



República Federativa do Brasil
Ministério do Desenvolvimento, Indústria
e do Comércio Exterior
Instituto Nacional da Propriedade Industrial

(11) PI 0209278-6 B1

(22) Data do Depósito: 08/04/2002

(45) Data de Concessão: 12/04/2016

(RPI 2362)



* B R P I 0 2 0 9 2 7 8 B 1 *

(54) Título: MÉTODO DE ADAPTAÇÃO DE LIGAÇÃO EM SISTEMAS CELULARES OTIMIZADOS PARA DIFERENCIAR ENTRE VARIABILIDADE ALTA E BAIXA

(51) Int.Cl.: H04L 1/00; H04L 1/20

(30) Prioridade Unionista: 30/04/2001 EP 01 830283.6

(73) Titular(es): SIEMENS MOBILE COMMUNICATIONS S.P.A.

(72) Inventor(es): SERGIO PAROLARI

Relatório Descritivo da Patente de Invenção para "**MÉTODO DE ADAPTAÇÃO DE LIGAÇÃO EM SISTEMAS CELULARES OTIMIZADOS PARA DIFERENCIAR ENTRE VARIABILIDADE ALTA E BAIXA**".

Campo da Invenção

5 A presente invenção refere-se ao campo de sistemas de comunicação móvel por rádio ("radiomobile") e, mais precisamente, a um método aperfeiçoado de adaptação de ligação ("link") em sistemas de comunicação celulares otimizados para diferenciar entre canais de menor ou maior RF variável, com ou sem redundância incremental.

10 Técnica Anterior

A técnica anterior de fundamento e relevante no campo técnico acima é descrita nos seguintes documentos:

- 15 • Pedido de patente internacional WO 99/12304 (ERICSSON) intitulado "A METHOD FOR SELECTING A COMBINATION OF MODULATION AND CHANNEL CODING SCHEMES IN A DIGITAL COMMUNICATION SYSTEM".
- 20 • Patente US 5.764.699 (MOTOROLA Inc.), intitulada "METHOD AND APPARATUS FOR PROVIDING ADAPTIVE MODULATION IN A RADIO COMMUNICATION SYSTEM".
- 25 • Pedido de patente internacional WO 00/49760 (ERICSSON) intitulado "METHOD AND SYSTEM FOR CONTROL SIGNALLING ENABLING FLEXIBLE LINK ADAPTATION IN A RADIO COMMUNICATION SYSTEM", completamente incorporada na norma ETSI **GSM 04.60**.

A invenção em pauta, que será descrita posteriormente, é adequada para emprego nos assim chamados Serviços Gerais de Rádio por Pacotes (GPRS- General Packet Radio Service), recentemente acrescentados ao Sistema Global de Comunicação Móvel (GSM- Global System for Mobile communications) para possibilitar que gerencie dados em pacotes. Conseqüentemente, é necessária uma introdução ao sistema GSM-GPRS

antes de discutir a técnica anterior aparentemente mais próxima. A introdução aproveita a grande padronização GSM proveniente do ETSI (European Telecommunications Standards Institute) e também o volume intitulado "The GSM System for Mobile Communication", editado pelos autores: Michel MOULY, Marie-Bernadette PAUTET, Direitos Autorais 1992).

A figura 1 da descrição é semelhante à figura 2 do padrão ETSI GSM 03.60 - descrição de Serviços. O sistema da figura 1 representa uma rede celular GSM(DCS)-GPRS (Otimizada) que inclui estações móveis que se comunicam por rádio com uma parte restante fixa. A figura 1 mostra um primeiro tipo de estações móveis MS adequado para comunicação de voz (e mensagens curtas) e um segundo tipo de estações móveis intitulado Equipamento de Usuário UE, cada uma constituída por um Equipamento Terminal TE para manuseio de dados (como um PC - computador pessoal) ligado a um equipamento de Conexão Móvel MT adequado para transmissão de dados de pacotes. As estações móveis MS e UE situadas em uma célula são ligadas, através de uma interface de ar padronizada Um a uma Estação Transceptora de Base BTS, que serve ou uma central ou uma célula trissetorial que pertence a uma área geográfica agrupada coberta por uma Rede Móvel Terrena Pública PLMN GSM-GPRS. Na figura 1, mais estações de base BSS estão ligadas a um Controlador de Estação de Base BSC através de uma interface Abis não totalmente normalizada. O controlador BSC inclui um bloco PCU (Packet Control Unit - Unidade de Controle de Pacotes) relacionado à presente invenção. O controlador BSC e a estação de base BTS interligada constituem um Subsistema de Estação de Base BTS que serve um grupo de células. Um controlador BSC, por sua vez, está ligado a um Centro de Comutação de Mensagem MSC e a um Nó de Suporte de GPRS de Serviço SGSN através de interfaces padrão A e Gb respectivamente, ambas suportando sinalização SS7. O centro MSC e o nó SGSN estão ligados a um Registro de Localização de Domicílio HLR e a um Registro de Localização de Visitante VLR que adicionam inteligência à rede mediante a permissão de mobilidade de comunicação. O centro MSC e o nó SGSN suportam o Serviço de Mensagem Curta SMS, para isto estando liga-

dos a um Centro de Serviço de Mensagem Curta SM-SC através das funções SMS-GMSC (Short Message Service - Gateway MSC) e SMS-IWMSC (SMS - InterWorking MSC). O nó SGSN está ligado ainda a: 1) um outro nó SGSN da mesma rede PLMN através de uma interface Gn padrão; 2) um nó GGSN de Gateway GSN que pertence a uma outra rede PLMN através de uma interface Gp padrão; 3) um nó GGSN de Gateway GSN que pertence à mesma rede PLMN, através da interface Gn, e o nó GGSN está ligado ou a um IP (Protocolo da Internet) ou Rede de Dados Pública X.25 PDN especializada em roteamento de dados de pacotes; 4) finalmente a um Registro de Identidade de Equipamento EIR. O centro MSC é ligado à Rede Telefônica Comutada Pública PSTN também constituída por uma Rede Digital de Serviços Integrados ISDN. Além das interfaces mencionadas, as seguintes interfaces padrão também são providas: Gf, Gs, Gr, Gd, D, E, C, cujas conexões aparecem na figura 1.

O sistema GSM-GPRS esquematizado é capaz de comutar tanto os circuitos tradicionais de voz e dados como os novos dados de pacotes que não solicitam conexões fixas para toda a duração de uma seção ativa. O nó SGSN possui a mesma função para os dados de pacote que o centro MSC possui para circuitos de voz, rastreando localizações individuais das estações móveis habilitadas para comunicação em pacotes de dados, e executando funções de controle de acesso e segurança. Com esta finalidade, o registro HLR inclui informações relativas a usuários dos GPRS. O nó de GGSN proporciona comunicação entre diferentes classes de serviços ("interworking") com redes externas de comutação de pacote de dados, em particular com uma rede principal ("backbone") baseada em protocolo IP.

Tanto o GSM como o GPRS utilizam procedimentos padronizados nas interfaces relevantes, ou seja, para: sincronização, seleção e re-seleção de célula, paginação ("paging"), controle de acesso, solicitação de um canal dedicado, segurança, detecção e correção de erro, retransmissão, controle de potência, controle de fluxo de voz e de dados, roteamento, transferência ("handover"), faturamento, etc. Tais procedimentos pertencem a um protocolo mais geral que possui uma estrutura em camadas denomi-

nada "Plano de Transmissão" proposta pela International Organisation for Standardization (ISO) para Interconexão de Sistema Aberto (OSI). Baseado no modelo ISO, um sistema OSI pode ser descrito por intermédio de um conjunto de subsistemas dispostos em uma pilha de protocolos. Um subsistema N que consiste em uma ou mais entidades de nível N interage apenas com subsistemas imediatamente sobre e abaixo do mesmo, e uma entidade de nível N opera para o seu próprio nível N. Entidades de mesmo nível N se comunicam entre si usando serviços da camada N subjacente. Similarmente, serviços de nível N são fornecidos à camada N+1 em um Ponto de Acesso de Serviço-N denominado N-SAP. A informação transferida de um ponto de partida para um ponto de chegada é sempre conduzida por canais físicos providos nas interfaces cruzadas. As camadas pertinentes aos argumentos desenvolvidos nessa apresentação são as seguintes:

- Controle de Enlace de Rádio/Controle de Acesso Médio (RLC/MAC). A função de RLC de 2 camadas fornece um enlace de rádio com confiabilidade e mapeia os quadros de Controle de Camada de Enlace (LLC) de 3 camadas para canais físicos de GSM. A função de MAC é provida para controlar e sinalizar procedimentos para acessar canal de rádio, isto é, solicitar e conceder. O protocolo RLC/MAC é padronizado em **GSM 04.60**.
- GSM RF está relacionado ao canal de rádio físico na interface Um conforme padronizada na série de especificações **GSM 05.xx**. O canal físico relevante para serviço GPRS é denominado PDCH (Canal de Dados em Pacote).

No estágio de planejamento GPRS, a compatibilidade com o GSM previamente existente tem sido propositadamente mantida para habilitar o GPRS a aproveitar os mesmos canais físicos que o GSM na interface Um e conseqüentemente promover uma integração fácil. Tanto para o GSM como para o GPRS, existem canais de sinalização e canais de tráfego, os primeiros sendo ou para controle comum de difusão ou para controle dedicado, os segundos sendo ou para voz ou para dados de pacote. Os canais

de GPRS lógicos adicionais, embora referidos a dados de pacote, possuem nomes e características funcionais que decorrem dos canais de GSM convencionais; exemplos de canais de GPRS relevantes são os seguintes: PBCCH (Canal de Controle de Difusão de Pacote), PCCCH (Canal de Controle Comum de Pacote), PACCH (Canal de Controle Associado de Pacote), e PDTCH (Canal de Tráfego de Dados de Pacote). Uma lista de canais relevantes é relatada na especificação **GSM 05.01** intitulada "Physical layer on the radio path".

O sistema GSM 900 Estendido deverá operar nas seguintes faixas de frequência:

- 880 - 915 MHz: as estações móveis transmitem uplink, a estação de base recebe;
- 925 - 960 MHz: a estação de base transmite downlink, as estações móveis recebem;

enquanto que, para o Sistema Celular Digital DCS 1800, o sistema precisa operar nas seguintes faixas de frequência:

- 1,710 - 1,785 MHz: as estações móveis transmitem uplink, a estação de base recebe;
- 1,805 - 1,880 MHz: a estação de base transmite downlink, as estações móveis recebem.

Cada uma das faixas de frequência acima é usada também em serviço de GPRS e inclui uma pluralidade de portadores modulados espaçados de 200 kHz entre si. Comunicações de transmissões bidirecionais ocorrem segundo a técnica de Duplexação de Divisão de Frequência (FDD). Um portador dentre os mesmos, em uso em uma célula, é atribuído por toda a duração de um intervalo de tempo TS de um total de oito repetidos ciclicamente a fim de permitir divisão de tempo entre os usuários. Durante o intervalo de tempo atribuído, Modulação (detalhada em **GSM 05.04**) fixa as características do controle de modulação (modulating burst) sobre um ou mais parâmetros físicos de um portador digital para serem transmitidas em radiofrequência. O sistema GSM-GPRS aproveita uma modulação GSMK (Chaveamento de Deslocamento Mínimo Gaussiano) que é uma Modulação

de Fase Contínua (CPM) não-linear caracterizada por um espectro compacto e um invólucro de modulação constante. O espectro compacto gera interferências fracas nos canais de frequência adjacentes mediante a introdução de um pequena piora da interferência intersimbólica. O invólucro de modulação constante permite a saturação de ganho do amplificador de potência (amplificação de classe C) e conseqüente economia de energia do suprimento de potência. Além disto, o controle da potência é simplificado.

Com referência à figura 2, pode-se notar a organização seqüencial de 8 intervalos de tempo TS0, ..., TS7 que constituem um quadro básico de 4.615 ms, usado no sistema de GSM-GPRS de Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo (TDMA). São providas quatro tipologias de burst diferentes correspondentes aos conteúdos possíveis de qualquer intervalo de tempo. Os quadros em seqüência são organizados dentro de níveis mais hierárquicos observados por todos os portadores usados no sistema. Todos os portadores transmitidos por uma BTS possuem quadros sincronizados reciprocamente. Começando de baixo da figura para cima, cada intervalo de tempo possui uma duração de 0,577 ms, que corresponde a uma duração de $156,25 \times 3,69 \mu\text{s}$ bits, e carrega um burst de informação contendo 142 bits utilizáveis, 3+3 bits finais TB, e um tempo de guarda GP sem informação de 8,25 bits de comprimento. O bit de duração de $3,69 \mu\text{s}$ que corresponde a um kbit/s de 270,83 é o sistema de taxa de texto cifrado (cipher rate). O burst pode ser de quatro tipos diferentes, quais sejam: burst Normal, burst de Correção de Frequência, burst de Sincronização e burst de Acesso. Para os objetivos dessa descrição, apenas o burst Normal é ilustrado na figura 2, onde inclui 2x58 bits utilizáveis, redundância incluída, e 26 bits de uma seqüência de treinamento em posição intermediária. A seqüência de treinamento é um padrão conhecido usado para sincronizar dinamicamente o burst recebido e estimar a resposta de impulso do canal de rádio para desmodular corretamente o sinal em entrada. A natureza da carga útil de 116 bits será detalhada mais adiante, diferenciando entre GSM e GPRS. Continuando em direção à parte superior da figura 2, pode-se notar que estão previstas duas tipologias diferentes de multiquadros, quais sejam, um multi-

quadro de sinalização para o transporte de canais de controle, e um multiquadro de tráfego, para o transporte de cargas úteis e sinalização associada. O multiquadro de sinalização possui 253,38 ms de comprimento, e inclui 51 quadros de TDMA básicos. Um multiquadro de tráfego de GSM possui 120 ms de comprimento, e inclui 26 quadros de TDMA básicos. Um multiquadro de tráfego de GPRS possui 240 ms de comprimento, e inclui 52 quadros de TDMA básicos. Os dois tipos de multiquadros se combinam para formar um único superquadro de 6,12 segundos de comprimento, que consiste em 1.326 quadros de TDMA básicos, finalmente, 2.048 superquadros seqüenciais formam um hiperquadro de 2.715.648 quadros de TDMA básicos com 3 horas, 28 minutos, 63 segundos e 760 microssegundos de duração. Um quadro de Número F que se refere à posição de quadro no hiperquadro é difundido dentro da célula.

As **figuras. 3a e 3b** mostram a organização de canal de tráfego nos multiquadros de TDMA para voz/dados e dados de pacote, respectivamente. A **figura 3a** refere-se à carga útil de GSM em que um multiquadro de 26 quadros básicos inclui: 24 quadros de tráfego (T), 1 quadro de controle associado (A) e 1 quadro desocupado (-). Um canal físico dentro de um multiquadro é constituído pela combinação de uma frequência com um intervalo de tempo repetitivo. Um burst de figura 2 gera um período de portador de RF que é modulado pelo fluxo de dados relevante. Um burst, portanto, representa o conteúdo físico de um intervalo de tempo.

A **figura 3b** refere-se à carga útil de GPRS na qual um multiquadro de 52 quadros básicos inclui 12 blocos de rádio B0, B11 de 4 quadros básicos cada um, intercalados por um quadro desocupado (X) a cada três blocos de rádio. Um bloco de rádio é portado em um canal definido conforme acima, cobrindo 4 quadros de TDMA, de modo que o tempo de transmissão médio de um bloco de RLC está próximo de 20 ms.

A **figura 4** refere-se ao serviço de GPRS e mostra um mapeamento de blocos de camada de RLC seqüenciais para camada física. Cada bloco de RLC inclui um cabeçalho de bloco BH de comprimento variável, e um campo de informação que compreende dados provenientes da camada

superior LLC, e um campo de Seqüência de Verificação de Bloco BCS usado para detecção de erro. Um único bloco de RLC é mapeado para 4 quadros seqüenciais do multiquadro de TDMA. Conseqüentemente, até 8 usuários podem ser intercalados no período de um bloco de rádio.

5 Os intervalos de tempo de carga útil de GSM são alocados, um por um, aos diferentes usuários, em enlace tanto superior como inferior, enquanto que, no que se refere a serviço GPRS, uma alocação flexível está disponível. Mais precisamente: 1) os intervalos de tempo de carga útil de GPR's são alocados independentemente em uplinke/ou inferior; 2) usuários
10 individuais podem se aproveitar de alocação de múltiplos intervalos; 3) cada canal físico de pacote de dados PDCH (intervalo de tempo) configurado pode ser vantajosamente compartilhado por diferentes usuários que o acessem com base em regras de prioridade apropriadas. A camada de MAC de protocolo de GPRS possui procedimentos apropriados para governar a alocação dinâmica dos recursos. As mensagens de controle para levantar ou
15 assentar uma conexão ativam os referidos procedimentos para a transferência de dados em pacotes. Fluxos de Bloco Temporários (TBF) são conexões estabelecidas em camada física pelos procedimentos de MAC, que incluem memórias intermediárias (memory buffer) para acomodar as filas de blocos de rádio de RLC/MAC. Cada conexão de TBF permite transferência ponto a
20 ponto unidirecional de dados de usuário e sinalização entre uma estação móvel e uma estação de base, ou vice-versa. Uma conexão de TBF é mantida para a única transferência de todos os blocos de RLC/MAC de uma sessão de protocolo de LLC. A rede atribui, a cada conexão de TBF, uma Identidade de Fluxo Temporário denominada identificador TFI associando um campo no cabeçalho de blocos de RLC/MAC. As estações móveis assumirão que o identificador TFI é singular para uplinkou inferior de TBFs concomitantes (isto é, atribuídos ao mesmo MS/UE). O cabeçalho de blocos de RLC/MAC compreende ainda campos para especificar a direção e o tipo de
25 uma mensagem de controle.

No caso de alocação dinâmica dos recursos e na presença de pelo menos uma conexão de TBF de uplink, o cabeçalho de cada bloco de

RLC/MAC transmitido em downlink inclui um campo de sinalização (Flag) de Estado de Uplink (3 bits) denominado USF escrito a partir da rede para permitir a transmissão em uplink de um bloco de rádio sucessivo a partir de uma entre M estações móveis que compartilham o mesmo canal PDCH de uplink.

5 O sistema de GSM-GPRS apresenta três classes de operação para estações móveis: uma estação móvel de classe A opera com GSM e GPRS simultaneamente; uma estação móvel de classe B observa os canais de controle de GSM e GPRS, porém pode operar apenas com um conjunto de serviços de cada vez; finalmente, uma estação móvel de classe C utiliza
10 apenas serviços de GPRS. Além disto, os recursos físicos na interface Um podem ser compartilhados entre serviços de dados de pacote e fala com base na carga de tráfego no planejamento inicial de célula.

Os serviços GPRS utilizam Qualidade de Serviço (QoS) para assegurar, dentre outras coisas, os seguintes requisitos: respeito a uma prio-
15 ridade de serviço negociada, confiabilidade de serviços, garantia de um retardo de transferência de pacote de extremo a extremo fixo, garantia de produção média e de pico em conformidade com uma determinada classe de múltiplos intervalos. Os parâmetros de QoS, juntamente com as classes A, B e C de operação e classe de capacidade de múltiplos intervalos, participam
20 de um Perfil de Usuário dado a conhecer a rede durante a fixação de GPRS.

Um sistema de telefonia celular genérico sofre muitas falhas, principalmente devido às seguintes causas:

1. A peculiaridade de propagação de rádio de acordo com a tipologia das células.
- 25 2. A mobilidade dos usuários.
3. A reutilização de frequência intrínseca.

Uma falha devido à primeira causa indicada acima é o comportamento dispersivo no tempo do meio de propagação em conseqüência de faltas de linearidade que distorcem a forma original de pulsos transmitidos,
30 determinando interferência entre símbolos devido à dispersão de pulso em intervalos de símbolo adjacentes. Uma outra falha resultante da mesma causa é indubitavelmente o desvanecimento de múltiplos caminhos devido à

presença aleatória de difusores atmosféricos manchados no trajeto de rádio, que introduzem comportamento estatístico na propagação de rádio. Tanto em antenas receptoras de MS ou de BTS, diversos ecos comutados de fase de um sinal transmitido proveniente de múltiplos caminhos são somados a

5 fases distribuídas aleatoriamente. O resultado é um invólucro de amplitude atenuado abaixo de determinados níveis durante durações de desvanecimento consideradas como tempos de observação. O comportamento de desvanecimento variável no tempo é um processo estatístico cuja densidade de probabilidade segue a distribuição de Rayleigh. Desvanecimento de múltiplos caminhos é caracterizado espectralmente para ser ou desafinado ou

10 seletivo de frequência (entalhe), isto acontecendo respectivamente para dispersão correlacionada ou não-correlacionada e, em ambos os casos, gera erros de burst. O último inconveniente de uma interface no ar é a sua vulnerabilidade causada pela facilidade de interceptação mal-intencionada de dados e conversações, caso não seja provida de alguma outra maneira.

15

As falhas devido à mobilidade de usuário são principalmente: desvanecimento de sombra (isto é, canto), efeito Doppler, e uma determinada dispersão de Tempo de Chegadas (TOA) de sinais de RF na antena de BTS devido às diversas distâncias das estações móveis. O desvanecimento

20 de sombra é causado pelo aparecimento de um obstáculo ao longo da propagação de linha de visão. Devido ao desvanecimento de sombra, o sinal de RF transmitido sofre uma atenuação íngreme adicional para a atenuação de caminho usual. O efeito Doppler é um pequeno deslocamento de frequência proporcional à velocidade da estação móvel; o deslocamento introduz fase

25 de ruído e torna a resposta de canal variável no tempo. O efeito Doppler para as velocidades maiores perturba o processo de sincronização e conseqüentemente a estimativa da resposta de pulso de canal. A dispersão dos TOAs força o realinhamento dos sinais de RF no lado de BTS.

Uma falha devido à reutilização de frequência é a presença de

30 sinais de interferência de mesma frequência provenientes das células vizinhas. A taxa C/I aumenta e a qualidade do sinal reconstruído conseqüentemente piora. Quanto menores forem as células, maior será a produção de

tráfego permitida, porém paralelamente a interferência co-canal aumenta devido à reutilização pesada de frequência.

A descoberta de estratégias eficazes para neutralizar as causas acima de operação falha em sistemas celulares exige um bom conhecimento dos diversos ambientes eletromagnéticos. Os canais radiomóveis típicos foram extensivamente estudados e experimentados com células grandes, médias e pequenas. As células urbanas pequenas são ainda subdivididas em micro e pico células (por exemplo, "canyons"). As células grandes e médias estão sujeitas a uma variedade de ambientes, tais como: terreno montanhoso, montanhas, florestas, estradas, zonas urbanas, etc. Começando com as considerações acima, a comissão padrão ETSI especificou na **GSM 05.05** algumas respostas de pulso práticas para canais de radiomóvel típicos, tais como Hata-Okumura, COST231, TU3, TH, etc. Foram propostos modelos mais recentes nos quais o canal de RF é também caracterizado espacialmente.

Foram introduzidas diversas contramedidas nos sistemas celulares para combater os inconvenientes acima; as mais populares são as seguintes: codificação de canal - intercalação - cifragem - equalização de canal - alinhamento de quadro - retransmissão de quadro (bloco) - salto ("hopping") de frequência lenta - controle de potência - transferência ("handover") entre células - e, por último, adaptação de ligação. Eles são válidos em geral, de modo que fala, dados de tráfego e sinalização podem tirar proveito dos mesmos. Obviamente, a adaptação de ligação é a contramedida de mais forte impacto da presente invenção: pode ser especializada em fala ou adaptação de dados. Recentemente, a adaptação de ligação foi melhorada em concomitância com a otimização de GSM, porém antes de introduzir a adaptação de ligação, serão consideradas as contramedidas mais antigas.

- A codificação de canal introduz redundância no fluxo de dados que aumenta a sua taxa adicionando informações calculadas a partir dos dados de fonte a fim de permitir a detecção ou até a correção de sinais de erro introduzidos durante a transmissão. O resultado da codificação de canal

é um fluxo de palavras de código (isto é, blocos no que refere-se a codificação de bloco). No caso de fala, por exemplo, blocos de 260 bits cada são gerados a cada 20 ms na saída do codificador de voz de 13 kbit/s. A codificação de bloco com paridade e códigos convolutos, bem detalhada na **GSM 05.03**, introduz redundância que aumenta os bits de 260 para 456. Os esquemas de codificação geralmente utilizam os Esquemas de Perfuração (PS) que atuam sobre códigos convolutos de bloco para manter apenas q bits de um total de pn através de uma regra predeterminada. A perfuração permite alcançar uma taxa de eficiência (relação entre o número de bits utilizáveis na seqüência de fonte e o número de bits realmente transmitidos) que é limitada a frações da forma p/q , o que seria impossível sem a perfuração. O código de paridade acrescenta bits de paridade aos bits a serem codificados de forma convoluta para verificar a falha de código convolucional de bloco na correção de erro. Para fins de integridade, um código conhecido como Fire é prevalentemente usado em bursts de canal de sinalização rápida (FACCH dentro de faixa) e campo de Cabeçalho BCS de GPRS. O código Fire é um gênero de código cíclico que adiciona redundância dedicada à detecção e correção de sinais de burst. Como um código convolucional de bloco é usado principalmente para correção de erro, e erro freqüentemente aparece em grupo, o código Fire é usado em concatenação, e melhora acentuadamente a informação decodificada. Cada tipo de canal possui o seu próprio esquema de codificação característico. A codificação de canal é executada através de um processo de desconvolução ou desenrolamento, que se aproveita de "decisões soft" fornecidas pelo desmodulador. A decisão soft é uma probabilidade de exatidão estimada de cada bit de-

teclado. Um decodificador convoluto baseado no algoritmo de Viterbi simplesmente aproveita a métrica Euclidiana para implementar decisões soft.

- 5

• Intercalação consiste em misturar os bits de diversas palavras de código (blocos de código), de modo que os bits que estão próximos um do outro no sinal modulado são dispersados pelas diversas palavras de código. Como a probabilidade de erro de bits sucessivos no fluxo modulado está muito correlacionada, e como o desempenho de codificação de canal é melhor quando os erros estão descorrelacionados, a intercalação visa descorrelacionar erros e a sua posição em palavras de código. No caso de fala, os 456 bits de código precedentes são reordenados e divididos e intercalados em diagonal com profundidade de 8 intervalos de tempo para dispersar os erros de burst por mais bursts, mantendo um retardo razoável de cerca de 37,5 ms (65 períodos de burst). A desintercalação é a operação inversa.
- 10

• A cifragem modifica o conteúdo de um bloco de código através de uma receita secreta conhecida apenas pela estação móvel e pela estação BTS. O conteúdo original (semibursts de 2×57 bits) é criptografado somando bit a bit a um fluxo de cifragem. A descifragem é a operação oposta. Blocos codificados cifrados são codificados diferentemente antes de modulação para impedir a propagação de erro.
- 15

• O alinhamento de quadro aproveita a formatação de Burst que adiciona alguma informação binária aos blocos de código cifrados de semibursts de 2×57 bits a fim de auxiliar a sincronização e equalização do sinal recebido e a sinalização rápida. A figura 2 mostra que as informações adicionadas incluem: seqüência de treinamento de 26 bits, 3+3 bits finais, e 1 bit "stealing flag" para cada 57 semi-bursts de 57 bits (total de 8 bits para o bloco de fala de 20 ms) indicando

- ou que o semiburst contém dados de usuário ou é usado em modo de sinalização associada rápida (FACCH). A seqüência de treinamento transmitida (conhecida pelo receptor) possui um pico central na sua função de autocorrelação, cuja detecção a partir do receptor permite a sincronização de burst. O alinhamento de quadro é governado pela BTS que mede os TOAs de todos os bursts de RF recebidos, e envia, a cada estação móvel, um comando respectivo que força um retardo no início de transmissão a fim de manter constante um desvio de três quadros entre os bursts de uplink e de downlink.
- A equalização de canal habitualmente tenta dar nova forma aos pulsos recebidos a fim de reduzir a interferência entre símbolos antes da desmodulação. Contrariamente a esta definição, um equalizador baseado em critérios de Estimativa de Seqüência de Probabilidade Máxima (MLSE), como aquela baseada no algoritmo de Viterbi, não tenta equalizar o canal no sentido exato, porém, em vez disto, utiliza o conhecimento da resposta de pulso de canal (obtida da estimativa de seqüência de treinamento) para encontrar a seqüência de dados transmitida com a probabilidade máxima. Nesta área, as técnicas mais recentes utilizam configuração de feixe ("beamforming") para estimar espaço e respostas de canal de tempo. Isto permite posicionar a energia de RF que mais chega para as direções do sinal utilizável e seus ecos, em detrimento de interferências co-canal. O resultado é uma resposta de pulso de canal otimizada.
 - Retransmissão de bloco sob o esquema de Solicitação Automática de Repetição (ARQ) quando um bloco de código (diferente de fala) é submetido a um ou mais erros residuais.
 - Salto de freqüência lenta (SFH) é um gênero de técnica de diversidade de freqüência proveniente da aptidão do desva-

- 5 necimento de Rayleigh ser descorrelacionado a frequências
suficientemente espaçadas entre si: ou seja, 1 MHz. SFH é a
capacidade de intercâmbio dos portadores atribuídos aos
canais físicos de intervalo de tempo por intervalo de tempo.
- 10 O SFH é executado dentro de um conjunto ortogonal de frequências em uso para dentro de uma célula; os saltos são conjugados entre MSs e BTS devido à duplexação de FDD. Com este objetivo, o sistema faz referência a um algoritmo de geração de seqüência de salto (detalhado em **GSM 05.02**) que utiliza um índice MAIO (Deslocamento de Índice de Alocação Móvel) ligado ao Número de Quadro FN
- O controle de potência (detalhado em **GSM 05.08**) é um procedimento BSS que modifica, etapa por etapa, dentro de alguma faixa, a potência de transmissão de RF de uplink/downlink. O controle de potência se baseia na mensagem de Resultado de Medição SACCH, e corrige a perda de caminho e atenuações de sombra, melhorando mais ainda o rendimento espectral pela redução da interferência global do sistema. Em segundo lugar, aumenta a vida útil de bateria das estações móveis.
 - A transferência entre células (detalhada em **GSM 05.02**) é um caso particular do procedimento de transferência para comutar a estação móvel em um canal desocupado da mesma célula quando a qualidade de transmissão cai abaixo de um dado limiar. Se uma transferência entre células for bem-sucedida, pode ser evitada a falha de enlace de rádio.

20 Conforme já delineado, o serviço GPRS foi acrescentado ao GSM a fim de obter um melhor desempenho no manuseio de dados. A introdução de capacidade de comutação de pacote satisfaz este objetivo. A **TABELA 1 DO APÊNDICE 1** mostra quatro esquemas de GPRS padronizados CS-1 a CS-4 relevantes ao bloco de RLC. Um bloco de 456 bits codificados porta um bloco de rádio. CS-1 consiste em um código convolucional de meia

taxa para FEC e um código FIRE de 40 bits para BCS (e opcionalmente FEC). CS-2 e CS-3 são versões perfuradas do mesmo código convolucional de meia taxa quanto o CS-1 para FEC. CS-4 não possui FEC. Os canais de tráfego aproveitam CS-1 a CS-4, enquanto os canais de sinalização preferem CS-1. As taxas de dados práticas (kbit/s) que podem ser obtidas em um único intervalo de tempo de GPRS aparecem na última coluna da tabela 1.

Um objetivo subsequente de especificações de GPRS tem sido aumentar a taxa de dados. Este objetivo tem sido alcançado por uma versão de GPRS Otimizado (EGPRS), caracterizada por um nível mais alto de modulação, qual seja 8-PSK (Chaveamento de Deslocamento de Fase) em combinação com cinco esquemas adicionais de codificação. No caso de modulação de 8-PSK, um bloco de 1.368 bits codificados (456 símbolos codificados) porta um bloco de rádio. Enquanto a única modulação de GMSK permite aos usuários de GPRS uma abrangência de taxa de bit teórica entre 9 e 150 kbits/s (a taxa de bit maior sendo obtida com o esquema de codificação fraco CS-4 e todos os oito intervalos de tempo disponíveis), a modulação de 8-PSK permite aos usuários de EGPRS uma taxa de bit teórica de até 450 kbits/s, triplicando o valor anterior. No novo contexto de EGPRS, devido à escolha entre dois tipos de modulação, quais sejam, GMSK e 8-PSK, uma mensagem de atribuição especificará tanto o tipo de Modulação como o de Código atribuídos ao canal. Nove combinações de Esquemas de Modulação e de Codificação, MCS-1 a MCS-9, estão previstas e detalhadas em **GSM 05.03**, **GSM 05.04** e **GSM 04.60**.

A **TABELA 2 do APÊNDICE 1** mostra: taxa de código, taxa de dado, número de bits de codificação, etc, relativos aos esquemas de EGPRS MCS-1 a MCS-9. Na tabela 2, a coluna HCS significa Seqüência de Verificação de Cabeçalho, enquanto que a coluna Família será explicada mais adiante. O novo serviço EGPRS, graças às nove combinações MCS_i, oferece diversas outras oportunidades para adaptação de ligação de dados em pacotes. Na **TABELA 2** pode-se notar que, para cada tipo de modulação, quanto maior a taxa de código, maior a taxa de dado, porque a taxa de código representa a proporção entre o número de bits utilizáveis na seqüência

de fonte e o número de bits codificados. Considerando o burst que possui comprimento fixo, resulta que, quanto mais alta a taxa de código, mais fraca é a proteção contra erros. As modulações de nível mais alto (como de 8-PSK) são mais sensíveis do que as modulações de nível mais baixo (como de GMSK) às causas de degradação de enlace de RF e similarmente a taxas de código mais altas em comparação com taxas de código mais baixas. Maior sensibilidade também significa uma piora mais rápida do sinal fornecido aos usuários à medida que a qualidade do enlace de RF piora. Mesmo assim, a maior oportunidade de selecionar uma dentre diversas combinações de esquemas de modulação e codificação (MCS) possibilita ao sistema comutar entre os diversos MCSs durante o tempo de execução para combater a variabilidade do canal de RF. A adaptação de ligação é justamente este comportamento!. A TABELA 2 não limita a presente invenção, que é válida também na presença de diferentes modulações de alto nível combinadas de várias maneiras aos mesmos ou a diferentes esquemas de codificação.

A adaptação de ligação orientada para serviços de voz promove a qualidade de fala em compatibilidade com as condições variáveis do enlace de RF; ao contrário, a adaptação de ligação orientada para serviços de dados em pacote promove melhores resultados. Em ambos os casos em compromisso, entre taxa de dados e qualidade de transmissão devem ser inevitavelmente seguido quando se seleciona um novo esquema de modulação e codificação. A qualidade de transmissão e, de um modo mais geral, a qualidade de serviço, desempenham uma parte principal em um sistema de radiomóvel que normalmente procura otimizar a sua própria operação monitorando constantemente diversos parâmetros. Com esta finalidade, habitualmente são executadas diversas medidas dirigidas a transmissões de uplink e downlink, tais como (com referência à única estação móvel): retardo de sincronização, resposta de pulso de canal, nível de potência do portador modulado, nível de potência dos sinais interferentes, razão de união de portador para interferências (C/I), razão de potência de sinal para ruído (S/N), Taxa de Erro de Bit (BER), Probabilidade de Erro de Bit (BEP), etc. Os sinais

utilizáveis e interferentes que chegam das células vizinhas são monitorados para compilar uma lista de candidatos à transferência. As providências tomadas pelas estações móveis são providas mediante o emprego do canal de PACCH; estas providências são unidas àquelas tomadas diretamente pela

5 BTS e enviadas para o BSC a fim de possibilitar a sua capacidade de controle na direção oposta. As providências tomadas dão suporte aos procedimentos mais conhecidos do sistema radiomóvel, tais como: Seleção e re-seleção de célula, Avanço de temporização, Controle de potência, Correção de erro para trás (BEC) com ou sem retransmissão sob ARQ, adaptação de

10 ligação, etc.

A transferência de informações relativas a voz, dados, sinalização e mensagens curtas através da interface Um é governada por um protocolo padrão denominado Protocolo de Acesso de Enlace para canal "D" modificado (LAPDm) para a especificidade do canal de rádio (razão de erro baixa, quadro de comprimento fixo, etc); as mesmas informações através da

15 interface Abis são submetidas a um protocolo LAPD que desce a partir do procedimento de Controle de Enlace de Dados de Nível Alto (HDLC). Para permitir um controle de fluxo correto, tanto o LAPDm como o LAPD lidam com quadros numerados que possuem flags de início/fim e conteúdo de carga útil/sinalização. Doravante, será considerada apenas a transferência de

20 dados em pacote, porque à adaptação de ligação de voz/dados não é particularmente relevante para a matéria da invenção. Conseqüentemente, a parte restante dessa descrição, de preferência, se referirá ao aperfeiçoamento GPRS/EGPRS do GSM. As decisões relativas a adaptação de ligação

25 para dados em pacote inevitavelmente decorrerão de um agente de protocolo de alto nível que possui a supervisão da sinalização conduzida através do uplink TBF e a oportunidade de enviar comando através do downlink TBF. O bloco funcional PCU dentro do controlador de BSC da figura 1 representa uma unidade encarregada de gerenciar blocos de RLC/MAC e conseqüentemente tomar uma decisão de alto nível à respeito de adaptação de

30 ligação. Estão previstos dois modos de operação diferentes no protocolo de RLC/MAC: modo reconhecido e modo não-reconhecido.

- Modo reconhecido (serviço não-transparente). A transferência de Blocos de Dados de RLC no modo RLC/MAC reconhecido de GPRS é controlada por um mecanismo de ARQ seletivo acoplado à numeração dos Blocos de Dados de RLC que participam de um Fluxo de Bloco Temporário. O lado emissor (a MS - estação móvel ou a rede) transmite blocos de rádio dentro de um janela, e o lado receptor envia mensagem ou de Ack/Nack de Uplink de Pacote ou de Ack/Nack de Downlink de Pacote quando necessário. Cada uma destas mensagens reconhece todos os Blocos de Dados de RLC corretamente recebidos até um número de seqüência de blocos indicado (BSN), deste modo "movendo" o início da janela emissora no lado emissor. Além disto, um mapa de bits que começa no mesmo Bloco de Dados de RLC é usado para seletivamente solicitar Blocos de Dados de RLC erroneamente recebidos para retransmissão. O lado emissor então retransmite os Blocos de Dados de RLC errôneos, eventualmente resultando em mais deslizamento da janela emissora. O modo reconhecido de RLC será usado para aplicações de dados nas quais o conteúdo de carga útil precisa ser preservado. Será o modo típico para a classe Secundária (entrega secundária de e-mails, SMS, download de bases de dados) e aplicações de classe Interativas (navegação na Web). Em EGPRS TBF, a transferência de Blocos de Dados de RLC no modo RLC/MAC reconhecido pode ser controlada por um mecanismo ARQ do tipo I seletivo, ou por um mecanismo ARQ híbrido do tipo II que lida com Redundância Incremental (IR), ambos acoplados à numeração dos Blocos de Dados de RLC dentro de um Fluxo de Bloco Temporário. No modo ARQ do tipo I, a decodificação de um Bloco de Dados de RLC se baseia exclusivamente na transmissão predominante (isto é, os

- 5 blocos errôneos não são armazenados). No caso de ARQ híbrido do tipo II, os blocos errôneos são armazenados pelo receptor, e uma decodificação conjunta com novas transmissões relativas a blocos originais é realizada. Se a memória para operação de IR se esgotar na MS, a MS indicará isto colocando um bit LA/IR na mensagem EGPRS PACKET DOWNLINK ACK/NACK. O ARQ híbrido do tipo II é obrigatório em receptores de MS EGPRS.
- 10 • Modo não-reconhecido (serviço transparente). A transferência de Blocos de Dados de RLC no modo RLC/MAC não-reconhecido é controlada pela numeração dos Blocos de Dados de RLC que participam de um Fluxo de Bloco Temporário que não inclui qualquer retransmissão. O lado receptor extrai dados de usuário a partir dos Blocos de Dados de RLC recebidos, e procura preservar o comprimento de informações de usuário substituindo os Blocos de Dados de RLC que estão faltando por bits de informação fictícios. Os serviços sensíveis a retardo, tais como aqueles da classe de Conversação (voz, vídeo conferência) e as aplicações da classe de arraste ("streaming") (áudio e vídeo em tempo real de uma via) utilizarão o modo não-reconhecido de RLC. O mesmo mecanismo e formato de mensagem para enviar mensagens de reconhecimento temporário é usado como no modo reconhecido a fim de conduzir a sinalização de controle necessária (por exemplo, monitorar a qualidade de canal para canal de downlink, ou correção de avanço de temporização para transferências de uplink). O lado emissor (a MS ou a rede) emite diversos blocos de rádio e em seguida instrui o lado receptor para enviar uma mensagem de reconhecimento. A falta de uma mensagem de reconhecimento não é crítica, e uma nova mensagem pode ser obtida a qualquer momento.

A Qualidade de Serviço (QoS), ver **GSM 03.30**, aproveita as transmissões tanto transparentes como não-transparentes, conforme indicado para os serviços relacionados acima. Os dois modos de transmissão afetam diferentemente as duas classes de QoS no que refere-se a retardo de ponto a ponto e produção. Os dados em pacote não-reconhecidos se caracterizam por um retardo de ponto a ponto fixo e uma taxa de bit bruta variável, principalmente devido às tentativas do sistema de manter uma taxa de bit de usuário de destino com a qualidade exigida. Os dados em pacote reconhecidos se caracterizam por um retardo de ponto a ponto variável devido à retransmissão e a uma taxa de bit bruta constante, neste último caso, o resultado é uma taxa de bit de usuário variável que pode ser calculada pela seguinte expressão conhecida

$$\text{Produção}_{\text{LÍQUIDA}} = \text{Produção}_{\text{MÁX}}(1 - \text{BLER}) \quad (1)$$

em que: $\text{Produção}_{\text{LÍQUIDA}}$ é a taxa de bit de usuário líquida; $\text{Produção}_{\text{MÁX}}$ é a taxa de bit de usuário de pico; e BLER é a Taxa de Erro de Bloco no Esquema de Modulação e Codificação (MCS) corrente.

A adaptação de ligação pode ser aplicada em transmissão de dados em pacote independentemente dos modos de transmissão reconhecido ou não-reconhecido. Outras questões à respeito de adaptação de ligação são as seguintes:

- efeito de salto de frequência sobre a adaptação de ligação;
- o efeito de redundância incremental;
- compatibilidade da adaptação de ligação ao controle de potência.

Estas questões são discutidas resumidamente a seguir.

O salto de frequência aumenta a variabilidade de modo que a escolha de um MCS_i idôneo conseqüentemente será condicionada, por exemplo, os canais que possuem maior variabilidade devem exigir MCSs mais robustos e conseqüentemente produções menores.

A redundância incremental relativa ao ARQ híbrido do tipo II, diferentemente do ARQ do tipo I, precisa de muita memória para armazenar blocos errôneos juntamente com decisões soft de múltiplos bits utilizáveis

em codificação conjunta de bits retransmitidos sucessivos. A probabilidade de estouro de um buffer de IR na realidade aumenta com MCSs menos robustos na razão C/I mais baixa; quando isto acontece, os blocos armazenados por último são descartados e a BLER começa a aumentar. A capacidade de piorar o contraste do serviço claramente depende do versado de adaptação de ligação para gerenciar esta circunstância.

Tanto a Adaptação de ligação como o Controle de Potência são características que buscam otimização de rede, porém, caso operadas independentemente, podem conduzir a uma situação contrastante. A Adaptação de ligação tenta otimizar o desempenho (isto é, maximizar a produção) para uma dada qualidade de enlace de rádio. Isto significa que, por exemplo, se as condições de rádio melhorarem, os métodos conhecidos de Adaptação de ligação tentam se beneficiar desta situação e aumentar a produção global mediante uma comutação a um esquema de codificação diferente (menos protegido). Ao contrário, o Controle de Potência tenta reduzir a interferência e economizar energia mediante o emprego da menor potência de transmissão possível adequada para alcançar uma razão C/I específica (que é consistente com um desempenho mínimo exigido). Em outras palavras, o Controle de Potência tende a manter constante a qualidade de enlace de rádio, com isto inibindo maiores aperfeiçoamentos em consequência do algoritmo Adaptação de ligação. Portanto, é necessário decidir sobre uma estratégia comum para fazer com que a Adaptação de ligação e o Controle de Potência trabalhem em conjunto.

DEFEITOS DA TÉCNICA ANTERIOR

O pedido de patente WO 99/12304 (ERICSSON) descreve um método para selecionar uma combinação de esquema de modulação e codificação de canal a partir de uma pluralidade de combinações de esquemas de modulação e codificação de canal. O objetivo principal da invenção citada é calcular, além das médias usuais dos métodos mais antigos, também a variância dos parâmetros de qualidade medidos relevantes ao enlace de RF, isto é: C/I, BER, BLER, nível de raios x, dispersão de tempo, e produção de dados, para o alvo preciso de considerar a variabilidade do canal de RF ao

realizar uma adaptação de ligação dinâmica. Uma desvantagem evidente do método são as tabelas fora de linha trabalhosas que mapeiam os valores médios e as variâncias dos parâmetros medidos em $BLER_i$ correspondentes para todos os MSC_i . Isto se deve ao fato de que cada tabela do tipo $BLER_i(C/I)$, ou $BLER_i(BER)$, etc, preverá entradas para duas variáveis e uma saída para prover o $BLER_i$; por exemplo, $BLER_i(C/I$ médio, variância). Conseqüentemente, a entrada completa precisa levar razoavelmente em consideração diversas variâncias possíveis para cada valor médio considerado em uma grade significativa. Quanto mais complicadas forem as tabelas de mapeamento, mais sofrerão devido à sensibilidade dos parâmetros, conseqüentemente a representação empírica de um $BLER_i$ determinado exige adivinhar as combinações exatas de média e variância. Uma outra característica adicionada às reivindicações independentes refere-se à determinação de um nível de potência de transmissão ótimo para cada esquema MSC_i previamente selecionado pela adaptação de ligação. A potência ótima é determinada em função da razão C/I medida, e o seu nível é limitado por uma faixa dinâmica do transmissor de potência. Sendo assim, a potência de transmissão ótima depende do MSC_i selecionado, e exige a definição de tantos C/I de destino quanto MSC_i .

20 A patente US 5.764.699 (MOTOROLA Inc.) descreve um método para selecionar adaptativamente dentre pelo menos duas técnicas de modulação de dados a serem usadas na transmissão de dados, que compreende as etapas de:

- em uma primeira unidade de comunicação de duas vias:
- 25 • manter armazenadas informações relativas à qualidade de transmissões de dados anteriores;
 - transmitir para uma segunda unidade de comunicação de duas vias pelo menos um bloco de dados, usando uma primeira técnica de modulação de dados dentre as referidas pelo menos duas técnicas de modulação de dados;
 - 30 • receber, da segunda unidade de comunicação de duas vias, pelo menos uma mensagem de realimentação de soli-

citação de repetição automática seletiva;

- selecionar automaticamente, em função de ambas as informações contidas na mensagem de realimentação de solicitação de repetição automática seletiva e nas informações armazenadas, uma segunda técnica de modulação de dados a partir das referidas pelo menos duas técnicas de modulação de dados;
- atualizar as informações armazenadas para incluir pelo menos algumas das informações contidas na mensagem de realimentação de solicitação de repetição automática seletiva; e
- usar a segunda técnica de modulação de dados para transmissões de dados subseqüentes.

O método acima implementa adaptação de ligação combinada à redundância incremental. Uma outra realização semelhante é descrita para serviços transparentes. Em ambos os casos, é provida uma pluralidade de esquemas de modulação de quadratura diferentes (QPSK, 16, 64 ou 256-QAM) para um único esquema de codificação; em que a adaptação de ligação é efetuada pela variação dos únicos esquemas de modulação, em vez de Esquemas de Modulação e Codificação como em GPRS. O critério para mudar a modulação descrita no texto da referência consiste em tomar a média da BLER da Modulação real e comparar a média corrente com um conjunto de valores limite armazenados em uma memória da unidade de rádio que emprega o método, de preferência a unidade de transmissão. Cada uma das técnicas de modulação possíveis possui um valor limite de BLER superior e inferior definido que delimita uma região na qual a técnica apresenta um desempenho melhor do que quaisquer outras técnicas. Para obter a média da BLER são utilizados um ou diversos fatores de ponderação possíveis para dar um peso maior a informações recentes sobre qualidade do que a informações mais antigas. O histórico de qualidade de canal é mantido em uma base de dados localizada, de preferência na extremidade transmissora com o objetivo de tirar a média da BLER, com a base de dados sendo atuali-

zada após cada transmissão com a recepção de uma mensagem de realimentação que contém informações sobre quais os blocos de dados que foram recebidos com erros, e quais foram recebidos sem erro. Realizações alternativas poderiam exigir a atualização da base de dados em uma base seletiva, por exemplo, apenas após uma mudança significativa. Uma primeira desvantagem do método descrito no documento de patente acima é o fato de executar adaptação de ligação sem discriminação, até o ponto que refere-se aos valores limite de BLER, entre modos de transmissão transparentes e não-transparentes, ambos implementáveis para o mesmo esquema de modulação. Uma segunda desvantagem séria é o fato de não aproveitar adequadamente as oportunidades oferecidas por uma única Modulação devido à falta de uma combinação com diferentes esquemas de codificação; o fato de que o uso de modulações mais altas e onerosas é forçado também quando a adaptação de ligação poderia ser executada sem mudar a modulação real, mais simplesmente combinando-a com um outro esquema de codificação.

O pedido de patente WO 00/49760 proporciona uma apresentação exaustiva da problemática que envolve a Redundância Incremental juntamente com adaptação de ligação; os seus ensinamentos foram incorporados na **GSM 04.60**. Um problema principal resolvido por esta invenção é o de prover mensagens de sinalização auxiliares adequadas para possibilitar a mudança dinâmica do MCS durante uma conexão, levando em consideração exigências contrastantes entre Redundância Incremental e Adaptação de ligação pura. Um primeiro tipo das referidas mensagens auxiliares é denominado LA/IR, e corresponde a um bit adicional inserido como um flag pela entidade transmissora (isto é, a estação móvel) em uma palavra de controle dos blocos de controle de RLC transmitidos periodicamente em uplink para a entidade receptora (a rede). A mensagem LA/IR apresenta uma solicitação explícita do modo de potência preferido, isto é, ou adaptação de ligação ou redundância incremental. As informações podem então ser usadas pela rede ao selecionar uma dentre duas regras predeterminadas para mudar os MCS. Por exemplo, se a estação móvel MS transmite o campo LA/IR com um valor

que indica que redundância incremental é preferível, isto indica que possui correntemente capacidade de memória suficiente para continuar a armazenar blocos para suportar a combinação de IR. Isto informa a rede que a BTS pode empregar um esquema MCS mais agressivo (menos robusto), levando em consideração o relatório de estimativa de qualidade de enlace. Alternativamente, o campo LA/IR pode, em vez disto, possuir um valor que indica que a adaptação de ligação é preferida pela estação móvel. Isto pode indicar que a estação móvel não possui memória suficiente e, portanto, não pode depender de combinação de redundância incremental. Quando a rede recebe esta mensagem, pode então comutar para uma segunda regra de MCS, realiza escolhas de MCS mais conservadoras (mais robustas), em função das estimativas de qualidade, para assegurar que a estação móvel realize desempenho suficiente sem a combinação de redundância incremental. Os comandos para mudar o MCS são embutidos em blocos de controle de downlink. Um segundo tipo de mensagens auxiliares das duas mencionadas em WO 00/49760 é o valor de um flag de bit adicional denominado REG/NRESEG por meio do qual a entidade receptora informa a entidade transmissora se o MCS para retransmissão deve ser o mesmo ou diferente do MCS para novas transmissões de bloco. Antes de considerar as razões para enviar uma mensagem RESEG/NRESEG, é necessária uma descrição geral das oportunidades de MCS para EGPRS. A

TABELA 3 do APÊNDICE 1 mostra que os MCS de EGPRS estão divididos em diferentes famílias denominadas A ($A_{\text{enchimento}}$), B e C. Cada família possui uma unidade básica diferente de carga útil: octetos 37 (e 34), 28 e 22, respectivamente. Diferentes taxas de código dentro de uma família são obtidas pela transmissão de um número diferente de unidades de carga útil dentro de um Bloco de Rádio. Para as famílias A e B, 1, 2 ou 4 unidades de carga útil são transmitidas, para a família C, apenas 1 ou 2 unidades de carga útil são transmitidas. Quando 4 unidades de carga útil são transmitidas, (MCS-7, MCS-8 e MCS-9), estas são divididas em dois blocos de RLC separados (isto é, com números de seqüência e BCSs separados) dentro do mesmo Bloco de Rádio. Estes blocos, por sua vez, são intercala-

dos por dois bursts apenas, para MCS-8 e MCS-9. Para MCS-7, estes blocos são intercalados por quatro bursts. Todos os outros MCSs portam um bloco de RLC intercalado por quatro bursts. Ao comutar para MCS-3 ou MCS-6 a partir de MCS-8, 3 ou 6, octetos de enchimento, respectivamente, são adicionados aos octetos de dados. A estrutura realçada dos esquemas MCSs oferece mais de uma oportunidade de retransmissão a enfrentar com mudança no canal de RF, por exemplo, é possível, sob determinada restrição, que a mensagem que pertencia originalmente a um bloco de rádio seja retransmitida com mais, ou menos, esquemas de MCS robustos. Uma mudança de MCS para a mensagem retransmitida envolvendo uma divisão da carga útil é chamada de ressegmentação. Caso a entidade receptora seja a rede, os blocos de controle de downlink que transportam uma mensagem adequada incluem um comando de MCS que diz à estação móvel qual o MCS que deverá ser usado para transmitir blocos de RLC de uplink. O bit RSEG/NRESEG pode também ser adicionado aos blocos de controle de downlink. Neste contexto, um NRESEG afirmado (bit ressegmento = 0) pode ser interpretado pela estação móvel significando retransmissões pela estação móvel usando os mesmos MCSs que as transmissões iniciais de blocos de RLC; por outro lado, um NRESEG negado (bit ressegmento = 1) deve ser interpretado pela estação móvel significando que os blocos a serem retransmitidos poderiam ser ressegmentados e transmitidos usando MCSs diferentes do inicial. Neste último caso, o MCS específico para usar na retransmissão pode ser determinado por uma regra predeterminada armazenada na entidade receptora (estação móvel). Um auxílio na retransmissão pode ser encontrado na norma ETSI **GSM 04.60**, no parágrafo intitulado "Acknowledged mode operation – Additional functionality in acknowledged EGPRS TBF Mode " no qual se propõe um procedimento que permite ao receptor operar no modo ARQ híbrido ou no tipo I ou no tipo II. Este procedimento afirma que, de acordo com a qualidade de enlace, um MCS inicial é selecionado para um bloco de RLC. Para as retransmissões, o mesmo MCS ou um outro da mesma família de MCSs pode ser selecionado. Por exemplo, se for selecionado o MCS-7 para a primeira transmissão de um bloco de

RLC, qualquer MCS da família B pode ser usado para as retransmissões. Além disto, blocos de dados de RLC inicialmente transmitidos com MCS-4, MCS-5, MCS-6, MCS-7, MCS-8 ou MCS-9 podem opcionalmente ser retransmitidos com MCS-1, MCS-2 e MCS-3, respectivamente, usando dois

5 blocos de rádio. Neste caso, o Indicador de Bloco Dividido (SPB) no cabeçalho será estabelecido para indicar que o bloco de dados de RLC está dividido, e a ordem das duas partes. Para os blocos inicialmente transmitidos com MCS-8 que são retransmitidos usando MCS-6 ou MCS-3, será aplicado o enchimento dos primeiros seis octetos no campo de dados, e o campo de

10 Esquema de Codificação e Perfuração (CPS) será fixado para indicar que isto já foi realizado. No entanto, se o lado transmissor é a MS e o bit de ressegmento não foi fixado, a estação móvel utilizará um MCS dentro da mesma família que o MCS inicial sem dividir a carga útil para retransmissão. Os blocos de dados de RLC serão primeiro enviados com uma das taxas de

15 código iniciais (isto é, a taxa de 1/3 de dados codificados é perfurada com o Esquema de Perfuração (PS) 1 do MCS selecionado). Se o Bloco de Dados de RLC precisar ser retransmitido, bits codificados adicionais (isto é, a saída da taxa de 1/3 de dados codificados que é perfurada com o PS 2 do MCS predominante) serão enviados. Se todas as palavras de código (diferentes

20 versões perfuradas do bloco de dados codificados) tiverem sido enviadas, o procedimento começará e a primeira palavra de código (que é perfurada com PS 1) será enviada, seguida por PS 2, etc. Os blocos de dados de RLC que são retransmitidos usando um novo MCS estarão na primeira transmissão após a comutação de MCS ser enviada com o esquema de perfuração

25 indicado no **APÊNDICE 1 - TABELA 4**. Além disto, é obrigatório que um receptor de EGPRS MS seja capaz de executar decodificação conjunta entre blocos com MCSs diferentes se a combinação de MCSs é uma das seguintes: MCS-5 e MCS-7; MCS-6 e MCS-9. A longa explicação da técnica LA/IR pretende esclarecer este argumento complexo em benefício da descrição da

30 invenção que é a matéria do presente pedido, além da falta, na segunda referência, US 5.764.699, de algumas indicações úteis para entender a influência do mecanismo de IR nos limites de decisão da BLER ser melhor real-

çada. Por outro lado, está bastante claro que a redundância incremental afeta a extensão das regiões da BLER, e precisa de alguns recursos para ser implementada corretamente junto com a adaptação de ligação. A única influência razoável da IR sobre a LA pelos ensinamentos de WO 00/49760 é

5 que a IR toma conta da LA pura no caso de retransmissão com atenuador de memória ("memory pad") infinito, porém, considerando o caso mais realista de saturação de memória, a LA é também ativada para evitar retransmissão freqüente. Existe uma espécie de antagonismo acentuado entre a LA e a IR na C/I mais baixa, e os valores da BLER mais altos são conseqüentemente

10 envolvidos. Um problema a ser resolvido por uma adaptação de ligação baseada na comparação com limites da BLER é como obter limites realistas na presença de IR para maximizar a produção de dados. A previsão de interações de LA/IR não é de forma alguma uma tarefa fácil, porque, além da natureza probabilística do fenômeno, há exigência também do conhecimento

15 do tamanho preciso de memória de retransmissão. O tamanho de memória do lado de estação móvel depende das preferências do consumidor com relação a custos e dimensões dos aparelhos, e conseqüentemente não pode ser planejada pelo produtor de BSS. O problema de obter limites de BLER realistas é dramatizado mais ainda pela necessidade de levar em considera-

20 ção o efeito da variabilidade do canal de RF que não seja a Redundância Incremental (IR).

Com referência às três citações mencionadas acima, o efeito da variabilidade do canal de RF na adaptação de ligação será agora investigado. Conforme é sabido, a variabilidade de canal depende principalmente da

25 presença de salto de freqüência baixa e/ou de alta mobilidade de usuário. O problema da variabilidade de canal já foi considerado no WO 99/12304 e resolvido em três etapas:

- uma primeira etapa para gerar fora de linha tabelas de mapeamento de duas entradas e uma saída em correspondência com cada MCSi. Duas entradas correspondem a
- 30 combinações possíveis de média e variância de valores de qualidade de C/I, e a saída provê o BLERi inicial; e

- uma segunda etapa para medir a razão C/I média e a variância relativa com um MCS_i inicial; e
- uma terceira etapa para ver como o BLER_i para outro MCS_i seria para as mesmas condições de canal, a fim de estabelecer em função da relação conhecida:

5

$$T_i = T_{iMÁX}(1 - BLER_i) \quad (1)$$

se for necessária uma mudança de MCS para um MCS_i que possui uma produção mais alta T_i.

10 A solução dada, graças ao cálculo da variância do conjunto medido, é realmente capaz de captar a variabilidade do canal de RF. Mesmo assim, este desempenho exige muitas simulações fora de linha, medição trabalhosa do tempo de execução e etapas de mapeamento, e cálculo do tempo de execução da relação (1) para a seleção do MCS_i certo. Nada é dito sobre como deve ser considerado o efeito da Redundância Incremental

15 sobre todo o método.

O método de acordo com o documento US 5.764.699 aparentemente não sugere qualquer solução válida para o problema de como contrastar a variabilidade do canal de RF a não ser através do cálculo habitual das médias de valores de qualidade históricos devidamente ponderados

20 para nivelar informações mais antigas. A vantagem em tempo de execução do método de adaptação de US 5.764.699 em relação ao método descrito em WO 99/12304 se deve principalmente a uma mudança de modulação mais fácil e mais rápida que é estabelecida por uma simples comparação com dois limites dispostos em tabela. A vantagem em tempo de execução

25 compensa a pouca capacidade de captar a variabilidade do enlace de RF porque a variância não é calculada.

Além disto, o método segundo o documento WO 00/49760 aparentemente não sugere qualquer solução válida para o problema de como contrastar a variabilidade do canal de RF na presença de Redundância Incremental juntamente com adaptação de ligação.

30

OBJETOS DA INVENÇÃO

O objeto principal da presente invenção consiste em corrigir os

defeitos da técnica anterior, em particular aquele de usar limites de BLER para otimizar dinamicamente a produção de dados nas interfaces de rádio de uma rede celular de dados em pacote, e indicar um aperfeiçoamento para levar em consideração o efeito de salto de frequência lento e/ou alta mobilidade de usuário.

Um outro objetivo da invenção é o de otimizar ainda mais a produção de dados nas interfaces de rádio na presença de retransmissão com redundância incremental dos blocos de rádio mal recebidos.

Ainda um outro objetivo da invenção é harmonizar os mecanismos de controle de potência e adaptação de ligação conjuntamente ativos nas interfaces de rádio.

SUMÁRIO E VANTAGENS DA INVENÇÃO

Para alcançar tais objetivos, a matéria da presente invenção é um método para otimizar dinamicamente a produção de dados nas interfaces de rádio de uma rede celular de dados de pacote, conforme descrito na reivindicação 1. O método da invenção proporciona um conjunto adicional de limites dispostos em tabela para considerar canais de RF com grande variabilidade. O conjunto adicional é particularmente apreciável na presença de salto de frequência, pelo fato de que os novos limites proporcionados para a comparação de BLER se ajustam melhor aos efeitos de uma maior variabilidade do canal de RF causada pelo salto de frequência. Os dois conjuntos de limites dispostos em tabela, para canais com ou sem salto de frequência, poderiam preferivelmente ser ambos alocados ao BSS (PCU) e, qualquer um deles, habilitado na ocorrência.

A abordagem adotada para salto de frequência é estendida para considerar todos os aspectos de RF práticos possíveis. Notou-se que os resultados de simulação podem ser grupados em poucos casos significativos. Por exemplo, em um ambiente urbano típico, apenas dois casos diferentes podem ser levados em consideração, quais sejam: uma situação de "baixa diversidade" e uma situação de "alta diversidade". Um primeiro conjunto de limites para a situação de "baixa diversidade" deve ser selecionado se a célula se caracterizar por uma baixa mobilidade de usuário, tal como: pico-

células, células em interiores, etc, sem Salto de Freqüência. Um segundo conjunto de limites para a situação de "alta diversidade" deve ser selecionado se, em vez disto, a célula se caracterizar por uma alta mobilidade de usuário, tal como: velocidade de movimentação de ≈ 50 km/h, ou se o Salto de Freqüência for habilitado. O método da presente invenção apresenta dois conjuntos de limites para canais de RF de "alta diversidade" e de "baixa diversidade", com isto resolvendo o problema da variabilidade do canal de RF. A técnica anterior relevante não se manifestou à respeito de uma diferença de limites delimitando uma região de BLER característica de uma modulação específica para levar em consideração variabilidades de canal alta e baixa. Além do fato de uma adaptação de ligação baseada na única seleção de modulações diferentes não oferecer tantas oportunidades quanto a combinação de modulações com diferentes códigos.

A abordagem da presente invenção se estende para considerar o impacto de Redundância Incremental (IR) sobre a Adaptação de ligação (LA). A invenção resolve este problema técnico complexo começando com a introdução de uma variável chamada IR_status que fornece informações continuamente atualizadas à entidade receptora (ou a rede ou a estação móvel) à respeito da eficiência da Redundância Incremental, conforme descrito na reivindicação dependente relativa. A avaliação da variável IR_status é bastante simples, e valores de IR_status filtrados são conseqüentemente levados para atualizar os limites de BLER. A atualização é executada por uma interpolação linear entre duas condições extremas, quais sejam: limites de BLER relativos à falta de IR e limites de BLER relativos à IR perfeita. Condições intermediárias e mais realistas são gerenciadas automaticamente pelo mecanismo de atualizar limite. O comportamento contrastante delineado entre LA e IR, já que é agora uma fonte acentuada de problemas na determinação da melhor estratégia de adaptação, não é mais um problema com o método da invenção estendido à Redundância Incremental. O impacto da Redundância Incremental é considerado para canais de RF ou de alta diversidade ou de baixa diversidade.

O último argumento da invenção é um algoritmo de Controle de

Potência modificado que possui um objetivo diferente do tradicional. O algoritmo modificado procura manter um valor de destino C/I_{alvo} pela duração de todos os TBF. O alvo C/I_{alvo} está associado a uma Produção de Pico por intervalo de tempo decidido como "Desempenho Alvo". A associação é executada por meio de uma curva que representa a Produção máxima que pode ser obtida versus C/I . Esta curva pertence àquelas fora de linha simuladas durante a etapa preliminar da matéria de Adaptação de ligação da presente invenção, em particular a um conjunto referente à redundância incremental. Embora seja o objetivo superior de Controle de Potência, a Adaptação de ligação continua a se adaptar às condições de rádio, comutando de um MCS para outro, a fim de otimizar o desempenho em produção líquida. Isto pode acontecer pelo fato de que o controle de potência não pode ser "perfeito" e conseqüentemente a razão C/I verdadeira pode ser diferente daquela desejada. Pelo exposto, pode-se argumentar que o algoritmo de Controle de Potência Modificado completa a Adaptação de ligação da presente invenção operando em sinergia com o mesmo; com isto resolvendo a controvérsia esboçada do Controle de Potência tradicional. Além disto, ao contrário do controle de potência do primeiro documento citado da técnica anterior, não precisa de otimização separada para cada MCS disponível.

Em vista de todas as considerações acima, resultam as seguintes vantagens substanciais da invenção proposta, quais sejam:

- a adaptação de ligação opera independentemente de medidas de qualidade, entretanto é executada no sinal de RF em progresso para os procedimentos tradicionais de Controle de Potência e Transferência;
- a variabilidade do canal de RF é neutralizada antes da adaptação;
- o tamanho de memória para Redundância Incremental é gerenciado de uma maneira transparente;
- o controle de potência paginação o mesmo objetivo que a adaptação de ligação.

BREVE DESCRIÇÃO DOS DESENHOS

As características da invenção que são consideradas novas estão expostas particularmente nas reivindicações apensas. A invenção, juntamente com outros objetos e vantagens da mesma, podem ser entendidos com referência à descrição detalhada que se segue de uma sua modalidade considerada em conjunto com os desenhos anexos descritos exclusivamente para fins de explicação, não-limitadores, e nos quais:

- a figura 1 mostra uma rede radiomóvel de GSM e GPRS que opera de acordo com o método da presente invenção;
 - a figura 2 mostra uma estrutura de multiquadros de Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo (TDMA) comum aos GSM e GPRS da figura 1;
 - a figura 3a mostra um multiquadro de canal de tráfego de GSM;
 - a figura 3b mostra um multiquadro de canal de tráfego de GPRS;
 - a figura 4 mostra o mapeamento de quadros de nível mais alto em blocos de rádio que pertencem ao multiquadro EGPPS da figura 3b;
 - a figura 5 mostra os blocos funcionais de uma estação móvel MS/UE da figura 1 que opera de acordo com o método da presente invenção;
 - a figura 6 mostra os blocos funcionais de uma estação de base BTS da figura 1 que opera de acordo com o método da presente invenção;
 - as figuras 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14 mostram representações gráficas de resultados de simulação usados para implementar o método da presente invenção;
 - as figuras 15 e 16 mostram fluxogramas respectivos do método de adaptação de ligação da presente invenção;
 - a figura 17 mostra uma representação gráfica usada para implementar a função de controle de potência em uma interface Um da figura 1.
- **APÊNDICE 1 - TABELA 1** inclui parâmetros de codificação

para esquemas de codificação GPRS.

- **APÊNDICE 1 - TABELA 2** inclui parâmetros de codificação para esquemas de codificação e modulação EGPRS.

5 - **APÊNDICE 1 - TABELA 3** representa famílias de carga útil usadas em esquemas de codificação EGPRS.

- **APÊNDICE 1 - TABELA 4** inclui Esquemas de Perfuração para EGPRS.

10 - **APÊNDICE 1 - TABELA 5** inclui esquemas de modulação e codificação a serem usados para retransmissões quando a ressegmentação não está habilitada.

- **APÊNDICE 1 - TABELA 6** inclui esquemas de modulação e codificação ou serem usados para retransmissões quando a ressegmentação está habilitada.

DESCRIÇÃO DETALHADA DE UMA REALIZAÇÃO DA INVENÇÃO

15 Os argumentos das figuras 1, 2, 3a, 3b e 4, assim como as tabelas 1, 2, 3 e 4 do apêndice 1, já foram devidamente discutidos acima no texto.

A figura 5 mostra um diagrama de blocos de uma estação móvel MS/UE adequada para implementar a presente invenção em conjunto com o
20 subsistema BSS da figura 1. A estação móvel MS/UE inclui uma Estação Transmissora e uma Estação Receptora, ambas controladas por um Processador de Controle que controla ainda uma unidade de Sintetizador & Salto de Frequência comum às duas seções. Um filtro Duplexador conduz para a antena os sinais de saída de RF da seção Transmissora e, para a entrada
25 da seção Receptora, o sinal de RF recebido na antena. Para maior simplicidade, a figura 5 deixa de mostrar um oscilador e um gerador de temporização de TDMA. A seção Transmissora inclui os seguintes blocos funcionais: dispositivos de Entrada, codificador de Fala, codificador de Canal, Intercalador, Cifrador, formatador de Burst, Modulador de GMSK/8 PSK, conversor
30 BB/IF/RF ascendente e um amplificador de potência de RF. Os dispositivos de Entrada incluem um microfone com conversor A/D relativo e um Teclado & Adaptador. A seção Receptora, por sua vez, inclui os seguintes blocos

funcionais: filtro de Imagem, amplificador de RF, conversor RF/IF/BB descendente, LEV, filtro CH, conversor A/D, Correlacionador e estimador de MLSE (Viterbi), desmontador de Burst, Decifrador, Desintercalador, decodificador de Canal, decodificador de Fala & amplificador de Voz, dispositivos de Saída (Fone de ouvido, Monitor de PC, Disco rígido, etc). De acordo com a sua classe operante A, B ou C, a estação móvel MS/UE pode operar com dispositivos de entrada tanto de voz como de dados, simultaneamente ou não. Os usuários de classe A possuem um intervalo de tempo alocado para fala e um ou mais outros para o serviço EGPRS. Duas considerações se aplicam aos dispositivos de Saída. Conforme mencionado anteriormente, a presente invenção está voltada predominantemente para dados em pacote, de modo que os blocos de dispositivos de Entrada e de dispositivos de Saída exemplificarão terminais de dados conhecidos para introduzir ou emitir dados, respectivamente. Estes terminais incluem atenuadores e circuitos adaptadores para sincronizar, armazenar, adaptar formato e taxa dos blocos digitais entrantes/saíntes. Considerando primeiro a seção Transmissora, o codificador de Canal aceita dados a partir de dispositivos de Entrada e fornece um esquema de codificação EGPRS relevante, selecionado dentre aqueles reproduzidos nas tabelas 1 e 2. Com este objetivo, um sinal CPS-TX-SEL é emitido do Processador de Controle. O codificador de Canal fornece: código de bloco, código de paridade, código convolucional e código de fogo (Fire Code); também aceita e codifica blocos de RLC de sinalização DATA-INS (tais como medidas) a partir do Processador de Controle. Os blocos codificados são enviados para a cascata ("cascade") de Intercalador, Cifrador e formatador de grupo (Burst) para efetuar os tratamentos digitais relativos conforme explicado na introdução. Um grupo (burst) formatado é fornecido ao Modulador de GSM/8PSK que inicia a execução de uma codificação diferencial seguida por modulação ou de GMSK ou de 8-PSK. O Processador de Controle seleciona o tipo de modulação enviando para o Modulador um sinal MOD-TX-SEL, sempre em relação aos esquemas MCS relacionados na tabela 2. O sinal modulador analógico de faixa de base é primeiro traduzido para frequência de IF e em seguida para frequência de RF

por intermédio de mixadores de conversão ascendente adequados; cada estágio de conversão é seguido por um estágio de filtragem passa-faixa. O sinal de transmissão de RF atinge a entrada de um amplificador de Potência de ganho variável cuja saída está acoplada a uma porta de transmissão de um filtro Duplexador acoplado à antena de estação Móvel. O sinal de RF de downlink proveniente da BTS atinge a antena de estação Móvel e sai de uma porta receptora do filtro Duplexador, cruza um filtro de Imagem e atinge a entrada de um amplificador de baixo ruído de Recepção, cuja saída está ligada a um conversor de frequência descendente. A conversão descendente é executada por dois estágios em cascata: um primeiro estágio converte de RF para IF, e o segundo de IF para a faixa de base BB. O segundo estágio também divide o sinal convertido em componentes em fase I e em quadratura Q. Os componentes I, Q de faixa de base BB são filtrados por dois filtros de canal CH conjugados ao pulso transmitido, e em seguida são convertidos de analógico para digital. As duas cópias do grupo (burst) de recepção digitalizado chegam nas duas entrada de um Correlacionador/Sincronizador, que atua como um filtro conjugado para a seqüência de treinamento, que extrai o pico de correlação para detectar o instante inicial da transmissão. O mesmo processo correlato também estima a resposta de pulso do canal suprido a um estimador MLSE baseado no algoritmo de Viterbi. Este algoritmo atua sobre uma grade de acúmulo seqüencial que possui tantos nós (reiterados em cada tempo de símbolo T) quanto os estados $S = M^L$ do receptor, correspondendo a todas as combinações possíveis geradas de M palavras (símbolos) de um alfabeto de modulação por L tempos de símbolo (em que L é o comprimento significativo da resposta de pulso de canal inicialmente estimada). Começando com um estado inicial conhecido, o caminho progressivo ao longo da grade dependerá da seqüência efetiva transmitida. Todas as seqüências transmitidas possíveis se distinguem entre si através de uma métrica de caminho respectiva que constitui a função de Possibilidade a ser gradativamente maximizada por métricas de transição acumulante. A cada novo tempo de símbolo M, são calculadas métricas de transição Δ em correspondência com os ramais M que partem de cada nó

anterior para atingir um número M de nós sucessivos. Uma métrica de transição (ou métrica de ramal) é a distância Euclidiana entre o nível do símbolo recebido e o nível que deveria ter sido recebido em correspondência com uma suposta transição na grade. Dentre todos os ramais que partem de um

5 nó, apenas um sobrevivente é selecionado para prolongar um caminho de grade que passa através deste nó, qual seja, aquele que possui a métrica de caminho real máxima. Com isto, é realizado um corte drástico da complexidade, porque o número original de estados é mantido em cada etapa. Dentre todos os caminhos que sobreviveram no tempo T , a seqüência candidata é

10 aquela que possui a métrica de caminho máxima. Voltando ao longo da grade por um número determinado de etapas, pode-se perceber que apenas um caminho sobrevive, que está associado a um segmento da seqüência transmitida. Maior precisão é obtida retardando a decisão do estimador MLSE até o fim do grupo (burst). Na saída do estimador MLSE, é reproduzida uma cópia do grupo (burst) original, e cada bit é acompanhado por três decisões

15 soft de bit que indicam o seu nível recebido. O grupo (burst) estimado é conduzido para uma cascata dos blocos seguintes: desmontador de grupo (Burst), Descifrador, Desintercalador e decodificador de Canal; o último executa as operações especificadas em relação às tabela 1 e 2 se aproveitando das decisões soft. O Processador de Controle gera os seguintes dois sinais:

20 MOD-RX-SEL e CPS-RX-SEL em direção ao estimador MLSE e ao decodificador de Canal, respectivamente. Isto se prende ao fato de que o esquema de modulação e/ou codificação do sinal recebido pode diferir daqueles transmitidos. O estimador MLSE opera com modulação GMSK ou 8-PSK, obviamente com grade e expressão métrica de ramal diferentes. O decodificador de Canal utiliza decisões Soft para executar decodificação convoluta e também aproveita a estratégia de redundância incremental mencionada, por uma memória intermediária (buffer) de Redundância Incremental para armazenar temporariamente blocos RLC a serem retransmitidos sob ARQ. Um

25 estouro de uma memória intermediária (buffer) ativa um sinal IRout dirigido para o Processador de Controle. Blocos de sinalização de RLC decodificados, indicados por DATA-EXTR, são extraídos e enviados para o Processa-

30

dor de Controle para a interpretação e execução corretas (tais como: controle de Potência, Avanço de Temporização, Transferência, etc). O decodificador de Canal detecta e conta erros antes da correção de erro, e informa o Processador de Controle enviando um sinal BER que possui a significação habitual de Taxa de Erro de Bit. Como a decodificação é boa, é estabelecido um flag OK. Os blocos de RLC decodificados relativos a tráfego são enviados para os dispositivos de saída apropriados de acordo com a classe de usuário A, B ou C selecionada. O Processador de Controle governa os procedimentos operacionais principais da estação móvel MS/UE através de um primeiro e um segundo grupos de sinais indicados como controle de SEÇÃO TRANSMISSORA e controle de SEÇÃO RECEPTORA, dirigidos respectivamente para as duas seções. Dentre estes sinais, os três seguintes se destacam: MAIO, RSSI e PC. MAIO se dirige para a unidade de Sintetizador & Salto de Frequência a fim de fornecer uma indicação para salto de frequência e transferência. O sinal RSSI é gerado de um circuito LEV que retira amostras, converte A/D e mede a força do sinal recebido, e ruído no período inativo. O bloco de Processador de Controle inclui uma memória RAM para armazenar temporariamente mensagens de sinalização de Nível 2 e Nível 3.

A figura 6 mostra um diagrama de blocos de uma Estação de Transceptor de Base (BTS) adequada para implementar a presente invenção em conjunto com o subsistema BSS da figura 1 e Estações Móveis MS/UE da figura 5. A BTS móvel inclui uma Seção Transmissora e uma Seção Receptora, ambas controladas por um Processador de Controle de BTS que controla ainda uma unidade de Sintetizador & Salto de Frequência comum às duas seções. As duas Seções e o Processador de Controle de BTS estão ligados a um bloco funcional de INTERFACE A-Bis para receber/emitir um ou mais enlaces de PCM a 2 Mb/s ou quadros de PCU que chegam do BSC ou saem do mesmo (figura 1). Um filtro Duplexador conduz para a antena os sinais de saída de RF da seção Transmissora e, para a entrada da seção Receptora, o sinal de RF recebido na antena. Para maior simplicidade, a figura 6 deixa de mostrar um relógio (clock) gerador/extrator e um gerador de temporização de TDMA. A seção Transmissora inclui os seguintes blocos

funcionais: processamento de faixa de Base 1...n, moduladores digitais de GMSK ou 8-PSK 1...n, TRANSMISSOR DIGITAL MULTIPORTADOR. A seção Receptora inclui os seguintes blocos funcionais: processador de faixa de Base 1,...,n, Equalizador & Desmodulador 1,...,n, RECEPTOR DIGITAL MULTIPORTADOR, e um filtro de Imagem. Começando na seção Transmissora, o bloco de INTERFACE A-Bis extrai do enlace de PCM ou de quadros de PCU todos os fluxos elementares n relativos a canais CH1...CHn referentes aos n usuários. Os fluxos CH1...CHn atingem processadores de faixa de Base respectivos para execução de todos os tratamentos digitais: codificação (paridade, convoluta, fogo (Fire)), intercalação, cifragem, formatação de grupo (burst) e codificação diferencial. A codificação convoluta fornece um esquema de codificação EGPRS relevante, selecionado dentre aqueles reproduzidos nas tabelas 1 e 2. Os n sinais codificados emitidos dos processadores de faixa de Base atingem outros tantos moduladores digitais GMSK/8-PSK a serem modulados digitalmente em relação aos esquemas de MCS relacionados na tabela 2. Os n sinais digitais modulados atingem outros tantos (Conversores Digitais Ascendentes) dentro do TRANSMISSOR DIGITAL MULTIPORTADOR. Cada DUC recebe ainda um sinal de oscilador local respectivo f_{IF-DUC} para a translação de seu sinal de entrada de faixa de base para uma posição pré-fixada dentro da faixa de Freqüência Intermediária global. Com este objetivo, os sinais f_{IF-DUC} são senóides digitais. Os n sinais digitais IF são somados por um somador digital que opera na freqüência f_{IF-DUC} mais alta, e o sinal resultante IF multiportador é convertido de D/A e é filtrado em banda larga antes de atingir a entrada de um misturador IF/RF pilotado por um sinal de oscilador local f_{OL-TX} para a conversão ascendente em radiofreqüência. O sinal RF na saída do misturador é enviado para um amplificador de potência de RF. A saída do amplificador de potência de RF é ligada à porta TX do filtro Duplexador, enquanto a porta TX é ligada ao filtro de Imagem colocado na entrada do RECEPTOR DIGITAL MULTIPORTADOR. O sinal filtrado de RF é amplificado e convertido para baixo para IF por um misturador RF/IF pilotado por um sinal de oscilador local f_{OL-RX} . O sinal analógico multiportador IF é filtrado anti-alias e é alimentado à entrada de n

DDCs (Conversores Digitais Descendentes) dentro do TRANSMISSOR DIGITAL MULTIPORTADOR. Cada DDC recebe ainda um sinal de oscilador local respectivo f_{IF-DDC} para a translação para faixa de base de seu sinal de entrada relevante para uma posição pré-fixada dentro da faixa de Frequência Intermediária global. Com este objetivo, os sinais f_{IF-DDC} são senóides digitais. Os n sinais digitais de faixa de base atingem outros tantos Equalizador & Desmodulador a serem desmodulados em relação aos esquemas MCS relacionados na tabela 2. Os mesmos argumentos referentes ao estimador de Viterbi da figura 5 ainda são válidos. Os sinais desmodulados são enviados para os processadores de faixa de Base para serem submetidos a: desmontagem de grupo (Burst), Decifragem, Desintercalação e decodificação de Canal em relação às tabelas 1 e 2. Finalmente, os dados decodificados referentes aos canais CH1,...CH n são fornecidos ao bloco funcional de INTERFACE A-Bis a ser montado em um enlace de PCM ou quadros de PCU saintes de 2M/bit. O bloco de Processador de Controle inclui uma memória RAM para armazenar temporariamente mensagens de sinalização de Nível 2 e Nível 3 para todos os n usuários. O Processador de Controle de BTS governa os procedimentos operacionais principais da estação móvel MS/UE através de um primeiro e um segundo grupos de sinais indicados como "controle de SEÇÃO TRANSMISSORA", "Inserção de sinalização"; e um segundo grupo de sinais indicados como "controle de SEÇÃO RECEPTORA", "Extração de sinalização". Dentre estes sinais, um grupo MAIO se dirige para a unidade de Sintetizador & Salto de Frequência a fim de fornecer uma indicação para salto de frequência e transferência até o ponto que refere-se a todos os circuitos DUC e DDC. O bloco de Processador de Controle inclui uma memória RAM para armazenar temporariamente mensagens de sinalização de Nível 2 e Nível 3 para todos os n usuários. A sinalização extraída se refere, por exemplo, a: medidas transmitidas em uplink por todas as estações Móveis (nível, BER, C/I, OK, flag, etc), as situações dos indicadores de estouro IRout, etc. A sinalização inserida se refere, por exemplo, a: comandos de controle de Potência dirigidos a cada processador de faixa de Base, comandos de avanço de Temporização, seleção do esquema MCS

individual para transmissão e/ou recepção, etc.

O quadro de referência de um sistema GSM-EGPRS conhecido foi completado nesta altura da descrição. De modo que a base para a introdução dos aspectos típicos da invenção foi descrita. Os meios relevantes da invenção para executar adaptação de ligação de TBF de uplink e/ou de downlink constituem uma combinação específica de meios conhecidos e novos como a lista que se segue, na qual, quando não for expressamente mencionado, são, de preferência, alocados à PCU e confinados ou no suporte lógico inalterável ("firmware"), ou em circuitos dedicados:

- 10 • tabelas de matriz de memória para memorizar os muitos conjuntos de valores digitais destinados a constituir limites de BLER; as tabelas sendo gerenciadas pela Unidade de Controle de Pacotes (PCU). Os limites sendo calculados fora de linha de uma maneira que em breve será ilustrada, e são válidos para adaptação tanto de uplink como de downlink;
- 15 • meios da PCU para a seleção das tabelas;
- meios alocados tanto para a BTS como para as estações móveis para decodificar blocos recebidos de RLC, opcionalmente capazes de decodificar em conjunto bits de Redundância Incremental;
- 20 • meios alocados tanto para a BTS como para as estações móveis para detectar e armazenar blocos de RLC recebidos erroneamente;
- 25 • meios alocados tanto para a BTS como para as estações móveis para retransmitir blocos recebidos erroneamente;
- meios para calcular BLER de um TBF ativo por filtragem de uma variável que indica os blocos de RLC que não foram recebidos corretamente;
- 30 • meios para verificar o desempenho da detecção de Redundância Incremental;
- meios para filtrar uma variável que indica a eficácia da de-

- teção de Redundância Incremental;
- meios para atualizar continuamente os limites de BLER em função da referida variável de eficácia;
 - meios para comparar a BLER calculada com os limites de BLER atualizados a fim de obter um critério para mudar o MCS verdadeiro;
 - meios da PCU para comandar um novo MCS em função do necessário critério para mudar o MCS verdadeiro;
 - meios do BSC para atualizar o nível de potência de transmissão de cada canal de uplink/inferior a fim de manter uma produção alvo fixa independentemente dos MCSs.

Com referência às figuras 7 a 14, será considerada agora a etapa de simulação fora de linha preliminar para determinar os diversos conjuntos de limites de BLER. Estas figuras deverão ser consideradas duas de cada vez, tal como: as figuras 7 e 8; 9 e 10; 11 e 12; 13 e 14. Os argumentos relativos ao primeiro par de figuras 7 e 8 ainda são geralmente válidos para o outro par de figuras. A figura 7 mostra algumas curvas da produção líquida (kbit/s) em função de C/I (dB) para diversos Esquemas de Modulação e Codificação. A figura 8 mostra curvas correspondentes de BLER (dB ou %) em função de C/I (dB) para os mesmos MCSs da figura 7. Quatro MCSs estão representados na figura 7, indicados por a, b, c, d; coincidem respectivamente com MCS1, MCS3, MCS6 e MCS9 da tabela 2. Pode-se perceber que os MCSs relacionados representam um subconjunto de todos os MCSs possíveis que constituem uma seqüência de MCSs dispostos em ordem crescente das produções nominais. As curvas da figura 7 se referem a um canal TU3 (Urbano Típico - modelo de 3 raios) padrão sem Salto de Frequência e sem Redundância Incremental (apenas o tipo I ARQ é admitido), e são válidas para TBFs tanto de uplink como de downlink. Os valores ilustrados são o resultado de uma simulação por computador refinada e validada através de medidas no campo. As curvas da figura 7 são derivadas das curvas da figura 8 mediante o emprego da relação (1).

Como as tendências das diversas curvas de MSC da figura 7

não são semelhantes àquelas de linhas paralelas, seis pontos de cruzamento diferentes aparecem em correspondência com outros tantos valores de C/I. Os pontos de cruzamento se caracterizam por produções líquidas iguais por pelo menos duas curvas de MCS. Os pontos de cruzamento que interessam à presente invenção são apenas os três relativos a MCSs adjacentes na seqüência ordenada, quais sejam: a-b, b-c, e c-d. A fim de maximizar a produção, o MCS de maior ordem deve ser selecionado à direita do ponto de comutação, enquanto que o MCS de menor ordem deve ser escolhido quando as condições de canal de RF estão à esquerda do ponto de cruzamento. Este comportamento se deve à proteção decrescente do MCS maior na menor razão C/I e à conseqüente retransmissão dos blocos de rádio com erro. Com referência aos pontos de cruzamento anteriores da figura 7, os pontos de comutação "ideais" entre dois MCSs adjacentes poderiam ser os seguintes:

- 15 MCS a ↔ MCS b: C/I ≈ 1,5 dB
 MCS b ↔ MCS c: C/I ≈ 7,5 dB
 MCS c ↔ MCS d: C/I ≈ 16 dB

Os valores de C/I são difíceis de estimar em uma rede real, enquanto que outros parâmetros, tais como BLER, podem ser calculados diretamente. O algoritmo de Adaptação de ligação aqui proposto então se baseará em medições diretas de BLER. Os pontos de comutação C/I "ideais" previamente calculados que correspondem agora aos seguintes pares "ideais" de limites de BLER mapeado para as curvas da figura 8:

- 25 MCS a ↔ MCS b: C/I = 1,5 dB → $BLER_{MCS1 \rightarrow MCS3} = Tab$, $BLER_{MCS3 \rightarrow MCS1} = Tba$;
 MCS b ↔ MCS c: C/I = 7,5 dB → $BLER_{MCS3 \rightarrow MCS6} = Tbc$, $BLER_{MCS6 \rightarrow MCS3} = Tcb$;
 MCS c ↔ MCS d: C/I = 16 dB → $BLER_{MCS6 \rightarrow MCS9} = Tcd$, $BLER_{MCS9 \rightarrow MCS6} = Tdc$.

A produção líquida é em seguida maximizada mudando o MCS de acordo com estes valores limite de BLER. Se a BLER real cair abaixo do limite superior (T_{ab} , T_{bc} , T_{cd}), o algoritmo comuta para o MCS disponível seguinte (menos protegido). Se, em vez disto, a BLER real ultrapassar um limite inferior (T_{ab} , T_{bc} , T_{cd}), o algoritmo comuta para o MCS disponível anterior (mais protegido). Por exemplo, se a BLER estiver abaixo de T_{bc} ,

usando o MCS b, então será decidida uma mudança para MCS c. Ao contrário, se a BLER estiver acima de T_{ba} , usando o MCS b, então será decidida uma mudança para MCSa.

Se o ambiente de RF muda, as curvas de desempenho de MCS também mudam. Conseqüentemente, os pontos de cruzamento "ideais" dependem do ambiente de RF real. Por exemplo, os pontos de cruzamento "ideais" podem ser diferentes se o Salto de Freqüência for habilitado ou desativado na rede. Embora as situações de RF possíveis sejam virtualmente infinitas, conforme já antecipado na introdução, em um ambiente urbano típico, somente dois casos diferentes podem ser levados em consideração: uma situação de "baixa diversidade" e uma situação de "alta diversidade".

A situação de "baixa diversidade" corresponde à família de curvas representadas nas figuras 7 e 8, e devem ser selecionadas se a célula for caracterizada por uma baixa mobilidade de usuário, tal como: picocélulas, células em interiores, etc, sem Salto de Freqüência.

A situação de "alta diversidade" corresponde à família de curvas representadas nas figuras 9 e 10, e devem ser selecionadas se a célula for caracterizada por uma mobilidade de usuário maior, tal como velocidade de movimentação de ≈ 50 km/h, ou se o Salto de Freqüência for habilitado. Os resultados de simulação representados nas figuras 9 e 10 foram obtidos na ausência de IR.

Para cada situação de RF específica, diferentes pontos de cruzamento de subida e pontos de cruzamento de descida são derivados através de simulações e medidas no campo. Estes valores dos pontos de cruzamento constituem um igual número de conjuntos de limites armazenados em tabelas de matriz. Uma vez atribuída a situação de RF específica, a tabela de matriz correspondente é selecionada, contendo todos os pontos de cruzamento ideais (pontos de comutação de subida/descida de/para todos os MCSs) para este caso. O MCS inicial precisa ser definido, conforme será dito mais adiante.

A situação se complica mais ainda quando é utilizado ARQ híbrido do tipo II (Redundância Incremental). Nas figuras 11, 12 e 13, 14, os

resultados de simulação com IR (e memória infinita) são descritos para as mesmas situações descritas acima. Mais precisamente, os resultados de simulação representados nas figuras 11 e 12 dizem respeito a células caracterizadas por "baixa diversidade" na presença de Redundância Incremental. Neste caso, pode-se notar que o MCS d apresenta um desempenho melhor que todos os outros MCSs para uma ampla faixa de razões C/I, e o ajuste dos pontos de cruzamento exigirá algumas outras considerações. Os resultados de simulação representados nas figuras 13 e 14 se referem a células caracterizadas por "alta diversidade" na presença de Redundância Incremental. Mesmo neste caso, outras considerações são necessárias. De qualquer maneira, cumpre notar que, novamente, mesmo na presença de Redundância Incremental, o desempenho resultante depende da situação de RF real. Além disto, os resultados dependem da quantidade de memória disponível para Redundância Incremental. De qualquer forma, em consequência, quando a IR é levada em consideração, valores limite de BLER diferentes devem ser considerados. Mesmo estes valores devem ser armazenados em tabelas de matriz, uma para cada situação de RF possível.

Com referência às figuras 15 e 16, nela se discute o método de Adaptação de ligação que constitui a matéria da presente invenção. Para maior simplicidade, o método é como um fluxograma de um programa que controla um microprocessador dentro da PCU (figura 1). Na verdade, as diversas etapas do programa interagem com os procedimentos de protocolo e sinalização envolvidos. A etapa fora de linha anterior para obter as tabelas de matriz de limite de BLER deve ser considerada como uma parte preliminar do método. A figura 15 refere-se a um método simplificado válido para uma situação de dados em pacote sem Redundância Incremental e caracterizado por variabilidade baixa ou alta. A figura 16 difere da figura 15 pelo fato da Redundância Incremental ser considerada. Tabelas de matriz relativas às figuras 8, 10, 12 e 14 foram indicadas respectivamente como tabela A, B, C e D.

O método da figura 15 começa com a etapa S1 que endereça a adaptação de TBFs seja em uplink ou em downlink. Presentemente, são

considerados os TBFs de uplink, e as modificações para os TBFs de downlink serão introduzidas sucessivamente. Na etapa S2 subsequente, é estabelecida a conexão e o Esquema de Modulação e Codificação Inicial é decidido. O MCS inicial será o padrão, a não ser que alguma informação esteja disponível a respeito do último MCS usado para um TBF UL anterior caracterizado pelo mesmo TLLI. Neste caso, o MCS inicial do novo TBF será fixado por ausência, ou a não ser que alguma outra informação esteja disponível. Na etapa S3 no lado de rede, o valor de BLER é atualizado continuamente, em cada bloco de rádio recebido, verificando se blocos de RLC foram cuidadosamente recebidos ou não. A BLER no instante n , para uma dada conexão de TBF, é obtida por um filtro digital que possui uma resposta de pulso que decresce exponencialmente com o tempo n sendo indicado pela seguinte lei:

$$\text{BLER}_n = f_1(\text{BLER}_{n-1}) + f_2(s_n) \quad (2u)$$

em que:

- n é o índice de iteração abrangendo um período de bloco de rádio de 20 ms;
- $s_n = 0$ se o bloco de RLC no instante n tiver sido corretamente recebido (e o MCS é o "MCS comandado");
- $s_n = 1$ se o bloco de RLC no instante n não tiver sido corretamente recebido;

$$s_n = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K s_{n,k} \quad (3u)$$

se mais de um bloco de RLC for recebido, s_n é a média dos valores calculados para blocos individuais. De fato, mais de um bloco de RLC para um dado TBF pode ser recebido no mesmo instante de tempo n , devido a 1) alocação de múltiplos intervalos, 2) MCSs que suportam dois blocos de RLC de uma vez.

- $f_1(\text{BLER}_{n-1})$ é uma primeira função de ponderação do valor de BLER filtrado anterior em relação apenas aos blocos de "MCS comandado" (ou seja, o MCS verdadeiro), tomando

valores dentro do intervalo 0 - 1;

- $f_2(s_n)$ é a segunda função de ponderação da variável s_n tomando valores dentro do intervalo 0 - 1;

Levando em consideração os ensinamentos da norma **GSM**

5 **05.08** do ETSI a respeito de variáveis de qualidade, por analogia, a expressão (2u) agora adquire a seguinte expressão:

$$\text{BLER}_n = (1 - \beta \cdot \frac{x_n}{R_n}) \cdot \text{BLER}_{n-1} + \beta \cdot \frac{x_n}{R_n} \cdot s_n \quad (2u')$$

na qual:

- n é o índice de iteração abrangendo um período de bloco de rádio de 20 ms;
- x_n é igual a 1 se "pelo menos" um bloco de RLC para o TBF considerado com o "MCS comandado" for recebido no instante de tempo n , em caso contrário é fixado em 0;
- s_n já foi definido;
- β é o fator de esquecimento:

15
$$\beta = 1/T_{\text{AVG}},$$

T_{AVG} sendo o período de filtragem em múltiplos de um bloco de rádio;

- R_n indica a confiabilidade da n ésima medição de BLER e é expressa por:

20
$$R_n = (1 - \beta) \cdot R_{n-1} + \beta \cdot x_n; \quad R_{-1} = 0 \quad (4u)$$

R_n é a saída de um filtro médio em execução que auxilia a acompanhar a confiabilidade das medições de BLER filtradas. Na realidade, R_n é usado em (2u') para decidir o peso entre a nova medição (s_n) e as medições antigas (BLER_{n-1}). Pode-se notar pelas fórmulas que nos instantes no tempo em que não há medição (nenhum bloco de RLC é recebido para o TBF considerado), BLER_n não será atualizado. Ao contrário, quando há uma medição, BLER_n será atualizado ponderando contribuições novas e antigas, de modo a obter a resposta de impulso de filtro exponencialmente decrescente desejada (com tempo discreto n). O filtro de confiabilidade é inicializado no início de uma transmissão ($n=0$) fixando $R_{-1} = 0$.

30

Comparando as expressões (2u) e (2u'), obtém-se:

$$f_1(\text{BLER}_{n-1}) = (1 - \beta \cdot \frac{X_n}{R_n}) \cdot \text{BLER}_{n-1}$$

$$f_2(s_n) = \beta \cdot \frac{X_n}{R_n} \cdot s_n.$$

Além disto, as duas funções de ponderação $f_1(\text{BLER}_{n-1})$ e $f_2(s_n)$ possuem pesos balanceados, de modo que um aumento de peso arbitrário de $f_2(s_n)$ também envolve uma redução de peso igual de $f_1(\text{BLER}_{n-1})$, e vice-versa.

Na etapa S4 seguinte, é verificada a presença de Salto de Frequência. Se a resposta na etapa S4 for negativa, o caso de ambiente de baixa diversidade é verificado na etapa seguinte S5. Uma resposta afirmativa na etapa S4 conduz à etapa S6, na qual o BLER filtrado na etapa S3 é comparado aos limites ascendente e descendente armazenados na tabela A. Uma resposta negativa na etapa S4 conduz à etapa S6', na qual o BLER filtrado é comparado aos limites armazenados na tabela B. A comparação usando a tabela B é também efetuada se o Salto de Frequência se mostrar ativo na etapa anterior S4. Os limites poderiam ser generalizados da seguinte maneira: colocando MCSx, o MCS real, MCSy o seguinte disponível menos protegido, e MCSz, o anterior disponível mais protegido, então os limites apropriados seriam os seguintes:

Limites ascendentes (UP_th_n): $\text{BLER}_{\text{MCSx} \rightarrow \text{MCSy}}$

Limites descendentes (DN_th_n): $\text{BLER}_{\text{MCSx} \rightarrow \text{MCSz}}$

Atingindo a etapa S7, seja a partir de S6 ou de S6', é verificada a ocorrência de uma comutação de MCS em consequência das comparações anteriores. Caso, na etapa S7, o valor real de BLER não cruze algum limite, a etapa subsequente S8 efetua um incremento unitário de índice n, então, na etapa S9, o estado ativo do TBF real é monitorado. Até o TBF se tornar ativo, o BLER respectivo é monitorado continuamente a partir do ciclo de etapas S3 - S10 a fim de verificar as condições para comutação a partir do MCS real; se, durante o ciclo, o TBF passa a etapa que chega S10 restaura BLER e R, e o programa aguarda um outro TBF. Se, durante o ciclo S3 -

S10, o BLER real cair abaixo do valor UP_{th_n} , então o MCSx é comutado para MCSy na etapa S11. Alternativamente, se, durante o ciclo S3 - S10, o BLER real ultrapassar o valor DN_{th_n} , MCSx é comutado para MCSz na etapa S11. Ao comandar o novo MCS para a MS, em uma mensagem ACK/NACK (reconhece/não reconhece) DE UPLINK DE PACOTE ou RECONFIGURAR INTERVALO DE TEMPO DE PACOTE, a PCU pode também

5

fixar o bit de ressegmentar no valor apropriado. Em geral, para retransmissões, fixar o bit de ressegmentar em "1" exige que a estação móvel MS/UE use um MCS dentro da mesma família que a transmissão inicial, e a carga

10

útil pode ser dividida. Em vez disto, fixar o bit de ressegmentar em "0" exige que a estação móvel use um MCS dentro da mesma família que a transmissão inicial, sem dividir a carga útil. As **TABELAS 5 e 6** do **APÊNDICE 1** mostram esquemas MCS para usar a retransmissão após a comutação para um MCS diferente. A tabela 5 é válida para o bit de ressegmentar = 1, enquanto a tabela 6 é válida para o bit de ressegmentar = "0". De acordo com

15

a invenção, no caso que está sendo descrito (no modo sem Redundância Incremental), o bit de ressegmentar é sempre fixado em "1". Sempre que o Esquema de Modulação e Codificação for mudado, as variáveis BLER e R são fixadas em zero na etapa sucessiva S12, e o processo de filtragem é

20

reiniciado a partir da etapa S3.

Outras vantagens do método descrito se devem principalmente à etapa de filtragem S3, e são as seguintes:

- Considerando que cada índice de iteração n usado nos filtros digitais $(2u)$ e $(2u')$ (20 ms) pode não corresponder a
- 25
- um bloco de RLC para o TBF pretendido, devido ao mecanismo de programação MAC, e que, ao contrário, uma janela de filtragem de BLER constante é preferível na expressão $(2u')$, então o filtro de confiabilidade $(4u)$ proporciona a maneira de manter constante a janela de filtragem de BLER "real", sendo independente do número de TBFs multiplexados na mesma TS. Conseqüentemente, o filtro digital
- 30
- de BLER $(2u')$ é tomado de volta para os blocos de RLC

efetivamente recebidos a fim de manter a resposta de impulso exponencialmente decrescente certa.

- Apenas os blocos codificados com o presente MCS contribuem para o cálculo de BLER. Em outras palavras, as retransmissões com um MCS diferente não apresentam impacto algum sobre o cálculo de BLER para o MCS real.

Com referência à figura 16, serão discutidas agora mudanças em relação à figura 15 a serem introduzidas no método de adaptação de ligação devido à Redundância Incremental. As primeiras cinco etapas S1 a S5 são as mesmas que aquelas da figura 15, em particular a etapa de filtração S3. Surgem outros problemas quando são determinados os limites reais para a comparação de BLER. Estes problemas são de outra natureza, e conseqüentemente devem ser verificados, de modo que a etapa S6 (S6') seja deliberadamente introduzida com este objetivo. Durante esta etapa, é executada a rotina que se segue para fixar o valor lógico de uma variável IR_check que contribui para a emissão de uma variável IR_status que fornece informação sobre a eficiência da Redundância Incremental na BTS:

```

SE
    {
20     houver um erro de cabeçalho (isto indica que a IR para o(s)
        bloco(s) esperado(s) é inútil),
        OU
        se a memória para a IR estiver esgotada (é possível a au-
        sência de IR para o(s) bloco(s) esperado(s)),
25     OU
        se decisões suaves (soft decisions) não puderam ser arma-
        zenadas devido a qualquer outra razão (novamente, nenhu-
        ma IR para o(s) bloco(s) esperado(s)),
    }
30 ENTÃO IR no instante n no tempo é considerada "não-ope-
        rante",
        IR_checkn = 0

```

ALÉM DE IR no instante n no tempo ser considerada "operante",

$$IR_check_n = 1.$$

A IR_status é, em seguida, filtrada na etapa S7 (S7') utilizando a mesma abordagem usada para a BLER na etapa S3; em particular usando um filtro digital que possui uma resposta exponencialmente decrescente com o tempo discreto n , conforme indicado pela seguinte lei:

$$IR_status_n = f_1(IR_status_{n-1}) + f_2(IR_check_n) \quad (5u)$$

em que as funções f_1 e f_2 seguem as mesmas leis que foram empregadas para o cálculo da BLER. A analogia se estende à função mais detalhada:

$$IR_status_n = (1 - \beta \cdot \frac{x_n}{R_n}) \cdot IR_status_{n-1} + \beta \cdot \frac{x_n}{R_n} \cdot IR_check_n \quad (6u)$$

em que: x_n , R_n e β são os mesmos valores usados no cálculo da BLER.

Diferentemente do método precedente da figura 15, os limites de BLER armazenados nas tabelas de matriz não são imediatamente utilizáveis, já que tais limites dependem do MCS usado, mas também da eficiência de IR. De modo que a etapa sucessiva S8(S8') é carregada para calcular limites adequados para levar a IR em consideração. Os novos limites são o resultado de uma interpolação linear entre dois casos extremos, quais sejam: IR perfeita ($IR_status = 1$), e total ausência de IR ($IR_status = 0$). Cada caso faz referência às suas próprias tabelas de matriz. A ausência de IR precisa das tabelas A e B, enquanto a IR perfeita precisa das tabelas C e D, além disto as tabelas A e C simulam canais de baixa diversidade respectivamente sem e com IR, enquanto as tabelas B e D simulam canais de alta diversidade respectivamente sem e com IR. Conseqüentemente, a interpolação linear na etapa S8 relativa aos canais de baixa diversidade recorre às tabelas A e C, enquanto a interpolação linear na etapa S8' relativa aos canais de baixa diversidade recorre às tabelas B e D.

Indicando com $BLER_{MCSx_WIR \rightarrow MCSy_WIR}$, e $BLER_{MCSx_WIR \rightarrow MCSz_WIR}$, respectivamente os novos limites de subida UP_th_n e de descida DN_th_n para IR, no n -ésimo período de bloco, as interpolações lineares calculadas ou na etapa S8 ou S8' adquirem as seguintes expressões:

$$UP_th_n = (1 - IR_status_n) \times BLER_{MCSx \rightarrow MCSy} + IR_status_n \times BLER_{MCSx_wIR \rightarrow MCSy_wIR} \quad (7u)$$

$$DN_th_n = (1 - IR_status_n) \times BLER_{MCSx \rightarrow MCSz} + IR_status_n \times BLER_{MCSx_wIR \rightarrow MCSz_wIR} \quad (8u)$$

A etapa sucessiva S9 é carregada para comparar a BLER filtrada na etapa S3 com os novos limites (7u) e (8u) provenientes da etapa S8 ou S8', em seguida, na etapa S10, é verificada a ocorrência de uma comutação de MCS em consequência das comparações anteriores. Se, na verificação da etapa S10, resultar que, na etapa S9, a BLER real não cruza qualquer um dos limites UP_th_n ou DN_th_n , a etapa subsequente S11 executa um incremento unitário de índice n , em seguida, na etapa S12, o estado ativo do TBF real é monitorado. Até que o TBF fique ativo, a BLER respectiva é monitorada continuamente a partir do ciclo de etapas S3 - S12 para verificar as condições para comutação a partir do MCS real; se, durante o ciclo, passar o TBF, a etapa que chega S13 restaura as variáveis BLER e R e o programa aguarda um outro TBF. Se, durante o ciclo S3 - S12, a BLER real cair abaixo do valor UP_th_n , então, na etapa S14, MCSx é comutado para MCSy. Alternativamente, durante o ciclo S3 - S12, a BLER real ultrapassa o valor DN_th_n , na etapa S14, o MCSx é comutado para MCSz. Ao comandar o novo MCS para a estação móvel, em uma mensagem ACK/NACK DE UPLINK DE PACOTE ou RECONFIGURAR INTERVALO DE TEMPO DE PACOTE, a unidade PCU pode também fixar o bit de ressegmentar no valor apropriado. Se $IR_status_n < 0,5$, então considera-se que a IR "não está operando apropriadamente" e o bit de ressegmentar é fixado em "1". Ao contrário, se $IR_status_n > 0,5$, então considera-se que a IR "está operando apropriadamente" e o bit de ressegmentar é fixado em "0". Para retransmissões, as considerações anteriores ainda são válidas, assim como as **TABELAS 5 e 6** do **APÊNDICE 1**.

Sempre que o Esquema de Modulação e Codificação for mudado, na etapa sucessiva S15, as variáveis BLER e R são fixadas em zero e o processo de filtragem é reiniciado a partir da etapa S3.

Uma vantagem adicional do método descrito é o fato de ser independente do tamanho de memória na BTS. De fato, se houver tanta memória enquanto a variável IR_status estiver sempre próxima de 1, então, na

etapa S9, os limites de "IR perfeita" $BLER_{MCSx_WIR \rightarrow MCSy_WIR}$, e $BLER_{MCSx_WIR \rightarrow MCSz_WIR}$ serão sempre usados, porque são predominantes nas expressões (7u) e (8u). Ao contrário, se a BTS possui tão pouca memória, enquanto a variável IR_status estiver sempre próxima de 0, então, na etapa S9, os limites de "sem IR" $BLER_{MCSx \rightarrow MCSy}$, e $BLER_{MCSx \rightarrow MCSz}$ serão sempre usados, porque são predominantes nas expressões (7u) e (8u). Cumpre apreciar que, através das expressões (7u) e (8u), é executada uma espécie de comutação automática entre as duas condições extremas.

A descrição de como efetuar adaptação de uplink com Redundância Incremental executada com referência à figura 16 (o caso mais geral) se aplica quase completamente à adaptação de downlink. A adaptação de downlink é executada pela rede (BTS, BSC, PCU), assim como para adaptação de uplink, porém, no caso de adaptação de downlink, as entidades receptoras são as estações móveis que precisam transmitir para a rede as suas próprias pesquisas sobre decodificação de bloco e o estado residual da memória de IR. Na prática, assim que for estabelecida a conexão, a BLER é atualizada na PCU com a informação fornecida pela mensagem ACK/NACK DE DOWNLINK DE PACOTE EGPRS, relatada pela MS sob solicitação periódica (interrogação) proveniente da rede. O aproveitamento pela PCU da informação solicitada adequada para calcular BLER obriga a mudança do índice de iteração de tempo n usado nas expressões (2u) e (2u') dos filtros digitais, e nas outras expressões descendentes. No caso de downlink, o índice de iteração no tempo n para uma dada conexão de TBF deve ser substituído por um instante de informação k para a mesma conexão. Assim, a expressão mais geral (2u) se torna:

$$BLER_k = f_1(BLER_{k-1}) + f_2(s_k) \quad (2d)$$

enquanto a expressão mais detalhada (2u') exige uma modificação de dois pesos e da variável de confiabilidade R (expressão 4u) para considerar o efeito duradouro maior do instante de informação k. Com isto, a seguinte expressão é válida para adaptação de downlink:

$$BLER_k = \left(1 - \frac{\beta}{R_k}\right) \cdot BLER_{k-1} + \frac{\beta}{R_k} s_k \quad (2d')$$

em que:

- k é o instante de informação que dura m blocos de RLC;
- $s_k = \frac{\text{Nack_blocks}}{\text{Sent_blocks}}$

5 Nack_blocks: é o número de blocos de RLC mal recebidos dentre aqueles enviados com a presente MCS

 Sent_blocks: é o número de blocos enviados com a presente MCS no período de interrogação anterior.

- β é o fator de esquecimento já definido;
- R_k indica a confiabilidade da medição de BLER filtrada expressa

10 da seguinte maneira:

$$R_k = (1 - \beta)^m \cdot R_{k-1} + \beta; \quad R_{-1} = 0. \quad (4d)$$

em que m é o número de blocos de rádio decorridos desde que a última mensagem ACK/NACK DE DOWNLINK DE PACOTE EGPRS foi recebida na PCU. Novamente, R_k é a saída de filtro médio em execução que auxilia a acompanhar a confiabilidade das medições de BLER filtradas. De fato, R_k é usado para decidir o peso entre a nova medição (s_k) e as medições antigas ($BLER_{k-1}$). Quando há uma nova medição, (é recebida uma mensagem ACK/NACK DE DOWNLINK DE PACOTE EGPRS), a $BLER_k$ será atualizada ponderando contribuições novas e antigas, de modo a obter a resposta de impulso de filtro exponencialmente decrescente (com o tempo discreto n) desejada. O filtro de confiabilidade é inicializado no início de uma transmissão ($k=0$) fixando $R_1 = 0$. Diferentemente da expressão (4u) que utiliza o índice de iteração n , a expressão (4d) utiliza o índice de iteração k que abrange diversos índices de tempo n , mesmo assim as duas expressões executarão uma função de filtragem comparável na mesma janela de filtragem, o expoente m usado na expressão (4d) realiza esta tarefa aumentando o efeito da iteração k única de uma maneira que oportunamente amortecerá a medição antiga e reforçará a nova entrada como se m blocos de RLC consecutivos fossem filtrados neste íterim.

30 As considerações a respeito da Redundância Incremental, qual sejam, as expressões (5u) e (6u), ambas relativas às variáveis IR_status e

IR_check, permanecem formalmente inalteradas com emprego do instante de informação k. O mesmo se aplica à fixação de limites de uplink e de downlink através das expressões (7u) e (8u). Em particular, quando uma mensagem ACK/NACK DE DOWNLINK DE PACOTE EGPRS é recebida, o bit MS_OUT_OF_MEMORY é verificado:

SE

{

este bit é fixado (não há mais memória para IR disponível na MS)

}

ENTÃO IR no instante k é considerada "não-operante",
 $IR_check_k = 0$

ALÉM DE IR no instante k ser considerada "operante",
 $IR_check_k = 1$.

A IR status é em seguida filtrada utilizando a mesma abordagem usada para a BLER:

$$IR_status_k = f_1(IR_status_{k-1}) + f_2(IR_check_k) \quad (5d)$$

em que as funções f_1 e f_2 seguem as mesmas leis que foram empregadas para o cálculo da BLER. A analogia se estende à função mais detalhada:

$$IR_status_k = \left(1 - \frac{\beta}{R_k}\right) \cdot IR_status_{k-1} + \frac{\beta}{R_k} \cdot IR_check_k \quad (6d)$$

em que R_k (4d) e β já foram introduzidos. A variável IR_status fornece informações a respeito da eficiência da Redundância Incremental na MS.

As interpolações lineares para atualização de todos os limites de BLER ascendente e descendente, dispostos em tabela, associados a cada MCS disponível, adquirem agora as seguintes expressões no instante de informação k:

$$UP_th_k = (1 - IR_status_k) \times BLER_{MCSx \rightarrow MCSy} + IR_status_k \times BLER_{MCSx_wIR \rightarrow MCSy_wIR} \quad (7d)$$

$$DN_th_k = (1 - IR_status_k) \times BLER_{MCSx \rightarrow MCSz} + IR_status_k \times BLER_{MCSx_wIR \rightarrow MCSz_wIR} \quad (8d)$$

nas quais UP_th_k e DN_th_k são respectivamente os limites ascendente e descendente. Vantagens adicionais do método de adaptação de downlink são ainda as mesmas que aquelas relacionadas para uplink.

Com referência à figura 17, será descrito agora um algoritmo de

Controle de Potência modificado com os mesmos objetivos que os da Adaptação de ligação que é o objeto da presente invenção. Sem limitar a invenção, o algoritmo de Controle de Potência modificado procura manter uma alta produção de dados de entidades transmissoras submetidas a

5 Adaptação de ligação com Redundância Incremental. O Controle de Potência modificado participa da etapa preliminar fora de linha de adaptação de ligação para aproveitar as curvas de simulação de produção Líquida (kbit/s) em função de C/I (dB) para diversos Esquemas de Modulação e Codificação. A curva que fornece a produção máxima que pode ser obtida (ou seja, o in-

10 vólucro de todas as curvas correspondentes à MCS no caso de Redundância Incremental) é usada e reproduzida na figura 17. O alvo pode ser derivado da classe QoS de Produção de Pico solicitada pela estação móvel. Se T_p é a Produção de Pico, então é calculada uma Produção de Pico por intervalo de tempo, indicada por T_{PXTS} :

$$15 \quad T_{PXTS} = T_p / N_{TS} \quad (9)$$

em que N_{TS} é o número de intervalos de tempo alocados ao TBF; ou seja, N_{TS} é o mínimo entre o número de intervalos de tempo alocados e o número de intervalos de tempo que podem ser manipulados pela MS devido à sua classe de múltiplos intervalos.

20 Uma vez marcada a T_{PXTS} no eixo de ordenadas da curva "Produção máxima que pode ser obtida", a própria curva associa ao ponto T_{PXTS} um valor alvo C/I_{alvo} no eixo de abcissas. Em outras palavras, o par de pontos $(C/I_{alvo}, T_{PXTS})$ é marcado na curva "Produção máxima que pode ser obtida". O valor pretendido C/I_{alvo} constitui o objetivo do algoritmo de Controle de

25 Potência modificado. O algoritmo de Controle de Potência tradicional procura minimizar a compatibilidade de potência de transmissão com uma qualidade fixa mínima do sinal transmitido verificado pela entidade receptora. Para atingir este objetivo, precisa manipular medidas incluídas no Relatório de Canal de Medição. Uma vez obtidas as medidas, o algoritmo de Controle de

30 Potência tradicional começa a aumentar, ou a reduzir, etapa por etapa, a potência transmitida até que o objetivo delineado relativo à qualidade mínima tenha sido verificado a partir das medidas. O algoritmo de Controle de Po-

tência modificado trabalha como o tradicional, porém com um objetivo diferente, qual seja, tentar manter o valor pretendido C/I_{alvo} pela duração de todo o TBF. O algoritmo de Adaptação de ligação, que é a matéria da presente invenção, por outro lado, continua a se adaptar a condições de rádio, comu-

5 tando de um MCS para outro, a fim de otimizar o desempenho em produção líquida. Isto pode ocorrer pelo fato de que o controle de potência não por ser "perfeito" e portanto a razão C/I real pode ser diferente da desejada. Pelo

exposto, pode-se argumentar que o algoritmo de Controle de Potência modificado opera em sinergia com a adaptação de ligação, com isto resolvendo a

10 controvérsia esboçada na técnica anterior.

APÊNDICE 1

TABELA 1: Parâmetros de codificação para os esquemas de codificação GPRS

Esquema	Taxa de código	USF	USF pré-codificado	Bloco de rádio exclusivo USF e BCS	BCS	Extremo Final	Bits codificados	Bits perfurados	Taxa de dados kb/s
CS-1	1/2	3	3	181	40	4	456	0	9,05
CS-2	≈2/3	3	6	268	16	4	588	132	13,4
CS-3	≈3/4	3	6	312	16	4	676	220	15,6
CS-4	1	3	12	428	16	-	456	-	21,4

TABELA 2: Parâmetros de codificação para os esquemas de codificação EGPRS

Esquema	Taxa de código	Taxa de código de cabeçalho	Modulação	Blocos de RLC para bloco de rádio (20 ms)	Dados não-trabalhados dentro de um bloco de rádio	Família	BCS	Carga útil de extremo final	HCS	Taxa de dados kb/s
MCS-9	1,0	0,36	8PSK	2	2X592	A	2X12	2X6	8	59,2
MCS-8	0,92	0,36		2	2X544	A				54,4
MCS-7	0,76	0,36	QPSK	2	2X448	B				44,8
MCS-6	0,49	1/3		1	592	A				29,6
MCS-5	0,37	1/3		1	544+48					27,2
MCS-4	1,0	0,53	GMSK	1	448	B	12	6		22,4
MCS-3	0,80	0,53		1	352	C				17,6
MCS-2	0,66	0,53		1	296	A				14,8
MCS-1	0,53	0,53		1	272+24	B				13,6
				1	224	C				11,2
				1	176					8,8

OBSERVAÇÃO: os títulos em negrito indicam o enchimento.

APÊNDICE 1

TABELA 3: ESQUEMAS DE CODIFICAÇÃO E MODULAÇÃO PARA EGPRS

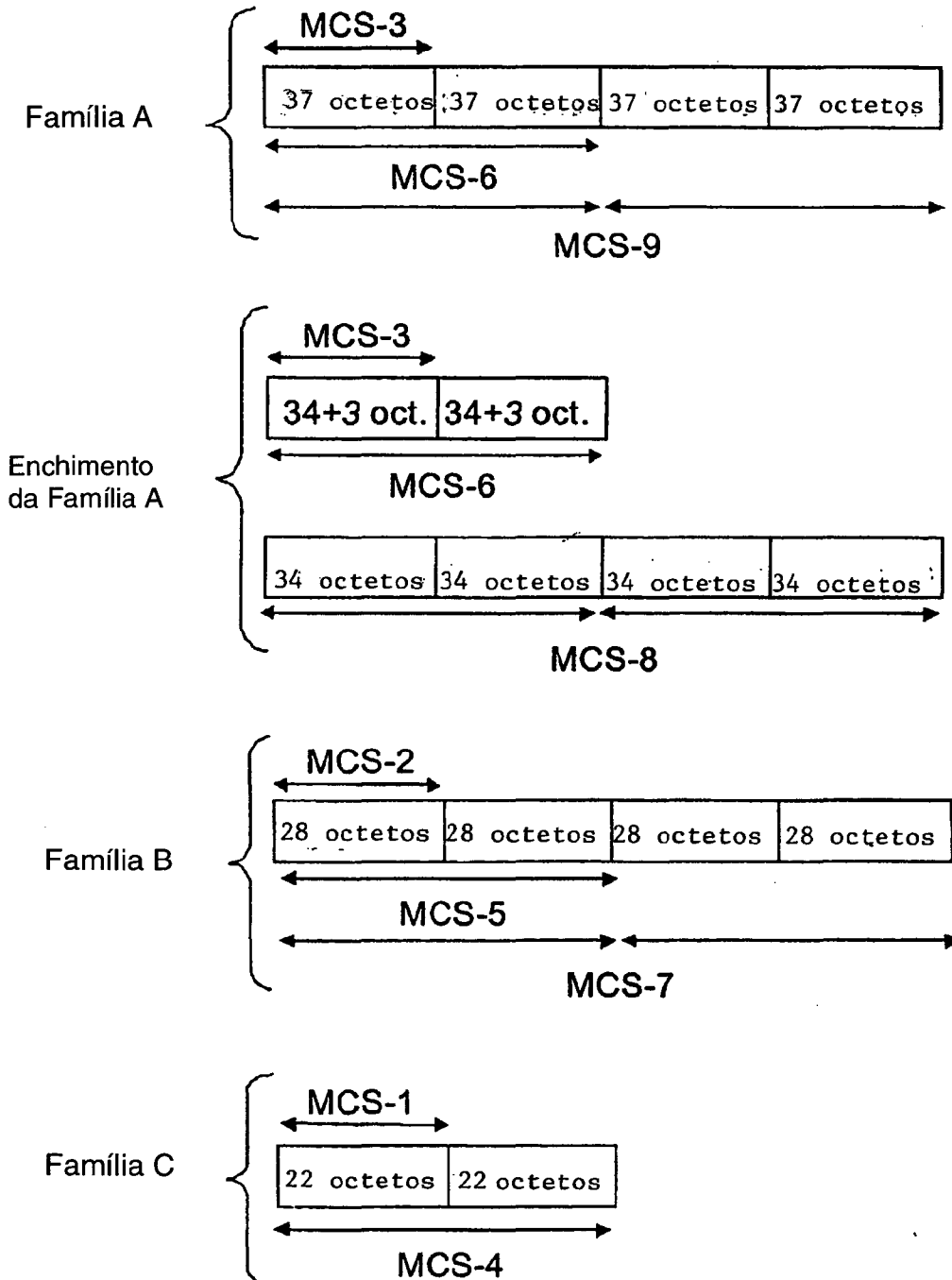


TABELA 4 - Esquemas de Perfuração (PS)**APÊNDICE 1****TABELA 4 - Esquemas de Perfuração (PS)**

MCS comutado de	MCS comutado para	PS da última transmis- são antes da comutação de MCS	PS da primeira transmissão após a comutação de MCS
MCS-9	MCS-6	PS 1 ou PS 2	PS 1
		PS 2	PS 2
MCS-6	MCS-9	PS 1	PS 3
		PS 2	PS 2
MCS-7	MCS-5	qualquer um	PS 1
MCS-5	MCS-7	qualquer um	PS 2
todas as outras combinações		qualquer um	PS 1

TABELA 5 - MCS a ser usado para retransmissões quando ressegmentação (bit de ressegmentar fixado em '1') é executada (especificada em função do esquema usado para a transmissão inicial)

Esquema usado para a transmissão inicial	Esquema a usar para retransmissões após comutação para um MCS diferente														
	MCS-9 Comandado	MCS-8 Comandado	MCS-7 Comandado	MCS-6-9 Comandado	MCS-6 Comandado	MCS-5-7 Comandado	MCS-5 Comandado	MCS-4 Comandado	MCS-3 Comandado	MCS-2 Comandado	MCS-1 Comandado				
MCS-9	MCS-9	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3
MCS-8	MCS-8	MCS-8	MCS-6 (enchimento)	MCS-6 (enchimento)	MCS-6	MCS-3 (enchimento)	MCS-3 (enchimento)	MCS-3 (enchimento)	MCS-3 (enchimento)	MCS-3 (enchimento)	MCS-3 (enchimento)	MCS-3 (enchimento)	MCS-3 (enchimento)	MCS-3 (enchimento)	MCS-3 (enchimento)
MCS-7	MCS-7	MCS-7	MCS-7	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2
MCS-6	MCS-9	MCS-6	MCS-6	MCS-9	MCS-6	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3
MCS-5	MCS-7	MCS-7	MCS-7	MCS-5	MCS-5	MCS-7	MCS-5	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2
MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4
MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3
MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2
MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1

TABELA 6 - MCS a ser usado para retransmissões quando ressegmentação não é (bit de ressegmentar fixado em '0') permitida (especificada em função do esquema usado para a transmissão inicial)
 ("O quadro da tabela 6 é igual ao da tabela 5")

Esquema usado para a transmissão inicial	Esquema a usar para retransmissões após comutação para um MCS diferente															
	MCS-9	MCS-8	MCS-7	MCS-6-9	MCS-6	MCS-5-7	MCS-5	MCS-4	MCS-3	MCS-2	MCS-1	MCS-9	MCS-8	MCS-6	MCS-6	MCS-6
	Comandado	Comandado	Comandado	Comandado	Comandado	Comandado	Comandado	Comandado	Comandado	Comandado	Comandado	Comandado	Comandado	Comandado	Comandado	Comandado
MCS-9	MCS-9	MCS-8	MCS-7	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6
MCS-8	MCS-8	MCS-8	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6
			(enchimento)	(enchimento)	(enchimento)	(enchimento)	(enchimento)	(enchimento)	(enchimento)	(enchimento)	(enchimento)	(enchimento)	(enchimento)	(enchimento)	(enchimento)	(enchimento)
MCS-7	MCS-7	MCS-7	MCS-7	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5
MCS-6	MCS-9	MCS-6	MCS-6	MCS-9	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6	MCS-6
MCS-5	MCS-7	MCS-7	MCS-7	MCS-5	MCS-7	MCS-7	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5	MCS-5
MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4	MCS-4
MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3	MCS-3
MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2	MCS-2
MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1	MCS-1

REIVINDICAÇÕES

1. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados nas interfaces de rádio de uma rede celular de dados de pacote que possui, à disposição das referidas interfaces, um ou mais tipos de modulações que
- 5 possuem diferentes imunidades a erros de transmissão quando usadas para transmitir grupos (bursts) de dados, blocos em pacote, entre estações móveis (MS) e a estação de base servidora (BTS), e vice-versa, obtendo, para cada modulação disponível, um limite disposto em tabela ascendente e/ou descendente da Taxa de Erro de Bloco, ou BLER, delimitando uma faixa na
- 10 qual a modulação apresenta um desempenho superior às outras modulações disponíveis em termos de produção líquida de dados; a BLER da conexão temporária respectiva sendo tomada continuamente na média e comparada com os limites dispostos em tabela para selecionar a modulação apropriada, **caracterizado por** incluir as etapas de:
- 15
- combinar cada modulação disponível com dois ou mais esquemas de codificação obtendo o mesmo número de esquemas de modulação-e-codificação, doravante denominados MCSs, com proteções diferentes contra erros de transmissão;
- 20
- obter, para cada MCS, um primeiro limite ascendente e/ou um primeiro limite descendente (A) da BLER dispostos em tabela, válidos para canais de RF de baixa diversidade, delimitar uma faixa na qual este MCS apresenta melhor desempenho que os outros MCSs disponíveis em termos de
- 25 produção líquida de dados, considerando como sendo de baixa diversidade um canal sem salto de frequência e com pouca mobilidade de usuário;
- obter, para cada MCS, um segundo limite ascendente e/ou um segundo limite descendente (B) da BLER dispostos em
- 30 tabela, válidos para canais de RF de alta diversidade, delimitar uma faixa na qual este MCS apresenta melhor desempenho que os outros MCSs disponíveis em termos de produ

ção líquida de dados, considerando como sendo de alta diversidade um canal caracterizado por salto de frequência ou alta mobilidade de usuário;

- 5
- selecionar ou o primeiro (A) ou o segundo (B) limite disposto em tabela de acordo com a diversidade do canal de RF que sustenta a conexão e uso temporários dos limites selecionados para distinguir o MCS certo.

2. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação 1, caracterizado pelo fato de que a etapa de distinguir o MCS certo é executada por:

10

- atualização, em cada novo bloco de dados que chega, de um valor tomado na média da BLER avaliado em correspondência com o MCS real;
 - comparação da referida BLER tomada na média com os limites ascendente e/ou descendente do MCS real;
 - substituição do MCS real pelo MCS imediatamente abaixo em proteção de erro quando a BLER tomada na média for menor que o referido limite ascendente; ou
 - substituição do MCS real pelo MCS imediatamente acima em proteção de erro quando a BLER tomada na média for maior que o referido limite descendente.
- 15
- 20

3. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação 1 ou 2, caracterizado pelo fato de incluir a etapa de obter, para cada MCS, um terceiro limite ascendente e/ou um terceiro limite descendente (C) da BLER dispostos em tabela, válidos para canais tanto de baixa diversidade como de redundância incremental ativa, delimitando uma faixa na qual este MCS apresenta melhor desempenho que os outros MCSs disponíveis em termos de produção líquida de dados.

25

4. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação 1 ou 2, caracterizado pelo fato de incluir a etapa de obter, para cada MCS, um quarto limite ascendente e/ou um quarto limite descendente (D) da BLER dispostos em tabela, válidos para canais tanto de

30

alta diversidade como de redundância incremental ativa, delimitando uma faixa na qual este MCS apresenta melhor desempenho que os outros MCSs disponíveis em termos de produção líquida de dados.

5 5. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação 3 ou 4, caracterizado pelo fato de que a etapa receptora executa as etapas de:

- 10 - armazenar temporariamente blocos de dados errôneos em um grupo (buffer) de memória para decodificação conjunta dos mesmos com novas transmissões de blocos originais de acordo com a técnica de redundância incremental;
- 15 - verificar continuamente uma condição de grupo (buffer) cheio e outras causas que tornam inaplicável a retransmissão com redundância incremental, para produzir uma variável de estado, doravante denominada IR_status, que mede a situação média da redundância incremental.

20 6. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação anterior quando depende da reivindicação 3, caracterizado pelo fato de que, para cada MCS, uma interpolação linear é realizada no tempo de execução ("run-time") entre o primeiro (A) e o terceiro (C) limites ascendentes e/ou entre o primeiro (A) e o terceiro (C) limites descendentes, usando o IR_status como fator interpolante para desequilibrar a entidade da interpolação seja em direção aos terceiros limites (C) quando predomina a redundância incremental, ou em direção aos primeiros limites (A) em caso contrário.

25 7. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação 5 quando depende da reivindicação 4, caracterizado pelo fato de que, para cada MCS, uma interpolação linear é realizada no tempo de execução entre o segundo (B) e o quarto (D) limites ascendentes e/ou entre o segundo (B) e o quarto (D) limites descendentes, usando o IR_status como fator interpolante para desequilibrar a entidade da interpolação seja em direção aos quartos limites (D) quando predomina a redundância incremental, ou em direção aos segundos limites (B) em caso contrário.

30

8. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com qualquer uma das reivindicações 5 a 7, caracterizado pelo fato de que a situação, tomada na média, da redundância incremental é obtida ponderando os valores tanto precedentes como reais de uma variável, doravante denomina IR_check, utilizando-se o valor 1 se a redundância incremental estiver operando apropriadamente, ou o valor 0 no caso contrário, usando um filtro digital que possui uma resposta de pulso que decresce exponencialmente com o tempo discreto n que abrange um período de bloco de dados.

9. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com uma das reivindicações precedentes, caracterizado pelo fato de que o referido valor da BLER tomado na média é obtido ponderando tanto os valores precedentes da BLER como das decisões reais sobre blocos errôneos, usando um filtro digital que possui uma resposta de pulso que decresce exponencialmente com o tempo discreto n que abrange um período de bloco.

10. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação precedente, caracterizado pelo fato de que a resposta de pulso do referido filtro digital de BLER é obtida somando duas funções de ponderação, ambas aceitando amostras com o MCS comandado, uma primeira para ponderar os valores precedentes de BLER, e a segunda para ponderar as decisões reais sobre blocos errôneos.

11. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação precedente, caracterizado pelo fato de que as referidas primeira e segunda funções de ponderação possuem pesos balanceados, de modo que um aumento arbitrário do peso da primeira função também envolve uma redução igual do peso da segunda função, e vice-versa.

12. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação precedente, caracterizado pelo fato de que os pesos das referidas primeira e segunda funções de ponderação variam ambos igualmente a fim de compensar o efeito de filtragem que falta de possí-

veis blocos que estão faltando, com isto tornando possível a resposta de pulso esboçada.

13. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação precedente, caracterizado pelo fato de que a
5 variação dos referidos pesos é realizada tornando as referidas primeira e segunda funções de ponderação mais dependentes ainda de uma função de confiabilidade que rastreia a idade dos blocos recebidos.

14. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com qualquer uma das reivindicações 10 a 13, caracterizado pelo
10 fato de que a referida conexão temporária é dedicada a transferir dados em pacote de uma estação móvel selecionada para a estação de base, e a referida resposta de pulso de filtro digital de BLER é obtida por intermédio da seguinte função:

$$\text{BLER}_n = f_1(\text{BLER}_{n-1}) + f_2(s_n)$$

15 em que:

- n é o índice de iteração abrangendo um período de bloco;
- $s_n = 0$ se o bloco no instante n tiver sido corretamente recebido;
- $s_n = 1$ se o bloco no instante n não tiver sido corretamente
20 recebido;

- $s_n = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K s_{n,k}$ se forem recebidos K blocos para a

conexão considerada:

- $f_1(\text{BLER}_{n-1})$ é a referida primeira função de ponderação, tomando valores dentro do intervalo 0 - 1;
- $f_2(s_n)$ é a referida segunda função de ponderação da variável
25 s_n em relação à decisão sobre os blocos errôneos, tomando valores dentro do intervalo 0 - 1.

15. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação precedente, caracterizado pelo fato de que as
30 referidas primeira e segunda funções de ponderação adquirem as seguintes expressões:

$$f_1(\text{BLER}_{n-1}) = (1 - \beta \cdot \frac{x_n}{R_n}) \cdot \text{BLER}_{n-1}$$

$$f_2(s_n) = \beta \cdot \frac{x_n}{R_n} \cdot s_n.$$

em que:

- x_n é igual a 1 se "pelo menos" um bloco de RLC para a conexão considerada com o MCS comandado for recebido no instante de tempo n , em caso contrário é fixado em 0;
- $\beta = 1/T_{\text{AVG}}$ é um fator de esquecimento, com T_{AVG} sendo o período de filtragem em múltiplos de um bloco de rádio;
- $R_n = (1 - \beta) \cdot R_{n-1} + \beta \cdot x_n$; $R_{-1} = 0$ é a referida função de confiabilidade.

10 16. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com qualquer uma das reivindicações 8 a 15, caracterizado pelo fato de que a referida conexão temporária é dedicada a transferir dados em pacote de uma estação móvel selecionada para a estação de base, e a referida resposta de pulso de filtro digital do IR_status é obtida por intermédio da
15 seguinte função:

$$\text{IR_status}_n = f_1(\text{IR_status}_{n-1}) + f_2(\text{IR_check}_n)$$

em que:

- n é o índice de iteração abrangendo um período de bloco;
- f_1 e f_2 são funções de ponderação que seguem as mesmas
20 leis que foram empregadas para o cálculo da BLER.

17. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação precedente, caracterizado pelo fato de que as referidas primeira e segunda funções de ponderação adquirem as seguintes expressões:

$$f_1(\text{IR_status}_{n-1}) = (1 - \beta \cdot \frac{x_n}{R_n}) \cdot \text{IR_status}_{n-1}$$

$$f_2(\text{IR_check}_n) = \beta \cdot \frac{x_n}{R_n} \cdot \text{IR_check}_n$$

25

em que: R_n adquire uma expressão formal igual àquela usada no cálculo da BLER, enquanto que x_n e β são iguais.

18. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com qualquer uma das reivindicações 6 a 17, caracterizado pelo fato de que as referidas interpolações lineares adquirem as seguintes expressões:

$$5 \quad \text{UP_th}_n = (1 - \text{IR_status}_n) \times \text{BLER}_{\text{MCSx} \rightarrow \text{MCSy}} + \text{IR_status}_n \times \text{BLER}_{\text{MCSx_wIR} \rightarrow \text{MCSy_wIR}}$$

$$\text{DN_th}_n = (1 - \text{IR_status}_n) \times \text{BLER}_{\text{MCSx} \rightarrow \text{MCSz}} + \text{IR_status}_n \times \text{BLER}_{\text{MCSx_wIR} \rightarrow \text{MCSz_wIR}}$$

em que:

- UP_th_n e DN_th_n são os limites ascendente e descendente, respectivamente, no n -ésimo período de bloco;
- 10 • $\text{BLER}_{\text{MCSx} \rightarrow \text{MCSy}}$ é um primeiro (A) ou segundo (B) limite ascendente disposto em tabela;
- $\text{BLER}_{\text{MCSx_wIR} \rightarrow \text{MCSy_wIR}}$ é um terceiro (C) ou quarto (D) limite ascendente disposto em tabela;
- 15 • $\text{BLER}_{\text{MCSx} \rightarrow \text{MCSz}}$ é um primeiro (A) ou segundo (B) limite descendente disposto em tabela;
- $\text{BLER}_{\text{MCSx_wIR} \rightarrow \text{MCSz_wIR}}$ é um terceiro (C) ou quarto (D) limite descendente disposto em tabela.

19. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com qualquer uma das reivindicações 10 a 13, caracterizado pelo fato de que a referida conexão temporária é dedicada a transferir dados em pacote da estação de base para uma estação móvel selecionada, e a referida resposta de pulso de filtro digital de BLER é obtida por intermédio da seguinte função:

$$\text{BLER}_k = f_1(\text{BLER}_{k-1}) + f_2(s_k)$$

25 em que:

- k é o instante de informação que dura m blocos de RLC;
- $s_k = \frac{\text{Nack_blocks}}{\text{Sent_blocks}}$

Nack_blocks: é o número de blocos mal recebidos dentre aqueles enviados com a presente MCS

30 Sent_blocks: é o número de blocos enviados com a presente MCS no período de interrogação anterior:

- $f_1(\text{BLER}_{k-1})$ é a referida primeira função de ponderação, adquirindo valores no intervalo 0 - 1;
- $f_2(s_k)$ é a referida segunda função de ponderação da variável s_k relativa à decisão sobre os blocos errôneos, adquirindo valores no intervalo 0 - 1.

5

20. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação precedente, caracterizado pelo fato de que as referidas primeira e segunda funções de ponderação adquirem as seguintes expressões:

$$f_1(\text{BLER}_{k-1}) = \left(1 - \frac{\beta}{R_k}\right) \cdot \text{BLER}_{k-1}$$

$$f_2(s_k) = \frac{\beta}{R_k} \cdot s_k$$

10

em que:

- $\beta = 1/T_{\text{AVG}}$ é um fator de esquecimento, com T_{AVG} sendo o período de filtragem em múltiplos de um bloco de rádio;
- $R_k = (1 - \beta)^m \cdot R_{k-1} + \beta$: $R_{-1} = 0$ é a referida função de confiabilidade.

15

21. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação 19 ou 20, caracterizado pelo fato de que a referida conexão temporária é dedicada a transferir dados em pacote da estação de base para uma estação móvel selecionada, e a referida resposta de pulso de filtro digital de IR_status é obtida por intermédio da seguinte função:

20

$$\text{IR_status}_k = f_1(\text{IR_status}_{k-1}) + f_2(\text{IR_check}_k)$$

em que

- k é o instante de informação que dura m blocos de RLC;
- f_1 e f_2 são funções de ponderação que seguem as mesmas leis que foram empregadas para o cálculo da BLER.

25

22. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados, de acordo com a reivindicação precedente, caracterizado pelo fato de que as referidas primeira e segunda funções de ponderação adquirem as seguintes expressões:

$$f_1(\text{IR_status}_{k-1}) = \left(1 - \frac{\beta}{R_k}\right) \cdot \text{IR_check}_{k-1}$$

$$f_2(\text{IR_check}_k) = \frac{\beta}{R_k} \cdot \text{IR_check}_k$$

em que: R_k adquire uma expressão formal igual àquela usada no cálculo de BLER, e β é o mesmo.

23. Método para otimizar dinamicamente a produção de dados,
5 de acordo com uma das reivindicações precedentes, caracterizado pelo fato de que um controle de potência modificado opera em paralelo com a adaptação de ligação de comutação de MCS e o controle de potência modificado compreende as seguintes etapas:

- cálculo fora de linha da expressão :

$$10 \quad T_{\text{PXTS}} = T_p / N_{\text{TS}}$$

em que: T_{PXTS} é a Produção de Pico por intervalo de tempo ; T_p é a Produção de Pico derivada da Qualidade de Classe de Serviço da conexão, e N_{TS} é o mínimo entre o número de intervalos de tempo alocados e o número de intervalos de tempo que podem ser manipulados pela estação móvel devido à
15 sua classe de múltiplos intervalos;

- mapeamento fora de linha da T_{PXTS} calculada em uma curva simulada que ilustra a produção líquida máxima que pode ser obtida em função dos valores de Portador versus C/I de Interferência, e que obtém da curva um valor C/I_{alvo} desejado;
20
- aproveitar a razão C/I_{alvo} por toda a duração da conexão em execução com o objetivo a ser mantido pela rede (BSC, BTS) que aproveita as medições de Potência e de Interferência no lado receptor.

Sistema GSM (DCS) - GPRS (otimizado)

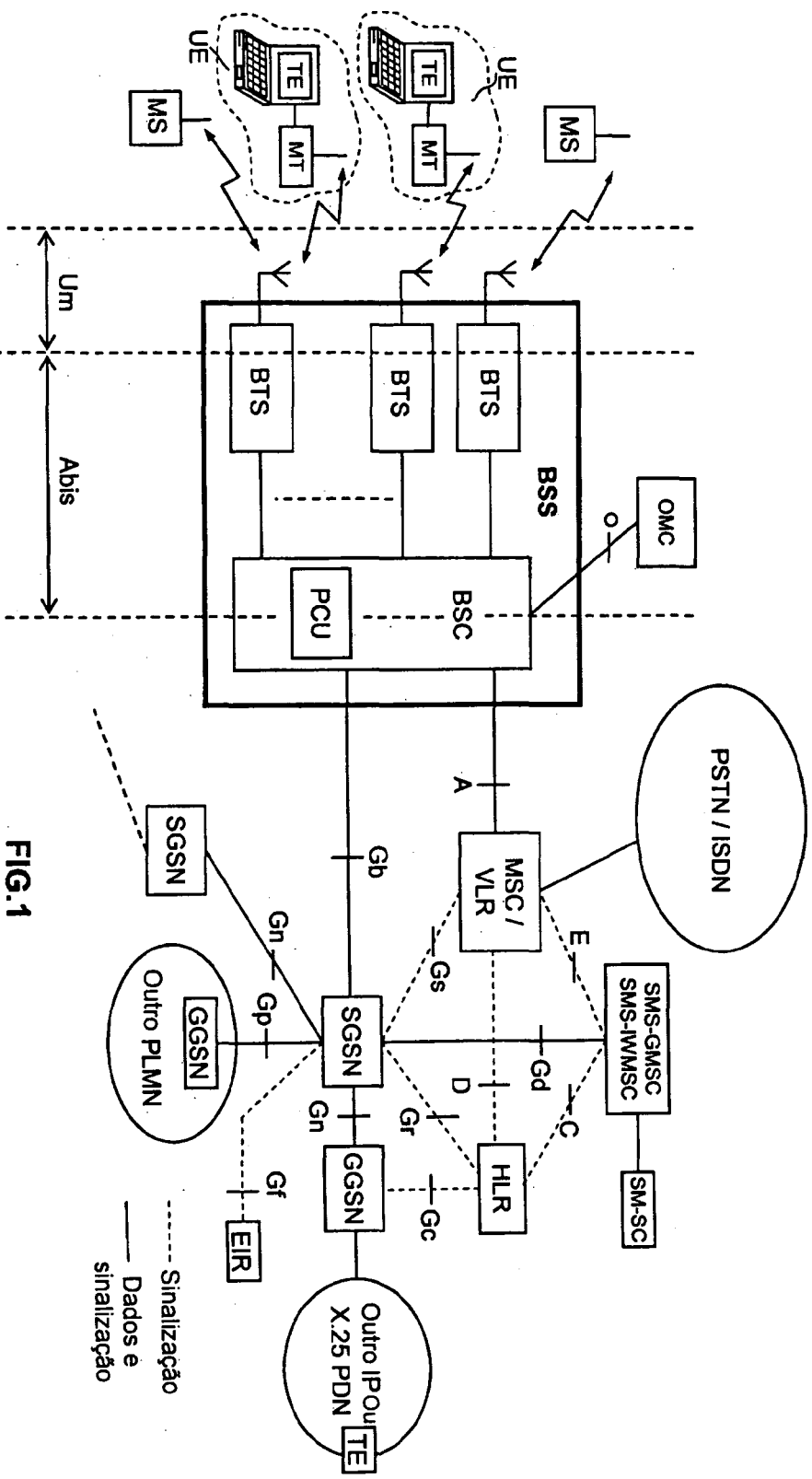


FIG.1

Estrutura de quadro em sistema GSM-GPRS (otimizado)

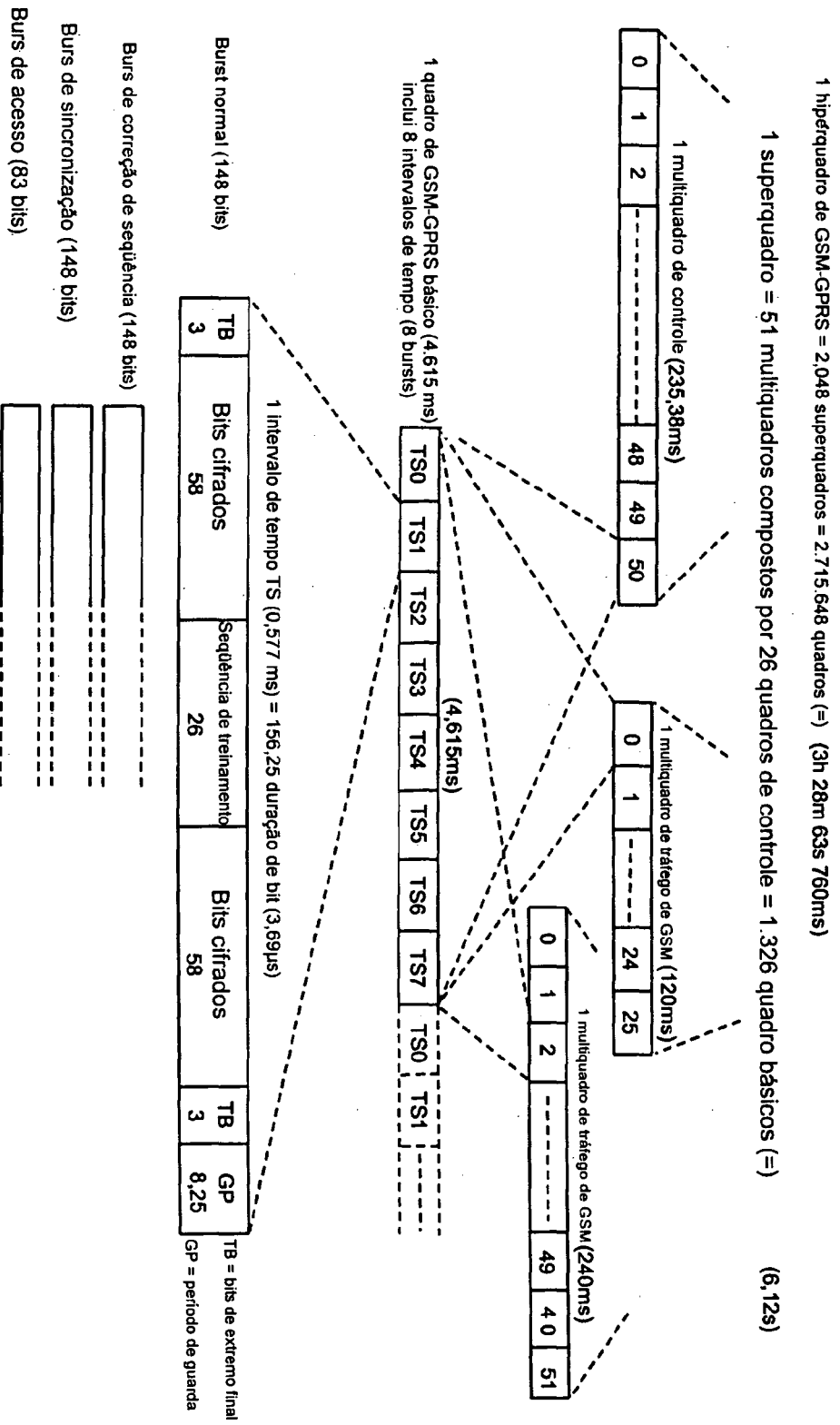


FIG.2

Organização de canal de tráfego

Multiquadro TCH (T) GSM de taxa completa bidirecional, e sinalização (A) associada

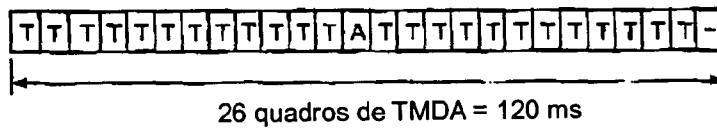


FIG.3a

Multiquadro de GPRS que inclui 12 blocos de rádio (B) de 4 quadros básicos cada, mais dois quadros inativos (X)

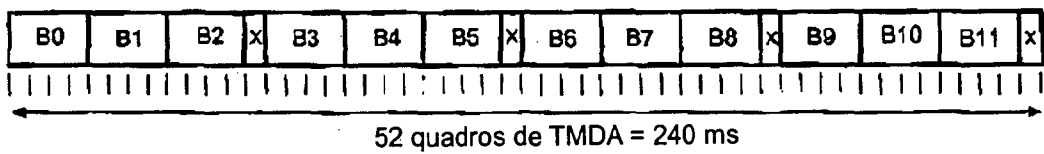


FIG.3b

Mapeamento de camada de RLC em camada física

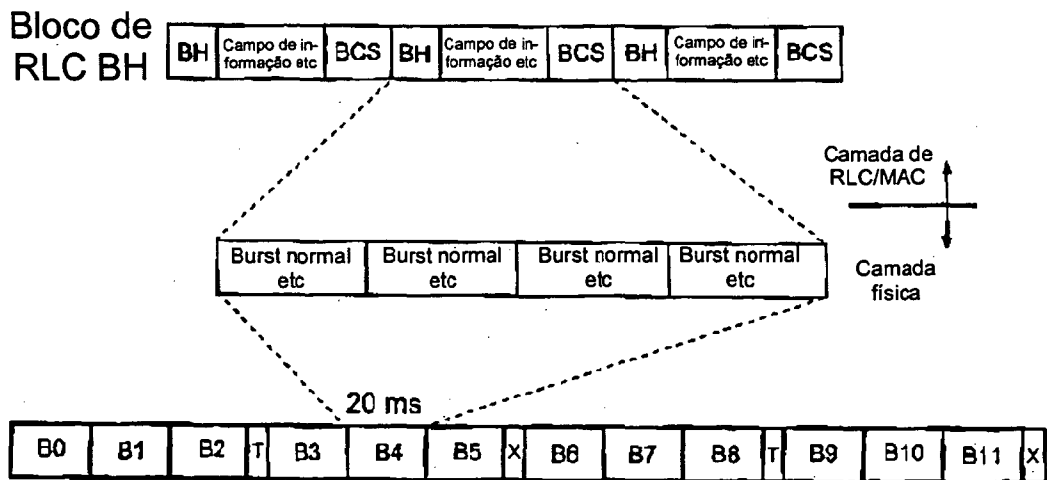


FIG.4

Estação móvel (MS/UE)

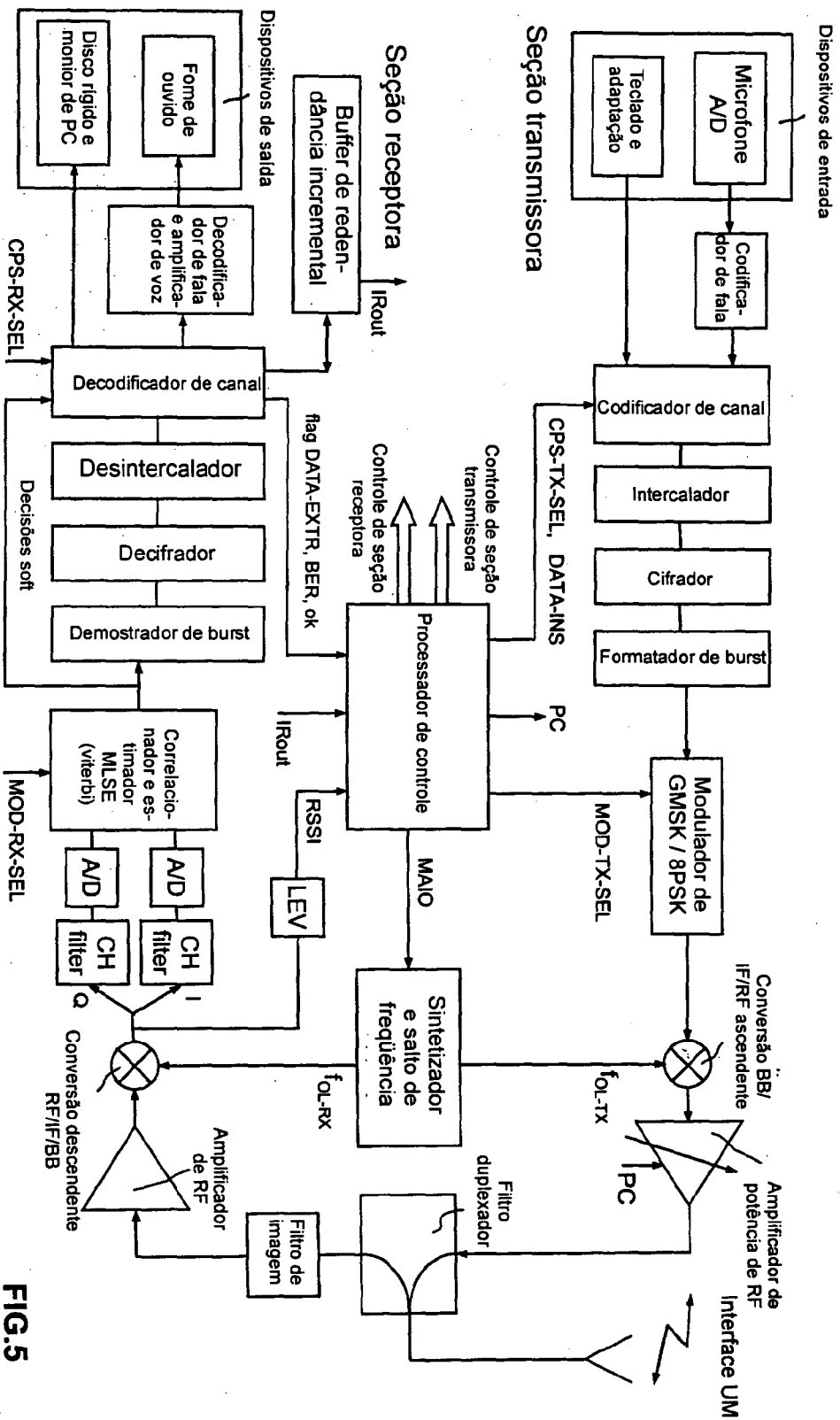


FIG.5

Estação transceptor de base (BTS)

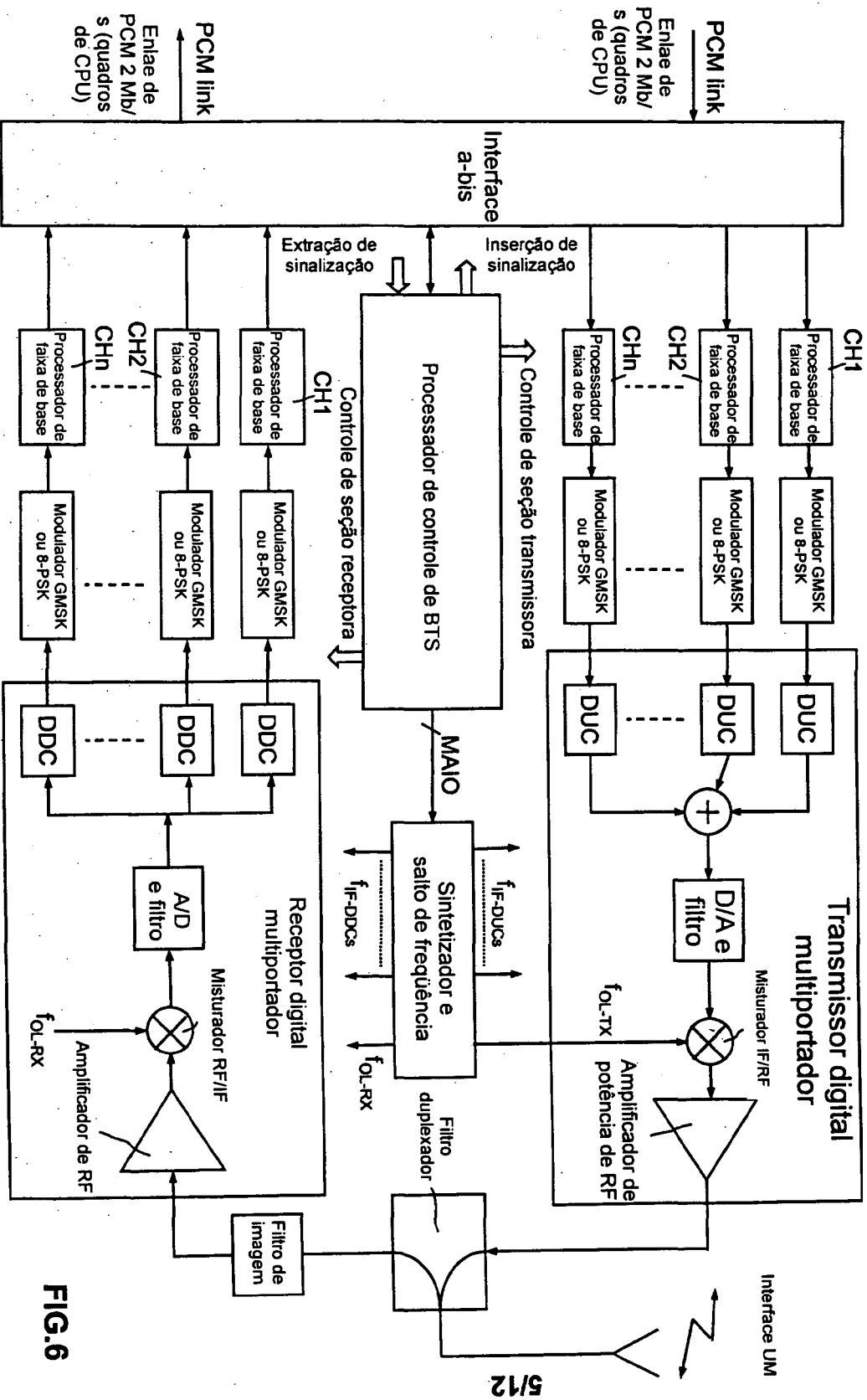


FIG.6

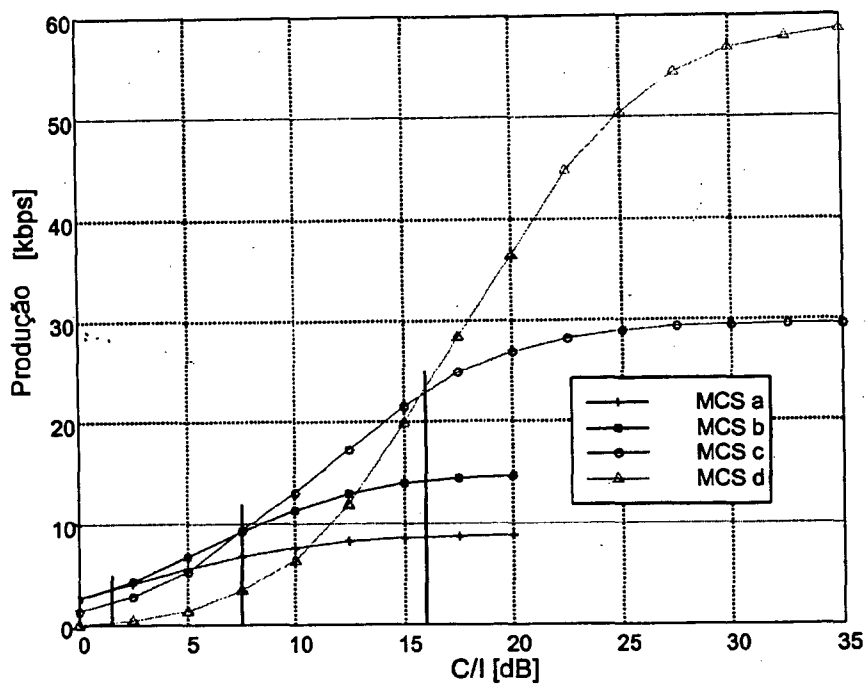


FIG.7 Resultados de simulação para uma seleção de MCS (baixa diversidade, sem IR)

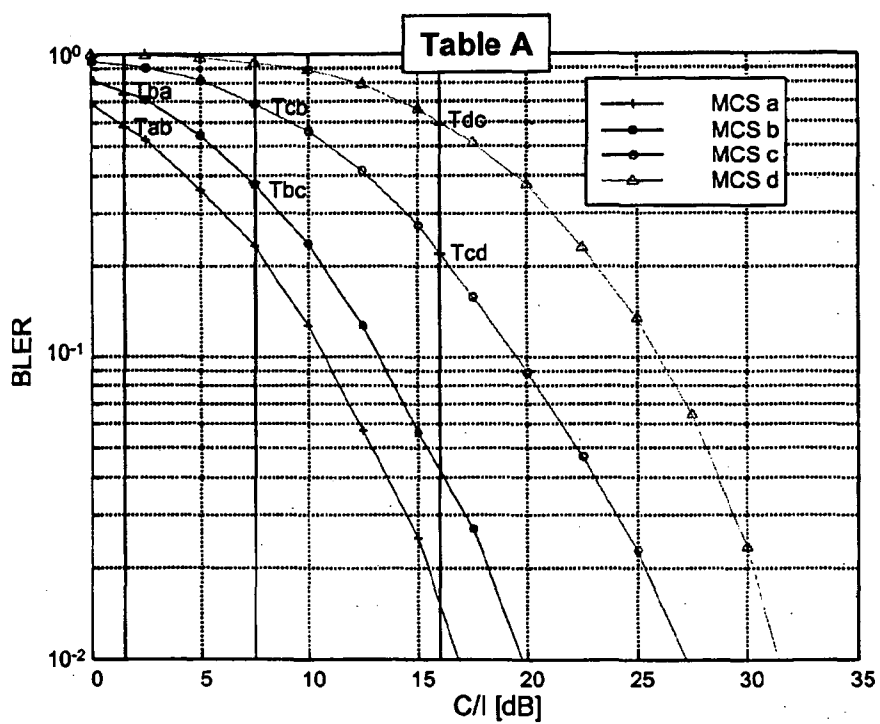


FIG.8 BLER versus C/I para uma seleção de MCS (baixa diversidade, sem IR)

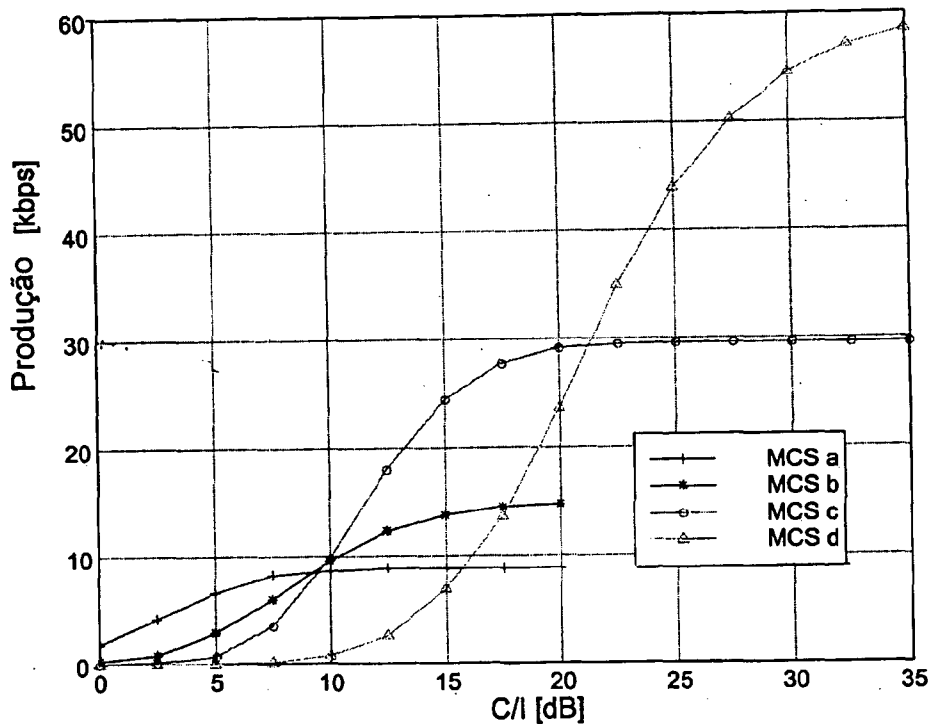


FIG.9 Resultados de simulação para uma seleção de MCS (alta diversidade, sem IR)

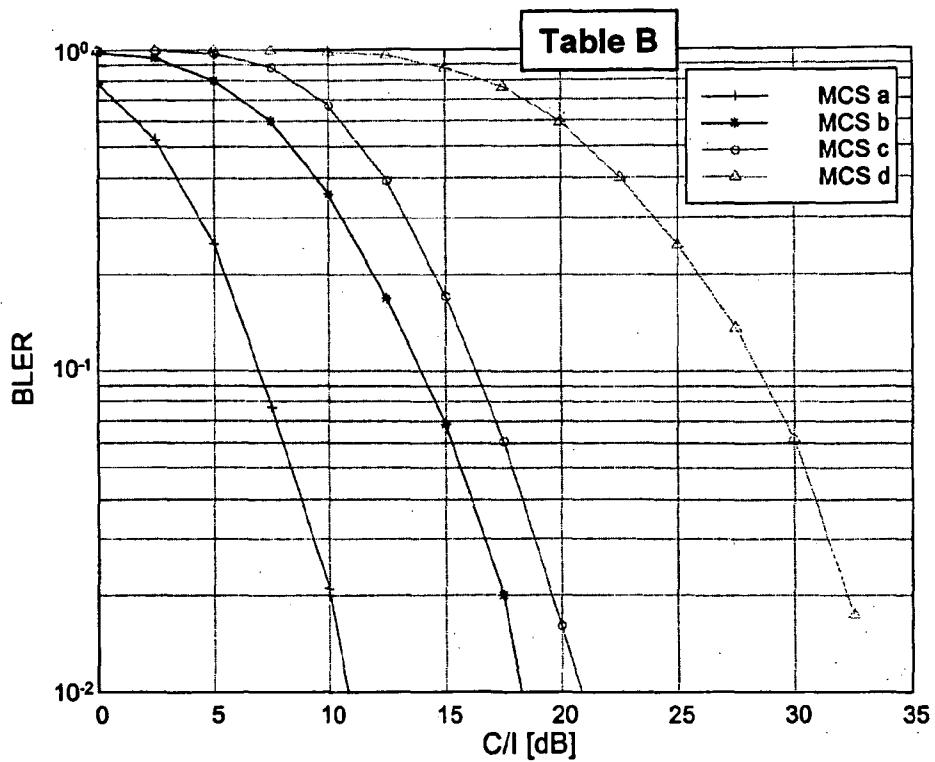


FIG.10 BLER versus C/I para uma seleção de MCS (alta diversidade, sem IR) IR)

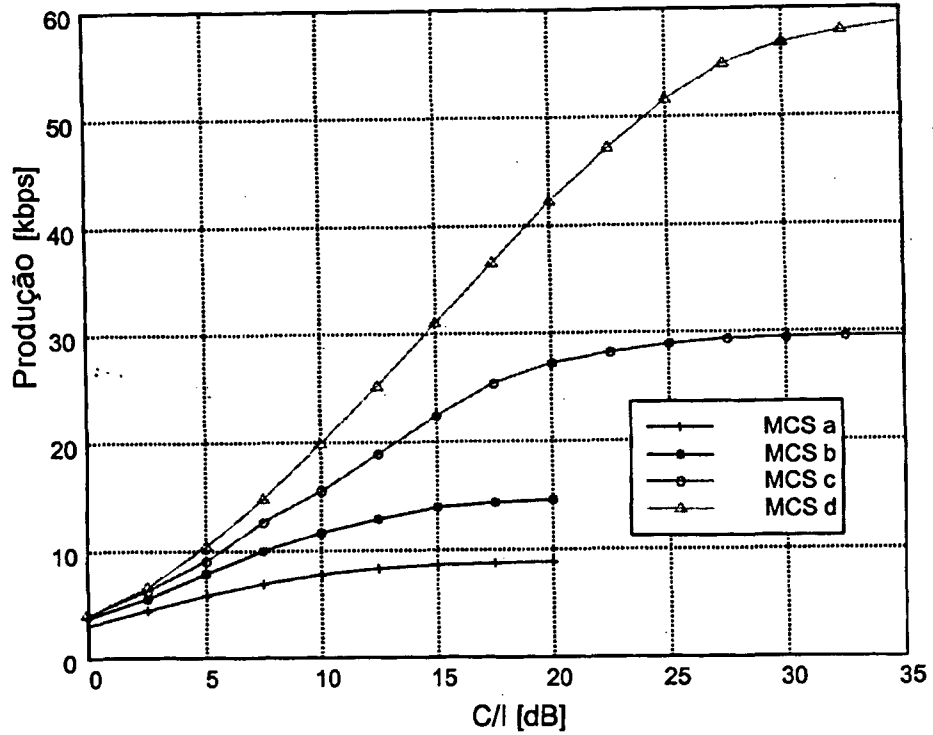


FIG.11 Resultados de simulação para uma seleção de MCS (baixa diversidade, sem IR)

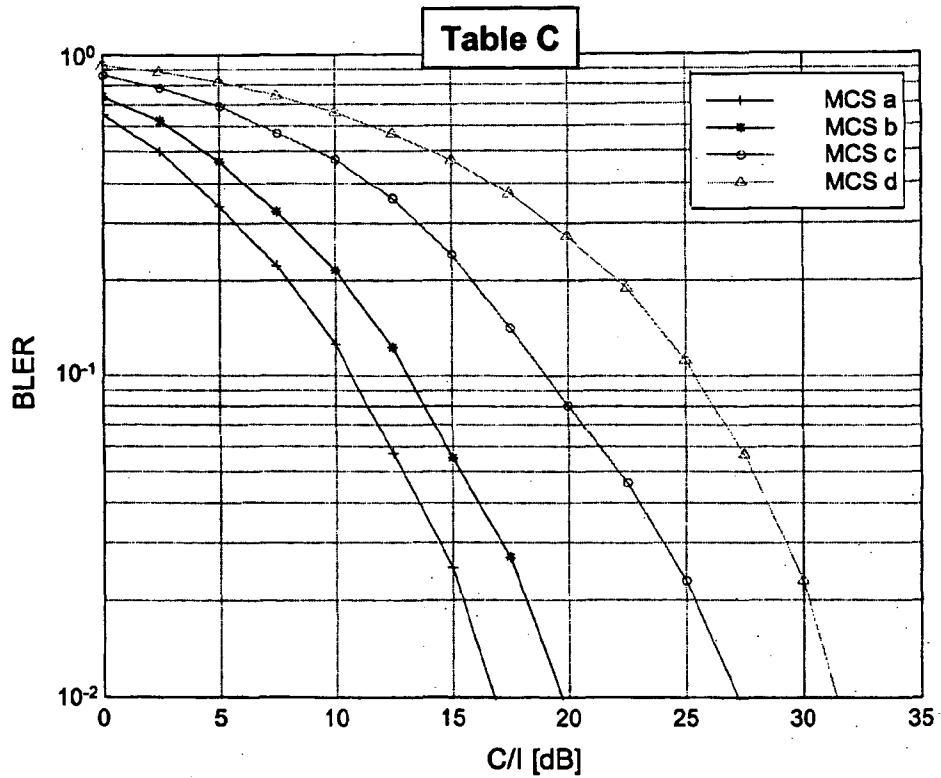


FIG.12 BLER versus C/I para uma seleção de MCS (baixa diversidade, sem IR)

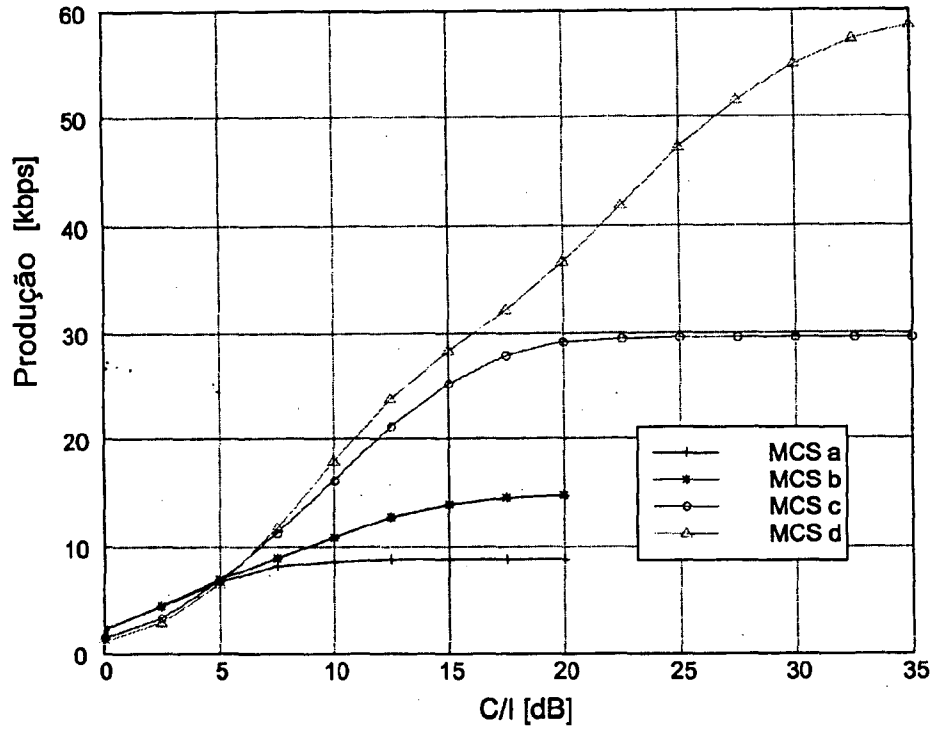


FIG.13 Resultados de simulação para uma seleção de MCS (alta diversidade, sem IR)

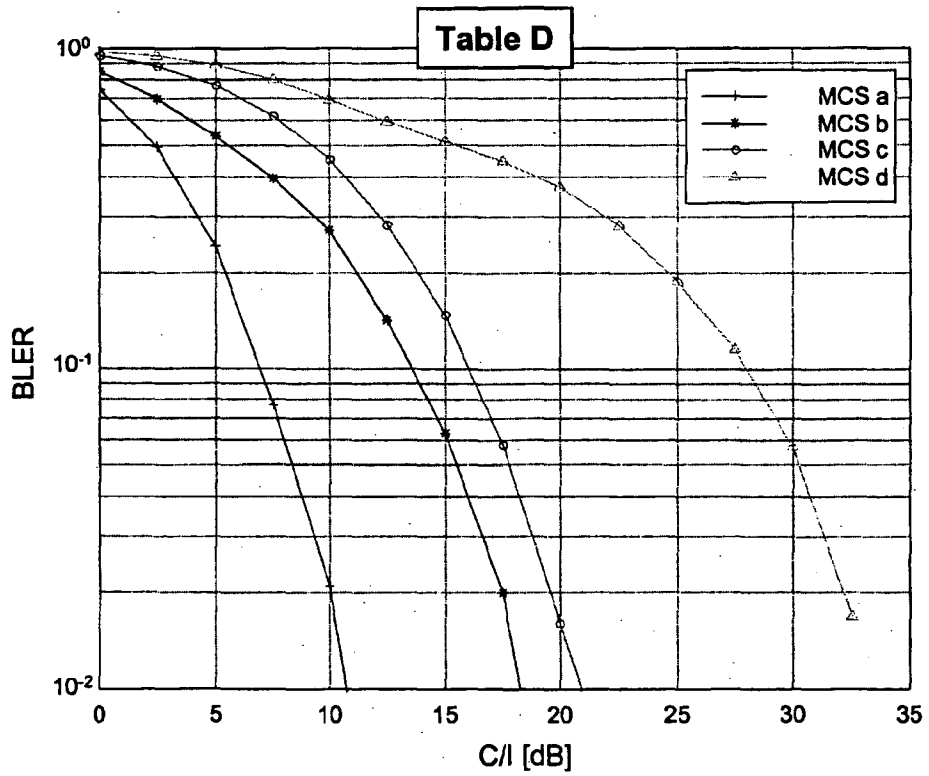


FIG.14 BLER versus C/I para uma seleção de MCS (alta diversidade, sem IR)

Método para efetuar adaptação de enlace com IR

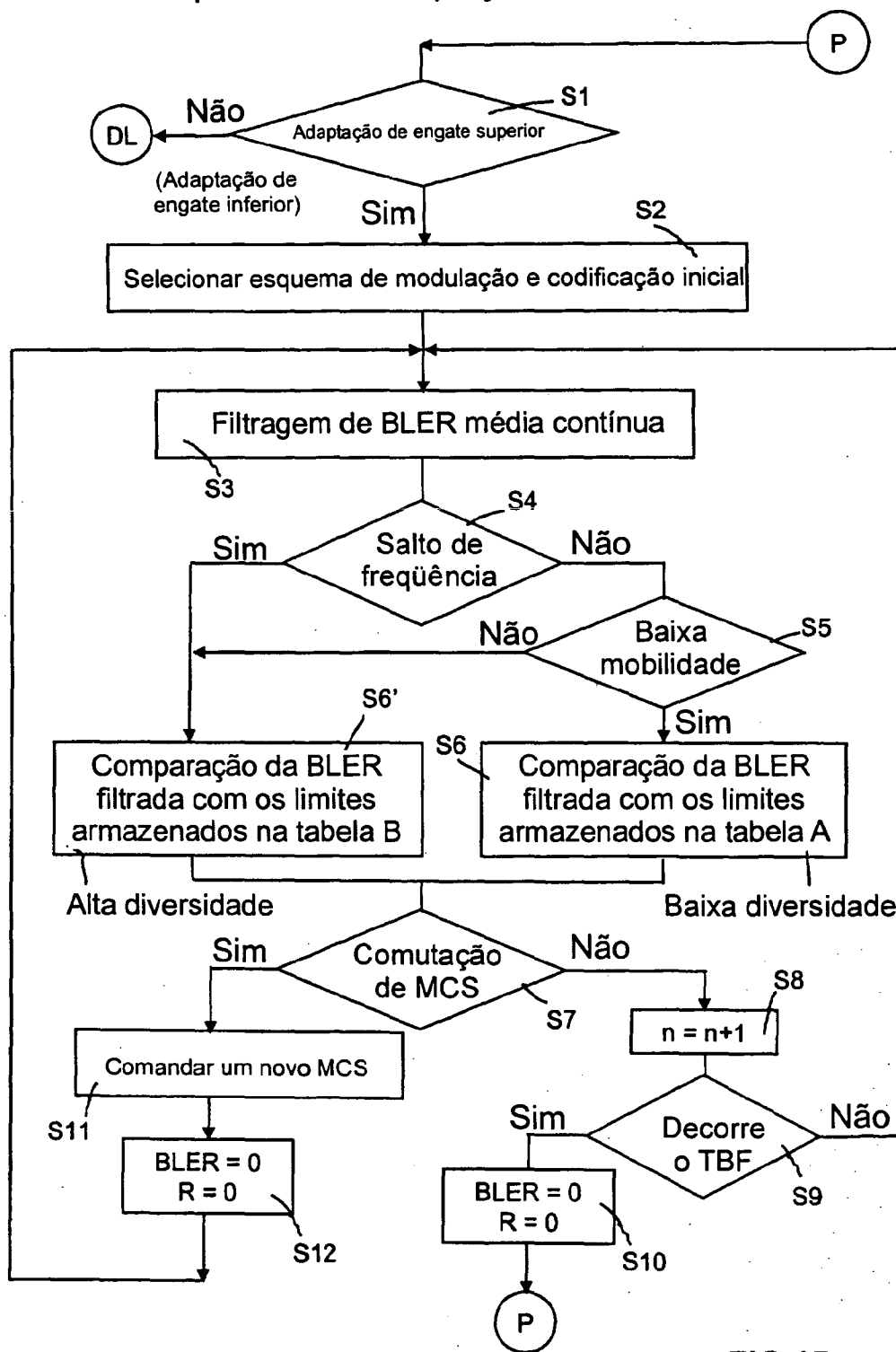


FIG.15

Método para efetuar adaptação de enlace com IR

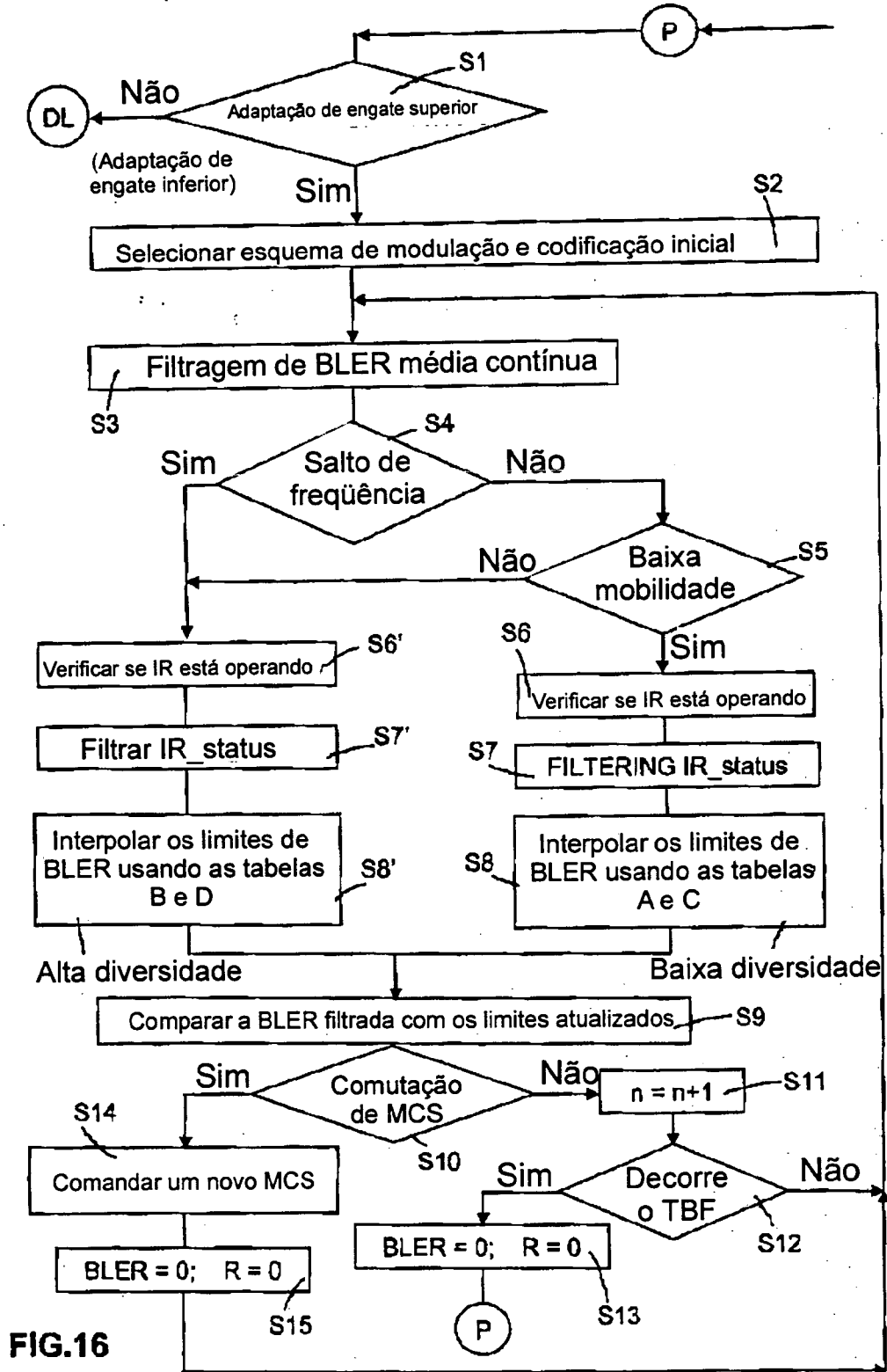
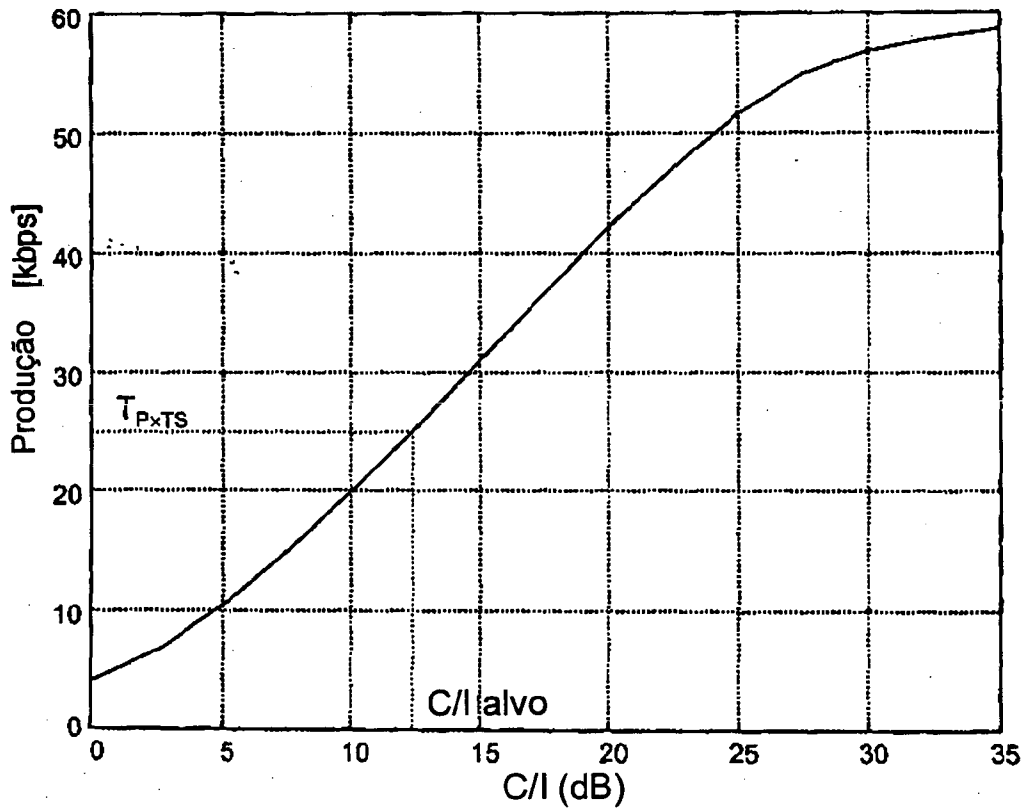


FIG.16



Produção máxima que pode ser obtida (com IR)

FIG.17

RESUMO

Patente de Invenção: "**MÉTODO DE ADAPTAÇÃO DE LIGAÇÃO EM SISTEMAS CELULARES OTIMIZADOS PARA DIFERENCIAR ENTRE VARIABILIDADE ALTA E BAIXA**".

5 A invenção refere-se a um método para efetuar adaptação de ligação nas interfaces de rádio de uma rede celular de dados em pacote otimizada que manipula diversos Esquemas de Modulação e Codificação (MCS) para maximizar a produção de dados. Em uma etapa fora de linha preliminar, o comportamento do sistema, em termos de produção líquida dos diversos

10 MCSs disponíveis, é simulado para diferentes condições de C/I. A partir da simulação, são obtidos dois conjuntos de tabelas, cada uma incluindo limites ascendente e descendente expressos em termos de Taxa de Erro de Bloco (BLER). Os limites correspondem a pontos de comutação a partir de um MCS para os dois MCSs disponíveis que possuem a proteção imediata menor ou

15 maior. Os dois conjuntos de tabelas se referem a ambientes de RF de maior ou menor diversidade, e se especializam mais ainda para levar em consideração ARQ híbrido do tipo II EGPRS, qual seja, Redundância Incremental (IR). Durante a transmissão, os blocos transmitidos são verificados quanto a FEC, e os resultados são enviados para a rede. A rede atualiza continuamente a

20 BLER usando nivelamento exponencial. A fim de obter a resposta de tempo correta, independentemente do fato dos blocos de RLC serem ou não recebidos, é provido um filtro de confiabilidade cuja saída é usada para decidir o peso entre as medições novas e antigas para tornar a resposta de impulso de filtro de BLER exponencialmente decrescente com o tempo. A eficiência de IR

25 é testada para cada bloco que chega, e uma variável IR_status indicativa é filtrada usando a mesma abordagem adotada para a BLER. Cada limite real de BLER a ser usado em adaptação de ligação é obtido por uma interpolação linear entre o limite disposto em tabela sem IR e com IR perfeita, ambos ponderados com IR_status filtrado. A BLER filtrada é em seguida comparada com

30 os referidos limites interpolados para testar a chegada de uma condição de comutação de MCS. O controle de potência tem por objetivo manter constante a produção de pico de QoS por intervalo de tempo (figura 16).