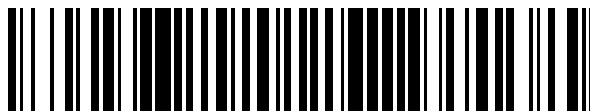


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 425 007**

21 Número de solicitud: 201230234

51 Int. Cl.:

G01R 31/3163 (2006.01)

12

PATENTE DE INVENCION

B1

22 Fecha de presentación:

15.02.2012

43 Fecha de publicación de la solicitud:

10.10.2013

Fecha de la concesión:

23.07.2014

45 Fecha de publicación de la concesión:

30.07.2014

56 Se remite a la solicitud internacional:

PCT/ES2013/070092

73 Titular/es:

**UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
(100.0%)**

**Jordi Girona, 31
08034 Barcelona (Barcelona) ES**

72 Inventor/es:

**ALTET SANAHUJES, Josep;
GÓMEZ SALINAS, Dídac y
MATEO PEÑA, Diego**

54 Título: **PROCEDIMIENTO PARA LA MEDICIÓN DE LA EFICIENCIA DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA INTEGRADOS LINEALES CLASE A UTILIZANDO MEDICIONES DE TEMPERATURA EN CONTINUA**

57 Resumen:

Procedimiento para la medición de la eficiencia de amplificadores de potencia integrados lineales clase A utilizando mediciones de temperatura en continua.

La presente invención describe un procedimiento para la medición de la eficiencia de amplificadores de potencia integrados lineales clase A utilizando mediciones de temperatura en continua. La Fig. 1 muestra un circuito integrado (1) que contiene un amplificador lineal de potencia clase A (2). La figura también muestra el generador que suministra una tensión continua para alimentar al amplificador (3) y el generador de señal (4) que el amplificador amplifica y entrega a la carga (5). Mediciones de la componente continua de la temperatura en puntos seleccionados del circuito integrado, en este caso el punto (6), permiten la medición de la eficiencia del amplificador sin necesidad de utilizar equipos de medición de señales analógicas alta frecuencia.

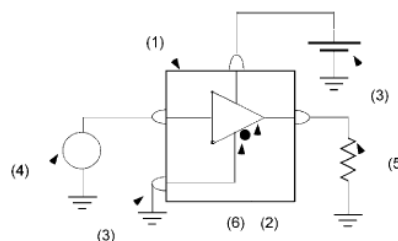


Figura 1

ES 2 425 007 B1

DESCRIPCIÓN

Procedimiento para la medición de la eficiencia de amplificadores de potencia integrados lineales clase A utilizando mediciones de temperatura en continua

Sector de la técnica

- 5 La presente invención se refiere a un procedimiento para la medición de la eficiencia de amplificadores de potencia integrados lineales clase A utilizando mediciones de la componente continua de temperatura. El sector de la técnica es el de caracterización y test de circuitos electrónicos analógicos, en concreto, circuitos amplificadores de potencia lineales clase A para aplicaciones de alta frecuencia.

Estado de la técnica

- 10 En amplificadores que tienen la salida desacoplada en continua, se define eficiencia, normalmente expresada con la letra griega η , como:

$$\eta = \frac{P_{AC_CARGA}}{P_{FUENTE}}$$

donde P_{AC_CARGA} es la potencia media que disipa la carga debido a la señal que le suministra el amplificador y P_{FUENTE} es la potencia media que entrega la fuente de alimentación.

- 15 En amplificadores de potencia lineales clase A de alta frecuencia la corriente suministrada por la fuente de alimentación es únicamente continua y se puede medir insertando un amperímetro en serie entre la fuente de alimentación y el amplificador de potencia. Conociendo la corriente continua que la fuente entrega al amplificador y la tensión de alimentación aplicada, se puede calcular la potencia media que entrega la fuente de alimentación.

- 20 Para medir la potencia que se suministra a la carga, en aplicaciones de alta frecuencia se utilizan analizadores de espectros. Normalmente, se aplica una señal sinusoidal a la entrada del amplificador. En el caso de amplificadores lineales no existen productos de intermodulación, hecho que concentra la potencia suministrada a la salida en la componente espectral de la misma frecuencia que la de la señal aplicada a la entrada.

- 25 Así pues, el procedimiento de caracterización actual, al que en este documento denominamos procedimiento clásico, se basa en la medida directa de magnitudes eléctricas (tensión y/o corriente). Es por tanto un requerimiento obligado que los nodos en los que se haga la medida sean accesibles para poder conectar a ellos los instrumentos de medida. Adicionalmente, se requiere el disponer de un analizador de espectros de alta frecuencia para medir la potencia de la señal entregada a la carga del amplificador.

- 30 En cuanto a la utilización de la magnitud temperatura para realizar caracterización y test en circuitos analógicos integrados, la patente [1] P200002735 Procedimiento de verificación estructural de circuitos integrados analógicos basado en la observación interna y concurrente de temperatura, propone un procedimiento para la detección de anomalías estructurales en circuitos analógicos integrados, consistente en la medida dinámica (en el tiempo) de la temperatura en diferentes puntos de la superficie del cristal semiconductor, llevada a cabo mediante circuitos sensores de temperatura integrados en el mismo cristal del circuito que se verifica.

- 35 En cuanto a la utilización de mediciones de temperatura para obtener las características de circuitos analógicos integrados, la patente [2] P200501512 Procedimiento para determinar las características eléctricas de circuitos analógicos integrados y la referencia [3] "Strategies for built-in characterization testing and performance monitoring of analog RF circuits with temperature measurements", 2010 Meas. Sci. Technol. 21 075104 proponen un procedimiento para medir un incremento de temperatura en el cristal semiconductor que es función de las características eléctricas de los circuitos construidos en el mismo cristal, pudiéndose extraer características eléctricas de estos circuitos a partir de mediciones de temperatura. Un requisito que demandan estos procedimientos es: [2] necesita que la señal aplicada al circuito contenga como mínimo dos componentes sinusoidales de diferente frecuencia, ambas dentro de la banda de trabajo del circuito a caracterizar; mientras que el procedimiento descrito en [3] expone cómo medir la frecuencia central en amplificadores de bajo ruido (denominados Low Noise Amplifiers LNA) sintonizados.
- 40

Descripción de la invención

El procedimiento de caracterización clásico presenta dos grandes inconvenientes. El primero de ellos es la necesidad de accesibilidad al nodo de salida del amplificador para medir la potencia suministrada a la carga. Y el segundo es, en el caso de que el amplificador sea de aplicaciones de radio frecuencia (RF) o de ondas milimétricas, la necesidad de disponer de equipos de alta frecuencia para medir la potencia media suministrada a la carga.

Las altas prestaciones a las que han llegado las tecnologías de fabricación de circuitos integrados, fundamentalmente las basadas en transistores de efecto de campo MOS como las CMOS y sus derivadas las BiCMOS, juntamente con los exigentes requerimientos del mercado en cuanto a bajo coste de fabricación y bajo consumo, están provocando una tendencia en el diseño y fabricación de sistemas electrónicos a integrar el mayor número posible de componentes y circuitos en un número mínimo de chips, minimizando al mismo tiempo el número de entradas y salidas externas. Todo esto está provocando una disminución en la accesibilidad de nodos del sistema integrado, con las consiguientes limitaciones en la fase de caracterización y en la de test de los circuitos internos del chip mediante medición directa de tensiones y corrientes de los mismos. Adicionalmente, la necesidad de disponer de diseños que trabajen a frecuencias de trabajo cada vez mayores, implican el uso de tecnologías de fabricación con capacidad de fabricar dispositivos de dimensiones submicrónicas. En estas tecnologías, las variaciones de proceso son grandes, hecho que demanda que, para aumentar el rendimiento de fabricación y/o optimizar las prestaciones del diseño, sea necesaria una calibración del mismo. En ciertas aplicaciones, esta calibración se tiene que hacer de forma regular, siendo necesaria la realización de mediciones de campo.

Una solución que permite caracterizar eléctricamente un circuito analógico en campo y/o de forma concurrente, consiste en incluir dentro del mismo cristal semiconductor un circuito sensor que realice la medición de la característica deseada (en este caso la eficiencia del amplificador). Esta estrategia presenta dos mayores inconvenientes: el primer inconveniente, la dificultad de diseñar circuitos sensores para medir las características de circuitos de alta frecuencia (circuitos de radio frecuencia y circuitos milimétricos) con alta fiabilidad, bajo coste de diseño y bajo coste de fabricación (hecho que implica que tienen que ocupar poca área del circuito integrado, es decir, tener pocos dispositivos). La segunda dificultad es la necesidad de realizar un co-diseño del circuito a caracterizar y del circuito sensor, ya que el hecho de cargar alguno de los nodos que procesa información analógica del circuito a caracterizar con un circuito sensor, va a alterar en mayor o menor medida las prestaciones del circuito a caracterizar. Es bien conocido que cuanto más alta es la frecuencia de trabajo de un circuito analógico, más sensible es a variaciones de los valores de impedancia de los nodos que constituyen el circuito. Para minimizar estos efectos, se necesita diseñar conjuntamente el circuito a caracterizar y el circuito sensor, incrementando los costes y la complejidad del diseño.

La utilización de mediciones de temperatura para realizar la caracterización de circuitos analógicos se basa en la relación lineal que existe entre el incremento de temperatura (respecto a la temperatura ambiente) experimentado en la superficie del cristal semiconductor y la potencia disipada por los dispositivos existentes en este cristal semiconductor.

La figura 2 muestra una topología de un amplificador de potencia, la más simple, que se va a utilizar para describir el principio de funcionamiento del método presentado en esta patente (este procedimiento se puede aplicar para cualquier topología de amplificador de potencia clase A). En un circuito integrado (1), tenemos un amplificador de potencia (la ausencia en esta figura de otro tipo de circuitos que pudiesen estar también integrados en el mismo cristal semiconductor no limita el ámbito de aplicación de la presente patente). Este amplificador está formado por un transistor tipo MOS (7). El procedimiento expuesto en la patente puede ser empleado para amplificadores que estén formados por otro tipo de dispositivos activos, tales y como transistores bipolares. La bobina (8) se denomina bobina de choque. En circuitos de alta frecuencia, su objetivo es comportarse como fuente de corriente. Las capacidades (9) son de desacoplo. Sus valores se seleccionan en función de la frecuencia de trabajo del amplificador, ya que se tienen que comportar como un cortocircuito para la señal analógica que procesa el amplificador, pero como un circuito abierto para las tensiones y corrientes de polarización en continua. La bobina (10) tiene una función dual: se tiene que comportar como un cortocircuito para las señales de continua, pero como un circuito abierto (un valor de muy alta impedancia) para señales eléctricas variables en el tiempo. La señal (4) introducida al amplificador es amplificada y suministrada a la resistencia de carga (5). Para el correcto funcionamiento del circuito, se necesitan dos tensiones continuas: la tensión de alimentación (3), que aporta la energía necesaria para hacer funcionar el circuito y de la que se extrae la energía que se entrega a la carga. El valor de tensión de esta fuente es expresado de forma genérica como V_{DD} . Adicionalmente, una tensión de polarización (12), necesaria para polarizar al transistor (7) en la zona de saturación, que en este circuito en particular, no aporta energía al mismo.

Cuando este circuito trabaja como un amplificador lineal clase A y se aplica a su entrada (4) una señal sinusoidal del tipo

$$V_{in} = A \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

donde t es tiempo, A es la amplitud de la señal de entrada y ω es su frecuencia angular , se verifica que:

1. La corriente que circula por la bobina (8), para valores de inductancia del componente (8) suficientemente grandes, se puede aproximar por:

5

$$I_L \approx I_{DC}$$

Donde I_{DC} es la corriente continua suministrada por el generador de alimentación (3).

2. La corriente que circula por la resistencia de carga es

$$I_{RL} = B \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

10

donde t y ω ya han sido descritos y B es la amplitud de esta corriente. Al ser un amplificador lineal, B tiene una relación lineal con A .

Aplicando la ley de Ohm, la diferencia de potencial sobre la carga es:

$$V_{RL} = -B \cdot R_L \cdot \cos(\omega \cdot t) = V_o \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

donde V_o es la amplitud de la diferencia de tensión que experimenta la carga. La relación lineal entre V_o y A viene determinado por la ganancia en tensión del amplificador.

15

3. Aplicando las leyes de Kircchoff de corriente, la corriente de drenador en el transistor (7) es igual a:

$$I_D = I_L + I_{RL}$$

4. Realizando un análisis de circuito, la potencia en continua suministrada por el generador de alimentación es:

$$P_{Fuente} = V_{DD} \cdot I_L \approx V_{DD} \cdot I_{DC}$$

5. La potencia media disipada por la carga es igual a:

$$P_{Carga} = \frac{B^2 \cdot R_L}{2}$$

20

6. La eficiencia del amplificador se define como:

$$\eta = \frac{P_{Carga}}{P_{Fuente}}$$

7. La potencia media disipada por el transistor (7) es igual a:

$$P_{MOS} = P_{Fuente} - P_{Carga}$$

25

8. La temperatura que se mide en un punto (6) de la superficie del circuito integrado, la denominamos T_{sensor} y es igual a:

$$T_{sensor} = T_{amb} + T_{acoplo}$$

donde T_{amb} es la temperatura del entorno donde está ubicado el circuito y T_{acoplo} es el incremento de temperatura debido a la potencia disipada por el transistor (7). Este incremento de temperatura es igual a:

$$T_{acoplo} = K \cdot P_{MOS}$$

5 donde K es la resistencia térmica de acoplo (unidades: °C/W) y se puede calcular, bien experimentalmente, bien resolviendo la ecuación de transferencia de calor por conducción en la estructura física del circuito integrado.

9. Si el amplificador no está polarizado, el transistor (7) no disipa potencia. Por tanto:

$$T_{sensor} = T_{amb}$$

10 Denominamos T_0 a la temperatura que se mide en (6) con el amplificador sin polarizar. En el caso de que ningún otro circuito ubicado en el mismo cristal semiconductor esté disipando potencia, T_0 sería la temperatura ambiente.

10 . Si polarizamos el amplificador pero no aplicamos señal a la entrada del mismo (o sea, A es cero), tendremos:

$$T_{sensor} = T_{amb} + K \cdot I_{DC} \cdot V_{DD}$$

A dicha temperatura le denominamos T_1 , es decir, definimos T_1 como la temperatura que se mide en (6) con el amplificador polarizado pero sin aplicar señal a la entrada del mismo.

15 11. Si polarizamos el amplificador y aplicamos señal alterna a su entrada, tendremos:

$$T_{sensor} = T_{amb} + K \cdot (I_{DC} \cdot V_{DD} - P_{CARGA})$$

A la que denominamos T_2 , es decir, definimos T_2 como la temperatura que se mide en (6) con el amplificador polarizado y aplicando señal alterna a la entrada del mismo.

12. La eficiencia del amplificador se puede obtener a partir de las temperaturas definidas en los puntos anteriores:

$$\eta = -\frac{T_2 - T_1}{T_1 - T_0}$$

20

La ventaja de la utilización de mediciones de temperatura respecto al procedimiento definido en esta patente como clásico radica en que la medición de temperatura no requiere tener observabilidad directa de los nodos de salida del amplificador. Adicionalmente, medir temperatura aporta el no requerir cargar eléctricamente los nodos del circuito a caracterizar. Y por último, medir la componente continua de la temperatura también permite no tener que utilizar instrumentos de medición eléctricos analógicos de alta frecuencia.

25

La figura 3 muestra una topología de amplificador de potencia más compleja. En este caso el amplificador está constituido por dos transistores: el denominado transistor activo (7) y el cascode (13). La temperatura en este ejemplo se mide en el punto (14). Denominamos a la temperatura de este punto T_{sensor} , y se puede calcular como:

$$T_{sensor} = T_{amb} + T_{acoplo}$$

30 donde T_{amb} es la temperatura del entorno en donde está ubicado el circuito y T_{acoplo} es el incremento de temperatura debido a la potencia disipada por los transistores (7) y (13). Esta temperatura es igual a:

$$T_{acoplo} = K_1 \cdot P_{MOSA} + K_2 \cdot P_{MOSC}$$

5 Donde P_{MOSA} es la potencia disipada por el transistor activo (7), P_{MOSC} es la potencia disipada por el transistor cascode (13), K_1 es la resistencia térmica de acoplo entre el transistor (7) y el punto (14) y K_2 es la resistencia térmica de acoplo entre el transistor (13) y el punto (14). Estas constantes se pueden obtener bien experimentalmente, bien solucionando la ecuación de transferencia de calor por conducción en la estructura física del circuito integrado. En esta explicación supondremos que K_2 es mucho mayor de K_1 , sin que ello restrinja el ámbito de aplicación de la presente patente. Con esta simplificación tenemos que:

$$T_{acoplo} \approx K_2 \cdot P_{MOSC}$$

Al estar ambos transistores en serie, tenemos que la tensión –Vo– en el nodo (15) del circuito se puede escribir como:

$$V_o = V_{DSC} + V_{DSA}$$

10 Donde V_{DSC} es la diferencia de potencial entre el drenador y surtidor del transistor (13) y V_{DSA} es la diferencia de potencial entre el drenador y surtidor del transistor (7).

En un análisis de pequeña señal, las tensiones del nodo (15) se puede representar como la suma de una componente continua más una señal de alterna.

15 Entonces tendremos que:

$$\begin{aligned} V_o &= V_{o_{DC}} + V_{o_{RF}} \\ V_{DSC} &= V_{DSC_DC} + V_{DSC_RF} \\ V_{DSA} &= V_{DSA_DC} + V_{DSA_RF} \end{aligned}$$

Donde el subíndice DC hace referencia a la componente continua de cada una de las diferencias de potencial y el subíndice RF hace referencia a la componente alterna de cada una de las diferencias de potencial.

Al ser un circuito lineal, se tiene que verificar que:

$$\begin{aligned} V_{o_{DC}} &= V_{DSC_DC} + V_{DSA_DC} \\ V_{o_{RF}} &= V_{DSC_RF} + V_{DSA_RF} \end{aligned}$$

20

Otra forma de decir lo mismo:

$$\begin{aligned} V_{DSC_DC} &= \alpha \cdot V_{o_{DC}} \\ V_{DSC_RF} &= \beta \cdot V_{o_{RF}} \end{aligned}$$

25

Siendo α y β dos constantes de valor entre 0 y 1. La constante α depende de la relación que existe entre las resistencias estáticas equivalentes de los transistores (7) y (13), mientras que β depende de la relación que existe entre las resistencias dinámicas equivalentes de los transistores (7) y (13) en la frecuencia de interés y con la potencia de interés aplicada a la entrada del circuito amplificador. Valores típicos son: $\beta \approx 1$ y $\alpha \approx 0.5$, sin que variaciones de estos valores típicos limite el ámbito de aplicación de la presente patente. Los valores exactos de α y β se pueden obtener, por ejemplo, mediante simulación del circuito.

30

Definimos T_0 , T_1 y T_2 como las temperaturas que se pueden medir en (14) en las siguientes condiciones: T_0 se mide cuando el amplificador de potencia no está polarizado. T_1 se mide cuando el amplificador de potencia está polarizado

pero no se introduce señal alterna en su entrada. T_2 se mide cuando el amplificador de potencia está polarizado y se introduce señal alterna en su entrada. Siguiendo los pasos expuestos para el amplificador simple de la figura 2, se encuentra que la eficiencia del amplificador es igual a:

$$\eta = -\frac{\alpha}{\beta} \cdot \frac{T_2 - T_1}{T_1 - T_0}$$

5

En general, la expresión anterior se puede escribir como:

$$\eta = -M \cdot \frac{T_2 - T_1}{T_1 - T_0}$$

Siendo M una constante.

10

La medición de la temperatura se puede realizar por diferentes técnicas, por ejemplo, sin que ello limite la aplicación de la presente patente, la utilización de sensores de temperatura integrados en el mismo cristal semiconductor que el amplificador de potencia, o la utilización de sensores de temperatura externos que miden bien la temperatura (por ejemplo mediante termopares) bien otra magnitud física que depende de la temperatura, como puede ser la emisión de fotones, la variación del índice de reflexión de la superficie del cristal semiconductor, la dilatación del cristal semiconductor o la variación de la velocidad del sonido.

15

Por ejemplo, y sin que ello limite la aplicación del procedimiento expuesto en la presente patente. La figura 4 muestra el esquemático de un amplificador de potencia lineal clase A para aplicaciones de alta frecuencia. Integrado en el mismo cristal semiconductor hay un sensor diferencial de temperatura. Los sensores diferenciales son aquellos que proporcionan una señal eléctrica a su salida (18) proporcional a la diferencia de temperatura entre dos transductores. En este caso, los transductores de temperatura se indican en (16) y (17).

20

Descripción de los dibujos

La figura 1 muestra un circuito integrado (1) con un amplificador de potencia clase A (2). El amplificador de potencia está alimentado por una tensión continua (3). A la entrada del amplificador se conecta un generador de señal alterna (4), que es linealmente amplificada y suministrada a una carga (5). Mediciones de la componente continua de la temperatura en (6) permiten caracterizar la eficiencia del amplificador.

25

La figura 2 muestra el esquemático de un posible amplificador de potencia clase A integrado en un cristal semiconductor (1). El amplificador está compuesto por: compuesto por un transistor (7), una bobina de choque (8) y componentes de desacoplo (9 y 10). Elementos externos al circuito integrado: un generador de tensión de alimentación (3) y una tensión de polarización, siendo ambas continuas (12). Un generador de señal en alterna (4), entregándose esta señal amplificada a la resistencia de carga (5). El punto (6) se ha seleccionado para realizar las mediciones de temperatura.

30

La figura 3 muestra el esquemático de otro posible amplificador de potencia clase A. Se diferencia del de la figura 2 en que ahora el amplificador está formado por dos transistores: el transistor activo (7) y el transistor cascode (13). Las mediciones de temperatura se realizan en el punto (14).

35

La figura 4 muestra el amplificador de potencia de la figura 3, con un sensor de temperatura diferencial integrado en el mismo cristal semiconductor (1). Este sensor consta de: dos transductores de temperatura (16 y 17) y circuitería de polarización y procesado (15). La tensión de salida del sensor (18) es leída por un equipo de medida eléctrico (19), por ejemplo, un voltímetro.

Descripción de la aplicación preferida.

40

La presente invención describe un procedimiento para la medición de la eficiencia de amplificadores de potencia integrados lineales clase A utilizando mediciones de temperatura en continua. La figura 4 muestra el esquemático de un amplificador de potencia lineal clase A para aplicaciones de alta frecuencia. Integrado en el mismo cristal semiconductor hay un sensor diferencial de temperatura. Los sensores diferenciales son aquellos que proporcionan una señal eléctrica a su salida (18) proporcional a la diferencia de temperatura entre dos transductores. En este caso, los transductores de temperatura se indican en (16) y (17). El aumento de temperatura en continua que hay en los puntos (16) y (17) respecto a la temperatura ambiente, denominada T_{acoplo} , debido a la potencia disipada por el amplificador de potencia es igual a:

45

$$T_{acoplo} = K_1 \cdot P_{MOSA} + K_2 \cdot P_{MOSC}$$

Donde P_{MOSA} es la potencia media disipada por el transistor (7), P_{MOSC} es la potencia media disipada por el transistor (13), K_1 es la resistencia térmica de acoplo entre el transistor (7) y el punto seleccionado (bien (16), bien (17)) y K_2 es la resistencia térmica de acoplo entre el transistor (13) y el punto seleccionado. El valor de K_1 y K_2 se puede obtener bien mediante caracterización experimental o solucionando la ecuación de transferencia de calor por conducción en el cristal semiconductor. En esta realización preferida, se ubican los transductores (16) y (17) en la superficie del cristal semiconductor de forma que se verifique:

Para el transductor de temperatura (16): K_2 es mucho más grande que K_1 .
Para el transductor de temperatura (17): K_2 y K_1 son muy pequeños, pudiéndose suponer cero.

En un análisis de pequeña señal, las tensiones del nodo (15) se puede representar como la suma de una componente continua más una señal de alterna.

Entonces tendremos que:

$$\begin{aligned} V_o &= V_{o_{DC}} + V_{o_{RF}} \\ V_{DSC} &= V_{DSC_{DC}} + V_{DSC_{RF}} \\ V_{DSA} &= V_{DSA_{DC}} + V_{DSA_{RF}} \end{aligned}$$

Donde el subíndice DC hace referencia a la componente continua de cada una de las diferencias de potencial y el subíndice RF hace referencia a la componente alterna de cada una de las diferencias de potencial.

Al ser un circuito lineal, se tiene que verificar que:

$$\begin{aligned} V_{o_{DC}} &= V_{DSC_{DC}} + V_{DSA_{DC}} \\ V_{o_{RF}} &= V_{DSC_{RF}} + V_{DSA_{RF}} \end{aligned}$$

Es decir que:

$$\begin{aligned} V_{DSC_{DC}} &= \alpha \cdot V_{o_{DC}} \\ V_{DSC_{RF}} &= \beta \cdot V_{o_{RF}} \end{aligned}$$

Siendo α y β dos constantes de valor entre 0 y 1. Se pueden considerar constantes en la frecuencia de interés y con la potencia de interés aplicada a la entrada del circuito amplificador. La constante α depende de la relación que existe entre las resistencias estáticas equivalentes de los transistores (7) y (13), mientras que β depende de la relación que existe entre las resistencias dinámicas equivalentes de los transistores (7) y (13). El valor de estas constantes se puede determinar bien mediante caracterización experimental, bien mediante simulación del circuito.

Denominamos V_0 a la tensión medida en (18) cuando el amplificador de potencia no está polarizado (es decir, los generadores (3) y (12) son 0). La amplitud del generador de alterna (4) es cero.

Denominamos V_1 a la tensión medida en (18) cuando el amplificador de potencia está polarizado únicamente en continua (es decir, los generadores (3) y (12) tienen su valor nominal para el correcto funcionamiento del amplificador de potencia). La amplitud del generador de alterna (4) es cero.

Denominamos V_2 a la tensión medida en (18) cuando el amplificador de potencia está polarizado en continua (es decir, los generadores (3) y (12) tienen su valor nominal para el correcto funcionamiento del amplificador de potencia) y se ajusta la amplitud del generador de forma de onda sinusoidal (4) al valor para el que se desea medir la eficiencia del amplificador.

La eficiencia del amplificador se calcula como:

$$\eta = -\frac{\alpha}{\beta} \cdot \frac{V_2 - V_1}{V_1 - V_0}$$

En general, la expresión anterior se puede escribir como:

$$\eta = -M \cdot \frac{V_2 - V_1}{V_1 - V_0}$$

Siendo M una constante, cuyo valor depende de:

- La topología del amplificador, que determina qué proporción de la potencia disipa cada uno de los dispositivos que constituyen el amplificador respecto al valor medio de la potencia total disipada por el amplificador a la frecuencia de interés y al valor de potencia de entrada de interés.
- La ubicación de los puntos de medida de temperatura y de los dispositivos que constituyen el amplificador, ya que determinan el valor de la resistencia térmica de acoplo que hay entre los diferentes dispositivos del amplificador y los puntos donde se mide la temperatura.

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para la medición de la eficiencia de amplificadores de potencia integrados lineales utilizando mediciones de temperatura en continua realizadas en puntos del cristal semiconductor, que se caracteriza por:

a) Medir tres temperaturas denominadas T0, T1 y T2.

T0: Es la temperatura continua que se mide cuando el amplificador de potencia no está polarizado y no tiene señal aplicada a su entrada.

T1: Es la temperatura continua que se mide cuando el amplificador está polarizado pero no tiene señal alterna aplicada a su entrada.

T2: Es la temperatura continua que se mide cuando el amplificador está polarizado y a la entrada tiene la señal alterna para la que queremos conocer la eficiencia del amplificador.

b) La eficiencia, denominada con la letra griega η , se obtiene como:

$$\eta = -M \cdot \frac{T_2 - T_1}{T_1 - T_0}$$

Siendo M una constante

c) El valor de la constante M depende de

- La topología del amplificador, que determina qué proporción de la potencia disipa cada uno de los dispositivos que constituyen el amplificador respecto al valor medio de la potencia total disipada por el amplificador a la frecuencia de interés y al valor de potencia de entrada de interés.

- La ubicación de los puntos de medida de temperatura y de los dispositivos que constituyen el amplificador, ya que determinan el valor de la resistencia térmica de acoplo que hay entre los diferentes dispositivos del amplificador y los puntos donde se mide la temperatura.

2. Un procedimiento para estimar características eléctricas de circuitos analógicos integrados basada en la reivindicación 1, en que las mediciones de temperatura se realizan mediante mediciones de cualquier magnitud física (por ejemplo, dilatación, variación de índices de reflexión, variación de índices de refracción, velocidad de propagación del sonido) cuya causa de variación sea un incremento de la temperatura.

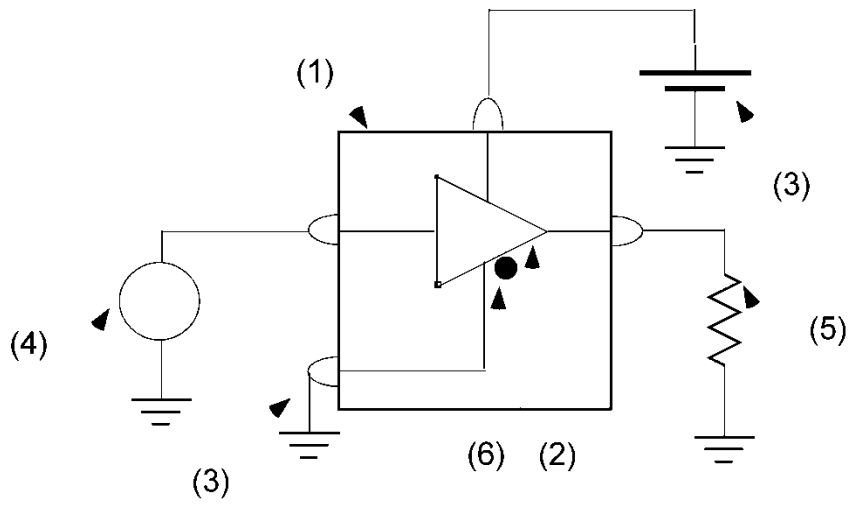


Figura 1

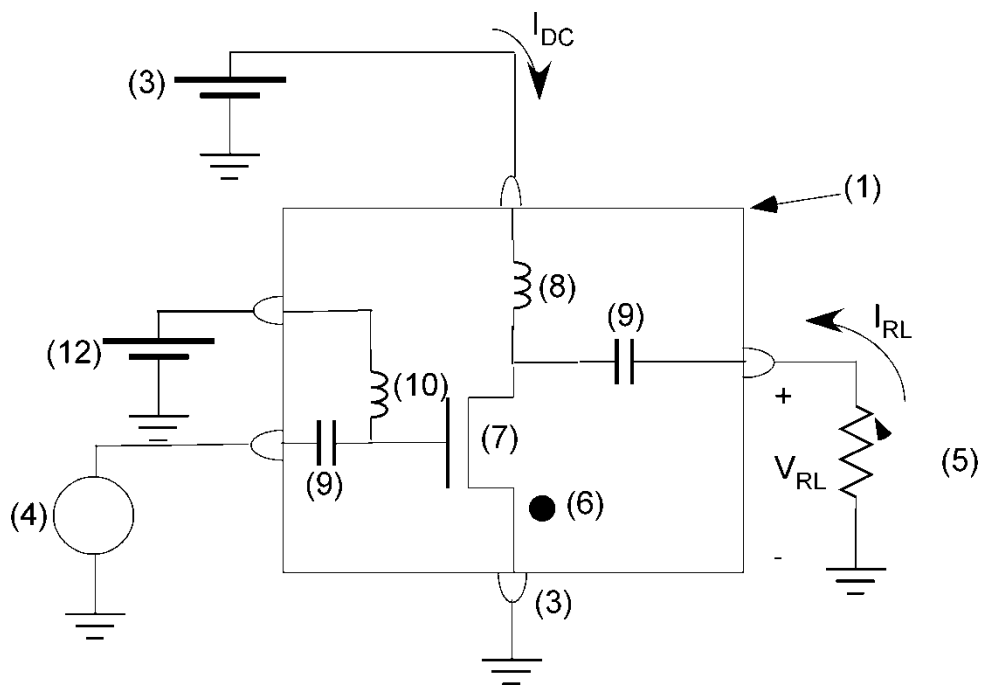


Figura 2

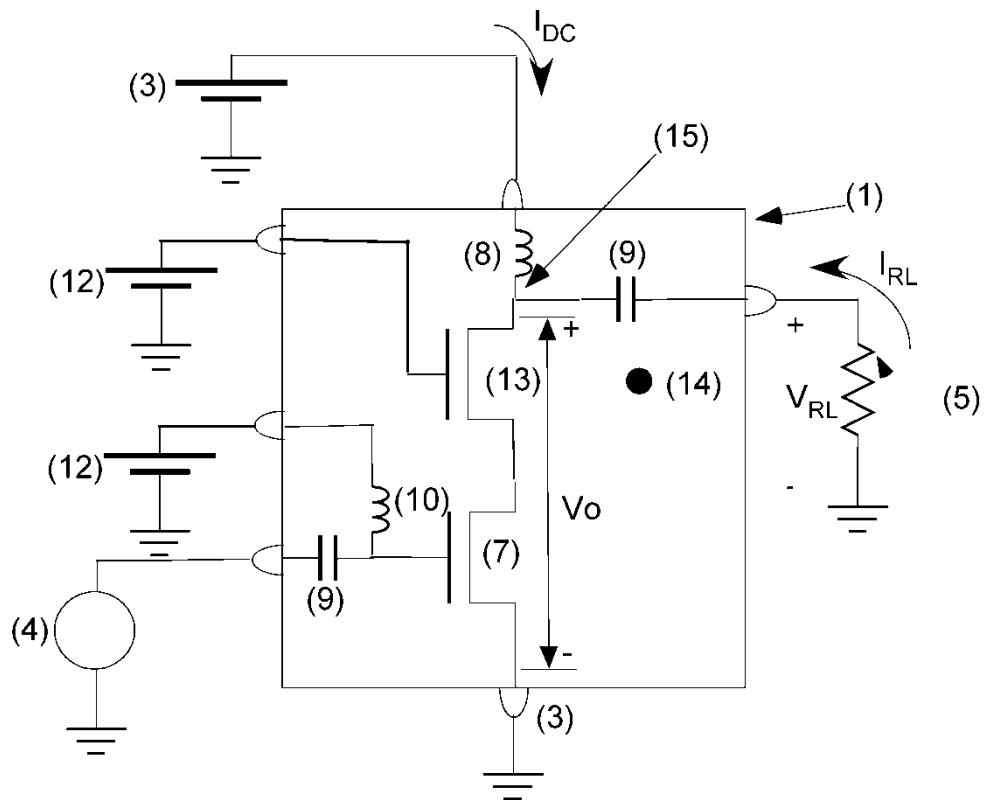


Figura 3

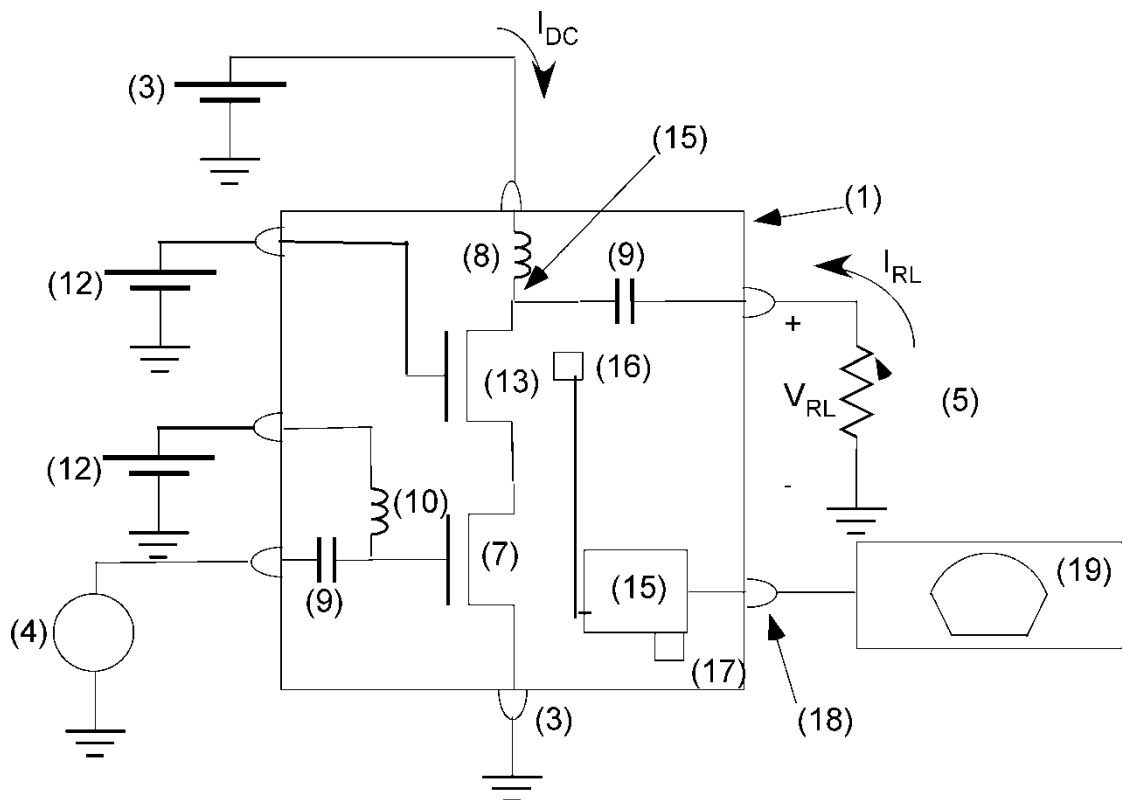


Figura 4