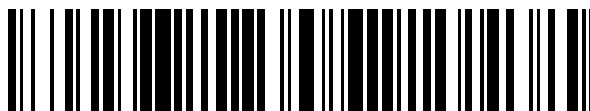


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 378 878**

51 Int. Cl.:
H01Q 3/46 (2006.01)
H01Q 15/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **07705279 .3**
96 Fecha de presentación: **23.02.2007**
97 Número de publicación de la solicitud: **1987566**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **05.11.2008**

54 Título: **Sistema de antena escaneada**

30 Prioridad:
24.02.2006 GB 0603718

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
18.04.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
18.04.2012

73 Titular/es:
**MBDA UK LIMITED
SIX HILLS WAY
STEVENAGE, HERTFORDSHIRE SG1 2DA, GB**

72 Inventor/es:
**CARTER, Christopher Ralph;
GILHESPY, Bernard Paul;
HART, Alan David y
ARMITAGE, Adam**

74 Agente/Representante:
González Palmero, Fé

ES 2 378 878 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

Sistema de antena escaneada

- 5 La presente invención se refiere a antenas de red en fase y en particular a un sistema de antena escaneada electrónicamente mejorada.

10 En los sistemas de antena de red en fase, se consigue una gran apertura irradiante mediante el uso de una pluralidad de antenas elementales que irradian en coherencia de fase. Las antenas de red en fase escaneadas electrónicas activas han distribuido arquitecturas transmisoras, conteniendo cada elemento de la red un módulo transmisor / receptor (T / R). El módulo T / R asociado a cada antena elemental proporciona al menos el control de fase de las señales de radiofrecuencia (RF) aplicado a, o recibido del elemento de antena asociado, de forma que el patrón de radiación de la red de la antena de red tiene las propiedades direccionales deseadas. Los módulos T / R también amplifican la señal recibida con un amplificador de bajo ruido, amplifican las señales que se van a transmitir con un amplificador de potencia y proporcionan diversas funciones diferentes, tales como, una atenuación ajustable y la conmutación para transmitir / recibir.

20 De hecho, cada módulo T / R individual de la red implica numerosos circuitos de alta frecuencia que deben montarse en la región del elemento de antena asociado. Los elementos de control de fase de la red han de estar en un registro cerrado con las antenas elementales y, por lo tanto, deben separarse a un paso suficiente para suprimir los lóbulos de rejilla en el patrón de radiación. La electrónica de control de fase es sofisticada y para una antena monoestática bidireccional ha de incluir transceptores duplexados de transmisión / recepción. La fuente de alimentación extensa y los sistemas de refrigeración asociados con dichos circuitos también pueden alojarse en el área por detrás de los elementos de la antena. Además, los elementos de la red son accionados por una alimentación espacial usando una bocina o mediante un colector de alimentación de transmisión en línea restringido de una fuente de señal de RF. Con el aumento de la frecuencia y el aumento del tamaño de la antena, las antenas de red en fase a menudo muestran pérdidas inaceptables principalmente debido a la red de alimentación.

30 En los sistemas de radares aerotransportados, el diseño de red en fase presenta sus propios retos. Por razones aerodinámicas, la red de antenas se sitúa típicamente en el interior de un radomo aerodinámico que constituye la sección de la proa de la aeronave. Dicha localización limitada presenta diversas restricciones de espacio, en particular, con respecto a la circuitería asociada con los módulos T / R. En una aeronave típica, la red de antenas comprende de 1000 a 1200 elementos de antena individuales que ocupan un área del orden de 0,8 metros de diámetro en el cono de proa. Aparte del volumen ocupado por los circuitos del módulo T / R, el peso asociado a dichos grandes sistemas de circuitos requiere un armazón de soporte más rígido que, a su vez, aumenta la carga de la aeronave. Además, el coste implicado en la fabricación de dichos circuitos es sustancial.

40 Los módulos T / R individuales requieren un control de fase y amplitud no sólo para dirigir, sino también para ajustar sus propias diferencias mutuas y para compensar cualquier error residual en los radiadores. Ya que los módulos son considerablemente más activos en una red en fase activa en comparación con sistemas anteriores que emplean desplazadores de fase solos, son propensos a derivar la amplitud y la fase que causa el deterioro de la forma del haz y la ganancia eficaz de la antena debido a la deriva térmica y al envejecimiento. Por lo tanto, el reajuste continuo de la red debe realizarse después de la calibración del intervalo inicial. Las técnicas de calibración del intervalo de corriente incluyen la configuración de un bucle de calibración sobre los módulos T / R y típicamente usan una fuente de campo lejano para medir el patrón de la antena en cada ángulo fuera de la alineación para un determinado ángulo de señalización. Los algoritmos para reajustar el módulo se obtienen a partir de dichas técnicas de calibración del intervalo de corriente. Ya que la amplitud implícita y la fase cónica pueden descubrirse a partir de una transformada rápida de Fourier del patrón, después pueden aplicarse correcciones a cada módulo. Este método es iterativo y debe realizarse para cada posición del haz.

50 Los documentos US 3.378.846 y D.F. Sievenpiper, "Two - Dimensional Beam Steering Using an Electrically tunable impedance surface", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 51, Nº 10, octubre de 2003, XP 1175 160 describen los sistemas de antenas relacionados de la técnica anterior.

- 55 Es un objeto de la presente invención proporcionar un sistema de antena escaneada que supera al menos algunos de los problemas que se han analizado anteriormente.

60 A partir de un primer aspecto, la presente invención reside en un sistema de antenas que comprende los medios de alimentación (10) para transmitir un frente de onda a un panel y para muestrear una onda emergente procedente del panel, y un panel (12, 32) adaptado para aplicar un desplazamiento de fase predeterminado al frente de onda transmitido, en el que el panel (12, 32) comprende una red de elementos, siendo cada elemento controlable individualmente para su calibración por los medios de alimentación en aislamiento a partir de otros elementos que no están calibrados conmutando los demás elementos hasta un estado de absorción completa o un estado de neutralización en el que la onda emergente muestreada de dichos otros elementos se cancela para permitir la calibración independiente de los elementos individuales.

65

El panel puede comprender una placa reflectora adaptada para reflejar el frente de onda desfasado en dirección de la alimentación y la red de elementos se forman en una estructura electromagnética periódica que comprende preferiblemente una superficie de alta impedancia.

5 De acuerdo con otra realización de la invención, el panel es transmisor y comprende un segundo medio de alimentación en el lado opuesto del panel con respecto al medio de alimentación transmisor adaptado para muestrear el frente de onda desfasado emergente. La red de elementos comprende preferiblemente una pluralidad de antenas de tipo parche dispuestas sobre superficies opuestas del panel.

10 A partir de un segundo aspecto, la invención reside en un procedimiento para calibrar un sistema de antenas escaneadas, que comprende (a) transmitir un frente de onda incidente a un panel de redes de antenas y muestrear una onda emergente procedente del panel; (b) controlar todos, a excepción de un solo elemento de un panel de la red de antenas para conmutar los demás elementos en un estado de absorción completo o un estado de neutralización en el que la onda emergente muestreada de dichos otros elementos se cancela; (c) modular una tensión de polarización o un desplazamiento de fase aplicado al único elemento que se va a calibrar; (d) determinar la diferencia de fase entre un frente de onda incidente y el frente de onda emergente del panel de la antena; (e) calcular los valores estimados para el desfase y el desnivel de las diferencias medidas; (f) determinar la calibración necesaria para conseguir un desplazamiento de fase predeterminado en base a los valores estimados; repetir las etapas (a) a (f) para todos los elementos de la red.

20 Esta invención permite reemplazar el árbol de alimentación por una onda de difusión esférica de espacio libre que surge de una antena de alimentación que tiene una pérdida mínima en comparación con la estructura de onda guiada del árbol de alimentación. El elemento activo en cada red de antenas es un único diodo varactor, por lo que ofrece un coste sustancialmente inferior que el concepto de redes en fase. El número de dispositivos activos por elemento es significativamente menor, y están menos desgastados y son menos delicados en comparación con los amplificadores de bajo ruido y los amplificadores de potencia. Además, el tamaño mínimo del elemento de control de varactor proporciona la oportunidad de una red más densa que ofrezca una estructura lóbulo lateral superior particularmente en grandes ángulos más allá del lóbulo principal o la superficie normal.

30 La figura 1 es una sección transversal de una estructura electromagnética periódica en forma de una superficie de alta impedancia de acuerdo con la técnica anterior;

la figura 2 es una ilustración de los mecanismos que proporcionan el acoplamiento capacitivo e inductivo entre los elementos LC de la figura 1;

35 la figura 3 es un gráfico que ilustra cómo la fase de reflexión de una superficie de alta impedancia varía con la frecuencia;

40 la figura 4 es una representación esquemática de una superficie de alta impedancia activa con una red de polarización de varactores de acuerdo con una primera realización de la presente invención;

la figura 5 es una representación simplificada de un sistema de antena escaneada con una placa reflectora en fase de acuerdo con una realización preferida de la presente invención;

45 la figura 6a es una representación esquemática de la superficie de alta impedancia activa de la figura 4 con un medio alternativo de perturbación de la estructura resonante;

la figura 6b es una representación esquemática de la superficie de alta impedancia activa de la figura 6a con un medio modificado para la perturbación especialmente de la calibración de los elementos de las redes;

50 la figura 7 es una representación simplificada de un sistema de antena escaneada con un panel de la red de antenas de transmisión de acuerdo con un segundo aspecto de la presente invención;

55 la figura 8 es una representación esquemática del elemento de desplazamiento de fase acoplado a cada elemento de la red de antenas de la figura 7; y

la figura 9 es una representación esquemática de un elemento de desplazamiento de fase de la figura 8 implementado en la tecnología MeM.

60 De acuerdo con la presente invención, el desplazamiento de fase de los elementos de antena individuales se consigue por medio de estructuras electromagnéticas periódicas. Estas estructuras pueden ser metálicas o dieléctricas (o una combinación de ambas) y comprenden variaciones espaciales periódicas en su estructura en una escala que es mucho más pequeña que la longitud de onda electromagnética y la propagación prohibida de las ondas electromagnéticas en un cierto intervalo de frecuencias. Las estructuras electromagnéticas periódicas dependen del uso de elementos eléctricamente resonantes para proporcionar el comportamiento requerido y están diseñados de forma que una señal electromagnética incidente, o una señal CA aplicada, excite los campos eléctricos

y magnéticos resonantes en la estructura.

"High - Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band" de Sievenpiper y col., publicado en el IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 1999, volumen 47, páginas 2059 a 2074, describe una superficie de alta impedancia que comprende una placa conductora plana y elementos resonantes en forma de una red bidimensional de salientes similares a tachuelas que se extienden desde la placa como se ilustra en las figuras 1 y 2. Cada una de las chinchetas puede tratarse como un elemento de circuito LC en el que la capacitancia se obtiene a partir de cargas que se acumulan sobre los bordes de las tachuelas adyacentes, y la inductancia se obtiene a partir del flujo de corriente alrededor de una trayectoria circular entre las acumulaciones de carga. Ambos efectos se muestran esquemáticamente en la figura 2. El efecto global de las tachuelas es que la estructura conduce CC, pero no conduce CA en una banda de frecuencia prohibida que se determina por la geometría de la estructura. Esto significa que la superficie no soporta ondas superficiales (corrientes superficiales en el caso de radiación por microondas incidente) y que las corrientes de las imágenes están en fase. Además, el hecho de que sea una superficie de alta impedancia significa que no soporta corrientes superficiales y, por tanto, es un reflector muy eficaz.

Las superficies de alta impedancia dependen de las propiedades inductivas y capacitivas de una red de patrón periódico de parches metálicos suspendidos por encima, pero unidos por vías, a un plano de tierra metálico sólido. Como la superficie de alta impedancia es una estructura resonante, tiene una "alta impedancia" sobre un intervalo de frecuencia definido (ancho de banda). La frecuencia resonante y el ancho de banda de la estructura se proporcionan mediante las siguientes ecuaciones sencillas

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$BW = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{\eta}$$

en la que ω_o es la frecuencia resonante, L es la inductancia, C es la capacitancia, BW es el ancho de banda fraccional y η es la impedancia de espacio libre.

La figura 3 muestra cómo la fase de reflexión de una superficie de alta impedancia varía con la frecuencia. En la frecuencia central (1,18 GHz en este caso) la superficie presenta una alta impedancia con respecto al flujo de corrientes de RF, y por consiguiente, refleja una onda incidente con cambio cero en la fase. Según la frecuencia aumenta, o disminuye, a partir de la frecuencia de resonancia la superficie presenta progresivamente una impedancia inferior con respecto al flujo de las corrientes de RF y la fase de reflexión tiende a + y - 90 grados, es decir, la superficie se comporta como una lámina metálica lejos de la frecuencia central. La curva de la fase de reflexión tiene una forma característica, como se muestra en la figura 2, sobre la cual la fase de reflexión varía con la frecuencia de la radiación incidente.

El principio básico de esta superficie de alta impedancia activa es usar un condensador dependiente de la tensión como contribución principal al condensador resonante paralelo C de la figura 1. Según el valor de C cambia, la frecuencia central de la superficie cambia, es decir, la curva mostrada en la figura 2 se mueve hasta mayores o menores frecuencias. En consecuencia, la fase de reflexión a una frecuencia particular cambia según la frecuencia central de la superficie se ajusta. El control continuo de la fase de reflexión requiere una capacitancia continuamente variable, que se consigue colocando diodos varactores entre parches adyacentes. Una superficie de alta impedancia simple tendrá la red de parches cuadrados sobre la superficie superior y una red correspondientes de vías verticales, sin conectar las vías de los parches alternativos directamente al plano de tierra pero pasando a través de una red de orificios en el plano de tierra y después conectándolas a los suministros de polarización de CC. El esquema general y la estructura se muestran en la figura 4. Cada diodo puede localizarse individualmente o en filas, de forma que pueda aplicarse un perfil de fase bidimensional a través de la superficie. El uso de diodos varactores permite que la frecuencia operativa de una superficie de alta impedancia se cambie modificando la tensión de polarización a través del diodo varactor. Esto permite cambiar la frecuencia resonante de los elementos LC.

En su forma más simple, como se ilustra en la figura 5, la realización preferida de la invención comprende una bocina de alimentación (10) que ilumina un panel plano circular (12) formado a partir de una estructura de alta impedancia como se ha descrito anteriormente. Controlando las tensiones de polarización de los elementos individuales de la red, se aplica un perfil de desplazamiento de fase controlado a través de la superficie del panel a un frente de fase incidente que se difunde esféricamente de la antena de alimentación para reflejar este frente de onda en una dirección particular o imponer una determinada forma del haz deseada. Los principios son recíprocos por lo que también puede conseguirse un sistema de recepción o, de hecho, puede soportarse una operación de transmisión y recepción simultánea. La placa reflectante de fase controlada se enfoca ventajosamente en la alimentación y la exploración por haz o la modelación del haz.

Este concepto de alimentación para una placa reflectora en fase permite implementar la distribución de potencia en el espacio. Además, el componente activo en cada elemento de red es un solo diodo varactor de sintonización por elemento con una disipación de energía insignificante ya que funciona en polarización inversa. Esta invención permite que el árbol de alimentación se reemplace por una onda de difusión esférica de espacio libre que surge de una antena de alimentación que tiene una pérdida mínima en comparación con la estructura de onda guiada del árbol de alimentación. El elemento activo en cada red de antenas es un solo diodo varactor, por lo que ofrece un coste sustancialmente inferior que el concepto de red en fase. El número de dispositivos activos por elemento es significativamente menor, y están menos desgastados y son menos delicados en comparación con los amplificadores de bajo ruido y los amplificadores de potencia. Además, el tamaño mínimo del elemento de control de varactor proporciona la oportunidad de una red más densa que ofrezca una estructura lóbulo lateral superior particularmente en grandes ángulos más allá del lóbulo principal o la superficie normal.

Como con los sistemas de redes en fase convencionales, el sistema de antenas que se ha descrito anteriormente es propenso a sufrir un efecto de deriva que significará que la relación tensión a fase de cada elemento de red, mientras que permanece monotónico, puede desarrollar un error de fase. Ya que cada subsección elemental del panel necesita aplicar un desplazamiento de fase para enfocar el haz y explorarlo, esta deriva dará como resultado un desenfoque, (es decir, causa la pérdida de la ganancia del lóbulo principal y un aumento en los niveles del lóbulo lateral) y también un señalamiento imperfecto del haz. Esta antena puede calibrarse por cada elemento en el que se mide el desfase y los errores de desnivel en su relación tensión / fase asumida. Puede considerarse que cada uno de los elementos de la red de superficie de alta impedancia tiene la capacidad de formar una fuente de Huygens que tenga un frente de onda emergente hemisférica (14) (mostrado en la figura 5) cuya fase con respecto al frente de onda incidente puede controlarse variando la tensión de polarización del varactor.

Con el fin de medir y corregir cualquier deriva en la antena, se aplica una modulación a la tensión de polarización del varactor de una subsección elemental particular del panel. Ya que parte del frente de onda emergente de Huygens (14) de un elemento particular afectará a la antena de alimentación, la diferencia de fase entre el frente de onda incidente y el frente de onda emergente podrá medirse entonces para conocer la trayectoria de la señal procedente de la alimentación al elemento y de regreso a la alimentación como un resto de módulo 2π . La trayectoria entre la alimentación y el elemento particular del panel tendrá una longitud predeterminada constante siempre que el panel y la alimentación tengan un registro mecánico estricto. Debido a la naturaleza no lineal de la relación tensión / fase de cada elemento, la modulación debe repetirse en varios puntos a lo largo de la característica tensión / fase asumida y el desfase y el desnivel deben determinarse a partir de la excursión de fase dividida por la tensión de modulación y aplicando los coeficientes polinomiales apropiados a la misma. Usando esta estimación del desfase y la estimación del desnivel, puede calcularse la tensión requerida para conseguir cualquier desplazamiento de fase (por ejemplo, el desplazamiento de fase requerido para desarrollar un frente de onda plano con su orientación normal en una dirección particular).

Ya que es probable que la estimación del desfase se adultere por la radiación de otros elementos que caen sobre la alimentación, mientras que una subzona elemental particular del panel se calibra por la modulación, las tensiones de polarización aplicadas a los demás elementos pueden configurarse usando la relación fase / tensión nociónal requerida para conseguir la anulación de su radiación en el punto de alimentación. Si es necesario, el procedimiento puede reemplazarse con una relación revisada. Como alternativa, los elementos que no se están calibrando pueden desconectarse polarizándolos a resonancia para que se vuelvan completamente absorbentes. Este punto de resonancia puede determinarse aplicando una polarización de modulación con un desfase y variando el desfase hasta que el desplazamiento de fase detectado se minimiza.

Ya que el funcionamiento de la superficie de alta impedancia panel se basa en un fenómeno de resonancia que es inherentemente de banda estrecha, puede ser necesario optimizar de nuevo los desplazamientos de fase para adecuar cada etapa de frecuencia en una forma de onda transmitida.

Un medio alternativo para perturbar la estructura resonante formada por la superficie de alta impedancia es conmutar elementos adicionales en el circuito de resonancia. La figura 6a muestra una estructura de superficie de alta impedancia 16 en la que un conjunto de conmutadores de RF paralelos 18(1 - N) se monta sobre la superficie posterior 16a de la misma que conecta selectivamente las capacitancias localizadas 20(C1 - CN) a las varillas 22 de cada uno de los elementos 24₁... 24_n de la red. Los conmutadores 18 (1 - N) se accionan por un conjunto de N líneas de control 26₁... 26_N y los valores de las capacitancias 20(C1 - CN) se seleccionan para conseguir en la región de 360 grados el control de fase de la onda reflejada en 2^N etapas discretas. El desplazamiento de fase se cuantiza con el aumento más pequeño en la fase que se determina por el número de conmutadores N en cada elemento 24₁... 24_n. Por ejemplo, usando cuatro conmutadores como se muestra en la figura 6a, se conseguirá una precisión de 22,5 grados. Sin embargo, debe apreciarse que N puede ser cualquier valor apropiado y cuanto mayor sea el valor de N, mayor será la precisión del desplazamiento de fase. Los desplazamientos de fase que surgen de las capacitancias C1 a CN 20 que operan solos están en la secuencia $1/2, 1/4, 1/8, 1/16, \dots, 1/2^N$.

Los conmutadores 1 - N pueden ser conmutadores de solo polo, unidireccionales de FR microelectromecánicos (MeM) y pueden accionarse electroestáticamente o pueden comprender estructuras bimetalicas accionadas por una corriente térmica. Ambos tipos de conmutadores pueden formarse como estructuras en miniatura fabricadas a alta

precisión mediante técnicas litográficas similares a las de la fabricación de los semiconductores. Es posible incluir las capacitancias de RF $C_1 - C_N$ u otros elementos de circuito pasivos de RF en el sustrato de dichos conmutadores MeM. Esto es ventajoso en que sólo se requieren dos interconexiones de RF por elemento durante el montaje que se compara muy favorablemente con la labor del montaje cualificado asociado a los módulos T / R de los sistemas de redes en fase convencionales. Además, cuando dichos conmutadores MeM se accionan electroestáticamente, la disipación de energía requerida para mantener un estado de conmutación particular es muy lenta.

Los conmutadores MeM generalmente ofrecen una pérdida de transmisión de RF baja cuando el interruptor se desactiva, y ya que son recíprocos intrínsecamente en ambos estados de conmutación, se consigue un funcionamiento monoestático de la antena. Además, como estructuras pasivas, los conmutadores MeM son dispositivos intrínsecamente lineales y ofrecen una capacidad del manejo de la energía superior en comparación con los dispositivos de control de semiconductores de RF, tales como diodos PIN o dispositivos Monolíticos tipo FET de Microondas. Cuando un conmutador MeM está en el estado abierto, se presenta una impedancia reactiva en los terminales, por lo que el conmutador es reflector en lugar de disipador. Pueden conseguirse tiempos de conmutación de típicamente menos de 30 microsegundos y, aunque que la activación de un conmutador activado electroestáticamente puede requerir de 60 a 110 voltios, la corriente requerida es mínima. Un circuito de control digital TTL puede controlar fácilmente una polarización de energía baja de este tipo por medio de un transistor MOSFET.

Como se ilustra en la figura 6a, el tamaño del dispositivo de un conjunto de conmutadores MeM 18 con componentes de RF integrados $20(C_1 - C_N)$ (por ejemplo, condensadores, inductores y resistores) es lo suficientemente pequeño como para permitir su montaje directo en la superficie posterior 16a de la estructura de superficie de alta impedancia 16 y el alojamiento dentro del paso de los resonadores que es menos de la mitad de la longitud de onda de espacio libre en la frecuencia del funcionamiento de la antena. En funcionamiento, se ha conseguido un tamaño de los dispositivos de menos que este paso máximo (es decir, < 4 mm) a 35 GHz.

Ventajosamente, la estructura de superficie de alta impedancia 16 puede incluirse en la fabricación de MeM para conseguir una antena completamente integrada.

La figura 6b ilustra una adaptación del circuito de la figura 6a para facilitar la calibración de la red. Un conmutador adicional $18(N + 1)$ y una rama de resistor R se insertan en paralelo con los N conmutadores $18(1 - N)$ y las capacitancias $20(C_1 - C_N)$ asociadas con cada elemento de red $24_1 \dots 24_n$. El valor de la resistencia R se selecciona con el fin de conseguir la absorción completa de la onda de RF incidente que afecta a este elemento cuando el conmutador adicional $18(N + 1)$ está cerrado por medio de una línea de control asociada 26_{N+1} . Controlando todos los elementos $24_1 \dots 24_n$ de la red, pero calibrándose el elemento individual de tal manera, todos los demás elementos pueden hacerse completamente absorbentes permitiendo la calibración independiente de cada elemento individual $24_1 \dots 24_n$. Esto es análogo al esquema de calibración que se ha descrito anteriormente con respecto a la red de varactores, correspondiendo el control del estado del conmutador a la polarización de los varactores y la selección del estado de absorción correspondiente de la resonancia de absorción.

A continuación, se describirá una realización adicional de la invención con referencia a las figuras 7, 8 y 9. Como se ilustra en la figura 7, la red 30 comprende un panel 32 que tiene una pluralidad de elementos de antena de tipo parche pequeños $34_1 \dots 34_N$ dispuestos sobre las superficies externas opuestas 32a, 32b de la misma. En el interior del panel 32 entre las superficies de antena de tipo parche, se proporciona una pluralidad de dispositivos desplazadores de fase $36_1 \dots 36_{N/2}$, estando conectado cada desplazador de fase $36_1 \dots 36_{N/2}$ a dos elementos $34_1, 34_2$, uno sobre cualquier superficie del panel 32. La configuración de un desplazador de fase individual 36 con respecto al panel se muestra en la figura 8. El desplazamiento de fase se controla por medio de una pluralidad de líneas de control $38_1 \dots 38_r$ acopladas al desplazador de fase 36 y, por tanto, a los dos elementos $34_1, 34_2$ acoplados a las mismas.

Los dispositivos de desplazamiento de fase $36_1 \dots 36_{N/2}$ pueden ponerse en práctica en una diversidad de formas, y son elementos de desplazamiento de fase preferiblemente recíprocos para permitir que la antena se use monoestáticamente. Los elementos de desplazamiento de fase recíprocos se conocen bien cuando se implementan usando diodos PIN, pero pueden utilizarse recientes desarrollos en la tecnología de los conmutadores microelectromecánicos para poner en práctica ventajosamente dichos elementos de desplazamiento de fase recíprocos. Una implementación de este tipo que usa conmutadores MeM se ilustra en la figura 9, en la que se proporcionan conmutadores de un solo polo, unidireccionales de RF 40a, 40b en cualquier extremo de un par de líneas de transmisión de RF de diferente longitud 42a, 42b. La diferencia de longitud entre el par de líneas de transmisión 42a, 42b se selecciona dentro del conjunto de 180, 90, 45, 22,5... de tal forma que cuando uno de cada tipo caiga en cascada, el conjunto tenga un desplazamiento de fase total que pueda seleccionarse por las líneas de control asociadas $38_1 \dots 38_r$ para conseguir cualquier ángulo de fase entre 0 y 360 grados a una precisión determinada por el desplazamiento de fase de bits menos significativo. Por ejemplo, puede ponerse en práctica un desplazador de fase de cuatro bits (es decir, 16 estados individuales) para conseguir cualquier desplazamiento de fase a una precisión de 22,5 grados. Sin embargo, debe apreciarse que puede usarse cualquier número apropiado de líneas de control con el fin de conseguir la precisión de desplazamiento de fase deseada.

La implementación de los dispositivos de desplazamiento de fase que usan la tecnología MeM ofrecen muchas

ventajas, como que la propagación de RF se produce a través de materiales que tienen buenas propiedades dieléctricas en lugar de a través de un material semiconductor. Por esta razón, los dispositivos muestran pérdidas bajas, linealidad intrínseca y son completamente recíprocos. Además, los dispositivos son capaces de tolerar altos niveles de energía de RF que pasan a través de los conmutadores sin afectar a la fase de transmisión.

5 La calibración de la red 30 se consigue de una manera similar a la red reflectora que se ha descrito anteriormente con referencia a la figura 5, sin embargo, proporcionándose una segunda bocina de alimentación 10A en el lado opuesto de la red con respecto a la alimentación 10 para muestrear la fase de onda emergente, como se ilustra en la figura 7. Ya que el desplazador de fase MeM 36 se implementa usando conmutadores de un solo polo, unidireccionales de RF 40a, 40b, es posible inhibir toda transmisión configurando todos los conmutadores asociados con cada elemento abierto. Por tanto, durante la calibración, la transmisión por todos, excepto por un elemento de la red, puede inhibirse permitiendo que las características del este elemento se midan en aislamiento. Esto es análogo a la polarización de todos los varactores, excepto uno en la red de reflectores que se ha descrito anteriormente con respecto a la resonancia de absorción durante la calibración.

10
15 Debe apreciarse que los procedimientos de calibración descritos con respecto a todas las realizaciones diferentes de la invención que pueden realizarse durante un modo de calibración distinto del funcionamiento del radar en un momento particular apropiado, pueden intercalarse con la forma de onda del radar.

20 Aunque la realización de la presente invención se ha descrito en el contexto de una bocina de alimentación simple que ilumina un panel plano circular formado a partir de una estructura de la superficie de alta impedancia, debe entenderse que se prevén diversas realizaciones, configuraciones y aplicaciones diferentes. Por ejemplo, la placa reflectora en fase puede tener cualquier forma apropiada diferente dependiendo, por supuesto, de la aplicación en la que se use. Una superficie de alta impedancias no plana también puede formar una red de reflectores. Ha de apreciarse que la bocina de alimentación puede reemplazarse por una alimentación que soporte una alimentación monopulso en uno o dos planos, o por otra alimentación de red más elaborada. Como alternativa, puede usarse una alimentación de desfase. Con el fin de mejorar la inmunidad a las interferencias, pueden incorporarse técnicas de dirección de neutralización conocidas. El sistema de antenas de la presente invención puede usarse en aplicaciones de radares militares o civiles en tierra o aire y puede usarse como una antena adaptativa de comunicaciones.

25
30 Aunque algunas de las realizaciones de la presente invención se describen en el contexto de una superficie de alta impedancia, debe entenderse que pueden usarse otras estructuras electromagnéticas periódicas. Otras estructuras electromagnéticas periódicas que dependen de los fenómenos de resonancia son estructuras "ultra compactas fotónicas prohibidas" (UC - PBG), tales como las que se describen en "Aperture - Coupled Patch Antenna on UC - PBG Substrate" de Coccioli y col, publicado en el IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 1999, volumen 47, páginas 2123 a 2130 y materiales con "índice de refracción negativo", tales como se describen en "Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity" de Smith y col., publicado en Physical Review Letters 2000, volumen 84, páginas 4184 a 4187.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un sistema de antena que comprende medios de alimentación (10) adaptado para transmitir un frente de onda a un panel y para muestrear una onda emergente procedente del panel, y un panel (12, 32) adaptado para aplicar un desplazamiento de fase predeterminado al frente de onda transmitido, en el que el panel (12, 32) comprende una red de elementos, caracterizado porque cada elemento puede controlarse individualmente para su calibración por los medios de alimentación en aislamiento de los otros elementos que no están calibrados por conmutación de los otros elementos a un estado completamente de absorción o un estado neutralizado en el que la onda emergente muestreada de dichos otros elementos se cancela para permitir la calibración independiente de elementos individuales.
- 10 2. Un sistema de antena de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el panel comprende una placa reflectora adaptada para reflejar el frente de onda desfasado en dirección de la alimentación (10) y en el que la red de elementos se forma como una estructura electromagnética periódica.
- 15 3. Un sistema de antena de acuerdo con la reivindicación 2, en el que estructura electromagnética periódica es una superficie de alta impedancia.
- 20 4. Un sistema de antena de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el panel es transmisivo, comprendiendo adicionalmente el sistema un segundo medio de alimentación en el lado opuesto del panel con respecto al medio de alimentación transmisor, el segundo medio de alimentación adaptado para muestrear el frente de onda desfasado emergente, y en el que la red de elementos comprende una pluralidad de antenas de tipo parche dispuestas en superficies opuestas del panel.
- 25 5. Un sistema de antena de acuerdo con las reivindicaciones 2 ó 3, que comprende una pluralidad de varactores dispuestos entre elementos adyacentes de la red sobre la placa reflectora y en el que el desplazamiento de fase se consigue aplicando tensiones de polarización apropiadas a los varactores.
- 30 6. Un sistema de antena de acuerdo con la reivindicación 5, en el que durante la calibración, los elementos se conmutan a un estado de neutralización polarizando los varactores a la relación fase a tensión requerida para conseguir la cancelación de la radiación de los elementos en el medio de alimentación.
- 35 7. Un sistema de antena de acuerdo con la reivindicación 5, en el que durante la calibración los elementos se conmutan a un estado de absorción completo polarizándolos hasta resonancia.
- 40 8. Un sistema de antena de acuerdo con la reivindicación 7, en el que el punto de resonancia para un elemento aplicando una polarización de modulación con un desfase y variando el desfase hasta que el desplazamiento de fase detectado se minimiza.
- 45 9. Un sistema de antena de acuerdo con las reivindicaciones 2 ó 3, que comprende una pluralidad de conjuntos de conmutadores MeM de RF paralelos $18(1 - N)$ acoplados a cada elemento ($24_1... 24_n$) de la red, y en el que el desplazamiento de fase se consigue conectando selectivamente capacitancias localizadas $20(C1 - CN)$ a cada elemento ($24_1... 24_n$) de la red.
- 50 10. Un sistema de antena de acuerdo con la reivindicación 9, en el que los conmutadores $18(1 - N)$ se accionan por un conjunto de N líneas de control $26_1... 26_N$ y los valores de las capacitancias $20(C1 - CN)$ se seleccionan para conseguir en la región de 360 grados el control de fase de la onda reflejada en 2^N etapas discretas.
- 55 11. Un sistema de antena de acuerdo con la reivindicación 9 y 10, en el que el más pequeño aumento en la fase se determina por el número de conmutadores N en cada elemento $24_1... 24_n$ de la red.
- 60 12. Un sistema de antena de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 9 a 11, en el que el conjunto de conmutadores MeM asociados con cada elemento ($24_1... 24_n$) comprende un conmutador adicional $18(N + 1)$ acoplado a una resistencia predeterminada R , y en el que la absorción completa de una onda de RF incidente que afecta a un elemento particular se consigue desconectando el conmutador $18(N + 1)$ del conjunto de conmutadores MeM asociado a este elemento.
- 65 13. Un sistema de antena de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 9 a 12, en el que el conjunto de conmutadores MeM paralelos se monta directamente sobre la superficie posterior de la estructura de alta impedancia.
14. Un sistema de antena de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 9 a 13, en el que la estructura de superficie de alta impedancia (16) puede incluirse en la fabricación de MeM para conseguir una antena completamente integrada.
15. Un sistema de antena de acuerdo con la reivindicación 4, que comprende un elemento de desplazamiento de

fase controlable acoplado a cada elemento de la red.

5 16. Un sistema de antena de acuerdo con la reivindicación 15, en el que elemento de desplazamiento de fase (36_{1... N/2}) comprende conmutadores de RF MeM (40a, 40b) dispuestos en cualquier extremo de un par de líneas de transmisión de RF de longitud diferente (42a, 42b), en el que puede conseguirse un desplazamiento de fase predeterminado usando selectivamente líneas de control (38_{1... r}) asociadas con el elemento de desplazamiento de fase.

10 17. Un sistema de antena de acuerdo con la reivindicación 16, en el que el más pequeño aumento en la fase se determina por el número de líneas de control r asociado con el elemento de desplazamiento de fase (36_{1... N/2}).

15 18. Un sistema de antena de acuerdo con las reivindicaciones 16 y 17, en el que cada elemento puede conmutarse hasta un estado de absorción completo configurando todos los conmutadores asociados con los elementos conectados durante la calibración.

19. Un procedimiento de calibración de un sistema de antena escaneada, que comprende

20 (a) transmitir un frente de onda incidente a un panel de redes de antenas y muestrear una onda emergente procedente del panel;

(b) controlar todos, a excepción de un elemento individual de un panel de la red de antenas para conmutar los demás elementos en un estado de absorción completo o un estado de neutralización en el que la onda emergente muestreada de dichos otros elementos se cancela;

25 (c) modular una tensión de polarización o un desplazamiento de fase aplicado al único elemento que se va a calibrar;

(d) determinar la diferencia de fase entre un frente de onda incidente y el frente de onda emergente del panel de la antena;

30 (e) calcular los valores estimados para el desfase y el desnivel de las diferencias medidas;

(f) determinar la calibración necesaria para conseguir un desplazamiento de fase predeterminado en base a los valores estimados;

35 repetir las etapas (a) a (f) para todos los elementos de la red.

40 20. Un procedimiento de acuerdo con la reivindicación 19, en el que el panel es una estructura de superficie de alta impedancia con varactores provistos entre los elementos adyacentes de la red para controlar las frecuencias de resonancia de los elementos, y en el que la etapa (a) comprende aplicar tensiones de polarización a los varactores en base a la tensión de calibración determinada para conseguir la cancelación de su radiación en el medio de alimentación.

45 21. Un procedimiento de acuerdo con la reivindicación 19, en el que el panel es una estructura de superficie de alta impedancia con varactores provistos entre los elementos adyacentes de la red para controlar las frecuencias de resonancia de los elementos, en el que la etapa (a) comprende polarizar los varactores de forma que los elementos de la red estén en resonancia y deban volverse completamente absorbentes.

50 22. Un procedimiento de acuerdo con la reivindicación 19, en el que el panel es una estructura de superficie de alta impedancia con redes de conmutadores MeM de RF acopladas a cada elemento de la red para controlar las frecuencias de resonancia de los elementos, y en el que la etapa (a) comprende desconectar un conmutador adicional acoplado a una resistencia predeterminada R en cada red de conmutadores para conseguir la absorción completa de una onda de RF incidente que afecta a este elemento particular.

55 23. Un procedimiento de acuerdo con la reivindicación 19, en el que el panel es transmisivo y en el que un elemento de desplazamiento de fase implementado en la tecnología MeM se acopla a cada elemento de la red, y en el que la etapa (a) comprende configurar todos los conmutadores asociados a un elemento abierto para conseguir un estado de absorción completo.

60 24. Un procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 19 a 23, en el que la calibración se realiza repetidamente o se intercala con las formas de onda de radar o de comunicaciones que pasan a través de la antena.

Fig.1.

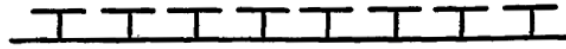


Fig.2.

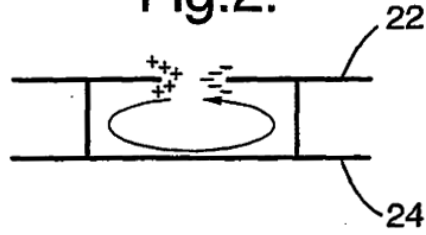


Fig.3.

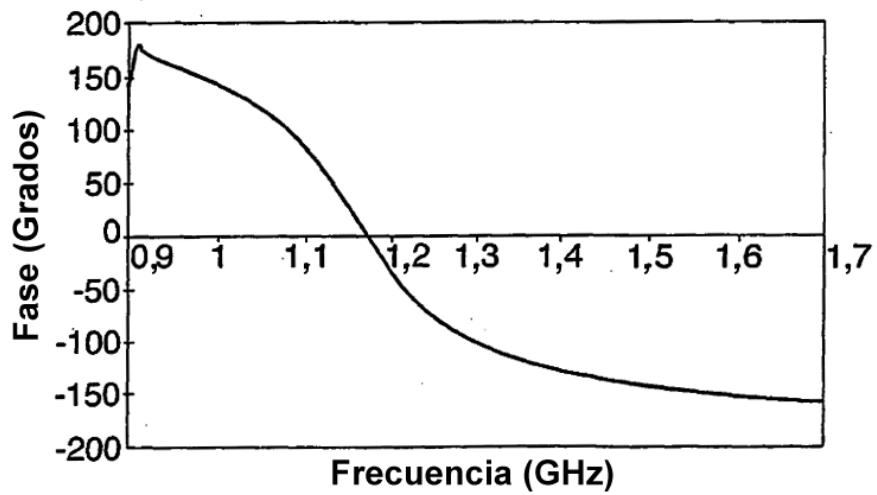


Fig.4.

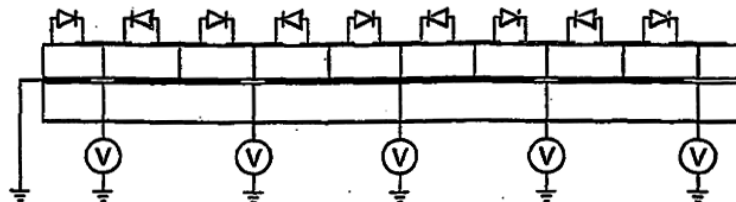


Fig.5.

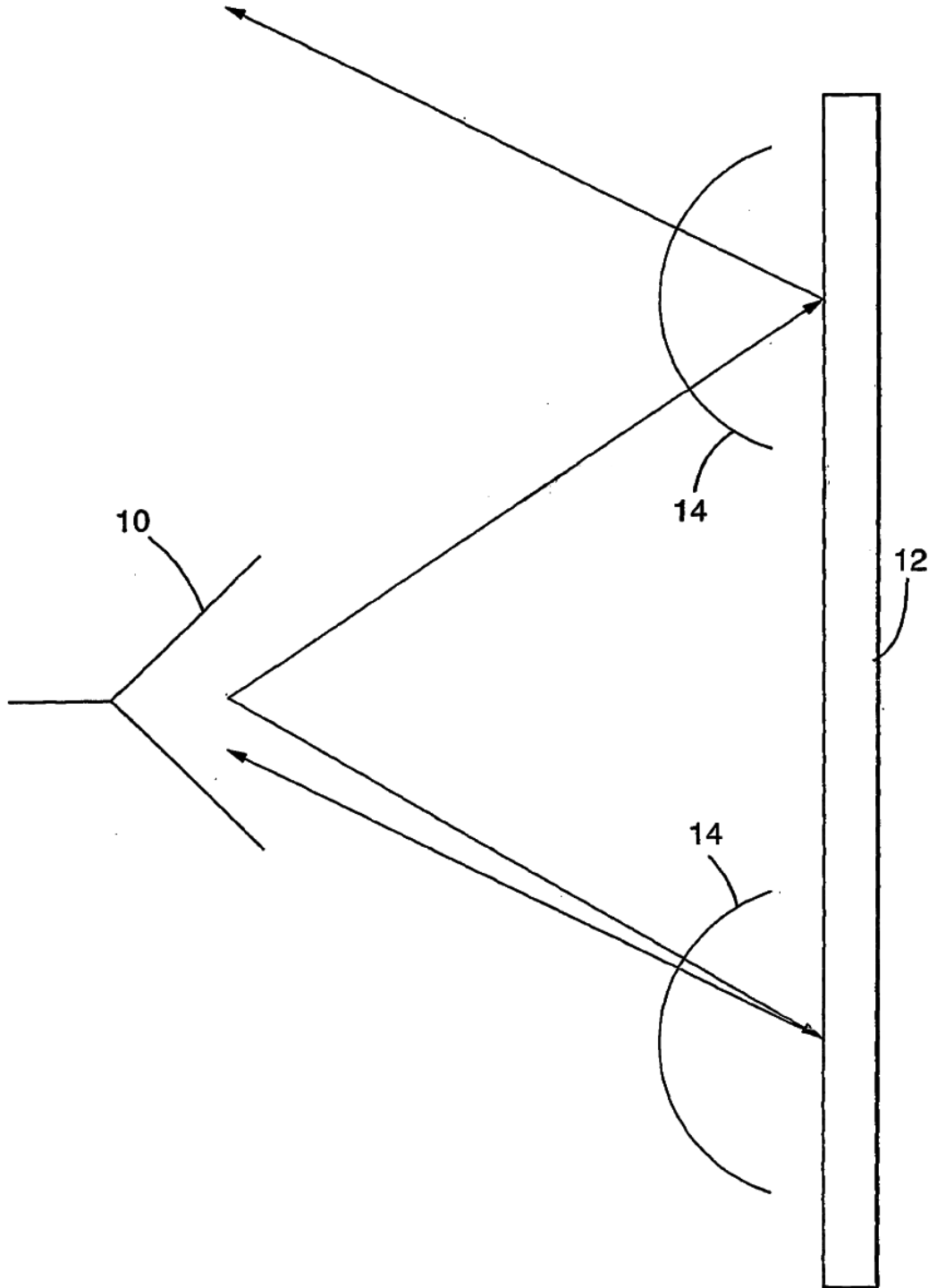


Fig.6a.

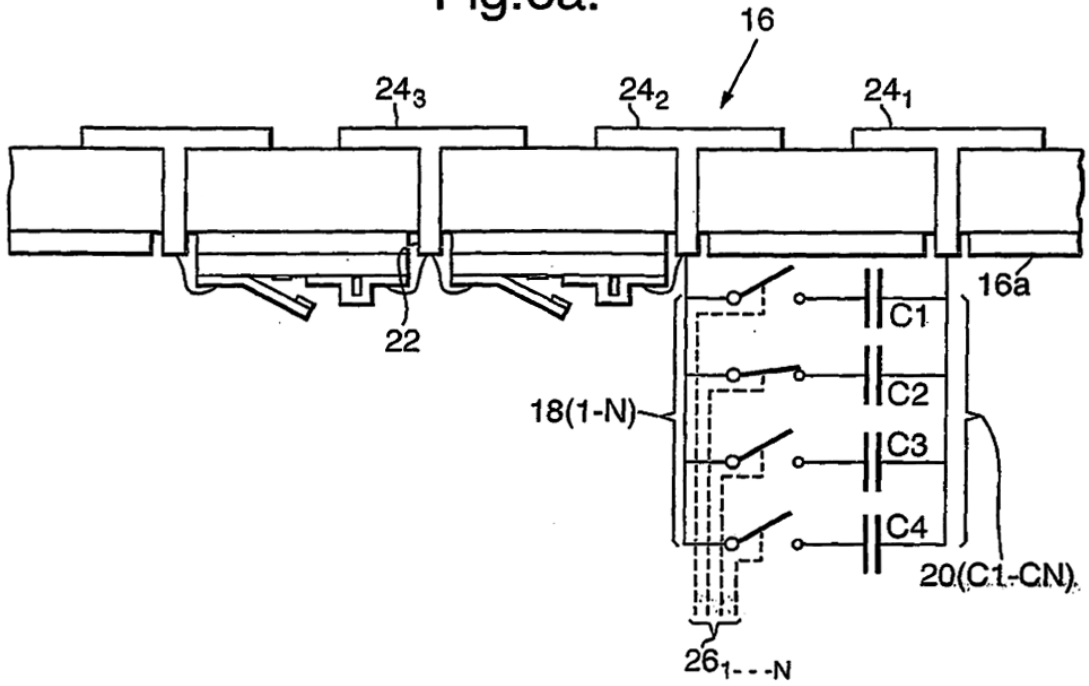


Fig.6b.

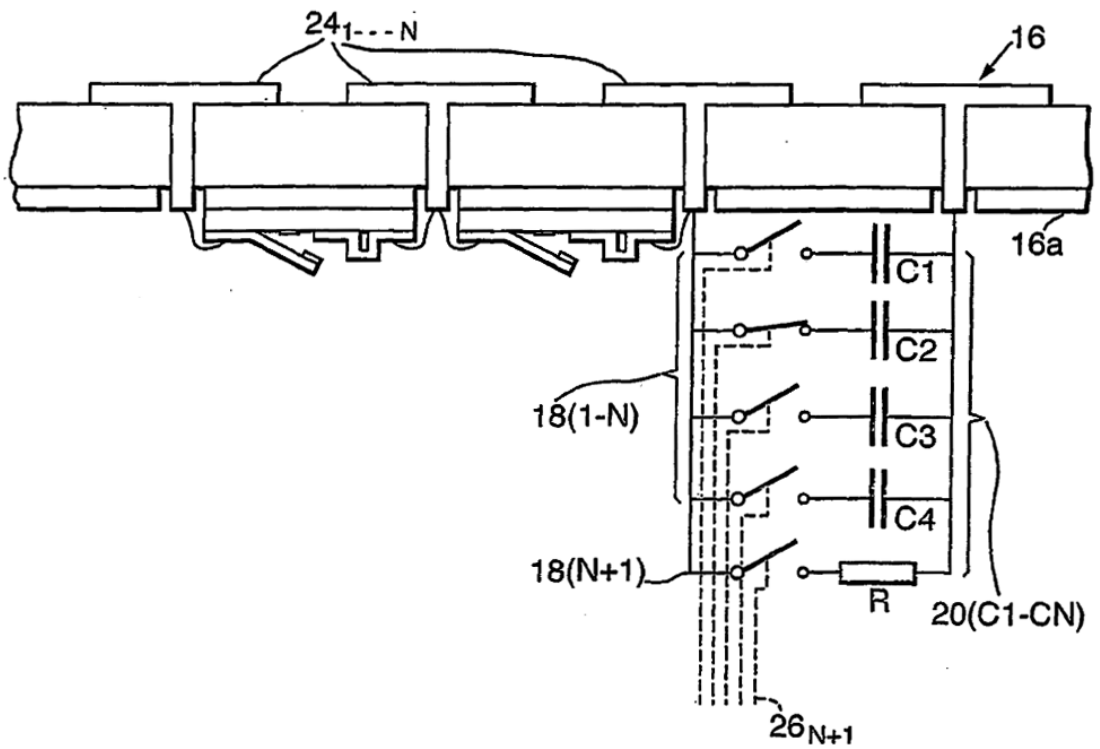


Fig.7.

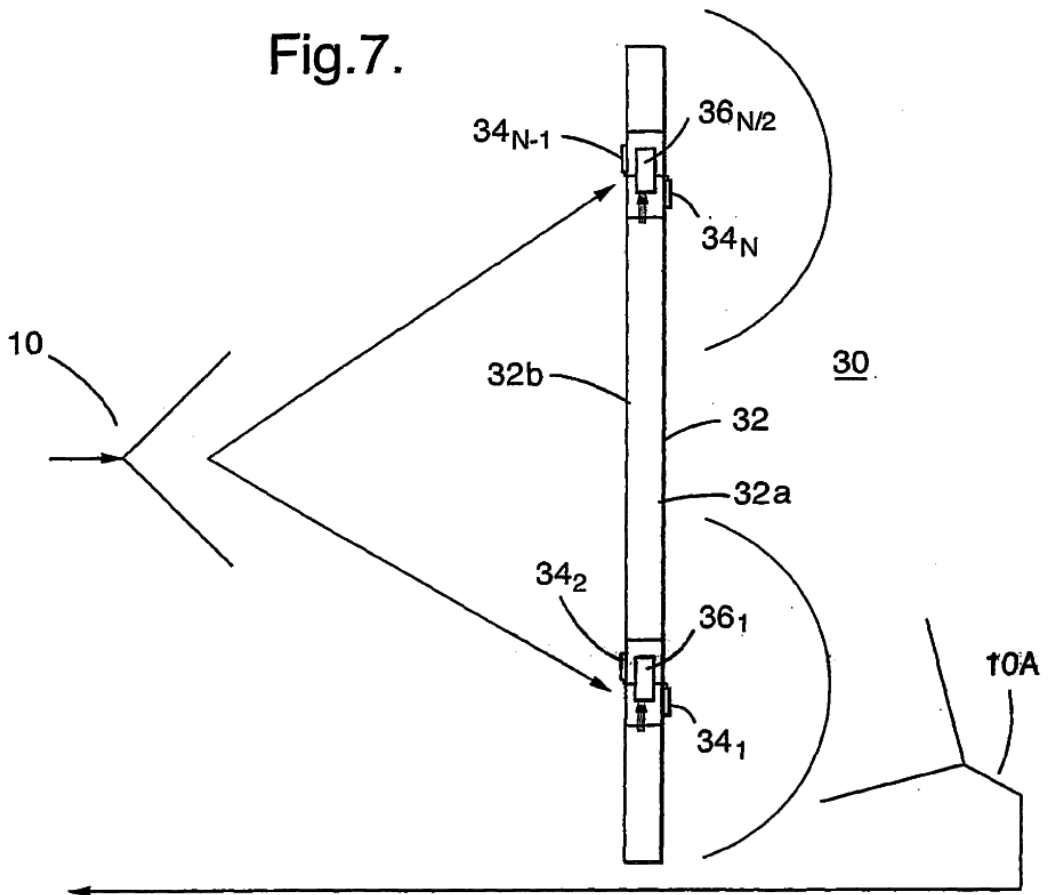


Fig.8.

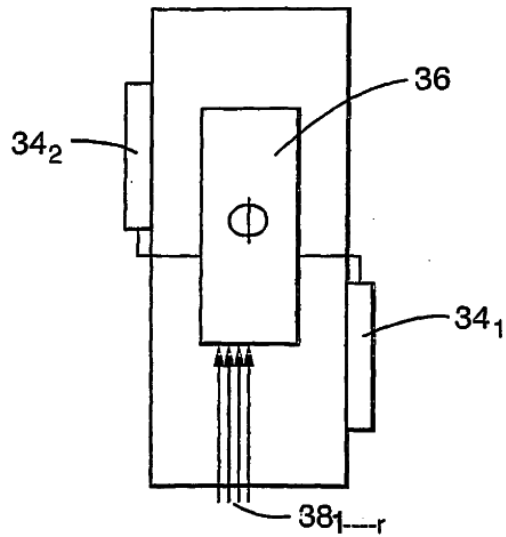


Fig.9.

