(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 545 120**

(51) Int. CI.:

A61N 5/02 (2006.01)
A61B 18/18 (2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(96) Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **10.10.2007 E 13157658 (9)**

(97) Fecha y número de publicación de la concesión europea: **27.05.2015 EP 2604314**

(54) Título: **Aparato para el tratamiento de tejido con radiación de microondas**

(30) Prioridad:

10.10.2006 GB 0620064
31.08.2007 GB 0717030

(45) Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
08.09.2015

(73) Titular/es:

MEDICAL DEVICE INNOVATIONS LIMITED (100.0%)
Daresbury Innovation Centre Daresbury Science and Innovation Campus
Halton, Cheshire WA4 4FS, GB

(72) Inventor/es:

HANCOCK, CHRISTOPHER PAUL;
WHITE, MALCOLM;
BISHOP, JOHN y
BOOTON, MARTIN WYNFORD

(74) Agente/Representante:

ZEA CHECA, Bernabé

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Aparato para el tratamiento de tejido con radiación de microondas.

Campo técnico

La invención se refiere al tratamiento de tejido biológico utilizando radiación de microondas. En aspectos particulares, la invención se refiere a una antena quirúrgica para suministrar radiación de microondas al tejido, un sistema de tratamiento de tejidos para llevar a cabo ablación o medición de tejido utilizando radiación de microondas desde dicha antena, y un sistema y un procedimiento de calibración de una antena para utilizarse en dicho sistema.

Antecedentes de la invención

Es conocido un sistema electroquirúrgico que está dispuesto para realizar la ablación controlable un tumor y/o información de medida sobre el tumor y tejido sano circundante. Dicho sistema puede utilizar dos canales: un primer canal para realizar la ablación de tejido controlado, y un segundo canal para llevar a cabo mediciones del estado de tejidos sensibles (dieléctrico). Los principios generales relativos al funcionamiento de este sistema se describen en WO 2004/047659 y WO 2005/115235.

Descripción de la invención

La invención es tal como se define en las reivindicaciones adjuntas.

Esta descripción comprende tres aspectos principales. El primer aspecto se refiere a un sistema y un procedimiento para la calibración de antenas quirúrgicas en el punto de la radiación (la antena), y, en particular para realizar una rutina de calibración automáticamente cuando se utilizan los sistemas de calibración en combinación con un sistema de electrocirugía, por ejemplo de tipo conocido. El segundo aspecto se refiere mejoras adicionales en el sistema de tratamiento conocido, cuyas mejoras ofrecen ventajas importantes en términos de una mejor sensibilidad de la medición y una reducción de los niveles de energía requeridos en el modo de medición debido a la utilización de un transmisor y un receptor (transceptor) de baja potencia independientes. El tercer aspecto se refiere a antenas quirúrgicas que pueden utilizarse con el sistema de calibración para permitir calibrar dichas antenas en el extremo distal (la antena) permitiendo de este modo utilizar dichas antenas para realizar mediciones del estado del tejido o utilizarse para la ablación de tejido donde es deseable llevar a cabo una correspondencia de la impedancia dinámica entre el extremo distal de la antena y la carga de tejido biológico.

Sistema y procedimiento de calibración

En su forma más general, el primer aspecto de la descripción puede disponer un aparato de calibración para una antena que está dispuesto para emitir una radiación de microondas desde una zona de emisión de la misma, presentando el aparato: una disposición de carga adaptada para someter la zona de emisión de la antena a una pluralidad de impedancias, presentando cada impedancia un valor conocido para una frecuencia predeterminada de radiación de microondas, un detector dispuesto para medir la magnitud y la fase de la radiación de microondas que tiene la frecuencia predeterminada que se emite desde la antena y se refleja desde la disposición de carga, y una unidad de procesamiento configurada para generar datos de calibración para la antena, en el que, si la antena se utiliza posteriormente para medir la magnitud y la fase de la radiación de microondas que tiene la frecuencia predeterminada con una carga desconocida en la zona de emisión de la antena, los datos de calibración pueden utilizarse para convertir la magnitud y la fase medidas para que sean representativas de la carga desconocida.

Preferiblemente la disposición de carga incluye una cavidad de guía de ondas sustancialmente sin pérdidas entre un primer extremo adaptado para recibir la zona de emisión de la antena y un segundo extremo, y en el que una distancia entre el primer extremo y el segundo extremo es variable. Por ejemplo, el segundo extremo puede ser deslizante respecto al primer extremo, por ejemplo bajo la acción de un actuador lineal.

Preferiblemente, la cavidad es conectable eléctricamente a la antena y el segundo extremo es conectable eléctricamente a la cavidad. La conexión eléctrica entre la cavidad y la antena y/o entre la cavidad y el segundo extremo puede ser a través de una bobina de inducción para radiofrecuencia (RF).

Preferiblemente, la pluralidad de impedancias incluye 0 Ω (cortocircuito) y ∞ Ω (circuito abierto).

Preferiblemente, la disposición de carga está adaptada para permitir la generación de datos de calibración para dos o más frecuencias diferentes de radiación de microondas.

En otra expresión, el primer aspecto de la invención puede disponer una combinación de un aparato de calibración de acuerdo con cualquier reivindicación anterior y una antena dispuesta para emitir radiación de microondas de una zona de emisión de la misma, en el que por lo menos la zona de emisión de la antena y la disposición de carga se empaquetan juntos en un entorno estéril.

Todavía en otra expresión, el primer aspecto de la descripción puede disponer un procedimiento de calibración de una antena que está dispuesta para emitir radiación de microondas desde una zona de emisión de la misma, comprendiendo el procedimiento: someter la zona de emisión a una pluralidad de impedancias, teniendo cada impedancia un valor conocido para una frecuencia predeterminada de la radiación de microondas, para cada impedancia: emitir radiación de microondas que tiene la frecuencia predeterminada a través la antena; medir la magnitud y la fase de la radiación de microondas emitida que se refleja desde la disposición de carga; y generar datos de calibración para la antena a partir de la magnitud y la fase medida para cada una de la pluralidad de impedancias, de manera que, si la antena se utiliza posteriormente para medir la magnitud y fase de la radiación de microondas que tiene la frecuencia predeterminada con una carga desconocida en la zona de emisión de la antena, los datos de calibración pueden utilizarse para convertir la magnitud y la fase medida para ser representativa de la carga desconocida.

La capacidad para llevar a cabo eficazmente la calibración de la antena en la zona de emisión de luz (por ejemplo el extremo distal) puede permitir una transferencia eficiente de energía de microondas al tejido biológico, en el que la impedancia presentada en el extremo distal de la antena quirúrgica varíe a medida que avance el proceso de tratamiento. Una vez que se ha calibrado la estructura de la antena, es posible entonces realizar un ajuste fino dinámico y preciso para permitir que el extremo distal de la estructura de la antena corresponda en impedancia adaptada con la impedancia variable del tejido biológico. La capacidad para llevar a cabo la adaptación de impedancia entre el extremo distal de la antena quirúrgica y el tejido biológico puede evitar la reflexión de la energía debido a un desajuste de impedancia, que puede producir un calentamiento excesivo de los conjuntos de antena y cables y un aumento del tiempo necesario para realizar la ablación de un volumen de tejido. En aplicaciones en las que la antena se utiliza en cirugía mínimamente invasiva este calentamiento puede producir un daño colateral a estructuras de tejido sano. Una ventaja adicional es que la dosis de energía suministrada al tejido biológico puede controlarse con mayor precisión de la que es posible utilizando un sistema en el cual no pueden compensarse reflexiones no cuantificables debido a desajustes de impedancia. Para la implementación de esta característica es preferible utilizar esta invención con un procedimiento para la realización de una adaptación de impedancia dinámica. En WO 2004/047659 se ha descrito un sistema para llevar a cabo dicha adaptación de impedancia utilizando un sintonizador de cavidad de guía de ondas de tres secciones, en el que las secciones se mueven de manera automática utilizando tres motores lineales y un sistema de control adecuado.

La capacidad para llevar a cabo eficazmente la calibración de la antena en el extremo distal también puede permitir utilizar la antena quirúrgica como una herramienta útil para la medición de información dieléctrica relativa a las propiedades del tejido biológico. Una calibración eficaz en el extremo distal de la antena quirúrgica permite mover el plano de referencia de medición al lugar (o posición) exacto donde se va a realizar la medición, por ejemplo, en la periferia entre tejido sano y tejido canceroso, o dentro de la canceroso tejido. La capacidad para calibrar antenas quirúrgicas de esta manera puede permitir conseguir la sensibilidad de medición óptima.

Por lo tanto, la presente invención puede utilizarse para permitir llevar a cabo una adaptación de impedancia dinámica, y puede utilizarse para permitir llevar a cabo mediciones dieléctricas sensibles y repetibles. La presente invención se refiere principalmente a la calibración de antenas quirúrgicas, pero la invención no queda limitada a la calibración de estos dispositivos.

El sistema de calibración que se describe aquí conecta eficazmente el extremo distal de la antena a una pluralidad de impedancias de carga entre valores de circuito abierto (impedancia infinita) y cortocircuito (impedancia cero) para permitir que la antena tenga la capacidad de poder medir o ser sensible a una gama de impedancias entre los dos extremos. El extremo distal de la antena puede someterse automáticamente a una gama de impedancias. Se describen aquí procedimientos de automatización de las mediciones.

Preferiblemente, el sistema de calibración de la antena utiliza un cortocircuito deslizante con la antena fija en posición. Pueden incluirse bobinas de inducción de RF para permitir montar la antena y el cortocircuito deslizante de manera holgada en el interior de la cavidad.

En esta solicitud microondas significa el rango de frecuencias entre 500 MHz y 100 GHz. Sin embargo, se prefieren frecuencias entre 14 GHz y 15 GHz, y en algunas realizaciones que se describen a continuación se utiliza una frecuencia puntual de 14,5 GHz.

Aunque el principal objetivo de la descripción es calibrar antenas para su uso en ablación y medición de tejido, la invención no está limitada a esta aplicación. En efecto, la invención, puede utilizarse siempre que la posición de la

medición se encuentre en el extremo distal de un dispositivo de antena. Dicho de otro modo, la invención puede permitir que todos los errores sistemáticos que están presentes entre el extremo distal de la antena y la unidad de procesamiento de señales digitales se anulen, permitiendo de este modo que la carga del tejido se conecte efectivamente a la unidad de procesamiento de señales digitales. Esto puede tener en cuenta variaciones en los componentes dentro del transceptor de microondas, por ejemplo, ruido térmico o ruido de cortocircuito producido por amplificadores de bajo ruido, amplificadores excitadores, mezcladores de frecuencia de microondas e interruptores y atenuadores de diodos PIN.

Puede ser deseable calibrar a más de una frecuencia donde se utilice una primera frecuencia para una ablación controlada y se utilice una segunda frecuencia para realizar mediciones dieléctricas (tipo/estado de tejido, etc.) Por ejemplo, puede ser deseable calibrar una estructura de antena en una gama de frecuencias de + / - 50 MHz alrededor de una frecuencia puntual de 14,5 GHz o puede ser deseable utilizar otras frecuencias dentro de la zona de microondas o de radiofrecuencia del espectro electromagnético. Las dimensiones del sistema (o conjunto) de calibración pueden ajustarse para adaptarse a cualquier frecuencia (o gama de frecuencias) posible, donde la teoría subyacente relacionada con la presente invención sigue siendo válida. Debido al mecanismo de ajuste dinámico utilizado en el sistema (por ejemplo, del tipo descrito en WO 2004/047659), puede ser necesario calibrar a la frecuencia de la ablación. En este modo de funcionamiento, se utiliza información sobre el estado del tejido para controlar automáticamente el mecanismo de adaptación de impedancia para asegurar que la potencia máxima (o la potencia demandada) se suministra a la carga de tejido que ve el extremo distal de la antena. En una disposición particular prevista en WO 2004/047659, se utilizan cuatro conectores direccionales para medir señales de potencia directa y reflejada y esta información se utiliza como base sobre la cual se implementa el procedimiento de adaptación de impedancia dinámica. Puede ser deseable, por ejemplo, realizar una ablación de tejido a 10 GHz y hacer mediciones dieléctricas a 16 GHz. En el caso en que es necesario calibrar el sistema a dos o más frecuencias, es deseable que todas las frecuencias puedan propagarse dentro de la estructura de microondas, es decir, en caso de utilizar una guía de ondas rectangular o cilíndrica, las ondas deben cortarse. También puede ser deseable incluir más de una unidad transceptora en el sistema cuando se utiliza más de una frecuencia y hay una gran diferencia entre las dos frecuencias, por ejemplo, una diferencia de 10 GHz. También pueden propagarse modos de orden más elevados cuando la longitud de onda de las señales de frecuencia de calibración es pequeña en comparación con el tamaño de la guía de ondas o conjunto de calibración coaxial. Estos efectos pueden tenerse en cuenta realizando un análisis del sistema para modelar los efectos de modos de orden más elevados establecidos en la cavidad. Esto puede no ser necesario cuando se utiliza la misma frecuencia para ablación y medición ya que puede utilizarse una guía de ondas estándar que permita que la frecuencia relevante se propague intacta (por ejemplo, para 14 GHz, puede utilizarse WR62 (WG18) o WR75 (WG17)).

Los sistemas de ablación/medición de tejidos descritos, por ejemplo, en WO 2004/047659 y WO 2005/115275 prevén una adaptación de la impedancia (o energía) entre la antena de tratamiento quirúrgico y la carga de tejido, y para que la antena sea capaz de medir pequeñas variaciones de impedancia compleja para permitir caracterización de diversos tipos de tejido, deben medirse estados de tejido y/o etapas asociadas al crecimiento de tumores cancerosos. La presente invención tiene como objetivo mejorar la eficacia operativa de dichos sistemas previendo que la calibración de la antena quirúrgica se produzca en el extremo distal donde la antena radiará energía al tejido. Con el fin de asegurar que pueda medirse la mayor gama posible de impedancias, es deseable que el sistema de calibración sea capaz de presentar localmente la antena con una gama de impedancias conocidas entre estados de circuito abierto y corto circuito. Es deseable, además, que el procedimiento de calibración sea automatizado.

La antena puede ser una antena quirúrgica o cualquier otro tipo de estructura de antena, u otro dispositivo. La invención es de uso particular cuando el diseño de dicha antena (u otro dispositivo) no se presta a conectarse a una disposición de calibración coaxial estándar, por ejemplo, una carga coaxial (o guía de ondas) de 50 Ω, y/o un cortocircuito (o guía de ondas) coaxial, y/o un circuito abierto (o guía de ondas) coaxial, y/o una carga deslizante (o guía de ondas) coaxial. El sistema de calibración que se describe permite que el plano de referencia para la calibración se mueva al extremo distal de la antena y tenga en cuenta la forma y la geometría de la estructura de antena a calibrar.

Preferiblemente, puede conseguirse una gama de posiciones de calibración moviendo un cortocircuito deslizante, conectado a un actuador lineal electromecánico, de manera que el cortocircuito (o émbolo) deslizante comience en la posición de cortocircuito en la gráfica de Smith y a medida que el émbolo se retira de la cavidad de la guía de ondas la impedancia se mueva alrededor del círculo exterior (suponiendo una cavidad sin pérdidas) donde pueden medirse uno o más puntos de calibración. Si la cavidad es sustancialmente sin pérdidas entonces puede no haber ningún componente presente real y así la impedancia compleja será una reactancia inductiva o bien una reactancia capacitiva. Tal disposición constituye un aspecto particular de la presente invención y se trata en detalle a continuación. La calibración puede representarse en una gráfica de Smith o en otras formas, por ejemplo, una gráfica polar, representaciones de fase/magnitud u otro plano de medición adecuado.

Debido a la necesidad de medir con precisión tanto la fase como la magnitud de la información en términos de impedancia que se ve en el extremo distal de la antena de tratamiento/medición, es deseable calibrar la antena quirúrgica en el punto donde van realizarse las mediciones (dieléctricas) de estado del tejido. Si la antena no está calibrada en el extremo distal (donde se conecta a la carga del tejido), entonces es más difícil medir el valor de la impedancia presentada al extremo distal, y será difícil hacer mediciones válidas y repetibles de impedancias de tejido y/o poder diferenciar entre diferentes tipos de tejidos. Las variaciones de fase y magnitud asociadas a los componentes que forman la trayectoria de transmisión entre los instrumentos de medición (generador) y el extremo distal de la antena hacen que sea difícil determinar teóricamente la fase y la magnitud exactas de la señal en el extremo distal de la antena que se ve en el extremo del generador, donde se encuentra el transceptor de microondas y la circuitería de procesamiento de señales. Los componentes de la trayectoria de acceso pueden incluir: conectores e interconexiones de microondas, un conjunto de cables flexibles, un tramo de cable coaxial rígido que forma una parte de la antena (se inserta en el interior del cuerpo), la propia antena, la unidad de ajuste, mezcladores de señales de microondas, varios conectores coaxiales, conjuntos rígidos o semirrígidos flexibles, amplificadores de bajo ruido, amplificadores excitadores, circuladores de microondas y otros componentes dentro de la serie de transceptores de microondas. Debido a las cortas longitudes de onda asociadas a frecuencias de microondas, es muy difícil calcular o cuantificar la fase en el extremo distal de la antena, por ejemplo, la longitud de onda de espacio libre a 14,5 GHz es de 20,69 mm, de modo que una variación de 1 mm provocada, por ejemplo, por un conector que no esté completamente apretado, producirá una variación de fase de aproximadamente 17 grados. También, debido a las limitaciones sobre las posibles tolerancias de fabricación, puede ser imposible construir conjuntos de líneas de transmisión de varios miles de milímetros de longitud con una variación de rendimiento de menos de 1 mm (o menos de un 0,1%).

Si el conjunto anterior se conecta a los instrumentos de medición (generador) y la calibración se lleva a cabo con el plano de referencia en el extremo distal de la antena, entonces pueden reducirse o eliminarse las dificultades descritas anteriormente. Por lo tanto, la invención trata problemas asociados a la inferencia de información respecto a una carga de tejido ubicada remotamente conectada al extremo distal de la antena. Preferiblemente, el conjunto de cables utilizado entre el generador y el extremo distal de la antena presenta una baja pérdida de inserción y una pequeña variación de fase con flexión aleatoria. Es preferible que la pérdida de inserción de todo el conjunto (conjunto de cables flexibles y antena rígida coaxial) sea inferior a 1,5 dB, y que la variación de fase sea menor de 2 grados para cualquier posible variación física aleatoria del conjunto de cables flexibles.

El conjunto de cables flexibles puede ser un conjunto de cables coaxiales o un conjunto de guías de ondas o una combinación de los dos, por ejemplo, podría conectarse un metro un conjunto de guías de ondas de baja pérdida a la salida de la unidad electroquirúrgica y podría conectarse un segundo metro de cable coaxial flexible al extremo distal del conjunto de guías de ondas y utilizarse como sección flexible para facilitar la manipulación de la antena. Esta disposición podría ser especialmente útil cuando es deseable implementar una estructura en la que la antena de tratamiento se encuentra unida a un brazo mecánico que forma una estructura permanente. En esta disposición, puede emplearse una junta giratoria para mover el brazo fijo en un plano. Dicho conjunto de guías de ondas puede ser flexible, con capacidad para retorcerse, o una combinación de los dos. Las ventajas de utilizar un conjunto de guías de ondas son la alta capacidad de manejo de energía y baja pérdida de inserción.

En un aspecto, la invención puede referirse, por lo tanto, a un sistema de calibración para permitir calibrar una disposición de antena quirúrgica en el extremo distal. Tal disposición de antena calibrada puede utilizarse para hacer mediciones repetibles de la impedancia compleja del tejido biológico con el fin de determinar el tipo de tejido biológico y/o el estado de dicho tejido, y/o para diferenciar entre tejido sano y canceroso. Alternativamente o adicionalmente, la disposición de antena calibrada puede adaptarse en impedancia dinámicamente en una carga representada por el cambio de estado de dicho tejido biológico durante el proceso de tratamiento (o ablación) para asegurar que dicha energía sea emitida (o adaptada) de manera eficiente a dicha carga de tejido biológico, proporcionando por lo tanto un procedimiento controlado y eficiente para provocar la ablación de tejido que pueda evitar los inconvenientes asociados a sistemas de ablación convencionales.

De acuerdo con la invención, la calibración tiene lugar en el extremo distal de la antena, es decir, el plano de referencia en el que dicha calibración ha de realizarse está posicionado en el extremo distal de la antena quirúrgica. Durante la calibración, es deseable que el extremo distal de la antena quede expuesto a una amplia gama de impedancias. Lo ideal sería que el rango deba abarcar desde un circuito abierto, en el que la impedancia es infinita, hasta un cortocircuito, en el que la impedancia es igual a cero, para que sea posible para que haya la mayor cantidad de información posible sobre el estado del tejido biológico para la captura. El sistema de calibración que se describe en esta invención puede permitir que el plano de calibración se encuentre en el extremo distal de la antena y que el rango de medición de la impedancia se maximice. Se requiere que sea capaz de medir repetidamente pequeños cambios en magnitud y/o fase con el fin de aumentar la posibilidad de poder diferenciar entre tejido sano y canceroso o entre tipos de tejido canceroso. Por lo tanto, es preferible optimizar la sensibilidad o la capacidad de la medida. Descrito de manera general, esto puede conseguirse utilizando un cortocircuito (o émbolo) deslizante insertado dentro de una cavidad de guía de ondas que tiene una geometría suficientemente grande para evitar que

la onda se corte. La ubicación exacta de la antena y la geometría física general del sistema de calibración pueden optimizar en base a la teoría que se expone, por ejemplo utilizando una herramienta de simulación de campo electromagnético *Microwave Studio*® de *Computer Simulation Technolgy* (CST). Sin embargo, el diseño del sistema de calibración no se limita a la utilización de este paquete de simulación. Otros paquetes de simulación de campo electromagnético adecuados que pueden utilizarse incluyen *Ansoft HFSS* y *Flomerics Microstripes*.

En una disposición alternativa para realizar una calibración multipunto, podría utilizarse una pluralidad de cargas fijas diseñadas para adaptarse al extremo distal de la antena quirúrgica tiene en cuenta el entorno de no impedancia de 50 Ω creado por la punta de radiación (la antena). Sin embargo, esta disposición puede requerir conectar físicamente al extremo distal de la antena. Esto puede ser particularmente importante en un entorno quirúrgico donde preferiblemente se minimiza un posible error del operario y el tiempo disponible para llevar a cabo procedimientos quirúrgicos es limitado. Otras posibles disposiciones de calibración incluyen: una disposición de roscado mediante la cual la carga se mueve mediante una varilla de torsión en el interior de una cavidad que contiene una carga móvil (cortocircuito), o una disposición mediante la cual una carga se mueve utilizando un mecanismo de trinquete impulsado, por ejemplo, con un muelle, (por ejemplo, similar al que se utiliza en bolígrafos retráctiles). En la última disposición, por ejemplo, el estado presionado (en el que el muelle está comprimido) puede provocar que la carga móvil se encuentre en la posición de cortocircuito, y el estado liberado (en el que el muelle está liberado) puede hacer que la carga móvil se encuentre en la posición de circuito abierto, es decir, el movimiento entre el estado presionado y liberado puede ser un múltiplo exacto de un número impar de cuartos de longitudes de onda a la frecuencia de operación para permitir la transformación de impedancia de un circuito abierto a un cortocircuito o viceversa.

En otro aspecto, se describe un procedimiento para conectar un conjunto de transmisión a un sistema de calibración para llevar a cabo una calibración automatizada utilizando instrumentación de medición situado alejada del lugar de calibración. En una realización preferida, el conjunto de transmisión es de 1,62 metros de largo y comprende: un conector coaxial (preferiblemente de tipo N), un cable de transmisión flexible de 1,5 metros de largo, y un conjunto de antena de 0,12 metros de largo que comprende en sí una sección de cable coaxial rígido con un revestimiento exterior realizado de una composición de acero inoxidable y cobre o plata (el interior del revestimiento exterior deberá ser de cobre (o bañado en plata) para proporcionar una baja pérdida de conductor para el campo electromagnético), y un extremo distal realizado en un material cerámico de baja pérdida que forma un circuito de transformación de impedancia, y también proporciona la dureza y la nitidez deseadas para permitir insertar la antena directamente a través del tejido humano. Esta invención no se limita a la utilización de conjuntos de transmisión coaxiales, o estructuras de antena coaxiales. Por ejemplo, la línea de transmisión puede comprender un conjunto de guías de ondas (sólido, flexible o flexible/con capacidad para retorcerse) y puede conectarse una estructura de antena cerámica directamente a dicha estructura de guías de ondas. El conjunto de transmisión puede ser mayor de 1,5 metros de largo. La longitud puede estar limitada por la pérdida de inserción del conjunto de cables y la estructura de antena ya que la Q del sistema está limitada por la pérdida de inserción y se requiere que la Q sea tan elevada como sea posible para permitir establecer una cavidad resonante entre el sintonizador y el extremo digital de la antena. Para un cable coaxial convencional de baja pérdida la longitud puede estar limitada a 3 metros.

Todavía en otro aspecto, la invención puede utilizarse en un procedimiento para accionar el cortocircuito deslizante para permitir conectar la antena a una pluralidad de impedancias de calibración. Un ejemplo de calibración a una impedancia específica entre la carga abierta y de cortocircuito es de la siguiente manera: si el cortocircuito deslizante se mueve una distancia eléctrica de tres octavos de una longitud de onda a la frecuencia de funcionamiento del cortocircuito (el generador) hacia el tejido (la carga), entonces, suponiendo que la pérdida de transmisión a lo largo de dicha trayectoria es cero, la impedancia comprenderá una reactancia inductiva de valor igual a la impedancia característica de la línea de transmisión. Cabe señalar que este análisis supone que existe un cortocircuito perfecto cuando el cortocircuito deslizante se encuentra en el extremo distal de la antena. La ventaja de utilizar la disposición de carga deslizante es que la carga variable (o émbolo) puede situarse inicialmente dentro de la cavidad de guía de ondas para actuar como cortocircuito y luego moverse automáticamente a lo largo de la cavidad utilizando, por ejemplo, un actuador lineal, y se tomará una pluralidad de puntos de medición durante el movimiento del cortocircuito deslizante. Suponiendo que la pérdida de la cavidad es insignificante, entonces el movimiento del cortocircuito deslizante producirá un número de puntos alrededor de la circunferencia de la gráfica de Smith y el centro del círculo, o la posición compensada, podrá situarse con precisión.

En este aspecto, puede acoplarse un actuador lineal al generador y puede unirse mecánicamente un cortocircuito deslizante, que forma parte del sistema de calibración, al actuador lineal, por ejemplo, utilizando una disposición mecánica de modo que el cortocircuito deslizante esté conectado permanentemente a una varilla que tenga una pequeña ranura (o cavidad) mecanizada en algún lugar a lo largo de su longitud, y el eje del actuador contiene un tubo hueco con una sección que sobresale (tal vez un anillo) de tamaño similar a dicha ranura para permitir que los dos dispositivos mecánicos se unan y separen entre sí con relativa facilidad, pero, al mismo tiempo, proporcionen un buen medio repetible para la localización de la varilla en el interior del actuador. El sistema de calibración puede estar conectado físicamente al generador utilizando dos dispositivos de cierre de presión, es decir, similares a los

utilizados en chaquetas o abrigos, o, alternativamente, utilizando piezas de gancho y lazo (por ejemplo, Velcro®) unidas al generador y a la unidad de calibración.

Otras consideraciones incluyen: uso de cojinetes de bolas de muelles y orificios de posicionamiento en la cavidad de la guía de ondas para ubicar la posición del cortocircuito deslizante, o una disposición de tipo pluma, es decir, disposiciones con un número discreto de puntos de calibración.

Hay una serie de actuadores electromecánicos posibles que pueden considerarse para mover el cortocircuito deslizante dentro de la cavidad de guía de ondas. Puede ser preferible utilizar un actuador lineal, por ejemplo, un actuador lineal LAL20 o LAL35 de SMAC (http: //www.smac-mca.co.uk/LAL.htm), pero otros actuadores electromecánicos que pueden utilizarse incluyen: un motor paso a paso, un actuador de bobina móvil, un actuador lineal magnetoestrictivo o un dispositivo a base de piezoeléctrico.

Este aspecto de la presente descripción también puede tener en cuenta que el sistema de antena y calibración sean artículos de un solo uso, y es necesario que se encuentren contenidos en un recipiente o alojamiento estéril, y por lo tanto el movimiento del cortocircuito deslizante sea preferiblemente en una sola dirección y esta dirección sea tal que el cortocircuito deslizante se mueva fuera de la cavidad de guía de ondas, de modo que cuando se realiza primera la conexión mecánica entre el cortocircuito deslizante y el actuador lineal, el cortocircuito deslizante ha de encontrarse preferiblemente en la posición de "cortocircuito". Una de las posibles ventajas del sistema de calibración automatizado que se describe es la simplicidad de uso; por ejemplo, debería ser posible para un operario (por ejemplo, un técnico o cirujano) conectar el extremo proximal del conjunto de cables al puerto de salida de RF del generador, y conectar el cortocircuito deslizante del sistema de calibración al generador (o unidad de instrumentación electrónica), después pulsar un botón de 'calibración' una vez para permitir llevar a cabo una calibración del sistema totalmente automatizada. Este aspecto hace que el usuario del sistema electroquirúrgico sea de fácil uso y más atractivo para un uso quirúrgico que un sistema que, por ejemplo, requiera conectar manualmente una pluralidad de cargas de impedancia fija al extremo distal de la antena, ya que, en este caso, el operario está obligado a realizar una serie de conexiones físicas y puede ser necesario repetir una secuencia de calibración especificada para cada carga; este proceso puede llevar mucho tiempo, requiere una formación específica del operario, y es propenso a errores humanos.

El conjunto de cables, antena quirúrgica y unidad de calibración pueden formar elemento desechable de un solo uso. Por lo tanto, estos componentes pueden quedar contenidos en un paquete estéril con sólo una pequeña sección del conjunto de cables (que puede ser conectables a un conector de microondas personalizado), y el cortocircuito deslizante (o émbolo) accesible para conexiones que tengan que realizarse a la instrumentación electrónica (generador). Estas piezas no estarán en contacto con el paciente y por lo tanto no es necesario que sean estériles. Se tiene en cuenta, por lo tanto, los materiales utilizados para la carcasa del sistema de calibración y el émbolo móvil. Si estas unidades han de ser desechables, puede ser preferible desarrollar un molde (o herramienta) para producir las unidades de un material plástico y entonces metalizar las superficies con una capa de material de alta conductividad, por ejemplo, plata u oro, a un grosor que permita que las señales de microondas se propaguen intactas, por ejemplo, un grosor de cinco profundidades de piel permitirá que se propague un 99% de la energía. La plata puede ser más preferible, ya que es un material aceptable para su uso en un entorno médico, es decir, si se dejan pequeños depósitos de plata detrás en la punta de la sonda después de la calibración entonces esto no representaría un riesgo para el paciente.

Alternativamente, la unidad de calibración puede ser no desechable. En este caso, la antena quirúrgica puede ser empaquetada de manera que pueda insertarse dentro de la unidad de calibración y calibrarse mientras permanece en un ambiente estéril. Por ejemplo, las antenas pueden ir empaquetadas dentro de una bolsa o paquete estéril que se ajuste perfectamente al cuerpo de la antena y el grosor de la pared del material sea tal que no afecte al rendimiento del extremo distal de la antena, es decir, que el material sea transparente a las señales de microondas. En esta disposición, el sistema de calibración puede estar situado en el interior del generador con la instrumentación electrónica, y la antena puede insertarse en una ranura o entrada en la parte frontal del generador para permitir llevar a cabo la calibración. El soporte de la antena puede tener una tapa o cubierta contra el polvo que se acople a la entrada de calibración para protegerlo del conducto o entrada.

Es deseable calibrar sondas quirúrgicas invasivas que comprenden estructuras monopolares coaxiales que tienen cúpulas de antena con extremos puntiagudos debido a su capacidad para penetrar material blando con restricciones mínimas de forma y configuración. Dichas estructuras de sonda pueden crear ambigüedades de medición que pueden añadir incertidumbre a los resultados obtenidos a partir de un equipo de calibración estándar de un puerto, por ejemplo, un kit de calibración SMA.

Las ambigüedades encontradas pueden dividirse en dos categorías: errores aleatorios y errores sistemáticos. Los errores aleatorios son variaciones de medición no repetibles debido a cambios físicos en la prueba de puesta a punto. Las fuentes posibles incluyen la repetibilidad del conector, por ejemplo, cables del puerto de prueba y ruido

del instrumento. Estos errores son generalmente impredecibles y no pueden eliminarse mediante la calibración. Sin embargo, pueden minimizarse tomando medidas varias veces y tomando el valor medio. Los errores sistemáticos pueden ser, por lo tanto, la principal fuente de incertidumbre en la medición. La estructura de extremos abiertos y la forma no estándar de algunas sondas quirúrgicas que hacen que sean deseables para su uso en el sistema pueden hacer que sea difícil producir consistente y repetidamente una terminación bien emparejada con equipos de calibración estándar. En otras palabras, sondas quirúrgicas dentro de un lote de sondas no tienen una impedancia uniforme y su forma no permite conectar cargas de calibración SMA estándar. Realizar una calibración utilizando estándares de calibración estándar dará lugar, por lo tanto, a errores significativos en la impedancia compleja medida, lo que da lugar a un reconocimiento poco fiable del tipo de tejido.

Un cortocircuito deslizante móvil en el interior de una cavidad de guía de ondas descrita anteriormente reduce en cierta medida esta dificultad. Su efecto es imitar un procedimiento de calibración de análisis de redes de vectores, en el que una serie de dispositivos conocidos (estándares) están conectados al dispositivo sometido a prueba (DUT) y la respuesta a esos estándares se graba. En la disposición descrita anteriormente, la sonda quirúrgica puede alojarse en la cavidad mediante la cual una pluralidad de impedancias que tienen valores conocidos en base a la longitud de onda (conocida) de la radiación de microondas emitida puede ser presentada disponiendo el corto circuito en lugares adecuados a lo largo de la cavidad. El cortocircuito deslizante permitía variar la reactancia de la cavidad. Las posiciones del cortocircuito deslizante pueden seleccionarse en base a la longitud de onda de la radiación emitida para que presenten una pluralidad de estándares de calibración conocidos (valores de impedancia) a la sonda. Las señales reflejadas de los estándares de calibración se registran para determinar un punto de referencia (por ejemplo, un punto perfectamente emparejado) con el cual comparar mediciones posteriores.

Este procedimiento es particularmente eficaz cuando la impedancia compleja de sondas a calibrar es tal que sus valores de impedancia se encuentran en la misma zona de la gráfica de Smith. Si la impedancia compleja de la punta de la sonda varía entonces el círculo formado por el émbolo que se mueve fuera de la cavidad (toda la gráfica de Smith puede atravesarse en un movimiento del émbolo igual a la mitad de la longitud de onda a la frecuencia de interés - a una frecuencia de funcionamiento de 14,5 GHz, esto es aproximadamente 10 mm) puede variar en términos de diámetro y punto central. Por ejemplo, si la impedancia provocada por la sonda que se inserta dentro de la cavidad de la plantilla de calibración es 50+j0 Ω entonces el diámetro será cero y el centro será 50 Q. Es posible mover el punto central presentado por la sonda a una zona más conveniente mediante el uso de una sección auxiliar adicional (o una pluralidad de secciones dentro de la cavidad de guía de ondas - tres secciones pueden permitir que el punto se mueva en cualquier parte de la gráfica de Smith, suponiendo un sistema sin pérdidas). Sin embargo, regulando la(s) sección (secciones) adicional(es) para mover la impedancia a un punto más apropiado sólo es práctico si basta un solo ajuste para todas las sondas. Si las sondas presentan una amplia variedad de magnitudes de impedancia, puede ser necesario un ajuste para cada sonda. Esto puede no ser práctico.

Por lo tanto, en un desarrollo del primer aspecto, se describe una técnica de calibración capaz de calibrar con precisión un lote de sondas cuyas impedancias complejas pueden estar en cualquier zona de la gráfica de Smith. En su forma más general, el desarrollo del primer aspecto puede expresarse como una técnica de corrección de errores de un puerto que proporciona una pluralidad de estándares de calibración que tienen una gama de impedancias complejas a una frecuencia predeterminada y que pueden adaptarse para rodear una zona de emisión de una sonda. Por ejemplo, los estándares de calibración pueden ser un fluido (por ejemplo, un líquido) o un sólido (por ejemplo, polvo o arena) de tipo líquido (granular o en partículas). Cada sonda puede calibrarse mediante la inmersión de la antena en la sonda que emite un campo de radiación de microondas a la frecuencia predeterminada en los estándares de calibración. Esto puede imitar la inserción de la sonda en el tejido. La calibración se realiza mediante la detección de la magnitud y la fase de la radiación reflejada desde la interfaz entre la sonda y el estándar de calibración.

De este modo, de acuerdo con el primer aspecto de la descripción puede disponerse un procedimiento de calibración de una sonda quirúrgica que tiene una antena dispuesta para emitir un campo de radiación de microondas a una frecuencia predeterminada, comprendiendo el procedimiento: presentar secuencialmente la sonda a cada uno de tres o más estándares de calibración que tienen una gama de impedancias complejas a la frecuencia predeterminada; detectar la magnitud y la fase de la radiación de microondas reflejada desde la sonda cuando se presenta a cada estándar de calibración para determinar un valor de impedancia medida para cada estándar de calibración; y comparar los valores de impedancia medidos con valores de impedancia de referencia para cada estándar para determinar una función de asignación para la transformación de valores de impedancia medida posteriores, en el que cada estándar de calibración esté dispuesto para adaptarse a la forma de la sonda para rodear la antena.

Cada estándar de calibración puede ser un sólido (preferiblemente un material en polvo tal como arena o polvo) de tipo fluido (por ejemplo capaz de fluir). Alternativamente, el estándar de calibración puede ser un sólido conformable o maleable por ejemplo adaptado para envolver la antena de la sonda. Presentar la sonda a cada estándar de calibración puede incluir la inmersión de la antena en cada líquido.

Los estándares de calibración pueden formarse mezclando dos o más materiales que tengan diferentes impedancias en diferentes proporciones. Los dos o más materiales pueden ser todos líquidos para facilitar la mezcla. Seleccionando los materiales apropiados puede obtenerse una gama de estándares de calibración consistentes (es decir, mezclas que tengan impedancias complejas que se pueden obtenerse repetidamente) cuyas impedancias complejas se extiendan a través de la gráfica de Smith. La gama de impedancias complejas de los estándares de calibración de la frecuencia predeterminada pueden incluir componentes reales repartidos entre 0,5 y 2,0.

La frecuencia predeterminada puede ser una sola frecuencia estable. Para que la calibración sea exacta, la frecuencia predeterminada es preferentemente la frecuencia de funcionamiento del dispositivo, por ejemplo, 500 MHz o más, preferiblemente 10 GHz o más, por ejemplo, 14,5 GHz, 24 GHz o similar.

Los estándares de calibración propuestos (a veces denominados líquidos referencia aquí) pueden permitir compensar un error de coincidencia entre cada sonda de un lote de sondas. En una realización, los valores de impedancia de referencia para cada estándar de calibración son mediciones que se toman utilizando una sonda de referencia. En este caso, las medidas de calibración tomadas para una sonda determinada (por ejemplo, la impedancia detectada de los estándares de calibración a través de la sonda) pueden asignarse sobre medidas tomadas para la sonda de referencia. La función de asignación puede utilizarse entonces en mediciones tomadas partir de muestras desconocidas. Las mediciones asignadas pueden utilizarse para identificar el tejido, por ejemplo, comparándolos con los valores almacenados para tipos de tejido conocidos obtenidos utilizando la sonda de referencia. La comparación puede utilizar una tabla de consulta o similar.

De este modo, la técnica de calibración que se propone aquí puede permitir la determinación de la función de asignación para permitir que las mediciones tomadas por la sonda calibrada sean comparadas con precisión con valores conocidos almacenados para la sonda de referencia.

Alternativamente, la calibración puede ser absoluta, es decir, los valores de impedancia de los estándares de calibración pueden ser conocidos. En este caso, la función de asignación puede actuar para asignar impedancias medidas a impedancias reales. Los valores de impedancia reales para diferentes tipos de tejidos (que pueden ser conocidos de libros de referencia o predeterminados a través de experimentos) pueden guardarse en una tabla de consulta para comparación, es decir, para permitir identificar el tipo de tejido en la punta de la sonda.

La técnica de calibración que se describe aquí puede reducir la incertidumbre en las mediciones de impedancia tomadas utilizando antenas monopolares coaxiales de extremos abiertos que terminan en cúpulas de antenas.

Los estándares de calibración pueden formarse a partir de proporciones variables de dos o más líquidos miscibles que tengan diferentes impedancias para la radiación de microondas a la frecuencia predeterminada. Para unos resultados más precisos y repetibles, puede ser deseable utilizar sólo dos líquidos, y que estos líquidos tengan un contenido consistente, por ejemplo, que estén libres de impurezas o tengan una proporción fija de ingredientes. Por ejemplo, los dos líquidos pueden ser etanol (y anhidro) puro y agua desionizada. Para ayudar a la repetibilidad, es deseable que el agua y el etanol en cada estándar de calibración se obtengan a partir de la misma fuente. Los estándares de calibración pueden ser mezclas que contengan proporciones variables de los dos líquidos, por ejemplo 100% agua, 50% agua / 50% etanol, y 100% etanol.

Sin embargo no se requiere que los líquidos puros sean esenciales. En una realización, se utilizaron diferentes proporciones de agua y alcohol metilado para formar los estándares de calibración. Estos dos materiales tienen la ventaja de ser fácilmente miscibles y biocompatibles. El alcohol metílico o alcohol desnaturalizado es efectivamente una mezcla de etanol (~ 90%) y metanol (-10%). Para ayudar a la repetibilidad es deseable que el contenido del alcohol metilado (es decir, la proporción relativa de etanol y metanol) se mantenga constante.

Configuración del sistema de medición/ablación

De acuerdo con la invención, puede disponerse un aparato de medición y ablación de tejido que presenta: una primera fuente de radiación de microondas que tiene una primera frecuencia predeterminada y una segunda radiación de microondas que tiene una segunda frecuencia predeterminada, una sonda para dirigir radiación de microondas desde la fuente hacia el tejido, presentando la sonda una antena adaptada para emitir la radiación de microondas desde una zona de emisión de la misma; un primer canal para llevar radiación de microondas entre la fuente y la sonda en un modo de ablación controlada; un segundo canal para llevar radiación de microondas entre la fuente y la sonda en un modo de medición; un interruptor para seleccionar un canal de acuerdo con el modo de funcionamiento deseado; y un detector para detectar la magnitud y la fase de la radiación de microondas reflejada desde el tejido; en el que el primer canal puede funcionar en un primer nivel de potencia e incluye un sintonizador dispuesto para adaptar dinámicamente la impedancia del aparato con la impedancia del tejido que ve la zona de emisión de la antena, y uno o más conectores de potencia dispuestos para conectar la radiación de microondas reflejada al detector; y en el que el segundo canal puede funcionar en un segundo nivel de potencia y está dispuesto

para suministrar directamente la radiación de microondas reflejada al detector. Preferiblemente, la segunda señal de potencia se suministra a través de un circulador con alto aislamiento y un circuito de cancelación del portador.

Preferiblemente, el primer nivel de potencia es de dos o más órdenes de magnitud mayor que el segundo nivel de potencia.

El segundo canal puede incluir un transceptor para transmitir una señal de baja potencia en una dirección hacia delante desde la fuente hacia la sonda y recibir y dirigir la radiación de microondas reflejada hacia el detector. Las fuentes de ruido en la circuitería del transceptor, es decir, componentes que generan ruido aleatorio (térmico o de cortocircuito) pueden limitar la sensibilidad de medición del sistema. De este modo, en el segundo aspecto, se describe un nuevo diseño de transceptor de baja potencia. Esto puede ser importante, ya que la sensibilidad de todo el sistema de medición se determina por la topología transceptor, junto con la elección del conjunto de cables, el diseño de la antena quirúrgica, y el procedimiento de calibración de la antena.

El sistema mejorado que se describe aquí puede utilizar dos canales (o modos de funcionamiento) separados y un conjunto de cables coaxiales y antena quirúrgica para suministrar los modos de funcionamiento. Los dos canales (o modos de funcionamiento) son el canal de tratamiento, que incluye adaptación de impedancia dinámica entre la fuente de energía y el extremo distal de la antena quirúrgica, y el canal de medición dieléctrica, que utiliza una señal de microondas de baja potencia para transmitir energía al tejido biológico y puede incluir un circulador, con un circuito de cancelación del portador, para proporcionar una trayectoria para que la señal reflejada vuelva de nuevo al receptor para permitir llevar a cabo la medición del tipo/estado del tejido (dieléctrico). Es preferible que circulador utilizado para separar las trayectorias transmitida y recibida presente un alto nivel de aislamiento de la señal entre los puertos de transmisión y recepción (normalmente puertos 1 y 3 para configuraciones de circuladores convencionales). Se ha llevado a cabo el análisis completo del funcionamiento del canal de tratamiento y se ha encontrado que se establece una cavidad resonante entre el sintonizador de triple sección (el filtro de ajuste) y el extremo distal de la antena quirúrgica (la antena) y el funcionamiento de esta cavidad es similar al de una cavidad Fabrey-Perot. La eficacia de esta cavidad viene determinada por la pérdida de inserción del conjunto de cables conectados entre la salida de la red de ajuste de triple sección y el extremo proximal de la antena quirúrgica, y la pérdida de inserción de la propia antena quirúrgica. En el Apéndice A al final de esta descripción se da un análisis completo del funcionamiento de este sistema de ajuste. El análisis que se da considera que la variación de la impedancia del sintonizador coincide con las condiciones experimentadas en el extremo distal de la antena, de manera que la potencia máxima (o la potencia demandada) se transmite fuera del extremo de la antena y a la carga del tejido circundante. Este proceso implica potencia de microondas que se refleja en ambas direcciones entre el extremo distal de la antena y el sintonizador de triple sección. Para condiciones de adaptación, puede establecerse una onda estacionaria en el cable, donde el campo es mayor que el campo incidente desde el generador y el campo transmitido a la carga del tejido. La magnitud de este campo vendrá determinada por la potencia de la onda incidente, la pérdida de inserción de la línea de transmisión, y el grado de error de coincidencia en el extremo distal de la antena. Un gran error de coincidencia en el extremo distal de la antena requerirá de la misma manera que se tenga que establecer un elevado error de coincidencia en el sintonizador de triple sección y esto dará lugar a un gran número de reflexiones múltiples y a una gran onda estacionaria. La magnitud de esta onda estacionaria vendrá determinada por la Q de la cavidad, que está en función de la pérdida de inserción del conjunto de cables entre el sintonizador de triple sección y la antena, que en sí depende de la longitud del cable. Este dispositivo utiliza una cavidad resonante para permitir que un generador (fuente) suministre energía (o potencia) demandada a una carga de tejido cuando la carga no está adaptada a la impedancia de la fuente, es decir, existe un gran error de coincidencia o coeficiente de reflexión en el extremo distal de la antena quirúrgica. En una realización, la antena puede disponerse para que coincida con la impedancia inicial del tejido. A medida que el tejido se va tratando, su impedancia variará, lo que variará la adaptación de la impedancia y provocará reflexiones. Por ejemplo, el contenido en agua puede eliminarse del tejido, lo que hará que la impedancia varíe.

El sistema puede utilizarse para sondear materiales para determinar distintos tipos de información o propiedades/características relativas a los materiales, o utilizarse para proporcionar una adaptación conjugada compleja entre una fuente de energía y una carga para permitir la máxima transferencia de energía desde una fuente de impedancia fija hacia una carga de impedancia variable. En este último caso, puede utilizarse un sistema de control para medir la impedancia compleja que se ve en el extremo distal de la antena quirúrgica (en el punto en el que está en contacto con la carga) y hacer ajustes automáticamente a una red de adaptación de impedancia conectada entre el generador y la carga para permitir la máxima transferencia de energía entre el generador y la carga. Esta disposición minimizará reflexiones debidas a errores de coincidencia de impedancia entre el generador y la carga. La impedancia de salida de la red de adaptación puede ajustarse para que sea el conjugado complejo de la carga con el fin de conseguir la adaptación. La capacidad para realizar una medición efectiva de la impedancia compleja necesaria para crear un estado conjugado complejo en la salida del filtro de adaptación puede depender de la capacidad para calibrar la antena quirúrgica en el plano de medición, es decir, en la posición en que la antena quirúrgica se encuentra en contacto con la carga. La capacidad de calibrar en este punto significa que el sistema de medición de microondas hasta este punto es efectivamente transparente, es decir, el extremo distal de la antena

está conectado eficazmente a la posición en el sistema donde se lleva a cabo el procesamiento de señal digital, por ejemplo, la entrada a una unidad de procesamiento de señal digital.

Estructura de antena

De acuerdo con el tercer aspecto, puede disponerse una antena quirúrgica para la inserción en un tejido que es apropiada para utilizarse con la invención, comprendiendo la antena: un cuerpo alargado con una estructura de alimentación que comprende: un conductor interior a lo largo del cuerpo alargado, y un conductor exterior que rodea el conductor interior y separado del mismo por un material dieléctrico, un conector para conectar los conductores a una fuente de alimentación de microondas para recibir energía de frecuencia de microondas de los mismos, y una punta de inserción en un extremo distal del cuerpo alargado para penetrar en el tejido, en el que la punta de inserción comprende un estructura radiante conectada a los conductores para emitir la energía de frecuencia de microondas fuera de la antena para tratar el tejido, y un transformador de impedancia para adaptar la impedancia del material dieléctrico con el tejido tratado.

Preferiblemente, la punta de inserción comprende una punta cónica de cerámica a la cual está unida la estructura radiante. La punta cónica de cerámica puede ser el transformador de impedancia. En una realización, la estructura radiante puede comprender unas espirales metálicas que se fabrican sobre la superficie del cono de cerámica. Alternativamente, la estructura radiante puede comprender una pluralidad de monopolos o dipolos coaxiales que sobresalen a través del cono de cerámica y un transformador de impedancia para adaptar la impedancia en paralelo de los monopolos o dipolos con la estructura de alimentación.

Las estructuras de antena quirúrgica del tercer aspecto pueden ser particularmente adecuadas para utilizarse con el sistema de calibración que se describe aquí. Ejemplos incluyen: una antena de medición/ablación para el tratamiento de tumores de mama, una antena de punta cónica o en espiral que consiste en un cono realizado en un material cerámico de microondas con espirales metálicas sobre la superficie del cono (el cono puede formar también un transformador de impedancia para proporcionar adaptación de impedancia entre el dieléctrico utilizado en una estructura de alimentación coaxial y el tejido de tratamiento), una disposición de antena de torniquete donde se activan dos dipolos con corrientes de la misma magnitud, pero en fase en cuadratura, una antena de guía de ondas cargada donde el material de carga de cerámica también forma la antena de radiación, por ejemplo, una antena de lámina de cerámica con una parte de la lámina metalizada, un monopolo (o antena de aguja) con balun, un monopolo con un balun invertido, un monopolo con una punta de cerámica con balun invertido, un monopolo con una punta de cerámica sin balun, y una disposición que utiliza una pluralidad de monopolos/dipolos coaxiales que sobresalen a través de un cono de cerámica con un transformador de impedancia para adaptar la impedancia en paralelo de los monopolos/dipolos con la estructura de alimentación coaxial. Aquí se dan realizaciones específicas para la antena coaxial con cuatro radiadores monopolares, la antena coaxial para el tratamiento del hígado, la antena espiral, la antena que utiliza una disposición de balun invertido, y la antena de lámina de guía de ondas cargada de zafiro.

Las antenas quirúrgicas anteriores pueden utilizarse para el tratamiento y/o la medición de información relativa a tumores sólidos, tejidos blandos, y también puede utilizarse en otros procedimientos quirúrgicos. Por ejemplo, el tratamiento y la localización de tumores de mama, el tratamiento y la localización de cáncer de próstata, el tratamiento de tumores cerebrales, el tratamiento de tumores en el hígado, y para su uso en la resección hepática, el tratamiento y la ubicación de úlceras, y el tratamiento y medición de cáncer de pulmón.

Las antenas quirúrgicas que se presentan en esta descripción se han desarrollado para su uso en el tratamiento de tumores sólidos, donde será necesario poder adaptar dinámicamente energía de microondas en una carga de tejido variable, y/o para su uso en la identificación de diversos tipos de tejidos o estados, por ejemplo, diferenciando entre tejido sano y canceroso o para determinar cuándo el extremo distal de la antena se encuentra en contacto con el tejido canceroso. Es deseable que estas estructuras de antena sean calibradas en el extremo distal (la antena).

Breve descripción de los dibujos

A continuación se da una descripción detallada de los aspectos anteriores de la invención con referencia a los dibujos que acompañan, en los cuales:

La figura 1 muestra un diagrama de bloques de un sistema de calibración de la antena que es una realización de la presente invención;
La figura 2 muestra un sistema de calibración automático con una unidad de calibración separada de un generador;
La figura 3 muestra un sistema de calibración automático con una unidad de calibración en el interior de un generador;
La figura 4 muestra una antena quirúrgica con una cubierta estéril;

La figura 5 muestra un modelo para una disposición de calibración de un punto;
La figura 6 muestra cortocircuitos deslizantes ajustables para un sistema de calibración automatizado que es una realización de la invención;
La figura 7 muestra una gráfica de Smith con puntos de medición de calibración representados sobre la misma;
La figura 8 muestra una disposición de bobina de inducción para el sistema de calibración de la invención;
La figura 9 muestra una vista en sección a través de una unidad de calibración que es una realización de la invención;
La figura 10 muestra un conjunto de calibración con una pluralidad de bobinas de inducción que es otra realización de la presente invención;
La figura 11 muestra otra realización de un conjunto de calibración con dimensiones para un sistema práctico;
La figura 12 muestra una vista frontal del sistema de calibración que se muestra en la figura 11;
La figura 13 muestra una vista tridimensional de un conjunto de calibración que es otra realización de la presente invención;
La figura 14 muestra una vista tridimensional parcialmente montada del conjunto de calibración que se muestra en la figura 13;
La figura 15 muestra el conjunto de calibración de la figura 13 totalmente montado;
La figura 16 muestra una vista tridimensional del émbolo utilizado en el sistema de calibración de la figura 13;
La figura 17 muestra una vista tridimensional de un sistema de calibración completo de acuerdo con la presente invención;
La figura 18 muestra una unidad de calibración con un mecanismo retráctil que es otra realización de la presente invención;
La figura 19 muestra el conjunto de calibración de la figura 18 en una posición retraída;
La figura 20 muestra una disposición de calibración que es todavía otra realización de la presente invención;
La figura 21 muestra una unidad de calibración de único punto que es todavía otra realización de la presente invención;
La figura 22 muestra un conjunto de calibración para una antena coaxial que es otra realización de la presente invención;
La figura 23 muestra una antena en un paquete estéril adecuado para una calibración de único punto;
La figura 24 es un diagrama de un sistema completo para un sistema de medición/ablación de tejido que es otra realización de la presente invención;
La figura 25 es un diagrama de bloques del circuito transceptor utilizado en el sistema de la figura 24;
La figura 26 muestra la información medida obtenida a partir de una antena después de la calibración;
La figura 27 muestra una antena coaxial con cuatro radiadores monopolares que es una realización de otro aspecto de la presente invención
La figura 28(a) muestra una antena quirúrgica con tiras metálicas en espiral en su extremo distal que es otra realización de la presente invención;
La figura 28(b) muestra una antena con una disposición de balun invertido que es todavía otra realización de la presente invención;
La figura 29 es una vista tridimensional de otra antena que es una realización de la invención;
La figura 30 muestra una antena monopolar coaxial adecuada para utilizare en la presente invención.
La figura 31 muestra otra antena adecuada para utilizarse en la presente invención;
Las figuras 32 a 38 son gráficas que muestran los niveles de energía de microondas que puede suministrarse para una gama de diferentes estados de reflexión que pueden producirse en una sonda de antena;
La figura 39 es un diagrama esquemático que muestra errores sistemáticos típicos que pueden producirse en procedimientos de detección de reflexión de un puerto;
La figura 40 es una gráfica de Smith que ha medido valores de impedancia de un conjunto de estándares de calibración para cada una de una pluralidad de sondas representadas en el mismo;
La figura 41 es una gráfica de Smith que muestra valores de impedancia medidos representados en la figura 40 después de una corrección de fase;
La figura 42 es una gráfica de Smith que ha medido valores de impedancia de un conjunto de estándares de calibración alcohol metílico/agua para cada una de tres sondas representados en la misma;
La figura 43 es una gráfica que muestra la variación en la componente real de las impedancias complejas representadas en la figura 42;
La figura 44 es una gráfica que muestra la variación en la componente imaginaria de las impedancias complejas representadas en la figura 42;

La figura 45 es una gráfica de Smith que ha medido valores de impedancia de un conjunto de estándares de calibración de alcohol metílico/agua y estándares de calibración de etanol/agua desionizada tomados utilizando la misma sonda representados en la misma;
La figura 46 es una gráfica que muestra la variación de la componente real e imaginario de los valores de impedancia compleja medidos de un conjunto de estándares de calibración etanol/agua desionizada para una sonda;
La figura 47 es una gráfica de Smith que tiene valores medios de impedancias complejas calibradas medidas mediante una sonda para diferentes materiales representados en la misma;
La figura 48 es una gráfica de Smith que tiene valores medios de impedancias complejas calibradas medidas mediante cinco sondas diferentes para diferentes materiales representados en la misma; y
La figura 49 es una vista de cerca del centro de la gráfica de Smith que se muestra en la figura 48.

Descripción detallada; otras opciones y preferencias

Sistema y procedimiento de calibración

La figura 1 muestra un diagrama de bloques del sistema de calibración de antena quirúrgica de múltiples puntos automatizado. Es preferible que la instrumentación electrónica 1000 quede alojada en el interior de un recinto y este recinto puede denominarse generador. La unidad de calibración 100 es un conjunto mecánico que comprende un mecanismo para permitir llevar a cabo una calibración multipunto. La antena quirúrgica 400 está conectada a la unidad de calibración 100 de manera que permite que el extremo distal de la antena quede sometido a una pluralidad de valores de impedancia establecidos mediante el ajuste de un mecanismo de deslizamiento mecánico en la unidad de calibración 100. El mecanismo de deslizamiento mecánico puede conocerse como carga deslizante o cortocircuito deslizante, y el ajuste de este mecanismo se lleva a cabo utilizando un actuador electromecánico 200, cuya función es mover el mecanismo de deslizamiento por ejemplo dentro y fuera del conjunto de la unidad de calibración. El actuador electromecánico se controla utilizando un controlador de actuador 300, que puede ser un controlador proporcional integral derivativo (PID). Dicho controlador garantiza que el movimiento del actuador pueda ser controlado con precisión. Las señales de control para el controlador del actuador 300 provienen de una unidad de procesador/microprocesador de señales digitales 800, y estas señales se basan en instrucciones proporcionadas, por ejemplo, por un usuario a través de la interfaz de usuario 900. La impedancia que se ve en el extremo distal de la antena quirúrgica 400, debido a la posición de la carga deslizante contenida dentro de la unidad de calibración 100, se mide entonces a través de la unidad de procesador/microprocesador de señales digitales 800. Con el fin de que se lleve a cabo la medición de la impedancia de calibración, se envía una señal de microondas a la antena quirúrgica 400 a través de un conjunto de cables de microondas 600. La señal de microondas se genera utilizando la sección del transmisor de transceptor de microondas 500. La señal transmitida desde transceptor 500 se envía a lo largo del conjunto de cables de microondas 600 a la antena quirúrgica 400 y la posición de la carga deslizante dentro de la unidad de calibración 100 hace que el extremo distal de la antena quirúrgica 400 se someta a un error de coincidencia (que produce un coeficiente de reflexión de entre 0 y 1). La señal reflejada debido a este error de coincidencia es enviada o transportada desde el extremo distal de la antena quirúrgica 400, a lo largo del eje de la antena, de vuelta a lo largo del conjunto de cables de microondas 600 a la sección del receptor del transceptor 500. El receptor convierte hacia abajo la frecuencia de la señal a una frecuencia que pueda ser utilizada por un convertidor analógico a digital (ADC) 700, mientras se preserva la información de fase contenida dentro de la señal para permitir que la unidad de procesador/microprocesador de señales digitales 800 extraiga la información de fase y magnitud de la señal. Esta información se utiliza para determinar un punto de calibración. Por lo tanto, cada posición de la carga deslizante (gobernada por la señal de tensión aplicada al actuador electromecánico 200 proporcionada por el controlador PID 300 a través de la unidad de procesador/microprocesador de señales digitales 800) proporciona un único punto de calibración. La información de fase y magnitud puede convertirse en impedancia compleja utilizando una unidad de procesador/microprocesador de señales digitales 800 y cada valor de impedancia compleja correspondiente a una posición de la carga deslizante puede representarse en una gráfica de impedancia conocida como gráfica de Smith. Esta representación proporciona la información necesaria para calibrar el sistema con un plano de referencia (o punto de medición) situado en el extremo distal de la antena quirúrgica 400. La figura 7 muestra una gráfica de Smith que muestra 28 puntos de calibración. Esta representación muestra todos los puntos de medición situados en la circunferencia exterior de gráfica de Smith, de modo que esta disposición supone que la cavidad de guía de ondas contenida dentro de la unidad de calibración 100 es sin pérdidas. En la práctica, puede haber algunas pérdidas asociadas a la cavidad de guía de ondas y también el conjunto de cables 600 y la antena quirúrgica 400. Esta pérdida llevará el círculo de calibración más cerca del centro de la gráfica de Smith, es decir, el radio del círculo de calibración se reducirá.

La gráfica de Smith proporciona un medio apropiado para representar cualquier valor de la impedancia. En la práctica, el sistema mide información de fase y magnitud para cada una de las posiciones del cortocircuito deslizante dentro de la cavidad y esta información puede representarse, almacenarse o convertirse en cualquier formato. Puede ser conveniente almacenar fase y magnitud (dos números) para cada posición del cortocircuito deslizante en una tabla de consulta o en una memoria (RAM o DRAM) y una vez que se han medido todos los puntos, puede

realizarse un cálculo matemático para establecer un punto de referencia para posteriores mediciones del estado de los tejidos. Por ejemplo, el punto de referencia puede ser 0, 1 o -1. Es ventajoso medir suficientes puntos de calibración para permitir medir cambios de fase entre 0º y 360º y para magnitudes medibles que abarquen el intervalo entre -1 y 1. La posición de referencia se determina por calibración antes de tomar las mediciones del estado del tejido. La posición de referencia también se determina por calibración cuando un nuevo conjunto de cables de la antena se conecta al generador.

Puede ser deseable medir en un intervalo amplio, es decir, capturar un cambio de fase de hasta 360º, ya que el cambio de fase para diferentes tipos de tejidos puede ser grande.

En funcionamiento, las mediciones de estado del tejido reales se comparan con el punto de referencia para establecer la impedancia vista en el extremo distal de la antena.

La figura 2 muestra una realización de un dispositivo de calibración automático conectado al resto del sistema. La unidad de calibración 100 está conectada externamente al generador 1010 usando un dispositivo de sujeción adecuado y seguro 180. Este dispositivo de fijación puede ser una tira de Velcro®, un dispositivo de cierre de presión/perno, o cualquier otra unión mecánica adecuada. En esta configuración, la unidad de calibración 100, la antena quirúrgica 400, y el conjunto de cables 600 forman un elemento desechable de un solo uso. La antena quirúrgica 400 puede esterilizarse y montarse en la unidad de calibración 100 durante la fabricación. En efecto, la unidad de calibración 100 y una sección del conjunto de cables 600 pueden alojarse en un paquete estéril (no mostrado). Durante el proceso de calibración, la unidad de calibración 100 y el émbolo 130 se acoplan al generador 1010 y el extremo proximal del conjunto de cables 600 se conecta al transceptor contenido dentro de la instrumentación electrónica 1000 (véase la figura 1) contenida dentro de generador 1010. Se utiliza un enlace mecánico 140 para conectar el émbolo 130 al actuador lineal 200. El controlador del actuador 300 se controla utilizando una instrumentación electrónica 1000.

La unidad de calibración 100 contiene dos bobinas de inducción de RF; la primer bobinas de inducción 110 se utiliza para asegurar que la antena 400 esté conectada eléctricamente a unas paredes 165 de la unidad de calibración 100 a través de un tubo de inserción 150 sin necesidad de un ajuste con apriete entre la pared del tubo de inserción 150 y el revestimiento exterior de antena quirúrgica 400. Es preferible utilizar una bobina de inducción 110 en lugar de diseñar los componentes para que tengan un ajuste con apriete, ya que es deseable revestir la antena quirúrgica 400 con una capa de material biocompatible, por ejemplo, Parileno C, y este revestimiento puede rasparse si el revestimiento exterior de la antena 400 está en contacto directo con la pared del tubo de inserción 150. La segunda bobina de inducción 120 se utiliza para permitir que el émbolo deslice libremente a lo largo de la cavidad de guía de ondas 160 a la vez que proporciona un buen cortocircuito eléctrico entre la carga deslizante (o cortocircuito deslizante) 125 y la pared interior de la cavidad de guía de ondas 160.

La figura 3 muestra una configuración para el sistema de calibración automático en el que la unidad de calibración 100 se encuentra contenida en el interior del generador 1010. Las características en común con la figura 2 tienen los mismos números de referencia. En esta disposición, los elementos desechables son únicamente la antena quirúrgica 400 y el conjunto de cables 600. Debido al hecho de que la unidad de calibración 100 se utiliza para calibrar muchas antenas quirúrgicas, puede no ser posible que la pared del tubo de inserción 150 proporcione un entorno estéril para la antena quirúrgica 400 y, por lo tanto, puede ser necesario que la antena quirúrgica 400 vaya empaquetada dentro de una bolsa o carcasa estéril que pueda arrancarse tras la calibración, proporcionando por lo tanto un entorno estéril para la antena quirúrgica 400.

La figura 4 muestra una tapa (bolsa o caja) estéril 650 que puede encerrar completamente la antena quirúrgica 400 y una sección del conjunto de cables unido 600. Para permitir calibrar eficazmente la antena quirúrgica 400 utilizando la disposición mostrada en la figura 3, la pared de la carcasa estéril 650 es tan delgada como sea posible y realizada en un material que no afecte negativamente a las propiedades eléctricas del extremo distal (la antena de radiación) de la antena quirúrgica 400, es decir, es deseable que la carcasa estéril 650 sea eléctricamente transparente a la impedancia producida por la carga deslizante a la frecuencia de microondas utilizada para realizar el procedimiento de calibración. El grosor de la carcasa estéril 650 también debe limitarse para asegurar que la antena quirúrgica 400 se ajuste en el tubo de inserción 150 sin romperse o dañarse. La primera bobina de inducción de RF 110 ayuda a garantizar que la pared exterior de la antena quirúrgica 400 se cortocircuite eléctricamente a la pared del tubo de inserción 150 y que las pérdidas de RF se minimicen. La eficacia de la bobina de inducción de RF 110 puede mejorar manteniendo el grosor de la tapa estéril 650 tan pequeño como sea posible y utilizando un material para la carcasa estéril 650 que sea de baja pérdida en la frecuencia de calibración elegida. En la disposición mostrada en la figura 3 el émbolo 130 está conectado permanentemente al actuador lineal 200 utilizando la unión mecánica 140. Por ejemplo, la carcasa estéril 650 tiene preferiblemente un grosor inferior a 0,2 mm, y más preferiblemente menos de 0,05 mm, el material preferiblemente tiene un factor de pérdidas o factor de disipación (tan δ) de menos de 0,0009, y más preferiblemente menos de 0,0002 a la frecuencia de interés.

El actuador 200 utilizado para meter y sacar el émbolo de la cavidad de guía de ondas contenida dentro de la unidad de calibración 100 puede ser en forma de motor lineal, actuador de bobina móvil, dispositivo piezoeléctrico, motor paso a paso o un actuador a base de un material magnetoestrictivo. Para el sistema desarrollado aquí, era preferible que el actuador electromecánico 200 fuera un actuador lineal de alta resolución con una carrera suficientemente larga para permitir el movimiento completo alrededor de la circunferencia de la gráfica de Smith. Un actuador lineal con el número de parte LAL35-025-71F fabricado por *SMAC Europe Ltd.* resulta adecuado.

La calibración que puede realizarse utilizando las realizaciones anteriores es una calibración de un puerto (puerto único). Es deseable calibrar en una gama de cargas tan grande como sea posible. Las mediciones realizadas utilizando el sistema de tratamiento (adaptación dinámica) y medición (reconocimiento de estado/tipo de tejido) contendrá errores de medición, y estos errores pueden dividirse en dos grupos: errores sistemáticos y errores aleatorios. Los errores aleatorios son variaciones no repetibles de medición debidas al ruido (por ejemplo, ruido de cortocircuito o ruido térmico generado por componentes dentro del sistema), variaciones de temperatura, y otros cambios físicos no deterministas en el sistema. Los errores sistemáticos son señales de fugas y error de coincidencia en la formación del circuito de microondas (instrumentación), características de aislamiento entre trayectorias de referencia y de señales de prueba (por ejemplo, el circulador utilizado en el circuito del transceptor 500), y respuesta de frecuencia del sistema. En sistemas de medición de microondas normales, los errores sistemáticos son las fuentes de incertidumbre de medición más importantes. En un entorno de medición estable, los errores sistemáticos son repetibles y se recogen por calibración. Durante la calibración de la medición, una serie de dispositivos (o estándares) conocidos se conectan al dispositivo de medición (la antena de radiación de la antena quirúrgica en este ejemplo). Los efectos sistemáticos se determinan como la diferencia entre la respuesta medida y la conocida de los estándares. Una vez caracterizados, estos errores pueden ser relacionados matemáticamente.

La técnica de calibración descrita anteriormente es una calibración de un puerto. El sistema que se describe aquí es también un sistema de un puerto. La medición que se realiza es una medida de la reflexión en la que se envía una señal desde una fuente de microondas de baja potencia a través de una antena a una carga y se mide la señal que se refleja de vuelta desde la carga. En otras palabras, un único puerto transmite una señal y, mientras, recibe la señal reflejada desde la carga de tejido biológico. Esta medición a menudo se denomina medición de parámetro de dispersión, y la medición en particular que se realiza aquí es la medición de la reflexión directa, conocida como medición S_{11}. El rango dinámico de medición de la reflexión está limitada por la directividad del puerto de medición. Para mejorar la precisión y la sensibilidad de la medición, es deseable llevar a cabo una calibración de un puerto, dado que esto puede medir y eliminar tres términos de error sistemático presentes en mediciones de un puerto: directividad, coincidencia de fuente, y seguimiento de la reflexión. La figura 5 muestra los circuitos equivalentes de un caso ideal y un adaptador de error. La relación entre el parámetro de dispersión real S_{11a} y el resultado de medición S_{11m} viene dado por la ecuación 1:

$$S_{11m} = E_D + \left(\frac{E_{RT} \times S_{11a}}{1 + (E_s \times S_{11a})} \right), \qquad ..1$$

donde S_{11m}, es el valor medido S_{11}, S_{11a} es el valor S_{11} real, E_D es un error de la directividad del sistema de medición, E_{RT} es un error de seguimiento de la reflexión, y E_S un error de error de coincidencia en la fuente.

Con el fin de obtener los tres términos del error sistemático para que la medida de la reflexión real pueda derivarse de las medidas tomadas, es necesario crear tres ecuaciones y tres incógnitas y resolverlas simultáneamente. Para conseguir esto se requieren tres estándares de calibración, por ejemplo, un cortocircuito, un circuito abierto y una impedancia de carga conocida. Si, por ejemplo, sólo se utilizase un estándar de calibración, que, por ejemplo, puede ser aire o un cortocircuito, entonces la precisión y la sensibilidad de la medición se verían limitadas. En la realización preferida dada por el sistema de calibración automatizado desarrollado en este trabajo, se miden una pluralidad de puntos de calibración para dar el nivel de sensibilidad deseado.

En las figuras 6(a) y 6(b), respectivamente, se muestran dos procedimientos de producción de un cortocircuito ajustable, o un cortocircuito deslizante (o una carga deslizante) para proporcionar una reactancia variable dentro de un sistema de guía de ondas, donde la impedancia de entrada de la guía de ondas normalizada Z_{in} viene dada por la siguiente ecuación 2:

$$\frac{Z_{in}}{Z_0} = Z_{in} = jX_{in} = j\tan\left(\frac{2\pi x}{\lambda_g}\right) \qquad ..2$$

donde x es la posición de cortocircuito (en metros), Z_0 es la impedancia de la guía de ondas (en ohmios), X_{in} es la reactancia (en ohmios), y λ_g es la longitud de onda de la guía (en metros).

Puede realizarse cualquier valor de X_{in} mediante un ajuste adecuado de la posición de cortocircuito x dentro de la cavidad de la guía de ondas 160. Por ejemplo, si $x=\lambda_g/4$ entonces la reactancia será infinita (un circuito abierto). En la figura 6(a) se muestra el cortocircuito de la guía de ondas ajustable de tipo de contacto, donde se utilizan unos muelles de berilio 121, 122 para hacer un buen contacto eléctrico entre la pared móvil 125 y la pared 165 de la guía de ondas interior. El inconveniente con el uso de esta disposición es que puede sufrir problemas de ruido de contacto, en donde, por ejemplo, partículas de polvo pueden comprometer la calidad del contacto deslizante, y el cortocircuito pueden llegar a ser intermitente y provocar un comportamiento eléctrico errático con el tiempo después de realizar excesivos movimientos de entrada y salida de la cavidad. Estos problemas pueden superarse utilizando cortocircuito regulable sin contacto tal como el que se muestra en la figura 6(b). Esta disposición asegura que el contacto óhmico se produzca en un punto de corriente cero o un punto de impedancia infinita. A la frecuencia preferida, tanto L1 como L2 tienen una longitud de $\lambda_g/4$ (o $(2n-1)\ \lambda_g/4$. La sección de la línea L2 transforma el cortocircuito en el punto A en un circuito abierto en el punto de contacto B. Cualquier resistencia en los puntos de contacto está en serie con el abierto y por lo tanto la impedancia de la combinación es infinita, independientemente del valor de la resistencia de contacto. La sección de la línea L1 transforma la impedancia infinita en un corto circuito en la cara frontal del cortocircuito sin contacto. Dado que el cortocircuito es independiente de la resistencia de contacto, se evita el comportamiento errático asociado a cortocircuitos de tipo con contacto. De acuerdo con la descripción anterior, la pared móvil o cortocircuito móvil 125 quedarán conectadas eléctricamente a la pared interior 165 de la cavidad de la guía de ondas 160. En la disposición mostrada en la figura 6(b), la pared deslizante o cortocircuito deslizante 125 está conectada físicamente a una disposición de bobina de inducción 120, y 120 está construida físicamente utilizando dos secciones metálicas 120a y 120b, ambas de los cuales están conectadas entre sí utilizando un émbolo o barra 130.

En las disposiciones mostradas en las figuras 6(a) y 6(b), se muestra un material con pérdidas 124 dispuesto detrás de la pared deslizante. La finalidad de este material con pérdidas es absorber toda la energía de microondas residual que pueda escaparse de la estructura. Las figuras 6(a) y 6(b) muestran un émbolo o barra 130 conectado a la pared deslizante (cortocircuito) 125 para permitir que dicha pared se mueva a lo largo de la cavidad de la guía de ondas 160.

La variación de reactancia jX_{in} como función del movimiento del émbolo dentro de la cavidad de la guía de ondas será tal como se muestra en la gráfica de Smith que se da en la figura 7. La figura 7 muestra puntos de calibración 28 colocados alrededor de la circunferencia exterior de la gráfica de Smith. Los puntos 1 y 15 representan un cortocircuito y un estado de circuito abierto, respectivamente, los puntos 2 a 14 proporcionan valores de reactancia inductiva, y los puntos 16 a 27 proporcionan valores de reactancia capacitiva. Se ha supuesto que la cavidad de la guía de ondas es sin pérdidas, es decir, a medida que el cortocircuito deslizante 125 pasa a través alejándose del extremo distal de la antena quirúrgica 400, la pérdida de inserción o la pérdida de transmisión es insignificante. De hecho, es una suposición válida ya que en la frecuencia preferida de interés (14,5 GHz) el movimiento lateral requerido para permitir el avance por toda la circunferencia de la gráfica de Smith (desde el generador a la fuente y de vuelta al generador de nuevo, o desde la posición de cortocircuito a la posición de circuito abierto y de vuelta a la posición de cortocircuito de nuevo) es de aproximadamente 10 mm. Con el fin de minimizar la pérdida de inserción, es preferible bañar en plata la pared interior 165 de la cavidad de guía de ondas 160. Si la cavidad de la guía de ondas 160 está realizada en un material con pérdidas entonces la pérdida vendrá representada en la gráfica de Smith como círculos de diámetros más pequeños o una espiral en lugar de un círculo, donde la punta de la espiral se mueve más cerca del centro de la gráfica de Smith.

En la figura 8 se da una ilustración del funcionamiento de una bobina de inducción de guía de ondas. La longitud total de la bobina de inducción 110 es la mitad de la longitud de onda a la frecuencia de interés. Puesto que el extremo más alejado 110a es un cortocircuito físico, se coloca un cortocircuito eléctrico en la pared de la zona donde se encuentra situada la antena quirúrgica 110b. Esta disposición permite insertar la antena dentro de la unidad de calibración 100 a través del soporte de la antena 150 sin necesidad de contacto físico entre la pared exterior de la antena quirúrgica 400 y la unidad de calibración 100. Esto es particularmente ventajoso cuando la pared exterior de la antena quirúrgica 400 está recubierta con una capa delgada, por ejemplo 10 μm, de material biocompatible, ya que un ajuste con interferencia (o incluso un ajuste con apriete) puede hacer que se raspe el material biocompatible. La capacidad de la bobina de inducción 110 para formar un cortocircuito será en cierta medida dependiente de la forma de la bobina de inducción, en la práctica. Por ejemplo, si la bobina de inducción es circular entonces la diferencia entre el radio interior y exterior debe ser un poco más de un cuarto de longitud de onda a la frecuencia de funcionamiento debido a que la longitud de onda real en la cavidad radial está determinada por las funciones de Bessel no funciones sinusoidales como en el caso de secciones de guías de ondas rectangulares, y por lo tanto, la longitud de onda cerca del eje es mayor y prácticamente se volverá igual que para el espacio libre en grandes radios.

La figura 9 muestra una sección a través de un sistema de calibración que utiliza el cortocircuito deslizante 125 para permitir que el extremo distal de la antena quirúrgica 400 quede expuesto a una serie de impedancias entre un cortocircuito y un circuito abierto. La posición del cortocircuito deslizante 125 respecto al extremo distal de la antena quirúrgica 400 determina la impedancia que se ve en por dicha punta. Mientras que la cavidad de guía de ondas 160 sea una estructura sin pérdidas, la impedancia que se ve será cortocircuito (0 Ω), circuito abierto (∞ Ω), una reactancia inductiva, o bien una reactancia capacitiva. En teoría, todas las impedancias se realizarán por un movimiento del cortocircuito deslizante 125 de una mitad de la longitud de onda a la frecuencia de interés. Otro movimiento más allá de la posición de la media longitud de onda hará que el extremo distal de la antena quirúrgica 400 vea la misma impedancia que antes, es decir, 3/4λ dará un circuito abierto, λ dará un cortocircuito, etc. En la disposición mostrada en la figura 9 el extremo distal de la antena quirúrgica 400 encaja dentro de un pequeño orificio 165a que se utiliza para situar la antena. Se utiliza una primera bobina de inducción 110 para crear un cortocircuito entre la pared interior del soporte de la antena 150 y la pared exterior (o conductor) de antena quirúrgica 400. Se utiliza una segunda bobina de inducción 120 para crear un cortocircuito entre la pared interior 165 de la cavidad de la guía de ondas 160 y el cortocircuito deslizante 125. El émbolo o barra 130 está unido a la segunda bobina de inducción 120a/120b y cortocircuito deslizante 125 para permitir que dicho cortocircuito deslizante 125 entre y salga de la cavidad de la guía de ondas 160. El émbolo 130 está conectado a un actuador (no mostrado) utilizando un enlace mecánico 140.

El tamaño de la cavidad de la guía de ondas 160 viene determinado por la frecuencia utilizada por el sistema para llevar a cabo el procedimiento de calibración. La Tabla 1 proporciona una lista de cavidades de guía de ondas estándar con dimensiones físicas de la cavidad la de guía de ondas y el rango de frecuencia en que pueden utilizarse las cavidades de guía de ondas. Si el tamaño de la cavidad es menor que el requerido para el rango de frecuencias de funcionamiento entonces los campos electromagnéticos se pueden propagarse en el interior de la guía de ondas, es decir, la onda se corta. Las realizaciones preferidas utilizadas en los sistemas de calibración aquí son una guía de ondas 17 (WR75) o bien guía de ondas 18 (WR62) que permiten un funcionamiento en modo dominante (TE10) a 14,5GHz (la frecuencia preferida de interés). El funcionamiento a otras frecuencias es posible utilizando las mismos guías de ondas o diferentes, en base a la información en la Tabla 1.

Tabla 1: características de la cavidad de guía de ondas

Tipo de guía de ondas	Rango de frecuencias (GHz)	Otras dimensiones y grosor de pared (mm)	Longitud de onda de corte para modo TE_{10} (mm)	Frecuencia de corte para modo TE_{10} (GHz)
WR187 (WG12)	3,95-5,85	50,8 x 25,4 x 1,626	95,0	3,16
WR159 (WG13)	4,90-7,05	43,64 x 23,44 x 1,626	80,9	3,71
WR137 (WG14)	5,85-8,20	38,1 x 19,05 x 1,626	69,8	4,29
WR112 (WG15)	7,05-10,0	31,75 x 15,88 1,626	57,0	5,26
WR90 (WG16)	8,20-12,4	25,4 x 12,7 x 1,27	45,7	6,26
WR75 (WG17)	10,0-15,0	21,59 x 12,07 x 1,27	38,1	7,88
WR62 (WG18)	12,4-18,0	17,83 x 9,93 x 1,02	31,6	9,49
WR42 (WG20)	18,0-26,5	12,7 x 6,35 1,02	21,3	14,1
WR34 (WG21)	21,7-33,0	10,67 x 6,35 1,02	17,3	17,3
WR28 (WG22)	26,5-40,	9,14 x 5,58 x 1,02	14,2	21,1

La frecuencia de funcionamiento también determina las dimensiones físicas de la primera bobina de inducción 110 y la segunda bobina de inducción 120a/120b. Esta invención no se limita a la utilización de una geometría rectangular de la cavidad de guía de ondas, ya que puede ser deseable utilizar geometrías cilíndricas o cuadradas o de cualquier otra forma adecuada.

Es deseable que la frecuencia de calibración sea lo suficientemente alta (o que la geometría de la guía de ondas utilizada sea lo suficientemente grande) para asegurar que la onda electromagnética pueda propagarse en el interior de la guía de ondas, es decir, la frecuencia utilizada esté por encima de la frecuencia de corte, y que la guía de ondas introduzca una cantidad mínima de pérdida de potencia (o pérdida de inserción) a la frecuencia de interés.

Por ejemplo, si se utiliza una guía de ondas rectangular, entonces la longitud de la pared ancha (mayor longitud) debe ser de por lo menos la mitad de la longitud de onda a la frecuencia de interés, o para una guía de ondas cilíndrica, el diámetro debe ser de por lo menos la mitad de la longitud de onda a la frecuencia de interés.

La figura 10(a) muestra un sistema de calibración que puede utilizarse para calibrar una estructura de antena de tipo guía de ondas en la que el radiador del extremo distal (la antena) es una estructura de lámina de cerámica. Esta figura ilustra que es posible realizar la calibración del extremo distal en estructuras de antena que han sido desarrolladas para diversas aplicaciones. En otras palabras, el procedimiento de realizar la calibración del extremo distal utilizando un cortocircuito deslizante puede utilizarse para llevar a cabo una calibración de un puerto de cualquier estructura de antena de microondas diseñada adecuadamente.

La unidad de calibración mostrada en la figura 10(a) utiliza dos bobinas de inducción 110, 111 para garantizar que la estructura de la antena 400 esté eléctricamente cortocircuitada al soporte de la antena 150 sin necesidad de realizar contacto físico entre la pared interior del soporte de la antena 150 y la pared exterior de la antena quirúrgica 400. El uso de una disposición de dos bobinas de inducción puede reducir cualquier fuga de campo eléctrico que provenga del espacio entre el orificio o canal realizado para el soporte de la antena 150 y la antena quirúrgica 400 (o sea irradiado fuera del mismo). La unidad de calibración también puede utilizar dos bobinas de inducción 120a/120b, 126a/126b conectadas al cortocircuito deslizante 125 para asegurar que la pared interior 165 de la cavidad de la guía de ondas 160 esté eléctricamente cortocircuitada al cortocircuito deslizante sin necesidad de realizar contacto físico hecho, garantizando así que el cortocircuito deslizante puede entrar y salir con facilidad de la cavidad de la guía de ondas 160. El uso de dos bobinas de inducción puede garantizar que se haga un mejor cortocircuito, y que cualquier campo de fuga que puede emanar (o irradiarse) fuera de la cavidad sea minimizado.

Cuanto mayor es el número de bobinas de inducción utilizadas, mejor será el cortocircuito, y menor será el campo de fuga.

La figura 10 (b) ilustra el efecto del uso de una pluralidad de reactancias en términos de nivel de pérdida de energía a la frecuencia de interés. Puede observarse que la pérdida de energía se reduce a medida que aumenta el número de bobinas de inducción. Las disposiciones de bobinas de inducción que se dan aquí son particularmente adecuadas para un sistema que utiliza una sola frecuencia dado que las longitudes físicas exactas necesarias para producir bobinas de inducción media longitud de onda sólo pueden ser estrictamente válidas a una frecuencia. En realidad, una variación de la frecuencia alrededor de una frecuencia central no afectará de forma significativa a la capacidad de la bobina de inducción para crear el estado de cortocircuito deseado, pero la eficacia se verá degradada a medida que la frecuencia se aleja de la frecuencia a la que la longitud de la bobina de inducción es un múltiplo exacto de media longitud de onda. La longitud física de la bobina de inducción puede ser media longitud de onda a la frecuencia que se encuentra en el centro donde se requiere que funcione la unidad en una banda de frecuencias, o la bobina de inducción pueda tener un perfil escalonado.

La figura 11 muestra la sección transversal a través del lado de una realización específica para el sistema de calibración de cortocircuito deslizante. Se muestran dimensiones adecuadas, si bien los dibujos no están a escala. Este diseño fue modelado utilizando herramientas de simulación por ordenador Microwave Studio® de (CST) donde se evaluó la eficacia de la primera bobina de inducción 110, la segunda bobina de inducción 120, el cortocircuito deslizante 125. Se encontró que la posición del cortocircuito deslizante 125 necesaria para permitir que extremo distal de la antena quirúrgica (no mostrada) vea un cortocircuito era de aproximadamente 4 mm desde la pared extrema 127 de la cavidad de la guía de ondas 160. El diámetro interior del soporte de la antena 150 se escogió para permitir que una antena coaxial con un diámetro exterior de 2,2 mm encajara en el interior de la unidad de calibración. El diámetro del orificio elegido de 2,3 mm también permite recubrir la antena quirúrgica con una fina capa de material biocompatible, por ejemplo, un recubrimiento de conformación de 10 μm de parileno C. Se realizó un orificio de posicionamiento 172 para permitir colocar la punta de la antena quirúrgica dentro de la unidad de calibración. La profundidad del orificio 172 se elección para permitir que la mayor parte del monopolo radiante (la antena) de la antena quirúrgica quede expuesto al cortocircuito deslizante 125. La segundo bobina de inducción 120 proporciona un buen cortocircuito entre el cortocircuito deslizante 125 y la pared de la guía de ondas 160. El conjunto completo estaba realizado en latón, que es un material de baja pérdida y puede mecanizarse con relativa facilidad. La estructura se optimizó para funcionar a una frecuencia fija de 14,5GHz y las dimensiones dadas para la estructura, que se muestra en la figura 11, fueron utilizadas en las simulaciones de campo electromagnético que se realizaron en la estructura.

La figura 12 muestra la misma realización específica, pero esta vez se da la vista frontal. Puede observarse que el diámetro interior del soporte de la antena 150 por debajo de la primera bobina de inducción 110 aumenta a 3 mm.

La figura 13 muestra un conjunto completo de la unidad de calibración guía de ondas de cortocircuito deslizante que es una realización de la invención. La unidad está fabricada en latón y comprende cuatro secciones principales. La primera sección es un bloque superior 166, que comprende un orificio 150 para insertar el soporte de la antena, ocho orificios 151, 152, 154-159 para disponer tornillos de montaje de acero inoxidable de cabeza larga de M4 x 35 mm, dos orificios 169a, 169b para disponer pasadores de acero plata de 4 mm de diámetro x 25 mm de largo, y un orificio 153 para un tornillo de acero inoxidable de cabeza M4 x 20 mm.

La segunda sección es una sección media 167 con orificios correspondientes a los del bloque superior 166 y comprende también un orificio 135 para disponer un tornillo de cabeza plana de M2,5 de acero inoxidable para sujetar la placa de montaje del émbolo 131, un rebaje fresado 110 para formar la primera bobina de inducción, y una mitad de la cavidad de la guía de ondas 160.

La tercera sección es el conjunto de émbolo 130, que comprende un cortocircuito deslizante 125, una segunda bobina de inducción 120a/120b, una placa de montaje del émbolo 131 con un bloque de material unido a la parte

posterior 124 (este material puede ser un material de absorción de energía de microondas que puede utilizarse para absorber cualquier campos de escape que pueda estar presente debido a un cortocircuito no perfecto entre las paredes interiores 165 de la cavidad 165 de la guía de ondas 160 y la segunda bobina de inducción 120a/120b), y dos orificios 131 en la placa de montaje del émbolo para disponer unos tornillos de cabeza plana de M2,5 de acero inoxidable 132, 133.

La cuarta sección es la sección inferior 168, que comprende un orificio 150 para encajar la antena 400 (este orificio sólo permite insertar una parte de la antena quirúrgica a través de la cavidad), ocho orificios 151, 152, 154-159 para disponer tornillos de montaje de cabeza larga de M4 x 35 mm de acero inoxidable, dos orificios 169a, 169b para pasadores de acero plata de 4 mm de diámetro x 25 mm de largo, un orificio roscado M2,5 161 para permitir disponer un tornillo de ajuste latón para posibilitar la regulación de la posición del extremo distal de la antena quirúrgica en el plano vertical para permitir que la unidad de calibración se adapte a las variaciones del diseño del extremo distal de la antena quirúrgica, dos orificios roscados M2 162, 163 para permitir disponer unos tornillos de ajuste M2, y la segunda mitad de la cavidad de la guía de ondas 160.

Los tornillos de ajuste M2 de latón 162a, 163a son unos adaptadores de ajuste y se utilizan para ajustar el sistema para adaptarse a variaciones de diseño del extremo distal (la antena) contenido dentro de la estructura de la antena quirúrgica. Estas variaciones pueden deberse a variaciones en el proceso de fabricación o debido a la necesidad de calibrar una gama de diferentes diseños de antena quirúrgica. La inclusión de los tornillos de ajuste 161a, 162a y 163a permite que la unidad de calibración sea flexible en términos de ser capaz de adaptarse a variaciones en el diseño de las antenas quirúrgicas. La unidad de calibración no se limita a antenas quirúrgicas y puede utilizarse para calibrar otras antenas con geometrías físicas similares que sean adecuadas para su uso en otras aplicaciones.

La figura 14 muestra otro dibujo de todo el conjunto, pero esta vez con el conjunto montado sobre un zócalo 190, que también se utiliza para montar el actuador electromecánico 200 (no se muestra). Una sección de guía de antena quirúrgica ajustable 195 se muestra junto con tornillos de montaje de guía 196, 197. La figura 14 también muestra la antena quirúrgica 400 insertada en el soporte de antena 150. Puede observarse que el extremo distal de la antena quirúrgica 400 ajusta dentro de un orificio roscado M2,5 161 a un nivel que viene determinado por el ajuste del tornillo de ajuste de latón M2,5 161a. La figura 14 también muestra la conexión mecánica 140 y una sección móvil de la barra del actuador 201.

La figura 15 muestra un conjunto de calibración con una guía de antena quirúrgica ajustable 195. De nuevo, la antena quirúrgica 400 se muestra insertada en el conjunto de calibración 100. La sección de soporte del conjunto de guía de la antena quirúrgica ajustable 195 se encuentra cerca del conector de microondas 410 que se utiliza para interconectar el conjunto de cables coaxiales 600 con la antena quirúrgica 400. Es deseable que la sección de soporte de guía ajustable 195 se encuentre cerca de dicho conector 410 ya que es probable que el diámetro exterior del conjunto de cables 600 sea de varios órdenes de magnitud mayor que el diámetro exterior de la antena quirúrgica 400, por lo tanto la carga producida por el peso del conjunto de cables 600 podría causar de otro modo que la sección coaxial rígida de la antena quirúrgica 400 se doblara o puede ejercerse una fuerza innecesaria sobre el eje de la antena, lo que puede dar lugar a una flexión del eje. La figura 15 también muestra la ubicación de los tres orificios roscados 161, 162, 163 para tornillos de ajuste 161a, 162a, 163a. A partir de este dibujo puede observarse que dichos tornillos de ajuste se insertarán en el conjunto de guía de ondas desde la parte inferior, de modo que el zócalo 190 tiene un grosor o altura para permitir que dichos tornillos se inserten con una longitud mínima de rosca en el interior de los orificios mientras permite que la unidad de calibración 100 quede asentada plana. Es necesario fresar una ranura del zócalo 190 para permitir disponer y ajustar dichos tornillos de ajuste.

La figura 16 muestra el émbolo 130 y la segunda bobina de inducción 120a, 120b. En esta realización específica, se utiliza acero plata como material del émbolo 130, y la segunda bobina de inducción 120a, 120b está realizada en latón y soldada al extremo de la barra 130. La cara de cortocircuito deslizante 125 puede mecanizarse tras el proceso de soldadura para garantizar que se eliminan las imperfecciones en la unión de soldadura y que la cara 125 sea plana. Una placa de montaje 131 también se conecta al émbolo 130 con el fin de sujetar la estructura al resto del conjunto de calibración. Se utilizan dos tornillos de fijación 132, 133 para mantener la estructura en posición. Un bloque de material no metálico 124 se acopla a la placa de montaje 131. La finalidad de 124 es soportar un conjunto que comprende el émbolo 130 y una segunda bobina de inducción 120a, 120b contenida dentro de la cavidad de la guía de ondas 160. El material elegido para 124 puede ser un material que absorba energía de microondas, por ejemplo, una espuma de RF de R&F Productos (ref. http://www.randf.com/rf foam.html). Estas espumas de RF pueden optimizarse para pérdida de reflexión o pérdida de inserción y en la Tabla 2 se da un breve resumen de materiales apropiados.

Tabla 2: Productos absorbente de espuma de RF disponibles de R&F

Producto	Descripción
RFLS	Espuma con pérdidas de una sola capa de espuma para un rango de pérdidas de inserción de 1 dB a 50 dB por pulgada. Rango de grosores de 0,125" a 4,5"
RFML	Espuma multicapa compuesta por tres capas RFLS. La estructura de capas proporciona una buena absorción de banda ancha en una amplia gama de frecuencias
RFRET	Espuma reticulada con un revestimiento con pérdidas graduado continuamente. Proporciona un rendimiento de banda ancha óptimo con el menor peso
RFWP	Espuma resistente al agua
RFRIGID	Versión rígida de RFRET

Estas espumas a menudo se conocen como materiales absorbentes radar (RAM) y los materiales comprenden revestimientos cuyas propiedades eléctricas y magnéticas han sido alteradas para permitir la absorción de energía de microondas a frecuencias discretas o de banda ancha.

La figura 17 muestra una realización mecánica y electromecánica completa de una unidad de calibración automatizada. Se muestra un actuador electromecánico (motor lineal) 200 montado sobre un zócalo 190 y el eje móvil 201 está acoplado al émbolo 130 utilizando la unión mecánica 140. Se utiliza un conector 210 para enviar las señales eléctricas de entrada necesarias para accionar el actuador electromecánico 200. Estas señales son señales acondicionadas convenientemente producidas por el controlador del actuador 300. Dicho controlador 300 puede proporcionar un control proporcional, integral o diferencial para introducir ganancia, evitar un sobre-exceso y proporcionar un corto tiempo de respuesta del actuador, respectivamente. Las señales proporcionadas por el controlador del actuador 300 al actuador 200 se basan en las señales derivadas o desarrolladas en la unidad del procesador/microprocesador de señales digitales 800, y estas señales se basan en información medida o comandos de usuario enviados al sistema.

Las figuras 18 y 19 muestran otra realización de un sistema de calibración que se basa en el mismo principio de mover un cortocircuito deslizante 125 en el interior de una cavidad de guía de ondas 160 para permitir que el extremo distal de la antena quirúrgica 400 sea sometido a diferentes impedancias. En esta realización el sistema es completamente mecánico. La figura 18 muestra una disposición que utiliza un mecanismo retráctil similar al utilizado en el funcionamiento de un bolígrafo. La figura 18 muestra la posición del cortocircuito deslizante 125 respecto al extremo distal de la antena quirúrgica 400 configurada para permitir que el extremo distal vea un estado de cortocircuito. Esta posición se consigue mecanizando un saliente 131 en la pared de la cavidad de guía de ondas 160 para permitir que el extremo de un muelle 132 quede unido (o permanezca en contacto) permanentemente y quede posicionado incluso cuando el muelle 132 está bajo tensión, es decir, el muelle no debe pasar por el diámetro interior del saliente 131. El extremo opuesto del muelle 132 está unido a una placa (o disco) 133 cuyo diámetro es mayor que el diámetro del muelle 132 para evitar que el muelle se extienda más allá de dicha placa, de modo que el muelle 132 quede contenido dentro de la zona entre el saliente 131 y la placa 133. En la disposición mostrada en la figura 18, el muelle 132 se comprime empujando físicamente la tapa terminal 138 para permitir que un resalte con dientes 139 sobre el elemento deformable elásticamente 136 quede situado en la cavidad 137a. El elemento elástico 136 está fijado permanentemente al émbolo 130. Puede ser preferible que el elemento 136 esté realizado en un material plástico. La posición del saliente 131 debe ser tal que permita que el cortocircuito deslizante recorra una distancia que sea por lo menos la mitad de la longitud de onda a la frecuencia de funcionamiento con el fin de permitir capturar todos los puntos alrededor de la circunferencia de la gráfica de Smith. Preferiblemente, la distancia de recorrido permisible es una longitud de onda a la frecuencia de interés con el fin de garantizar el funcionamiento correcto del sistema. Un bloque (o el botón) 134 está unido a las paredes de la guía de ondas 165 utilizando dos muelles adicionales 135. La finalidad del bloque 134 y los muelles 135 es permitir que el elemento 136 se deforme, liberando de ese modo 139 el resalte cuando se aplica una fuerza al bloque 134 para permitir que su cara interior empuje contra el resalte 139. Cuando se produce esta operación, el muelle 132 está bajo menos tensión y el resalte 139 está situado en la cavidad 137b. La figura 19 muestra la situación cuando el muelle 132 se suelta y el resalte 139 se ha movido hacia la posición 137b. En esta situación, el cortocircuito deslizante 125 se aleja del extremo distal de la antena quirúrgica 400 una distancia que permite que el extremo distal de la antena quirúrgica 400 vea un estado de circuito abierto. El muelle 132 todavía se encuentra un poco bajo tensión para asegurar que la posición del cortocircuito móvil 125 sea fija y no quede suelto dentro de la cavidad de guía de ondas 160. La disposición de calibración mecánica mostrada en las figuras 18 y 19 permiten medir solamente dos puntos de calibración. En este ejemplo los dos puntos que se muestran son un circuito abierto y un cortocircuito, pero esta disposición no se limita a la medición de sólo estas posiciones, por ejemplo, si el movimiento era para representar un octavo de la longitud de onda a la frecuencia de interés en la dirección de movimiento desde la posición de cortocircuito que se mueve desde la fuente hacia el generador, entonces la impedancia que se ve en el extremo distal de la antena quirúrgica 400 sería una reactancia inductiva igual a la impedancia característica de la cavidad de guía de ondas.

Otras disposiciones de calibración del extremo distal que pueden considerarse son las que utilizan puntos de calibración fijos, donde es necesario unir físicamente una plantilla o conjunto de calibración 100 a la antena quirúrgica 400. Es posible diseñar y desarrollar una pluralidad de cargas de calibración que se pueden conectarse físicamente o manualmente al extremo distal de las antenas quirúrgicas para proporcionar un entorno de impedancia fija o un estándar de calibración adecuado. Cada estándar conocido permitirá que el extremo distal de la antena vea una impedancia diferente. Es preferible utilizar por lo menos tres estándares de impedancia conocidos, por ejemplo, un circuito abierto, un corto circuito, y una impedancia que sea la misma que la impedancia característica del sistema (el eje de la antena, conjunto de cables, componentes de microondas, etc.), por ejemplo, 50 Ω o 75 Ω. Se prefieren por lo menos tres estándares para garantizar que los errores del sistema (desviaciones de CC, etc.) se eliminan. La figura 20 muestra una disposición en la que se utiliza una técnica de calibración de punto fijo para calibrar una antena quirúrgica. La unidad de calibración 100 contiene tres salientes 413 que están separados adecuadamente para permitir que el extremo distal 420 de la antena quirúrgica 400 sea sometido a tres impedancias de carga diferentes. La antena quirúrgica 400 contiene tres ranuras 430, 440, 450 para permitir que la antena quede situada en tres posiciones únicas dentro de la unidad de calibración 100. La unidad de calibración 100 está diseñada alrededor de la geometría de la antena quirúrgica 400 de manera que la antena quirúrgica 400 encaja en el interior de la unidad de calibración 100 donde se minimizan los espacios de aire entre las paredes interiores 165 de la unidad de calibración 100 y la pared exterior de la antena quirúrgica 400. Es deseable que la distancia entre el centro de muescas adyacentes (y correspondientes ranuras) se encuentren en múltiplos impares de un cuarto o un octavo de la longitud de onda a la frecuencia de interés de manera que cuando todas las tres ranuras 430, 440, 450 de la antena quirúrgica 400 estén en contacto con tres salientes 413 respectivos el extremo distal 420 de la antena quirúrgica 400 sea sometida a una situación de cortocircuito. Si la punta de la antena es empujada contra una pared en cortocircuito o la punta queda ajustada sin holgura en una parte correspondiente puede producirse una situación de cortocircuito.

Cuando la posición de la antena quirúrgica 400 en el interior de la unidad de calibración 100 se ha ajustado de manera que sólo las últimas dos ranuras 440, 450 están en contacto con los correspondientes salientes 413 en la unidad de calibración 100, la extremo distal radiante 420 de la antena quirúrgica 400 verá una situación de circuito abierto. Si la posición varía de nuevo de manera que sólo la última ranura 450 está en contacto con la primera muesca entonces la impedancia que ve la punta radiante 420 variará una vez más. Suponiendo nuevamente que la distancia entre los centros de muescas y ranuras adyacentes es un múltiplo impar de un cuarto de longitud de onda a la frecuencia de interés y que la cavidad de guía de ondas efectiva 160 que se ha establecido es sin pérdidas a la distancia de interés, la punta radiante 420 de la antena quirúrgica 400 debería ver una situación de cortocircuito, una vez más.

Los resaltes 413 de la figura 20 pueden formarse mediante un muelle. De este modo, los resaltes esquemáticos mostrados en la figura 20 pueden ser sustituidos por ranuras que pueden alojar completamente unos cojinetes de bolas cuando la pared exterior de la antena quirúrgica 400 empuja contra ellas. Muelles pequeños permiten a los cojinetes de bolas adoptar dos posiciones. La primera posición es en la que los cojinetes de bolas son empujados dentro de las ranuras realizadas en la pared 100 de la cavidad de guía de ondas 160 para permitir situar la antena quirúrgica 400, o para tener libertad para moverse en el interior de la unidad de calibración 100. La segunda posición es en la que los cojinetes de bolas se encuentran dentro de las ranuras 430, 440 en el interior de la antena quirúrgica 400 para permitir situar la antena quirúrgica 400 en una posición fija para permitir calibrar la punta radiante 420. Un extremo de cada uno de los muelles pequeños está conectado a la superficie de su respectivo cojinete de bolas y el otro extremo está conectado a la pared 165 de la unidad de calibración 100. Esta conexión se puede hacer utilizando pegamento, por soldadura, soldadura fuerte, o cualquier otro medio adecuado. Cuando la antena quirúrgica 400 está situada en el interior del conjunto de calibración 100, puede ser preferible que una mitad (un hemisferio) del cojinete de bolas llene completamente una ranura correspondiente 430, 440. Es deseable que los muelles pequeños sean tan rígidos prácticamente como sea posible con el fin de evitar el movimiento de la antena quirúrgica dentro de la cavidad 160 de la unidad de calibración 100.

En la realización mostrada en la figura 20, es preferible que la cavidad de guía de ondas soporte el modo de propagación dominante en lugar de modos de propagación de orden superior. Dado que los modos de propagación de orden más alto sólo existen cuando la frecuencia de funcionamiento es lo suficientemente alta o la estructura de guía de ondas es lo suficientemente grande como para permitir que la geometría (diámetro o anchura de la pared) tenga unas dimensiones físicas que sean más de una mitad de longitud de onda a la frecuencia de interés, es posible que solamente pueda propagarse el modo dominante.

Materiales adecuados para la unidad de calibración 100 en la figura 20 incluyen aluminio, cobre, latón, acero chapado en plata, aluminio chapado en plata, níquel chapado en oro.

En determinadas aplicaciones, puede ser adecuado calibrar el extremo distal 420 de la antena 400 utilizando solamente calibración de punto único. Aplicaciones en las que esta disposición puede ser apropiada incluyen tipo de material o diferenciación de propiedad donde hay una gran diferencia entre las características del material, por

ejemplo, si existe un cambio en la parte real de la impedancia de 10Ω a 1kΩ, o donde sólo es necesario medir una diferencia en lugar de una posición exacta referenciada a un punto de calibración fijo. Dependiendo de la sensibilidad de la medida requerida, puede ser posible utilizar calibración de punto único para que el sistema de tratamiento/medición que se desarrolla aquí realice una adaptación dinámica de la impedancia del tejido y un reconocimiento del estado del tejido. La figura 21 muestra una realización de una disposición individual calibración de punto único, donde un conductor central 421 de una antena quirúrgica 400 sobresale hacia una cavidad de guía de ondas 160. En la disposición mostrada, la longitud de la cavidad es un múltiplo impar de un cuarto de longitud de onda a la frecuencia de interés, que puede utilizarse para permitir que la punta del conductor central 421 vea una carga de circuito abierto. El material utilizado para llenar la cavidad de guía de ondas 160 es aire, pero pueden utilizarse otros materiales. Puede ser deseable llenar la cavidad con un material que presente una alta permitividad relativa a la frecuencia de interés para permitir que dicha cavidad soporte el modo de propagación dominante, mientras mantiene las dimensiones físicas de la cavidad tan pequeñas como sea posible. En una realización alternativa, el extremo distal del conductor central 421 puede ponerse en contacto con la pared 165 del cuerpo del conjunto de calibración para permitir que dicha punta 421 sea expuesta a una carga de cortocircuito. En este caso es preferible que el material de calibración 421 sea el mismo que el material de la pared 165 y que este material sea un buen conductor. Si los dos materiales son iguales y presentan las propiedades de un buen conductor entonces tanto el extremo distal general de la sección de radiación (la antena) 420 de la antena quirúrgica 400 como la punta del conductor central 421 verán una carga de cortocircuito.

La figura 22 representa una disposición de calibración de punto único que utiliza cargas coaxiales en lugar de las cargas de guía de ondas o cavidades de guía de ondas que se han descrito anteriormente. En la figura 22(a) se muestra una versión coaxial de una carga de cortocircuito o punto de calibración conectado a la punta radiante distal 420 de la antena quirúrgica 400.

La carga de cortocircuito coaxial se realiza terminando el extremo de la punta radiante 420 con una placa metálica 165a. Dicha placa 165a crea un límite en el que el campo eléctrico asociado al modo electromagnético transversal (TEM) es cero. Por lo tanto el coeficiente de reflexión es -1, que es el coeficiente de reflexión por un cortocircuito. A bajas frecuencias, sería posible conectar la punta del conductor interior al conductor exterior de la antena 400 para obtener una buena carga de cortocircuito, pero a frecuencias de microondas consideradas en este trabajo la reactancia asociada a la inductancia del cable será apreciable y también algo del campo se radiaría fuera del extremo de 420, lo que añade un componente resistivo a la impedancia de la terminación. La versión coaxial de la carga de circuito abierto se muestra en la figura 22(b). En esta disposición, la pared 165 del elemento de calibración se extiende más allá de la punta radiante 420 para evitar la radiación que emana fuera del extremo de la estructura. En este caso, debe seleccionarse el diámetro interior del dispositivo de calibración de modo que la sección de guía de ondas circular quede por debajo de corte en la frecuencia de interés más alta. La longitud L debe seleccionarse para que sea suficiente para atenuar el modo dominante (TE_{11}) en por lo menos 20 dB para asegurar que todos los modos sean atenuadas por lo menos este valor, y por lo tanto, se producirá una radiación insignificante al final de la estructura.

La versión coaxial de la carga de cortocircuito deslizante se muestra en la figura 22(c). En esta disposición, un tubo metálico 165 se desliza sobre el conductor exterior de la antena quirúrgica 400 y se hace un buen contacto eléctrico entre la pared exterior de 400 y la pared interior de 165 utilizando unas garras elásticas de berilio y cobre 167. Esta disposición de cortocircuito deslizante puede utilizarse para variar la reactancia que se ve en el extremo distal de la sección de antena de radiación 420. Todos los valores de reactancia de 0 Ω (cortocircuito) a ∞ Ω (circuito abierto) están disponibles moviendo la carga deslizante una distancia igual a la mitad de la longitud de onda a la frecuencia de interés (o la frecuencia de calibración). El movimiento de media longitud de onda corresponde a un cambio en el coeficiente de reflexión de -1 a +1, respectivamente. Se supone que cuando el extremo distal de la sección de antena de radiación 420 está en contacto con la placa extrema 125 unida al cortocircuito deslizante, entonces se produce una carga de cortocircuito. La disposición mostrada en la figura 22(c) se aprovecha de las propiedades de transformación de impedancia de una línea de transmisión sin pérdidas.

La figura 23 muestra una disposición de calibración de un punto único donde la carga de calibración está integrada dentro de la antena y el sistema de empaquetado del conjunto de cables. En la disposición mostrada en la figura 23 la sección de antena de radiación 420 está rodeada por un material 655 que se utiliza para proporcionar la carga de calibración estable y dicha carga de calibración 655 se diferencia de los materiales utilizados para formar el alojamiento estéril (o entorno estéril) 650 para el conjunto de cables 600 y la antena quirúrgica 400. Es deseable utilizar el mismo material para la carga de calibración 655 y el empaquetado estéril 650 con el fin de simplificar el proceso de fabricación. La punta radiante 420 debe estar completamente sumergida en el interior del material de calibración 655 (650), y tiene que garantizar que no hay espacios de aire entre 420 y 655 (650) para asegurar que el sistema está calibrado a una carga conocida. Debe tenerse en cuenta también la composición eléctrica y mecánica del material utilizado para 655 y/o 650, por ejemplo, el material debe ser compatible en términos de densidad de material alrededor de la punta radiante 420 con el fin de minimizar las variaciones en las características del material, por ejemplo, PTFE de baja densidad puede variar ligeramente su valor de permitividad relativa cuando es aplastado.

La disposición mostrada en la figura 23 muestra un conjunto de cables flexibles 600 conectado a la antena quirúrgica 400 por medio de una SMA hembra 651 que está conectada al extremo proximal de la antena quirúrgica 400, un SMA macho 652 que está conectado al extremo distal del conjunto de cable 600 y un primer material (calibración materiales) 655 que cubre la punta radiante distal 420 de la antena quirúrgica 400. Toda estructura queda encerrado en una bolsa o carcasa estéril 650. El conjunto permanecerá en el interior del alojamiento estéril 650 hasta que se haya completado el procedimiento de calibración y la antena quirúrgica 400 esté lista para ser utilizada para tratar al paciente.

El proceso completo implicado en la calibración del sistema electroquirúrgico desarrollado en este trabajo puede ser como sigue:

1. Conectar un conjunto de cables flexibles 600 a la antena quirúrgica 400 (alternativamente, pueden estar formados de una sola pieza)
2. Esterilizar el conjunto de cables/antena utilizando esterilización gamma o vapor (u otro procedimiento de esterilización conocido)
3. Unir el material de carga de calibración a un extremo distal 420 (nota: el material de carga de calibración es preferiblemente biocompatible y esterilizado). Tal como se ha mencionado anteriormente, este material puede ser el mismo que el material utilizado para el empaquetamiento estéril)
4. Colocar el conjunto dentro de la bolsa o alojamiento estéril 5
5. Unir el extremo proximal 1011 del conjunto de cables 600 al puerto de salida del generador 1010
6. Enviar instrucciones al generador 1010 para iniciar el proceso de calibración del sistema a través de la interfaz de usuario 900 (estas instrucciones pueden iniciarse automáticamente)
7. Realizar la calibración para permitir que la punta radiante se mueva eficazmente hacia la unidad de procesamiento de señales
8. Retirar la bolsa (o alojamiento) estéril y la carga de calibración contenida en la misma
9. La antena quirúrgica 400 está ahora lista para insertarse en el paciente para medir diversas propiedades o estados de tejidos y/o para destruir tumores con energía controlada utilizando adaptación de impedancia dinámica entre la fuente de energía y de impedancia fija y el tejido, donde el mecanismo de control se basa en la información medida en la sección de radiación distal (la antena) 420 de la antena quirúrgica 400.

Una disposición adicional puede utilizar cargas de calibración fijas que pueden roscarse en el extremo de la antena quirúrgica 400. En una realización particular, puede ser posible disponer una rosca en la pared exterior de la antena quirúrgica 400 y construir una carga de calibración con un orificio roscado utilizando una rosca adaptada para permitir realizar un buen contacto entre las dos partes. La carga de calibración puede diseñarse utilizando herramientas de simulación electromagnética para permitir que la sección radiante distal (la antena) 420 de la antena quirúrgica 400 vea cualquier carga discreta entre un circuito abierto y una impedancia de cortocircuito (real, imaginaria o compleja). Este concepto puede extenderse además para proporcionar una herramienta de calibración que comprende dos tornillos roscados en cargas conectadas entre sí (posiblemente adosadas) para permitir realizar una calibración de dos puntos no automatizada. En este caso, puede ser deseable diseñar las cargas de calibración para permitir que la punta radiante 420 vea una impedancia abierta y de cortocircuito. Esta idea podría ampliarse a una pluralidad de tales cargas fijas construyendo una herramienta de calibración en forma de "estrella" que contenga una pluralidad de cargas de calibración. Este concepto puede tener aplicaciones en las que el sistema va a utilizarse en un entorno no estéril y/o el personal operativo capacitado está disponible para llevar a cabo la rutina de calibración manual. Todavía otra extensión de la idea de utilizar la disposición de tornillo puede ser extender la longitud de la rosca de la carga de calibración y realizar la rutina de calibración durante el proceso de atornillar la antena quirúrgica en la carga de calibración. Una vez que las dos partes se conectan (o se apelmazan) de manera segura mediante un par de vueltas de rosca, la punta radiante distal 420 verá una variación de impedancia a medida que la carga de calibración se atornilla más en el eje exterior de la antena. Cuando la carga de calibración se ha roscado totalmente en la punta radiante 420, la antena habrá visto una pluralidad de cargas (o habrá sido sometida a éstas) para permitir medir un número de puntos de calibración. Puede ser preferible utilizar esta disposición en la dirección opuesta, es decir, inicialmente el tornillo de la carga de calibración totalmente en el eje de la antena hasta que el extremo distal radiante coincide con la cara extrema del estándar de calibración y entonces toma una serie de puntos de calibración mientras desenrosca el eje de la antena. También puede ser posible colocar pivotes o topes dentro de la rosca de la carga de calibración para permitir que la calibración se lleve a cabo a una serie de impedancias de calibración fijas. Una realización particular de esta idea puede ser el uso de muelles para permitir empujar los pasadores dentro de la carga de calibración para permitir situar la punta de la sección radiante 420 y, una vez que se ha encontrado la posición, los pasadores se saldrían fuera de la zona donde se encuentra la punta para permitir llevar a cabo el proceso de calibración. Puede haber una pluralidad de pasadores que se dispongan a lo largo de la rosca, siendo cada uno accionado por muelle para permitir mover los pasadores fuera de la zona donde se encuentra la punta antes de medir el punto de calibración. Este proceso de calibración puede requerir realizar dos ajustes mecánicos o manuales para medir cada punto de calibración, es decir, para empujar un pasador

accionado por muelle correspondiente a la posición deseada en el conjunto, y para torcer la antena (o carga de calibración) hasta que se alcance la nueva posición de calibración.

De lo anterior debe entenderse que la presente invención no se limita a la utilización de la disposición de cortocircuito deslizante (o carga deslizante), o los otros medios de calibración mencionados anteriormente, por ejemplo, cargas únicas que han sido diseñadas específicamente para la estructura de antena quirúrgica particular, por ejemplo, la estructura de pluma (descrita anteriormente) para proporcionar un circuito abierto y un cortocircuito para realizar la calibración del extremo distal necesaria. Puede ser posible utilizar aire como carga de calibración y/o material de empaquetado, por ejemplo espuma estéril, colocada alrededor del extremo distal de la antena durante el empaquetamiento, y/u otro material de calibración adecuado y estable. En algunos casos, puede ser posible utilizar una única carga de calibración, y esta carga puede ser el empaquetamiento estéril para la antena quirúrgica. Puede ser posible y deseable llevar a cabo una calibración adicional también en el extremo del generador, por ejemplo utilizando un cortocircuito conectado al conector de salida. Un procedimiento particular puede ser calibrar en primer lugar el generador a una terminación de cortocircuito conectada al puerto de salida del generador, y en segundo lugar reemplazar la terminación de cortocircuito por el conjunto de cable y sonda y luego calibrar de nuevo con el extremo distal de la antena quirúrgica cargada con espacio libre o aire. En esta disposición particular, el cortocircuito puede ser sustituido por un circuito abierto o un conector de salida no terminada. La calibración particular adoptada dependerá de la relación señal ruido del sistema y el grado de diferencia producido por la carga o variaciones de material de las propiedades que se están midiendo.

El sistema de calibración introducido aquí puede ser mecanizado a partir de un bloque de metal macizo, por ejemplo, aluminio, latón o cobre. Dicho bloque macizo también puede ser chapado, por ejemplo, con plata u oro para proporcionar un entorno de baja pérdida para la propagación de las ondas electromagnéticas.

Puede ser preferible que el sistema de calibración se fabrique utilizando un material plástico, en el que la superficie vaya recubierta por un material metálico. Es preferible que el grosor de metalización sea de por lo menos varias profundidades de la piel a la frecuencia de funcionamiento con el fin de asegurar que una elevada proporción del campo electromagnético se propague en el interior de la estructura y la pérdida de conducción se minimice. Por ejemplo, si el grosor de metalización es de cinco profundidades de la piel entonces se propaga un 99% de la energía electromagnética. Por ejemplo, con una frecuencia de funcionamiento de 14,5 GHz y un conductor de cobre, la profundidad de penetración requerida es 0,506 μm, y por lo tanto, para lograr una capa de grosor igual a cinco profundidades de piel, el grosor requerido es de 2,530 μm.

Puede ser deseable producir un molde de plástico o una herramienta para fines de fabricación. Puede ser preferible dividir la estructura en dos secciones para facilitar la fabricación y el montaje, y simplificar el proceso de metalización (debería ser más fácil producir un grosor uniforme de metalización con una estructura abierta). En este caso, sería preferible dividir la estructura en dos partes iguales y realizar la división a lo largo de la amplia pared de la sección de guía de ondas, donde el campo eléctrico es cero. Las dos mitades podrían unirse después entre sí mediante tornillos metálicos o pegamento metálico o una combinación de los dos. Con el fin de asegurar que la fuga de campo a lo largo de la junta (o unión) se minimice, es deseable colocar los tornillos a un octavo (o un cuarto) de una longitud de onda aparte a la frecuencia de operación para evitar que cualquier espacio que esté presente actúe como ranura o antena de radiación. La estructura de plástico metalizado también tiene la ventaja de minimizar el peso del sistema de calibración y reducir el coste de fabricación. Además, el conjunto de calibración puede dividirse a la mitad para la fabricación por moldeo por inyección, siempre y cuando las dos partes encajen cuidadosamente entre sí cuando no circulan corrientes a través de la línea central, de modo que se requiere que la unión conduzca. Dado que se prevé que el sistema de calibración será un elemento desechable, estos dos aspectos pueden ofrecer una ventaja significativa durante la fase de fabricación del producto.

La técnica de calibración que se describe aquí utiliza un procedimiento de detección de la reflexión de un puerto. En otras palabras, la medida que se realiza es una medida de la reflexión, donde se envía una señal desde una fuente de microondas de baja potencia a través de una antena a una carga y la señal que se refleja de vuelta se mide a partir de la carga. Esta medición se denomina a menudo medida del parámetro de dispersión, y la medición particular realizada aquí es la medición de la reflexión directa, conocida como medición S_{11}. El rango dinámico de las medidas de reflexión está limitado por la directividad del puerto de medición. Para mejorar la precisión y la sensibilidad de la medición, es deseable llevar a cabo una calibración de un puerto, ya que puede medir y eliminar tres términos de error sistemático presentes en mediciones de un puerto: directividad, coincidencia de fuente, y seguimiento de reflexión.

La figura 39 es un diagrama esquemático que muestra una expresión alternativa de la relación entre un parámetro de dispersión Γ_{Aclual} y un resultado de medición $\Gamma_{Measured}$. A partir del diagrama, puede derivarse la siguiente ecuación:

$$\Gamma_{Actual} = \frac{\Gamma_{Measured} - E_d}{E_s(\Gamma_{Measured} - E_d) + E_t} \quad ..3$$

donde $\Gamma_{Measured}$ es el valor S_{11} medido, Γ_{Actual} es el valor S_{11} real, E_d es un error de la directividad del sistema de medición, E es un error de seguimiento de la reflexión, y E_s es un error de coincidencia en la fuente.

Todos los términos de la ecuación 3 pueden ser números complejos. Una manera de compensar los tres términos de error sistemático de manera que las mediciones de reflexión reales puedan derivarse a partir de mediciones tomadas es crear tres ecuaciones con tres incógnitas y resolverlas simultáneamente. Esto puede conseguirse utilizando tres patrones de calibración conocidos, por ejemplo, un cortocircuito, un circuito abierto y una impedancia de carga conocida.

Una solución alternativa es obtener una función de asignación determinando valores para tres términos de error relativos (E'_d, E'_t; y E'_s) comprando $\Gamma_{Measured}$ para tres o más patrones de calibración con valores conocidos de dichos estándares medidos utilizando una sonda de referencia. La ecuación 3 puede manipularse para dar expresiones para los errores relativos en términos de las tres impedancias complejas conocidas y tres medidas.

Para mediciones posteriores, la función de asignación se aplica para obtener un valor de impedancia compleja para la comparación con un conjunto de valores almacenados correspondientes a diversos materiales (por ejemplo, tipos de tejidos biológicos) medidos utilizando la sonda de referencia.

La función de asignación puede ser más precisa si se utilizan más de tres patrones de calibración.

Las figuras 40 y 41 son gráficas de Smith con datos señalados en la misma que demuestra que los estándares de calibración de líquido que se discuten a continuación proporcionan impedancias complejas muy precisas obtenibles de manera repetida. Hay tres grupos de once puntos de datos en cada gráfica de Smith. Cada conjunto de puntos de datos es para una serie de once estándares de calibración medidos con la misma sonda. Los once estándares de calibración de cada serie fueron mezclas de agua y alcoholes metilados (a partir de la misma fuente) en las proporciones mostradas en la Tabla 3.

Tabla 3: Composición de los estándares de calibración

Estándar nº	% agua	% alcoholes metilados
1	0	100
2	10	90
3	20	80
4	30	70
5	40	60
6	50	50
7	60	40
8	70	30
9	80	20
10	90	10
11	100	0

Para preparar los estándares de calibración se utilizó el siguiente procedimiento:

- se utilizaron dos dispensadores de 5 ml Baxa Exacta-Med para medir por separado una cantidad de líquido y muestras de concentración de agua y alcohol metilado en un conjunto de tubos de ensayo
- tal como se muestra en la Tabla 1, se obtuvieron muestras a partir de mezclas de agua y alcohol metilado. Partiendo de una muestra de agua de 100% (10 ml), las 10 muestras restantes se formaron por incrementos de 10% (1 ml) de alcohol desnaturalizado y disminuciones de 10% (1 ml) en agua
- todas las muestras de líquido se hicieron a una cantidad de líquido de 10 ml. Para asegurar que la cantidad de líquido de 10 ml se mantuvo durante toda la preparación, las mediciones se tomaron a un nivel específico de los dispensadores. Esto minimiza cualquier variación en residuos líquidos de los dispensadores, manteniendo así las mezclas de concentración estrechamente a la cantidad deseada
- todas las pruebas se llevaron a cabo a temperatura ambiente
- los estándares preparados se mantuvieron bien tapados para evitar la evaporación de líquido y para preservar el contenido de concentración

- la sonda se conectó directamente a un cable de puerto de prueba flexible Agilent 85131F de 3,5 mm calibrado que se sujetó en un tornillo de banco para mantener la precisión de la medición y minimizar variaciones de fase y magnitud debido a la flexión dinámica del cable
- todas las medidas de impedancia compleja se hicieron a una frecuencia de punto de 14,5 GHz
- los tubos de ensayo que mantenían las concentraciones de líquido estaban sujetos en una posición fija durante la medición agarrando los cables del puerto de prueba a un tornillo para minimizar el ruido de medición
- la sonda se insertó en el material a una profundidad de más de 1 cm y se mantuvo en el medio del tubo de ensayo.

El analizador de red y el kit de calibración utilizados para registrar y analizar las medidas reflejadas fueron un 8720ET Agilent y un Agilent 85052B respectivamente.

La figura 40 muestra los datos reales medidos para las tres series de estándares de calibración. La figura 41 muestra los datos después de corrección de fase (por ejemplo, para compensar la torsión en el cable y similares, lo que puede introducir errores sólo de fase). Los tres conjuntos de datos se disponen uno en la parte superior del otro en la figura 41, lo que indica que los patrones de calibración tienen valores de impedancia compleja consistentes y obtenibles repetidamente.

Las figuras 42 a 44 son diagramas que muestran la coherencia repetible de los estándares de calibración para tres sondas diferentes.

La figura 42 es una gráfica de Smith que tiene representada en la misma la impedancia compleja medida de los once estándares de calibración descritos anteriormente para tres sondas. Cada serie de once puntos de datos tiene una distribución en sentido horario consistente. La diferencia en el movimiento en sentido horario de cada distribución de sondas puede atribuirse a las tolerancias de fabricación en la impedancia característica para cada estructura de sonda. Estas tolerancias pueden corregirse matemáticamente, siempre que el movimiento de distribución de la impedancia medida en la gráfica de Smith sea repetible. Los datos de esta gráfica muestran que los estándares de calibración producen un rango de valores de impedancia compleja adecuados para la calibración para diferentes sondas.

Para evaluar lo bien que se reproducen las mezclas de líquidos, se repitieron mediciones cinco veces utilizando cuatro sondas diferentes, cada vez a una nueva serie preparada de los once estándares de calibración.

Las partes real e imaginaria de la impedancia compleja medida representadas frente a la concentración de líquido para las cuatro sondas se muestran en las figuras 43 y 44, respectivamente. Para cada sonda, el conjunto de once puntos de datos para cada uno de los cinco experimentos repetidos cae sustancialmente a lo largo de la misma línea. Esto muestra un cambio de impedancia repetible con la concentración de líquido. Las desviaciones estándar media para las cuatro sondas bajo prueba (etiquetadas aquí como sondas número # 110, # 117, # 142 y # 145) se dan en la Tabla 4.

Tabla 4: desviación estándar media de cuatro sondas de prueba

Sonda nº	Desviación estándar media	
	Real	Imaginaria
# 110	0,23	0,15
# 117	0,24	0,17
# 142	0,23	0,15
# 145	0,57	0,17

Tal como se ha mencionado anteriormente, el alcohol metílico (o alcohol desnaturalizado) es una mezcla de etanol (~ 90%) y metanol (~ 10%). La composición de este material puede variar según el fabricante o el control del proceso. Esto puede tener el inconveniente de provocar una variación no cuantificable en la impedancia de los estándares de calibración.

En una realización alternativa, se utiliza etanol anhidro industrial (es decir, que contiene un etanol 99,9%) para proporcionar un estándar de calibración líquido más adecuado debido a su pureza. Para una estabilidad y repetibilidad adicional, el etanol anhidro se mezcla con agua desionizada. El agua desionizada es similar al agua destilada. La falta de contaminantes orgánicos tanto iónicos como no iónicos en el agua desionizada se considera biomédicamente adecuado. Por otra parte, también es menos susceptible de efectos corrosivos. Ésta es una característica positiva ya que las sondas pueden sumergirse continuamente en líquido durante el procedimiento de calibración. Conociendo de manera precisa las propiedades de la mezcla, es posible reducir errores en el sistema de medición debido a variaciones de carga de calibración.

La figura 45 es una gráfica de Smith que muestra dos distribuciones de impedancia compleja medidas con la misma sonda. Cada distribución tiene cinco puntos de datos correspondientes a mezclas de alcoholes metilados con agua corriente por una parte y etanol anhidro con agua desionizada por otra. El etanol anhidro utilizado se obtuvo de *Ethimex Ltd, UK*.

Ambas distribuciones siguen una tendencia similar, curvándose en sentido horario al aumentar la concentración de alcohol metilado o etanol puro, respectivamente. Sin embargo, las mezclas de etanol anhidro ofrecen un rango dinámico más amplio. Esto aparentemente se debe a diferencias en la impedancia compleja de etanol anhidro en comparación con alcohol metílico. La figura 45 muestra que los valores de las dos distribuciones hacia el final de 100% de agua son muy similares a pesar del hecho de que la falta de iones (impurezas) puede producir un aumento de la resistividad del agua desionizada. A partir de la figura 45 parece que la presencia de contenido iónico en agua desionizada provocaría una variación muy pequeña de la impedancia. De este modo, el agua desionizada puede actuar como alternativa viable al agua corriente como estándar de calibración. Además, cualquier cambio en el contenido iónico del agua corriente de una zona a otra o de un país a otro no puede producir grandes errores. Sin embargo, el uso de etanol anhidro y agua desionizada puede ayudar a mejorar el procedimiento de corrección de errores, manteniendo la precisión de la calibración.

La figura 46 es una gráfica que muestra la capacidad de repetición de mezclas de líquido agua desionizada/etanol anhidro. En este caso, se utiliza la misma sonda para medir tres series de cinco estándares de calibración. En esta realización, los estándares de calibración fueron cada uno 10 ml que tenían composiciones tal como se muestra en la Tabla 5.

Tabla 5: composición de estándares de calibración

Estándar nº	Agua desionizada (ml)	Etanol anhidro (ml)
1	0	10,0
2	2,5	7,5
3	5,0	5,0
4	7,5	2,5
5	10,0	0

El agua desionizada y el etanol anhidro no se mezclan tan fácilmente como el agua corriente y el alcohol metilado. Sin embargo, puede obtenerse una solución consistente (sustancialmente uniforme) mezclando cuidadosamente los dos líquidos y luego dejando que la mezcla se asiente antes de tomar mediciones.

Las partes real e imaginaria de la impedancia compleja medida se representan en la gráfica que se muestra en la figura 46 para los tres conjuntos de estándares de calibración. Esta gráfica indica un cambio de impedancia repetible con un aumento de la concentración de etanol anhidro con una desviación estándar media de 0,12 (parte real) y 0,16 (parte imaginaria).

Las figuras 47 a 49 muestran cómo puede utilizarse la calibración para asignar mediciones de material desconocido tomadas utilizando diferentes sondas a una posición constante (repetible), que puede ser utilizable para identificar el material desconocido. Por ejemplo, si la calibración se realiza utilizando una sonda de referencia, las mediciones asignadas posteriores pueden ser comparadas con valores de impedancias para diversos materiales que se predeterminan utilizando la sonda de referencia y por ejemplo almacena el sistema.

En el siguiente experimento, se utilizaron tipos de tejido conocidos. El experimento muestra que la función de asignación generada utilizando la técnica de calibración descrita anteriormente puede asignar una pluralidad de mediciones tomadas con diferentes sondas en una posición coherente, que entonces es representativa de ese tipo de tejido.

En este experimento, se utilizó una sonda (número #145) como sonda de referencia. La sonda de referencia se utilizó para medir la impedancia compleja de diversos materiales en una muestra. En el experimento, una estructura de materiales en capas se encontraba contenida por una solución gelatinosa de agua dentro de un soporte de plástico transparente. Los materiales ensayados fueron mermelada, embutidos, manteca, cerdo y pollo. Un tejido porcino formaba la mayor categoría dado que la carne de cerdo es la que más se parece al tejido humano.

La figura 47 es una gráfica de Smith que muestra la impedancia compleja medida de los materiales utilizando la sonda número #145. La medición muestra impedancias complejas consistentes que se obtienen al variar la posición en los materiales medidos para aire, pollo, cerdo y gelatina. Sin embargo, la mayor inconsistencia se registró en la manteca seguido de la segunda mayor variación en la carne de embutido.

Se entiende que la manteca tiene menores pérdidas y esto se confirma en la gráfica de Smith que se muestra en la figura 47, donde puede observarse que la impedancia de la manteca es similar a la del aire, que es también un medio de baja pérdida. Las inconsistencias de la manteca se deben a su proximidad con el resto de materiales que lo rodean en la estructura de capas, a medida que la medición de la impedancia se vuelve sensible a la posición de la punta de la sonda en el modelo de tejido mórbido. Por otra parte, la carne de embutido consiste en varios otros aditivos y materiales que pueden contribuir a las incertidumbres indicadas en los valores de impedancia medidos.

La Tabla 6 da los valores de desviación estándar media para la parte real e imaginaria de las impedancias complejas medidas en el modelo de tejido mórbido utilizando la sonda # 145.

Tabla 6: desviación estándar media para el modelo de tejido mórbido mediante la sonda número # 145.

	Desviación estándar media	
	Real	Imaginaria
Aire	0,017	0,020
Gelatina	0,33	0,21
Carne de embutido	1,45	0,76
Manteca	0,44	2,19
Cerdo	0,23	0,25
Pollo	0,30	0,26

Se calibraron tres sondas diferentes (sondas número # 110, # 117, y # 142) utilizando la sonda número # 145 utilizando la técnica descrita anteriormente. En este caso, la calibración se llevó a cabo en el sistema utilizando el alcohol metilado y agua corriente como estándares de calibración líquidos. Se utilizaron tres niveles, con composiciones tal como se indica en la Tabla 7.

Tabla 7: composición de estándares de calibración

Estándar nº	% Agua corriente	% Alcohol metilado
1	100	100
2	50	50
3	0	0

Para cada una de las sondas de prueba se determinó una función de asignación. Cada función de asignación actúa para asignar los valores medidos de los estándares de calibración para su respectiva sonda de prueba a valores del estándar de calibración correspondiente medido por la sonda de referencia (aquí, la sonda # 145).

Las sondas calibradas se utilizaron entonces para tomar una pluralidad de mediciones de impedancia compleja de los materiales en la estructura en capas descrito anteriormente. Para cada sonda se determinó un valor medio de las mediciones realizadas para cada material y después se asignó utilizando la función de asignación de calibración a un valor de salida que se representa en la gráfica de Smith que se muestra en la figura 48.

De este modo, la figura 48 muestra los valores medidos medios generales para la impedancia compleja de los distintos tipos de tejidos en la estructura en capas de las tres sondas de prueba (números # 110, # 117 y # 142) y la sonda de referencia (número # 145) después de realizar una calibración completa utilizando los estándares de calibración preparados y después de la corrección de errores utilizando la función de asignación.

La figura 49 es una vista de cerca del centro de la gráfica de Smith de la figura 48, que muestra con más detalle cuánto enfocados están los valores medios de las sondas después de la corrección de errores. La Tabla 8 cuantifica esto dando los valores de desviación estándar media para la parte real e imaginaria de las mediciones de impedancia compleja en el modelo de tejido mórbido utilizando sondas número #110, #117, #142 y #145.

Tabla 8: desviación estándar media de modelo de tejido mórbido utilizando sondas número #110, #117, #142 y #145.

	Desviación estándar media	
	Real	Imaginaria
Aire	0,14	0,27
Gelatina	1,05	1,10
Carne de embutido	0,94	0,87
Manteca	0,50	0,56
Cerdo	1,01	0,89
Pollo	1,33	1,02

Configuración del sistema de ablación/medición

La siguiente sección describe mejoras en el sistema descrito en el documento WO 2004/047659, que permiten detectar pequeñas variaciones repetibles en la fase y la magnitud de la señal visto en el extremo distal de la antena quirúrgica mientras se utilizan señales de pequeña amplitud en la trayectoria de transmisión. La detección de estas variaciones puede evitar la posibilidad de daños en los tejidos mientras el sistema funciona en el modo de medición. El sistema que se describe puede estar relacionado con la idea de la calibración automatizada que se ha descrito anteriormente, ya que la invención de la calibración del extremo distal puede utilizar el transceptor sensible y la fuente de frecuencia estable que se han descrito aquí.

En esta sección se describe un análisis del funcionamiento de la cavidad resonante que se establece entre el filtro sintonizador de triple sección y el extremo distal de la antena de radiación (la antena). El análisis que se da aquí trata los efectos de variar la longitud física o la pérdida de inserción del conjunto de cables de microondas utilizado para conectar la salida del filtro sintonizador (sintonizador de triple sección) a la entrada de la antena quirúrgica. La capacidad para utilizar un conjunto de cables flexibles de baja pérdida de hasta dos metros de longitud (esto puede aumentarse si se utiliza una guía de ondas de baja pérdida) entre la electrónica del generador (sintonizador) y la antena quirúrgica puede ser beneficiosa en términos de permitir que el sistema se utilice en aplicaciones en las que es necesario manipular una pequeña estructura de antena en una zona sensible del sistema biológico con el fin de medir la información o para el tratamiento eficaz de estructuras de tejido fino, donde el daño colateral a estructuras de tejido sano o estructuras de tejido adyacentes es deseablemente minimizada. La ventaja añadida de poder utilizar el sistema de cavidad resonante para que coincida dinámicamente o proporcione un nivel de energía demandado a una estructura de tejido bajo condiciones en las que la impedancia del tejido varíe es que los dispositivos de energía de microondas asociados a la generación de la energía requerida para producir la ablación de tejido eficaz pueden estar situados en una zona que quede aislada de la antena de tratamiento. Esto es particularmente ventajoso cuando se requiere la ablación de grandes volúmenes de tejido ya que los dispositivos de energía de microondas se utilizan para generar energía a frecuencias asociadas a la presente invención tienden a ser muy ineficientes en términos de entrada de corriente continua a la salida de energía microondas (típicamente entre un 10% y un 15%), y por lo tanto, en este proceso se genera una gran cantidad de calor de CC, lo que da lugar a la necesidad de grandes bloques de metal con aletas (disipadores de calor) y ventiladores con el fin de eliminar este calor de la unión de los dispositivos de energía. Si los dispositivos de energía se encuentran cerca de la antena de tratamiento entonces en esta zona también se requiere dicha disposición de disipador térmico y ventilador, de modo que sería muy difícil manipular la antena quirúrgica o utilizar el sistema para el tratamiento de estructuras de tejido fino.

Preferiblemente, la pérdida de inserción del conjunto de cables flexibles conectados entre el filtro y la antena se mantiene por debajo de 2 dB. El apéndice A describe resultados de simulación y la matemática asociadas a un análisis del funcionamiento de la cavidad resonante que se realiza en términos de coeficientes de reflexión en cada extremo del conjunto de cables flexibles y la pérdida de inserción en un tránsito de la línea. Los resultados del análisis indican que puede tolerarse una pérdida de hasta 2 dB entre el filtro de ajuste y el extremo distal de la antena quirúrgica. En un sistema práctico, se espera que la pérdida variará de 1,5 dB a 2 dB. El análisis que se da en el Apéndice A demuestra que el uso de un ajuste dinámico ofrece ventajas significativas sobre sistemas que no contienen un filtro de ajuste. Por ejemplo, en un caso particular, se muestra que suministra 25,5 vatios de potencia a una carga de tejido determinado sin el filtro de ajuste, mientras que si se implanta el filtro de ajuste aumentó hasta 47 vatios. Sin la capacidad para hacer funcionar el sistema de la manera descrita en el Apéndice A, donde se consideran líneas de transmisión prácticas (o conjuntos de cables), la implementación del aspecto de la adaptación de la impedancia dinámica en este trabajo sólo sería posible si el filtro de ajuste y los medios para detectar partes de los cambios de información de fase/magnitud (en este trabajo se han utilizado conectores de campo de bucle H) están conectados directamente a la antena de tratamiento. Esta disposición puede hacer que la aplicación física del sistema de tratamiento sea poco práctica debido al volumen y peso adicional debido a la necesidad de incluir el filtro de ajuste (sintonizador de triple sección o posiblemente disposición de diodo varactor de potencia), los medios de ajuste del filtro de ajuste, y cableado adicional necesario para encaminar líneas de señales, fuentes de alimentación y señales de control a la electrónica de instrumentación contenida en la pieza de mano del generador. Alternativamente, la fuente de alimentación puede moverse hacia la pieza de mano y el ajuste dinámico puede tener lugar en la pieza de mano, utilizando, por ejemplo, un varactor de potencia o diodos pin para reemplazar a las secciones de ajuste mecánico.

La figura 24 representa un diagrama esquemático del sistema completo y la figura 25 muestra la nueva unidad transceptor 500 con mayor detalle. Las características preferidas de la realización descrita en las figuras 24 y 25 pueden resumirse de la siguiente manera:

1. El canal de tratamiento y el canal de medición están separados y conectados a un conjunto de cables único utilizando un interruptor de guía de ondas.
2. Se utiliza un receptor sensible para medir información de los conectores direccionales en el modo de tratamiento.

3. Se utiliza una unidad de transmisión de baja potencia 500 para medir información de estado/tipo de tejido.
4. Se utiliza una fuente DRO de bloqueo de fase 513 para producir una señal de RF de frecuencia puntual a 14,5 GHz (+/- 1KHz de variación).
5. Se utiliza una fuente DRO de bloqueo de fase 512 para producir una frecuencia puntual de 14,45 GHz para proporcionar una señal de oscilador local para realizar la primera conversión de frecuencia descendente. La fuente de RF de 14,5 GHz 513 y el oscilador local de 14,45 GHz 512 comparten la misma señal de referencia de compensación térmica de 10 MHz 517.
6. Se utiliza una segunda etapa de conversión de frecuencia descendente para producir una frecuencia intermedia final (IF) de 10MHz.

El funcionamiento de los dos canales separados (tratamiento y medición) es como sigue:

El canal 1 se utiliza para el modo de tratamiento y utiliza información medida en los puertos de salida conectados de cuatro conectores direccionales 1400, 1500, 1600, 1700 para controlar la posición de unas barras de ajuste 1201, 1202, 1203 conectadas al filtro de ajuste de triple sección 1300. En este modo de funcionamiento la sección de recepción del transceptor 500 está conectada a cada uno de los puertos conectados de conectores direccionales 1400, 1500, 1600, 1700 utilizando un interruptor PIN 2900.
El canal 2 se utiliza para el modo de medición del estado del tejido y en este modo de funcionamiento el transceptor 500 está conectado directamente al extremo proximal del conjunto de cables 600, que está unido a la antena quirúrgica 400, que por sí misma puede estar conectada a la unidad de calibración 100 y componentes asociados.

Los dos modos de funcionamiento están separados mediante un interruptor de guía de ondas de baja pérdida de 3000. Debido a la necesidad de minimizar la pérdida de inserción en la cavidad formada entre el filtro del sintonizador de triple sección 1300 y el extremo distal de la antena quirúrgica 400 (véase el análisis que se da en el apéndice A) es deseable minimizar la pérdida de inserción producida por la inserción del interruptor de guía de ondas 3000 en el sistema. Una consideración adicional sobre la elección del interruptor de guía de ondas es la de los tiempos de conmutación, es decir, el tiempo durante el cual tiene lugar la conmutación mecánica (conocido como tiempo muerto), ya que durante este tiempo no puede tener lugar ni la medición ni el tratamiento del tejido. La ventaja de esta realización es que el receptor sensible normalmente está conectado al interruptor PIN 2900 (tal como se muestra en la figura 24) para permitir señales de potencia detectadas directas y reflejadas incidentes en los puertos de salida conectados de conectores direccionales 1400, 1500, 1600, 1700 para permitir llevar a cabo las mediciones necesarias que permitan realizar una adaptación dinámica de tejido. Esto sólo puede ser necesario para realizar mediciones dieléctricas (o del estado del tejido) sensibles antes de que el proceso de tratamiento identifique el tumor y después de que el proceso de tratamiento compruebe si el tejido canceroso ha sido destruido. Durante el resto del tiempo se selecciona el modo de tratamiento y la adaptación dinámica del tejido es operativa para permitir que se produzca una ablación del tumor eficiente.

Los candidatos adecuados para el interruptor de guía de ondas 3000 son: AST 75 fabricado y suministrado por *Advanced Switch Technology* (Canadá) y WS8189M/00 fabricado y suministrado por *Sivers Lab AB* (Suecia). Las características de los dos interruptores considerados se resumen en la Tabla 9.

Tabla 9: interruptores AST y *Sivers WaveGuide* (3000)

Parámetro	AST 75	Sivers WS8189M/00
Rango de frecuencias	10,0 GHz a 15 GHz	10,0 GHz a 15 GHz
Tiempo de conmutación	< 100 ms	100 ms
Aislamiento	70 dB	90 dB
Gestión de potencia (CW)	2 kW	2 kW
Coincidencia de puerto	-28 dB (pérdida de retorno)	1,08 (VSWR)
Servicio		500 ms
Tiempo de reconmutación	< 200 ms	
Pérdida de inserción	< 0,05 dB	0,1 dB

Una ventaja particular de la utilización de la disposición de dos canales mostrada en la figura 24 es que el transceptor sensible 500 permite transmitir niveles de potencia de menos de 10 dBm (10 mW) a las estructuras de tejido para permitir realizar mediciones de reconocimiento de tipo/estado del tejido válidas. Con una disposición de un canal puede requerirse hasta 30 dBm (1 W) de señal de potencia para llevar a cabo la misma medición, es decir, tendría que transmitirse hasta 30 dBm de energía al tejido para conseguir la misma sensibilidad de la medición. Es posible realizar la ablación de estructuras de tejido pequeñas utilizando 30 dBm de energía CW, y por lo tanto es altamente indeseable que esta situación se produzca durante el proceso de medición del estado del tejido. La razón

por la que los niveles de alta potencia se utilizan en el sistema de medición/ablación de un solo canal se debe al hecho de que la arquitectura utiliza conectores direccionales de 20dB 1400, 1500, 1600, 1700 para extraer la información necesaria para realizar mediciones dieléctricas (o de estado del tejido), y por lo tanto, la señal de medición es atenuada 20 dB antes de que llegue a la entrada del receptor de medición. Esto implica que la señal transmitida requerida para realizar la misma medición que el sistema descrito en la presente realización debe incrementarse 20 dB, es decir +10 dBm + 20 dB = 30 dBm (1W), para poder mantener el mismo nivel de señal que va a la entrada a la sección del receptor del transceptor 500.

La capacidad de medir pequeños cambios de fase y magnitud permite detectar pequeñas variaciones de la impedancia compleja de la carga de tejido 'conectada' al extremo distal de la antena quirúrgica. Estas pequeñas variaciones pueden deberse a un cambio en la etapa de un crecimiento canceroso particular, o pueden deberse al extremo distal de la antena que entra en contacto con diferentes estructuras de tejido a medida que la antena pasa a través de varios planos anatómicos, por ejemplo, piel, grasa, músculo y sangre. El transceptor que se muestra en la figura 25 (descrito a continuación) tiene una sensibilidad que está cerca del mínimo de ruido térmico, que es de aproximadamente -174 dBm y se define como la potencia de ruido térmico a temperatura ambiente (290 K) en un ancho de banda de 1 Hz. De hecho, es el rendimiento obtenible a temperatura ambiente si no hay implicados otros factores de degradación de la señal.

En la figura 24 se ilustra el sistema completo que muestra la topología mejorada. La unidad de oscilador de frecuencia 520 comprende cinco osciladores independientes construidos en un único módulo. El oscilador de cristal de 10 MHz 517 proporciona la señal de referencia para los otros cuatro osciladores 512, 513, 514, 516 que se utilizan para controlar el sistema y permite que dichas señales de oscilador se sincronicen entre sí. Es preferible que dicho oscilador de cristal 517 sea un oscilador de cristal con compensación térmica. Los otros cuatro osciladores contenidos dentro de la unidad de oscilador de frecuencia 520 son como sigue: fuente de RF de 14,5 GHz 513, oscilador local de 14,45 GHz 512 para la primera etapa de conversión de frecuencia descendente, oscilador local de 40 MHz 514 para la segunda etapa de conversión de frecuencia descendente, y oscilador de 50 MHz 516 que en general pueden utilizarse para funciones de temporización en el procesador de señales digitales 800.

La actual realización de la unidad de oscilador 520 utilizada en el sistema era una unidad fabricada por *Nexyn Corporation* (Santa Clara, CA) y los parámetros que son de interés para utilizarse en el sistema electroquirúrgico descrito aquí se indican en la Tabla 10 que figura a continuación:

Tabla 10: Parámetros de oscilador de fuente estable

Parámetro	Valor
Frecuencia/potencia @ Puerto 1	14,50 GHz/ > + 10 dBm
Frecuencia/potencia @ Puerto 2	14,45 GHz/ > + 10 dBm
Frecuencia/potencia @ Puerto 3	40 MHz/> +8 dBM
Frecuencia/potencia @ Puerto 4	50 MHz/> +8 dBM
Precisión de frecuencia	< +/- 1kHz en temperatura y tensión de alimentación
Envejecimiento de frecuencia (primer año)	< +/- 0,3 ppm
Envejecimiento de frecuencia (diez años)	< +/- 2,5 ppm
Espurio discreto (todos los puertos)	<-70 dBc
Arrastre	1,5:1 VSWR no romperá el bloqueo
Harmónicos	<-20 dBc
Ruido de fase @ 10 kHz	< 100 dBc/Hz
Temperatura operativa	0ºC a 50ºC (placa de base)
Requerimientos de alimentación de CC	+15V +/- 0,5V 1A estado estacionario, aumento 1,5A

La salida del oscilador de 14,5 GHz 513 se conecta a la entrada del bloque de CC 2500, cuya función es evitar la ruptura del interruptor, que puede producirse por señales que son componentes de sub-armónicos a la frecuencia del oscilador de la fuente 513 y tal vez producidas por el interruptor de modulación de impulsos 2400 al conmutar a gran velocidad, por ejemplo, menos de 10 ns, desde la vuelta al oscilador de la fuente 513 y perturbar su funcionamiento, por ejemplo, provocando un arrastre de tracción, lo que puede resultar en una variación de la frecuencia de salida del oscilador de la fuente 513 en una cantidad que se encuentre fuera del funcionamiento tal como se define en la especificación o requisitos para el sistema (véase tabla 4). El bloque de CC 2500 toma forma de dos lanzadores WR75 de guía de ondas coaxiales conectados adosados formando de este modo un entorno de señal de microondas de modo que no hay conexión física entre la salida del oscilador de la fuente 513 y el interruptor de modulación 2400. Esta disposición crea un filtro de paso de banda para evitar que las señales fuera de la gama de frecuencias de la guía de ondas WR75 (véase la tabla 1) lleguen a la entrada al oscilador de la fuente

513. La salida del bloque de CC 2500 se conecta al puerto de entrada del interruptor de modulación 2400, cuya función es permitir que la señal de RF producida por el oscilador de la fuente 513 se active y se desactive (se module) a una velocidad que permita conseguir efectos deseable en tejidos. La posición del conmutador y la velocidad de conmutación del interruptor de modulación 2400 vienen determinadas por una señal de control producida por el procesador de señales digitales 800; esta señal puede ser una señal de nivel TTL. La capacidad para enviar energía de microondas en un formato de señal de impulsos utilizando un interruptor de modulación 2400 permite enviar impulsos de energía de corta duración y alta amplitud a estructuras de tejido y permite desarrollar diferentes ciclos de trabajo y/o formatos de forma de onda personalizados para lograr los efectos clínicos deseados. En la realización particular del sistema aquí descrito se utilizó un interruptor bidireccional monopolar de absorción S2K2 de *Advanced Components Inc*. para implementar el interruptor de modulación 2400. Este interruptor particular presenta los siguientes parámetros de funcionamiento: un máximo de 3 dB de pérdida de inserción, un aislamiento mínimo entre la entrada y la salida (polos) cuando el interruptor está abierto de 85 dB, un tiempo máximo para conmutar posiciones de polos de 100 ns. La salida del interruptor de modulación 2400 se conecta a la entrada del segundo bloque de CC 2300, cuya función es evitar que las señales de sub-armónicos (u otras) producidas por la acción de conmutación del interruptor de modulación 2400 lleguen a la entrada al amplificador de potencia 2000 y provocar que la salida del amplificador de potencia 2000 cambio efectúe la etapa de entrada del amplificador de potencia 2000, por ejemplo, si un componente de frecuencia contenido en un pico de conmutación producido variando la posición de conmutación del interruptor de modulación 2400 se encuentra dentro del ancho de banda de funcionamiento del amplificador de potencia 2000, es decir, a una frecuencia en la que dicho amplificador de potencia 2000 produce una ganancia, entonces la amplitud de la componente de la señal se amplifica por la ganancia del amplificador de potencia 2000 a la frecuencia particular de la señal y producirá energía adicional a la salida del amplificador de potencia lo que puede producir efectos indeseables en el tejido. Unos filtros de bloqueo de CC 2500, 2300 utilizados aquí comprenden dos transiciones coaxial a guía de ondas unidas en una disposición adosados para producir una realización práctica para evitar que se propague la CC o frecuencias por debajo de la frecuencia de corte de la guía de ondas elegida (en este caso WR75), pero esta invención no se limita al uso de esta disposición particular, por ejemplo, puede ser preferible utilizar filtros de cavidad de guía de ondas, filtros microcinta, o bloques coaxiales. Los perfiles de filtrado necesarios para el correcto funcionamiento de los filtros de bloqueo 2300, 2400 son de paso bajo o bien de paso de banda.

La salida del segundo bloque de CC 2300 se conecta al puerto de entrada de un divisor de potencia 2200, cuya función es dividir el nivel de potencia en su entrada en dos partes iguales, es decir, realizar una división de 3dB. El divisor de potencia 2200 está diseñado para adaptarse bien a las señales conectadas a los puertos de entrada y salida que están contenidos dentro de un entorno de 50 Ω, es decir, se realizan conexiones a los puertos de entrada y salida utilizando conectores SMA de 50 Ω conectados a conjuntos de cables coaxiales semirrígidos. El primer puerto de salida del divisor de potencia 2200 se conecta al puerto de entrada del controlador de nivel de potencia 2100 y el segundo puerto de salida del divisor de potencia 2100 se conecta a la entrada del transceptor 500 (la función de transceptor 500 se describe en detalle en un apartado separada que se da más adelante en esta descripción). El propósito del controlador de nivel de potencia 2100 es controlar el nivel de potencia de salida que se entrega a la salida del amplificador de potencia 2000 y, por lo tanto, es el responsable de controlar la potencia suministrada en las estructuras de tejido utilizadas para tratar diversas lesiones o tumores. Los dispositivos más apropiados que podrían utilizarse para implementar el controlador de nivel de potencia 2100 para funcionar a las frecuencias de interés en este trabajo son atenuadores diodos PIN de absorción y reflexión. Un dispositivo específico que es adecuado como controlador de nivel de potencia 2100 aquí es un atenuador digital linealizado de 60 dB número de referencia AT-UMCC F00B-HD de *Microwave International Ltd*. La especificación para este dispositivo particular es como sigue: rango de frecuencias de 14,4 a 14,6 GHz, VSWR 1,5:1 en todas las configuraciones, pérdida de inserción (con atenuación de 0 dB) 2,6 dB máx, líneas de control TTL positivas binarias de 8 bits, un tiempo de configuración máximo de 500 ns, y una gestión de potencia de entrada máxima de 20 dBm CW. Las señales de control TTL las genera el procesador de señales digitales 800. La salida del controlador de nivel de potencia 2100 se envía a la entrada del amplificador de potencia 2000, cuya función es aumentar el nivel de la señal proporcionada por el controlador de nivel de potencia 2100 a un nivel que pueda ser utilizado para permitir que la antena quirúrgica 400 entregue la cantidad de energía deseada para provocar la ablación de tejido biológico en contacto con la punta de dicha antena quirúrgica 400. El dispositivo específico utilizado para implementar el amplificador de potencia 2000 en este trabajo es una unidad de amplificador banda Ku de 125W CW HPAK2125A-RM de *Paradise Datacom Ltd*. Las especificaciones para este dispositivo son como sigue: ganancia de señal pequeña mínima de 77dB, planitud de ganancia en banda de funcionamiento de 0,2 dB, potencia de salida comprimida de 1 dB a 14,5 GHz de 50,4 dBm (109,6 W), potencia de salida saturada a 14,5 GHz de 50,5 dBm (112,2 W), pérdida de retorno de entrada 20,5 dB y pérdida de retorno de salida 17,7 dB. Los sensores están integrados dentro del amplificador de potencia 2000 para permitir el control de la temperatura de la placa de base y el dispositivo de potencia, el control de la tensión de drenaje y puerta-fuente, el control del nivel de potencia directa (bloque amplificador). La unidad también acepta líneas de control de entrada para permitir silenciar el amplificador y permitir controlar la potencia utilizando un atenuador diodo PIN interior. Las señales del sensor procedentes del amplificador se envían al procesador de señales 800 para un procesamiento posterior. El procesador de señales digitales 800 se utiliza también para controlar/silenciar señales del atenuador interior. El circulador de potencia 1800

se utiliza para proteger el puerto de salida del amplificador de potencia 2000 contra daños debidos a la energía reflejada procedente de vuelta a la etapa de salida producida por cargas no coincidentes en el extremo distal de la antena quirúrgica 400 (u otro estado que puede provocar que la energía se refleje en la salida del amplificador de potencia 2000, por ejemplo, daños al conjunto de cables 600, el conjunto de cables 600 no conectado, o un ajuste de las secciones de ajuste 1201, 1202, 1203 que provoque se produzca una reflexión en la entrada del filtro de ajuste 1300). El tercer puerto del circulador de potencia 1800 está conectado a una carga secundaria de potencia 50 Ω 1900 para permitir que cualquier energía que pase en sentido contrario entre los puertos 2 y 3 sea absorbida. Es deseable que la carga secundaria de potencia 1900 esté bien adaptada a la impedancia del puerto 3 del circulador de potencia 1900 para asegurar que el flujo de energía entre los puertos 3 y 1 se minimice. El circulador de potencia 1800 también tiene que presentar un elevado aislamiento de dirección de señal inversa con el fin de minimizar la energía que fluye de nuevo a la salida del amplificador de potencia 2000. En la realización específica desarrollada aquí, el amplificador de potencia 2000 tiene un circulador de potencia interior (la combinación del circulador y la carga secundaria a menudo se denomina aislador) que proporciona aislamiento de la señal a una frecuencia de 14,5 GHz de 23 dB. Un circulador 1800 y una carga secundaria 1900 adicionales mostrados en la figura 31 proporcionan 23 dB de aislamiento adicionales, y por lo tanto las señales directa y reflejada quedan aisladas de la etapa de salida del amplificador de potencia 2000 hasta 43 dB, y por lo tanto, si, por ejemplo, el nivel de potencia de salida del amplificador de potencia 2000 es de 50 dBm (100W) el puerto de salida del circulador 1800 estaba conectado a un circuito abierto o un cortocircuito de la carga, donde el coeficiente de reflexión es +1 o -1, respectivamente, es decir, toda la potencia de salida se refleja de nuevo, y entonces los dispositivos de salida contenidos en amplificador 2000 serían sometidos a una onda reflejada de amplitud 50 dBm - 46 dBm = 4 dBm (2,5 mW), lo cual es insignificante. Esta disposición favorece que el generador se active sin conectar un conjunto de cables. La salida del circulador de potencia 1800 se conecta a la entrada de la unidad de filtro de ajuste/conectores 530, que es una unidad integrada que comprende cuatro conectores direccionales 1400, 1500, 1600, 1700 una cavidad de ajuste triple sección1300, y tres barras de ajuste 1201, 1202, 1203. La finalidad de la unidad de filtro de ajuste/conectores 530 es permitir que el extremo distal de la antena quirúrgica 400 (la antena) se adapte en impedancia a la impedancia de salida de 50 Ω del amplificador de potencia 2000 para permitir suministrar la máxima potencia a la impedancia de carga compleja del tejido biológico. La impedancia del filtro de ajuste que comprende una cavidad de ajuste de triple sección 1300 y tres barras (secciones) de ajuste 1201, 1202, 1203 también puede ajustarse para establecer una cavidad resonante entre la unidad de filtro de ajuste/conectores 530 y el extremo distal de la antena quirúrgica 400 de manera similar a una cavidad resonante Fabrey-Perot convencional que se utiliza en sistemas ópticos, por lo que dentro de la cavidad se establecen múltiples reflexiones, para permitir suministrar una potencia demandada al extremo distal de la antena quirúrgica 400 y a la carga de tejido biológico, incluso bajo la condición de que haya un gran error de correspondencia entre el generador de 50 Ω y la carga de tejido. El funcionamiento de la cavidad resonante entre el filtro de ajuste 1300 y la antena quirúrgica 400 (incluyendo el conjunto de cables 600) se describe en detalle en el Apéndice A que se da al final de esta descripción, pero el principio general de funcionamiento es el siguiente: la impedancia de la cavidad de ajuste de triple sección 1300 puede establecerse utilizando unas barras (secciones) de ajuste 1201, 1203, 1203 para que 'coincidan' con los estados experimentados por el extremo distal de la antena quirúrgica 400, de manera que la potencia máxima se transmita fuera del extremo de la antena quirúrgica 400 y al tejido biológico circundante. Este estado se hace posible mediante la reflexión de energía de microondas hacia delante y hacia atrás a lo largo de la trayectoria (o cavidad) de transmisión entre el sintonizador y el extremo radiante de la antena. Para condiciones adaptadas, puede establecerse una onda estacionaria en dicha línea de transmisión, por lo que el campo en la línea de transmisión (cavidad) será más elevado que tanto el campo incidente del amplificador de potencia 2000 como el campo que desee suministrar al tejido. La magnitud del campo vendrá determinada por la potencia de la onda incidente del amplificador de potencia 2000, las pérdidas de línea de transmisión, y el grado de error de coincidencia en el extremo distal de la antena 400. Las pérdidas en la línea de transmisión se rigen principalmente por la pérdida de inserción del conjunto de cables 600, de modo que tiene que utilizarse conjuntos de cables de baja pérdida. Otros componentes que se suman a la pérdida de transmisión incluyen: la pérdida de inserción del eje coaxial de la antena quirúrgica 400, la pérdida de inserción del interruptor de guía de ondas 3000 cuando está configurado para permitir que el sistema funcione en modo de tratamiento, es decir, se realiza una conexión entre la salida de la unidad de filtro de ajuste/conectores 530, para enviar al conjunto de cables 600, la pérdida de inserción de la unidad de filtro de ajuste/conectores 530, la pérdida provocada por una ruptura de CC que se utiliza para formar una barrera de aislamiento entre el generador (equipo) y el paciente (no mostrado), y la transición guía de ondas a coaxial a la salida del generador (no mostrado). Las pérdidas en la línea de transmisión tendrán un efecto en la capacidad de ajuste de la antena quirúrgica 400, el nivel de potencia que puede transmitirse al tejido del paciente, y la cantidad de tensión (voltaje y corriente) a la que se verán sometidos los componentes dentro del sistema, por ejemplo, conectores SMA y cables. El apéndice A describe y analiza totalmente el funcionamiento de la cavidad resonante que se ha descrito anteriormente en términos de coeficientes de reflexión en cada extremo del conjunto de cables 600, y la pérdida en un tránsito de la línea de transmisión de elementos concentrados.

Las tres barras (secciones) de ajuste 1201, 1202, 1203 insertadas a través de la gran pared de la cavidad de ajuste de las secciones 1300 permiten crear todas las impedancias inductivas y capacitivas. Es posible que las barras de ajuste se muevan libremente dentro de la cavidad, mientras se mantiene un buen cortocircuito entre la superficie

exterior de las barras de ajuste y la pared interior de la cavidad de ajuste utilizando tres bobinas de inducción de guía de ondas en el interior de las paredes de la cavidad de guía de ondas. El diseño y el funcionamiento de estas bobinas de inducción es el mismo que para la primera bobina de inducción utilizada en la unidad de calibración descrita en detalle anteriormente en esta descripción. El movimiento de las barras de ajuste 1201, 1202, 1203 dentro de la cavidad de ajuste 1300 se consigue mediante unos actuadores lineales 1200 y unas unidades controladoras del actuador 1100 adecuadas.

Los actuadores utilizados para meter y sacar las barras de la cavidad de ajuste podrían tener forma de motor lineal, actuador de bobina móvil, dispositivo piezoeléctrico, motor paso a paso o actuador a base de un material magnetoestrictivo. Para el sistema desarrollado aquí, fue preferible utilizar actuadores lineales de alta resolución con el fin de asegurar que era posible conseguir la precisión de ajuste de la longitud (impedancia) deseada. Los actuadores lineales específicos utilizados en el sistema descrito aquí son dispositivos LAL20-010-55F de *SMAC Europe Ltd.* y las características de interés se muestran en la Tabla 11.

Tabla 5: Características de actuadores lineales utilizados para mover secciones de ajuste

Parámetro	Valor
Carrera lineal	10 mm
Resolución de movimiento	5 μm
Diámetro de la barra	6 mm
Constante de fuerza	5 N/Amp
Fuerza máxima	7 N @ 1,3 A (48V CC)
Fuerza continua	5 N @ 1A (48V CC)
Tensión CC	24 V
Resistencia de CC de la bobina	31 Ω @ 22ºC
Inductancia de la bobina	4,12 mH @ 1 KHz
Resolución del encóder	5 micras
Precisión del encóder	+/- 4 recuentos
Rangos de temperatura de funcionamiento	-10ºC a + 65ºC

Es necesario utilizar tres secciones de ajuste con el fin de garantizar que se pueda llegar a todas las zonas de la gráfica de Smith para permitir que cualquier impedancia de carga se ajuste a la impedancia de salida de 50 Ω del amplificador de potencia 2000. Unos Controladores del actuador 1100 tienen forma de unidades de control PID, y estas unidades proporcionan las señales necesarias para accionar los actuadores lineales 1200 para permitir llevar a cabo la conversión electromecánica deseada para accionar las barras de ajuste 1201, 1202, 1203. Las señales de entrada a los controladores del actuador 1100 son proporcionadas por el procesador de señales digitales 800 y estas señales se basan en información de realimentación proporcionada por conectores direccionales 1400, 1500, 1600, 1700 contenidas dentro de la unidad de filtro de ajuste/conectores 530. Dichos conectores direccionales proporcionan la siguiente información a la unidad de procesamiento de señales 800 a través de un interruptor de multiplexación por división de tiempo 2900, un controlador de ajuste del nivel de potencia 2800, un interruptor de canal coaxial 2600, y un transceptor 500 para permitir llevar a cabo el ajuste apropiado de las barras de ajuste 1201, 1202, 1203 1500 - potencia reflejada desde el extremo distal de la antena quirúrgica 400, 1400 - potencia directa desde la salida de la unidad de filtro de ajuste/conectores 530, 1700 - potencia reflejada desde la entrada de la unidad de filtro de ajuste/conectores 530, y 1600 - energía directa desde el de salida del amplificador de potencia 1800. El conector de potencia reflejada 1500 proporciona información relativa a la señal reflejada de vuelta a lo largo del conjunto de cables 600 producida por una diferencia de impedancia entre el extremo distal de la antena quirúrgica 400 y la impedancia del tejido. Otro conector direccional 3200 se inserta entre el puerto de salida del conector de potencia reflejada 1500 y el interruptor PIN 2900 para asegurar que el nivel de potencia que entra en la sección del receptor sensible del transceptor 500 no se sature. Esto se consigue utilizando un de detector de magnitud 3300 para detectar el nivel de potencia presente a la salida del conector de potencia reflejada 1500 y utilizando esta señal para ajustar la atenuación introducida por el controlador de nivel de potencia de 2800 para asegurar que la señal de entrada al receptor de contenido dentro de transceptor 500 no se sature. El motivo de que la señal producida en el puerto de salida del conector de potencia reflejada 1500 podría superar la señal máxima aceptable por el receptor se debe a la alta energía que puede producirse en el interior de la cavidad resonante durante cortos períodos de tiempo debido a la acción de la cavidad resonante que se ha descrito anteriormente (abordado completamente en el Apéndice A), donde las señales dentro de la cavidad, de la que forma parte integrante la unidad de filtro de ajuste/conectores 530 puede inyectarse en el puerto de salida del conector de potencia reflejada 1500. La unidad de filtro de ajuste/conectores 530 que se utiliza en el sistema desarrollado en este trabajo era una unidad AM75CD-TUN-MIC3 desarrollada por *Link Microtek Limited* basada en la especificación técnica de *MicroOncology Ltd*. Los parámetros asociados a esta unidad que son de la mayor importancia para utilizarse en este trabajo son los siguientes: pérdida de inserción a través de la unidad de menos de 0,3 dB, factor de

acoplamiento para todos los conectores direccionales 20 dB +/- 1dB, gestión de potencia superior a 150 W CW, directividad mínima 26dB, cuarto de separación sección-sintonizador de la longitud de onda de guía, bobinas de inducción en paredes de guía para permitir que las barras entren y salgan de la cavidad, mientras se hace una buena conexión de cortocircuito entre la barra de ajuste y la cavidad de guía de ondas, y pérdida de retorno de salida -26dB.

Las señales de los cuatro puertos de salida de los conectores direccionales 1400, 1500, 1600, 1700 permiten definir completamente el funcionamiento de la cavidad de ajuste 1300 y la información procesada basada en las señales de dichos conectores direccionales permite desplazar la posición de las secciones de ajuste para crear el estado de impedancia adaptada, o el estado de cavidad resonante.

Puede ser deseable acoplar atenuadores fijos en línea entre los puertos de salida de los conectores direccionales 1400, 1500, 1600, 1700 y los puertos de entrada de interruptor PIN 2900 con el fin de asegurar que los niveles de potencia incidente en las entradas a dicho interruptor sean limitados. La potencia nominal de dichos atenuadores fijos debe permitir absorber de manera segura los niveles de potencia generados por la acción cavidad resonante. Por ejemplo, puede ser deseable utilizar dispositivos de nominales de 5W o 10W CW. Las salidas de los cuatro conectores direccionales 1400, 1500, 1600, 1700 se conectan a los puertos de entrada del interruptor PIN de multiplexación por división de tiempo 2900, cuya función es formar una conexión de señal de microondas entre las señales de salida en los cuatro conectores direccionales y la entrada a la sección del recepción del transceptor 500 para permitir extraer la información de fase y magnitud relativa a las señales directas y reflejadas, visto en ambos lados de la cavidad de ajuste 1300, con el fin de crear las condiciones adecuadas para permitir la adaptación de impedancia del tejido, o configurar el funcionamiento de la cavidad de resonancia. Las señales de control para permitir que los contactos del interruptor PIN 2900 cambien de posición (barrido de interruptores) las emite el procesador de señales digitales 800. La acción de barrido de todos los cuatro interruptores permite, a su vez, medir entre sí variaciones de fase y magnitud de señales directas y reflejadas. La realización específica utilizada para el interruptor de multiplexación por división de tiempo 2900 fue un interruptor tetradireccional monopolar de absorción S4K2 de *Advanced Components Inc*. Este dispositivo ofrece las siguientes prestaciones: pérdida de inserción de 3,5 dB, aislamiento de 85 dB, y la velocidad de conexión es inferior a 100 ns. La única salida desde el interruptor PIN 2900 se conecta a la entrada del controlador de nivel de potencia del sistema de medición del 2800, cuya función es regular el nivel de potencia de la señal que entra en la sección del receptor del transceptor 500 para evitar que la entrada a dicho receptor supere un valor aceptable o para impedir la saturación de la entrada. La variación en el nivel de la señal es debido a la gran gama dinámica de niveles de señal que puede producirse cuando el sistema está siendo operado en la modalidad de tratamiento y también si se produce el funcionamiento de la cavidad resonante tal como se describe en el Apéndice A, donde los niveles de potencia instantánea pueden ser mucho mayores que el nivel de potencia de estado estacionario máxima producida por el amplificador de potencia 2000. El nivel de atenuación de la señal introducida por el regulador de nivel de potencia de medición 2800 se basa en la información proporcionada al procesador de señales digitales 800 por un detector de magnitud (nivel) 3300. Las señales de control al controlador de nivel de potencia de medición 2800 provienen del procesador de señales digitales 800 y pueden ser en forma de señales de nivel TTL u otra forma de señal apropiada. El dispositivo particular utilizado para la implementación del controlador de nivel de potencia de medición 2800 en este trabajo fue un atenuador digital linealizado de 32dB UMCC AT-F00B-HD-GI suministrado por *Microwave International Ltd*. Los parámetros de interés particular asociados a este dispositivo son: rango de frecuencias de 14,4 a 14,6 GHz, VSWR 1,5:1 en todas las configuraciones, pérdida de inserción con 0 dB atenuación 2,6 dB máx., TTL binario positivo de 8 bits, tiempo de configuración 500ns máx., y gestión de potencia de entrada CW máxima 20 dBm.

La salida del controlador de potencia de medición 2800 está conectada a una posición de conmutación Sa de un interruptor de canal coaxial 2600, cuya función es conectar un transceptor 500 al circuito de adaptación/ajuste de suministro de energía dinámico de alta potencia (descrito anteriormente) o al circuito de medición (impedancia del tejido) de dieléctrico de baja potencia (descrito a continuación). Para un funcionamiento en modo de suministro de energía, el contacto de interruptor común Sc está conectado a la posición contacto Sa, y para el modo de medición de la impedancia del tejido, el contacto de interruptor común Sc se conecta a la posición de contacto Sb, que conecta el circuito transmisor de baja potencia (que se describe en detalle a continuación). El interruptor de canal coaxial 2600 es un interruptor electromecánico, en el que la posición del interruptor está controlada por corriente que pasa a través de las bobinas de accionamiento. Un circuito de accionamiento de la bobina 2700 proporciona la corriente de excitación necesaria para hacer que la posición del interruptor varíe. El circuito de accionamiento de la bobina 2700 está accionado por señales de baja potencia producidas por el procesador de señales digitales 800. Las señales de baja potencia pueden ser señales de nivel TTL o en otro formato de señal apropiado. Las señales de control para el interruptor de canal coaxial 2600 se sincronizan con las señales de control para el interruptor de selección de canal de guía de ondas 3000.

El modo de funcionamiento (ablación de tumor utilizando el circuito de adaptación/ajuste de suministro de energía dinámico o medición de dieléctrico (impedancia del tejido) de baja potencia) se selecciona utilizando un interruptor selector de modo 3000. El interruptor selector de modo 3000 y el interruptor de selección de canal 2600 están

configurados de manera que varían la posición de contacto al mismo tiempo; es decir, están sincronizados entre sí. Estos dos interruptores permiten seleccionar el modo ablación controlada o bien de medición. Los circuitos de accionamiento y control 3100 y 2700 se desarrollaron para permitir utilizar las señales de control de nivel TTL del procesador de señales digitales 800 para permitir que los interruptores electromecánicos 3000, 2600 funcionaran correctamente.

La señal de control de posición proviene de una línea de selección proporcionada por el procesador de señales digitales 800. En la primera posición del interruptor (S_a) el sistema funcionará en el modo de ablación controlada, donde se utiliza solamente la sección de recepción del transceptor 500, y en la segunda posición (S_b) el sistema funcionará en el modo de medición o reconocimiento de tejido, en el cual se utiliza todo el transceptor 500, es decir, en este modo se utiliza tanto el transmisor de baja potencia como el receptor.

La salida del interruptor de selección del canal de guía de ondas 3000 se conecta a la entrada del conjunto de cables 600, cuya función es proporcionar un medio de transmisión de señales desde el generador de instrumentación al extremo distal de la antena quirúrgica y proporcionar un medio de recepción de señales desde la punta de la antena quirúrgica, de vuelta al extremo de la instrumentación del generador del sistema. Dicho conjunto de cables 600 tiene preferiblemente una baja pérdida de inserción (o transmisión) con el fin de cumplir con los requisitos asociados al funcionamiento de la cavidad resonante descrita anteriormente (y en el análisis detallado que se da en el Apéndice A) y para permitir que haya disponible tanta energía como sea posible tener disponible para el tratamiento de tumores de grandes volúmenes o para utilizarse con herramientas de resección para evitar una pérdida de sangre excesiva durante la cirugía en órganos altamente vascularizados dentro del cuerpo humano. Otros parámetros de interés son la flexibilidad, el peso y la variación de fase con flexión aleatoria. La longitud de los conjuntos de cables utilizados para el sistema que se está desarrollando en este trabajo era de 1,5 metros, y la elección final se basó en las necesidades prácticas del cirujano y la pérdida de transmisión tolerable (tal como se ha descrito anteriormente). Los conjuntos de cables iban provistos de conectores macho de tipo N en el extremo proximal y conectores de tipo macho SMA en el extremo distal. Durante el desarrollo del sistema que se describe aquí se ha evaluado y probado una serie de conjuntos de cables de microondas, pero se eligieron tres conjuntos finales como candidatos para su uso en el sistema. A continuación en la Tabla 12 se dan detalles de los tres conjuntos de cables de elección:

Tabla 6: Conjuntos de cables de baja pérdida que puedan utilizarse en la presente invención

Fabricante	Pieza número	Pérdida de inserción por 1,5 metros (dB)	Variación de base con flexión aleatoria (rms)
Rosenberger Micro-Coax Ltd.	UFB311A	1,044	0,53º
Huber & Suhner	Sucoflex 106E 693387	0,97	1,57º
W.L. Gore & Associates Inc.	8WQ01R010600	0,98	1,23º

Los valores que se dan en la Tabla 12 se midieron a una frecuencia puntual de 14,5 GHz utilizando un analizador de red vectorial de 50MHz a 20GHz 8720ET Agilent.

La salida del conjunto de cables 600 se muestra conectada a la antena quirúrgica 400 y los otros componentes utilizados para realizar la calibración del extremo distal. Los componentes utilizados en el sistema de calibración se han descrito en detalle anteriormente. A continuación se proporcionan detalles específicos de antenas quirúrgicas que pueden utilizarse con la presente invención.

Se describe ahora en detalle un bloque transceptor 500 con referencia a las figuras 24 y 25. El transceptor 500 utiliza un circulador de microondas 555 para separar las trayectorias de la señal de transmisión y recepción. El principio de funcionamiento del transceptor de baja potencia 500 es el siguiente: señal de microondas de baja amplitud y frecuencia estable de 14,5 GHz, generada utilizando un oscilador de la fuente 513 que está referenciado a un oscilador de cristal con compensación térmica a 10 MHz 517, pasa a través del circulador 1800 del puerto 1 al puerto 2 y se transmite a lo largo de conjunto de cables 600 a través del interruptor de guía de ondas 3000 a través de la antena quirúrgica 400 y a cualquiera de las unidades de calibración 600 (tal como se muestra en la figura 24) o estructuras de tejidos biológicos. Parte de la señal incidente en el extremo distal de la antena quirúrgica 400 se verá reflejada entonces de vuelta a lo largo del eje de dicha antena de aguja 400, y el conjunto de cables 600, de nuevo al puerto 2 del circulador 555. La trayectoria interior de la señal que fluye de nuevo al circulador 555 es del puerto 2 al puerto 3. La señal recibida, que pasa desde del puerto 2 al puerto 3 del circulador 555, se convierte entonces por frecuencia hacia abajo para proporcionar una señal analógica a una frecuencia que es adecuada para el ADC 700 para convertir la señal analógica en una señal digital para el posterior procesamiento de la señal. El circuito transmisor comprende un oscilador de la fuente 513, que produce una única frecuencia a 14,5 GHz con una variación de frecuencia máxima de 1 kHz. Dicho oscilador de la fuente 513 es, preferiblemente, un oscilador resonador dieléctrico (DRO) y es bloqueado en fase a un oscilador de cristal con compensación térmica 517 para proporcionar una frecuencia única con una pequeña variación en torno a la frecuencia central deseada, por ejemplo,

14,5 GHz con una variación de +/-1 KHz. La salida del oscilador de la fuente 517 está conectada al puerto de entrada del primer filtro de paso de banda 501, cuya función es pasar la señal producida por la señal del oscilador de la fuente 517, pero rechazar todas las otras señales que estén presentes en otras frecuencias. Es necesario, y de hecho es altamente deseable, que el primer filtro de paso de banda 501 bloquee cualquier señal presente a la frecuencia del primer oscilador local 512. Es preferible que todas las señales que puedan estar presentes a la frecuencia del primer oscilador local 512 sean atenuadas por más de 40 dB respecto al nivel de la señal producida por el oscilador de la fuente 517 con el fin de evitar que la señal del primer oscilador local 512 degrade el rendimiento de todo el sistema de medición. La realización particular para el filtro de paso de banda 501 utilizado en este sistema era un filtro de guía de ondas WB4178 suministrado por *BSC Filters Ltd*. Este particular filtro presenta las siguientes características: ancho de banda de 4 MHz con una frecuencia central de 14,5 GHz, 3 dB de pérdida de inserción máxima de paso de banda, pérdida de retorno de paso de banda mínimo 20 dB, y rechazo de señal de paso de banda alejado +/- 50 MHz de 14,5 GHz de 50 dB. La salida del primer filtro de paso de banda 501 está conectada a la entrada del atenuador fijo 502, cuya función es atenuar el nivel de la señal producida por el oscilador de la fuente 513 y actuar como aislante para ayudar a garantizar que cualquier señal reflejada presente en el puerto 1 del circulador de microondas 555 no pueda volver a la salida del oscilador de fuente 513 y efectuar el funcionamiento, por ejemplo, provocar el arrastre de frecuencia o variación del nivel de potencia de salida. La salida del atenuador fijo 502 está conectada a la entrada del primer conector direccional 551, cuya función es obtener una parte de la señal del oscilador de la fuente 513 con el fin de realizar una cancelación de la portadora para la señal recibida (este aspecto de la invención se describe en detalle más adelante en esta descripción cuando se trata la función del circuito receptor). La salida de la trayectoria directa (línea de señal principal) del primer conector 551 (el puerto de salida) pasa al puerto uno del circulador de microondas 555. El circulador de microondas 555 actúa como carrusel para señales de microondas, es decir, permite que las señales pasen en un solo sentido; las trayectorias de señal a través del circulador de microondas 555 son de la siguiente manera: entrada en el puerto 1 y salida en el puerto 2, entrada en el puerto 2 y salida en el puerto 3, y entrada en el puerto 3 y salida en el puerto 1. Idealmente, no debería ser posible que cualquier señal pase del puerto 1 al puerto 3, del puerto 3 al puerto 2, o del puerto 2 al puerto 1. Además, la pérdida de trayectoria o la pérdida de inserción de los puertos 1 a 2, de 2 a 3 y 3 a 1 deberían ser idealmente cero. En la práctica, alguna señal pasa del puerto 1 al puerto 3, del puerto 3 al puerto 2, y del puerto 2 al puerto 1, y el nivel de señal se determina por una propiedad conocida como 'aislamiento'. Para un buen circulador, el valor de aislamiento entre dichos puertos es tan elevado como sea posible, por ejemplo, un circulador optimizado puede presentar un aislamiento de hasta 35 dB si se requiere un funcionamiento de ancho de banda estrecho. La pérdida de inserción entre los puertos de transmisión es normalmente alrededor de 0,1 dB para una buena circulación que puede funcionar en la banda de frecuencia que es de interés para este trabajo. La señal de salida de la etapa de transmisor sale del circulador 555 en el puerto 2. Esta señal pasa entonces bajo el conjunto de cables 600, a través de la antena quirúrgica 400 y a la unidad de calibración 100 (o a la estructura del tejido biológico de interés). El nivel de la señal que emerge del extremo distal de la antena quirúrgica 400 es tal que la estructura de tejido biológico no se verá afectada o dañada de cualquier manera, es decir, el nivel de potencia será menor que 10 mW (10 dBm) y lo más probable es que sea de aproximadamente de 1mw (0 dBm).

En el lado receptor, la señal reflejada de vuelta a lo largo de la antena quirúrgica 400, a través del conjunto de cables 600 llega al puerto 2 del circulador de microondas 555, donde va del puerto 2 al puerto 3. La señal recibida que sale del puerto 3 entra en el puerto de entrada del segundo conector direccional 554. El primer y el segundo conector direccional 551 y 554, forman parte respectivamente de un circuito de cancelación de la portadora, que se utiliza para aumentar el nivel de aislamiento de la señal entre la señal transmitida y recibida. El circuito de cancelación de la portadora comprende un primer conector direccional 551, un regulador de fase variable 552, un atenuador variable 553, y un segundo conector direccional 554. El funcionamiento del circuito de cancelación de la portadora es el siguiente: parte de la señal que va hacia delante desde el oscilador de la fuente estable 513, en este caso -10 dB (o 10%), desde el puerto conectado del primer conector direccional 551 se conecta a la entrada del regulador de fase 552, y la salida del regulador de fase 552 se conecta a la entrada del atenuador variable 553. La salida del atenuador variable 553 se conecta al puerto conectado del segundo conector direccional 554. El segundo conector direccional 554 está configurado de manera que la señal recibida desde el puerto 3 del circulador de microondas 555 pase a través del conector en la trayectoria de 'baja pérdida'. Tal como ya se ha mencionado, el propósito del circuito de cancelación de la portadora es aumentar el aislamiento entre las señales transmitidas y recibidas, es decir, reducir el efecto de la potencia transmitida en el puerto 1 del circulador 555 que pasa a través del puerto 3 del circulador 555 a través de la trayectoria aislada del puerto 1 al puerto 3. Además, habrá señales que resulten de reflejos no deseados debido a desajustes en el circuito de salida entre el puerto 2 del circulador 555 y la antena quirúrgica 400. El circuito de cancelación de la portadora también reducirá la magnitud de estas señales. En la configuración mostrada, la parte de la potencia directa del oscilador de la fuente estable 513 se ajusta en fase, utilizando un ajustador de fase 552, y se ajusta en magnitud, utilizando un regulador de atenuación 553, hasta que la señal se inyecta a la línea principal del segundo conector direccional 554, a través del puerto conectado de un segundo conector direccional 554, está en anti-fase y e igual en magnitud a la componente de la conexión de la señal transmitida no deseada al puerto 3 del circulador 555 desde el puerto 1. Una vez que el circuito de cancelación de la portadora 550 ha sido optimizado con el conjunto de cables 600 y la antena quirúrgica 400 montados, puede ser deseable sustituir el atenuador variable 553 por un atenuador de valor fijo. Si la señal que se conecta en la línea

principal del segundo conector direccional 554 está en anti-fase y de la misma magnitud que las señales no deseadas que se añaden a la señal recibida deseada, entonces las señales no deseadas, que estarán formadas tanto por aislamiento finito a través de los puertos 1 y 3 del circulador 555 como reflejos no deseados en la trayectoria de salida, se eliminarán y la señal que se ve en la salida del segundo conector direccional 554 será solamente la señal recibida deseada. Es preferible que los factores de acoplamiento y el primer y el segundo conector direccional 551 y 554, respectivamente, sean iguales, en este caso 10 dB. El uso de una señal de transmisor de frecuencia única estable es ventajoso en términos de permitir que el circulador 555 se optimice para aumentar el aislamiento de la ruptura entre los puertos 1 y 3 del circulador 555 y la frecuencia única permite realizar solamente un ajuste de fase fijo, y también ayuda a permitir la cancelación efectiva de cualquier señal reflejada procedente de vuelta a lo largo de la trayectoria reflejada debido a desajustes que pueden estar presentes a lo largo de dicha trayectoria. Esta característica puede utilizarse para aumentar la sensibilidad de la medición de todo el sistema.

El dispositivo particular utilizado para implementar el circulador de microondas 555 era el modelo SR1414C11 desarrollado por *Quest Microwave* y suministrado por *Microwave Marketing.com Ltd*. Este dispositivo particular presenta las siguientes cifras de rendimiento: gama de frecuencias 14,3 GHz a 14,7 GHz donde se garantizan los siguientes parámetros de diseño: 30 dB mínimo de aislamiento entre los puertos donde el flujo de energía es indeseable, 0,3 dB de pérdida de inserción máxima entre puertos utilizados para el flujo de energía directa, y 1,5:1 de VSWR máxima. Este dispositivo ha sido ajustado por el fabricante para proporcionar un rendimiento mejorado en términos de aislamiento del puerto en el rango de frecuencias de interés.

El puerto de salida del segundo conector direccional 554 está conectado a la entrada del aislador 508 a través de un interruptor de canal coaxial 2600, cuya función es permitir que la sección de recepción del transceptor 500 se utilice para tomar de mediciones de conectores direccionales 1400, 1500, 1600, 1700 para permitir realizar la adaptación de la impedancia dinámica correspondiente, y permitir también realizar mediciones del estado del dieléctrico o el tejido conmutando en la etapa del transmisor de baja potencia para completar el circuito transceptor. La función del aislador 508 es evitar que cualquier desfase o reflexión en la entrada al amplificador de bajo ruido 507 efectúe la operación del circuito de cancelación de la portadora. La salida del aislador 508 está conectada al puerto de entrada de dicho amplificador de bajo ruido 507, cuya función es aumentar el nivel de la señal recibida a un nivel que sea aceptable en la entrada de RF al primer mezclador de frecuencia 506 para permitir que actúe dicho mezclador de frecuencia 506. Es preferible que el amplificador 507 sea un amplificador de bajo ruido para asegurar que la señal recibida en su entrada no se corrompa con un ruido excesivo, por ejemplo, ruido térmico o de cortocircuito producido por el propio amplificador, que se sumará a la señal recibida. El dispositivo particular utilizado para implementar el amplificador de bajo ruido 507 era el modelo ALN05-0046 desarrollado por *Advanced Logging Components* y suministrado por *Link Microtek Limited*. Este dispositivo particular presenta las siguientes cifras de rendimiento: gama de frecuencias 14,5 GHz +/-2 MHz, ganancia de señal pequeña mínima 20 dB, cifra de ruido típico 2.0 dB, y potencia de salida de 14 dBm en el punto de compresión de 1 dB. La señal de entrada del oscilador local al primer mezclador de frecuencia es una señal de 14,45 GHz que se produce por la primera fuente del oscilador local 512. Dicha primera fuente del oscilador local 512 es preferiblemente un oscilador resonador dieléctrico (DRO) y está bloqueado en fase a una referencia de cristal con compensación térmica 517 para proporcionar una única frecuencia con una pequeña variación en torno a la frecuencia central deseada, por ejemplo, una señal con una señal de 14,45 GHz con una variación de menos de +/-1 KHz. Es preferible que el oscilador de la fuente estable principal 513 (y la señal de RF medida) esté sincronizada respecto al primer oscilador local 512, y esto puede conseguirse utilizando la misma referencia de cristal 517 (en este caso se ha utilizado una referencia de cristal de 10 MHz). La salida del primer oscilador local 512 está conectada a la entrada del aislador de señal 503, cuyo objetivo es evitar cualquier desajuste o señal reflejada vista en la entrada al primer amplificador excitador 504 arrastrando la frecuencia producida por el primer oscilador local 512. La salida del aislador 503 está conectada a la entrada de dicho primer amplificador excitador 504, cuya función es aumentar el nivel de la señal producida por el primer oscilador local 512 a un nivel que sea aceptable por el primer mezclador de frecuencia 506 como una señal del oscilador local que permitirá que dicho primer mezclador 506 funcione correctamente. La salida desde el amplificador excitador 504 está conectada a la entrada del filtro de paso de banda 505, cuya función es de pasar la señal producida por la primera señal del oscilador local 512 pero rechazar todas las otras señales que estén presentes en otras frecuencias. Es necesario que el filtro de paso de banda 505 bloquee cualquier señal presente a la frecuencia de la fuente de oscilador estable 513. Es preferible que cualquier señal que pueda estar presente a la frecuencia del oscilador de la fuente 513 sea atenuada por más de 40 dB respecto al nivel de la señal producida por el primer oscilador local 512 con el fin de evitar la señal del oscilador de la fuente 513 degrade el rendimiento de todo el sistema de medición. La realización particular del filtro de paso de banda 505 utilizado en este sistema era un filtro de guía de ondas WB4178 suministrado por BSC Filters Ltd. Este filtro particular presenta las siguientes características: ancho de banda de 4 MHz con una frecuencia central de 14,45 GHz, 3 dB de pérdida de inserción máxima de paso de banda, pérdida de retorno de paso de banda mínimo 20 dB, y rechazo de la señal de paso de banda de +/- 50MHz fuera de 14,5 GHz de 50 dB. La salida del filtro de paso de banda 505 se conecta a la entrada del oscilador local al primer mezclador de frecuencia 506. El primer mezclador de frecuencia 506 produce dos frecuencias de salida, que son la suma y la diferencia de la frecuencia de RF y del oscilador local (LO), es decir, RF + LO y RF - LO. En esta realización

particular, 14,5 GHz + 14,45 GHz = 28,95 GHz, y 14,5 GHz - 14,45 GHz = 50MHz. Estas frecuencias se conocen como frecuencias intermedias (IF). La IF de 50 MHz se requiere en este trabajo, ya que es una frecuencia utilizable que puede utilizarse para extraer la magnitud y la fase de la señal de medición. La realización particular utilizada para implementar el primer mezclador de frecuencia particular 506 para el sistema tratado en este trabajo era en un mezclador rechazo de imagen MQ3531-10 obtenido de *Microwave Marketing.com Ltd*. Este dispositivo da el siguiente comportamiento: pérdida de conversión máxima 10 dB, aislamiento LO/RF mínimo 40 dB, aislamiento LO/IF mínimo 30 dB, potencia de salida 14 dBm en el punto de compresión de 1 dB, requerimiento de potencia de entrada en el oscilador local 16 dBm a 20 dBm, y rechazo de banda lateral 35 dB. La IF de salida del primer mezclador de frecuencia 506 se conecta a la entrada del atenuador fijo 509 y la salida del atenuador fijo 509 se conecta a la entrada del tercer filtro de paso de banda 510, cuya función es filtrar la señal a la frecuencia suma (RF + LO) y cualquier otra señal indeseable que pueda estar presente, por ejemplo, los componentes de la señal del oscilador de fuente 513, la primera señal del oscilador local 512, la señal de la referencia de cristal 517, y la señal que va al segundo oscilador local 511. El filtro de paso de banda que se muestra en la realización particular que se da en la figura 32 permite que la señal de IF de 50 MHz pase pura a través del filtro. La salida del tercer filtro de paso de banda 510 se conecta en la entrada de RF al segundo mezclador de frecuencia 511, cuya función es convertir adicionalmente la frecuencia descendente de la señal de IF de 50 MHz. La entrada del oscilador local al segundo mezclador de frecuencia 511 viene de la segunda fuente de oscilador local 514 conectada a través del divisor de potencia 515. En este caso particular, la frecuencia del segundo oscilador local 514 es 40 MHz, y es preferible utilizar un oscilador de cristal con compensación térmica o un módulo oscilador controlado por tensión (VCO) para la implementación de esta unidad. Es preferible que la segunda fuente de oscilador local 514 se conecte a la referencia de cristal con compensación térmica para proporcionar una frecuencia única con una pequeña variación en torno a la frecuencia central deseada. Se requiere que el oscilador de fuente principal 513, el primer oscilador local 512, y el segundo oscilador local 514 se sincronicen entre sí, y esto puede conseguirse utilizando la misma referencia de cristal 51. La salida del segundo oscilador local 514 está conectada a la entrada de un divisor de potencia de dos vías 515, cuya función es dividir el nivel de potencia producido por el segundo oscilador local 514 en dos partes iguales sin provocar un desajuste de impedancia. Puede ser preferible utilizar un divisor de potencia coaxial de 3dB para llevar a cabo esta función. La primera salida del divisor de potencia 515 se conecta a la entrada del oscilador local del segundo mezclador de frecuencia 511. El segundo mezclador de frecuencia 511 produce dos frecuencias de salida, que son la suma y la diferencia de las frecuencias de RF y el oscilador local (LO), es decir, RF + RF y RF- LO. En esta realización particular, 50MHz + 40 MHz = 90 MHz, 50 MHz y - 40 MHz = 10 MHz. La IF de 10 MHz es una frecuencia que puede utilizar el ADC 700 elegido y se conecta a la unidad del procesador de señales digitales 800 donde puede utilizarse para extraer la magnitud y la fase de la señal de medición. La ventaja de utilizar un ADC de menor frecuencia es que normalmente hay disponible una mayor linealidad y rango dinámico. La IF de salida del segundo mezclador de frecuencia 511 se conecta a la entrada de un filtro de paso de banda 512, cuya función es filtrar la señal a la frecuencia suma (RF + LO), en este caso 90 MHz, y cualquier otra señal indeseable que pueda estar presente, por ejemplo, la señal del oscilador fuente 513, la señal del primer oscilador local 512, la señal del referencia del cristal 517, y la señal del segundo oscilador local 514. El filtro de paso de banda que se muestra en la realización particular que se da en la figura 32 permite que la señal de IF de 10 MHz pase pura a través del filtro. La segunda salida del divisor de potencia 515 se conecta al procesador de señales digitales 800 y se utiliza para funciones de temporización y sincronización de las señales de medición. Para convertir la señal analógica producida a la salida del filtro de paso de banda 512 a un formato digital que puede ser procesado utilizando un procesador de señales digitales 800 se utiliza un convertidor analógico a digital (ADC) 700. El procesador de señales digitales (DSP) 800 se utiliza para realizar funciones de procesamiento de señales, por ejemplo, cálculo de fase y magnitud de las señales digitales proporcionadas por el ADC 700, y para proporcionar señales de control para controlar el funcionamiento de los distintos componentes de microondas dentro del sistema (las señales de control y los requisitos para los componentes individuales ya se han descrito en detalle anteriormente). Es preferible extraer información de magnitud y fase digitalmente ya que el procesamiento digital está libre de ruido, y por lo tanto la sensibilidad de la medición se maximiza. La unidad de procesamiento de señales utilizada en el sistema desarrollado en este trabajo era un DSP TMDSEZD2812-OE suministrado por *Texas Instruments Ltd*. Otras placas DSP adecuadas que se adaptan a las necesidades de este sistema incluyen: un controlador DSP de señal mixta de *Analog Devices* ADSP21992 y un procesador DSP de *Analog Devices* BF537. El dispositivo DSP TMDSEZD2812-OE tiene una velocidad de núcleo mayor de 100 MHz, tiene por lo menos 32 entradas y salidas disponibles de uso general, puede ser excitado por una señal de reloj de 40 MHz, tiene una memoria interna flash ROM de 64k palabras, y tiene una memoria RAM interna de 16k palabras. Puede ser preferible que el ADC 700 y el DSP 800 estén integrados en una sola unidad. El proceso de extraer digitalmente información de fase y magnitud no se limita al uso de un procesador de señales digitales. Por ejemplo, puede utilizarse un ordenador de placa única (SBC) con una tarjeta de entrada/salida (E/S) apropiada.

Se utiliza ordenador de placa única 850 para controlar las funciones de interfaz de usuario, realizar cálculos matemáticos y realizar varias otras funciones necesarias para que el sistema funcione correctamente. El ordenador de placa única que se utilizó en el sistema descrito aquí fue una placa *Biscuit PC* PCM-9582F-S1A1/5,25" con un procesador Pentium M de 1,1 GHz suministrada por *Hero Electronics Ltd.*

La interfaz de usuario 900 proporciona una interfaz entre el sistema (equipo) y el usuario y permite que el usuario introduzca instrucciones, por ejemplo, requisitos de tratamiento, configuración de suministro de energía, tamaño del tumor a extirpar, la duración de suministro de energía, etc. La entrada del usuario 900 también permite visualizar información de tratamiento, por ejemplo, perfil de suministro de energía, energía neta que se envía al tejido, identificación de la estructura del tejido, es decir, tejido adiposo, hueso, sangre, etc., y e información de la estructura del tejido, es decir, tumor canceroso o benigno, etc. La interfaz de usuario puede tener forma de pantalla táctil, pantalla LCD/LED con teclado de membrana, o una selección de gráficas de barras LCD/LED con indicadores LED y pulsadores. Para el sistema que está siendo desarrollado en este trabajo se utiliza una pantalla táctil. Un dispositivo adecuado para este sistema es una pantalla táctil de TFT médica de 17" PDC-170-T de alta resolución suministrada por *Hero Electronics Ltd*.

Se desarrolló un circuito de aislamiento de CC 3400 para proporcionar aislamiento de CC entre el interruptor de pedal de pie y el usuario. En el sistema desarrollado para este trabajo se utilizó un transformador para proporcionar aislamiento galvánico entre el cable del interruptor de pedal y el usuario. El circuito utilizó dos bobinas aisladas sobre un núcleo de ferrita e instrumentación electrónica asociada. El pedal interruptor 3500 constaba de dos interruptores normalmente abiertos conectados en serie y montados dentro de un alojamiento aislado de interruptor de pedal de fácil uso. El sistema se hizo funcionar bajo el control del pedal interruptor 3500 y el suministro de energía no podía iniciarse sin que las dos series de interruptores conectados contenidos dentro del pedal interruptor 3500 se cerraran por la acción de presionar físicamente o accionar el pedal interruptor 3500.

Un procedimiento de calibración típico en relación con el sistema electroquirúrgico descrito anteriormente puede ser como sigue:

1. Con la antena 400 en su lugar en la unidad de calibración 100, poner en marcha el generador 1010 y activar el procedimiento de calibración a través de la interfaz de usuario 900. Si se utiliza el sistema de calibración de carga deslizante, puede ser preferible trasladar el cortocircuito deslizante 125 a la primera posición de cortocircuito utilizando un actuador electromecánico 200 y después retirar (o mover) el cortocircuito deslizante fuera de la cavidad. La distancia recorrida deberá permitir que la carga que se ve en el extremo distal de la antena quirúrgica 400 cambie de corto circuito a circuito abierto y de nuevo a cortocircuito otra vez. Durante el movimiento del cortocircuito mecánico, la magnitud y la fase se medirán utilizando el transceptor 500, el ADC 700, y la unidad de procesador/microprocesador de señales digitales 800 para una serie de posiciones de cortocircuito deslizante dentro de una cavidad de guía de ondas 160.
2. Los puntos de medición pueden utilizarse para determinar los parámetros necesarios para calibrar el sistema (es decir, calibración de desequilibrio de ganancia I/Q y/o calibración de compensación de desplazamiento de CC) para permitir medir la información que se ve en el extremo distal de la antena quirúrgica con los efectos (ruido o errores) introducidos por componentes en el sistema entre el extremo distal de la antena quirúrgica y el procesador de señales digitales cancelados, y por lo tanto, después de que se haya realizado el proceso de supresión de errores, cualquier medición tomada utilizando el sistema y posteriormente tratada utilizando los datos de calibración será representativa de la carga que se ve en el extremo distal de la antena. La capacidad para medir una pluralidad de puntos de calibración permite minimizar los errores, es decir, contra más puntos de calibración haya que puedan medirse más se reducirá cualquier error sistemático que haya presente.

Durante el procedimiento de calibración descrito anteriormente se lleva a cabo la calibración de desplazamiento de CC y de ganancia. Este procedimiento de calibración se refiere a la unidad de ADC 700 (esta unidad puede combinarse con un DSP 800). Durante este procedimiento se determina un coeficiente de calibración de desplazamiento de CC y un coeficiente de calibración de ganancia. Estos coeficientes se aplican al ADC 700 para eliminar los errores de desplazamiento de CC y errores de ganancia para proporcionar el rango máximo utilizable del ADC. El coeficiente de calibración de desplazamiento compensa errores de desplazamiento de CC tanto en el ADC 700 como la señal de entrada del transceptor 500. El coeficiente de calibración de ganancia compensa errores de ganancia de DC tanto en el ADC como la señal de entrada. El aumento del coeficiente de compensación compensa el desplazamiento positivo, y baja efectivamente la función de transferencia de ADC. La reducción del coeficiente de compensación compensa el desplazamiento negativo, y baja efectivamente la función de transferencia del ADC. El aumento del coeficiente de ganancia compensa un rango de la señal de entrada analógica más pequeño y aumenta la función de transferencia del ADC, lo que aumenta efectivamente la pendiente de la función de transferencia. La disminución del coeficiente de ganancia compensa un rango de la señal de entrada analógica más grande y reduce la función de transferencia del ADC, lo que disminuye efectivamente la pendiente de la función de transferencia. Un ejemplo de esta calibración se da en una nota técnica dispositivos analógicos, donde una determinada ADC utiliza un procedimiento en el que el coeficiente de calibración de desplazamiento se divide en ADCOFSH (6 bits) y ADCOFSL (8 bits) y el coeficiente de calibración de ganancia se divide en ADCGAINH (6 bits) y ADCGAINL (8 bits). El ADC puede calibrarse en fábrica antes de su envío y los coeficientes de calibración de desplazamiento y ganancia se almacenan en una zona oculta de la memoria FLASH/EE. Cada vez que se activa el ADC, una rutina de

configuración de encendido interna copia estos coeficientes en los registros de calibración de desplazamiento y ganancia en la zona de registro de funciones especiales.

Después de la calibración, es posible definir un plano en el que puedan localizarse todos los puntos de impedancia compleja que representan diversas estructuras de tejido (u otras impedancias de carga), y las posiciones de los puntos en el plano serán únicas para la cantidad que se mide. Los datos correspondientes a cada tipo de tejido pueden almacenarse en una tabla de consulta. Los datos se recogerán utilizando el sistema descrito aquí y las mediciones se realizarán después de que se haya calibrado la unidad. Una vez que los valores de impedancia compleja se han cargado en tablas de consulta contenidas dentro del sistema, será posible localizar los mismos puntos utilizando el sistema una vez que se ha realizado el procedimiento de calibración anterior. Puede ser preferible utilizar tablas de consulta junto con una extrapolación matemática para determinar las propiedades o el tipo de carga conectada al extremo distal de la antena quirúrgica.

La figura 26 ilustra una representación de siete tipos de tejidos utilizando puntos situados en un plano que va de -1 a +1 en la dirección vertical y -1 a +1 en la dirección horizontal. Debe entenderse que una vez que se ha llevado a cabo el procedimiento de calibración, los siete tipos de tejidos siempre se definen por la misma posición en el plano (-1, 1) y (- 1, 1). En realidad, estos puntos pueden representar la etapa del crecimiento canceroso, por ejemplo, benigno o maligno, o las diversas estructuras de tejidos biológicos, por ejemplo, piel, grasa, músculo, sangre, hueso, etc.

Estructuras de antena

La siguiente sección proporciona información sobre las estructuras de antenas quirúrgicas. Las estructuras de antena quirúrgicas que se describen aquí pueden calibrarse utilizando el procedimiento descrito anteriormente, por ejemplo, la unidad de calibración de cortocircuito deslizante (carga) y medios para realizar automáticamente la rutina de calibración.

Las estructuras de antenas quirúrgicas que se han considerado para este trabajo y se describe aquí incluyen: estructuras coaxiales utilizando una pluralidad de elementos radiantes monopolares alojados en una punta cónica cerámica con un transformador de adaptación integral, estructuras que utilizan antenas (líneas) en espiral o helicoidales fabricadas en la superficie de las puntas cónicas cerámicas, disposiciones de balun invertido, estructuras de guía de onda cargadas (rectangular, cilíndrica, cuadrada o cualquier otra geometría adecuada), estructuras de antena coaxial monopolar y dipolar, estructuras de antena de torniquete, y antenas coaxiales monopolar individuales con transformadores de adaptación integrados similares a los descritos en otro lugar para utilizarse en un sistema de tratamiento y medición asociado al tratamiento de tumores de mama. Esta invención no está limitada a la utilización de las estructuras de antenas quirúrgicos mencionadas anteriormente, y el sistema de calibración descrito en este trabajo puede o utilizarse o no en aplicaciones quirúrgicas, por ejemplo, pueden desarrollarse estructuras de antena que puedan montarse en la unidad de calibración que se ha descrito aquí para medir las propiedades de perfumes, detección de productos químicos o materiales peligrosos, medición de las etapas asociadas al procedimiento de tratamiento de residuos, o detección de las etapas asociadas al envejecimiento de vinos o whisky, etc. Se trata de una lista no exhaustiva que cita algunas posibles aplicaciones de esta invención.

La figura 27 muestra una antena quirúrgica 400 que puede calibrarse utilizando el procedimiento de calibración de cortocircuito deslizante que se ha descrito anteriormente. La antena que se muestra en la figura 27 es una estructura de antena coaxial que comprende una primera sección (410, 450, 460, 470), que es un conjunto de cables coaxiales estándar, una segunda sección 480, que es un transformador de impedancia, y una tercera sección, que comprende cuatro líneas coaxiales (491, 492), (493, 494) (495, 496) (497, 498) montadas en una estructura cónica cerámica 490. Los extremos distales de dichas cuatro líneas coaxiales están recubiertas preferiblemente con un material biocompatible, por ejemplo, parileno C, para evitar que tejido o cualquier otro elemento entre en el interior de la estructura de la antena. Las líneas coaxiales abiertas están en contacto con la carga de tejido biológico y los campos producidos por los radiadores se utilizan para tratar las estructuras de tejidos biológicos. Puede ser preferible montar pequeños discos metálicos en los extremos de los conductores centrales 492, 494, 496, 498 para variar o regular el perfil de campo. Esta estructura de antena puede utilizarse para tratar órganos grandes, por ejemplo, el hígado o los pulmones, y también pueden utilizarse para medir información del tejido en términos de reconocimiento de estado del tejido durante el proceso de tratamiento o para determinar la estructura del tejido a medida que la antena quirúrgica se inserta a través de varios planos anatómicos. El cono cerámico 490 utiliza preferiblemente un material dieléctrico de baja pérdida y este material es preferiblemente un material duro para permitir insertar toda la antena quirúrgica 400 por vía percutánea en la anatomía humana.

La antena quirúrgica 400 es una estructura coaxial con un transformador de impedancia 480 para transformar la impedancia de un cable coaxial estándar a una impedancia de carga formada por la impedancia en paralelo de otras cuatro líneas de transmisión coaxiales terminados en el extremo distal con una carga de tejido biológico. El cable

coaxial de alimentación comprende un conductor interior 460, un conductor exterior 450, y un primer dieléctrico (ε_{r1}) 470. La estructura coaxial de alimentación termina en el extremo proximal con un conector SMA 410, que permite una conexión que deben realizarse al conjunto de cables flexibles. Puede ser preferible que la longitud física de dichas cuatro líneas de transmisión sea un múltiplo exacto de la mitad de la longitud de onda cargada a la frecuencia de interés con el fin de hacer que dichas líneas de transmisión sean transparentes, es decir, el extremo distal de la impedancia del transformador 480 'verá' un cuarto de la impedancia del tejido biológico 'conectado' al extremo distal de cada una de las cuatro líneas de transmisión, suponiendo que la impedancia de la carga de tejido es la misma en cada uno de los cuatro puntos de medición, es decir, la estructura del tejido es uniforme en términos de impedancia.

El transformador de impedancia 480 se muestra en la figura 27 como parte integral de la estructura coaxial. En esta disposición, la impedancia del transformador 480 comprende una sección coaxial, cuya longitud física es un múltiplo impar de un cuarto de la longitud de onda cargada a la frecuencia de interés y una impedancia que es igual a la raíz cuadrada del producto de un cuarto de la impedancia de carga (suponiendo que la longitud de las líneas de transmisión (491, 492), (493, 494), (495, 496), (497, 498) sean un múltiplo exacto de la mitad de la longitud de onda cargada a la frecuencia de interés) y la impedancia característica de la línea coaxial de alimentación 450, 460, 470. Si no hay otras transformaciones presentes en la estructura y la impedancia característica de la línea de transmisión coaxial 450, 460, 470 es la de un cable de alimentación coaxial estándar, es decir, 50 Ω, entonces la siguiente fórmula describe la impedancia de la primera sección de la estructura de antena 400:

$$(138/\sqrt{\varepsilon_{r1}})\ \log_{10} D3/D1 = 50\ \Omega \qquad ..4$$

donde ε_{r1} es la permitividad relativa del primer material dieléctrico 470 (adimensional), D3 es el diámetro interior del conductor exterior 450 (en metros), y D1 es el diámetro exterior del primer conductor interior 460 (en metros).

La ecuación 5, que se da a continuación, describe la impedancia del transformador de impedancia 480, que se utiliza para que se adapte a la impedancia de la sección coaxial estándar 450, 460, 470 con la suma de cuatro impedancias paralelas de la carga de tejido y líneas de transmisión (491, 492), (493, 494), (495, 496), (497, 498) [Z_L]:

$$(138/\sqrt{\varepsilon_{r1}})\log_{10}D3/D2 = \sqrt{(Z_L \times ((138/\sqrt{\varepsilon_{r1}})\log_{10}D3/D1))} \qquad ..5$$

donde D2 es el diámetro exterior del segundo conductor interior 480 (en metros).

La longitud de la segunda sección (el transformador de impedancia) se describe formalmente utilizando la ecuación 6 que se da a continuación:

$$v \times (2n - 1)/(4 \times f \times \sqrt{\varepsilon_{r1}}) \qquad ..6$$

donde n es cualquier valor de número entero (adimensional), v es la velocidad de la luz en el vacío o el aire (3×10^8 m/s), y f es la frecuencia de funcionamiento (en Hz).

La tangente de pérdida (tan δ) para ε_{r1} es preferiblemente tan baja como sea posible para evitar que la energía se disipe en la estructura de la antena y haga que la estructura se caliente.

La constante dieléctrica utilizada para la sección coaxial estándar puede ser diferente de la utilizada para el transformador de impedancia, pero es preferible fabricar la estructura utilizando el mismo material dieléctrico para ambas secciones.

En una disposición alternativa, los diámetros exteriores D1, D2 de los conductores interiores 460, 480, respectivamente, pueden iguales, y la permitividad relativa del material dieléctrico en la zona de conductor interior 480 puede variar para proporcionar la transformación de impedancia necesaria.

Por otra parte, puede ser ventajoso hacer que el diámetro D2 sea grande para dar cabida a la conectividad entre el conductor interior de las líneas de transmisión (491, 492), (493, 494), (495, 496), (497, 498), es decir, la dimensión D4 (498), D5 (496), D6 (494), D7 (492) dentro de D2 (480).

Cabe señalar que el material dieléctrico utilizado para líneas de transmisión 491, 492; 493, 494; 495, 496; 497, 498 que se muestra en la figura 27 es el mismo que el que se utiliza para la punta cónica 490, es decir, ε_{r2}. Esta disposición se ha utilizado por conveniencia y facilidad de fabricación y esta invención no se limita al uso del mismo material para la punta cónica dura y el dieléctrico entre el conductor interior y exterior de las cuatro líneas de

transmisión. Además, esta invención no se limita a la utilización de cuatro líneas de transmisión; en teoría puede utilizarse cualquier número de líneas de transmisión que puedan unirse prácticamente a la punta cónica de cerámica siempre que las dimensiones del transformador de adaptación 480 se ajusten para asegurar que se obtiene una buena adaptación de impedancia entre la estructura de alimentación coaxial estándar y la carga presentada por el tejido biológico.

Además, cabe señalar que las líneas de transmisión 491, 492; 493, 494; 495, 496; 497; 498 pueden sustituirse por antenas monopolares radiantes individuales que comprendan conductores centrales 498, 496, 494, 492 y un material cónico dieléctrico de baja pérdida 490. Esta forma de la antena puede ser preferible en términos de permitir que toda la superficie cónica 490 actúe eficazmente como radiador omnidireccional.

En una realización práctica, la primera sección de la estructura de antena es una disposición coaxial que comprende un conductor exterior 450 con un diámetro exterior de 12 mm y un diámetro interior de 11 mm, un conductor central (o interior) macizo 460 con un diámetro exterior de 3,38 mm, y un primer material dieléctrico (ε_{r1}) 470 con una permitividad relativa (constante dieléctrica) de 2,0. Esta disposición coaxial produce una primera línea de transmisión con una impedancia característica (Z_{01}) de 50 Ω (utilizando la ecuación 3). La segunda sección de la estructura de antena es un transformador de impedancia que utiliza el mismo material dieléctrico (ε_{r1}) 470, y el mismo conductor exterior 450 que el que se utiliza en la primera sección de la línea de transmisión coaxial, pero esta vez emplea un conductor interior 480 de diámetro diferente. El diámetro exterior del segundo conductor interior 480 es 6,1 mm, lo que produce una sección de línea de transmisión con una impedancia característica (Z_{02}) de 25 Ω (obtenida utilizando la ecuación 3). La longitud física del segundo conductor interior 480 es de 10,97 mm, lo que equivale a tres cuartos de longitud de onda a 14,5 GHz, cuando la estructura está cargada con un material que tiene una constante dieléctrica de 2,0. La sección larga de 10,97 mm de la línea de transmisión de 25 Ω forma un transformador de impedancia que puede utilizarse para que coincida con la impedancia de la fuente de 50 Ω (la línea de alimentación de entrada coaxial) con una impedancia de carga de 12,5 Ω, es decir, $\sqrt{}$ (50 Ω * 12,5 Ω) = 25 Q. Esto implica que la impedancia en paralelo de las cuatro líneas de transmisión contenidas dentro del cono cerámico 490 ha de ser 12,5 Ω si ha de satisfacerse el estado para una red de impedancia adaptada. El cono cerámico 490 es un material de baja pérdida duro, que tiene una permitividad o constante dieléctrica (ε_{r2}) de 10. Un material adecuado que puede utilizarse es una cerámica un, por ejemplo, alúmina. Las cuatro líneas de transmisión contenidas dentro del cono cerámico 490 están realizadas cada una utilizando dos conductores separados por un material dieléctrico. En esta realización, dicho material dieléctrico es el mismo que el utilizado para el cuerpo de la punta cónica 490, pero este diseño no se limita a este caso. En la disposición mostrada, el diámetro interior de los conductores exteriores 491, 493, 495, 497 utilizados para las cuatro líneas de transmisión contenidas dentro de la punta cónica es de 2,8 mm, y el diámetro exterior de los conductores interiores 492, 494, 496, 498 es de 0,2 mm. Si se utiliza alúmina, con una permitividad relativa de 10 entre los dos conductores, entonces la impedancia característica (Z_{03}) de las cuatro líneas de transmisión es 50 Ω, y por lo tanto si la impedancia del tejido biológico es también 50 Ω, de modo que la impedancia que se ve en el extremo distal del transformador de impedancia es 12,5 Ω, es decir, 50 Ω/4. Se muestran pequeñas placas metálicas unidas a conductores centrales 492, 494, 496, 498 y estas placas pueden utilizarse para dispersar los campos producidos por las cuatro líneas de transmisión radiantes para producir campos radiantes sobre zonas superficiales más grandes de lo que es posible que si se utilizan elementos no terminados. Existe un pequeño espacio entre el extremo distal del transformador de impedancia y la conexión entre la punta cónica cerámica 490 con el fin de evitar que se produzca un cortocircuito entre el extremo distal 480 y los conductores exteriores 491, 493, 495, 497. La punta cónica 490 está diseñada para disponerse dentro de la estructura coaxial.

Puede ser preferible eliminar conductores exteriores 491, 493, 495, 497 de las cuatro líneas de transmisión para producir una estructura que comprenda cuatro monopolos radiantes dentro la punta cerámica 490. El diámetro mayor del conductor interior 480 utilizado para crear el transformador de impedancia permite conectar físicamente los cuatro conductores interiores 492, 494, 496, 498 con relativa facilidad.

Puede ser preferible que el conductor interior utilizado para la primera sección 460 y el utilizado para el transformador 480 se fabriquen utilizando una sola barra o varilla maciza. Por ejemplo, puede utilizarse una barra de latón con un diámetro exterior de 6,1 mm y el conductor central de la primera sección 460 puede producirse doblando la barra de 6,1 mm utilizando un torno a un diámetro de 3,38 mm. Debe dejarse una longitud de 10,97 mm de la sección de 6,1 mm de diámetro para realizar la transformación de impedancia requerida cuando la barra se monta dentro de un conductor 450 lleno con dieléctrico 470.

Las estructuras de antena que sobresalen del cono pueden consistir cada una en un conductor interior y exterior separados por un primer material dieléctrico para formar un entorno coaxial para que las ondas se propaguen, y un segundo material dieléctrico utilizado para formar un cono de protección en dichos conductores interiores. Dichos conos de protección están realizados preferiblemente en un material duro y pueden utilizarse para sostener dichos conductores interiores. El cuerpo exterior de la antena es un cilindro y puede ser una estructura coaxial o de guía de ondas. Un transformador de impedancia adecuado (o una pluralidad de transformadores de impedancia) están

contenidos dentro de la estructura de antena para permitir a las estructuras coaxiales puedan adaptarse en impedancia con la alimentación de la antena y la carga de tejido biológico. Este tipo de estructura puede utilizarse en aplicaciones en las que se requiere la ablación de grandes volúmenes de tejido, por ejemplo, dentro del hígado. Esta estructura podría calibrarse en la zona en la que las antenas sobresalen fuera del cono 490 para permitir utilizar la estructura con el mecanismo de adaptación de impedancia dinámica para permitir suministrar energía de manera eficiente en los casos en los que se producen variaciones de carga, por ejemplo, durante el tratamiento del hígado cuando las puntas de radiación de las antenas se saturan en sangre.

La figura 28(a) muestra una estructura de antena espiral que ha sido fabricada sobre un cono de cerámica. En la disposición que se muestra aquí, el conductor central de un cable coaxial se utiliza como antena de radiación 420 y el conductor de retorno 412 está unido al conductor exterior 450 del conjunto de alimentación coaxial. Puede ser preferible fabricar una pluralidad de elementos radiantes sobre un cono para formar la antena. Por ejemplo, puede formarse una antena de tipo torniquete donde dos antenas dipolares de media longitud de onda son excitadas con corrientes de igual magnitud pero en cuadratura de fase. Con el fin de que las corrientes en dipolos de media longitud de onda estén en cuadratura de fase, los dipolos pueden estar conectados para separar líneas no resonantes de longitud desigual. A la frecuencia preferida utilizada en este trabajo la media longitud de onda sin carga es de aproximadamente 10 mm, por lo que es factible montar una espiral o dos dipolos sobre en un pequeño cono de cerámica (u otro tipo) para crear una estructura de antena de radiación que pueda utilizarse para diversas aplicaciones biológicas. Las estructuras de antena en espiral y de torniquete que se describen aquí podrían montarse en el conjunto de calibración descrito como una realización específica de la presente invención que se ha dado en la primera parte de este documento, y las estructuras podrían ajustarse a dicha espiral o torniquete radiante.

La figura 28(b) muestra una estructura de antena monopolar en la que el elemento radiante se encuentra contenido en el interior de un cono de cerámica y se ha incluido un transformador para evitar que corrientes de RF fluyan de vuelta a lo largo del revestimiento exterior de la estructura de alimentación coaxial 421 y hagan el patrón de campo varíe (se ha observado que la radiación producida por la antena puede envolverse sobre sí misma) y produzcan el efecto indeseable de corrientes fluyendo a lo largo del eje. La característica de interés aquí, mostrado en la figura 28(b), es la nueva disposición de transformador (a menudo denominado 'balun') que se ha desarrollado para que el extremo distal del conductor 421 'vea' un estado de circuito abierto. La forma de la punta cónica 420 es tal que se ha formado un transformador (o balun) invertido. Esto es posible realizando una pequeña ranura 423 entre la pared interior del conductor exterior 421 y la sección exterior del cono de cerámica 420. La longitud de la ranura 423 debe ser un múltiplo impar de un cuarto de la longitud de onda a la frecuencia en la que se requiere que no pasen corrientes superficiales. Todas las paredes de la ranura 423 deben ser metalizadas aparte de la pared en el extremo distal donde el borde de la punta cerámica 420 entra en contacto con el extremo distal del conductor exterior 421 y la segunda pared contenida dentro de la ranura 423. El extremo opuesto de la ranura debe proporcionar un buen cortocircuito eléctrico con el fin de que el extremo distal (donde hace contacto el extremo de la punta cerámica 420) vea un circuito abierto, y por lo tanto, proporcionar la condición necesaria para que no haya flujo de corriente. Es preferible que la ranura 423 se llene de aire, pero puede utilizarse un material dieléctrico de baja pérdida para reducir la longitud de la ranura. Si se utiliza un material dieléctrico con pérdidas, por ejemplo, con un factor de disipación mayor de 0,001 a la frecuencia de interés, entonces, el balun puede ser menos efectivo. La disposición de balun que se introduce aquí permite fabricar una estructura de antena con un perfil continuo permitiendo de este modo insertar la estructura dentro de un paciente por vía percutánea para permitir realizar procedimientos mínimamente invasivos sin riesgo de quemaduras en el tejido sano o que se produzcan perfiles de energía no deseables debido a la inclusión de un cortocircuito para abrir el transformador del circuito contenido dentro de la estructura de antena en el extremo distal del conductor central. Para el tratamiento de tumores de mama, es preferible que la antena tenga los extremos afilados.

Una ventaja particular de esta disposición es que no hay necesidad de producir una estructura triaxial uniendo un tercer conductor a un conductor exterior 421 para producir un estado de circuito abierto en el extremo distal del conductor exterior 421 utilizando una segunda estructura coaxial donde el nuevo conductor exterior está en cortocircuito al nuevo conductor interior 421 a una distancia desde el extremo del viejo conductor exterior 421 que es un múltiplo impar de un cuarto de la longitud de onda a la frecuencia de interés para producir la transformación de impedancia deseada (balun). Si existe aire entre los dos conductores entonces la longitud del balun debe ser de 5 mm a la frecuencia de interés en este trabajo. Puede observarse que el inconveniente del uso de la disposición de balun convencional es que el diámetro de la estructura aumenta y la estructura es tiene geometría escalonada, es decir, el conductor exterior y el cono radiante ya no son continuos, y por lo tanto, sería difícil insertar una estructura de antena que utilice el procedimiento de balun convencional por vía percutánea en el interior del cuerpo humano o utilizarse en cirugía mínimamente invasiva.

La estructura de antena coaxial que contiene un balun invertido que se describe aquí podría montarse en el conjunto de calibración que se describe como una realización específica de la presente invención que se ha dado en la primera parte de este documento y la estructura de antena podría ajustarse a la antena de cono radiante.

En otra realización, el extremo distal del conductor central 422 no se encuentra encerrado y de este modo entra en contacto directo con el tejido biológico. Preferiblemente se utiliza material de baja pérdida pero físicamente duro para soportar el conductor interior 422 en la punta y el perfil general de la punta podría ser tal que la estructura de antena se prestase a ser utilizada para un tratamiento intersticial en el que la estructura se inserte por vía percutánea a través de estructuras de tejido humano.

La figura 29 muestra otra estructura de antena quirúrgica que puede ajustarse a la antena de radiación distal utilizando el procedimiento de calibración descrito anteriormente. La disposición que se muestra aquí es una antena de guía de ondas cargada, que utiliza un material de zafiro para formar la sección radiante 455 y, en este caso particular, para actuar también como cuchilla afilada que puede utilizarse para cortar el tejido biológico. La estructura consiste en un tramo de guía de ondas flexible 610, un transformador de adaptación 450, y dicha cuchilla de zafiro 455. La sección de zafiro puede metalizarse sobre la superficie utilizando un proceso de electroformación dejando expuesto solamente el extremo de la cuchilla. El material de zafiro también puede utilizarse para realizar una adaptación de impedancia entre la impedancia de la sección de guía de ondas sin carga 610, que es una impedancia elevada próxima a la del aire, y el tejido biológico, que puede ser una impedancia baja, por ejemplo, entre 100 Ω y 1 Ω. El tamaño de la guía de ondas 610 dependerá de la frecuencia de funcionamiento. En una realización particular para una antena quirúrgica desarrollada como parte de este trabajo, se utilizó una sección de guía de ondas flexible WG18 (WR 62) que funciona en el rango de frecuencia de entre 12,4 GHz y 18 GHz (véase la tabla 1 anterior), que era más adecuada ya que la frecuencia de funcionamiento era de 14,5 GHz. Puede ser apropiado insertar los tornillos de ajuste en la pared del transformador de adaptación 450 para proporcionar un medio de ajuste estático de la antena a una carga de tejido específica.

El transformador de adaptación 450 también proporciona un medio para mantener en posición la cuchilla de zafiro y actúa de interfaz entre la guía de ondas flexible 610 y el material de zafiro 455. La figura 29 muestra la cuchilla de zafiro 455 en contacto con un bloque de tejido biológico 456. Una aplicación particular de esta antena quirúrgica es utilizarse en la resección hepática, donde la cuchilla se utiliza para ayudar al corte a través del hígado, mientras se utiliza energía de microondas para evitar el sangrado coagulando la sangre instantáneamente y también para ayudar en el proceso de corte. La pérdida de sangre es un problema particular durante la resección hepática utilizando procedimientos convencionales, por ejemplo, utilizando un bisturí. Se ha informado de que durante un procedimiento de resección hepática puede perderse hasta 8 litros de sangre, y por lo tanto esta invención puede ser de particular interés para minimizar o prevenir la pérdida de sangre durante un procedimiento de resección hepática o un procedimiento quirúrgico en otros órganos altamente vascularizados dentro del cuerpo humano. Podría ser especialmente ventajoso el uso de esta antena con la unidad de calibración automatizada descrita en este trabajo debido al hecho de que puede ser deseable adaptarse en sangre y tejido hepático. La figura 30 muestra una estructura de antena coaxial con un cuerpo de acero inoxidable 421 y un elemento radiante monopolar simple 422. Dicho elemento radiante puede quedar encerrado o recubierto con un material biocompatible 411 y el material seleccionado puede ser un material duro para proporcionar un grado de rigidez para que la estructura permita insertar dicho monopolo 422 dentro de un cuerpo humano sin ayuda. El cuerpo de la antena 400 puede estar encerrado en un segundo material biocompatible 421. Puede ser preferible que los materiales biocompatibles 411 y 421 sean el mismo material y puede ser también preferible que la estructura tenga un revestimiento de conformación de dicho material. La estructura de antena que se muestra en la figura 40 puede insertarse dentro de la unidad de calibración 100 se describe en la primera sección de este documento y la calibración puede tener lugar en el monopolo radiante 422.

La figura 31 muestra detalles de una antena quirúrgica que ha sido desarrollado para llevar a cabo la ablación de pequeños tumores esféricos y para medir información relativa a la variación del estado del tejido durante la ablación en términos de cambios que se producen en la impedancia del tejido, y también para medir la impedancia de diversos tipos de tejidos a medida que se inserta la antena a través de la estructura del tejido, y también para diferenciar entre estados de tejidos sanos y cancerosos para localizar la posición del tumor a tratar.

La estructura mostrada aquí consiste en un cuerpo coaxial 421, una antena de radiación 420, y un conector de microondas 410. El cuerpo coaxial 421 es preferiblemente rígido para permitir insertar la estructura en el interior del cuerpo por vía percutánea y sin ayuda. El material utilizado para el revestimiento exterior del cuerpo coaxial 421 es preferiblemente acero inoxidable y más preferiblemente un acero inoxidable médico. El interior de la estructura coaxial está compuesto por un conductor interior 422 y un primer material dieléctrico 470. La antena de radiación 420 comprende un segundo material dieléctrico 490 que se utiliza para proporcionar una adaptación de impedancia entre la estructura de alimentación coaxial y la carga de tejido, y también se utiliza para proporcionar una punta cónica rígida para permitir insertar la estructura de antena por vía percutánea en el cuerpo humano. La estructura también contiene un segundo transformador o sección de adaptación 471 que es un anillo metálico que se coloca dentro de una cavidad 472, que está mecanizada o moldeada en el interior del transformador/punta 490. La función de la sección 471 es ayudar a proporcionar una buena adaptación de impedancia entre la sección de radiación de la estructura de antena (la antena) y la carga de tejido, por ejemplo, la sección puede producir una pequeña inductancia a la frecuencia de interés que puede utilizarse para cancelar una reactancia capacitiva que puede estar

presente cuando se inserta la antena en el interior de un tumor. El material utilizado para el segundo dieléctrico 490 debe ser un material de microondas de baja pérdida y preferiblemente es un material cerámico duro. Un material específico que puede utilizarse es alúmina con una permitividad relativa de aproximadamente 10. Esta estructura de antena puede montarse dentro de la unidad de calibración descrita en detalle anteriormente. La estructura de antena puede calibrarse utilizando la unidad de calibración para permitir que la antena se utilice como dispositivo de medición, en el que se requiere identificar diferentes tipos o estados de estructuras de tejidos biológicos y/o para la ablación controlada de estructuras de tejidos utilizando adaptación de impedancia dinámica, donde la impedancia del tejido que está siendo tratado se controla constantemente y se realizan ajustes a un filtro de adaptación para permitir que el extremo distal de la antena (la antena) se adapte en impedancia con la impedancia de carga de tejido variable con el fin de suministrar energía eficientemente al tejido para provocar una ablación de tejido rápida y eficiente.

Es deseable que las estructuras de antena quirúrgica descritas anteriormente estén realizadas en materiales que no tengan componentes magnéticos. También es preferible aplicar un revestimiento de conformación de material parileno C a las estructuras de antenas quirúrgicas que se han descrito aquí. Un grosor de revestimiento de alrededor de10 μm no afectará al comportamiento de la estructura de microondas, pero reducirá el coeficiente de rozamiento en la superficie de la antena. El parileno C es fácil de aplicar y es un material biocompatible que ha sido objeto de extensas pruebas de materiales en relación con su uso en el interior del cuerpo humano. Si la punta de la antena quirúrgica está realizada en un material no biocompatible, es decir, una cerámica dura que no sea biocompatible, entonces la inclusión de una capa (o recubrimiento) de parileno C puede permitir que la estructura sea aceptable para su uso dentro del cuerpo humano.

ANEXO: Funcionamiento de la antena quirúrgica y sintonizador de triple sección conectado a extremos opuestos de una línea de transmisión con pérdidas

En este análisis una "sonda" corresponde a la "antena quirúrgica" o "antena" que se ha descrito anteriormente.

Una función preferida del sistema de medición y ablación descrito aquí es suministrar energía de microondas a tumores en un paciente. Esto tiene que llevarse a cabo insertando en el tumor una 'sonda' desde la cual se emite la radiación de microondas. La sonda constituirá una antena omnidireccional que estará en contacto con el tejido humano y estará rodeada por el mismo. Es conocido que tipos de tejido distintos tienen diferentes propiedades eléctricas y que éstas presentarán una gama de impedancias eléctricas respecto a la sonda. Una consecuencia de esto es que no se producirá un suministro de potencia substancialmente óptimo del generador al tejido. Esta situación se agrava aún más ya que se espera que las propiedades eléctricas del tumor varíen durante la ablación, es decir, mientras se está suministrando energía de microondas, y de este modo la impedancia del tejido y la eficiencia del proceso se verán alteradas en consecuencia durante este período.

Para evitar la situación descrita anteriormente, el sistema llevará a cabo un ajuste dinámico de la sonda que será adecuado para las condiciones eléctricas variables que se presentan a la sonda. Esto tiene que conseguirse utilizando un 'sintonizador de guía de ondas de tres secciones'. Este sintonizador será capaz de crear todas las impedancias inductivas y capacitivas, y se encontrará en el interior del equipo principal. La sonda estará situada en el extremo distal de un cable, y el extremo opuesto de este cable estará conectado a un circuito que conduce al sintonizador.

La impedancia del sintonizador se establecerá para 'adaptarse' a las condiciones experimentadas en la sonda, de manera que se transmita una potencia máxima fuera de la sonda y al tejido circundante. Este proceso implicará el reflejo de potencia de microondas 'hacia atrás y hacia delante', es decir, en ambas direcciones, entre la sonda y el sintonizador. Para condiciones de adaptación, puede establecerse una onda estacionaria en el cable, siendo el campo mayor que el campo incidente desde el generador como y el campo transmitido al tejido. La magnitud de este campo vendrá determinada, por lo tanto, por la potencia de la onda incidente y las pérdidas en la línea de transmisión, y también por el grado de error de coincidencia de la sonda. Cuanto más alto sea este error de coincidencia, junto con un error de coincidencia correspondientemente mayor establecido en el sintonizador, entonces mayor serán las múltiples reflexiones entre los dos y mayor será la onda estacionaria.

El cable formará parte de una línea de transmisión. Además del cable, se incluirán otros componentes de microondas en esta línea entre el sintonizador y la sonda, siendo éstos principalmente un interruptor de guía de ondas, conectores direccionales de guía de ondas, una ruptura de CC de guía de ondas, una transición guía de ondas a coaxial y conectores coaxiales. Es importante evaluar el efecto que tendrán estos componentes en la 'capacidad de ajuste' de la sonda, y la potencia que puede ser transmitida al tejido del paciente. También es importante determinar si la magnitud de la onda estacionaria puede tener cualquier efecto sobre la elección o el diseño de los componentes del circuito que comprenden esta línea de transmisión.

El problema puede describirse y analizarse simplemente en términos de los coeficientes de reflexión en cualquier extremo de una línea de transmisión, y la pérdida en un tránsito de la línea. En la siguiente sección se muestran las matemáticas de esta descripción que dan soluciones simples que se calculan fácilmente mediante el uso de una hoja de cálculo. Esto va seguido de una discusión y una descripción de algunas de las conclusiones que pueden sacarse del análisis.

En esta descripción, el coeficiente de reflexión de la tensión en la sonda es Γ_2, el coeficiente de reflexión de la tensión en el sintonizador es Γ_1, y el coeficiente de pérdida de tensión de una vía entre el sintonizador y la sonda, incluyendo cualquier pérdida en el sintonizador, es α. T_1 y T_2 son los correspondientes coeficientes de transmisión de la tensión.

Se supone que el sintonizador puede ajustarse para dar la mejor fase para el efecto requerido, y por lo tanto la fase no ha sido incluida en los coeficientes de tensión. Los coeficientes de pérdida de energía pueden obtenerse tomando el cuadrado de los coeficientes de tensión. Esto supone que todas las líneas de transmisión tienen la misma impedancia. Pueden realizarse cálculos similares si las líneas tienen diferentes impedancias, pero con ecuaciones más complicadas.

En un sistema ideal no habría reflexiones, ni pérdida y una transmisión perfecta. En este caso Γ_1 y Γ_2 sería cero y T_1, T_2 y α sería 1. Todos estos coeficientes están en el rango de 0 a 1.

Una línea de transmisión tiene un coeficiente de reflexión de la tensión desde el extremo más alejado Γ_2. En un número entero de medias longitudes de onda hacia el transmisor, a lo largo de una línea de transmisión de atenuación de potencia α^2 hay una discontinuidad con un coeficiente de reflexión de la tensión Γ_1. Se supondrá que las dos reflexiones se suman ya sea en fase o fuera de fase, dependiendo de sus signos relativos.

Para una sola pasada, la transmisión a través de la primera discontinuidad será $T_1 = \sqrt{1-\Gamma_1^2}$ (por conservación de la energía, suponiendo que la impedancia siga siendo la misma). La reflexión de la segunda discontinuidad será $T_1\alpha\Gamma_2$. Ésta se transmitirá de nuevo a lo largo de la línea de transmisión y más allá de la primera discontinuidad con una intensidad $T_1\alpha T_1\alpha\Gamma_2$, y también reflejada de nuevo hacia la segunda discontinuidad para llegar a la misma con una intensidad $-\Gamma_1\alpha^2 T_1\alpha\Gamma_2$.

La suma de la primera reflexión de la primera discontinuidad y todas las posteriores múltiples reflexiones transmitidas vienen dadas por la ecuación 7:

$$\Gamma_1 + T_1^2\alpha^2\Gamma_2\left(1-\Gamma_1\alpha^2\Gamma_2+\left(\Gamma_1\alpha^2\Gamma_2\right)^2-\left(\Gamma_1\alpha^2\Gamma_2\right)^3+\ldots\right)=\Gamma_1+\frac{T_1^2\alpha^2\Gamma_2}{1+\Gamma_1\alpha^2\Gamma_2} \qquad ..7$$

Los términos entre paréntesis en la ecuación 7 son una serie geométrica convergente que se ha sumado entonces a un número infinito de términos.

Esto representa el coeficiente de tensión para la reflexión total de vuelta al generador desde ambas discontinuidades con la línea con pérdidas entre ellas.

Estado 1: Cuando no hay reflexión al generador

Si se ajusta la primera discontinuidad de manera que no vuelva potencia al generador entonces, utilizando la ecuación 7, el coeficiente de reflexión de la tensión es cero, es decir,

$$\Gamma_1+\frac{T_1^2\alpha^2\Gamma_2}{1+\Gamma_1\alpha^2\Gamma_2}=0. \qquad ..8$$

Entonces

$$\Gamma_1=-\frac{T_1^2\alpha^2\Gamma_2}{1+\Gamma_1\alpha^2\Gamma_2}=-T_1^2\alpha^2\Gamma_2-\Gamma_1^2\alpha^2\Gamma_2=-\alpha^2\Gamma_2\left(T_1^2+\Gamma_1^2\right)=-\alpha^2\Gamma_2 \qquad ..9$$

Este es el resultado esperado, donde las dos discontinuidades, visto desde el generador, darían desplazamientos exactamente opuestos de la impedancia representada en una gráfica de Smith, y el reflejo de la primera discontinuidad es menor que el segundo debido a que el efecto de la segunda discontinuidad se reduce por la atenuación en la línea de transmisión.

La señal que se transmite más allá de la segunda discontinuidad puede calcularse como:

$$T_1\alpha T_2\left(1-\Gamma_1\alpha^2\Gamma_2+\left(\Gamma_1\alpha^2\Gamma_2\right)^2-\left(\Gamma_1\alpha^2\Gamma_2\right)^3+\ldots\right)=\frac{T_1\alpha T_2}{1+\Gamma_1\alpha^2\Gamma_2} \qquad ..10$$

Debido a que en este ejemplo la primera discontinuidad se sintoniza de manera que no vuelve energía al transmisor $\Gamma_1=-\alpha^2\Gamma_2$ (partir de la ecuación 9) y el último término de la ecuación 10 puede reescribirse como:

$$\frac{T_1\alpha T_2}{1+\Gamma_1\alpha^2\Gamma_2}=\frac{T_1\alpha T_2}{1-\Gamma_1^2}=\frac{T_1\alpha T_2}{T_1^2}=\alpha\frac{T_2}{T_1}=\alpha\sqrt{\frac{1-\Gamma_2^2}{1-\Gamma_1^2}}=\alpha\sqrt{\frac{1-\Gamma_2^2}{1-\alpha^2\Gamma_2^2}} \qquad ..11$$

Ésta es la señal de tensión transmitida al tejido y así elevando al cuadrado, la potencia que se transmite viene dada por siguiente la ecuación 12:

$$\alpha^2\frac{1-\Gamma_2^2}{1-\alpha^2\Gamma_2^2}=\frac{1-\Gamma_2^2}{1/\alpha^2-\Gamma_2^2}=\frac{\alpha^2-\Gamma_1^2}{1-\Gamma_1^2} \qquad ..12$$

Dado que se está considerando el caso 'sintonizado' donde no se refleja energía al generador, entonces la energía absorbida en la línea de transmisión puede calcularse como la energía que no se transmite más allá de la segunda discontinuidad. Usando el segundo término de la ecuación 12, la potencia absorbida en la línea de transmisión (la energía restante) viene dada por la siguiente ecuación 13:

$$1-\frac{1-\Gamma_2^2}{1/\alpha^2-\Gamma_2^2}=\frac{1/\alpha^2-\Gamma_2^2-1+\Gamma_2^2}{1/\alpha^2-\Gamma_2^2}=\frac{1/\alpha^2-1}{1/\alpha^2-\Gamma_2^2}=\frac{1-\alpha^2}{1-\Gamma_1^2/\alpha^2} \qquad ..13$$

La señal total que va hacia adelante inmediatamente después de la primera discontinuidad tiene una amplitud $1/T_1$ y un flujo de potencia $1/T_1^2$ (esto no permite pérdida en la propia discontinuidad). Estos pueden ser mayores de uno debido a la acumulación de la resonancia de la señal en la línea de transmisión entre dos discontinuidades, lo que puede considerarse como cavidad resonante. La señal que va hacia atrás en el mismo punto tiene una amplitud $-\Gamma_1/T_1$ y un flujo de energía Γ_1^2/T_1^2. La diferencia entre estos flujos de energía es 1, es decir, toda la energía incidente fluye hacia delante ya que la primera discontinuidad se regula para que presente una coincidencia con el transmisor.

Estado 2: Cuando las discontinuidades son de igual magnitud

Si se hace que la primera discontinuidad sea igual en tamaño a la segunda discontinuidad, entonces $\Gamma_1=-\Gamma_2$ y la señal transmitida total puede calcularse a partir de la ecuación 10 y se da en la ecuación 14:

$$\frac{T_1\alpha T_2}{1+\Gamma_1\alpha^2\Gamma_2}=\frac{T_1\alpha T_1}{1-\Gamma_1\alpha^2\Gamma_1}=\frac{\alpha T_1^2}{1-\alpha^2\Gamma_1^2}=\frac{\alpha\left(1-\Gamma_1^2\right)}{1-\alpha^2\Gamma_1^2} \qquad ..14$$

La potencia transmitida viene dada entonces por la ecuación 15:

$$\left(\frac{\alpha\left(1-\Gamma_1^2\right)}{1-\alpha^2\Gamma_1^2}\right)^2 \qquad ..15$$

La potencia devuelta al transmisor viene dada, a partir de la ecuación 7, por la ecuación 16:

$$\left(\Gamma_1+\frac{T_1^2\alpha^2\Gamma_2}{1+\Gamma_1\alpha^2\Gamma_2}\right)^2=\left(\frac{\Gamma_1-\Gamma_1^3\alpha^2-T_1^2\alpha^2\Gamma_1}{1-\Gamma_1^2\alpha^2}\right)^2=\left(\frac{\Gamma_1\left(1-\Gamma_1^2\alpha^2-T_1^2\alpha^2\right)}{1-\Gamma_1^2\alpha^2}\right)^2=\left(\frac{\Gamma_1\left(1-\alpha^2\right)}{1-\Gamma_1^2\alpha^2}\right)^2 \quad ..16$$

ya que por definición $T_1^2 + \Gamma_1^2 = 1$ ya que no se considera pérdida dentro de la discontinuidad.

La energía absorbida en la línea de transmisión (la energía restante) viene dada por la siguiente ecuación 17:

$$1-\left(\frac{\Gamma_1\left(1-\alpha^2\right)}{1-\Gamma_1^2\alpha^2}\right)^2-\left(\frac{\alpha\left(1-\Gamma_1^2\right)}{1-\Gamma_1^2\alpha^2}\right)^2=\frac{\left(1-\Gamma_1^2\right)\left(1-\alpha^2\right)\left(1+\alpha^2\Gamma_1^2\right)}{\left(1-\Gamma_1^2\alpha^2\right)^2} \quad ..17$$

La señal que va hacia adelante después de la primera discontinuidad viene dada por la siguiente ecuación 18:

$$\frac{\sqrt{1-\Gamma_1^2}}{1-\Gamma_1^2\alpha^2} \quad ..18$$

y la señal que va hacia atrás hasta la primera discontinuidad viene dada por la ecuación 19:

$$\frac{-\Gamma_1\alpha^2\sqrt{1-\Gamma_1^2}}{1-\Gamma_1^2\alpha^2}. \quad ..19$$

Se ha derivado una ecuación general (ecuación 7) para la reflexión desde el sintonizador y la sonda con una línea entre ellas. Se han explorado dos situaciones de 'adaptación', una en la que no se refleja energía de vuelta al transmisor (la impedancia del sintonizador es el conjugado complejo de la impedancia del sintonizador que se ve a través de la línea de transmisión con pérdida), y la otra en el que la reactancia del sintonizador es el conjugado complejo de la impedancia de la sonda. Los dos casos se examinan con el fin de representar a los resultados que se producirían a partir de diferentes técnicas de ajuste. La medición de la impedancia de la sonda puede realizarse a través del cable para obtener la reflexión compleja del efecto combinado y, tal como se ha indicado anteriormente, se utiliza para ajustar el sintonizador. Otros procedimientos pueden implicar eliminar numéricamente la pérdida conocida de la línea de transmisión de la medida antes del ajuste, o alternativamente configurando el sintonizador a valores predeterminados para que correspondan a diferentes tipos de tejido, habiéndose identificado estos tipos utilizando el modo de medición de los sistemas. De las ecuaciones 13 y 17 puede observarse que, tal como se esperaba, los bajos valores de atenuación (α es próximo a 1) se traduce en unas menores pérdidas en la línea de transmisión. Sin embargo, los otros términos de las ecuaciones muestran que para una atenuación constante en la línea, las pérdidas son más bajas cuando la reflexión desde la primera discontinuidad (el sintonizador) es más pequeña (Γ1 es próximo a cero). Esto significa que en estas situaciones de baja pérdida la reflexión de la sonda también será pequeña (Γ2 es próximo a cero) en ambos casos considerados. Esto significa que las pérdidas más bajas de la línea de transmisión se producen cuando la sonda está adaptada. Si la sonda no está adaptada, la energía almacenada se acumula en la línea de transmisión y no se asocia a mayores pérdidas. Por esta razón, se recomienda que para el diseño de la sonda, la sonda debe ser estar adaptada previamente a las propiedades eléctricas típicas del tumor. De esta manera, se requiere poco o ningún ajuste durante el proceso de ablación cuando la potencia es elevada. Por esta razón, el presente diseño de la sonda fue desarrollado para tuviera una buena adaptación en el tumor, con adaptaciones cada vez peores en grasa y aire, que deben han de identificarse utilizando baja potencia durante el modo de medición. En los casos en los que la ablación se lleva a cabo a potencias inferiores, las pérdidas (proporcionalmente) más elevadas incurridas en la línea de transmisión como resultado del ajuste necesario no son un problema significativo.

El efecto del error de correspondencia y la atenuación de la potencia transmitida y la pérdida en la línea de transmisión se muestran en las figuras que se acompañan. En cada gráfica de la amplitud de la reflexión en el extremo de la sonda (Γ_2) varía de 0 a 1 a través del eje horizontal, y se dibujan curvas para valores de la pérdida de un sentido en la línea de transmisión (10 log (α^2)) de 0,1 dB a 3 dB como parámetro.

Para cada situación evaluada se dan un par de gráficas. La primera gráfica muestra el comportamiento predicho para el caso en el que no hay energía reflejada de vuelta al transmisor ($\Gamma_1 = \alpha^2\Gamma_2$), y la segunda gráfica muestra el comportamiento predicho para el caso en el que la sonda y el sintonizador tienen coeficientes de reflexión conjugados ($\Gamma_1 = \Gamma_2$).

La figura 32 muestra la potencia transmitida al tejido cuando en el sintonizador inciden 100 vatios. La figura 33 muestra también esto como la reducción de la potencia expresada en dB. Como era de esperar, las gráficas muestran que a un bajo coeficiente de reflexión las pérdidas producidas corresponden aproximadamente a las de la línea de transmisión y representa la situación en la que la impedancia inherente de la sonda es similar a la del tejido. Para este caso, se producen algunas reflexiones múltiples, en cada sentido a lo largo de la línea de transmisión. Sin embargo, se observa que a medida que aumenta el valor de la reflexión, también aumentan las pérdidas, y éstas se deben al mayor número de tránsitos de la onda, experimentando cada una atenuación. Se muestran inmediatamente los beneficios de diseñar la sonda para que esté previamente adaptado a las características del tejido a extirpar, en este caso, un tumor.

De lo anterior es evidente que en las condiciones en las que es necesario un ajuste, contra mayor sea el error de coincidencia a compensar entonces peor será la eficiencia de la transferencia de energía al tejido. Por lo tanto, deben examinarse los beneficios que pueden obtenerse mediante la instalación de un sintonizador en el sistema. Esto puede evaluarse calculando la energía transmitida al tejido en ausencia de sintonizador, estando en el circuito solamente la línea de transmisión y la sonda. La energía hacia adelante vendrá dada por $\alpha^2 (1 - \Gamma_2^2)$.

De nuevo, para 100 vatios de energía de microondas suministrada por el generador, se representa la energía suministrada al tejido frente al coeficiente de reflexión de la sonda para distintos valores de pérdida del cable. La figura 34A muestra la potencia en vatios mientras que en la figura 34B se muestra la pérdida en comparación con la potencia de entrada suministrada por el generador en dB. Comparando éstos con las figuras 32 y 33 es inmediatamente evidente que, a medida que la reflexión se acerca a uno, la potencia experimenta una disminución más rápida cuando el sintonizador está ausente. Esto es particularmente notable en valores más bajos de pérdida del cable. Es informativo examinar un caso específico y se espera que en la práctica las pérdidas en la línea de transmisión se encuentran en la zona de 2 dB, mientras que la mejor manera de conseguirlo podría ser 1,5 dB. Tomando el ejemplo de la pérdida de 1,5 dB en la línea de transmisión y comparando la figura 32A con la figura 34A a un coeficiente de reflexión de 0,8, aproximadamente 47 vatios pasan al tejido si se utiliza el sintonizador mientras que solamente se emiten 25,5 vatios sin no se utiliza sintonizador.

La figura 35 muestra la multiplicación de la tensión para la onda que viaja hacia adelante inmediatamente después del sintonizador, y la figura 36 muestra la multiplicación de la tensión de la onda que viaja hacia atrás inmediatamente después del sintonizador. A partir de las curvas se ve que las situaciones en las que no se devuelve energía al generador producen tensiones más elevadas, y así para examinar los peores casos se observa la figura 35A y la figura 36A para, de nuevo, una pérdida tránsito único de 1,5 dB. La extrapolación de estas curvas en las dos gráficas al límite del coeficiente de refacción igual a uno, la onda que va hacia adelante tiene un factor de multiplicación de tensión próximo a 1,4 en el sintonizador mientras que la tensión para la onda que va hacia atrás en el sintonizador es aproximadamente igual a la de la onda incidente. Para una potencia de entrada máxima de 100 vatios, podría esperarse que la tensión RMS que se produce en la guía de ondas 17 a 14,5 GHz se encuentre en la zona de 212 voltios RMS, 300 voltios máximo, y por lo tanto, 1,4 veces éste, es decir, aproximadamente 420 voltios. Esto proporciona un valor límite para los requisitos que se establecen para los componentes de la guía de ondas en las proximidades del sintonizador, es decir, el propio sintonizador y los conectores direccionales de la guía de ondas.

La figura 37 muestra la tensión máxima posible debido a la onda estacionaria. Ésta es la suma de las tensiones de las ondas hacia adelante y hacia atrás en el punto en el que la onda hacia adelante es más grande, es decir, cerca de la primera discontinuidad (el sintonizador). La figura 38 muestra el máxima de la suma de las potencias de las ondas que van hacia adelante y hacia atrás. Esto indica que el potencial de generación de calefacción local de componentes.

La tensión máxima que puede producirse en la línea de transmisión es un parámetro importante a determinar ya que tendrá un impacto en el rendimiento necesario para otros elementos del circuito en la línea de transmisión, es decir, los componentes coaxiales como la transición guía de ondas a coaxial y los conectores. Tal como se ha mostrado anteriormente, el examen de las figuras muestra que con el sistema ajustado para que no haya retorno al generador se crean mayores tensiones y potencias. Por lo tanto, en la figura 37A y la figura 38A se muestran los peores casos donde se vuelven a observar las representaciones de una pérdida de una vía de 1,5 dB. La extrapolación de la curva de la figura 37A al coeficiente de reflexión de unidad se obtiene una multiplicación de tensión de aproximadamente 2,4. En una línea coaxial de 50 Ohm esto dará lugar a tensiones máximas de aproximadamente 170 voltios cuando en el sintonizador inciden 100 vatios. Una vez más, este valor proporciona un estado limitativo para la especificación de los componentes coaxiales. Del mismo modo, la figura 38A muestra que el calentamiento local también puede aumentarse en un factor de 3,3.

Se ha llevado a cabo un análisis matemático para describir las condiciones que se producen cuando se utiliza una unidad de sintonizador de microondas para 'adaptar' una antena 'sonda' que se encuentra situada a distancia en el extremo alejado de una línea de transmisión con pérdidas. La impedancia combinada de la sonda y un medio de tejido en el que está incrustada puede variar, y en general será diferente de la impedancia de la línea de transmisión

y el generador de microondas. Las formulaciones matemáticas explican la interacción de las ondas electromagnéticas que se reflejan entre el sintonizador y la sonda no coincidente en el tejido, y una onda estacionaria que pueden establecerse en la línea de transmisión.

Se ha demostrado que cuando la impedancia de la sonda difiere de la del generador entonces puede transferirse significativamente más potencia de microondas al tejido a través utilizando una unidad de ajuste. Sin embargo, también se ha demostrado que la transmisión óptima se produce cuando la impedancia de la combinación sonda-tejido es igual a la del generador. Por lo tanto, es aconsejable que tenga que obtenerse información para la impedancia compleja del tipo de tejido que la sonda se utilice principalmente para la ablación. Las sondas tienen que diseñarse preferiblemente para adaptarse internamente a esa impedancia. Bajo tales condiciones habrá disponible una potencia máxima para la ablación sin que el sintonizador introduzca ninguna discontinuidad. La función del sintonizador será conseguir la mejor transferencia de energía posible cuando las condiciones de los tejidos son distintas de aquellas para las que se han diseñado.

Se han establecido ecuaciones para analizar las situaciones en las que el sintonizador está configurado para cancelar todas las reflexiones del cable y la sonda, así como la situación en la que el sintonizador coincide exactamente con las condiciones de impedancia que se encuentran en la sonda. Estos dos casos han sido evaluados para explicar diferentes técnicas mediante las cuales podría controlarse el sintonizador. Se ve que al tejido se le conectan altas potencias cuando se establece que el entonces sintonizador es para establecer el conjugado complejo de la adaptación que está formada por el efecto combinado del cable con la sonda.

Se han representado gráficas que muestran los niveles de potencia de microondas que pueden suministrarse a un paciente para una gama de diferentes condiciones reflectantes que se producirán en la sonda. En el análisis se incluye el efecto que tendrán los diferentes niveles de pérdida presente en el cable sobre la energía transmitida. Como era de esperar, se transfieren altas potencias con menores pérdidas en los cables. Sin embargo, también se ha demostrado que a menores pérdidas en los cables la acción del sintonizador es notablemente más eficaz en el mantenimiento de una buena transferencia de energía en situaciones de grandes errores de coincidencia de la sonda. Esto pone de relieve las ventajas de una línea de transmisión de baja pérdida, y por lo tanto con los futuros avances en la tecnología de los cables, un diseño de sonda única puede ser más eficaz que una gama más amplia de propiedades de tejidos.

También se ha calculado y se ha presentado en forma gráfica las tensiones que se acumulan en el sintonizador y el pico de las tensiones que pueden producirse en la onda estacionaria. La importancia de estas gráficas es que los valores numéricos calculados permiten especificar las condiciones bajo las cuales han de funcionar los componentes del circuito. Además, a partir de este análisis pueden estimarse los efectos de calentamiento.

REIVINDICACIONES

1. Aparato de medición y ablación de tejidos que presenta:

una fuente (513) de radiación de microondas;
una sonda para dirigir la radiación de microondas desde la fuente hacia el tejido, presentando la sonda una antena (400) adaptada para emitir la radiación de microondas desde una zona de emisión de la misma;
un primer canal para llevar la radiación de microondas entre la fuente y la sonda en un modo de ablación controlada;
un detector (500) para detectar la magnitud y la fase de la radiación de microondas reflejada desde el tejido;
en el que el primer canal es operable en un primer nivel de potencia e incluye un sintonizador (1200) dispuesto para coincidir dinámicamente la impedancia del aparato con la impedancia del tejido visto por la zona de emisión de la antena, y uno o más conectores de potencia (1400, 1500, 1600, 1700) dispuestos para conectar la radiación de microondas reflejada al detector; y
caracterizado por:

un segundo canal para llevar radiación de microondas entre la fuente y la sonda en un modo de medición; y
un interruptor (3000) para seleccionar el primer o el segundo canal de acuerdo con el modo de funcionamiento requerido;
en el que el segundo canal es operable en un segundo nivel de potencia y está dispuesto para suministrar directamente la radiación de microondas reflejada al detector.

2. Aparato de medición y ablación de tejidos de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado por el hecho de que el segundo canal incluye un circulador (555) conectado para permitir radiación hacia adelante desde la fuente recibida en un primer puerto para suministrarse a la sonda a través de un segundo puerto y para permitir que la radiación reflejada desde la sonda recibida en el segundo puerto sea suministrada al detector a través de un tercer puerto.

3. Aparato de medición y ablación de tejidos de acuerdo con la reivindicación 2, que incluye un circuito de cancelación de la portadora (550) conectado entre el primer puerto y el tercer puerto del circulador.

4. Aparato de medición y ablación de tejidos de acuerdo con la reivindicación 3, caracterizado por el hecho de que el circuito de cancelación de la portadora que comprende un primer conector (551) dispuesto para conectar la radiación dirigida hacia adelante que puede recibirse en el primer puerto del circulador, un regulador de señal (552, 553) dispuesto para modificar la magnitud y/o fase de la radiación conectada y un segundo conector (554) dispuesto para conectar la radiación modificada en una señal desde el tercer puerto del circulador, de modo que la radiación modificada se dispone para cancelar la radiación desde la fuente que escapa del tercer puerto del circulador.

5. Aparato de medición y ablación de tejidos de acuerdo cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, que incluye un receptor que tiene un mezclador (506) que presenta una primera entrada conectada para recibir la radiación de microondas reflejada, una segunda entrada conectada para recibir una señal de mezcla, y una salida conectada al detector, estando dispuesto el mezclador para enviar una señal al detector que tiene una frecuencia menor que la radiación de microondas reflejada recibida en la primera entrada.

6. Aparato de medición y ablación de tejidos de acuerdo con la reivindicación 5, caracterizado por el hecho de que la señal de mezcla se deriva de la fuente de radiación de microondas.

7. Aparato de medición y ablación de tejidos de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, caracterizado por el hecho de que la fuente de radiación de microondas está bloqueada en fase a una frecuencia única.

8. Aparato de medición y ablación de tejidos de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7, caracterizado por el hecho de que la amplitud de la potencia de microondas lanzada al tejido por radiación suministrada a lo largo del segundo canal es menor de 10 mW (10 dBm).

9. Aparato de medición y ablación de tejidos de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, caracterizado por el hecho de que el primer nivel de potencia es de dos o más órdenes de magnitud mayor que el segundo nivel de potencia.

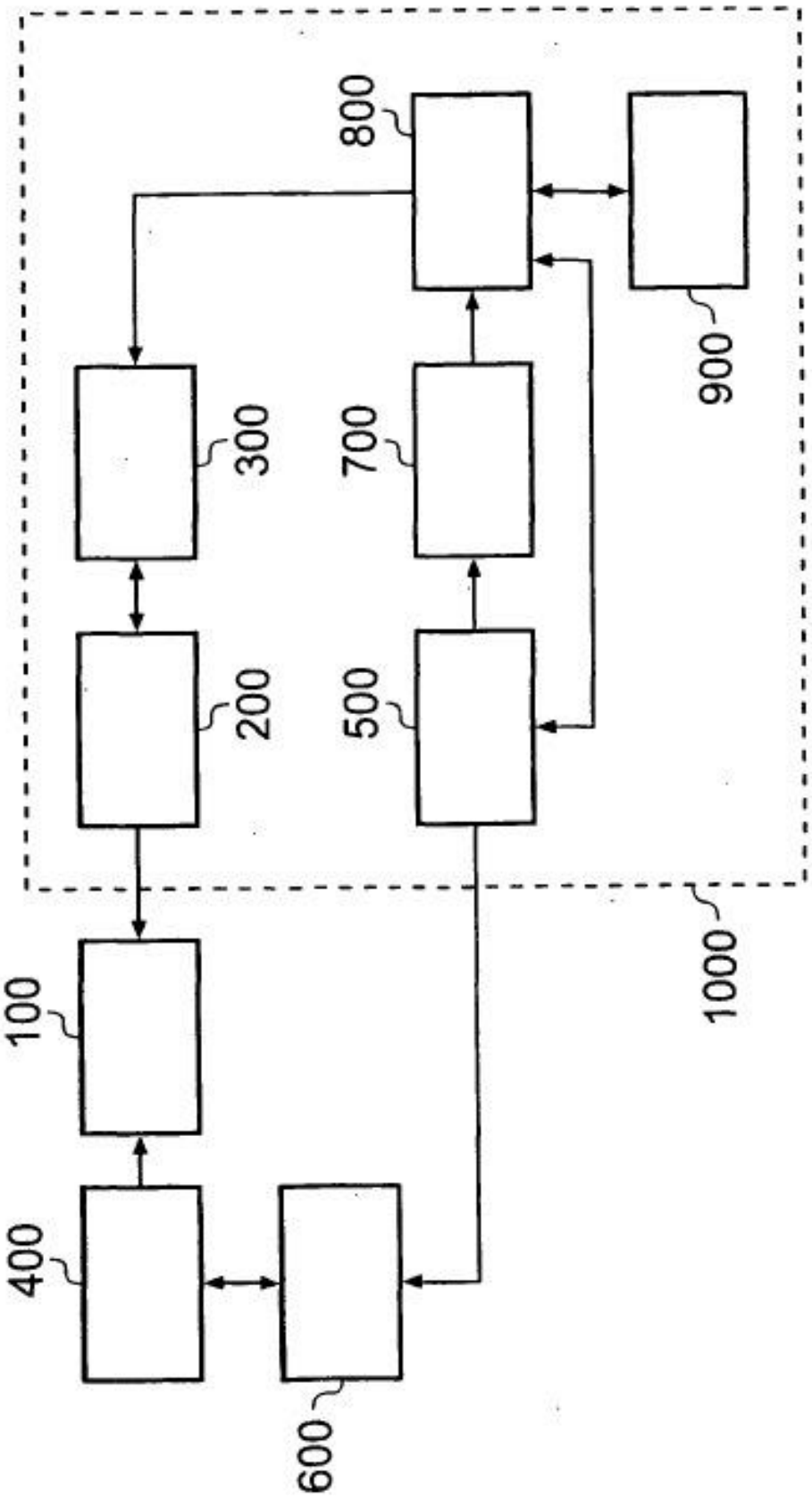


FIG. 1

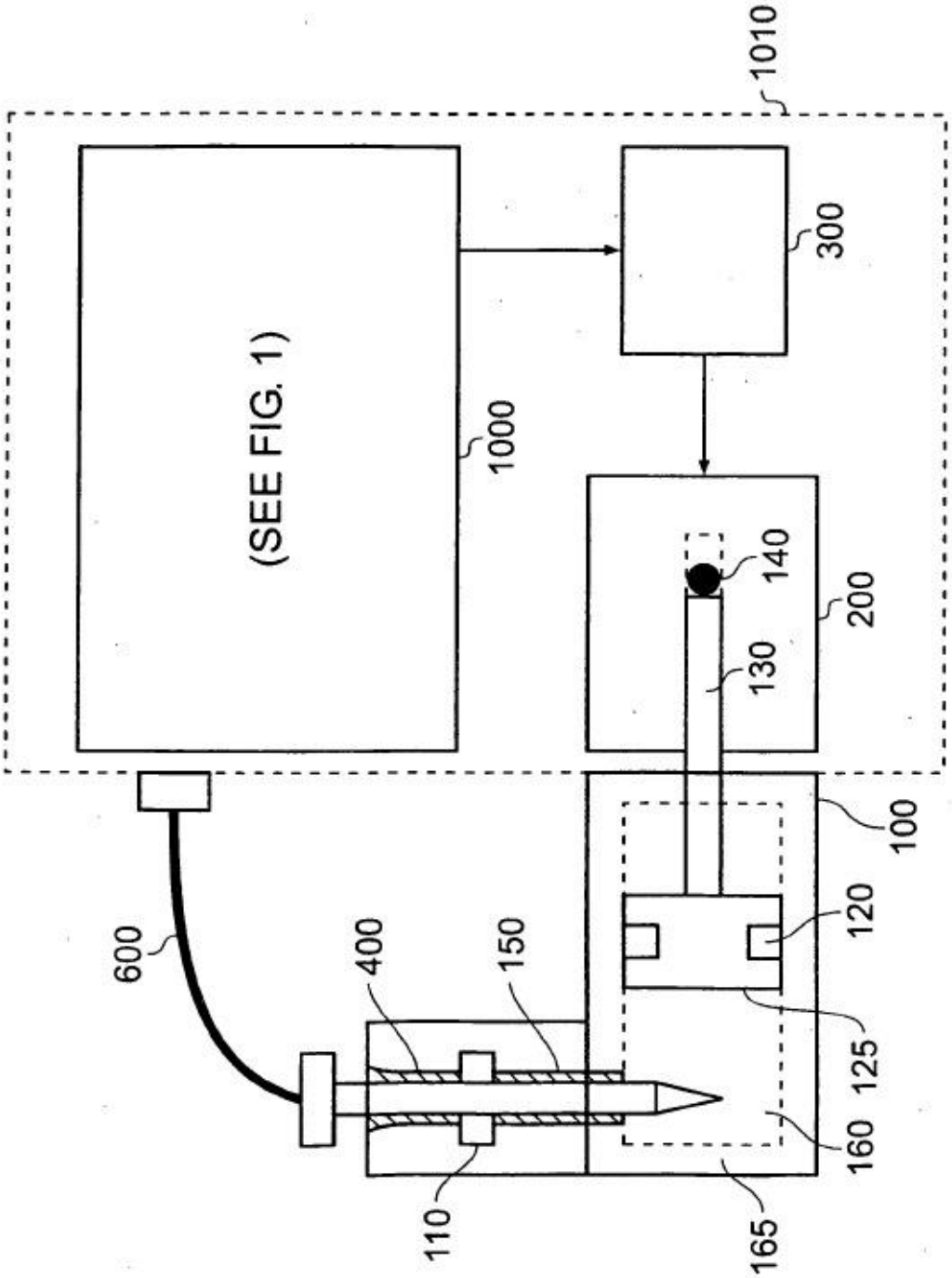

1010
(SEE FIG. 1)
1000
300
140
200
130
100
120
600
400
150
125
160
110
165

FIG. 2

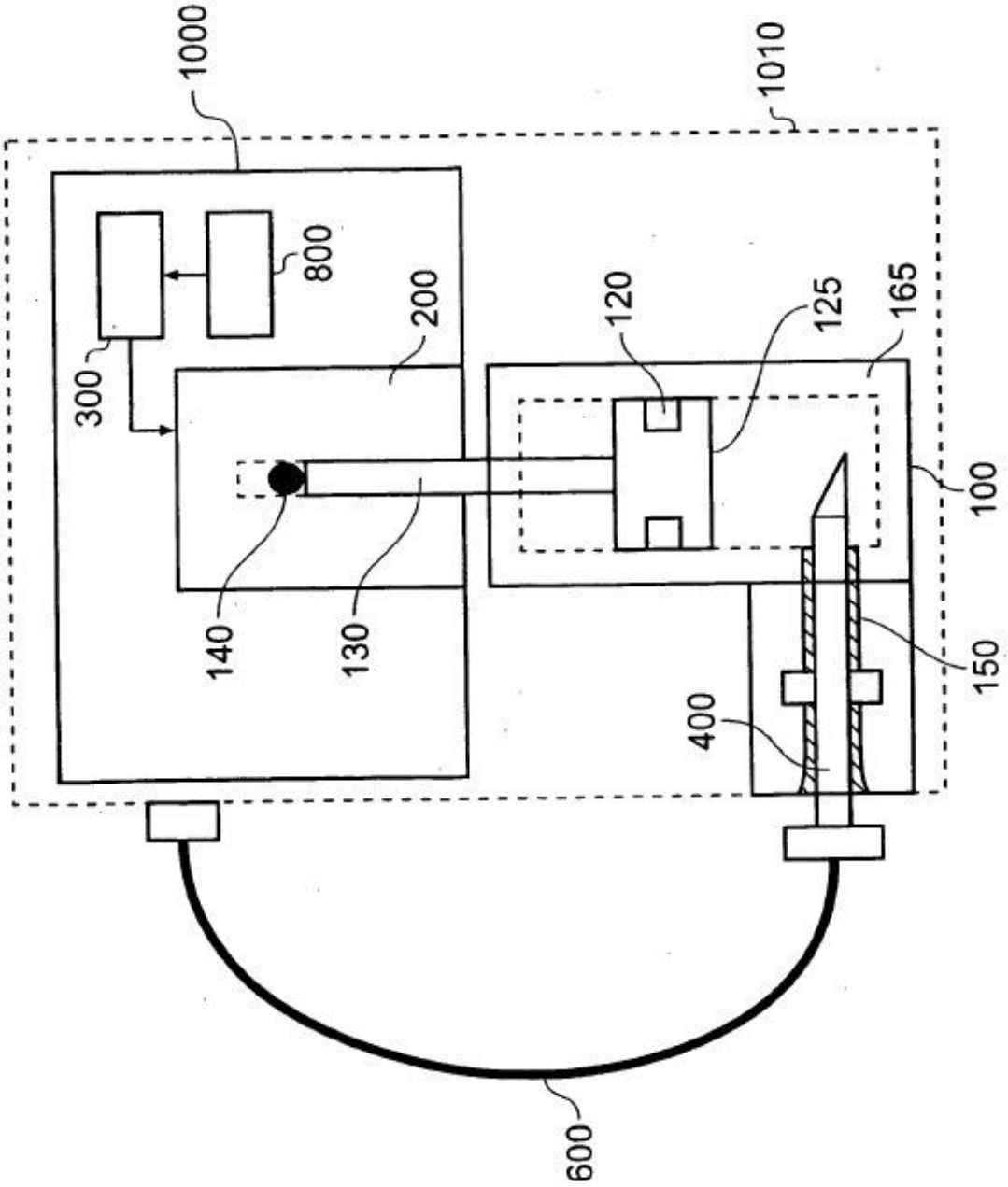


FIG. 3

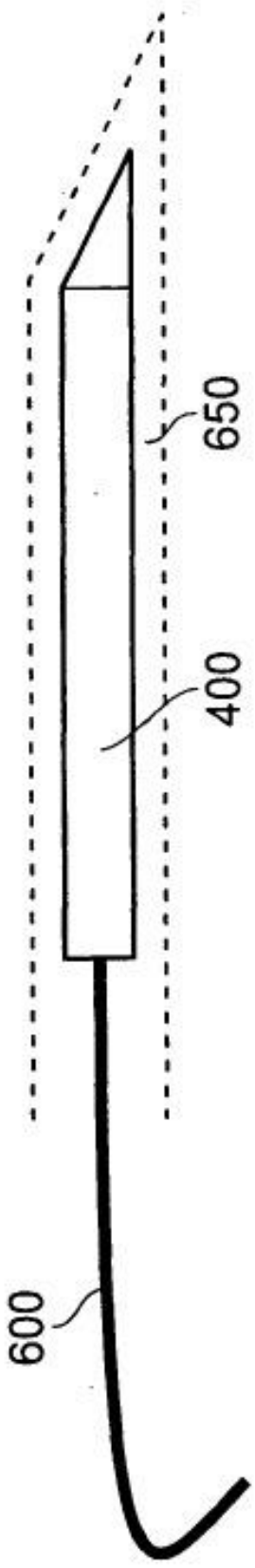


FIG. 4

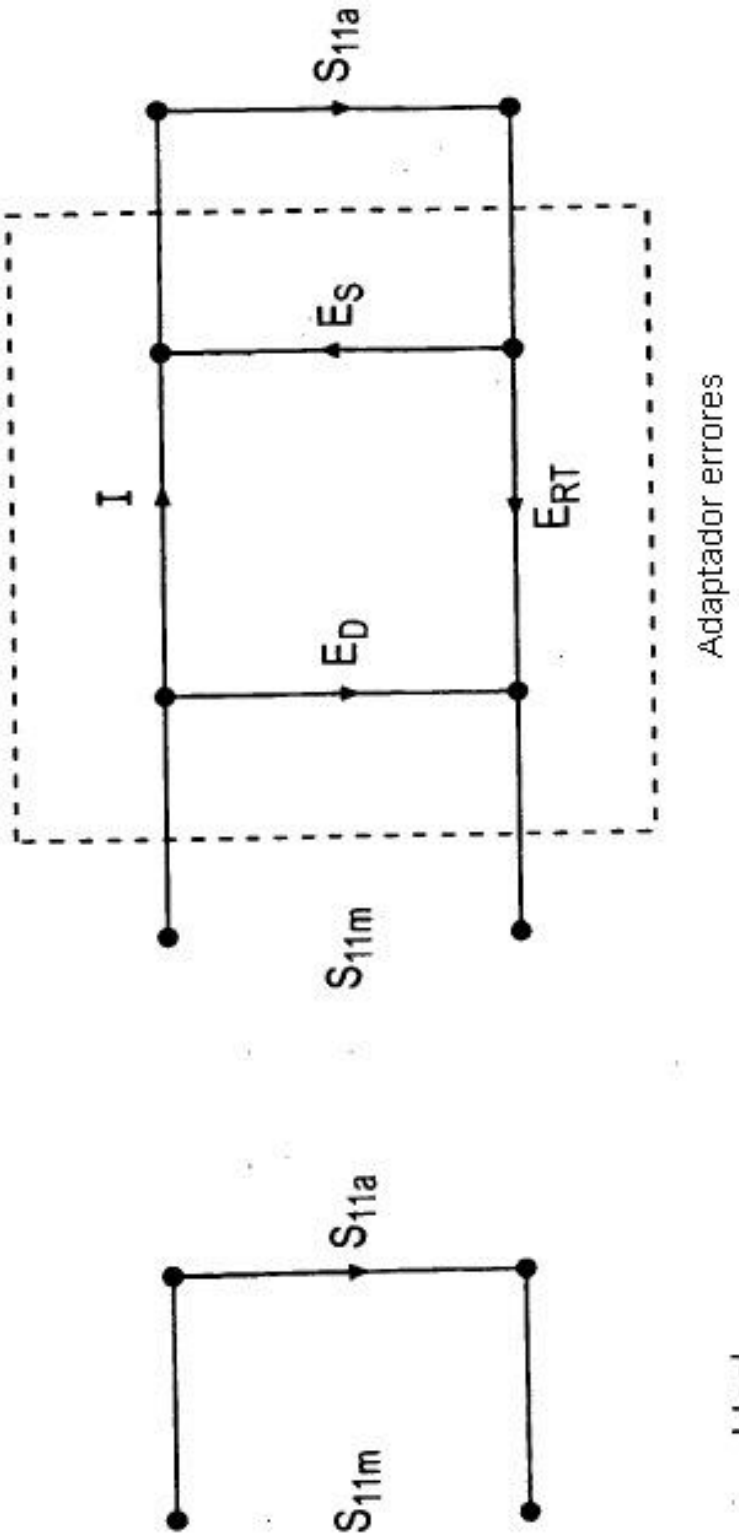


FIG. 5

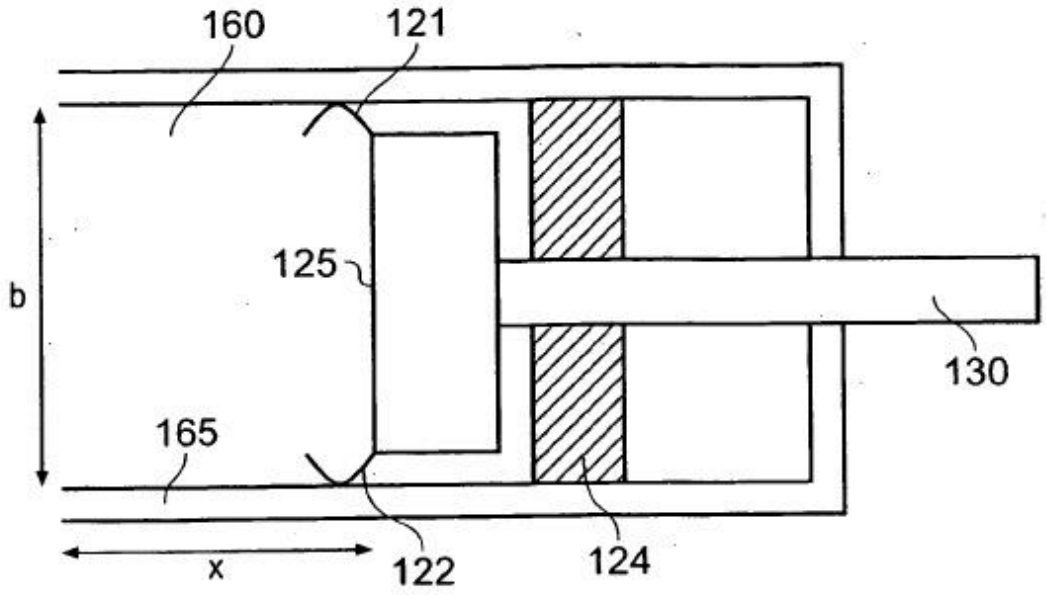

160
121
125
b
130
165
x
122
124

FIG. 6(a)

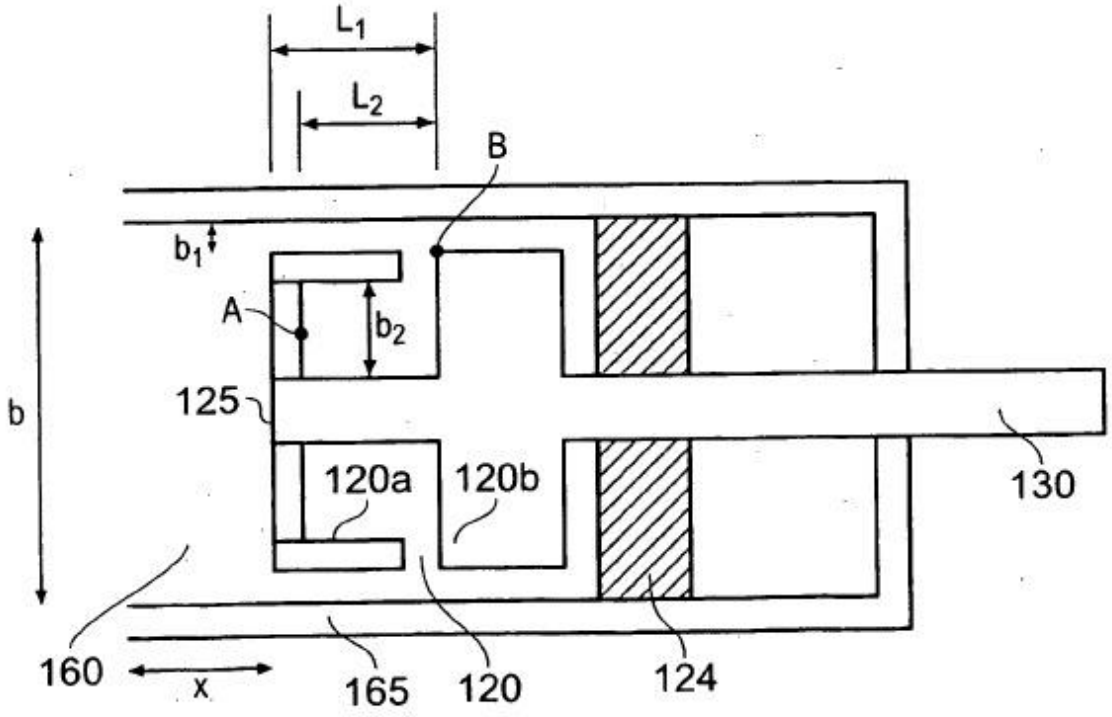

L1
L2
B
b1
A
b2
125
b
120a
120b
130
160
x
165
120
124

FIG. 6(b)

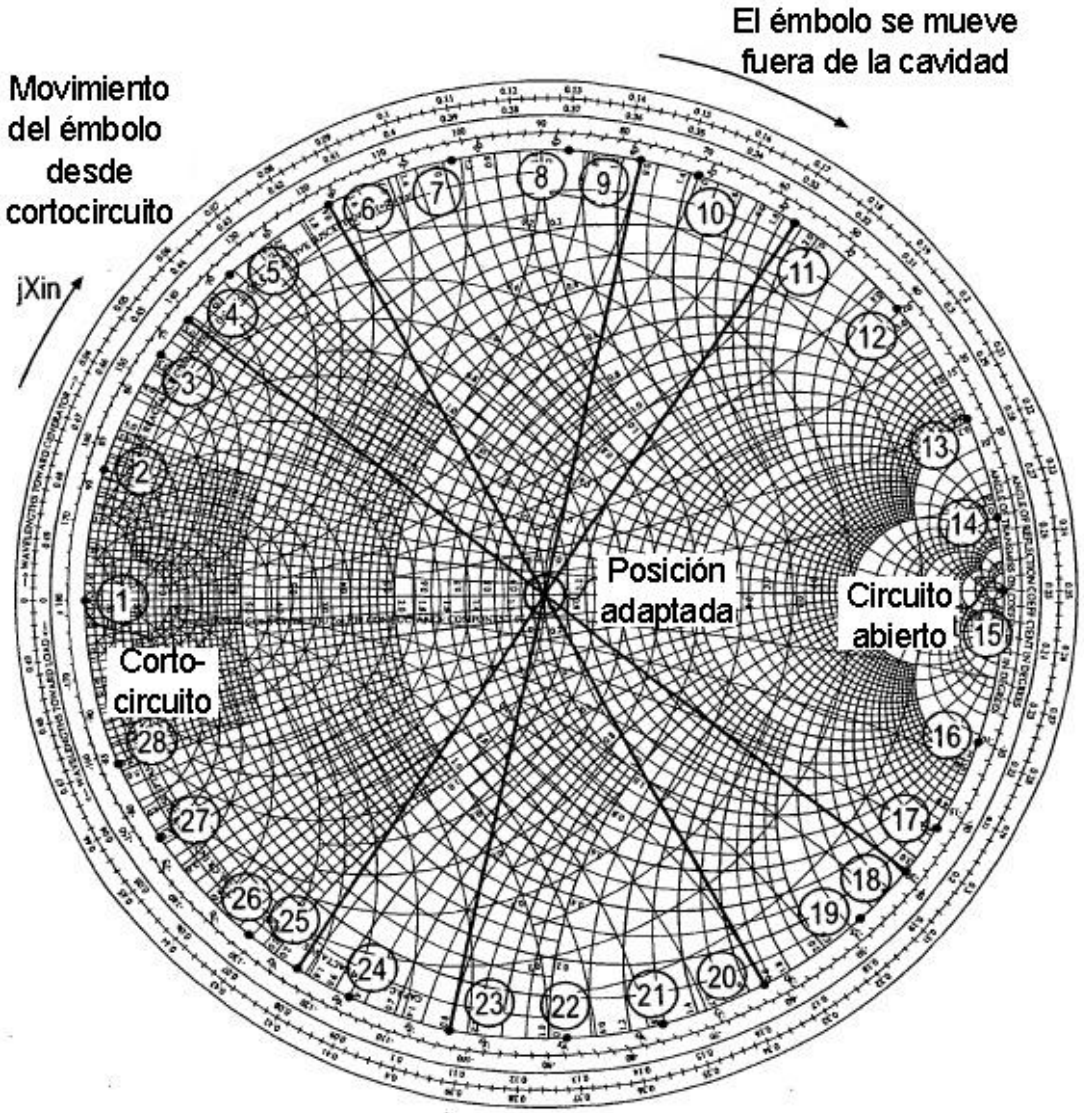

El émbolo se mueve fuera de la cavidad
Movimiento del émbolo desde cortocircuito
jXin
Posición adaptada
Circuito abierto
Corto-circuito
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28

FIG. 7

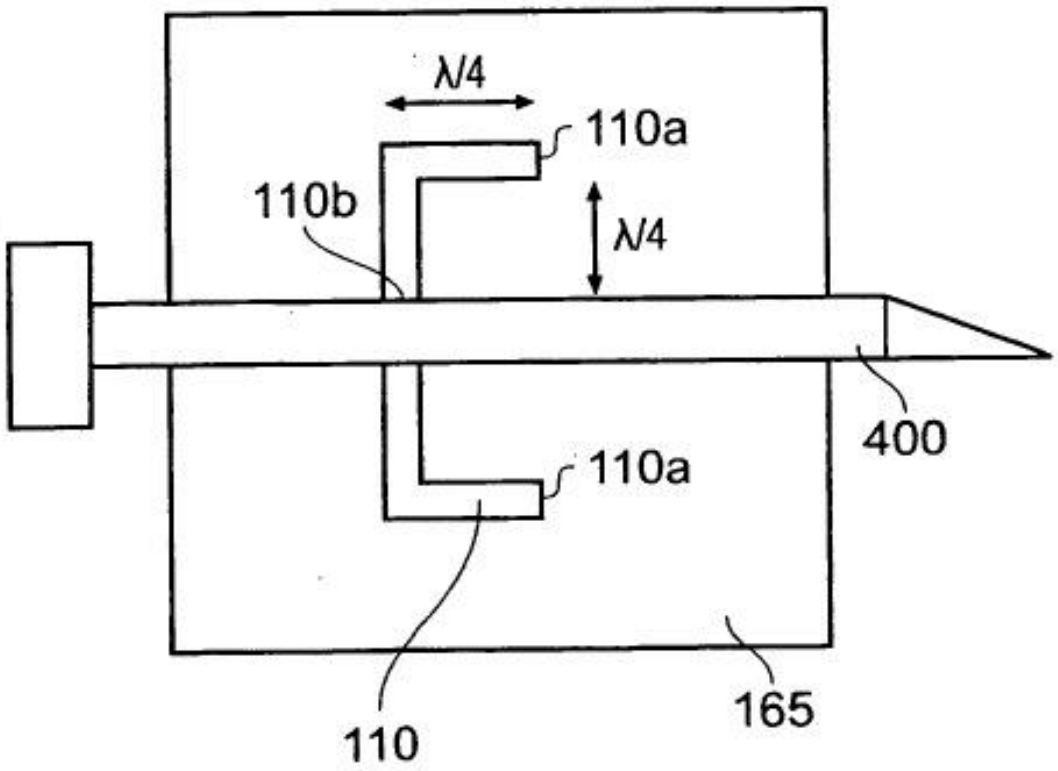


FIG. 8

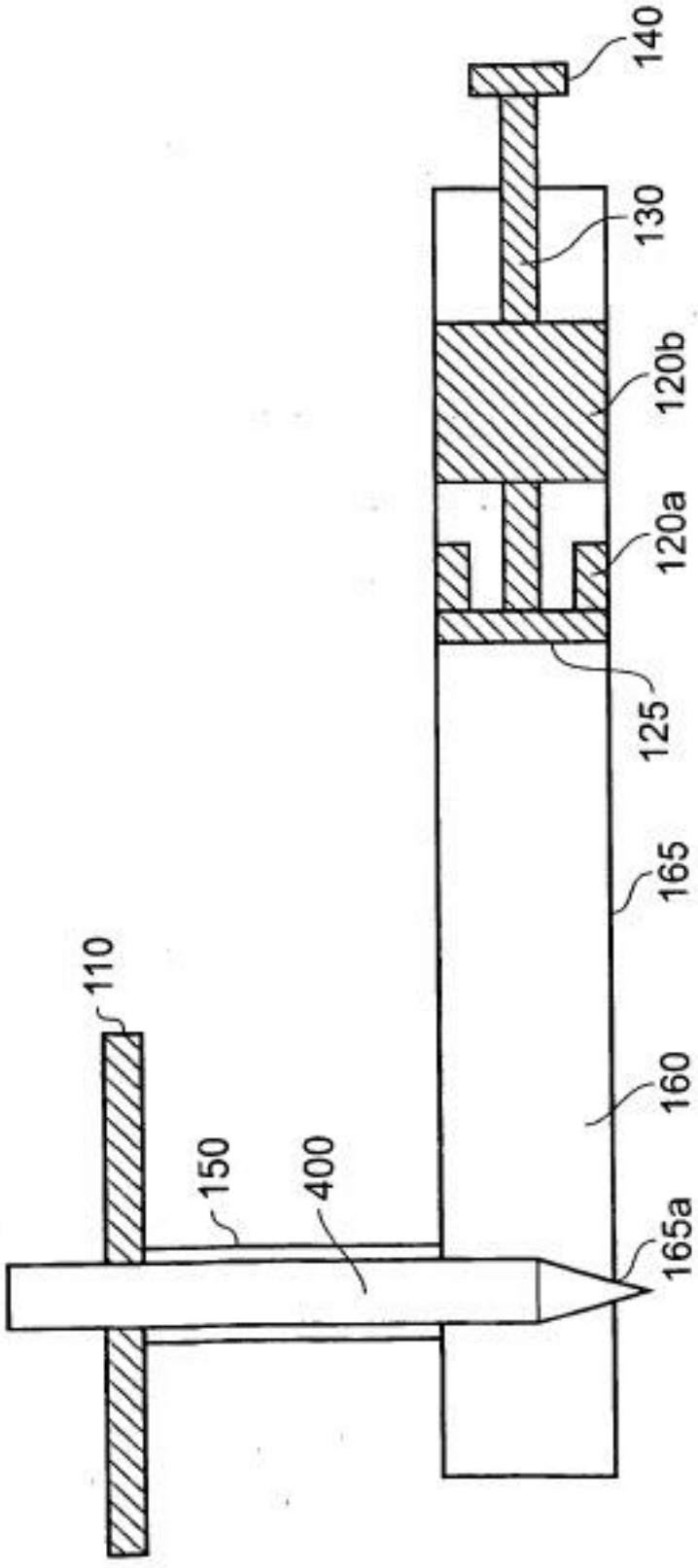


FIG. 9

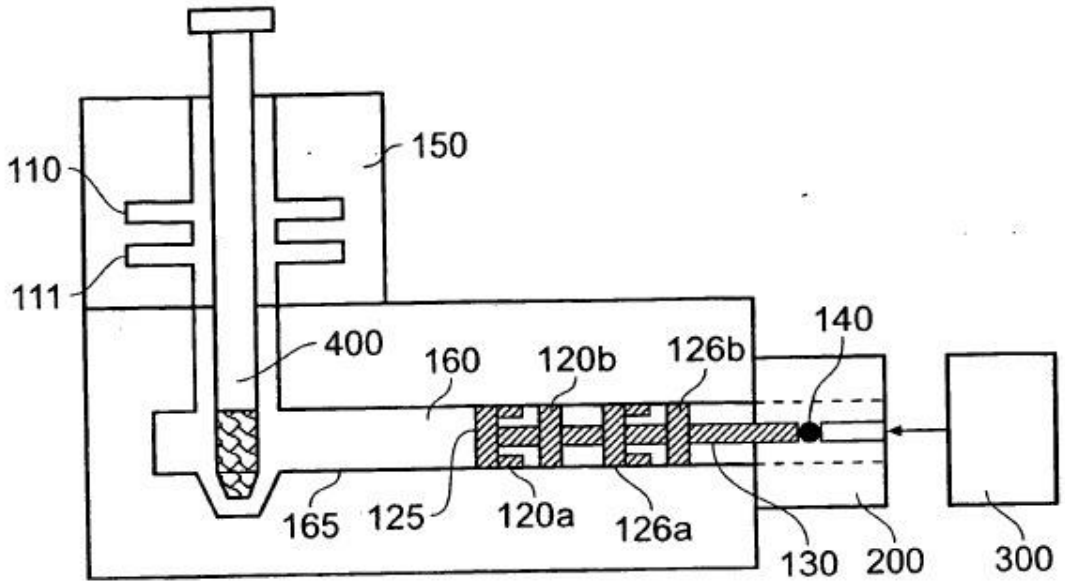


FIG. 10(a)

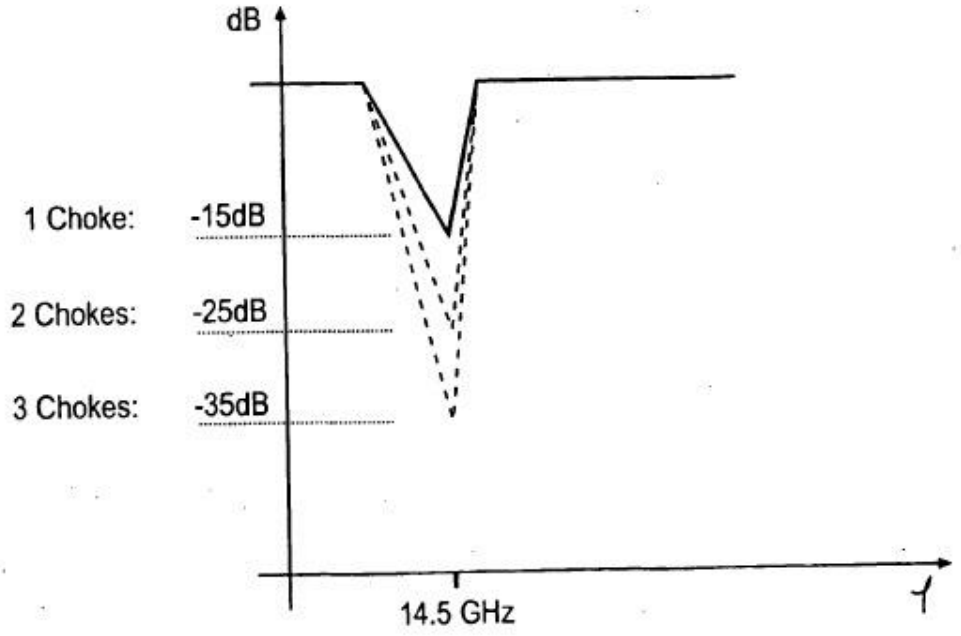


FIG. 10(b)

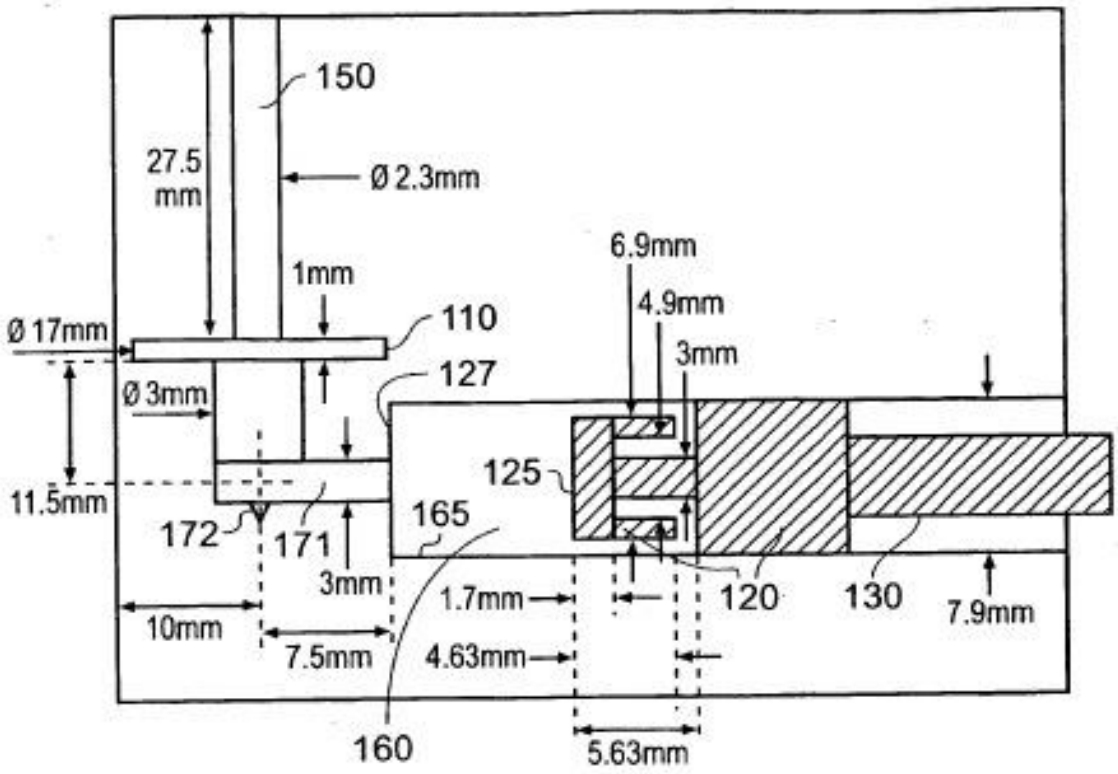

150
27.5 mm
Ø 2.3mm
1mm
6.9mm
4.9mm
3mm
110
Ø 17mm
127
Ø 3mm
125
11.5mm
172
171
165
3mm
1.7mm
120
130
7.9mm
10mm
7.5mm
4.63mm
160
5.63mm

FIG. 11

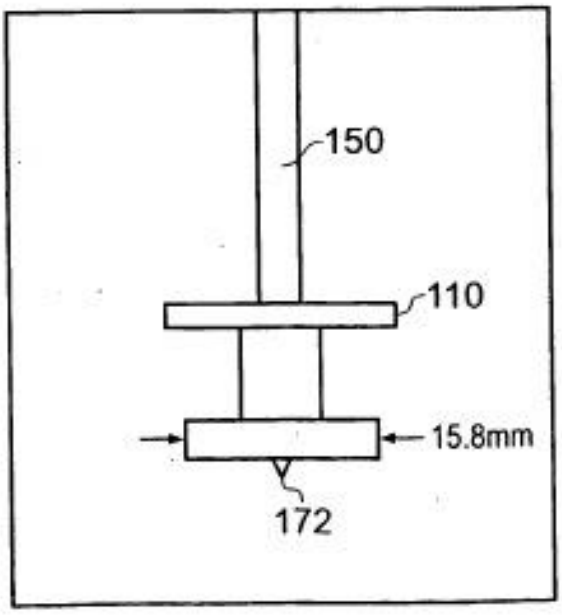

150
110
15.8mm
172

FIG. 12

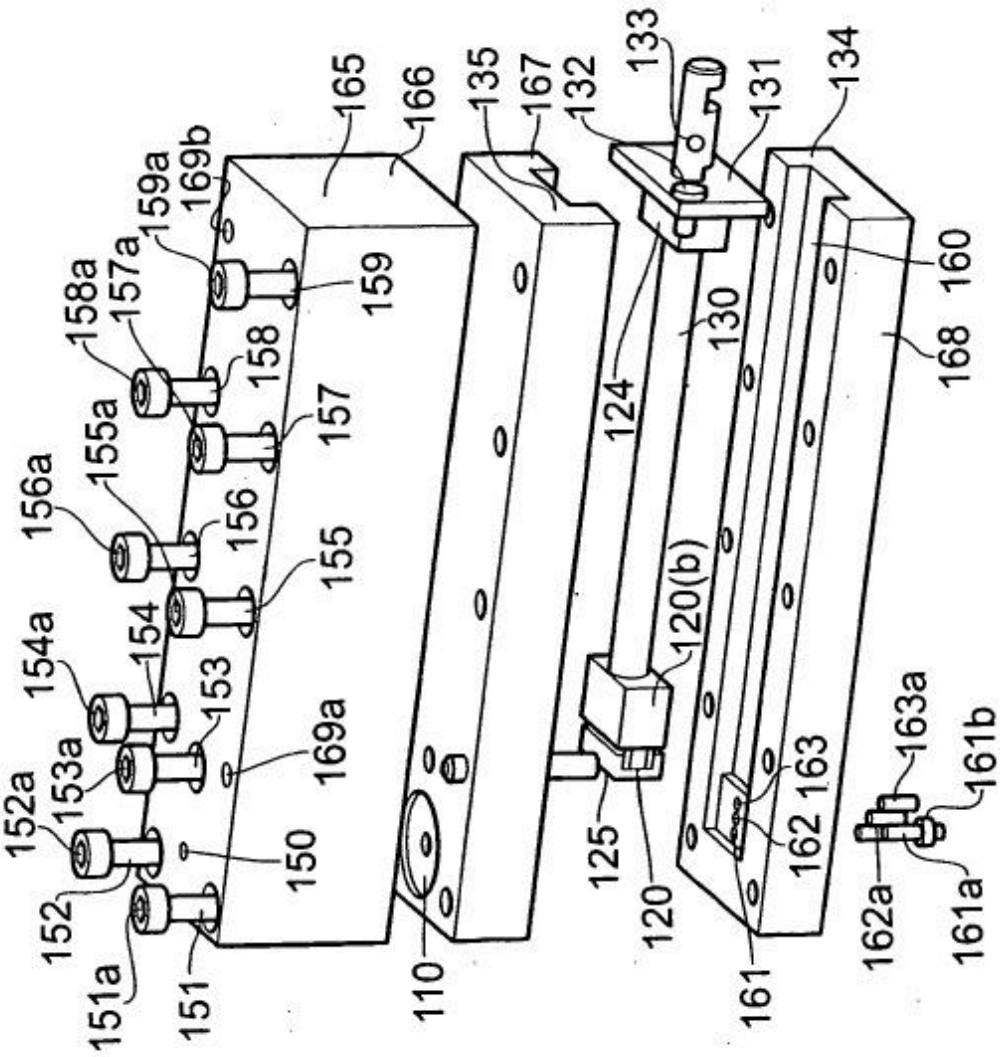

165
166
135
167
132
133
131
134
169b
159a
158a
157a
159
158
157
155a
156a
156
155
154
154a
153
153a
152a
169a
150
152
151a
151
110
124
130
160
168
120(b)
125
120
163a
161b
163
162
162a
161a
161

FIG. 13

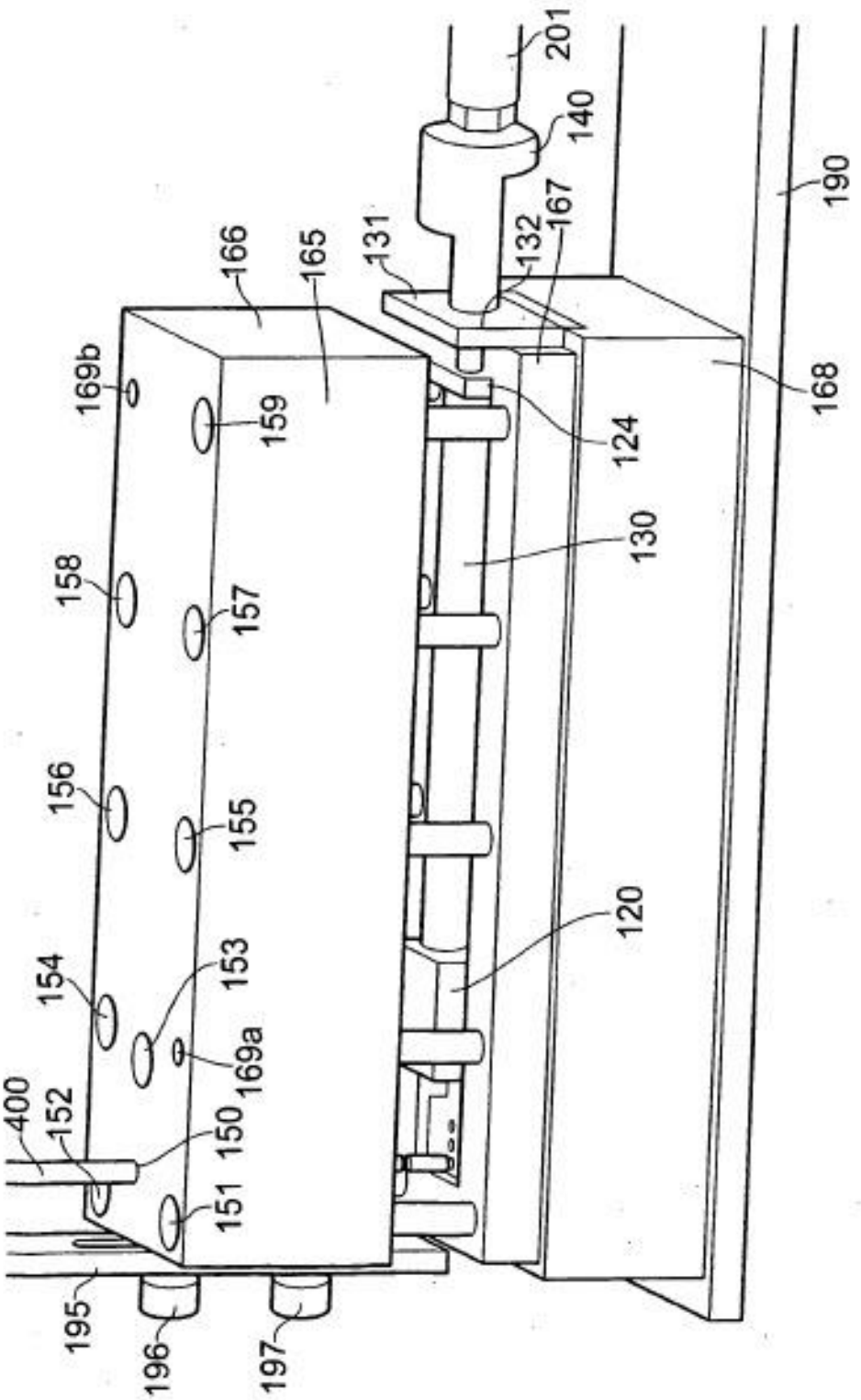

201
140
190
167
132
131
166
165
169b
159
124
168
158
157
130
156
155
154
153
120
169a
400
152
150
151
195
196
197

FIG. 14

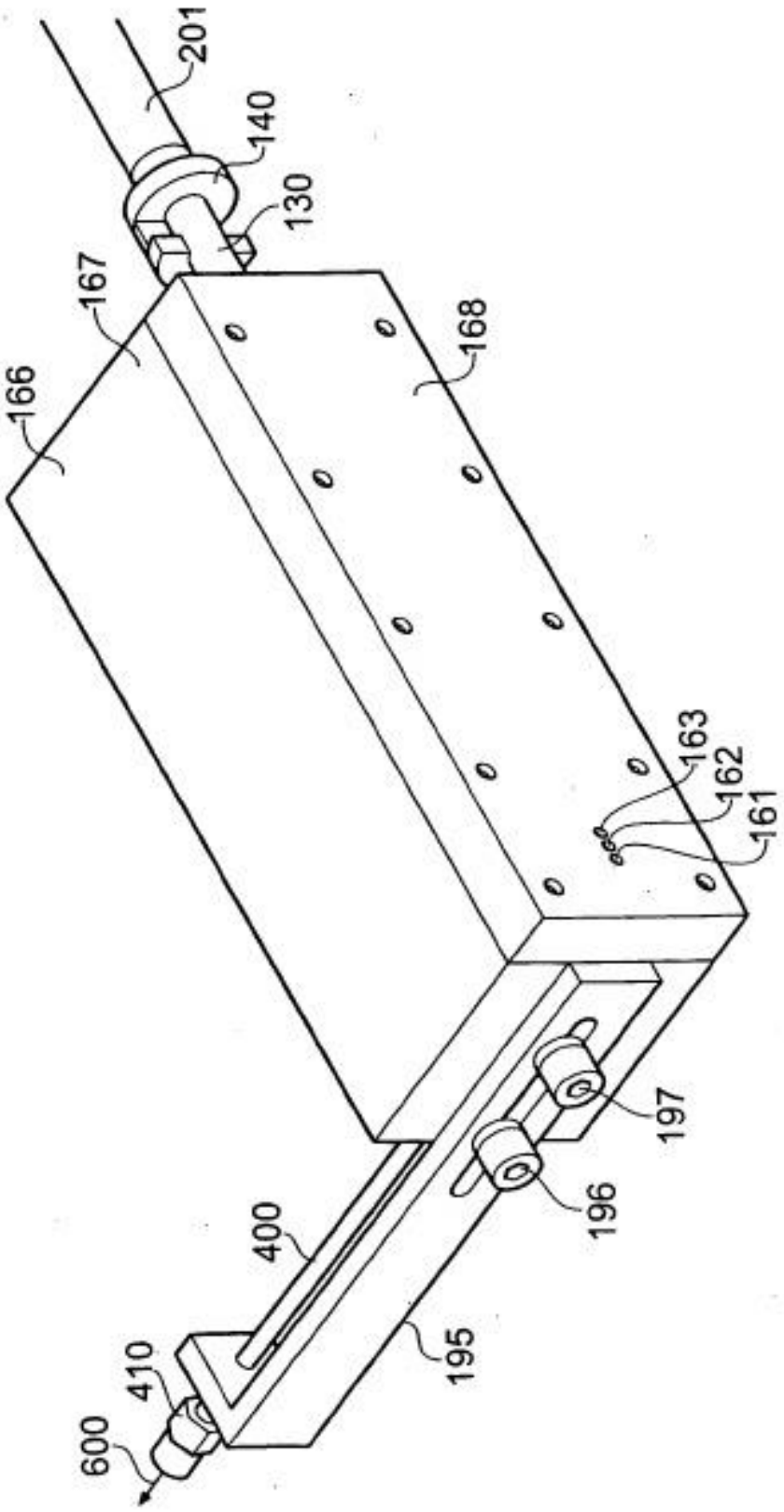


FIG. 15

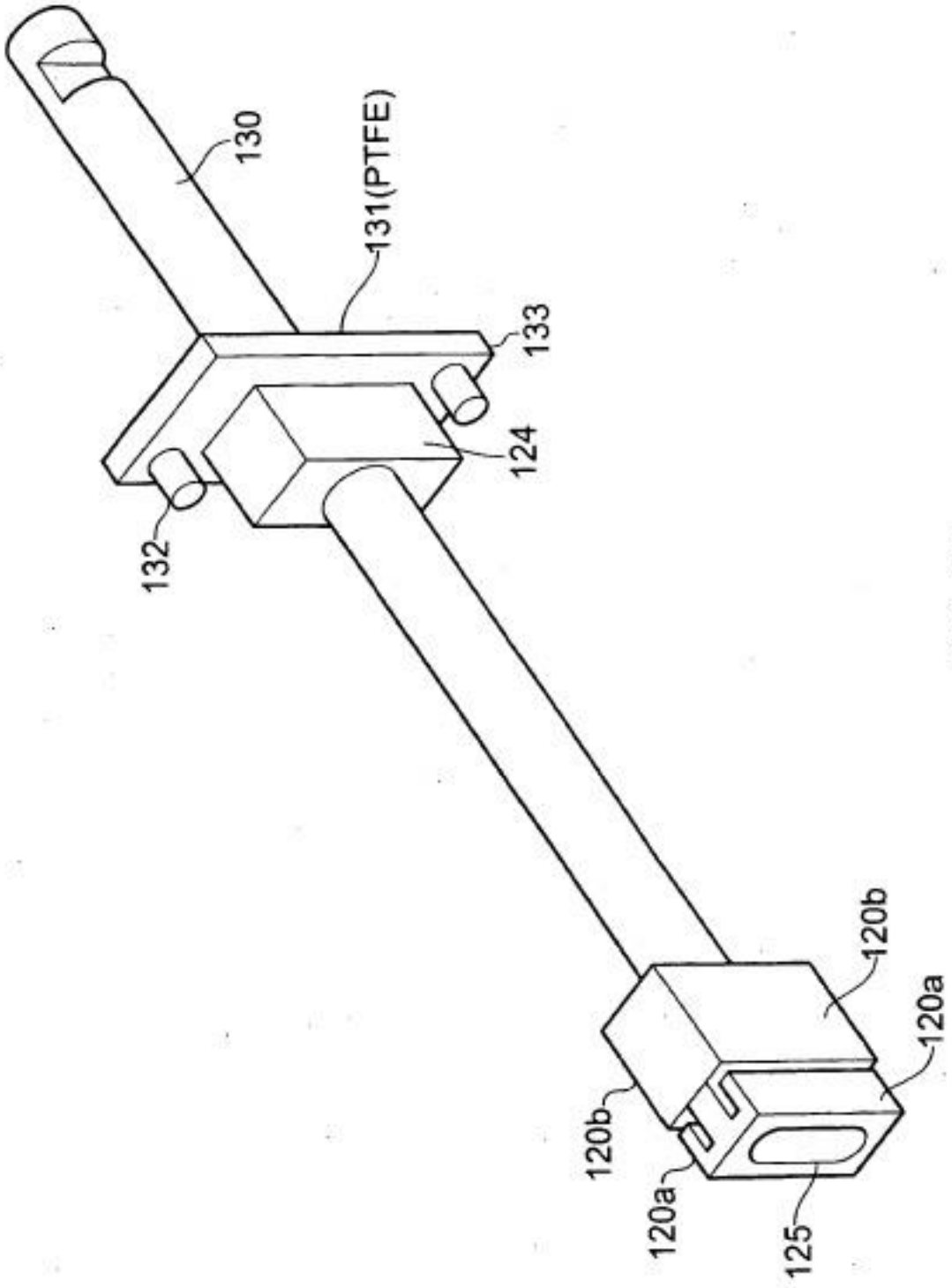


FIG. 16

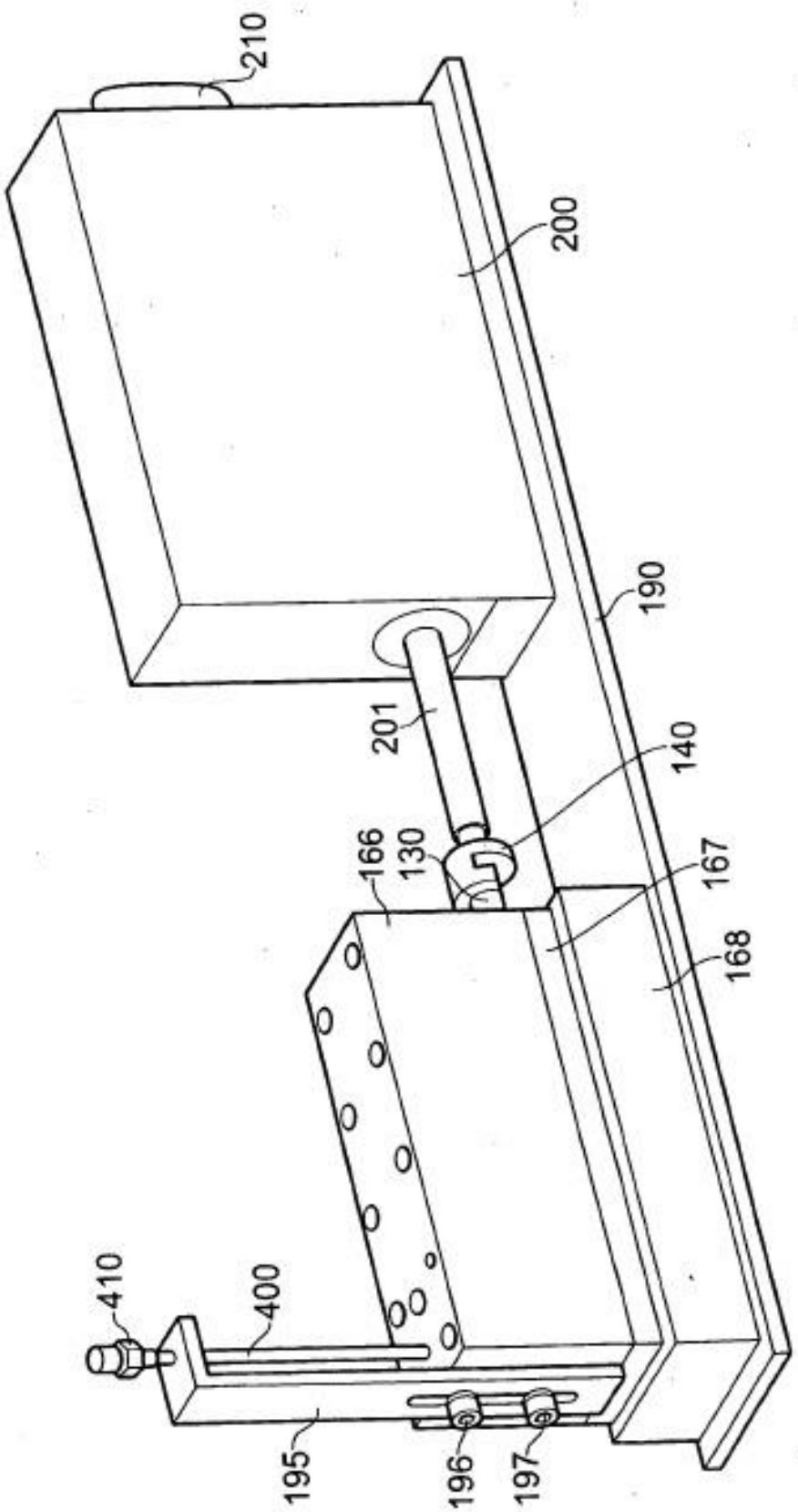


FIG. 17

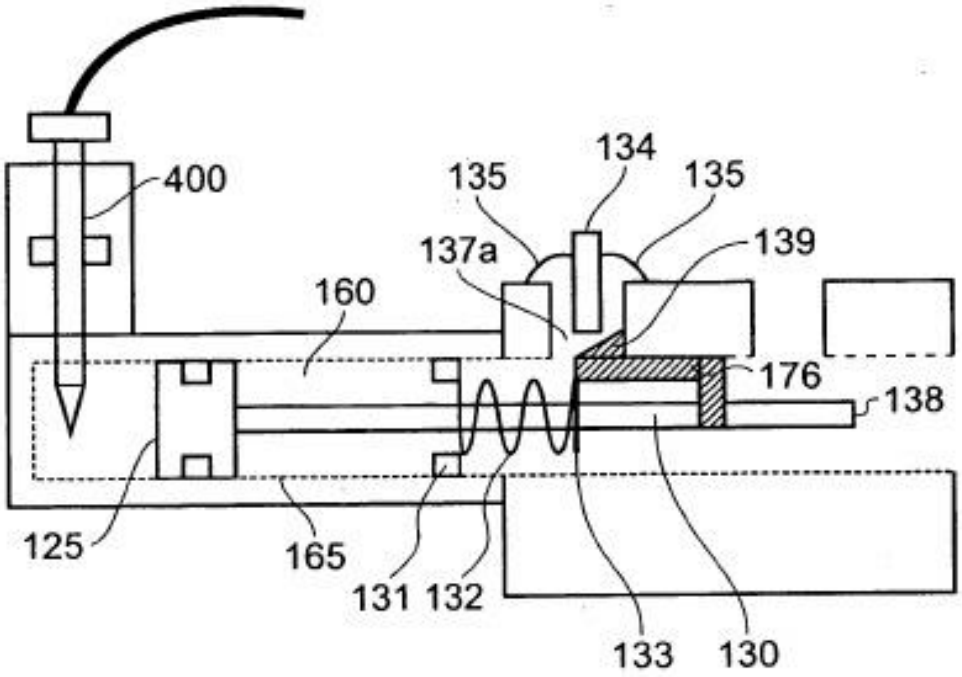

400
135
134
135
137a
139
160
176
138
125
165
131
132
133
130

FIG. 18

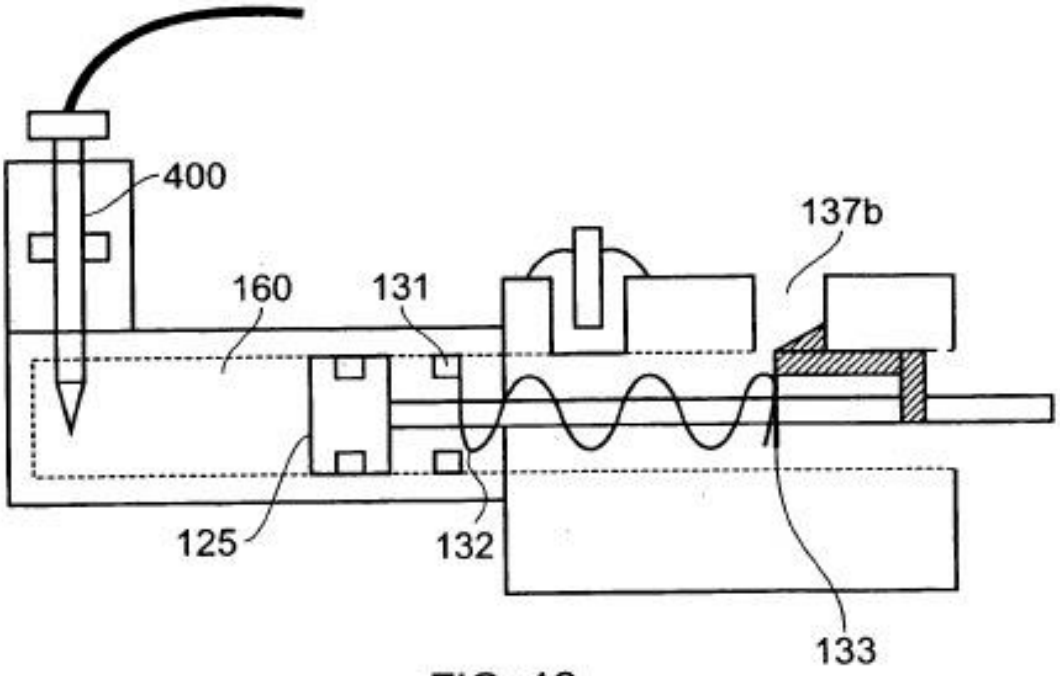

400
137b
160
131
125
132
133

FIG. 19

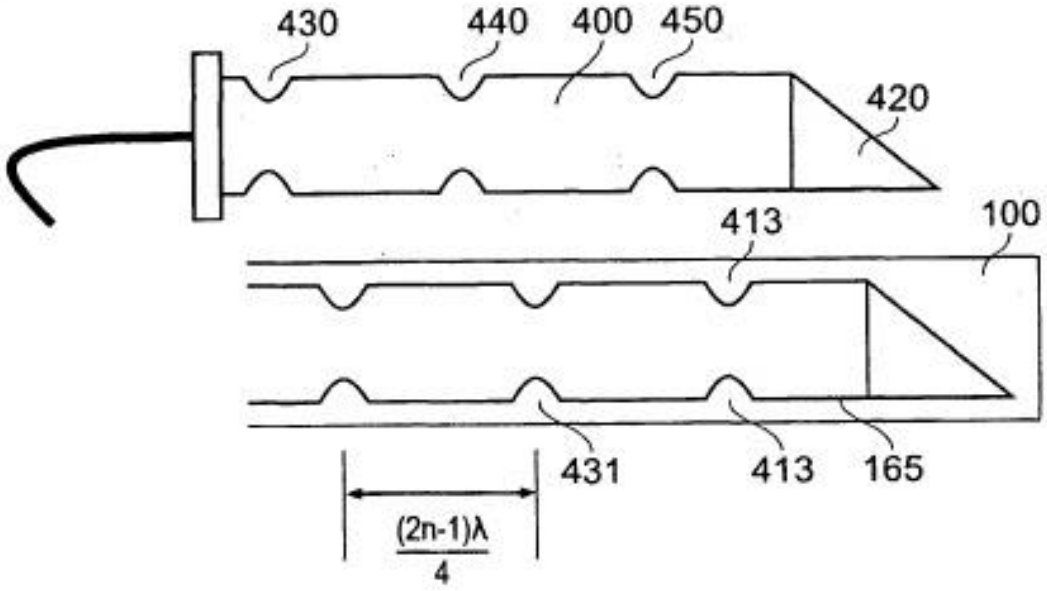


FIG. 20

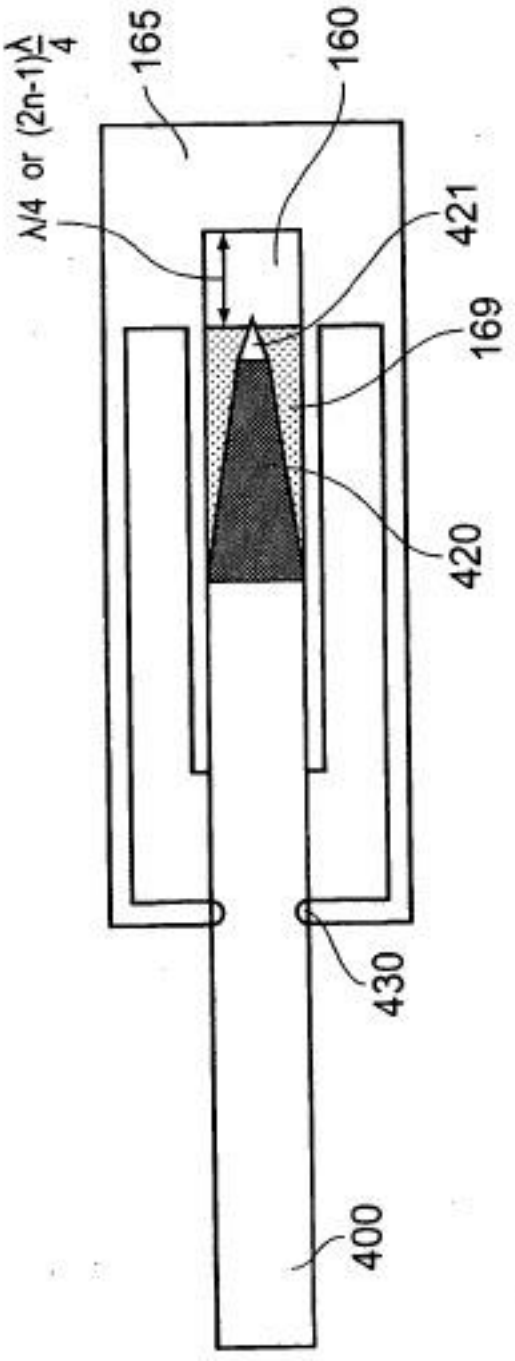


FIG. 21

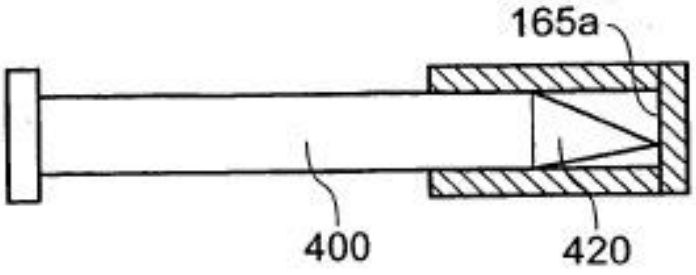


FIG. 22(a)

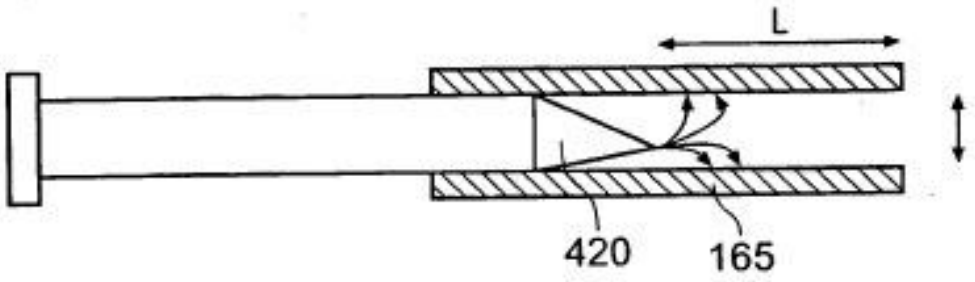


FIG. 22(b)

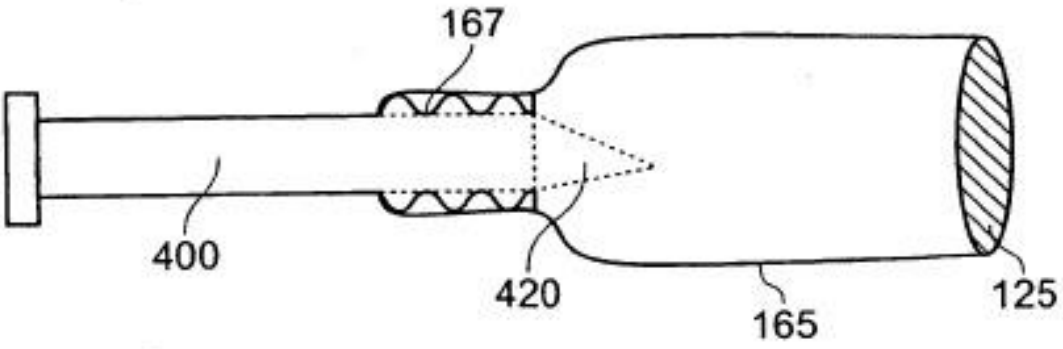


FIG. 22(c)

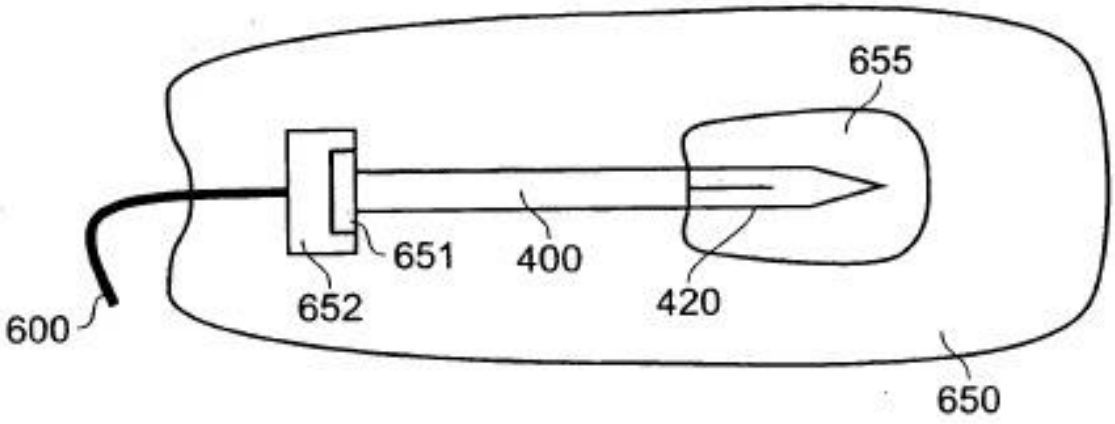
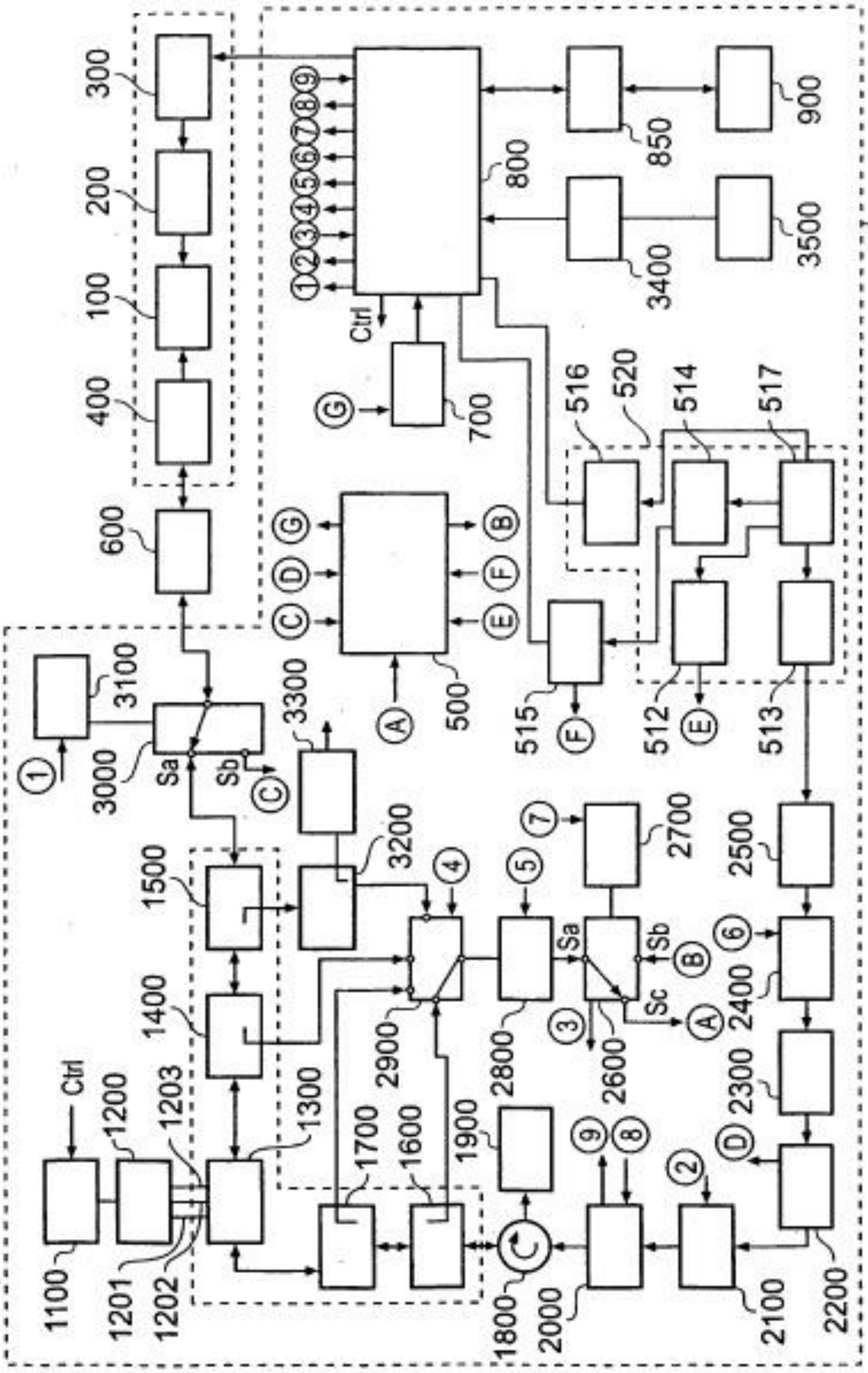


FIG. 23



300
200
100
400
600
800
850
900
3400
3500
1000
700
Ctrl
500
516
520
514
517
515
512
513
3100
3000
Sa
Sb
3300
3200
1500
1400
1300
1200
1100
1201
1202
1203
1700
1600
1800
1900
2000
2100
2200
2300
2400
2500
2600
2700
2800
2900
Sc

FIG. 24

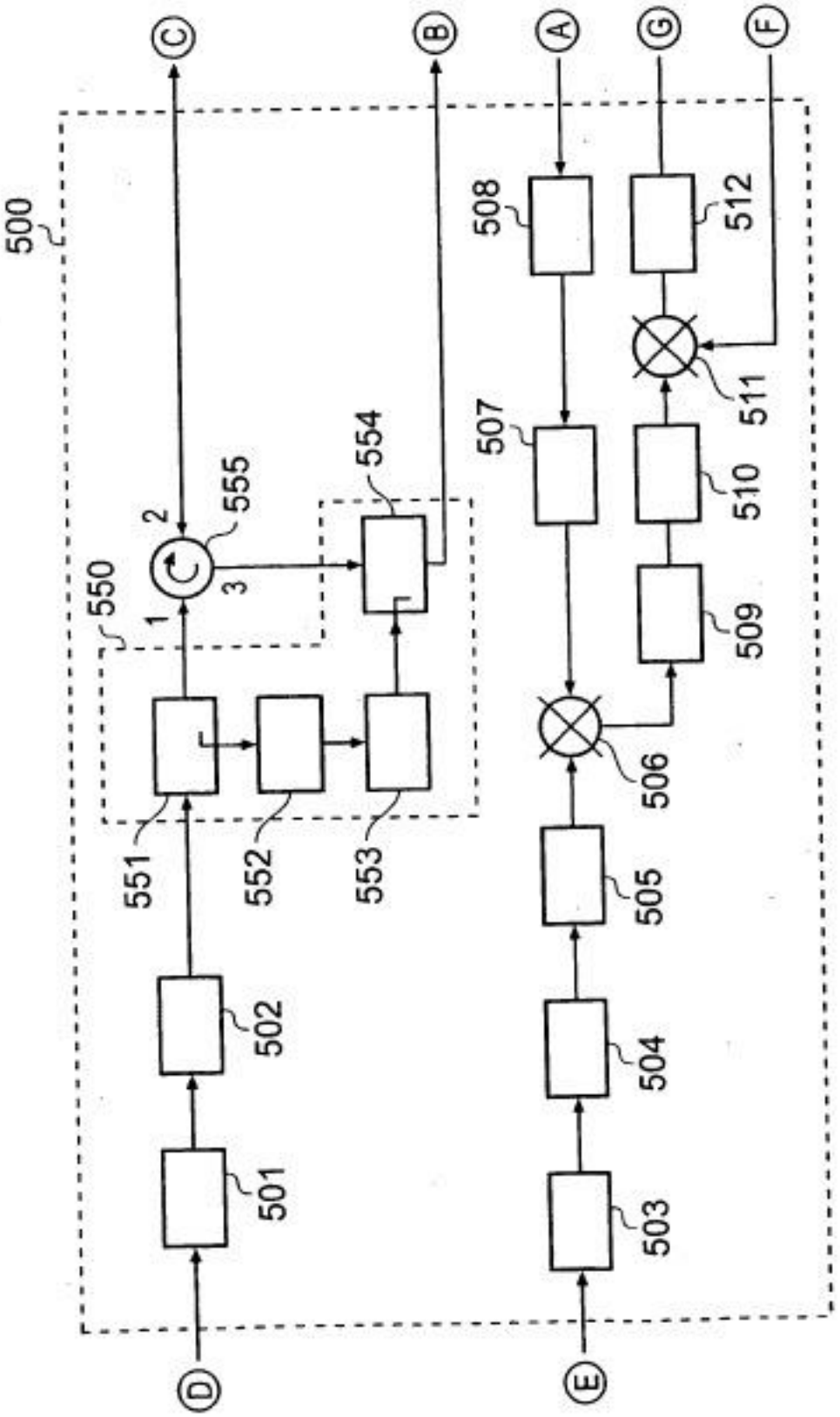

500
C
B
A
G
F
D
E
501
502
503
504
505
506
507
508
509
510
511
512
550
551
552
553
554
555
1
2
3

FIG. 25

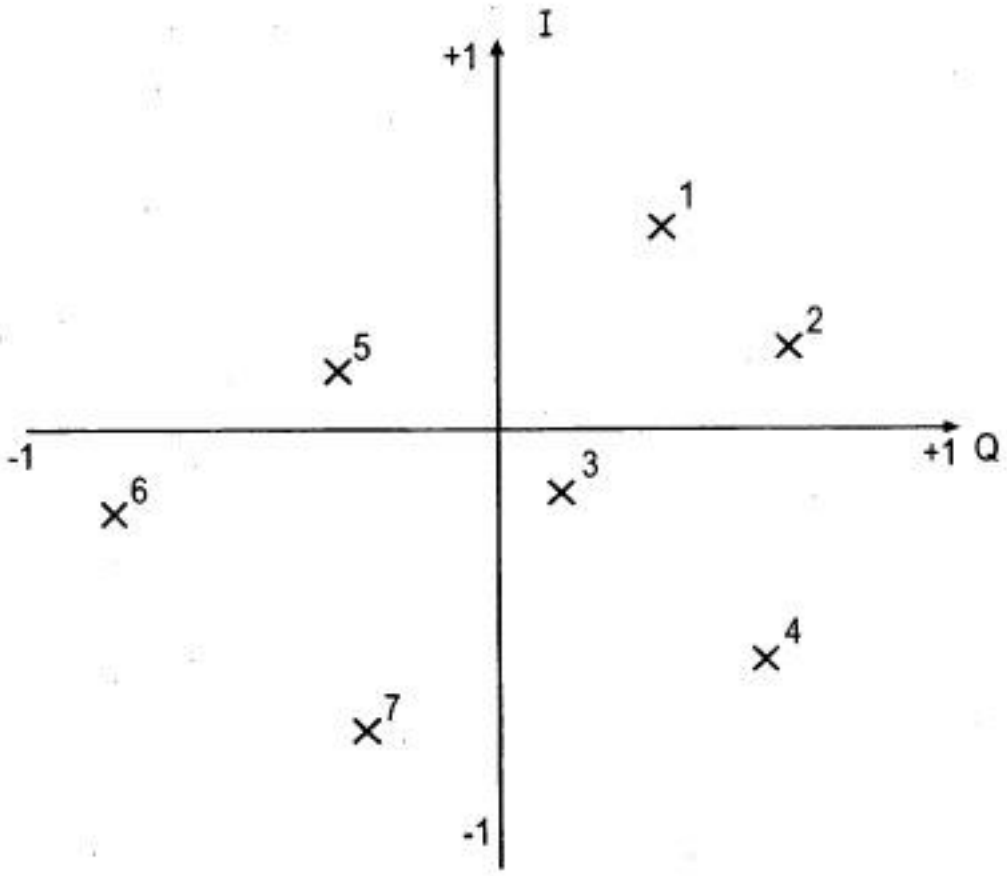


FIG. 26

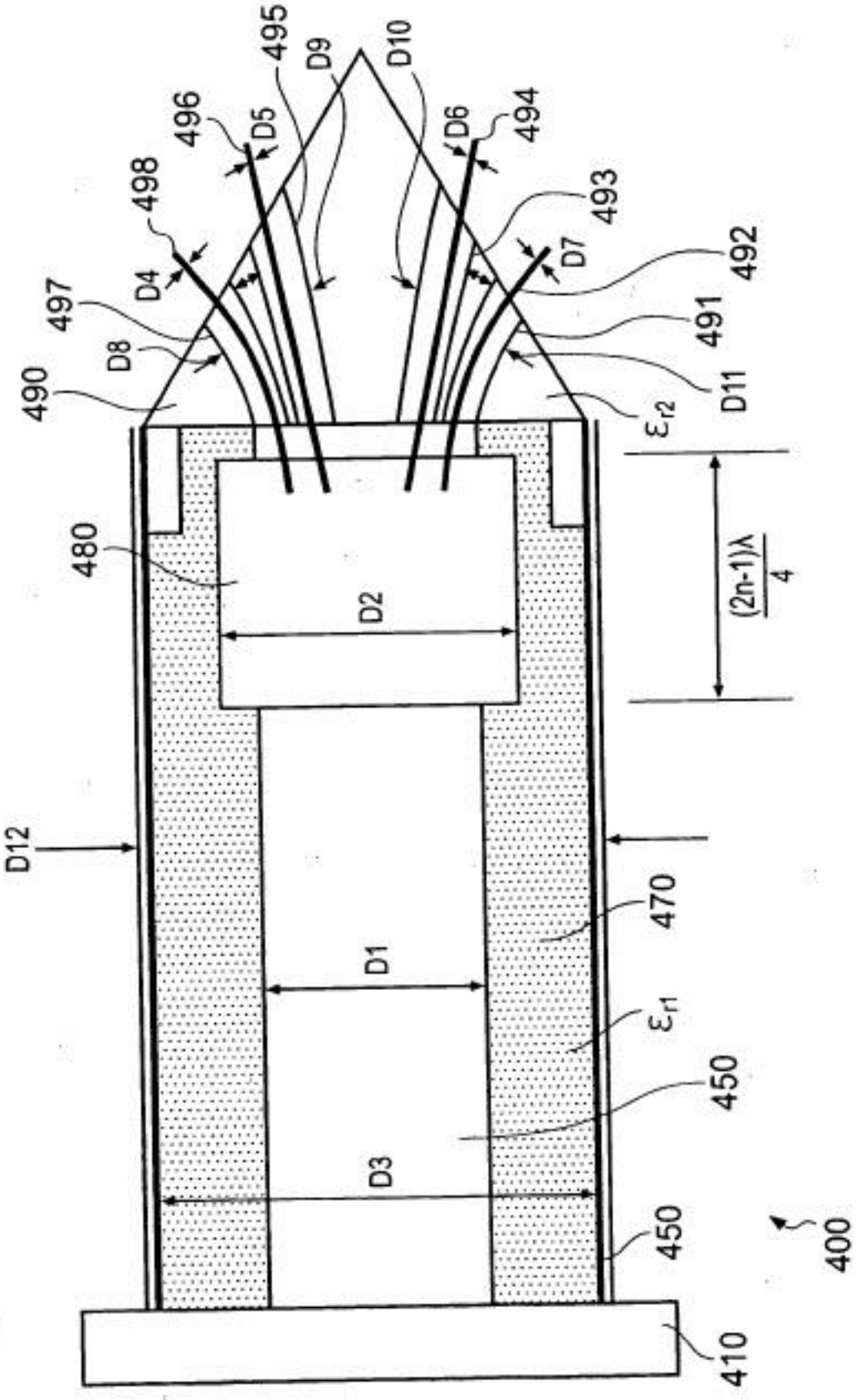

495
D9
D10
496
D5
D6
494
498
493
D4
D7
492
497
491
D8
490
D11
ε_{r2}
480
D2
$\frac{(2n-1)\lambda}{4}$
D12
470
D1
ε_{r1}
450
D3
450
400
410

FIG. 27

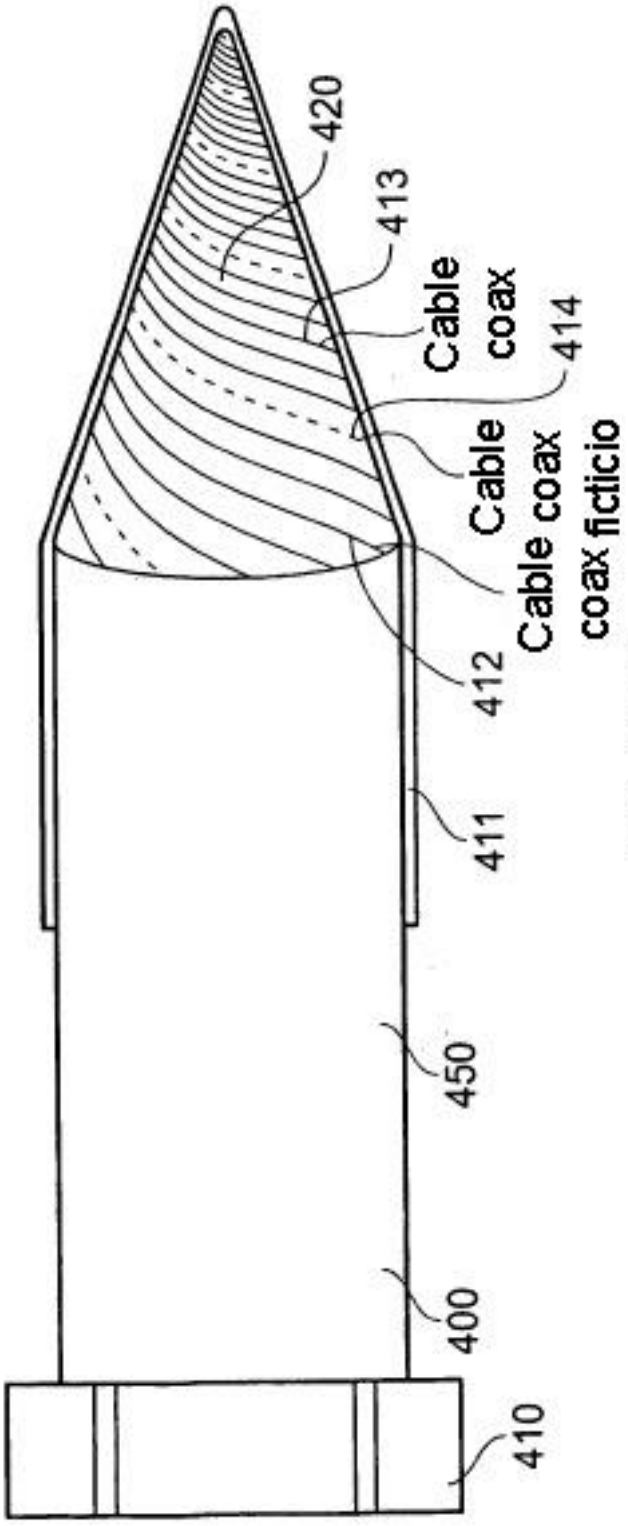

420
413
Cable coax
414
Cable coax
Cable coax coax ficticio
412
411
450
400
410

FIG. 28(a)

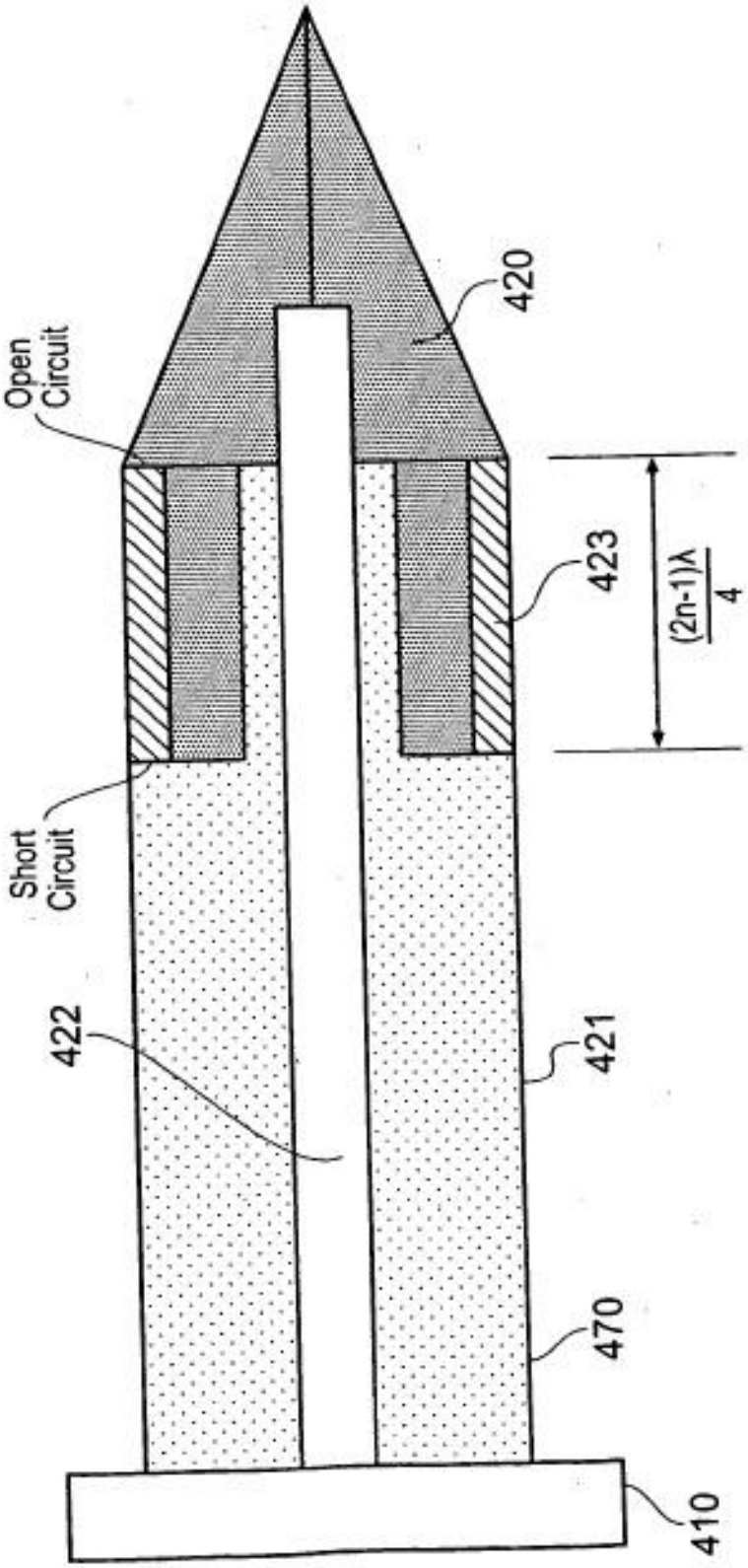

Open Circuit
420
423
$\frac{(2n-1)\lambda}{4}$
Short Circuit
422
421
470
410

FIG. 28B

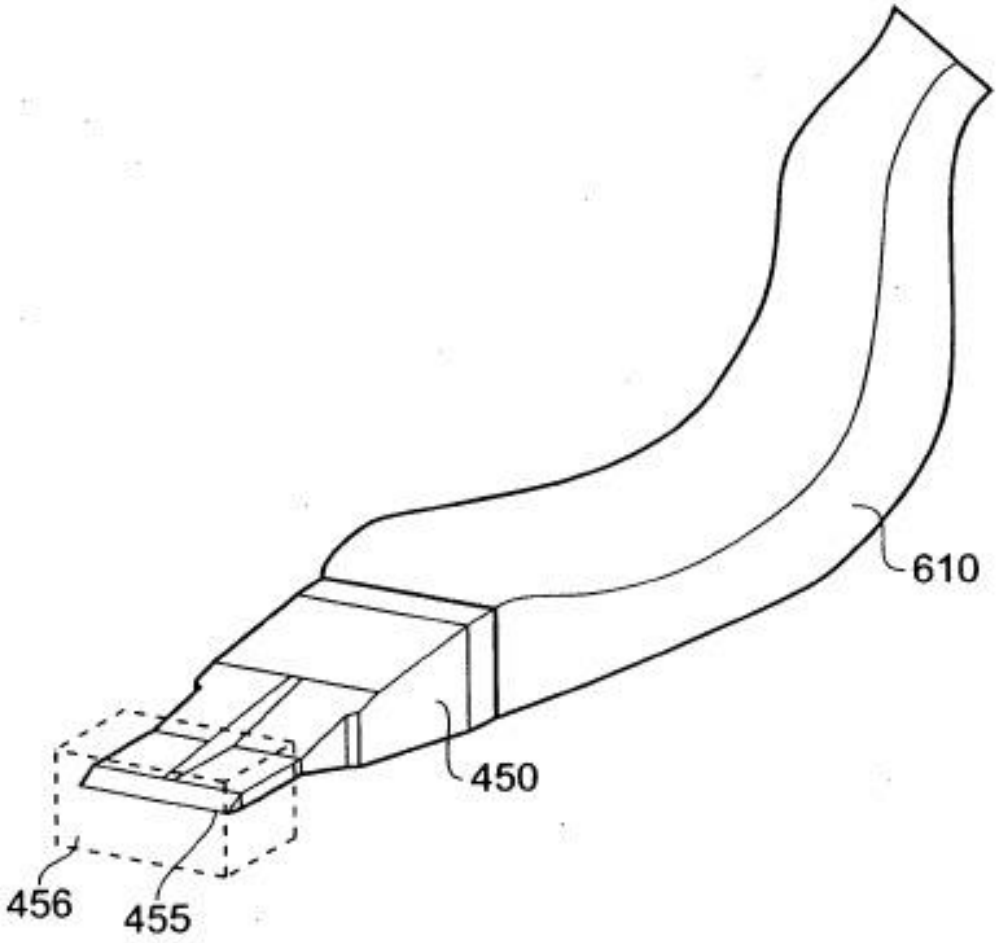


FIG. 29

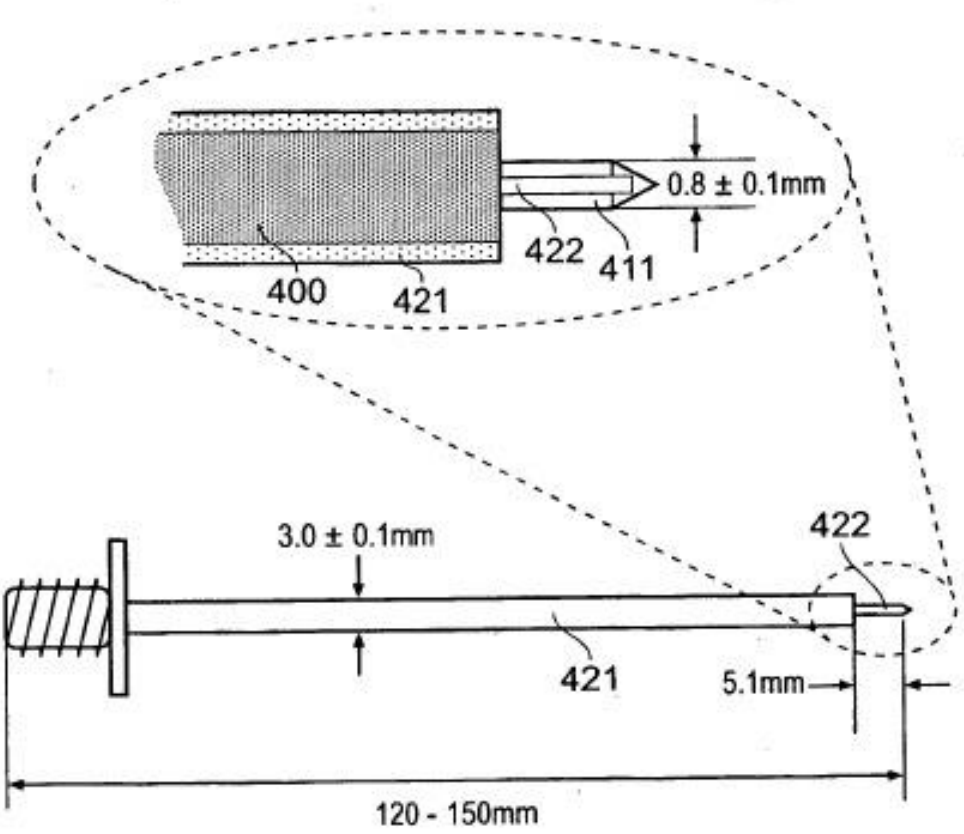


FIG. 30

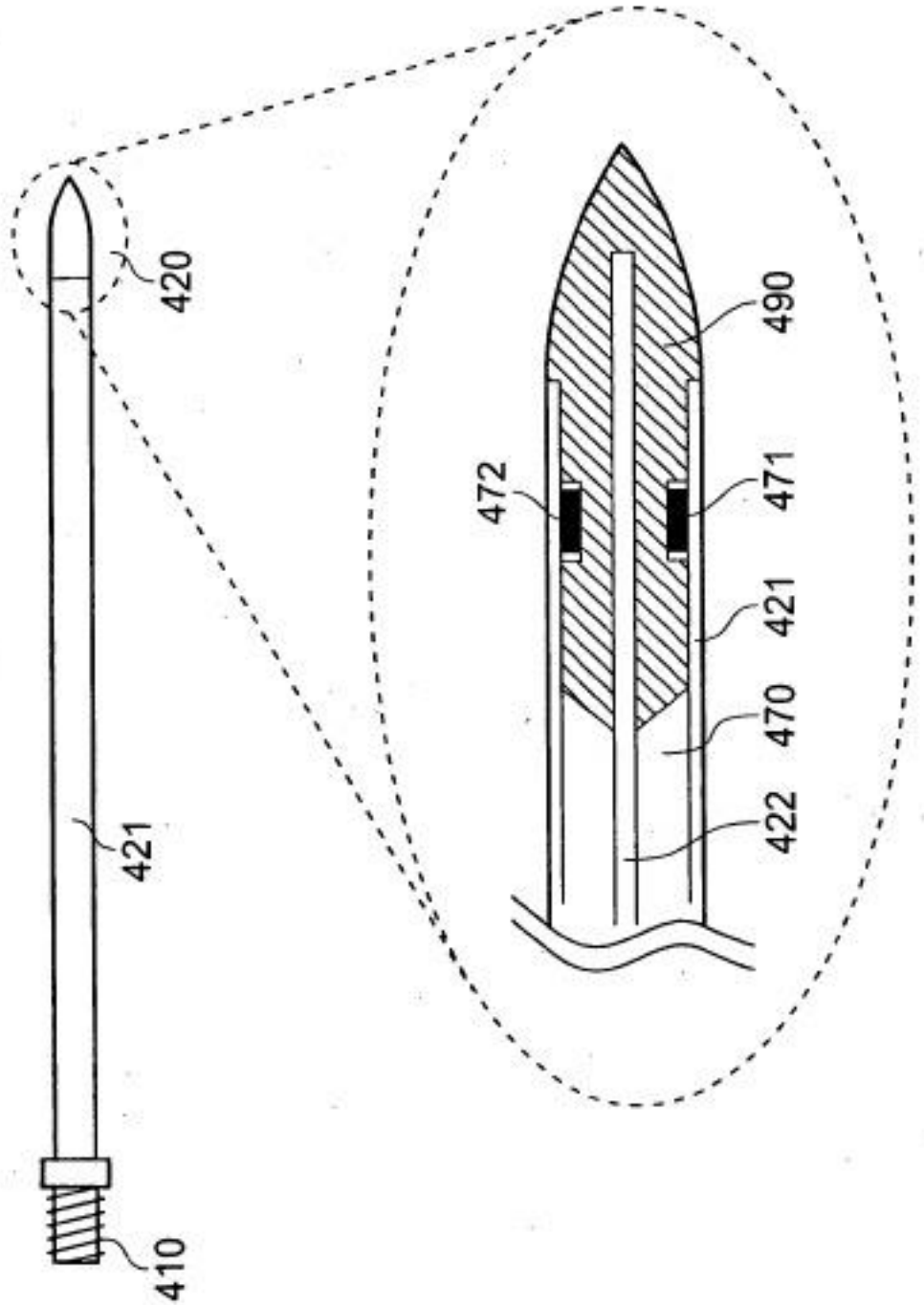


FIG. 31

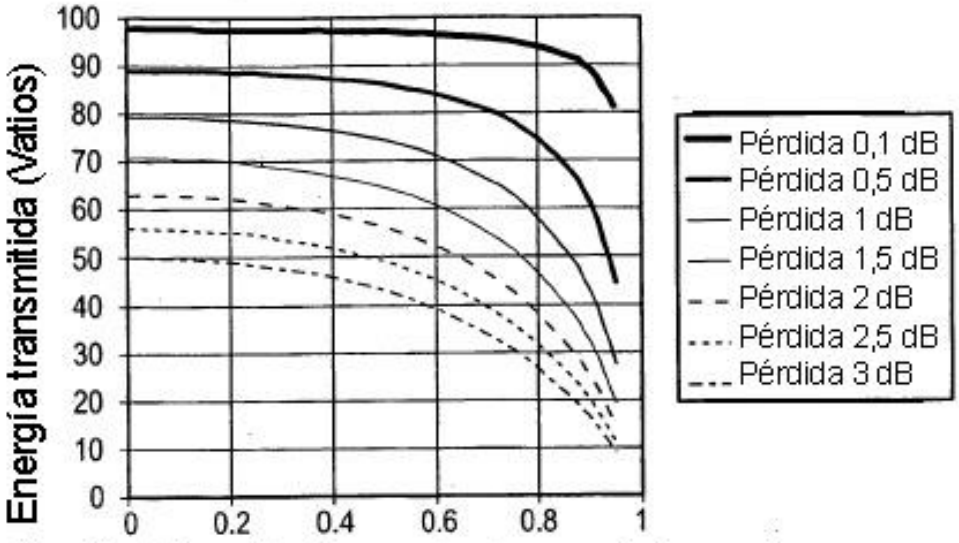


FIG. 32(a)

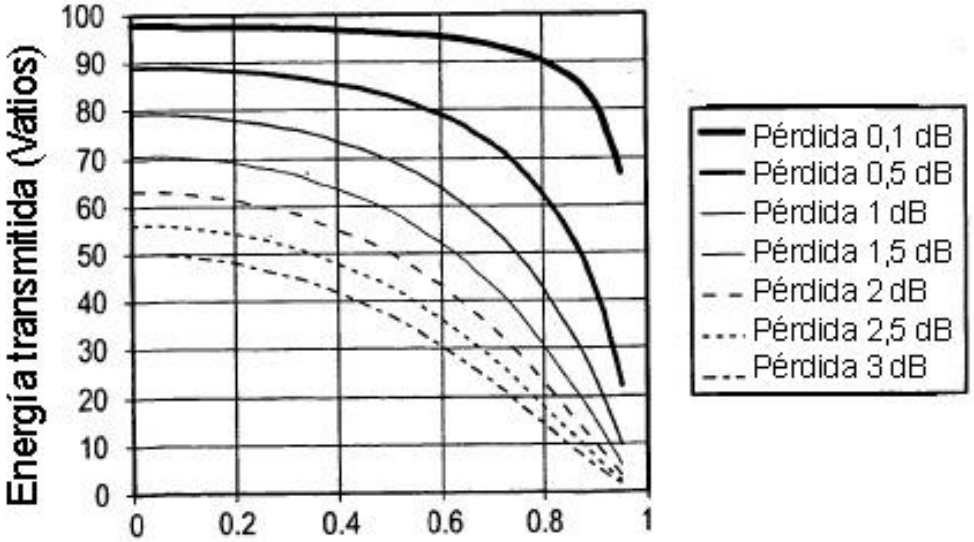
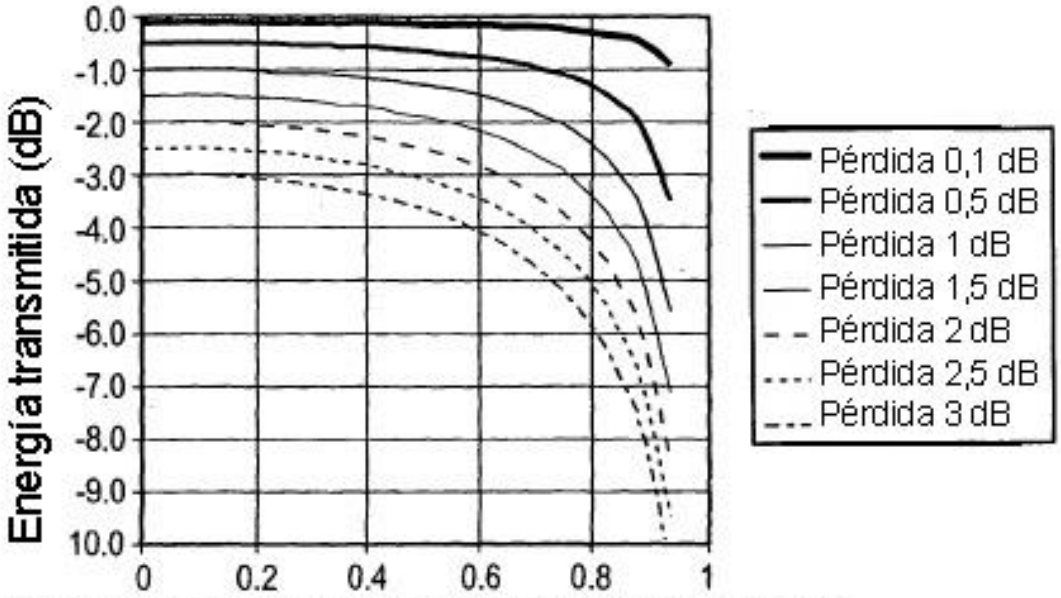
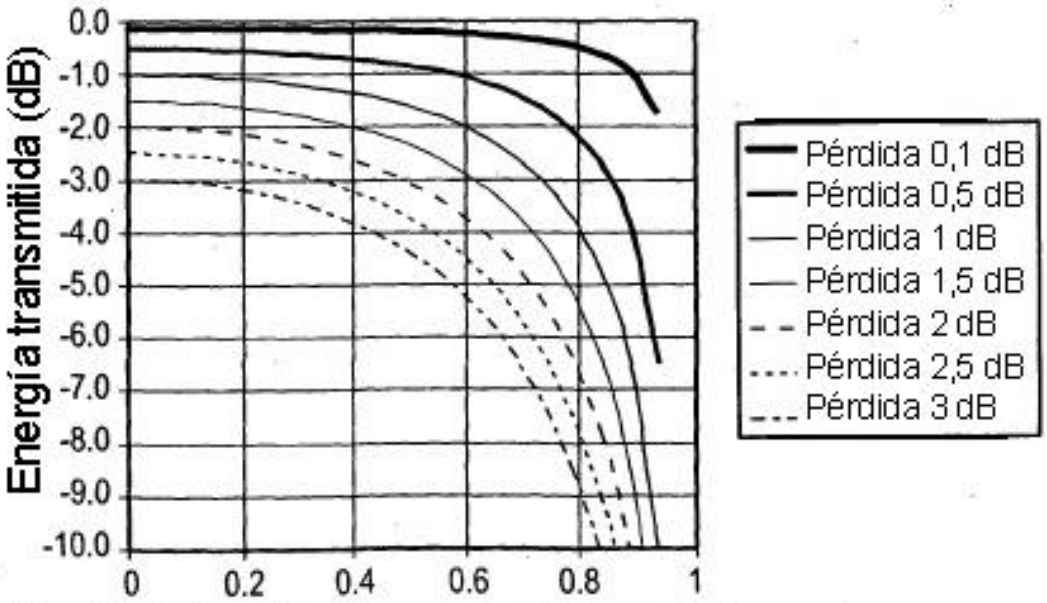


FIG. 32(b)



Energía transmitida para $\Gamma_1 = \alpha^2\Gamma_2$

FIG. 33(a)



Energía transmitida $\Gamma_1 = \Gamma_2$

FIG. 33(b)

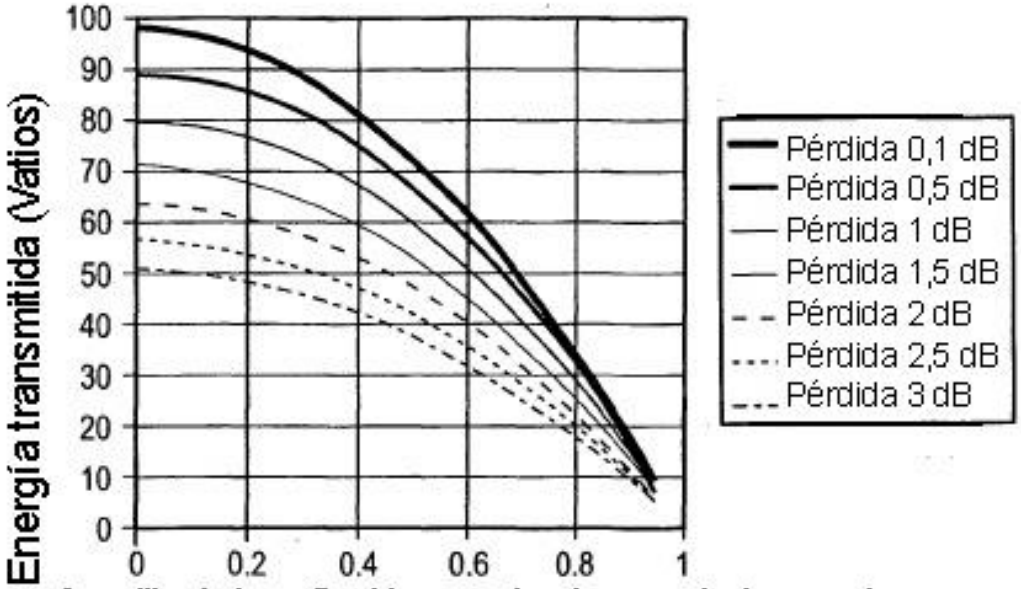


FIG. 34(a)

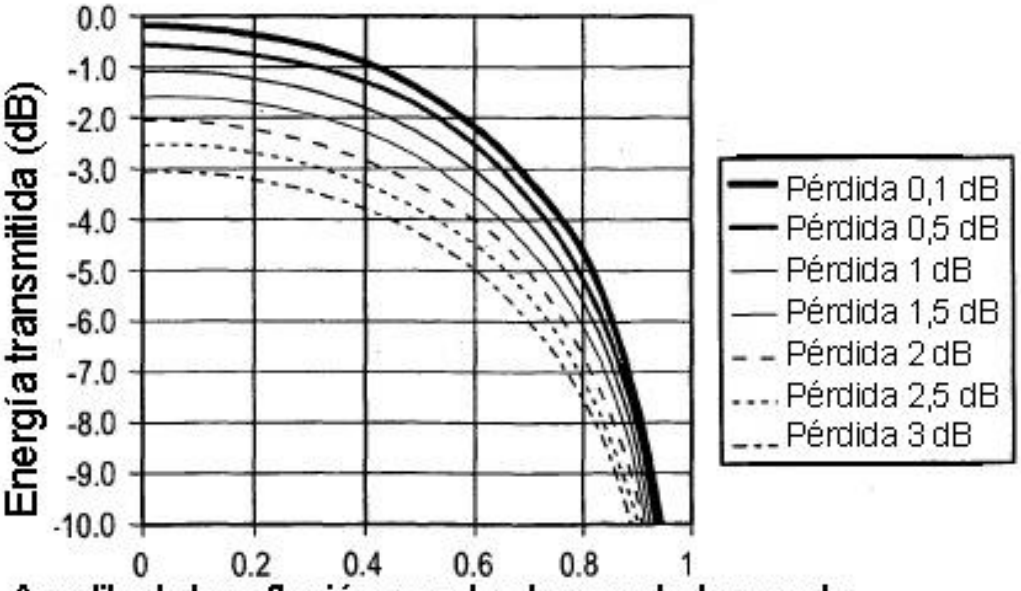


FIG. 34(b)

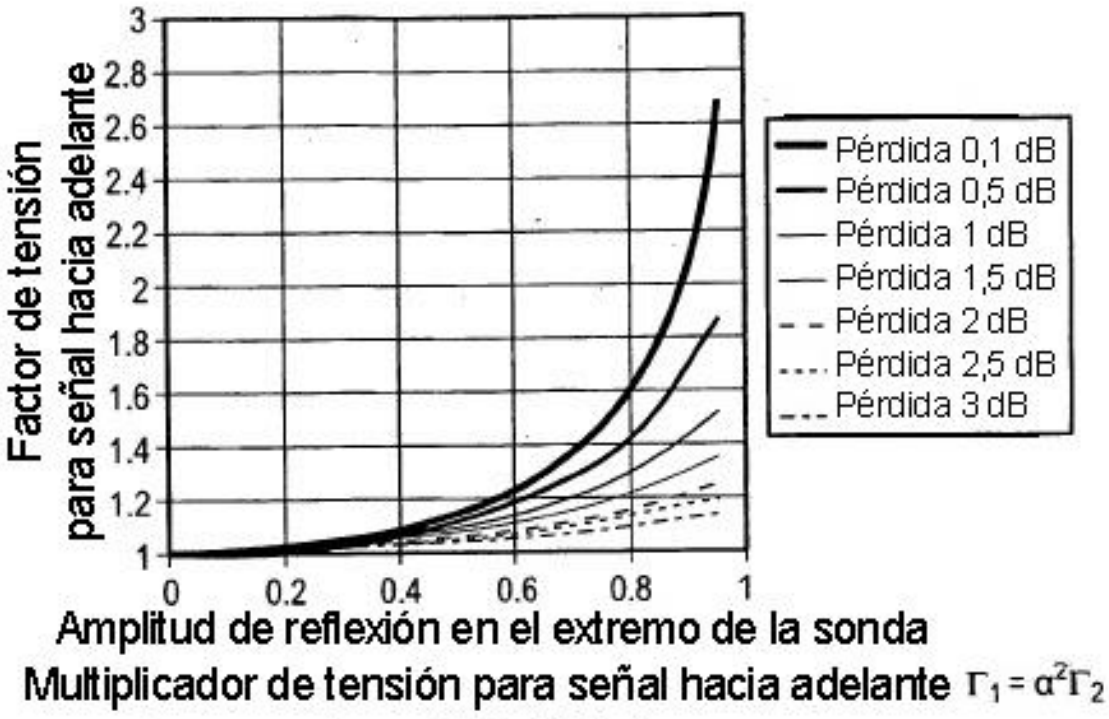
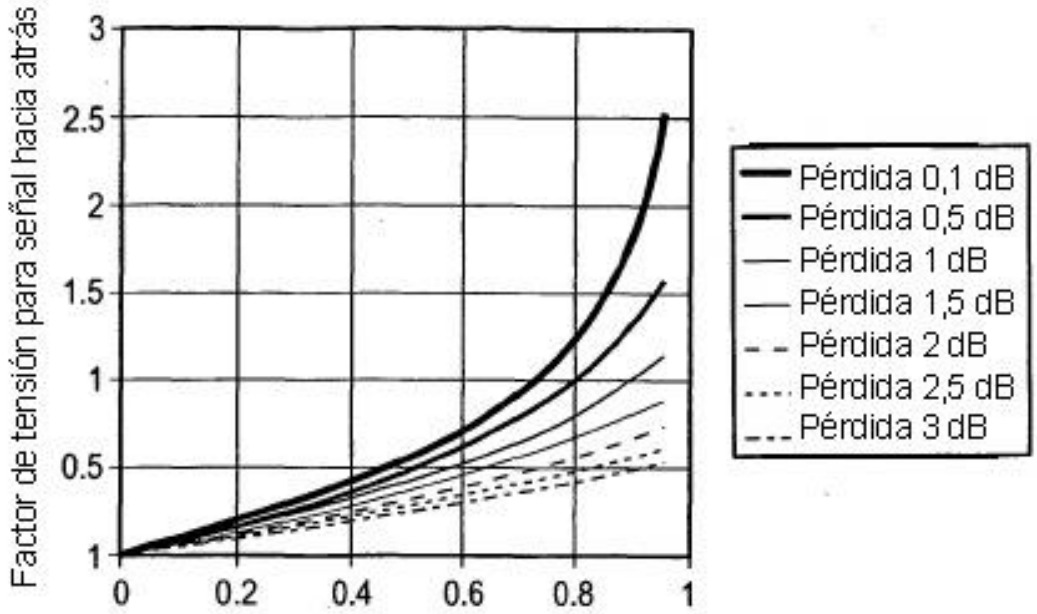


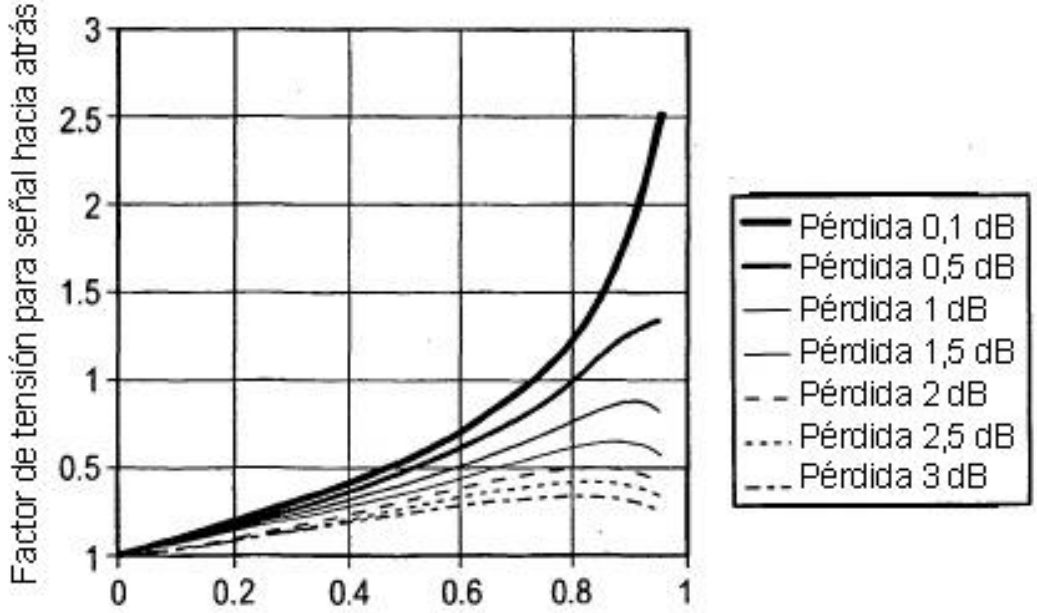
FIG. 35(a)

FIG. 35(b)



Multiplicador de tensión para señal hacia atrás para $\Gamma_1 = \alpha^2\Gamma_2$

FIG. 36(a)



Multiplicador de tensión para señal hacia atrás para $\Gamma_1 = \Gamma_2$

FIG. 36(b)

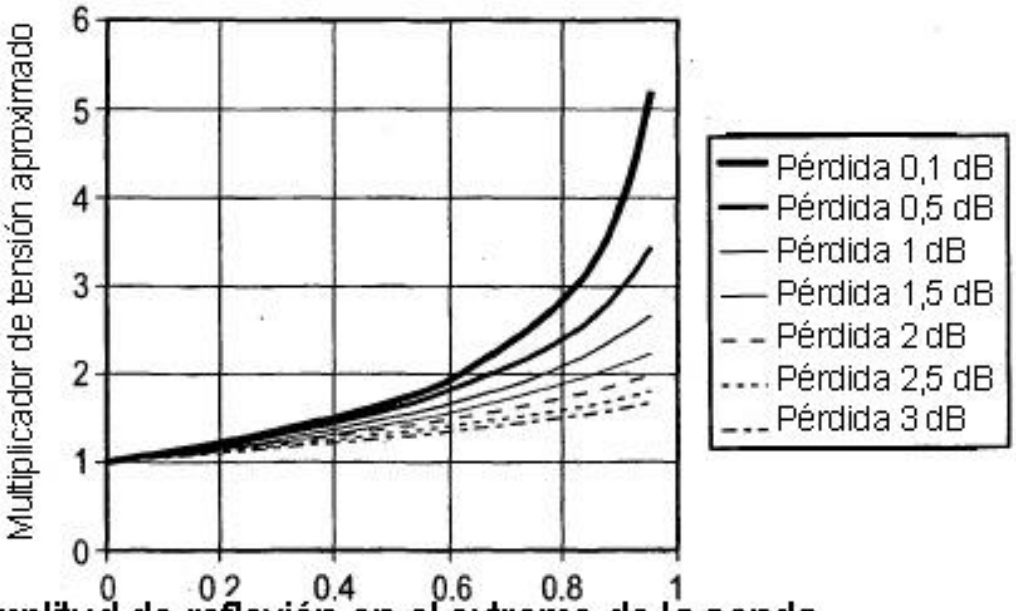


FIG. 37(a)

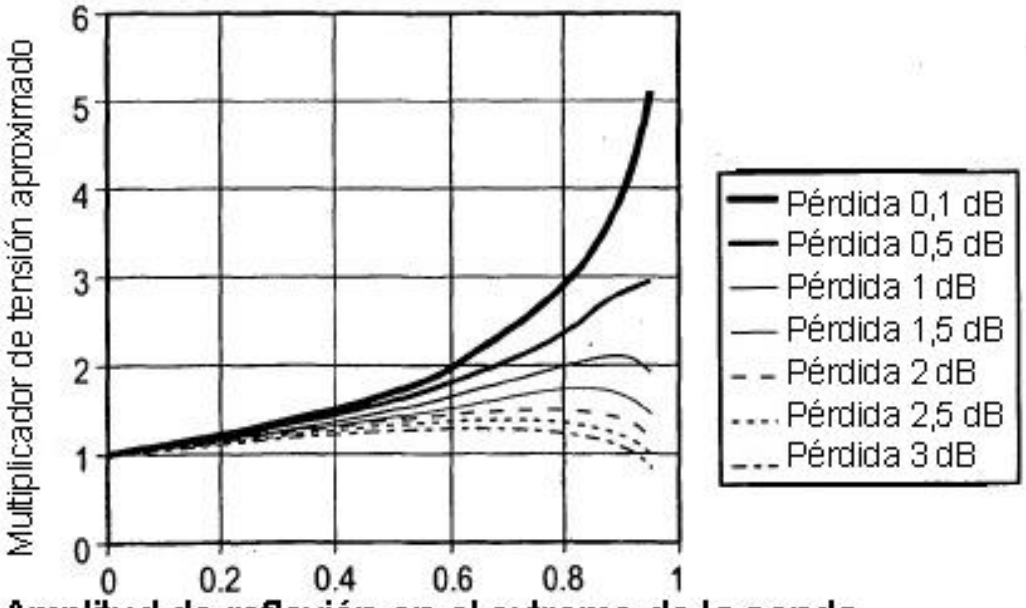


FIG. 37(b)

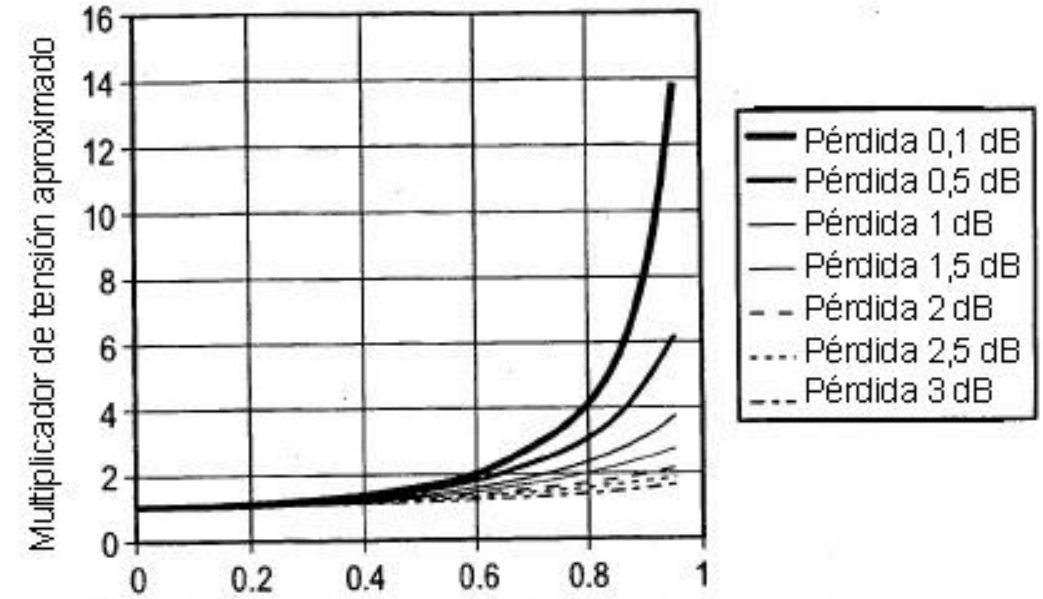


FIG. 38(a)

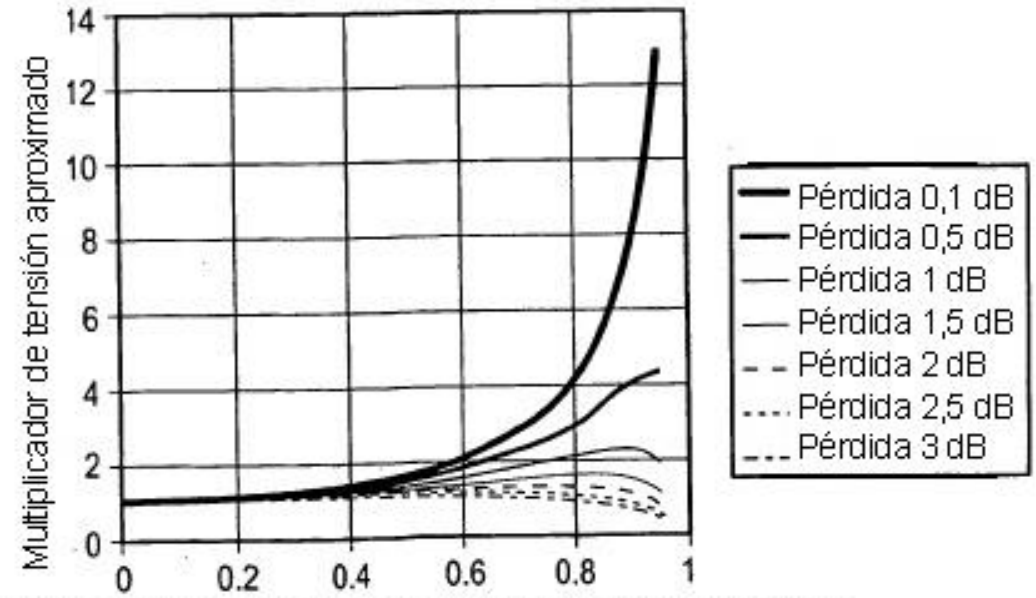


FIG. 38(b)

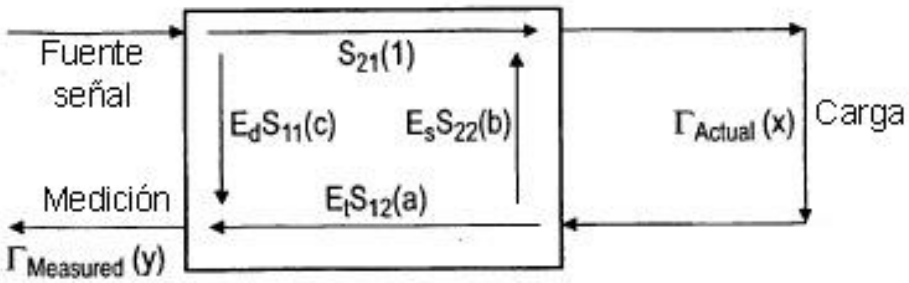

Fuente señal
$S_{21}(1)$
$E_dS_{11}(c)$
$E_sS_{22}(b)$
Γ_{Actual} (x)
Carga
Medición
$E_tS_{12}(a)$
$\Gamma_{Measured}$ (y)

FIG. 39

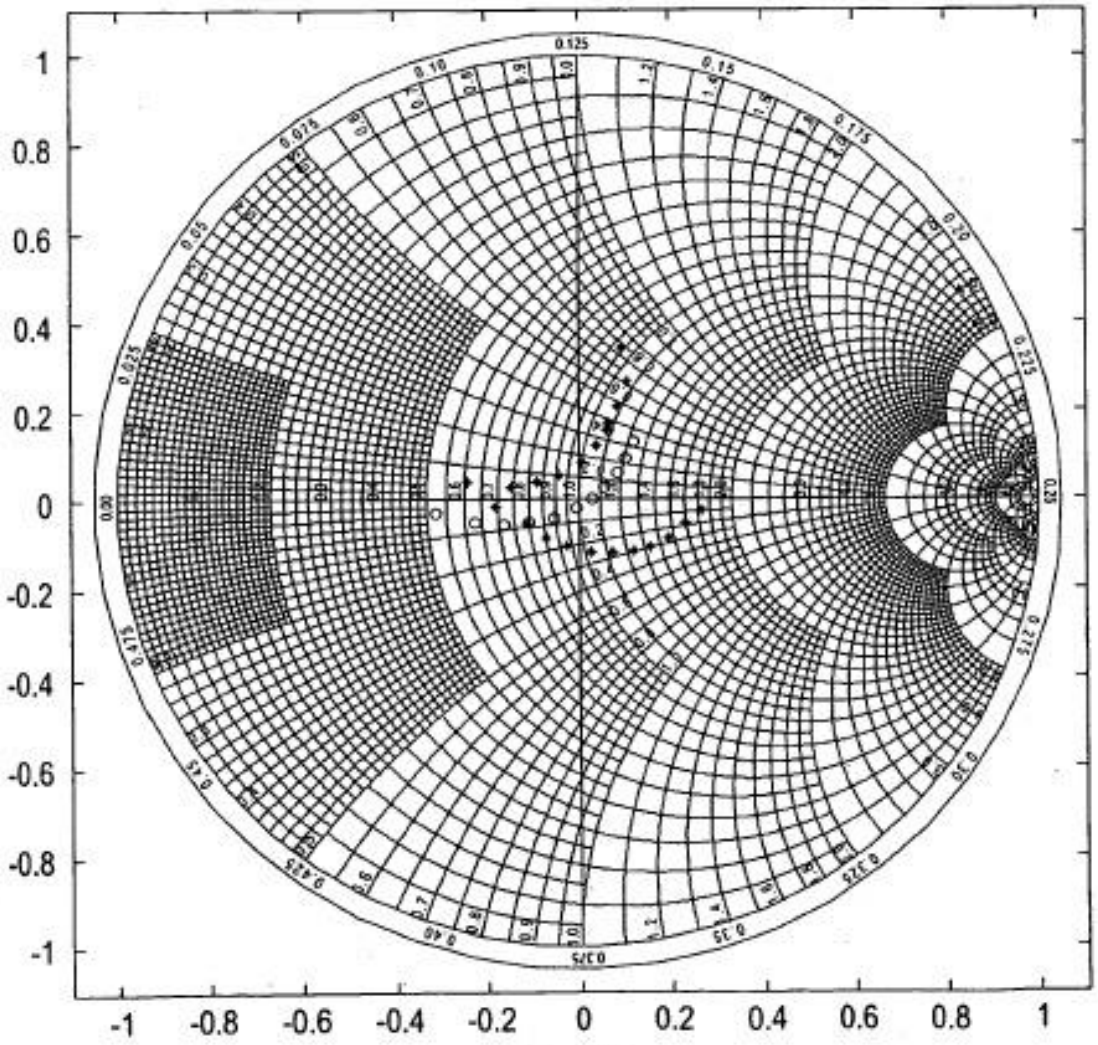

1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
-0.2
-0.4
-0.6
-0.8
-1
-1
-0.8
-0.6
-0.4
-0.2
0
0.2
0.4
0.6
0.8
1

FIG. 40

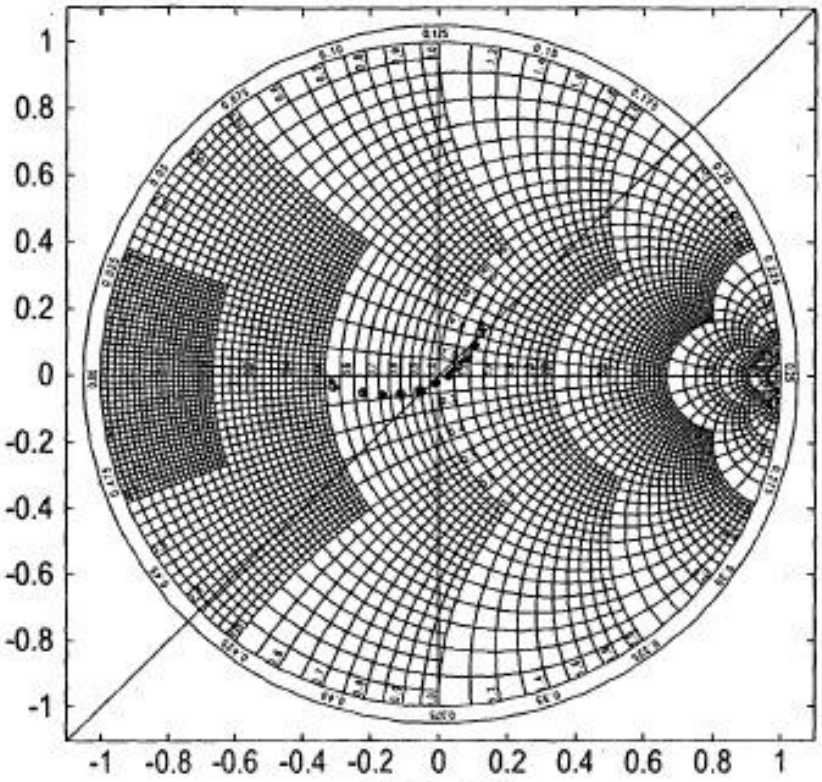

1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
-0.2
-0.4
-0.6
-0.8
-1
-1 -0.8 -0.6 -0.4 -0.2 0 0.2 0.4 0.6 0.8 1

FIG. 41

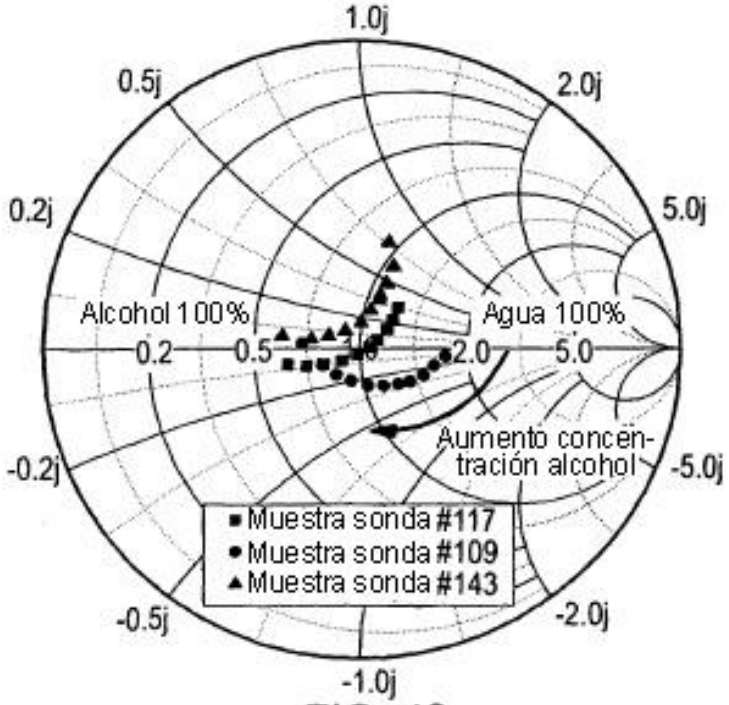

1.0j
0.5j
2.0j
0.2j
5.0j
Alcohol 100%
Agua 100%
0.2
0.5
2.0
5.0
Aumento concentración alcohol
-0.2j
-5.0j
Muestra sonda #117
Muestra sonda #109
Muestra sonda #143
-0.5j
-2.0j
-1.0j

FIG. 42

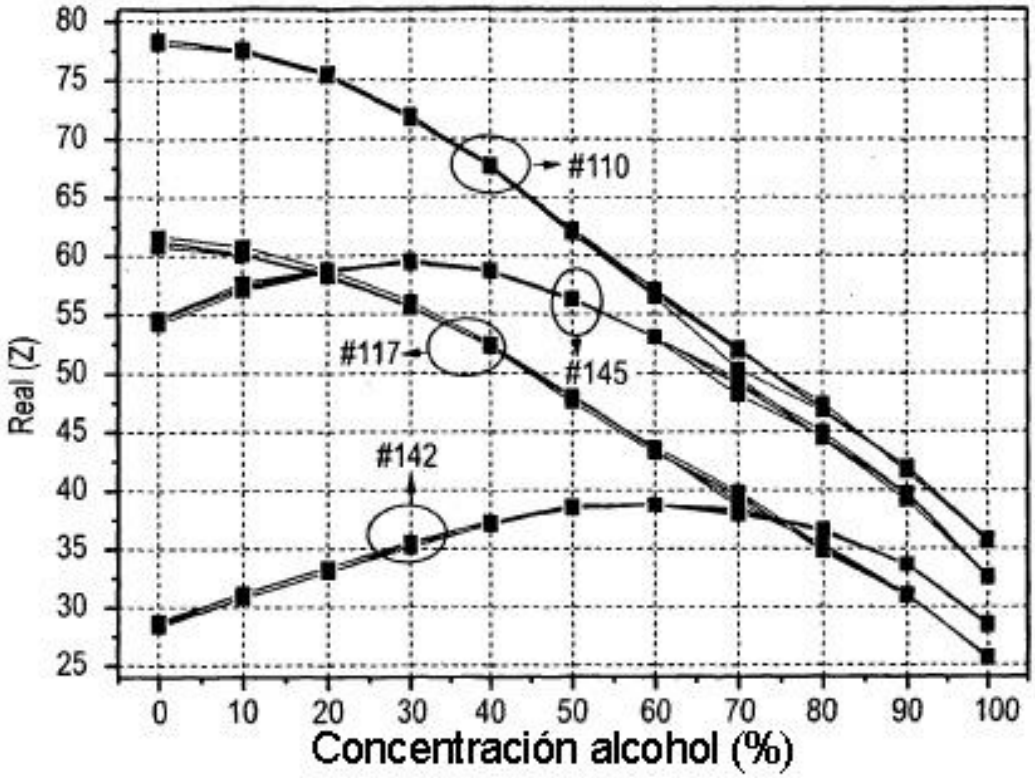

Real (Z)
Concentración alcohol (%)
#110
#117
#145
#142

FIG. 43

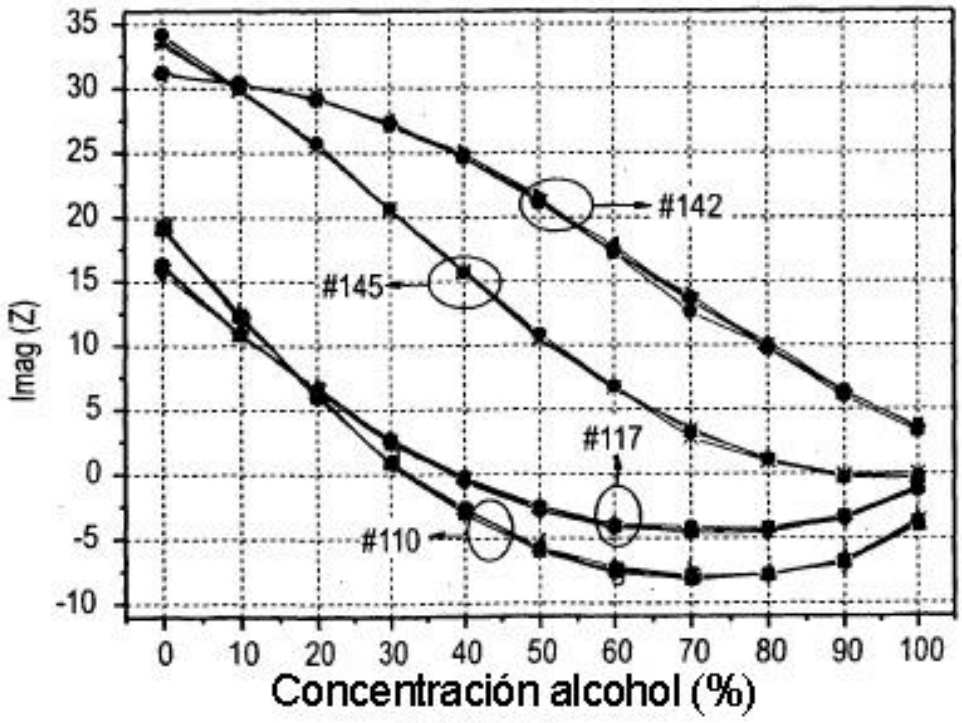

Imag (Z)
Concentración alcohol (%)
#142
#145
#117
#110

FIG. 44

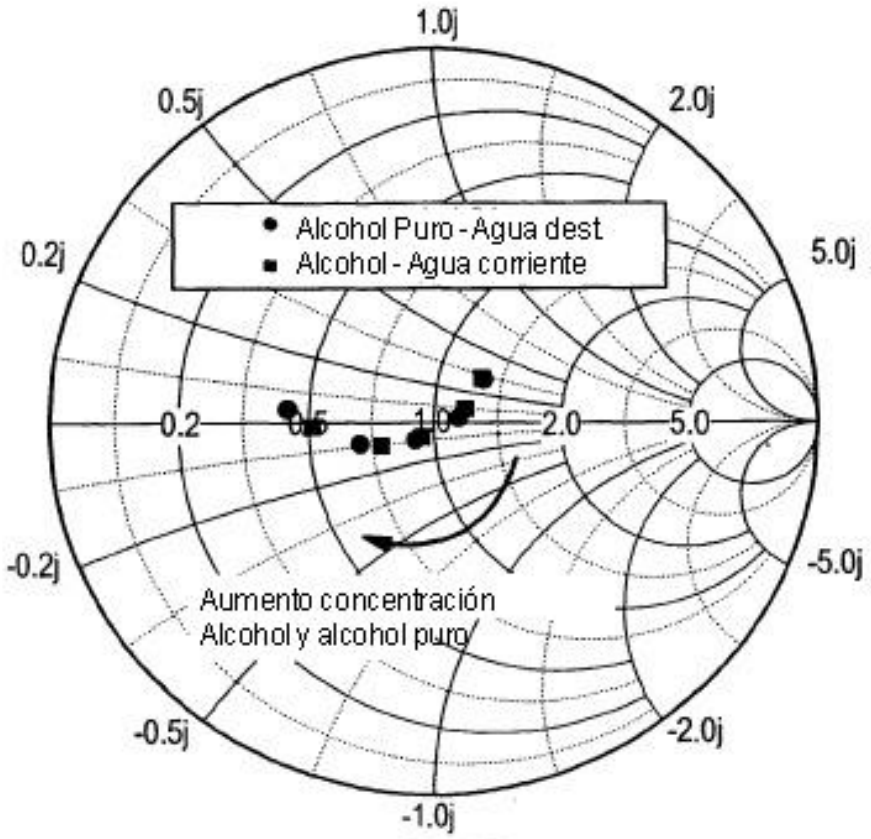

1.0j
0.5j
2.0j
0.2j
5.0j
Alcohol Puro - Agua dest
Alcohol - Agua corriente
0.2
0.5
1.0
2.0
5.0
-0.2j
-5.0j
Aumento concentración
Alcohol y alcohol puro
-0.5j
-2.0j
-1.0j

FIG. 45

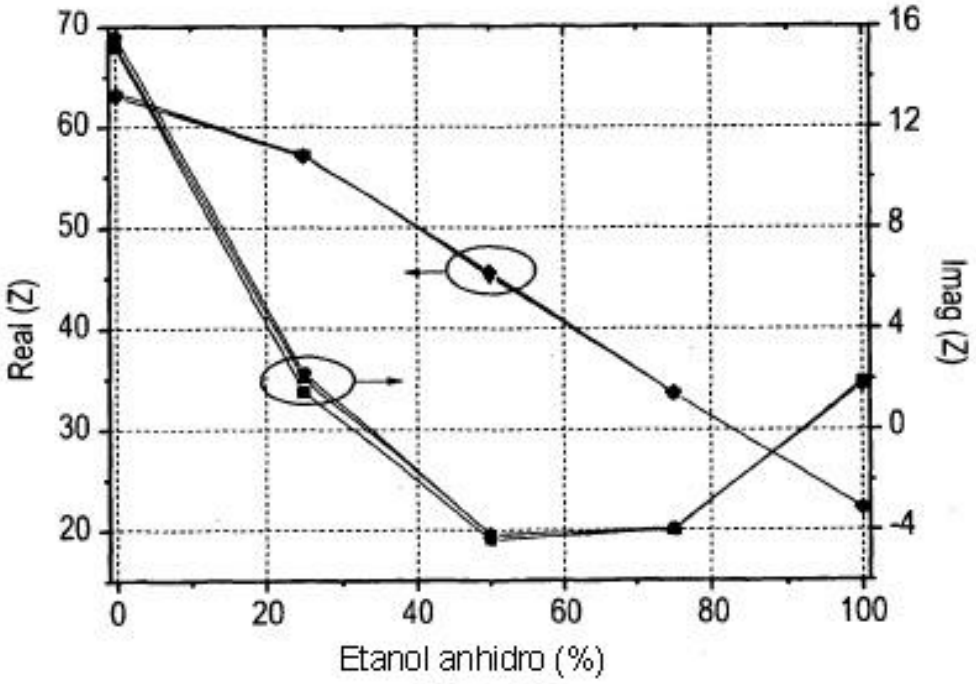

70
60
50
40
30
20
16
12
8
4
0
-4
Real (Z)
Imag (Z)
0
20
40
60
80
100
Etanol anhidro (%)

FIG. 46

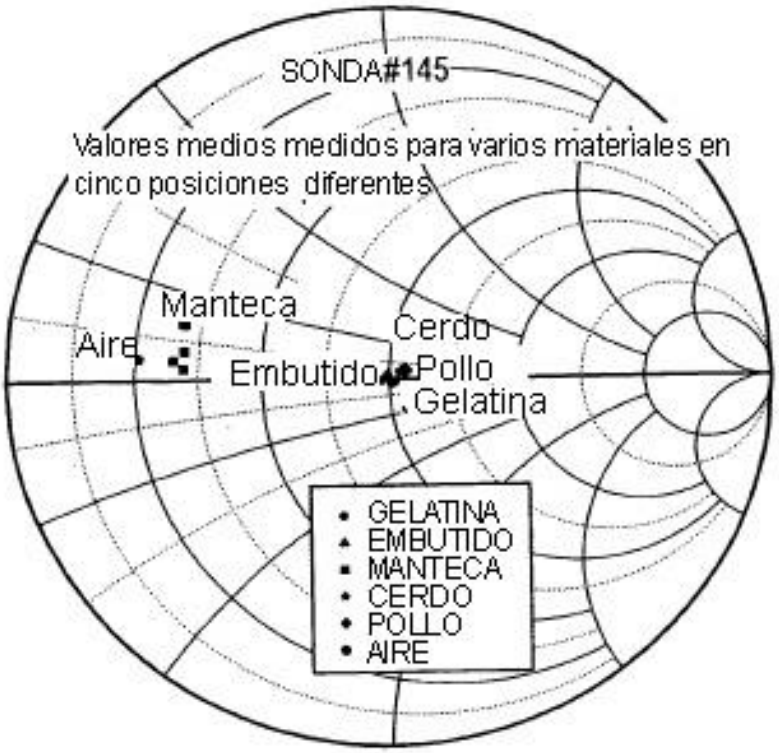

SONDA#145
Valores medios medidos para varios materiales en cinco posiciones diferentes
Manteca
Aire
Embutido
Cerdo
Pollo
Gelatina
GELATINA
EMBUTIDO
MANTECA
CERDO
POLLO
AIRE

FIG. 47

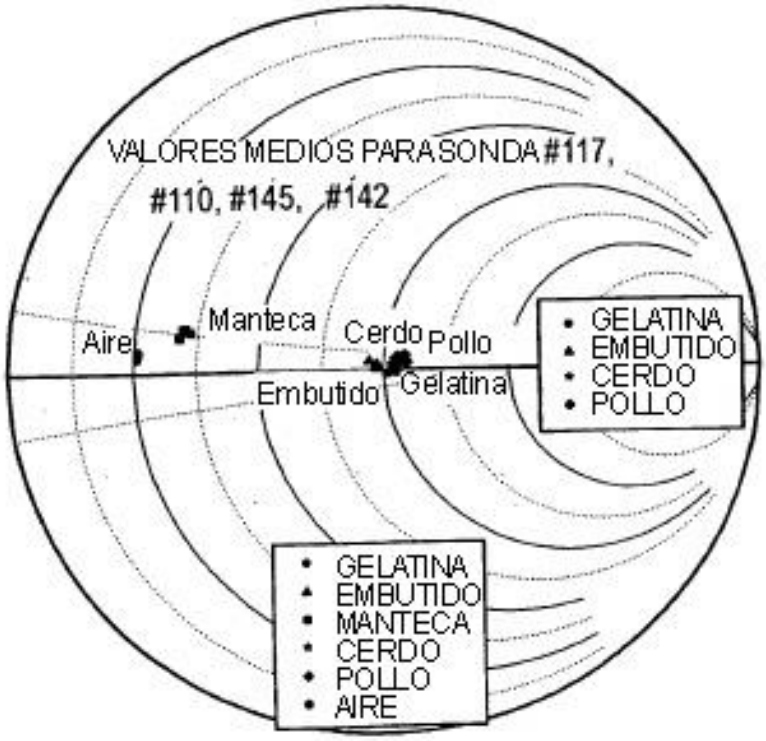

VALORES MEDIOS PARA SONDA #117, #110, #145, #142
Aire
Manteca
Cerdo
Pollo
Embutido
Gelatina
GELATINA
EMBUTIDO
CERDO
POLLO
GELATINA
EMBUTIDO
MANTECA
CERDO
POLLO
AIRE

FIG. 48

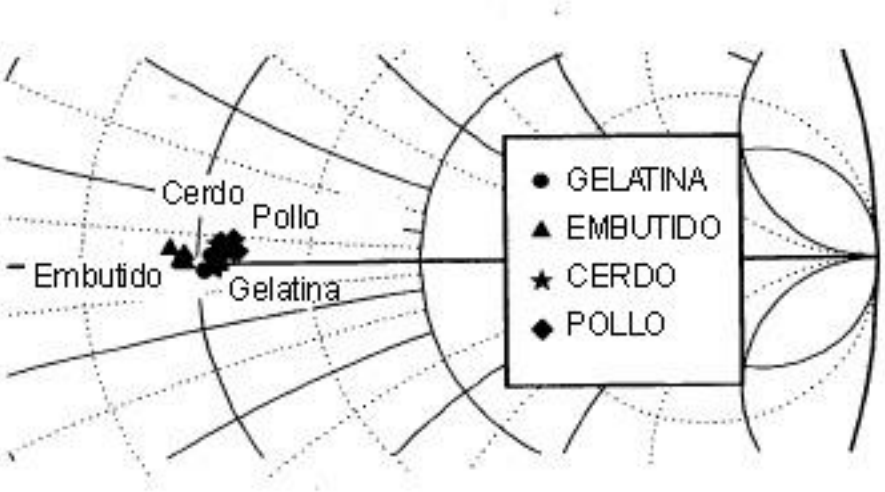

Cerdo
Pollo
Embutido
Gelatina
GELATINA
EMBUTIDO
CERDO
POLLO

FIG. 49

REFERENCIAS CITADAS EN LA DESCRIPCIÓN

Esta lista de referencias citadas por el solicitante es únicamente para la comodidad del lector. No forma parte del documento de la patente europea. A pesar del cuidado tenido en la recopilación de las referencias, no se pueden excluir errores u omisiones y la EPO niega toda responsabilidad en este sentido.

Documentos de patentes citados en la descripción

- WO 2004047659 A
- WO 2005115235 A
- WO 2005115275 A