2.2.2 *Driver*: Esta etapa que es la encargada de suministrar a la señal del oscilador la potencia suficiente para conmutar los mosfet de la etapa de potencia en clase D, está formada por tres circuitos básicos: el seguidor emisor, el pre-driver y el driver propiamente dicho.

2.2.2.1. *Circuito seguidor emisor*: En esta etapa se usó un transistor 2N2218 en configuración colector común (seguidor emisor) figura 6. Se utilizó principalmente para separar el circuito generador de señal (oscilador) de la parte de potencia. Esta configuración presenta una alta impedancia de entrada, y por lo tanto no carga al oscilador. Además, este tipo de amplificador posee gran linealidad y un ancho de banda suficiente para que la señal de salida tenga una forma aproximadamente cuadrada, como la del oscilador.

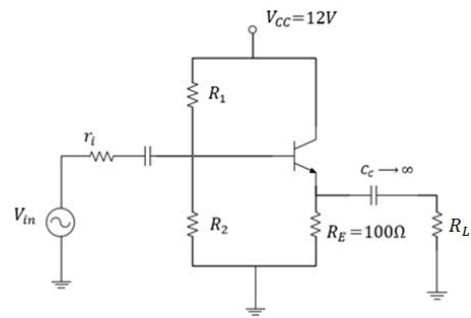


Figura 6: Configuración de seguidor emisor.

Si bien este tipo de amplificador, es un clase A y tiene un rendimiento teórico máximo del 25%, en esta etapa la potencia utilizada es baja (inferior a los 100 mW), y por lo tanto la pérdida por el bajo rendimiento no es considerable.

En la figura 7 puede observarse la tabla con los datos más relevantes del transistor 2N2218.

Parámetro	Valor	Unidad
V_{CE0}	50	V
I_C	800	mA
P_D	0.8	W
Precio	20	\$

Figura 7: Tabla con características 2N2218

2.2.2.2. *Circuito pre-driver*: Se utilizó al igual que en la etapa anterior un transistor 2N2218A. Este circuito se alimentó con una fuente de 16V. En la figura 8 puede observarse el circuito del pre-driver. La configuración en esta etapa, es un amplificador por conmutación de un solo transistor. [6][7][9][10]

El pre-driver se utilizó para elevar los 5Vp.p de la tensión de salida del seguidor emisor, a 16V p.a.p. Se requiere al menos una tensión umbral de 5v para excitar la gate del IRF710 que utiliza el driver de la etapa siguiente. De esta manera se consigue 8Vp, que es suficiente para mantener el canal drenador-surtidor del mosfet abierto.

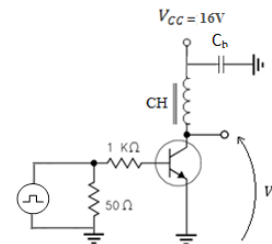


Figura 8: Tabla con características 2N2218

2.2.2.3. *Circuito driver*: Para el amplificador de potencia de esta etapa se utilizó el mosfet IRF710 en configuración clase E con capacidad en paralelo. En la figura 9 puede observarse el circuito del amplificador. Estos mosfets son de aplicación en fuentes switching, es decir para frecuencias en el orden de los 100khz. Se consiguió trabajarlos a 4Mhz.

La gran ventaja de la utilización de estos mosfet, es el costo en comparación con los mosfet para aplicaciones de radiofrecuencia, que ronda los 50 a 600 dólares y son

difíciles de conseguir en el mercado local. La desventaja de estos, es que trae aparejado un requerimiento de potencia mucho mayor, y por ende un aumento en la dificultad del diseño de la etapa. [6][11]

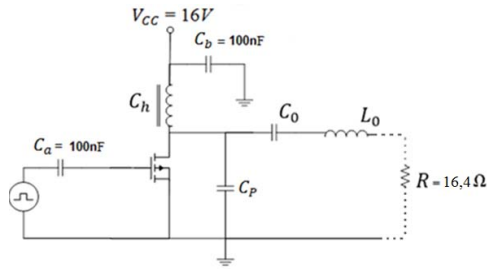


Figura 9: Circuito amplificador clase E

La potencia que necesitamos en esta etapa, la obtenemos calculando la potencia requerida para excitar los mosfet IRF840 del amplificador clase D de la etapa de salida. Por lo tanto, de acuerdo a la ecuación de potencia requerida por el Gate:

$$P_G = V_G Q_G F = 7V \cdot 38nC \cdot 4MHz \approx 1W \quad (16)$$

Donde Q_G es la carga que se necesita entregar al gate, para cargar la capacidad de entrada a la frecuencia de trabajo deseada, en este caso 4Mhz, con un determinado voltaje de gate.

Si bien el valor de potencia teórico da un valor cercano a 1W, debido a que estos mosfet, como se mencionó anteriormente, no fueron diseñados con el propósito de trabajar en altas frecuencias, se determinó empíricamente que un valor apropiado para poder excitar y abrir completamente el canal, sin correr el riesgo que se quemen debido a la falta de excitación, ronda aproximadamente en los 9W.

2.2.3 *Oscilador:* Para la implementación de esta etapa se seleccionó un oscilador de la serie XO 54B de 4.0 MHz de frecuencia.

Como puede verse en la hoja de datos del dispositivo, este debe ser alimentado con tensión de continua de amplitud $5.0V \pm 10\%$.

Entrega una señal de salida rectangular de 4Mhz, con una amplitud mínima del 90 % VDD. Puede observarse la señal de salida en la figura 10.

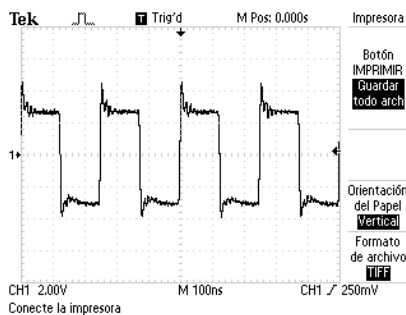


Figura 10: Señal de salida del oscilador

El circuito del oscilador, se muestra en la figura 11. Se ha colocado un inductor de choque de 1mHy, junto con

dos capacitores de 100nF a GND para filtrar y evitar cualquier interferencia de la alimentación en el oscilador.

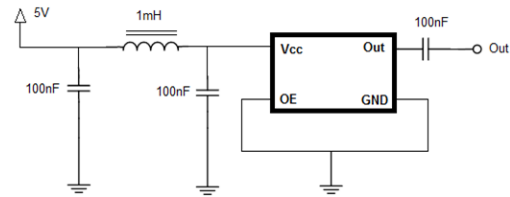


Figura 11: Circuito del oscilador

2.2.4 *Control:* Se diseñó un circuito de control para activar y desactivar la etapa de potencia si el pedal está presionado o no, o si la corriente de consumo de la etapa de potencia no supera el valor seteado de corriente.

Para la implementación del control se utilizó un sensor de corriente por efecto Hall ACS712 y un microcontrolador PIC 16F877A.

Se realizaron protecciones sobre el circuito de control, debido a las interferencias conducidas y radiadas generadas por la etapa de potencia de RF. Entre las protecciones se puso una pantalla electrostática con puesta a tierra sobre los devanados del transformador de la fuente, una pantalla electrostática con puesta a tierra sobre la placa de control, opto acoplador que separa el circuito de control del resto de los circuitos y se evitaron todos los posibles bucles de masa que pudieran formar espiras, en especial sobre el circuito de control.

3 MEDICIONES

3.1 *Medición indirecta de potencia sobre la carga*

Se midió la tensión de salida obtenida sobre la carga de 50Ω en reemplazo del mango de electrodo activo, validando de esta manera la operación del circuito amplificador de potencia en Clase D en funcionamiento continuo.

En la figura 12 se observa el resultado obtenido en la forma de onda de la tensión de salida sobre la carga. Como podemos ver, hemos obtenido una forma de onda sinusoidal con una tensión pico-pico de 264V, y por lo tanto una tensión pico de 132V.

Esto nos da un valor de tensión eficaz de 93,3V, lo que debería brindarnos, por lo tanto, una potencia de salida sobre la carga de:

$$P_s = \frac{V_0^2}{R} = \frac{93,3V^2}{50\Omega} = 174,2W \quad (17)$$

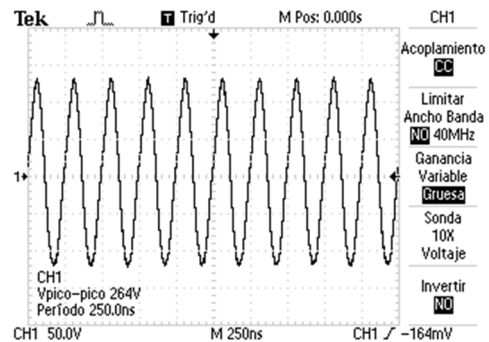


Figura 12: Señal de salida sobre la carga

3.2 Medición directa de potencia sobre la carga

Medimos ahora la potencia entregada a la carga mediante un wattímetro de RF marca Leader modelo LPM-885 como el mostrado en la figura 13, colocando el mismo entre el camino de la señal y la carga de 50Ω , como puede verse en la figura 15. Este instrumento permite medir la potencia tanto directa como reflejada.

En la primera lectura como se puede apreciar en la figura 13, se observa una potencia directa de salida $P_0 \approx 175W$.

Mientras que, para la segunda lectura, como se puede observar en la figura 14, se observa una potencia reflejada con un valor cercano a cero, del orden de los mW, pero que, debido a la apreciación del instrumento en este caso, no se puede observar con exactitud. Como la potencia reflejada es muy pequeña en comparación con la potencia de salida del amplificador, nos permite determinar que la etapa de potencia está bien adaptada.



Figura 13: wattímetro con lectura de potencia directa



Figura 14: wattímetro con lectura de potencia indirecta



Figura 15: set de prueba del prototipo desarrollado

3.3 Resultados obtenidos sobre tejidos

Como último paso, se revisó el corte obtenido en tejido vacuno con la utilización del mango de electrodo activo en reemplazo de la carga utilizada anteriormente de 50Ω , ahora adaptado a través de un transformador de salida a los 500Ω que tomamos del rango de valores de adaptación de la norma. En las figuras 16 y 17 se puede apreciar en detalle el resultado del corte.



Figura 16: primer corte sobre tejido vacuno

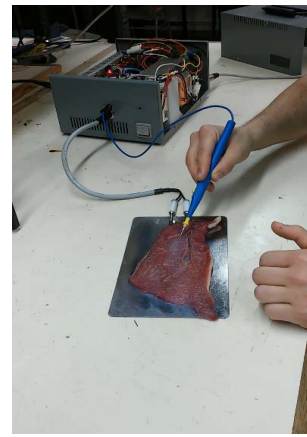


Figura 17: segundo corte sobre tejido vacuno

4 CONCLUSIONES

Al realizar el estudio general del proyecto, fue necesario fijar la frecuencia de trabajo, clase de operación de la etapa amplificadora de potencia de RF, modelización de la carga, elección de la tecnología de los Mosfet, ya que para este caso se trabajó con dispositivos de bajo costo no específicos para RF como el IRF840 y el IRF710.

Se decidió usar amplificadores Clase E y Clase D con la introducción de capacidades parásitas no lineales como elementos constituyentes de la red de carga para obtener las formas de onda necesarias para que el circuito pueda operar de manera óptima, logrando de esta manera alta eficiencia.

Si bien estos componentes no fueron diseñados específicamente para RF, se dio un paso más allá en profundidad y se logró utilizarlos en este amplificador.

El diseño de amplificadores de RF con los mosfet que se utilizaron, reduce notablemente el costo final del equipo frente a uno de marca comercial con prestaciones similares. Las reducciones considerables del tamaño de los transformadores también contribuyen a una reducción en el costo y peso del dispositivo frente a un dispositivo de electrocirugía convencional, al disminuir la sección del alambre de cobre utilizado y el tamaño del núcleo.

El rendimiento alcanzado del 85% de la etapa de potencia de salida contribuye a una reducción del consumo energético del equipo. Todas estas características consiguen, que este dispositivo sea de menor costo económico, de menor consumo de energía y de mayor facilidad de transporte.

Por último, el proyecto cumplió con su objetivo principal de lograr un prototipo capaz de generar un corte limpio y estéril sobre tejido, sin generar arcos ni quemar los bordes del corte sobre el tejido.

5 REFERENCIAS

- [1] Electrosurgery: History, Principles, and Current and Future Uses - Massarweh, Cosgriff, Slakey - Medline (2005)
- [2] Principles of Electrosurgery - Ronald L. Bussiere - Tektran Inc (1997)
- [3] Electrosurgery: History and Fundamentals - Brenda Cole Ulmer - Elsevier (2007)

[4] Cuadro de Atribuciones de Bandas de Frecuencias en la República Argentina (CABFRA), Comisión Nacional de Comunicaciones.

[5] Requisitos particulares para la seguridad de los equipos quirúrgicos de alta frecuencia- Norma IEC 60601-2-2 (2005)

[6] Nathan O. Sokal, RF Power Amplifiers, 2001.

[7] RF Circuit Design - Chris Bowick - Newnes (1997)

[8] International Standard ISO “Biological evaluation of medical devices” –10993 – 2003.

[9] RF Circuit Design - Chris Bowick - Newnes (1997)

[10] Radio Frequency Integrated Circuit Design” - Rogers, Plett - Artech House (2010)

[11] Mihai Albulet “RF Power Amplifiers” — Noble Publishing – 2001.

[12] Biomedical Engineering Handbook - J.D.Bronzino

[13] Foster & Schwan, 1996

[14] Caracterización de sistemas biológicos a través de la técnica de espectroscopia de impedancia bioeléctrica -revista colombiana de física, vol. 38, no. 1, 2006.

[15] Seguridad eléctrica: Efectos de la corriente eléctrica sobre el cuerpo humano M -Villarrubia Facultad de Física-Universidad de Barcelona.

[16] David S Holder; Electrical Impedance Tomography. Londres, 2005.

[17] Medición de impedancia eléctrica de la piel en el rango de frecuencia de 5 a 1,000 Hz. Araiza Lizarde H, Muñoz Guerrero R- Departamento de Ingeniería Eléctrica, Sección Bioelectrónica, CINVESTAV IPN, México.



Germán Naldini. En 1990 se graduó como Ing. Electricista Electrónico en la Universidad Nacional de Córdoba (UNC) y en 2003 como Especialista en Comunicaciones Telefónica. En el año 2008 recibe el grado de Magíster en Ciencias de la Ingeniería, en la UNC. Desde el año 2002 es Profesor Titular de Cátedra de Comunicaciones Satelitales en el Instituto Universitario Aeronáutico (IUA). En el año 2010 es nombrado Subdirector del Laboratorio de RF y Microondas (LARFyM) de UNC.



Fernando Bianco. Se graduó como Ing. Electricista Electrónico en la Universidad Nacional de Córdoba (UNC) en 1974 y como Especialista en Telecomunicaciones Telefónicas en 2006. En el año 1998 es nombrado profesor Titular de la cátedra Electrónica Analógica III de la UNC y en el año 2005 es designado Director del Laboratorio de RF y Microondas (LARFyM). Actualmente es profesor en la Maestría en Ciencias de la Ingeniería, mención Telecomunicaciones, de la UNC.



José Amado. En 1990 se trasladó a Córdoba, donde se graduó como Ingeniero Electrónico en la Universidad Nacional de Córdoba (UNC). En 1998 ingresa al Instituto Nacional de Tecnología Industrial, donde continúa trabajando. Desde el año 2000 se desempeña como Profesor Asistente en la cátedra Electrónica Analógica III de la UNC. Desde 2006 es investigador en el Laboratorio de RF y Microondas (LARFyM) de la UNC.

6 BIOGRAFIAS



Miqueas Alvarez. Se graduó como Ing. Biomédico en la Universidad Nacional de Córdoba (UNC) en 2015. Actualmente trabaja en el Laboratorio de Investigación Aplicada y Desarrollo (LIADE) en la misma facultad, realizando medición de radiaciones no ionizantes (RNI) y comenzando su tesis de Ing. Electrónica en el Laboratorio de RF y Microondas (LARFyM) de la misma facultad.