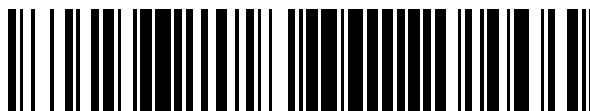


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 666 997**

51 Int. Cl.:

A61B 18/14 (2006.01)
A61B 18/18 (2006.01)
A61B 18/12 (2006.01)
H01P 1/36 (2006.01)
H01P 5/12 (2006.01)
H01P 5/08 (2006.01)
H01P 5/103 (2006.01)
H01P 1/207 (2006.01)
A61B 18/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **04.12.2014** **PCT/GB2014/053597**
87 Fecha y número de publicación internacional: **18.06.2015** **WO15087051**
96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **04.12.2014** **E 14809683 (7)**
97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **07.02.2018** **EP 3079619**

54 Título: **Aparato electroquirúrgico para generar energía de radiofrecuencia y energía de microondas para suministrar a un tejido biológico**

30 Prioridad:

09.12.2013 GB 201321710

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
09.05.2018

73 Titular/es:

CREO MEDICAL LIMITED (100.0%)
Block B Beaufort Park
Chepstow, Wales NP16 5TY, GB y
CREO MEDICAL LIMITED (100.0%)

72 Inventor/es:

HANCOCK, CHRISTOPHER PAUL;
WHITE, MALCOLM y
DHARMISIRI, NUWAN

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 666 997 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 electroquirúrgico para generar energía de radiofrecuencia y energía de microondas para suministrar a un tejido biológico

Campo de la invención

La invención se refiere a aparato electroquirúrgico en el que energía de radiofrecuencia se usa para tratar tejido biológico. En particular, la invención se refiere a aparato quirúrgico capaz de generar energía de radiofrecuencia (RF) para cortar tejido. Puede usarse como parte de un aparato quirúrgico que también suministra energía de frecuencia de microondas para hemostasia (es decir sellar vasos sanguíneos rotos favoreciendo la coagulación sanguínea).

Antecedentes de la invención

La resección quirúrgica es un medio de extirpación de secciones de órganos del interior del cuerpo humano o de animales. Tales órganos pueden ser altamente vasculares. Cuando se corta tejido (dividido o seccionado) se dañan o rompen pequeños vasos sanguíneos llamados arteriolas. Al sangrado inicial le sigue una cascada de coagulación en la que la sangre se vuelve en un coágulo en un intento de taponar el punto de sangrado. Durante una operación, es deseable que un paciente pierda tan poca sangre como sea posible, así que se han desarrollado diversos dispositivos en un intento de proporcionar cortes sin sangrado. Para procedimientos endoscópicos, tampoco es deseable que se produzca un sangrado y que no se trate tan pronto como sea posible, o de una manera conveniente, ya que la sangre puede bloquear la visión del operador, que puede conducir a que se termine el procedimiento y se use otro método en su lugar, por ejemplo, cirugía abierta.

Los generadores electroquirúrgicos están omnipresentes en todos los quirófanos hospitalarios, para su uso en procedimientos abiertos y laparoscópicos y están también cada vez más presentes en salas de endoscopias. En procedimientos endoscópicos el accesorio electroquirúrgico se inserta habitualmente a través de un lumen dentro de un endoscopio. Considerado contra el canal de acceso equivalente para cirugía laparoscópica, un lumen de este tipo es comparativamente estrecho en diámetro y más grande en longitud. En el caso de un paciente bariátrico el accesorio quirúrgico puede tener una longitud de 300 mm desde el mango a punta de RF, mientras que la distancia equivalente en un caso laparoscópico puede exceder de 2500 mm.

En lugar de una cuchilla afilada, se conoce el uso de energía de radiofrecuencia (RF) para cortar tejido biológico. El método de cortar usando energía de RF opera usando el principio de que como una corriente eléctrica pasa a través de una matriz de tejido (ayudado por los contenidos iónicos de las células y los electrolitos intercelulares), la impedancia al flujo de electrones a través del tejido genera calor. Cuando se aplica una tensión de RF a la matriz de tejido, se genera suficiente calor dentro de las células para vaporizar el contenido de agua del tejido. Como resultado de esta desecación en aumento, particularmente adyacente a la región emisora de RF del instrumento (denominado en este documento como una cuchilla de RF) que tiene la densidad de corriente más alta de toda la trayectoria de corriente a través de tejido, el tejido adyacente al extremo de corte de la cuchilla de RF pierde el contacto directo con la cuchilla. La tensión aplicada se aparece entonces casi en su totalidad a través de este vacío que ioniza como resultado, formando un plasma, que tiene una resistencia de volumen muy alta comparada con el tejido. Esta diferenciación es importante ya que centra la energía aplicada al plasma que completó el circuito eléctrico entre el extremo de corte de la cuchilla de RF y el tejido. Cualquier material volátil que entra en el plasma lo suficientemente despaño es vaporizado y la percepción, por lo tanto, es de un plasma de disección de tejido.

El documento GB 2 486 343 divulga un sistema de control para un aparato electroquirúrgico que suministra tanto energía de RF como de microondas para tratar tejido biológico. El perfil de suministro de energía de tanto la energía de RF como energía de microondas suministrada a una sonda se establece basándose en tensión muestreada e información de corriente de energía de RF transportada a la sonda y muestreada hacia delante e información de potencia reflejada para la energía de microondas transportada a y desde la sonda.

La Figura 1 muestra un diagrama esquemático de un aparato electroquirúrgico 400 como se expone en el documento GB 2 486 343. El aparato comprende un canal de RF y un canal de microondas. El canal de RF contiene componentes para generar y controlar una señal electromagnética de frecuencia de RF en un nivel de potencia adecuado para el tratamiento (por ejemplo, cortar o desecar) tejido biológico. El canal de microondas contiene componentes para generar y controlar una señal electromagnética de frecuencia de microondas en un nivel de potencia adecuado para el tratamiento (por ejemplo, coagulación o ablación) de tejido biológico.

El canal de microondas tiene una fuente de frecuencia de microondas 402 seguida de un divisor de potencia 424 (por ejemplo, un divisor de potencia de 3 dB), que divide la señal de la fuente 402 en dos ramas. Una rama desde el divisor de potencia 424 forma un canal de microondas, que tiene un módulo de control de potencia que comprende un atenuador variable 404 controlado por el controlador 406 a través de la señal de control V_{10} y un modulador de señal 408 controlado por el controlador 406 a través de la señal de control V_{11} y un módulo de amplificador que comprende amplificador de accionamiento 410 y amplificador de potencia 412 para generar radiación EM de

microondas de avance para suministrar desde una sonda 420 en un nivel de potencia adecuado para tratamiento. Después del módulo de amplificador, el canal de microondas continua con un módulo de acoplamiento de señal de microondas (que forma parte de un detector de señal de microondas) que comprende un circulador 416 conectado para suministrar energía EM de microondas desde la fuente a la sonda a lo largo de una trayectoria entre sus primer y segundo puertos, un acoplador delantero 414 en el primer puerto del circulador 416 y un acoplador reflejado 418 en el tercer puerto del circulador 416. Después de pasar a través del acoplador reflejado, la energía EM de microondas del tercer puerto se absorbe en una carga de descarga de potencia 422. El módulo de acoplamiento de señal de microondas también incluye un conmutador 415 operado por el controlador 406 a través de la señal de control V_{12} para conectar o bien señal acoplada de avance o bien la señal acoplada reflejada a un receptor heterodino para detección.

La otra rama del divisor de potencia 424 forma un canal de medición. El canal de medición desvía el ajuste de amplificación en el canal de microondas y, por lo tanto, se dispone para suministrar una señal de potencia baja desde la sonda. En esta realización, un conmutador de selección de canal primario 426 controlado por el controlador 406 a través de la señal de control V_{13} es operable para seleccionar una señal desde o bien el canal de microondas o bien el canal de medición para suministrar a la sonda. Un filtro de paso de banda alto 427 se conecta entre el conmutador de selección de canal primario 426 y la sonda 420 para proteger el generador de señal de microondas de señales de RF de frecuencia baja.

El canal de medición incluye componentes dispuestos para detectar la fase y magnitud de potencia reflejada desde la sonda, que puede producir información acerca del material, por ejemplo, tejido biológico presente en el extremo distal de la sonda. El canal de medición comprende un circulador 428 conectado para suministrar energía EM de microondas desde la fuente 402 a la sonda a lo largo de una trayectoria entre sus primer y segundo puertos. Una señal reflejada devuelta desde la sonda se dirige al tercer puerto del circulador 428. El circulador 428 se usa para proporcionar aislamiento entre la señal de avance y la señal reflejada para facilitar medición precisa. Sin embargo, ya que el circulador no proporciona aislamiento completo entre sus primer y tercer puerto, es decir algo de la señal de avance puede atravesar hasta el tercer puerto e interferir con la señal reflejada, se usa un circuito de cancelación de portadora que inyecta una porción de la señal de avance (desde acoplador delantero 430) de vuelta a la señal que sale del tercer puerto (a través de acoplador de inyección 432). El circuito de cancelación de portadora incluye ajustador de fase 434 para garantizar que la porción inyectada está 180° fuera de fase con cualquier señal que atraviesa el tercer puerto desde el primer puerto para cancelar la misma. El circuito de cancelación de portadora también incluye un atenuador de señal 436 para garantizar que la magnitud de la porción inyectada es la misma que cualquier señal de ruptura.

Para compensar cualquier desviación de la señal de avance, se proporciona un acoplador delantero 438 en el canal de medición. La salida acoplada del acoplador delantero 438 y la señal reflejada desde el tercer puerto del circulador 428 se conectan al respectivo terminal de entrada de un conmutador 440, que se opera por el controlador 406 a través de la señal de control V_{14} para conectar o bien señal acoplada de avance o bien la señal acoplada reflejada a un receptor heterodino para detección.

La salida del conmutador 440 (es decir la salida desde el canal de medición) y la salida del conmutador 415 (es decir la salida desde el canal de microondas) se conectan a un respectivo terminal de entrada de un conmutador de selección de canal secundario 442, que es operable por el controlador 406 a través de la señal de control V_{15} en conjunto con el conmutador de selección de canal primario para garantizar que la salida del canal de medición se conecta al receptor heterodino cuando el canal de medición está suministrando energía a la sonda y que la salida del canal de microondas se conecta al receptor heterodino cuando el canal de microondas está suministrando energía a la sonda.

El receptor heterodino se usa para extraer la información de fase y magnitud de la salida de señal mediante el conmutador de selección de canal secundario 442. Un único receptor heterodino se muestra en este sistema, pero puede usarse un receptor heterodino doble (que contiene dos osciladores locales y mezcladores) para mezclar la frecuencia de fuente dos veces antes de que la señal entra en el controlador si es necesario. El receptor heterodino comprende un oscilador local 444 y un mezclador 448 para mezclar la salida de señal mediante el conmutador de selección de canal secundario 442. La frecuencia de la señal de oscilador local se selecciona de tal forma que la salida desde el mezclador 448 está en una frecuencia intermedia adecuada para recibirse en el controlador 406. Los filtros de paso de banda 446, 450 se proporcionan para proteger el oscilador local 444 y el controlador 406 de las señales de microondas de frecuencia alta.

El controlador 406 recibe la salida del receptor heterodino y determina (por ejemplo, extrae), a partir de la misma, información indicativa de fase y magnitud de las señales de avance y/o reflejadas en el canal de microondas o de medición. Esta información puede usarse para controlar el suministro de radiación EM de microondas de potencia alta en el canal de microondas o radiación EM de RF de potencia alta en el canal de RF. Un usuario puede interactuar con el controlador 406 a través de una interfaz de usuario 452, como se ha analizado anteriormente.

El canal de RF mostrado en la Figura 1 comprende una fuente de frecuencia de RF 454 conectada a un accionador de puerta 456 que se controla por el controlador 406 a través de la señal de control V_{16} . El accionador de puerta 456

5 suministra una señal de operación para un amplificador de RF 458, que es una disposición de medio puente. La tensión de drenaje de la disposición de medio puente es controlable a través de un suministro de CC variable 460. Un transformador de salida 462 transfiere la señal de RF generada a una línea para suministrar a la sonda 420. Un filtro de paso bajo, de paso de banda, de corte de banda o de ranura 464 se conecta en esa línea para proteger el

10 Un transformador de corriente 466 se conecta en el canal de RF para medir la corriente suministrada a la carga de tejido. Un divisor potencial 468 (que puede derivarse del transformador de salida) se usa para medir la tensión. Las señales de salida desde el divisor potencial 468 y transformador de corriente 466 (es decir salidas de tensión indicativas de tensión y corriente) se conectan directamente al controlador 406 después de acondicionamiento por respectivos amplificadores de memoria intermedia 470, 472 y diodos de Zener de fijación de tensión 474, 476, 478, 480 (mostrados como señales B y C en la Figura 1).

15 Para derivar información de fase, las señales de tensión y de corriente (B y C) también se conectan a un comparador de fase 482 (por ejemplo, una puerta EXOR) cuya tensión de salida se integra mediante un circuito de RC 484 para producir una salida de tensión (mostrada como A en la Figura 1) que es proporcional a la diferencia de fase entre las formas de onda de tensión y de corriente. Esta salida de tensión (señal A) se conecta directamente al controlador 406.

20 El canal de microondas/medición y canal de RF se conectan a un combinador de señal 114, que trasporta ambos tipos de señal de forma separada o simultáneamente a lo largo de conjunto de cables 116 a la sonda 420, desde la cual se suministra (por ejemplo, se radia) en el tejido biológico de un paciente.

25 Un aislador de guía de ondas (no mostrado) puede proporcionarse en la unión entre el canal de microondas y combinador de señal. El aislador de guía de ondas puede configurarse para realizar tres funciones: (i) permitir el paso de potencia de microondas muy alta (por ejemplo, mayor de 10 W); (ii) bloquear el paso de potencia de RF; y (iii) proporcionar una tensión no disruptiva alta (por ejemplo, mayor de 10 kV). También pueden proporcionarse una estructura capacitiva (también conocida como un interruptor de CC) en (por ejemplo, dentro de) o adyacente al aislador de guía de ondas. El propósito de la estructura capacitiva es reducir el acoplamiento capacitivo a través de la barrera de aislamiento.

Sumario de la invención

35 La presente invención proporciona una mejora para el aparato electroquirúrgico divulgado en el documento GB 2 486 343. La mejora se refiere a mejorar la precisión de mediciones de potencia reflejada reduciendo las pérdidas de inserción dentro de los canales de microondas y RF.

40 En su forma más general, la presente invención proporciona un aislador de guía de ondas sintonizable en la unión entre el canal de microondas y combinador de señal. En una realización preferida, la invención combina en una única unidad sintonizable todos los componentes necesarios para aislar los canales de microondas y RF entre sí mientras que proporciona una tensión no disruptiva alta (por ejemplo, mayor de 10 kV). La impedancia del aislador de guía de ondas puede sintonizarse in situ (es decir cuando el aparato está listo para su uso) o por adelantado para reducir las pérdidas de retorno experimentadas a lo largo de las trayectorias de señal y, por lo tanto, mejorar la sensibilidad de mediciones.

45 La invención puede proporcionar una estructura capacitiva en o adyacente al aislador de guía de ondas sintonizable que puede reducir acoplamiento capacitivo a través de la barrera de aislamiento. El acoplamiento capacitivo reducido puede proporcionarse conectando el aislador de guía de ondas (en particular el conductor exterior del aislador de guía de ondas) en serie con un componente capacitivo adicional, tales como un aislador coaxial. Para mantener el acoplamiento capacitivo reducido durante operación, el componente capacitivo adicional puede tener una tensión de ruptura alta, por ejemplo, 500 V o más. Por lo tanto, el aislador de guía de ondas y componente capacitivo adicional (por ejemplo, aislador coaxial) pueden actuar en combinación como un filtro de bloqueo de frecuencia baja para evitar que radiación EM de RF del canal de RF entre en el canal de microondas.

55 Como alternativa, en una realización preferida la estructura capacitiva puede ser una parte integral de la barrera de aislamiento de CC en el propio aislador de guía de ondas. Por ejemplo, acoplamiento capacitivo reducido puede conseguirse disminuyendo la capacidad o aumentando la reactancia capacitiva del hueco aislante formado en el conductor exterior del aislador de guía de ondas, por ejemplo, aumentando el grosor de material de aislamiento presente en el hueco. En esta disposición, el aislador de guía de ondas puede incluir un obturador para minimizar fuga de potencia de microondas en el hueco.

65 Por lo tanto, de acuerdo con la invención, se proporciona un aparato electroquirúrgico para resección de tejido biológico, el aparato que comprende: un generador de señal de radiofrecuencia (RF) para generar radiación electromagnética (EM) de RF que tiene una primera frecuencia; un generador de señal de microondas para generar radiación EM de microondas que tiene una segunda frecuencia que es mayor que la primera frecuencia; una sonda dispuesta para suministrar la radiación EM de RF y la radiación EM de microondas de forma separada o

simultáneamente desde un extremo distal de la misma; y una estructura de alimentación para transportar la radiación EM de RF y la radiación EM de microondas a la sonda, comprendiendo la estructura de alimentación un canal de RF para conectar la sonda al generador de señales de RF y un canal de microondas para conectar la sonda al generador de señal de microondas, en el que el canal de RF y canal de microondas comprenden trayectorias de señal separadas físicamente desde el generador de señales de RF y generador de señal de microondas respectivamente, en el que la estructura de alimentación incluye un circuito de combinación que tiene una primera entrada conectada a la trayectoria de señal separada en el canal de RF, una segunda entrada conectada a la trayectoria de señal separada en el canal de microondas y una salida conectada a una trayectoria de señal común para transportar la radiación EM de RF y la radiación EM de microondas de forma separada o simultáneamente a lo largo de un único canal a la sonda, en el que el canal de microondas incluye un aislador de guía de ondas conectado para aislar la trayectoria de señal separada en el canal de microondas de la radiación EM de RF y en el que el aislador de guía de ondas tiene una impedancia adaptable.

La impedancia ajustable del aislador de guía de ondas permite que la pérdida de retorno se reduzca de una manera que mejora la sensibilidad de medición del aparato. La impedancia ajustable puede proporcionarse de cualquier manera adecuada. Por ejemplo, el aislador de guía de ondas puede incluir una porción de sintonización que es ajustable para cambiar la impedancia del aislador de guía de ondas. La porción de sintonización puede ser una unidad de sintonización que comprende una pluralidad de tetones de sintonización que se pueden insertar de forma ajustable en el aislador de guía de ondas.

La naturaleza de sintonización del aislador de guía de ondas es ventajosa particularmente cuando el aislador de guía de ondas también actúa como un interruptor de CC y como el circuito de combinación.

Por lo tanto, el aislador de guía de ondas puede comprender una sección de entrada conductora, una sección de salida conductora que coincide con la sección de entrada para definir una cavidad de guía de ondas dentro de un volumen delimitado por las secciones de entrada y salida y una barrera de aislamiento de CC dispuesta entre las secciones de entrada y salida, en el que la salida en la trayectoria de señal común incluye un conductor de señal y un conductor de tierra y en el que la estructura de alimentación incluye una estructura capacitiva entre el conductor de tierra de la salida en la trayectoria de señal común y la sección de entrada conductora del aislador de guía de ondas, estando la estructura capacitiva dispuesta para inhibir el acoplamiento de la energía EM de RF y fuga de la energía EM de microondas.

La estructura capacitiva puede proporcionarse mediante la barrera de aislamiento de CC y un obturador de microondas formado en la sección de entrada del aislador de guía de ondas. Donde las secciones interior y exterior del aislador de guía de ondas definen un cuerpo cilíndrico, el obturador de microondas puede comprender un canal anular que se extiende axialmente desde el extremo distal de la sección interior del aislador de guía de ondas. El canal puede llenarse con aire u otro dieléctrico adecuado. La longitud axial del obturador puede ser un cuarto de longitud de onda de la energía EM de microondas (o un múltiplo impar de la misma) en el material (por ejemplo, aire) y estructura geométrica del canal.

La propia barrera de aislamiento de CC puede incluir un elemento espaciador de aislamiento rígido montado entre las secciones interior y exterior del aislador de guía de ondas. El elemento espaciador puede formarse a partir de un plástico de aislamiento, tales como Delrin® o cloruro de polivinilo (PVC). En la guía de ondas es cilíndrica, el elemento espaciador puede comprender una cubierta anular montada en el extremo distal de una de secciones de entrada o salida del aislador de guía de ondas. La superficie exterior de la cubierta puede purgarse con la superficie exterior de las secciones de entrada y salida.

La longitud axial de la superposición entre la cubierta y las secciones interiores y/o exteriores es preferentemente un número impar de cuartos de longitud de onda (habitualmente un cuarto de longitud de onda) en la frecuencia de microondas en el material de la cubierta y la estructura que contiene el mismo. El grosor de la capa de aislamiento (grosor radial cuando es una cubierta aislante) puede seleccionarse para ser o bien tan fina como sea posible para minimizar fuga de microondas o bien tan gruesa como sea necesaria para reducir la capacidad a un nivel que proporciona el aislamiento requerido en la frecuencia de la energía EM de RF. Estos dos requisitos están en conflicto y puede ser que no se puedan cumplir ambos. En la práctica, la cubierta puede comprender por lo tanto o bien (i) una capa de aislamiento fina, que cumple con el requisito de fuga de microondas, pero requiere un interruptor capacitivo adicional en serie con el conductor exterior para reducir la capacidad (por ejemplo, el aislador coaxial analizado a continuación) o bien (ii) una capa de aislamiento gruesa, que cumple con el requisito de aislamiento de energía EM de RF, pero requiere un componente de microondas adicional para conseguir la fuga de microondas baja requerida (por ejemplo, el obturador de microondas analizado anteriormente).

La barrera de aislamiento de CC puede incluir componentes adicionales. Por ejemplo, la barrera de aislamiento de CC puede incluir una película de aislamiento montada en una porción de la superficie interna de la sección de entrada en la unión con el elemento espaciador de aislamiento rígido. La película de aislamiento puede extenderse lejos del elemento espaciador de aislamiento rígido por una distancia predeterminada, por ejemplo, para aumentar la tensión de ruptura de superficie.

El aislador de guía de ondas permite que el circuito de combinación circule eléctricamente, lo que aumenta la seguridad. La estructura capacitiva actúa para aumentar la reactancia capacitiva del circuito de combinación para reducir el riesgo de que una señal de RF escape del canal de microondas a través de un acoplamiento capacitivo a través del aislador de guía de ondas.

5 En una realización en la que el circuito de combinación se integra con el aislador de guía de ondas, la trayectoria de señal separada en el canal de RF puede terminar en un conector de RF que se conecta en el aislador de guía de ondas, con lo que la señal de RF se transporta directamente a un puerto de salida del aislador de guía de ondas. La trayectoria de señal común puede extenderse por lo tanto lejos del puerto de salida del aislador de guía de ondas. 10 Por lo tanto, la salida conectada a trayectoria de señal común puede incluir una sonda de salida montada en la sección de salida del aislador de guía de ondas, teniendo la sonda de salida un conductor de acoplamiento que se extiende en el aislador de guía de ondas para acoplar la energía EM de microondas del mismo. La primera entrada puede incluir un conector RF montado en el aislador de guía de ondas, teniendo el conector un conductor de señal que se extiende en la cavidad de guía de ondas para contactar eléctricamente el conductor de acoplamiento de la sonda de salida. El conductor de señal puede ser un alambre conductor aislado o varilla. El conductor de señal 15 puede contactar el conductor de acoplamiento a una distancia predeterminada de su punta. La distancia puede ser ajustable, por ejemplo, cambiando la posición de la RF conectada con respecto al aislador de guía de ondas. Preferentemente la posición del conductor de señal se selecciona al que sigue de cerca (por ejemplo, se alinea sustancialmente con) un equipotencial del campo EM de microondas dentro del aislador de microondas, de forma 20 que la presencia del conector no afecta el comportamiento de la energía EM de microondas. Alineando el conductor de señal de esta manera significa que la cantidad de energía EM de microondas que puede fugarse en el conector es mínima. Sin embargo, como una barrera adicional contra fugas, un obturador de microondas puede montarse en el conector para evitar que la energía EM de microondas se fugue del aislador de guía de ondas a través del conductor de señal del conector. El obturador de microondas puede ser racial o cilíndrico o de cualquier otra forma 25 adecuada. Sus dimensiones se eligen apropiadamente basándose en la longitud de onda de la energía EM de microondas.

Para mantener una tensión de ruptura alta, porciones del conductor de señal y conductor de acoplamiento adyacentes a las paredes del aislador de guía de ondas pueden rodearse de un material aislante, por ejemplo, un 30 dieléctrico adecuado. Por lo tanto, una porción proximal del conductor de acoplamiento de la sonda de salida que se extiende en el aislador de guía de ondas puede rodearse de una cubierta aislante. Y una porción proximal del conductor de señal del conector que se extiende en el aislador de guía de ondas pueden rodearse de una cubierta aislante.

35 Integrar el circuito de combinación con el aislador de guía de ondas adaptado proporciona un único componente que proporciona el aislamiento generador a paciente necesario mientras que evita acoplamiento de RF no deseado y fuga de microondas. Además, este único componente elude la necesidad de un filtro de rechazo (de paso bajo) de múltiples tetones separado en el canal de RF. Además, la naturaleza integrada del componente significa que la pérdida de inserción del dispositivo es mucho menor (no hay placa de microcinta, menos interconexiones, menos 40 cables de encaminamiento de microondas, ni aislante coaxial). La capacidad de sintonizar el aislador de guía de ondas in situ adicionalmente mejora la pérdida de inserción. El aislador de guía de ondas integrado también es físicamente más pequeño y más fácil de fabricar que la solución de múltiples componentes.

45 En otra realización, la estructura capacitiva puede comprender una capacitancia adicional conectada en serie con el aislador de guía de ondas sintonizable. La capacitancia adicional puede ser un aislador coaxial. La capacitancia adicional puede tener una tensión de ruptura alta para hacer frente a las tensiones de cresta vistas dentro del sistema. La tensión de ruptura de la capacitancia adicional puede ser de 1 kV o más, preferentemente 2 kV o más.

La trayectoria de señal separada en el canal de RF puede aislarse de la radiación EM de microondas. El canal de 50 RF por lo tanto puede incluir un aislador, por ejemplo, un filtro de paso bajo, de paso de banda, de corte de banda o de ranura, conectado entre la trayectoria de señal separada en el canal de RF y el circuito de combinación. El filtro de paso bajo, de paso de banda, de corte de banda o de ranura puede integrarse con el circuito de combinación. Por ejemplo, en una realización, el circuito de combinación puede comprender un circuito diplexor bidireccional de microcinta abierto con forma de T que tiene un filtro de paso bajo, de paso de banda, de corte de banda o de ranura 55 integralmente formado con el mismo para evitar que radiación EM de microondas se fugue de la primera entrada. El filtro de corte de banda puede comprender una pluralidad de tetones (por ejemplo, dos, tres o cuatro tetones) formados en la línea de microcinta entre la primera entrada y Unión T del circuito diplexor.

60 Usar el aislador de guía de ondas adaptado mencionado anteriormente o el aislador de guía de ondas conectado en serie y aislador coaxial como un filtro de paso alto puede superar tres desventajas de usar un único condensador de frecuencia alta para proporcionar el aislamiento necesario. En primer lugar, es deseable que todo el circuito de combinación esté circulando, es decir sin una trayectoria directa a tierra o la potencia de red. Por lo tanto, tanto la señal como planos de tierra del canal de microondas necesitan entrar al circuito de combinación de forma capacitiva. El aislador de guía de ondas puede proporcionar esta propiedad. En segundo lugar, es deseable para evitar que la 65 señal de RF se fugue al paciente o usuario a través de acoplamiento capacitivo a través del aislador de guía de ondas. La barrera de aislamiento de CC adaptada descrita anteriormente o el aislador coaxial puede proporcionar la

capacitancia necesaria para aumentar la reactancia capacitiva de la unión y, por lo tanto, inhibir el acoplamiento capacitivo en la primera frecuencia. Un aislador coaxial se prefiere a un condensador normal porque la señal de RF puede suministrarse como impulsos de tensión alta (por ejemplo, de 5 kV o mayor), que es mayor que la ruptura de tensión típica de un condensador normal. En tercer lugar, la pérdida de inserción de la disposición en serie es mucho menor que para un condensador normal en las frecuencias de microondas preferidas divulgadas en este documento (por ejemplo, 5,8 GHz o mayor), que pueden ayudar a evitar que el circuito resuene a ciertas frecuencias.

La invención puede combinarse con cualquiera o todos los componentes (ya sea individualmente o en cualquier combinación) descrita anteriormente con referencia al aparato electroquirúrgico 400 como se expone en el documento GB 2 486 343. Por ejemplo, el canal de RF y canal de microondas puede incluir cualquiera o todos los componentes del canal de RF y canal de microondas respectivamente descritos anteriormente. Como se ha mencionado anteriormente, el canal de microondas puede incluir un circulador para separar la una señal reflejada en el canal de microondas de una señal de avance. En una realización alternativa, un acoplador direccional puede usarse para el mismo propósito. En la práctica, el circulador o acoplador direccional mostrarán aislamiento imperfecto, que a su vez afecta a la señal reflejada que se recibe realmente en el detector. La impedancia ajustable de la invención es capaz de compensar este aislamiento imperfecto, así como optimizar pérdida de retorno y transmisión en el aislador de guía de ondas.

El aparato puede incluir un controlador operable para seleccionar un perfil de suministro de energía para la radiación EM de RF y la radiación EM de microondas. En este documento, perfil de suministro de energía puede significar la forma de la forma de onda en términos de tensión/corriente y tiempo para la energía de RF y nivel de potencia y tiempo para la energía de microondas. Control del perfil de suministro de energía puede permitir varias aplicaciones terapéuticas a realizar.

El aparato puede incluir un detector de señal de RF para muestreo de corriente y tensión en el canal de RF y generar a partir de las mismas una señal de detección de RF indicativa de la diferencia de fase entre la corriente y tensión. El controlador puede estar en comunicación con el detector de señal de RF para recibir la señal de detección de RF y seleccionar el perfil de suministro de energía para la radiación EM de RF basándose en la señal de detección de RF.

De manera similar, el aparato puede incluir un detector de señal de microondas para muestreo de potencia de avance y reflejada en el canal de microondas y generar a partir de la misma una señal de detección de microondas indicativa de la magnitud y/o fase de potencia de microondas suministrada por la sonda. El controlador puede estar en comunicación con el detector de señal de microondas para recibir la señal de detección de microondas y seleccionar el perfil de suministro de energía para la radiación EM de microondas basándose en la señal de detección de microondas.

Por lo tanto, el sistema puede configurarse para proporcionar control seguro en la salida del aparato electroquirúrgico. Por ejemplo, el aparato puede habilitar la selección de un perfil de suministro de energía para corte de tejido que puede comprender suministrar energía EM de RF de onda continua (CW) con una amplitud de cresta de 400 V a un nivel de potencia de 30 W. El controlador puede ser ajustable (por ejemplo, ajustable manualmente) para variar la amplitud de cresta y nivel de potencia. Porque la radiación EM de RF y de microondas se supervisan, la energía suministrada al tejido puede determinarse con precisión. En otro ejemplo, el aparato puede habilitar la selección de un perfil de suministro de energía para coagulación puede comprender suministrar energía EM de microondas de onda continua (CW) a un nivel de potencia de 25 W. De nuevo, el controlador puede ser ajustable (por ejemplo, ajustable manualmente) para variar el nivel de potencia.

Más en general, para conseguir corte de tejido en un ambiente seco, puede ser necesario suministrar una forma de onda sinusoidal de onda continua de 500 kHz con una tensión de cresta de amplitud de 400 V y un ajuste de potencia de 40 W, mientras que para conseguir corte de tejido en un ambiente mojado, puede ser necesario suministrar uno o más ráfagas de energía de 500 kHz con una tensión de cresta de 4000 V con una potencia de cresta de 200 W y un ciclo de trabajo del 10 %, que pueden establecerse en la forma en la que el tiempo de ENCENDIDO es 10 ms y el tiempo de APAGADO es 90 ms. Esta clase de perfil de suministro de energía impulsado puede garantizar que la energía se pasa al tejido en vez de provocar calentamiento no deseado de del fluido circundante. Para coagulación de tejido eficiente en tejido seco, potencia de microondas de CW puede suministrarse en tejido a un nivel de potencia de RMS de 30 W. Para coagulación en un ambiente mojado, la potencia de microondas puede impulsarse, por ejemplo, teniendo una potencia de cresta de 100 W con un ciclo de trabajo de 30 %.

Otra forma de onda que produce efectos de tejido terapéutico deseables puede incluir una combinación de energía de RF y de microondas suministrada en CW y formatos impulsados similares a los descritos anteriormente. La energía de RF y de microondas puede suministrarse simultáneamente donde la energía de microondas modula la energía de RF. Por ejemplo, un perfil de CW de 500 kHz de cresta de 400 V puede modularse con una señal de microondas de 5,8 GHz de CW de 10 W para producir un grado de coagulación de tejido durante la resección proceso para reducir sangrado cuando un órgano o una sección de un órgano se está extirpando.

Todos los parámetros de forma de onda pueden ser ajustables por el controlador, por ejemplo, a través de una interfaz de usuario.

- 5 El sistema de control puede comprender un canal de medición especializado, para suministrar energía (preferentemente energía de microondas) a un nivel de potencia bajo (por ejemplo, 10 mW o menos). El sistema por lo tanto puede tomar señales de mediciones disponibles de un canal que no está suministrando efectos terapéuticos, es decir la forma de onda o suministro de energía en tejido puede controlarse basándose en mediciones de energía baja hechas usando un canal que no está implicado en suministrar efectos de tejido terapéuticos. El canal de medición puede usar la misma fuente que el canal de microondas. El sistema puede ser conmutable de modo que
- 10 energía de microondas se suministra o bien a través del canal de medición (en un "modo de medición") o bien a través del canal de microondas (en un "modo de tratamiento"). Como alternativa, el canal de microondas puede ser conmutable entre un modo de baja potencia (para medición) y un modo de alta potencia (para tratamiento). En esta disposición no se necesita un canal de medición separado.
- 15 El sistema puede configurarse para suministrar energía para cortar y coagular tejido simultáneamente (por ejemplo, un modo mixto o combinado) o puede operarse independientemente, con lo que la energía de RF y de microondas se suministra a la sonda bajo control de usuario manual (por ejemplo, basándose en la operación de un conmutador de pedal) o automáticamente basándose en fase medida y/o magnitud información del canal de RF y/o microondas. El sistema puede usarse para realizar ablación y corte de tejido. En el caso en el que energía de microondas y de
- 20 RF se suministran simultáneamente, cualquiera o ambas de energía de RF y de microondas devuelta a los respectivos generadores puede usarse en potencia alta o potencia baja para controlar el perfil de suministro de energía. En este caso, puede ser deseable tomar mediciones durante el tiempo APAGADO cuando se pulsa el formato de suministro de energía.
- 25 El extremo distal de la sonda puede comprender una estructura de emisión bipolar que comprende un primer conductor separado espacialmente de un segundo conductor, estando el primer y segundo conductores dispuestos para actuar: como electrodos activos y de retorno respectivamente para transportar la radiación EM de RF mediante conducción y como una antena o transformador para facilitar radiación de la energía EM de microondas. Por lo tanto, el sistema puede disponerse para proporcionar una trayectoria de retorno local para energía de RF. Por ejemplo, la
- 30 energía de RF puede pasar mediante conducción a través del tejido que separa los conductores, o un plasma puede generarse en la vecindad de los conductores para proporcionar la trayectoria de retorno local. Corte de tejido de RF puede producirse mediante un material dieléctrico fijo que separa el primer y segundo conductores, donde el grosor del material dieléctrico es pequeño, es decir menor de 1 mm y la constante dieléctrica alta, es decir mayor que la del aire.
- 35 La invención puede ser particularmente adecuada en procedimientos gastrointestinales (GI), por ejemplo, para extraer pólipos en el intestino, es decir para resección submucosa endoscópica. La invención también puede propiciar procedimientos endoscópicos de precisión, es decir resección endoscópica de precisión, y puede usarse en procedimientos de oreja, nariz y garganta y resección de hígado.
- 40 La primera frecuencia puede ser una frecuencia fija estable en el intervalo de 10 kHz a 300 MHz y la segunda frecuencia puede ser una frecuencia fija estable en el intervalo de 300 MHz a 100 GHz. La primera frecuencia debería ser lo suficientemente alta para evitar que la energía provoque estimulación nerviosa y los suficientemente baja para evitar que la energía provoque blanqueado de tejido o margen térmico no necesario o daño a la estructura de tejido. Frecuencias de punto preferidas para la primera frecuencia incluyen una cualquiera o más de: 100 kHz,
- 45 250 kHz, 500 kHz, 1 MHz, 5 MHz. Frecuencias de punto preferidas para la segunda frecuencia incluyen 915 MHz, 2,45 GHz, 5,8 GHz, 14,5 GHz, 24 GHz. Preferentemente la segunda frecuencia es al menos un orden de magnitud (es decir, al menos 10 veces) mayor que la primera frecuencia.
- 50 En otro aspecto, la invención puede expresarse como un circuito de aislamiento para aparato electroquirúrgico para resección de tejido biológico, comprendiendo el circuito de aislamiento: un circuito de combinación que tiene una primera entrada conectable para recibir radiación electromagnética (EM) de radiofrecuencia (RF) que tiene una primera frecuencia desde un canal de RF, una segunda entrada conectable para recibir radiación EM de microondas que tiene una segunda frecuencia que es mayor que la primera frecuencia desde un canal de microondas y una
- 55 salida en comunicación con la primera y segunda entradas para transportar la radiación EM de RF y la radiación EM de microondas a una trayectoria de señal común y un aislador de guía de ondas conectado para aislar el canal de microondas de la radiación EM de RF, en el que el aislador de guía de ondas comprende una sección de entrada conductora, una sección de salida conductora que coincide con la sección de entrada para definir una cavidad de guía de ondas dentro de un volumen delimitado por las secciones de entrada y salida y una barrera de aislamiento de CC dispuesta entre las secciones de entrada y salida, en el que la salida desde el circuito de combinación incluye un conductor de señal y un conductor de tierra, en el que el circuito de aislamiento comprende una estructura capacitiva entre el conductor de tierra de la salida desde el circuito de combinación y la sección de entrada conductora del aislador de guía de ondas, estando la estructura capacitiva dispuesta para inhibir el acoplamiento de la energía EM de RF y fuga de la energía EM de microondas, y en el que el aislador de guía de ondas tiene una
- 60 impedancia adaptable. Características del circuito de combinación, aislador de guía de ondas y estructura capacitiva descrita anteriormente también pueden ser aplicables a este aspecto de la invención.
- 65

En este documento también se divulgan mejoras para el módulo de amplificador y módulo de acoplamiento de señal de microondas en el canal de microondas. Estas mejoras buscan proporcionar uno o más de mayor salida de potencia, mayor sensibilidad de medición y reducción de ruido de generación en las señales de medición.

- 5 Una primera mejora se refiere la configuración del módulo de amplificador. En una realización preferida, el módulo de amplificador comprende un amplificador de accionamiento cuya salida se divide entre cuatro amplificadores de potencia operando en paralelo. La división se produce en dos etapas de divisor bidireccional. Los cuatro amplificadores de potencia pueden tener una potencia de transistor de 75 W y ganancia de 10 dB, cuyas propiedades pueden proporcionarse mediante un Mitsubishi MGFC50G5867 reducido. Esta configuración
10 proporciona más de 1 dB de tolerancia para degradación térmica de potencia de salida saturada. El establecimiento puede habilitar una potencia de salida total mayor de 120 W a conseguir.

Una segunda mejora se refiere la configuración del módulo de acoplamiento de señal de microondas. En una realización preferida, se usa un circulador de 4 puertos, con lo que el aislamiento y pérdida de retorno del circulador
15 puede ser de 20 dB o mejor.

Una tercera mejora se refiere la configuración del acoplador de potencia reflejada. En una realización preferida, se usa un mezclador de cuadratura para detectar la señal reflejada. Esto permite la suma de vectores de señales no deseadas a sustraer de la señal total recibida de vuelta desde la sonda, habilitando de este modo medición más
20 precisa que la que es posible con un detector cuadrático.

Una cuarta mejora se refiere la configuración del módulo de amplificador. En una realización preferida, el módulo de amplificador incluye un procesador digital dispuesto para digitalizar las señales que se usan para medición antes de que se emitan desde el módulo de amplificador. Esto puede mejorar el efecto de ruido del generador que puede
25 acoplar en señales analógicas.

La invención se define en las reivindicaciones, siendo otras realizaciones meramente ilustrativas.

Breve descripción de los dibujos

30 Una descripción detallada de los principios detrás de la invención y ejemplos de la misma se presentan a continuación con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

- la Figura 1 es un diagrama de sistema esquemático general de un aparato electroquirúrgico en el que puede
35 usarse la presente invención, y se analiza anteriormente;
la Figura 2 es un diagrama esquemático de un circuito de aislamiento en un aparato electroquirúrgico que es una realización de la invención;
la Figura 3 es un diagrama esquemático de un circuito de aislamiento que tiene únicamente un aislador de guía de ondas que es otra realización de la invención;
40 la Figura 4 es una vista lateral en sección transversal de un aislador de guía de ondas adaptado adecuado para su uso en el circuito de aislamiento de la Figura 3; y
las Figuras 5A y 5B son diagramas esquemáticos de mezclador de cuadratura que puede usarse en un aparato electroquirúrgico de la invención.

45 Descripción detallada; opciones y preferencias adicionales

En la operación, el aparato electroquirúrgico con el que se usa la presente invención tiene por objetivo medir con precisión la potencia reflejada desde el extremo distal de un cable coaxial, de modo que puede detectarse la presencia de una herramienta y también su rendimiento evaluado.

50 Medición precisa de la potencia reflejada se hace difícil mediante la atenuación en el cable, que está cerca de 7 dB en cada dirección, de modo que incluso una reflexión total en el extremo distal proporcionaría una pérdida de retorno de 14 dB (es decir 1/25 de la potencia originalmente introducida en el cable es devuelta por el cable). Esto magnifica el efecto relativo de potencia no deseada debido a imprecisiones de acoplador, o debido a reflexiones cerca del
55 detector, por ejemplo, por un factor de 5.

Una mejora significativa podría hacerse si fuera a usarse un cable de atenuación baja. Sin embargo, el diámetro disponible en el canal de endoscopio impone un máximo diámetro en el cable coaxial y la longitud del endoscopio impone una longitud mínima para el cable y la atenuación de 7 dB es la mejor actualmente disponible.

60 Además cabe recordar que en las frecuencias de microondas deseadas para uso con la invención (es decir preferentemente 5,8 GHz o más), las tensiones y corrientes en la línea de transmisión se invierten cada 18 mm de modo que las tensiones de reflexiones en diferentes lugares en la línea de transmisión pueden no añadir sino restar en su lugar: de hecho, deben añadirse como vectores teniendo en cuenta dirección (fase) así como amplitud
65 (tensión). En la práctica esto significa que la incertidumbre en potencia asociada con reflexiones no deseadas es el doble de grande que lo que podría esperarse añadiendo potencias y esas reflexiones no deseadas no pueden

restarse fácilmente de mediciones para dejar la señal deseada, ya que tanto la tensión como la fase de la señal no deseada necesitan conocerse para que puedan eliminarse de la medición.

La presente divulgación analiza la fuente de las tensiones no deseadas e identifica técnicas que pueden usarse para cancelar las mismas o reducir su efecto en precisión de medición.

La onda progresiva de avance en una línea de impedancia Z se definirá para tener una tensión V y una potencia de V^2/Z (0 dB). La señal de avance que alcanza el detector se atenuará mediante el aislamiento del circulador o la directividad del acoplador que se representará mediante una reducción de potencia mediante una relación D (para

una directividad de 20 dB, $D = 1/100$), y una reducción de tensión mediante una relación $\sqrt{D} = \delta$. La fase de la señal de transmisor que alcanza el detector se definirá para ser cero. La tensión compleja en el detector debido a la ruptura de transmisor es entonces $V_F = V\delta \exp(-j0) = V\delta$.

El detector no mide tensión compleja, pero medirá la magnitud de la suma de tensiones complejas que alcanzan al mismo. La tensión compleja debido a la ruptura de avance se añadirá a la tensión compleja debido a cualquier señal reflejada y el detector proporcionará la magnitud de esta suma.

La señal reflejada también será la suma de la reflexión desde el extremo distal del cable, de cualquier reflexión desde componentes antes del cable, y de reflexiones de imperfecciones en el cable. Se incluirán en el cálculo una reflexión representativa de coeficiente de reflexión compleja Γ_R de proporción p a lo largo del cable de longitud L (aproximadamente 2 m) y longitud de retardo ηL (aproximadamente 2,8 m), así como una reflexión desde el extremo distal con coeficiente de reflexión compleja Γ_D . La atenuación en el cable es α n/m que para los 7 dB aproximadamente observados en un cable de 2 m es de 3,5 dB/m o $\alpha = 3,5 \ln(10)/20 \approx 0,403$ n/m.

Tomando $k = 2\pi/\lambda$, el número de ondas de espacio libre de la señal de microondas, y η , el recíproco del factor de velocidad de del cable, y permitiendo una distancia extra d a través de las secciones de aislante y acopladores, la señal reflejada compleja en el detector es:

$$V_R = \{\Gamma_R \exp(-j2kp\eta L) \exp(-2\alpha pL) + \Gamma_D \exp(-j2k\eta L) \exp(-2\alpha L)\} \exp(-jkd).$$

Añadido a la ruptura desde el transmisor se convierte en:

$$\begin{aligned} V_{TOT} &= V_F + V_R \\ &= V[\delta + \{\Gamma_R \exp(-j2kp\eta L) \exp(-2\alpha pL) + \Gamma_D \exp(-j2k\eta L) \exp(-2\alpha L)\} \exp(-jkd)] \end{aligned}$$

Ignorando el factor de V que multiplica todo en la última fila de la ecuación, el primer término en los corchetes δ es constante, y para directividad de 20 dB es 0,1. Esta será la medición si existe una carga perfecta. Los tamaños de los siguientes dos términos son $\Gamma_R \exp(-2\alpha pL)$ y $\Gamma_D \exp(-2\alpha L)$ respectivamente. Si la reflexión que provoca el segundo término viene del extremo proximal del cable coaxial, entonces $p=0$ y el tamaño del segundo término es Γ_R . Si la atenuación del cable es 7 dB en cada dirección (o, más precisamente 6,99 dB) el tamaño del tercer término es $\Gamma_D/5$.

Ahora tenemos, por ejemplo,

$$V_{TOT} = V[0,1 + \{\Gamma_R + \Gamma_D \exp(-j2k\eta L)/5\} \exp(-jkd)],$$

donde los términos en el lado derecho están en la proporción de $0,1:\Gamma_R:\Gamma_D/5$. Para una línea de transmisión bien realizada el segundo término será muy pequeño y debería ser más pequeño que el último término, pero el primer término es probable que sea mayor que el último término, que esperamos medir e idealmente será muy pequeño (queremos que sea cero, es decir idealmente no se refleja potencia desde el extremo distal). El hecho de que el último término es probable que no sea mayor que el primer término hace más difícil medir el mismo con precisión.

Los términos individuales representan vectores. Con la excepción del primer término, que se ha definido para ser real (es decir a lo largo del eje x , con fase cero), las direcciones de los vectores no son ciertas y dependen de los coeficientes de reflexión compleja Γ_R y Γ_D . También, los términos exponenciales en esta ecuación que contienen j representan rotación de los vectores que multiplican. En una frecuencia de 5,8 GHz, con un factor de velocidad de aproximadamente el 70 % en cable coaxial, cada 18 mm de cable resulta en rotación de 360 grados en la fase de la reflexión, así que diferencias en longitud de cables o posición de defectos tan pequeños como 1 mm pueden afectar significativamente las direcciones relativas de los diferentes vectores (20 grados por mm).

Comenzando de nuevo con la ecuación para la tensión total:

$$V_{TOT} = V[0,1 + \{\Gamma_R + \Gamma_D \exp(-j2k\eta L)/5\} \exp(-jkd)] .$$

El término en las llaves es la suma de una reflexión en el extremo proximal del cable y una reflexión en el extremo distal del cable. La suma puede representarse mediante el vector $\Gamma_D/5$ rotado alrededor de la punta del vector Γ_R .

5 Esto generará un círculo que representa el escenario de todos los resultados posibles, para diferentes fases de Γ_D y Γ_R y tan pequeños como 18 mm de diferencia en la longitud de línea entre los mismos.

Esto también es el resultado que se observará en un Analizador de Redes Vectoriales (VNA) a medida que la frecuencia se cambia en aproximadamente 50 MHz. Esto produce el típico patrón irregular periódico que se obtiene para mediciones de pérdida de retorno de las herramientas. Si la pérdida de retorno de cualquier defecto cerca del extremo proximal del cable es de aproximadamente 14 dB, entonces es posible el retorno de un cable sin par (14 dB) para cancelar el mismo completamente dando una pérdida de retorno total mejor de 30 dB. En este caso un cable mejor terminado (una herramienta bien emparejada) proporcionará una pérdida de retorno total peor, estando la pérdida de retorno total dominada por la pérdida de retorno de 14 dB del defecto.

15 En el detector, el resultado de la suma de Γ_R y $\Gamma_D/5$ se rota adicionalmente (por el último término en los corchetes) y añadirá a la ruptura de transmisión de 0,1 con una fase incierta. La tensión resultante puede tomar cualquier valor entre un máximo de $V(0,1+|\Gamma_R|+|\Gamma_D/5|)$ y un mínimo de cero, o $V(0,1-|\Gamma_R|-|\Gamma_D/5|)$ si este es mayor que cero.

20 La Figura 2 es un diagrama esquemático de un circuito de aislamiento 200 para un aparato electroquirúrgico que es una realización de la invención. El circuito de aislamiento 200 forma parte de una estructura de alimentación para transportar radiación EM de RF de un generador de señales de RF 218 y radiación de microondas de un generador de señal de microondas 220 a una sonda. En esta realización, la sonda (no mostrada) es conectable a un puerto de salida 228 proporcionado en un alojamiento 226. La estructura de alimentación comprende un canal de RF que tiene una trayectoria de señal de RF 212, 214 para transportar la radiación EM de RF y un canal de microondas que tiene una trayectoria de señal de microondas 210 para transportar la radiación EM de microondas. Las trayectorias de señal para la radiación EM de RF y radiación de microondas están separadas físicamente entre sí. El generador de señales de RF se conecta a la trayectoria de señal de RF 212, 214 a través de un transformador de tensión 216. La bobina secundaria del transformador 216 (es decir en el lado de sonda de la disposición) está en circulación, así que no existe trayectoria de corriente directa entre el paciente y el generador de señales de RF 218. Esto significa que tanto el conductor de señal 212 como conductor de tierra 214 de la trayectoria de señal de RF 212, 214 están en circulación.

35 Un circuito de combinación 206 tiene una primera entrada 203 para conectar a la trayectoria de señal de RF 212, 214 y una segunda entrada 205 para conectar a la trayectoria de señal de microondas 210. El circuito de combinación 206 junta las trayectorias a una salida 207, que se conecta a una trayectoria de señal común 208. La trayectoria de señal común 208, que puede incluir un cable flexible (por ejemplo, cable coaxial o similar) transporta la radiación EM de RF y radiación EM de microondas a la sonda. En esta realización el circuito de combinación 206 comprende una unión de microcinta en forma de T formada en un sustrato dieléctrico de microondas de pérdida baja (por ejemplo, un tipo adecuado de sustrato de RT/duroid® fabricado por Rogers Corporation). El plano de tierra de la unión de microcinta, que se forma en el lado opuesto del sustrato de la unión de microcinta en forma de T, se conecta al conductor de tierra 214 de la trayectoria de señal de RF 212, 214. Está por lo tanto en circulación. La unión de microcinta en forma de T proporciona la primera entrada 203, que se conecta al conductor de señal 212 de la trayectoria de señal de RF.

45 Un filtro de corte de banda 222 se proporciona en la unión de microcinta en forma de T en forma de tres tetones 224 en derivación en la línea de microcinta entre la primera entrada 203 y unión 223 con la línea de microcinta de microondas. El tetón más cercano de la unión está separado de la misma mediante un múltiplo impar de un cuarto de longitud de onda de la radiación EM de microondas transmitida por la microcinta. Los tetones posteriores están separados entre sí por la mitad de la longitud de onda. Usando más de un tetón aumenta la efectividad del filtro en evitar que radiación EM de microondas escape a la trayectoria de RF 212, 214.

50 El circuito de aislamiento 200 comprende un aislador de guía de ondas 202 y un aislador coaxial 204 (también denominado como un interruptor de CC) conectado en serie en la trayectoria de señal de microondas 210 entre el generador de señal de microondas 220 y segunda entrada 205. El aislador de guía de ondas 202 y aislador coaxial 204 son condensadores actuando eficazmente como filtros de paso alto. Permiten que radiación EM de microondas del generador de señal de microondas 220 pase al circuito de combinación 206, pero evitan que radiación EM de RF escape de vuelta de la segunda entrada 205 del circuito de combinación 206 al generador de señal de microondas 220.

60 En esta realización, el canal de microondas también incluye un tetón conectado a tierra 221 que tiene una longitud igual a un múltiplo impar de un cuarto de longitud de onda de la radiación EM de microondas transmitida por la microcinta para cortocircuitar cualquier radiación EM de RF residual que escape a través del aislador de guía de ondas y aislador coaxial, mientras que mantiene las pérdidas de transmisión de microondas en un mínimo.

El aislador de guía de ondas 202 incluye un puerto de entrada 230 dispuesto para acoplar radiación EM de microondas del generador de señal de microondas 220 en la cavidad de guía de ondas del aislador de guía de ondas 202 y un puerto de salida 232 dispuesto para acoplar radiación EM de microondas desde la cavidad de guía de ondas al aislador coaxial 204. El aislador de guía de ondas 202 por lo tanto provoca que tanto la señal como conductores de tierra de la trayectoria de señal de microondas 210 dirigida al aislador coaxial 204 (y, por lo tanto, en el circuito de combinación 206) estén en circulación.

Se proporciona una cubierta aislante 229 en el puerto de salida 228 del alojamiento para evitar que una trayectoria de corriente conecte la carcasa conectada a tierra del alojamiento con los componentes en circulación conectados al puerto de salida 228. El puerto de salida 228 puede comprender una rosca de tornillo de tipo N o un conector de desenganche rápido, por ejemplo, para permitir que diferentes sondas se fijen al alojamiento.

El aislador de guía de ondas 202 es capaz de transferir la radiación EM de microondas en el circuito de combinación 206 y en la sonda con pérdidas bajas mientras proporciona niveles suficientes de protección de paciente. El propio aislador de guía de ondas 202 puede consistir en una disposición de guía de ondas cilíndrica formada plegando juntas una primera sección con una segunda sección en cooperación. Cada sección puede tener un conector para acoplar radiación EM de microondas en o fuera de la guía de ondas. Por ejemplo, cada conector puede comprender un enchufe de receptáculo tipo N desde el que se extiende una sonda de campo E en la cavidad de guía de ondas para acoplar energía de microondas a o desde la cavidad.

Las superficies internas de las secciones están separadas entre sí mediante una capa de material dieléctrico (en esta realización una película de asilamiento, por ejemplo, hecha de Kaptón). Las superficies exteriores están separadas mediante un anillo de asilamiento rígido, por ejemplo, hecho de plástico Delrin® o cloruro de polivinilo (PVC). El aislador de guía de ondas 202 por lo tanto proporciona un condensador en serie tanto en la trayectoria de transmisión de señal (es decir entre conductores interiores) y entre los conductores conectados a tierra (es decir exteriores).

Se prefiere una guía de ondas cilíndrica para cumplir con los requisitos estrictos para la distancia de alargamiento y separaciones de aire establecidas por la norma 60601-1 de la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC). En la presente invención, los niveles de potencia y tensión pueden requerir que la distancia de alargamiento sea de al menos 21 mm y la separación de aire de al menos 12 mm. Otros aspectos de la geometría de la guía de ondas se determinan como se indica a continuación.

La distancia entre las paredes de extremo (que están conectadas a tierra) y el centro de la sonda de campo E es preferentemente un cuarto de longitud de onda en la frecuencia de la radiación de microondas, es decir para transformar una condición de cortocircuito (sin campo E) a un circuito abierto (campo E máximo). La distancia entre los centros de las dos sondas de campo E es preferentemente un múltiplo de una mitad de longitud de onda en la frecuencia de la radiación de microondas, con lo que las impedancias serán idénticas.

El modo dominante de propagación de señal (que muestra la menor pérdida de inserción) a través de una guía de ondas cilíndrica es el modo TE_{11} . El diámetro D de la guía de ondas requerido para habilitar que la señal se propague es dado por

$$D = \frac{1,8412c}{\pi f \sqrt{\mu_r \epsilon_r}}$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío, f es la frecuencia de operación, μ_r es la permeabilidad relativa para un material de carga magnética (factor de carga magnética), ϵ_r es la permisividad relativa para un material de carga eléctrica (factor de carga dieléctrica), y el factor 1,8412 viene de la solución de la función de Bessel para una guía de ondas cilíndrica que soporta el modo de propagación dominante TE_{11} y el cálculo para la frecuencia de corte para la menor pérdida de inserción en la frecuencia de operación.

Por ejemplo, si la estructura no se carga (como se prefiere para conseguir la menor pérdida de inserción), el diámetro D para que el modo dominante se propague a 5,8 GHz es mayor de 30,3 mm. El diámetro real usado puede elegirse para tener en cuenta o excluir modos que puede propagar a diámetros mayores. En una realización, el diámetro es de 40,3 mm.

Una guía de ondas cilíndrica es ideal para conseguir los niveles mayores de protección indicados anteriormente. Sin embargo, se necesita cuidado para garantizar que no haya demasiada capacitancia a través de tierras aisladas (conductores exteriores), que pueden aumentar la cantidad de energía de RF acoplada entre la trayectoria de señal de RF y la tierra aislada, aumentado por lo tanto las posibilidades de una descarga eléctrica y quemaduras al paciente.

Existen varias fuentes de reflexiones entre el detector y el extremo distal del cable en la disposición mostrada en la

Figura 2. Estas incluyen:

- el conector de salida desde el amplificador,
- el aislador de guía de ondas 202,
- la estructura capacitiva (interruptor de CC) 204,
- el combinador de señal (diplexor) 203,
- estructuras de conexión (por ejemplo, uniones coaxiales) 230, 232, etc. entre los componentes anteriores,
- la conexión 228 entre el cable y la salida del generador,
- la conexión en el extremo proximal de la herramienta electroquirúrgica, e
- imperfecciones en el cable coaxial.

Para reducir el efecto de reflexiones, y minimizar la señal que necesita eliminarse de la medición, estas contribuciones individuales necesitan reducirse o minimizarse si es posible.

El conector de salida desde el amplificador puede usar un conector estándar, tales como un conector de tipo N. Un conector de tipo N tiene una típica VSWR de 1,1, que corresponde a una pérdida de retorno de aproximadamente 26 dB. Esto no puede controlarse fácilmente y podría esperarse que varíe en un intervalo desde pérdida de retorno infinita (perfecto) a 20 dB.

El aislador de guía de ondas 202 puede esperarse que tenga una pérdida de retorno cercana al 20 dB. Esto puede ajustarse mediante el uso de tornillos de sintonización en la entrada y/o salida, pero es improbable que se mejore mucho adicionalmente. Esto es parcialmente debido a los límites de incertidumbre de medición y porque los conectores de entrada y de salida necesitan desconectarse y reconectarse después de ajustar y medir la pérdida de retorno en el equipo de prueba.

El interruptor de CC 204 puede mostrar una pérdida de retorno en la región de 12 dB a 14 dB. La presente invención busca reducir esta pérdida, a través del uso de tornillos de sintonización 231 en el aislador de guía de ondas 202 y/o reactancia ajustable en el canal de RF. Como alternativa, la pérdida puede reducirse proporcionando el interruptor de CC como parte del aislador de guía de ondas (véanse las Figuras 3 y 4).

El diplexor tiene una pérdida de retorno cercana a 20 dB. Esto es improbable que se mejore de forma fiable por razones similares a las dadas anteriormente.

Las estructuras de conexión pueden incluir uniones de codo coaxiales de tipo N convencionales entre los componentes anteriores. Tales uniones de codo se esperan que tenga una típica VSWR de 1,2, así que una pérdida de retorno cercana a 21 dB, cada una.

El conector en la salida del generador puede ser un conector Q-N, que habitualmente se especifica que tiene una pérdida de retorno de 25 dB.

El conector en el extremo proximal de la herramienta puede ser un conector Q-MA, que habitualmente se especifica que tiene una pérdida de retorno de 25 dB.

Daño leve a los cables, por ejemplo, que surgen de doblado o deformación, pueden resultar en una pérdida de retorno de 20 dB desde la mitad del cable. El cuidado en el manejo del cable puede ayudar a reducir esta pérdida.

La Tabla 1 muestra el efecto combinado de valores típicos de pérdida de retorno que surge a partir de las reflexiones analizadas anteriormente.

Tabla 1: efecto combinado de pérdidas de retorno

	Pérdida de retorno (dB)	Coefficiente de reflexión de potencia	Coefficiente de reflexión de tensión	VSWR
Conector	26	0,0025	0,050	1,11
Aislador UHF	20	0,0100	0,100	1,22
Codo	21	0,0079	0,089	1,20
Interruptor de CC	12	0,0631	0,251	1,67
Codo	21	0,0079	0,089	1,20
Diplexor	20	0,0100	0,100	1,22
Q-N	25	0,0032	0,056	1,12
Q-MA	25	0,0032	0,056	1,12
'RMS'	9,673	0,1078	0,328	1,98
Max	3,565	0,4401	0,663	4,94

La Tabla 1 también muestra el coeficiente de reflexión de potencia asociado, coeficiente de reflexión de tensión y VSWR. Porque la fase de cada reflexión no se conoce - y puede variar de conjunto a conjunto - la pérdida de retorno total es incierta. Sin embargo, es posible calcular un valor 'RMS' y un peor valor (o máximo). El valor 'RMS' se calcula añadiendo los coeficientes de reflexión de potencia. Si existen varias reflexiones, y el total todavía es pequeño en comparación a la unidad, esto da una buena estimación del valor probable. El valor máximo se calcula usando el producto de las VSWR. Esto es exacto y la VSWR no puede exceder de este valor, pero raramente lo alcanzará.

Puede observarse que el coeficiente de reflexión de potencia del interruptor de CC es aproximadamente del 60 % del total final, de modo que reduciendo esto se podría reducir el valor de 'RMS' aproximadamente un 50 %, resultando en una mejora en la pérdida de retorno desde -9,7 dB a -12,6 dB, como se muestra en la Tabla 2.

Tabla 2: combinación de reflexiones - interruptor de CC mejorado

	Pérdida de retorno (dB)	Coeficiente de reflexión de potencia	Coeficiente de reflexión de tensión	VSWR
Conector	26	0,0025	0,050	1,11
Aislador UHF	20	0,0100	0,100	1,22
Codo	21	0,0079	0,089	1,20
Interruptor de CC	20	0,0100	0,100	1,22
Codo	21	0,0079	0,089	1,20
Diplexor	20	0,0100	0,100	1,22
Q-N	25	0,0032	0,056	1,12
Q-MA	25	0,0032	0,056	1,12
'RMS'	12,618	0,0547	0,234	1,61
Max	4,935	0,3210	0,567	3,61

Para conseguir la mejora mostrada en la Tabla 2, la realización mostrada en la Figura 2 tiene un conjunto de tetones de sintonización 231 (tres tetones en este ejemplo) incorporados en el aislador de guía de ondas 202. Además, para permitir que el aparato se use con diferentes longitudes de cable coaxial (que presenta diferentes capacitancias en el ajuste de componentes), el canal de RF puede tener una reactancia ajustable 217. La reactancia ajustable puede comprender condensadores o inductores sintonizables electrónicamente o conmutados que se controlan por una señal de control C_1 desde el microprocesador.

La Figura 3 es un diagrama esquemático que muestra otra realización de un circuito de aislamiento para un aparato electroquirúrgico. Se dan los mismos números de referencia a características en común con la realización de la Figura 2 y no se describen de nuevo. En esta realización, el circuito de aislamiento comprende un aislador de guía de ondas 600 cuyo hueco de asilamiento se configura para proporcionar el nivel necesario de CC aislamiento mientras que también tiene una reactancia capacitiva que es lo suficientemente alta en la frecuencia de la energía de RF para evitar acoplamiento de energía de RF a través del hueco de asilamiento y lo suficiente baja en la frecuencia de la energía de microondas para evitar fuga de la energía de microondas en el hueco. La configuración del hueco se explica en detalle con referencia a la Figura 4. El hueco puede ser de 0,6 mm o más, por ejemplo, 0,75 mm. Esta configuración significa que no se necesita el aislador coaxial usado en la realización de la Figura 2.

Además, en esta realización el circuito de combinación se integra con el aislador de guía de ondas 600. El conductor de señal 212 y conductor de tierra 214 que transportan la señal de RF se conectan a un conector de RF coaxial 602 (alimentación de RF), que introduce la señal de RF en el aislador de guía de ondas 600, desde la que se transporta fuera del puerto de salida 232 hacia la sonda. El hueco aislante 603 se dispone para evitar que la señal de RF se acople de nuevo al puerto de entrada 230. Se evita que la energía de microondas se acople al conector 602 colocando con cuidado la varilla conductora interior dentro del aislador de guía de ondas, como se explica a continuación. Combinando la energía de RF y de microondas en el aislador de guía de ondas se elude la necesidad de un circuito de combinación separado, que reduce el número de componentes requeridos para el circuito de aislamiento y habilita que el mismo se proporcione como una unidad más compacta.

Una unidad de sintonización se incorpora en el aislador de guía de ondas 600 para reducir la pérdida de retorno del ajuste de componentes, como se analiza a continuación. En esta realización, la unidad de sintonización comprende tres tetones 231 que pueden insertarse de forma ajustable, por ejemplo, roscados, en el cuerpo de la cavidad.

Además, de forma similar a la Figura 2, el canal de RF tiene una reactancia ajustable 217 que es operable bajo el control de señal de control C_1 desde el microprocesador para acomodar (por ejemplo, compensar) cambios en capacitancia que surgen desde diferentes longitudes de cable usadas con el generador. La reactancia ajustable 217 puede comprender uno o más condensadores o inductores sintonizables electrónicamente o conmutados conectados en derivación o en serie con el canal de RF. Se prefiere la ubicación de la reactancia ajustable antes del

aislador 600, ya que si está después del aislador puede ser necesario construir obturadores de microondas adicionales para evitar que la capacitancia de RF cambie la impedancia de microondas.

La Figura 4 muestra una vista lateral en sección transversal del aislador de guía de ondas adaptado 600 usado en el circuito de aislamiento de la Figura 3. El aislador de guía de ondas 600 tiene un cuerpo cilíndrico hecho de dos partes coincidentes. En esta realización, una sección de entrada 604 es un componente hembra que tiene una abertura para recibir una sección de salida 606, que tiene un componente macho cooperante. Un puerto de entrada 230 y un puerto de salida 232 se montan en la sección de entrada 604 y sección de salida 606 respectivamente. En esta realización, los tornillos de sintonización 231 están en la sección de entrada 604.

En la práctica la sección de sintonización se ubicará a lo largo de la guía de ondas desde el conector de entrada/sonda. La Figura 4 muestra una disposición en la que los tornillos de sintonización están opuestos a la sonda de entrada, pero puede preferirse tener los mismos en una sección corta de guía de ondas que no tiene otros componentes en la misma. En la práctica, si otros componentes están 30 mm o más lejos de los tornillos de sintonización a lo largo de la longitud de la guía de ondas, puede evitarse cualquier interacción potencial entre esos componentes y los tornillos de sintonización.

Los tornillos de sintonización pueden proporcionarse en la sección de salida de la guía de ondas. Sin embargo, en la presente realización la sección de salida tiene un diámetro seleccionado para permitir que el modo TM_{01} se propague. En este caso es preferible evitar ubicar los tornillos de sintonización en la sección de salida para garantizar que este modo no se activa accidentalmente.

El hueco de CC, que aísla la sección de entrada 604 de la sección de salida 606 comprende un número de partes de componente. Las partes de componente tienen todos simetría rotacional alrededor del eje del cuerpo cilíndrico. Una primera parte de componente es un anillo de aislamiento primario 608, por ejemplo, hecho de material rígido tales como plástico Delrin® o cloruro de polivinilo (PVC), que rodea el componente macho de la sección de salida 606 y separa (y aísla eléctricamente) las superficies exteriores de la sección de entrada 604 y sección de salida 606.

La longitud axial del anillo de aislamiento 608 es más corta que el componente macho de la sección de salida 606, de modo que la longitud del componente macho se extiende más allá del extremo distal del anillo de aislamiento 608. Esta sección del componente macho se solapa con el extremo distal del componente hembra de la sección de entrada 604. Una segunda parte de componente del hueco de CC es un anillo de aislamiento secundario 612 (que puede formarse de una pieza con el anillo de aislamiento primario 608) que proporciona un aislamiento radial entre los extremos distales de los componentes macho y hembra.

Una tercera parte de componente del hueco de CC es una película de aislamiento 610 (por ejemplo, una o más capas de cinta Kaptón®) que cubre la superficie interna de la sección de entrada 604 para una longitud axial más allá del extremo distal de la sección de salida 606. La película de aislamiento puede aislar la sección de entrada de cualquier campo de margen en el extremo distal de la sección de salida 606.

Una cuarta parte de componente del hueco de CC es un obturador de microondas relleno de aire 614, que es un canal anular estrecho en el extremo distal de la sección de entrada 604. La presencia del obturador de microondas 614 disminuye la reactancia capacitiva en la frecuencia de la energía de microondas, que evita fuga (por ejemplo, radiación) de la energía de microondas en el hueco de CC.

La complejidad aumentada del hueco de la configuración de CC en esta realización aumenta la reactancia capacitiva en la frecuencia de la energía de RF ensanchando el hueco 'promedio' entre las secciones de entrada y salida. Mientras tanto la presencia del obturador de microondas 614 hace uso de efectos resonantes para garantizar que la reactancia capacitiva en la frecuencia de la energía de microondas es lo suficiente baja para evitar fuga de energía de microondas del hueco.

En esta realización, el aislador de guía de ondas también actúa como el circuito de combinación. El conector 602 tiene una varilla conductora interior 616 que se proyecta en el aislador de guía de ondas, donde se junta con el conductor interior 618 de la sonda de salida coaxial (puerto de salida 232) en un punto espaciado del extremo del conductor interior 618. La posición de la varilla conductora interior se selecciona para ubicarse sustancialmente paralela a los equipotenciales de la energía de microondas en el aislador de guía de ondas (es decir es, de media, perpendicular a las líneas de campo en el aislador) de modo que no acopla ninguna potencia de microondas significativa. Esta posición puede determinarse mediante técnicas de simulación conocidas. Dado que la varilla conductora 616 no se acciona mediante la energía de microondas y no transporta ninguna corriente de microondas, su grosor puede seleccionarse sin impacto negativo. Un alambre simple similar al conductor interior 618 es adecuado.

Porque las separaciones son grandes se espera que el despegue de tensión sea alto. Por consiguiente, el material dieléctrico (por ejemplo, cubiertas de PTFE 620, 622) que rodea el conductor interior 618 y varilla conductora 616 respectivamente a medida que pasan a través de la pared del aislador 600 se dispone para extender algo de distancia en la cavidad. Esta disposición puede aumentar la distancia para el seguimiento a través del punto en el

que la sonda se mete en la cavidad (alimentación de RF y alimentación de microondas), y es por lo tanto una manera efectiva de aumentar la tensión de ruptura.

Además, puede proporcionarse un obturador de microondas 624 en la parte exterior de la alimentación de RF para reducir cualquier fuga de energía de microondas. Esto podría ser o bien una extensión o bien estar incorporado. El obturador de microondas 624 se representa en esta realización como un elemento en la pared exterior de la alimentación de RF. Sin embargo, un obturador radial podría funcionar igual de bien.

Los tetones 231 en el aislador de guía de ondas 600 pueden ajustarse cuando el dispositivo está en prueba, para reducir la reflexión total de todos los componentes en el ajuste por debajo de -20 dB. El efecto de esto se muestra a continuación en la Tabla 3. La pérdida de retorno de 'RMS' es -17,2 dB y el peor caso sería -11,8 dB.

Tabla 3: combinación de reflexiones - aislador integrado

	Pérdida de retorno (dB)	Coefficiente de reflexión de potencia	Coefficiente de reflexión de tensión	VSWR
Conector	26	0,0025	0,050	1,11
Aislador integrado	20	0,0100	0,100	1,22
Q-N	25	0,0032	0,056	1,12
Q-MA	25	0,0032	0,056	1,12
'RMS'	17,25	0,0188	0,137	1,32
Max	11,7954	0,0661	0,257	1,69

Si el sintonizador se usa in-situ, mientras la pérdida de retorno se supervisa usando el detector de potencia de retroceso, debería ser posible reducir el efecto combinado de ruptura de acoplador y pérdida de retorno para todos los componentes conectados a por debajo de 20 dB, con la condición de que el conjunto se terminó en una buena carga, es decir una carga con una pérdida de retorno significativamente mejor de 30 dB. Esto dejará únicamente las reflexiones no deseadas de los conectores QN y QMA y cualquier imperfección en los cables. La VSWR típica restante y pérdida de retorno de estos componentes se muestra en la Tabla 4.

Tabla 4: combinación de reflexiones - sintonizadas in situ

	Pérdida de retorno (dB)	Coefficiente de reflexión de potencia	Coefficiente de reflexión de tensión	VSWR
Q-N	25	0,0032	0,056	1,12
Q-MA	25	0,0032	0,056	1,12
'RMS'	21,9897	0,0063	0,080	1,17
Max	19,00682	0,0126	0,112	1,25

Esta corrección sería efectiva en un ancho de banda determinado por la distancia de retardo entre las reflexiones significativas, incluyendo el sintonizador, y también la ruptura de acoplador. Si la carga usada fuera, por ejemplo, un cable con pérdida en el lado alejado del conector Q-MA, la distancia de retardo entre ruptura de acoplador y la reflexión en el conector Q-MA sería de aproximadamente 2 m (teniendo en cuenta un ajuste de longitud típica del generador, el cable y la constante dieléctrica dentro del cable). Para la interferencia entre reflexiones tan alejadas para atravesar un ciclo completo, la frecuencia necesitaría que cambiase 750 MHz. A 1/12 de este ancho de banda la cancelación sería de 6 dB, aumentando la cancelación 6 dB para cada mitad de ancho de banda. Para ancho de banda de 15 MHz debería conseguirse cancelación de 18 dB. Ya que la pérdida de retorno original combinada para estos dos componentes se espera que no sea de más de 17 dB esto debería reducirse por debajo de 35 dB en ancho de banda de 15 MHz.

Por ejemplo, si la pérdida de retorno a medir está en la región de 14 dB a 24 dB y la señal no deseada total puede mantenerse por debajo de 35 dB esto resultará en incertidumbres de aproximadamente 14 dB +/- 0,8 dB y aproximadamente 24 dB +/- 2,5 dB.

Como se ha analizado anteriormente con respecto a la Figura 1, el canal de microondas incluye un amplificador de potencia 412. Las siguientes descripciones describen mejoras para el amplificador de potencia y componentes asociados que pueden formar un aspecto independiente de la invención descrita en este documento.

Existen varias áreas en las que el rendimiento y comportamiento del amplificador de potencia 412 y detectores de avance e inversos asociados 414, 418 pueden optimizarse para uso en el generador electroquirúrgico descrito anteriormente:

- mayor salida de potencia;
- sensibilidad de los detectores de avance e inversos;

- reducción de ruido de generación en las señales de supervisión emitidas desde el amplificador de potencia.

Para conseguir mayor potencia es necesario o bien usar más chips de amplificador o bien aumentar la potencia de cada chip. En la disposición conocida mostrada en la Figura 1, el amplificador de potencia 412 comprende un transistor inicial que acciona cuatro transistores en paralelo en la etapa de salida de potencia, proporcionando cada uno aproximadamente 25 W. Si se mantiene esta configuración, sería deseable generar más de 40 W en cada uno de estos transistores. Aumentar el número de transistores requeriría un cambio en el diseño de divisor y el uso de más espacio de placa para el(los) componente(s) extra(s).

- 10 Es deseable que la frecuencia de la energía de microondas sea de 5,8 GHz. En esta frecuencia, es deseable ser capaz de suministrar 120 W en la salida del generador con rendimiento de sobra disponible para degradación debido a variación de temperatura. Es necesario hacer una selección cuidadosa de transistor basándose en ganancia y salida de potencia saturada, como se muestra mediante en siguiente análisis.
- 15 La Tabla 5 a continuación muestra algunos parámetros de rendimiento de algunos transistores de potencia de microondas adecuados para su uso en 5,8 GHz.

Tabla 5: Parámetros de algunos transistores de GaAs

		Ganancia dB 1dB	dBm 1dB	Ganancia dB	dBm 3dB	Ganancia dB	dBm		
Toshiba	TIM5359-60SL	8	47						
Integra	IGN5259M80					12,8	50	Sin CW	300 ms
						12,8	47	CW	
Mitsubishi	MGFC50G5867					10	10		
Mitsubishi	MGFC47G5867					50	47		

- 20 Se construyó un modelo de hoja de cálculo simple para determinar qué transistores podrían usarse. La potencia de salida requerida se estableció a 120 W. Para los parámetros en la Tabla 6 el modelo proporciona los resultados mostrados en la Tabla 7.

Tabla 6: Constantes para Etapas de Salida de Potencia Simple

Potencia de Transistor	75	W
Ganancia de Transistor	10	dB
Divisor	-3,5	dB
Combinador	2,5	dB
Circulador	-0,5	dB
Interruptor de CC	-0,5	dB

25

Tabla 7: Potencia a través de Circuito de Combinador Simple y Etapas de Salida

Ganancia fuera de etapa	Potencia fuera de etapa		
(dB)	(dBm)	(W)	
0	35,75061	3,758904	Potencia de entrada requerida
10	45,75061	37,58904	Potencia fuera de primer transistor
6,5	42,25061	16,79041	Potencia después de división de 2 direcciones
3	38,75061	7,5	Potencia después de segunda división de 2 direcciones
13	48,75061	75	Potencia de un transistor
15,5	51,25061	133,371	Potencia después de primer combinador
18	53,75061	237,1708	Potencia después de segundo combinador
17,5	53,25061	211,3787	Potencia después de circulador
17	52,75061	188,3915	Potencia después de interruptor de CC

- Este modelo muestra que, usando cinco transistores, con uno solo como el preamplificador seguido de cuatro en paralelo, para una potencia de entrada de aproximadamente 3,75 W podría esperarse una salida potencia de aproximadamente 188 W. Esto es menor ganancia que los 20 dB esperados desde los amplificadores, porque se ha permitido pérdida de 0,5 dB para cada uno de dos divisores de dos direcciones, cada uno de los combinadores de dos direcciones y para el circulador e interruptor de CC de salida, haciendo un total de 3 dB de pérdida.

- 35 Se han usado una potencia de transistor de 75 W y ganancia de 10 dB, que pueden, por ejemplo, corresponder a un Mitsubishi MGFC50G5867 degradado. Esto permite un poco más 1 dB de tolerancia para degradación térmica de potencia de salida saturada. Incluso con esta degradación, la potencia de salida modelada de 188 W está casi 2 dB por encima del objetivo de 120 W. Aunque pueden combinarse cuatro transistores con potencia de salida de 50 W

para proporcionar 125 W de salida, existe únicamente 0,2 dB de tolerancia para degradación térmica (o para otro rendimiento no óptimo). Esto es demasiado bajo y probablemente conduciría a problemas de estabilidad de potencia a altas temperaturas o después de uso prolongado, similar a lo visto en el presente amplificador.

- 5 Este análisis demuestra cómo puede conseguirse potencia extra sin requerir una nueva distribución de placa o el gasto de componentes de transistor adicionales.

Volviendo ahora a configuración de detector de avance y reverso, las mejoras propuestas en este documento buscan abordar tres problemas:

- 10 (1) pobre directividad de los acopladores;
 (2) atenuación significativa de la señal reflejada desde la sonda por los cables. Esta atenuación provoca que la señal sea comparable con otras pequeñas señales reflejadas desde conectores y otros componentes en la línea de transmisión, y también con ruptura de la señal de avance a través del circulador. También puede haber
 15 ruptura a partir de la reflexión desde la terminación de la línea de señal inversa, porque existe directividad de acoplador pobre. Esto hace muy difícil medir con precisión la señal desde la sonda usando un detector de potencia simple.
 (3) contaminación de la señal de detector de avance mediante reflexiones desde el circulador y mediante ruptura de la señal inversa a través del circulador, ambas de las cuales pueden estar únicamente 15 dB por debajo de la
 20 señal de avance. Esto se acentúa por la pobre directividad del acoplador de detector.

El rendimiento de detector de avance puede mejorarse de las siguientes maneras.

- 25 En primer lugar, la directividad del acoplador de detector de avance puede mejorarse a 20 dB o más a través de diseño y modelado apropiados, es decir teniendo en cuenta el sustrato, impedancia, factor de acoplamiento y geometría. No es deseable intentar sintonizar el acoplador después de montaje para conseguir una potencia de diodo deseada, ya que a menudo esto tiene un efecto malo en la directividad. El rendimiento del detector inverso puede mejorarse de una manera similar.

- 30 En segundo lugar, el aislamiento y pérdida de retorno del circulador pueden mejorarse a 20 dB o mejor. Esto podría hacerse usando un circulador de 4 puertos. Hacer esto también mejoraría el rendimiento de detector inverso.

- Puede ganarse una mejora significativa usando un mezclador de cuadratura en lugar del detector inverso (que es un detector cuadrático), de modo que puede medirse la suma de vectores de las señales no deseadas y a continuación restarse de la suma de vectores de la señal total que incluye la reflexión desde la punta. Es posible conseguir cancelación de 20 dB de señales no deseadas usando este método. Un mezclador de cuadratura requiere una señal de referencia que es coherente con la señal a medir, es decir una que se genera usando la misma señal de reloj. La señal de referencia (100 mW) podría tomarse (acoplarse) antes o después de la etapa de amplificación de potencia.

- 40 La mejora proporcionada por un mezclador de cuadratura en un detector cuadrático se demuestra mediante el siguiente análisis.

- Un detector cuadrático proporciona una señal de salida proporcional al cuadrado de la tensión en la entrada. Esto contendría múltiples frecuencias generadas mediante el proceso de cuadratura, pero estas se filtran mediante un
 45 filtro de paso bajo de modo que únicamente se emite una señal de variación lenta, es decir en una frecuencia mucho menor que la frecuencia de microondas. Si existen múltiples señales llegando al detector a la vez, la salida es el cuadrado de la suma de las tensiones de todas las señales.

$$V_{SUM} = \sum_n v_n = \sum_n \text{real}[a_n \exp(j(\omega_n t + \phi_n))] = \text{real} \left[\sum_n a_n \exp(j(\omega_n t + \phi_n)) \right]$$

$$= \sum_n a_n [\exp(j(\omega_n t + \phi_n)) + \exp(-j(\omega_n t + \phi_n))]$$

50

$$V_{SUM}^2 = \left\{ \sum_n v_n \right\}^2 = \left\{ \sum_n a_n [\exp(j(\omega_n t + \phi_n)) + \exp(-j(\omega_n t + \phi_n))] \right\}^2$$

$$= \sum_m \sum_n a_m a_n \left[\exp(j((\omega_m + \omega_n)t + \phi_m + \phi_n)) + \exp(j((\omega_m - \omega_n)t + \phi_m - \phi_n)) \right. \\ \left. + \exp(-j((\omega_m + \omega_n)t + \phi_m + \phi_n)) + \exp(-j((\omega_m - \omega_n)t + \phi_m - \phi_n)) \right]$$

Todos estos componentes tienen una frecuencia $(\omega_m + \omega_n)$ o $|\omega_m - \omega_n|$. Si $m=n$ entonces $|\omega_m - \omega_n| = 0$ y esto es un término de CC y puede seleccionarse usando un filtro de paso bajo.

- 55

$$V_{CC}^2 = 2 \sum_n a_n^2 .$$

Si las señales están todas en diferentes frecuencias, la señal de CC resultante es

Si las señales están en la misma frecuencia, entonces el cuadrado de la suma de las tensiones es

$$\begin{aligned} V_{SUM}^2 &= \left\{ \sum_n v_n \right\}^2 = \left\{ \sum_n a_n [\exp(j(\omega t + \phi_n)) + \exp(-j(\omega t + \phi_n))] \right\}^2 \\ &= \sum_m \sum_n a_m a_n \left[\exp(j(2\omega t + \phi_m + \phi_n)) + \exp(j(\phi_m - \phi_n)) \right. \\ &\quad \left. + \exp(-j(2\omega t + \phi_m + \phi_n)) + \exp(-j(\phi_m - \phi_n)) \right] \end{aligned}$$

El componente de CC de esto es

$$\begin{aligned} V_{CC}^2 &= \sum_m \sum_n a_m a_n [\exp(j(\phi_m - \phi_n)) + \exp(-j(\phi_m - \phi_n))] \\ &= 2 \sum_m \sum_n a_m a_n \cos(\phi_m - \phi_n) \end{aligned}$$

La complicación que viene con esto es que el coseno puede ser positivo o negativo, dependiendo de la diferencia de las dos fases en los corchetes, y en algunos casos la suma puede ser cero.

Esto significa que, con una señal o con múltiples señales a diferentes frecuencias, podemos medir la potencia total con un detector cuadrático, pero con dos o más señales en la misma frecuencia en ocasiones podemos no medir potencia y habitualmente no mediremos la potencia total.

Si se hace una medición con una señal menos (es decir cuando la señal que buscamos está apagada) y otra después de que se añade la señal (es decir se enciende de nuevo), la diferencia será

$$\begin{aligned} \Delta V_{CC}^2 &= 2 \sum_N \sum_N a_m a_n \cos(\phi_m - \phi_n) - 2 \sum_{N-1} \sum_{N-1} a_m a_n \cos(\phi_m - \phi_n) \\ &= 2 a_N \sum_{N-1} \{a_n \cos(\phi_N - \phi_n)\} + a_N^2 = a_N \left(2 \sum_{N-1} \{a_n \cos(\phi_N - \phi_n)\} + a_N \right) \end{aligned}$$

Así que la diferencia no es solo igual a la potencia en la señal extra, sino que implica la suma de muchos de otros términos, que pueden ser positivos o negativos.

La potencia de una señal no puede determinarse si otras señales de la misma frecuencia también están presentes en el detector cuadrático, a no ser que las fases de todos los términos extra puedan variarse independientemente o la fase de la señal a determinar pueda variarse independientemente de modo que pueda eliminarse los términos de coseno en la suma. Esto podría hacerse haciendo, por ejemplo, dos mediciones en las que la fase de la señal a medir varió en 180 grados, pero las fases de todas las demás señales no se cambiaron. Las sumas en las dos señales de diferencia se cancelarían entre sí entonces si se añaden juntas, pero la señal deseada sumaría.

$$\left[2 a_N \sum_{N-1} \{a_n \cos(\phi_N - \phi_n)\} + a_N^2 \right] + \left[2 a_N \sum_{N-1} \{-a_n \cos(\phi_N - \phi_n)\} + a_N^2 \right] = 2 a_N^2$$

No está claro cómo podría variarse la fase de la señal deseada sin cambiar las fases de las señales no deseadas, o cómo podrían variarse las fases de las otras señales sin cambiar la fase de la señal deseada. Si esto no puede hacerse entonces un detector cuadrático no puede medir la potencia de la señal deseada cuando existen otras señales no deseadas presentes en la misma frecuencia (es decir reflexiones y ruptura).

El detector de cuadratura difiere significativamente del detector cuadrático, de tres maneras:

- requiere dos entradas, la señal a medir y una señal de referencia.
- tiene dos salidas, que están fuera de fase por 90 grados (un cuarto de un ciclo en la frecuencia de la señal de referencia).
- cada una de las señales de salida es proporcional a la tensión de entrada total, no a la potencia.

Los dos canales de salida se denominan comúnmente como "I" y "Q", "coseno" y "seno" o "en fase" y "cuadratura".

Son proporcionales a tensión de entrada total, y al coseno y seno de la fase de la señal total.

Las dos señales son $I = A|V_{TOT}|\cos(\phi_{TOT} - \phi_{REF})$ y $Q = A|V_{TOT}|\sin(\phi_{TOT} - \phi_{REF})$.

- 5 Entonces es posible determinar $A|V_{TOT}|$ y $(\phi_{TOT} - \phi_{REF})$ a partir de las señales I y Q, donde A es la ganancia de tensión del mezclador (habitualmente especificada como pérdida de conversión en dB).

$$V_{TOT} = |V_{TOT}| \exp(j\phi_{TOT}) = \sum_n |V_n| \exp(j\phi_n)$$

- 10 Si la señal a medir no está presente (pero todavía están ahí todas las señales de interferencia) entonces

$$V_{NO} = |V_{NO}| \exp(j\phi_{NO}) = \sum_{N-1} |V_n| \exp(j\phi_n) = V_{TOT} - |V_N| \exp(j\phi_N)$$

La señal deseada puede identificarse mediante la diferencia entre las dos mediciones.

15

$$AV_N = A(V_{TOT} - V_{NO}) = A\left(\sum_N |V_n| \exp(j\phi_n) - \sum_{N-1} |V_n| \exp(j\phi_n)\right) = A|V_N| \exp(j\phi_N)$$

Un mezclador de cuadratura puede comprarse como un chip o IC, por ejemplo, Hittite HMC525.

- 20 El detector de cuadratura puede usar una señal de referencia en la misma frecuencia nominalmente que la señal a detectar, o puede usar una señal de referencia con una frecuencia diferente. Cualquier diferencia debe ser menor que el ancho de banda de IF del detector.

- 25 En el primer caso la señal detectada se convierte descendentemente a (una pequeña banda alrededor de) CC. En el segundo caso la señal se convierte descendentemente a una frecuencia intermedia (IF). A continuación, puede convertirse descendentemente posteriormente a CC en dos mezcladores secundarios (uno por cada canal).

- 30 Para preservar la información de fase (requerida) en la señal convertida descendentemente, es necesario que todas las señales de referencia se obtengan a partir de la señal referencia de frecuencia. Para que el resultado final sea en CC las dos frecuencias de referencia deben sumar (o diferir por) exactamente la señal referencia de frecuencia.

La Figura 5A muestra una distribución simplificada de un mezclador de cuadratura con conversión descendente directa a banda base (CC). El circuito no muestra ningún filtro, atenuador o desfasador que puede usarse en diversos lugares.

35

La Figura 5B muestra una versión más complicada en la que la conversión descendente inicial es a una frecuencia intermedia. Esto se hace más a menudo cuando es necesario amplificar la señal mientras aún está en una frecuencia en la que ruido de baja frecuencia no es un problema, pero amplificadores y filtros son más fáciles de construir. También podría usarse de modo que la señal de referencia e IF podrían conectarse a otra parte de la placa sin la existencia de problemas de interferencia (respuesta o diafonía) - ninguno de los cuales está en la frecuencia de la señal principal.

40

La distribución interna se diseña de modo que la señal se divide equitativamente entre dos mezcladores internos 702, 704, con la misma longitud de trayectoria para ambas partes, pero las trayectorias de referencia respectivas a los mezcladores internos 702, 704 del mezclador intermedio 706 tienen una diferencia de onda de un cuarto. Esta diferencia de trayectoria resulta en que las señales de salida están en cuadratura - una de las mismas se compara con una tensión de coseno en la frecuencia de referencia y la otra a una tensión de seno en la frecuencia de referencia.

45

- 50 Volviendo ahora a la idea de reducir ruido en la señal de salida, existen dos fuentes del ruido probables.

En primer lugar, la tierra del amplificador no es una tierra de chasis debido a la alta corriente requerida para accionar la etapa de amplificador potencia, que resulta en una caída de tensión entre la tierra de la fuente de alimentación y la del amplificador, incluso cuando se usan alambres bastante gruesos.

55

En segundo lugar, si se pulsan las fuentes de alimentación en el generador, crean mucho ruido que se acopla a los avances y pistas de amplificador de potencia en la placa de generador en la que se digitalizan las señales de supervisión. Mucho del ruido es en frecuencias comparables con o mayor que la frecuencia de muestreo. Si ruido de alta frecuencia se digitaliza a tasas de muestras bajas entonces se distorsiona y aumenta el nivel de ruido en frecuencias bajas en la señal digitalizada.

60

El ruido podría reducirse de las siguientes maneras.

- 5 En primer lugar, puede eliminarse ruido aumentado debido a distorsión emparejando apropiadamente el ancho de banda de filtro analógico a la frecuencia de muestreo de acuerdo con el criterio de Nyquist, es decir el ancho de banda de filtro analógico (frecuencia superior de un filtro de paso bajo) antes de que el muestreo tenga lugar debería ser la mitad de la frecuencia de muestreo digital. Si se requiere que varíe la frecuencia de muestreo entonces los filtros deberían cambiarse o incorporarse múltiples filtros de modo que puede seleccionarse el ancho de banda correcto tal y como se requiere.
- 10 En segundo lugar, puede ser posible reducir el ruido en las señales medidas incorporando un procesador digital en el amplificador de potencia y digitalizando todas las señales medidas antes de ser emitidas desde el módulo de amplificador. Si un procesador digital se incorporase en el módulo de amplificador de potencia entonces podría usarse para otras funciones de control de amplificador de potencia.

REIVINDICACIONES

1. Aparato electroquirúrgico para resección de tejido biológico, comprendiendo el aparato:

- 5 un generador de señal de radiofrecuencia (RF) (218) para generar radiación electromagnética (EM) de RF que tiene una primera frecuencia;
 un generador de señal de microondas (220) para generar radiación EM de microondas que tiene una segunda frecuencia que es mayor que la primera frecuencia;
 una sonda dispuesta para suministrar la radiación EM de RF y la radiación EM de microondas de forma separada
 10 o simultáneamente desde un extremo distal de la misma; y
 una estructura de alimentación para transportar la radiación EM de RF y la radiación EM de microondas a la sonda, comprendiendo la estructura de alimentación un canal de RF para conectar la sonda al generador de señales de RF y un canal de microondas para conectar la sonda al generador de señal de microondas,
 15 en el que el canal de RF y el canal de microondas comprenden trayectorias de señal separadas físicamente (210, 212, 214) desde el generador de señales de RF y el generador de señal de microondas respectivamente, en el que la estructura de alimentación incluye un circuito de combinación que tiene una primera entrada (203) conectada a la trayectoria de señal separada en el canal de RF, una segunda entrada (205) conectada a la trayectoria de señal separada en el canal de microondas y una salida conectada a una trayectoria de señal común para transportar la radiación EM de RF y la radiación EM de microondas de forma separada o
 20 simultáneamente a lo largo de un único canal a la sonda, en el que el canal de microondas incluye un aislador de guía de ondas conectado para aislar la trayectoria de señal separada en el canal de microondas de la radiación EM de RF,
caracterizado por que
 el aislador de guía de ondas tiene una impedancia adaptable.

25 2. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el aislador de guía de ondas incluye una porción de sintonización que es ajustable para cambiar la impedancia del aislador de guía de ondas.

30 3. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con la reivindicación 2, en el que la unidad de sintonización comprende una pluralidad de tetones de sintonización (231) que se pueden insertar de forma ajustable en el aislador de guía de ondas.

4. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con cualquier reivindicación anterior,
 35 en el que el aislador de guía de ondas comprende una sección de entrada conductora, una sección de salida conductora que coincide con la sección de entrada para definir una cavidad de guía de ondas dentro de un volumen delimitado por las secciones de entrada y de salida y una barrera de aislamiento de CC dispuesta entre las secciones de entrada y de salida,
 en el que la salida en la trayectoria de señal común incluye un conductor de señal y un conductor de tierra, y
 40 en el que la estructura de alimentación incluye una estructura capacitiva entre el conductor de tierra de la salida en la trayectoria de señal común y la sección de entrada conductora del aislador de guía de ondas, estando la estructura capacitiva dispuesta para inhibir el acoplamiento de la energía EM de RF y la fuga de la energía EM de microondas.

45 5. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con la reivindicación 4, en el que la estructura capacitiva se proporciona mediante la barrera de aislamiento de CC y un obturador de microondas formado en la sección de entrada del aislador de guía de ondas.

50 6. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con la reivindicación 5, en el que las secciones interior y exterior del aislador de guía de ondas definen un cuerpo cilíndrico y en el que el obturador de microondas comprende un canal anular que se extiende axialmente desde el extremo distal de la sección interior del aislador de guía de ondas.

7. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 4 a 6, en el que la barrera de aislamiento de CC incluye un elemento espaciador de aislamiento rígido montado entre las secciones interior y
 55 exterior del aislador de guía de ondas.

8. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con la reivindicación 7, en el que la barrera de aislamiento de CC incluye una película de aislamiento montada en una porción de la superficie interna de la sección de entrada en la unión con el elemento espaciador de aislamiento rígido.

60 9. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, en el que el circuito de combinación está integrado con el aislador de guía de ondas.

10. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con la reivindicación 9, en el que la salida conectada a la trayectoria de señal común incluye una sonda de salida montada en la sección de salida del aislador de guía de ondas, teniendo la sonda de salida un conductor de acoplamiento que se extiende en el aislador de guía de ondas para acoplar la

energía EM de microondas de la misma, y en el que la primera entrada incluye un conector RF montado en el aislador de guía de ondas, teniendo el conector RF un conductor de señal que se extiende en la cavidad de guía de ondas para contactar eléctricamente el conductor de acoplamiento de la sonda de salida.

- 5 11. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con la reivindicación 10, en el que la posición del conductor de señal se extiende sustancialmente a lo largo de un equipotencial del campo EM de microondas dentro del aislador de guía de ondas.
- 10 12. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con las reivindicaciones 10 u 11, en el que una porción proximal del conductor de acoplamiento de la sonda de salida que se extiende en el aislador de guía de ondas y/o una porción proximal del conductor de señal del conector RF que se extiende en el aislador de guía de ondas está rodeada por una cubierta aislante.
- 15 13. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 10 a 12 que incluye un obturador de microondas montado en el conector para evitar que la energía EM de microondas se fugue del aislador de guía de ondas a través del conductor de señal del conector RF.
- 20 14. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con cualquier reivindicación anterior, en el que el canal de RF incluye una reactancia ajustable de forma controlable.
- 25 15. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con la reivindicación 14, en el que la reactancia ajustable comprende cualquiera de:
una capacitancia o una inductancia conmutables de forma seleccionable en el canal de RF, y
una capacitancia sintonizable electrónicamente o una inductancia sintonizable electrónicamente.
- 30 16. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con la reivindicación 4, en el que la estructura capacitiva incluye un aislador coaxial conectado en serie con el aislador de guía de ondas.
- 35 17. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, en el que el circuito de combinación comprende un circuito diplexor de microcinta.
- 40 18. Aparato electroquirúrgico de acuerdo con la reivindicación 17, en el que el canal de RF incluye un filtro de paso bajo, un filtro de paso de banda, un filtro de corte de banda o un filtro de ranura conectado entre la trayectoria de señal separada en el canal de RF y el circuito de combinación para bloquear que no entre radiación EM de microondas en la trayectoria de señal separada en el canal de RF.
- 45 19. Un circuito de aislamiento para aparato electroquirúrgico para resección de tejido biológico, comprendiendo el circuito de aislamiento:
un circuito de combinación (206) que tiene una primera entrada (203) conectable para recibir radiación electromagnética (EM) de radiofrecuencia (RF) que tiene una primera frecuencia desde un canal de RF, una segunda entrada (205) conectable para recibir radiación EM de microondas que tiene una segunda frecuencia que es mayor que la primera frecuencia desde un canal de microondas y una salida en comunicación con la primera y la segunda entradas para transportar la radiación EM de RF y la radiación EM de microondas a una trayectoria de señal común, y
un aislador de guía de ondas conectado para aislar el canal de microondas de la radiación EM de RF, en el que el aislador de guía de ondas comprende una sección de entrada conductora, una sección de salida conductora que coincide con la sección de entrada para definir una cavidad de guía de ondas dentro de un volumen delimitado por las secciones de entrada y de salida y una barrera de aislamiento de CC dispuesta entre las secciones de entrada y de salida,
en el que la salida desde el circuito de combinación incluye un conductor de señal y un conductor de tierra, en el que el circuito de aislamiento comprende una estructura capacitiva entre el conductor de tierra de la salida desde el circuito de combinación y la sección de entrada conductora del aislador de guía de ondas, estando la estructura capacitiva dispuesta para inhibir el acoplamiento de la energía EM de RF y la fuga de la energía EM de microondas, y
55 en el que el aislador de guía de ondas tiene una impedancia adaptable.

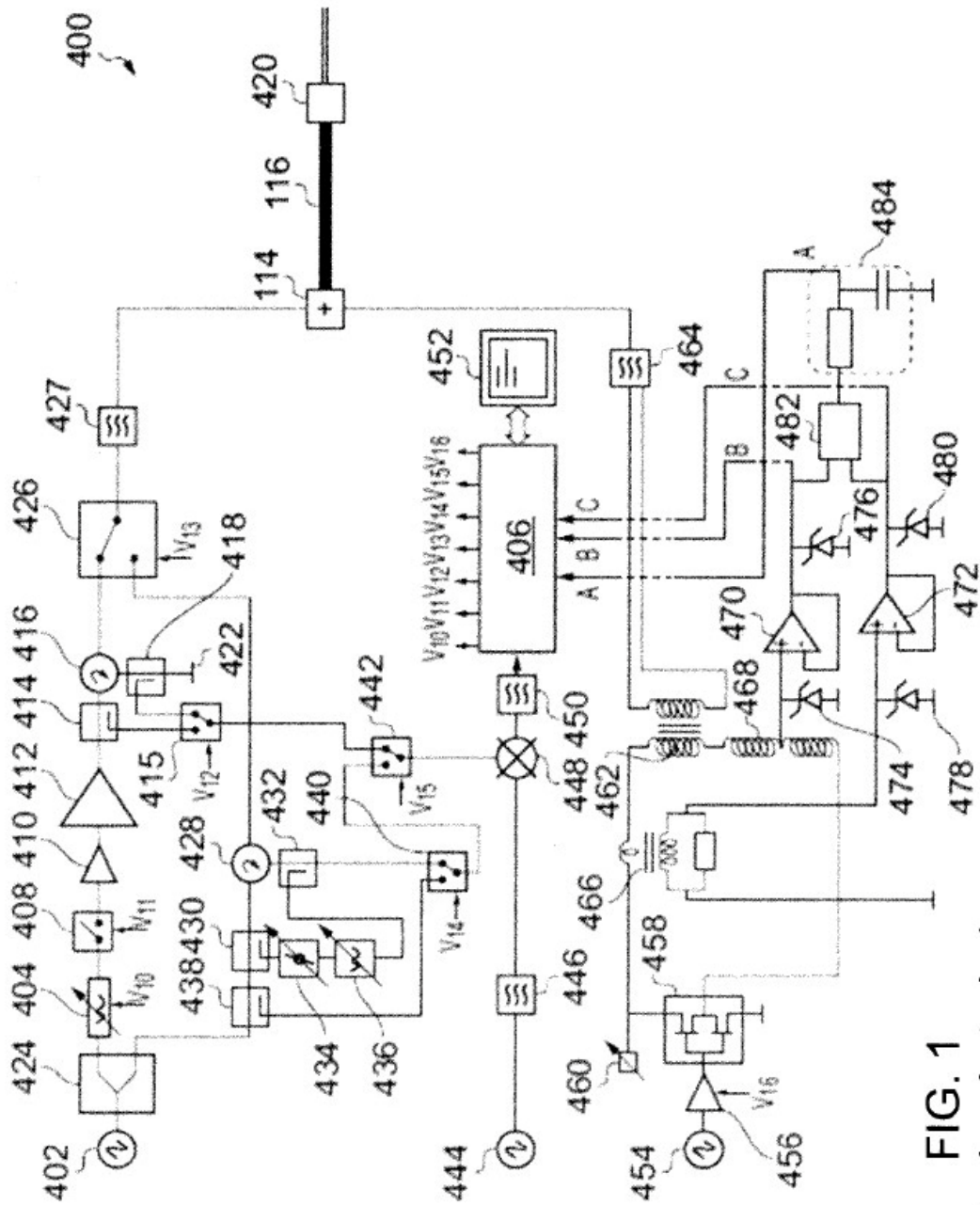


FIG. 1
(Técnica Anterior)

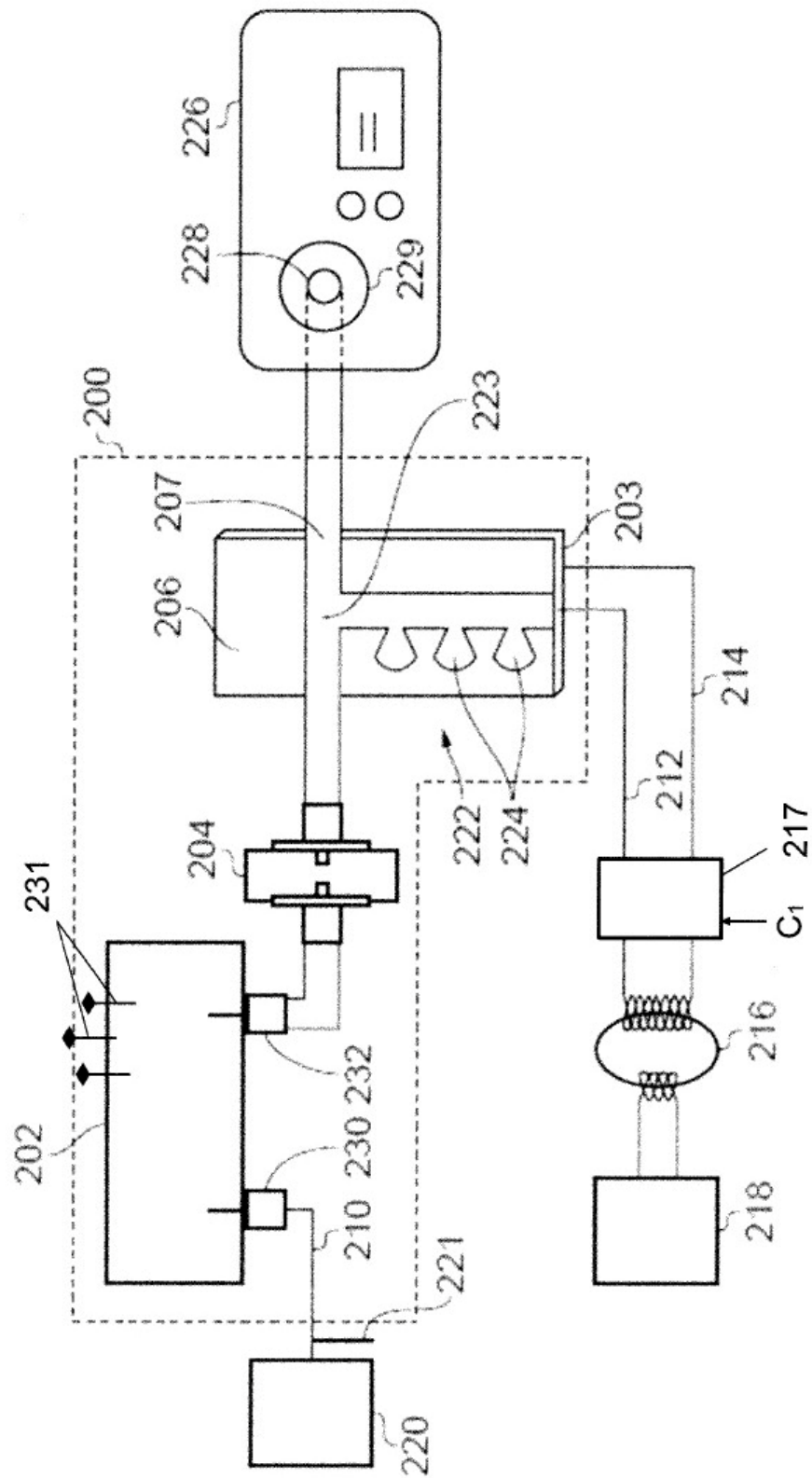


FIG. 2

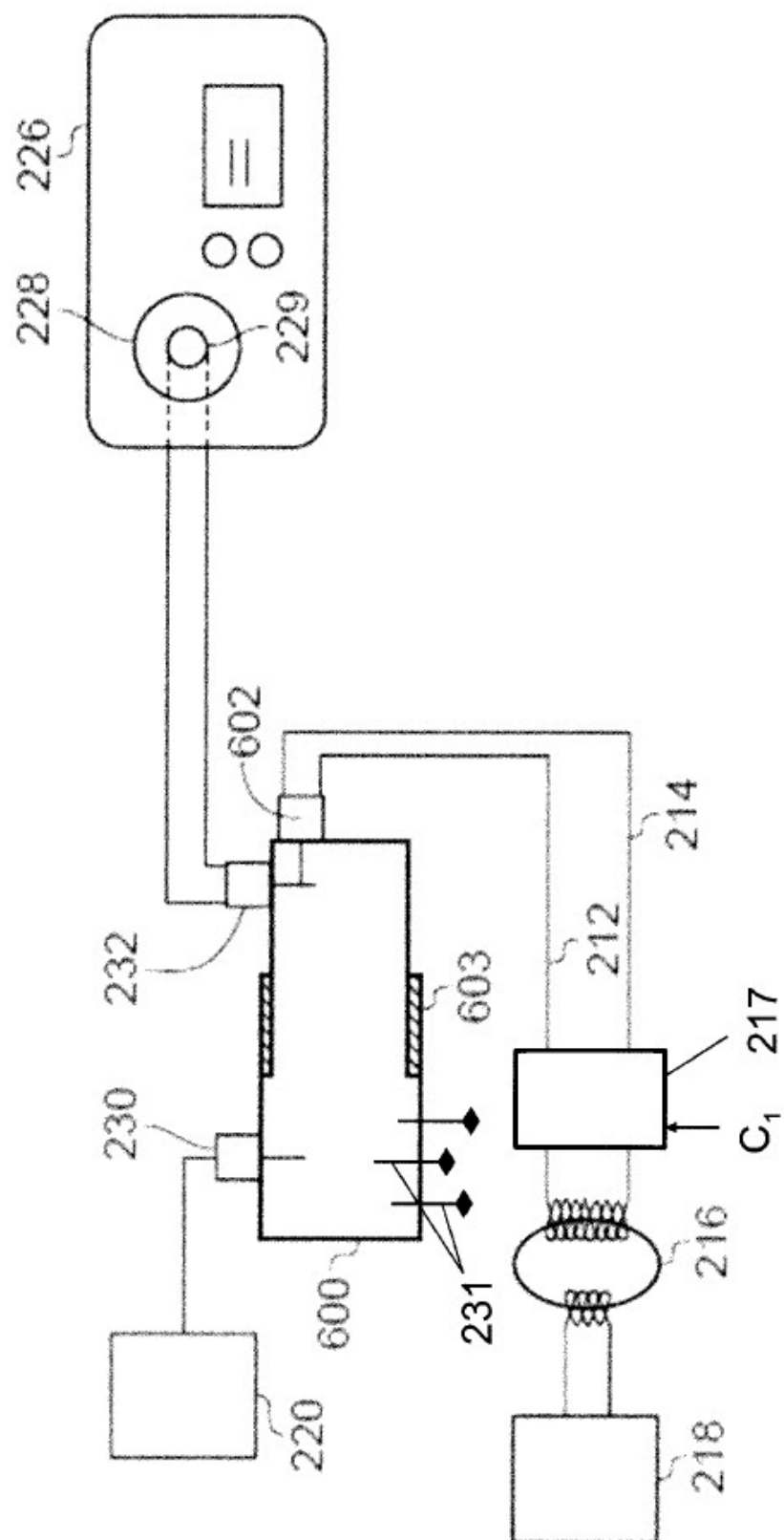


FIG. 3

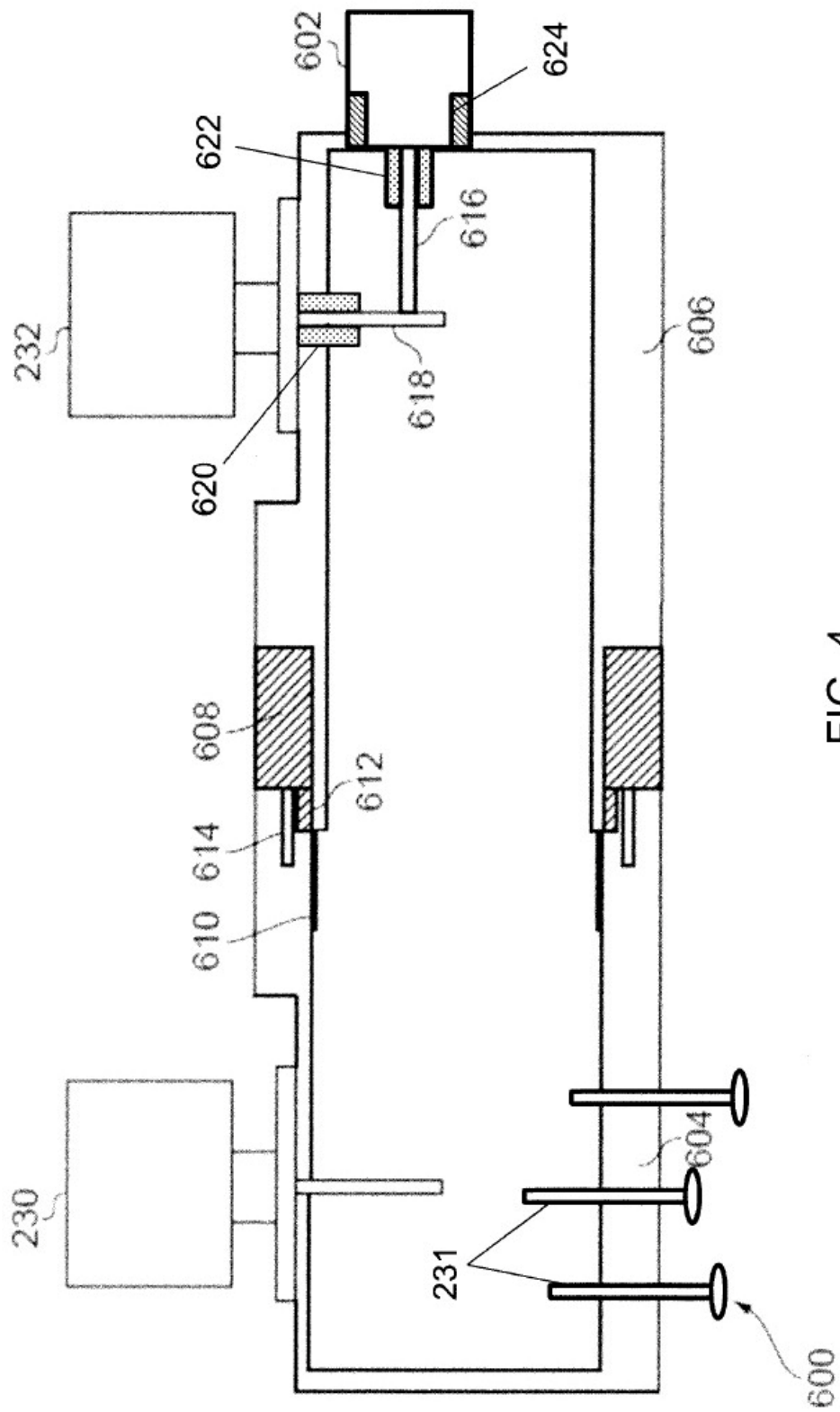


FIG. 4

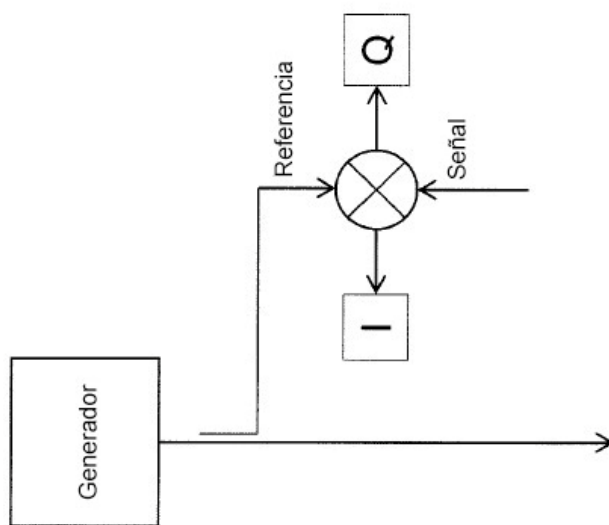


FIG. 5A

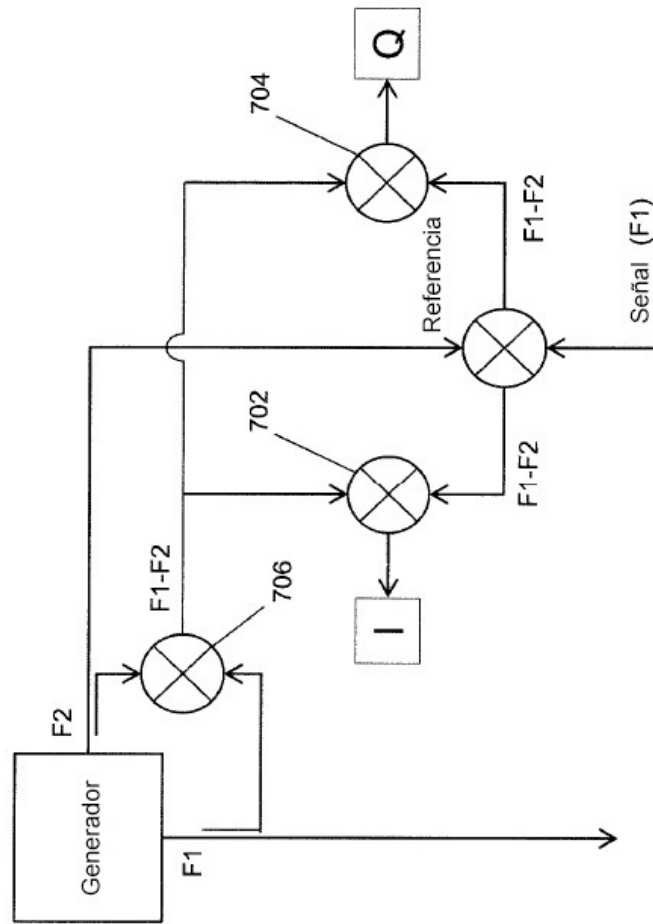


FIG. 5B