



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 275 097**

51 Int. Cl.:

G01S 13/26 (2006.01)

G01S 13/28 (2006.01)

G01S 7/288 (2006.01)

G01S 7/282 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **03735843 .9**

86 Fecha de presentación : **27.06.2003**

87 Número de publicación de la solicitud: **1521978**

87 Fecha de publicación de la solicitud: **13.04.2005**

54 Título: **Sistema de radar con elevada resolución en distancia.**

30 Prioridad: **09.07.2002 GB 0215967**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
01.06.2007

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
01.06.2007

73 Titular/es:
Selex Sensors and Airborne Systems Limited
Christopher Martin Road
Basildon Essex SS14 3EL, GB

72 Inventor/es: **Kinghorn, Anthony Miles**

74 Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 275 097 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 radar con elevada resolución en distancia.

5 La presente invención se refiere a mejoras en, o con relación a, la resolución en distancia, y tiene que ver más particularmente con la obtención de una elevada resolución en distancia para un sistema de radar, por ejemplo.

Para obtener una elevada resolución en distancia, un radar debe transmitir y procesar una forma de onda de gran ancho de banda. Por ejemplo, para obtener una resolución en distancia de 1 m., se debe utilizar un ancho de banda
10 nominal de 150 MHz (en la práctica algo más).

Los receptores de radar convencionales funcionan con anchos de banda mucho más estrechos, típicamente en el rango de 1~10MHz. Aunque se pueden utilizar receptores de ancho de banda especializados, éstos son relativamente difíciles de implementar y son costosos, especialmente en radares multifunción.

15 Un método más eficiente para obtener una elevada resolución en distancia es conocido como “radar flexible” o procesado deramp. El método convencional es utilizar un oscilador controlado en voltaje para proporcionar las señales de frecuencia modulada al transmitir y recibir. Al recibir, la señal alimenta el oscilador local del receptor.

20 Se transmite un pulso de banda ancha cuando la frecuencia portadora sigue una rampa lineal a lo largo de la duración del pulso, siendo la frecuencia total de la excursión el ancho de banda transmitido. En el momento esperado de la recepción desde un objetivo distante, el oscilador local del receptor del radar sigue una rampa con la misma pendiente. Esto da como resultado que la señal que ha sufrido conversión descendente tiene frecuencia cero si el deramp se sincroniza con precisión con el pulso recibido, o tiene un pequeño (constante) desplazamiento de frecuencia
25 si el pulso no se alinea con precisión. Este desplazamiento de frecuencia puede ser extraído mediante análisis de Fourier del pulso recibido. Con este método, se consigue una resolución en distancia mucho más fina de lo que sería posible de otro modo con un receptor de banda estrecha, suponiendo que los parámetros se eligen apropiadamente. Sin embargo, este método sólo funciona en un franja de distancias limitado que está delimitado efectivamente en un extremo por el inicio del deramp, y en el otro por el punto en el que la señal de desplazamiento de frecuencia se sale
30 del ancho de banda del receptor de banda estrecha. Esta limitación rara vez constituye un problema en la práctica, ya que los radares de alta resolución normalmente sólo se interesan por regiones pequeñas.

El documento EP 0,291,337 A2 describe un sistema de radar de pulsos coherente donde se modulan pulsos sucesivos con fases alternas para distinguir entre los pulsos reflejados.

35 Mientras que el método descrito arriba se basa en la modulación de frecuencia y emplea osciladores de frecuencia variable, su implementación es relativamente compleja y tiene la desventaja de que los circuitos empleados sufren deriva y otros errores o requiere calibraciones complejas si se utiliza síntesis digital directa.

40 Es, por tanto, un objetivo de la presente invención proporcionar un método para obtener una elevada resolución en distancia que supere los problemas descritos arriba.

De acuerdo con un aspecto de la presente invención, se proporciona un método para obtener una elevada resolución en distancia en un sistema de radar, comprendiendo el método las operaciones de:

- 45 a) generar un pulso de radar;
b) modular el pulso de radar;
50 c) transmitir el pulso de radar modulado;
d) recibir un pulso de radar;
e) modular el pulso de radar recibido; y
55 f) procesar el pulso de radar modulado para obtener información de distancia;

caracterizado porque la operación b) comprende aplicar un desplazamiento de fase dependiente del tiempo, modificado a intervalos de tiempo discretos, a cada uno de dichos pulsos de radar a sustancialmente la frecuencia de transmisión del radar, y la operación e) comprende aplicar un desplazamiento de fase dependiente del tiempo, modificado a intervalos de tiempo discretos, a cada uno de dichos pulsos de radar recibidos a sustancialmente la frecuencia de transmisión del radar;

65 y porque la operación f) comprende muestrear la señal recibida a intervalos de tiempo discretos que son un número integral de los intervalos de tiempo del desplazamiento de fase dependiente del tiempo.

El término “a sustancialmente la frecuencia de transmisión del radar” significa que el desplazamiento de fase aplicado tiene sustancialmente la frecuencia de transmisión. Por ejemplo, si la frecuencia de transmisión del radar es

de 10 GHz, el pulso del radar es a 1 GHz, entonces el desplazamiento de fase se aplica a una frecuencia de 9 GHz, que es sustancialmente la misma que la frecuencia de transmisión.

El desplazamiento de fase dependiente del tiempo puede comprender una secuencia sintetizada o una secuencia arbitraria.

Idealmente, el desplazamiento de fase dependiente del tiempo produce un perfil de fase predeterminado y es preferible que dicho perfil de fase comprenda un perfil de fase cuadrático.

De acuerdo con el segundo aspecto de la presente invención, se proporciona un sistema de radar que comprende:

medios para generar un pulso de radar;

medios para modular el pulso de radar;

medios para transmitir el pulso de radar modulado;

medios para recibir un pulso de radar reflejado;

medios para modular el pulso de radar recibido; y

medios para procesar el pulso de radar recibido modulado para obtener información de distancia;

caracterizado porque el medio para modular cada uno de dichos pulsos de radar incluye un desplazador de fase que aplica un desplazamiento de fase dependiente del tiempo, que se modifica a intervalos de tiempo discretos, a sustancialmente la frecuencia de transmisión del radar, y el medio para modular cada uno de dichos pulsos de radar recibidos incluye un desplazador de fase que aplica un desplazamiento de fase dependiente del tiempo, que es modificado a intervalos discretos, a sustancialmente la frecuencia de transmisión del radar;

y porque el medio para procesar el pulso de radar recibido modulado incluye medios de muestreo para muestrear la señal recibida a intervalos de tiempo discretos que son un número integral del número de intervalos de tiempo del desplazamiento de fase dependiente del tiempo.

Cada desplazador de fase se puede controlar de acuerdo con una secuencia sintetizada que puede ser implementada por una pluralidad de componentes lógicos discretos o por una matriz de puertas de campo programable.

Es preferible que el medio para modular el pulso de radar incluya un oscilador local y un primer medio de mezcla, proporcionando el oscilador una señal para mezclar con el pulso de radar en el primer medio de mezcla. Se puede desplazar la fase de la señal del oscilador local antes de la mezcla con el pulso de radar. Alternativamente, la señal del oscilador local se puede mezclar con el pulso de radar antes de su desplazamiento de fase.

De modo similar, es preferible que el medio para modular el pulso de radar recibido incluya un oscilador local y un segundo medio de mezcla, proporcionando el oscilador local una señal para mezclar con el pulso de radar recibido en el segundo medio de mezcla. Se puede desplazar la fase de la señal del oscilador local antes de la mezcla con la señal de radar recibida. Alternativamente, se puede desplazar la fase de la señal de radar recibida antes de la mezcla con la señal del oscilador local.

En una realización de la presente invención, se utiliza un único oscilador local que proporciona una señal de oscilador local tanto al pulso de radar como al pulso de radar recibido. En esta realización, se sitúa un único desplazador de fase en el camino de la señal del oscilador local y se utiliza la misma señal con desplazamiento de fase para la modulación tanto del pulso de radar como del pulso de radar recibido, siendo aplicada la modulación en diferentes momentos.

Idealmente, cada desplazador de fase comprende un desplazador de fase digital, por ejemplo, un circuito integrado de microondas monolítico.

Para un mejor entendimiento de la presente invención, se hará referencia ahora, sólo a modo de ejemplo, a los dibujos adjuntos, en los que:

La Figura 1 ilustra un diagrama de frecuencia-tiempo para un radar flexible;

La Figura 2 ilustra el funcionamiento de un desplazador de fase;

La Figura 3 ilustra un diagrama de bloques de un dispositivo para implementar un radar flexible de acuerdo con la presente invención;

La Figura 4 ilustra un diagrama de bloques que ilustra una primera implementación de la modulación del pulso del radar y del pulso del radar recibido; y

ES 2 275 097 T3

Las Figuras 5 y 6 ilustran, cada una, otra implementación de la modulación del pulso de radar y del pulso de radar recibido.

Como antecedentes, se describe la decodificación del radar flexible. Para una franja de distancia estrecha, como el que correlaciona un radar de apertura sintético, la modulación de frecuencia lineal es comúnmente decodificada mediante una técnica llamada radar flexible. Al recibirse el retorno de la franja, su frecuencia es restada de una frecuencia de referencia que aumenta al mismo ritmo que la frecuencia del transmisor. La frecuencia de referencia aumenta continuamente a lo largo de todo el período en el que se recibe el retorno de la franja. Consecuentemente, la diferencia entre la frecuencia de referencia y la frecuencia del retorno de cualquier punto del terreno es constante. Si el desplazamiento inicial, f_0 , de la frecuencia de referencia es restado de la diferencia obtenida, el resultado es proporcional a la distancia del punto desde el borde cercano de la franja. La distancia es así convertida en frecuencia.

Al considerar cuatro puntos cercanos después de que se haya llevado a cabo la resta, se reciben cuatro retornos que, aunque se reciben casi simultáneamente, tienen tiempos de llegada ligeramente escalonados. Debido a la diferencia o escalonamiento en los tiempos de llegada, se obtienen diferencias discernibles en frecuencia para cada uno de los cuatro retornos. Estas diferencias en frecuencia se pueden entonces convertir en valores de distancia. Esto se consigue aplicando la salida de un detector síncrono a un banco de filtros de banda estrecha implementados, por ejemplo, con una transformada rápida de Fourier altamente eficiente.

Pasando ahora a la Figura 1, se muestra un pulso 10 transmitido que tiene una excursión B de frecuencia total y una anchura T_p de pulso transmitido. También se muestra el pulso en un “objetivo” 12. También se muestran dos pulsos 14, 16 recibidos con relación al pulso 18 de referencia. La frecuencia, f_0 , de portadora se representa mediante la línea 20 discontinua. Como se muestra, en un punto en el tiempo, la diferencia de frecuencia entre el pulso 18 de referencia y el primer pulso 14 recibido es Δf y para una frecuencia dada, el retardo en el tiempo es Δt .

Si la distancia objetivo mínimo para iniciar la franja de distancia es $R_{\min}$, se puede expresar como

$$R_{\min} = T_p \frac{c}{2}$$

donde c es la velocidad de la luz.

Para una anchura de pulso transmitido de $100 \mu s$, $R_{\min}$ es 15 km.

Si la franja de distancia es R_s , la diferencia de tiempo, T_s , entre puntos en los límites más cercano y más lejano de la franja se pueden expresar como

$$T_s = 2 \frac{R_s}{c}$$

Por tanto, la duración total de tiempo para la “des-flexibilización” debe ser $T_p + T_s$. Por ejemplo, si R_s es 1 km, T_s es $6,667 \mu s$.

La resolución de distancia, R_r , se puede expresar como:

$$R_r = \left(F_r \frac{c}{2} \right) \left(\frac{T_p}{B} \right)$$

donde F_r es la mínima resolución de frecuencia discernible.

Entonces,

$$B = \left(F_r \frac{c}{2} \right) \left(\frac{T_p}{R_r} \right)$$

Si, por ejemplo, F_r es 10 kHz, R_r es 1 m, T_p es $100 \mu s$, entonces B es 150 MHz, y la pendiente k del barrido de frecuencia es $1,5 \text{ MHz por } \mu s$ $\left(k = \frac{B}{T_p} \right)$.

ES 2 275 097 T3

Un desplazador de fase digital es controlado para barrer la frecuencia $\pm B/2$ alrededor de la frecuencia, f_0 , de portadora, esto es, la excursión B de frecuencia total. Sin embargo, para satisfacer el criterio de Nyquist, la frecuencia de reloj del desplazador de fase digital tendría que estar en un exceso de B . Por ejemplo, si B es 200 MHz, la frecuencia de reloj deberá ser mayor que 200 MHz.

Si la “des-flexibilización” está centrada en el centro de la franja de distancia, entonces el ancho de banda de la frecuencia (IF) intermedia es simétrico respecto de la frecuencia IF central. El ancho de banda IF, B_{IF} , se puede expresar aproximadamente por

$$B_{IF} = k \left(\frac{2R_s}{c} \right)$$

Como un ejemplo, si $k=1,5$ MHz por μs , como en el ejemplo de arriba, y R_s es 1 km, el B_{IF} es 1 MHz. Si la “des-flexibilización” comienza al principio de la franja de distancia, entonces el ancho de banda IF está a un lado de la frecuencia IF central.

Haciendo referencia ahora a la Figura 2 para una descripción de funcionamiento del desplazador de fase, se muestra un generador 30 de frecuencia conectado a un primer desplazador 32 de fase. El generador 30 de frecuencia proporciona una señal $\cos(\omega_0 t)$ de salida. El primer desplazador 32 de fase está conectado a un segundo desplazador 34 de fase a través de una línea 36 de retardo. La línea 36 de retardo produce un retardo, T , que representa el retardo al punto objetivo dentro de la franja de distancia.

Si la salida, $A(t)$, del primer desplazador 32 de fase debe tener una frecuencia ω , donde

$$\omega = \omega_0 + 2\pi kt$$

esto es, el barrido de frecuencia lineal de pendiente k , entonces

$$A(t) = \cos \left(\omega_0 t + \frac{2\pi kt^2}{2} \right)$$

donde el desplazamiento de fase $\theta_A(t)$ es $\frac{2\pi kt^2}{2}$.

Después del retardo de transmisión, T , en la línea 36 de retardo,

$$A(t - T) = \cos \left(\omega_0 [t - T] + \left(\frac{2\pi k [t - T]^2}{2} \right) \right)$$

El segundo desplazador 34 de fase tiene que ajustarse para producir un desplazamiento de fase, $\theta_B(t)$, de

$$\theta_B(t) = \frac{-2\pi k(t - T_0)^2}{2}$$

que tiene la característica opuesta al primer desplazador 32 de fase, esto es, la pendiente es negativa en vez de ser positiva. El tiempo T_0 representa el tiempo hasta el inicio o centro de la franja de distancia, según sea apropiado.

ES 2 275 097 T3

La salida, $B(t)$, del segundo desplazador 34 de fase es entonces

$$\begin{aligned}
 B(t) &= \cos \left(\omega_0 [t - T] + \left(\frac{2\pi k [t - T]^2}{2} \right) - \left(\frac{2\pi k (t - T_0)^2}{2} \right) \right) \\
 &= \cos \left(\omega_0 t + \frac{2\pi k}{2} (T^2 - 2Tt - T_0^2 + 2T_0 t) - \omega_0 T \right) \\
 &= \cos \left([\omega_0 t - 2\pi k (T - T_0)] t - \omega_0 T - \frac{2\pi k}{2} [T_0^2 - T^2] \right)
 \end{aligned}$$

Se apreciará que la expresión de arriba incluye tanto un término dependiente de la frecuencia o del tiempo como un término de fase estático, y el desplazamiento de frecuencia, Δf , a partir del pulso 18 del referencia (Figura 1) es

$$\Delta f = -k(T - T_0)$$

En la práctica, ambos desplazadores 32, 34 de fase serán dispositivos controlados digitalmente que tienen un número finito de estados de fase, normalmente 2^m , y los datos de control se sincronizan una vez cada T_c segundos donde

$$T_c = \frac{1}{f_c}$$

donde f_c es la frecuencia a la que se sincronizan los desplazadores de fase.

La frecuencia angular, ω_p , a partir de un desplazador de fase está dada por

$$\omega_p = \frac{d\theta}{dt}$$

pero

$$d\theta = p \left(\frac{2\pi}{2^m} \right)$$

donde

$$p = 0, 1, 2, \dots, 2^m$$

y

$$dt = qT_c$$

donde

$$q = 1, 2, 3, \dots$$

Por tanto,

$$\omega_p = \frac{\left[p \left(\frac{2\pi}{2^m} \right) \right]}{qT_c} = \frac{2\pi p f_c}{q(2^m)}$$

Para satisfacer el criterio de Nyquist, la frecuencia más alta, $\omega_{p\max}$, que se puede producir es

$$\omega_{p\max} = \pi f_c$$

$$f_{p\max} = \frac{f_c}{2}$$

que significa que $p=2^{m-1}$ y $q=1$.

Antes de describir la Figura 3, se debe hacer notar que se puede pensar en la frecuencia en términos de desplazamiento de fase como si la frecuencia fuese simplemente una velocidad de cambio de fase. Esto es relevante para el funcionamiento del dispositivo de la Figura 3. Como un resultado de considerar la frecuencia en términos de velocidad de cambio de fase, las rampas de frecuencia lineal requeridas para radar flexible pueden ser simples perfiles de fase cuadráticos.

Además, los dispositivos de desplazamiento de fase que funcionan directamente a frecuencia de radio (RF) se pueden realizar en circuitos (GaAs MMICs) integrados de microondas monolíticos de arseniuro de galio.

Pasando ahora a la Figura 3, se muestra un dispositivo 40 para implementar radar flexible. El dispositivo 40 comprende un desplazador 42 de fase MMIC que es accionado por un circuito de control de matriz de puertas de campo programable (FPGA). El circuito 44 de accionamiento FPGA produce una secuencia sintetizada que acciona del desplazador 42 de fase. Como una alternativa a un circuito 44 de control FPGA, la secuencia sintetizada se puede implementar por medio de componentes lógicos discretos. En otra realización, el desplazador 42 de fase puede ser accionado por una secuencia arbitraria almacenada en un dispositivo de memoria adecuado (no mostrado). El desplazador 42 de fase está conectado a un oscilador 46 de referencia RF de radar y proporciona una señal 48 de salida de oscilador (LO) local que se pasa a un mezclador 50, donde es mezclada con un pulso 52 de un generador 54 de pulsos de radar. El mezclador 50 produce un pulso 56 desplazado en fase (que ha sufrido conversión ascendente) que se pasa a un transmisor de radar (no mostrado).

Es importante que el desplazador de fase se aplica a una señal que tiene una frecuencia que está sustancialmente a la frecuencia de transmisión. Por ejemplo, el generador de pulsos de radar puede generar un pulso a una frecuencia de alrededor de 1 GHz y la señal del oscilador local tiene una frecuencia de alrededor de 9 GHz, y cuando se mezclan las señales de pulso y de oscilador, una frecuencia de transmisión de alrededor de 10 GHz.

La señal 48 de salida LO también se pasa a un mezclador 58 donde se mezcla con un pulso 60 de radar entrante desde una antena (no mostrada) de radar. El mezclador 58 produce un pulso 62 (que ha sufrido conversión descendente) que tiene la señal 48 LO restada del mismo. El pulso 62 se pasa entonces a un receptor 64. El receptor 64 proporciona una señal 66 de salida que es alimentada a un convertidor (ADC) 68 analógico-a-digital, que proporciona una señal 70 digital para pasar a un procesador (no mostrado) de radar. Un reloj maestro de radar y sincronizador 72 está conectado al ADC 68 para proporcionar una señal 74 de reloj ADC. El sincronizador 72 también proporciona una señal 76 de reloj para el circuito 44 de accionamiento que sincroniza armónicamente el circuito 44 de accionamiento con relación a la señal 74 de reloj ADC.

Durante el funcionamiento, el pulso 56 que ha sufrido conversión ascendente se transmite a una escena (no mostrada) por un transmisor (tampoco se muestra). Un pulso (no mostrado) reflejado o retornado desde un objeto (no mostrado) en la escena se recibe en la antena (tampoco se muestra) y el pulso 60 de la antena sufre conversión descendente en el mezclador 58 para proporcionar un pulso 62, siendo procesado el pulso 62 para proporcionar la información de distancia deseada del objeto en la escena.

Se entenderá fácilmente que un pulso 52 de transmisión de frecuencia fija se combina con una señal 48 desplazada en fase obtenida de un desplazador 42 de fase MMIC que es accionado por el circuito 44 según un perfil de fase predeterminado, por ejemplo, un perfil de fase cuadrático. Se utiliza sustancialmente la misma señal 48 para realizar el deramp del pulso recibido. La señal resultante se procesa entonces del modo normal. En la realización descrita con referencia a la Figura 3, el desplazador 42 de fase está en el camino del oscilador local y por tanto se aplica el mismo desplazamiento de fase a las señales transmitida y recibida.

Como se ha descrito arriba con referencia a la Figura 3, se utiliza un solo desplazador 42 de fase MMIC tanto para la conversión ascendente como para la conversión descendente. Se entenderá que desplazadores de fase diferentes, y circuitos de control asociados, se pueden utilizar para la conversión ascendente y la conversión descendente. Es una característica esencial de la invención que los desplazadores de fase MMIC están sincronizados a una frecuencia relacionada directamente y armónicamente con los convertidores analógico-a-digital del radar. Esto es vital para evitar frecuencias de pulsación falsas que son difíciles de controlar y que podrían dañar la señal de radar deseada.

El dispositivo de la presente invención tiene las siguientes ventajas:

1. La implementación es totalmente digital y no requiere instalación ni calibración.

2. La implementación es estable y no requiere ajustes.

3. La circuitería requerida es extremadamente compacta y de bajo coste.

4. La técnica se puede actualizar fácilmente para un amplio rango de radares existentes, proporcionando una mejora sustancial del rendimiento con un bajo coste.

Las Figuras 4 a 6 ilustran diferentes implementaciones de la señal del oscilador local y el desplazamiento de fase tanto para la transmisión como para la recepción. Otra vez, al igual que antes, en cada implementación la circuitería puede diseñarse para acomodar bien dos desplazadores de fase, uno en cada uno de los caminos de transmisión y recepción, o bien un único desplazador de fase que funciona tanto en los caminos de transmisión como de recepción, y que dependerá de la aplicación particular.

En la Figura 4, se muestra una primera implementación alternativa que se designa generalmente por 80. Un pulso 82 de radar se mezcla con una señal de oscilador (LO) local del LO 84 en el mezclador 86. La salida del mezclador 86 se pasa entonces a un desplazador 88 de fase antes de la transmisión como señal 90 de transmisión. En la recepción, la señal 92 de una antena (no mostrada) se mezcla con una señal LO que ha sufrido un desplazamiento de fase mediante el desplazador 94 de fase en el mezclador 96 para proporcionar una señal 98 recibida para seguir su procesamiento. En esta implementación, ambos desplazadores 88 y 94 de fase aplican el mismo desplazamiento (por ejemplo, ambos positivo) de fase tanto a la señal de salida como a la de entrada.

En una segunda implementación alternativa, como se muestra en la Figura 5 y se designa por 100, se da los mismos números de referencia a componentes que se han descrito previamente en la Figura 4. En esta implementación, el pulso 82 de radar está mezclado con una señal LO desplazada en fase en el mezclador 86 para producir una señal 90 para la subsiguiente transmisión. La señal 92 recibida de la antena (no mostrada) se aplica al desplazador 94 de fase antes de sufrir conversión descendente mediante su mezcla con la señal LO en el mezclador 96 para producir la señal 98 recibida para seguir su procesamiento (no mostrado). Aquí, como el desplazador 94 de fase está en el camino de la antena, un desplazamiento de fase opuesto al aplicado a la señal LO en el camino de transmisión. Por ejemplo, el desplazador 88 de fase aplica un desplazamiento de fase positivo y el desplazador 94 de fase aplica un desplazamiento de fase negativo.

En una tercera implementación alternativa según se muestra en la Figura 6 y se designa por 110, se hace referencia del mismo modo a los componentes que se han descrito previamente en la Figura 4. En esta implementación, el pulso 82 de radar se mezcla con la señal LO en el mezclador 86 antes de pasar al desplazador 88 de fase para producir la señal 90 de transmisión. En el camino de entrada, la señal 92 recibida de la antena (no mostrada) se aplica al desplazador 94 de fase antes de ser mezclada con la señal LO en el mezclador 96 para producir la señal 98 recibida, que es subsecuentemente procesada. Al igual que con la implementación de la Figura 5, el desplazador 94 de fase está en el camino de la antena y el desplazamiento de fase aplicado es opuesto al desplazamiento de fase aplicado por el desplazador 88 de fase en el camino de transmisión.

Cuando se dice que el desplazamiento de fase es opuesto, se quiere decir que el signo del desplazamiento de fase es opuesto, pero la magnitud etc. del desplazamiento de fase es el mismo.

Aunque la presente invención se ha descrito arriba utilizando desplazadores de fase digitales, se apreciará que también se podrían utilizar desplazadores de fase analógicos de acuerdo con una aplicación particular. Sin embargo, los desplazadores de fase analógicos tienden a ser menos estables que los equivalentes digitales y producen señales de salida menos repetibles que los que se pueden conseguir con desplazadores de fase digitales.

En todas las realizaciones o implementaciones descritas arriba, es importante que los desplazadores de fase están armónicamente relacionados con la señal de reloj analógica-a-digital aplicada a la señal recibida para el procesamiento subsiguiente, como se ha descrito con referencia a la Figura 3 de arriba.

REIVINDICACIONES

1. Un método para obtener una elevada resolución en distancia en un sistema de radar, comprendiendo el método las operaciones de:

- a) generar un pulso (52, 82) de radar;
- b) modular el pulso (52, 82) de radar;
- c) transmitir el pulso (56, 90) de radar modulado;
- d) recibir un pulso (60, 92) de radar;
- e) modular el pulso (60, 92) de radar recibido; y
- f) procesar el pulso (62, 98) de radar modulado para obtener información de distancia;

caracterizado porque la operación b) comprende aplicar desplazamientos de fase dependientes del tiempo modificados a intervalos de tiempo discretos, a cada uno de dichos pulsos (52, 82) de radar a sustancialmente la frecuencia de transmisión del radar, y la operación e) comprende aplicar desplazamientos de fase dependientes del tiempo, modificados a intervalos de tiempo discretos, a cada uno de dichos pulsos (60, 92) de radar recibidos a sustancialmente la frecuencia de transmisión del radar;

y porque la operación f) comprende muestrear la señal (66) recibida a intervalos de tiempo discretos que son un número integral de los intervalos de tiempo de los desplazamientos de fase dependientes del tiempo.

2. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, donde el desplazamiento de fase dependiente del tiempo comprende una secuencia sintetizada.

3. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, donde el desplazamiento de fase dependiente del tiempo comprende una secuencia arbitraria.

4. Un método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, donde el desplazamiento de fase dependiente del tiempo produce un perfil de fase predeterminado.

5. Un método de acuerdo con la reivindicación 4, donde el perfil de fase predeterminado comprende un perfil de fase cuadrático.

6. Un sistema (80, 100, 110) de radar elevada resolución en distancia que comprende:

- medios (54) para generar un pulso (52, 82) de radar;
- medios para modular el pulso (52, 82) de radar;
- medios para transmitir el pulso (56, 90) de radar modulado;
- medios para recibir un pulso (60, 92) de radar reflejado;
- medios para modular el pulso (60, 92) de radar recibido; y
- medios (68) para procesar el pulso (62, 98) de radar recibido modulado para obtener información de distancia;

caracterizado porque el medio para modular dicho cada uno de dichos pulsos (52, 82) de radar incluye un desplazador (42, 88) de fase que aplica desplazamientos de fase dependientes del tiempo, que son modificados a intervalos de tiempo discretos, a cada uno de dichos pulsos (52, 82) de radar, a sustancialmente la frecuencia de transmisión del radar, y el medio para modular cada uno de dichos pulsos (60, 92) de radar recibidos incluye un desplazador (42, 94) de fase que aplica desplazamientos de fase dependientes del tiempo, que son modificados a intervalos discretos, a cada uno de dichos pulsos (52, 82) de radar, a sustancialmente la frecuencia de transmisión del radar;

y porque el medio (68) para procesar el pulso (62, 98) de radar recibido modulado incluye medios de muestreo para muestrear la señal (66) recibida a intervalos de tiempo discretos que son un número integral de los intervalos de tiempo de los desplazamientos de fase dependientes del tiempo.

7. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 6, donde cada desplazador (42, 88, 94) de fase es accionado de acuerdo con una secuencia sintetizada.

ES 2 275 097 T3

8. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 7, donde la secuencia sintetizada es implementada por una pluralidad de componentes lógicos discretos.

5 9. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 7, donde la secuencia sintetizada es implementada por una matriz de puertas de campo programable (44).

10 12. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 6, donde cada desplazador (42, 88, 94) de fase es accionado de acuerdo con una secuencia arbitraria que es proporcionada por un dispositivo de memoria.

11. Un sistema de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 6 a 10, donde el medio para modular el pulso (52, 82) de radar incluye un oscilador (46, 84) local y un primer medio (50, 86) de mezcla, proporcionando el oscilador (46, 84) local una señal (84) para mezclar con el pulso (52, 82) de radar en el primer medio (50, 86) de mezcla.

15 12. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 11, donde la señal (84) del oscilador local sufre un desplazamiento de fase antes de la mezcla con el pulso (52, 82) de radar.

13. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 11, donde la señal (84) del oscilador local es mezclada con el pulso (52, 82) de radar antes de sufrir desplazamiento de fase.

20 14. Un sistema de acuerdo con cualquiera de las reivindicación 11 a 13, donde el medio para modular el pulso de radar recibido incluye un oscilador (46, 84) local y un segundo medio (58, 96) de mezcla, proporcionando el oscilador (46, 84) local una señal (84) para mezclar con el pulso (60, 92) de radar recibido en el segundo medio (58, 96) de mezcla.

25 15. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 14, donde la señal (84) del oscilador local sufre desplazamiento de fase antes de la mezcla con el pulso (60, 92) de radar recibido.

30 16. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 14, donde el pulso (60, 92) de radar recibido sufre desplazamiento de fase antes de la mezcla con la señal (84) del oscilador local.

17. Un sistema de acuerdo con cualquiera de las reivindicación 11 a 16, donde se utiliza un único oscilador (46, 84) local que proporciona una señal (84) de oscilador local tanto al pulso (52, 82) de radar como al pulso (60, 92) de radar recibido.

35 18. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 17, donde se utiliza un único desplazador (42) de fase tanto para la modulación del pulso (52) de radar como para la modulación del pulso (60) de radar recibido.

40 19. Un sistema de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 6 a 18, donde cada desplazador (42, 88, 94) de fase comprende un desplazador de fase digital.

20. Un sistema de acuerdo con la reivindicación 19, donde el desplazador (42, 88, 94) de fase digital comprende un circuito integrado de microondas monolítico.

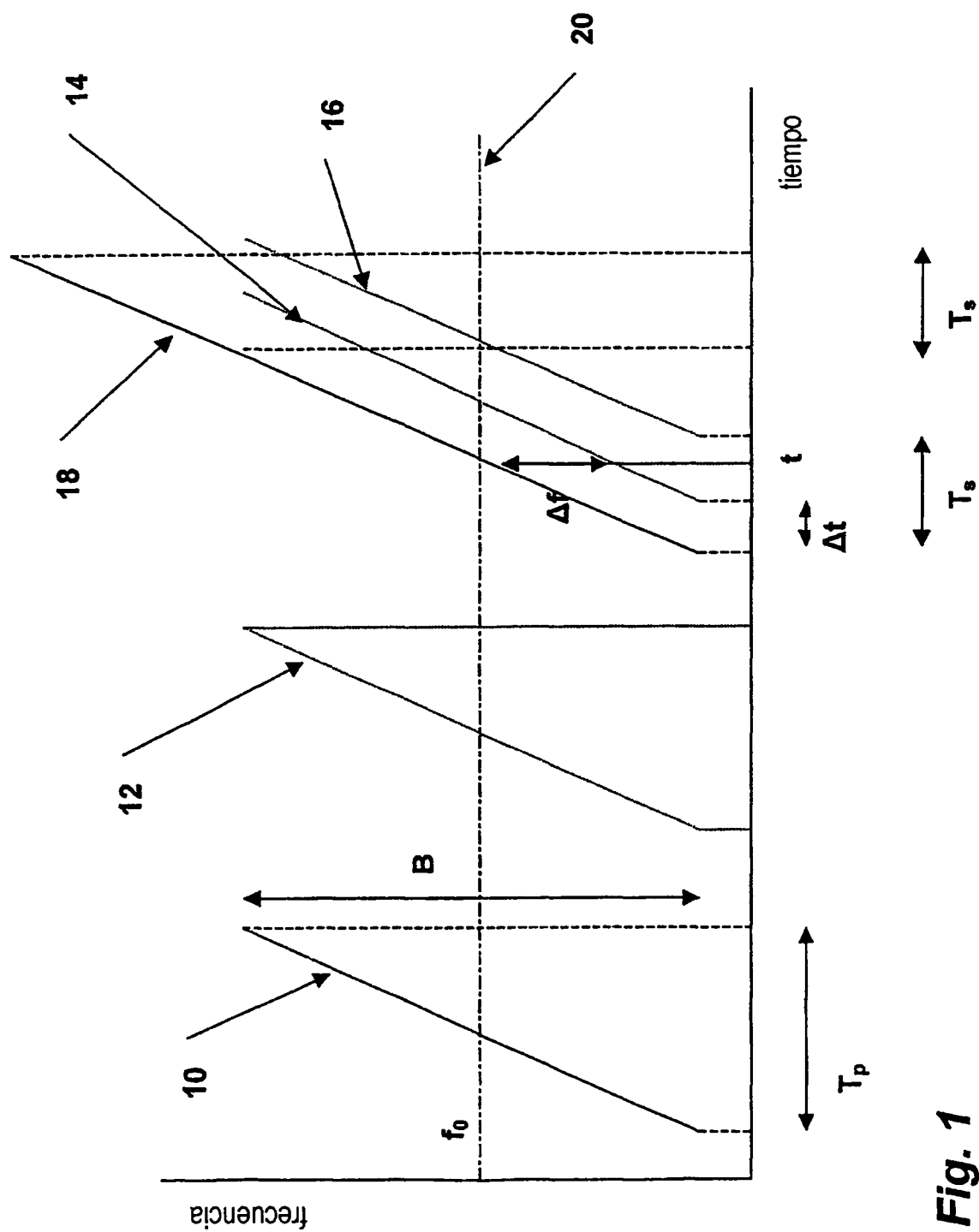


Fig. 1

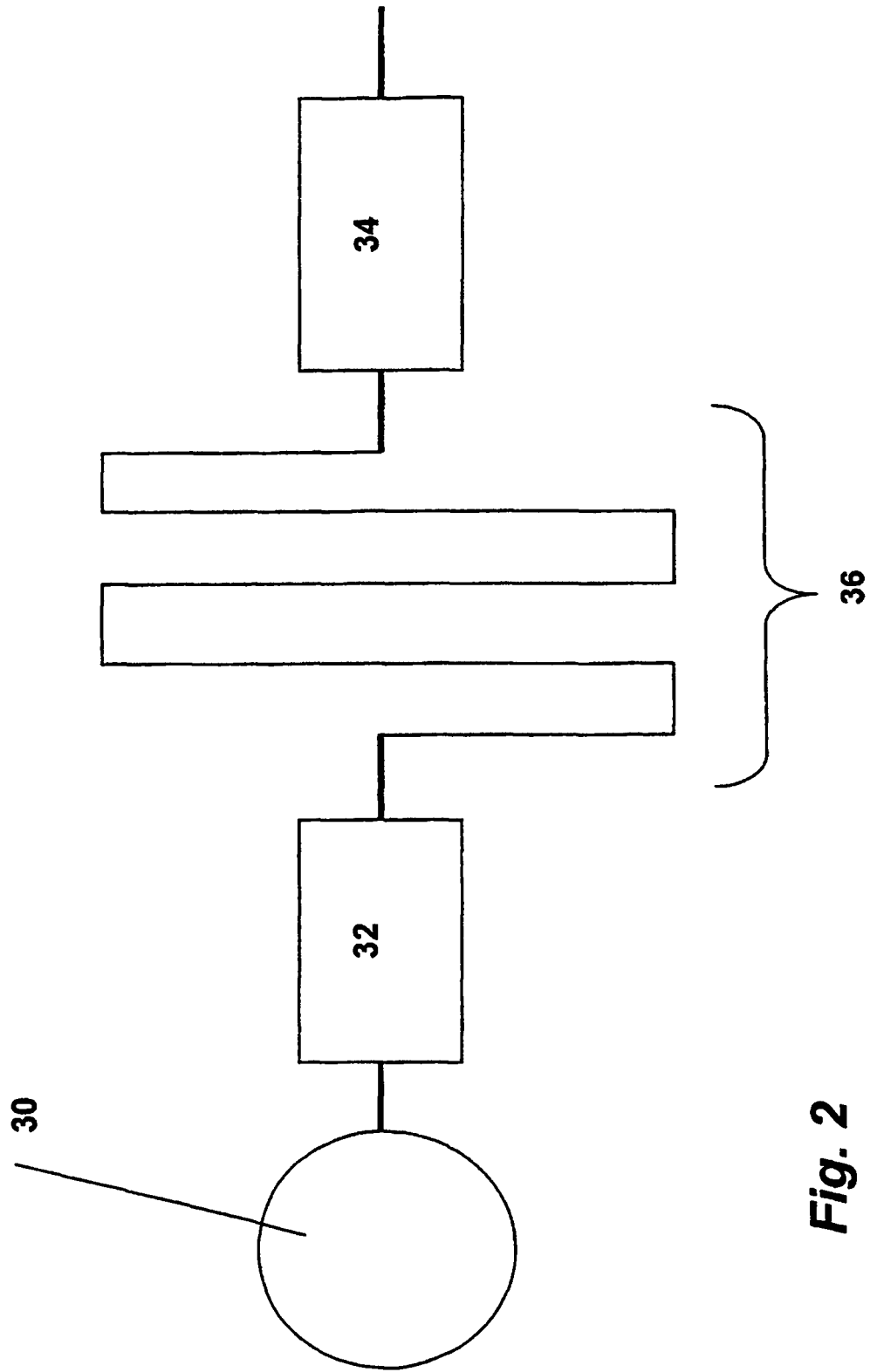


Fig. 2

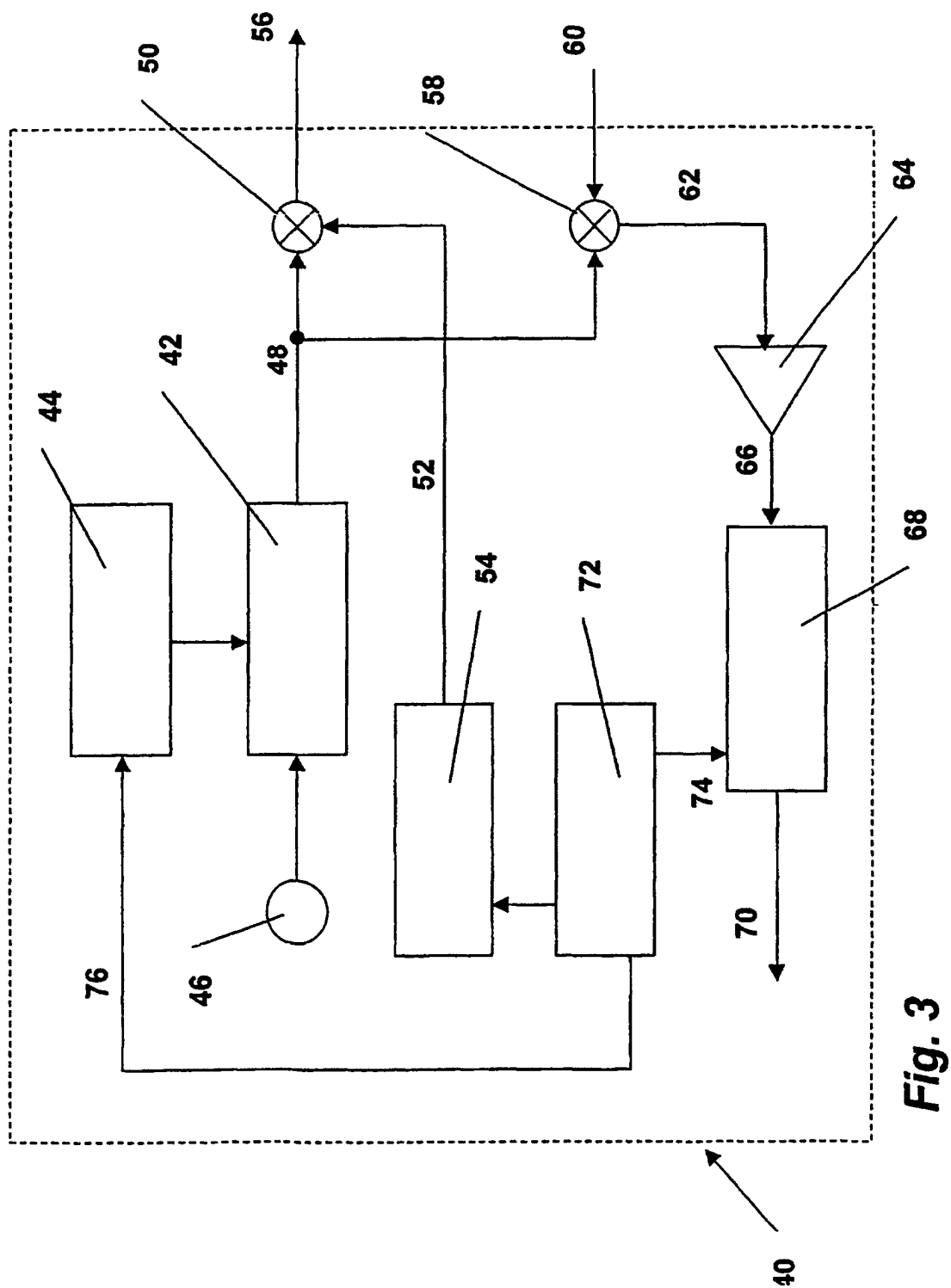


Fig. 3

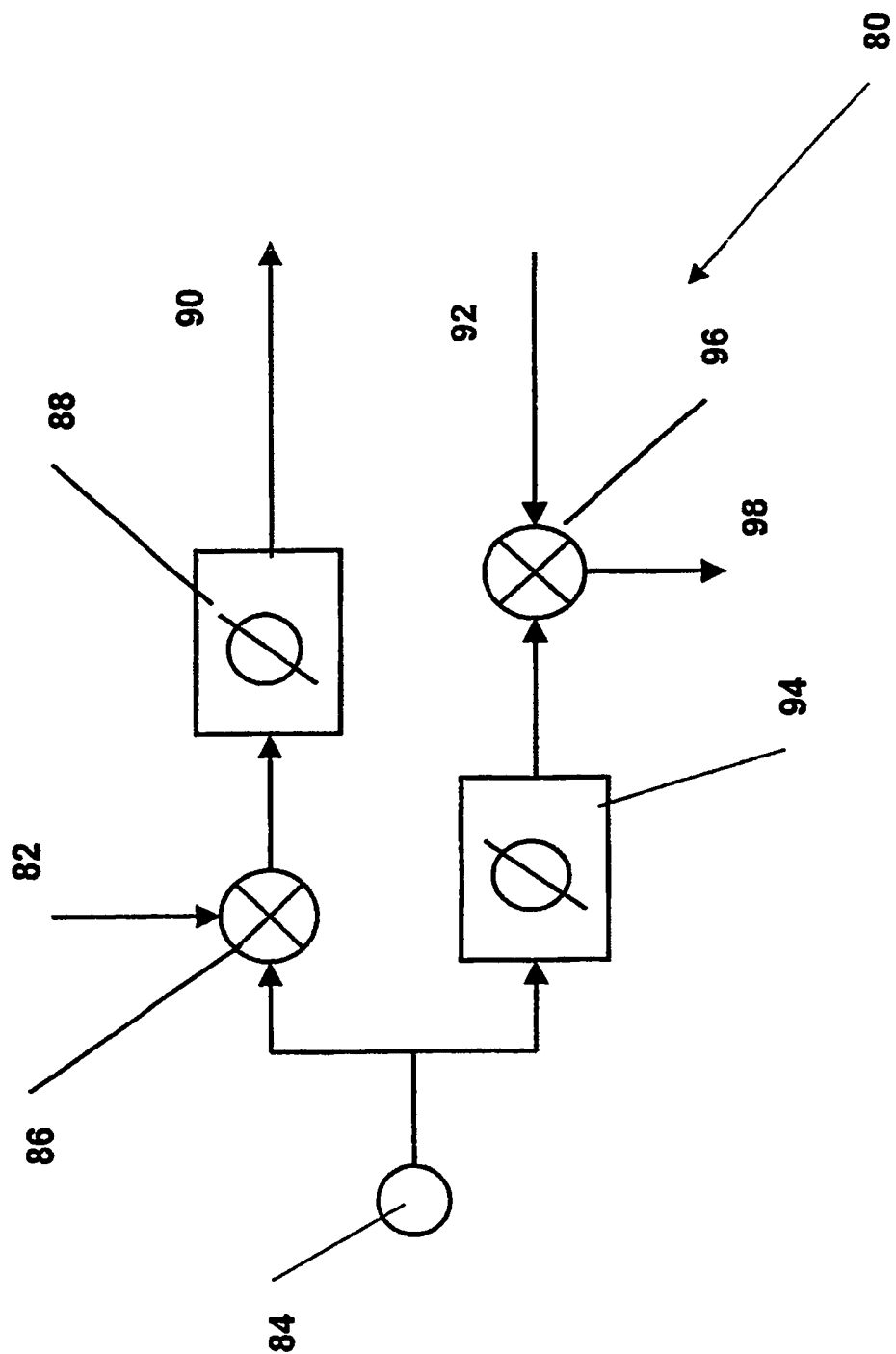


Fig. 4

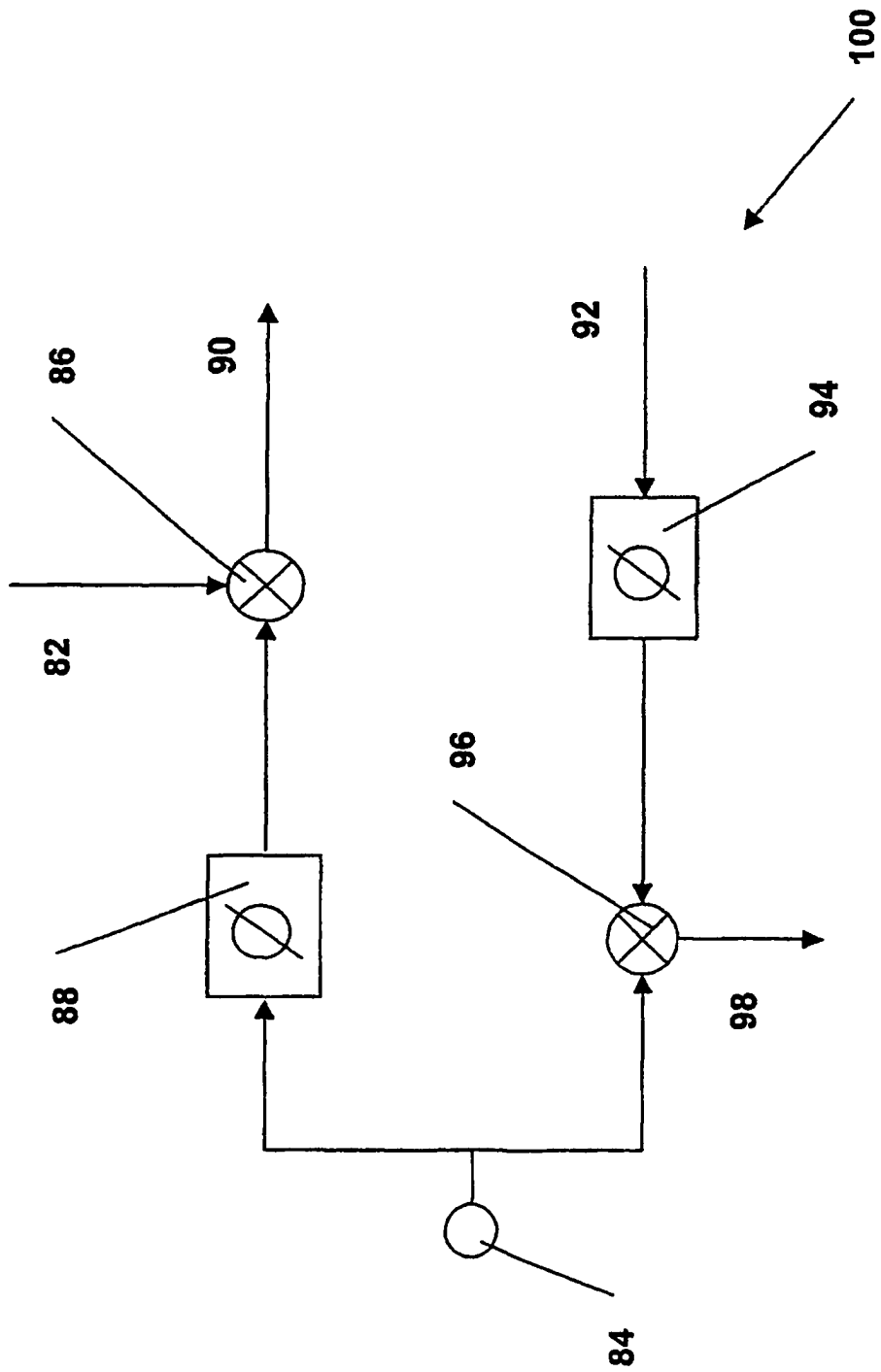


Fig. 5

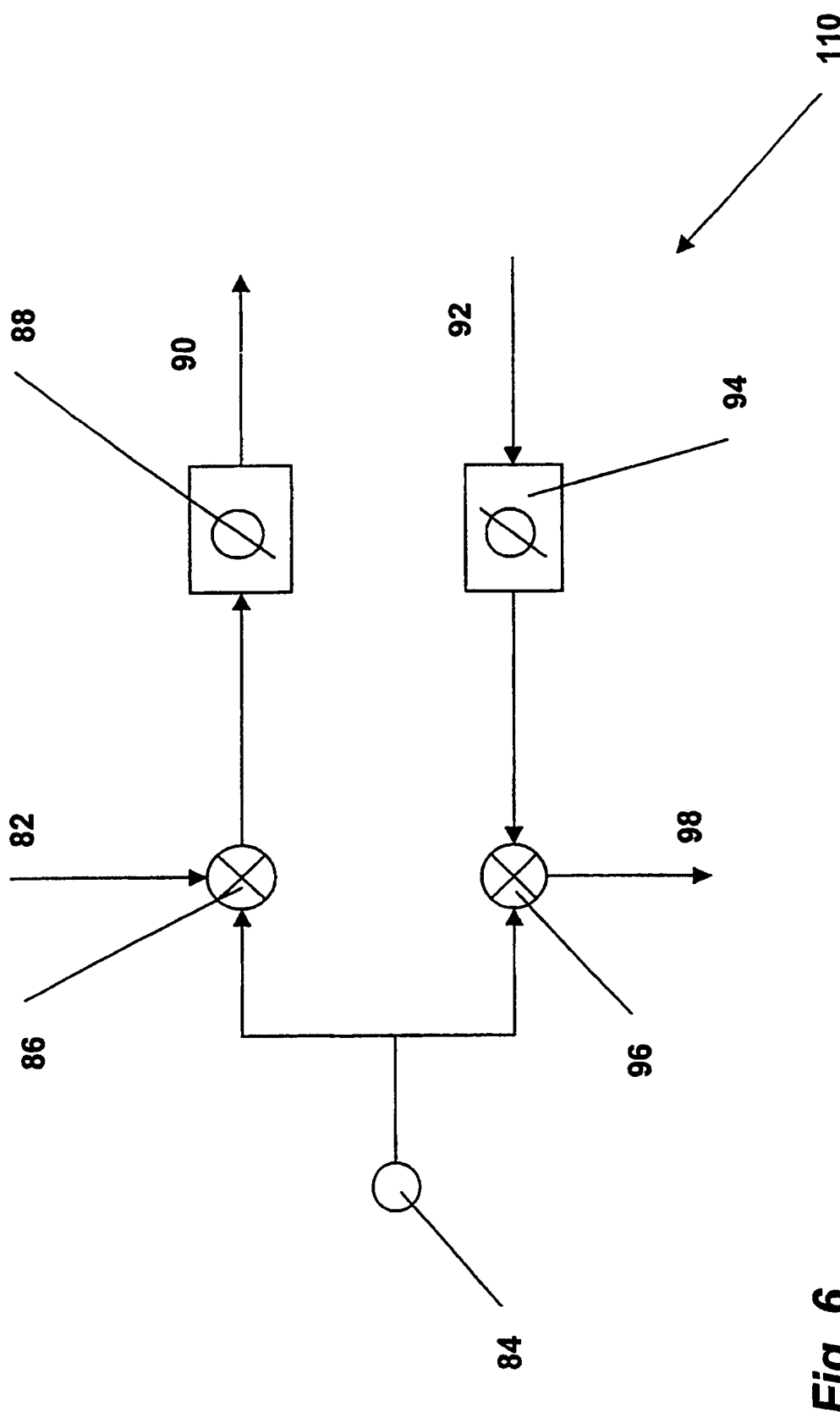


Fig. 6