

Soldador por Radiofrecuencia de Tubos de PVC para Aplicaciones Médicas

Germán Naldini †, Fernando Bianco †, José Amado †, Santiago Nolasco †, Marcos Pérez †

† Laboratorio de RF y Microondas, Facultad de Ciencias Exactas Físicas y Naturales
Universidad Nacional de Córdoba, Córdoba Capital, Córdoba, Argentina.
gnaldini@gmail.com, jl_amado@yahoo.com

Resumen— Se describe el desarrollo de un equipo para sellar por radiofrecuencia, tubos de bolsas de transfusión sanguínea, basado en un amplificador de potencia de RF en 40,68MHz, polarizado en Clase E y 40W de potencia de salida, con control automático de sellado. Se realizó el diseño, desarrollo, armado de prototipo y pruebas de laboratorio.

Palabras Clave— Amplificador de potencia, radiofrecuencias, Clase E, sellado de bolsas.

1. INTRODUCCIÓN

La extracción y envasado de la sangre humana utilizada en transfusiones deben ser llevados a cabo bajo procedimientos que garanticen su integridad, por lo que el corte y sellado de tubos y bolsas involucrados en este proceso deben cumplir con determinados estándares de calidad, para no degradar el material involucrado [6] [7] [10].

Los tubos de PVC deben ser sellados mediante algún procedimiento que garantice una unión segura debido a la importancia del material que transporta. El sello debe conservar las características originales del material plástico. Debido a ello, el sellado debe ser llevado a cabo sin el uso de ningún solvente o adhesivo externo, minimizando así también las fuentes de contaminación posibles. Normalmente se utilizan dos métodos para el sellado: por calor (*heatsealing*) y por radiofrecuencia (*RF welding*) [1].

En esta publicación se describe el diseño y desarrollo de un sistema para sellado por RF, que aplica un campo eléctrico sobre un medio dieléctrico, produciendo un calentamiento en este que finalmente se traduce en el sellado el material. El campo eléctrico es generado por un amplificador de RF en 40,68MHz.

2. DESARROLLO

2.1. Principio de Sellado

Cuando sobre un medio dieléctrico se aplica un campo que varía con el tiempo, los dipolos que forman el material tratan de orientarse siguiendo las variaciones del campo, sin embargo, su respuesta no es instantánea. Los dipolos asociados al mecanismo de polarización poseen un tiempo distinto de respuesta y por lo tanto, actuarán a distintas frecuencias. Cuando los dipolos no pueden alinearse instantáneamente con el campo

alternante se produce un desfase entre la orientación de los mismos y el campo. El alineamiento imperfecto resulta en la generación de calor en el interior del material. Además, a este efecto se le suma el calentamiento producido por las pérdidas dieléctricas por conductividad, que se desarrolla en su seno al paso de la corriente de RF [8].

A bajas frecuencias la potencia disipada en el dieléctrico es baja debido a la rápida alineación de los dipolos con el campo eléctrico, y las pérdidas dieléctricas son despreciables. Al incrementarse la frecuencia, la alineación de los dipolos se desfasa con respecto al campo eléctrico, con un marcado incremento de las pérdidas dieléctricas, produciéndose una transformación de la energía del campo en calor.

2.1.1. Potencia Disipada en el Dieléctrico

Partiendo de la cuarta ecuación de Maxwell,

$$\nabla \times H = J_C + J_D \quad (1)$$

$$\nabla \times H = J_C + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (2)$$

Suponiendo un campo eléctrico armónico $E = E_0 e^{j\omega t}$, el cual genera un desplazamiento $D = \epsilon E$, entonces

$$\nabla \times H = J_C + J\omega \epsilon E \quad (3)$$

Sustituyendo la densidad de corriente de conducción $J = \sigma E$, siendo σ la conductividad del material, y la permitividad compleja $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$, siendo ϵ' la constante dieléctrica y ϵ'' el factor de pérdidas, queda

$$\nabla \times H = \sigma E + (\omega \epsilon'' + j\omega \epsilon') E \quad (4)$$

Y tras una serie de operaciones, se llega a la fórmula determina la potencia disipada en un dieléctrico:

$$P_{av} = \omega \epsilon_0 k \tan \delta E_{rms}^2 V \quad (5)$$

En donde ϵ_0 es la permitividad del vacío, K la permitividad relativa del material, δ el ángulo de desfase entre D y E , y V el volumen en m^3 .

Además de la potencia de RF necesaria para elevar la temperatura del material, también se debe aplicar la presión suficiente de modo que las moléculas del material plástico a sellar se combinen al momento de fundirse el mismo, y las capas se sellen por el intercambio libre de moléculas. Luego de haber llegado al punto de fusión del material, debe quitarse la energía de RF, dejando que el plástico se enfríe aún bajo presión para darle así una forma definida al sello. El control del tiempo de sellado y la forma de los electrodos son otros de los factores a tener en cuenta a la hora de lograr un sello de calidad aceptable.

2.1.2. Frecuencia de Trabajo

En la práctica resulta extremadamente complejo describir el comportamiento de la tangente de pérdida, en función de la frecuencia debido a la gran cantidad de aditivos que se le agregan al PVC utilizados para tubos de transfusión de sangre [10]. Estudios prácticos del material en cuestión revelan que las mayores pérdidas del mismo ocurren aproximadamente en un rango de frecuencias entre los 10 y 100MHz [9] [15]. Como se ve en la ecuación (5), al elevar la frecuencia del campo aplicado tendremos una mayor potencia disipada en el dieléctrico.

El espectro radioeléctrico en Argentina se encuentra legislado por la CNC (Comisión Nacional de Comunicaciones) [2]. Dichos organismos han establecido bandas de frecuencias especiales para el trabajo de equipos industriales científicos y médicos, denominadas ISM (Industrial, Scientific and Medical).

Del análisis de frecuencias y anchos de bandas disponibles, se selecciona la frecuencia de operación 40,68MHz, ya que permite trabajar con un campo eléctrico menor para una potencia dada. El utilizar una menor tensión de salida facilitará el circuito electrónico, permite trabajar con una tensión de alimentación menor, y disminuye las posibilidades de ocurrencias de arcos entre los electrodos [9].

2.1.3. Potencia en la Carga

Si se desprecian las pérdidas por disipación, se puede realizar un cálculo aproximado de la potencia necesaria a entregar al dieléctrico:

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} dV = g dV \quad (6)$$

Al no existir mecanismos de pérdidas, la temperatura se elevará linealmente en todo el volumen de material, por lo tanto se tiene que:

$$P_{av} = gV = \rho C_p \frac{(T - T_0)}{t} V \quad (7)$$

De los valores obtenidos en [1] [7]:

$$\rho = 1450 \text{ Kg} / \text{m}^3 \text{ (Gravedad específica del PVC)}$$

$$T_f = 190^\circ \text{ C} \quad \text{(Temperatura de fusión de PVC)}$$

$$C_p = 2700 \text{ j} / \text{Kg} \text{ } ^\circ \text{K} \text{ (Calor específico del PVC)}$$

Reemplazando los valores se obtiene una densidad de potencia de:

$$\frac{P_{av}}{V} = \rho C_p \frac{(T - T_0)}{t} = 646 \text{ W} / \text{cm}^3$$

Teniendo en cuenta las dimensiones del electrodo, se obtiene un área: $A = 0,4\text{cm} \times 1,2\text{cm} = 0,48\text{cm}^2$ y considerando que el espesor del tubo presionado es de 0.12cm, quedando un volumen: $V = 0,48\text{cm}^2 \times 1,2\text{cm} = 0,576\text{cm}^3$, por lo que la potencia será: $P_{av} = 37,2\text{W}$

Esta potencia debe ser aplicada durante un tiempo promedio de 1,7 segundos [1].

2.1.4. Tensión de Salida

De la ecuación (5) se despeja el campo eléctrico necesario para que se produzca el sellado, considerando que: $K = 3,5$ y $\tan \delta = 0,095$; vemos que necesitaremos generar entre los electrodos de salida un campo eléctrico igual a $E_{rms} = 958\text{V/m}$. Al encontrarse el tubo bajo la presión de los electrodos, se presentará entre los mismos una separación de aproximadamente 0,8 a 1,2mm, por ello, vemos que necesitaremos una tensión eficaz de salida igual a: $V_{rms} = 766\text{V}$, lo que equivale a una tensión pico de $V_p = 1083\text{V}$. Se observa que esta tensión está muy por debajo de la ruptura dieléctrica del aire de 3KV/mm, por consecuencia no se producirán arcos en funcionamiento normal manteniendo una separación mínima entre los electrodos de 0,8 a 1,2mm. Bastará con colocar un tope entre los mismos que asegure no se supere dicha distancia. Además dicho tope definirá el espesor del sellado.

2.1.5. Modelo Eléctrico de la Carga

Para poder sellar el tubo de PVC, se debe colocar el mismo entre dos electrodos metálicos, por lo tanto, para el circuito esto representará un capacitor de placas paralelas en el cual el tubo hará las veces de dieléctrico.

La capacitancia se define como la relación entre la magnitud de la carga entre los conductores y la diferencia de potencial entre ellos:

$$C = \frac{Q}{V} [f] \quad (8)$$

Como la diferencia de potencial aumenta al aumentar la carga almacenada, la relación se mantiene constante y la capacitancia depende del arreglo geométrico de los conductores. En este caso se poseen dos placas paralelas de igual área A , separadas por el dieléctrico una distancia d . El valor de capacidad correspondiente a un arreglo de dos placas paralelas resulta:

$$C = K \frac{\epsilon_o A}{d} \quad (9)$$

Teniendo en cuenta estos conceptos, se introducen los valores particulares de este caso a modelos de computadora y se llega a un valor de capacidad aproximado $C=2pf$. Se pueden representar las pérdidas dieléctricas mediante una resistencia en paralelo con el capacitor en cuestión. En la Fig. 1 se muestra el modelo utilizado para la carga del amplificador.

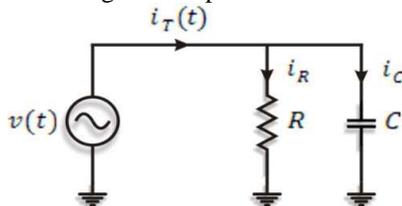


Figura 1: modelo de la carga del amplificador.

Suponiendo una tensión sinusoidal $v(t)$ cuya tensión eficaz estará dada por $V_{ef} = V_p / \sqrt{2}$, se puede representar a la tangente de pérdida como la relación entre la corriente que circula por la resistencia, y la corriente en el capacitor:

$$\tan \delta = \frac{I_R}{I_C} = \frac{V_{ef} / R}{V_{ef} \omega C} = \frac{1}{\omega RC} \quad (10)$$

Y la resistencia que representa las pérdidas dieléctricas estará dada por:

$$R = \frac{1}{\omega C \tan \delta} \quad (11)$$

Lo cual da una resistencia de valor $R=20K\Omega$. Entonces se puede obtener una aproximación de la carga como un capacitor de $2pf$ en paralelo con una resistencia de $20k$.

2.2. Amplificador de RF

Por lo explicado anteriormente, se requiere un amplificador con una potencia de salida de $38W$, operando a una frecuencia de $40,68MHz$, con una tensión pico de salida de $1083V$ sobre una carga representada por una resistencia de $20K\Omega$ en paralelo con un capacitor de $2pf$, con un tiempo de aplicación de $1,7$ segundos.

Para cumplir con estas especificaciones se selecciona la arquitectura general que se muestra en al Fig. 2, donde se observan un oscilador (OSC), un driver (Driver) que excite un amplificador de potencia (HPA).

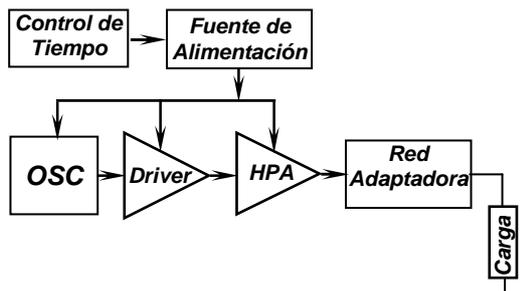


Figura 2: diagrama en bloques del sellador.

Considerando que la linealidad no es un aspecto importante, y que se requiere alto rendimiento, se elige un amplificador *Clase E* en configuración *Push-Pull*, como se muestra en la Fig. 3 [3][4][5][11].

Se seleccionó el MOSFET Fairchild *FDPF770N15A* como elemento activo, una tensión de alimentación de $24V_{cc}$, y resistencia de carga óptima por cada transistor de 25Ω , debido a que es más fácil construir un balun de impedancia característica 50Ω . Con esta impedancia la potencia de salida es mayor a la planteada para el sellado, esto supone una ventaja por las pérdidas que habrá en el circuito de adaptación hasta el electrodo de sellado. En la salida de la configuración *push-pull* clase E, se complementan los Mosfets logrando una diferencia de fase igual a 180° gracias a un balun, de esta forma eliminamos las componentes de segunda armónica no así la de tercera siendo esta última de $1/5$ de amplitud en potencia respecto a la portadora.

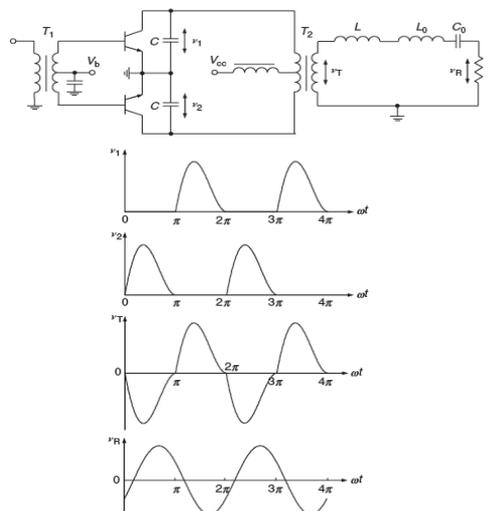


Figura 3: amplificador Clase E con dos transistores.

Como esta armónica se encuentra un poco por encima de la octava de la fundamental, puede ser eliminada por un filtro resonante serie sintonizado a la fundamental y/o un filtro pasa-bajos donde la pendiente no es un requisito crítico lográndose una atenuación aceptable de $40dB/dec$. En la construcción de balun, la línea de transmisión que se bobina es un cable coaxial *RG-316* de impedancia característica de 50Ω sobre un solo toroide *T94-6*, el cual se bobinan 6 vueltas.

El filtro de salida, se calculó en base a un factor de calidad $Q=5$ con R de carga de 50Ω , esto elimina los componentes del tercer armónico, brindando una señal sinusoidal pura. La razón de elegir una salida normalizada, es debido a que la pinza de sellado será conectada con el amplificador a través de una línea de transmisión *RG-58* de igual impedancia característica.

2.3. Driver

El dispositivo seleccionado es el *FDT86246*, encapsulado *SOT-223*, del fabricante Fairchild, que es capaz de lograr $3W$ en una carga normalizada de 50Ω . También en este caso se utilizó una configuración *push-pull*, *Clase E*. La tensión de alimentación es de $12V$,

recordemos que en este caso se tiene un valor de sobretensión del orden de $4V_{cc}$, por ende no es recomendable utilizar fuentes de valores mayores ya que implican mayores valores de potencia de salida y por el encapsulado elegido es incapaz de disiparlo.

Por ser una configuración *Push-Pull* la señal de salida de cada dispositivo se suma respecto al otro desfasada 180° , eliminándose la componente del segundo armónico, obteniéndose una forma de onda sinusoidal. La potencia obtenida es de 5W.

Como la impedancia de entrada al HPA es muy baja, es necesario un transformador de los llamados *binoculares* [11]. El valor de inductancia primaria debe ser mayor que la impedancia a adaptar de manera de no cargar al driver y mejorar la respuesta en baja frecuencia. Este transformador se construye con 8 toroides T50-6, los cuales se dividen en dos hileras en las que por el medio pasa un tubo de latón, esta superficie proporciona una muy baja inductancia de dispersión y baja resistividad. En un extremo de ambos tubos se cierra el circuito por medio de un PCB simple faz, de esta forma se consigue la espira del secundario.

2.4. Oscilador y Buffer

Para la implementación de esta etapa se seleccionó un oscilador de la serie ECS-2100 de 40Mhz de frecuencia. La tensión de salida es $V_{pp}=5V$, y admite una carga capacitiva de 50pf y una corriente de salida de 16mA. Para obtener la magnitud de señal necesaria se necesita un buffer que no cargue al oscilador; para ello se eligió un Mosfet de la familia nFDT86256 encapsulado SOT-223 del fabricante Fairchild, sus características de baja capacidad de entrada con elevada tensión de trabajo lo hacen un buen candidato para la configuración clase E.

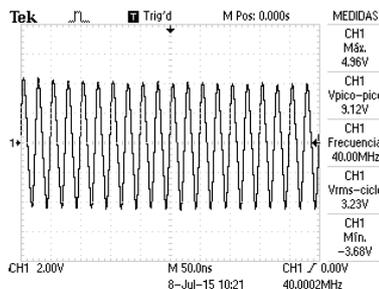


Figura 4: forma de onda de salida del oscilador.

La tención de salida del oscilador (ver Fig. 4) no es suficiente para producir la apertura del canal de conducción de buffer; por lo que fue necesario emplear una pre-polarización, también necesaria para lograr el *duty cycle* de 50%, con el cual se logra la máxima potencia de salida. El valor de tensión de pre-polarización es de 3.3V debidamente aislada de la RF por filtros y choques. La potencia de salida del buffer es de 700mW y se alimenta con una tensión de 5V. La salida del buffer se aísla de la etapa siguiente a través de un balun, construido con un toroide T50-10 de Micrometals bobinado con 6 vueltas, por un cable bifilar de impedancia característica de 20Ω . Este convierte la salida desbalanceada en balanceada. En la Fig. 5 se observa una foto del amplificador construido.

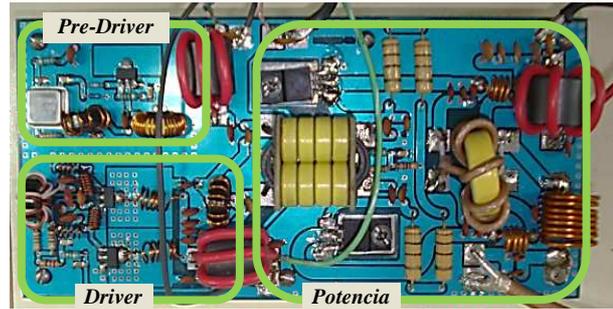


Figura 5: vista del Amplificador de RF

2.5. Sistema de Control de Tiempos

Se diseñó un circuito de control para activar la etapa de potencia por un periodo de 1,7 segundos y luego permanezca en forma inactiva hasta que se presione nuevamente el pulsador. Se utiliza una lógica formada por compuertas NOR, que junto a un circuito RC comandan un transistor utilizado como llave para abrir y cerrar un relé que controla la tensión de polarización de las etapas involucradas (Fig. 6).

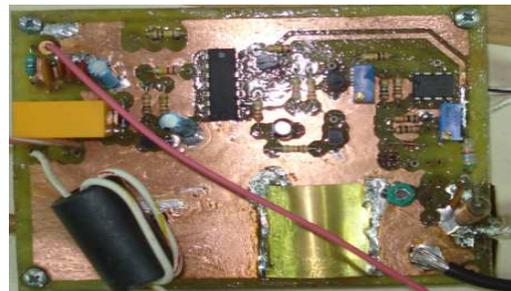


Figura 6: Sistema de Control de Tiempo.

En la Figura 7 se muestra la tensión sobre la carga (50Ω) con el circuito de control de tiempos regulando su funcionamiento.

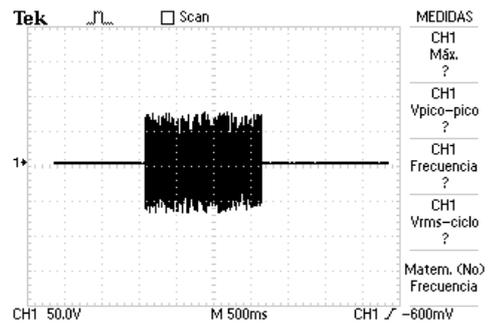


Figura 7: operación del circuito de control de tiempos.

3. MEDICIONES

2.1. Mediciones sobre la Carga

Se midió la tensión de salida obtenida sobre la carga de 50Ω en reemplazo del mango aplicador de potencia, validando de esta manera la operación del circuito amplificador de potencia en Clase E en funcionamiento continuo. En la Figura 8 se observa el resultado, obtenido una tensión de pico de 62,4V, que da en teoría

un valor de tensión eficaz igual a $44,12V$, lo que proporcionaría sobre una carga de 50Ω , una potencia de $38,93W$. Este valor no se corresponde exactamente con el valor real de la potencia disipada sobre la carga, debido a que la tensión sobre la misma no posee una forma de onda perfectamente sinusoidal debido al factor de calidad finito utilizado ($Q=5$). Para obtener el valor de potencia real sobre la carga, mediremos la misma con un vatímetro de RF (Bird modelo 4304 A), el cual arroja una lectura $P \approx 40W$. La potencia reflejada resultó ser de aproximadamente de $0,3W$ obteniendo por lo tanto una relación de onda estacionaria igual a $ROE=1,18$.

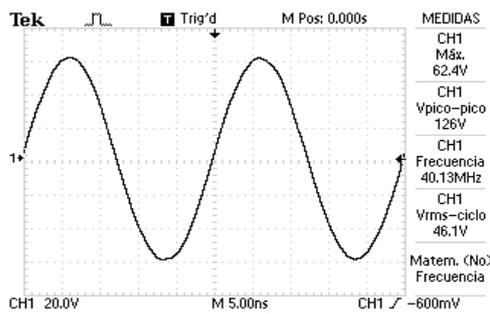


Figura 8: forma de onda sobre la carga.

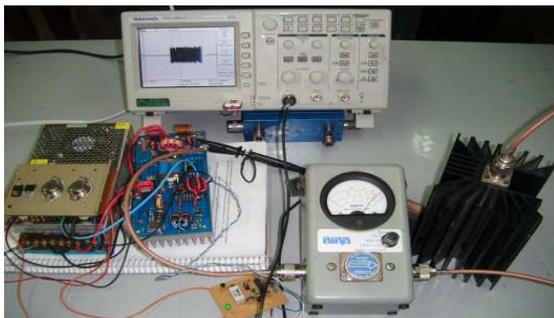


Figura 9: Set de prueba del prototipo desarrollado.

2.2. Resultado Obtenido del Sellado

Como último paso, revisamos el sello obtenido en el material con la utilización del mango aplicador (Figura 9y10) de potencia en reemplazo de la carga utilizada anteriormente. En la Figura 10 se observa un detalle del sello obtenido sobre el tubo de material plástico perteneciente a una bolsa de transfusión sanguínea.



Figura 9: equipo sellador completo.



Figura 10: pruebas de sellado.

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.

Se decidió usar amplificadores Clase E Push-Pull 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. [12][13] [14].

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.

Los cálculos que fueron surgiendo a lo largo del proyecto generaron también la necesidad de recurrir en varios casos al uso de software de simulación adecuado.

Por último, el proyecto cumplió con su objetivo principal de lograr un prototipo capaz de sellar los tubos de bolsas de transfusión de sangre exitosamente mediante un método seguro que no modifica las propiedades originales del plástico en cuestión, inclusive con sangre en su interior, sino que también se logró, para este caso, el diseño de amplificadores de RF en conmutación con dispositivos no diseñados para RF.

REFERENCIAS

- [1] Charles E. Wilkes, James W. Summers, Charles A. Daniels, Mark T. Berard, PVC Handbook Hanser, 2005.
- [2] Cuadro de Atribuciones de Bandas de Frecuencias en la República Argentina (CABFRA), Comisión Nacional de Comunicaciones.
- [3] Steve C. Cripps, Advanced Techniques in RF Power Amplifiers, Artech House, 2002.
- [4] Nathan O. Sokal, Class E RF Power Amplifiers, 2001.
- [5] Tiaotiao Xie, "Design and Development of Class E RF Power Amplifier Prototype by Using a

- Power MOSFET", Technical Report CRESIS TR 129, 2007
- [6] International Standard ISO "Biological evaluation of medical devices" –10993 – 2003.
- [7] Charles E. Wilkes, James W. Summers, Charles Anthony Daniels, Mark T. Berard "PVC handbook" - Hanser – 2005.
- [8] J. P. Holman "Transferencia de Calor" - Mc Graw Hill – 1998.
- [9] Yaron Alpert, Eli Jerby "Coupled Thermal-Electromagnetic Model for Microwave Heating of Temperature Dependent Dielectric Media"- IEEE Transactions on Plasma Science, Vol.27, N°2-1999.
- [10] Xiaobin Zhao, James M. Courtney "Update on Medical Plasticised PVC" – 2004.
- [11] Mihai Albulet "RF Power Amplifiers" — Noble Publishing – 2001.
- [12] Tadashi Suetsugu, Marian K. Kazimierczuk -IEEE Transactions on Circuits and Systems, Fundamental Theory and Applications, "Comparison of Class E Amplifier with Nonlinear and Linear Shunt Capacitance" Vol.50, N° 8-2003.
- [13] Tooru Ezawa, Hiroo Sekiya, Takashi Yahagi "Design of Class E Amplifier with Nonlinear Shunt Capacitances for Any Output Q–IEE-2008.
- [14] Hiroo Sekiya, Yoji Arifuku, Hiroyuki Hase, Jianming Lu, Takashi Yahagi "Investigation of Class E Amplifier with Nonlinear Capacitance for Any Output Q and Finite DC Feed Inductance"- IEICE Trans. Fundamentals, Vol E89-A – 2006.
- [15] H. P. Zade "Heatsealing and High-Frequency Welding of Plastics"-Interscience Publishers Inc.- 1999.