

(12) FASCÍCULO DE PATENTE DE INVENÇÃO

(22) Data de pedido: 2011.01.20	(73) Titular(es):
(30) Prioridade(s):	AMÉRICO CORREIA
(43) Data de publicação do pedido: 2012.07.20	INSTITUTO DE TELECOMUNICAÇÕES, IST,
	TORRE NORTE 11.10. AV. ROVISCO PAIS
	1049-001 LISBOA PT
	MÁRIO MARQUES DA SILVA
	RUA GARCIA DE RESENDE, 165 - 5º FRENTE
	ALVIDE
	2755-048 ALCABIDECHE PT
	RUI DINIS
	INSTITUTO DE TELECOMUNICAÇÕES, IST,
	TORRE NORTE 11.10. AV. ROVISCO PAIS
	1049-001 LISBOA PT
	(72) Inventor(es):
	MÁRIO MARQUES DA SILVA PT
	RUI DINIS PT
	AMÉRICO CORREIA PT
	(74) Mandatário:

(54) Epígrafe: **RECEPTOR NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA PARA MODULAÇÕES SC-FDE COM STBC**

(57) Resumo: SÃO APRESENTADOS MÉTODOS PARA SUPORTAR TRANSMISSÕES BASEADAS NA TÉCNICA DE TRANSMISSÃO COM PORTADORA ÚNICA, COM IGUALAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA (SC-FDE), UTILIZANDO DIVERSIDADE DE TRANSMISSÃO, COM CODIFICAÇÃO NO ESPAÇO E NO TEMPO (STBC). O OBJECTIVO DO SISTEMA PROPOSTO CONSISTE EM PERMITIR A DIFUSÃO DE INFORMAÇÃO A PARTIR DE TERMINAIS, CONSEGUINDO-SE UMA MELHOR EFICIÊNCIA DE DESEMPENHO E/OU DE POTÊNCIA. NESTA PATENTE É PROPOSTO UM RECEPTOR ITERATIVO DENOMINADO BLOCO ITERATIVO ; IGUALAÇÃO COM DECISÃO REALIMENTADA (IB-DFE) PARA O ESQUEMA DE DIVERSIDADE DE TRANSMISSÃO STBC, APLICÁVEL À TÉCNICA DE TRANSMISSÃO SC-FDE, USANDO DUAS (STBC2) OU QUATRO (STBC4) ANTENAS DE TRANSMISSÃO. O ESQUEMA DE TRANSMISSÃO PROPOSTO PODE SER IMPLEMENTADO COMO FAZENDO PARTE DE UM SISTEMA DE COMUNICAÇÕES INDEPENDENTE DIRECCIONADO PARA DIFUSÃO DE INFORMAÇÃO, COMO TAMBÉM PODE SER IMPLEMENTADO COMO UMA ADIÇÃO A UM SISTEMA DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS JÁ EXISTENTE.

RESUMO

RECEPTOR NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA PARA MODULAÇÕES SC-FDE COM STBC

São apresentados métodos para suportar transmissões baseadas na técnica de Transmissão com Portadora Única, com Igualação no Domínio da Frequência (SC-FDE), utilizando diversidade de transmissão, com codificação no espaço e no tempo (STBC). O objectivo do sistema proposto consiste em permitir a difusão de informação a partir de terminais de comunicações móveis, conseguindo-se uma melhor eficiência de desempenho e/ou de potência.

Nesta patente é proposto um receptor iterativo denominado Bloco Iterativo - Igualação com Decisão Realimentada (IB-DFE) para o esquema de diversidade de transmissão STBC, aplicável à técnica de Transmissão SC-FDE, usando duas (STBC2) ou quatro (STBC4) antenas de transmissão.

O esquema de transmissão proposto pode ser implementado como fazendo parte de um sistema de comunicações independente direccionado para difusão de informação, como também pode ser implementado como uma adição a um sistema de comunicações móveis já existente.

"Receptor no Domínio da Frequência para Modulações SC-FDE com STBC"

RESUMO

São apresentados métodos para suportar transmissões baseadas na técnica de Transmissão com Portadora Única, com Igualação no Domínio da Frequência (SC-FDE), utilizando diversidade de transmissão, com codificação no espaço e no tempo (STBC). O objectivo do sistema proposto consiste em permitir a difusão de informação a partir de terminais, conseguindo-se uma melhor eficiência de desempenho e/ou de potência.

Nesta patente é proposto um receptor iterativo denominado Bloco Iterativo - Igualação com Decisão Realimentada (IB-DFE) para o esquema de diversidade de transmissão STBC, aplicável à técnica de Transmissão SC-FDE, usando duas (STBC2) ou quatro (STBC4) antenas de transmissão.

O esquema de transmissão proposto pode ser implementado como fazendo parte de um sistema de comunicações independente direccionado para difusão de informação, como também pode ser implementado como uma adição a um sistema de comunicações móveis já existente.

"Receptor no Domínio da Frequência para Modulações SC-FDE com STBC"

I. DESCRIÇÃO

A presente invenção refere-se a sistemas de telecomunicações, em particular, a métodos de recepção iterativos para a detecção em sistemas de telecomunicações sem fios que utilizam transmissão com múltiplas antenas e a técnica de transmissão baseada em SC-FDE.

Os sistemas sem fios emergentes tendem a utilizar a técnica de transmissão baseada em múltiplas sub-portadoras ortogonais (OFDM), permitindo atingir elevados ritmos, com elevado desempenho. Devido às elevadas relações de potência de pico relativamente à potência média, a utilização desta técnica de transmissão é pouco viável em terminais móveis (ligação ascendente). Por essa razão, a técnica de transmissão baseada em SC-FDE permite colmatar esta limitação de potências, mantendo a capacidade de tirar partido das vantagens que advêm da utilização de igualação no domínio da frequência. De notar que a técnica de transmissão baseada em OFDM foi seleccionada pelas especificações da ligação descendente (da estação de base para o terminal móvel) do 'Long Term Evolution' (LTE) na versão 8 do 'Third Generation Partnership Project' (3GPP), a qual consiste na quarta geração de comunicações celulares. Esta técnica de transmissão substitui a Multiplexagem por Divisão por Código (CDMA), utilizada na interface rádio da terceira geração de comunicações celulares. Pelas razões anteriormente expostas, a técnica de transmissão baseada em SC-FDE foi também seleccionada como uma opção pelas especificações da ligação ascendente (do terminal móvel para a estação de base) do LTE, na versão 8 do 3GPP.

Os sistemas de telecomunicações sem fios estão, cada vez mais, inseridos em ambientes altamente povoados, convivendo com inúmeros aparelhos de radiofrequência de naturezas diversas. Os requisitos para estes sistemas são sucessivamente maiores, tanto ao nível da

velocidade de transmissão como em relação à ocupação espectral, agravando os efeitos nefastos do canal comum.

Por outro lado, nos sistemas de banda larga, devido às múltiplas reflexões que os sinais podem sofrer durante os percursos, podem chegar ao receptor várias réplicas do mesmo sinal, com atrasos, atenuações e desvios de fase diferentes. Este fenómeno chama-se desvanecimento selectivo na frequência e origina interferência intersimbólica. Esta interferência é tanto mais acentuada quanto maior o ritmo de transmissão, o que resulta numa limitação ao aumento dos débitos binários. O nível de sinal no receptor é visto como a soma de sinais individualmente distorcidos, resultado dos vários caminhos percorridos. Nestas condições um sinal enviado pelo ar é profundamente alterado, o que torna necessário um tratamento adequado no receptor de forma a inverter os efeitos do canal, operação vulgarmente designada de igualação. A introdução de um prefixo cíclico a cada bloco de dados visa absorver as réplicas do sinal que chegam com atraso. Este procedimento permite, de facto, a eliminação da interferência entre blocos (mantendo-se, contudo, a interferência no interior do bloco), desde que o prefixo cíclico adicionado seja de tamanho superior à resposta impulsiva do canal.

Os sistemas SC-FDE propostos em H. Sari, G. Karam, I. Jeanclaude, "An Analysis of Orthogonal Frequency-division Multiplexing for Mobile Radio Applications", IEEE VTC'94, pp. 1635-1639, Stockholm, June 1994, apresentam-se como uma solução possível para o problema da igualação, revelando uma boa relação desempenho/complexidade, para além da eficiência energética superior, se comparada com sistemas OFDM. Este sistema de igualação possui um emissor estruturalmente simples. Ao sinal modulado é adicionado o prefixo cíclico e, após este procedimento, o sinal é enviado. Dado que o valor da flutuação da envolvente do sinal, na generalidade dos casos é suficiente para levar a distorções, cria-se a necessidade de utilizar um processo de amplificação linear no emissor. Para um aumento do desempenho da igualação, é aconselhável utilizar um esquema SC-FDE com realimentação

iterativa (IB-DFE). Este receptor serve-se dos valores de sinal estimado para melhorar, a cada iteração, a estimação dos dados em análise. Ao nível da estimação, a aplicação do bloco de decisão baseado em decisões brandas alcança maior precisão e consequentemente um melhor desempenho nos resultados.

A utilização de múltiplas antenas no transmissor e no receptor visa melhorar o desempenho ou um aumento do ritmo de símbolos, mas normalmente, corresponde a um aumento da complexidade. O espaçamento entre as antenas deve ser maior que a distância de coerência, com vista a garantir desvanecimentos independentes. Existem várias configurações que podem considerar múltiplas antenas no emissor e no receptor (MIMO), apenas no emissor (MISO) ou apenas no receptor (SIMO). Utilizando um esquema de modulação complexo (com componente real e imaginária), a diversidade de transmissão apenas é efectiva para duas antenas de transmissão. Esquemas com quatro ou oito antenas de transmissão e taxa de codificação unitária foram propostos em B. Hochwald, T. Marzetta, C. Papadias, "A transmitter diversity scheme for wideband CDMA systems based on space-time spreading", IEEE Journal on Selected Area in Communications. 19(1), pp. 48-60, Jan. 2001, apenas para o caso de transmissão binária (ou seja, utilizando uma modulação apenas com componente real), em virtude de modulações complexas originarem interferências geradas no processo de descodificação. A configuração MIMO pode ser utilizada para combinar diversidade de transmissão e recepção, para possibilitar a transmissão paralela de dados, ou ainda para providenciar multiplexagem espacial. O esquema de diversidade de transmissão usando blocos de códigos espacial-temporais (STBC) é a configuração considerada pelo receptor, na presente invenção. Apesar de os códigos STBC estarem desenhados para a configuração MISO (2X1 ou 4X1), a utilização de diversidade de recepção transforma esta configuração em MIMO (2XN ou 4XN), a qual é a configuração mais comum para esta técnica. A respectiva implementação, tomando como base a configuração 2X1 ou 4X1, é trivial.

A descodificação dos sinais transmitidos com diversidade de transmissão com codificação no espaço e no tempo é relativamente simples para a técnica de transmissão baseada em OFDM, tal como proposto em J. Wang e tal, "Capacity of Alamouti Coded OFDM Systems in Time-Varying Multipath Rayleigh Fading Channels", IEEE VTC'06 (Spring), May 2006. No que se refere a sinais transmitidos com diversidade apenas para duas antenas de transmissão mas usando a técnica de transmissão baseada em SC-FDE, a respectiva descodificação foi proposta em N. Al-Dhahir, "Single-Carrier Frequency-Domain Equalization for Space-Time Block-Coded Transmission over Frequency-Selective Fading Channels", IEEE Comm. Letters, Vol. 5, July 2001, mas para um receptor não iterativo, cujo desempenho estava longe de ser o ideal.

A presente invenção considera um receptor IB-DFE para sinais SC-FDE combinado com o esquema de diversidade de transmissão usando blocos de códigos espacial-temporais, usando duas ou quatro antenas de transmissão. Este receptor, utilizando filtragem directa e realimentação, apresentam melhor desempenho do que os métodos não iterativos, tal como demonstrado em N. Benvenuto, S. Tomasin, "Block iterative DFE for single carrier modulation" IEE Electronic Letters, Vol. 39, No. 19, September 2002 e em R. Dinis, A. Gusmão, N. Esteves, "On broadband block transmission over strongly frequency-selective fading channels", Wireless 2003, Calgary, Canada, July 2003, para um sistema sem diversidade de transmissão. Uma vez que o esquema STBC com 4 antenas de transmissão não apresenta ortogonalidade no lado do receptor, este inclui o cancelamento da interferência residual, permitindo desempenhos próximos dos que são atingidos com códigos ortogonais. Este processo de cancelamento de interferência é conseguido com um aumento de complexidade do receptor negligenciável.

A presente invenção vai ser descrita seguidamente em pormenor, recorrendo ao esquema simplificado apresentado na figura em anexo, a qual corresponde a um diagrama de blocos de uma cadeia de processamento de um receptor iterativo que efectua processamento no

domínio da frequência de um sistema de comunicações sem fios. De referir que este esquema de blocos não inclui a parte de processamento rádio-frequência, por não ter qualquer interesse para a descrição da presente invenção.

Nesta figura, a identificação de cada elemento particular em discussão é efectuada usando um número em que o algarismo mais significativo corresponde ao número da figura na qual o elemento se encontra introduzido (ex: o elemento 102 encontra-se introduzido na Fig. 1).

A Fig. 1 apresenta um esquema para o receptor iterativo IB-DFE, usando igualação para sinais SC-FDE, transmitidos usando diversidade STBC e o esquema de modulação complexo. A transmissão STBC considera sinais codificados, utilizando tantas fatias de tempo quanto o número de antenas de transmissão. O bloco 101 do receptor efectua o cálculo da transformada de Fourier. O bloco 102 do receptor, que efectua a descodificação STBC, deverá processar os sinais recebidos ao longo do mesmo número de fatias de tempo. Os coeficientes do descodificador são os correspondentes ao processo de igualação do canal, tal como definido em M. Marques da Silva, A. Correia, R. Dinis, "On transmission techniques for multi-antenna W-CDMA systems", European Transactions on Telecommunications, Volume 20 Issue 1 / January 2009, Pages 107 - 121, John Wiley & Sons, Ltd., DOI: 10.1002/ett.1252, para duas antenas de transmissão e em M. Marques da Silva, A. Correia, "Space Time Coding schemes for 4 or more antennas", Proc. the 13th IEEE Personal Indoor and Mobile Radio Communications 2002 (PIMRC'02), Lisbon, Portugal, 15-18 Sept. 2002 para quatro antenas de transmissão. Refira-se que o processo de descodificação STBC é efectuado no domínio da frequência, dado o carácter mais optimizado da igualação, relativamente à igualação no domínio do tempo. No bloco 102, ao sinal é multiplicado o coeficiente de filtragem directa com o valor médio estimado do canal que consiste na igualação STBC2 ou STBC4 (consoante o caso) e realimentação negativa do receptor iterativo IB-DFE. Esta descodificação STBC é semelhante para duas e quatro antenas de

transmissão, com a diferença de que existem dois ou quatro ramos, respectivamente. Neste diagrama de blocos é visível uma componente de filtragem resultante de realimentação negativa utilizando-se o valor da interferência estimada $\bar{A}_k^{(i-1)}$, em virtude do carácter sub-óptimo do processo de filtragem directa. Refira-se que $\bar{A}_k^{(i-1)}$ corresponde à transformada de Fourier da componente $\bar{a}_n^{(i-1)}$, visível na Fig. 1. e onde o índice $i-1$ corresponde ao sinal na iteração i com atraso unitário. Este processo consiste na subtracção do resultado da multiplicação do coeficiente de realimentação negativa com o valor médio estimado do canal, como já havia sido proposto em R. Dinis, A. Gusmão, N. Esteves, "On Broadband transmission over Strongly Frequency-Selective Fading Channels", *Wireless 2003*, Calgary, Canada, July 2003.

O bloco 103 corresponde ao cancelamento da interferência residual gerado no processo de descodificação STBC4. Este cancelamento da interferência residual (bloco 103) não é aplicável no caso de duas antenas de transmissão, em virtude da correspondente descodificação não gerar este tipo de interferência (os códigos são ortogonais). No caso STBC4, o bloco 103 encarrega-se de efectuar o cancelamento desta interferência residual, função que é conseguida com um aumento de complexidade adicional negligenciável, em virtude deste cancelamento estar implicitamente implementado no processo de descodificação. A este processamento, segue-se o cálculo da transformada de Fourier inversa (bloco 104), em virtude do processamento posterior ser efectuado no domínio do tempo.

A estimativa dos símbolos transmitidos processa-se no bloco 105, seguindo-se a aplicação do bloco 106 responsável pelo cálculo das estimativas dos logaritmos das razões das probabilidades de verosimilhança (LLRs), tal como o descrito em A. Gusmão, P. Torres, R. Dinis, N. Esteves, "A Turbo FDE Technique for Reduced-CP SC-Based Block Transmission Systems", *IEEE Trans. On Comm.*, Vol. 55, No 1, pp. 16-20, Jan. 2007. As LLRs dos bits de código servem para reconstruir a estimativa do sinal transmitido e interferências para ser utilizada na

iteração seguinte do receptor. Estes LLRs passam por uma função de decisão branda que consiste no cálculo de $\tanh(\text{LLR}/2)$, para cada bit de código, tal como é utilizado em M. Sandell e tal, "Iterative channel estimation using soft decision feedback", em Proceedings IEEE Globecom, Sydney, Austrália, Novembro de 1998.

Sendo este um esquema iterativo, o resultado de cada estimação é reenviado para o bloco 102 (após ser devidamente atrasado (bloco 107) e efectuado o cálculo da transformada de Fourier (bloco 108)), de forma a anular a interferência ainda existente no conjunto de dados. Este procedimento permite uma melhoria significativa dos resultados em cada iteração visto que a anulação da interferência é sucessivamente melhorada à medida que as estimativas dos bits transmitidos se vão tornando mais exactas (aproximação dos valores médios estimados aos valores reais) e, desta forma, a cada iteração são registados menos erros.

"Receptor no Domínio da Frequência para Modulações SC-FDE com STBC"

REIVINDICAÇÕES

1. Receptor iterativo para um sistema de comunicações sem fios com igualização IB-DFE no domínio da frequência adaptado a sistemas de diversidade espacial-temporal de ordem dois (STBC2) ou ordem quatro (STBC4), incluindo subtração da interferência residual gerada no processo de descodificação da diversidade de ordem quatro. O método desenvolvido pelo receptor proposto considera as seguintes operações:

- receber o sinal composto por várias réplicas multipercurso sobrepostas, oriundo de duas (STBC2) ou quatro antenas (STBC4) de transmissão e aplicar a transformada de Fourier (bloco 101);
- aplicar o descodificador STBC (STBC2 ou STBC4, consoante o caso) do bloco 102, o qual efectua a descodificação espacial-temporal. Este processo de descodificação corresponde a efectuar uma combinação de razão máxima dos sinais oriundos das várias antenas de transmissão, sendo materializado através de uma operação de igualação no domínio na frequência, seguido da soma das várias componentes;
- apenas no caso de descodificação STBC4, aplicar o cancelador de interferência residual correspondente ao bloco 103;
- efectuar o cálculo da transformada de Fourier inversa do sinal (bloco 104);
- desmodular as sequências de símbolos (bloco 105) e calcular as estimativas dos logaritmos das razões das probabilidades de verossimilhança (LLRs) dos bits de código (bloco 106);
- efectuar um atraso correspondente a um período de símbolo (bloco 107), calcular depois a transformada de Fourier (bloco 108) e aplicar esta estimativa do sinal transmitido para subtrair a interferência (realimentação negativa IB-DFE para o bloco 102),

calculando novamente a estimativa dos bits transmitidos de forma a serem utilizados na iteração seguinte.

2. Método da reivindicação em 1., sendo o sinal à saída do bloco 103 do receptor iterativo FDE definido como:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}}_{k,l}^{[1,M](i)} = & \overbrace{\left[\mathbf{Y}_{k,l}^{[1,M]} \times \mathbf{F}_{k,l}^{[1,M](i)} \right]}^{\text{Descodificação STBC com Filtragem Directa}} \\ & + \overbrace{C_k \left\{ \left[\hat{\mathbf{A}}_{k,l}^{[1,M](i)} \right]^T \right\}^T}^{\text{Cancelamento da Interferência Residual STBC4 (não aplicável a STBC2)}} - \overbrace{B_{k,l}^{(i)} \bar{\mathbf{A}}_{k,l}^{[1,M](i-1)}}^{\text{Realimentação Negativa}}, \quad k = 0, \dots, N-1 \end{aligned}$$

onde N corresponde ao tamanho do bloco de transmissão, l a ordem do bloco de transmissão, M o número de antenas de transmissão, $i-1$ representa a respectiva componente de sinal atrasada relativamente a i e $\bar{\mathbf{A}}_{k,l}^{[1,M]} = [\bar{A}_{k,Ml-M+1} \dots \bar{A}_{k,Ml}]^T$ o vector com os valores médios dos símbolos detectados pelo sistema (correspondente à transformada de Fourier Discreta de \bar{a}_n , como detalhado na reivindicação 3). $\tilde{\mathbf{A}}_{k,l}^{[1,M]}$ representa o vector dos sinais à saída do bloco 103, $\hat{\mathbf{A}}_{k,l}^{[1,M]}$ representa o vector da estimativa dos símbolos transmitidos (após decisão), e $\mathbf{F}_{k,l}^{[1,M]}$ o vector com os coeficientes de filtragem directa, tendo todos estes vectores a mesma configuração que $\bar{\mathbf{A}}_{k,l}^{[1,M]}$. Os coeficientes de filtragem directa

são dados por $F_{k,l}^{(i)(m)} = \frac{Q_{k,l}^{(m)}}{\left[\alpha + \left(1 - \left(\rho_l^{(i-1)} \right)^2 \right) \sum_{m=1}^M \left| H_{k,l}^{(m)} \right|^2 \right] \gamma_l^{(i)}}$, onde $H_{k,l}^{(m)}$ representa

a resposta em frequência do canal de transmissão entre a antena de transmissão m e a antena de recepção, e onde $Q_{k,l}^{(m)} = H_{k,l}^{(m)*}$ para $m=1$ ou 4 e $Q_{k,l}^{(m)} = H_{k,l}^{(m)}$ para $m=2$ ou 3. No caso particular de STBC de ordem dois (STBC2) temos $Q_{k,l}^{(m)} = H_{k,l}^{(m)*}$ para $m=1$ e $Q_{k,l}^{(m)} = H_{k,l}^{(m)}$ para $m=2$. Os restantes coeficientes são calculados como descrito em R. Dinis, R. Kalbasi, D. Falconer and A. Banihashemi, "Iterative Layered

Space-Time Receivers for Single-Carrier Transmission over Severe Time-Dispersive Channels", IEEE Comm. Letters, Vol. 8, No. 9, pp. 579-581, Sep. 2004.

Adicionalmente, $C_k = 2\text{Re}\left\{H_{k,l}^{(1)*}H_{k,l}^{(4)} - H_{k,l}^{(2)}H_{k,l}^{(3)*}\right\} / \left\{\left(\sum_{m=1}^M |H_{k,l}^{(m)}|^2\right)\right\}$ é um

coeficiente de cancelamento da interferência residual e $B_{k,l}$ B_k é o valor do coeficiente de realimentação negativa que é calculado por:

$$B_{k,l} = \sum_{m=1}^M F_{k,l}^{(m)} H_{k,l}^{(m)} - 1$$

$\mathbf{Y}_{k,l}^{[1,M]}$ é uma matriz dos sinais recebidos nas várias antenas $Y_{k,l}^{(m)}$ $m=1\dots M$ (no domínio na frequência) e nos vários blocos temporais l ,

sendo gerada para $M=4$ da seguinte forma: $\mathbf{Y}_{k,l}^{[1,4]} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{k,l}^{[3,4]} & -\mathbf{Y}_{k,l}^{[1,2]*} \\ \mathbf{Y}_{k,l}^{[1,2]} & \mathbf{Y}_{k,l}^{[3,4]*} \end{bmatrix}$. $\mathbf{Y}_{k,l}^{[3,4]}$ é

definida como $\mathbf{Y}_{k,l}^{[1,2]}$ substituindo os índices 1 por 3 e 2 por 4, bem como substituindo $2l$ por $4l$ (ex: $Y_{k,2l-1} \rightarrow Y_{k,4l-3}$). Para $M=2$ a matriz vem

$$\mathbf{Y}_{k,l}^{[1,2]} = \begin{bmatrix} Y_{k,2l-1} & Y_{k,2l}^* \\ Y_{k,2l} & -Y_{k,2l-1}^* \end{bmatrix}.$$

Refira-se que no caso da descodificação STBC2, a segunda parcela do segundo membro não é aplicável, em virtude de se referir ao cancelamento da interferência residual gerada no processo de descodificação STBC4.

3. Método da reivindicação em 1., sendo este receptor caracterizado por conter um método de decisão de símbolos estimados (bloco 106) através do cálculo das estimativas dos LLRs (coeficientes de verosimilhança) do sinal recebido

$$\bar{a}_{n,l} = \tanh\left(\frac{L_{n,l}^I}{2}\right) + j \tanh\left(\frac{L_{n,l}^Q}{2}\right)$$

com $L_{n,l}^I = \text{Re}\{\tilde{a}_{n,l}\} \frac{2}{\sigma^2}$ e $L_{n,l}^Q = \text{Im}\{\tilde{a}_{n,l}\} \frac{2}{\sigma^2}$, e onde $\sigma^2 = \text{E}\{|N_{k,l}|^2\} / 2$, com $N_{k,l}$ representando o ruído presente na decodificação. Adicionalmente, L_n^I e L_n^Q representam respectivamente os LLRs das componentes em fase e em quadratura do sinal estimado.

Lisboa, 20 de Janeiro de 2011

Relatório de Pesquisa de PortugalRef. do pedido:
105495**CLASSIFICAÇÃO DA MATÉRIA****H04B 1/06**

De acordo com a Classificação Internacional de Patentes

DOCUMENTAÇÃO E BASES DE DADOS ELECTRÓNICAS PESQUISADAS**EPODOC, WPI, SI-INPI****DOMÍNIOS TÉCNICOS PESQUISADOS****H04B 1/06**

De acordo com a Classificação Internacional de Patentes

DOCUMENTOS CONSIDERADOS RELEVANTES

Categoria*	Citação do documento, com indicação, sempre que apropriado, das passagens relevantes	Relevante para a reivindicação
A	US 2006182193 A1 (MONSEN P.), 2006.08.17 Todo o documento	1 -3
A	US 2008311873 A1 (KIM J. et al), 2008.12.18 Todo o documento	1 -3
A	US 2004132496 A1 (KIM Y. et al), 2004.07.08 Todo o documento	1 -3

* Categorias dos documentos citados:

A Estado da técnica;	T Princípio ou teoria subjacente à invenção;
X Documento de particular relevância quando considerado isoladamente;	& Documento membro da mesma família de documentos de patente;
Y Documento de particular relevância quando combinado com um ou mais deste tipo de documentos;	P Documento publicado antes da data de pedido mas depois da data de prioridade;
E Pedido de patente anterior publicado na mesma data ou em data posterior à do pedido;	D Documento citado no pedido;
L Documento citado por qualquer outra razão;	O Documento que se refere a uma divulgação oral, uso, exibição ou qualquer outro meio.

Data do termo da pesquisa

2011.07.06

Técnico examinador:

Patrícia Marques

Assinatura

Telefone: 218 818 186

Data de elaboração do Relatório de Pesquisa

2011.07.06

INPI, Campo das Cebolas, 1149-035 LISBOA
Fax: 21 886 98 59

Anexo ao Relatório de Pesquisa de Portugal

Refª do pedido:
105495

Informação sobre os membros da família de documentos de patente

Documento de patente citado no relatório	Data de publicação	Membro(s) da família	Data de publicação
US 2004132496 A1	2004-07-08	KR 20040085680 A US RE42098 E1 US 2011059700 A1	2004-10-08 2011-02-01 2011-03-10