

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 641 500**

51 Int. Cl.:

G06K 19/07 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **08.09.2014 PCT/FR2014/052218**

87 Fecha y número de publicación internacional: **19.03.2015 WO15036682**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **08.09.2014 E 14796157 (7)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.07.2017 EP 3044736**

54 Título: **Procedimiento y dispositivo de emisión de datos por acoplamiento inductivo con autooscilación controlada**

30 Prioridad:

13.09.2013 FR 1358837

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

10.11.2017

73 Titular/es:

**INSIDE SECURE (100.0%)
Rue de la Carrière de Bachasson, CS 70025
Arteparc Bachasson, Bât. A
13590 Meyreuil, FR**

72 Inventor/es:

**MICHEL, JEAN-YVES y
SCHOUTEN, ROBERT**

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 641 500 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Procedimiento y dispositivo de emisión de datos por acoplamiento inductivo con autooscilación controlada

La presente invención se refiere a un procedimiento de emisión de datos por acoplamiento inductivo, que comprende una etapa consistente en aplicar, a un circuito de antena inductivo sintonizado, ráfagas de una señal periódica, para hacer que aparezca una señal de antena generadora de un campo magnético, en el que la amplitud de cada ráfaga está delimitada por una señal de envolvente que presenta un flanco de subida y un flanco de bajada.

La presente invención se refiere especialmente a un procedimiento de modulación de carga activa para dispositivo NFC ("Near Field Communication") del tipo que se describe en la patente EP 1327222. El procedimiento comprende la aplicación, al circuito de antena, de las ráfagas de la señal periódica en presencia de un campo magnético externo emitido por un lector NFC. Las ráfagas de señal periódica generan ráfagas correspondientes de un campo magnético que se superpone al emitido por el lector NFC, y son percibidas por este último como una modulación de carga pasiva. La modulación de carga activa ofrece, con respecto a la modulación de carga pasiva, la ventaja de una distancia de comunicación superior.

La solicitud EP 2431925 se refiere a un perfeccionamiento de este procedimiento de modulación de carga activa y propone resincronizar la frecuencia de la señal periódica a la del campo magnético externo después de cada aplicación de una ráfaga al circuito de antena, en lugar de resincronizar esta señal antes de cada nueva trama de datos. Entonces, el procedimiento de modulación de carga activa comprende una alternancia de periodos de emisión de las ráfagas y de fases de resincronización al campo magnético externo.

La solicitud WO 2012/038664 apunta, no obstante, que, después de aplicar una ráfaga de la señal periódica al circuito de antena, este último presenta una oscilación residual ("ringing"), que se superpone a la señal de antena "deseada" inducida por el campo magnético externo, y se presta a viciar el proceso de resincronización. Efectivamente, el proceso de resincronización utiliza como señal de resincronización la señal de antena inducida por el campo externo. Si esta señal incluye residuos oscilatorios de la ráfaga que se acaba de aplicar al circuito de antena, estos se superponen a la señal de antena deseada inducida por el campo externo y pueden viciar el proceso de resincronización al campo externo.

A título de ilustración, la figura 1 muestra la forma de una ráfaga B1 de una señal periódica S1m aplicada a un circuito de antena ACT, así como la señal de antena Vam que da por resultado. El circuito de antena ACT es un circuito resonante sintonizado a la frecuencia de la señal periódica S1m, y comprende, por ejemplo, una bobina de antena AC, un condensador serie Ca y un condensador paralelo Cb. La ráfaga B1, o "ráfaga incidente", provoca la aparición, en el circuito de antena, de una ráfaga B1' de señal de antena Vam, o "ráfaga resultante", que genera a su vez una ráfaga de campo magnético de igual forma.

La ráfaga incidente B1 está delimitada en su duración y su amplitud por una señal de envolvente E1 de forma cuadrada, de duración T1, que presenta un flanco de subida y un flanco de bajada. El flanco de subida se extiende entre un punto de inflexión bajo i1 y un punto de inflexión alto i2. El flanco de bajada se extiende entre un punto de inflexión alto i3 y un punto de inflexión bajo i4. La amplitud de la señal periódica S1m es nula antes del flanco de subida y después del flanco de bajada y, generalmente, es constante entre los dos flancos. Después de aplicar la ráfaga incidente B1, la señal de antena Vam presenta una oscilación transitoria 1 de una amplitud nada desdeñable que, en algunos casos, puede presentar sobreoscilaciones 2 de una amplitud superior a la amplitud máxima que presenta la señal de antena Vam durante la aplicación de la ráfaga incidente B1. Por ende, la ráfaga resultante B1' presenta una duración T1' que puede ser muy superior a la duración T1 de la ráfaga incidente B1. Cuando el tiempo T1' - T1 es igual o mayor que el tiempo que media entre la emisión de dos ráfagas B1, el dispositivo que emite las ráfagas B1 no puede resincronizarse a un campo externo, con el riesgo de resincronizarse a la señal que él mismo ha emitido.

Para paliar este inconveniente, la solicitud WO 2012/038664 enseña cortocircuitar o desintonizar el circuito de antena por medio de un interruptor, inmediatamente después de aplicar la ráfaga incidente B1. El procedimiento de modulación de carga activa comprende entonces, después de aplicar la ráfaga B1 y antes de la fase de resincronización, una fase de amortiguamiento durante la cual se cortocircuita o se desintoniza el circuito de antena mediante el interruptor, seguida de una fase de restablecimiento en cuyo transcurso la señal de antena deseada inducida por el campo magnético externo se restablece naturalmente sin ser "contaminada" por la oscilación transitoria generada por la ráfaga incidente B1.

Esta solución presenta la ventaja de ser simple en su puesta en práctica y de ser eficaz. No obstante, el interruptor de amortiguamiento tiene que soportar tensiones de antena que pueden alcanzar de 10 a 15 V. Ahora bien, determinadas ramas de la industria tecnológica susceptibles de ser utilizadas para realizar dispositivos NFC integrados en microplaquetas de semiconductor, tal como las ramas de submicrónica profunda ("deep-submicron"), no permiten realizar transistores capaces de soportar tensiones tan elevadas.

Por lo tanto, cabría desear prever un procedimiento de modulación de carga activa que no precise de tal interruptor de amortiguamiento.

De manera más general, cabría desear prever un procedimiento de emisión de datos mediante emisión de ráfagas de campo magnético, en el que el fenómeno de autooscilación del circuito de antena esté controlado por otro medio que no sea un interruptor de amortiguamiento.

5 Formas de realización de la invención se refieren a un procedimiento de emisión de datos por acoplamiento inductivo, que comprende una etapa consistente en aplicar, a un circuito de antena inductivo sintonizado, ráfagas de una señal periódica, para hacer que aparezca una señal de antena generadora de un campo magnético, en el que la amplitud de cada ráfaga está delimitada por una señal de envolvente que presenta un flanco de subida y un flanco de bajada, y una etapa consistente en conformar al menos el flanco de bajada de la señal de envolvente por medio de un circuito conformador digital o analógico, en orden a atenuar o suprimir oscilaciones transitorias de la señal de antena que apareciesen en el circuito de antena después de cada aplicación de una ráfaga, si se aplicaran al mismo ráfagas de señal periódica que tienen una señal de envolvente de forma cuadrada.

De acuerdo con una forma de realización, el flanco de bajada de la señal de envolvente se conforma de manera que su derivada primera no exceda de un valor límite determinado teniendo en cuenta la amplitud máxima de las oscilaciones transitorias que pueden admitirse en el circuito de antena.

15 De acuerdo con una forma de realización, el flanco de bajada de la señal de envolvente se conforma de manera que su derivada primera presente un valor máximo igual a $A_0 \cdot \pi \cdot F_c / 2$, siendo F_c la frecuencia de la señal periódica, y A_0 , la amplitud de la señal de envolvente.

De acuerdo con una forma de realización, el flanco de bajada de la señal de envolvente se conforma de manera que, inmediatamente después de aplicar una ráfaga de la señal periódica, la señal de antena presente, en ausencia de un campo magnético externo, una amplitud inferior a un porcentaje de la amplitud máxima que presenta durante la aplicación de la ráfaga, escogido entre el 5 % y el 50 %.

De acuerdo con una forma de realización, el procedimiento comprende la etapa consistente en conferir al flanco de bajada de la señal de envolvente una forma determinada por una función matemática cuya derivada es una función continua.

25 De acuerdo con una forma de realización, el procedimiento comprende la etapa consistente en conferir al flanco de bajada una forma determinada por la función coseno alzado calculada en una escala de tiempo que le confiere el valor 1 en un punto de inflexión alto del flanco de bajada y el valor 0 en un punto de inflexión bajo del flanco de bajada.

De acuerdo con una forma de realización, el procedimiento comprende las etapas consistentes en conferir al flanco de bajada de la señal de envolvente una forma determinada por un conjunto de puntos almacenados en una memoria y que definen mediante valores discretos una ráfaga de la señal periódica.

De acuerdo con una forma de realización, el procedimiento comprende una etapa consistente en conformar también el flanco de subida de la señal de envolvente de manera que la derivada primera del flanco de subida sea continua.

35 De acuerdo con una forma de realización, la señal periódica presenta una tasa de distorsión armónica total inferior al 20 %.

De acuerdo con una forma de realización, el procedimiento se aplica en la emisión de datos por modulación de carga activa, las ráfagas de la señal periódica se aplican al circuito de antena en presencia de un campo magnético alterno externo, y el procedimiento comprende una etapa de sincronización de la frecuencia de la señal periódica a la frecuencia del campo magnético externo, entre dos aplicaciones de una ráfaga de la señal periódica al circuito de antena.

40 Formas de realización de la invención se refieren asimismo a un dispositivo de emisión de datos por acoplamiento inductivo, que comprende un circuito de antena inductivo sintonizado y un circuito de modulación de amplitud para aplicar, al circuito de antena, ráfagas de una señal periódica y hacer que aparezca una señal de antena generadora de un campo magnético, estando delimitada la amplitud de cada ráfaga por una señal de envolvente que presenta un flanco de subida y un flanco de bajada, estando el circuito de modulación configurado para llevar a la práctica el procedimiento tal y como se ha descrito anteriormente.

Formas de realización de la invención se refieren asimismo a un objeto portátil electrónico que comprende tal dispositivo.

45 Ejemplos de realización de un procedimiento de emisión de datos según la invención y de un dispositivo NFC que pone en práctica este procedimiento se describirán en lo que sigue, sin carácter limitativo, con referencia a las figuras adjuntas, de las cuales:

la figura 1, descrita anteriormente, muestra la forma de una ráfaga incidente de señal periódica aplicada a un circuito de antena, y la forma de la ráfaga resultante,

la figura 2 muestra la forma de una ráfaga incidente de señal periódica según una primera forma de realización del

procedimiento de la invención, y la forma de la ráfaga resultante,

la figura 3 muestra la forma de una ráfaga incidente de señal periódica según una segunda forma de realización del procedimiento de la invención, y la forma de la ráfaga resultante,

5 la figura 4 es el esquema de bloques de un primer ejemplo de realización de un dispositivo NFC que pone en práctica el procedimiento de la invención,

las figuras 5A a 5E son sendos cronogramas que muestran diversas señales que aparecen en el dispositivo de la figura 4,

la figura 6 muestra ejemplos de realización de un lazo enganchado en fase y de un circuito de modulación representados en forma de bloques en la figura 4,

10 la figura 7 es la curva de una señal digital proporcionada por el circuito de modulación de la figura 6,

la figura 8 muestra un segundo ejemplo de realización del circuito de modulación representado en forma de bloques en la figura 4, y

las figuras 9, 10 y 11 muestran ejemplos de objetos portátiles electrónicos que comprenden un dispositivo NFC según la invención.

15 Se ha descrito anteriormente, en relación con la figura 1, la respuesta de un circuito de antena inductivo sintonizado ACT a una ráfaga incidente B1 de una señal periódica S1m cuya amplitud está delimitada por una señal de envolvente E1 de forma cuadrada. Esta respuesta se caracteriza por una ráfaga resultante B1' que incluye una oscilación transitoria de la señal de antena Vam que aparece tras la aplicación de la ráfaga incidente B1.

20 Formas de realización de la invención se refieren a un procedimiento que permite controlar la respuesta del circuito de antena a una ráfaga incidente de señal periódica y, con ello, controlar la forma de la ráfaga resultante, sin precisar de un interruptor de amortiguamiento. Este procedimiento está destinado inicialmente para su aplicación en la técnica de modulación de carga activa, para permitir una resincronización a un campo externo después de emitir una ráfaga, pero puede encontrar otras aplicaciones a las que se aludirá más adelante.

25 Este procedimiento se fundamenta en la teoría de los circuitos resonantes extrapolada al ámbito de la invención, a saber, el ámbito de la aplicación de ráfagas de una señal periódica a un circuito de antena inductivo sintonizado. La teoría de los circuitos resonantes indica que la aplicación, a un circuito resonante, de una señal de excitación cuya forma es la propia de una función escalón ("step function") se traduce en una oscilación transitoria del circuito resonante debida al hecho de que tal función presenta una derivada discontinua. Una señal cuadrada es un caso particular de señal escalón y presenta una derivada que tiende a infinito positivo en su flanco de subida y a infinito negativo en su flanco de bajada. Una señal cuadrada "real" proporcionada por un circuito electrónico, aun si incluye flancos de subida y de bajada que no son perfectamente verticales por causa de capacitancias o de inductancias parásitas en las líneas de transmisión, presenta, no obstante, importantes saltos de su derivada en los puntos de inflexión bajo i1 y alto i2 del flanco de subida y en los puntos de inflexión bajo i3 y alto i4 del flanco de bajada. Estos saltos, sin tender necesariamente a infinito, son considerados asimismo, dentro del ámbito de la invención, como discontinuidades por cuanto son responsables de la respuesta oscilatoria del circuito de antena al que se aplica la señal de excitación.

35 Esta respuesta oscilatoria transitoria se puede atenuar, cuando no suprimir, utilizando una señal de excitación que tiene una derivada continua. En especial, las teorías matemáticas desarrolladas en el contexto de la puesta en práctica de la transformada rápida de Fourier (FFT) han definido funciones llamadas de enventanado, o "funciones ventana de observación", tales como la función de Hann, que permiten muestrear una señal en vistas a su análisis de Fourier rápida sobre un número de puntos finito, sin generar componentes armónicas parásitas en el borde de ventana que viciarían el análisis armónico de esta señal. Tales funciones, cuando son utilizadas para dar forma a una señal de excitación aplicada a un circuito resonante, no provocan respuesta oscilatoria transitoria del mismo, o provocan una respuesta transitoria acusadamente atenuada.

45 Formas de realización de la invención se fundamentan en lo que antecede, estableciendo una analogía entre una señal de excitación aplicada a un circuito resonante y la señal de envolvente de una ráfaga de la señal periódica S1m aplicada a un circuito de antena inductivo sintonizado. En el presente caso, se asume que la señal de envolvente es la responsable de la respuesta oscilatoria del circuito de antena, especialmente cuando la señal periódica S1m cuya amplitud delimita presenta un bajo factor de distorsión armónica y no se presta a generar tal respuesta oscilatoria.

50 De acuerdo con una forma de realización de la invención, una ráfaga B2(S1m) de la señal periódica S1m se conforma según se muestra en la figura 2, en orden a presentar una señal de envolvente E2 que tiene una derivada continua en su flanco de bajada. De acuerdo con otra forma de realización, una ráfaga B3(S1m) de la señal periódica S1m se conforma según se muestra en la figura 3, en orden a presentar una señal de envolvente E3 que tiene una derivada continua en su flanco de subida y en su flanco de bajada.

55

La noción de "derivada continua" con arreglo a las presentes formas de realización de la invención engloba el caso en que la derivada presenta saltos de valores que no son insalvables para la aplicación perseguida, es decir, saltos de valores que no exceden de un valor límite determinado teniendo en cuenta la amplitud máxima de las oscilaciones transitorias que pueden admitirse en el circuito de antena, siendo función esta amplitud máxima de la aplicación perseguida. Por lo tanto, esta noción se puede llevar a la práctica de dos maneras:

- i) empíricamente, buscando, a partir de un circuito de antena de estructura conocida, por ejemplo por medio de herramientas de simulación, formas de señal de envolvente que tienen saltos de derivadas inferiores a un cierto umbral y tales que la respuesta oscilatoria del circuito de antena sea aceptable para la aplicación perseguida. Por ejemplo, en una aplicación en la modulación de carga activa, se perseguirá un periodo oscilatorio de una duración inferior al periodo de tiempo del que se dispone para resincronizar el dispositivo modulador al campo magnético externo,
- ii) definiendo un límite numérico a los saltos de la derivada. Anteriormente se ha indicado que la derivada real de una señal de envolvente cuadrada aplicada a una línea de transmisión que presenta capacitancias o inductancias no presenta saltos al infinito y, por tanto, es "continua" *stricto sensu* por causa de estos elementos parásitos. No obstante, esta derivada presenta saltos de valores generadores de una respuesta oscilatoria del circuito de antena que puede ser insalvable para la aplicación pretendida. Por otro lado, una señal de envolvente trapezoidal, aun si su derivada teórica no es continua, mejora sensiblemente la respuesta del circuito de antena con respecto a una señal de envolvente de forma cuadrada. De este modo, una definición de la noción de "derivada continua" con arreglo a ciertas formas de realización de la invención engloba una señal de envolvente que tiene una derivada que no sobrepasa un límite tal que el tiempo de bajada de la señal de envolvente sea al menos mayor o igual que el periodo de la señal periódica $S1m$. Este límite es, en este caso, igual a $A0 \cdot \pi \cdot Fc / 2$, siendo Fc la frecuencia de la señal $S1m$, y $A0$, la amplitud de la señal de envolvente. En una aplicación en la que $Fc = 13,56$ MHz, el valor máximo de la derivada de la señal de envolvente es, pues, igual a $A0 \cdot 21,29 \cdot 10^6$ s⁻¹.

En la figura 2, la duración de la ráfaga incidente B2 de la señal periódica $S1m$ se denota por Tm . La señal de envolvente E2 comprende un flanco de subida abrupto entre el punto de inflexión i1 y el punto de inflexión i2, de duración teóricamente nula, una meseta de duración Tp entre el punto de inflexión i2 y el punto de inflexión i3, y un flanco de bajada suave, sensiblemente con forma de semicampana, de duración Tf , entre el punto de inflexión i3 y el punto de inflexión i4. Esta forma de flanco de bajada con contornos suaves está determinada en orden a presentar una derivada continua.

La ráfaga resultante B2' de señal de antena Vam que aparece en el circuito de antena ACT presenta una sobreoscilación 3 causada por el flanco de subida de la señal de envolvente E2, pero no presenta ninguna oscilación transitoria residual causada por el flanco de bajada. La duración efectiva de la ráfaga resultante B2' es, en el presente caso, la duración Tm de la ráfaga incidente B2.

En la figura 3, la duración de la ráfaga incidente B3 de la señal periódica $S1m$ es, asimismo, Tm . La envolvente E3 de la ráfaga incidente presenta una simetría axial y comprende un flanco de subida suave con forma de semicampana, entre el punto de inflexión i1 y el punto de inflexión i2, de duración Tr , una meseta de duración Tp , entre el punto de inflexión i2 y el punto de inflexión i3, y un flanco de bajada suave con forma de semicampana, de duración Tf , del punto de inflexión i3 al punto de inflexión i4. La señal de antena Vam que aparece en el circuito ACT no presenta, en el presente caso, ninguna sobreoscilación u oscilación transitoria, y la duración efectiva de la ráfaga resultante B3' es, nuevamente, igual a la duración Tm de la ráfaga B3.

Las formas de las ráfagas resultantes B2', B3' mostradas en las figuras 2 y 3 son "ideales". No obstante, en la práctica, el grado de atenuación de la oscilación residual después de aplicar la ráfaga incidente depende de la precisión de los medios puestos en práctica para conformar la envolvente de la ráfaga incidente y de las elecciones de conformación de la ráfaga, especialmente:

- 1) la ráfaga incidente se puede conformar en su flanco de bajada solamente (ráfaga de tipo B2) o en sus flancos de subida y de bajada (ráfaga de tipo B3). La utilización de una ráfaga de tipo B3 puede ser ventajosa respecto a una ráfaga de tipo B2 cuando el flanco de subida de la ráfaga B2 genera oscilaciones transitorias de duración superior a la duración de la ráfaga,
- 2) la conformación de los flancos de manera que su derivada sea continua se puede realizar por medio de un filtro analógico paso bajo de orden 1 o de orden 2, transformando, por medio de un filtro de este tipo, una señal de envolvente cuadrada a una señal de envolvente que tiene flancos de forma suavizada,
- 3) la conformación de los flancos de manera que su derivada sea continua se puede realizar con una gran precisión por medio de una función matemática del tipo descrito más arriba, sintetizando la señal periódica $S1m$ para controlar numéricamente sus variaciones de amplitud.

De lo que se acaba de describir resulta que la amplitud de la oscilación residual de la señal de antena Vam después de aplicar la ráfaga incidente (esto es, después del último punto de inflexión i4) no necesariamente es nula. Puede ser simplemente inferior a la amplitud máxima que presenta la señal de antena Vam durante la aplicación de la

ráfaga incidente en una proporción comprendida entre el 5 % y el 50 %, o comprendida entre el 1 % y el 50 %. Y es que una atenuación "imperfecta" puede resultar ser suficiente, en función de las especificaciones técnicas dictadas.

5 Por ejemplo, en una aplicación del procedimiento de la invención en una modulación de carga activa con resincronización a un campo magnético externo inmediatamente después de aplicar una ráfaga incidente, la amplitud de la oscilación residual que puede admitirse al final de la ráfaga incidente, esto es, en el momento de la resincronización, depende de la amplitud de la señal inducida por el campo magnético externo y, más en particular, de la relación entre la amplitud de la señal inducida y la de la oscilación residual. Por ejemplo, se ha puesto de manifiesto que, para obtener un error de fase inferior a 30°, la amplitud de la oscilación residual no debe exceder del 57,7 % de la amplitud de la señal inducida. Esta relación corresponde a una de las antedichas atenuaciones, que
10 anteriormente se han expresado mediante porcentajes que hacen referencia a la amplitud máxima de la señal de antena Vam durante la aplicación de la ráfaga incidente, sin hacer referencia a la amplitud de la señal inducida por el campo externo.

Si se prevé, por otro lado, un periodo de restablecimiento después del periodo de modulación de carga activa, para estar seguros de que la antedicha relación de amplitudes es inferior al 57,7 % en el momento de la resincronización, el tiempo que falta para realizar esta resincronización depende de la frecuencia de la señal de datos emitida por medio de las ráfagas incidentes, que determina la duración de los "silencios" entre dos ráfagas, a la que tiene que restarse la duración de la fase de restablecimiento, la cual a su vez depende de la amplitud de la oscilación residual en el final de la ráfaga y será tanto más larga cuanto más elevada sea la amplitud de la oscilación residual, hasta que se alcance la relación de amplitud inferior al 57,7 %.

20 En una forma de realización del procedimiento de la invención, la amplitud A(t) de los flancos de bajada de las ráfagas incidentes se conforma numéricamente por medio de la función coseno alzado ("raised cosine") formulada de la siguiente manera:

$$A(t) = A0*(1+\cos(\pi*t/Tf))/2,$$

cuya derivada es:

25
$$d(A(t)/dt = A0*\pi/Tf/2*\sin(\pi*t/Tf)$$

siendo A0 la amplitud máxima de la señal de envolvente (esto es, la amplitud máxima de la señal periódica S1m), Tf, la duración del flanco de bajada y t, el tiempo según un eje de tiempos que tiene como origen el punto de inflexión i3 del flanco de bajada. Entonces, esta función amplitud A(t) presenta un valor constante A0 antes del punto de inflexión i3 y un valor nulo después del segundo punto de inflexión i4.

30 Tal como muestra la tabla que sigue, la derivada de la función A(t) es, pues, nula antes y después de los puntos de inflexión i3, i4. Entre los puntos de inflexión i3 e i4, esto es, durante el flanco de bajada, la derivada de la función A(t) es la derivada de la función coseno alzado. Esta derivada es asimismo nula en el punto de inflexión i3 e i4, y evoluciona de manera constante según la función seno entre los dos puntos. Por lo tanto, la función A(t) no presenta ningún salto de su derivada entre los puntos de inflexión i2 e i4.

	Función A(t)	Derivada d[A(t)]/dt
Entre i2 e i3	A0	0
En el punto i3 (t = 0)	$A0*(1 + \cos(\pi*0/Tf))/2 = A0$	0
Entre i3 e i4	$A0*(1+\cos(\pi*t/Tf))/2$	$A0*\pi/Tf/2*\sin(\pi*t/Tf)$
En el punto i4 (t = Tf)	$A0*(1+\cos(\pi*Tf/Tf))/2 = 0$	0
Después de i4	0	0

35 La función coseno alzado se puede utilizar asimismo para conformar el flanco de subida, y obtener una ráfaga de tipo B3 que tiene una envolvente que presenta una simetría axial. En este caso, la derivada de la señal de envolvente es perfectamente conocida durante toda la duración de la ráfaga.

Un experto en la materia puede utilizar, en lugar de la función coseno alzado, cualquier otra función matemática, especialmente de enventanado para la transformada rápida de Fourier, que tenga una derivada que ofrezca las propiedades requeridas.

40 Por otro lado, es obvio que la propia señal periódica S1m no tiene que presentar flancos muy pronunciados, que generarían una respuesta oscilatoria del circuito de antena. En la técnica anterior, la señal S1m es filtrada generalmente antes de ser aplicada al circuito de antena y, por tanto, no es la responsable del problema técnico que en la presente solicitud se soluciona mediante un control de la forma de la señal de envolvente. De manera general,
45

si la señal S1m se consigue por filtrado de una señal inicialmente de forma cuadrada, este filtrado tiene que ser preferentemente tal que la tasa de distorsión armónica total de la señal S1m sea inferior al 20 % (esto es, la relación entre, por una parte, la suma de las energía de los armónicos y, por otra, la energía de la fundamental de la señal S1m). Cuando la señal S1m es generada numéricamente, según es el caso en un ejemplo de realización de la invención descrito más adelante, la señal S1m se puede generar como una senoide perfecta que tiene un factor de distorsión armónica nulo o prácticamente nulo.

En lo que sigue se describirá un ejemplo de realización de un dispositivo NFC con modulación de carga activa que lleva a la práctica una forma de realización de un procedimiento de emisión de datos según la invención. Este ejemplo de realización constituye un caso particular de aplicación del procedimiento de la invención en la modulación de carga activa, que permite evitar recurrir a un interruptor de amortiguamiento después de aplicar una ráfaga incidente, para la resincronización de la señal periódica entre dos ráfagas de modulación de carga.

El dispositivo ND1 comprende:

- un circuito de interfaz de comunicación con contacto ICT,
- un circuito de antena inductivo sintonizado ACT, que comprende una bobina de antena AC1 y con posibilidad de incluir diversos componentes de sintonía como son los condensadores Ca, Cb descritos anteriormente,
- un circuito de demodulación DMCT acoplado a un circuito de decodificación DCCT, para recibir datos DTr por intermedio del circuito de antena,
- un circuito de codificación CCT acoplado a un circuito de modulación MCT, para emitir datos DTx por intermedio del circuito de antena,
- un lazo enganchado en fase PLL ("Phase Locked Loop") y
- un circuito de extracción de reloj CKCT.

La figura 4 muestra asimismo un procesador anfitrión HP1 del dispositivo ND1, y un dispositivo NFC externo EDV que, equipado con una bobina de antena AC2, opera en el modo lector NFC emitiendo un campo magnético externo periódico FLD1 que oscila, por ejemplo, a una frecuencia portadora de 13,56 MHz (normas ISO 14443, ISO 13693, Sony Felica®). Se supone que los circuitos de antena de los dos dispositivos ND1 y EDV están sintonizados a esta frecuencia, ocasionalmente con un margen de variación de unos tantos por ciento de la misma.

El circuito de interfaz de comunicación con contacto ICT permite unir el dispositivo ND1 al procesador anfitrión HP1. Más en particular, permite que el procesador anfitrión HP1 proporcione al dispositivo ND1 unos datos DTx destinados al dispositivo externo EDV, y recibe del dispositivo ND1 unos datos DTr enviados por el dispositivo externo EDV. Los datos DTx/DTr son, por ejemplo, datos de aplicación de una aplicación NFC (transacción, pago, intercambios de información, etc.). En una variante, el dispositivo ND1 puede comprender un procesador interno configurado para administrar aplicaciones sin contacto, que, entonces, genera él mismo los datos DTx y procesa los datos DTr sin recurrir a un procesador anfitrión.

El circuito de extracción de reloj CKCT y el circuito demodulador DMCT reciben, por mediación de un amplificador A1, una señal de antena Vai inducida en el circuito de antena ACT por el campo magnético externo FLD1. El circuito de extracción de reloj CKCT proporciona una señal de reloj externa CKe cuya frecuencia es la del campo magnético externo, esto es, 13,56 MHz en el contexto de las antedichas normas. El lazo enganchado en fase PLL recibe la señal de reloj externa CKe y proporciona una señal de reloj interna CKs así como una señal de reloj de muestreo N*CKs cuya frecuencia es N veces la de la señal de reloj CKs.

El lazo enganchado en fase PLL incluye un modo de oscilación síncrona, en el que está supeditado a la señal de reloj externa CKe, estando sincronizada entonces la señal CKs en fase y en frecuencia a la señal de reloj CKe, y un modo de libre oscilación en el que la señal CKs ya no está en sincronismo de fase y de frecuencia con la señal CKe. El modo de libre oscilación se activa mediante una señal lógica MSK proporcionada por el circuito de modulación MCT.

Para el envío de datos DTr al dispositivo ND1, el dispositivo externo EDV aplica al campo magnético FLD1 una modulación de amplitud por medio de una señal de modulación binaria portadora de datos MS(DTr). La señal MS(DTr) redundante en la señal de antena inducida Vai y es extraída de la misma por el circuito de demodulación DMCT, después de suprimir la portadora a 13,56 MHz. El circuito DMCT proporciona la señal de modulación MS(DTr) al circuito DCCT, el cual extrae de ella los datos DTr y los proporciona al procesador anfitrión HP1 por intermedio del circuito de interfaz de comunicación ICT.

Los datos DTx que han de enviarse al dispositivo externo EDV los proporciona al circuito de codificación CCT el procesador anfitrión HP1 por intermedio del circuito de interfaz de comunicación ICT. Entonces, el circuito CCT proporciona al circuito de modulación MCT una señal binaria de modulación portadora de datos MS(DTx). La señal

de modulación MS(DTx) presenta una frecuencia derivada de la frecuencia de la señal de reloj CKs, por ejemplo, 848 kHz (norma ISO 14443). Para generar esta señal, el circuito CCT recibe la señal de reloj interna CKs proporcionada por el lazo enganchado en fase PLL.

5 El circuito de modulación MCT es, en el presente caso, un circuito de modulación de carga activa, que recibe, por una parte, la señal de muestreo $N \cdot CKs$ y, por otra, la señal de modulación MS(DTx). El circuito MCT aplica, al circuito de antena ACT, ráfagas B3 de señal periódica S1m del tipo descrito más arriba, entrecortadas con periodos de no modulación en los que la señal S1m presenta un valor por defecto, generalmente 0. La señal S1m presenta una frecuencia igual a la de la señal de reloj CKs y las ráfagas B3 son emitidas a la cadencia de la señal de modulación MS(DTx).

10 Las ráfagas B3 se conforman de la manera descrita más arriba, con el fin de neutralizar o, al menos, limitar el fenómeno de oscilación transitoria del circuito de antena ACT después de cada aplicación de una ráfaga. De este modo, cuando la señal MS(DTx) pasa a 1, el circuito de antena ACT recibe una ráfaga B3 de la señal S1m y la bobina de antena AC1 emite una correspondiente ráfaga de un campo magnético FLD2. Las ráfagas de campo magnético FLD2 son detectadas por el dispositivo externo EDV como una modulación de carga pasiva. Así, este
15 último puede extraer, de su propia señal de antena, la señal MS(DTx), para inferir de la misma los datos DTx enviados por el dispositivo ND1.

Las figuras 5A a 5E ilustran el funcionamiento del dispositivo ND1 en la emisión de datos DTx y representan, respectivamente, la señal de reloj CKs, la señal de datos MS(DTx), la señal lógica MSK, la señal S1m proporcionada por el circuito modulador MCT y la señal de antena Va presente en el circuito de antena ACT. Se distinguen fases de
20 modulación de carga activa Pm de duración Tm y fases de resincronización Psyn de duración Tsyn.

Cada fase de modulación de carga Pm se inicia cuando la señal MS(DTx) pasa a 1 (fig. 5B). El circuito de modulación MCT aplica una ráfaga B3 de la señal S1m al circuito de antena ACT (fig. 5D) y pone a 0 la señal MSK durante toda la duración de la ráfaga (fig. 5C) para que el lazo enganchado en fase PLL funcione en modo de oscilación libre. La señal de antena Va (fig. 5E) comprende entonces una componente Vai inducida por el campo magnético externo FLD1 y una componente Vam generada en el circuito de antena por la señal S1m. Se asume, en
25 el presente caso, que las ráfagas B3 no dejan que en el circuito de antena subsista oscilación transitoria alguna de la componente Vam. De este modo, después de haber aplicado una ráfaga B3 al circuito de antena, la señal de antena Va tan solo incluye la componente Vai inducida por el campo externo FLD2, y la fase de sincronización se inicia inmediatamente. La señal MSK se vuelve a poner a 1 mediante el circuito MCT, y el lazo enganchado en fase PLL se resincroniza a la señal de reloj externa CKe.
30

En una forma de realización en la que las ráfagas B3 dejan que subsista una traza de oscilación de la componente Vam de la señal de antena, se puede prever un tiempo de relajación entre las fases de modulación Pm y las fases de sincronización Psyn. De manera general, el amortiguamiento de la oscilación transitoria de la componente Vam merced a la forma particular conferida a las ráfagas B3 está determinado en orden a no hacer necesario el empleo
35 del interruptor de amortiguamiento descrito por la solicitud WO 2012/038664.

Dicho de otro modo, la fase de amortiguamiento realizada convencionalmente por medio de tal interruptor está incluida implícitamente, en su totalidad o en parte, en el flanco de bajada de las ráfagas B3. En la forma de realización representada sin carácter limitativo, la frecuencia de las señales CKe, CKs, S1m es 13,56 MHz y, la de la señal de datos MS(DTx), 848 kHz. Un periodo de la señal de datos SM(DTx) corresponde a 16 periodos de la señal S1m. La duración de las ráfagas B3 es sensiblemente superior a la duración T1 durante la cual la señal MS(DTx) está a 1, que abarca 8 periodos de la señal S1m. Las ráfagas presentan un flanco de subida de duración Tr que abarca 4 periodos de la señal S1m, una meseta de duración Tp que abarca 2 periodos de la señal S1m, y un flanco de bajada de duración Tf que abarca 4 periodos de la señal S1m, de modo que $Tr + Tp + Tf/2 = T1$. Por lo tanto, la
40 duración de las ráfagas B3 es superior a la duración T1 de Tf/2, esto es, 2 periodos de la señal S1m. El periodo de sincronización abarca 6 periodos restantes de la señal S1m.
45

La figura 6 representa una forma de realización PLL1 del lazo enganchado en fase PLL y una forma de realización MCT1 del circuito de modulación MCT.

El lazo enganchado en fase comprende un comparador de fase PFD, una bomba de cargas CP, un filtro de lazo LF, un oscilador controlado en tensión VCO y un divisor de frecuencia DIV por N, por ejemplo un contador módulo N. El
50 oscilador VCO proporciona la señal de muestreo $N \cdot CKs$ al circuito de modulación MCT1. Esta señal se aplica asimismo al divisor DIV, que proporciona la señal CKs en una entrada del comparador PFD así como a los circuitos CCT y DCCT. Otra entrada del comparador PFD recibe la señal de reloj externa CKe y una entrada de control del comparador PDF recibe la señal MSK. Cuando la señal MSK está a 1, el comparador proporciona a la bomba de cargas dos señales de error U, D ("Up" y "Down") que representan el error en fase o en frecuencia entre las señales CKe y CKs. La bomba de cargas proporciona al filtro LF una tensión Vp que crece o decrece en función de las
55 señales U, D. La tensión Vp se aplica al filtro LF, cuya salida proporciona una tensión de lazo V1 aplicada al oscilador VCO.

El paso a 0 de la señal MSK detiene el comparador de fase. Entonces se fuerzan a 0 las señales U y D, y la bomba

de cargas se detiene también, lo cual tiene el efecto de paralizar la tensión de lazo V1 aplicada al oscilador VCO. Así, el lazo enganchado en fase sigue oscilando en modo de oscilación libre a la última frecuencia sincronizada alcanzada antes del paso a 0 de la señal MSK.

5 El circuito de modulación MCT1 sintetiza las ráfagas B3 de la señal periódica S1m por medio de un conjunto de valores numéricos memorizados en tablas de consulta LUT1 a LUT9 ("Lookup Table") localizadas, por ejemplo, en una memoria no volátil MEM. Según se ilustra en la figura 7, estos valores memorizados son puntos Pi de una curva de una señal digital S1md que presenta la forma que se desea de las ráfagas B3 de la señal analógica S1m, en el presente caso, una senoide pura cuya amplitud está determinada por la señal de envolvente E3 de la ráfaga B3. En la forma de realización elegida en el presente caso, cada una de las tablas LUT1, LUT2, LUT3 y LUT4 está
10 asignada a la memorización de los puntos Pi de un periodo de la señal S1md en el flanco de subida de la ráfaga B3, entre los puntos de inflexión i1 e i2. Cada una de las tablas LUT6, LUT7, LUT8 y LUT9 está asignada a la memorización de los puntos Pi de un periodo de la señal S1md durante el flanco de bajada de la ráfaga B3, entre los puntos de inflexión i3 e i4. Finalmente, la tabla LUT5 está asignada a la memorización de los puntos Pi correspondientes a dos periodos de la señal CKs durante la fase de meseta de la ráfaga B3, entre los puntos de inflexión i2 e i3. El número de puntos Pi previsto para sintetizar cada periodo de la señal S1md viene determinado por la frecuencia de muestreo N*CKs proporcionada por el lazo enganchado en fase, por lo que es igual a N.

Con referencia nuevamente a la figura 6, el circuito MCT1 comprende asimismo una máquina de estados SM, un convertidor analógico/digital DAC y un amplificador A1. La máquina de estados SM incluye un contador de dirección ADCNT para el direccionamiento y la lectura, en la memoria MEM, de las tablas de consulta LUT1-LUT9, y está
20 temporizado por la señal N*CKs. La máquina de estados recibe asimismo la señal de datos MS(DTx) y está configurada para iniciar la lectura de las tablas LUT1-LUT9 cuando la señal MS(DTx) pasa a 1, para que la emisión de una ráfaga B3 esté sincronizada con esta señal. La salida de la memoria MEM proporciona los puntos Pi al convertidor DAC, cuya salida proporciona al circuito de antena ACT, por mediación del amplificador A1, las ráfagas B3 de la señal periódica analógica S1m.

25 En una forma de realización, la máquina de estados SM recibe asimismo una señal de control de fase PCS y está configurada para desfasar la señal periódica S1md/S1m un ángulo determinado por el valor de esta señal, con relación a la señal de reloj CKs, la cual está en fase con la señal de reloj externa CKe. Efectivamente, ciertas aplicaciones precisan que las ráfagas de campo magnético FLD2 presenten un desplazamiento de fase con relación al campo magnético externo FLD1, para una mejor detección de la modulación de carga activa por el dispositivo
30 externo EDV.

Esta forma de realización MCT1 del circuito de modulación MCT ofrece total libertad en el control de la señal de envolvente E3 de la ráfaga B3, calculándose matemáticamente cada punto Pi antes de ser memorizado en las tablas de consulta LUT1 a LUT9. Por lo tanto, la señal de envolvente E3 puede ser rigurosamente conforme a la función de conformación que se desea, por ejemplo, la función coseno alzado.

35 La figura 8 muestra una forma de realización analógica a menor coste MCT2 del circuito de modulación MCT. En este ejemplo de realización, la señal binaria portadora de datos MS(DTx) es utilizada en calidad de señal de envolvente de las ráfagas B3, y presenta un factor de utilización controlado por el circuito de codificación CCT. Se asume, al igual que anteriormente, que un periodo de la señal de datos SM(DTx) corresponde a 16 periodos de la señal S1m.

40 El circuito MCT2 comprende filtros paso bajo FLT1, FLT2 de primer o de segundo orden, un mezclador MIX, un amplificador A2 y un circuito de detección de flancos EDT que proporciona la señal MSK al lazo enganchado en fase PLL. El filtro FLT1 recibe la señal lógica portadora de datos MS(DTx) en calidad de señal de envolvente y, en una entrada del mezclador MIX, proporciona una señal de envolvente E3 tal como se ha descrito anteriormente, que tiene flancos de subida y de bajada suavizados por el filtrado de primer o segundo orden, cuya derivada es continua. La señal de reloj CKs proporcionada por el lazo enganchado en fase es, en el presente caso, de forma cuadrada, y es transformada por el filtro FLT2 en señal periódica S1m de baja distorsión armónica antes de ser aplicada en una segunda entrada del mezclador MIX. La salida del mezclador proporciona al circuito de antena ACT, por mediación del amplificador A2, las ráfagas B3 de la señal S1m. Finalmente, el detector EDT recibe la señal de datos MS(DTx) y la señal de reloj CKs, y pone a 0 la señal MSK a la detección de un paso a 1 de la señal MS(DTx).
45

50 En una forma de realización, el valor 1 de la señal MS(DTx) se mantiene durante 6 ciclos de la señal de reloj CKs, en tanto que el valor 0 se mantiene durante 10 ciclos de reloj, esto es, un factor de utilización inicial de 6/16 frente a 10/16 anteriormente, para tener en cuenta una dispersión temporal de los flancos de subida y de bajada de la señal MS causada por el filtro FLT1.

Al igual que anteriormente, cabría prever un ajuste de la fase de la señal S1m, por ejemplo, insertando un desfasador ajustable en la segunda entrada del mezclador MIX. En una variante de realización, la señal CKs se aplica sin ser filtrada en la segunda entrada del mezclador MIX, y el filtro FLT2 se establece a la salida del amplificador A2.
55

Según se ha indicado más arriba, un procedimiento de emisión de datos según la invención, que incluye un control

5 de la forma de la envolvente de las ráfagas, se presta a otras diversas variantes y aplicaciones. Puede ser de aplicación, en especial, en una emisión de datos en modo lector NFC, para controlar con más precisión la duración de los huecos de modulación de amplitud del campo magnético emitido, suprimiendo las oscilaciones parásitas que aparecen en los huecos de modulación, por ejemplo, para aumentar la velocidad de transferencia de los datos emitidos reduciendo la duración de los huecos de modulación.

10 Un dispositivo de emisión/recepción de datos según la invención es también susceptible de aplicaciones diversas. En un ejemplo de aplicación representado en la figura 9, el dispositivo ND1 está integrado en un dispositivo portátil HD1 y está unido a uno o varios procesadores anfitriones, en el presente caso, dos procesadores anfitriones HP1, HP2 que utilizan el dispositivo ND1 como interfaz de comunicación sin contacto (interfaz NFC). El dispositivo portátil HD1 es, por ejemplo, un teléfono móvil, un reproductor portátil de audio digital, un asistente digital personal (PDA). El procesador HP1 puede ser el procesador principal del dispositivo, o un procesador seguro como es un procesador de tarjeta inteligente. El procesador HP2 puede, por ejemplo, ser el procesador de banda base de un teléfono móvil, que asimismo se encarga de comunicaciones por intermedio de un canal de telefonía móvil.

15 En otro ejemplo de aplicación representado en las figuras 10, 11 mediante, respectivamente, una vista desde arriba y una vista desde abajo, el dispositivo ND1 está unido a un procesador anfitrión HP1 y el conjunto está integrado en un soporte plástico CD para determinar una tarjeta inteligente HD2. La bobina de antena AC1 es, por ejemplo, una bobina coplanaria que presenta una o varias espiras. En su cara posterior (figura 11) del soporte plástico CD, la tarjeta HD2 está equipada con un grupo de contactos CP. La tarjeta HD2 puede determinar, por ejemplo, una tarjeta SIM NFC. El grupo de contactos puede comprender contactos C1 a C8 según la norma ISO 7816. La tarjeta HD2, 20 asimismo, puede determinar una tarjeta inteligente destinada a ser insertada en cualquier dispositivo (teléfono móvil, ordenador personal,...) en calidad de interfaz de comunicación NFC.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de emisión de datos por acoplamiento inductivo, que comprende una etapa consistente en aplicar, a un circuito de antena inductivo sintonizado (ACT), ráfagas (B2, B3) de una señal periódica (S1m) a la cadencia de una señal portadora de datos (MS(DTx)), para hacer que aparezca una señal de antena (Vam) generadora de un campo magnético (FLD2), en el que la amplitud de cada ráfaga está delimitada por una señal de envolvente (E2, E3) que presenta un flanco de subida (i1-i2) y un flanco de bajada (i3-i4),
- 5
- caracterizado por que comprende una etapa consistente en conformar al menos el flanco de bajada de la señal de envolvente (E2, E3) por medio de un circuito conformador digital (MCT1) o analógico (FLT1), en orden a suavizar su pendiente para atenuar o suprimir oscilaciones transitorias de la señal de antena (Vam) que apareciesen en el circuito de antena después de cada aplicación de una ráfaga, si se aplicaran al mismo ráfagas de señal periódica que tienen una señal de envolvente de forma cuadrada.
- 10
2. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que el flanco de bajada de la señal de envolvente se conforma de manera que su derivada primera no exceda de un valor límite determinado teniendo en cuenta la amplitud máxima de las oscilaciones transitorias que pueden admitirse en el circuito de antena.
- 15
3. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 y 2, en el que el flanco de bajada de la señal de envolvente se conforma de manera que su derivada primera presente un valor máximo igual a $A_0 \cdot \pi \cdot F_c / 2$, siendo F_c la frecuencia de la señal periódica (S1m), y A_0 , la amplitud de la señal de envolvente.
- 20
4. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 3, en el que el flanco de bajada de la señal de envolvente se conforma de manera que, inmediatamente después de aplicar una ráfaga de la señal periódica, la señal de antena (Vam) presente, en ausencia de un campo magnético externo (FLD1), una amplitud inferior a un porcentaje de la amplitud máxima que presenta durante la aplicación de la ráfaga, escogido entre el 5 % y el 50 %.
- 25
5. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 4, que comprende la etapa consistente en conferir al flanco de bajada de la señal de envolvente (E2, E3) una forma determinada por una función matemática cuya derivada es una función continua.
- 30
6. Procedimiento según la reivindicación 5, que comprende la etapa consistente en conferir al flanco de bajada una forma determinada por la función coseno alzado calculada en una escala de tiempo que le confiere el valor 1 en un punto de inflexión alto (i3) del flanco de bajada y el valor 0 en un punto de inflexión bajo (i4) del flanco de bajada.
- 35
7. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 6, que comprende las etapas consistentes en conferir al flanco de bajada de la señal de envolvente (E2, E3) una forma determinada por un conjunto de puntos (Pi) almacenados en una memoria (MEM, LUT1-LUT9) y que definen mediante valores discretos una ráfaga (B3) de la señal periódica (S1m).
- 40
8. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 7, que comprende una etapa consistente en conformar también el flanco de subida de la señal de envolvente (E3) de manera que la derivada primera del flanco de subida sea continua.
- 45
9. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 8, en el que la señal periódica (S1m) presenta una tasa de distorsión armónica total inferior al 20 %.
- 50
10. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 9, para la emisión de datos por modulación de carga activa, en el que las ráfagas (B2, B3) de la señal periódica (S1m) se aplican al circuito de antena (ACT) en presencia de un campo magnético alterno externo (FLD1), y que comprende una etapa de sincronización de la frecuencia de la señal periódica (S1m) a la frecuencia del campo magnético externo, entre dos aplicaciones de una ráfaga de la señal periódica (S1m) al circuito de antena (ACT).
11. Dispositivo de emisión de datos (ND1) por acoplamiento inductivo, que comprende un circuito de antena inductivo sintonizado (ACT) y un circuito de modulación de amplitud (MCT1, MCT2) para aplicar, al circuito de antena (ACT), ráfagas (B2, B3) de una señal periódica (S1m) y hacer que aparezca una señal de antena (Vam) generadora de un campo magnético, estando delimitada la amplitud de cada ráfaga por una señal de envolvente (E2, E3) que presenta un flanco de subida y un flanco de bajada,
- caracterizado por que el circuito de modulación (MCT1, MCT2) está configurado para llevar a la práctica el procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 10.
12. Objeto portátil electrónico (HD1, HD2) que comprende un dispositivo según la reivindicación 11.

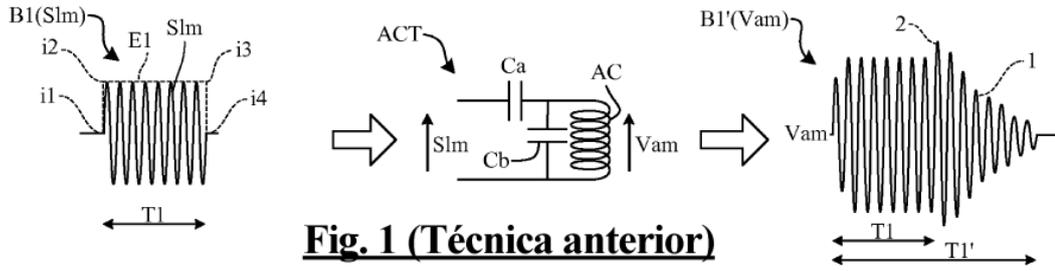


Fig. 1 (Técnica anterior)

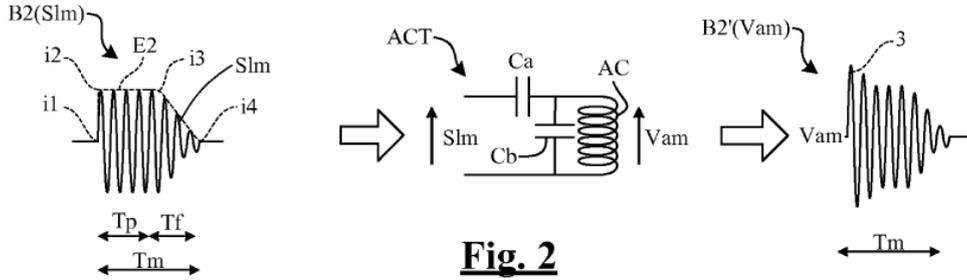


Fig. 2

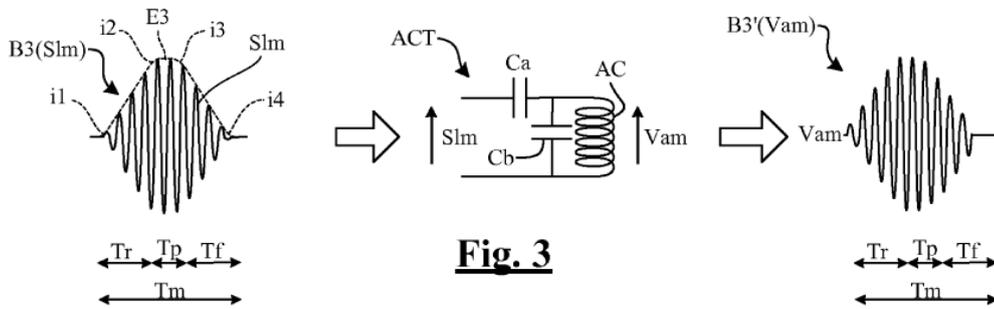


Fig. 3

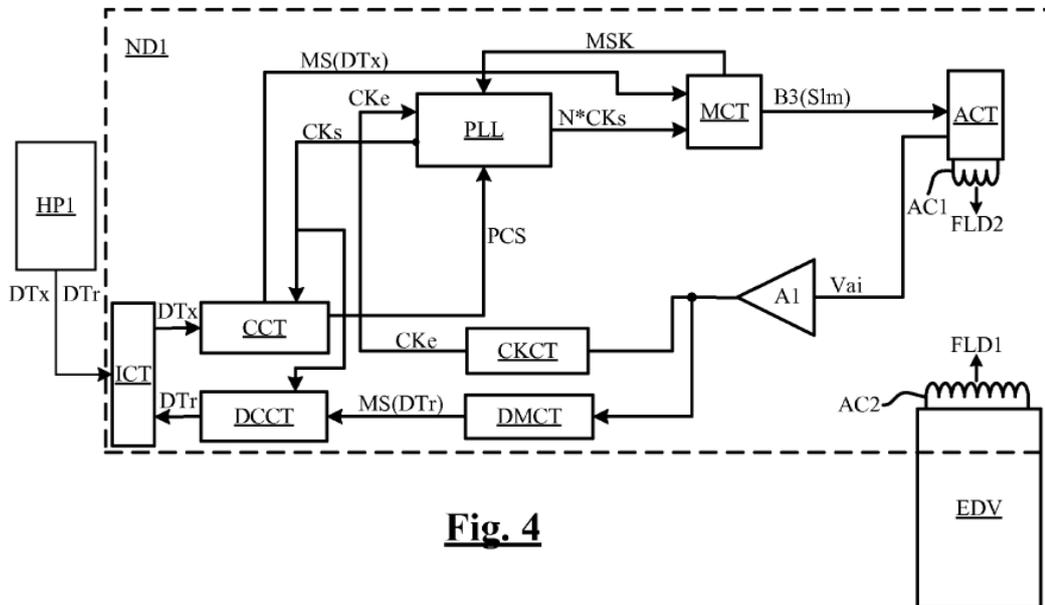


Fig. 4

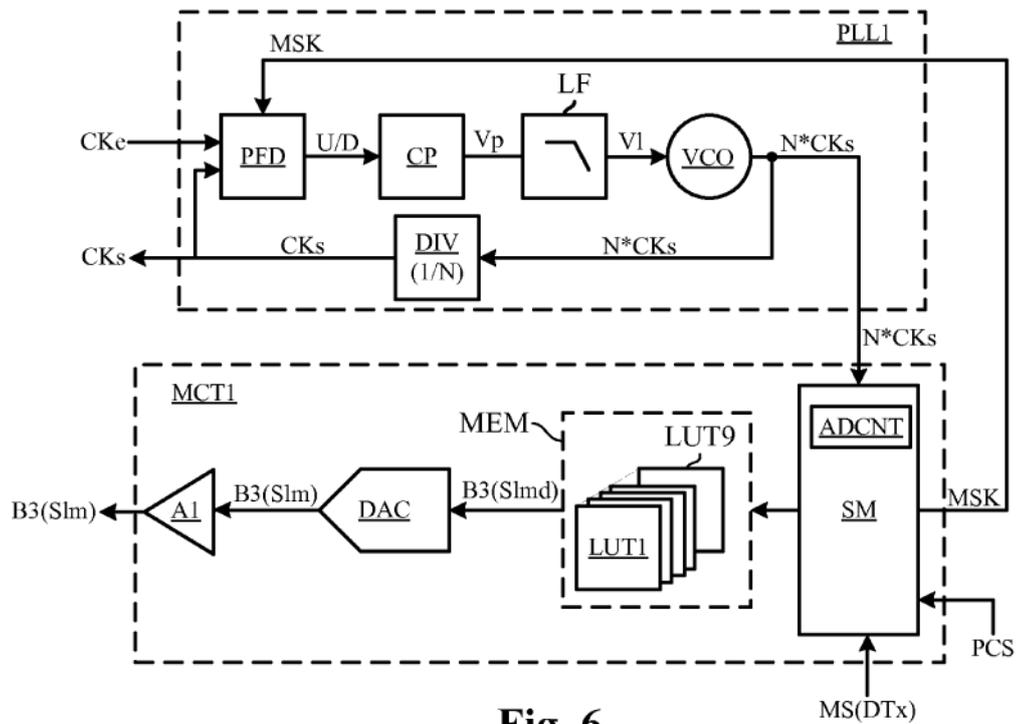
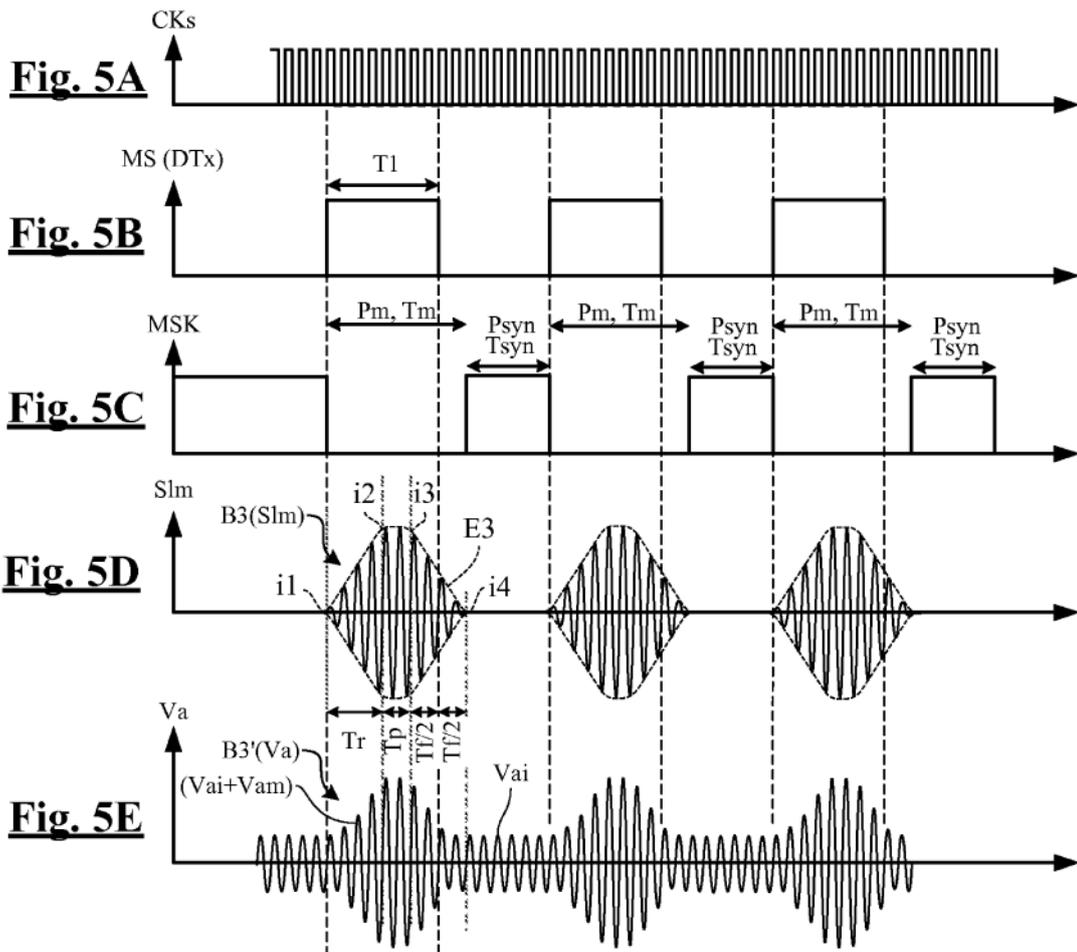


Fig. 6

