

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 528 305**

21 Número de solicitud: 201400937

51 Int. Cl.:

**G01R 31/28** (2006.01)

12

PATENTE DE INVENCION CON EXAMEN PREVIO

B2

22 Fecha de presentación:

17.11.2014

43 Fecha de publicación de la solicitud:

06.02.2015

Fecha de la concesión:

19.05.2015

45 Fecha de publicación de la concesión:

26.05.2015

73 Titular/es:

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA (100.0%)  
Pabellón de Gobierno, Avda. de los Castros s/n  
39005 Santander (Cantabria) ES**

72 Inventor/es:

**DE COS PÉREZ , Jesús y  
SUÁREZ RODRÍGUEZ , Almudena**

54 Título: **Método de análisis y diseño de circuitos**

57 Resumen:

Método de análisis y diseño de circuitos.

La presente invención propone un método para el análisis y posterior diseño de circuitos, que permite obtener las curvas de solución del circuito y los puntos de bifurcación y otros puntos de interés de los circuitos de manera simple, rápida y fiable. El método se basa en los datos obtenidos con una simulación inicial de balance armónico, utilizando un generador de excitación, distinto del generador de entrada, que actúa como fuente de excitación del circuito. Un doble barrido en amplitud y frecuencia de este generador proporciona una función tipo admitancia o impedancia de estas dos variables (amplitud y frecuencia), que permite obtener todos los puntos de interés del circuito y todas las curvas de solución periódicas.

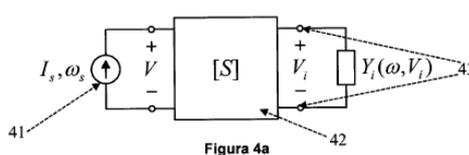


Figura 4a

ES 2 528 305 B2

**MÉTODO DE ANÁLISIS Y DISEÑO DE CIRCUITOS**

**DESCRIPCIÓN**

**5 CAMPO TÉCNICO DE LA INVENCION**

La presente invención se refiere al campo de la ingeniería eléctrica y electrónica y más concretamente a un método mejorado de análisis y diseño de circuitos de radiofrecuencia y microondas.

10

**ANTECEDENTES DE LA INVENCION**

Los sistemas de radiocomunicación tienen un papel cada vez más importante en la sociedad actual, especialmente a partir de la llegada y desarrollo de la telefonía móvil, de manera que estos sistemas de radiocomunicación cuentan cada vez con más usuarios y dichos usuarios demandan cada vez más capacidad de comunicación con requisitos de calidad cada vez más altos. Esto hace que sea sumamente importante la optimización de este tipo de sistemas.

15

Los transmisores y receptores de los sistemas de radiocomunicación utilizan circuitos osciladores con señales de entrada periódica. Entre ellos se encuentran los divisores de frecuencia, empleados en la implementación de osciladores locales sintetizados, y los osciladores sincronizados a la frecuencia fundamental, empleados para la obtención de desfasadores. Estos últimos también pueden utilizarse como moduladores de fase o frecuencia compactos y de bajo costo.

20

25

Los circuitos de alta frecuencia (entre los que se encuentran los divisores y osciladores sincronizados antes mencionados) se simulan y analizan de la manera más eficaz utilizando la técnica de diseño asistido por ordenador (del inglés CAD, "Computer Assisted Design") denominada balance armónico. Se trata de una técnica en la que el circuito se analiza en el dominio de la frecuencia, por lo que se pueden utilizar las descripciones naturales en este dominio de los elementos distribuidos, tales como líneas de transmisión, comúnmente

30

utilizados en alta frecuencia. Estas descripciones de los elementos distribuidos en el dominio de la frecuencia son mucho más precisas y eficaces que en el dominio del tiempo. La técnica de balance armónico sólo es de interés para circuitos de alta frecuencia (como los circuitos de radiofrecuencia y microondas), ya que los circuitos de más baja frecuencia se analizan satisfactoriamente en el dominio del tiempo. El método permite muchas veces un análisis más eficiente de los circuitos de alta frecuencia que las técnicas de análisis temporales.

La técnica de balance armónico se aplica de manera directa, por ejemplo, a circuitos no lineales no oscilatorios, tales como amplificadores, mezcladores de frecuencia, multiplicadores de frecuencia, etc. Sin embargo, su aplicación a circuitos osciladores con señal de entrada periódica, como los utilizados en los transmisores y receptores de sistemas de radiocomunicación, es mucho más compleja.

Por ejemplo, considérese el análisis de las soluciones de un circuito no lineal (que no sea un circuito oscilador con señal de entrada periódica) frente a un parámetro de interés, tal como la frecuencia de entrada o el valor de un elemento del propio circuito. La curva de solución obtenida al representar, por ejemplo, la potencia de salida, es por lo general regular, es decir, no presenta puntos singulares o de pendiente infinita. Dicha curva puede obtenerse de manera directa mediante un simple barrido del parámetro. La curva regular presenta una solución única para cada valor del parámetro y su obtención no constituye ningún problema ni para los simuladores de balance armónico comerciales ni para los propios (desarrollados por el diseñador para su propio uso). En cambio, la obtención de la curva de solución de circuitos osciladores con señal de entrada periódica, especialmente en funcionamiento sincronizado, es compleja. Esto es debido al hecho de que los límites de operación en régimen sincronizado están delimitados por puntos de la curva en los que la pendiente es infinita. Estas pendientes infinitas se asocian a secciones multivaluadas de la curva solución que no pueden obtenerse mediante un simple barrido. En las cercanías del punto de pendiente infinita, la matriz Jacobiana que sirve de base a la resolución del sistema de balance armónico se encuentra mal condicionada. Esto ocasiona problemas de convergencia en la simulación, que se detiene dando un mensaje de error.

Trazado de curvas de solución multivaluada

En simuladores propios el trazado de las curvas solución multivaluadas se suele efectuar mediante la aplicación del llamado “método de intercambio de parámetros”. En cada paso del  
5 barrido se lleva inicialmente a cabo una comparación exhaustiva de las magnitudes de los incrementos de todas las variables de estado del sistema. Tras la comparación, se toma como nuevo parámetro aquella que ha sufrido mayor incremento, y en función de ella se calculan todas las demás variables y el parámetro físico. Considerando el escaso número de publicaciones que hacen referencia a programas de balance armónico propios podemos  
10 afirmar que son muy escasos estos programas y de ellos muy pocos llevan implementado el método de intercambio de parámetros, que requiere un conocimiento adicional de la dinámica no lineal de los circuitos. El problema de este método de intercambio de parámetros es que no está disponible en simuladores comerciales ni es compatible con el uso de estos simuladores comerciales. Además, este método no proporciona información alguna sobre  
15 ciertos aspectos fundamentales del funcionamiento del circuito, que deben abordarse de forma específica y de manera bastante compleja. Por ejemplo, no proporciona información sobre los lugares de bifurcación, que son esenciales para delimitar las soluciones estables y las zonas en las que el circuito opera de forma sincronizada. Como se mostrará, el método propuesto por la presente invención no solamente permite trazar las curvas de solución de  
20 forma trivial sino que además obtiene los lugares de bifurcación.

Por su parte, los programas de balance armónico comercial (el caso más general, ya que son muy pocos los diseñadores que utilizan programas propios) no ofrecen ningún método de trazado de curvas multivaluadas. En estos simuladores suele ser el propio usuario el que  
25 aplica de forma manual (no automatizada) intercambio de parámetros para obtener las curvas de solución de osciladores sincronizados, normalmente usando un generador auxiliar (sin existencia física, sólo se usa para la simulación). Los parámetros intercambiados son el parámetro deseado o físico del sistema y magnitudes propias del generador auxiliar, tales como la fase y la amplitud del mismo. Es el usuario el que ha de aplicar manualmente este  
30 intercambio de parámetros cuando se obtiene un problema de convergencia, y, en este caso, debe detener la simulación y elegir un nuevo parámetro para continuar con el trazado de la

curva. Obviamente, este procedimiento resulta terriblemente arduo en el caso bastante habitual de circuitos con curvas de solución complejas y a veces resulta complicado o imposible (por ejemplo, si dos puntos con pendiente infinitiva y cero están muy cercanos, hay muy poco margen para el intercambio). Es por ello que la mayoría de los diseñadores de circuitos divisores de frecuencia y osciladores sincronizados de alta frecuencia prefieren utilizar fórmulas analíticas aproximadas y corrigen mediante prueba y error en la etapa de medida.

Hace años se desarrolló un método complementario al uso de simuladores de balance armónico comercial (por los inventores de la presente solicitud de patente), basado en la introducción por parte del usuario de un generador auxiliar (sin existencia física). Este método permite realizar un intercambio de parámetros, de modo que en las zonas de la curva con pendiente tendiente a infinito respecto al parámetro físico (frecuencia o potencia de entrada, por ejemplo), se barre la amplitud de este generador (equivalente a la amplitud de la solución) y se calcula el parámetro físico. El generador debe cumplir una condición de no perturbación de la solución del circuito, es decir, la que existe sin el uso de este generador, y que el simulador de balance armónico no es capaz de hallar con el análisis por defecto. Un generador auxiliar de admitancia (o impedancia) es una fuente de tensión (o corriente en el caso de generador de admitancia) de una sola frecuencia fundamental que cuenta con un filtro para evitar cortocircuitar (dejar en circuito abierto) a los armónicos superiores. Este generador auxiliar debe satisfacer la condición de no perturbación, para ello, si se emplea un generador auxiliar de voltaje, no debe fluir corriente a través del mismo (admitancia nula). En el caso de usar un generador auxiliar de corriente no debe haber diferencia de potencial en los extremos del mismo (impedancia nula). El filtro del generador auxiliar se realiza mediante una resistencia  $R_{AG}$  de valor variable dependiendo de la frecuencia. Para un generador auxiliar de admitancia, la resistencia  $R_{AG}$  se coloca en serie con la fuente de tensión y toma un valor arbitrariamente bajo a la frecuencia del generador auxiliar y un valor próximo a infinito a otras frecuencias. Para un generador auxiliar de impedancia, la resistencia  $R_{GA}$  se coloca en paralelo con la fuente de corriente y toma un valor muy alto (próximo a infinito) a la frecuencia del generador auxiliar y un valor arbitrariamente bajo a otras frecuencias. Un ejemplo de cómo programar el filtro para un generador auxiliar de admitancia sería el siguiente:

```

    if abs(fGA - freq) < 1 kHz,
      RGA = 1e-18
    else
5      RGA = 1e18
    end

```

10 El problema de esta técnica es que cada punto de solución de la curva de sincronización se obtiene mediante una optimización independiente. Cerca de puntos de difícil convergencia hay que cambiar manualmente el parámetro de barrido. Esto requiere un enorme esfuerzo por parte del diseñador y no se garantiza tampoco la convergencia en todos los casos. El diseñador debe ser capaz de comprender y anticipar la evolución de las curvas lo cual hace su uso bastante complejo y no automático.

15

#### Predicción del comportamiento cualitativo del circuito según los valores de sus parámetros

20 En circuitos osciladores con señales de entrada periódicas y en general, en circuitos con operación sincronizada, el circuito opera en el régimen periódico deseado únicamente para ciertos intervalos de los parámetros relevantes (por ejemplo, potencia y frecuencia de entrada). Fuera de estos intervalos, opera en régimen indeseado de mezclado entre la frecuencia de entrada y la de auto-oscilación (mezclado auto-oscilante) o en un régimen no oscilatorio. Los límites de los intervalos de operación sincronizada vienen determinados por fenómenos de bifurcación o de cambio de estabilidad cualitativa. Los llamados “Lugares de

25 Bifurcación” o conjuntos de valores de parámetros para los que produce un cambio de estabilidad de un tipo determinado proporcionan un “mapa” de soluciones del circuito. En el plano definido por dos parámetros relevantes de interés nos permiten saber a priori el tipo de régimen en que funcionará el circuito, ya que delimitan regiones con diferente tipo de comportamiento: sincronizado, mezclado auto-oscilante y no oscilatorio.

30

Algunos investigadores han desarrollado técnicas para el cálculo de lugares de bifurcación en

simuladores de balance armónico propios. Éstas se basan en la obtención de los valores de los parámetros que resultan en una singularidad del determinante característico (asociado a la matriz Jacobiana) del sistema, evaluada a frecuencia de perturbación cero o diferente de cero. Sin embargo, para trazar los lugares de bifurcación empleando software propio se ha de  
5 resolver un conjunto de ecuaciones formado por el sistema de balance armónico y una condición matemática de bifurcación basada en el determinante característico. Este procedimiento aplicado a la detección de puntos de retorno presenta a menudo graves dificultades numéricas, debidas a la variación significativa en el orden de magnitud del determinante característico cuando se modifican los parámetros del sistema, proporcionando  
10 resultados bastante imprecisos debidos a errores numéricos.

Los simuladores comerciales de balance armónico conocidos no ofrecen la posibilidad de trazar los lugares de bifurcación. Una técnica que se ha propuesto es obtener los puntos de  
pendiente infinita de las curvas de solución imponiendo la condición de singularidad a la matriz  
15 Jacobiana 2x2 de la función admitancia del generador auxiliar. Pero esto requiere elegir un umbral adecuado para el valor del determinante, que sea compatible con el ya elegido para la condición de no perturbación, siendo esta técnica muy difícil de implementar correctamente (de obtener un resultado preciso) y muy poco eficaz, lo que ha hecho que su aplicación sea  
casi nula.

20 Los inventores de la presente solicitud de patente desarrollaron varias técnicas para la obtención de los lugares de bifurcación mediante la introducción de generadores auxiliares en el circuito que se analizaba mediante el programa comercial.

25 Por ejemplo, una de estas técnicas es para la detección de las llamadas bifurcaciones de Hopf, las cuáles dan lugar a la pérdida de sincronización del oscilador para valores relativamente altos de potencia de entrada. Esta técnica está basada en la resolución mediante optimización de la ecuación de no perturbación (admitancia igual a cero) de un generador auxiliar con muy baja amplitud operando a la frecuencia no sincronizada. Esta  
30 ecuación de no perturbación se resuelve en función de los parámetros elegidos para el trazado del lugar de bifurcación, generalmente potencia y frecuencia de entrada. Existe el problema

adicional de que los lugares del punto de retorno y de la bifurcación de Hopf suelen ser multivaluados, lo que requiere la aplicación de intercambio de parámetros a estos lugares de manera manual, con bastante complejidad. Además el diseñador debe ser capaz de comprender y anticipar la evolución de las curvas. Todo esto hace su aplicación bastante compleja y no automática.

Además, en el caso de osciladores con comportamiento multimodal, es decir, circuitos que proporcionan varias soluciones coexistentes con diferentes amplitudes y frecuencias, no existe un procedimiento sencillo para obtener todas y cada una de estas soluciones: debe analizarse inicialmente la estabilidad de la solución de dc del oscilador frente a la variación de un parámetro relevante. Esto permite obtener las bifurcaciones que generan las soluciones periódicas del oscilador. Entonces, para cada bifurcación detectada debe trazarse un diagrama de la evolución de la solución frente al parámetro. Las soluciones coexistentes vienen dadas por el valor operacional del parámetro. El procedimiento es, por tanto, arduo (de gran complejidad computacional), no es automatizable y requiere conocimientos por parte del diseñador de teoría de bifurcaciones y análisis no lineal de circuitos.

Por lo tanto, existe la necesidad de un método de análisis de circuitos que resuelva los problemas anteriormente expuestos de manera simple y eficaz. Éstas y otras ventajas de la invención serán aparentes a la luz de la descripción detallada de la misma.

## **SUMARIO DE LA INVENCION**

El objetivo de la presente invención es el de desarrollar un método de simulación (que se ejecuta en un dispositivo electrónico) para el análisis y posterior diseño y fabricación (basado en los resultados de dicho análisis) de circuitos electrónicos complejos. En general, el presente método es de utilidad en cualquier circuito en donde la curva que relaciona dos de los parámetros del circuito no presenta una única solución posible (curvas multivaluadas). Circuitos de este tipo pueden ser por ejemplo, circuitos paramétricos, circuitos osciladores con señales de entrada periódica como divisores de frecuencia u osciladores sincronizados, etc.).

Mediante el presente método de análisis se obtienen las curvas de solución del circuito (que serán curvas multivaluadas) y los puntos de bifurcación y otros datos de interés de los circuitos. El método se basa en los datos obtenidos con una única simulación inicial de balance armónico, utilizando un generador de excitación, distinto del generador de entrada. Un doble

5 barrido en la amplitud (de voltaje si se emplea un generador auxiliar de admitancia, que incorpora un generador sinusoidal de tensión o voltaje, o de corriente si se emplea un generador auxiliar de impedancia, que incorpora un generador sinusoidal de corriente) y frecuencia de este generador proporciona una función tipo admitancia o impedancia de estas

10 dos variables (amplitud y frecuencia), que permite obtener todos los puntos de oscilación libre y todas las curvas de solución periódicas, incluyendo las complejas curvas multivaluadas. En todo oscilador sincronizado existen, para pequeña amplitud de entrada, dos curvas de solución independientes, que se funden en una sola para un determinado valor de potencia de entrada. A partir de dicho valor de potencia, sólo existirá una curva. El nuevo método permite obtener el punto de fusión de estas curvas. Permite también obtener el lugar formado

15 por todos los puntos pendiente infinita (lugar del punto de retorno) y la variación del ancho de banda de sincronización en función de la potencia de entrada o de cualquier otro parámetro. Todos estos valiosos datos del comportamiento del circuito se obtienen a partir de la función admitancia/impedancia calculada con la simulación inicial, siguiendo el método que se describirá más adelante. A diferencia de las técnicas empleadas en el estado de la técnica anterior, no es necesario re-simular el circuito para obtener las curvas para diferentes valores

20 de frecuencia o potencia de entrada, ni para obtener los puntos de fusión de las curvas, los lugares de puntos de pendiente infinita o las variaciones del ancho de banda de sincronización. Esto hace que el análisis sea mucho más rápido y menos complejo (por lo que se usan menos recursos computacionales), siendo a la vez muy exacto y fiable. Debido a esta

25 gran eficiencia computacional, el método puede emplearse para realizar un diseño rápido, fiable y muy optimizado de circuitos, en especial de osciladores sincronizados, ya que para el diseño se necesita conocer la respuesta global completa del circuito (curvas de solución, lugar del punto de retorno...) frente a la potencia, frecuencia de entrada u otros parámetros relevantes.

30 Así, el método permite evaluar las prestaciones del circuito en la etapa de diseño. Por ejemplo,

permite evaluar la evolución del ancho de banda de sincronización frente a un parámetro relevante del circuito (que puede ser el valor de un componente); las curvas de solución se pueden obtener de hecho en función de este parámetro. Esto permite seleccionar el valor más óptimo del parámetro que maximiza el ancho de banda de sincronización (que viene dado por los lugares de bifurcación). El método propuesto es de hecho la única manera de obtener de forma sistemática, fiable y con gran exactitud el ancho de banda de sincronización del circuito.

Por lo tanto, este diseño optimizado da lugar, una vez que se fabrican los circuitos diseñados, a circuitos más fiables y más optimizados desde el punto de vista de sus prestaciones.

Además, el nuevo método es automatizable y puede aplicarse en combinación con cualquier tipo de software de balance armónico, ya sea propio o comercial y a diferencia de otros métodos, no requiere de herramientas de optimización ni rutinas específicas.

Este método es ejecutado por un dispositivo electrónico. Generalmente hablando este dispositivo electrónico será un ordenador en cualquiera de sus variantes (PC, laptop, portátil...) o cualquier otro tipo de dispositivo electrónico con capacidad de procesamiento.

En un primer aspecto se presenta un método para el análisis y diseño de un circuito electrónico no lineal de alta frecuencia en presencia de una señal de entrada periódica de un generador de entrada que está conectado a unos terminales de entrada del circuito y donde dicho método es realizado por un dispositivo electrónico y comprende los siguientes pasos:

a) Calcular el equivalente Norton del conjunto formado por el generador de entrada y la sección del circuito que existe entre los terminales de entrada y unos segundos terminales del circuito previamente seleccionados y modelar el circuito como la conexión en paralelo de este equivalente Norton con el resto del circuito (el resto del circuito sería todo lo que queda del circuito no lineal quitando la sección antes mencionada que existe entre los terminales de entrada y los segundos terminales).

b) Eliminar la fuente de corriente equivalente del equivalente Norton y conectar un generador

auxiliar de voltaje entre los segundos terminales del circuito;

5 c) Usando una técnica de balance armónico, excitar el circuito mediante el generador auxiliar, haciendo un doble barrido variando la frecuencia del generador auxiliar,  $\omega$  y la amplitud del voltaje proporcionado por el generador auxiliar,  $V$ , y obtener los valores de la función admitancia  $Y(\omega, V)$  entre los segundos terminales del circuito, como resultado de este barrido;

10 d) A partir de la función de admitancia  $Y(\omega, V)$ , obtener la función  $\Sigma(\omega, V) = |Y_N(\omega) + Y(\omega, V)|V$ , donde  $Y_N(\omega)$  es la admitancia del equivalente Norton obtenido en el paso a);

e) Obtener las curvas periódicas de solución del circuito y/o otros datos de interés del circuito a partir de la función  $\Sigma(\omega, V)$ .

15 En una realización, los segundos terminales del circuito coinciden con los terminales de entrada y, por lo tanto, el equivalente Norton calculado en el paso a) correspondería al equivalente Norton del generador de entrada.

20 La sección del circuito que existe entre los terminales de entrada y los segundos terminales del circuito normalmente no incluye ningún elemento activo (es decir, es una sección o red pasiva).

El paso e) puede comprender entre otras acciones, una o varias de las siguientes:

25 - Obtener las curvas de solución del circuito como las curvas de nivel de la función  $\Sigma$  para distintos valores de potencia de entrada.

- Obtener el lugar del punto de retorno como el conjunto de pares de valores frecuencia, amplitud de voltaje, en los que la derivada parcial de  $\Sigma$  con respecto de  $V$  es cero.

30 - Obtener los puntos estacionarios del circuito como aquellos pares de valores frecuencia, amplitud de voltaje, en los que la derivada parcial de  $\Sigma$  con respecto de  $V$  es cero y la derivada

parcial de  $\Sigma$  con respecto de  $\omega$  es también cero.

5 - Obtener las soluciones libres del circuito como aquellos pares de valores frecuencia, amplitud de voltaje, en los que la parte real y la parte imaginaria de la admitancia  $Y(\omega, V)$  tienen ambas valor cero.

10 - Obtener el ancho de banda máximo de sincronización disponible como la diferencia en frecuencia de los dos puntos del lugar del punto de retorno cuando es representado en el plano frecuencia-amplitud de la corriente de inyección del generador de entrada.

En una realización, el equivalente Norton implica hacer una simulación de parámetros de "scattering" de la sección del circuito que existe entre los terminales de entrada y los segundos terminales del circuito.

15 En una realización, previamente al paso c), se le añade al circuito un filtro paso alto entre los segundos terminales y la sección del circuito que existe entre los segundos terminales y los terminales de entrada.

20 En un segundo aspecto se presenta un método análogo al del primer aspecto pero usando un equivalente Thevenin. Es decir, se presenta un método para el análisis y diseño de un circuito electrónico no lineal de alta frecuencia en presencia de una señal de entrada periódica emitida por un generador de donde un generador de entrada está conectado a unos terminales de entrada del circuito y donde dicho método es realizado por un dispositivo electrónico y comprende los siguientes pasos:

25 a) Calcular el equivalente Thevenin del conjunto formado por el generador de entrada y la sección del circuito que existe entre los terminales de entrada y unos segundos terminales del circuito previamente seleccionados, y modelar el circuito como la conexión en serie de este equivalente Thevenin con el resto del circuito;

30 b) Cortocircuitar la fuente de tensión equivalente Thevenin y conectar un generador auxiliar

de corriente entre los segundos terminales del circuito;

5 c) Usando una técnica de balance armónico, excitar el circuito mediante el generador auxiliar, haciendo un doble barrido variando la frecuencia del generador auxiliar,  $\omega$  y la amplitud de corriente proporcionada por el generador auxiliar,  $I$ , y obtener los valores de la función impedancia  $Z(\omega, I)$  entre los segundos terminales del circuito, como resultado de este barrido;

10 d) A partir de la función de impedancia  $Z(\omega, I)$ , obtener la función  $\Sigma(\omega, I) = |Z_T(\omega) + Z(\omega, I)|I$ , donde  $Z_T(\omega)$  es la impedancia del equivalente Thevenin obtenido en el paso a);

e) Obtener las curvas periódicas de solución del circuito y/o otros datos de interés del circuito a partir de la función  $\Sigma(\omega, I)$ .

15 Finalmente, se presenta un programa de ordenador que comprende instrucciones ejecutables por ordenador para implementar el método descrito, al ejecutarse en un ordenador, un procesador digital de la señal, un circuito integrado específico de la aplicación, un microprocesador, un microcontrolador o cualquier otra forma de hardware programable. Dichas instrucciones pueden estar almacenadas en un medio de almacenamiento de datos digitales.

20

### DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

25 Para complementar la descripción que se está realizando y con objeto de ayudar a una mejor comprensión de las características de la invención, de acuerdo con unos ejemplos preferentes de realizaciones prácticas de la misma, se acompaña como parte integrante de esta descripción un juego de dibujos en donde, con carácter ilustrativo y no limitativo, se ha representado lo siguiente:

30

La Figura 1 muestra un diagrama de bloques con una representación modelo basada en

admitancia del circuito usando un equivalente Norton del generador de entrada de acuerdo a una realización de la invención.

5 La Figura 2 muestra un diagrama de bloques con una representación modelo basada en impedancia del circuito usando un equivalente Thévenin del generador de entrada de acuerdo a una realización de la invención.

10 La Figura 3 muestra un diagrama de bloques de una representación modelo para la obtención de la función de admitancia mediante un generador auxiliar de acuerdo a una realización de la invención.

La Figura 4a muestra un diagrama de bloques con una representación modelo del circuito a analizar para el caso generalizado del método de acuerdo a una realización de la invención.

15 La Figura 4b muestra un diagrama de bloques con una representación modelo basada en admitancia del circuito a analizar usando un equivalente Norton de la red de entrada para el caso generalizado del método de acuerdo a una realización de la invención.

20 La Figura 4c muestra un diagrama de bloques de una representación modelo para la correcta obtención de la función de admitancia interna mediante un generador auxiliar para el caso generalizado del método de acuerdo a una realización de la invención.

25 La Figura 5 muestra el esquemático de un circuito concreto de oscilador sincronizado donde se aplicará el método propuesto de acuerdo a una realización de la invención.

La figura 6 muestra una representación gráfica de la superficie  $\Sigma(\omega, V)$  respecto a los ejes de amplitud de tensión  $V$  y frecuencia  $\omega$  obtenida para el circuito mostrado en la figura 5 de acuerdo a una realización de la invención.

30 La figura 7 muestra una representación gráfica, para distintos niveles de potencia de entrada, de las curvas de solución periódicas y otros puntos y lugares geométricos de interés obtenidos

para el circuito mostrado en la figura 5 de acuerdo a una realización de la invención.

5 La figura 8 muestra una representación gráfica en el plano definido por la corriente de inyección y la frecuencia de entrada, de los lugares geométricos del punto de retorno, de la bifurcación de Hopf y otros puntos de interés obtenidos para el circuito mostrado en la figura 5 de acuerdo a una realización de la invención.

10 La figura 9 muestra una representación gráfica del ancho de banda máximo de sincronización disponible en función de la potencia de entrada para el modo 1 de oscilación del circuito mostrado en la figura 5 de acuerdo a una realización de la invención.

15 La figura 10 muestra una representación gráfica del ancho de banda máximo de sincronización disponible en función de la potencia de entrada para el modo 3 de oscilación del circuito mostrado en la figura 5 de acuerdo a una realización de la invención.

La figura 11 muestra un esquema del lugar geométrico del punto de retorno en el plano definido por la corriente de inyección y la frecuencia de entrada para ilustrar el procedimiento de cálculo del ancho de banda de sincronización, de acuerdo a una realización de la invención.

20 La figura 12 muestra un esquema con unas curvas de solución en la que se ha delimitado la región con comportamiento sincronizado para ilustrar el procedimiento de cálculo del ancho de banda de sincronización, de acuerdo a una realización de la invención.

### **DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LA INVENCIÓN**

25 La presente invención propone método, ejecutado en un dispositivo electrónico, para el análisis y posterior diseño (basado en los resultados de dicho análisis) de circuitos electrónicos complejos.

30 Mediante el presente método de análisis se obtienen las curvas de solución del circuito y los puntos de bifurcación de las curvas de solución. El método se basa en los datos obtenidos

con una única simulación inicial de balance armónico, utilizando un generador auxiliar de excitación. Un doble barrido en la amplitud y frecuencia de este generador proporciona una función tipo admitancia o impedancia de estas dos variables (amplitud y frecuencia), que permite obtener todos los puntos de oscilación libre y todas las curvas de solución periódicas, incluyendo las complejas curvas multivaluadas. Este método permite obtener el punto de fusión de las curvas de solución que (como ocurre por ejemplo en los circuitos de osciladores sincronizados), se funden en una sola a partir de un cierto valor de la potencia de entrada. Permite también obtener el lugar formado por todos los puntos de pendiente infinita (lugar del punto de retorno) y la variación del ancho de banda de sincronización en función de la potencia de entrada o de cualquier otro parámetro. Todos estos valiosos datos del comportamiento del circuito se obtienen a partir de la función admitancia/impedancia calculada con la simulación inicial, siguiendo el método que se describirá más adelante.

Primeramente, se obtienen las curvas de solución del circuito. Para ello el circuito complejo a analizar (que puede ser por ejemplo un circuito de oscilador sincronizado) se modela como la conexión en paralelo del equivalente Norton del generador de entrada con un bloque (12) que representa al circuito a analizar. Este circuito modelo se representa en la figura 1. El equivalente Norton del generador de entrada de la figura 1 (11) opera a la frecuencia fundamental de entrada  $\omega_s$ , con una amplitud de corriente  $I_s$  y una impedancia equivalente  $Z_s$ . El bloque del circuito (de complejidad arbitraria) se describe mediante una función admitancia bidimensional ( $Y(\omega, V)$ ) dependiente de la frecuencia  $\omega$  y de la amplitud de la diferencia de potencial entre terminales  $V$  (que será un voltaje de oscilación, si el circuito que se está analizando es un oscilador).

En algunos casos, puede ser más interesante, para obtener las curvas de solución del circuito, modelar el circuito a analizar como la conexión serie (ver figura 2) del equivalente Thévenin del generador de entrada con un bloque del circuito oscilador modelado por una función impedancia (22)  $Z(\omega, I)$ , dependiente ésta de la frecuencia  $\omega$  y de amplitud de la corriente que circula por el lazo  $I$ . El equivalente Thévenin del generador de entrada de la figura 2 (21) opera a la frecuencia fundamental de entrada  $\omega_s$ , con una amplitud de voltaje  $V_s$  y una impedancia equivalente  $Z_s$ .

Para una mayor claridad y concisión, se explicará la solución propuesta basándose en la representación en paralelo (es decir, en el equivalente Norton del generador de entrada expuesto en la figura 1). La extensión del método descrito a una representación serie del  
5 circuito es inmediata: la solución en el caso serie es la misma que se expondrá aquí para la representación paralelo, sólo que la excitación del circuito se realiza con un generador auxiliar de corriente en serie en vez de con un generador auxiliar de tensión en paralelo y la función impedancia obtenida dependería de la amplitud de la corriente de lazo  $I$  en vez de la amplitud de la tensión entre terminales  $V$ , como ocurre con la función admitancia.

10

La función admitancia se obtiene por medio de una simulación de balance armónico mediante un generador auxiliar (GA) de voltaje eliminando del circuito la fuente de corriente equivalente del generador de entrada (11). El generador auxiliar de voltaje (se le llama auxiliar porque no pertenece al circuito, sino que se le añade externamente) permite excitar al circuito  
15 correctamente (ya que incorpora un filtro que evita cortocircuitar los armónicos superiores) para extraer la función admitancia (por eso en este texto se le llama también generador auxiliar de excitación).

En otras palabras, este generador auxiliar de admitancia consta de una fuente sinusoidal de  
20 tensión (31) que cuenta con un filtro en serie para evitar que la fuente cortocircuite la dc y los armónicos superiores. El filtro se puede realizar mediante una resistencia  $R_{GA}$  de valor variable dependiendo de la frecuencia. Para un generador auxiliar de admitancia, la resistencia  $R_{GA}$  se coloca en serie con la fuente de tensión y toma un valor arbitrariamente bajo a la frecuencia fundamental del generador auxiliar y un valor muy grande (próximo a infinito) a otras  
25 frecuencias.

En muchos casos, este generador auxiliar de excitación puede conectarse directamente a los terminales donde se encontraba el generador de entrada, tal como se representa en la figura 3 (más adelante se explicará qué técnica se ha de aplicar en caso de que esto no sea posible).

30 Habitualmente los generadores auxiliares se emplean para conducir la respuesta del circuito hacia la solución deseada; no modifican el funcionamiento del circuito al satisfacer la condición

de no perturbación. En cambio, en el método propuesto el generador auxiliar actúa precisamente como una fuente de excitación para obtener el modelo no lineal de la admitancia del oscilador,  $Y$ . Esta función  $Y(\omega, V)$  depende de la frecuencia  $\omega$  y de la amplitud  $V$  del generador auxiliar de voltaje. Para cada par de valores  $\omega, V$  se debe resolver el sistema completo de balance armónico, en régimen forzado, con tantos armónicos como sea necesario. Debido a la presencia del generador auxiliar de excitación aparecen dos niveles en el sistema de balance armónico, uno interno y otro externo, que dan lugar al siguiente sistema de 2 ecuaciones:

$$\begin{aligned} \bar{H}(\bar{X}, \omega, V) &= 0 \\ Y(\omega, V) &= I_{GA}[1]/V \end{aligned} \quad (1)$$

donde  $\bar{H}$  es la función error de balance armónico,  $\bar{X}$  son los coeficientes de la serie de Fourier del voltaje de los nodos del circuito y las corrientes de las inductancias e  $I_{GA}[1]$  es el primer armónico de la corriente que sale del generador auxiliar. La ecuación superior de (1) corresponde al nivel interno del sistema de balance armónico con  $NH$  componentes armónicos ( $NH$  es un número entero positivo mayor que 1 que indica el número de armónicos a emplear en la resolución del sistema de balance armónico, es un parámetro importante que afecta a la precisión de los resultados y al coste computacional de la simulación). De hecho, como muestra esta ecuación, el generador auxiliar opera como una fuente independiente conectada al circuito. La resolución de esta primera ecuación implica buscar los valores de  $X$  que hacen que  $H$  valga 0 mediante el método de Newton-Raphson, que involucra la inversión de la matriz Jacobiana de  $H$ . En el caso del método de la invención, el nivel interno debe resolverse para cada par de valores  $\omega, V$ . La ecuación inferior de (1) se evalúa una vez se ha resuelto la primera para un par de valores concretos  $\omega, V$ . Esta segunda ecuación se corresponde con el nivel externo de balance armónico y proporciona la función admitancia no lineal del oscilador.

Del modelo usado en la figura 1, podemos observar lo siguiente. La fuente de corriente de la figura 1 opera a la frecuencia fundamental de entrada  $\omega_s$ , constituyendo un circuito abierto al

resto de componentes armónicos  $k\omega_s$  con  $k \neq 1$ . Esto permite escribir la siguiente expresión en el dominio de la frecuencia para el armónico fundamental aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff (la formulación que se presenta a continuación se ha obtenido y es aplicable para el caso particular de osciladores sincronizados a la frecuencia fundamental de entrada, para otro tipo de circuitos no lineales en presencia de una señal de entrada periódica la formulación no es aplicable directamente):

$$I_s e^{j\phi} = Y(\omega, V)V \quad (2)$$

donde  $I_s$  es la amplitud de la fuente de inyección y  $\phi$  es el desfase entre la fuente de corriente y el primer armónico del voltaje de oscilación. La dependencia con  $\phi$  puede eliminarse elevando al cuadrado y sumando la parte real y parte imaginaria de (2):

$$I_s^2 = |Y(\omega, V)|^2 V^2 \quad (3)$$

Todas las cantidades elevadas al cuadrado en (3) son siempre positivas, con lo que es posible tomar la raíz cuadrada a ambos lados para obtener:

$$I_s = |Y(\omega, V)|V \quad (4)$$

El desfase de la solución sincronizada puede calcularse directamente de las partes real e imaginaria de (2):

$$\phi = \arg[Y(\omega, V)] \quad (5)$$

La ecuación (4) describe una superficie sobre el plano  $\omega, V$  y, como se muestra a continuación, determina las curvas de solución periódicas de un oscilador sincronizado frente a la frecuencia de entrada. Considerando la siguiente función sigma  $\Sigma$ :

$$\Sigma(\omega, V) = |Y(\omega, V)|V \quad (6)$$

5 La curva de nivel de la función diferenciable  $\Sigma: \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^+$  (es decir,  $\Sigma$  es una función bidimensional que toma dos valores reales y devuelve un valor real positivo incluyendo el valor 0) correspondiente al valor real positivo  $I_s$  es el conjunto de puntos:

$$\{(\omega_s, V_s) \in \mathbb{R}^2 : \Sigma(\omega_s, V_s) = I_s\} \quad (7)$$

10 Los valores  $(\omega, V)$  representan la frecuencia y amplitud del generador auxiliar de excitación empleado, que son las variables independientes de la función sigma en la ecuación (6). Sin embargo, en el momento en el que se calcula la curva de nivel mediante la ecuación (7) correspondiente a un valor concreto de  $I_s$ , los valores de estas variables representan soluciones sincronizadas del circuito, por ello se le añade el subíndice s:  $(\omega_s, V_s)$ . Lo mismo  
 15 ocurre con la variable de desfase  $\phi$ : en la ecuación (5) simplemente indica el desfase que genera el generador auxiliar de excitación. En el momento en el que se aplica la ecuación (7) y se evalúa la ecuación (5) para los valores  $(\omega_s, V_s)$  obtenidos,  $\phi_s$  ya son desfases de las soluciones del circuito.

20  $I_s$  es la amplitud de la corriente inyectada por el generador de entrada que se corresponde con un valor de potencia de entrada  $P_s$  (cada valor da lugar a una curva de nivel). La representación gráfica de un conjunto de curvas de nivel para distintos valores de  $I_s$  es el mapa de contorno de (6). Este mapa de contorno (el conjunto de curvas de nivel) constituye las curvas de solución periódicas del oscilador sincronizado para diferentes valores de  
 25 potencia de entrada. La conversión de amplitud de corriente de inyección  $I_s$  en potencia de entrada  $P_s$  es inmediata y completamente ajena al método.

Una vez obtenida la función admitancia (1), las intersecciones (7) pueden calcularse directamente mediante software externo o incluso dentro del propio entorno del software de  
 30 balance armónico, ya que la mayoría de simuladores cuentan con rutinas propias para el

cómputo de curvas de nivel. Las curvas de nivel se obtienen con una precisión excelente asumiendo que los barridos en frecuencia y amplitud son lo suficientemente finos. Se ha de destacar que las curvas de solución se obtienen de manera indirecta: es la función admitancia  $Y(\omega, V)$  la que se obtiene en las simulaciones, evitando así la problemática asociada a los puntos de pendiente infinita.

La técnica anterior se aplica en casos (figura 3) en los que el generador auxiliar de excitación puede conectarse directamente a los terminales donde se encontraba el generador de entrada (terminales de entrada). Pero ¿qué se hace en casos en los que los terminales donde se encontraba el generador de entrada no son los más apropiados para conectar el generador auxiliar? La razón para que estos terminales no sean apropiados puede ser tan simple como, por ejemplo, que estos terminales resultan poco sensibles para conseguir excitar en el circuito la respuesta deseada, lo que se traduce en problemas de convergencia en la simulación de balance armónico.

En estos casos, se puede emplear una generalización del método anterior. Para ello se identifica en el circuito una red pasiva (lineal) de complejidad arbitraria, incluyendo posiblemente elementos distribuidos con pérdidas, entre la fuente equivalente de entrada y unos terminales internos del circuito lo suficientemente sensibles para poder conectar el generador auxiliar de excitación.

En otras palabras, en el caso general de que no se pueda aplicar el generador auxiliar de excitación directamente a los terminales donde se encontraba el generador de entrada (terminales de entrada), se trata de buscar unos terminales que sí sean apropiados (que sí sean lo suficientemente sensibles) para conectar el generador auxiliar. Por lo general, estos terminales serán unos terminales del circuito que estén próximos al elemento o elementos activos del circuito (a dichos terminales del circuito en este texto también se les llamarán “terminales internos” o “segundos terminales”). Estos terminales internos se pueden elegir por ejemplo, mediante un procedimiento de prueba y error. Es decir, se escogen unos terminales, se realiza la simulación de balance armónico y si ésta falla o da problemas de convergencia entonces se deben elegir otros terminales.

Entre los terminales de entrada y los terminales internos elegidos existirá entonces una red pasiva (lineal) del propio circuito de complejidad arbitraria.

- 5 Este caso generalizado se representa en la figura 4a donde se muestra la red pasiva (42) entre el generador de entrada (41) y unos terminales internos (43) del circuito a analizar.  $I_s$  es la corriente Norton equivalente del generador de entrada. En el caso representado en la figura 4a, la impedancia equivalente del generador de entrada se incluye dentro, es decir se considera que forma parte, de la red pasiva.

10

Como se puede ver en la figura, la tensión de entrada de la red pasiva será la tensión entre los terminales de la fuente de entrada ( $V$ ) y la tensión de salida de esta red pasiva será la tensión entre los terminales internos del circuito ( $V_i$ ). El problema se solventa entonces calculando el equivalente Norton de la red de entrada vista desde los terminales internos del

15 circuito a analizar (por ejemplo circuito oscilador). La red de entrada estará formada por el generador de entrada y la red pasiva anteriormente descrita; esta red pasiva será el conjunto de elementos pasivos entre los terminales de entrada y los terminales internos del circuito (o en otras palabras, la red pasiva será la sección del circuito a analizar entre los terminales de entrada y los terminales internos). El circuito equivalente se representa en la figura 4b. Este

20 circuito está formado por una fuente de corriente equivalente  $I_N$  y una admitancia equivalente  $Y_N$ , ambas dependientes de la frecuencia  $\omega$ . Dado que el circuito opera a alta frecuencia es óptimo representar la red pasiva como una red de dos puertos descrita por parámetros de "scattering" (también llamados parámetros S). Estos parámetros S, ampliamente conocidos y usados en este campo técnico, permiten describir un circuito pasivo en función de "ondas de

25 potencia" a la entrada y salida del mismo en vez de en función de tensiones y/o corrientes del mismo (que en alta frecuencia son mucho más difíciles de medir que la potencia). De hecho, para caracterizar la red se emplean cargas adaptadas en vez de terminaciones en circuito abierto o en cortocircuito ya que son mucho más fáciles de emplear en circuitos de alta frecuencia. Los parámetros S cuantifican la potencia reflejada o transmitida en los diferentes

30 accesos a la red, proporcionando toda la información que se necesita sobre una red pasiva. Son dependientes de la frecuencia  $\omega$  y de la impedancia característica empleada  $Z_0$  (que es

con la que se terminan los accesos para calcular los parámetros S). De esta manera la relación entre las ondas de potencia de entrada y salida de la red pasiva de dos puertos de la Figura 4a quedan descritas por una matriz de parámetros S de la forma:

$$5 \quad \begin{matrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{matrix}$$

La corriente Norton  $I_N$  equivalente viene dada por:

$$10 \quad I_N = \frac{2S_{21}}{1 - S_{11} - (\Delta - S_{22})} I_s \quad (8)$$

donde  $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ . La admitancia Norton equivalente viene dada por:

$$15 \quad Y_N = Y_0 \frac{1 - S_{11} + (\Delta - S_{22})}{1 - S_{11} - (\Delta - S_{22})} \quad (9)$$

Donde  $Y_0$  ( $Y_0 = 1/Z_0$ ) es la admitancia característica. Con esto conseguimos un circuito equivalente (ver figura 4b) análogo al del caso original (cuando el generador auxiliar de excitación sí podía conectarse directamente a los terminales donde se encontraba la fuente de entrada, como muestra la Figura 1), con lo que la formulación desarrollada anteriormente (ecuaciones (2)-(5)) es aplicable de la misma manera. La fuente de corriente equivalente es ahora dependiente de la frecuencia  $\omega$  pero proporcional a la amplitud del generador de entrada,  $I_s$ . Aplicando al circuito de la Fig. 4b la ley de corrientes de Kirchoff obtenemos la siguiente ecuación:

$$25 \quad I_N(\omega)e^{j\phi_i} = [Y_N(\omega) + Y_i(\omega, V_i)]V_i \quad (10)$$

donde  $V_i$  es la amplitud del primer armónico del voltaje interno (voltaje entre terminales internos),  $Y_i$  es la función admitancia del oscilador vista desde los terminales internos y  $\phi_i$  es el desfase entre la fuente equivalente Norton y el primer armónico del voltaje interno. Substituyendo (8) y (9) en (10):

5

$$I_s e^{j\phi_i} = \frac{Y_0 [1 - S_{11} + (\Delta - S_{22})] + Y_i [1 - S_{11} - (\Delta - S_{22})]}{2S_{21}} V_i \quad (11)$$

La dependencia con  $\phi_i$  se elimina elevando al cuadrado y sumando las partes real e imaginaria de la ecuación (11) y tomando la raíz cuadrada a ambos lados:

10

$$I_s = \frac{|Y_0 [1 - S_{11} + (\Delta - S_{22})] + Y_i [1 - S_{11} - (\Delta - S_{22})]|}{2|S_{21}|} V_i \quad (12)$$

15 Nótese que (12) es una expresión similar a (4) evaluada en los terminales internos del oscilador. El desfase  $\phi_i$  se obtiene a partir de las partes real e imaginaria de (11):

$$\phi_i = \arg \left[ \frac{Y_0 [1 - S_{11} + (\Delta - S_{22})] + Y_i [1 - S_{11} - (\Delta - S_{22})]}{2S_{21}} \right] \quad (13)$$

20 La función sigma  $\Sigma$  en el caso generalizado resulta entonces:

$$\Sigma(\omega, V_i) = \frac{|Y_0 [1 - S_{11} + (\Delta - S_{22})] + Y_i [1 - S_{11} - (\Delta - S_{22})]|}{2|S_{21}|} V_i \quad (14)$$

con lo que es posible aplicar (7) para obtener las curvas de solución periódicas del circuito en el caso generalizado.

25

A la vista de los resultados obtenidos se puede decir que las curvas de solución periódicas de un oscilador sincronizado pueden obtenerse de manera generalizada a través del mapa de contorno de la función (14) que resulta al combinar los resultados de dos simulaciones independientes: una simulación para obtener los parámetros  $S$  de la red pasiva y una  
 5 simulación de balance armónico mediante un generador auxiliar de excitación para obtener la función admitancia interna  $Y_i$ . Es conveniente emplear el mismo barrido en frecuencia para ambas simulaciones por conveniencia computacional.

Con el fin de generalizar el método del mapa de contorno se ha obtenido el equivalente Norton  
 10 de la red de entrada a la frecuencia fundamental de la señal de entrada (es decir, al primer armónico). Sin embargo, para obtener la función admitancia interna  $Y_i$  es necesario tener en cuenta el efecto de la red de entrada sobre los armónicos superiores producidos al excitar el circuito mediante el generador auxiliar. El esquema propuesto en la figura 4c permite tener en  
 15 cuenta este efecto y de esta manera obtener correctamente la función admitancia interna.

En otras palabras, el equivalente Norton se aplica a la frecuencia fundamental de entrada y, como puede verse en la figura 4b, permite sustituir la red de entrada por una fuente de corriente equivalente  $I_N$  y una admitancia equivalente  $Y_N$ , conectados en paralelo junto con la admitancia interna del circuito  $Y_i$ . Esto significa que para obtener  $Y_i$  bastaría en principio con  
 20 eliminar toda la red de entrada y aplicar balance armónico junto con el generador auxiliar de excitación a la parte interna del circuito. Sin embargo, balance armónico es un análisis no lineal e incluye el efecto de los armónicos superiores. El equivalente Norton no tiene en cuenta a los armónicos superiores (ya que sólo se aplica al primer armónico o frecuencia fundamental). Por lo tanto, los armónicos superiores sí necesitan ver el circuito completo.  $I_N$   
 25 es una fuente de corriente a la frecuencia fundamental, con lo que se comporta como circuito abierto a cualquier otra frecuencia. Por tanto, puede eliminarse del circuito ya que no afecta a los armónicos superiores. Sin embargo, la red pasiva sí necesita incluirse, pero sólo para los armónicos superiores. Por esta razón se incluye el filtro paso alto, como muestra la figura 4c.

30 Nótese que se ha eliminado la fuente de entrada y que entre los terminales internos del circuito (a los cuales se ha conectado el generador auxiliar 45) y la red pasiva se ha colocado un filtro

paso alto ideal (44). El objeto de este filtro es garantizar que el armónico fundamental no vea la red pasiva y que de esta manera el equivalente Norton siga siendo válido para la frecuencia fundamental pero que, al mismo tiempo, como se ha explicado en el párrafo anterior, los armónicos superiores si vean la red pasiva. La frecuencia de corte del filtro puede elegirse arbitrariamente entre el primer y segundo armónico. Desde el punto de vista de implementación, el filtro paso alto ideal se puede programar de forma similar al filtro interno del generador auxiliar, presentando este filtro paso de alto una resistencia con un valor muy bajo para frecuencias por encima de la de corte y un valor muy alto para frecuencias inferiores a la de corte.

10

Las curvas de solución periódicas se obtienen en los terminales internos del circuito, pero una vez aplicado el método pueden obtenerse para cualquier variable de estado del circuito. Para ello, los valores de desfase son calculados para cada punto de las curvas por medio de interpolación de la ecuación (13). Se ha de señalar que para referir el desfase del primer armónico del voltaje interno respecto de la fuente equivalente de entrada se debe tomar (13) con el signo opuesto. Los valores de corriente de inyección ( $I_s$ ), frecuencia de entrada ( $\omega_s$ ), amplitud del primer armónico del voltaje interno ( $V_s$ ) y desfase del primer armónico del voltaje interno respecto de la fuente equivalente de entrada ( $\phi_s$ ) calculados son devueltos a una simulación de balance armónico del circuito completo a analizar (por ejemplo, oscilador).

15

20

Estos valores son proporcionados respectivamente a la fuente de entrada y a un generador auxiliar conectado a los terminales internos del circuito. Esta simulación no requiere emplear optimización ya que las soluciones han sido previamente calculadas con el mapa de contorno. De la simulación puede calcularse el valor de la variable de estado que se desee. Un procedimiento análogo puede aplicarse en el caso original del método (en el que el generador auxiliar de excitación se conecta directamente a los terminales donde se encontraba el generador de entrada) para obtener el valor de la variable de estado que se desee.

25

Además de las curvas de solución del circuito, existe información adicional que interesa obtener para conocer y definir el comportamiento del circuito que se está analizando. Estos datos de interés son por ejemplo, el lugar del punto de retorno, el ancho de banda de sincronización o los puntos estacionarios.

30

El lugar del punto de retorno (también llamado lugar geométrico del punto de retorno), es el lugar geométrico formado por todos los puntos de pendiente infinita de las curvas de solución. Como se verá, una de las ventajas del método propuesto es que no es necesario calcular  
 5 previamente las curvas de solución para obtener el lugar de punto de retorno, sino que se obtienen independientemente (aunque en ambos casos se empleen curvas de nivel). El lugar geométrico del punto de retorno vendrá dado por el conjunto de puntos de la superficie (6) (o (14) en el caso generalizado) cuya derivada parcial respecto de la amplitud del voltaje de oscilación es cero.

10

El gradiente numérico de  $\Sigma$  viene dado por:

$$\nabla\Sigma = \begin{bmatrix} \partial\Sigma/\partial\omega \\ \partial\Sigma/\partial V \end{bmatrix} \quad (15)$$

15 El lugar del punto de retorno (T) es el mapa de contorno de nivel cero para la componente  $V$  del gradiente (14):

$$T = \left\{ (\omega_s, V_s) \in \mathbb{R}^2 : \frac{\partial\Sigma}{\partial V}(\omega_s, V_s) = 0 \right\} \quad (16)$$

20 La representación del lugar del punto de retorno en el plano  $(\omega_s, I_s)$  es muy interesante y solamente es posible con una solución dedicada del circuito incluyendo la condición de singularidad. Para pasar  $T$  al plano  $(\omega_s, I_s)$  basta con interpolar la ecuación (4) [o la ecuación (12) en el caso generalizado] en los puntos  $(\omega_s, V_s)$  obtenidos mediante la ecuación (16).

25 Otro dato muy útil para analizar el circuito y definir su comportamiento son los puntos estacionarios. La superficie (6) ((14) en el caso generalizado), que tiene una forma semejante a la de un embudo, presenta dos tipos de puntos estacionarios característicos:

1) uno o varios mínimos, denotados con la letra  $O$ , para  $I_s = 0$  que corresponden a las  
 30 soluciones libres del oscilador y

2) uno o varios puntos de ensilladura, denotados con la letra  $P$ , para  $I_s \neq 0$ , en los que las curvas de solución periódicas se funden, dando lugar a un comportamiento cualitativamente diferente del oscilador.

5 Estos puntos, al ser estacionarios, verifican valor nulo del gradiente (15). Pueden obtenerse entonces calculando la intersección de los mapas de contorno de nivel cero de las componentes  $\omega$  y  $V$  del gradiente:

$$O, P = \left\{ (\omega_s, V_s) \in \mathbb{R}^2 : \frac{\partial \Sigma}{\partial \omega}(\omega_s, V_s) = 0 \right\} \cap \left\{ (\omega_s, V_s) \in \mathbb{R}^2 : \frac{\partial \Sigma}{\partial V}(\omega_s, V_s) = 0 \right\} \quad (17)$$

10

La corriente de inyección asociada a cada punto estacionario puede obtenerse por interpolación de la ecuación (4) (o la ecuación (12) en el caso generalizado), lo que además permite diferenciar los puntos de oscilación libre de los puntos de ensilladura (puntos de fusión de las curvas).

15

Para una potencia de entrada (correspondiente a una corriente de inyección  $I_s$ ) por debajo de la asociada al punto de fusión de las curvas (puntos de ensilladura), el máximo ancho de banda disponible de sincronización está directamente dado por la diferencia en frecuencia de los dos puntos del lugar del punto de retorno cuando es representado en el plano  $(\omega_s, I_s)$ .

20

A continuación se dará una explicación detallada de cómo se obtiene este ancho de banda de sincronización.

La representación del lugar del punto de retorno en el plano  $(\omega_s, I_s)$  tiene un aspecto de triángulo curvilíneo (es decir, un triángulo con los lados curvos), como puede verse en el esquema de la figura 11. El vértice inferior del triángulo (marcado con la letra O) reposa sobre el valor  $I_s = 0$  y éste se corresponde con la solución libre del oscilador (dado que la corriente de inyección es nula, no existe sincronización y esta solución es una oscilación propia del circuito). En el caso de que el circuito presente varias oscilaciones libres (o modos de oscilación), el lugar del punto de retorno presentará varios mínimos (vértices sobre el valor  $I_s$

30

= 0). En la figura 8 hay un ejemplo de lugar de punto de retorno en el plano  $(\omega_s, I_s)$  con 3 mínimos, es decir, 3 soluciones oscilatorias libres del circuito de la figura 5 que se ha empleado para ilustrar la aplicación de la invención. Para que la explicación sea más sencilla, se ha considerado un solo modo de oscilación en los esquemas de las figura 11, 12.

5

Para un valor de potencia de entrada por debajo del punto de fusión (P en la figura 11), existen dos curvas solución (como se muestra en la figura 12): una curva abierta de baja amplitud que no tiene interés (en línea a trazos) y una curva cerrada con las soluciones sincronizadas del circuito.

10

La curva cerrada está limitada en los dos extremos por puntos de pendiente infinita (puntos de retorno), ambos pertenecientes al lugar del punto de retorno. Estos dos puntos de retorno, marcados en la figuras 11 y 12 como  $T_1$ ,  $T_2$ , son de hecho bifurcaciones globales en las que se produce el fenómeno de sincronización. Por tanto, estos dos puntos de sincronización delimitan una banda (un intervalo de frecuencias) en la que el oscilador presenta la solución sincronizada deseada (en las figuras 11 y 12 esta banda va de  $\omega_1$  a  $\omega_2$ ). En el plano  $(\omega_s, I_s)$ , un valor de potencia de entrada constante equivale a una línea horizontal que pasa por el valor correspondiente de  $I_s$  para el que se han calculado las curvas de la figura 12.

15

20

Esta línea horizontal (marcada a trazos en la figura 11) cortará al lugar de punto de retorno en  $T_1$ ,  $T_2$ , dando lugar a los valores  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  que limitan la banda de sincronización (los valores de la variable independiente, frecuencia, para cada punto de retorno). El máximo ancho de banda de sincronización está dado por la diferencia entre estos dos valores:  $B_{max} = \omega_2 - \omega_1$ .

25

Como puede verse, por lo tanto, no es necesario obtener las curvas de solución para calcular el máximo ancho de banda de sincronización, basta con obtener el lugar de punto de retorno, pasarlo al plano  $(\omega_s, I_s)$  y obtener los puntos estacionarios. Así, el procedimiento para calcular el ancho de banda de sincronización en función de la potencia de entrada (sin necesidad de calcular las curvas de solución) es el siguiente. En primer lugar, se limitan los valores de  $I_s$  a aquellos que se encuentren por debajo de P. A continuación, para cada valor de  $I_s$ , se obtienen los puntos de sincronización  $T_1$ ,  $T_2$  del lugar del punto de retorno. Por último, se

30

calcula el ancho de banda de sincronización para cada valor de  $I_s$  (correspondiente a una potencia de entrada  $P_s$ ) como la diferencia  $\omega_2 - \omega_1$ .

5 La metodología propuesta anteriormente para obtener las curvas de solución y los puntos de interés basada en el uso de mapas de contorno sirve para distintos tipos de circuitos, pero es especialmente útil para circuitos osciladores sincronizados. Sin embargo, a partir de dicha metodología pueden desprenderse dos aplicaciones (dos puntos de interés) para circuitos que no tienen que ser necesariamente osciladores sincronizados: detección de oscilaciones libres y obtención del lugar de la bifurcación de Hopf.

10

Anteriormente se ha explicado la forma de obtener las soluciones libres de los osciladores sincronizados (puntos estacionarios mínimos "O") basada en el gradiente de la superficie  $\Sigma$ . Existe una manera mucho más simple de obtener todas las soluciones libres de cualquier circuito oscilador, en condiciones de operación libre. Basta con seleccionar un par de terminales sensibles del oscilador y conectar un generador auxiliar entre los mismos. Se realiza entonces un barrido de balance armónico en frecuencia y amplitud del generador auxiliar, que proporciona una función admitancia  $Y(\omega, V)$ . La intersección entre los mapas de contorno de nivel cero de la parte real e imaginaria de  $Y(\omega, V)$  proporciona las soluciones oscilatorias libres:

20

$$O = \{(\omega_o, V_o) \in \mathbb{R}^2 : \text{Re}[Y(\omega_o, V_o)] = 0\} \cap \{(\omega_o, V_o) \in \mathbb{R}^2 : \text{Im}[Y(\omega_o, V_o)] = 0\} \quad (18)$$

Asumiendo que el barrido en frecuencia y amplitud es lo suficientemente extenso, (18) permite obtener de forma sistemática y automatizada todas y cada una de las soluciones libres del oscilador. El procedimiento no requiere conocimiento de teoría de bifurcaciones por parte del diseñador.

30 Por otra parte, el lugar de la bifurcación de Hopf, sea multivaluado o no, puede obtenerse para cualquier circuito en presencia de una señal de entrada mediante un procedimiento similar. Se asume una representación Norton equivalente del generador de entrada, con amplitud de la corriente de inyección  $I_s$ , frecuencia de entrada  $\omega_s$  e impedancia de entrada  $Z_s$ . Al

introducir una fuente de corriente de pequeña amplitud operando a la frecuencia autónoma  $\omega_a$  entre unos terminales sensibles del circuito, ésta debe satisfacer admitancia nula:

$$Y(\omega_s, I_s, \omega_a) = 0 \quad (19)$$

5

Para obtener el lugar de la bifurcación de Hopf se realiza un doble barrido de balance armónico en  $\omega_s$  e  $I_s$  considerando tantos armónicos como sea necesario. Para cada punto del doble barrido se realiza un barrido de matriz de conversión en  $\omega_a$ , que es un método de análisis (y, por tanto, de simulación) que permite linealizar el régimen periódico de gran señal de balance armónico en torno a perturbaciones de pequeña señal a frecuencias inconmensurables  $\omega_a$  (esto significa que la relación  $\omega_a / \omega_s$  es un número irracional, es decir, un número que no puede expresarse como cociente de números enteros). En cada bifurcación de Hopf nace una oscilación a una frecuencia inconmensurable con  $\omega_s$  que tiene una amplitud que tiende a cero, con lo cual matriz de conversión permite detectar la bifurcación. Por ello, para cada punto del doble barrido de balance armónico realizamos un barrido de matriz de conversión de  $\omega_a$  (la frecuencia de la fuente de corriente de pequeña señal), es decir, una simulación de matriz de conversión para los diferentes valores  $\omega_a$  considerados. Esto permite obtener la función admitancia (18). El lugar de la bifurcación de Hopf, H, se obtiene para cada punto de  $\omega_s$  por medio de la intersección de los mapas de contorno de nivel cero de la parte real e imaginaria de (19):

10

15

20

$$H(\omega_s) = \{(I_s, \omega_a) \in \square^2 : \text{Re}[Y(\omega_s, I_s, \omega_a)] = 0\} \cap \{(I_s, \omega_a) \in \square^2 : \text{Im}[Y(\omega_s, I_s, \omega_a)] = 0\} \quad (20)$$

La expresión (20) proporciona los valores de  $I_s$  y  $\omega_a$  de cada punto de bifurcación correspondiente a  $\omega_s$ . El nuevo procedimiento permite obtener el lugar de la bifurcación de Hopf sin necesidad de emplear optimización, es automatizable y permite obtener secciones multievaluadas.

25

30

A continuación, se expondrá un ejemplo concreto de una aplicación de la metodología propuesta. Para ello se analizará el circuito que se muestra en la figura 5; dicho circuito

presenta tres modos de oscilación coexistentes, dos de los cuales son estables (o físicamente observables). Los valores de los parámetros usados en dicho circuito son los siguientes:  $Z_s=50 \Omega$ ,  $L_1=136.419\text{pH}$ ,  $C_1=7.427\text{pF}$ ,  $L_2=55.704 \text{ nH}$ ,  $C_2=18.189\text{fF}$ ,  $a=-60\text{mS}$  (miliSiemens),  $b=20\text{mS/V}^3$ .

5

En primer lugar, se aplica el método de detección de oscilaciones libres explicado anteriormente. Es decir, se seleccionan un par de terminales sensibles del oscilador y se conecta un generador auxiliar entre los mismos. Se realiza entonces un barrido de balance armónico en frecuencia y amplitud del generador auxiliar, que proporciona una función admitancia  $Y(\omega, V)$ ; la intersección entre los mapas de contorno de nivel cero de la parte real e imaginaria de  $Y(\omega, V)$  proporciona las soluciones oscilatorias libres.

10

Esto proporciona los resultados mostrados en la tabla 1 para cada uno de los modos de oscilación:

15

Modo	Frecuencia de oscilación (GHz)	Amplitud de oscilación (V)
1	4.888	1.904
2	5.005	1.637
3	5.090	1.866

Tabla 1. Soluciones del oscilador en operación libre.

20

Para la obtención de las curvas de solución periódicas se aplica el método generalizado propuesto anteriormente. Puede observarse en la figura 5 que entre los terminales del generador de entrada y los terminales del elemento activo existe una red formada por los elementos  $Z_s$ ,  $L_2$ ,  $C_2$ . Esta será la red pasiva que se considerará al aplicar el método generalizado. La superficie  $\Sigma(\omega, V)$ , dada por (14), ha sido representada en la Fig. 6, donde puede apreciarse su forma característica de embudo entorno a los tres modos de oscilación.

25

Las curvas de solución periódicas obtenidas para niveles de potencia de entrada desde  $-20 \text{ dBm}$  a  $35 \text{ dBm}$  en pasos de  $5 \text{ dB}$  están representadas en la Fig. 7 junto a los lugares del

punto de retorno T (obtenido mediante la ecuación (16)) y de la bifurcación de Hopf H (obtenido mediante la ecuación (20)). En la figura se han incluido también los puntos estacionarios de oscilación libre O y de ensilladura P (puntos de fusión). Los puntos de oscilación libre coinciden con los mostrados en la tabla 1. La tabla 2 muestra los puntos de fusión de las curvas. El valor de frecuencia o amplitud de oscilación para la cual se dan los puntos de fusión es poco relevante. Sí es relevante, sin embargo, la potencia de entrada para la cual se dan (que corresponde a una corriente de inyección  $I_s$ ), ya que por encima de este valor de potencia el comportamiento del oscilador es bastante complejo y el ancho de banda de sincronización sólo se calcula hasta este valor por dicha razón.

5  
10

Punto de fusión	Potencia de entrada (dBm)
$P_1$	-4.3
$P_2$	0.1
$P_3$	6

Tabla 2. Puntos de fusión de las curvas de la Fig. 7.

15

En el punto de fusión  $P_1$  las curvas de sincronización de los modos 2 y 3 se funden dando lugar a un solo conjunto de curvas. En el punto de fusión  $P_2$  este conjunto de curvas se funde con las del modo 1. Finalmente, en  $P_3$ , estas curvas se funden con las curvas correspondientes a las soluciones no oscilatorias de baja amplitud.

20

La Fig. 8 muestra en el plano definido por la corriente de inyección  $I_s$  y por la frecuencia de entrada  $\omega_s$ , los lugares geométricos del punto de retorno y de la bifurcación Hopf y los puntos estacionarios (oscilaciones libres y puntos de fusión) anteriormente representados en la Fig. 7. Estas curvas, puntos y lugares de interés representados en la figura 8 (que son fundamentales para conocer el comportamiento real del circuito) no son siempre posibles de obtener y menos de forma tan precisa, con los métodos descritos en el estado de la técnica.

25

Finalmente, en las Figs. 9 y 10 se muestran los anchos de banda máximos de sincronización disponibles correspondientes a los modos 1 y 3, respectivamente, obtenidos tal como se ha

explicado anteriormente (por la diferencia en frecuencia de los dos puntos de sincronización del lugar del punto de retorno) para distintos valores de potencia de entrada. El ancho de banda máximo de sincronización disponible correspondiente al modo 2 no se ha incluido por ser éste un modo libre inestable (y por tanto, físicamente no observable). Para los modos 1 y 3, la potencia de entrada se ha limitado a valores por debajo de los puntos de fusión de las curvas ( $P_2$ , 0.1 dBm y  $P_1$ , -4.3 dBm respectivamente) ya que por encima el comportamiento es más complejo y su análisis no se incluye en la presente invención.

El caso presentado en los párrafos anteriores se trata de un oscilador con tres modos de oscilación libre de los cuales dos son estables (el caso común es de un solo modo de oscilación). Por ello, constituye un buen ejemplo para mostrar las capacidades del método. El método de la invención, de hecho, permite obtener todos los modos de oscilación. Sin embargo, se trata de un caso complejo, ya que en torno a cada modo de oscilación nacen curvas de solución que se funden entre sí dando lugar a tres puntos de fusión, como puede observarse en la Figura 7. Si se observan con detalle estas curvas, puede verse que las primeras en fundirse son las que nacen en torno al modo 2 y con las del modo 3 dando lugar al punto  $P_1$ . Seguidamente, este conjunto de curvas se funden con las del modo 1 en el punto  $P_2$ . Por último, las curvas cerradas terminan por fundirse con la curva solución abierta de baja amplitud en el punto  $P_3$ . De estos 3 modos, sólo los modos 1 y 3 son estables, esto significa que son físicamente observables en el laboratorio. El modo 2 por tanto es inestable y no será observable, con lo que no interesa, en principio, obtener su ancho de banda de sincronización. Para los otros dos modos, debe observarse la Figura 8. En el caso del modo 1, el ancho de banda de sincronización se calcula para la parte con forma de V del lugar del punto de retorno que pasa por  $O_1$  y hasta valores de  $I_s$  por debajo del que corresponde a  $P_2$ . En el caso del modo 3, debe tomarse la parte con forma de V del lugar del punto de retorno que pasa por  $O_3$  y los valores máximos de  $I_s$  hasta el correspondiente a  $P_1$ . El procedimiento para obtener el ancho de banda de sincronización en este caso, es análogo al usado en el caso explicado previamente con un solo modo de oscilación (esquema de la figura 11) pero, al ser éste un caso complejo, requiere un análisis previo del lugar del punto de retorno obtenido con el método de la invención (análisis de los puntos de fusión para delimitar la banda de sincronización de cada modo, tal y como se ha explicado).

- Resumiendo, mediante el método de análisis propuesto se obtienen datos fundamentales para conocer el comportamiento de un circuito complejo (curvas de solución del circuito, lugares del punto de retorno y de la bifurcación de Hopf, máximo ancho de banda de sincronización disponible, puntos de oscilación libre y de fusión...) de manera mucho más sencilla, fiable, exacta y computacionalmente simple que en el estado de la técnica. Lo que permitirá, por ejemplo, un diseño y un uso posterior muy optimizado del circuito ya que se conoce de manera muy exacta su comportamiento.
- 5
- 10 En el método propuesto, se simula y analiza el circuito utilizando un generador auxiliar, que a diferencia de los utilizados en el estado de la técnica, sí que perturba el circuito oscilador complejo y se obtiene una superficie fácil de analizar con los pasos descritos. En el estado de la técnica, los generadores auxiliares no perturban el circuito (aunque permiten llegar a soluciones de interés a las que no se puede acceder sin éstos). Además, a diferencia de lo
- 15 utilizado en el estado de la técnica, con el método propuesto, sólo es necesario hacer una estimación inicial y realizar un doble barrido (ej. en amplitud y frecuencia), sin tener que re-simular el circuito para obtener información para diferentes valores del parámetro considerado (que puede ser potencia de entrada). Por ejemplo, si a la vista de la figura 7 se quisiera obtener la curva de solución para una potencia de entrada de 24 dB no sería necesaria repetir la
- 20 simulación del doble barrido, tan sólo recalcular el mapa de contorno, operación con mínimo coste computacional que se realiza de manera inmediata. Además, empleando interpolación, las curvas de solución pueden representarse en planos diferentes sin necesidad de volver a simular el circuito. Por ejemplo, representar la amplitud de oscilación frente a la corriente de inyección  $I_s$  (o potencia de entrada) para diferentes valores de frecuencia de entrada. O por
- 25 ejemplo, el método de la invención permite obtener el lugar de punto de retorno de forma numérica (es decir, este lugar es una curva continua formada por infinitos puntos y lo que proporciona el método es un conjunto finito de puntos). Si se desean obtener los puntos del lugar para un valor concreto de frecuencia de entrada, basta emplear interpolación.
- 30 Aunque muchas de las realizaciones presentadas hacen referencia a circuitos osciladores sincronizados, la presente invención no está limitada a este tipo de circuitos sino que también

puede usarse en circuitos de otro tipo como circuitos no lineales en presencia de una señal de excitación periódica (como amplificadores de potencia) o en general, a cualquier otro tipo de circuito en donde la curva que relaciona dos de los parámetros del circuito no presenta una única solución posible.

5

En este texto, el término "comprende" y sus derivaciones (como "comprendiendo", etc.) no deben entenderse en un sentido excluyente, es decir, estos términos no deben interpretarse como excluyentes de la posibilidad de que lo que se describe y define pueda incluir más elementos, etapas, etc.

10

Algunas realizaciones preferidas de la invención se describen en las reivindicaciones dependientes que se incluyen seguidamente.

15

Descrita suficientemente la naturaleza de la invención, así como la manera de realizarse en la práctica, hay que hacer constar la posibilidad de que sus diferentes partes podrán fabricarse en variedad de materiales, tamaños y formas, pudiendo igualmente introducirse en su constitución o procedimiento, aquellas variaciones que la práctica aconseje, siempre y cuando las mismas, no alteren el principio fundamental de la presente invención.

20

La descripción y los dibujos simplemente ilustran los principios de la invención. Por lo tanto, debe apreciarse que los expertos en la técnica podrán concebir varias disposiciones que, aunque no se hayan descrito o mostrado explícitamente en este documento, representan los principios de la invención y están incluidas dentro de su alcance. Además, todos los ejemplos descritos en este documento se proporcionan principalmente por motivos pedagógicos para

25

ayudar al lector a entender los principios de la invención y los conceptos aportados por el (los) inventor(es) para mejorar la técnica, y deben considerarse como no limitativos con respecto a tales ejemplos y condiciones descritos de manera específica. Además, todo lo expuesto en este documento relacionado con los principios, aspectos y realizaciones de la invención, así como los ejemplos específicos de los mismos, abarcan equivalencias de los mismos.

30

Aunque la presente invención se ha descrito con referencia a realizaciones específicas, los

expertos en la técnica deben entender que los anteriores y diversos otros cambios, omisiones y adiciones en la forma y el detalle de las mismas pueden realizarse sin apartarse del espíritu y del alcance de la invención tal como se definen mediante las reivindicaciones siguientes.

**REIVINDICACIONES**

1. Método para el análisis y diseño de un circuito electrónico no lineal de alta frecuencia en presencia de una señal de entrada periódica, donde un generador de entrada está conectado a unos terminales de entrada del circuito y donde dicho método es realizado por un dispositivo electrónico y comprende los siguientes pasos:
- 5
- a) Calcular el equivalente Norton del conjunto formado por el generador de entrada y la sección del circuito que existe entre los terminales de entrada y unos segundos terminales del circuito previamente seleccionados y modelar el circuito como la conexión en paralelo de este equivalente Norton con el resto del circuito;
- 10
- b) Eliminar la fuente de corriente equivalente del equivalente Norton y conectar un generador auxiliar de voltaje entre los segundos terminales del circuito;
- 15
- c) Usando una técnica de balance armónico, excitar el circuito mediante el generador auxiliar, haciendo un doble barrido variando la frecuencia del generador auxiliar,  $\omega$  y la amplitud del voltaje proporcionado por el generador auxiliar,  $V$ , y obtener los valores de la función admitancia  $Y(\omega, V)$  entre los segundos terminales del circuito, como resultado de este barrido;
- 20
- d) A partir de la función de admitancia  $Y(\omega, V)$ , obtener la función  $\Sigma(\omega, V) = |Y_N(\omega) + Y(\omega, V)|V$ , donde  $Y_N(\omega)$  es la admitancia del equivalente Norton obtenido en el paso a);
- 25
- e) Obtener las curvas periódicas de solución del circuito y/o otros datos de interés del circuito a partir de la función  $\Sigma(\omega, V)$ .
- 30
2. Un método según la reivindicación 1, donde los segundos terminales del circuito coinciden con los terminales de entrada y, por lo tanto, el equivalente Norton calculado en el paso a) correspondería al equivalente Norton del generador de entrada.

3. Un método según la reivindicación 1, donde la sección del circuito que existe entre los terminales de entrada y los segundos terminales del circuito, no incluye ningún elemento activo.
- 5
4. Un método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, donde el paso e) comprende:  
Obtener las curvas de solución del circuito como las curvas de nivel de la función  $\Sigma$  para distintos valores de potencia de entrada.
- 10
5. Un método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, donde el paso e) comprende:  
Obtener el lugar del punto de retorno como el conjunto de pares de valores frecuencia, amplitud de voltaje, en los que la derivada parcial de  $\Sigma$  con respecto de  $V$  es cero.
- 15
6. Un método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, donde el paso e) comprende:  
Obtener los puntos estacionarios del circuito como aquellos pares de valores frecuencia, amplitud de voltaje, en los que la derivada parcial de  $\Sigma$  con respecto de  $V$  es cero y la derivada parcial de  $\Sigma$  con respecto de  $\omega$  es también cero.
- 20
7. Un método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, donde el paso e) comprende:  
Obtener las soluciones libres del circuito como aquellos pares de valores frecuencia, amplitud de voltaje, en los que la parte real y la parte imaginaria de la admitancia  $Y(\omega, V)$  tienen ambas valor cero.
- 25
8. Un método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, donde el paso e) comprende:  
Obtener el ancho de banda máximo de sincronización disponible como la diferencia en
- 30

frecuencia de los dos puntos del lugar del punto de retorno cuando es representado en el plano frecuencia-amplitud de la corriente de inyección del generador de entrada.

5 9. Un método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores donde el paso de calcular el equivalente Norton implica hacer una simulación de parámetros de “scattering” de la sección del circuito que existe entre los terminales de entrada y los segundos terminales del circuito.

10 10. Un método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores donde, previo al paso c), se le añade al circuito un filtro paso alto entre los segundos terminales y la sección del circuito que existe entre los segundos terminales y los terminales de entrada.

15 11. Un método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores donde el circuito analizado es un circuito oscilador con señales de entrada periódica o un circuito divisor de frecuencia o un circuito oscilador sincronizado o un circuito paramétrico.

12. Un método según cualquiera de las reivindicaciones anteriores donde dicho dispositivo electrónico es un ordenador o cualquier otro tipo de dispositivo electrónico con capacidad de procesamiento.

20 13. Método para el análisis y diseño de un circuito electrónico no lineal de alta frecuencia en presencia de una señal de entrada periódica emitida por un generador de donde un generador de entrada está conectado a unos terminales de entrada del circuito y donde dicho método es realizado por un dispositivo electrónico y comprende los siguientes pasos:

25 a) Calcular el equivalente Thevenin del conjunto formado por el generador de entrada y la sección del circuito que existe entre los terminales de entrada y unos segundos terminales del circuito previamente seleccionados, y modelar el circuito como la conexión en serie de este equivalente Thevenin con el resto del circuito;

30 b) Cortocircuitar la fuente de tensión equivalente Thevenin y conectar un generador auxiliar de corriente entre los segundos terminales del circuito;

- 5 c) Usando una técnica de balance armónico, excitar el circuito mediante el generador auxiliar, haciendo un doble barrido variando la frecuencia del generador auxiliar,  $\omega$  y la amplitud de corriente proporcionada por el generador auxiliar,  $I$ , y obtener los valores de la función impedancia  $Z(\omega, I)$  entre los segundos terminales del circuito, como resultado de este barrido;
- d) A partir de la función de impedancia  $Z(\omega, I)$ , obtener la función  $\Sigma(\omega, I) = |Z_T(\omega) + Z(\omega, I)|$ , donde  $Z_T(\omega)$  es la impedancia del equivalente Thevenin obtenido en el paso a);
- 10 e) Obtener las curvas periódicas de solución del circuito y/o otros datos de interés del circuito a partir de la función  $\Sigma(\omega, I)$ .
14. Un programa de ordenador que comprende instrucciones ejecutables por ordenador para implementar el método según cualquiera de las reivindicaciones 1-13, al ejecutarse en un
- 15 ordenador, un procesador digital de la señal, un circuito integrado específico de la aplicación, un microprocesador, un microcontrolador o cualquier otra forma de hardware programable.
15. Un medio de almacenamiento de datos digitales que almacena instrucciones ejecutables por ordenador para implementar el método según cualquiera de las reivindicaciones 1-13.

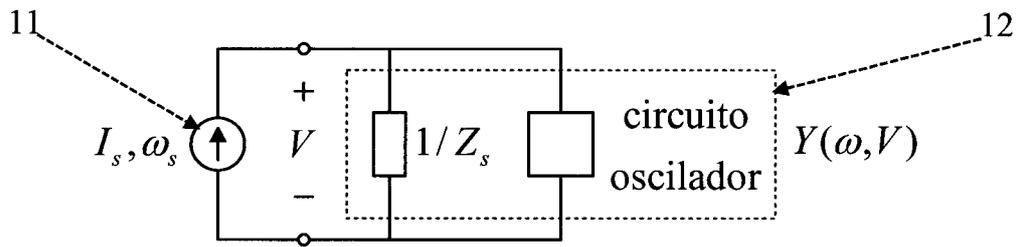


Figura 1

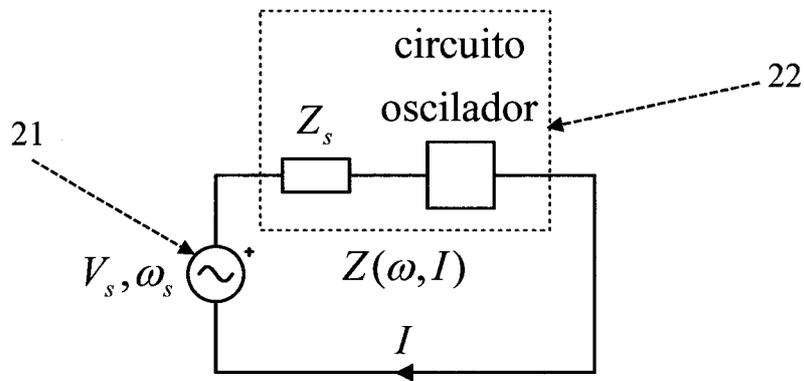


Figura 2

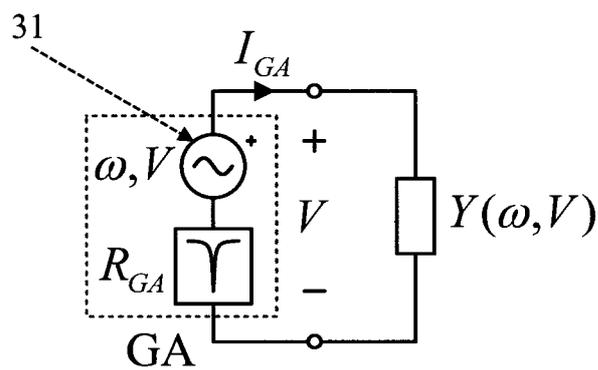


Figura 3

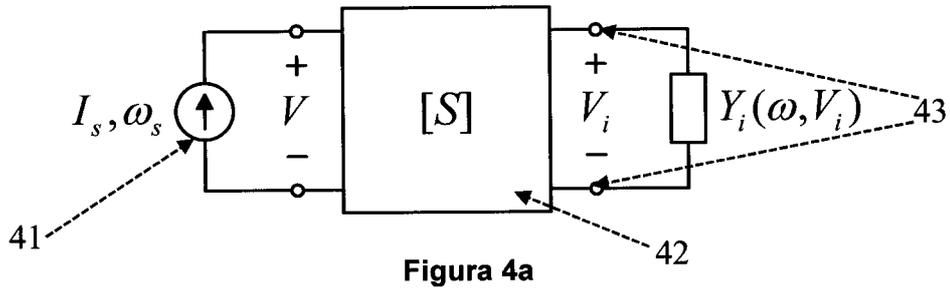


Figura 4a

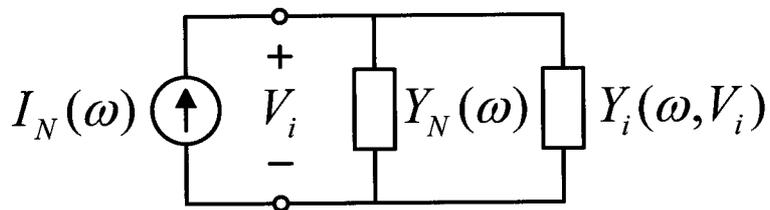


Figura 4b

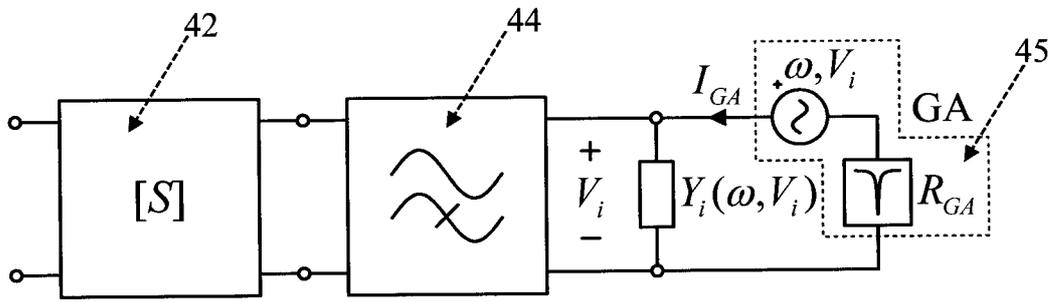


Figura 4c

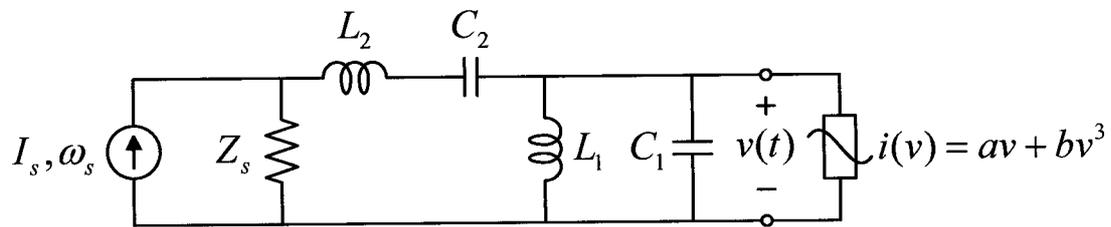


Figura 5

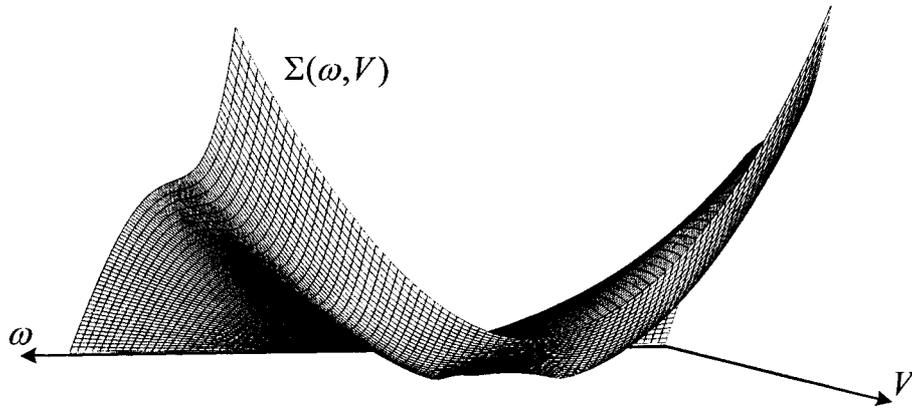


Figura 6

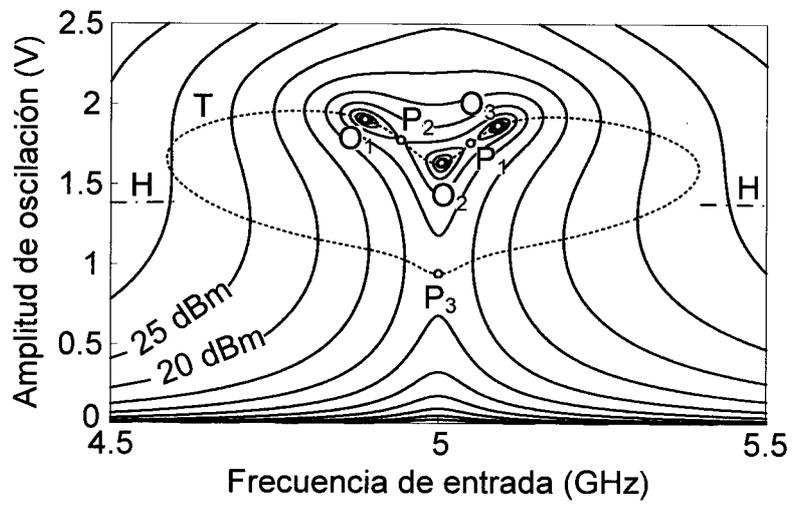


Figura 7

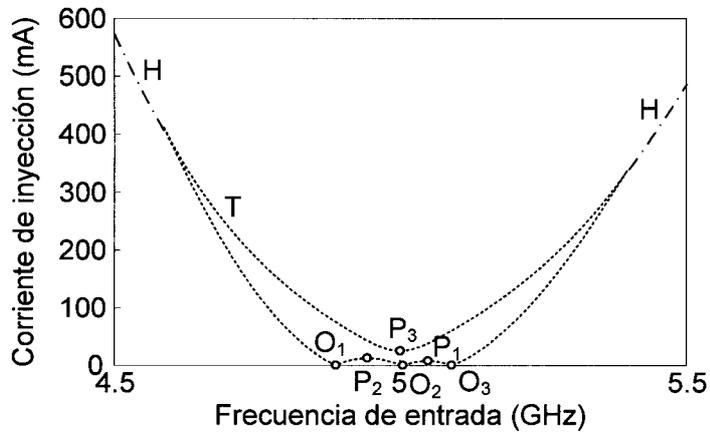


Figura 8

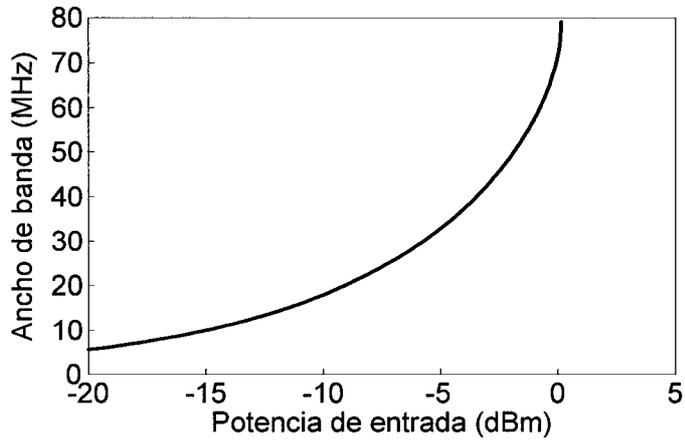


Figura 9

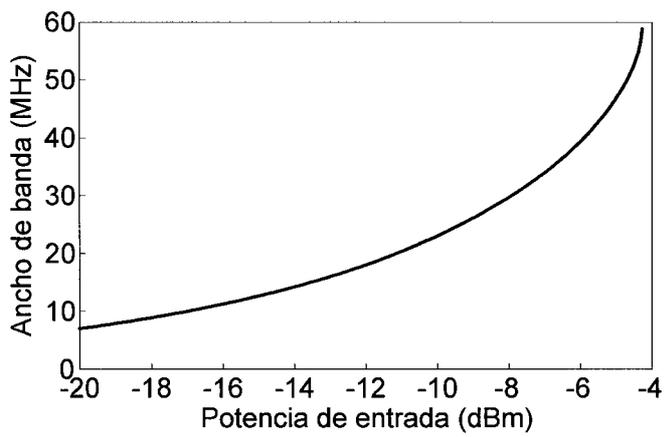


Figura 10

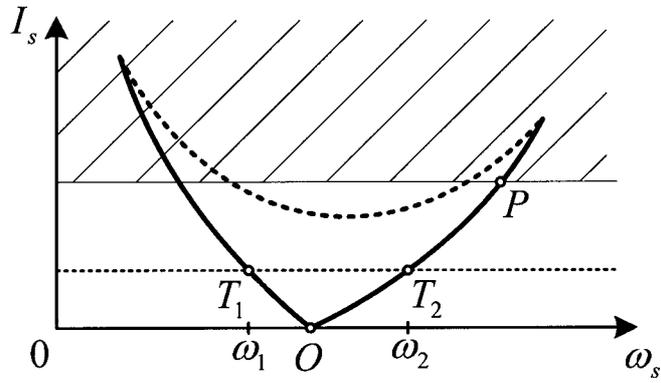


Figura 11

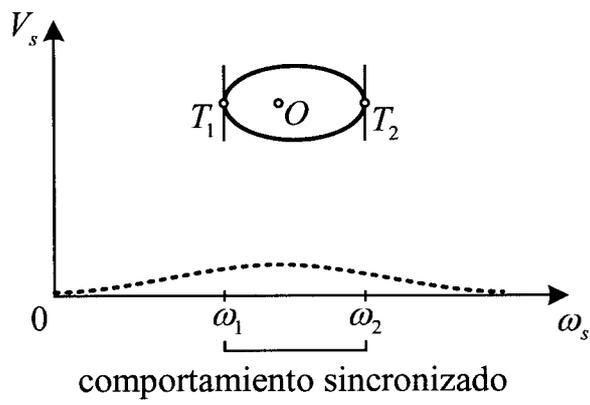


Figura 12



- ②① N.º solicitud: 201400937  
 ②② Fecha de presentación de la solicitud: 17.11.2014  
 ③② Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TECNICA

⑤① Int. Cl.: **G01R31/28** (2006.01)

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	⑤⑥ Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
A	RIZZOLI V. et al.. "Harmonic-Balance Algorithms for the Circuit-Level Nonlinear Analysis of UWB Receivers in the Presence of Interfering Signals". IEEE Transactions On Computer Aided Design Of Integrated Circuits And Systems, 20090401 IEEE Service Center, Piscataway, NJ, US 01.04.2009 vol: 28 No: 4 págs: 516-527 XP011253731 ISSN 0278-0070.	1-15
A	US 2014324398 A1 (GULLAPALLI KIRAN KUMAR et al.) 30.10.2014, párrafos [0017]-[0079]; figuras 1-9.	1-15

Categoría de los documentos citados

X: de particular relevancia  
 Y: de particular relevancia combinado con otro/s de la misma categoría  
 A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita  
 P: publicado entre la fecha de prioridad y la de presentación de la solicitud  
 E: documento anterior, pero publicado después de la fecha de presentación de la solicitud

**El presente informe ha sido realizado**

para todas las reivindicaciones

para las reivindicaciones nº:

Fecha de realización del informe  
23.01.2015

Examinador  
J. Botella Maldonado

Página  
1/4

Documentación mínima buscada (sistema de clasificación seguido de los símbolos de clasificación)

G01D, G01R

Bases de datos electrónicas consultadas durante la búsqueda (nombre de la base de datos y, si es posible, términos de búsqueda utilizados)

INVENES, EPODOC, WPI, NPL, XPESP, XPAIP, XPI3E, INSPEC.

Fecha de Realización de la Opinión Escrita: 23.01.2015

**Declaración**

<b>Novedad (Art. 6.1 LP 11/1986)</b>	Reivindicaciones 1-15	<b>SI</b>
	Reivindicaciones	<b>NO</b>
<b>Actividad inventiva (Art. 8.1 LP11/1986)</b>	Reivindicaciones 1-15	<b>SI</b>
	Reivindicaciones	<b>NO</b>

Se considera que la solicitud cumple con el requisito de aplicación industrial. Este requisito fue evaluado durante la fase de examen formal y técnico de la solicitud (Artículo 31.2 Ley 11/1986).

**Base de la Opinión.-**

La presente opinión se ha realizado sobre la base de la solicitud de patente tal y como se publica.

**1. Documentos considerados.-**

A continuación se relacionan los documentos pertenecientes al estado de la técnica tomados en consideración para la realización de esta opinión.

Documento	Número Publicación o Identificación	Fecha Publicación
D01	RIZZOLI V. et al.. "Harmonic-Balance Algorithms for the Circuit-Level Nonlinear Analysis of UWB Receivers in the Presence of Interfering Signals". IEEE Transactions On Computer Aided Design Of Integrated Circuits And Systems, 20090401 IEEE Service Center, Piscataway, NJ, US 01.04.2009 vol: 28 No: 4 págs: 516-527 XP011253731 ISSN 0278-0070.	01.04.2009
D02	US 2014324398 A1 (GULLAPALLI KIRAN KUMAR et al.)	30.10.2014

**2. Declaración motivada según los artículos 29.6 y 29.7 del Reglamento de ejecución de la Ley 11/1986, de 20 de marzo, de Patentes sobre la novedad y la actividad inventiva; citas y explicaciones en apoyo de esta declaración**

El documento D01 presenta una aproximación al análisis a nivel de circuito de receptores UWB en presencia de señales de interferencia. El procedimiento utiliza la técnica de balance armónico mediante reducción de orden basada en subespacios de Krylov.

El documento D02 presenta un método para acelerar las operaciones con matrices dispersas en la simulación de circuitos lineales y no-lineales.

Consideramos que ninguno de estos documentos anticipa la invención tal como se reivindica en las reivindicaciones de la 1ª a la 15ª, ni hay en ellos sugerencias que dirijan al experto en la materia hacia el objeto reivindicado en las citadas reivindicaciones.

Por lo tanto las reivindicaciones de la 1ª a la 15ª poseen novedad y actividad inventiva.