



(11) *Número de Publicação:* PT 719480 E

(51) *Classificação Internacional:* (Ed. 6 )  
H04B017/00 A H04B007/26 B

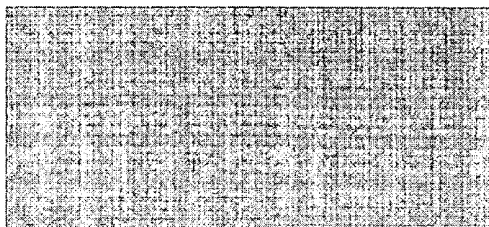
(12) *FASCÍCULO DE PATENTE DE INVENÇÃO*

(22) <i>Data de depósito:</i> 1995.07.13	(73) <i>Titular(es):</i> QUALCOMM INCORPORATED 5775 MOREHOUSE DRIVE SAN DIEGO, CALIFORNIA 92121 US
(30) <i>Prioridade:</i> 1994.07.13 US 274609	
(43) <i>Data de publicação do pedido:</i> 1996.07.03	(72) <i>Inventor(es):</i> SAMIR S. SOLIMAN US
(45) <i>Data e BPI da concessão:</i> 2001.09.26	(74) <i>Mandatário(s):</i> LUÍS MANUEL DE ALMADA DA SILVA CARVALHO RUA VITOR CORDON, N° 14 - 3° 1200 LISBOA PT

(54) *Epígrafe:* MÉTODO E APARELHO PARA SIMULAR INTERFERÊNCIA RECEBIDA POR SUBSCRITORES NUM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO DE ESPECTRO DE DISPERSÃO

(57) *Resumo:*

MÉTODO E APARELHO PARA SIMULAR INTERFERÊNCIA RECEBIDA POR SUBSCRITORES NUM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO DE ESPECTRO DE DISPERSÃO



*May Selen University*

**MÉTODO E APARELHO PARA SIMULAR INTERFERÊNCIA**  
**RECEBIDA POR SUBSCRITORES NUM SISTEMA DE**  
**COMUNICAÇÃO DE ESPECTRO DE DISPERSÃO**

Antecedentes da invenção

I. Campo da invenção

Esta invenção diz respeito em geral a uma rede de comunicações sem fios tal como, por exemplo, sistemas locais de telecomunicações móveis sem fios e sistemas pessoais de comunicações. Mais especificamente, esta invenção diz respeito a um novo e melhorado sistema e método para a comunicação de informação, em sistemas celulares móveis ou telecomunicação por satélite, utilizando sinais de comunicação do tipo espectro de dispersão.

II. Descrição do estado da arte

A utilização de técnicas de modulação de acesso múltiplo por divisão de código (CDMA) é um dos vários métodos para facilitar a comunicação em sistemas conciliadores de um grande número de utilizadores. Outras técnicas de sistemas de comunicações de acesso múltiplo, tal como acesso múltiplo por divisão de tempo (TDMA), acesso múltiplo por divisão de frequência (FDMA) e esquemas de modulação AM tal como amplitude de compressão-expansão de banda lateral única são conhecidas na arte. Todavia, técnicas de modulação por espectro de dispersão CDMA têm vantagens significativas sobre outras técnicas de modulação para sistemas de comunicações de acesso múltiplo. A utilização de técnicas CDMA num sistema de comunicações de acesso múltiplo é apresentada na patente US nº 4,901,307, concedida em 13 de Fevereiro de 1990, intitulada "SISTEMA DE COMUNICAÇÕES DE ACESSO MÚLTIPLO POR

ESPECTRO DE DISPERSÃO UTILIZANDO REPETIDORES DE SATÉLITE OU TERRESTES”, e é concedido ao requerente desta invenção.

Na patente US nº 4,901,307 acima referida, é apresentada uma técnica de acesso múltiplo onde um grande número de utilizadores de sistemas sem fios cada um tendo um emissor-receptor, comunicam através de repetidores de satélite ou emissores-receptores de estações de base terrestres utilizando sinais de comunicação por espectro de dispersão CDMA. Na utilização de técnicas de comunicação CDMA, o espectro de frequência pode ser reutilizado múltiplas vezes assim permitindo um aumento da capacidade de utilizadores do sistema. A utilização de CDMA resulta numa muito maior eficiência de espectro que pode ser atingida utilizando outras técnicas de acesso múltiplo.

As técnicas de CDMA conforme apresentadas na patente US nº 4,901,307 contemplam a utilização de sequências relativamente longas de pseudoruído (PN) de elevada velocidade com cada canal de utilizador sendo atribuído uma diferente sequência PN. A correlação cruzada entre diferentes sequências PN e a autocorrelação de uma sequência PN para todos os deslocamentos de tempo que não o zero ambas têm valores médios próximos de zero. Desta forma os sinais transmitidos de uma estação de base através de uma ligação de comunicação “directa” são capazes de ser distinguidos aquando da recepção pelo utilizador remoto ou pelas unidades de assinantes.

Todavia, porque tais sinais PN não são completamente ortogonais, durante curtos períodos de tempo é criado entre eles ruído de interferência mútua. Este ruído de interferência surge não obstante o facto de as correlações cruzadas dos sinais PN terem uma média perto de zero, uma vez que por um curto período de tempo, isto é, do comprimento de um *bit* de informação, a correlação cruzada segue uma distribuição binómica. Como tal, os sinais de ligação directa

interferem uns com os outros tal como se fossem ruído gaussiano de banda larga na mesma densidade espectral de potência. Da mesma forma, este tipo de interferência mútua entre sinais transmitidos numa ligação directa tende a limitar a capacidade atingível do sistema de comunicações.

Na patente US nº 5,103,459, concedida em 7 de Abril de 1992, intitulada "SISTEMA E MÉTODO PARA GERAR FORMAS DE ONDAS DE SINAIS NUM SISTEMA DE TELEFONES CELULARES DE CDMA", também concedido ao requerente desta patente, e que está aqui incorporada por referência, é apresentado um novo e melhorado método e sistema para construir sequências PN que proporcionam ortogonalidade entre sinais transmitidos aos assinantes através da ligação directa para que seja reduzida a interferência mútua. Uma tal redução na interferência mútua permite uma maior capacidade do sistema e melhor rendimento da ligação. Como a utilização de códigos PN ortogonais torna em zero a correlação cruzada ao longo de um determinado intervalo de tempo, não surge qualquer interferência mútua, desde que as estruturas de dados de tempo de código sejam alinhadas umas com as outras.

No sistema descrito na patente agora referida, uma preferida forma de onda implementada envolve a utilização de um portador de sequência directa de PN de espectro de dispersão. A velocidade do circuito integrado do portador PN fora escolhida para ser 1.2288 MHz na forma de realização preferida. Uma consideração envolvida na escolha da velocidade do circuito integrado é que esta seja exactamente divisível por velocidades dos dados de banda-base a serem utilizadas no sistema de comunicações. É também desejável que a velocidade do circuito integrado seja um múltiplo da potência-de-dois da velocidade dos dados da banda-base. Na forma de realização preferida, a velocidade dos dados da banda-base é 9600 *bits* por segundo, levando a uma escolha de 1.2288 MHz, que é  $128 (2^7)$  vezes 9600 para a velocidade do circuito integrado de PN.

*Very Good Learning*

Nas comunicações que ocorrerão entre estações de base celulares e várias unidades móveis, as sequências de códigos utilizadas para dispersar o espectro são construídas a partir dos dois tipos diferentes de sequências, cada uma com propriedades diferentes para proporcionarem funções diferentes. Existe um código externo que é partilhado por todos os sinais numa célula ou sector que é utilizado para distinguir entre sinais de múltiplas trajectórias. O código externo é também utilizado para distinguir entre sinais transmitidos por células ou sectores diferentes para as unidades móveis. Existe também um código interno que é utilizado para distinguir entre sinais dos utilizadores transmitidos dentro de um único sector ou célula.

A implementação de um sistema celular CDMA capaz de proporcionar um serviço adequado numa região geográfica em particular envolve geralmente a consideração de um número de factores que influenciam o rendimento do sistema. Por exemplo, é geralmente necessário considerar a extensão do espectro de frequência disponível, assim como o potencial de coordenação com outros sistemas de comunicações na proximidade. Adicionalmente, constrangimentos impostos por ruído térmico e interferência gerada pelos vários utilizadores remotos ou unidades de assinantes necessitam de ser tomadas em consideração. Estimativas de interferência são de particular preocupação dentro de sistemas CDMA, uma vez que a energia é transmitida pelas unidades de assinantes através da mesma largura de banda independentemente da localização dentro da área de cobertura celular.

A interferência numa ligação directa, isto é, célula-para-assinante, pode ocorrer quando as estações de base dentro de células vizinhas utilizam a mesma ou uma adjacente comunicação CDMA ou canal de rádio que aquela destinada para a recepção por uma unidade de assinantes em particular. A fim de avaliar o rendimento do sistema sob condições realistas, um número seleccionado

de unidades de assinantes podem ser empregues a várias distâncias afastadas de múltiplas estações de base como uma forma de estimar os níveis de interferência da ligação directa. Todavia, a tentativa de determinar a interferência da ligação directa através de tais testes no terreno requer a disponibilidade de muitas unidades de múltiplos assinantes e estações de base. Isto impediria a calibração do sistema completo quando o número de estações de base disponíveis durante o teste do sistema inicial fosse inferior ao número a ser eventualmente instalado.

Da mesma forma, é um objectivo da presente invenção proporcionar um sistema para simular interferência resultante da transmissão de sinais a partir das estações de base para as unidades de assinantes dentro de um sistema de comunicações CDMA.

Chama-se ainda a atenção para a patente EP 0 044 133 que apresenta um sistema de interferência simulada em que um sinal de interferência de uma fonte de interferência é simulado por uma sinal de controlo codificado de faixa estreita que é transmitido de um transmissor de controlo para um receptor alvo que esta ocupado com comunicações normais. O sinal de controlo é recebido pelo receptor alvo e é aplicado num injector de interferência que está acoplado à antena do receptor. O injector de interferência descodifica o sinal de controlo e acopla um correspondente sinal de interferência à antena do receptor. O sinal de interferência do injector de interferência funciona para perturbar os sinais de comunicação normal que são recebidos pelo receptor alvo. O sistema tem a vantagem de afectar apenas o equipamento em teste e não interfere substancialmente com comunicações entre emissores e receptores que não estão sob teste.

De acordo com a presente invenção um método e um sistema para simular interferências de sinais num sistema de comunicações são

proporcionados conforme apresentados nas reivindicações 1 e 9, respectivamente. Formas de realização preferidas são apresentadas nas reivindicações dependentes.

#### Sumário da invenção

Em sùmula, a presente invenção proporciona um método e aparelho para simular interferências de sinais originadas dentro de um sistema de comunicações como um telefone de assinante sem fios e/ou sistema de dados. O sistema de comunicações é de preferência de um tipo em que utilizadores ou assinantes remotos de uma pluralidade de células comunicam sinais de informação entre si ou para redes públicas de telefones de comutação utilizando pelo menos uma estação de base e sinais de comunicação de espectro de dispersão do tipo acesso múltiplo por divisão de código (CDMA). A estação de base tem pelo menos um emissor do qual informação é emitida para as unidades de assinantes através de pelo menos um canal de comunicação e é localizado numa primeira das células.

O método inventivo para simular interferência de sinais no pelo menos um canal de comunicação inclui o passo de determinar uma energia do primeiro sinal composto associada à transmissão do sinal vindo do emissor da estação de base através de um primeiro conjunto de canais simulados de comunicação. É também feita uma determinação quanto a uma primeira média de velocidade de dados para a transmissão da energia do primeiro sinal composto, que pode ser baseada numa velocidade estabelecida para vários utilizadores dentro do sistema. A potência do sinal emitido através do um canal de comunicação é ajustada de acordo com um primeiro sinal de interferência que é proporcionado num nível de potência determinado com base na energia do primeiro sinal composto e velocidade média de dados. O primeiro sinal de interferência é transmitido através do pelo menos um canal de comunicação.

Quando os utilizadores do sistema ou assinantes estão já empregues utilizando canais no sistema de comunicações, pode ser feita uma determinação sobre o número de canais simulados equivalentes necessários através da redução do número desejado de canais simulados pelo número de verdadeiros canais já em utilização. Uma determinação da energia do sinal emitida através do número equivalente de canais e velocidades médias de dados associadas são então utilizadas para determinar a energia do sinal composto. Adicionalmente, os verdadeiros utilizadores remotos podem ser monitorizados para determinar quer o número de canais em utilização quer a efectiva interferência ou o volume de tráfego de comunicação.

A presente invenção contempla também a determinação de uma energia do segundo sinal composto para emissões de sinais através de um segundo conjunto de canais simulados. Uma determinação similar é feita de uma segunda velocidade média de dados a que esta energia do sinal é emitida no segundo conjunto de canais simulados. Isto permite a geração de um segundo sinal de interferência baseado na energia do segundo sinal composto e velocidade média de dados. O segundo sinal de interferência pode ser utilizado para modificar o primeiro.

O primeiro sinal de interferência representa um componente ortogonal de interferência associado à transmissão do sinal dentro da primeira célula enquanto que o segundo sinal de interferência representa um componente não ortogonal de interferência associado à transmissão do sinal fora da primeira célula. A potência da energia do sinal transmitida através do primeiro canal de comunicação é ajustada de acordo com as energias dos sinais ortogonais e não ortogonais.



O primeiro sinal de interferência é tipicamente proporcionado pela geração de uma sequência de variáveis aleatórias e depois pela formação dos seus espectros através da filtragem destes de acordo com uma determinada função de correlação. A sequência de variáveis aleatórias pode ser posta à escala com base na primeira velocidade média de dados, e deslocada com base na magnitude da energia do primeiro sinal composto. Numa forma de realização preferida isto é conseguido através da sintetização de ruído eléctrico numa determinada banda de frequência, de preferência tendo uma densidade espectral relativamente uniforme, e depois ajustando o nível de energia deste ruído eléctrico em resposta ao valor da energia do primeiro sinal composto e velocidade média de dados. A energia do sinal também pode ser ajustada em resposta à energia do segundo sinal composto e velocidade média de dados para outros canais simulados. A invenção proporciona ainda uma técnica para a utilização de uma sequência de variáveis aleatórias, tais como uma variável aleatória gaussiana, para modelar variações no primeiro sinal composto.

O aparelho para simular interferência de sinais entre canais de comunicação no sistema de comunicações tem geralmente um elemento de selecção de energia que dá de saída a energia do primeiro sinal composto para sinais emitidos através do primeiro conjunto de um número desejado de canais simulados e um elemento de geração de velocidade de dados que dá de saída a primeira velocidade média de dados. Um primeiro gerador de sinal de interferência acoplado a ambos o selector de energia e o gerador de velocidade de dados produz um sinal de saída tendo uma potência de sinal baseada na potência do primeiro sinal composto e velocidade média de dados.

Um preferido primeiro gerador de sinal de interferência utiliza pelo menos um gerador de sinal de ruído eléctrico com uma energia de saída que é ajustável em resposta a uma entrada de sinal de controlo. Pelo menos um

controlador de intensidade de ruído acoplado à entrada de controlo do gerador de fonte de ruído, e este próprio tendo entradas acopladas ao selector de energia e ao gerador de velocidade de dados, proporciona um sinal de controlo tendo um valor que varia em resposta a alterações na energia do sinal e velocidade de dados para canais simulados. Pelo menos um segundo selector de energia pode também ser utilizado que dá de saída uma energia do segundo sinal composto para sinais emitidos por um segundo conjunto de canais simulados, e o controlador de intensidade de ruído é configurado para também basear a geração do sinal em parte na potência do sinal que é emitido por estes outros canais simulados.

Num aspecto da invenção, o controlador tem um elemento para gerar uma sequência de variáveis aleatórias, e meios para pôr à escala esta sequência com base na velocidade média de dados. O controlador também compreende meios para deslocar a sequência de variáveis aleatórias com base numa magnitude da energia do primeiro sinal composto. Noutro aspecto da invenção, o controlador de ruído utiliza geradores de sequências binárias para produzir variáveis aleatórias gaussianas a determinadas velocidades e filtros de sequências ligados para receber e filtrar estas sequências binárias baseado num tempo de correlação estimado de dados de sinais transportados pela energia do sinal emitido e numa flutuação da energia média. Em qualquer dos casos o ruído eléctrico filtrado é transferido através do dito um canal de comunicação.

#### Breve descrição dos desenhos

Funcionalidades, objectivos e características adicionais da invenção serão mais prontamente aparentes a partir da descrição detalhada que se segue e das reivindicações anexas quando tidas conjuntamente com os desenhos, em que:

Fig. 1 é um diagrama em bloco de um exemplar sistema de telefones celulares que poderá empregar o sistema de simulação de interferência de ruído

da presente invenção;

Fig. 2 ilustra um diagrama em bloco de um exemplar equipamento de recepção de uma unidade de assinantes;

Fig. 3A mostra uma região dividida em hexágonos correspondendo à área de cobertura de um exemplar sistema de comunicações de acesso múltiplo.

Fig. 3B mostra um par de células hexagonais adjacentes incluídas dentro da área de cobertura da Fig. 3A;

Fig. 4 representa graficamente a interferência que surge de células de terceiro nível relativamente à interferência total;

Fig. 5 mostra um diagrama em bloco de um filtro analógico de passagem baixa a partir do qual poderá ser derivado um filtro digital de passagem baixa utilizado no processamento de uma sequência de ruído gaussiano de acordo com a invenção;

Fig. 6 mostra um diagrama em bloco simplificado da secção de recepção de uma exemplar unidade de assinantes empregando uma forma de realização preferida de um aparelho de simulação de interferência da presente invenção;

Fig. 7 mostra um diagrama em bloco de um exemplar emissor no posicionamento de célula empregando uma forma de realização preferida do aparelho de simulação de interferência da presente invenção; e

Fig. 8 mostra uma exemplar implementação de um gerador de formas de onda de um canal de interferência desenvolvido para gerar um sinal de interferência representativo de uma pluralidade de canais ortogonais de tráfico dentro de uma célula simulada.

#### Descrição detalhada das formas de realização preferidas

##### I. Síntese do sistema

Num sistema de telefones celulares CDMA conforme é apresentado

na patente US nº 5,103,459 acima referida, cada posicionamento de célula ou estação de base tem várias unidades de modulador-desmodulador ou modems de espectro de dispersão. Cada modem consiste num modulador de transmissão de espectro de dispersão digital, pelo menos um receptor de dados de espectro de dispersão digital e receptor de pesquisa. Cada modem num posicionamento de célula é designado a uma unidade de assinantes conforme necessário para facilitar a comunicação através de um "canal de tráfico" directo com a designada unidade de assinantes.

Um exemplar sistema de telefones celulares, em que o sistema de simulação de interferência de ruído da presente invenção poderá ser integrado é ilustrado na Fig. 1. O sistema ilustrado na Fig. 1 utiliza técnicas de modulação de espectro de dispersão na comunicação através dos canais de tráfico directo entre posicionamentos de célula e unidades de assinantes do sistema ou telefones móveis. Sistemas celulares em grandes cidades poderão ter centenas de estações de base de posicionamento de célula a servir centenas de milhares de telefones móveis ou outras unidades de assinantes. A utilização de técnicas de espectro de dispersão, em particular CDMA, facilita prontamente o aumento da capacidade de utilizadores em sistemas desta dimensão em comparação a sistemas celulares convencionais do tipo modulação FM. Embora a presente invenção seja aqui descrita fazendo referência ao sistema celular móvel da Fig. 1 é de se entender que os ensinamentos da invenção são igualmente aplicáveis a sistemas de comunicações CDMA em que uma pluralidade de unidades de assinantes é dispersa por um conjunto de localizações fixas.

Conforme abaixo descrito, a presente invenção proporciona um método e aparelho para simular o efeito de interferência de sinais recebida por uma dada unidade de assinantes devido à transmissão de dados em canais de tráfico dentro da sua própria célula, assim como devido a interferência vinda da

transmissão de sinais nos canais de tráfico nas células circundantes. De acordo com a invenção, tal interferência de canais de tráfico é simulada através da injeção de dados aleatórios para dentro do sinal emitido pela estação de base de posicionamento de célula localizada dentro da célula de uma dada unidade de assinantes. Isto permite a simulação de interferência originária da transmissão de sinais num número seleccionado de canais de tráfico, independentemente do número de canais de tráfico:

- (i) efectivamente em utilização dentro da célula de uma dada unidade de assinantes (de aqui em diante referida como célula "simulada"), ou
- (ii) efectivamente sendo utilizada dentro da célula que circunda a célula simulada.

Acontece que a simulação de níveis de interferência correspondendo à capacidade máxima da célula é possível mesmo que não estejam disponíveis os números requisitados de unidades de assinantes.

Embora na forma de realização preferida da invenção o ruído de interferência do canal de tráfico simulado seja transmitido pelo posicionamento de célula dentro da célula simulada, em formas de realização alternativas um sinal de interferência análogo é injectado directamente para dentro do receptor da unidade de assinantes sob teste. No último caso, o sinal injectado é formulado a fim de ter em conta os efeitos de propagação através do percurso da transmissão entre o posicionamento de célula e a unidade de assinantes sob teste.

Fazendo referência à Figura 1, o controlador do sistema e interruptor 10, também referenciado como um escritório de comutação de um telefone móvel (MTSO), inclui tipicamente circuitos de interface e de processamento para proporcionar controlo do sistema aos posicionamentos de célula. Controlador 10 também controla o encaminhamento de chamadas telefónicas de uma rede telefónica de comutação pública (PSTN) para um

*Very Sincerely*

posicionamento de célula apropriado para emissão para uma unidade móvel ou unidade de assinantes apropriada. Controlador 10 também controla o encaminhamento de chamadas das unidades móveis ou unidades de assinantes remotas, utilizando pelo menos um posicionamento de célula, para o PSTN.

Controlador 10 poderá estabelecer ou ligar chamadas entre utilizadores de assinaturas utilizando a estação de base apropriada uma vez que as unidades de assinantes tipicamente não comunicam directamente umas com as outras.

Controlador 10 poderá ser acoplado aos posicionamentos de célula por várias meios como linhas telefónicas dedicadas, ligações de fibra óptica, ou ligações de comunicações via microondas. Na Figura 1, são mostrados dois tais posicionamentos de célula exemplares 12 e 14 a par de unidades móveis 16 e 18, em que cada unidade móvel inclui um telefone celular. Exemplares posicionamentos de célula 12 e 14, conforme aqui descritos e ilustrados nos desenhos, são consideradas como estando a servir a totalidade de uma célula. Todavia, deverá ser entendido que uma célula poderá ser geograficamente dividida em sectores com cada sector a servir uma diferente área de cobertura. Da mesma forma, são geralmente necessárias efectuar transferências entre sectores dentro de uma célula, enquanto que diversidade também poderá ser atingida entre sectores como é efectuada entre células.

Na Figura 1, linhas 20a-20b e 22a-22b, a par das suas respectivas setas, correspondem a transmissões de sinais, que incluem transmissões de dados através de vários canais de tráfego, entre posicionamento de célula 12 e as unidades móveis 16 e 18, respectivamente. Da mesma forma, linhas 24a-24b e 26a-26b representam comunicações entre posicionamento de célula 14 e as unidades móveis 18 e 16, respectivamente. Os posicionamentos de célula 12 e 14 transmitem nominalmente utilizando potências iguais.

Um Selo Unimig

A cobertura de áreas ou células de serviço de posicionamentos de célula é desenhada ou esboçada em formas geográficas para que as unidades móveis estarão normalmente o mais próximo de um posicionamento de célula, e dentro de apenas um sector se a célula estiver dividida em sectores. quando a unidade móvel estiver inactiva, isto é, nenhuma chamadas em curso, a unidade móvel monitoriza constantemente as transmissões do sinal piloto de cada posicionamento de célula na proximidade, e, se aplicável, de um único posicionamento de célula se a célula estiver dividida em sectores. Unidade móvel 16 pode determinar qual a célula em que esta está através da comparação da intensidade do sinal dos sinais piloto transmitidos dos posicionamentos de célula 12 e 14.

No exemplo ilustrado na Figura 1, unidade móvel 16 poderá ser considerada mais próxima do posicionamento de célula 12. Quando a unidade móvel 16 inicia uma chamada, uma mensagem de controlo é transmitida para o posicionamento de célula mais próximo, aqui posicionamento de célula 12. Posicionamento de célula 12, ao receber a mensagem de pedido de chamada, transfere o número chamado para o controlador do sistema 10. Controlador do sistema 10 liga então a chamada através do PSTN para o receptor desejado.

Se por acaso a chamada tiver originado dentro do PSTN, controlador 10 emite a informação da chamada para todos os posicionamentos de célula na área. Os posicionamentos de célula por sua vez transmitem uma mensagem de *paging* dentro de cada respectiva área de cobertura que é destinada ao utilizador móvel receptor da chamada. Quando a unidade móvel do receptor desejado "ouve" ou recebe a mensagem de *paging*, esta responde com uma mensagem de controlo que é transmitida para o posicionamento de célula mais próxima. Esta mensagem de controlo assinala ao controlador do sistema que este posicionamento de célula em particular está em comunicação com a unidade

*Wm. S. C. C. C.*

móvel chamada. Controlador 10 encaminha então a chamada através deste posicionamento de célula para a unidade móvel. Se por acaso a unidade móvel 16 se deslocar para fora da área de cobertura do posicionamento de célula inicial, 12, é efectuada uma tentativa de continuar a chamada através do encaminhamento da chamada através de outro posicionamento de célula.

No sistema exemplar da Figura 1, funções ortogonais de Walsh são designadas aos canais dos utilizadores na ligação célula-para-assinante. No caso de canais de voz, a cadeia de símbolos digitais para cada sinal de voz é multiplicada pela sua designada sequência Walsh. A cadeia de símbolos Walsh codificados para cada canal de voz é então multiplicada pela forma de onda externa PN codificada. As resultantes cadeias de símbolos dispersas são então somadas para formar uma forma de onda composta.

A resultante forma de onda composta é então modulada num portador sinusoidal, filtrada por uma banda de passagem, transformada para a desejada frequência de operação, amplificada e irradiada pelo sistema de antena. Formas alternativas de realização da presente invenção poderão trocar a ordem de algumas das operações agora descritas para formar o sinal transmitido do posicionamento de célula. Por exemplo, poderá ser preferido multiplicar cada canal de voz pela forma de onda externa PN codificada e efectuar a operação de filtragem antes de somar todos os sinais de canais que são para ser irradiados pela antena. É bem conhecido na arte que a ordem das operações lineares poderá ser trocada para obter várias vantagens de implementação e diferentes desenvolvimentos.

O desenvolvimento da forma de onda da forma de realização preferida para o serviço celular utiliza a abordagem de portadora-piloto para a ligação de célula-para-assinante, conforme é descrito na patente US nº 4,901,307.



Todas as células transmitem uma portadora-piloto utilizando a mesma sequência com comprimento de 32,768, mas com diferentes desfasamentos de temporização para impedir interferência mútua.

Conforme está descrito em mais pormenor mais abaixo, a cadeia de símbolos para um utilizador celular em particular é combinada numa primeira operação de OR exclusivo com a sequência Walsh designada àquele utilizador. A função Walsh é tipicamente sincronizada a um ritmo de 1.2288 MHz, enquanto que num sistema exemplar de velocidade de dados variável incluindo voz, fac-símile (FAX), e canais de dados de velocidade elevada/baixa a velocidade dos símbolos de informação poderá variar de aproximadamente 75 Hz a 76,800 Hz. A resultante forma de onda codificada é combinada numa segunda operação OR exclusivo com uma sequência PN binária também sincronizada em 1.2288 MHz. Uma sequência PN binária idêntica é utilizada para codificar cada canal de assinante dentro de um sector em particular da área de cobertura do sistema celular. Como consequência da ortogonalidade das sequências de codificação Walsh, cada sequência poderá ser utilizada para processar dados do utilizador num único canal RF associado a um tal sector sem induzir interferência entres os utilizadores dentro do sector.

Antes da aplicação da codificação Walsh, os sinais transportados por cada canal poderão também ser codificados por convolução, com repetição, e intercalados a fim de proporcionar funções de detecção e de correcção de erros que permitem que o sistema funcione a uma relação sinal/ruído e de interferência mais baixa. Técnicas de codificação por convolução, com repetições, e de intercalação são bem conhecidas no estado da arte. Os sinais resultantes são depois em geral modulados num portador RF e adicionados com os portadores de piloto e regulação, a par de outros portadores de voz. O somatório poderá ser conseguido em vários diferentes pontos no processamento como por exemplo, na

frequência IF, ou na frequência de banda de passagem quer antes quer depois da multiplicação pela sequência PN associada com os canais dentro de uma célula em particular.

Cada portador de voz poderá também ser multiplicado por um valor que define a sua potência transmitida relativamente à potência dos outros portadores de voz. Esta característica de controlo de potência permite que a potência seja distribuída àquelas ligações que requerem uma elevada potência pelo facto de o receptor desejado estar numa localização relativamente desfavorável. São proporcionados meios para os assinantes reportarem a sua relação sinal/ruído recebida para permitir que a potência seja definida a um nível que proporcione um funcionamento adequado sem desperdiçar potência. A propriedade de ortogonalidade das funções Walsh não é perturbada através da utilização de diferentes níveis de potência para diferentes portadores de voz desde que o alinhamento do tempo seja mantido.

Figura 2 ilustra, na forma de diagrama em bloco, uma exemplar forma de realização de um emissor-receptor de uma unidade de assinantes. A parte de receptor da unidade de assinantes da Figura 2 compreende um receptor analógico 34, receptor de pesquisa 36, vários *RAKE* ou receptores de dados digitais 38A - 38N, e misturador de diversidade e circuito de descodificação 40. A parte de transmissor compreende modulador de transmissão 46, circuito de controlo de potência transmitida 48, e amplificador de potência transmitida 50. Partilhada entre a parte do receptor e a parte do transmissor está uma antena 30, um duplexer 32, processador de controlo 42, e circuito 44 digital de banda-base de utilizador.

O processador de controlo 42 é acoplado ao receptor de pesquisa 36 e receptores de dados 38A-38N na parte do receptor, e modulador de transmissão

May Sater University

46 e circuito de controlo de potência transmitida 48 na parte do transmissor. Circuito 44 digital de banda-base de utilizador efectua várias funções tais como conversão analógico-digital e conversão digital, a par de proporcionar uma interface para o microfone e altifalante (não mostrado) da unidade de assinantes.

O processador de controlo 42 proporciona entre outras operações, funções tais como processamento de sinal; geração de sinal de sincronização; controlo de potência; e controlo de transferência, diversidade, e combinação de símbolo. Mais pormenores da operação de uma tal unidade de assinantes são apresentados na patente US nº 5,103,459.

## II. Síntese da Interferência da Ligação Célula-para-assinante

Quando recebe um sinal de um transmissor de posicionamento de célula dentro da sua própria célula, isto é, célula simulada, a unidade de assinantes é sujeita a interferência das ligações célula-para-assinante dentro da célula simulada. Num exemplar sistema CDMA, esta interferência inclui interferência devida a transmissão através de vários outros canais de tráfico dentro da célula simulada, assim como através de outros canais piloto, sinc ou sincronização, e *paging* associados a assinantes dentro da célula simulada. Uma vez que no sistema exemplar os sinais transmitidos através destes canais são ortogonais em relação a transmissões através do seleccionado canal de tráfico sob teste, esta interferência é de aqui em diante referenciada como o componente de interferência ortogonal. A unidade de assinantes também é sujeita a interferência resultante da transmissão de sinais através de canais em células vizinhas não ortogonais aos canais de tráfico dentro da célula simulada. Assim, interferência resultante da transmissão de sinais dentro das células circundantes é referenciada como o componente de interferência não ortogonal.

A potência transmitida através da ligação célula-para-assinante

dentro de um exemplar sistema CDMA é partilhada pelos canais piloto, sinc, *paging*, e tráfico (isto é, dados). A partilha de potência distribuída a cada canal é variada com base na localização da associada unidade de assinantes, e de acordo com o número agregado de unidades de assinantes (isto é, carga do sistema) no sistema de comunicações. A potência é distribuída entre os canais de tráfico por um controlador dentro do transmissor de posicionamento de célula da célula simulada utilizando ajustamentos digitais do ganho associado a cada canal. O ganho de cada canal dentro do sistema exemplar é tipicamente representado por um coeficiente de ganho de 7-bit sem sinal utilizado para regular a magnitude quer do componente em fase (I) como do componente de fase em quadratura (Q) dos canais.

### III. Interferência no Canal de Tráfico Directo

A interferência de sinais no canal de tráfico directo, isto é, dados, de uma ligação célula-para-assinante em particular inclui um par de componentes não correlacionados: nomeadamente, um componente ortogonal resultante do ruído de interferência originário nas transmissões para outros assinantes dentro da célula simulada, e um componente não ortogonal resultante da interferência vinda das células circundantes.

#### Componente Não Ortogonal

Fazendo referência à Figura 3A, é mostrada uma região dividida em hexágonos correspondendo a uma área de cobertura para um exemplar sistema de comunicações de acesso múltiplo. O sistema de comunicações inclui uma pluralidade de células hexagonais, etiquetadas ou numeradas C1-C36, cercando uma célula simulada C0, que é mostrada em mais pormenor na Figura 3B. Conforme mostrado na Figura 3B, um assinante S0 fixo ou móvel é posicionado dentro da célula C0 que é cercada por uma primeira camada da células C1 a C6

(Figura 3A), que por sua vez é cercada por uma segunda camada de células C7 a C18, e assim por diante. Embora a área de cobertura do sistema exemplar tenha sido dividida em hexágonos para motivos de análise, é de se entender que os ensinamentos da invenção são igualmente pertinentes para células com outras geometrias.

Numa forma de realização exemplar, um transmissor de posicionamento de célula (não mostrado) é posicionado dentro do centro de cada célula hexagonal e é tido como estando equipado com uma antena omnidireccional. Fora da célula hexagonal servida por cada transmissor, a variação em larga escala da energia do sinal transmitida por cada transmissor pode ser representada por uma variável aleatória com distribuição *log-normally*. A média do sinal de potência ( $S_m$ ) recebido pela unidade de assinantes S0 dos transmissores de posicionamento de célula noutras células decresce em função da distância radial ( $d$ ) de tais células elevada a uma potência  $\gamma$  e poderá ser representada por:

$$S_m = \frac{k}{d^\gamma} \quad (1)$$

em que  $k$  é uma constante de proporcionalidade. Em regiões geográficas relativamente livres de estruturas de grande escala (por exemplo, áreas rurais e suburbanas) tem-se verificado que a dependência da potência do sinal recebido  $S_m$  em relação à distância radial  $d$  (em milhas) poderá ser aproximada por:

$$S_m = -157,77 - 10\gamma \log d + P_t + G_c + G_m + 20 \log H_c + 10 \log H_m \quad (2)$$

em que  $P_t$  indica a potência do sinal (dBw) transmitida do posicionamento de célula,  $G_c$  representa o ganho da antena do posicionamento de célula relativamente a um dipolo de  $\lambda/2$  (dB),  $G_m$  é o ganho da antena da unidade de

*Wm. S. L. L. L.*

assinantes relativamente a um dipolo de  $\lambda/2$  (dB),  $H_c$  corresponde à altura da antena do posicionamento de célula, e  $H_m$  corresponde à altura da antena da unidade de assinantes.

Fazendo referência novamente à Figura 3B, o quadrado da distância  $(r_i^2)$  entre a unidade de assinantes  $S_0$  e um transmissor no centro da  $i^a$  célula  $C_i$  na primeira camada poderá ser expressada como :

$$r_i^2 = x^2 + r^2 - 2rx \cos[\theta - 30i], \quad i = 1, 2, \dots, 6 \quad (3)$$

em que  $x$  representa o comprimento dos segmentos lineares que formam o limite das áreas de cobertura hexagonais,  $r$  é o vector de distância entre a unidade de assinantes  $S_0$  e o centro da célula  $C_0$ , e  $\theta$  representa o ângulo entre  $r$  e o eixo horizontal  $H$  na Figura 3B. Da mesma forma, o quadrado da distância entre a unidade  $S_0$  e o centro da  $i^a$  célula na segunda camada é dado por

$$r_i^2 = y^2 + r^2 - 2ry \cos[\theta - 30(i-6)], \quad i = 2j+1, \quad j=3, 4, \dots, 8 \quad (4)$$

$$r_i^2 = z^2 + r^2 - 2rz \cos[\theta - 30(i-8)], \quad i = 2j, \quad j=4, 5, \dots, 9 \quad (5)$$

Na equação (4), o parâmetro  $y$  representa a distância do centro da célula  $C_0$  para o centro das células  $C(2j+1)$ ,  $j=3, 4, \dots, 8$ , enquanto que na equação (5), o parâmetro  $z$  representa a distância do centro da célula  $C_0$  para o centro das células  $C(2j)$ ,  $j=4, 5, \dots, 9$ . De igual modo, os quadrados das distâncias da unidade de assinantes  $S_0$  para as células da terceira camada  $C_i$  ( $19 \leq i \leq 36$ ,  $i \neq 17+3j$ ,  $j=1, 2, 3, \dots, 6$ ), e  $C_i$  ( $i = 17+3j$ ,  $j=1, 2, 3, \dots, 6$ ) são determinados de acordo com as relações (6) e (7):

$$r_i^2 = u^2 + r^2 - 2ru \cos[\theta - 15(i-18)], \quad 19 \leq i \leq 36, \quad i \neq 17+3j, \quad j=1, 2, 3, \dots, 6 \quad (6)$$

*Um Selen Unmmy*

$$r_i^2 = v^2 + r^2 - 2ry \cos[\theta - 30 - 20(i-20)], \quad i = 17+3j, \quad j=1,2,3,\dots,6 \quad (7)$$

em que, mais uma vez,  $(r, \theta)$  especifica a localização da unidade de assinantes  $S_0$  dentro da célula  $C_0$ , e  $R$  indica o raio do círculo circunscrevendo as células hexagonais. Fazendo referência às expressões (3) e (7):

$$x = \sqrt{3} R; \quad (8)$$

$$y = 2\sqrt{3} R; \quad (9)$$

$$z = 3 R; \quad (10)$$

$$y = \sqrt{21} R; \quad (11)$$

$$y = 3\sqrt{3} R. \quad (12)$$

Numa forma de realização exemplar em particular, a potência  $T_t$  da interferência composta que surge na unidade de assinantes  $S_0$  devido a transmissões de sinais vindas dos posicionamentos de célula dentro das primeiras três camadas é definida de acordo com :

$$T_t = k \sum_{i=1}^{36} \frac{1}{r_i^4} \quad (13)$$

em que é assumido que  $\gamma$  é fixado igual a 4 na expressão (1). Da mesma forma, a interferência vinda de células na terceira camada, isto é,  $T_3$ , poderá ser expressada como:

$$T_3 = k \sum_{i=19}^{36} \frac{1}{r_i^4} \quad (14)$$

Fazendo referência à Figura 4, é mostrada uma representação gráfica da interferência (dB) vinda das células da terceira camada em relação à interferência total ( $T_3 / T_t$ ), em função do ângulo  $\theta$ . Especificamente, a

*um sistema de*

quantidade  $T_3 / T_1$  é traçada para quatro diferentes posições de unidades de assinantes  $r$ , isto é,  $r = 0.5, 0.6, 0.7$  e  $0.8$ , relativamente ao centro da célula  $C_0$ , onde  $r = 1.0$  corresponde à distância entre o centro da célula  $C_0$  e os seus cantos.

Uma inspecção da Figura 4 revela que numa forma de realização exemplar o valor máximo da razão entre  $T_3$  e  $T_1$  é inferior a  $-14$  dB. Da mesma forma, por motivos de clareza a contribuição relativamente menor de interferência vinda das células na terceira camada e camadas superiores das células não é considerada na análise que se segue de interferência originária nas células da primeira e segunda camada.

Referindo novamente à Figura 3B, unidade de assinantes  $S_0$  é observada como estando localizada próxima do limite da célula  $C_1$ . Para tais exemplares localizações a interferência à qual a unidade de assinantes  $S_0$  está exposta poderá ser vista como tendo origem nas seguintes três fontes:

- (i) célula  $C_1$  mais próxima da unidade  $S_0$ ,
- (ii) as duas células seguintes mais próximas ( $C_2$  e  $C_6$ ), e
- (iii) as restantes quinze células na primeira e segunda camada.

Os componentes de interferência devida às células  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_6$  poderão ser modelados com variáveis aleatórias de Rayleigh caracterizadas pelos seguintes componentes, respectivamente, de potência média de interferência ( $0 \leq \theta \leq 60$ ):

$$\bar{I}_1(r, \theta) = k \frac{1}{(x^2 + r^2 - 2rx \cos[\theta - 30])^2} \quad (15)$$

$$\bar{I}_2(r, \theta) = k \frac{1}{(x^2 + r^2 - 2rx \cos[\theta - 90])^2} = \bar{I}_1(r, \theta - 60) \quad (16)$$



$$\bar{I}_3(r, \theta) = k \frac{1}{(x^2 + r^2 - 2rx \cos[\theta + 30])^2} = \bar{I}_1(r, \theta + 60) \quad (17)$$

Um quarto componente de interferência, devido às restantes quinze células dentro da primeira e segunda camada (Figura 3A), é mostrado na Figura 4 conforme acima descrito. Uma potência  $I_{oc}$  de interferência composta de “outras células” correspondendo à soma dos componentes de interferência acima descritos poderá ser expressada como:

$$I_{oc} = k_2 ( \bar{I}_1(r, \theta) + \bar{I}_2(r, \theta) + \bar{I}_3(r, \theta) + \bar{I}_4(r, \theta) ) \quad (18)$$

em que  $k_2$  é uma constante de proporcionalidade. O rácio entre a potência  $I_{oc}$  de interferência de outras células e a potência  $I_{or}$  recebida por uma dada unidade de assinantes do transmissor dentro da célula em que a unidade esta localizada poderá ser expressado como:

$$\frac{I_{oc}}{I_{or}} = r^4 ( \bar{I}_1(r, \theta) + \bar{I}_2(r, \theta) + \bar{I}_3(r, \theta) + \bar{I}_4(r, \theta) ) \quad (19)$$

em que expressão (19) é obtida do rácio entre expressão (18) e a equação (1).

Conforme abaixo descrito, na forma de realização preferida, um sinal de interferência baseado no componente não ortogonal de interferência normalizado especificado pela equação (19) é injectado no sinal produzido pelo transmissor da estação de base que serve a célula da unidade de assinantes sob avaliação. Na forma de realização preferida, um sinal não ortogonal de interferência é criado passando ruído branco gaussiano através de um conjunto de atenuadores e um *fader* (atenuador). Os atenuadores são ajustados para simular as perdas de propagação que ocorrem ao longo de um percurso de transmissão em particular, enquanto que o *fader* permite a simulação de flutuações de pequena

*um Sider Unimig*

escala no nível de interferência. Se  $L_{pi}$ ,  $i=1, \dots, 4$ , indicam respectivamente a média das perdas de sinal que ocorrem ao longo dos percursos de transmissão associados aos quatro componentes de interferência especificados nas expressões (15) - (18), então os requeridos ajustes de atenuadores são determinados com base na seguinte relação de igualdade:

$$P_i + L_{pi} = G + L_{ai}, \quad i=1,2,\dots,4 \quad (20)$$

em que  $P_i$  corresponde à potência transmitida do  $i^o$  componente de interferência,  $G$  representa o nível do ruído branco proporcionado aos canais dentro do transmissor da estação de base, e  $L_{ai}$  especifica a atenuação requerida ao longo do canal transmissor dedicado à simulação do  $i^o$  componente de interferência.

Em resumo, o componente não ortogonal de interferência é simulado na forma de realização preferida de acordo com o procedimento de SIMULAÇÃO DE INTERFERÊNCIA NÃO ORTOGONAL abaixo apresentado.

#### SIMULAÇÃO DE INTERFERÊNCIA NÃO ORTOGONAL

- I. Especificar os seguintes parâmetros de entrada:
  - (a) localização da unidade de assinantes  $(r, \theta)$ , em que  $0 < r < 1$  e  $0 < \theta < 60$ ,
  - (b) modelo de sinal de propagação [por exemplo, equação (1)],
  - (c) ganhos da estação de base da célula e da antena da unidade de assinantes e perdas do alimentador
  - (d) altura da antena da estação de base,
  - (e) potência de saída ( $P_i$ ) do transmissor da estação de base de cada célula,  $i=1,2,\dots,N$ , e
  - (f) raio ( $R$ ) de cada célula hexagonal.
  
- II. Determinar o valor de cada um dos seguintes componentes de

interferência:

$$\bar{I}_1(r, \theta) = k \frac{1}{(x^2 + r^2 - 2rx \cos[\theta - 30])^{1/2}} \quad (21)$$

$$\bar{I}_2(r, \theta) = k \frac{1}{(x^2 + r^2 - 2rx \cos[\theta - 90])^{1/2}} = \bar{I}_1(r, \theta - 60) \quad (22)$$

$$\bar{I}_3(r, \theta) = k \frac{1}{(x^2 + r^2 - 2rx \cos[\theta + 30])^{1/2}} = \bar{I}_1(r, \theta + 60) \quad (23)$$

em que

$$\bar{I}_4 = k \sum_{i=4}^{15} \frac{1}{r_i^y} \quad (24)$$

$$x = \sqrt{3} R; \quad (25)$$

e em que k é determinado fazendo as requeridas substituições dos parâmetros de entrada acima especificados nas equações (1) e (2).

III. Gerar ruído branco (isto é, gaussiano) de potência G, e ajustar os níveis de atenuação ( $L_{aj}$ ,  $j=1,2,\dots,4$ ) para produzir os quatro sinais de interferência estabelecidos na secção II. Mais uma vez, os requeridos níveis de atenuação  $L_{aj}$ , poderão ser determinados a partir da seguinte relação de igualdade

$$P_j + L_{pj} = G + L_{aj}, \quad j=1,2,\dots,4 \quad (26)$$

#### Componente Ortogonal

Conforme acima notado, a potência transmitida por cada

posicionamento de célula ou estação de base celular é partilhada entre canais piloto, sinc, *paging*, e tráfico. A partilha de potência distribuída ao canal de tráfico associado com uma dada ligação célula-para-assinante poderá ser variada de acordo com a localização da unidade de assinantes e da carga do sistema. A potência é distribuída entre os canais de tráfico suportados pelo transmissor de posicionamento de célula da célula simulada através de ajustamentos digitais do ganho associado a cada canal. O ganho de cada canal dentro do sistema exemplar será tipicamente representado por um coeficiente de ganho de 7-bit sem sinal utilizado para regular a magnitude quer do componente em fase (I) quer do componente de fase em quadratura (Q) dos canais.

Os níveis de potência associados a cada canal de tráfico são dependentes não só dos valores dos ganhos digitais correspondentes, mas também da velocidade de dados de cada. Especificamente, a energia por símbolo de código ( $E_s$ ) é proporcional a  $r_i$ , em que  $r_i$  indica a velocidade de dados normalizada. De acordo com a invenção, o componente ortogonal de interferência é feito para ser ortogonal para os outros canais realmente suportados pelo posicionamento de célula. Incluídos entre estes outros canais estão canais piloto, sinc, *paging*, assim como  $N_f$  canais de tráfico "verdadeiros" distribuídos a utilizadores fisicamente presentes dentro da célula simulada.

O componente ortogonal de potência  $S$  transmitida através do canal de rádio ou de comunicações é ajustado por um controlador de célula com base no factor de ganho digital e numa velocidade de dados equivalente  $r_{eq}$  correspondendo a uma média das velocidades de dados de um conjunto de canais simulados de tráfico. Mais especificamente, o componente ortogonal de potência  $S$  irradiada através do canal de rádio é desenvolvido para simular a transmissão de  $N_s$  canais simulados de tráfico à velocidade equivalente de  $r_{eq}$ .

*any other thing*

Numa forma de realização exemplar em que a potência  $S$  de interferência é desenvolvida para emular comunicação de voz, velocidade equivalente  $r_{eq}$  é determinada utilizando um modelo Markov de segunda ordem de dezasseis estados. Cada estado dentro do modelo é definido pelas velocidades de fala (por exemplo, velocidade total, meia velocidade, um quarto de velocidade ou um oitavo de velocidade) associadas a um par de estruturas de dados consecutivas de fala. Por exemplo, conforme utilizado no seguinte, estado "0" corresponde a um par de estruturas de dados consecutivas caracterizadas por actividade de fala a velocidade total. Tabela I que se segue apresenta as velocidades de actividades de fala para o par de estruturas de dados de fala associados a cada um dos dezasseis estados de Markov.

TABELA I

Velocidade da Estruturas de Dados para a Anterior Estrutura de Dados (N-1)	Velocidade da Estruturas de Dados para a Actual Estrutura de Dados (N)	Estado do Processo
total	total	0
total	meia	1
total	quarto	2
total	oitavo	3
meia	total	4
meia	meia	5
meia	quarto	6
meia	oitavo	7
quarto	total	8
quarto	meia	9
quarto	quarto	10
quarto	oitavo	11
oitavo	total	12
oitavo	meia	13
oitavo	quarto	14
oitavo	oitavo	15

De acordo com a teoria do modelo Markov de segunda ordem, a

*Very Selen Learning*

probabilidade da ocorrência de uma dada velocidade de fala dentro de uma Estrutura de Dados (N+1) poderá ser determinada com base nas velocidades indicadas pelos estados das Estruturas de Dados anteriores (N) e (N-1). Fazendo referência abaixo para a primeira entrada na Tabela II, existe uma probabilidade de 0.911 que existirá fala à velocidade total na Estrutura de Dados (N+1) na situação em que ambas a Estruturas de Dados (N) e (N-1) estão à velocidade total e a cadeia Markov é fixada no estado "0". A restante parte da Tabela II dá as probabilidades de transição para a velocidade de fala indicada na Estrutura de Dados (N+1) para os outros possíveis pares de estados Markov associados com a Estrutura de Dados (N) e Estrutura de Dados (N-1).

TABELA II

Estado da Actual Estrutura de Dados (N)	Velocidade de Estrutura de Dados para Anterior Estrutura de Dados (N-1)	Velocidade de Estrutura de Dados para Actual Estrutura de Dados (N)	Velocidade de Estrutura de Dados da Futura Estrutura de Dados (N+1)	Estado da Futura Estrutura de Dados (N+1)	Probabilidade de Transição
0	total	total	total	0	0,911
0	total	total	meia	1	0,089
0	total	total	quarto	2	0
0	total	total	oitavo	3	0
1	total	meia	total	4	0,229
1	total	meia	meia	5	0,133
1	total	meia	quarto	6	0,638
1	total	meia	oitavo	7	0
2	total	quarto	total	8	0
2	total	quarto	meia	9	0
2	total	quarto	quarto	10	0
2	total	quarto	oitavo	11	0
3	total	oitavo	total	12	0
3	total	oitavo	meia	13	0
3	total	oitavo	quarto	14	0
3	total	oitavo	oitavo	15	0
4	meia	total	total	0	0,85

Uny Sales Unmmy

4	meia	total	meia	1	0,15
4	meia	total	quarto	2	0
4	meia	total	oitavo	3	0
5	meia	meia	total	4	0,238
5	meia	meia	meia	5	0,238
5	meia	meia	quarto	6	0,524
5	meia	meia	oitavo	7	
6	meia	quarto	total	8	0,173
6	meia	quarto	meia	9	0,037
6	meia	quarto	quarto	10	0,123
6	meia	quarto	oitavo	11	0,667
7	meia	oitavo	total	12	0
7	meia	oitavo	meia	13	0
7	meia	oitavo	quarto	14	0
7	meia	oitavo	oitavo	15	0
8	quarto	total	total	0	0,862
8	quarto	total	meia	1	0,138
8	quarto	total	quarto	2	0
8	quarto	total	oitavo	3	0
9	quarto	meia	total	4	0,5
9	quarto	meia	meia	5	0,333
9	quarto	meia	quarto	6	0,167
9	quarto	meia	oitavo	7	0
10	quarto	quarto	total	8	0,25
10	quarto	quarto	meia	9	0,083
10	quarto	quarto	quarto	10	0
10	quarto	quarto	oitavo	11	0,667
11	quarto	oitavo	total	12	0,06
11	quarto	oitavo	meia	13	0,036
11	quarto	oitavo	quarto	14	0,042
11	quarto	oitavo	oitavo	15	0,862
12	oitavo	total	total	0	0,833
12	oitavo	total	meia	1	0,167
12	oitavo	total	quarto	2	0
12	oitavo	total	oitavo	3	0
13	oitavo	meia	total	4	0,8
13	oitavo	meia	meia	5	0
13	oitavo	meia	quarto	6	0,2
13	oitavo	meia	oitavo	7	0
14	oitavo	quarto	total	8	0,1
14	oitavo	quarto	meia	9	0,017
14	oitavo	quarto	quarto	10	0,017

Very Short Summary

14	oitavo	quarto	oitavo	11	0,866
15	oitavo	oitavo	total	12	0,019
15	oitavo	oitavo	meia	13	0,003
15	oitavo	oitavo	quarto	14	0,083
15	oitavo	oitavo	oitavo	15	0,895

Tabela III mostra as resultantes probabilidades Markov de primeira ordem em estado estacionário para a existência de cada uma das quatro velocidades de fala, isto é, velocidade total, meia velocidade, um quarto de velocidade e um oitavo de velocidade, em função do estado Markov da estrutura de dados anterior. Tabela III poderá ser gerada com base nos dados de actividade empírica de fala incluída na Tabela II empregando técnicas Markov de segunda ordem. Numa abordagem, os valores de entrada na Tabela II são dispostas para uma matriz P de probabilidades de 16x16 estados de transição. Assumindo a existência dos dezasseis estados apresentados na Tabela I, então o valor de entrada (i,j) da matriz P representa a probabilidade  $p(x|y)$  de transição de um iº estado "x" para um jº estado "y". Por exemplo, a probabilidade  $p(0|1)$  de transição do estado 0 (total, total) para o estado 1 (total, meia) é de 0,089.

De acordo com a teoria do modelo Markov conforme apresentado por, por exemplo, H.J. Larson e B.O. Shubert em "*Probabilistic Models in Engineering Science*"; Volume II; John Wiley and Sons (1979), para as cadeias Markov tendo um número finito de estados as probabilidades associadas da transição de n-passos podem ser dispostas para uma matriz estocástica  $P^{(n)}$ . Neste contexto, a equação Chapman-Kolmogorov poderá ser expressada como:

$$P^{(n+m)} = P^{(n)} P^{(m)}, \quad (27)$$

em que  $P^{(n+m)}$  define a matriz de transição de estado depois de (n+m) transições de uma matriz de transição de estado inicial  $P^{(1)}$ . Conforme  $n \rightarrow \infty$ ,

$$P^{(n)} = P^n = \dots = \Pi, \quad (28)$$

em que  $\Pi$  indica uma matriz de transição de estado estacionário. A matriz  $\Pi$  é



definida para  $n \rightarrow \infty$ , como

$$P^{(n)}(x|y) \Rightarrow \Pi(y). \quad (29)$$

Assim, conforme  $n \rightarrow \infty$  a probabilidade da existência de um estado “y” aproxima-se a um valor constante independente de “n” e das probabilidades do estado inicial. Segue-se que a matriz  $\Pi$  poderá ser obtida através da resolução da seguinte equação matricial:

$$\Pi = \Pi P \quad (30)$$

em que, mais uma vez, a matriz P é compilada a partir de estatísticas de actividade empírica de voz tais como as incluídas na Tabela II.

TABELA III

Estado da Estrutura de Dados (N-1)	Velocidade de Fala da Estrutura de Dados (N)	Probabilidade de Estado Estacionário	Probabilidade Total
0	total	0,3345	
1	total	0,0351	
2	total	0,000	
3	total	0,000	0,3696 ( $p_1$ )
4	meia	0,0134	
5	meia	0,0070	
6	meia	0,0271	
7	meia	0,000	0,0475 ( $p_2$ )
8	quarto	0,0097	
9	quarto	0,0020	
10	quarto	0,0040	
11	quarto	0,0556	0,0713 ( $p_3$ )
12	oitavo	0,0120	
13	oitavo	0,0034	
14	oitavo	0,0402	
15	oitavo	0,4560	0,5116 ( $p_4$ )
Velocidade de Dados Equivalente ( $r_{eq}$ )			0,4751

Fazendo referência à Tabela III, a probabilidade total de uma dada

velocidade de fala existindo numa estrutura de dados arbitrária é obtida somando todas as probabilidades de estado estacionário correspondendo a uma dada velocidade de fala. Por exemplo, somando os primeiros quatro valores de entradas dentro da coluna "Probabilidade de Estado Estacionário" da Tabela III resulta numa probabilidade total ( $p_1$ ) de 0,3696 que a actividade de fala à velocidade total existirá dentro de qualquer estrutura de dados arbitrária de fala. Da mesma forma, existe uma probabilidade total ( $p_4$ ) de 0,5116 que a velocidade de fala de uma estrutura de dados arbitrária será de um oitavo de velocidade.

A velocidade de dados equivalente de  $r_{eq}$  é calculada com base no vector  $P$  de estatísticas de velocidade, em que  $P = p_1, \dots, p_4$ , que corresponde ao conjunto de probabilidades totais associadas com a ocorrência de cada velocidade de fala. Especificamente, o valor fraccionário associado a cada velocidade de fala (isto é, velocidade total = 1,0, meia velocidade = 0,5, um quarto de velocidade = 0,25, e um oitavo de velocidade = 0,125) é multiplicado pela sua probabilidade total associada (isto é, por  $p_1, p_2, p_3$ , ou  $p_4$ ) e os resultantes termos da multiplicação são somados a fim de obter  $r_{eq}$ .

Num sistema exemplar, os canais de tráfico dedicados a unidades de assinantes efectivas dentro de uma célula em particular são cada uma periodicamente "perfuradas" com um bit de controlo de potência utilizado para regular a potência de transmissão do receptor da unidade de assinantes. A presente invenção toma em conta esta perfuração através da modificação da velocidade de dados equivalente de  $r_{eq}$  para uma velocidade de dados perfurados  $\mu$ , em que

$$\mu = p_1 + \left(\frac{1}{12} + \frac{11}{12} 0,5\right) p_2 + \left(\frac{1}{12} + \frac{11}{12} 0,25\right) p_3 + \left(\frac{1}{12} + \frac{11}{12} 0,125\right) p_4 \quad (31)$$

A variância,  $\sigma^2$ , da velocidade de dados perfurados poderá ser

expressada como:

$$\sigma^2 = p_1 + (1/12 + 11/12 \cdot 0,5) p_2 + (1/12 + 11/12 \cdot 0,25) p_3 + (1/12 + 11/12 \cdot 0,125) p_4 - \mu^2 \quad (32)$$

O bit de controlo de potência terá geralmente um comprimento equivalente ao comprimento de dois dos símbolos de dados incluídos dentro de uma dada estrutura de dados. Uma vez que, numa implementação exemplar, existem vinte e quatro símbolos de código numa estrutura de dados de 1,25 milissegundos, o sub-canal de controlo de potência ocupa aproximadamente um duodécimo de cada estrutura de dados dos dados.

Em resumo, o componente ortogonal da potência  $S$  de interferência transmitida é de preferência gerada de acordo com o procedimento de SIMULAÇÃO DE INTERFERÊNCIA ORTOGONAL abaixo apresentado.

#### SIMULAÇÃO DE INTERFERÊNCIA ORTOGONAL

- I. Especificar os seguintes parâmetros de entrada:
  - (a) número de utilizadores  $N_u$  carregando a célula, em que  $N_s = N_u$   
-  $N_r$ ,
  - (b) número de canais de tráfico  $N_r$  destinados a utilizadores efectivos dentro da célula,
  - (c) uma tabela de consulta especificando o ganho do transmissor em função do número de unidades de assinantes e as suas localizações dentro da célula simulada,
  - (d) o vector de estatísticas de velocidade  $P$ ,  $P = p_1, \dots, p_4$ , representativo de, por exemplo, a velocidade de fala ou de dados associados à energia transmitida através do canal de ruído simulado, e
  - (e) um coeficiente  $\alpha$  de filtro de coloração representativo do grau

de correlação entre sucessivas estruturas de dados.

II. Gerar uma variável aleatória gaussiana, tendo uma média de zero e um desvio padrão unitário, a intervalos de 20 milissegundos a fim de criar um processo de dados aleatórios a 50 Hz. A variável aleatória é de preferência gerada utilizando um gerador de números aleatórios em conjunto com uma tabela de consulta configurada para fazer o mapeamento de um processo aleatório uniforme para uma distribuição gaussiana. Cada variável aleatória é utilizada como um valor de indexação para obter um correspondente valor gaussiano da tabela de consulta. A geração do número aleatório poderá ser afectada utilizando uma sequência linear congruente tal como é descrita por D.E. Knuth em "*The Art of Computer Programming*", 2ª edição, Addison-Wesley, 1973. Especificamente, a seguinte expressão recursiva é empregue numa forma de realização exemplar para gerar a sequência congruente:

$$X_{i+1} = (X_i * A + C) \text{ mod } M. \quad (33)$$

III. Passar cada valor gaussiano obtido da tabela de consulta através de um filtro digital de passagem baixa. Figura 5 mostra um diagrama em bloco de um filtro digital de passagem baixa (LPF) 80 que poderá ser derivado de um LPF analógico. Fazendo referência à Figura 5, cada valor de entrada do filtro é multiplicado por um factor de ponderação 1 - a utilizando um primeiro multiplicador 82, em que o parâmetro a está relacionado com a frequência de corte do filtro 80. Cada valor de entrada ponderado é combinado num elemento de adição ou adicionador 84 com um produto produzido por um segundo multiplicador 86. Multiplicador 86 recebe o parâmetro a como uma primeira entrada, e recebe uma versão retardada da saída do adicionador 84 como uma segunda entrada de um elemento de retardamento 88. Numa forma de realização preferida, o parâmetro a é seleccionado para ser próximo da unidade, e a constante de tempo do filtro é escolhida para ter a duração de aproximadamente

dez estruturas de dados (por exemplo, 200 ms.).

A função de transferência do correspondente filtro analógico é:

$$H(\omega) = \frac{a}{a + j\omega} \quad (34)$$

que produz uma resposta de impulso de:

$$h(t) = a \exp[-at] u(t) \quad (35)$$

A autocorrelação determinística de  $h(t)$  é dada por:

$$\rho(t) = h(t) * h^*(-t) = F^{-1} |H(\omega)|^2 = \frac{1}{2} \exp[-a|t|] \quad (36)$$

em que  $*$  é a operação de convolução, e  $h^*(-t)$  é a função conjugada de  $h(-t)$ .  
Assumindo o parâmetro "a" como sendo seleccionado para que  $a = 1/kT$ , então o coeficiente de correlação do filtro é  $e^{-1}$  em cada tempo de amostragem  $t_s$ , em que  $t_s = kT$ .

Através da aplicação de técnicas de invariância de impulsos, a localização do polo ( $z_p$ ) do LPF digital 80 encontra-se como sendo equivalente ao valor do parâmetro  $\alpha$ , isto é,  $z_p = \exp[-aT] = \exp[-1/k] = \alpha$ . Da mesma forma, a função de transferência  $H(z)$  do filtro digital é dada por:

$$H(z) = \frac{1 - \alpha}{1 - \alpha z^{-1}} \quad (37)$$

que produz uma largura de banda de:

$$B_n = \frac{1}{2\pi} \sum_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \quad (38)$$

IV. Pôr à escala a saída do filtro digital 80 por um coeficiente "e" de velocidade de dados média e deslocar a saída de acordo com um coeficiente "f" de desvio padrão, em que:

$$f = N_s \mu \quad (39)$$

e

$$e = \sqrt{\frac{N_s \sigma}{B_n}} \quad (40)$$

e em que  $N_s$  indica o número de utilizadores simulados dentro da célula, e em que  $\mu$  e  $\sigma^2$  são definidos nas equações (31) e (32). Numa implementação preferida, o coeficiente "e" de velocidade de dados é modificado a fim de tomar em conta a perfuração do fluxo de dados pela informação de controlo de potência.

V. Determinar o ganho digital correspondente ao componente ortogonal da potência  $S$  transmitida através do canal de interferência de simulação de acordo com o número agregado  $N_u$  dos canais de tráfico carregando a célula, e o número de canais de tráfico  $N_r$  destinados a utilizadores efectivos.

VI. Para cada um dos  $N_r$  efectivos canais de tráfico os coeficientes de um filtro FIR (Figura 8) associados a cada canal são ajustados de acordo com a média da velocidade de dados. Este ajustamento é afectado através da multiplicação dos coeficientes de um dado filtro FIR com a raiz quadrada da velocidade de dados do canal associado.

#### Aparelho de Simulação

Conforme foi acima referido, a presente invenção proporciona um método e aparelho para simular o efeito de interferência de sinais recebidos por uma unidade de assinantes dentro de um sistema de comunicações de acesso múltiplo devido a transmissão de dados num conjunto seleccionado de canais de comunicação ou tráfico. A presente invenção permite que seja avaliado o rendimento de um dado sistema de comunicações de acesso múltiplo antes da

entrada em funcionamento da rede, ou permite a detecção de erros durante a sua operação, através da simulação de um nível de interferência esperada durante a operação normal. Os sistemas de acesso múltiplo aos quais os ensinamentos da presente invenção poderão ser aplicados incluem, por exemplo, a versão dos Estados Unidos de acesso múltiplo por divisão (distribuição) no tempo {*Time-Division Multiple Access*} (USTDMA), o sistema global de comunicações móveis pan-europeu GSM {*Global System for Mobile Communications*}, e sistemas de comunicações CDMA.

De acordo com a invenção, um desejado nível de interferência do canal de tráfego poderá ser simulado adicionando um sinal de ruído de predeterminadas propriedades estatísticas e nível de potência ao sinal transmitido pela estação de base do posicionamento de célula localizada dentro da célula da unidade de assinantes sob avaliação. As predeterminadas propriedades estatísticas e o nível de potência do sinal de ruído são funções das localizações das estações de base vizinhas em relação à localização de uma unidade de assinantes em particular sob teste. Alternativamente, um sinal de interferência análogo é directamente injectado no receptor da unidade de assinantes sob teste. Neste último caso o sinal injectado é formulado de forma a ter em conta os efeitos de propagação ao longo do percurso de transmissão entre a estação de base do posicionamento de célula e a unidade de assinantes sob teste.

Olhando agora para a Figura 6, é mostrado um diagrama em bloco simplificado de uma secção de recepção 90 para uma unidade de assinantes exemplar que inclui uma forma de realização preferida do aparelho de simulação de interferência da presente invenção. A secção de recepção 90 inclui um receptor 91 da unidade de assinantes, assim como um aparelho de simulação de interferência 92 desenvolvido para simular a interferência criada por estações de base em célula próximas da célula em que a unidade de assinantes sob teste está

*Very Satisfactory*

localizada. O sinal de interferência produzido pelo aparelho de simulação 92 é combinado juntamente com o sinal recebido de uma antena 94 de unidade de assinantes num adicionador 93. O resultante sinal composto é então processado pelo receptor 91 da unidade de assinantes de uma forma convencional.

Aparelho de simulação 92 inclui uma fonte de ruído 95 para gerar ruído de interferência, tipicamente na forma de um sinal de ruído branco gaussiano, tendo uma densidade espectral predefinida. O sinal de ruído da fonte de ruído 95 é depois passado através de um filtro de banda de passagem 96 e proporcionado para a unidade de controlo 97. A frequência central de faixa de passagem do filtro de ruído 96 é seleccionada para ser igual à frequência central do canal da estação de base à unidade de assinantes, isto é, sendo simulada uma ligação descendente. Da mesma forma, o filtro de banda de passagem 96 é especificado para ser substancialmente equivalente à largura espectral dos canais de tráfego utilizadas pelo sistema de acesso múltiplo sob avaliação. Por exemplo, para simulação de interferência de sistemas de comunicações USTDMA o filtro de banda de passagem 96 estará de preferência na ordem de 30 kHz. De uma forma semelhante, uma largura de banda de filtro de aproximadamente 200 kHz seria empregue durante a simulação de um sistema de comunicações GSM.

Fazendo novamente referência à Figura 6, unidade de controlo 97 fornece um sinal de interferência ao adicionador 93 com base no sinal produzido pelo filtro 96. Numa implementação exemplar, unidade de controlo 97 poderá ser realizada, por exemplo, utilizando um atenuador ajustável em conjunto com electrónica de condicionamento de sinais. O atenuador é definido para proporcionar um nível de interferência de acordo com vários aspectos do sistema sob avaliação. Por exemplo, o nível de interferência requisitado será geralmente influenciado pelo número de estações de base vizinhas das quais é esperado um contributo para o sinal de interferência recebido, pelas localizações de tais



estações de base em relação à unidade de assinantes sob avaliação, e pelas características de propagação das ligações de comunicações entre estas estações de base e a unidade de assinantes. A electrónica de condicionamento de sinais (por exemplo, um microprocessador) é utilizada para conferir determinadas propriedades estatísticas no sinal de interferência. Uma descrição mais detalhada de um aparelho de simulação especificamente destinado a um sistema de comunicações CDMA é descrita mais abaixo fazendo referência à Figura 7.

Figura 7 mostra um diagrama em bloco de um transmissor 100 de estação de base de um posicionamento de célula exemplar modificado para incluir uma forma de realização preferida do aparelho de simulação de interferência da presente invenção. Transmissor 100 inclui uma rede 110 de geração de forma de onda de uma ligação célula-para-assinante para produzir canais de tráfico de *paging*, piloto, sinc, efectivos e um sinal de interferência de banda-base  $I_{CB}$ . O sinal  $I_{CB}$  é utilizado na sintetização do componente ortogonal do sinal de energia,  $I_{O,B}$ , transmitido ao longo do canal de simulação de interferência. Especificamente, rede 110 de geração de forma de onda inclui tráfico de *paging*, piloto, sinc, directo (isto é, dados), e geradores de componente ortogonal de interferência 124, 128, 132, 136 e 140, respectivamente, as saídas dos quais são combinadas num elemento de soma ou adicionador 142. Um atenuador manualmente ajustável (não mostrado) poderá opcionalmente ser intercalado entre um adicionador digital 142 e um primeiro conversor IF ascendente 120. Na forma de realização preferida exemplar da Figura 7, primeiro conversor IF ascendente 120 proporciona um sinal de saída a 70 MHz em resposta ao sinal de banda-base fornecido  $I_{O,B}$ .

Fazendo novamente referência à Figura 7, o transmissor de posicionamento de célula 100 inclui ainda um gerador 150 de sinal não ortogonal de interferência. O gerador de interferência inclui primeiros, segundos, terceiros e quartos atenuadores digitais 160, 170, 180, e 190 para proporcionar a atenuação

$L_{ai}$  requerida através do canal de transmissão dedicado à simulação do  $i^o$  componente de interferência, em que na forma de realização exemplar  $i=1,...,4$ . Atenuadores 160, 170, 180, e 190 são cada um fornecidos com uma saída de um processo de ruído digital de um gerador 200 de ruído branco, e são ajustados em resposta aos sinais de controle digitais proporcionados por um controlador (não mostrado). Os resultantes componentes de interferência criados pelos atenuadores 160, 170, 180, e 190 ( $L_{ai}$ ) são depois combinados num elemento de soma ou adicionador 210. A saída do adicionador digital 210 é sujeito a uma conversão de frequência para 70 MHz através de um segundo conversor IF ascendente 220 antes de ser proporcionado a uma porta de entrada de um adicionador digital 230.

Conforme indicado na Figura 7, os sinais representativos de interferência de componente ortogonal e não ortogonal são combinados no adicionador digital 230 para formar um sinal de interferência composto  $S_c$ . O sinal de interferência composto  $S_c$  é depois irradiado por um transmissor RF 260 para uma ou mais unidades de assinantes (SU) dentro da célula simulada.

Fazendo referência à Figura 8, é mostrada uma implementação exemplar de um único gerador 140 de componente de interferência de canal, que é desenvolvido para gerar um sinal de interferência representativo de até doze canais ortogonais de tráfego. Em particular, um primeiro conjunto de seis canais de tráfego poderá ser simulado através de um primeiro canal de interferência coberto por um primeiro código Walsh  $W_1$ , enquanto que um segundo conjunto de seis canais de tráfego poderá ser simulado através de um segundo canal de interferência coberto por um segundo código Walsh  $W_2$ . Um factor limitador do número de canais simulados por interface são as regulações dos ganhos. Uma regulação de elevado ganho pode causar saturação que não representaria com precisão a potência de saída de um correspondente número de utilizadores. Está previsto que poderão ser desenvolvidos adicionais canais simulados através da

utilização de adicionais recursos de canais de tráfico para que para cada código Walsh sejam proporcionados seis adicionais canais simulados de tráfico.

Numa forma de realização exemplar, gerador de interferência 140 inclui um codificador convolucional 300 para receber uma sequência repetitiva de estruturas de dados idênticas de dados não zero (D) a uma determinada velocidade (por exemplo, 9.6 kbps). Os dados de entrada são codificados por convolução com repetição de símbolos de código de acordo com a velocidade de dados de entrada e comprimento de sequência dos códigos Walsh  $W_1$  e  $W_2$ . Para a velocidade de dados de entrada exemplar de 9.6 kbps, cada símbolo é codificado por convolução a  $1/2$  velocidade a fim de criar um fluxo de símbolos codificados a 19.2 ksps.

Conforme mostrado na Figura 8, uma etapa de entrada do gerador de componente de interferência 140 inclui ainda um dispositivo de intercalação 310, um adicionador módulo-2 ou porta OR exclusivo 315, assim como um gerador de código longo PN 317 e um *decimator* 319 para gerar PNs de código misturado PN. Os dados codificados do codificador 300 são proporcionados ao dispositivo de intercalação 310 em que, na forma de realização exemplar, este é intercalado por convolução. Os dados de símbolos intercalados saem então do dispositivo de intercalação 310 a uma velocidade exemplar de 19.2 ksps para uma entrada da porta OR exclusivo 315, e são misturados por uma sequência PN de código de mistura PN proporcionados a outra entrada da porta OR exclusivo 315, do *decimator* 319.

Gerador PN 317 funciona para proporcionar, de acordo com a máscara PN fornecida, um código longo de PN a uma velocidade fixa de circuito integrado de 1.228 Mchp/s ao *decimator* 319. A utilização da máscara PN proporciona um desvio no código PN que proporciona uma unicidade ao

utilizador. *Decimator* 319 produz um código de mistura PN de velocidade exemplar de 19.2 ksps a partir do código longo de PN utilizando um de todos os 64 circuitos integrados produzidos pelo gerador PN 317. Na forma de realização preferida, o código longo repetitivo proporcionado ao *decimator* 319 tem a duração de  $2^{42}-1$  circuitos integrados PN, e é repetitivamente derivado pelo gerador 317 de acordo com o polinómio  $p(x)$ , em que:

$$p(x) = x^{42} + x^{35} + x^{33} + x^{31} + x^{27} + x^{26} + x^{25} + x^{22} + x^{21} + x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{10} + x^7 + x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + x^1 + 1. \quad (41)$$

Mais especificamente, gerador 317 produz cada circuito integrado de PN do código longo tirando o produto interno de módulo-2 de uma máscara PN de 42 bits e o vector de estado de 42 bits.

A saída da porta OR exclusiva 315 é proporcionada a uma entrada de cada um de dois adicionadores de módulo-2 ou portas OR exclusivo 321 e 323. A sequência dos códigos Walsh  $W_1$  é proporcionada como uma segunda entrada para a porta OR exclusivo 321, enquanto que a sequência Walsh  $W_2$  é fornecida como uma segunda entrada para a porta OR exclusivo 323. Os dados de símbolo misturado e sequência Walsh  $W_1$  são adicionados através de módulo-2 (passados por OR exclusivo) pela porta OR exclusivo 321, sendo o resultado proporcionado como uma entrada para cada um de dois adicionadores de módulo-2 ou portas OR exclusivo 327 e 329. Sequências de ruído pseudo-aleatório  $PN_I$  e  $PN_Q$ , correspondentes a um sector ou endereço de células em particular são proporcionadas como segundas entradas para as portas OR exclusivo 327 e 329, respectivamente. Os sinais  $PN_I$  e  $PN_Q$  são passados por OR exclusivo com a saída da porta OR exclusivo 321 proporcionando resultados que são por sua vez proporcionados como entradas para filtros de resposta a impulso finito (*Finite Impulse Response*) (FIR) 333 e 335, respectivamente. Os símbolos de entrada são filtrados de acordo com a etiqueta de velocidade dos dados de entrada vinda do dispositivo de intercalação 310. As saídas dos sinais filtrados dos filtros FIR 333

e 335 são proporcionadas a uma parte do circuito de controlo de potência transmitida compreendendo dois elementos de controlo de ganho 337 e 339. De acordo com a invenção, uma palavra de 7-bits de controlo de ganho  $G_1$  derivada conforme acima descrito em relação ao procedimento de SIMULAÇÃO ORTOGONAL DE INTERFERÊNCIA, é proporcionada a cada um dos dois elementos de controlo de ganho 337 e 339. Mais uma vez, o valor da palavra de controlo de ganho  $G_1$  é seleccionado para ser tal que o componente ortogonal da potência  $S$  irradiada através do canal de simulação de interferência coberta pelo símbolo Walsh  $W_1$  corresponde à transmissão de  $N_s$  canais de tráfico simulados a uma velocidade equivalente  $r_{eq}$ , em que  $N_s \in \{0,1,2,3\}$ . Nas formas de realização em que os canais de tráfico transportam dados de voz, a palavra de controlo de ganho  $G_1$  é de preferência actualizada a intervalos de 20 milissegundos para simular adequadamente flutuações na actividade de voz. Os sinais de saída dos elementos de controlo de ganho 337 e 339 são combinados num combinador de dados 343 que opera para produzir um primeiro sinal de interferência de banda-base  $I_{O,B1}$ .

Conforme mostrado na Figura 8, o símbolo de dados misturados é também passado por OR exclusivo com a sequência Walsh  $W_2$  utilizando a porta OR exclusivo 323, sendo o resultado proporcionado como uma entrada para cada um de dois adicionadores módulo-2 ou portas OR exclusivo 349 e 351. As sequências de ruído pseudo-aleatório  $PN_1$  e  $PN_Q$  são também proporcionadas como segundas entradas para as portas OR exclusivo 349 e 351, respectivamente, a fim de permitir adição por módulo-2 (passagem por OR exclusivo) com a saída da porta OR exclusivo 321. O fluxo de símbolos produzido pela porta OR exclusivo 321 é filtrado por filtros de resposta a impulso finito (FIR) 353 e 355, com os resultantes sinais filtrados a serem proporcionados a uma parte do circuito de controlo de potência transmitida compreendendo dois elementos de controlo de ganho 357 e 359. Uma palavra de 7-bits de controlo de ganho  $G_2$  é

seleccionada para ser tal que o componente ortogonal de interferência coberto pelo símbolo Walsh  $W_2$  corresponde a um número desejado de canais simulados de tráfico (isto é, 0,1,2 ou 3) é proporcionada aos elementos de controlo de ganho 357 e 359. Os sinais de saída dos elementos de controlo de ganho 357 e 359 são combinados num combinador de dados 343 para produzir um segundo sinal de interferência de banda-base  $I_{O,B2}$ . Os dois sinais  $I_{O,B1}$  e  $I_{O,B2}$  são ainda combinados por superposição dos dois sinais num combinador de dados 343 para gerar um sinal composto de interferência de banda-base  $I_{CB}$ . O sinal  $I_{CB}$  é dado de saída pelo combinador de dados 343 e é proporcionado com uma entrada para o adicionador digital 142 (Figura 7).

A descrição anterior das formas de realização preferidas é proporcionada para permitir que um perito na arte possa fazer ou utilizar a presente invenção. As várias modificações a estas formas de realização serão prontamente aparentes para aqueles peritos na arte, e os princípios genéricos aqui definidos poderão ser aplicados a outras formas de realização sem fazerem uso de faculdades inventivas.

Lisboa, 19 de Dezembro de 2001



LUIS SILVA CARVALHO  
Agente Oficial da Propriedade Industrial  
RUA VICTOR CORDON, 14  
1200 LISBOA

## REIVINDICAÇÕES

1. Método para simular interferência de sinais num sistema de comunicações em que informação é comunicada através de pelo menos um canal de comunicação (20a, 22a, 24a, 26a) compreendendo os passos de:

determinação de uma energia do primeiro sinal composto ( $I_{O,B}$ ) para uma transmissão de sinal dentro do dito sistema de comunicações através de um primeiro conjunto de canais simulados de comunicação;

determinação de uma primeira velocidade média de dados para a dita energia do primeiro sinal composto; e

ajustamento do nível de energia do sinal de interferência transmitido através do dito um canal de comunicação em resposta a um primeiro sinal de interferência (140, 150) que é baseado na dita energia do primeiro sinal composto e velocidade média de dados.

2. Método da reivindicação 1 compreendendo ainda os passos de:

determinação de uma energia do segundo sinal composto associada à transmissão de sinais através de um segundo conjunto de canais simulados de comunicação;

determinação de uma segunda velocidade média de dados para a dita energia do segundo sinal composto; e

geração (92) de um segundo sinal de interferência baseado na dita energia do segundo sinal composto e velocidade média de dados.

3. Método da reivindicação 2 compreendendo ainda o passo de modificação do dito primeiro sinal de interferência em resposta ao dito segundo sinal de interferência.

*Uny Salim Llanusa*

4. Método da reivindicação 1 compreendendo ainda o passo de geração do dito primeiro sinal de interferência de acordo com os passos de:

geração de uma sequência de variáveis aleatórias; e

modelação do espectro da dita sequência de variáveis aleatórias através da filtração destas de acordo com uma predeterminada função de correlação;

5. Método da reivindicação 4 compreendendo ainda o passo de pôr à escala a dita sequência de variáveis aleatórias com base na dita primeira velocidade média de dados.

6. Método da reivindicação 4 compreendendo ainda o passo de deslocação da dita sequência de variáveis aleatórias com base numa magnitude da dita energia do primeiro sinal composto.

7. Método da reivindicação 1 em que o passo de determinação de uma primeira velocidade média de dados compreende o passo de estabelecimento de um conjunto de velocidades de dados para utilizadores que transmitem através dos ditos canais simulados de sistema de comunicação.

8. Método da reivindicação 1 compreendendo ainda os passos de:

determinação de um número de canais de tráfico efectivo destinados aos assinantes do sistema para o dito sistema de comunicações;

determinação de um número equivalente de canais de comunicação a serem simulados correspondendo a uma diferença entre o número desejado de canais simulados de comunicação e o dito número de canais de tráfico efectivo;

determinação de uma energia do primeiro sinal composto estimando a soma da energia do sinal transmitido através do dito número



equivalente de canais de comunicação;

determinação de uma primeira velocidade média de dados à qual a dita energia do sinal é transmitida através do dito número equivalente de canais de comunicação; e

geração de um primeiro sinal de interferência com uma energia baseada na dita energia do primeiro sinal composto e velocidade média de dados.

9. Sistema para simular interferência de sinais em pelo menos um canal de comunicação num sistema de comunicações em que uma estação de base numa célula (C0) comunica sinais de informação com outros utilizadores através de tais canais de comunicação, compreendendo:

meios (200) para proporcionar um sinal de ruído electrónico;

meios de controlador (97) para gerar um sinal controlado pela intensidade de ruído baseado numa determinação da energia do sinal transmitido pela dita estação de base através de um primeiro conjunto de canais simulados; e

meios de ajustamento (160, 170, 180, 190) da energia do dito sinal de ruído ( $I_{N,B}$ ) em resposta ao dito sinal controlado pela intensidade de ruído.

10. Sistema da reivindicação 9 em que os ditos meios de controlador (97) compreendem ainda meios para a determinação de uma primeira velocidade média de dados à qual a dita energia do sinal é transmitida pela dita estação de base, e os ditos meios de controlador são configurados para adicionalmente basear a dita geração do sinal controlado pela intensidade de ruído em parte nesta determinação.

11. Sistema da reivindicação 9 compreendendo ainda meios para a transmissão da dita ajustada energia do sinal de ruído como um primeiro sinal de interferência a fim de simular transmissões feitas através do dito canal de comunicação.

*Very Satisfactory*

12. Sistema da reivindicação 9 em que os ditos meios de controlador compreendem meios para a determinação da energia do sinal transmitido através de outros canais simulados dentro do dito sistema de comunicações, e os ditos meios de controlador são configurados para adicionalmente basear a dita geração do sinal controlado pela intensidade de ruído em parte na dita energia do sinal transmitido através dos ditos outros canais simulados.

13. Sistema da reivindicação 12 compreendendo ainda meios para a transmissão de um segundo sinal de interferência a fim de simular transmissões feitas de outras estações de base (C1-C36).

14. Sistema da reivindicação 9 em que o dito sistema de comunicações compreende um sistema de comunicações sem fios de telefone/dados em que utilizadores remotos são localizados dentro de uma pluralidade de células (C0-C36) e comunicam sinais de informação para pelo menos uma estação de base que tem um receptor e está localizada numa primeira célula (C0), utilizando sinais de comunicações do tipo espectro de dispersão por acesso múltiplo por divisão de código (CDMA).

15. Sistema da reivindicação 9 em que os ditos meios para proporcionar ruído electrónico (200) compreendem meios para produzir ruído com uma densidade espectral relativamente uniforme ao longo de uma predeterminada largura de banda.

16. Sistema da reivindicação 9 em que os ditos meios de controlador compreendem:

meios para gerar um processo aleatório de controlo gaussiano indicativo da transmissão de sinal através de um primeiro conjunto de canais

*Very Satisfactory*

simulados de comunicação, o dito processo de controlo baseado em primeiros e segundos processos gaussianos correspondendo a uma velocidade média de dados e uma média de flutuação de potência da dita transmissão de sinal;

meios para filtrar o dito ruído electrónico de acordo com o dito processo alcatório de controlo gaussiano; e

meios de transmissão (260) do dito ruído electrónico filtrado através do dito um canal de comunicação.

17. Sistema da reivindicação 16 em que os ditos meios de controlador compreendem:

meios para gerar uma sequência de variáveis aleatórias; e

meios para pôr à escala a dita sequência de variáveis aleatórias com base na dita velocidade média de dados.

18. Sistema da reivindicação 17 em que os ditos meios de controlador compreendem ainda meios para a deslocação da dita sequência de variáveis aleatórias com base numa magnitude da dita energia do primeiro sinal composto.

19. Sistema da reivindicação 9 em que os ditos meios de controlador são configurados para gerar o dito sinal controlado pela intensidade de ruído utilizando variáveis aleatórias de controlo gaussiano geradas a velocidades preseleccionadas.

20. Sistema da reivindicação 19 em que os ditos meios de controlador compreendem:

primeiros meios para gerar uma primeira sequência binária correspondendo a uma variável aleatória gaussiana a uma velocidade preseleccionada; e

meios para filtrar a dita primeira sequência binária com base num tempo de correlação estimado de sinais de dados transmitidos através do dito pelo menos um canal.

21. Sistema da reivindicação 19 em que os ditos meios de controlador compreendem:

segundos meios para gerar uma segunda sequência binária correspondendo a uma variável aleatória gaussiana a uma segunda velocidade preseleccionada; e

meios para filtrar a dita segunda sequência binária com base num estimado sinal de transmissão por outras estações de base.

Lisboa, 19 de Dezembro de 2001



LUIS SILVA CARVALHO  
Agente Oficial da Propriedade Industrial  
RUA VICTOR CORDON, 14  
1200 LISBOA

FIG. 1

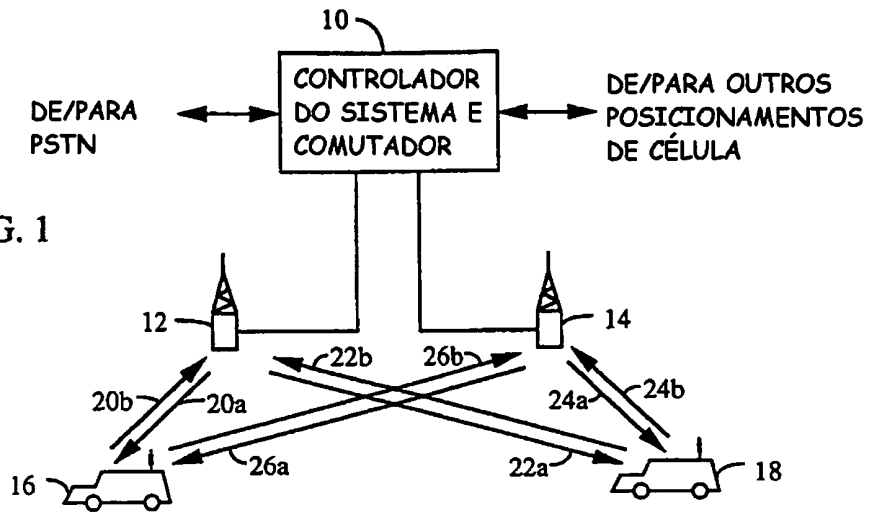
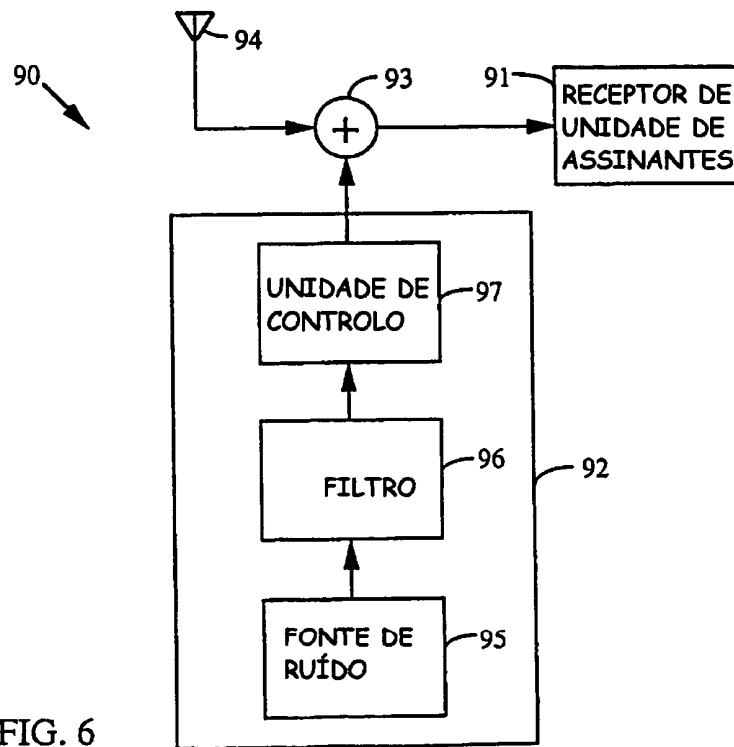


FIG. 6



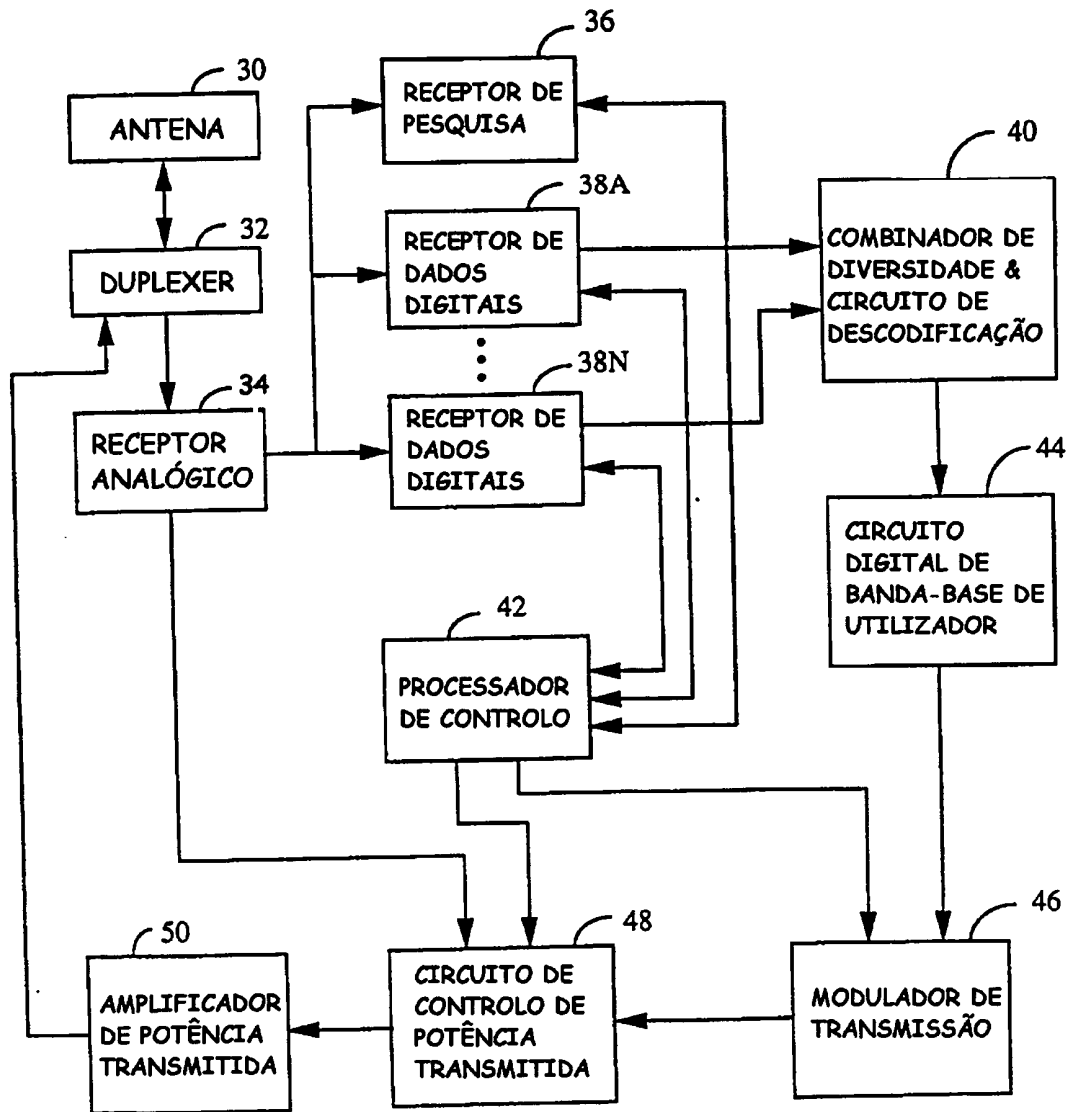


FIG. 2

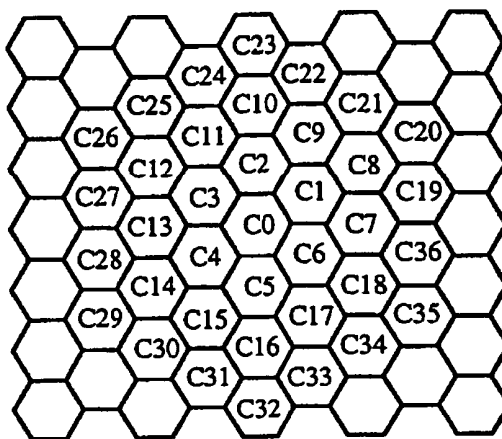


FIG. 3A

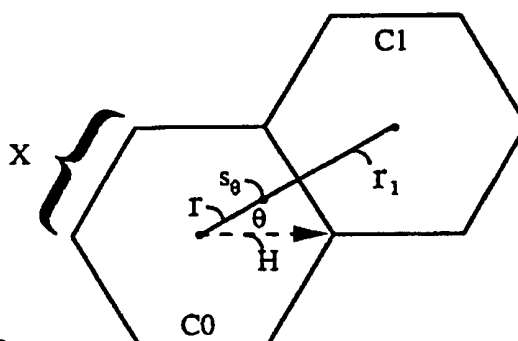


FIG. 3B

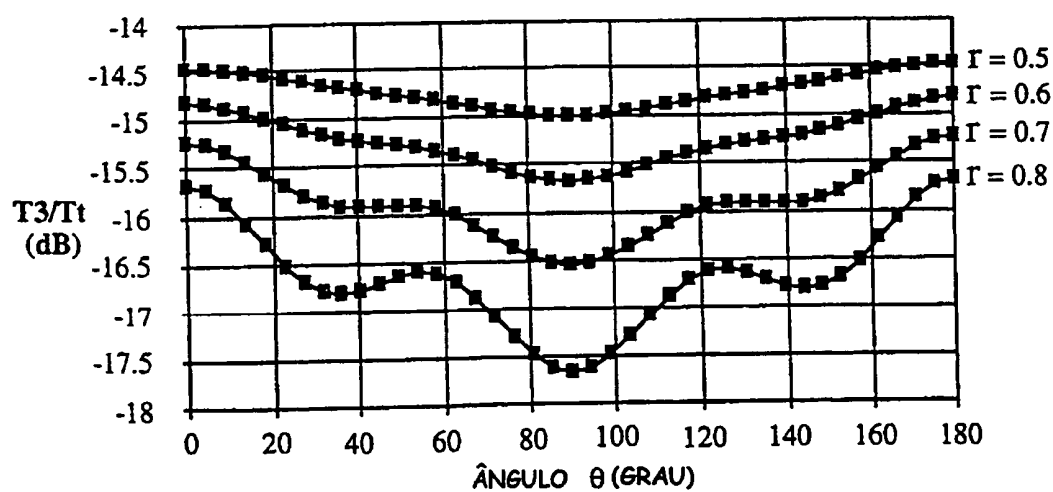
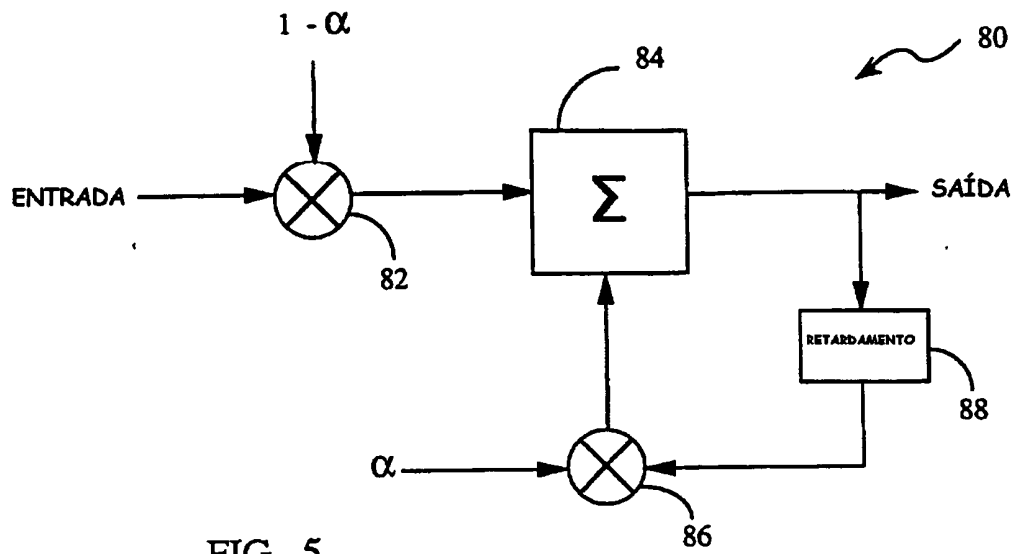


FIG. 4





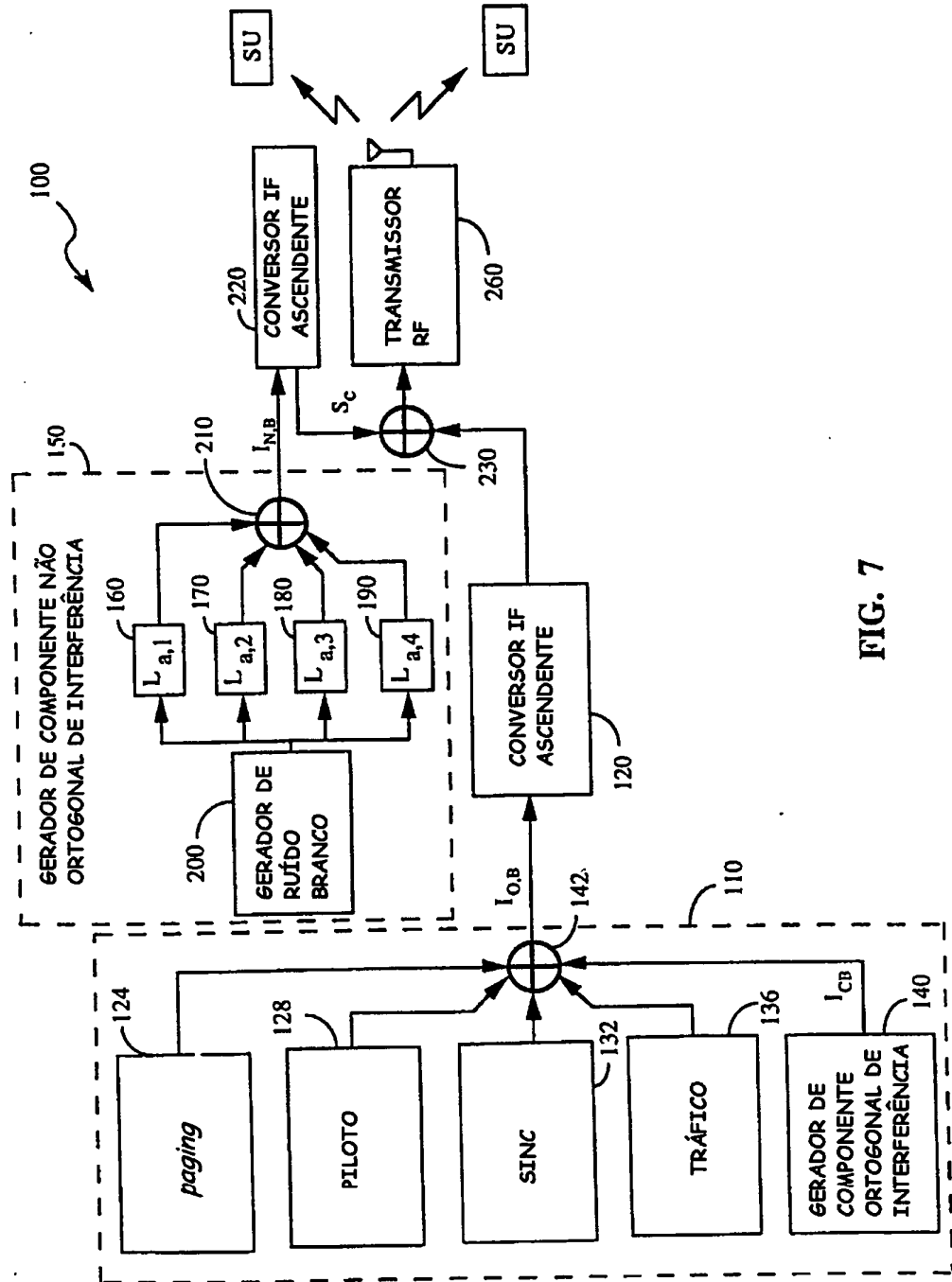


FIG. 7

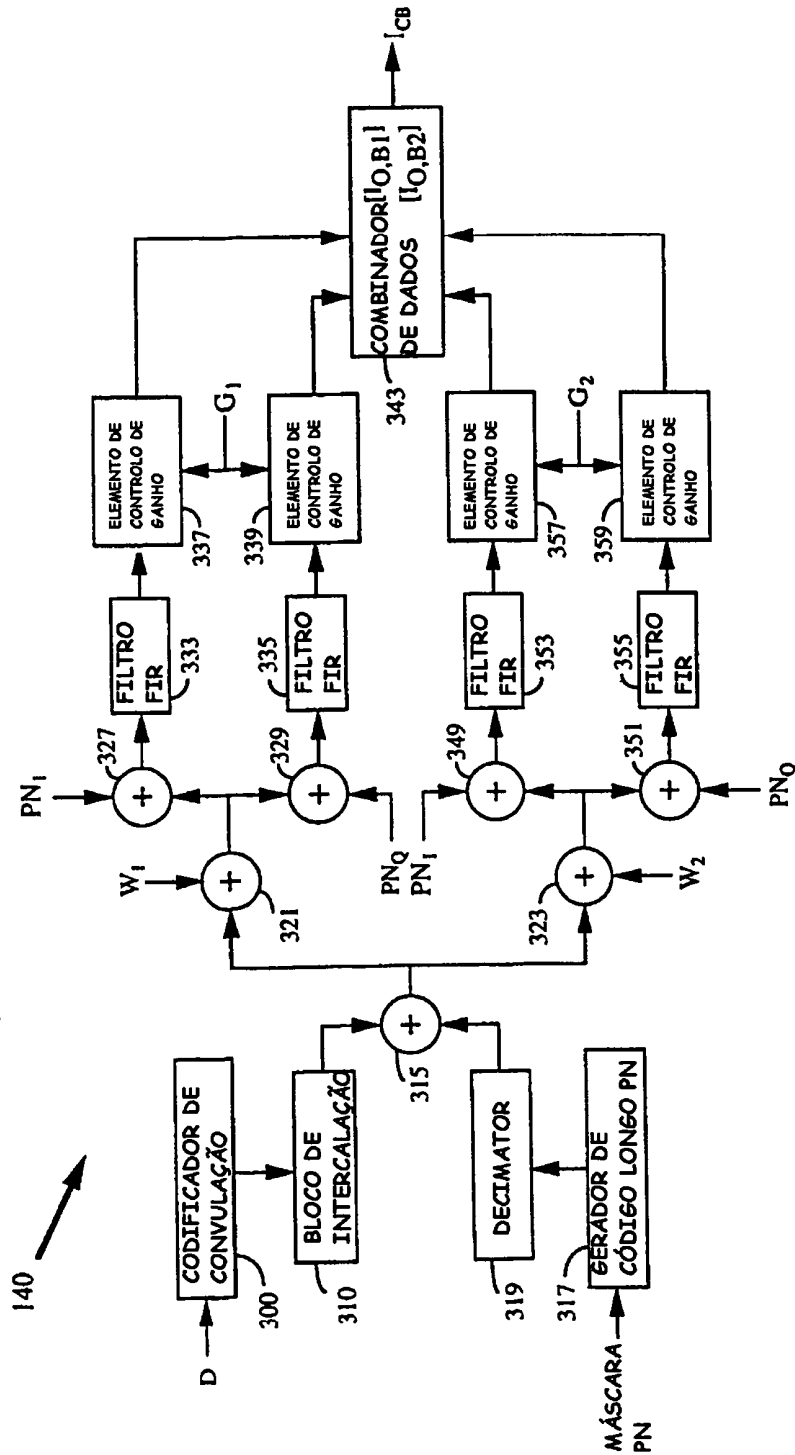


FIG. 8