



P.G. DEBOIS 1.5.1

421933

| | |
|-----------|------|
| Inventor: | H04B |
| | |
| | |

MEMORIA DESCRIPTIVA PARA SOLICITAR PATENTE DE INVENCION EN
ESPAÑA POR: "UN TRANSMISOR DE BUCLE SINCRONIZADO EN FASE",
A NOMBRE DE STANDARD ELECTRICA, S.A., CON DOMICILIO EN MA-
DRID, CALLE DE RAMIREZ DE PRADO, Nº 5.

El presente invento se refiere a un transmisor de bucle sincronizado en fase y modulado por una fuente de señales, que incluye un detector de fase de dos entradas cuya salida está acoplada a una primera fuente de frecuencia constituida por un oscilador controlado, una segunda fuente de frecuencia y un mezclador. Los cuatro están asociados con dicho bucle y, por lo menos, el detector de fase y el oscilador controlado, forman parte del bucle.

Dicho transmisor de bucle sincronizado en fase se describe en la patente británica 1 069 550 (E.F. TUCK 1). Antes de este invento, ya se conocía el bucle sincronizado en fase en relación con otras aplicaciones, particularmente como un demodulador de frecuencia o filtro de seguimien



to. Un bucle sincronizado en fase incluye, esencialmente, un detector de fase con dos entradas, el cual compara las fases de dos señales. Una de ellas se obtiene del bucle y, concretamente de la salida de un oscilador controlado, que puede ser un oscilador controlado en tensión (VCO) o controlado en intensidad (ICO) y cuya frecuencia está gobernada por la señal de salida del detector de fase. Si existe una diferencia de fase entre las dos señales en las entradas del detector de fase, después de pasar un filtro de bucle paso bajo a la salida del detector de fase, la señal actuará sobre elementos apropiados del oscilador controlado para corregir su frecuencia, hasta que quede asegurada la coherencia de fase de las dos señales en la entrada del detector de fase. Pueden introducirse varios refinamientos en dicho bucle, tal como la inclusión de mezcladores para cambiar las frecuencias o múltiplos, por ejemplo, a fin de crear diferentes fuentes de frecuencia a partir de la salida del oscilador controlado a tensión.

La introducción de tal concepto en los transmisores, mediante la patente británica 1 069 550, particularmente en repetidores radio de banda ancha y línea visual, fue de considerable importancia, ya que ofrece la posibilidad de utilizar un equipo totalmente transistorizado, que no tiene las limitaciones inherentes a otros tipos de transmisores en el caso de que se utilice la heterodinación en un alto nivel RF empleando un convertidor paramétrico de frecuencia superior, o una mezcla a bajo nivel de una señal IF seguida por una amplificación de potencia en banda ancha a la frecuencia de salida del transmisor. En el primer caso, el consumo de potencia para una potencia de salida del trans-



misor dada es relativamente elevada, existan problemas de filtraje, dificultades de alineamiento, etc. Dado que en el estado sólido, con los amplificadores disponibles, existen limitaciones en la amplificación de potencia en banda ancha, para la banda de frecuencias superior, la eficiencia queda limitada. Las limitaciones de frecuencia se encuentran también en las soluciones que utilizan osciladores sincronizados por inyección.

Por otra parte, los transmisores en bucle sincronizados en fase no tienen, en principio, tal limitación de frecuencia para las señales de salida, lo que constituye una ventaja respecto a los primeros métodos de control de frecuencia automáticos, debido a la integración de los cambios de frecuencia por el comparador de fase, lo que produce una tensión de error proporcional a la diferencia de fase, en lugar de a la diferencia de frecuencia.

Como se describe en la Patente Británica 1 069 550, el VCO puede ser un oscilador a transistor controlado por un varactor, o también pueden emplearse klystrons u osciladores a diodo-IMPATT ó Gunn controlados por varactor. Tales osciladores controlados pueden ser sintonizados manualmente o por dispositivos de barrido, hasta que la diferencia de fase esté dentro del margen de captura. Un dispositivo de barrido automático se describe en la patente española nº 421.932.

Una vez que es capturado el oscilador, permanece sin sincronizado aún cuando su frecuencia varíe fuera del margen de captura, ya que cualquier intento por parte del oscilador de control para desviar la frecuencia, producirá un adelanto de fase tal que, a través del filtro de bucle de paso



bajo, el comparador de fase recibirá una tensión suficiente para proporcionar la variación necesaria en la capacitancia del diodo varactor como para llevar la frecuencia del oscilador controlado a la frecuencia de referencia que alimenta el comparador de fase. Todo lo que se requiere es que el deslizamiento permanezca dentro del margen de sincronización, que es más amplio que el margen de captura.

No obstante, si se desea tener un transmisor que funcione a una frecuencia muy elevada y si la anchura de banda tiene que ser muy grande para contener, por ejemplo, 960 canales de voz, el dispositivo de la patente británica nº 1 069 550, con los componentes actuales, tiene algunas limitaciones.

Un objetivo general del presente invento es proporcionar varias mejoras al transmisor de bucle sincronizado en fase del tipo descrito en la patente británica mencionada anteriormente, particularmente, con la idea de realizar transmisores que puedan funcionar a frecuencias de salida relativamente elevadas, tales como 6 ó 7 GHz y que tengan una anchura de banda adaptada a la transmisión de un gran número de canales de voz, del orden de 960 canales o un canal de televisión.

De acuerdo con una primera característica del invento, las señales de modulación para el transmisor están acopladas al oscilador controlado a través del detector de fase.

Por otra parte, en la descripción de la patente Británica 1 069 550, se incluía un oscilador a transistor y diodo varactor controlado desde dos entradas separadas: una desde la salida del detector de fase que forma parte del bucle y la otra entrada para las señales de modulación. En



5.

dicha descripción existía también un oscilador controlado por cuarzo que alimentaba al mezclador, junto con una salida del oscilador controlado a tensión, y la frecuencia producida a la salida del mezclador se enviaba al detector de fase junto con las señales desde un segundo oscilador local controlado por cuarzo. Con la configuración presente, se puede tener el oscilador controlado a tensión, el mezclador y el detector de fase en cascada, en el bloque sincronizado en fase, y solamente es necesario un oscilador local de referencia para proporcionar la segunda entrada al mezclador, ya que la entrada del detector de fase que no va a la salida del mezclador puede estar alimentada por una fuente de frecuencia apropiada, por ejemplo, 70 MHz, que ya esta modulada por las seña es de entrada, de tal manera que no es necesaria una entrada de control separada para los diodos varactores del VCO.

Según otra característica del invento, un transmisor de bucle sincronizado en frecuencia, como se ha definido al principio de esta especificación, está también caracterizado porque dicho bucle sincronizado en fase incluye elementos de baja potencia para multiplicar la frecuencia de salida derivada del oscilador controlado, mientras que los multiplicadores de potencia están acoplados fuera de dicho bucle sincronizado en fase a la salida del oscilador de control.

Tal configuración ofrece diversas ventajas, dado que los actuales dispositivos de estado sólido tienen una salida limitada en las bandas de frecuencia más elevadas, tal como 6 y 7 GHz, puede ser necesario utilizar osciladores controlados a tensión que funcionen en las bandas de frecuencias



más bajas y multiplicar sus frecuencias de salida, por ejemplo, por 4. Esto puede conseguirse con la ayuda de los multiplicadores de potencia incluidos en el bucle sincronizado en fase, pero la duplicación de los multiplicadores ofrece varias ventajas. Manteniendo los multiplicadores de potencia fuera del bucle, su diseño puede ganar en eficiencia y ya que normalmente esto puede restringir las posibilidades de anchura de banda, se evita que tal restricción afecte desfavorablemente el diseño del bucle, que debe poder funcionar en banda ancha. Por otra parte, los multiplicadores de potencia baja que existen dentro del bucle sincronizado en fase harán posible mantener el mismo índice de modulación en el bucle que en la etapa de salida de potencia final del transmisor, esto es, utilizando el mismo factor de multiplicación para los multiplicadores de potencia fuera del bucle y para los multiplicadores de baja potencia de banda ancha dentro del bucle y alimentados desde un acoplador direccional a la salida del VCO para proporcionar una señal de baja potencia a la entrada de tales multiplicadores. Esta técnica también ofrece la ventaja de que el bucle se hace prácticamente independiente de los transistores disponibles para el amplificador de potencia que puede preverse después del acoplador direccional a la salida del VCO, a fin de proporcionar una mayor potencia en la frecuencia de salida del VCO a los amplificadores de potencia. De esta manera, puede conseguirse una mayor potencia si se dispone de tipos de transistores mejorados, sin afectar el diseño del bucle. De este modo, pueden considerarse varios módulos de potencia y la viabilidad de transmisores con más elevadas potencias de salida se hace independiente de la



7.

6 F

capacidad de potencia del VCO.

Adicionalmente, se puede considerar la utilización de un mezclador harmónico que tenga dichas propiedades no lineales de tal manera que produzca la multiplicación de frecuencia requerida dentro del bucle sincronizado en fase, siendo seleccionadas las salidas harmónicas apropiadas con alguna pérdida de nivel de señal, de acuerdo con el factor de multiplicación que se desee, dentro y fuera del bucle. Así, independientemente de la anchura de banda de salida en la que se funciona, el circuito del bucle podría tener el mismo número de elementos, y alguna pérdida del nivel de señal a la salida del mezclador no es importante, dado que el objetivo principal es que la multiplicación de frecuencia dentro del bucle mantenga la desviación correcta.

Según una configuración del invento, se obtiene una señal RF modulada en frecuencia mezclando en un mezclador de bajo nivel resistivo, la señal del oscilador local del transmisor con una señal IF de 70 MHz modulada en frecuencia. La salida de este mezclador, que permanece fuera del bucle sincronizado en fase del transmisor, alimenta un mezclador equilibrado con un acoplador de 90 grados y 3 decibelios que actúa como detector de fase y que recibe su segunda entrada de una salida de bajo nivel derivada de la parte de salida del oscilador controlado a tensión del bucle sincronizado en fase. Las dos salidas del mezclador equilibrado alimentan a los diodos mezcladores interconectados a través de un potenciómetro equilibrador y mediante los respectivos cuádrupolos capacitivos de adaptación y acoplo.

Con tal diseño, es posible asegurar una respuesta



en banda muy ancha por el bucle sincronizado en fase, por lo
menos, 2 GHz; dado que con tal detector de fase de microon
das, que puede funcionar, por ejemplo, en el margen de fre-
cuencias de 7 GHz, el problema de la anchura de banda, que
5 es vital para el bucle sincronizado en fase, queda conside-
rablemente disminuido, debido a las entradas de alta frecuen
cia proporcionadas a través del detector de fase de microon
das. Teniendo no solamente un detector de fase de alta
frecuencia que ofrece, sin ningún problema una anchura de
10 banda muy grande, sino también manteniendo al mezclador
alimentado por el oscilador local de referencia fuera del
bucle sincronizado en fase, este último puede ser más fácil
y tener un diseño más sencillo en banda ancha. Además, las
altas frecuencias empleadas por el detector de fase pueden
15 ser mucho más elevadas que la frecuencia del VCO, por ejem-
plo, 4 veces, ya que esta división de frecuencia desde la
salida del mezclador de entrada puede ser seguida de una mul
tiplicación de frecuencia semejante fuera del bucle, con
la ayuda de multiplicadores de potencia, y dentro del bucle
20 a través de multiplicadores de baja potencia, como se ha
explicado anteriormente.

Los anteriores objetivos y otras características del
presente invento, así como la mejor manera de realizarlo,
será mejor explicada en la descripción siguiente, en unión
25 de los dibujos que se acompañan, en los cuales:

- la Fig. 1 representa el diagrama bloque de un transmisor
de bucle sincronizado en fase de un tipo ya conocido,
- la Fig. 2 representa una configuración del invento utili-
zando un mezclador fuera del bucle sincronizado en fase y
30 un detector de fase de microondas de banda ancha;

9. FEB.



- la Fig. 3 representa el circuito de un amplificador diferencial AMP2 que se muestra en forma bloque en la Fig. 2;
- la Fig. 4 representa una modificación de la configuración de la Fig. 2 con un mezclador incluido dentro del bucle sin
5 cronizado en fase; y
- la Fig. 5 representa una modificación de la configuración de la Fig. 4 con las señales de entrada moduladas, alimentando directamente una entrada del detector de fase.

Refiriéndonos a la Fig. 1, dicha Fig. representa un transmisor de bucle sincronizado en fase ya conocido, en donde las señales de modulación proporcionadas por el circuito de entrada IN se aplican directamente a una entrada del oscilador controlado a tensión VCO que, a través de su segunda entrada y salida, está situado en el bucle
15 sincronizado en fase PPL en cascada con un mezclador MIX y el detector de fase PD. La segunda entrada del mezclador MIX se alimenta desde la salida de un primer oscilador de referencia OSC₁, mientras que la segunda entrada del detector de fase PD recibe sus señales desde la salida del
20 segundo oscilador de referencia OSC₂. La salida del oscilador controlado a tensión VCO alimenta a los circuitos de salida OUT, que conducen a la antena de transmisión y que pueden incluir un amplificador de potencia y un multiplicador de frecuencia.

Refiriéndonos a la Fig. 2, en la misma se muestra un transmisor de bucle sincronizado en fase en donde el mezclador MIX está fuera del bucle PPL y en donde el detector de fase PD₁ es un mezclador equilibrado que funciona a la frecuencia de microondas de salida del transmisor. De
30 esta manera, el mezclador MIX forma parte de los circuitos



de entrada IN, y el resto del circuito de la Fig. 2, compren
de otras dos partes importantes, esto es, el oscilador lo-
cal de referencia OSC_1 , que alimenta al mezclador, como en
la Fig. 1, y los circuitos de salida OUT que siguen la sa-
5 lida del oscilador controlado a tensión VCO_1 , del bucle sin
cronizado en fase PPL.

Las señales de entrada moduladas, que pueden ser del
orden de 70 MHz, alimentan al amplificador de entrada AMP_1 ,
cuya salida pasa al mezclador MIX, el cual, a través del
10 filtro paso banda BPF_1 , recibe una frecuencia de referencia
local del orden de 7 GHz. De esta manera, la salida del
mezclador MIX, a través del filtro paso banda BPF_2 , está
a la frecuencia de salida de microondas, del orden de 7 GHz,
y constituye una de las dos entradas del detector de fase
15 PD_1 del bucle sincronizado en frecuencia PPL. A esta eleva-
da frecuencia puede asegurarse una anchura de banda relati-
vamente grande, ya que representa un pequeño porcentaje en
términos de anchura de banda relativa. Las dos entradas al
detector de fase PD_1 alimentan a un acoplador híbrido de
20 90 grados y 3 decibelios CPL cuyas dos salidas están conec-
tadas a los diodos de microondas D_1 y D_2 a través de cuadri-
polos de acoplo y adaptación de pequeña capacitancia C_1 y C_2 ,
respectivamente. Yendo de una salida a la otra, los dos
diodos están en una misma dirección e interconectados a tra-
25 vés de un potenciómetro equilibrador P, cuya salida de cur-
sor va hacia el amplificador de bucle sincronizado en fase
 AMP_2 .

Para asegurar la característica de anchura de banda
descada en el bucle sincronizado en fase PPL, este amplifi-
30 cador AMP_2 , que tiene una anchura de banda desde DC hasta



150 MHz, se ha construido en forma de un amplificador diferencial de dos etapas y acoplamiento directo que utiliza cuadripolos de realimentación con retardo y que aseguran un elevado rechazo en modo común.

5 Este amplificador diferencial está representado con más detalle en la Fig. 3, e incluye dos etapas idénticas AMP_{21} y AMP_{22} de las que se han representado en detalle solamente la primera. El terminal de entrada que llega del detector de fase va a la base de un primer transistor NPN, 10 T_1 , cuyo colector está acoplado al potencial de tierra a través de la resistencia R_1 y cuya base está polarizada a través de la resistencia R_2 , que tiene su otro extremo conectado al colector. Este último está acoplado también directamente a la base del transistor NPN de salida T_2 , que tiene 15 su colector acoplado a tierra a través de la resistencia R_3 .

El cuadripolo de retardo de realimentación incluye el condensador C_4 conectado en serie con la resistencia R_4 entre el colector de T_2 y el emisor de T_1 , que está acoplado 20 a un potencial de polarización negativo a través de la combinación shunt de la resistencia R_5 con el condensador C_5 en serie con la resistencia R_6 que, como se indica, es común a las dos partes semejantes AMP_{21} y AMP_{22} del amplificador diferencial. El condensador C_6 desacopla R_6 a tierra 25 y las dos entradas del amplificador una de las cuales, por ejemplo para la mitad de AMP_{22} , esta desacoplada a tierra a través del condensador C_3 , están interconectadas por las resistencias R_8 y R_9 cuyo punto de unión está conectado a potencial negativo a través de la resistencia R_{10} en serie con el diodo D_3 . Existe un condensador adicional C_7 . 30



para el medio amplificador AMP_{22} a través de la resistencia de colector que corresponde a R_1 , a fin de mejorar la respuesta en frecuencia. Los emisores en común de los transistores T_2 están polarizados a potencial negativo a través de la resistencia común R_7 .

La tensión de salida en el colector del transistor T_2 alimenta al oscilador controlado a tensión VCO_1 (Fig. 2) que puede estar constituido por un transistor trabajando en la banda de frecuencias de 1781 MHz a 1932 MHz. Su salida va al acoplador direccional DCP que hace posible la extracción de una señal de baja potencia que vuelve, a través del bucle sincronizado en fase PPL, a la otra entrada del mezclador equilibrado CPL del detector de fase PD_1 . Esta parte de retorno del bucle sincronizado en fase incluye un multiplicador de frecuencia MTP_1 que utiliza un diodo de recuperación de unión rápida. La salida del multiplicador va a un filtro paso banda BPF_3 cuya salida no está conectada directamente a la segunda entrada del detector de fase PD_1 . La señal a la salida del filtro paso banda BPF_3 pasa por un cambiador de fase PS. Esta señal se introduce en el bucle para optimizar las condiciones de bucle cerrado que puede estar sintonizado para dar un cambio de fase adicional de 180 grados en la parte de retorno del bucle. Este último incluye también un atenuador variable ATT a la salida del cambiador de fase PS, que puede utilizarse para ajustar la potencia de salida del multiplicador MTP_1 a una pequeña cantidad de potencia apropiada, por ejemplo, 1 miliwatio a la entrada del comparador de fase PD_1 . Tales elementos como PS y ATT ayudan a asegurar un amortiguamiento de reflexiones apropiado con respecto al comparador de



fase, así como también una relación de fase apropiada.

Del mismo modo en que el multiplicador de baja potencia MTP_1 dentro del bucle puede volver la señal de salida del VCO_1 al margen de frecuencia de salida de 7 GHz, en el
5 circuito de salida OUT que interconecta el acoplador direccional DCP al sistema de derivación de antena (no mostrado), un multiplicador MTP_2 , que proporciona el mismo factor de amplificación que MTP_1 , por ejemplo 4, proporcionará las
10 señales moduladas de salida en el margen de frecuencia de salida requerido. Este multiplicador de potencia MTP_2 está precedido por un amplificador de potencia para la salida VCO_1 . Este amplificador de potencia AMP_3 está situado entre dos aisladores ISL_1 e ISL_2 que evitan cualesquiera efectos de impedancia indeseados del multiplicador MTP_2 sobre el
15 bucle sincronizado en fase PPL. Finalmente, las señales de potencia de salida desde el multiplicador MTP_2 van hacia la antena a través de un filtro paso bajo LP seguido de otro aislador ISL_3 .

La última parte del transmisor de bucle sincronizado
20 en fase de la Fig. 2 es la unidad del oscilador local OSC_1 , que está constituida como un oscilador de alta estabilidad de frecuencia, con la ayuda de otro bucle sincronizado en fase, que incluye un oscilador controlado a tensión VCO_2 alimentado desde la salida de otro comparador de fase PD_2
25 a través del amplificador de bucle AMP_4 . Al igual que para el bucle sincronizado en fase del transmisor principal PPL, VCO_2 oscila en la banda de 2 GHz y su frecuencia se lleva a la banda deseada de 7 GHz con la ayuda de otro multiplicador, esto es, MTP_3 , el cual multiplica de nuevo la
30 frecuencia por un factor 4.



La estabilidad de frecuencia requerida se obtiene sincronizando el bucle PPL₁ a un oscilador a cristal de alta estabilidad OSC₃ que puede funcionar alrededor de 100 MHz y, para evitar multiplicadores inter-etapas entre el oscilador OSC₃ y el detector de fase PD₂, la salida OSC₃ alimenta la entrada de referencia de PD₂ a través de un amplificador AMP₅ seguido por un cuadripolo conformador de impulsos cuya salida puede compararse con la muestra de VCO₂ en un detector de fase de muestreo de línea que constituye PD₂.

La Fig. 4 muestra una modificación para parte de la configuración de la Fig. 2. Aquí, mientras el detector de fase PD puede funcionar de nuevo a alta frecuencia, por ejemplo en la banda de 7 GHz, estando alimentado por una señal de frecuencia semejante desde el oscilador OSC₁, su otra entrada se alimenta desde la salida del mezclador MIX, que recibe las señales de entrada moduladas, por ejemplo, a 70 MHz, desde el circuito IN en una de sus dos entradas. La segunda entrada del mezclador esta acoplada a la salida del VCO para recibir una señal de salida de baja potencia apropiada del mismo, para completar el bucle sincronizado en fase PPL. Mientras esto tiene la desventaja de constituir un bucle algo más largo, esta vez, la salida desde el VCO no se envía directamente a una entrada del detector de fase PD (eventualmente a través de una cadena multiplicadora de frecuencia), de tal manera que no existe peligro de que una pequeña fuga a través del comparador de fase PD pudiera producir un enclavamiento de inyección directa del VCO.

Por otra parte, puede indicarse, sin embargo que ya ha sido propuesto un dispositivo de enclavamiento de inyección en el que la señal de entrada alimenta a un circulador



de tres puertas, con el oscilador en la segunda puerta y la salida en la tercera, en combinación con el bucle sincronizado en fase, ya que esto puede tener ventajas desde el punto de vista de la estabilidad del bucle.

5 La Fig. 5 representa todavía otra modificación de la configuración de la Fig. 2. Nuevamente, el bucle PPL incluye un multiplicador de baja potencia MTP_1 que da el mismo factor de multiplicación que el multiplicador de potencia de salida MTP_2 que conduce hacia el sistema de antena. Pero
10 aquí, como en la Fig. 4, el mezclador MIX está incluido en el bucle, pero en lugar de estar alimentado en una entrada por las señales de entrada moduladas a 70 MHz, su segunda entrada es la frecuencia de referencia de 7 GHz desde el oscilador local OSC_1 cuya frecuencia exacta esta seleccionada
15 apropiadamente con respecto a la frecuencia a la salida del multiplicador MTP_1 , de tal manera que frecuencia de salida del mezclador MIX corresponde a la de las señales de entrada a 70 MHz que alimentan el comparador de fase PD, el cual funciona ahora a frecuencia relativamente baja.

20 Ha de quedar entendido que la anterior descripción de una forma determinada del invento se hace a modo de ejemplo, y no debe considerarse como limitación de su alcance.

 El presente invento corresponde a una solicitud de patente formulada en Bélgica, el día 29 de Diciembre de
25 1972, señalada con el Nº 793.483 y se acoge, por lo tanto, a los beneficios que otorgan los convenios internacionales vigentes.

----- NOTA -----

30 Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta patente de veinte años,



son los siguientes:

1.- Un transmisor de bucle sincronizado en fase y mo
dulado por una fuente de señales, que incluye un detector de
fase de dos entradas cuya salida esta acoplada a una primera
5 fuente de frecuencia constituida por un oscilador controlado,
una segunda fuente de frecuencia y un mezclador, estando
los cuatro asociados con dicho Bucle y formando parte del
mismo, por lo menos, el oscilador controlado y el detector
de fase. Caracterizado porque las señales de modulación para
10 dicho transmisor estan acopladas a dicho oscilador de control
a través de dicho detector de fase.

2.- Un transmisor de bucle sincronizado en fase, se-
gún el punto 1, caracterizado porque el bucle sincronizado
en fase incluye elementos de baja potencia para multiplicar
15 la frecuencia de salida derivada del oscilador controlado,
mientras que los multiplicadores de potencia estan acoplados
en el exterior de dicho bucle sincronizado en fase, a la
salida del oscilador controlado.

3.- Un transmisor de bucle sincronizado en fase, se-
gún el punto 1, caracterizado porque el detector de fase se
20 alimenta por las señales que tienen una frecuencia compara-
ble a la frecuencia de salida del transmisor.

4.- Un transmisor de bucle sincronizado en fase, se-
gún el punto 1, caracterizado porque el mezclador esta loca
25 lizado fuera del bucle.

5.- Un transmisor de bucle sincronizado en fase, se-
gún el punto 1, caracterizado porque dicho bucle incluye un
cuadripolo de cambio de fase entre el oscilador controlado
y el detector de fase.

30 6.- Un transmisor de bucle sincronizado en fase, se-



17.

gún el punto 5, caracterizado porque el cuadripolo de cambio de fase puede producir un cambio de fase de 180 grados.

7.- Un transmisor de bucle sincronizado en fase, según el punto 2, caracterizado porque dicho bucle incluye un atenuador entre los elementos de multiplicación de frecuencia de baja potencia y el detector de fase.

8.- Un transmisor de bucle sincronizado en fase, según el punto 3, caracterizado porque el detector de fase incluye un mezclador equilibrado con un acoplador de 3 decibelios y 90 grados, cuyas salidas están acopladas hacia una carga, a través de diodos y cuadripolos capacitivos de acoplamiento y adaptación.

9.- Un transmisor de bucle sincronizado en fase, según el punto 1, caracterizado porque dicho bucle incluye un amplificador diferencial conectado entre el detector de fase y el oscilador controlado.

10.- Un transmisor de bucle sincronizado en fase, según el punto 9, caracterizado porque dicho amplificador diferencial incluye dos etapas de transistores y cuadripolos de realimentación negativa que emplean combinaciones de resistencias y capacidades en serie, entre los colectores de los transistores de salida y los emisores de los transistores de entrada, mientras que estos emisores están acoplados a un potencial fijo por combinaciones shunt de resistencias y capacidades.

11.- Un transmisor de bucle sincronizado en fase, según el punto 1 caracterizado porque el detector de fase incluido en el bucle es del tipo de muestreo y se alimenta, por una parte, por el oscilador controlado incluido en el bucle, y por otra parte, por un multiplicador de frecuencia en forma de un

Handwritten signature or mark.



cuadripolo conformador de impulsos cuya entrada esta acopla
da a un oscilador de alta estabilidad.

12.- Un transmisor de bucle sincronizado en fase.

5 Tal y como se ha descrito en la memoria que antecede,
representado en los dibujos que se acompañan y a los fines
especificados.

Esta memoria consta de 18 hojas escritas por una so-
la cara.

Madrid,

6 FEB. 1974

M. G. SANTAMARIA
VICE-SECRETARIO GENERAL



78

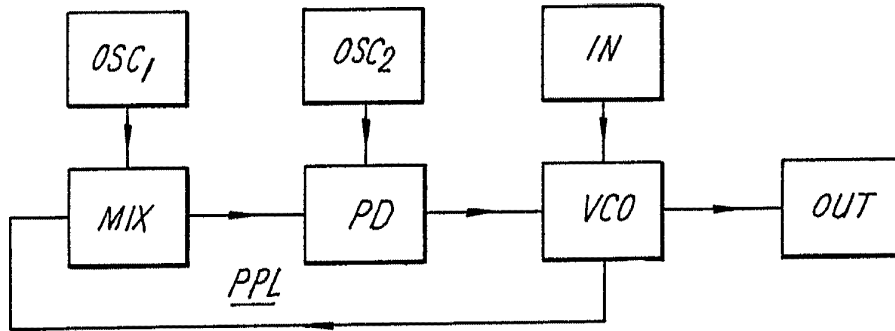


Fig. 1.

6 FEB. 1974

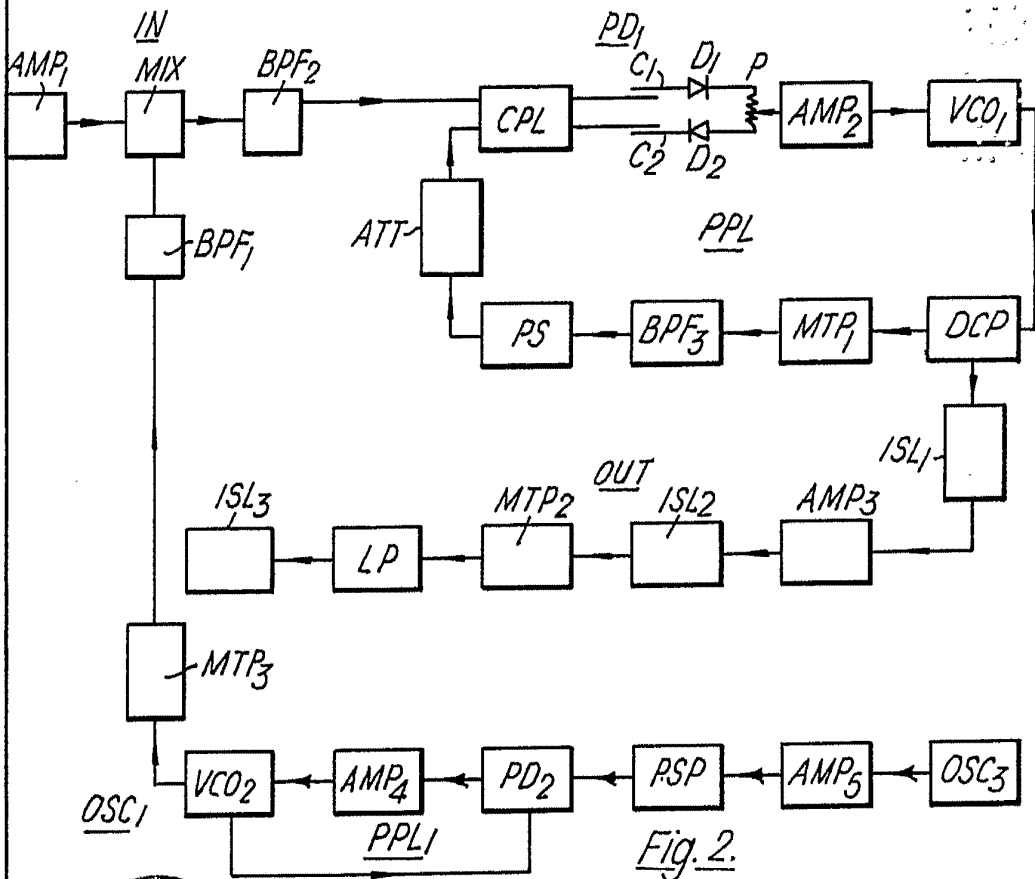
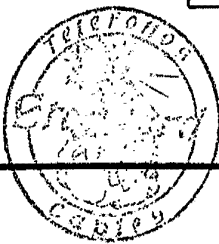


Fig. 2.



M. G. Santamaria
 M. G. SANTAMARIA
 VICE-SECRETARIO GENERAL

7/2

10

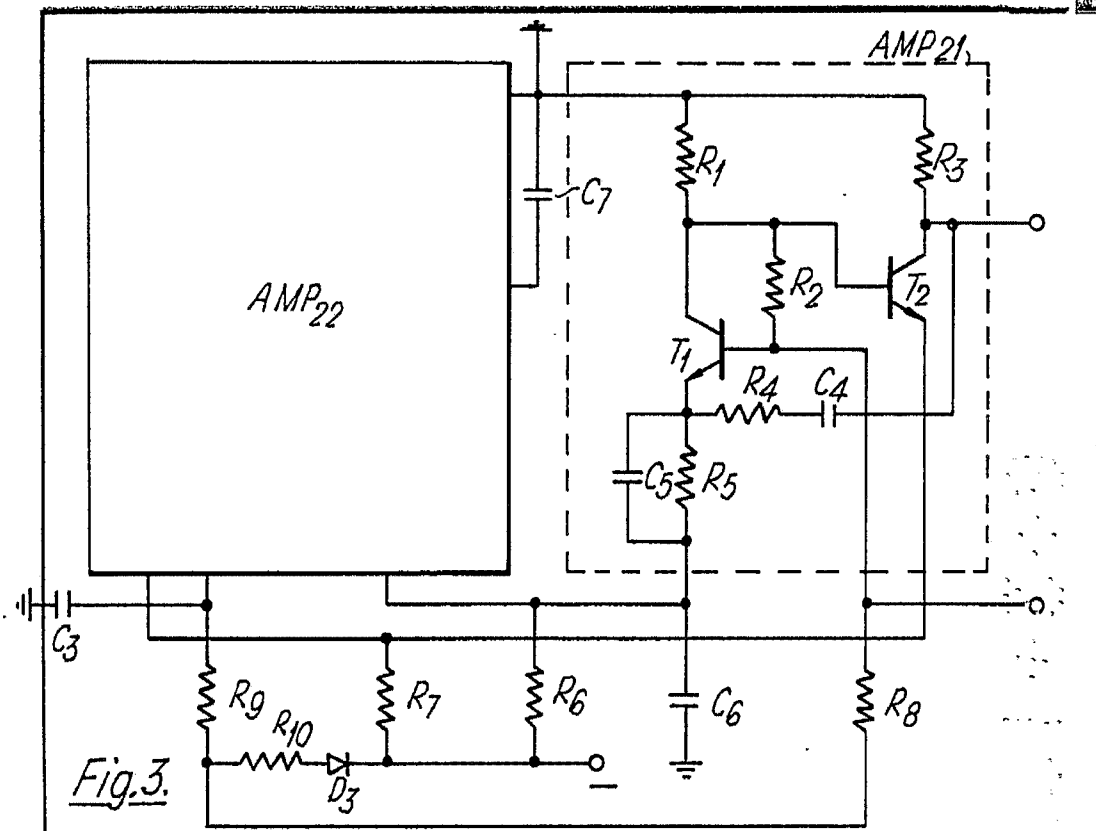


Fig. 3.

6 FEB. 1974

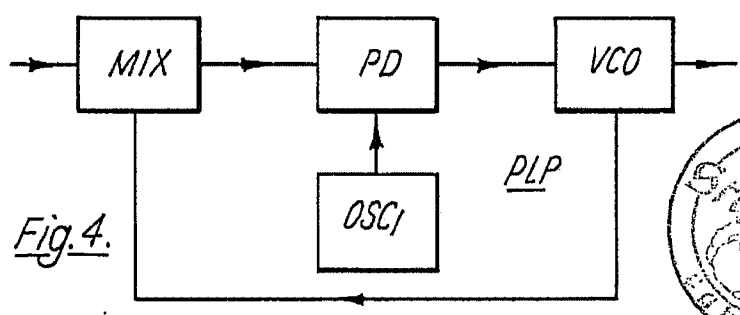


Fig. 4.

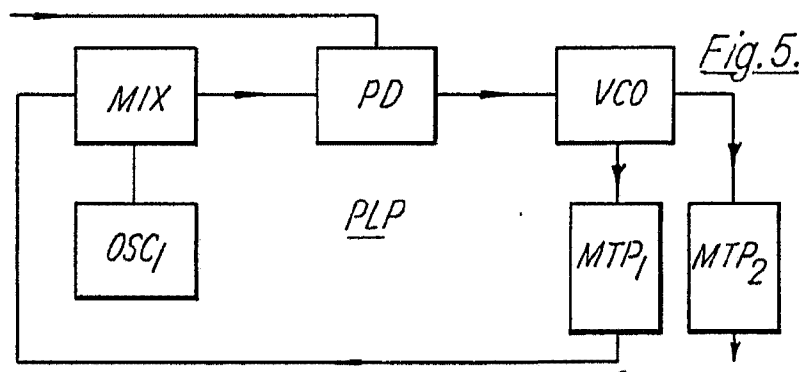


Fig. 5.

M. G. Santamaria
M. G. SANTAMARIA
VICESECRETARIO GENERAL