

(12) FASCÍCULO DE PATENTE DE INVENÇÃO

(22) Data de pedido: 2006.01.18	(73) Titular(es): HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.
(30) Prioridade(s):	HUAWEI ADMINISTRATION BUILDING BANTIAN
(43) Data de publicação do pedido: 2008.10.15	LONGGANG DISTRICT, SHENZHEN
(45) Data e BPI da concessão: 2010.08.25 232/2010	GUANGDONG 518129 CN
	(72) Inventor(es): BRANISLAV POPOVIC SE
	(74) Mandatário: MARIA SILVINA VIEIRA PEREIRA FERREIRA
	RUA CASTILHO, N.º 50, 5º - ANDAR 1269-163 LISBOA PT

(54) Epígrafe: **MÉTODO PARA UMA MELHOR SINCRONIZAÇÃO E TRANSMISSÃO DE INFORMAÇÕES NUM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO**

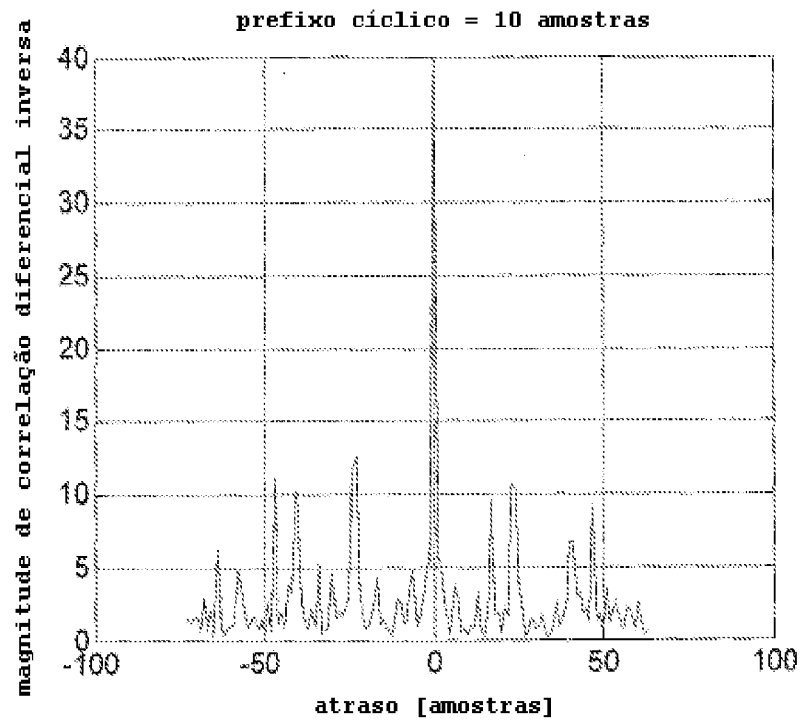
(57) Resumo:

A INVENÇÃO REFERE-SE A UM MÉTODO PARA UMA MELHOR SINCRONIZAÇÃO E TRANSMISSÃO DE INFORMAÇÕES NUMA SISTEMA DE COMUNICAÇÃO, INCLUINDO: A GERAÇÃO DE UM SINAL COM UMA PROPRIEDADE SIMÉTRICA DE TEMPO BASEADA NUMA SEQUÊNCIA EXCLUSIVAMENTE IDENTIFICÁVEL C(L) DE UM CONJUNTO DE SEQUÊNCIAS, O ENVIO DO SINAL ATRAVÉS DE UM CANAL DE COMUNICAÇÃO, A RECEPÇÃO DO SINAL, O CÁLCULO E ARMAZENAMENTO DE UMA CORRELAÇÃO, A DESCOBERTA DO ATRASO QUE RESULTA NUMA MAGNITUDE DE CORRELAÇÃO MÁXIMA, A DETECÇÃO DA SEQUÊNCIA EXCLUSIVA C(L) A PARTIR DO CONJUNTO DE SEQUÊNCIAS. O MÉTODO CARACTERIZA-SE POR: GERAR O SINAL COM UMA PARTE CENTRALMENTE SIMÉTRICA, S(K), A PARTE CENTRALMENTE SIMÉTRICA S(K) SENDO SIMÉTRICA NA FORMA DO RESPECTIVO VALOR ABSOLUTO, E ARMAZENAR A CORRELAÇÃO DIFERENCIAL INVERSA D(P) DE UM BLOCO DE N AMOSTRAS DO SINAL RECEBIDO R(K), K=0,1, ..., N-1. A INVENÇÃO REFERE-SE IGUALMENTE A UMA UNIDADE TRANSMISSORA E A UMA UNIDADE RECEPTORA DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO E A UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO VIA RÁDIO.

RESUMO

"MÉTODO PARA UMA MELHOR SINCRONIZAÇÃO E TRANSMISSÃO DE INFORMAÇÕES NUM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO"

A invenção refere-se a um método para uma melhor sincronização e transmissão de informações numa sistema de comunicação, incluindo: a geração de um sinal com uma propriedade simétrica de tempo baseada numa sequência exclusivamente identificável $c(l)$ de um conjunto de sequências, o envio do sinal através de um canal de comunicação, a recepção do sinal, o cálculo e armazenamento de uma correlação, a descoberta do atraso que resulta numa magnitude de correlação máxima, a detecção da sequência exclusiva $c(l)$ a partir do conjunto de sequências. O método caracteriza-se por: gerar o sinal com uma parte centralmente simétrica, $s(k)$, a parte centralmente simétrica $s(k)$ sendo simétrica na forma do respectivo valor absoluto, e armazenar a correlação diferencial inversa $D(p)$ de um bloco de N amostras do sinal recebido $r(k)$, $k=0,1,\dots,N-1$. A invenção refere-se igualmente a uma unidade transmissora e a uma unidade receptora de um sistema de comunicação e a um sistema de comunicação via rádio.



DESCRIÇÃO

"MÉTODO PARA UMA MELHOR SINCRONIZAÇÃO E TRANSMISSÃO DE INFORMAÇÕES NUM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO"

Campo da Invenção

A presente invenção refere-se a um método para sincronização e transmissão de informações num sistema de comunicação e, mais particularmente, a um sistema de comunicação via rádio, uma unidade transmissora e uma unidade receptora.

Antecedentes da Invenção

Até agora, no 3rd Generation Partnership Project RAN1, foram apresentadas várias propostas diferentes para o canal de sincronização (SCH) EUTRA, destinadas a serem utilizadas no procedimento de procura de células. Por exemplo: Motorola, "Cell Search and Initial Acquisition for OFDM Downlink", R1-051329, Seul, Coreia, 7 a 11 de Novembro de 2005 (doravante, este documento designar-se-á por Documento 1).

Em comparação com a solução existente na norma WCDMA, a proposta da Motorola faz um avanço no que respeita à identificação de células e aquisição de temporização inicial simultânea. Desta forma, é conveniente que a duração de todo o procedimento de procura de células, resultando numa identificação de células e aquisição de temporização completa, seja reduzida.

De acordo com esta proposta, o canal de sincronização consiste em duas formas de onda OFDM específicas da célula

idênticas concatenadas, que são precedidas por um prefixo cíclico de L_{CP} amostras (idênticas às últimas L_{CP} amostras da forma de onda OFDM). Esse SCH foi concebido para suportar a aquisição de temporização inicial utilizando a detecção de correlação diferencial cega no receptor, consulte: T. M. Schmidl e D.C.Cox, "Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM", IEEE Trans. On Communications, Vol. 45, págs. 1613 a 1621, Dezembro de 1997 (doravante, este documento designar-se-á por Documento 5).

A identificação de células é realizada após a aquisição de temporização inicial, detectando a forma de onda OFDM específica da célula obtida mediante a modulação dos subportadores com os elementos de uma sequência Zadoff-Chu específica da célula com um comprimento de número primo (as sequências Zadoff-Chu são a base para a geração de uma família muito mais vasta das chamadas sequências GCL), consulte: B. M. Popovic, "Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties", IEEE Trans. On Information Theory, Vol. 38, págs. 1406 a 1409, Julho de 1992 (doravante, este documento designar-se-á por Documento 6). O índice específico da célula da sequência GCL pode ser detectado mediante a utilização de uma Transformada de Fourier Discreta Inversa (IDFT), após a codificação diferencial do bloco das amostras do sinal recebido.

Embora a solução acima para o canal de sincronização pareça bastante promissora em termos de tempo total de procura de células reduzido, a respectiva aquisição de temporização continua a ser muito sensível a ruído/interferência devido à clara forma triangular da função de correlação diferencial.

O sinal SCH do Documento 1 consiste num prefixo cíclico seguido de um sinal de sincronização $s(k)$, $k=0,1,\dots,N-1$, que consiste numa forma de onda OFDM básica específica da célula repetida duas vezes $W(l)$, $l=0,1,\dots,N/2-1$, em que N corresponde ao número de amostras no sinal OFDM obtido após a IDFT no transmissor. A temporização do SCH pode ser detectada no receptor através do seguinte algoritmo:

A) Consideração de um bloco de N amostras do sinal recebido;

B) Correlação das primeiras $N/2$ amostras do bloco com a conjugação complexa das últimas $N/2$ amostras do bloco e armazenamento da correlação diferencial resultante;

C) Repetição dos primeiros dois passos para um novo bloco de N amostras do sinal recebido, considerado após um atraso de uma amostra em comparação com o bloco anterior;

D) Descoberta do atraso do bloco de N amostras que resulta na magnitude de correlação máxima e selecção do mesmo como a temporização inicial para a desmodulação do símbolo OFDM.

A correlação diferencial $C(p)$ do sinal recebido $r(k)$, $k=0,1,\dots,N-1$ pode ser matematicamente representada como

$$C(p) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(p+k) \cdot r^*(p+k+N/2), \quad (1)$$

em que p indica o atraso da primeira amostra do bloco de N amostras recebidas com respeito à verdadeira posição da primeira amostra do sinal de sincronização e "*" indica a

conjugação complexa. Se o sinal recebido contiver apenas a forma de onda repetida $W(k)$ (sem o prefixo cíclico), significa que a correlação diferencial do sinal recebido é igual à função de correlação diferencial $C_W(p)$ da forma de onda $W(k)$, que existe apenas para $p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N/2-1)$, N é um número par e é fornecido por

$$C_W(p) = \sum_{k=0}^{N/2-1-p} W(k) \cdot W^*(k+p) = \sum_{k=0}^{N/2-1-p} |W(k)|^2, p=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N/2-1). \quad (2)$$

A função de correlação diferencial do sinal de sincronização do Documento 1, gerada pela IFFT de $N=128$ amostras, com um prefixo cíclico de 10 amostras, é ilustrada na Fig.1.

A fórmula (2) explica a clara forma triangular da função de correlação diferencial na Fig.1. As pequenas distorções da forma triangular resultam das variações da envolvente do sinal. Por conseguinte, é possível ver em (2) que a correlação diferencial depende apenas da envolvente do sinal de sincronização, pelo que os sinais de sincronização diferentes com a envolvente constante irão produzir a mesma correlação diferencial. A função de correlação diferencial na Fig. 1 atinge uma elevação que tem um comprimento igual ao comprimento do prefixo cíclico (Documento 5).

A detecção de pico da correlação diferencial pode ser efectuada, por exemplo, descobrindo o máximo da função de correlação calculado numa trama (10 ms) das amostras recebidas. Contudo, poderão existir sinais de sincronização de diversas células que podem ser recebidos em simultâneo no equipamento de utilizador (UE), e todos deverão ser

detectados no procedimento de procura de células. Por conseguinte, a detecção de pico da correlação diferencial numa trama de amostras recebidas não é suficiente, uma vez que não pode distinguir os picos provenientes das diferentes células.

Em alternativa, ou adicionalmente, tem de ser aplicado algum tipo de selecção baseada no limiar. Por exemplo, a magnitude de cada valor de correlação diferencial pode ser comparada com um limiar adaptável proporcional à energia do sinal na janela de correlação de $N/2$ amostras utilizadas para calcular o valor de correlação observado, de modo a que todos os valores de correlação superiores a uma determinada percentagem da energia do sinal na janela de correlação correspondente sejam seleccionados para um processamento suplementar através da detecção de pico para descobrir a hora de chegada exacta de cada sinal de sincronização.

A comparação com o limiar adaptável acima é equivalente a comparar a correlação diferencial normalizada conforme definido no Documento 5, equação (8) (normalizada com a energia recebida no segundo meio símbolo) com um limiar fixo entre 0 e 1. Uma vez que os desempenhos da aquisição de temporização são basicamente determinados pelas propriedades da correlação diferencial, não será mais mencionada a normalização com a energia do sinal.

Se a função de correlação diferencial tivesse uma forma tipo impulso, semelhante à função de autocorrelação aperiódica dos sinais pseudo-aleatórios, com um pico de correlação central estreito correspondente ao atraso nulo e lóbulos laterais de correlação pequenos para outros

atrasos, seriam obtidas propriedades de aquisição de temporização muito melhores.

Uma função de correlação diferencial tipo impulso é obtida pelo sinal de sincronização OFDM proposto em B. Park et al., "A Novel Timing Estimation Method for OFDM Systems", IEEE Communications Letters, Vol. 7, N.º 5, págs. 239 a 241, Maio de 2003 (doravante, este documento designar-se-á por Documento 7), equação (10) como

$$s(k)=[W(k) Z(k) W^*(k) Z^*(k)], \quad (3)$$

em que a forma de onda $W(k)$ de comprimento de $N/4$ amostras é gerada pela IFFT de uma sequência de pseudo-ruído, enquanto a forma de onda $Z(k)$ é concebida para ser simétrica com $W(k)$. O sinal de sincronização (3) é detectado por uma correlação diferencial modificada, definido como (Documento 7)

$$D(p)=\sum_{k=0}^{N/2-1} r(p-k) \cdot r(p+k). \quad (4)$$

O sinal (3) é explícita e exclusivamente definido como um sinal OFDM, a ser gerado pela IFFT, pelo que o Documento 7 não antecipa outros tipos de sinais de sincronização centralmente simétricos, tais como sinais de sequência directa de espectro alargado.

Se a conjugação complexa do sinal (3) for negligenciada, é possível ver que se trata basicamente de um sinal repetitivo, cuja forma de onda repetida básica de

comprimento de $N/2$ amostras é centralmente simétrica. Esse sinal tem uma função de correlação diferencial tipo impulso, mas a sua estrutura repetitiva resulta em lóbulos laterais de correlação grandes, sempre equiparáveis a um quarto da energia do sinal, independentemente das propriedades das sequências de pseudo-ruído utilizadas para modular os subportadores no sinal OFDM. Os lóbulos laterais de correlação grandes podem originar uma maior probabilidade de aquisição de temporização falsa, pelo que é aconselhável reduzi-los o mais possível.

Além disso, o comprimento mais curto $\{N/2\}$ da forma de onda básica repetida no sinal de sincronização (3) significa a geração de um número menor de sinais de sincronização diferentes. Na aplicação de interesse, tal como a procura de células num sistema celular (que não é considerada no Documento 7), em que os sinais de sincronização não devem apenas servir para a aquisição de temporização, mas também para a transmissão de informações, o número menor de possíveis sinais de sincronização diferentes com baixa correlação cruzada significa a transmissão de uma quantidade menor de informações através do sinal de sincronização.

Mais adiante, a conjugação complexa da forma de onda repetida básica na segunda metade do sinal poderá complicar a implementação do desmodulador e gerador do sinal, especialmente se for suposto obter o sinal pela IDFT de uma sequência de pseudo-ruído complexa.

Igualmente, a parte centralmente simétrica do sinal de sincronização (3) consiste em duas formas de onda simétricas, pelo que $N/2$ é um número par. Contudo, em

algumas situações poderá ser conveniente ter uma única forma de onda centralmente simétrica de um comprimento ímpar $N/2$, que possa ser repetida várias vezes no sinal de sincronização.

No documento de Zhang et al. "Joint Frame Synchronization and Frequency Offset Estimation OFDM Systems" IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. 51, n.º 3, Setembro de 2005, é descrita uma sincronização de trama conjunta e um esquema de estimativa do desvio da frequência do portador. O documento parece concentrar-se principalmente no melhoramento da estimativa de erro de frequência; não menciona a forma como a hora de chegada do símbolo de treino deve ser calculada exactamente.

O documento de JIN-WOO LEE ET AL. "Rapid cell search in OFDM-based cellular systems" VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 2005. VTC 2005-SPRING. 2005 IEEE 61 ST, IEEE, PISCATAWAY, NJ, E.U.A., Vol. 2, 30 de Maio de 2005 (2005-05-30), páginas 1273 a 1277, XP010855616 ISBN: 978-0-7803-8887-1 divulga um método de sincronização num sistema de comunicação, no qual é transmitido um sinal de sincronização com um preâmbulo a partir do lado de transmissão. O preâmbulo compreende quatro sinais repetitivos de período N_p com um intervalo de guarda N_g . Este documento representa o estado da técnica mais próximo.

Os documentos EP 0 915 597 A1 e EP 1 126 673 A2 também divulgam um método e um sistema para sincronização de sinais num sistema de comunicação.

Resumo da invenção

Um dos objectivos da presente invenção é propor uma solução ou uma redução de um ou mais dos problemas do estado da técnica. Como tal, um dos objectivos principais é propor um método que permita a sincronização de um sistema de comunicação com uma menor sensibilidade a ruído/interferência e que permita igualmente uma transferência simultânea das informações.

Por conseguinte, de acordo com a invenção, é gerado um sinal para melhorar a sincronização num sistema de comunicação com uma parte centralmente simétrica, $s(k)$, a parte centralmente simétrica $s(k)$ sendo centralmente simétrica na forma do respectivo valor absoluto, em que a parte centralmente simétrica $s(k)$ tem um comprimento arbitrário N e baseia-se numa sequência exclusivamente identificável $c(l)$ de um conjunto de sequências. De acordo com a invenção, o sinal é enviado através de um canal de comunicação, sendo depois recebido e, em seguida, é calculada e armazenada uma correlação diferencial inversa $D(p)$ de um bloco de N amostras do sinal recebido $r(k)$, $k=0,1,\dots,N-1$. Este procedimento é repetido várias vezes para um novo bloco de N amostras do sinal recebido, considerado após um atraso de uma amostra em comparação com o bloco anterior, para descobrir o atraso do bloco de N amostras que resulta numa magnitude de correlação máxima e seleccionar esse atraso como a temporização inicial para a desmodulação, de modo a que a sequência exclusiva $c(l)$ do conjunto de sequências seja detectada e, desse modo, as informações transmitidas sejam extraídas.

O método da presente invenção pode ser implementado através

de uma unidade transmissora e numa unidade receptora num sistema de comunicação. Em conjunto constituiriam parte de um sistema de comunicação via rádio que incluiria, pelo menos, uma unidade transmissora e, pelo menos, uma unidade receptora. A unidade transmissora e a unidade receptora são implementadas conforme descrito em seguida.

Uma unidade transmissora (120), utilizada num sistema de comunicação para melhorar a sincronização e a transmissão de informações, é configurada para gerar um sinal com uma propriedade simétrica de tempo explorável para sincronização e uma parte centralmente simétrica, $s(k)$, em que o sinal se baseia numa sequência exclusivamente identificável $c(l)$ de um conjunto de sequências, a parte centralmente simétrica $s(k)$ é simétrica na forma do respectivo valor absoluto e a parte centralmente simétrica $s(k)$ tem um comprimento arbitrário N e envia o sinal através de um canal de comunicação.

Uma unidade receptora (130), utilizada num sistema de comunicação para melhorar a sincronização e a transmissão de informações, é configurada para receber um sinal com uma propriedade simétrica de tempo explorável para sincronização, em que o sinal se baseia numa sequência exclusivamente identificável $c(l)$ de um conjunto de sequências, calcula e armazena uma correlação de um bloco de N amostras do sinal recebido, calcula e armazena a correlação diferencial inversa $D(p)$ de um bloco de N amostras do sinal recebido $r(k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, repete várias vezes o passo anterior para um novo bloco de N amostras do sinal recebido, considerado após um atraso de uma amostra em comparação com o bloco anterior, descobre o atraso do bloco de N amostras que resulta numa magnitude de

correlação máxima e selecciona esse atraso como a temporização inicial para a desmodulação e detecta a sequência exclusiva $c(1)$ a partir do conjunto de sequências.

A invenção melhora significativamente os desempenhos da aquisição de temporização no receptor nas aplicações em que os sinais de sincronização transmitidos para suportar e suavizar a aquisição de temporização no receptor também devem transportar algumas informações, tal como o número de identificação do transmissor, etc. Uma dessas aplicações é o procedimento de procura de células num sistema celular. Além disso, permite que uma maior quantidade de informações seja transportada através dos sinais de sincronização, em comparação com o estado da técnica do Documento 1.

Outras características e vantagens da presente invenção serão evidentes a partir da seguinte descrição.

Descrição Breve das Figuras

As formas de realização que exemplificam a invenção são descritas relativamente às figuras em anexo, nas quais:

a Fig. 1 ilustra uma função de correlação de acordo com o estado da técnica;

a Fig. 2 ilustra uma função de correlação inversa;

as Figs. 3 à 6 são gráficos que ilustram várias probabilidades para a aquisição de temporização correcta; e

a Fig. 7 ilustra um sistema de comunicação via rádio de acordo com uma forma de realização da presente invenção.

Descrição Detalhada das Formas de Realização da Invenção

Para realizar uma função de correlação diferencial tipo impulso convém primeiro modificar a definição da correlação diferencial, de modo a envolver o maior número possível de diferentes produtos de amostras nas somas correspondentes aos diferentes atrasos. Desta forma, os valores de correlação diferencial correspondentes a diferentes atrasos fora da sincronização serão seleccionados aleatoriamente.

Uma forma de obter os valores aleatórios de correlação diferencial fora da sincronização é inverter a ordem das amostras num dos blocos de amostras utilizado em (1). A chamada correlação diferencial *inversa* $D(p)$ será definida como

$$D(p) = \sum_{k=0}^{[N/2]-1} r(p+k) \cdot r^*(p+N-1-k), \quad (5)$$

em que p indica o atraso da primeira amostra do bloco de N amostras recebidas com respeito à verdadeira posição da primeira amostra do sinal de sincronização e $[x]$ indica a função tecto de x , ou seja, o número inteiro mais pequeno maior ou igual a x .

Para obter o valor de correlação possível máximo (5) em $p=0$, igual à energia do sinal na janela de correlação de $[N/2]$ amostras, o sinal de sincronização $s(k)$, $k=0,1,\dots,N-$

1 deve ser *centralmente simétrico*, ou seja, de modo a que

$$s(k) = \begin{cases} s(N-1-k), & k = 0, 1, \dots, N-1 \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases}, \quad (6)$$

em que N corresponde a um número inteiro positivo arbitrário e em que é assumido que a energia do sinal é igualmente distribuída entre o primeiro e o segundo bloco de $[N/2]$ amostras.

Em (5) e (6), a correlação diferencial inversa $D_s(p)$ do sinal de sincronização $s(k)$ existe apenas para $p=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm([N/2]-1)$ e é fornecida por

$$\begin{aligned} D_s(p) &= D_s^*(-p) = \sum_{k=0}^{[N/2]-1} s(p+k) \cdot s^*(p+N-1-k) \\ &= \sum_{k=p}^{[N/2]-1} s(k+p) \cdot s^*(k-p) \\ &= \sum_{l=0}^{[N/2]-1-p} s(l+2p) \cdot s^*(l), \quad p=0, 1, \dots, [N/2]-1. \end{aligned} \quad (7)$$

A fórmula (7) assemelha-se bastante à função de autocorrelação aperiódica $R(p)$ do sinal de sincronização $s(k)$, definida como

$$R(p) = R^*(-p) = \sum_{l=0}^{N-1-p} s(l+p) \cdot s^*(l), \quad p=0, 1, \dots, N-1. \quad (8)$$

Tal como é possível ver, a única diferença entre $D_s(p)$ e $R(p)$ está num número reduzido de elementos de soma. Assim,

se $s(k)$ tiver uma função de autocorrelação aperiódica tipo impulso, a respectiva função de correlação diferencial inversa tem grandes probabilidades de ser igualmente tipo impulso.

A equação (7) mostra que, em geral, os sinais pseudo-aleatórios *não repetitivos*, mas centralmente simétricos produzem lóbulos laterais de correlação menores do que os sinais repetitivos.

Uma alternativa aos sinais de sincronização centralmente simétricos definidos por (6) é de modo a satisfazer

$$s(k) = \begin{cases} c^*(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases} \quad (9)$$

em que a correlação diferencial inversa tem de ser redefinida como

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\lfloor N/2 \rfloor - 1} r(p+k) \cdot r(p+N-1-k). \quad (10)$$

O sinal de sincronização OFDM (3) proposto no estado da técnica, Documento 7, equação (10) pode ser visto como um caso especial de sinal (9). Note-se que (9) é mais geral, uma vez que é definido para um comprimento arbitrário N , enquanto (3) é definido apenas para $N=0 \bmod 4$.

O mesmo valor absoluto máximo da correlação diferencial simétrica pode ser obtido se o sinal for *assimétrico*, ou seja, definido como

$$s(k) = \begin{cases} -s(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases} \quad (6.1)$$

Igualmente, o valor absoluto de (10) não será alterado se o sinal for definido como

$$s(k) = \begin{cases} -s^*(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases} \quad (9.1)$$

Forma de Realização 1

Para ilustrar a configuração dos sinais de sincronização centralmente simétricos (6) e as propriedades das funções de correlação diferencial inversa correspondentes (5), será gerado o conjunto de sinais de sincronização centralmente simétricos OFDM, partindo das suposições apresentadas no Documento 1: a frequência de amostragem é de 1,92 MHz, o espaçamento do subportador é de 15 kHz, o número máximo de subportadores ocupados é de $N_{osc}=76$ de um total de $N=128$ subportadores numa banda de frequências de 1,92 MHz (a largura de banda de transmissão é de 1,25 MHz). Os subportadores ocupados são modulados pelos elementos de uma sequência pseudo-aleatória do conjunto de sequências com boas propriedades de correlação cruzada. As diferentes sequências do conjunto são classificadas pelos diferentes números de identificação (IDs) das células. Após a desmodulação DFT do sinal OFDM recebido, a sequência transmitida pode ser identificada mediante o desmapeamento a partir dos subportadores, seguido do processamento de um determinado sinal. A baixa correlação cruzada entre as sequências contribui para uma identificação mais fiável das

sequências quando são recebidos vários sinais em simultâneo a partir de diferentes células.

O sinal de sincronização OFDM de saída $s(k)$ de comprimento de $N=128$ amostras é obtido pela IDFT do espectro $H(n)$ de $N=128$ coeficientes de Fourier, como

$$s(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n) W_N^{-kn}, \quad W_N = \exp(-j2\pi/N), \quad j = \sqrt{-1}, \quad k=0,1,2,\dots,N-1. \quad (11)$$

Se $H(n)=H(N-n)$, $n=0,1,2,\dots,N-1$, em que $H(N)=H(0)$ se mantém segundo a periodicidade da DFT, é possível ver que $s(k)$ será igualmente simétrico em torno da respectiva $s(N/2)$ amostra, ou seja,

$$s(k) = s(N-k), \text{ se e apenas se } H(n) = H(N-n), \quad k,n=1,\dots,N-1. \quad (12)$$

Segue-se a demonstração de (12):

Partindo da definição de $s(k)$ como

$$s(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n) W_N^{-kn}, \quad W_N = \exp(-j2\pi/N), \quad j = \sqrt{-1}, \quad k=0,1,2,\dots,N-1, \quad (A1)$$

segue-se

$$\begin{aligned}
s(N-k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H(n) W_N^{-kn} = \frac{1}{N} \sum_{l=N-k}^1 H(N-l) W_N^{-kl} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H(N-l) W_N^{-kl}, \\
k &= 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad (A2)
\end{aligned}$$

onde foi introduzida a alteração de variáveis $n=N-l$, reordenada a soma e utilizada a periodicidade da DFT ($H(n)=H(n+N)$). Em (A.1) e (A.2), verifica-se que $s(k)=s(N-k)$ se $H(n)=H(N-n)$, o que é uma condição suficiente. Trata-se igualmente de uma condição necessária, o que significa que apenas se $H(n)=H(N-n)$ será $s(k)=s(N-k)$, tal como pode ser verificado partindo da expressão para $H(n)$.

O espectro $H(n)$ poderá ser obtido utilizando os elementos de uma sequência pseudo-aleatória $c(l)$, $l=0, 1, \dots, L-1$, $L \leq N_{osc}$, como os coeficientes de Fourier nas frequências do subportador ocupado.

Se o mapeamento entre $c(l)$ e $H(n)$ for definido como

$$H(n) = \begin{cases} c\left(n + \frac{L-1}{2}\right), & n=0, 1, 2, \dots, \frac{L-1}{2} \\ c\left(n - N + \frac{L-1}{2}\right), & n=N - \frac{L-1}{2}, \dots, N-1, \text{ } L \text{ é ímpar,} \\ 0, & n = \frac{L-1}{2} + 1, \dots, N - \frac{L-1}{2} - 1 \end{cases} \quad (13)$$

em que $c(l)$, $l=0, 1, \dots, L-1$ corresponde a uma sequência centralmente simétrica de comprimento ímpar L , é óbvio que a condição em (12) será cumprida.

Por conseguinte, o sinal de sincronização resultante $s(k)$, $k=0,1,2,\dots,N-1$ é um sinal OFDM de banda base passa baixo simétrico em torno da respectiva $s(N/2)$ amostra, o que significa que apenas a amostra $s(0)$ não tem o respectivo equivalente simétrico com respeito a $s(N/2)$. Por outras palavras, o sinal de sincronização OFDM resultante pode ser considerado como consistindo em duas partes: a primeira parte contém uma amostra e a segunda parte contém $N-1$ amostras centralmente simétricas, de modo a que $s(k)=s(N-k)$, $k=1,2,\dots,N-1$.

Além disso, significa que, para a detecção cega do sinal OFDM acima, deverão ser utilizados os blocos de $N-1$ amostras do sinal de entrada, bem como realizada a correlação diferencial inversa como

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\lceil N/2 \rceil - 1} r(p+k+1) \cdot r^*(p+N-1-k). \quad (14)$$

Contudo, todo o bloco de N amostras deve ser utilizado para a desmodulação OFDM e subsequente identificação do conteúdo das informações (ID da célula), assim que for adquirida a temporização correcta.

Resta saber que tipo de sequências centralmente simétricas de comprimento ímpar L devem ser escolhidas para a modulação dos subportadores. As $L-1$ sequências de pseudo-ruído $\{a_r(l)\}$, $r=1,\dots,L-1$, em que L corresponde a um número primo, utilizadas no Documento 1 para produzir os sinais de sincronização OFDM repetitivos são sequências Zadoff-Chu (ZC) de comprimento ímpar L , definidas como

$$a_r(l) = W_L^{r(l+1)/2}, \quad l=0, 1, \dots, L-1, \quad L \text{ é ímpar}, \quad (15)$$

em que $W_L = \exp(-j2\pi/L)$, $j = \sqrt{-1}$.

Se L for um número ímpar, pode ser facilmente verificado que a sequência ZC (15) é centralmente simétrica (em torno do respectivo $(L-1)/2+1$ -th elemento), ou seja, $a_r(l) = a_r(L-1-l)$, $l=0, 1, \dots, L-1$. Para acomodar o comprimento da sequência de modo a ser igual ou menor do que o número máximo de subportadores ocupados, é possível eliminar um determinado número de elementos da sequência no início e no fim da sequência ZC , para que a sequência diminuída resultante permaneça centralmente simétrica.

Uma vez que o número máximo permitido de subportadores ocupados é de $N_{osc}=76$, e o comprimento da sequência ZC deve ser um número primo, deverá ser utilizado $L=79$ em (15) para gerar um protótipo de sequência ZC , que é depois diminuída para o comprimento $L=75$ eliminando os primeiros 2 e os últimos 2 elementos do protótipo de sequência ZC , de modo a que a sequência ZC diminuída resultante permaneça centralmente simétrica. Em seguida, a sequência diminuída é utilizada em (13) para produzir o sinal de sincronização OFDM (11) após a IDFT de $H(n)$.

Ao escolher os valores diferentes de r em (15), é possível obter até $M=L-1=74$ sinais de sincronização OFDM diferentes, cada um transportando as diferentes informações sobre o ID da célula. Este número de IDs das células é quase duas vezes maior do que o número (41) de IDs das células do Documento 1 para o mesmo tamanho de sinais de

sincronização. Ao mesmo tempo, o princípio da detecção das sequências ZC do Documento 1, utilizando a codificação diferencial e a IDFT, também pode ser aplicado no presente exemplo.

Para garantir a resistência da desmodulação no caso de um canal de propagação por trajetórias múltiplas, o sinal de sincronização OFDM é precedido por um prefixo cíclico. A magnitude da função de correlação diferencial inversa do sinal de sincronização OFDM (11) obtida a partir da sequência ZC diminuída de comprimento $L=75$, com a célula $ID=r=29$ e com o prefixo cíclico de $L_{CP}=10$ amostras, é ilustrada na Fig.2.

O prefixo cíclico torna a função de correlação diferencial inversa assimétrica, com níveis de lóbulos laterais ligeiramente maiores para os atrasos negativos. Contudo, uma vez que os níveis dos lóbulos laterais continuam relativamente baixos em comparação com o pico principal, não se prevê que a probabilidade da aquisição de temporização falsa seja influenciada pelos mesmos.

As sequências Zadoff-Chu são a base para a geração das sequências GCL $\{c(l)\}$, definidas como [6]

$$c(l) = a(l) b(l \bmod m), \quad l=0, 1, \dots, L-1, \quad (16)$$

em que $L=sm^2$, s e m correspondem a número inteiros positivos, $\{b(l)\}$ corresponde a qualquer sequência de m magnitude de números de unidade complexos e $\{a(l)\}$ corresponde à sequência Zadoff-Chu de comprimento L . Portanto, para obter uma sequência GCL centralmente

simétrica, L deverá ser um número ímpar e a sequência de modulação $\{b(l)\}$ deverá ser centralmente simétrica. Devido à sua grande quantidade, as sequências GCL centralmente simétricas têm capacidade para transmitir mais informações se utilizadas na presente invenção. Além disso, mantêm as propriedades de correlação ideais independentemente da selecção das respectivas sequências de modulação.

Desempenhos da aquisição de temporização

No equipamento de utilizador (UE) em sistemas celulares, o erro de frequência inicial (imediatamente após a ligação) do sinal RF pode ser na ordem das dezenas de milhar de Hz. Este erro de frequência será reduzido dentro dos limites de várias centenas de Hz assim que o receptor for bloqueado para o sinal recebido a partir de uma estação de base. O UE será bloqueado para uma estação de base após a procura de células inicial, a tarefa executada pelo UE após o mesmo ser ligado. Assim que o UE encontrar a respectiva célula de "camping", o procedimento de procura de células entra no modo de monitorização, onde monitoriza as células vizinhas disponíveis, quer para uma possível transferência, se o UE estiver no modo activo, quer para uma possível re-selecção de célula (para uma melhor recepção de sinal), se o UE estiver no modo de repouso. No modo de monitorização, o erro de frequência entre os sinais recebidos e o sinal RF do UE é significativamente reduzido, uma vez que todas as células estão fortemente sincronizadas com a frequência e o UE já está sincronizado com uma delas.

Assim, durante a procura de células inicial, deverá ser possível detectar a hora de chegada dos sinais de

sincronização transmitidos a partir da estação de base em caso de erro de frequência relativamente alto no receptor.

O desempenho da aquisição de temporização do sinal de sincronização da Forma de Realização 1 é avaliado mediante simulação, em termos de probabilidade de aquisição de temporização correcta como uma função de relação sinal/ruído (SNR) no canal AWGN (Additive White Gaussian Noise - Ruído Gaussiano Branco Aditivo). Os quatro valores do erro de frequência inicial df entre o UE e a estação de base são simulados: $df=0$, 1, 2 e 3 ppm em 2,6 GHz de frequência do portador. O prefixo cíclico tem um comprimento de 10 amostras em todos os casos.

A aquisição de temporização é considerada correcta se a hora prevista de chegada estiver dentro da zona de tolerância de erro, que se encontra antes da posição de temporização verdadeira, de modo a sobrepor o prefixo cíclico no sinal OFDM. O tamanho da zona de tolerância de erro não pode ser maior do que o comprimento do prefixo cíclico, e deve ser igual à parte do prefixo cíclico que não está abrangida pela resposta do canal do símbolo OFDM anterior. Uma vez que o comprimento do prefixo cíclico não deve ser muito maior (ou não o ser de todo) do que o comprimento máximo previsto da resposta do canal, a zona de tolerância de erro, na prática, não pode ser maior do que algumas amostras. Contudo, uma vez que o sinal de sincronização repetitivo do Documento 1 é avaliado como a referência para comparação, a zona de tolerância de erro deverá ser igual ao prefixo cíclico, de modo a obter os melhores desempenhos do sinal do Documento 1.

Pode ser facilmente compreendido que a magnitude da

correlação diferencial não depende do erro de frequência e, como tal, o sinal do Documento 1 é avaliado sem qualquer erro de frequência. Os resultados são ilustrados na Fig. 3.

Sem o erro de frequência inicial, o sinal centralmente simétrico detectado pela correlação diferencial inversa ultrapassa o sinal repetitivo detectado pela correlação diferencial em mais de 1 dB em 0,5 de probabilidade de aquisição correcta e em mais de 5 dB em 0,9 de probabilidade de aquisição correcta.

Para os valores não nulos do erro de frequência, o desempenho do sinal repetitivo permanece inalterado, enquanto o desempenho do sinal centralmente simétrico deteriora-se com o aumento do erro de frequência. No erro de frequência de 1 ppm (2600 Hz), os desempenhos relativos permanecem praticamente inalterados. No erro de frequência de 2 ppm, o sinal centralmente simétrico continua a ser melhor relativamente às probabilidades de aquisição correcta acima de 0,5, embora o sinal repetitivo seja melhor em SNRs muito baixas. Contudo, no erro de frequência de 3 ppm, o sinal centralmente simétrico falha ao adquirir a sincronização de temporização independentemente da SNR. Isto deve-se ao facto de alguns dos lóbulos laterais da correlação diferencial inversa se tornarem maiores do que o lóbulo principal, mesmo sem a existência de ruído.

Forma de Realização 2

O desempenho da aquisição de temporização resulta para os sinais da Forma de Realização 1 que demonstra que, se o erro de frequência estiver acima de um determinado limiar, a correlação diferencial produz uma melhor aquisição de

temporização do que a correlação diferencial inversa, enquanto abaixo de um determinado erro de frequência acontece o oposto.

Este resultado sugere que, se o erro de frequência estiver acima de 2 ppm durante a procura de células inicial, seria benéfico que o sinal de sincronização fosse não só centralmente simétrico como também periódico. Esse sinal pode ser detectado no UE tanto pela correlação diferencial como pela correlação diferencial inversa, dependendo do modo de procura de células do UE, ou seja, dependendo do erro de frequência máximo previsto no meio da frequência do portador do sinal recebido e da frequência do sinal RF de referência no receptor.

Por conseguinte, a procura de células inicial, os sinais de sincronização transmitidos a partir das estações de base, deve ser executada utilizando a correlação diferencial. Assim que a procura de células entrar no modo de monitorização, os sinais de sincronização podem ser detectados pela correlação diferencial inversa, o que fornece desempenhos da aquisição de temporização muito melhores se o erro de frequência for baixo, permitindo uma detecção mais rápida das células vizinhas. Convém referir que, no modo de monitorização da procura de células, uma rápida detecção das células vizinhas com uma melhor qualidade do sinal reduz a interferência no sistema, uma vez que permite ao UE transmitir com uma menor potência.

Assumindo as mesmas condições da Forma de Realização 1, o conjunto de sinais de sincronização OFDM centralmente simétricos e periódicos pode ser gerado a partir do conjunto de 36 sequências ZC com um comprimento de número

primo $L=37$, utilizando o mapeamento (13) e a IDFT (11), em que $N=64$. O sinal de comprimento de 64 amostras obtido por (11) estende-se periodicamente, ou seja, repete-se para produzir o sinal de sincronização final centralmente simétrico e periódico de comprimento de 128 amostras. Tal como no exemplo anterior, no sinal resultante $s(k)$ de comprimento de $N=128$ amostras, apenas a amostra $s(0)$ não tem o respectivo equivalente simétrico com respeito a $s(N/2)$.

O mesmo sinal pode ser obtido directamente (sem extensão periódica) utilizando (11) e o seguinte mapeamento geral

$$H(n) = \begin{cases} c\left(\frac{n}{R} + \frac{L-1}{2}\right), & n = 0, R, 2R, \dots, \left(\frac{L-1}{2}\right)R \\ c\left(\frac{n-N}{R} + \frac{L-1}{2}\right), & n = N - \left(\frac{L-1}{2}\right)R, N - \left(\frac{L-3}{2}\right)R, \dots, N-R, \quad L \text{ é ímpar} \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases} \quad (17)$$

em que $c(l)$, $l=0, 1, \dots, L-1$ corresponde a uma sequência centralmente simétrica de comprimento ímpar L , $R=2$ corresponde ao número de repetições, ou seja, períodos de uma determinada forma de onda básica no sinal e $N=128$ corresponde ao tamanho IFFT. Em geral, o mapeamento (17) produz um sinal centralmente simétrico com R períodos se $N=0 \bmod R$.

O desempenho da aquisição de temporização do sinal de sincronização acima é avaliado mediante simulação, em termos de probabilidade de aquisição de temporização correcta como uma função de relação sinal/ruído (SNR) no canal AWGN (Additive White Gaussian Noise - Ruído Gaussiano Branco Aditivo). Os quatro valores do erro de frequência

inicial df entre o UE e a estação de base são simulados: $df=0, 1, 2$ e 3 ppm em $2,6$ GHz de frequência do portador. O prefixo cíclico tem um comprimento de 10 amostras em todos os casos. Os resultados são ilustrados na Fig. 4.

Na Fig. 3 e na Fig. 4, é possível ver que a correlação diferencial inversa do sinal OFDM centralmente simétrico e periódico é mais resistente para o erro de frequência de 3 ppm do que a função de correlação diferencial inversa do sinal OFDM não periódico. Partindo da semelhança entre as fórmulas (7) e (8), a explicação dos diferentes desempenhos da aquisição de temporização na Fig. 3 e na Fig. 4 pode ter que ver com as propriedades da função de autocorrelação aperiódica generalizada dos sinais correspondentes, muito conhecida como função de ambiguidade. Esta função é uma função bidimensional do atraso e do erro de frequência.

É de conhecimento geral que os sinais de ondas contínuas moduladas em frequência, tal como o sinal não repetitivo da Fig. 3, têm a função de ambiguidade tipo "ridge", caracterizada por uma posição alterada de atraso não nulo do respectivo lóbulo principal num erro de frequência alto. Este efeito é a principal razão para o colapso da correlação diferencial inversa num erro de frequência de 3 ppm. Os sinais com outros IDs de células poderão ser um pouco menos sensíveis a este efeito e poderão convergir numa probabilidade de aquisição igual a 1 em SNRs maiores, mas também irão sucumbir em caso de erros de frequência que sejam um pouco mais altos.

Por um lado, os sinais periódicos, tal como o ilustrado na Fig. 4, têm as chamadas funções de ambiguidade tipo "bed-of-nails", caracterizadas por lóbulos laterais bastante

grandes colocados regularmente no plano tempo-frequência, mas a posição do lóbulo principal, correspondente ao atraso nulo, não se altera com a frequência. Basicamente, estes sinais comportam-se como tendo na prática o comprimento mais curto, o que resulta em menos distorção em erros de frequência altos. Por outro lado, os lóbulos laterais grandes da correlação diferencial inversa provêm da natureza repetitiva do sinal, de modo a que, mesmo quando não existe nenhum erro de frequência, o sinal que consiste em dois períodos da mesma forma de onda básica tenha os lóbulos laterais da correlação diferencial inversa iguais, pelo menos, à metade do lóbulo principal. Isto resulta numa perda de desempenhos de aquisição para erros de frequência baixos (abaixo de 2 ppm), tal como pode ser verificado ao comparar a Fig. 3 e a Fig. 4.

Forma de Realização 3

Conforme mencionado acima, a zona de tolerância de erro, na prática, não pode ser maior do que algumas amostras. Nesse caso, contudo, mesmo a correlação diferencial (utilizada para detectar o sinal de sincronização repetitivo do Documento 1) mostra desempenhos bastante fracos em erros de frequência altos, tal como pode ser verificado na Fig. 5, em que os desempenhos da aquisição de temporização dos sinais da Fig. 3 são avaliados com a zona de tolerância de 2 amostras.

A razão para os fracos desempenhos da correlação diferencial está na elevação ilustrada na Fig. 1, o que faz com que seja altamente provável que o ruído produza um pico de correlação no atraso existente na elevação da correlação inferior ao atraso nulo (correcto). Por conseguinte, a

curva correspondente ao sinal repetitivo converge muito lentamente com o valor 1 com um aumento da SNR.

O debate anterior sobre os diferentes tipos das funções de ambiguidade leva à consideração de outros tipos de sequências de pseudo-ruído, com funções de ambiguidade mais tolerantes a erros de frequência. Essas sequências de pseudo-ruído são, por exemplo, os conjuntos de sequências complementares (binárias) de Golay ortogonais, consulte M. J. E. Golay, "Complementary Séries", IRE Transactions on Information Theory, Vol. IT-7, págs. 82 a 87, Abril de 1961 (doravante, este documento designar-se-á por Documento 8). Os pares de sequências complementares de Golay existem para comprimentos de sequência pares L , e caracterizam-se pela propriedade de a soma das funções de autocorrelação aperiódica das sequências ser igual a zero para todos os atrasos não nulos. É possível obter um conjunto de sequências de Golay ortogonais de comprimento L mediante a multiplicação binária (bit a bit) de uma única sequência complementar de Golay de comprimento L com todas as L sequências de Walsh de comprimento L [Documento 8]. As sequências desse conjunto podem ser agrupadas em $L/2$ diferentes pares complementares.

Se os bits de uma sequência de Golay do conjunto de pares complementares de Golay ortogonais forem utilizados como os coeficientes de Fourier $H(n)$ em (11), o sinal de sincronização OFDM resultante $s(k)$ é semelhante a (9) e tem a propriedade:

$$s(k) = \begin{cases} s^*(N-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases}, \quad (18)$$

Esse sinal pode ser detectado por uma correlação diferencial inversa modificada (10), como

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\{N/2\}-1} r(p+k+1) \cdot r(p+N-1-k). \quad (19)$$

É fácil saber se as magnitudes das correlações diferenciais inversas (10) e (19) permanecem inalteradas em caso de erro de frequência arbitrário no sinal recebido através de um canal de propagação por trajectória única. Esta é uma propriedade geral que é válida para sinais arbitrários (9), (9.1) e (18).

Se os elementos de uma sequência de Golay $c(k)$ forem mapeados como os coeficientes de Fourier dos subportadores consecutivos equidistantes, por exemplo, como

$$H(n) = \begin{cases} c(n+L/2), & n=0,1,2,\dots,L/2-1 \\ c(n-N+L/2), & n=N-L/2,\dots,N-1, L \text{ é par,} \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases} \quad (20)$$

o sinal OFDM resultante tem a relação potência de pico/média (PAPR) inferior a 3 dB, consulte B. M. Popovic, "Synthesis of Power Efficient Multitone Signals with Flat Amplitude Spectrum", IEEE Transactions on Communications, Vol. 39, N.º 7, págs. 1031 a 1033, Julho de 1991. Além disso, significa que todos os sinais de sincronização OFDM, com base em diferentes sequências de Golay de um conjunto

de pares complementares ortogonais, terão um pequeno valor PAPR, permitindo assim a maximização da potência média transmitida, ou seja, a maximização da SNR recebida na extremidade da célula.

Os desempenhos da aquisição de temporização de um sinal OFDM obtido a partir de uma sequência complementar de Golay de comprimento $L=64$ mapeada segundo (20) e (11) num sinal OFDM de comprimento $N=128$ são ilustrados na Fig. 6. É possível verificar que os desempenhos da aquisição de temporização do sinal OFDM obtido a partir de uma sequência complementar de Golay não alteram com o aumento do erro de frequência.

As informações inseridas neste cenário podem, por exemplo, ser obtidas classificando cada uma das sequências de Golay ortogonais do presente conjunto. Após a recepção do sinal e a desmodulação dos dados do sinal OFDM, é possível identificar a sequência específica correlacionando-a com todas as sequências do presente conjunto. Esse banco de correladores pode ser eficazmente implementado, por exemplo, utilizando a transformação rápida de Hadamard. A codificação diferencial poderá ser aplicada à sequência desmodulada antes da correlação para remover a distorção do canal. Nesse caso, as sequências de referência utilizadas para correlação também devem ser codificadas diferencialmente.

Agora relativamente à Fig. 7, a presente invenção fornece igualmente um sistema de comunicação via rádio que, por exemplo, poderia consistir em estações de base 120 de um sistema celular 100 e terminais 130 em comunicação com as referidas estações de base. As estações de base e/ou os

terminais poderiam incluir, pelo menos, uma unidade transmissora com meios para gerar e enviar um sinal com uma parte centralmente simétrica, $s(k)$, em que a referida parte centralmente simétrica $s(k)$ tem um comprimento arbitrário N . As estações de base e/ou os terminais poderiam igualmente incluir, pelo menos, uma unidade receptora com meios para receber e processar sinais gerados pela unidade transmissora.

Aplicações e alternativas

A presente invenção pode ser utilizada em todas as aplicações em que sejam transmitidos sinais de sincronização para suportar e suavizar a aquisição de temporização num receptor e igualmente quando os sinais transportarem algumas informações, tal como o número de identificação de um transmissor, etc. Uma dessas aplicações é o procedimento de procura de células nos sistemas celulares.

Os sinais de sincronização centralmente simétricos propostos podem ser do tipo OFDM, o que fornece algumas vantagens para a desmodulação das informações do sinal que passou pelo canal de propagação por trajectórias múltiplas (dispersivo no tempo).

Contudo, os sinais de sincronização centralmente simétricos tipo ruído de outros tipos, tais como os sinais de sequência directa de espectro alargado, detectados pela correlação diferencial inversa, também podem ser implementados com os desempenhos da aquisição de temporização semelhantes.

Lisboa, 24 de Novembro de 2010

REIVINDICAÇÕES

1. Um método de sincronização num sistema de comunicação, **caracterizado pelas** fases de:

geração de um sinal com uma propriedade simétrica de tempo explorável para sincronização, em que o sinal se baseia numa sequência exclusivamente identificável $c(l)$ de um conjunto de sequências;

envio de um sinal através de um canal de comunicação; e

na fase de geração do sinal, a geração do sinal com uma parte centralmente simétrica, $s(k)$, em que a parte centralmente simétrica $s(k)$ é centralmente simétrica na forma do valor absoluto e a parte centralmente simétrica $s(k)$ tem um comprimento arbitrário N .

2. O método de acordo com a reivindicação 1, caracterizado por compreender:

a recepção do sinal;

o cálculo e armazenamento de uma correlação de um bloco de N amostras do sinal recebido;

a repetição do passo anterior várias vezes para um novo bloco de N amostras do sinal recebido, considerado após um atraso de uma amostra em comparação com o bloco anterior;

a descoberta do atraso do bloco de N amostras que resulta numa magnitude de correlação máxima e a selecção desse atraso como a temporização inicial para a desmodulação;

a detecção da sequência exclusiva $c(l)$ a partir do conjunto de sequências e, desse modo, a extracção das informações transmitidas,

na fase de cálculo e armazenamento de uma correlação, o cálculo e armazenamento da correlação diferencial *inversa*

$D(p)$ de um bloco de N amostras do sinal recebido $r(k)$, $k=0,1,\dots,N-1$.

3. O método de acordo com as reivindicações 1 ou 2, caracterizado por compreender a geração do sinal, de modo a que a simetria central da forma do valor absoluto da parte centralmente simétrica $s(k)$ se deva ao facto de a parte centralmente simétrica $s(k)$ ser uma das seguintes:

$$s(k) = \begin{cases} s(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases}, e$$

$$s(k) = \begin{cases} s^*(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases}, e$$

$$s(k) = \begin{cases} -s(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases}, e$$

$$s(k) = \begin{cases} -s^*(N-1-k), & k=0,1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases}, e$$

$$s(k) = \begin{cases} s(N-k), & k=1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases}, e$$

$$s(k) = \begin{cases} s^*(N-k), & k=1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases}, e$$

$$s(k) = \begin{cases} -s(N-k), & k=1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases}, e$$

$$s(k) = \begin{cases} -s^*(N-k), & k=1,\dots,N-1 \\ 0, & \text{noutro lugar} \end{cases}.$$

4. O método de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 3, caracterizado por compreender a geração do sinal, de modo a que N corresponda a um número inteiro positivo par, e em que $s(k)$ seja igualmente periódico com o período $N/2$, ou seja, de modo a que $s(k) = s(k+N/2)$.

5. O método de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 4, caracterizado por compreender a geração do sinal, de modo a que $s(k)$ seja precedido por um prefixo cíclico de L_{CP} amostras, idêntico às últimas L_{CP} amostras de $s(k)$.

6. O método de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 5, caracterizado por compreender a geração do sinal, de modo a que $s(k)$ seja obtido como a IDFT do espectro $H(n)$ de N pesos de subportador, o espectro $H(n)$ sendo gerado utilizando os elementos de uma sequência $c(l)$, $l=0, 1, \dots, L-1$, $L \leq N$, como os coeficientes de Fourier nas frequências do subportador ocupado.

7. O método de acordo com a reivindicação 6, caracterizado por compreender a geração do sinal, de modo a que $s(k)$ seja obtido como a IDFT do espectro $H(n)$ de N pesos de subportador, de modo a que $H(n)=H(N-n)$, $n=0, 1, 2, \dots, N-1$, em que $H(N)=H(0)$ se mantém segundo a periodicidade da DFT.

8. O método de acordo com a reivindicação 7, caracterizado por compreender o mapeamento da sequência $c(l)$ no espectro

$$H(n) \text{ as } H(n) = \begin{cases} c\left(n + \frac{L-1}{2}\right), & n=0, 1, 2, \dots, \frac{L-1}{2} \\ c\left(n - N + \frac{L-1}{2}\right), & n=N - \frac{L-1}{2}, \dots, N-1, L \text{ é ímpar}, \\ 0, & n = \frac{L-1}{2} + 1, \dots, N - \frac{L-1}{2} - 1 \end{cases}$$

em que $c(l)$ corresponde a uma sequência centralmente simétrica de comprimento ímpar L ;

ou o mapeamento da sequência $c(l)$ no espectro $H(n)$ como

$$H(n) = \begin{cases} c\left(\frac{n}{R} + \frac{L-1}{2}\right) & , \quad n = 0, R, 2R, \dots, \left(\frac{L-1}{2}\right)R \\ c\left(\frac{n-N}{R} + \frac{L-1}{2}\right) & , \quad n = N - \left(\frac{L-1}{2}\right)R, N - \left(\frac{L-3}{2}\right)R, \dots, N-R, \\ 0 & , \quad \text{noutro lugar} \end{cases}$$

em que $c(l)$ corresponde a uma sequência centralmente simétrica de comprimento ímpar L , R corresponde ao número de repetições, ou seja, períodos de uma determinada forma de onda básica no sinal, de modo a que $N \equiv 0 \pmod{R}$; ou o mapeamento da sequência $c(l)$ no espectro $H(n)$ como

$$H(n) = \begin{cases} c(n+L/2) & , \quad n = 0, 1, 2, \dots, L/2-1 \\ c(n-N+L/2) & , \quad n = N-L/2, \dots, N-1, \quad L \text{ é par}, \\ 0 & , \quad \text{noutro lugar} \end{cases}$$

em que $c(l)$ corresponde a uma sequência binária arbitrária de comprimento par L .

9. O método de acordo com qualquer uma das reivindicações 6 a 8, caracterizado por compreender a utilização de uma sequência $c(l)$ que é pseudo-aleatória.

10. O método de acordo com a reivindicação 9, caracterizado por a sequência $c(l)$ ser uma sequência Zadoff-Chu definida como

$$c(l) = W_L^{N(l+1)/2}, \quad l=0, 1, \dots, L-1, \quad L \text{ é ímpar},$$

em que $W_L = \exp(-j2\pi/L)$, $j = \sqrt{-1}$;

ou a sequência $c(l)$ ser uma sequência GCL (Generalized Chirp-Like) definida como

$$c(l) = a(l) b(l \bmod m), \quad l=0, 1, \dots, L-1,$$

em que $L=sm^2$ corresponde a um número ímpar, s e m correspondem a números inteiros positivos, $\{b(l)\}$ corresponde a qualquer sequência centralmente simétrica de m magnitude de números de unidade complexos e $\{a(l)\}$ corresponde à sequência Zadoff-Chu de comprimento L ;
ou a sequência $c(l)$ ser uma sequência complementar de Golay com comprimento par L escolhido a partir de um conjunto de pares complementares de Golay ortogonais.

11. O método de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 10, caracterizado por compreender a utilização de

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\lceil N/2 \rceil - 1} r(p+k) \cdot r^*(p+N-1-k),$$

a utilização de

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\lceil N/2 \rceil - 1} r(p+k+1) \cdot r^*(p+N-1-k),$$

ou a utilização de

$$D(p) = \sum_{k=0}^{\lceil N/2 \rceil - 1} r(p+k+1) \cdot r(p+N-1-k),$$

em que $[x]$ indica a função de tecto de x , ou seja, o número inteiro mais pequeno maior ou igual a x , como a correlação diferencial *inversa*.

12. O método de acordo com qualquer uma das reivindicações 4 a 11, caracterizado por compreender:

a utilização da correlação diferencial em caso de erro de frequência relativamente alto no sinal recebido,

a utilização da correlação diferencial inversa em caso de erro de frequência relativamente baixo no sinal recebido.

13. O método de acordo com qualquer uma das reivindicações 1 a 12, caracterizado por compreender o mapeamento da sequência $c(l)$ para a identidade de um emissor do sinal $s(k)$ e/ou a utilização de uma sequência $c(l)$ que seja binária.

14. Uma unidade transmissora (120), para utilização num sistema de comunicação, **caracterizada por** a unidade transmissora (120) ser:

configurada para gerar um sinal com uma propriedade simétrica de tempo explorável para sincronização e uma parte centralmente simétrica, $s(k)$, em que o sinal se baseia numa sequência exclusivamente identificável $c(l)$ de um conjunto de sequências, a parte centralmente simétrica $s(k)$ é centralmente simétrica na forma do respectivo valor absoluto e a parte centralmente simétrica $s(k)$ tem um comprimento arbitrário N e

configurada para enviar o sinal através de um canal de comunicação.

15. Uma unidade receptora (130), para utilização num sistema de comunicação, **caracterizada por** a unidade receptora (130) ser:

configurada para receber um sinal com uma propriedade simétrica de tempo explorável para sincronização, e em que o sinal se baseia numa sequência exclusivamente identificável $c(l)$ de um conjunto de sequências,

configurada para calcular e armazenar uma correlação de um bloco de N amostras do sinal recebido,

e calcular e armazenar a correlação diferencial inversa $D(p)$ de um bloco de N amostras do sinal recebido $r(k)$, $k=0,1,\dots,N-1$,

configurada para repetir várias vezes o passo anterior para um novo bloco de N amostras do sinal recebido, considerado após um atraso de uma amostra em comparação com o bloco anterior,

configurada para descobrir o atraso do bloco de N amostras que resulta numa magnitude de correlação máxima e para seleccionar esse atraso como a temporização inicial para a desmodulação,

configurada para detectar a sequência exclusiva $c(l)$ a partir do conjunto de sequências.

16. Um sistema de comunicação via rádio (100), caracterizado por incluir, pelo menos, uma unidade transmissora (120) de acordo com a reivindicação 14 e, pelo menos, uma unidade receptora (130) de acordo com a reivindicação 15.

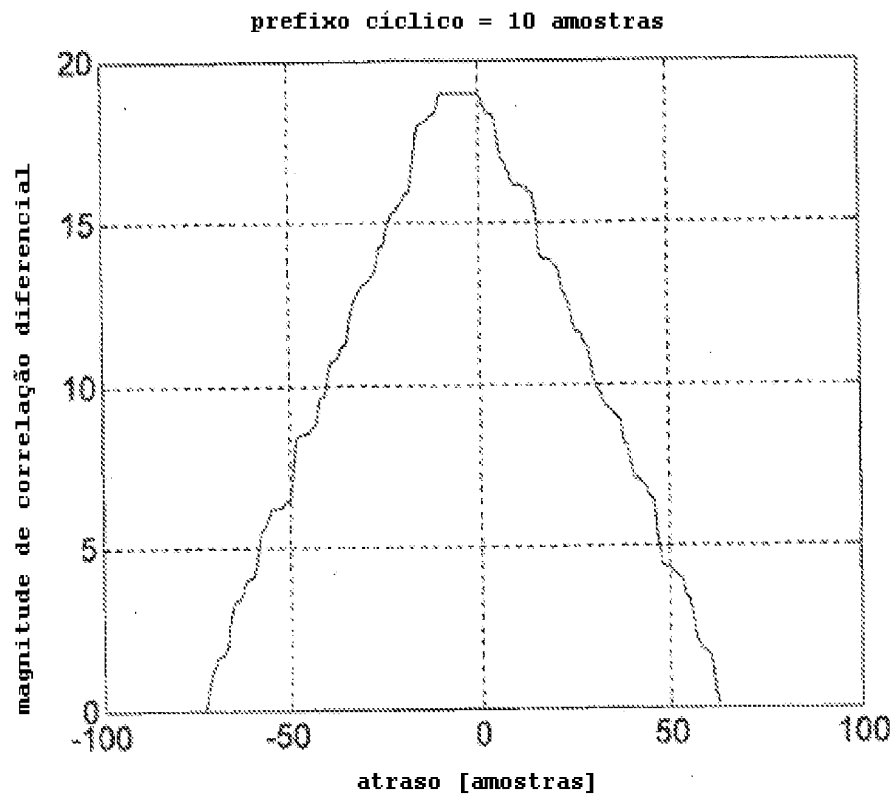


Fig. 1

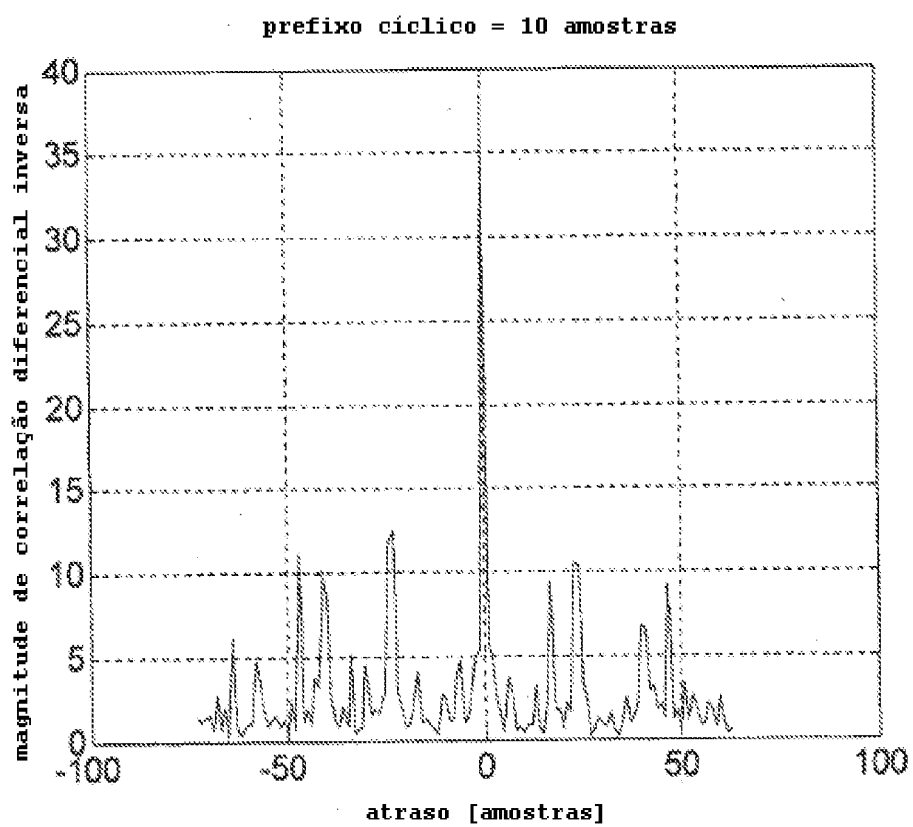


Fig. 2

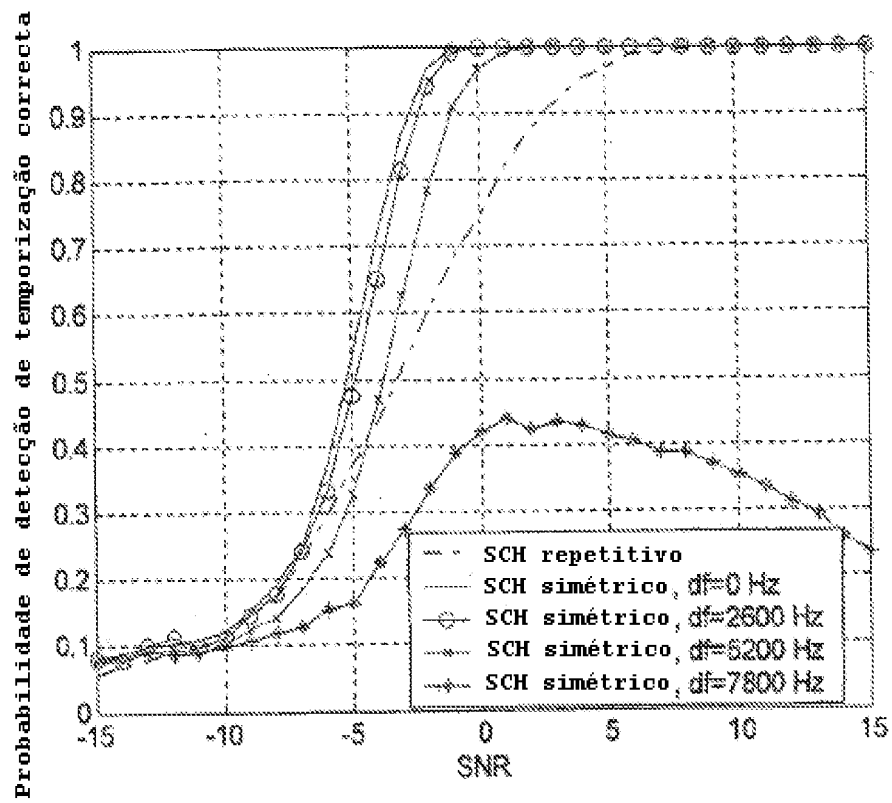


Fig. 3

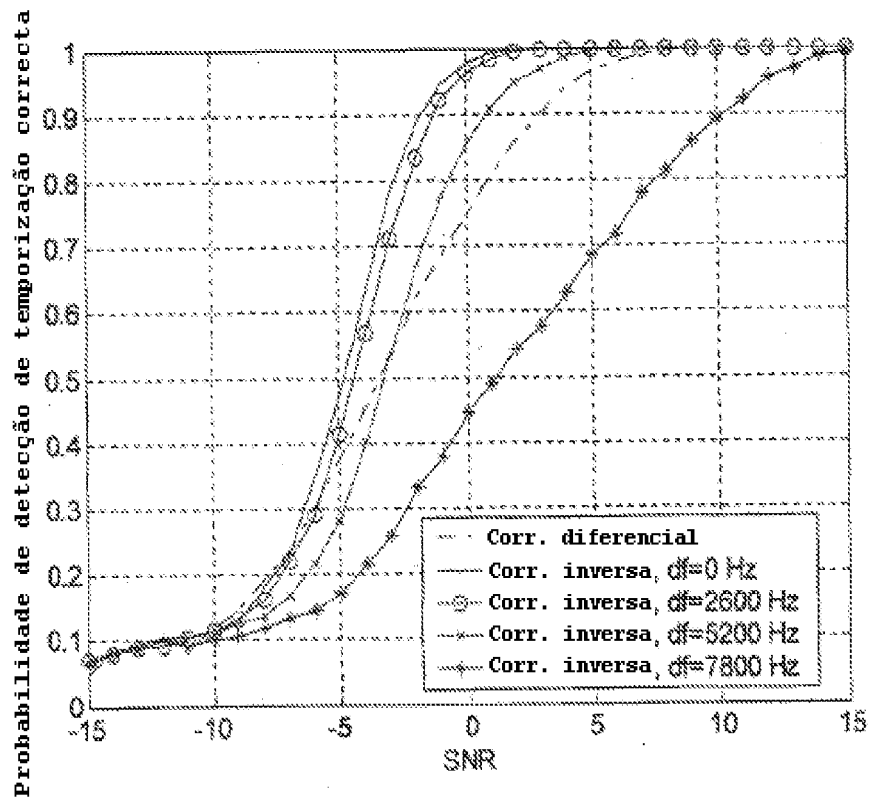


Fig. 4

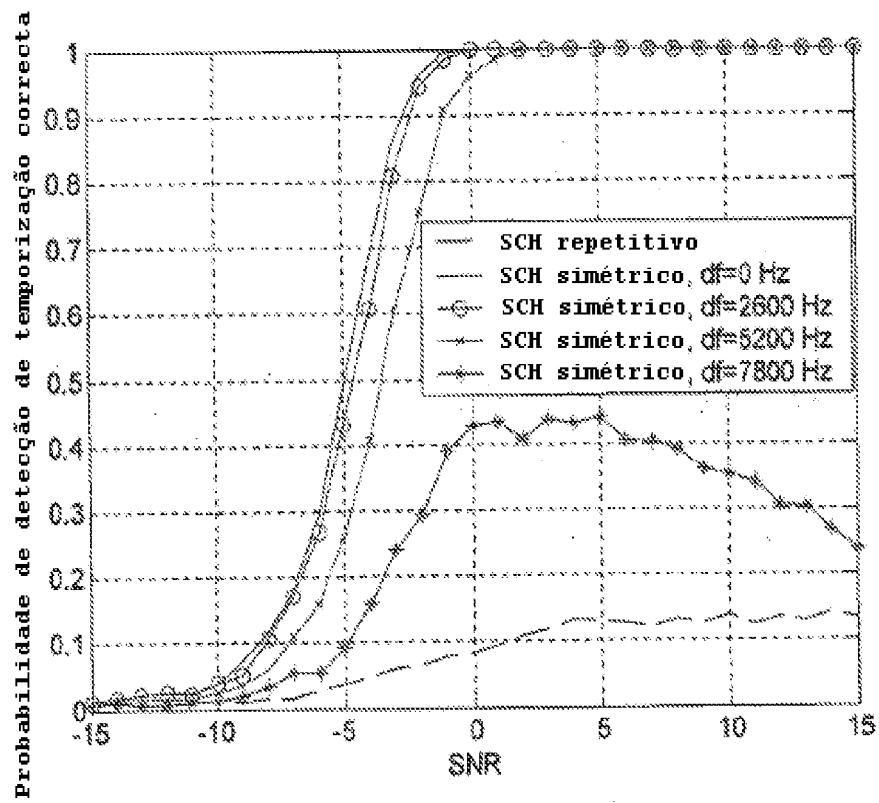


Fig. 5

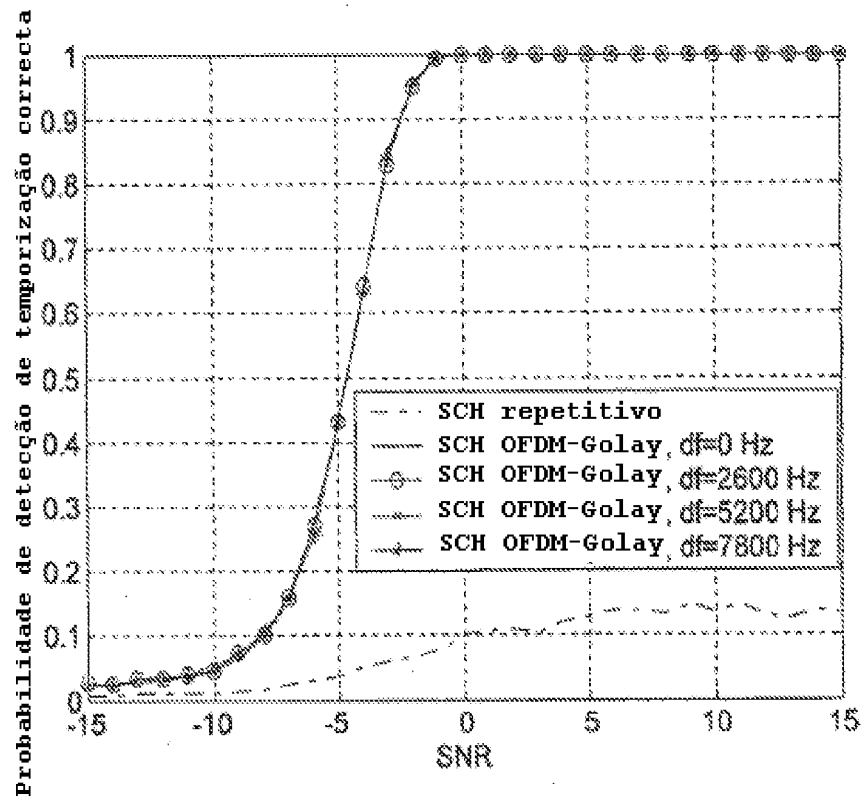


Fig. 6

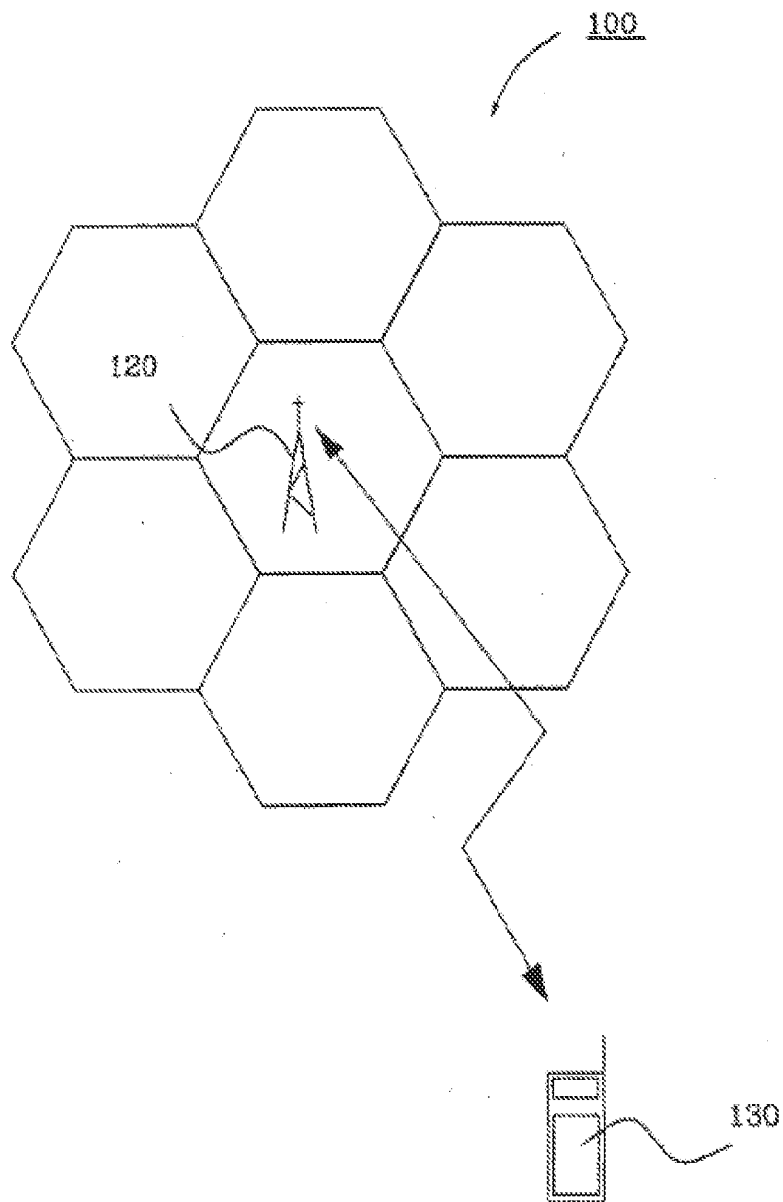


Fig. 7