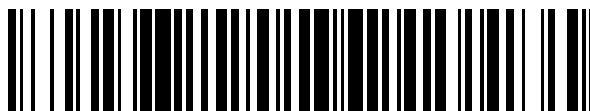


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 725 603**

51 Int. Cl.:

H04L 7/00 (2006.01)

H04L 7/02 (2006.01)

G06F 1/12 (2006.01)

H04B 15/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **21.07.2008 E 14190010 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.04.2019 EP 2840734**

54 Título: **Método y sistema para generación de señal multipunto con portadoras locales sincronizadas en fase**

30 Prioridad:

20.07.2007 US 961367 P

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

25.09.2019

73 Titular/es:

**BLUE DANUBE SYSTEMS, INC. (33.3%)
200 Warren Corporate Center Drive, 2nd Floor
Warren, NJ 07059, US;
BANU, MIHAI (33.3%) y
PRODANOV, VLADIMIR (33.3%)**

72 Inventor/es:

**BANU, MIHAI y
PRODANOV, VALDIMIR**

74 Agente/Representante:

SÁEZ MAESO, Ana

ES 2 725 603 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

Método y sistema para generación de señal multipunto con portadoras locales sincronizadas en fase

5 Antecedentes de la invención

Campo de la invención

10 Las realizaciones de la presente invención se refieren en general a métodos y sistemas de distribución/sincronización de señales analógicas y digitales y, en particular, a la distribución de señales sinusoidales en un sistema coherente para lograr la sincronización de fase/frecuencia de portadora en los puntos de distribución.

Descripción de la técnica relacionada

15 Muchos sistemas y subsistemas analógicos y digitales utilizados en comunicaciones, computación, procesamiento de datos, aplicaciones militares y otras aplicaciones (colectivamente, en lo sucesivo, "sistemas coherentes") están diseñados para funcionar sincrónicamente. Los sistemas coherentes típicos comprenden subsistemas capaces de generar y transmitir señales tales como subsistemas electrónicos, eléctricos, mecánicos, ópticos o de sonar. Un ejemplo de un sistema electrónico coherente es el conjunto masivo de puertas lógicas presentes en los sistemas o subsistemas digitales modernos. Estas compuertas se conmutan de acuerdo con un pulso de reloj absoluto, que se proporciona mediante señales de reloj generadas o distribuidas correctamente. Normalmente, las señales del reloj local se distribuyen desde una fuente de reloj principal. Para reducir el nivel del sistema EMI (Interferencia Electromagnética), esta señal de reloj a veces se modula con señales de baja frecuencia o ruido. Por ejemplo, esta técnica se usa a menudo en sistemas VLSI. En tal caso, la señal de "reloj" distribuida es una portadora modulada en fase, que no es periódica, aunque con una forma aproximadamente periódica en intervalos de tiempo cortos. La red de distribución debe garantizar la sincronización precisa de la portadora, de modo que toda la lógica se sincronice correctamente de pulso de reloj, a pulso de reloj, aunque a la larga la fase de la señal del reloj vague alrededor de un valor absoluto promedio.

30 Además de las aplicaciones digitales, hay muchos sistemas analógicos, de RF y de señales mixtas, que requieren la sincronización de tiempo de las señales moduladas. Por ejemplo, las matrices activas, como los radares de matriz en fase o las antenas de dirección electrónica, dependen de la eliminación precisa de la portadora de señales de RF. La distribución de estas señales moduladas es similar en concepto a la distribución de reloj en sistemas digitales.

35 Una red de distribución de señal típica con salidas alineadas por fases se construye jerárquicamente utilizando una topología de árbol, comenzando con un generador maestro conectado a un tronco de árbol al que se conectan las ramas, seguido de otras ramas, etc., hasta que los puntos de entrega de la señal final se alcanzan en la parte superior del árbol. Si la red de distribución es eléctricamente pequeña para la frecuencia portadora utilizada, es decir, si los tiempos de propagación de la señal desde el generador a cualquiera de los puntos de entrega finales son pequeños en comparación con el período de la portadora, la red de árbol como se describe sin ninguna restricción adicional es adecuada. Sin embargo, en la mayoría de las aplicaciones modernas, las frecuencias de portadora son tan altas (por ejemplo, del orden de GHz) que incluso los sistemas miniaturizados, como los circuitos totalmente integrados, no son eléctricamente pequeños. En tales casos, el diseño de la red de distribución que proporciona una sincronización precisa puede ser extremadamente desafiante.

45 Un enfoque conocido para la distribución de señales en sistemas eléctricamente grandes se basa en el principio de "tiempo de vuelo igual". La red de distribución está diseñada de tal manera que el tiempo necesario para que una señal se propague desde el generador maestro a todos los puntos de entrega en la parte superior del árbol es una constante. La red de alimentación corporativa de RF o la red de sincronización de árbol H de VLSI son ejemplos típicos que implementan este principio. Este enfoque es de hecho el "caballo de trabajo" de la distribución/sincronización de la señal, pero tiene limitaciones prácticas bien documentadas: restricciones geométricas estrictas, que requieren energía, susceptibilidad al ruido y susceptibilidad a los errores de sincronización conocidos como sesgo. A menudo, se emplean técnicas adicionales costosas para contener estas deficiencias. En el caso de los árboles de distribución activos, como los utilizados en la sincronización para VLSI, el funcionamiento en frecuencias superiores a unos pocos GHz es bastante difícil de lograr. Recientemente, se ha propuesto la distribución de reloj en serie sobre guías de onda, motivada por un mejor desempeño teórico en la disipación de energía, el ruido y el costo. Por ejemplo, vea Wayne D Grover "Method and Apparatus for Clock Distribution and for Distributed Clock Synchronization" Pat. de los EE. UU. No. 5,361,277, Nov. 1, 1994; Michael Farmwald and Mark Horowitz, "Apparatus for Synchronously Generating Clock Signals in a Data Processing System" Pat. de los EE. UU. No. 5,243,703, Sept. 7, 1993; Charles D. Miller "Signals Distribution System" Pat. de los EE. UU. No. 5,712,882, Jan. 27, 1998; NRAO, A Proposal for a Very Large Array Radio Telescope, Vol. II, National Radio Astronomy Observatory, Green Bank, West Virginia, Ch. 14, 1967; Richard R Goulette "Technique for Distributing Common Phase Clock Signals" Pat. de los EE.UU. No. 6,563,358 B1, May 13, 2003; and V. Prodanov and M. Banu "GHz Serial Passive Clock Distribution in VLSI Using Bidirectional Signaling", Proceedings, 2006 IEEE Custom Integrated Circuits Conference. La acumulación de sesgo inherente debida a la transmisión en serie se mitiga al promediar en el tiempo dos señales que se propagan en direcciones opuestas. Las principales deficiencias fundamentales de esta técnica son a) la gran longitud total de las guías de onda, lo que posiblemente resulte en pérdida y dispersión de la señal, y b) la precisión práctica limitada de los circuitos

de promedio de tiempo conocidos. Además, estos métodos estaban destinados a la distribución de señales periódicas, no moduladas.

Una primera clase de esquemas de distribución de reloj en serie propuestos anteriormente: Ver Wayne D. Grover "Method and Apparatus for Clock Distribution and for Distributed Clock Synchronization" Pat. de los EE. UU. No. 5,361,277, nov. 1, 1994; Michael Farmwald and Mark Horowitz, "Apparatus for Synchronously Generating Clock Signals in a Data Processing System" Pat. de los EE.UU. No. 5,243,703, Sept. 7, 1993; and Charles D. Miller "Signals Distribution System" Pat. de los EE.UU. No. 5,712,882, Jan. 27, 1998, utiliza señalización de pulsos eléctricos sobre líneas de transmisión. Para estas técnicas, cualquier dispersión de pulsos introduce errores de tiempo, que aumentan a medida que los pulsos viajan cada vez más lejos de los generadores. Las posibilidades teóricas para evitar estos errores a altas frecuencias son utilizar líneas de transmisión extremadamente buenas y de baja dispersión o mantener corta la longitud total de las líneas de transmisión. La primera opción aumenta el costo del sistema y la segunda opción reduce el número de aplicaciones útiles. La aplicación de este enfoque con pulsos ópticos de alta velocidad transmitidos a través de guías de ondas ópticas debería proporcionar una dispersión significativamente menor, pero tales sistemas requerirían una funcionalidad adicional propensa a errores relacionada con la conversión de óptica a eléctrica.

Una segunda clase de esquemas de distribución de reloj en serie propuestos, ver NRAO, A Proposal for a Very Large Array Radio Telescope, Vol. II, National Radio Astronomy Observatory, Green Bank, West Virginia, Ch. 14, 1967; Richard R Goulette "Technique for Distributing Common Phase Clock Signals" Pat. de los EE.UU. No. 6,531,358 B1, May 13, 2003; and V. Prodanov and M. Banu "GHz Serial Passive Clock Distribution in VLSI Using Bidirectional Signaling", Proceedings, 2006 IEEE Custom Integrated Circuits Conference, usa excitaciones sinusoidales eléctricas sobre líneas de transmisión y multiplicadores analógicos para promediar el tiempo. Una ventaja de la señalización de un solo tono es la eliminación de la dispersión como un factor negativo en el rendimiento del sistema. Además, el uso de multiplicadores parece atractivo debido a la aparente simplicidad de este esquema. Sin embargo, esta simplicidad teórica es engañosa.

En un análisis más detallado, queda claro que la precisión del esquema global depende de la calidad de los multiplicadores analógicos que se pueden realizar en la práctica. De particular relevancia es la pureza armónica de salida del multiplicador. Los circuitos multiplicadores de alta frecuencia típicos, como los utilizados como mezcladores de RF, generan salidas ricas en armónicos. Dichos circuitos no se pueden usar para un promedio de tiempo preciso porque los armónicos de salida introducen errores de temporización significativos. Por lo tanto, se necesitan circuitos multiplicadores analógicos especiales con bajo contenido de salida armónica. Esta no es una tarea de diseño trivial para aplicaciones de bajo costo como la sincronización de VLSI, donde el uso de filtros de RF integrados para limpiar cada salida multiplicadora no sería económico. El diseño de multiplicadores integrados con contenido armónico muy bajo se complica aún más si las dos entradas del multiplicador no tienen la misma magnitud. Por lo tanto, en la práctica, la pérdida de señal en las líneas de transmisión debe mantenerse baja. Al igual que antes, esto limita la técnica ya sea en términos de costo a través del requisito de implementar costosas líneas de transmisión de baja pérdida, o en posibilidades de aplicación limitadas debido a la corta longitud total de la línea de transmisión.

El documento US 6323716 B1 se refiere a un circuito de distribución de señales que incluye un primer elemento que emite una primera señal y una segunda señal que es opuesta a la de la primera señal. El circuito está provisto de una primera línea de señal en la que se transmite la primera señal y una segunda línea de señal en la que se transmite la segunda señal. Una pluralidad de segundos elementos, cada uno de los cuales está conectado a la primera línea de señal en un primer orden y conectado a la segunda línea de señal en un segundo orden, en el que el segundo orden es opuesto al del primer orden. Un método para conectar una pluralidad de cargas a la primera y segunda líneas de señal, que se asignan a una señal regular y una señal opuesta a la de la señal regular, respectivamente, de la invención incluye la conexión de las cargas a las primeras líneas de señal en un primer orden; y conectar las cargas a las segundas líneas de señal en un orden opuesto al del primer orden.

Resumen

El esquema de distribución de árbol convencional (es decir, alimentación corporativa) y el esquema de distribución puramente serial representan dos casos. Las realizaciones de la presente invención incluyen un método y un sistema que se aproxima a los méritos del esquema puramente en serie sin requerir longitudes de línea de transmisión excesivas. Las realizaciones de la presente invención usan señales moduladas en lugar de tonos puros para las aplicaciones más amplias posibles.

Los aspectos y realizaciones de la invención se establecen en las reivindicaciones adjuntas.

Breve descripción de los dibujos

Por lo tanto, la forma en que se pueden entender en detalle las características antes mencionadas de la presente invención, se puede tener una descripción más particular de las realizaciones de la presente invención, resumidas brevemente anteriormente, por referencia a las realizaciones, que se ilustran en los dibujos adjuntos. Cabe señalar, sin embargo, los dibujos adjuntos ilustran solo las realizaciones típicas abarcadas dentro del alcance de la presente invención, y, por lo tanto, no deben considerarse limitantes, ya que la presente invención puede admitir otras realizaciones igualmente eficaces, en las que:

La figura 1 representa un diagrama esquemático de un sistema de sincronización que tiene dos redes de árbol independientes con ramas pareadas, excitado por dos generadores independientes;

5 La figura 2 representa un diagrama esquemático de las redes de árbol del sistema de sincronización de la figura 1 con circuitos de Cliente de Promedio de Tiempo de Llegada (ATAC) colocados en los pares de ramas;

La figura 3 ilustra un diagrama de temporización y la funcionalidad de un circuito ATAC donde las señales del generador contienen pulsos;

10 La figura 4 representa un diagrama esquemático del sistema de sincronización de la figura 2, que ilustra los tiempos de viaje TB1 y TB2 desde los dos generadores hasta el circuito B de ATAC y define la cantidad de sistema SFT (Vuelo de Tiempo de Sincronización) como la suma de TB1 y TB2;

15 La figura 5 representa un diagrama esquemático del sistema de sincronización de la figura 2, que ilustra los tiempos de viaje TD1 y TD2 desde los dos generadores hasta el circuito D de ATAC y muestra que su suma TD1+TD2 es igual a SFT;

20 La figura 6 muestra un diagrama esquemático de un sistema de sincronización, que ilustra los tiempos de viaje TB'1 y TB'2 de los dos generadores al circuito B' de ATAC virtual y muestra su suma TB'1+TB'2 es igual a SFT;

La figura 7 ilustra un diagrama de tiempo del sistema de sincronización de la figura 6, que representa los tiempos de pulso de llegada en el cliente B, el cliente D y el cliente B' virtual de la figura 6, suponiendo que ambos generadores envían pulsos en el tiempo igual a cero, lo que demuestra que el promedio del tiempo de llegada es el mismo para todos los casos y es una función de SFT;

25 La figura 8 ilustra un diagrama de tiempo del sistema de sincronización de la figura 6, que representa el efecto de la modulación del ángulo del generador N° 2 con una variación de fase pico a pico de δT ;

30 La figura 9 ilustra un diagrama de temporización y la funcionalidad de un circuito de Cliente S general, cuya salida es una función de SFT y donde la funcionalidad es más general que la de cualquier circuito ATAC;

La figura 10 ilustra un diagrama esquemático de un sistema de sincronización que tiene un único generador;

35 La figura 11 ilustra un diagrama esquemático de un sistema de sincronización que tiene un único generador;

La figura 12 ilustra un diagrama esquemático de un sistema de sincronización que tiene troncos de árboles separados físicamente que representan un sistema cartesiano bidimensional;

40 La figura 13 ilustra un diagrama esquemático de un sistema de sincronización que tiene un sistema cartesiano con troncos de árboles separados físicamente;

La figura 14 ilustra un diagrama esquemático de un sistema de sincronización que no tiene ramas de árbol y dos generadores, estando un generador modulado;

45 La figura 15 ilustra un diagrama esquemático de un sistema de sincronización que no tiene ramas de árbol y dos generadores, siendo modulados ambos generadores;

La figura 16 ilustra un diagrama esquemático de un sistema de sincronización que no tiene ramas de árbol y un único generador modulado;

50 La figura 17 representa un diagrama esquemático del sistema de sincronización de la figura 2 con troncos "distorsionados";

La figura 18 representa un diagrama esquemático del sistema de sincronización de la figura 2 con troncos y ramas "distorsionados";

55 La figura 19 muestra un diagrama esquemático de un sistema de sincronización que tiene dos redes de árbol generales con puntos de detección elegidos para crear pares de sincronización de fase (a1, a2), (b1, b2), (c1, c2) ... (n1, n2);

60 La figura 20 representa un diagrama esquemático de las redes de árboles de la figura 19 con circuitos de Cliente S agregados en los puntos de los pares de sincronización de fase (a1, a2), (b1, b2), (c1, c2), (n1, n2);

La figura 21 representa un diagrama esquemático del principio general de distribución de señales de la figura 20 usando un solo generador;

65 La figura 22 representa un diagrama esquemático de un método para implementar el sistema de la figura 20 que tienen puntos cercanos en todos los pares de sincronización de fase;

La figura 23 representa un diagrama esquemático de un sistema de sincronización cartesiano tridimensional que tiene dos generadores;

5 La figura 24 representa un diagrama esquemático de un sistema de sincronización cartesiano tridimensional que tiene un único generador;

La figura 25 representa un diagrama esquemático de un sistema de doble conversión con señales de oscilador local (LO) bidireccional sincronizadas globalmente;

10 La figura 26 muestra un diagrama esquemático de un sistema de sincronización con dos redes de cualquier topología y pares de sincronización de fase (a1, a2), (b1, b2), (c1, c2), (d1, d2) seleccionados en función de las relaciones de fase de la señal; y

15 La figura 27 representa un diagrama esquemático del sistema de sincronización de la figura 26 con un único generador.

Los encabezados utilizados aquí son solo para fines organizativos y no están destinados a ser utilizados para limitar el alcance de la descripción o las reivindicaciones. Tal como se utiliza en esta aplicación, la palabra "puede" se usa en un sentido permisivo (es decir, significa que tiene el potencial de), en lugar del sentido obligatorio (es decir, significando debe). De manera similar, las palabras "incluir", "que incluye" e "incluye" significan incluir, pero no está limitada. Para facilitar la comprensión, se han utilizado números de referencia similares, siempre que sea posible, para designar elementos similares comunes a las Figuras.

Descripción detallada

25 Un sistema de una sola frecuencia que utiliza árboles de dos niveles

Las realizaciones de la presente invención incluyen la generación de al menos dos señales moduladas en muchos puntos en el espacio de modo que sus portadoras tengan la misma frecuencia y estén en una relación de fase precisa entre sí.

30 La figura 1 representa un diagrama esquemático de dos redes de árboles independientes, cada una de las cuales consiste de un tronco 1 de árbol y ramas 2 de árbol. El tronco del árbol y las ramas del árbol son líneas de transmisión debidamente terminadas (los circuitos de terminación no se muestran en la Figura 1 por simplicidad), como líneas de microstrip eléctricas, guías de ondas ópticas o guías de propagación de sonido. La diferencia entre el tronco 1 y las ramas 2 no es sustancial sino de nombre, en función de la posición relativa de las líneas de transmisión (TL) con respecto al puerto de entrada de la red de árbol. El tronco 1 se define como la línea de transmisión conectada directamente al puerto de entrada. Las ramas 2 están acopladas al tronco 1 a través de circuitos 3 pasivos o activos. Un circuito de acoplamiento pasivo podría ser un simple divisor de señal. Un circuito de acoplamiento activo en el caso de los sistemas eléctricos podría ser un amplificador de voltaje que detecta el voltaje del tronco en el punto de acoplamiento y maneja la rama. Los retardos de señal a través de estos circuitos de acoplamiento se asumen idénticos para todos los circuitos de acoplamiento o en relaciones conocidas entre sí. Por simplicidad y claridad, los dibujos de la red de árboles en La figura 1 y los dibujos de la red de árbol en todas las demás Figuras de esta especificación no muestran explícitamente ningún circuito de terminación. Sin embargo, debe entenderse que todos los troncos y ramas de la red están terminados adecuadamente (con resistencias simples o redes más involucradas) para evitar cualquier reflejo significativo de la señal.

45 Las redes de árboles descritas con respecto a la figura 1 son casos particulares de una clase más grande de redes de árbol a las que se hace referencia en esta especificación como redes de árbol TL. En general, una red de árbol TL tiene un tronco, que es un TL acoplado a la entrada del árbol TL, y muchas ramas, que son TL acoplados al tronco o a otras ramas. El nivel de la red del árbol TL es el mayor número de ramas a través de las cuales viaja una señal aplicada en la entrada del árbol TL más uno (contando el tronco como una rama). Por ejemplo, los árboles TL en La figura 1 son árboles de dos niveles (las señales de entrada viajan a través de un tronco y una rama). A continuación, se proporcionan ejemplos de árboles TL con niveles superiores a dos (por ejemplo, las Figuras 19-20). Debe entenderse que las realizaciones de la presente invención contemplan redes de árbol TL pero también muchas redes de árbol, que no son redes de árbol TL. Por ejemplo, el tronco y algunas o todas las ramas se pueden construir sin TL. El uso de componentes TL no es crítico.

50 Las dos redes de árboles en la figura 1 tiene troncos paralelos y sus ramas están pareadas de manera que todos los pares 4 tienen una estructura física sustancialmente idéntica. La posición donde cada par de ramas se conecta a los troncos paralelos no es crítica. Las dos ramas en cada par están muy cerca unas de otras.

60 Dos generadores 5 aplican señales de entrada a las redes de árbol en la figura 1. Las señales del generador pueden ser portadoras moduladas de frecuencia f. Una portadora es cualquier señal periódica cuando la modulación no está presente (modulación cero) y la frecuencia portadora es la frecuencia de la portadora cuando la modulación no está presente. Cuando hay modulación, como la modulación de fase o frecuencia, la portadora generalmente no es una señal periódica.

65 La figura 2 representa un diagrama esquemático de un sistema de distribución de señales que consiste en la configuración de red de La figura 1 y un número (sujeto a un límite práctico máximo, que se explicará a continuación) de bloques de

circuitos sustancialmente idénticos llamados "Cliente de promedio de tiempo de llegada" o circuitos ATAC conectados a la red. El bloque 5 representa uno de los circuitos ATAC en la figura 2. Otros circuitos ATAC en la figura 2 están etiquetados como A, B, D, Z, AA y AF.

Cada circuito ATAC tiene dos entradas y una salida como se muestra en La figura 3. Las entradas del circuito ATAC están conectadas a las ramas de los pares de ramas en posiciones adyacentes. Algunos de los circuitos ATAC pueden estar conectados en orden inverso mientras otros no. Por ejemplo, si el orden de conexión "normal" se define como la primera entrada del circuito ATAC conectado a la primera red de árbol y la segunda entrada del circuito ATAC conectada a la segunda red de árbol, entonces algunos de los circuitos de ATAC se pueden conectar con su primera entrada conectada a la segunda red de árbol y sus segundas entradas conectadas a la primera red de árbol.

Se supone que los circuitos ATAC no cargan las líneas de transmisión que forman las ramas de los árboles de manera significativa. En otras palabras, las señales que viajan en cada árbol se suponen sin ser molestadas por la presencia de los circuitos ATAC. Como aclaración adicional, si el sistema en la figura 2 es puramente eléctrico, la impedancia de entrada de los circuitos ATAC se asume grande con respecto a la impedancia característica de las líneas de transmisión, de modo que los circuitos ATAC solo detectan los voltajes o corrientes en las ramas sin efectos significativos en las señales del árbol. Este supuesto es razonable en la práctica si el número de circuitos ATAC no es excesivo. Esto explica el comentario anterior sobre el límite práctico máximo para el número de circuitos ATAC.

La funcionalidad del circuito ATAC se explica en La figura 3 para el caso en que las señales del generador son pulsos periódicos (modulación cero). En general, estos pulsos llegan a las dos entradas del circuito ATAC en momentos diferentes. El circuito ATAC genera pulsos de salida en el medio del período entre los dos pulsos de entrada, de ahí el nombre del circuito. En otras palabras, los pulsos de salida del circuito ATAC se colocan en el tiempo promedio entre los tiempos de llegada de los pulsos de entrada. La funcionalidad del circuito ATAC para el caso de pulsos periódicos se describe como en los circuitos de extracción de reloj con más detalle en Wayne D. Grover "Method and Apparatus for Clock Distribution and for Distributed Clock Synchronization" Patente de Iso EE.UU., No. 5,361,277, Nov. 1, 1994; Michael Farmwald and Mark Horowitz, "Apparatus for Synchronously Generating Clock Signals in a Data Processing System" Pat. de los EE.UU.No. 5,243,703, Sept. 7, 1993; and Charles D. Miller "Signals Distribution System" Pat. de los EE. UU., No. 5,712,882, Jan. 27, 1998. Las implementaciones prácticas incluyen circuitos PLL y DLL.

Las salidas de los circuitos ATAC en el sistema de la figura 2 tienen portadoras sincrónicas de fase. Por simplicidad, considere el caso de las señales del generador, que son periódicas y no tienen modulación. El sistema en la figura 2 también se muestra en las figuras 4-6, con diferentes caminos de propagación de señal y tiempos específicamente indicados. Los circuitos ATAC etiquetados A, B, C, Z, AA, AF, serán referidos como Cliente A, B, C, etc.

En la Figura 4, los tiempos de propagación de la señal de las entradas del árbol al Cliente B son TB1 y TB2. Definimos un parámetro llamado "Tiempo de vuelo de sincronización" o SFT como la suma de TB1 y TB2:

$$SFT = TB1 + TB2 \quad (1)$$

La figura 5 muestra las rutas de señal al Cliente D y los tiempos de viaje de señal asociados TD1 y TD2. Estas dos cantidades se pueden expresar en términos de TB1 y TB2 de la siguiente manera:

$$TD1 = TB1 - \Delta T1 \quad (2a)$$

$$TD2 = TB2 + \Delta T1 \quad (2b)$$

La cantidad $\Delta T1$ en las relaciones (2) es el tiempo de viaje de la señal en las ramas de los árboles entre las posiciones de los Clientes B y D (figura 5). Agregando relaciones (2) y usando (1), tenemos:

$$TD1 + TD2 = SFT \quad (3)$$

La relación (3) se derivó sin ningún supuesto específico con respecto a la posición del Cliente D en su par de rama. Por lo tanto, para el par de ramas considerado, SFT es una constante. Por argumentos similares, todos los pares de ramas tienen una SFT constante. Además, podemos mostrar que la SFT de todos los pares de ramas tiene el mismo valor y, por lo tanto, SFT es una constante del sistema. Esto se hará a continuación.

La figura 6 se enfoca en calcular el SFT del par de ramas en el extremo derecho con respecto al SFT del par de ramas en el extremo izquierdo. Este cálculo es sencillo si se supone que existió un cliente en el par de ramas del extremo derecho en la misma posición relativa en su par de ramas, mientras que el Cliente B está en el par de ramas del extremo izquierdo. Este cliente imaginario para fines de ilustración se conoce como Cliente Virtual B'. Basado en la discusión anterior, la SFT del cliente virtual B' es una constante para el par de ramas de la extrema derecha. Los tiempos de viaje de las señales desde los generadores a la posición del cliente virtual B 'se calculan, TB'1 y TB'2 como:

$$TB'1 = TB1 + \Delta T2 \quad (4a)$$

$$TB'2 = TB2 - \Delta T2 \quad (4b)$$

La cantidad $\Delta T2$ en las relaciones (4) es el tiempo de viaje de la señal en los troncos de árbol para la sección de pares de tronco que conecta los dos pares de ramas en consideración (extremo izquierdo y derecho). Una forma diferente de explicar esto es notar que el par de la rama de la extrema derecha se puede considerar como una traducción en el espacio del par de la rama de la izquierda y $\Delta T2$ representa el tiempo necesario para que las señales viajen sobre esta traducción. Al agregar relaciones (4), SFT es una constante del sistema:

$$TB'1 + TB'2 = TD1 + TD2 = SFT \quad (5)$$

Se puede concluir que para el sistema de distribución en la figura 2, todos los Clientes (circuitos ATAC) ubicados en posiciones arbitrarias en los pares de ramales detectan señales cuyo tiempo de viaje total combinado desde sus respectivos generadores es una constante (SFT). El significado de esta propiedad se ilustra en la figura 7.

Suponiendo que las señales del generador son pulsos periódicos que se originan en el tiempo cero, la figura 7 muestra los casos en que estos pulsos llegan a las posiciones B, D y B'. Los pulsos que se muestran en líneas continuas se originan en el Generador # 1 y los pulsos que se muestran en líneas de puntos se originan en el Generador #2. El tiempo promedio de llegada del pulso es una instancia de tiempo absoluto igual a la mitad del valor de SFT (asumiendo que el tiempo cero se define en la instancia cuando el generador genera los pulsos). Por lo tanto, todas las salidas del Cliente están en sincronización de fase precisa. Esta propiedad es independiente de los tiempos de generación de pulsos, ya que puede verificarse fácilmente con la ayuda de los diagramas de la figura 7. Las posiciones relativas de los pulsos que se originan en cada generador dependen solo de las cantidades $\Delta T1$ y $\Delta T2$, que son invariantes del sistema, es decir, las cantidades establecidas por la configuración del sistema. Estos invariantes determinan una simetría inherente entre los pulsos que vienen del Generador #1 y los que vienen del Generador #2 en la coordenada de tiempo. Esta simetría determina la referencia global extraída por los circuitos ATAC.

Las discusiones previas muestran que aunque los Clientes en el sistema de la figura 2 están posicionados en diferentes coordenadas en el espacio, sus salidas están en alineación de fase precisa si las entradas son señales periódicas, es decir, portadoras no moduladas. La adición de la modulación de ángulo cuyo ancho de banda es pequeño con respecto a la portadora, no cambia el comportamiento práctico del sistema de manera significativa. La figura 8 lo demuestra gráficamente.

En la Figura 8, se supone que el Generador #2 está modulado en fase con una señal cuyo ancho de banda es mucho más pequeño que la frecuencia portadora. Por ejemplo, la frecuencia portadora es 1 GHz y el ancho de banda de la señal de modulación es 1 KHz. En este caso, hay 100000 ciclos de portadora en cada ciclo de señal de modulación para la modulación sinusoidal de 1 KHz. Si las señales de modulación son una señal aleatoria general con un ancho de banda de 1 KHz, la velocidad de cambio de las señales de modulación es aún menor. La adición de esta modulación cambiará los diagramas de pulsos moviendo los pulsos de puntos en la figura 8 de ida y vuelta muy lentamente a través de miles de pulsos. La figura 8 ilustra la variación de fase δT pico a pico de los pulsos provenientes del generador #2. Las salidas del Cliente contienen la misma modulación reducida por un factor de dos, debido al promedio con una señal de modulación cero (del Generador #1).

En general, la propagación de la señal modulada a lo largo de las líneas de transmisión del Generador #2 a cualquier Cliente tiene la misma velocidad que la propagación de la portadora. Por lo tanto, cada Cliente recibirá esta señal con un retraso apropiado. Sin embargo, en muchos casos prácticos de interés, el tiempo de propagación de la señal desde los generadores hasta el Cliente más lejano es muy corto con respecto al ancho de autocorrelación de la modulación (es decir, inverso del ancho de banda de la modulación). Por lo tanto, desde un punto de vista práctico, todos los Clientes reciben señales moduladas instantáneamente.

Si ambas señales del generador en la figura 2 son de ángulo modulado, las salidas del Cliente contienen una modulación de ángulo promedio. Un caso importante es cuando los dos generadores están modulados por direcciones de ángulos opuestos. La modulación promedio de salida del Cliente se convierte en cero (portadora solo salidas) a pesar del hecho de que cada árbol transporta señales moduladas. Este es un caso importante para la distribución de reloj VLSI, donde EMI es un problema potencial. En lugar de distribuir señales periódicas puras con energía concentrada en una frecuencia y armónicos, las realizaciones de la presente invención contemplan la distribución de señales moduladas con una distribución de energía más amplia para una EMI más baja, pero aún recuperan señales de reloj puras en las salidas del cliente.

La figura 9 representa una realización de la funcionalidad del circuito ATAC, que todavía logra la sincronización de fase de salida global. SFT es un sistema invariante. Por lo tanto, cualquier función de SFT es también invariante. Por esta razón, en general se puede usar cualquier circuito cliente que produzca una salida, que es una función de SFT, para obtener la sincronización de fase global. Para mayor claridad, el término "función" aquí no se refiere a ninguna fórmula específica, sino al concepto matemático general que asocia un valor único para cada elemento (por ejemplo, un número) de un conjunto fijo.

Un circuito que implementa una función de SFT se llama "Cliente de sincronización o Cliente S". Por ejemplo, la funcionalidad del Cliente S en la figura 9 agrega un retardo de tiempo constante al tiempo promedio de llegada de pulsos. Los circuitos ATAC son casos particulares de todos los posibles Cliente S. Un cliente S simple, que no es un circuito ATAC, sería un bloqueo de DLL (bucle bloqueado de retraso) en un desplazamiento de tiempo constante de los tiempos promedio de llegada de pulsos, según la funcionalidad en la figura 9. El retardo de tiempo constante ΔT puede derivarse del período de los trenes de pulsos que viajan a través de las dos redes. Otros ejemplos de Cliente S para el caso en que se usan señales sinusoidales como multiplicadores analógicos se pueden encontrar en NRAO, una propuesta para un radiotelescopio de matriz muy grande, vol. II, National Radio Astronomy Observatory, Green Bank, West Virginia, Ch. 14, 1967; and Richard R Goulette "Technique for Distributing Common Phase Clock Signals" Patente EE.UU No. 6,531,358 B1, May 13, 2003. Otros ejemplos incluyen multiplicadores analógicos con desplazamientos de fase.

El sistema en la figura 2 tiene otra capacidad potencial importante, es decir, la posibilidad de cambiar individualmente las fases de las salidas del cliente con respecto al portador. Hay dos maneras en que esto se puede lograr. Una forma es usar diferentes Cliente S, que implementarían diferentes funciones de SFT, conservando una referencia temporal absoluta subyacente. Por ejemplo, uno podría usar clientes DLL con posiciones de bloqueo variables con respecto a los pulsos de entrada. Un segundo método para el cambio de fase de las salidas del cliente es mediante la introducción de retardos o cambios de fase en la rama o acoplamiento troncal. Esto daría la capacidad de cambiar la fase de portadora extraída para una rama completa con respecto a otras ramas. Esto puede ser útil en aplicaciones de arreglos de antenas, por ejemplo, para dirección de haz solo de acimut o altitud.

Otros sistemas de una sola frecuencia con árboles de dos niveles

El sistema en la figura 2, se puede extenderse en muchas variaciones. Las figuras 10-16 representan una lista no exhaustiva de ejemplos. Las figuras 10-13 muestran sistemas utilizando un solo generador. En estos casos, los segundos árboles están conectados a los troncos de los primeros árboles respectivos. Las figuras 14-16 muestran casos de sistemas solo con troncos y sin ramas.

Las realizaciones de la presente invención incluyen muchas ventajas sobre la técnica relacionada descrita. Por ejemplo, en lugar de limitarse a usar conexiones seriales simples, las realizaciones de esta invención utilizan redes de árbol especialmente diseñadas. La sustitución de enlaces seriales puros con estas redes de árbol logra una gran reducción en la longitud total de la línea de transmisión, con una reducción similar de la pérdida de señal. Esto es particularmente importante en aplicaciones VLSI, donde es difícil diseñar líneas de transmisión muy largas de baja pérdida de pequeños anchos y con una impedancia característica razonablemente alta. El uso de árboles según lo contemplado por las realizaciones de la presente invención es diferente del uso de árboles en la distribución clásica de señal porque al menos no hay un requisito para el mismo tiempo de vuelo desde la raíz del árbol hasta la parte superior del árbol y no hay restricciones geométricas.

Además, en lugar de usar solo señales periódicas, las realizaciones de la presente invención contemplan el uso de señales que contengan una frecuencia portadora, incluidas señales no periódicas. Esto es importante para la distribución o generación de señales moduladas sincronizadas con la portadora, como en los transmisores de matriz activa. Además, esto tiene una aplicación en la distribución de reloj VLSI con bajo EMI

SFT se identifica como el sistema fundamental invariante y la unidad de tiempo absoluta fundamental. Todos los aspectos de sincronización se derivan de SFT. Como resultado, cualquier función de SFT proporciona una referencia de tiempo válida. La técnica relacionada reconoció solo el tiempo de llegada promedio como una referencia de tiempo absoluta. Por lo tanto, las realizaciones de la presente invención muestran un principio más general para la síntesis de circuitos portadores sincronizados.

Generalización de sistemas de una sola frecuencia.

Una primera posibilidad de generalización del sistema en la figura 2 se muestra gráficamente en las figuras 17-18. Comenzando con el sistema original en la figura 2 se pueden distorsionar los troncos como en la figura 17 sin consecuencias para la sincronización de portadora de las salidas del cliente. Esto se ilustra adicionalmente en base a la discusión previa con respecto a las figuras 4-6. Un efecto de cambiar la longitud del tronco o incluso distorsionar sus formas físicas (siempre que ambos troncos tengan las mismas longitudes de sección) es un cambio de referencia de temporización global. Del mismo modo, como se ilustra en la figura 18 lo mismo es cierto si todas las ramas están distorsionadas en longitud y forma.

La ventaja de que la forma física de los árboles no es esencial es muy valiosa en la práctica y está contemplada en la presente invención. En el caso de la sincronización de matrices, las realizaciones de la presente invención contemplan diseños conformes. Además, en el caso de la distribución de reloj VLSI, no se imponen restricciones en términos de longitudes y formas de TL, a diferencia de los árboles de distribución como los árboles H.

Las figuras 19-20 muestran realizaciones adicionales de la presente invención. En la Figura 19, se representan dos árboles, no iguales en general, cada árbol tiene un tronco y cualquier número de ramas conectadas en cualquier número de niveles. Un generador excita cada tronco de árbol. Uno puede elegir pares de puntos de árbol de modo que cada par

contenga un punto del primer árbol y un punto del segundo árbol. Estos pares se denominan pares de sincronización de fase. Cada par de sincronización de fase tiene un SFT único. En general, se pueden identificar muchos puntos de sincronización de fase con el mismo SFT. Por ejemplo, uno puede elegir dos puntos arbitrariamente, uno en cada árbol y formar un primer par.

Para este par en particular, hay un SFT calculado como la suma del tiempo de propagación de la señal desde el Generador #1 hasta el primer punto del árbol en el par con el tiempo de propagación de la señal desde el Generador #2 hasta el segundo punto del árbol en el par. A continuación, uno puede alejarse del Generador #1 en el primer árbol y hacia el Generador #2 en el segundo árbol y encontrar otros pares de puntos con el mismo SFT. Además, uno puede buscar en otras ramas y encontrar pares adicionales con el mismo SFT. Claramente, para cualquier red de doble árbol, hay muchos SFT posibles y conjuntos asociados de pares de puntos de árbol. Un conjunto de pares de sincronización con la misma SFT se denomina colección de pares de sincronización. La figura 19 ilustra una colección de tres pares de sincronización de fase (a1, a2), (b1, b2) y (c1, c2).

La figura 20 muestra la adición de circuitos Cliente S a la red en la figura 19 de manera que la SFT se utiliza para extraer una referencia de tiempo absoluta (generar señales con portadoras síncronas de fase). Naturalmente, al igual que antes, un generador puede ser eliminado y el segundo árbol acoplado al primer árbol. Esta posibilidad se muestra en la figura 21. La única diferencia entre los casos en las figuras 19-21 y los casos anteriores es que los circuitos Cliente S deben tener medios físicos adicionales para captar las señales en los pares de sincronización de fase, ya que las respectivas ramas del árbol pueden no estar cerca unas de otras en general. Por lo tanto, se requiere que los circuitos Cliente S tengan terminales de entrada lo suficientemente largos para alcanzar todos los puntos, según sea necesario. Una forma práctica de asegurar sustancialmente que los pares de sincronización de fase contengan puntos cercanos entre sí se muestra en la figura 22 para un solo par de ramas. La rama considerada del segundo árbol se pliega y se coloca muy cerca de la rama considerada del primer árbol.

El sistema general en las figuras 19-20 se puede usar para generar señales con portadora síncrona de fase basada solo en un subconjunto de puntos. De hecho, en general, la misma configuración de red es capaz de generar muchos conjuntos de salidas sincronizadas de portadora, cada conjunto utilizando una colección específica de pares de sincronización de fase. La red de la figura 2 y los otros basados en él son casos especiales donde todos los puntos adyacentes en las ramas de los árboles colocados uno junto al otro forman una colección de pares de sincronización de fase. Las extensiones tridimensionales llamadas sistemas cartesianos se muestran en la figura 23 usando dos generadores y en la figura 24 utilizando un solo generador. De manera consistente con esta definición, el sistema de la figura 2 o la figura 12, etc. son sistemas cartesianos bidimensionales.

Las colecciones de puntos de sincronización de fase con diferentes SFT pueden producir salidas de Cliente S idénticas. Por ejemplo, si los Cliente S son multiplicadores analógicos (caso de señales sinusoidales), todas las colecciones de puntos de sincronización de fase con SFT, que son diferentes por un número entero del período de señal, generan salidas Cliente S idénticas. La razón de esto es que las ondas que se propagan en las dos redes de árboles crean señales periódicas tanto en el espacio como en el tiempo.

En los casos anteriores, se consideraron las redes de árboles sin reflexiones de señales, es decir, redes en las que el tronco y las ramas están terminados correctamente. Esto es particularmente importante en las realizaciones que usan señalización por pulsos. Si se permitieran las reflexiones de la señal, la existencia de múltiples pulsos reflejados en las redes podría impedir fácilmente el funcionamiento de los Clientes S. En el caso de la señalización sinusoidal, la existencia de reflexiones produce solo cambios de fase y magnitud. Suponiendo que no se utilicen los puntos donde las magnitudes de la señal son demasiado pequeñas, los cambios de fase podrían mitigarse seleccionando diferentes puntos de grabación en las redes.

Por lo tanto, en el caso más general, los pares de sincronización de fase pueden seleccionarse no en función de los tiempos de viaje de la señal como antes, sino en una relación específica entre las fases de la señal. Por ejemplo, tal relación podría ser una fase promedio constante. Además, las dos redes podrían ser cualquier red que no sea necesariamente redes de árbol.

La figura 26 muestra este caso general, donde los pares de puntos (a1, a2), (b1, b2), (c1, c2) y (d1, d2) se seleccionan de tal manera que las fases de la señal se suman a una constante o tengan un promedio constante, etc. Los Cliente S podrían ser multiplicadores analógicos. Las salidas de los Cliente S son portadoras sincronizadas en fase.

La figura 27 muestra esta realización de la presente invención con un único generador, donde una de las redes se excita mediante una señal extraída de la otra red.

Sistemas de convención doble

En todos los casos anteriores, el foco ha estado en generar señales de portadora o señales de reloj sincronizadas globalmente. En ciertas aplicaciones, tales como matrices de antenas, las realizaciones de la presente invención contemplan obtener la conversión de frecuencia sincronizada globalmente de muchas señales de RF sin generar explícitamente señales de LO (oscilador local) sincronizadas. La figura 25 muestra tal caso. Aquí, las señales de RF

5 primero se multiplican por una primera señal en un primer tronco LO y la señal resultante se multiplica aún más por la segunda señal en el segundo tronco LO. Puede ser necesario algún tipo de filtrado (no mostrado en La figura 25). Todas las señales de IF producidas están sincronizadas globalmente con respecto a las señales de RF originales, como si las señales de RF se hubieran mezclado con una referencia global. Este concepto también es aplicable para cualquier red de árboles como en los casos anteriores.

REIVINDICACIONES

1. Un método para distribuir señales sinusoidales, que comprende:

aplicar señales sinusoidales de primera y segunda entrada con frecuencia portadora f a las entradas primera y segunda, respectivamente, de un sistema que comprende una primera red de árbol acoplada a la primera entrada y una segunda red de árbol acoplada a la segunda entrada, teniendo la primera red de árbol una pluralidad de ramas (2) y la segunda red de árbol que tiene una pluralidad de ramas (2), el sistema tiene una pluralidad de pares de nodos, cada uno de los cuales incluye un primer nodo en una rama de la primera red de árboles y un segundo nodo en una rama de la segunda red de árbol, estando cada par de nodos de la pluralidad de pares de nodos en una ubicación diferente y en donde los primeros nodos de la pluralidad de pares de nodos están ubicados en múltiples ramas (2) de la primera red de árbol, y en donde los segundos nodos de la pluralidad de pares de nodos se encuentra en varias ramas (2) de la segunda red de árbol; y

para cada par de nodos de la pluralidad de pares de nodos, procesar señales de los dos nodos primero y segundo de ese par para generar una señal portadora de salida correspondiente, en donde las señales de portadora de salida para la pluralidad de pares de nodos están sincronizadas en fase,

en donde cada par de nodos se caracteriza por un tiempo de vuelo de sincronización,

en donde el tiempo de vuelo de sincronización para cualquier par de nodos de la pluralidad de pares de nodos es una suma del tiempo de viaje de la primera señal sinusoidal de entrada desde la primera entrada hasta el primer nodo de ese par de nodos más el tiempo de viaje de la segunda señal sinusoidal de entrada de la segunda entrada al segundo nodo de ese par de nodos, y

en el que tanto la primera como la segunda señales sinusoidales de entrada tienen períodos iguales a T_D , y en donde el tiempo de vuelo de sincronización de cada par de nodos de la pluralidad de pares de nodos es igual a $SFT + n_i \cdot T_D$, donde SFT es el tiempo de vuelo de sincronización de un primer par de nodos entre la pluralidad de pares de nodos, T_D es un número positivo, donde i identifica el par de nodos, y n_i es un entero, en donde no todos los n_i son iguales.

2. El método de la reivindicación 1, en el que el procesamiento de señales de cada par de nodos de la pluralidad de pares de nodos para generar las señales portadoras de salida para la pluralidad de pares de nodos implica, para cada par de nodos, la multiplicación analógica de la señal del primer nodo de ese par de nodos con la señal del segundo nodo de ese par de nodos.

3. El método de la reivindicación 1, en el que la primera y la segunda red de árboles no tienen estructuras físicas sustancialmente idénticas.

4. El método de cualquier reivindicación precedente, en el que la primera y segunda señales sinusoidales de entrada son señales no moduladas.

5. El método de una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que la primera y la segunda señales sinusoidales de entrada están moduladas por direcciones de ángulo opuestas.

6. Un sistema para distribuir señales sinusoidales, que comprende:

una primera red de árbol que tiene una primera entrada para recibir una primera señal sinusoidal de entrada con frecuencia portadora f , teniendo la primera red de árbol una pluralidad de ramas (2);

una segunda red de árbol que tiene una segunda entrada para recibir una segunda señal sinusoidal de entrada con frecuencia portadora f , teniendo la segunda red de árbol una pluralidad de ramas (2);

una pluralidad de pares de nodos, cada uno de los cuales incluye un primer nodo en una rama de la primera red de árbol y un segundo nodo en una rama de la segunda red de árbol, estando cada par de nodos de la pluralidad de pares de nodos en una ubicación diferente y en donde los primeros nodos de la pluralidad de pares de nodos están ubicados en múltiples ramas (2) de la primera red de árbol, y en donde los segundos nodos de la pluralidad de pares de nodos están ubicados en múltiples ramas (2) de la segunda red de árbol; y

una pluralidad de circuitos electrónicos igual en número a la pluralidad de pares de nodos, cada circuito electrónico de la pluralidad de circuitos electrónicos para procesar señales de los dos nodos primero y segundo de un par de nodos diferentes correspondiente de la pluralidad de pares de nodos para generar un señal portadora de salida correspondiente, en donde las señales portadoras de salida para la pluralidad de pares de nodos están sincronizadas en fase,

en donde cada par de nodos se caracteriza por un tiempo de vuelo de sincronización,

- 5 en donde el tiempo de vuelo de sincronización para cualquier par de nodos de la pluralidad de pares de nodos es una suma del tiempo de viaje de la primera señal sinusoidal de entrada de la primera entrada al primer nodo de ese par de nodos más el tiempo de viaje de la segunda señal sinusoidal de entrada de la segunda entrada al segundo nodo de ese par de nodos, y
- 10 en donde ambos la primera y segunda señales sinusoidales de entrada tienen períodos iguales a T_D , y en donde el tiempo de vuelo de sincronización de cada par de nodos de la pluralidad de pares de nodo es igual a $SFT + n_i \cdot T_D$, donde SFT es el tiempo de vuelo de sincronización de un primer par de nodos entre la pluralidad de pares de nodos, T_D es un número positivo, donde i identifica el par de nodos, y n_i es un entero, en donde no todos los n_i son iguales.
- 15 7. El sistema de la reivindicación 6, en el que cada circuito electrónico de la pluralidad de circuitos electrónicos comprende un circuito multiplicador analógico.
- 15 8. El sistema de la reivindicación 6, en el que la primera y la segunda redes de árboles no tienen estructuras físicas sustancialmente idénticas.
- 20 9. El sistema de una cualquiera de las reivindicaciones 6 a 8, en el que la primera y la segunda señales sinusoidales de entrada son señales no moduladas.
10. El sistema de una cualquiera de las reivindicaciones 6 a 8, en el que la primera y la segunda señales sinusoidales de entrada están moduladas por direcciones de ángulo opuestas.

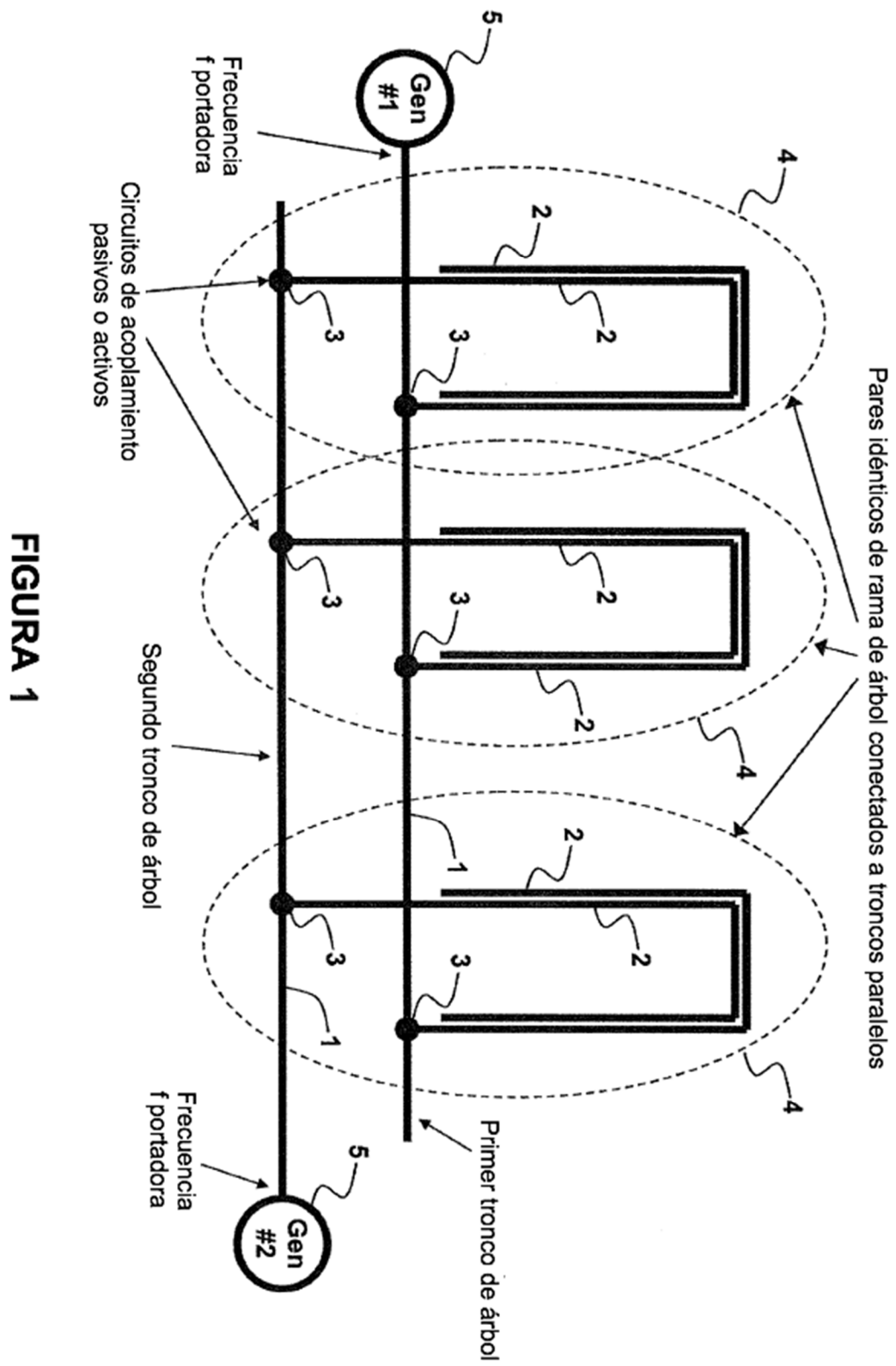


FIGURA 1

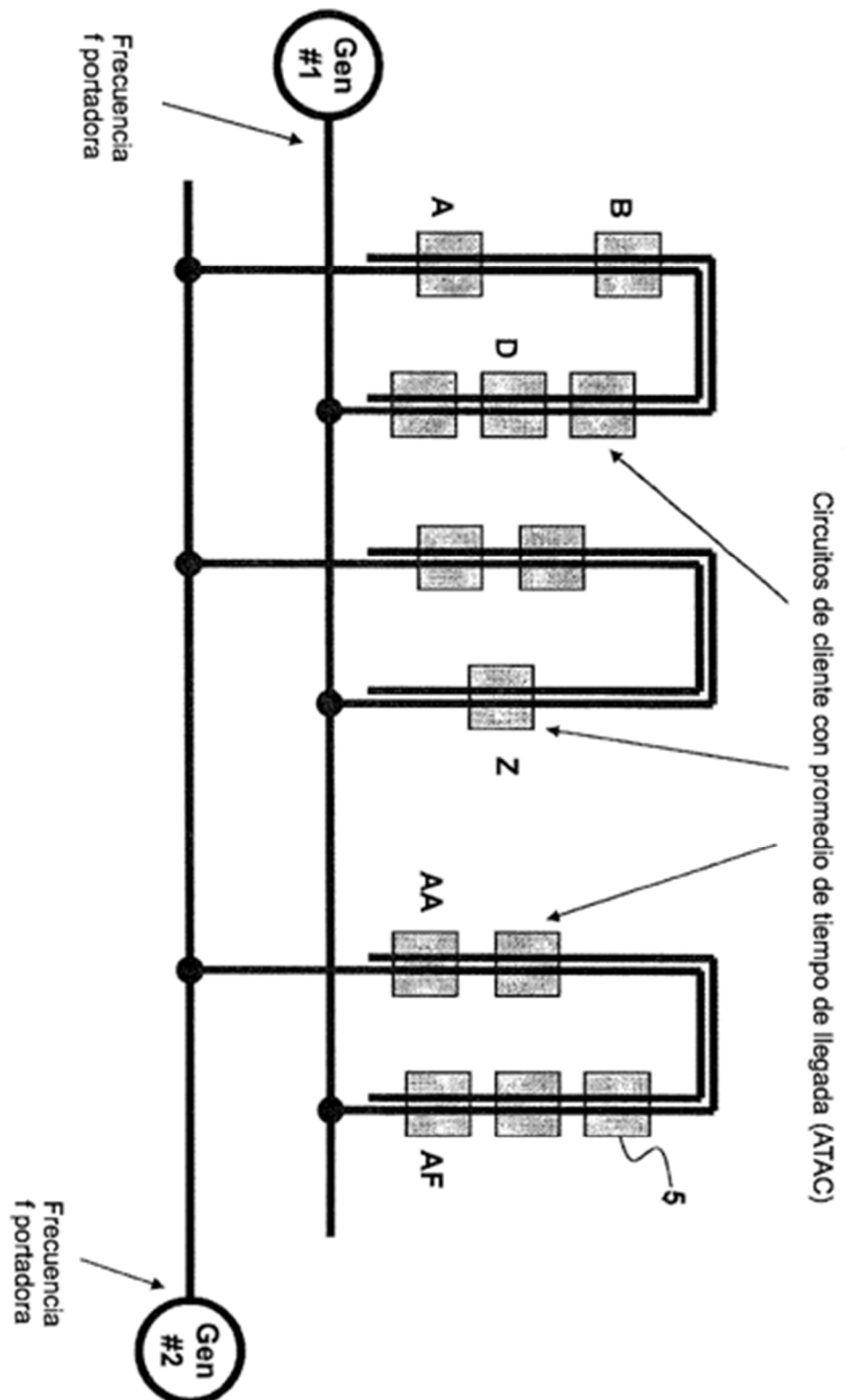


FIGURA 2

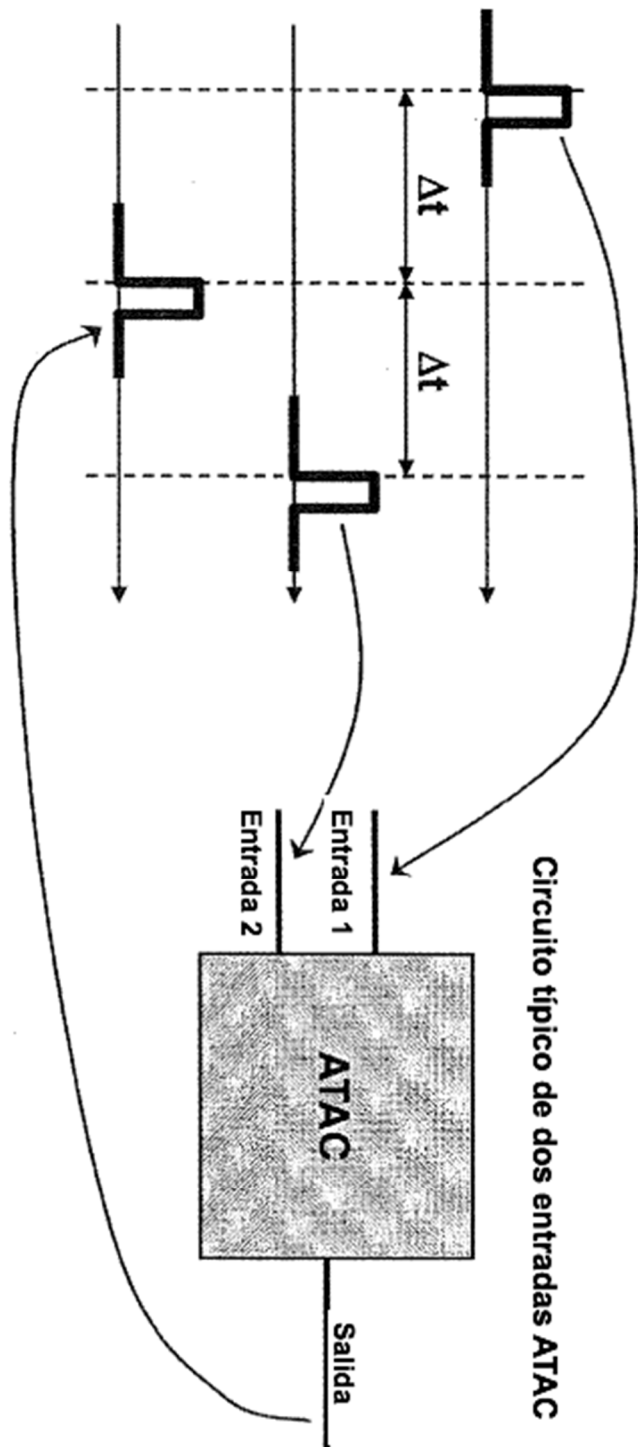


FIGURA 3

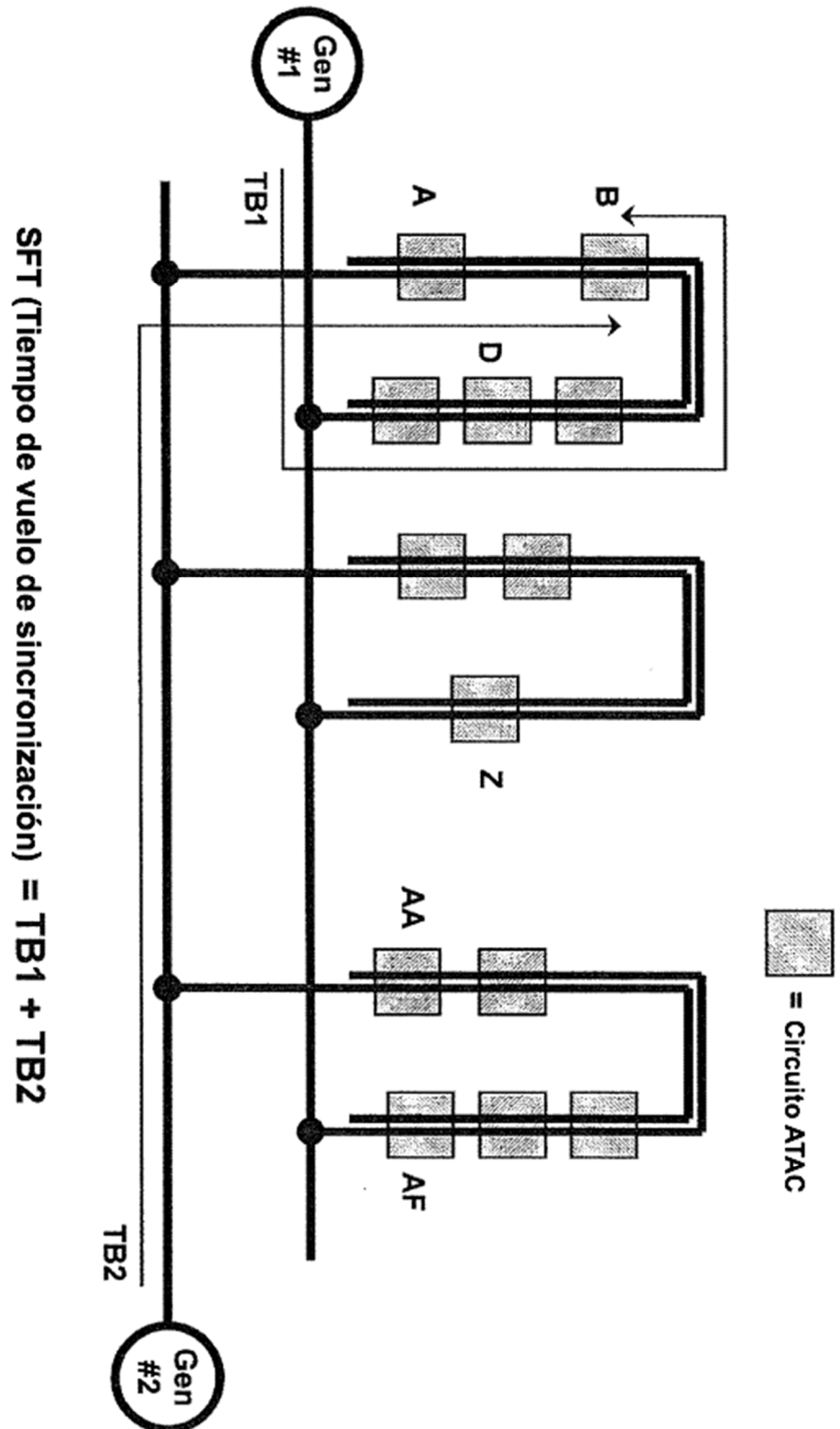


FIGURA 4

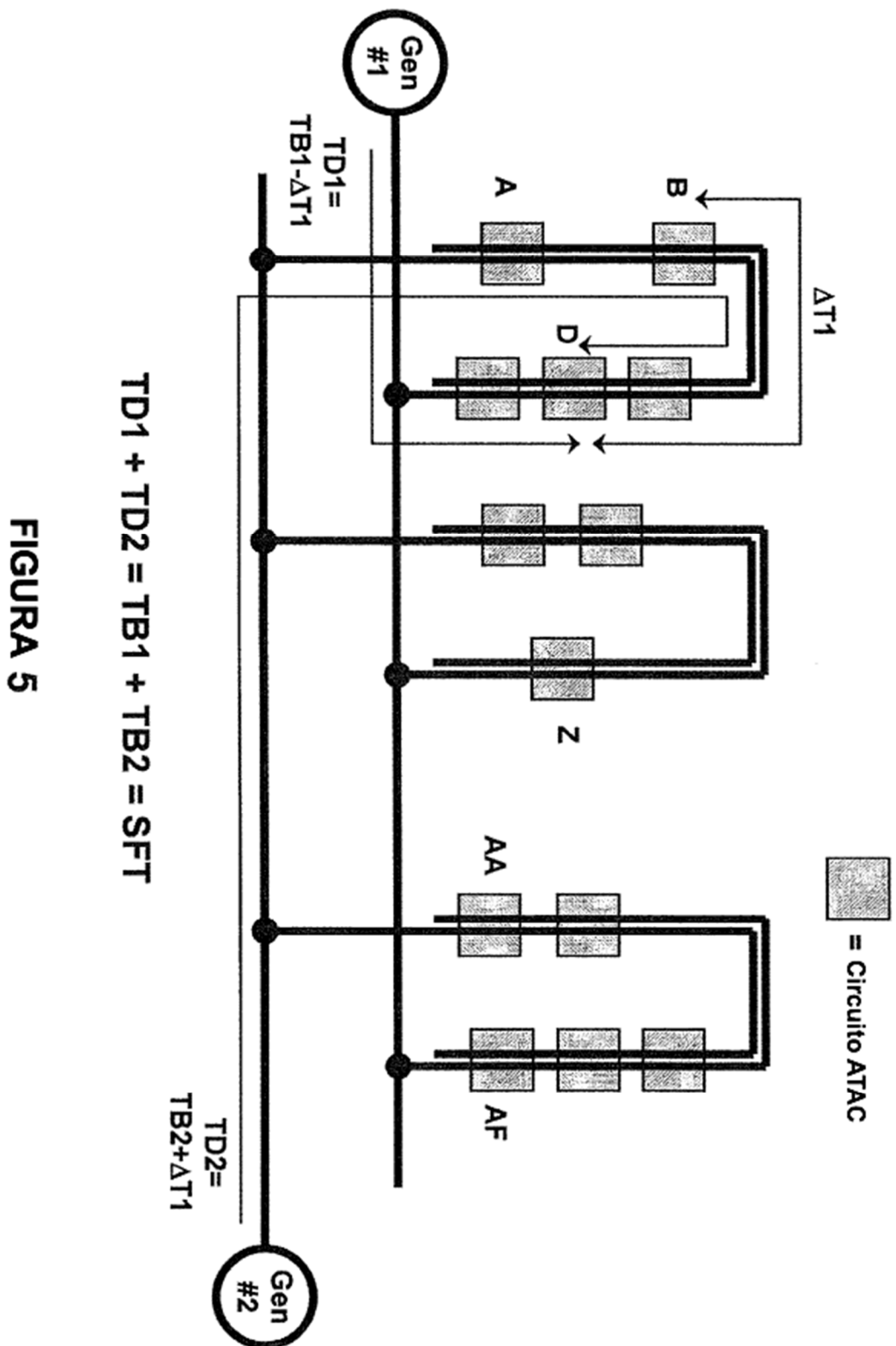
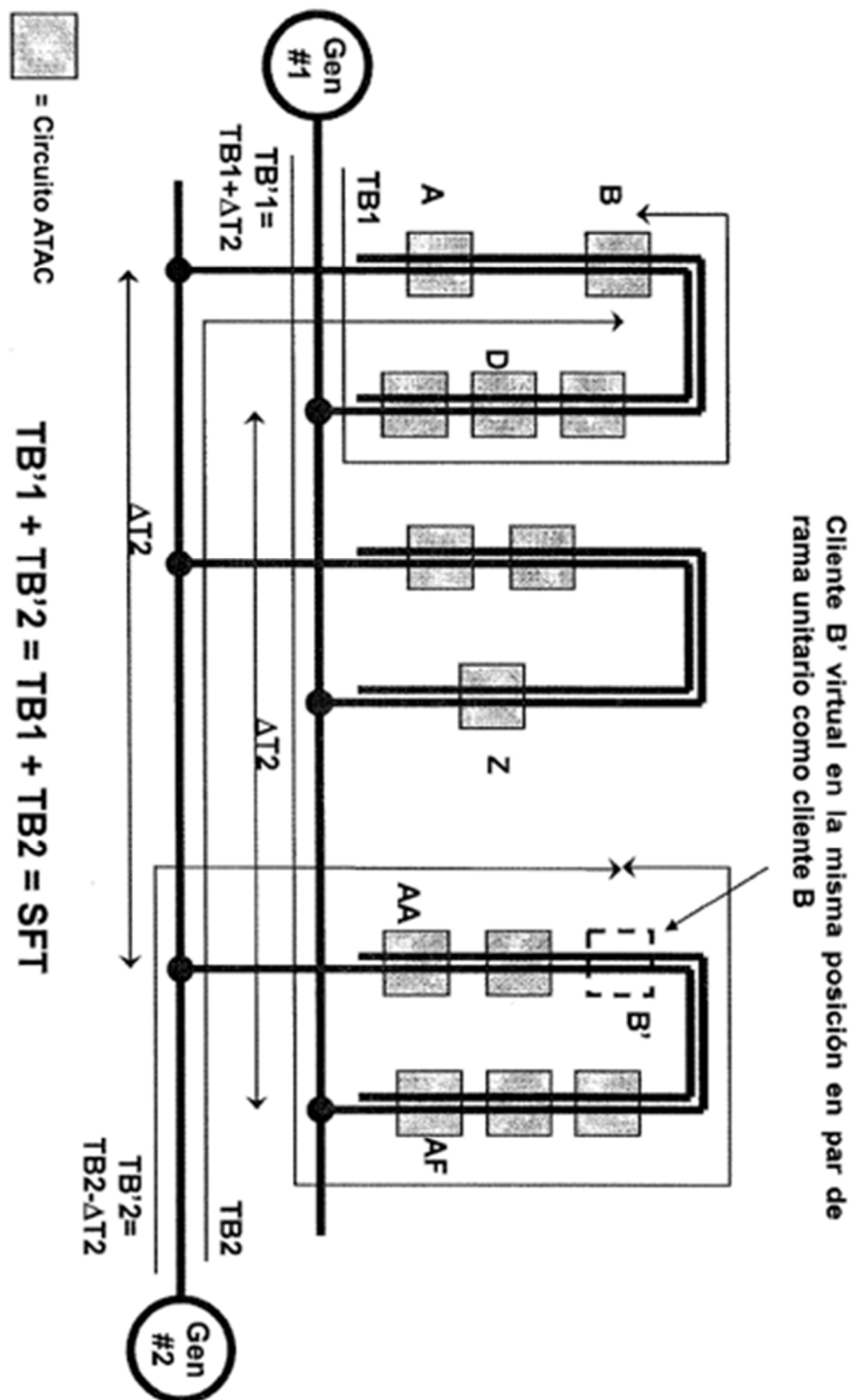


FIGURA 5



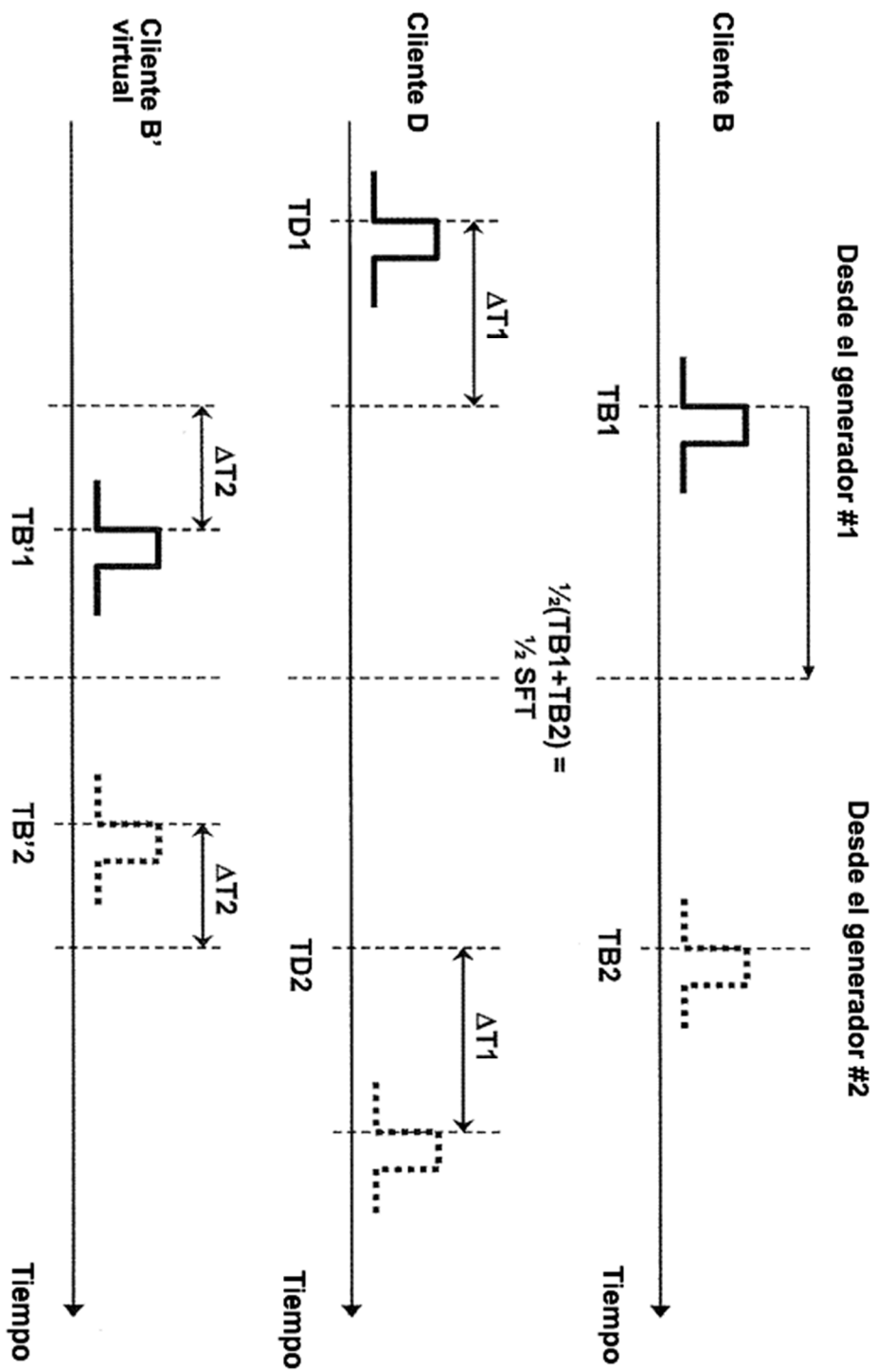


FIGURA 7

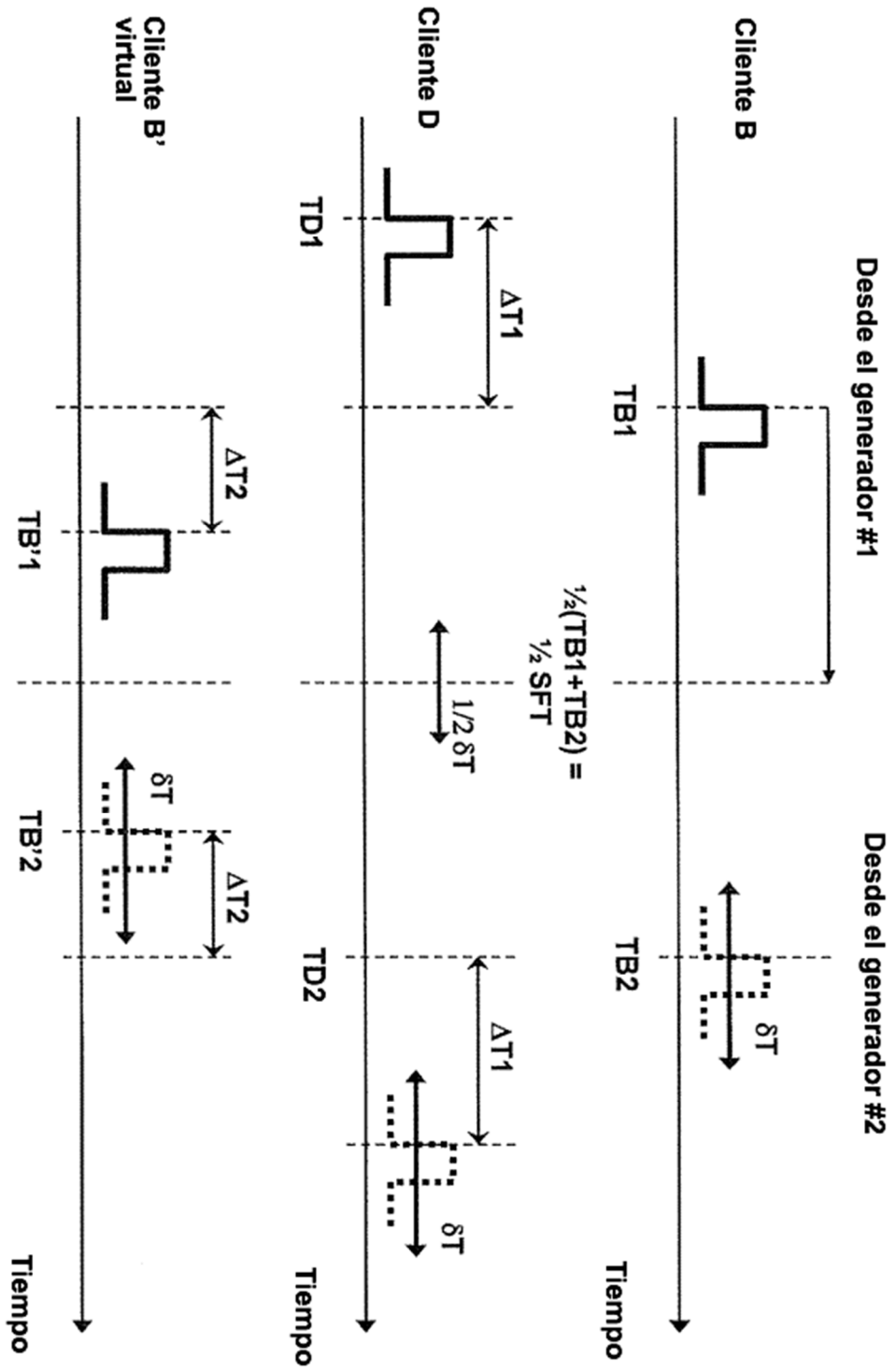


FIGURA 8

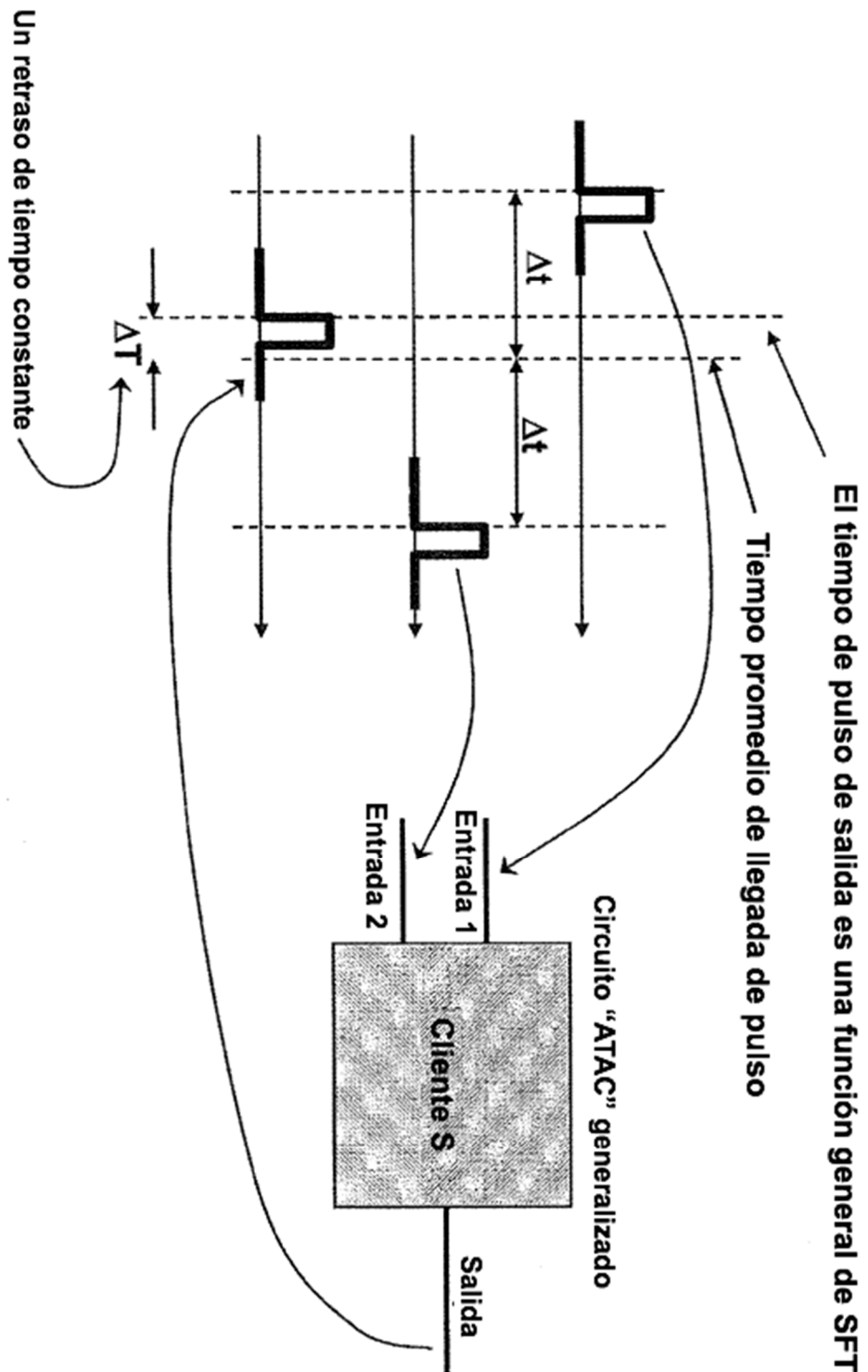
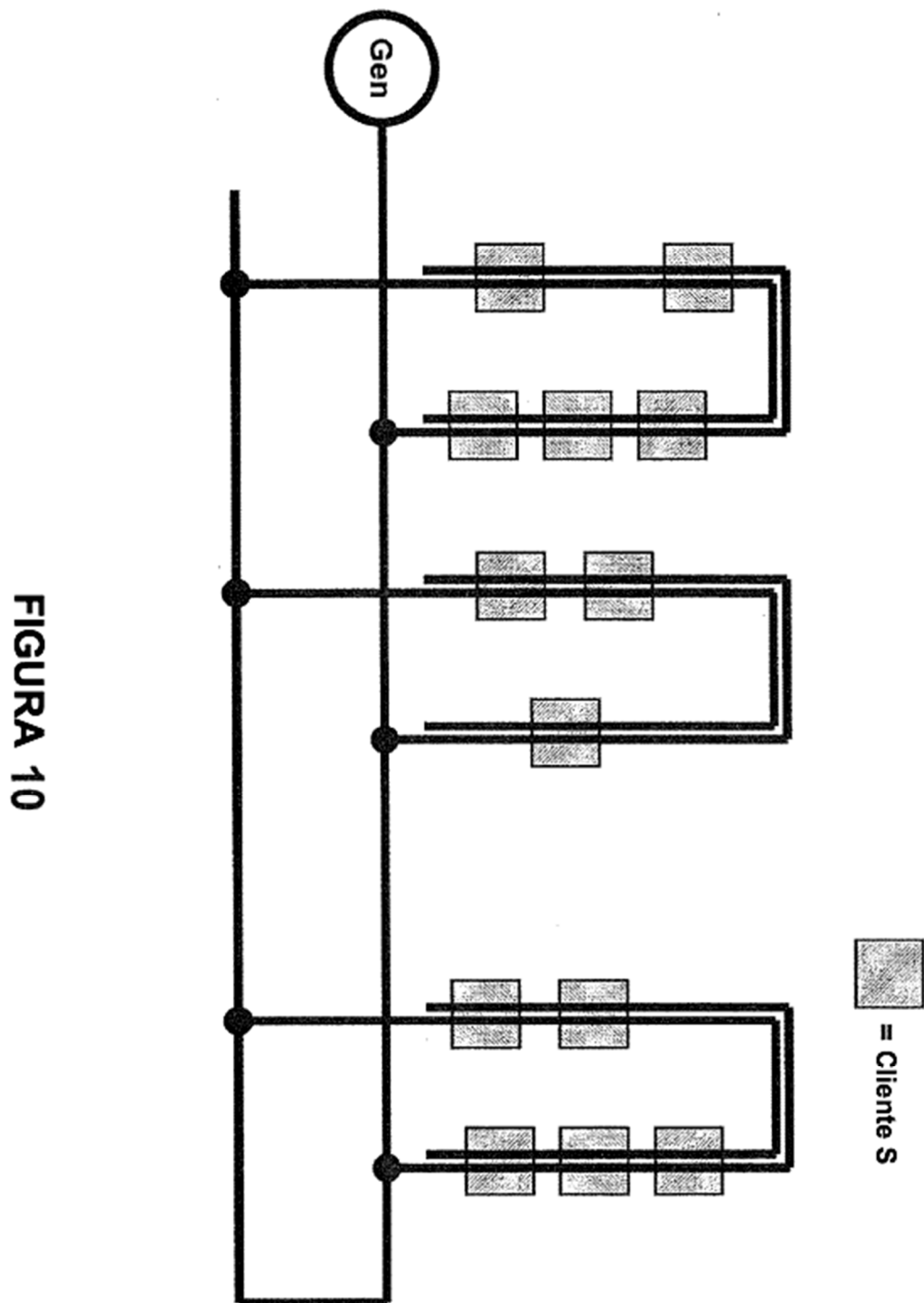


FIGURA 9



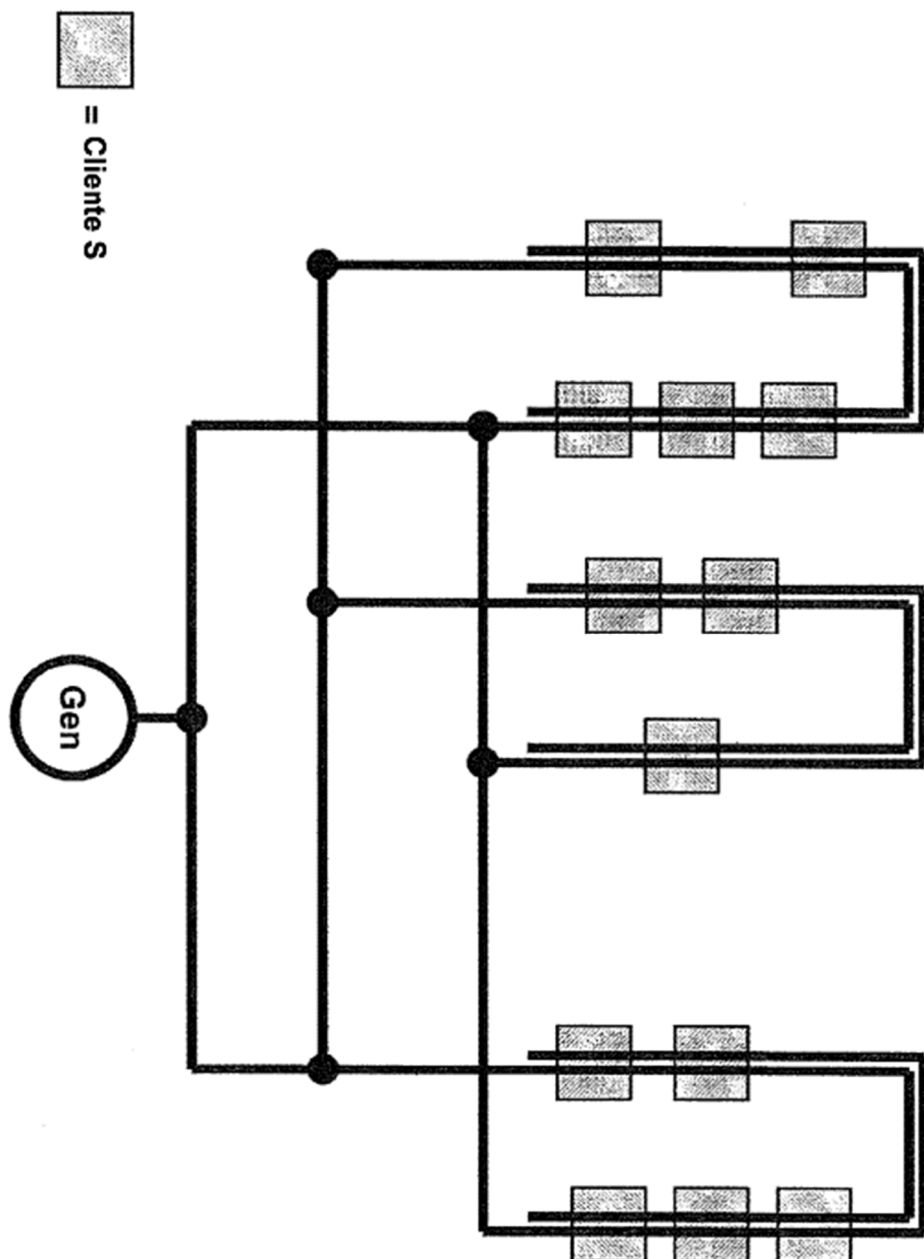


FIGURA 11

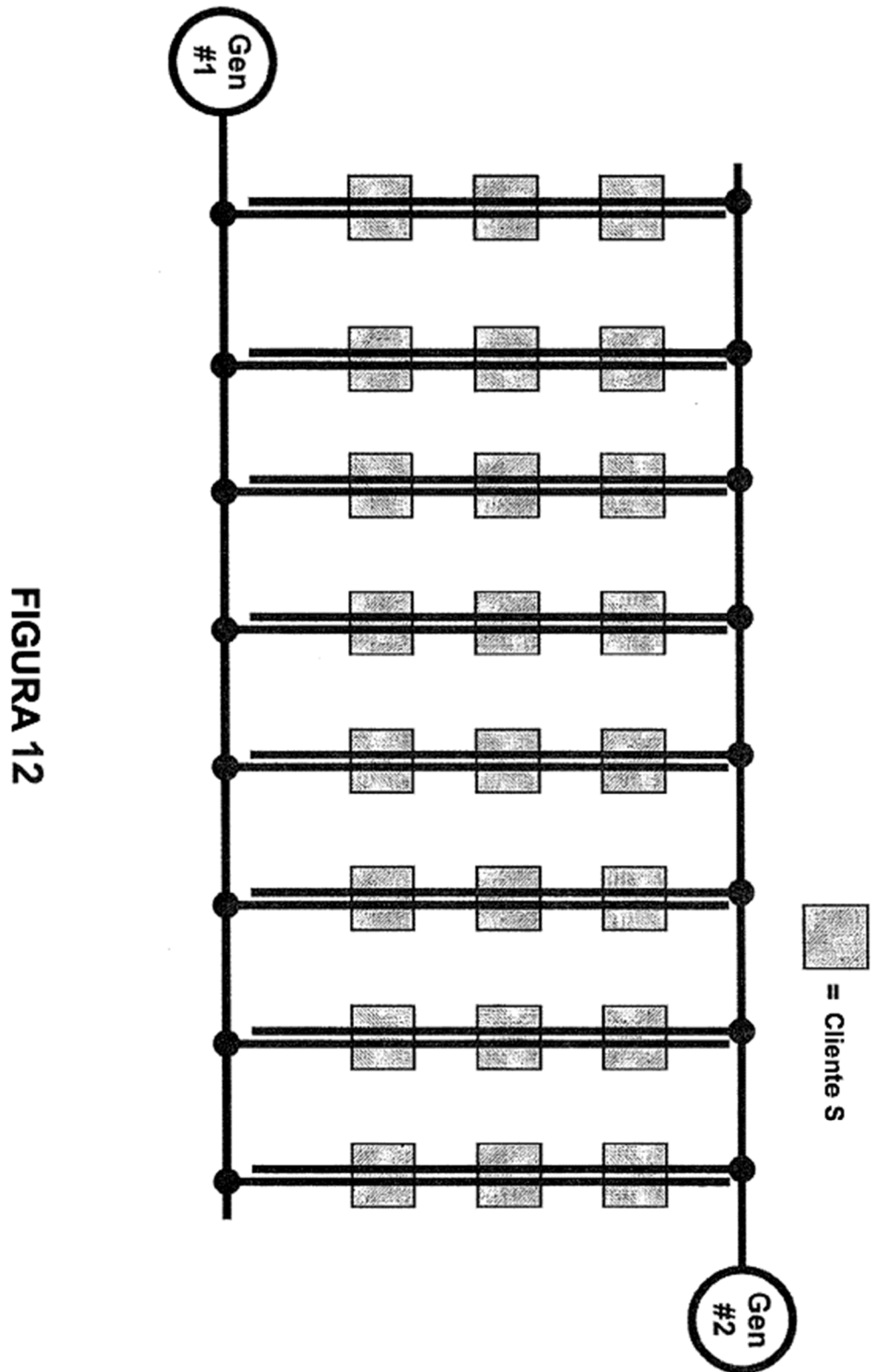
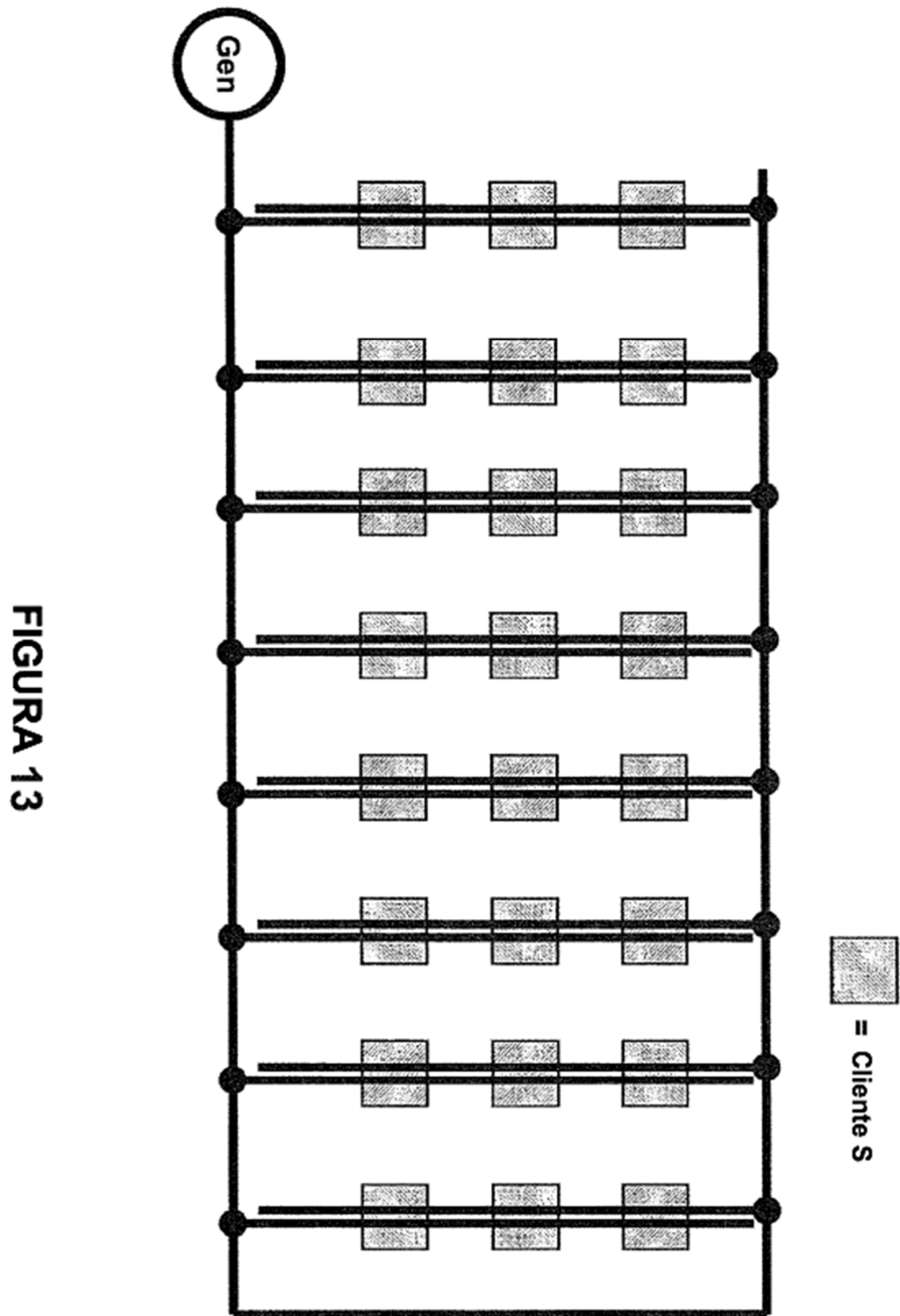


FIGURA 12



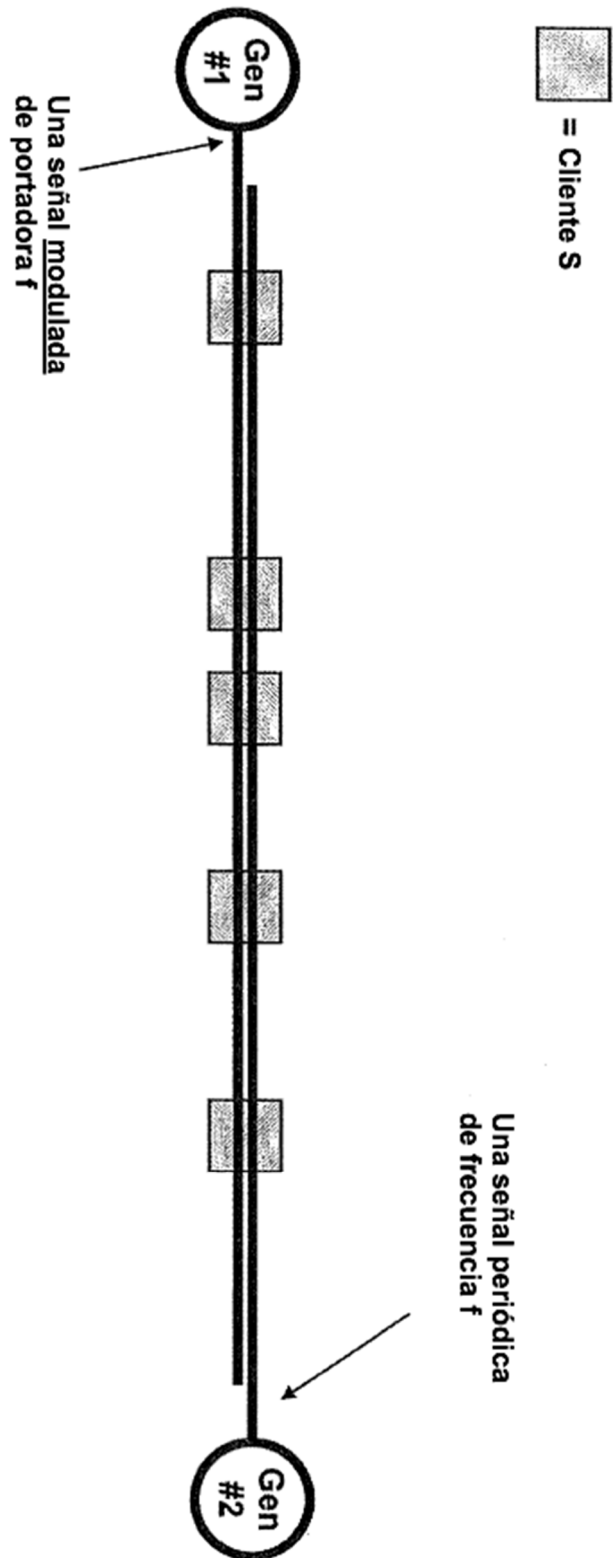


FIGURA 14

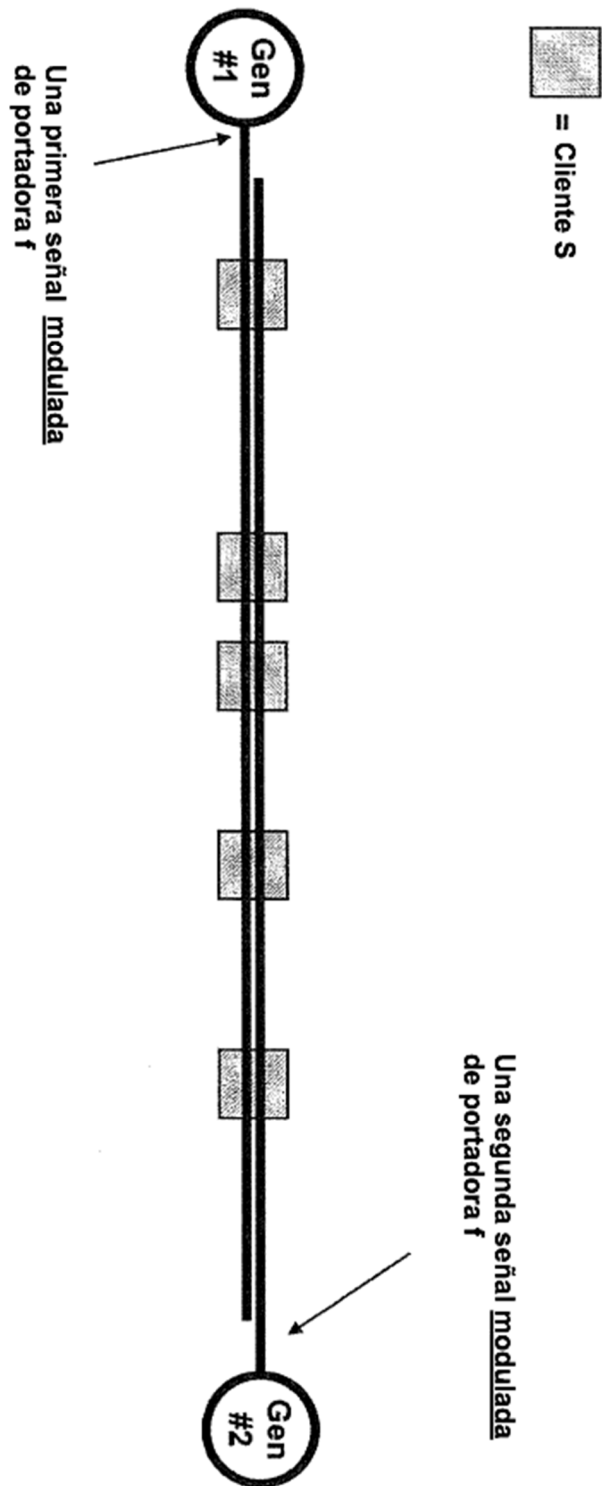


FIGURA 15

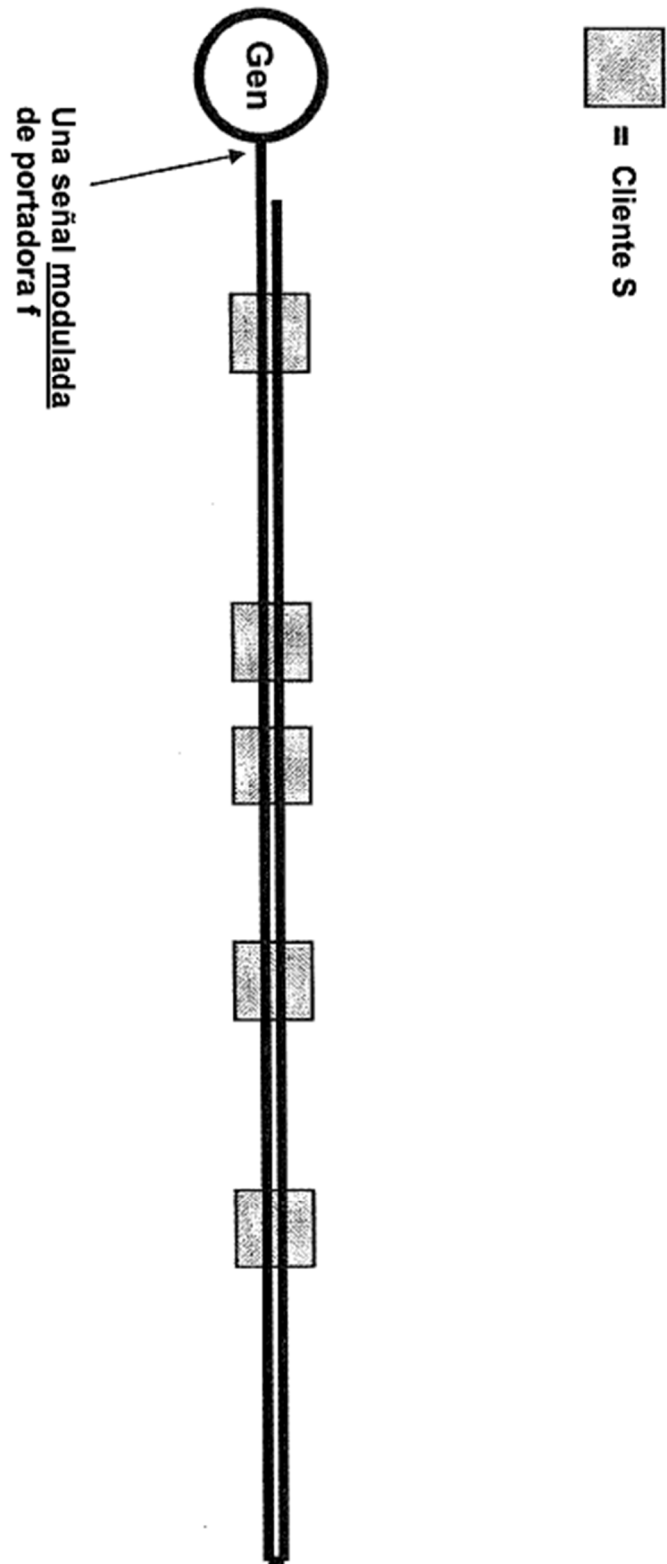


FIGURA 16

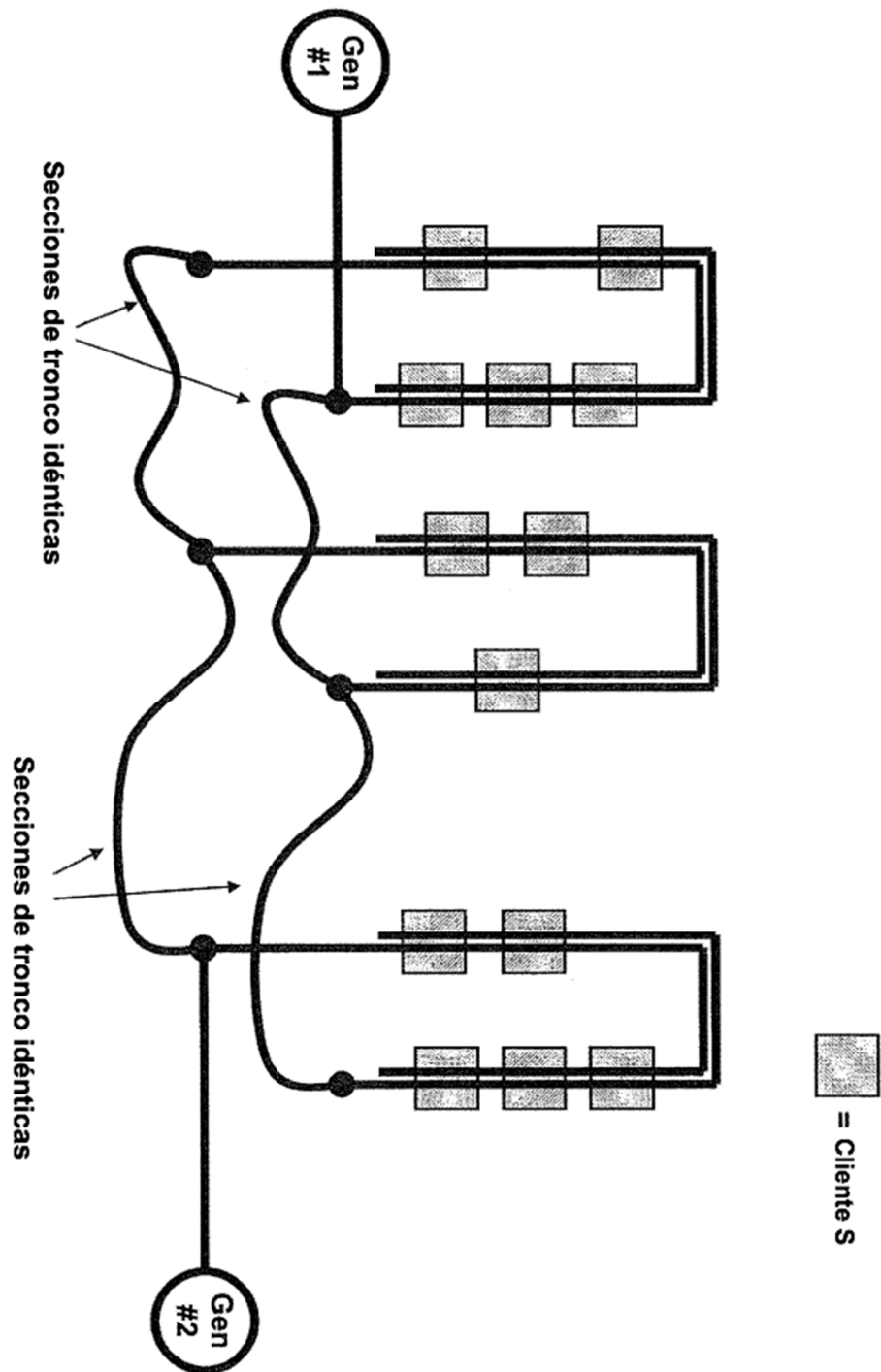


FIGURA 17

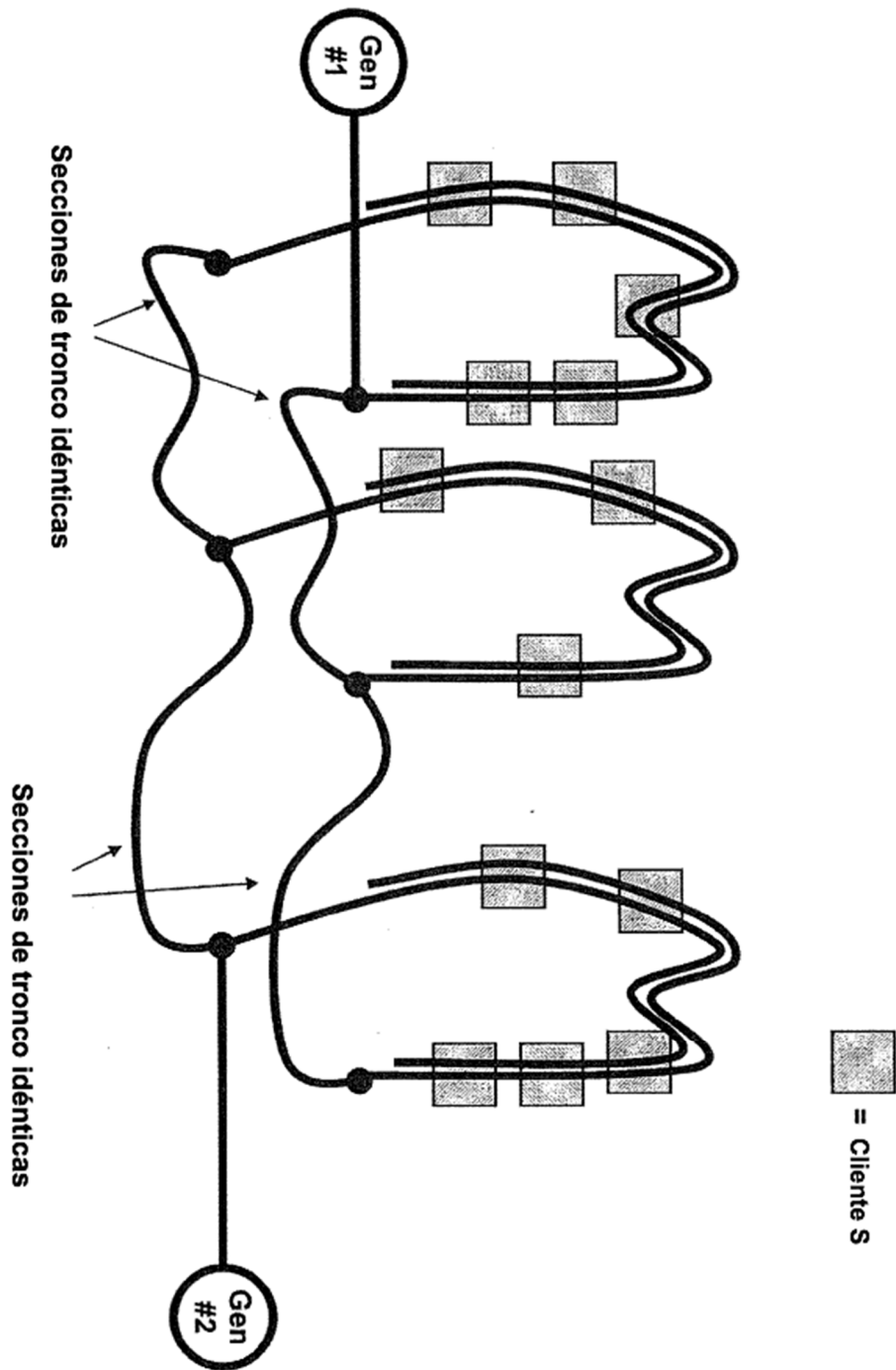
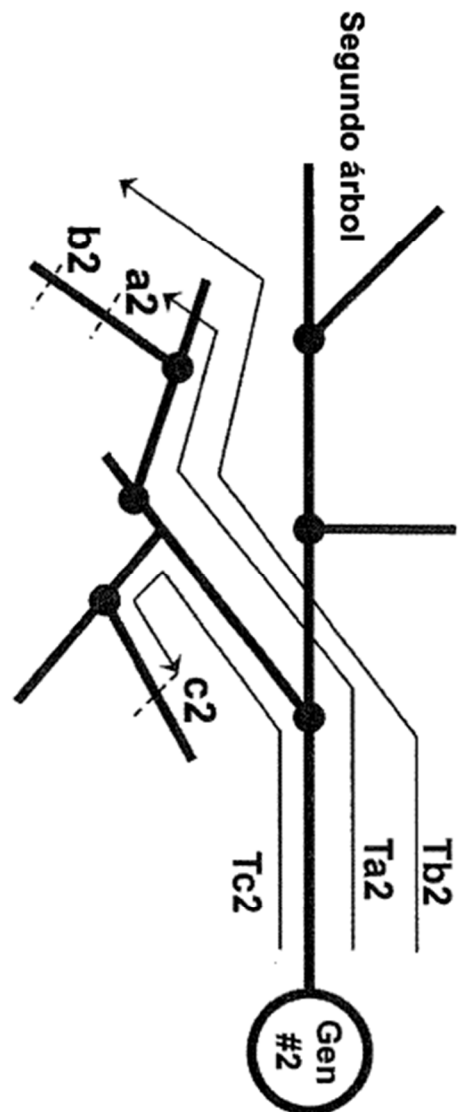


FIGURA 18



$$Ta_1 + Ta_2 = Tb_1 + Tb_2 = Tc_1 + Tc_2 = \dots$$

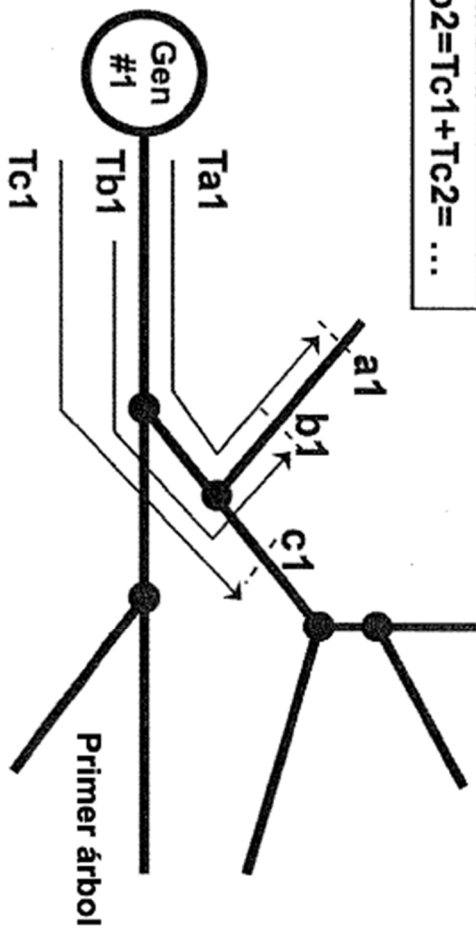


FIGURA 19

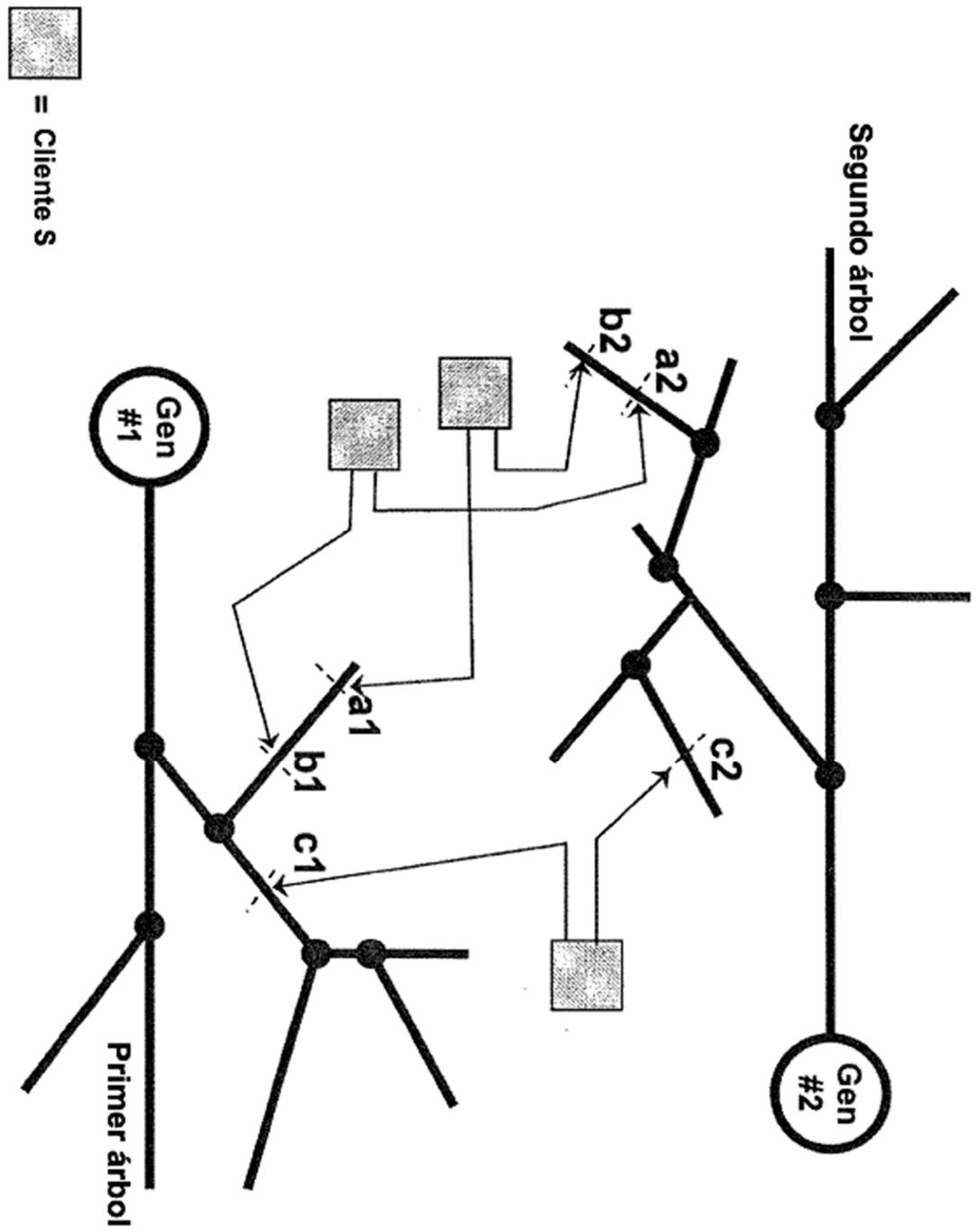


FIGURA 20

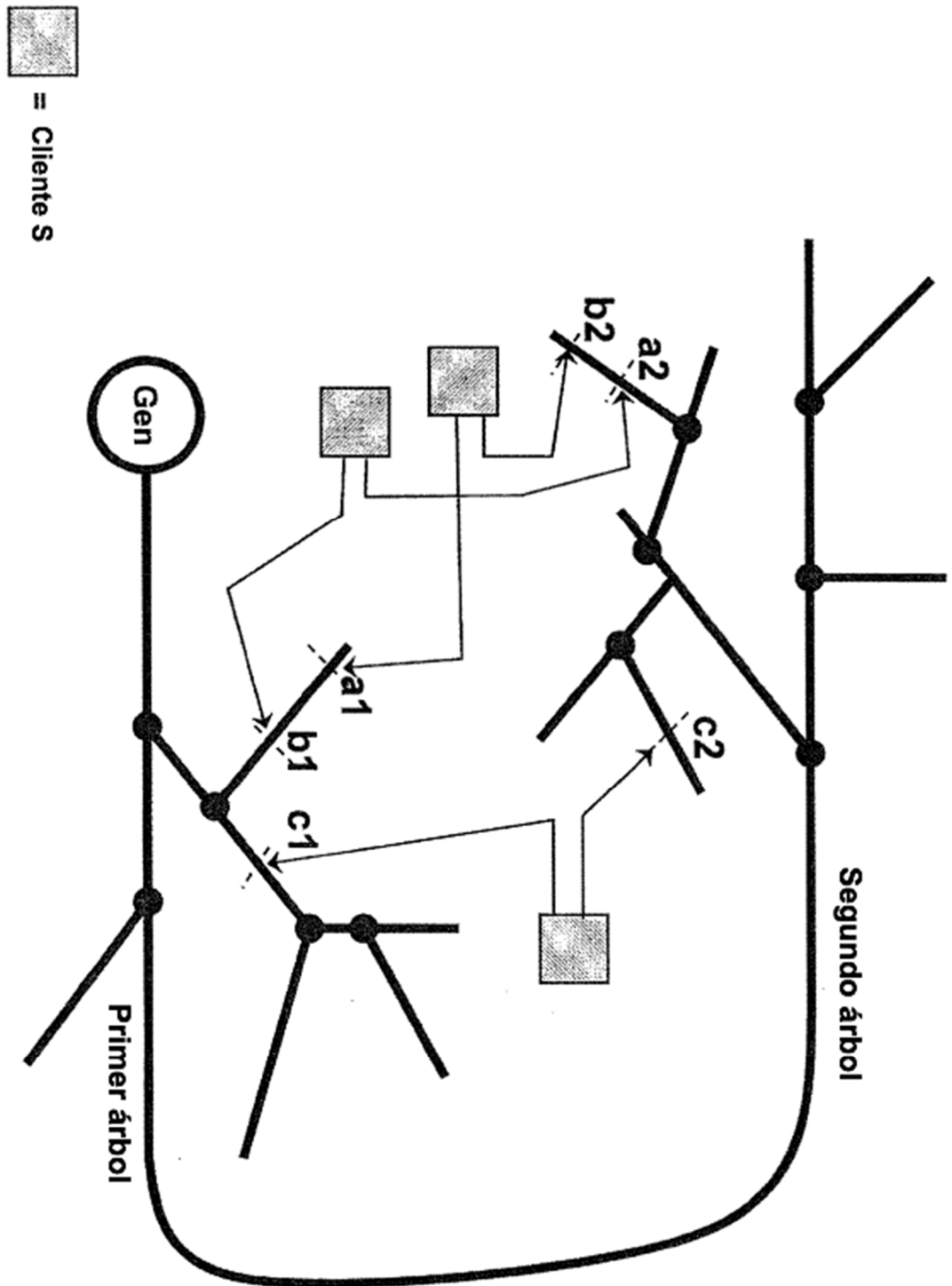


FIGURA 21

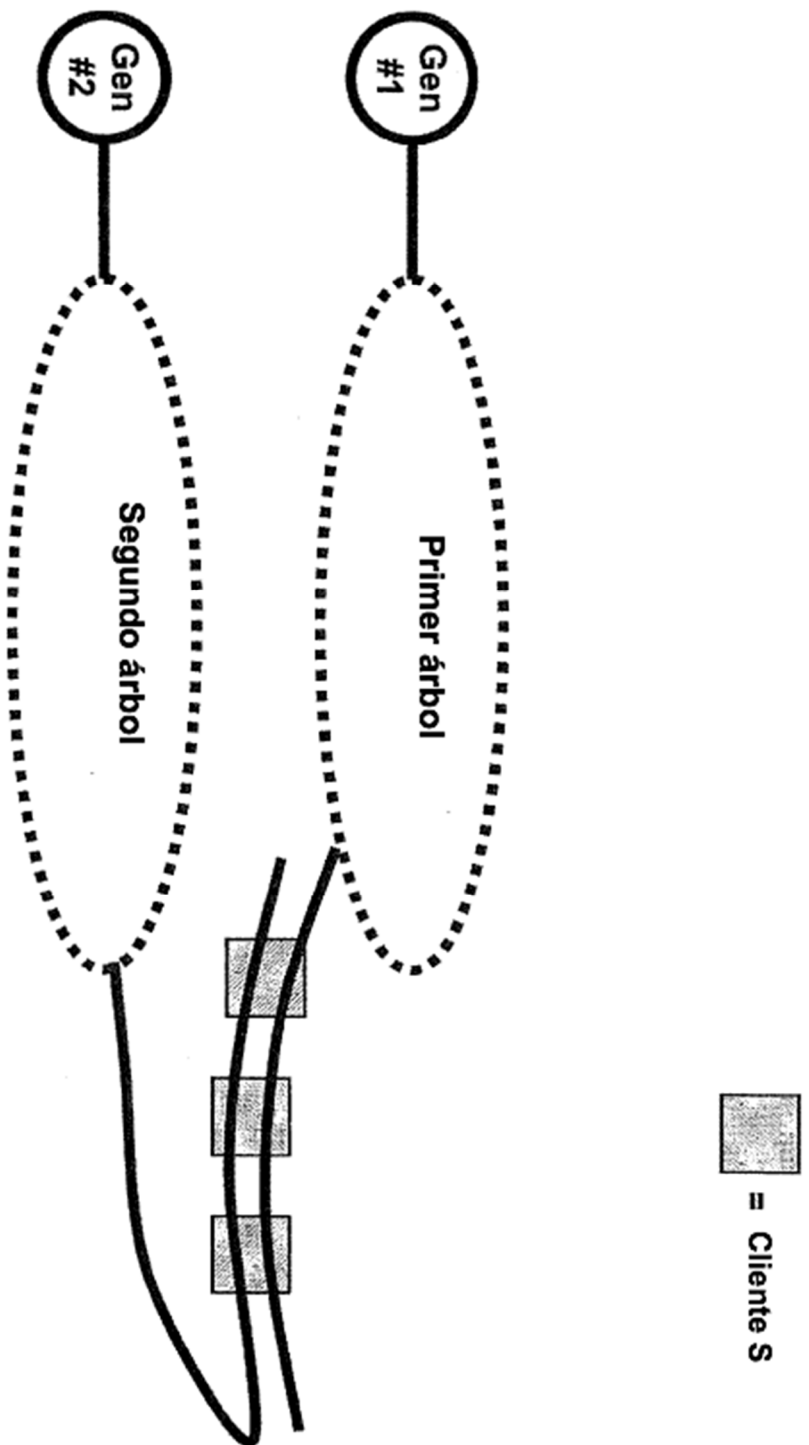


FIGURA 22

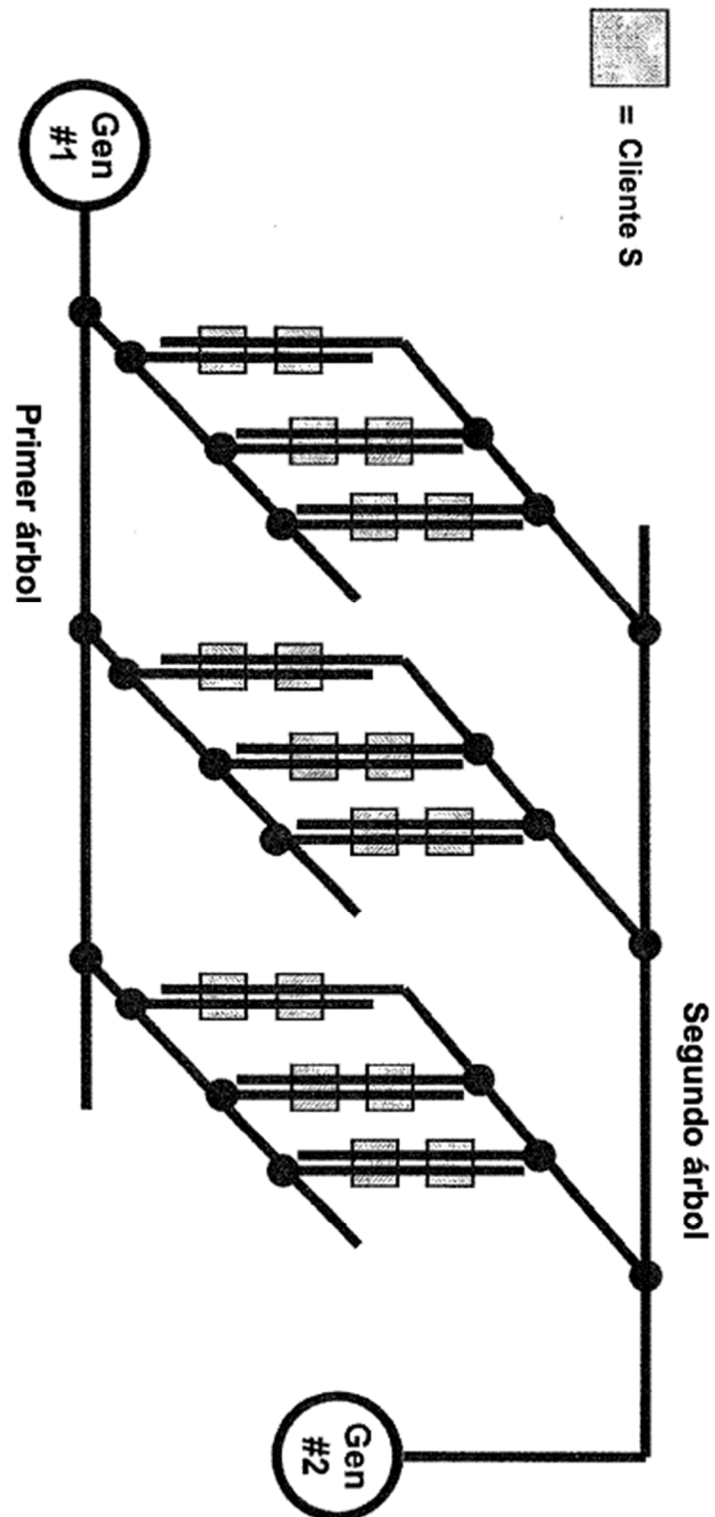


FIGURA 23

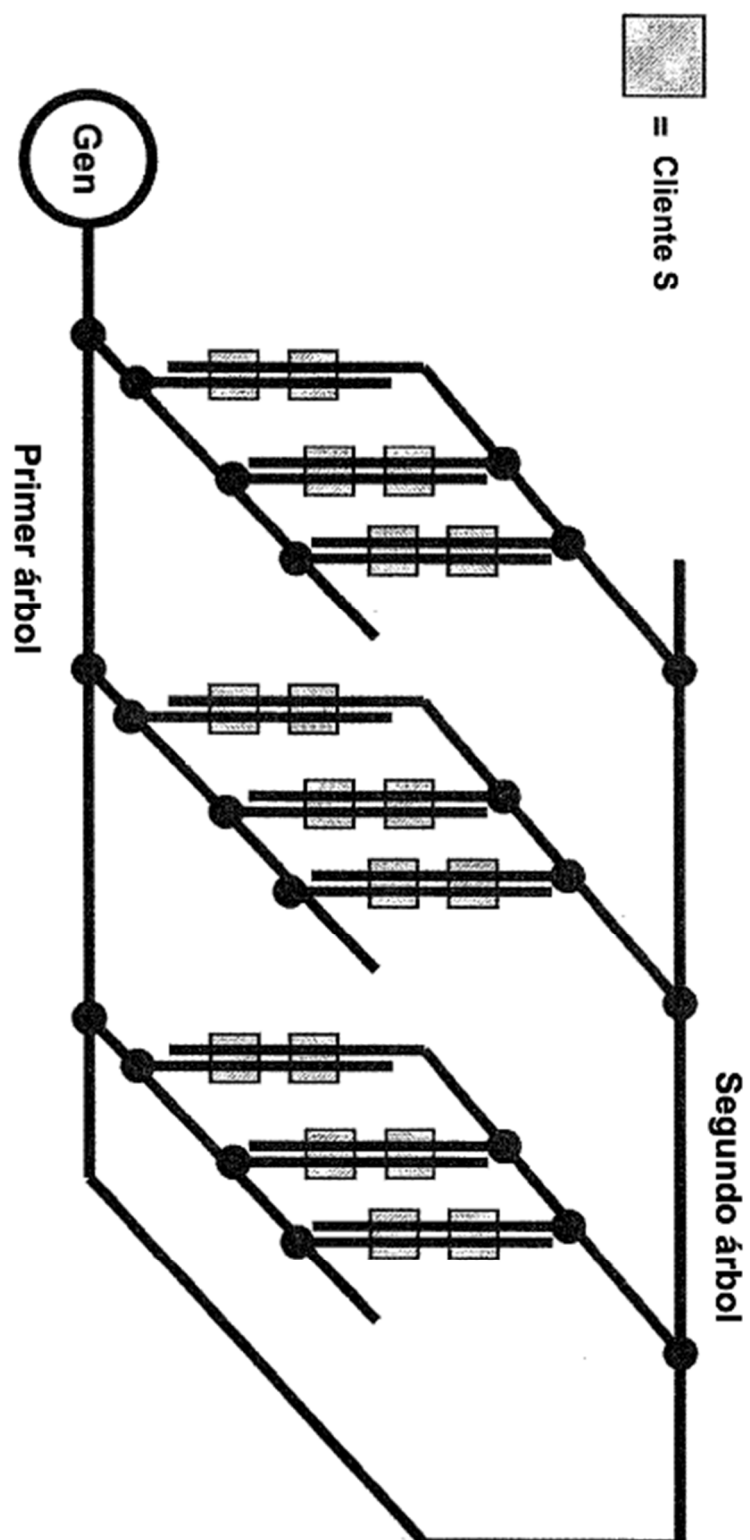


FIGURA 24

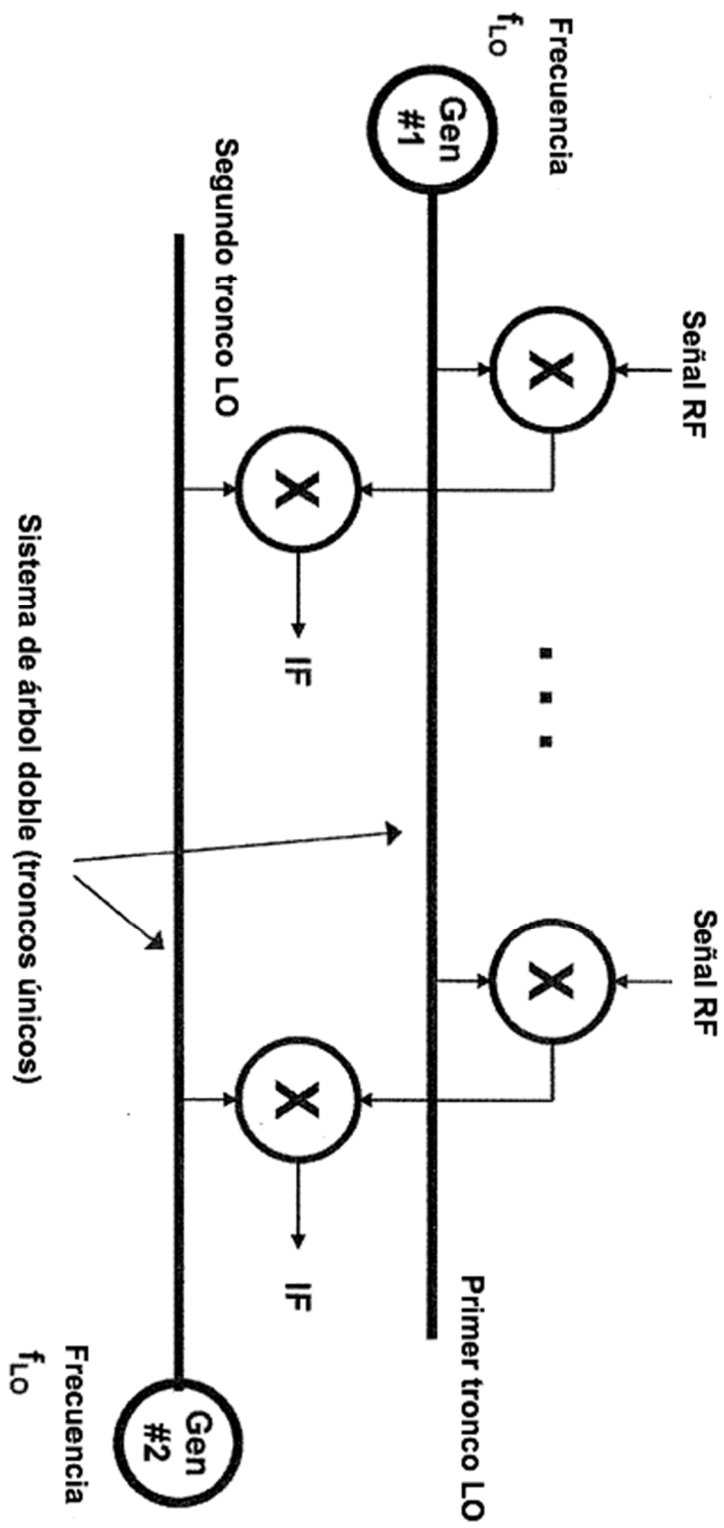


FIGURA 25

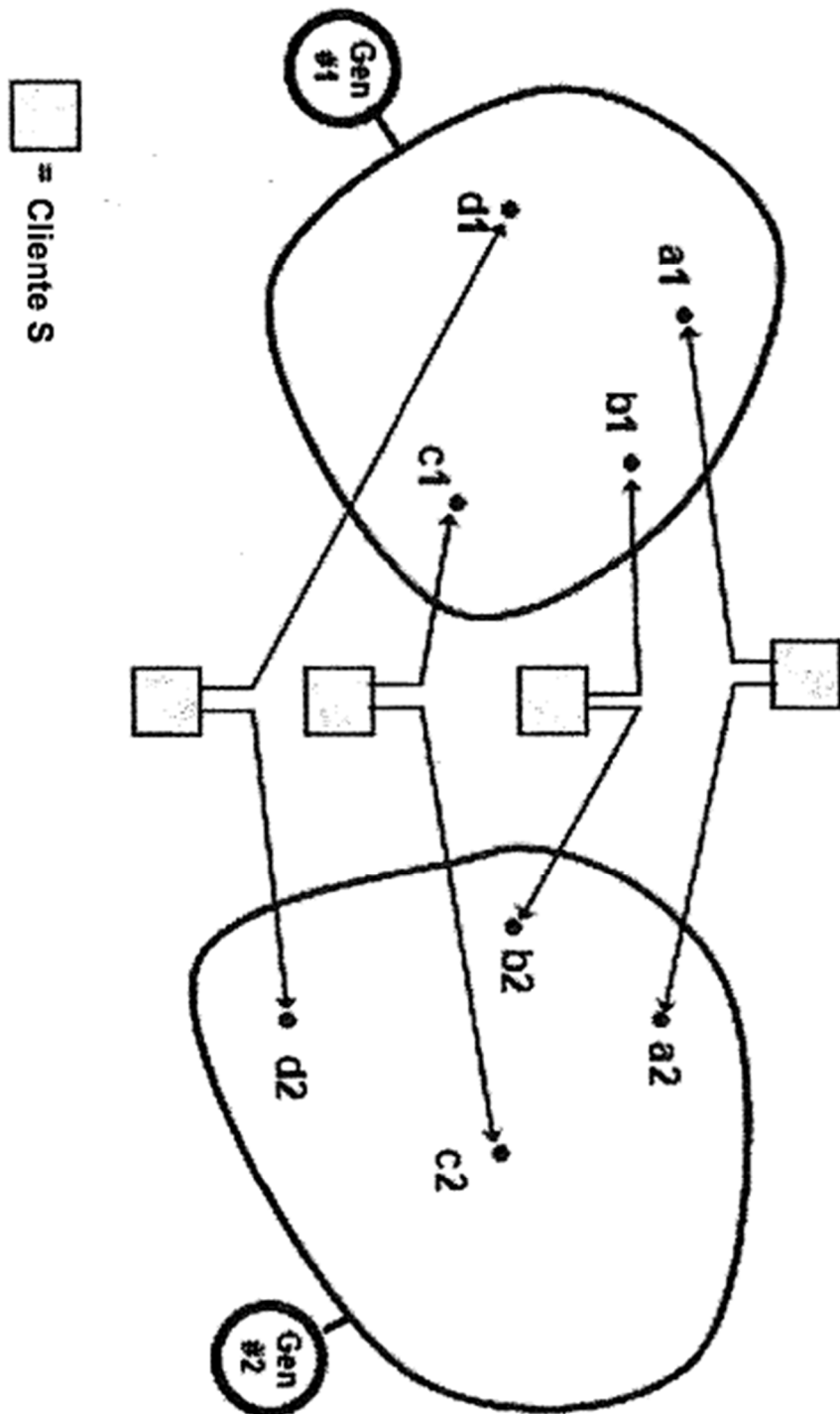


FIGURA 26

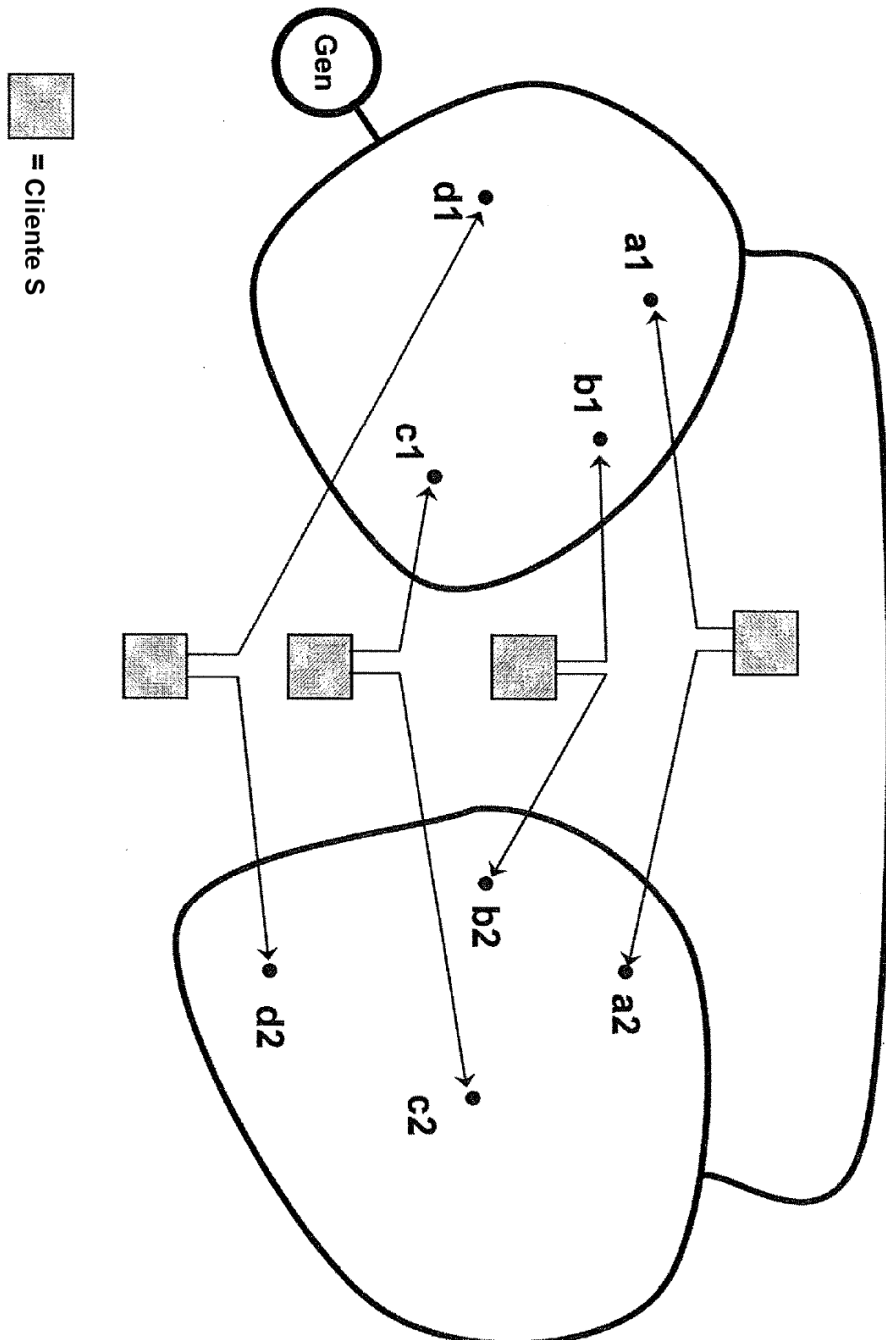


FIGURA 27