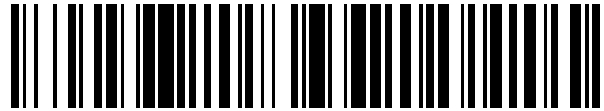


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 566 952**

51 Int. Cl.:

A61B 18/18 (2006.01)

A61B 5/05 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **06.03.2008** **E 08718623 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **06.01.2016** **EP 2117456**

54 Título: **Aparato de clasificación de tejidos**

30 Prioridad:

09.03.2007 GB 0704650

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
18.04.2016

73 Titular/es:

**MEDICAL DEVICE INNOVATIONS LIMITED
(100.0%)**

**Daresbury Innovation Centre Limited Daresbury
Science and Innovation Campus
Halton, Cheshire WA4 4FS, GB**

72 Inventor/es:

**HANCOCK, CHRISTOPHER PAUL;
BISHOP, JOHN y
BOOTON, MARTIN WYNFORD**

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 566 952 T3

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 de clasificación de tejidos

5 **Campo de la invención**

La invención se refiere al tratamiento de tejido biológico utilizando radiación de microondas. En particular, la invención se refiere a un sistema de tratamiento de tejido capaz de medir las propiedades del tejido utilizando radiación de microondas, suministrada desde una sonda de antena.

10

Antecedentes de la invención

Es conocido un sistema electroquirúrgico que está dispuesto para realizar la ablación controlada de tejido biológico (por ejemplo, un tumor) y/o para medir la información relativa al tumor y al tejido sano circundante. Tal sistema puede utilizar dos canales: un primer canal para realizar la ablación controlada de tejido, y un segundo canal para llevar a cabo mediciones sensibles (dieléctricas) del estado del tejido. Los principios generales relativos a la operación de un sistema de este tipo se dan a conocer en los documentos WO2004/047659 y WO2005/115235.

15

20

La Fig. 1 muestra un diagrama esquemático del aparato dado a conocer en el documento WO2005/115235. El aparato tiene una fuente 1 sincronizada en fase estable de radiación de microondas, conectada a una sonda 5 configurada para dirigir la radiación de microondas hacia el tejido 6 a medir o a extirpar. La sonda 5 está adaptada para su inserción en el tejido, de modo que el tejido que se está midiendo se encuentre en el extremo distal 5a de la sonda 5, o colindante al mismo.

25

En la trayectoria entre la fuente 1 y la sonda 5 se encuentra un amplificador 2, un circulador 40 para aislar la sonda 5 (que puede tener un circuito de salida que comprenda conectores de microondas, una barrera de aislamiento de CC, un guíaondas o cable semirrígido, un conjunto de cable flexible) con respecto al amplificador 2 para evitar que la potencia reflejada dañe el amplificador 2, un sintonizador de impedancia de triple adaptador 50 y un conjunto de cable 4. La impedancia del sintonizador 50 se varía por el movimiento de tres elementos de sintonización dentro y fuera de la cavidad de sintonización. Los elementos de ajuste se mueven mediante un accionador 1130, que está controlado por unas señales A_1 , A_2 , A_3 de un controlador 101.

30

35

Cuando el aparato se utiliza para dirigir radiación de microondas a través de la sonda 5 y hacia el tejido 6 en el extremo de la sonda 5, el tejido 6 reflejará una porción de la radiación de microondas, a través de la sonda 5 hacia la fuente 1. Un acoplador direccional 200 desvía una parte de esta señal reflejada 210 hasta una entrada B de un detector 100. Un acoplador direccional 250 acopla una señal de referencia 255 progresiva a una entrada del detector 100.

40

El detector 100 detecta la magnitud y la fase tanto de la señal reflejada 210 como de la señal de referencia 255, y esta información se utiliza para activar la impedancia compleja del tejido a determinar. La información de fase y de magnitud obtenida por el detector también se puede convertir en otros formatos útiles, por ejemplo, diagramas polares, o diagramas separados de variaciones de fase con frecuencia y variaciones de magnitud con frecuencia, es decir, siempre que se pueda extraer la información de fase y de magnitud, se puede presentar la información en cualquier formato que proporcione información útil sobre el tipo de tejido o el estado.

45

A continuación, se transfiere esta información a un clasificador de tejidos 150 que clasifica el tejido 6 como un tipo de tejido particular (por ejemplo, músculo, grasa, tumor canceroso) y transfiere el resultado a una pantalla 160, que representa visualmente el tipo de tejido.

50

La Fig. 2 muestra una configuración conocida del detector 100. Un conmutador 600 puede conmutar para aceptar tanto la señal de la entrada A (la referencia progresiva) como de la entrada B (los datos de medición) del detector 100. El conmutador 600 está controlado por la señal 610 del controlador 101, y se puede cambiar rápidamente entre las dos posiciones para obtener la información actualizada de cada señal (es decir, el conmutador multiplexa las señales). El conmutador 600 transfiere la señal reflejada 210 o la señal de referencia 255 a un mezclador 620, en donde se mezcla con una señal 630 que tiene una frecuencia diferente a la frecuencia de la señal de referencia 255 y la señal reflejada 210. La frecuencia de la señal 630 se elige de manera que se mezcle con la señal reflejada 210 y con la señal de referencia 255, para producir una señal de frecuencia más baja que pueda transferirse a un procesador de señal digital 680. Entre la salida del mezclador 620 y el procesador de señal digital 680 se encuentra un filtro de paso bajo 640, para eliminar las frecuencias altas u otras señales no deseadas producidas en la salida del mezclador, que de otro modo se introducirían en el amplificador de acondicionamiento de señal 650 y en el conversor de señal analógica a digital 660.

55

60

65

El procesador de señal digital 680 calcula una impedancia compleja (que tenga componentes tanto reales como imaginarios) sobre la base de las señales de entrada reflejada y de referencia. El detector 100 transfiere esta información al clasificador de tejidos 150.

El clasificador de tejidos 150 clasifica el tejido 6 como uno de una pluralidad de diferentes tipos de tejidos, o estados en los que el tejido puede estar durante el proceso de ablación (por ejemplo, piel, grasa, músculo, tumor canceroso, tejido esterilizado, etc.) y también es capaz de detectar cuando la sonda está en el aire y no en contacto con el tejido, sobre la base del valor de impedancia compleja calculado por el clasificador de tejidos 150.

5 El clasificador de tejidos 150 clasifica el tejido comparando el valor de impedancia compleja anteriormente mencionado (que es representativo del tejido 6 en el extremo de la sonda) con una tabla de valores predeterminados, asignando impedancias complejas o intervalos de los mismos a tipos de tejido específicos. Estos valores predeterminados pueden determinarse empíricamente, o calcularse teóricamente, basándose en las impedancias conocidas de los tipos de tejido medidos ex vitro bajo condiciones controladas. El capítulo 6 de "Physical Properties of Tissue"; un libro de referencia extenso de France A Duck, y publicado por Academic Press London en 1990 (ISBN 0-12-222800-6), proporciona datos a partir de los que podían calcularse tales valores teóricos.

15 El aparato mostrado en las Figs. 1 y 2 es capaz tanto de la ablación como de la medición del tejido 6 en el extremo de la sonda 5. Se utiliza la misma trayectoria de transmisión de radiación en ambos modos de operación, desacoplándose de la alineación principal (ablación) las señales para la medición.

Sumario de la invención

20 Los inventores se dieron cuenta de que había un problema potencial en el acoplamiento de la señal de medición con la línea de ablación. Dado que los acopladores solo eliminan una porción de la señal en la línea de ablación, es necesario suministrar energía por encima de cierto nivel, incluso cuando el aparato esté operando en el modo de medición, para garantizar que la señal acoplada sea detectable. Se identificó que existe el riesgo de que la radiación aplicada pueda ser suficientemente potente como para dañar el tejido que está siendo medido, es decir, la señal de medición puede provocar la ablación del tejido, por ejemplo, se descubrió que los niveles de energía de alrededor de 1 W generados a la frecuencia de interés, pueden producir daños en los tejidos.

30 Los presentes inventores propusieron una solución a este problema en el documento WO 2008/043999 A2. Este documento daba a conocer un aparato electroquirúrgico capaz de extirpar y medir tejido biológico, que tiene dos canales (independientes) de tratamiento separados entre una fuente de radiación de microondas y una sonda de tratamiento: un primer canal para la radiación de ablación y un segundo canal para la radiación de medición (por ejemplo, clasificación de tejido). La energía suministrada por el segundo canal es mucho menor (por ejemplo, un factor de menos 100.000) que la energía suministrada por el primer canal. En esta disposición, la señal reflejada podía tomarse directamente del segundo canal. Esto se logró usando un circulador sintonizado, u optimizado, para proporcionar un alto aislamiento de la señal entre el primer y tercer puertos a la frecuencia de interés, y un circuito de supresión de portadora dispuesto para aislar la señal reflejada de la radiación de sentido directo. Un aparato de acuerdo con esta disposición se muestra en la Fig. 3, que se describe en detalle a continuación.

40 Esta solución mejoró la sensibilidad de medición, y superó el inconveniente asociado con el uso de niveles relativamente altos de energía de microondas en el circuito de medición que podrían ser lo suficientemente elevados, por ejemplo, como para causar la ablación del tejido. Sin embargo, los inventores han descubierto que la deriva en la fase y la magnitud de la señal suministrada se produce debido a las variaciones de temperatura, y a otros cambios en los componentes de microondas, u otros componentes o dispositivos en el aparato. Por ejemplo, el envejecimiento del dispositivo o las ligeras variaciones en el suministro de energía de CC pueden hacer que las características de ciertos componentes cambien, por ejemplo una variación en el suministro de energía de CC al oscilador puede causar un efecto conocido como empuje de frecuencia, que es un cambio en la frecuencia de salida de un oscilador como una función de la tensión de suministro de CC. Esta deriva se produce durante un periodo de tiempo en el que normalmente se utiliza el aparato, por lo que puede dar lugar a imprecisiones en los resultados medidos. La presente invención aborda este problema.

55 Expresada en general, la presente invención propone proporcionar una señal progresiva de referencia al detector para la comparación con la señal reflejada desde la sonda, en la que la señal de referencia está basada en una señal enviada a la sonda, o deriva de la misma, de tal manera que tanto la señal reflejada como la señal de referencia contengan el mismo desplazamiento debido a la deriva. Mediante el cálculo y el uso de la diferencia entre la señal de referencia y la señal reflejada para la medición, se anula el desplazamiento debido a la deriva.

De acuerdo con la invención, se proporciona por lo tanto un aparato de clasificación de tejido de acuerdo con la reivindicación 1.

60 Dado que la señal de referencia deriva de la misma fuente que la señal reflejada, exhiben sustancialmente la misma deriva de magnitud/fase. Esto permite compensar dicha deriva para una medición efectuada por el detector. La señal de referencia se puede obtener al proporcionar un acoplador direccional en la primera trayectoria de transmisión, por ejemplo antes del primer puerto del circulador para acoplar la señal de referencia de la primera trayectoria de transmisión. En este caso, se puede cancelar con exactitud la deriva de magnitud/fase si el tiempo adoptado entre la generación de la medición de la señal de referencia y la medición de la señal reflejada es relativamente corto, por

ejemplo, 1 ms, 10 ms o 100 ms, debido a que la señal de referencia y la señal reflejada se conectan a la misma trayectoria (o ruta) a través del circuito de microondas, es decir, la señal de referencia no se pasa a través de los dispositivos activos que no estén en la trayectoria de la señal reflejada. Las mediciones tanto de la señal de referencia como de la señal reflejada pueden efectuarse durante un periodo de tiempo de alrededor de 1 ms. Si la
 5 señal de referencia se hace pasar de forma independiente a través de los dispositivos activos, entonces se prevé que esta señal se vea afectada por el ruido generado dentro del/los dispositivo/s activo/s, y por la deriva que pueda producirse debido a cambios en la temperatura de unión, por ejemplo en un amplificador semiconductor.

La entrada al detector puede conmutarse de forma regular (por ejemplo, periódicamente) entre la señal de referencia y la señal reflejada. En una realización, los periodos entre conmutaciones de la entrada del detector, entre la señal
 10 de referencia y la señal reflejada, son relativamente cortos, por ejemplo menos de 1 segundo, por ejemplo entre 0,1 ms y 100 ms. La deriva de la señal dentro de estos periodos no debería tener un efecto significativo sobre la validez de la información de medición presentada al usuario, o usada para cálculos adicionales o para el control de componentes de hardware en el sistema.

El detector puede disponerse para medir la diferencia de magnitud y de fase entre la señal de referencia y la señal reflejada. Esto permite anular cualquier error de deriva, que pueda ser común a las dos señales. La diferencia
 15 medida se relaciona con el coeficiente de reflexión causado por la impedancia del tejido, y se dispone el clasificador de tejido para calcular la impedancia compleja del tejido utilizando la diferencia medida. Puede ser deseable usar estas mediciones para extraer valores de permisividad complejos.

El circulador puede actuar para aislar la señal (progresiva) de referencia de la señal reflejada. En otras palabras, puede actuar para aislar (separar) los componentes progresivos y reflejados de la alineación de suministro principal. El circulador tiene un primer puerto, un segundo puerto y un tercer puerto, incluyendo la primera trayectoria de
 25 transmisión una vía desde el primer puerto hasta el segundo puerto, e incluyendo la segunda trayectoria de transmisión una vía desde el segundo puerto hasta el tercer puerto. El tercer puerto puede terminarse con una carga bien adaptada, para permitir que el circulador actúe como un aislador. El circulador puede disponerse, es decir, diseñarse, construirse y ajustarse para evitar el desplazamiento de cualquier señal entre el primer puerto y el tercer puerto. Sin embargo, en la práctica, se puede producir cierto grado de fuga. Por lo tanto, el aparato puede incluir un
 30 circuito de supresión de portadora conectado entre el primer puerto y el tercer puerto del circulador, estando dispuesto el circuito de supresión de portadora para suprimir la radiación de la fuente que escape desde el tercer puerto del circulador. El circuito de supresión de portadora puede comprender un primer acoplador dispuesto para acoplar radiación dirigida hacia adelante desde la primera trayectoria de transmisión, un ajustador de señal
 35 dispuesto para modificar la magnitud y/o la fase de la señal acoplada, y un segundo acoplador dispuesto para acoplar la señal modificada con la segunda trayectoria de transmisión, por lo que la señal modificada cancelará la radiación de la fuente que escape desde el tercer puerto del circulador, es decir, la señal estará en oposición de fase y tendrá la misma magnitud. El ajustador de la señal puede incluir un atenuador variable y/o un ajustador de fase variable. El circuito de supresión de portadora también puede utilizarse para anular cualquier componente de señal
 40 no deseada causado por el conjunto de cable y la sonda, es decir, la señal que se cancela puede ser un compuesto de la señal que interrumpe a través del circulador en el tercer puerto desde el primer puerto (señal de interferencia) y la señal causada por el conjunto de cable y la sonda (y cualquier otro componente que exista a lo largo de esta trayectoria).

Alternativa o adicionalmente, se puede utilizar la señal de referencia para eliminar matemáticamente cualquier
 45 componente de radiación dirigida hacia adelante, presente en la señal reflejada. Esto se logra mediante el uso de técnicas de procesamiento de señal digital para restar de la señal reflejada de medición deseada el componente de la señal progresiva (de referencia) de fuga. Esto puede lograrse a través de la medición de los valores I y Q de cuadratura para la señal reflejada, con una impedancia de carga fija conectada a la antena o al extremo del conjunto de cable (es deseable que la carga esté bien adaptada a la impedancia característica del conjunto de cable, por
 50 ejemplo, una carga de 50 Ω tal como la utilizada para la calibración de un analizador de red vectorial de laboratorio. De esta manera, cualquier señal medida se deberá a la interferencia de señal entre el primer y el tercer puertos del circulador, y a cualquier ruido que puedan generar los componentes activos contenidos en el detector.

En una realización, el aparato incluye un mezclador que tiene una primera entrada conectada para recibir la entrada conmutada para el detector, una segunda entrada conectada para recibir una señal de mezcla (por ejemplo, de un
 55 oscilador local) para el mezclador, y una salida conectada al resto del circuito detector, por lo que mezclador altera una frecuencia de la entrada periódicamente conmutada para el detector, antes de que el resto del circuito detector reciba la entrada. Por ejemplo, la frecuencia de la fuente de microondas puede ser demasiado alta para ser procesada por el conversor de señal analógica a digital (ADC), que puede formar una parte del detector. La señal de mezcla procedente del oscilador local puede ser una señal de mezcla descendente dispuesta para reducir la frecuencia de la señal de entrada conmutada. La señal de mezcla descendente puede derivarse de la fuente de radiación de microondas.

El aparato también está configurado para efectuar la ablación de tejido biológico. Por consiguiente, el aparato
 65 incluye un canal separado (independiente) de suministro de radiación para transportar la radiación a la sonda, desde la fuente, cuando el aparato esté operando en un modo de ablación. La sonda puede conectarse de manera

selectiva para recibir radiación desde la fuente, ya sea a través de la primera trayectoria de transporte o de una tercera trayectoria de transmisión que sea independiente de la primera trayectoria de transmisión, estando destinada la radiación que recibe la sonda a través de la tercera trayectoria de transmisión a la ablación de tejido. Por consiguiente, el aparato puede operar en un modo de ablación en el que se transmita la radiación a la sonda a través de la tercera trayectoria de transmisión, o en un modo de medición, en el que se transmita la radiación a la sonda a través de la primera trayectoria de transmisión.

La tercera trayectoria de transmisión puede incluir un amplificador, de tal manera que la radiación que puede recibirse a través de la tercera trayectoria de transmisión tenga una mayor amplitud que la radiación que puede recibirse a través de la primera trayectoria de transmisión. La amplitud de la radiación transmitida a través de la primera trayectoria de transmisión puede ser muchos órdenes de magnitud menor que la transmitida por la tercera trayectoria de transmisión. Por ejemplo, los niveles de potencia suministrados en el extremo distal de la sonda (la antena) para permitir llevar a cabo mediciones del tipo/estado del tejido, pueden ser inferiores a 10 mW, por ejemplo entre 0,1 mW (o en algunas realizaciones tan bajos como 1 mW) y 10 mW, mientras que los niveles de potencia suministrados en el extremo distal de la sonda para provocar la ablación del tejido pueden variar entre 1 W y 200 W o más, por ejemplo 400 W.

La tercera trayectoria de transmisión puede incluir un dispositivo de ajuste de impedancia que tenga una impedancia compleja ajustable, dispuesto para adaptar la impedancia del aparato a la impedancia del tejido biológico.

La sonda puede adaptarse para su inserción en el tejido.

El intervalo de frecuencias de microondas que se consideran útiles para la implementación de la presente invención es de entre 500 MHz y 60 GHz. Algunos intervalos de frecuencia que pueden ser particularmente útiles para la implementación de la presente invención son: 2,4-2,45 GHz, 5,725-5,875 GHz, 14-15 GHz, y entre 24 y 24,25 GHz. Las frecuencias puntuales que se encuentren dentro de estas bandas pueden utilizarse para implementar la presente invención, por ejemplo, se pueden usar frecuencias de 2,45 GHz, 5,8 GHz, 14,5 GHz y 24 GHz. La frecuencia única ofrece ventajas en términos de que es capaz de crear con relativa facilidad cavidades y estructuras con un alto factor Q, y el no tener que diseñar los componentes de microondas para operar sobre anchos anchos de banda puede tener consecuencias importantes en la reducción de costes de los componentes, y en los costes generales de desarrollo de sistemas en el futuro. También puede considerarse el uso de frecuencias de alrededor de 915 MHz y 60 GHz para futuras aplicaciones médicas identificadas en el presente documento.

En la actualidad se han demostrado en un sistema práctico los beneficios de implementar la configuración mejorada descrita en el presente análisis. Recientemente se ha demostrado que la configuración mejorada descrita en el presente documento permite efectuar mediciones de la impedancia compleja válidas, incluso mientras el sistema se está calentando, es decir, puede efectuarse una medida útil tan pronto como se encienda el equipo en un arranque en frío. Esta característica puede ofrecer beneficios sobre muchos instrumentos de prueba y de medición existentes, en los que a menudo es necesario permitir el calentamiento del equipo, por ejemplo, por un periodo de diez minutos, antes de poder efectuar una medición válida. También vale la pena señalar que previamente podía resultar deseable repetir la calibración varias veces en un periodo de pocas horas, cuando se hacían mediciones sensibles utilizando equipos de prueba y de medición de laboratorio. La presente invención puede reducir o superar este requisito limitante. Ejemplos prácticos de dichos equipos pueden incluir; un analizador de redes vectoriales, un medidor de potencia o un osciloscopio.

Breve descripción de los dibujos

La Fig. 1 muestra un aparato electroquirúrgico conocido para la ablación o la medición de tejido biológico, y se ha descrito anteriormente;

La Fig. 2 muestra una configuración de un detector que puede usarse en el aparato de la Fig. 1, y también se ha descrito anteriormente;

La Fig. 3 muestra un aparato electroquirúrgico en el que puede aplicarse la presente invención;

La Fig. 4 muestra un aparato electroquirúrgico que es una realización de la invención; y

La Fig. 5 muestra gráficos que indican la deriva de fase y de amplitud en un aparato sin corregir (por ejemplo, como el mostrado en la Fig. 3), y en un aparato corregido (por ejemplo, como el que se muestra en la Fig. 4).

Descripción detallada; opciones y preferencias adicionales

La Fig. 3 muestra un diagrama de un sistema electroquirúrgico que es adecuado para su uso con la invención. Incluye dos canales de tratamiento (un canal de ablación y un canal de medición), que se describen en detalle a continuación.

Ambos canales comienzan en una fuente de microondas 108 e incluyen una antena de tratamiento (sonda) 116. En el canal de ablación, se utiliza una fuente de frecuencia principal 161 para generar una señal de baja potencia a una frecuencia predeterminada, un amplificador excitador 110 para amplificar el nivel de la señal de salida producida por la fuente de frecuencia principal 161, y un amplificador de potencia 112 para amplificar la señal producida por el

amplificador excitador 110 a un nivel que pueda causar la destrucción de tejidos controlada. La salida del amplificador de potencia 112 está conectada a un circulador de microondas 114, que se utiliza para proteger los transistores de salida contenidos dentro del amplificador de potencia 112 de las cantidades excesivas de energía reflejada, causadas por una falta de concordancia en el extremo distal de la antena de tratamiento 116 o por una
 5 diferencia de impedancia causada por la posición de los elementos de sintonización (pueden ser barras o tornillos de sintonización) en el interior del filtro de sintonización 144. La falta de concordancia también podría estar causada por una discontinuidad o cambio en la impedancia, causado o introducido por cualquier componente conectado entre el puerto 2 de salida del circulador y el extremo distal de la sonda, es decir, el conector de salida, el conjunto de cable, etc. El circulador 114 solo permite que la energía de microondas fluya en la dirección de las agujas del reloj, por lo
 10 tanto, cualquier posible energía reflejada que retorne hacia el amplificador de potencia 112 será absorbida por la carga provisional de potencia 118 conectada al tercer puerto de dicho circulador 114. La carga provisional de potencia debe estar bien adaptada a la impedancia del tercer puerto del circulador, a fin de evitar que la energía reflejada retorne hacia el primer puerto. En caso de que se generen bajos niveles de potencia de salida, por ejemplo una onda continua de 1,5 W, puede ser posible omitir del diseño el circulador de microondas y la carga provisional
 15 de potencia de 50 Ω , manteniendo al mismo tiempo la capacidad operativa del dispositivo (en el peor de los casos, el nivel de potencia reflejada será tal que no se puedan producir daños en la etapa de salida del amplificador de potencia).

El canal de ablación incluye adicionalmente un conmutador de modulación 130 para permitir operar el sistema electroquirúrgico en un modo pulsado. Este modo de operación es particularmente útil cuando se opere la unidad a niveles de potencia de microondas más altos, por ejemplo, de 15 W a 120 W, en los que deberían tenerse en cuenta los efectos térmicos relativos a la pieza de mano y/o al eje de la sonda y/o al conjunto de cable. El canal de ablación también tiene un atenuador de control de potencia 132, que se utiliza para permitir al usuario controlar el nivel de potencia suministrada en el tejido. Una vez más, puede ser deseable incluir esta característica cuando la unidad esté
 20 configurada para ser capaz de suministrar niveles de potencia de hasta 100 W, y posiblemente superiores. En la práctica, puede ser posible conmutar el atenuador 132 entre encendido y apagado a una velocidad lo suficientemente rápida como para permitir omitir de la alineación el conmutador de modulación 130. Puede usarse tecnología MEM para implementar el conmutador de modulación 130 y el atenuador de control de potencia 132. El oscilador 108 de fuente también puede beneficiarse de la tecnología MEM para ayudar a miniaturizar el tamaño general del generador. No tiene por qué ser necesaria una unidad de conmutador de modulación y/o de atenuador de control de potencia separada (o externa); estas características (u operaciones) pueden implementarse mediante la variación del nivel de tensión aplicada a los dispositivos de generación de energía. La variación de la ganancia debida a la variación de la tensión de CC o de polarización puede ser alrededor de 15 dB. Si se desea una mayor
 25 variación, puede utilizarse un atenuador digital que comprenda un grupo de diodos PIN. Esto puede proporcionar una variación de la ganancia de hasta (y en algunos casos de más de) 64 dB.

El canal de ablación incluye adicionalmente un sistema de adaptación de impedancia dinámica para permitir adaptar la energía de microondas desarrollada por los amplificadores 110, de potencia 112, en términos de impedancia, a la carga presentada en el extremo distal de la antena de tratamiento 116 debido al estado actual del tejido biológico. El sistema puede permitir crear una adaptación conjunta entre el instrumento y el tejido de tratamiento. Esta configuración ofrece ventajas en términos de suministro eficiente de energía en el tejido, reducción del tiempo de
 40 tratamiento, y de la capacidad de cuantificar con precisión la dosis de energía requerida para causar la destrucción controlada del tejido, debido al hecho de que la potencia requerida es la potencia que se suministra realmente en el tejido, debido al hecho de que el algoritmo de adaptación permite suministrar al tejido la potencia requerida, incluso cuando se produzca una condición de falta de concordancia entre la punta distal de la antena y la carga del tejido.

El sistema de adaptación de impedancias incluye un filtro de sintonización 144, cuatro acopladores direccionales 146, 148, 151, 152, un conmutador de multiplexación por división de tiempo 154, y un receptor heterodino de doble frecuencia intermedia (FI) con una primera etapa que comprenda un primer oscilador local 156, un filtro pasabanda 158 que se utiliza para eliminar los componentes de señal de la fuente de frecuencia principal 161, y un mezclador 162 de frecuencia de microondas. Una tercera fuente 164 de frecuencia proporciona una señal de oscilador local para la segunda etapa 171 del receptor heterodino de doble FI. Otros componentes en el canal de ablación incluyen un oscilador 166 de frecuencia de referencia para permitir sincronizar entre sí los tres osciladores 156, 161, 164 de
 50 señal, y un segundo filtro pasabanda 168 conectado entre la salida de la fuente de frecuencia principal 161 y la entrada al conmutador de modulación 130, para eliminar cualquier componente de señal que pueda estar presente en la frecuencia de la primera señal 156 de oscilador local.

En esta disposición, el conmutador de multiplexación por división de tiempo 154 se utiliza para permitir canalizar las señales de cualquiera de los cuatro puertos acoplados de los acopladores de potencia directa y de potencia reflejada 146, 148, 151, 152, hacia un circuito conversor de doble frecuencia FI descendente (en el mezclador 162), para permitir llevar a cabo la extracción de fase y de magnitud. Puede ser necesario comparar la información disponible en los puertos acoplados posteriores 151, 152 o en los puertos acoplados anteriores 146, 148, para determinar los ajustes necesarios en los elementos de sintonización 170 dentro (o fuera) del filtro de sintonización 144, para permitir adaptar la impedancia de la fuente de alimentación (es decir, la potencia generada por el amplificador 110 o por una cadena de amplificadores 110, 112 conectados en serie) a la carga del tejido con el fin de asegurar, por ejemplo, que se transfiera la cantidad máxima de potencia de microondas a la carga del tejido. Como se muestra, el
 60 65

ajuste puede implementarse mediante el ajuste de las tensiones en los tres diodos. El sintonizador 144 también puede adoptar la forma de una pluralidad de adaptadores de sintonización contenidos dentro de una cavidad de sintonización, utilizándose un accionador electromecánico para mover dichos adaptadores de sintonización hacia arriba y hacia abajo dentro de la cavidad, y utilizándose un controlador, por ejemplo un controlador PID, para asegurar que el movimiento de los adaptadores (barras) de sintonización esté bien definido. Los adaptadores de sintonización introducen una reactancia inductiva o capacitiva, y el valor será dependiente de la longitud del adaptador alojado dentro de la cavidad. Pueden considerarse diversas topologías para la aplicación del filtro de sintonización 144, pero para permitir realizar un sistema compacto (por ejemplo, el tamaño total de la unidad puede llegar a ser del tamaño de una grabadora de cinta de vídeo) puede ser preferible usar una disposición de diodos PIN o varactores.

La operación del mezclador de frecuencia de microondas 162 permite mezclar en frecuencia una porción de la señal de microondas de alta frecuencia, que se utiliza para causar el daño tisular controlado, con una señal a una frecuencia más baja, al tiempo que permite preservar la información de fase y de magnitud, contenida dentro de la señal disponible en los puertos acoplados de los cuatro acopladores direccionales 146, 148, 151, 152. La frecuencia de salida deseada del mezclador 162 es la diferencia de frecuencia entre una primera entrada RF1 de los acopladores y una segunda entrada LO1 del oscilador local 156. En la configuración presentada en la Fig. 3, la diferencia entre la entrada RF1 y la entrada LO1 es 50 MHz debido a que el oscilador local 156 opera a 14,45 GHz, mientras que la frecuencia principal (al que están conectados los acopladores) es 14,5 GHz. La señal de 50 MHz se utiliza para extraer información de fase y de magnitud. Esta invención no se limita al uso de la disposición mostrada que utiliza cuatro acopladores direccionales 146, 148, 151, 152. Por ejemplo, pueden utilizarse solo los dos posteriores, 151, 152, o pueden utilizarse solo los dos anteriores, 146, 148. Además, en la implementación del sistema se puede utilizar un acoplador direccional de seis puertos, o cualquier otra disposición de acopladores adecuada que comprenda una pluralidad de acopladores direccionales.

La segunda etapa del receptor heterodino de doble FI 171 comprende un tercer filtro pasabanda 172 que se utiliza para eliminar señales distintas a la señal de diferencia de FI producidas en la salida del primer mezclador 162, utilizándose el segundo mezclador 174 para mezclar la frecuencia nuevamente a un valor que pueda tratarse fácilmente usando un conversor estándar de señal analógica a digital. Se utiliza un cuarto filtro pasabanda 176 para eliminar todos los componentes de señal actualmente presentes en el sistema, a frecuencias distintas de la señal de diferencia de FI producida en la salida del segundo mezclador 174. En esta realización, el mezclador produce una señal a una frecuencia que es la diferencia entre una primera entrada RF2 producida en la salida del primer mezclador 162 y una segunda entrada LO2 producida por una tercera fuente 164 de frecuencia. En esta realización, la tercera fuente de frecuencia opera a 40 MHz, de modo que la diferencia es 10 MHz. La salida del cuarto filtro pasabanda 176 se introduce en un procesador digital 178, que puede ser un procesador de señal digital, un microprocesador, o un microcontrolador, para permitir extraer digitalmente la información de fase y de magnitud, y convertirla en un formato que pueda usarse para controlar los elementos variables 170 del filtro de sintonización 144, basándose en la información medida en los puertos acoplados de los acopladores direccionales 146, 148, 151, 152 (o una combinación de los mismos), y dirigirla al receptor heterodino usando el conmutador de multiplexación 154. La salida analógica del receptor se digitaliza usando un conversor de señal analógica a digital (ADC) adecuado, y la señal digital resultante se procesa mediante la unidad de procesamiento de señal digital (DSP) o la unidad de microprocesador (MP). Cabe señalar que el ADC puede estar contenido dentro de las unidades DSP o MP. Para controlar los elementos de sintonización variables que se utilizan para mantener la condición adaptada, puede ser necesario utilizar solo la información disponible en los puertos acoplados de los acopladores direccionales 151, 152 posteriores.

Una fuente de alimentación 180 proporciona la energía de CC necesaria para la operación de la unidad de electrocirugía. Una unidad 182 de control de tensión puede comprender una pluralidad de convertidores de CC a CC, para permitir convertir una única tensión producida por la fuente de alimentación 180 a una pluralidad de tensiones necesarias para hacer funcionar la unidad, por ejemplo, las tensiones compuerta-drenaje V_6 - V_9 para los amplificadores 110, 112, la tensión V_{10} para energizar la unidad de microprocesador, etc. En la Fig. 3 se muestran en detalle las tensiones de suministro y las señales de control.

La selección de la posición de polo del conmutador de multiplexación por división de tiempo 154 unipolar y de cuatro vías (SP4T), la operación de apertura/cierre del conmutador de modulación 130, y el nivel de atenuación introducido por el atenuador variable 132 se determinan por medio de las señales de control C_1 - C_3 generadas por el microprocesador 178.

El sistema incluye una interfaz de usuario 184 con la que un usuario puede operar el sistema. La interfaz de usuario puede incluir gráficos de barras LED, alarmas audibles, LEDs individuales y micro-conmutadores, reconocimiento de voz (audible), respuesta por voz (audible) o una pantalla LCD alfanumérica con micro-conmutadores o conmutadores de membrana, una pantalla táctil, o cualquier otro medio adecuado de introducción de información o datos en el sistema, y de emisión de información o datos del sistema o acceso a los mismos.

El canal de medición proporciona una trayectoria de transmisión separada para transportar la radiación desde la fuente de frecuencia principal 161 hasta la antena de tratamiento 116. El canal de medición elude los amplificadores

y el sistema de sintonización dinámica asociados con el canal de ablación. En esta configuración, un separador o acoplador o divisor de potencia de 3 dB divide la salida de la fuente de frecuencia principal entre el canal de ablación y el canal de medición. Se utilizan un conmutador guíaondas 188 y un conmutador coaxial 190 para permitir la conmutación entre los dos canales. El microprocesador (o procesador de señal digital) 178 proporciona las señales de control C₄, C₅ para permitir cambiar la posición de conmutación del conmutador guíaondas 188 y el conmutador coaxial 190. Esta invención no está limitada al uso de un conmutador guíaondas y un conmutador coaxial para conmutar entre los dos modos de operación; por ejemplo, puede ser posible usar dos conmutadores coaxiales, dos conmutadores guíaondas, una combinación de conmutadores PIN y guíaondas, o una combinación de conmutadores PIN y coaxiales. El canal de medición incluye un transmisor de baja potencia 186 que está dispuesto para acondicionar la señal suministrada a la antena 116, y recibida desde la misma. Una señal de entrada de la fuente de frecuencia principal 161 se transfiere al puerto de entrada de un filtro pasabanda 194, cuya función es pasar la energía producida en la frecuencia de medición pero rechazar la energía producida en todas las demás frecuencias. La salida del filtro 194 se transfiere a la entrada del primer acoplador direccional 196 que está configurado como un acoplador direccional progresivo de potencia y forma parte de un circuito de supresión de portadora. La salida del primer acoplador direccional 196 se transfiere al primer puerto (puerto de entrada) del distribuidor de microondas 198. El segundo puerto (puerto de salida) del circulador 198 está conectado a la antena de medición a través del conmutador guíaondas 188. El tercer puerto del circulador de microondas 198 está conectado a la entrada del segundo acoplador direccional 201, que está configurado como un acoplador direccional progresivo de potencia y forma parte de un circuito de supresión de portadora. La salida del segundo acoplador direccional 201 se transfiere a la entrada de RF del primer mezclador de frecuencia 162 (a través del conmutador coaxial 190) del receptor heterodino de doble FI.

La configuración y la descripción del receptor heterodino de doble FI se ha explicado anteriormente. En el modo de medición, la información de fase y de magnitud se extrae de la señal utilizando procesamiento de señal digital, y se procesa utilizando el microprocesador 178 para proporcionar información relacionada con el tipo de tejido y/o el estado del tejido con el que está haciendo contacto la punta distal de la antena. Cabe señalar que el procesador de señal digital también puede procesar la señal, o utilizarse para efectuar parte de la función de procesamiento anteriormente descrita.

Para mejorar el aislamiento entre la señal progresiva transmitida y la señal reflejada, en el modo de medición es necesario proporcionar un nivel alto de aislamiento entre el primer y tercer puertos del circulador 198. Preferiblemente, el circulador 198 se sintoniza u optimiza en la frecuencia de medición para una baja pérdida de inserción en la trayectoria de señal, y un alto rechazo en la trayectoria aislada. Puede proporcionarse aislamiento adicional por medio de un circuito de supresión de portadora que comprenda un primer acoplador direccional 196 de señal progresiva, un ajustador de fase 202, un atenuador ajustable 204 y un segundo acoplador de señal progresiva 201. El circuito de supresión de portadora funciona tomando una porción de la señal transmitida desde el puerto acoplado del acoplador 196 de señal, y ajustando el nivel de fase y de potencia de tal manera que esté desfasado 180° con respecto a cualquier señal no deseada que llegue al tercer puerto del circulador 198, y de manera que tenga la misma amplitud que dicha señal, para permitir suprimir el componente de señal no deseada. La señal de supresión de portadora se inyecta dentro de (o en) la salida del tercer puerto del circulador 198 usando el segundo acoplador progresivo 201. El circuito de supresión de portadora también puede utilizarse para ajustar las variaciones causadas por la antena de salida (eje coaxial y punta de sonda) y por el conjunto de cable de microondas que conecta el generador a la antena. El circuito de supresión de portadora puede configurarse cuando un conjunto de cable y una sonda representativos estén unidos al sistema.

La Fig. 4 muestra una realización de la invención. Se asemeja bastante a la disposición de la Fig. 3; se utilizan los mismos números de referencia para los componentes comunes, y no se repite la descripción de estos componentes.

En la realización, el canal de tratamiento está adaptado para proporcionar una señal de referencia (señal progresiva) derivada de la fuente de frecuencia principal 161, además de una señal reflejada desde la antena de tratamiento 116. Ambas señales se suministran a través del receptor heterodino de doble FI al microprocesador (o procesador de señal digital) 178, en el que se procesan y se utilizan para determinar la impedancia compleja del tejido. Esto se logra midiendo la diferencia entre las señales, en una ubicación dentro del sistema en la que las dos señales contengan esencialmente el mismo desplazamiento de fase o de amplitud debido a la deriva, de manera que pueda suprimirse esta variación y medir solo las señales de potencia progresiva y reflejada deseadas. Entonces puede calcularse la impedancia compleja mediante la extracción de la información de fase y de magnitud de las dos señales compensadas. Dividiendo la magnitud de la señal producida a partir de la medición de potencia reflejada, por la magnitud de la señal producida a partir de la medición de potencia de referencia (progresiva), y restando la fase del vector de potencia progresiva de la fase del vector de potencia reflejada, es posible establecer la impedancia compleja con un alto grado de precisión.

El procesador de señal digital puede detectar señales de cuadratura I-Q de las señales de referencia (progresivas) y reflejadas introducidas, respectivamente. A continuación, pueden llevarse a cabo transformaciones de las señales de cuadratura I-Q (formato cartesiano) a señales de fase y de magnitud (formato polar) y/o a valores reales e imaginarios (formato de impedancia compleja), con el fin de obtener la información deseada del sistema.

Por ejemplo, el procesador de señal digital puede detectar y normalizar (sobre la base, por ejemplo, de factores determinados por calibración previa usando impedancias de carga conocidas) unos valores de cuadratura Q_f e I_f para un voltaje de referencia (progresivo) V_f , y unos valores de cuadratura Q_r e I_r para un voltaje reflejado detectado V_r . Como ejemplo ilustrativo, que los valores normalizados detectados sean:

5

$$Q_f = 0,6$$

$$I_f = 0,8$$

$$Q_r = -0,4$$

$$I_r = -0,3 .$$

Estos valores detectados se pueden convertir a la forma polar (R, ϕ) usando las ecuaciones

$$|R| = \sqrt{I^2 + Q^2}$$

10 y

$$\tan \phi = \frac{Q}{I} ,$$

de tal manera que

15 para V_f los valores son $R_f = 1,0$ y $\phi_f = 36,87^\circ$ y
para V_r los valores son $R_r = 0,5$ y $\phi_r = 233,13^\circ$.

La información de magnitud R_t y de fase ϕ_t requerida viene dada por las ecuaciones

$$R_t = \frac{R_r}{R_f}$$

20 y

$$\phi_t = \phi_r - \phi_f ,$$

que para el presente ejemplo dan $R_t = 0,5$ y $\phi_t = 196,26^\circ$. Estas coordenadas polares se convierten a continuación en una notación de impedancia compleja ($x_t \pm jy_t$) para producir la información de impedancia compleja requerida.

25 Así, en el presente ejemplo

$$x_t = \frac{1 - R_t^2}{1 - (2R_t \cos \phi_t) + R_t^2} = 0,339 ,$$

y

$$jy_t = \frac{j2R_t \sin \phi_t}{1 - (2R_t \cos \phi_t) + R_t^2} = -j0,126 .$$

30

Estos valores pueden denormalizarse para encontrar la impedancia compleja real del tejido medido. Por ejemplo, la denormalización a 50Ω da $x_t + jy_t = 16,95 - j6,3$.

35 Un conmutador 206 está dispuesto para proporcionar una trayectoria, para que la señal reflejada o la señal de referencia (progresiva) entre en el mezclador 162 de la primera etapa del receptor heterodino de doble FI. El conmutador 206 es un conmutador unipolar y de dos vías (SP2T), por ejemplo, el componente con número de pieza S2K2 Advanced Control Components. El conmutador 206 conmuta periódicamente entre la señal reflejada y la señal de referencia (progresiva), bajo el control de una señal de control C_9 del microprocesador 178 (o procesador de

señal digital). El periodo para hacer las dos mediciones es corto, es decir, menos de 100 ms (por ejemplo, dentro de un marco de tiempo de 1 ms), por lo tanto, no hay tiempo suficiente para que se produzca la deriva del componente durante la ventana de tiempo en la que se hacen las dos mediciones.

5 La señal reflejada se proporciona usando el transmisor 186 de baja potencia anteriormente analizado en relación con la Fig. 3.

10 Se proporciona un acoplador 208 de potencia progresiva en la trayectoria desde la fuente de frecuencia principal 161 hasta el transmisor de baja potencia 186. El acoplador 208 está configurado para medir una porción (por ejemplo, el 10 %) de la potencia dirigida progresiva generada por la fuente de frecuencia principal 161. Esta porción medida es la señal de referencia (progresiva). Por lo tanto, la señal de referencia toma la misma trayectoria que la señal que se reflejará finalmente desde el tejido. Esto significa que, si existe cualquier desplazamiento, estará presente en ambas señales y podrá suprimirse restando una señal de la otra.

15 La Fig. 5 muestra los resultados de la implementación del sistema mejorado, descrito con referencia a la Fig. 4, en el sistema mostrado en la Fig. 3. El gráfico superior de la Fig. 5 muestra que se puede eliminar la deriva de fase que pueda tener lugar en el tiempo, al proporcionar una señal de referencia para la comparación con la señal reflejada, efectuando la medición de la señal de referencia en torno al mismo tiempo que la de la señal reflejada (la señal de interés). El gráfico inferior muestra que cuando se incorpora la mejora, puede mejorarse una deriva de la amplitud
20 observada en el tiempo en el sistema anterior. El sistema todavía presenta una deriva mínima debido a la variación en las características de los componentes dentro del detector, por ejemplo, el conmutador de selección de canal o uno de los mezcladores. Esta deriva mínima no parece afectar a las mediciones de impedancia compleja, cuando el sistema opera en el modo de reconocimiento de tejido, a un nivel que afecte negativamente a la sensibilidad de
25 medición del sistema.

REIVINDICACIONES

1. Aparato de clasificación de tejidos, que comprende:

5 una fuente de radiación de microondas (108) que tiene una frecuencia predeterminada;
 una sonda (116) dispuesta para suministrar radiación de la fuente (108) en una dirección progresiva en un tejido,
 y para recibir radiación reflejada desde el tejido;
 un detector (178) dispuesto para recibir una entrada, que es conmutable entre una señal de referencia que se
 10 deriva de la radiación dirigida progresiva desde la fuente (108) y una radiación reflejada recibida desde la sonda
 (116) a lo largo de una trayectoria de transmisión de reflexión, estando dispuesto el detector (178) para detectar
 la magnitud y la fase tanto de la radiación reflejada como de la señal de referencia;
 un circulador (198); y
 un clasificador de tejido, dispuesto para clasificar el tejido según la magnitud y la fase de las señales detectadas
 15 por el detector (178),
caracterizado por que:

la sonda puede conectarse selectivamente para recibir radiación de la fuente (108) ya sea a lo largo de una
 trayectoria de transmisión de medición o de una trayectoria de transmisión de tratamiento, siendo la
 trayectoria de transmisión de medición independiente de la trayectoria de transmisión de tratamiento, y
 20 el circulador (198) está situado entre la fuente (108), la sonda (116) y el detector (178) para aislar la radiación
 dirigida progresiva a lo largo de la trayectoria de transmisión de medición con respecto a la radiación reflejada
 a lo largo de la trayectoria de transmisión de reflexión, para evitar que la radiación dirigida progresiva se
 desplace a lo largo de la trayectoria de transmisión de reflexión.

25 2. Aparato de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el circulador (198) tiene un primer puerto, un segundo puerto
 y un tercer puerto, incluyendo la trayectoria de transmisión de medición una vía desde el primer puerto hasta el
 segundo puerto e incluyendo la trayectoria de transmisión de reflexión una vía desde el segundo puerto hasta el
 tercer puerto.

30 3. Aparato de acuerdo con la reivindicación 2, que incluye un circuito de supresión de portadora conectado entre el
 primer puerto y el tercer puerto del circulador, estando dispuesto el circuito de supresión de portadora para suprimir
 la radiación de la fuente que escape desde el primer puerto hacia el tercer puerto del circulador.

35 4. Aparato de acuerdo con la reivindicación 3, en el que el circuito de supresión de portadora comprende un primer
 acoplador (196), dispuesto para acoplar la radiación dirigida progresiva desde la trayectoria de transmisión de
 medición, un dispositivo de ajuste de señal (202, 204) dispuesto para modificar la magnitud y/o la fase de la señal
 acoplada y un segundo acoplador (201) dispuesto para acoplar la señal modificada en la trayectoria de transmisión
 de reflexión, con lo que la señal modificada suprime la radiación de la fuente que esté escapando desde el tercer
 40 puerto del circulador.

5. Aparato de acuerdo con las reivindicaciones 3 o 4, en el que el circuito de supresión de portadora está dispuesto
 para suprimir un componente de la radiación reflejada causada por el conjunto de cable y/o la sonda.

45 6. Aparato de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, en el que la señal de referencia está acoplada a partir de
 la trayectoria de transmisión de medición.

7. Aparato de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, que incluye un acoplador direccional (208) en la
 trayectoria de transmisión de medición, en donde la señal muestreada por el acoplador direccional (208) es la señal
 de referencia, que se proporciona al detector (178) para ser restada de la radiación reflejada.

50 8. Aparato de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, que incluye un mezclador (162) que tiene una primera
 entrada conectada para recibir la entrada periódicamente conmutada para el detector (178), una segunda entrada
 conectada para recibir una señal de mezcla para el mezclador y una salida conectada al detector (178), con lo que el
 mezclador altera una frecuencia de la entrada periódicamente conmutada para el detector, antes que el detector
 55 reciba la entrada.

9. Aparato de acuerdo con la reivindicación 8, en el que la señal de mezcla se deriva de la fuente (108) de radiación
 de microondas.

60 10. Aparato de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, en el que la trayectoria de transmisión de tratamiento
 incluye un amplificador (110, 112), dispuesto para hacer que la amplitud de la radiación que se recibe a través de la
 trayectoria de transmisión de tratamiento sea mayor que la radiación que se recibe a través de la trayectoria de
 transmisión de medición.

65 11. Aparato de acuerdo con la reivindicación 10, en el que la trayectoria de transmisión de tratamiento incluye un
 ajustador de impedancia (144), que tiene una impedancia compleja ajustable dispuesta para adaptar la impedancia

del aparato al tejido.

12. Aparato de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, en el que la sonda (116) puede insertarse en el tejido.

5 13. Aparato de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, en el que la fuente (108) de radiación de microondas está sincronizada en fase con una sola frecuencia.

10 14. Aparato de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, en el que la amplitud de la potencia de microondas suministrada al tejido por la radiación es menor de 100 mW (20 dBm) para evitar lesiones o daños térmicos en las estructuras de tejido sano.

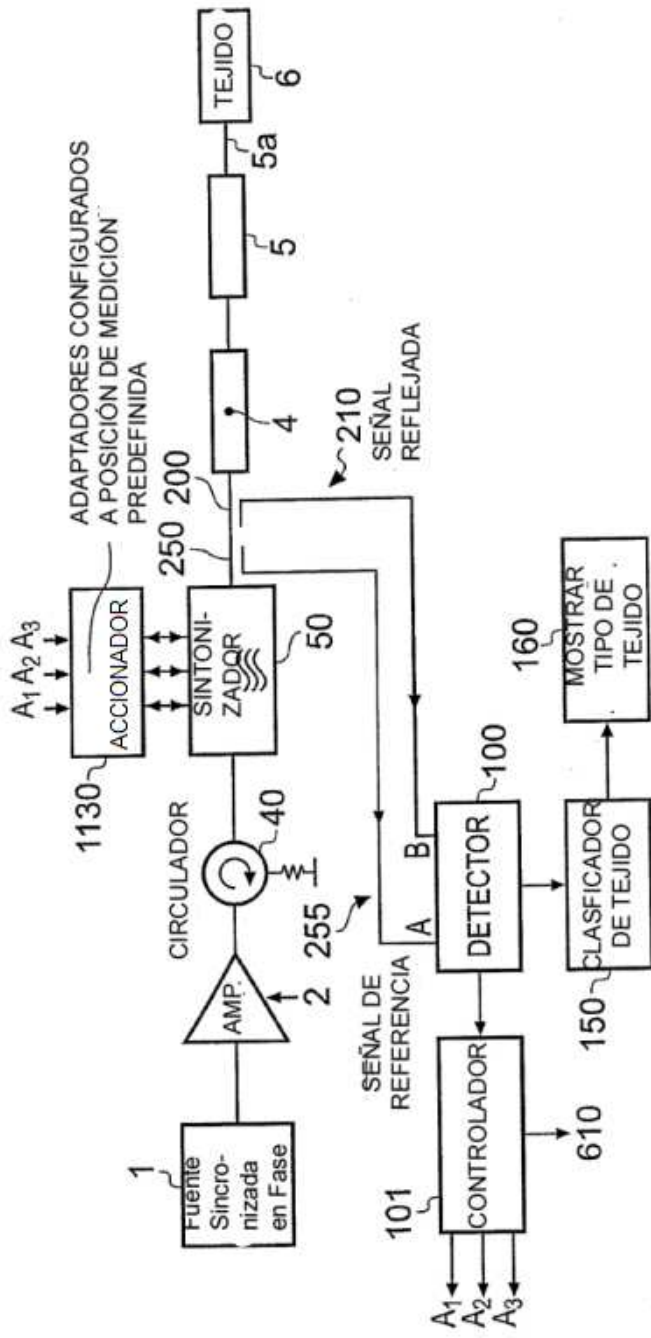


Fig. 1

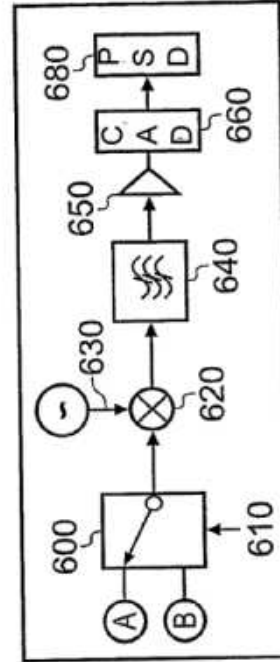


Fig. 2

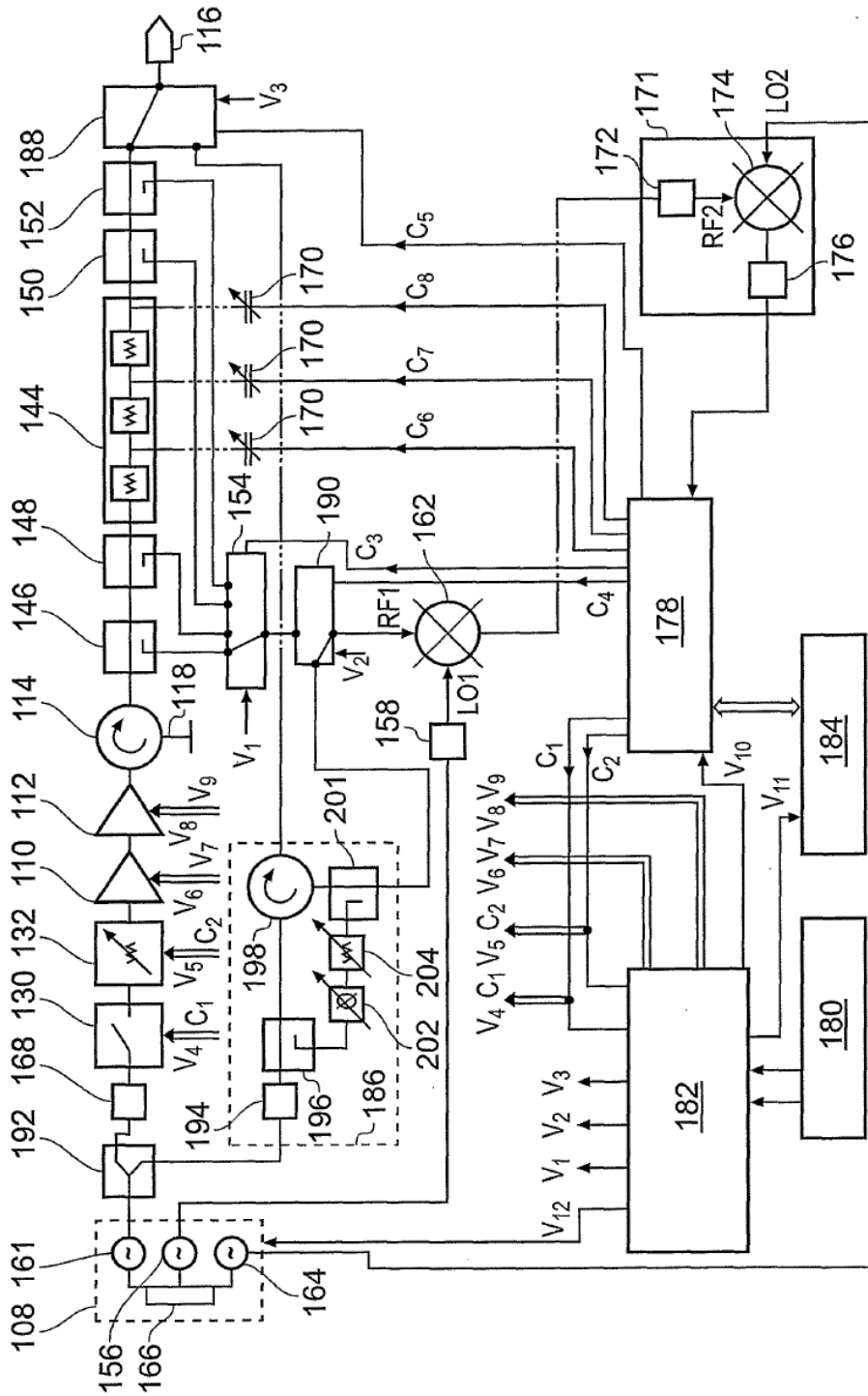


FIG. 3

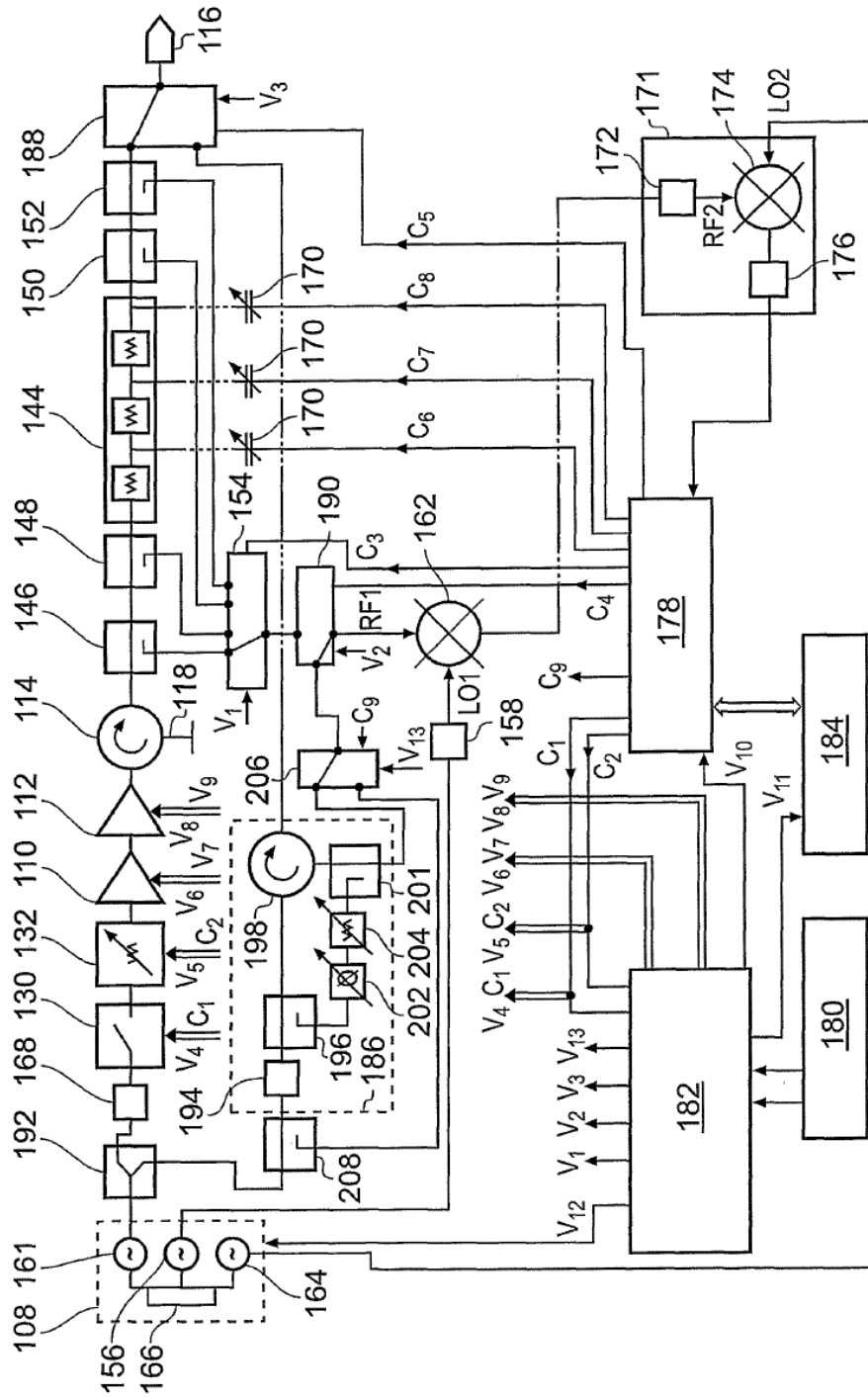


FIG. 4

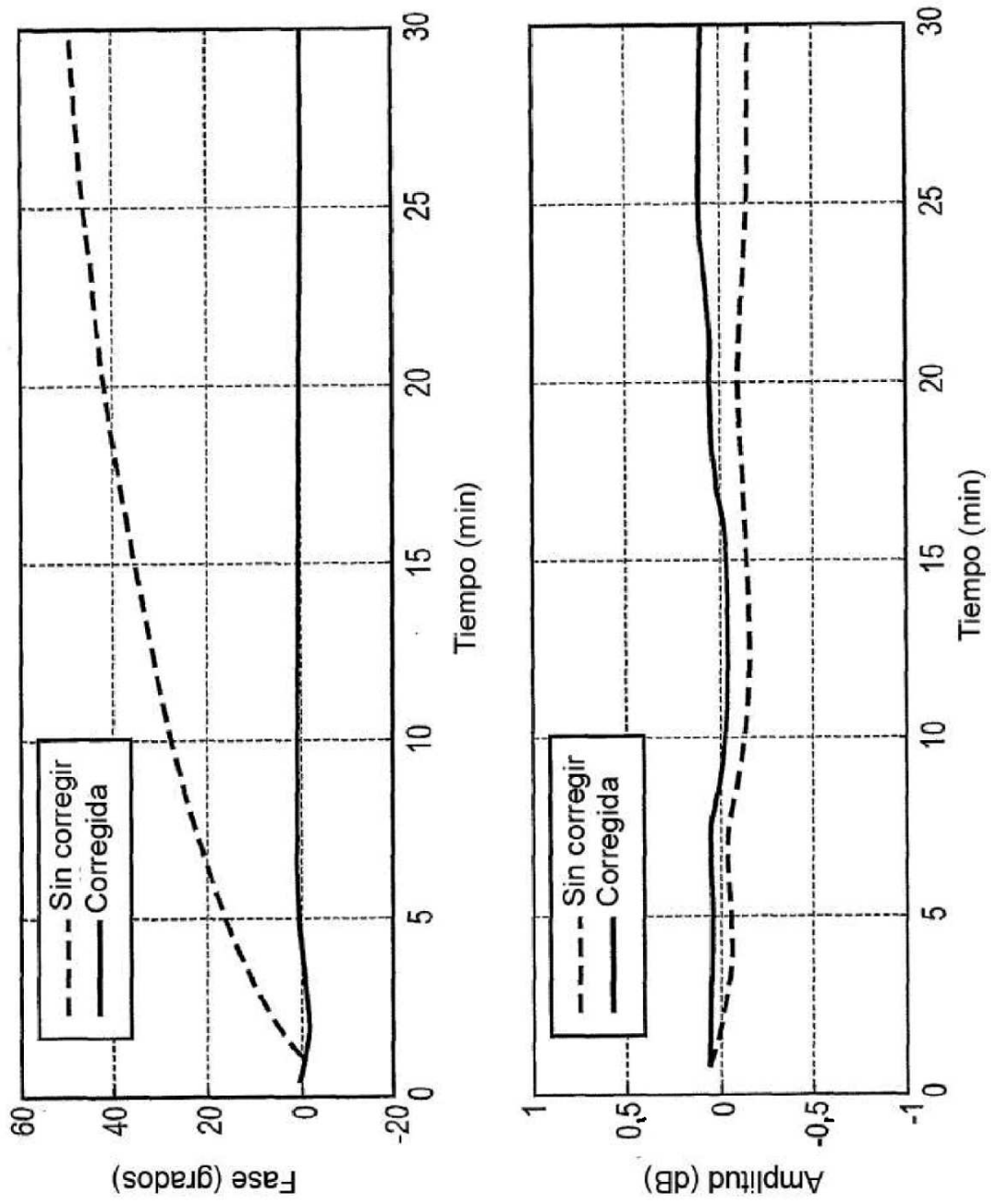


FIG. 5