

# Influência Mútua de Técnicas de Supressão de CCI no GPRS

Wallace A. Martins, Paulo S. R. Diniz e Tadeu N. Ferreira

**Resumo**—Este trabalho analisa a influência da técnica SAIC (*Single-Antenna Interference Cancellation*) de cancelamento de interferência co-canal sobre os parâmetros dos algoritmos de controle dinâmico de potência e de adaptação do enlace de rádio, em uma conexão *downlink* do GPRS. Com o desenvolvimento de novas técnicas, torna-se comum a utilização de algoritmos com parâmetros que foram otimizados sob condições diferentes das efetivamente utilizadas. Devido à alta complexidade de um sistema de comunicação móvel, isto pode interferir negativa ou positivamente nas métricas de desempenho para outras partes constituintes do sistema. Com o intuito de verificar a influência do SAIC sobre outros algoritmos, implementamos um simulador da camada de enlace do sistema GSM/GPRS. Os resultados obtidos indicam que podemos ajustar os parâmetros do algoritmo de controle de potência para obter uma economia de potência, quando utilizamos o SAIC. Verificamos também que o *throughput* resultante pode ser maior no SAIC se ajustarmos devidamente o algoritmo de adaptação do enlace de rádio. Essas conclusões são válidas somente em ambientes cuja interferência predominante seja a CCI.

**Palavras-Chave**—CCI, SAIC, GPRS, Comunicações sem fio.

**Abstract**—This work analyzes the influence of SAIC (*Single-Antenna Interference Cancellation*) technique for cancelling co-channel interference over parameters used by algorithms of dynamic power control and radio link adaptation, in a GPRS connection, through simulations. The development of new techniques allows the use of algorithms with parameters optimized for different setups than used in implemented standards. Due to the relatively high computational complexity of a mobile communications system, the new techniques may influence either positively or negatively on the performance metrics from other parts of the overall system. In order to verify the influence of SAIC on the parameter setting of other algorithms, a simulator has been implemented for the data link layer of a GSM/GPRS system. From the simulations results, we conclude that, when SAIC is used, one may change the setup of power control in order to reduce the required power. Besides that, the resulting throughput may be increased for SAIC scenario if the radio link adaptation is used. The conclusions are valid for environments whose main interference component is due to CCI.

**Keywords**—CCI, SAIC, GPRS, Wireless Communications.

## I. INTRODUÇÃO

O sistema predominante de telefonia celular no mundo é o GSM, *Global System for Mobile communication*, e suas evoluções até o 3GSM, que incluem o GPRS, *General Packet Radio Service*, com cerca de 2,3 bilhões de usuários em 2007. Isso equivale a quase 30% da população mundial, o que mostra que melhorias no sistema GSM afetam boa parte do mundo.

A telefonia celular é um caso particular da telefonia móvel que emprega o conceito de divisão celular. Tal divisão, ilustrada na Fig. 1, permite que haja reuso de frequência, expandindo a capacidade do sistema em termos de canais disponíveis. Entretanto, cria-se o problema da interferência entre usuários em células diferentes que compartilham a mesma faixa de frequência, chamada de interferência co-canal (CCI, *Co-Channel Interference*). A Fig. 1 mostra um padrão de divisão celular com um fator de reuso (quantidade de células que formam um conglomerado sem repetição de frequências) igual a sete. Quanto menor for o fator de reuso, maior a capacidade do sistema no que tange ao número de usuários.

Wallace A. Martins, Paulo S. R. Diniz e Tadeu N. Ferreira. PEE/COPPE. Universidade Federal do Rio de Janeiro. Brasil. E-mails: wallace@lps.ufrj.br, diniz@lps.ufrj.br, tadeu@lps.ufrj.br. Agradecemos ao CNPq pelo financiamento do projeto, e a Guilherme de O. Pinto pelas sugestões no texto.

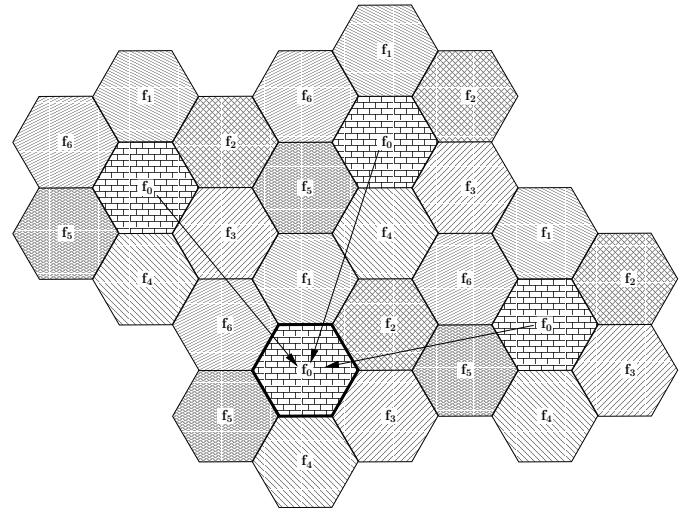


Fig. 1. Interferência co-canal para uma divisão celular com fator de reuso de frequência igual a 7.

A presença de CCI degrada a qualidade da fala no receptor, causando a diminuição nas taxas de transmissão, quedas de chamadas em curso ou, até mesmo, perda completa do sinal da BTS [1] (*Base Transceiver Station*), no caso de uma conexão *downlink*. Tais fatores causam descontentamento nos usuários, trazendo prejuízos enormes para as operadoras de telefonia celular. Técnicas que combatem essas desvantagens advindas do aumento de usuários (diminuição do fator de reuso) são de grande interesse, não somente científico ou tecnológico, mas também comercial.

Vários são os métodos utilizados para reduzir a degradação causada pela CCI no GSM/GPRS [1]: transmissão descontínua, controle dinâmico de potência, *frequency hopping*, alocação dinâmica de canais, AMR (*Adaptive MultiRate speech transcoding*) e adaptação do enlace de rádio. Outra técnica que visa ao cancelamento de CCI é o cancelamento de interferência utilizando uma única antena: o SAIC (*Single-Antenna Interference Cancellation*) [1], que já está padronizado pelo 3GPP, *3rd Generation Partnership Project*. A técnica SAIC é relativamente nova quando comparada às demais. Não se verificaram relações explícitas nos modelos matemáticos do SAIC que nos permita inferir analiticamente alterações nos parâmetros das técnicas tradicionais, o que motiva um trabalho de análise com base em simulações.

## II. TÉCNICAS DE SUPRESSÃO DE INTERFERÊNCIA

Em virtude das características do canal sem fio e do dimensionamento das redes de celulares, a interferência é elevada em tais sistemas, quando comparada a outros sistemas de telecomunicações, como a rede de telefonia fixa. Para viabilizar a utilização e o crescimento das comunicações móveis, foi necessário o uso de técnicas de supressão de interferência. Segue um resumo de algumas dessas técnicas com base em [1],[9]:

- **Controle dinâmico de potência:** ajusta, dinamicamente, a potência de transmissão de uma estação móvel, o que reduz

os níveis de poluição do espectro eletromagnético. O objetivo é reduzir a interferência co-canal, diminuindo, quando possível, a potência dos usuários que estejam usufruindo de um bom enlace de rádio. Além disso, existe o objetivo de utilizar somente a potência mínima para manter um bom enlace de rádio, evitando o desperdício de potência, que se traduz em economia de recursos financeiros e satisfação do usuário. Esse controle se dá através da minimização da potência transmitida, obedecendo as restrições de qualidade de serviço e dadas as condições do meio;

- **Adaptação do Enlace de Rádio:** permite que haja uma mudança na taxa de codificação de canal utilizada no GPRS em função das condições do meio de transmissão. Assim, pode-se reduzir o *throughput* e proteger mais a informação transmitida caso o canal esteja debilitado. Caso contrário, aumenta-se a quantidade de informação transmitida, ou seja, diminui-se a quantidade de símbolos de redundância. Cria-se uma flexibilidade quanto à quantidade de informação transmitida e a quantidade de redundância inserida. O compromisso ótimo, que maximiza o *throughput*, é o que permite aproveitar melhor as circunstâncias e particularidades do meio de transmissão em um dado período de tempo. Uma adaptação ideal seria aquela em que sempre se escolhesse a melhor taxa de codificação de canal, maximizando, simultaneamente, o *throughput* para uma dada CIR (*Carrier-to-Interference Ratio*) [2].
- **Cancelamento de Interferência Co-canal:** tenta cancelar diretamente a interferência co-canal. Entretanto, ela exige um processo computacionalmente intensivo para implementá-la. Com isso, verifica-se um compromisso entre eficiência e complexidade do receptor. A CCI será abordada com mais detalhes na seção III.

### III. O PROBLEMA DA INTERFERÊNCIA CO-CANAL

O GSM/GPRS é um sistema com características híbridas de múltiplo acesso, englobando as técnicas TDMA e FDMA. As principais interferências causadas por outros usuários da rede consistem em ISI, *Inter-Symbol Interference*, e CCI.

A ISI é gerada pela presença de multipercursos, espalhando os *bursts* de outros usuários que compartilham o mesmo *frame* numa transmissão. No caso do GSM, um determinado usuário compartilha um *frame* com mais sete usuários. No GPRS, entretanto, há a possibilidade de um mesmo usuário utilizar mais de um *time-slot* no mesmo *frame*.

Um determinado usuário sofre a CCI quando outros usuários utilizam a mesma frequência de portadora dele. As redes de telefonia celular são projetadas tomando-se o cuidado de que tais usuários interferidores estejam suficientemente distantes para que o sinal interferente tenha uma potência pequena, quando comparada à do usuário em questão. Entretanto, essa potência tem aumentado devido ao crescimento do número de células e à diminuição do seu tamanho. As setas da Fig. 1 ilustram a CCI.

Considere que o usuário de interesse, o qual associaremos ao índice 0, sofre a interferência de  $N \in \mathbb{N}$  usuários co-canais. Considerando que a informação de cada usuário provém de um canal diferente, e que, durante esse período, a informação transmitida pelo  $n$ -ésimo usuário é  $\mathbf{x}_n = [x_n(0) \ x_n(1) \ \dots \ x_n(K-1)]^T \in \mathbb{C}^K$ , então

$$y(k) = \left( \sum_{n=0}^N \sum_{l=0}^L h_{n,l}(k) x_n(k-l) \right) + \eta(k), \quad (1)$$

em que  $0 \leq k \leq K-1$ ,  $y(k) \in \mathbb{C}$  é a  $k$ -ésima amostra do sinal recebido,  $L+1 \in \mathbb{N}$  é o comprimento efetivo do modelo discreto do canal com memória,  $[h_{n,L}(k) \ h_{n,L-1}(k) \ \dots \ h_{n,0}(k)]^T = \mathbf{h}_n(k) \in$

$\mathbb{C}^{L+1}$  é o vetor de coeficientes do canal, durante a transmissão da  $k$ -ésima amostra, associado ao  $n$ -ésimo usuário,  $K \in \mathbb{N}$  é a quantidade de símbolos transmitidos, e  $\eta(k) \in \mathbb{C}$  é a  $k$ -ésima amostra de uma realização de um processo estocástico gaussiano, com média zero e variância  $\sigma^2 \in \mathbb{R}_+$ , que modela o ruído na saída do canal. Supomos que o processo é estacionário no sentido amplo.

## IV. RECEPTORES GSM/GPRS

### A. Receptor Convencional

Um receptor convencional trata os interferidores como se fossem apenas ruídos, ou seja, ele apenas estima a seqüência de interesse transmitida, sem levar em consideração as informações contidas nos *bursts* dos outros usuários. Portanto, da equação (1), temos que

$$y(k) = \left( \sum_{l=0}^L h_{0,l}(k) x(k-l) \right) + \eta'(k), \quad (2)$$

em que  $[x(0) \ x(1) \ \dots \ x(K-1)]^T = \mathbf{x}_0$  e

$$\eta'(k) = \left( \sum_{n=1}^N \sum_{l=0}^L h_{n,l}(k) x_n(k-l) \right) + \eta(k).$$

Primeiramente, estima-se o canal definindo os coeficientes  $[\hat{h}_L(k) \ \hat{h}_{L-1}(k) \ \dots \ \hat{h}_0(k)]^T = \hat{\mathbf{h}}_0(k) \in \mathbb{C}^{L+1}$  que são usados na detecção do sinal transmitido. Por simplicidade de notação, reescreveremos (2) com a notação matricial, como segue:

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}_0 \mathbf{h}_0 + \boldsymbol{\eta}', \quad (3)$$

onde consideramos que o sinal recebido  $\mathbf{y} = [y(0) \ y(1) \ \dots \ y(P-1)]^T \in \mathbb{C}^P$  corresponde à transmissão de um sinal conhecido pelo receptor, também chamado de sinal piloto ou seqüência de treinamento, cujo comprimento é  $P \ll K$ ,  $P \in \mathbb{N}$ ,  $\boldsymbol{\eta}' = [\eta'(0) \ \eta'(1) \ \dots \ \eta'(P-1)]^T \in \mathbb{C}^P$ ,  $\mathbf{h}_0 = \mathbf{h}_0(p), \forall p \in \{0, 1, \dots, P-1\}$ , isto é, consideramos que o canal varia de forma desprezível durante a transmissão da seqüência de treinamento, e

$$\mathbf{X}_0 = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & \dots & x(L) \\ x(1) & x(2) & \dots & x(L+1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x(P-1) & x(P) & \dots & x(L+P-1) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{P \times (L+1)},$$

em que  $[x(0) \ x(1) \ \dots \ x(P+L-1)]^T \in \mathbb{C}^{P+L}$  é o vetor que contém  $L$  símbolos de guarda e a seqüência de treinamento de comprimento  $P$ . Comumente utiliza-se  $P > L$ .

A expressão (3) representa um modelo linear para o nosso sistema de transmissão. Considerando que  $\mathbf{h}_0$  é um vetor desconhecido que desejamos estimar com a informação de que  $\mathbf{y}$  é, aproximadamente,  $\mathbf{X}_0 \mathbf{h}_0$ , onde  $\mathbf{y}$  e  $\mathbf{X}_0$  são conhecidos, então podemos utilizar o critério LS, *Least-Squares*, para encontrar o vetor  $\hat{\mathbf{h}}_0$  tal que [3], [4]

$$\|\mathbf{y} - \mathbf{X}_0 \hat{\mathbf{h}}_0\|_2^2 \leq \|\mathbf{y} - \mathbf{X}_0 \mathbf{h}\|_2^2, \quad \forall \mathbf{h} \in \mathbb{C}^{L+1}, \quad (4)$$

sendo  $\|\cdot\|_2$  a norma-2 do seu argumento. Sendo assim [3], [5]:

$$\hat{\mathbf{h}}_0 = \left( \mathbf{X}_0^H \mathbf{X}_0 \right)^{-1} \mathbf{X}_0^H \mathbf{y}, \quad (5)$$

onde  $\mathcal{H}$  é operador para transposto complexo conjugado. A equação (5) é válida desde que tenhamos  $\mathbf{X}_0$  injetiva [5].

## B. SAIC

Ao contrário de um receptor GSM/GPRS convencional, um receptor que utilize o SAIC leva em consideração a interferência proveniente de *bursts* de outros usuários da rede em células vizinhas. Sendo assim, recorrendo ao modelo exposto na Seção III, temos

$$y(k) = \left( \sum_{n=0}^N \sum_{l=0}^L h_{n,l}(k) x_n(k-l) \right) + \eta(k), \quad 0 \leq k \leq K-1.$$

No SAIC, a estimação de canal tem em vista que estimamos conjuntamente os canais de cada um dos  $N$  usuários interferidores, além do usuário de interesse. Vale ressaltar a importância desta etapa do processo de detecção, já que os coeficientes estimados  $[\hat{h}_{n,L}(k) \hat{h}_{n,L-1}(k) \cdots \hat{h}_{n,0}(k)]^T = \hat{\mathbf{h}}_n(k) \in \mathbb{C}^{L+1}$  estão presentes nas expressões que definem a detecção do sinal transmitido.

Sejam  $\mathbf{h}(p) = [\mathbf{h}_0(p)^T \mathbf{h}_1(p)^T \cdots \mathbf{h}_N(p)^T]^T \in \mathbb{C}^{(N+1)(L+1)}$  e  $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_0 \mathbf{X}_1 \cdots \mathbf{X}_N] \in \mathbb{C}^{P \times (N+1)(L+1)}$ ,

$$\mathbf{X}_n = \begin{bmatrix} x_n(0) & x_n(1) & \cdots & x_n(L) \\ x_n(1) & x_n(2) & \cdots & x_n(L+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_n(P-1) & x_n(P) & \cdots & x_n(L+P-1) \end{bmatrix},$$

em que  $[x_n(0) x_n(1) \cdots x_n(P+L-1)]^T \in \mathbb{C}^{P+L}$  é o vetor que contém  $L$  símbolos de guarda e a sequência de treinamento de comprimento  $P$ . Novamente, é comum utilizar  $P > L$ . Defina também  $\boldsymbol{\eta} = [\eta(0) \eta(1) \cdots \eta(P-1)]^T$ ,  $\mathbf{y} = [y(0) y(1) \cdots y(P-1)]^T \in \mathbb{C}^P$  e suponha que o canal não varie durante a transmissão da sequência de treinamento, isto é,  $\mathbf{h} = \mathbf{h}(p)$ ,  $\forall p \in \{0, 1, \dots, P-1\}$ . Nesses termos, podemos reescrever a equação que descreve o sinal recebido da seguinte forma

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\mathbf{h} + \boldsymbol{\eta}. \quad (6)$$

Assim, podemos aplicar o critério LS (de forma análoga ao que foi feito para a estimação de canal) para encontrar a estimativa  $\hat{\mathbf{h}}$  tal que

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \left\{ \min_{\mathbf{h}} \|\mathbf{y} - \mathbf{X}\mathbf{h}\|_2^2 \right\}. \quad (7)$$

Logo, desde que  $\mathbf{X}$  tenha posto completo por colunas,

$$\hat{\mathbf{h}} = \left( \mathbf{X}^H \mathbf{X} \right)^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{y}. \quad (8)$$

## V. SIMULAÇÕES

### A. Especificações

Os resultados foram obtidos sob as seguintes hipóteses:

- Conquanto que em todas as simulações estejamos interessados no valor da CIR (*Carrier-to-Interference power Ratio*), fixamos SNR = 13 dB (*Signal-to-Noise power Ratio*) a fim de modelar o efeito do ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), na entrada do receptor;
- Transmitimos 100 *frames* de dados, cada *frame* possui um número de *bits* que depende do tipo de codificação de canal e é transmitido em 4 *bursts* de forma consecutiva (um em cada *frame*). Repetimos essa transmissão 50 vezes;
- Consideramos ainda que o canal estimado é modelado por um filtro digital, operando na mesma taxa dos símbolos GPRS,  $1/f_s = 3,962 \mu\text{s}$ , com comprimento 4 para o canal urbano (TU50) [1]. Já para os canais rural (RA250) e de terreno montanhoso (HT100) foi usado comprimento 2. Os três tipos de ambientes foram modelados a partir de normas do 3GPP [7]. Essas suposições não trazem prejuízos ao desempenho do sistema, devido ao fato de que quase todos os canais possuem seus

*taps* confinados nos intervalos  $[0; 11, 8] \mu\text{s}$  e  $[0; 3, 96] \mu\text{s}$ , com exceção do canal HT100 [7];

- O canal lógico utilizado foi o PDTCH (*Packet Data Traffic Channel*), por estarmos trabalhando com o GPRS;
- Consideramos um número máximo de 4 interferidores co-canais perfeitamente sincronizados, sendo um deles sempre considerado como dominante. A potência dos demais interferidores são todas iguais e se relacionam com a potência do interferidor dominante através da DIR (*Dominant-to-Interference Ratio*) especificada em 10 dB [6].
- Utilizamos *frequency hopping*. Assim, cada *burst* transmitido sofre a influência de usuários co-canais diferentes, devido ao fato de ter sido transmitido numa faixa espectral diferente;
- Consideramos que 5 *frames* são necessários para se fazer uma atualização da potência e do esquema de codificação (CS, *Coding Scheme*), embora a norma [8] aconselhe a utilização de 13 *frames*. Essa escolha não acarreta prejuízos para a simulação, pois, se a quantidade de *frames* fosse maior do que 13, implicaria estarmos esperando um tempo demasiado grande para detectar que a codificação de canal deveria ser diferente. Porém, o uso do número de *frames* igual a 5 traria outras consequências em um sistema prático devido ao custo adicional para comunicação de controle entre BTS e MS (*Mobile Station*);
- Utilizamos um detector de dados baseado no critério LS, devido à elevada complexidade computacional do detector de Viterbi, em especial, quando o receptor SAIC é utilizado;
- Nossas simulações calculam a taxa de erro de blocos, BLER (*Block Error Rate*). Um bloco é considerado inválido quando a decodificação dos *bits* protegidos pelo código cíclico indica que houve erro, ou seja, a síndrome é diferente de zero.

O algoritmo de controle de potência implementa a recursão  $P_d^{i+1} = \min \{ P_{\text{ref}} + \alpha (P_{\text{BTS}} - C^i + \gamma_{\text{ch}}^i), P_{\text{máx}} \}$  [dB] [8], em que  $C^i$  [dB] é o nível de sinal recebido e  $\gamma_{\text{ch}}^i$  [dB] é o nível de interferência no terminal móvel, o qual também é reportado à BTS. Sendo assim, há quatro parâmetros a ser definidos:  $P_{\text{ref}}$ ,  $\alpha$ ,  $P_{\text{BTS}}$  e  $P_{\text{máx}} = P_{\text{BTS}} - P_0$ . Fixamos os parâmetros  $P_{\text{BTS}} = 20$  e  $P_{\text{máx}} = 15$  W porque esses parâmetros se relacionam com a classe a qual a BTS pertence [2]. Foi utilizada uma BTS de classe cinco (potência máxima típica de 20 W). Fixamos o parâmetro  $\alpha = 0,25$  a fim de obtermos variações de potência de 2 dB, no máximo. Com isso, optamos por variar apenas o parâmetro  $P_{\text{ref}}$ , que traz consigo a informação da potência considerada ideal para a rede. Entretanto, o controle de potência pode julgar, com base em medidas de nível de sinal e interferência, que essa potência deva ser alterada. Uma vez que  $P_{\text{ref}} \leq P_{\text{máx}}$ , fizemos algumas simulações considerando quatro valores para  $P_{\text{ref}}$ : 1 W, 5 W, 9 W e 13 W. O 3GPP [7] especifica uma BLER menor do que 10% para cada um dos tipos de codificação de canal, considerando CIR = 9 dB para a codificação CS-1, CIR = 13 dB para CS-2, CIR = 15 dB para CS-3 e CIR = 24 dB para CS-4.

### B. Receptor Convencional

1) *Controle de Potência*: Os resultados dessas simulações encontram-se resumidos nas Tabelas I, II e III. Nessas tabelas constam os valores médios da BLER para os canais TU50, RA250 e HT100, respectivamente, para cada CS e cada  $P_{\text{ref}}$ . A partir da Tabela I conclui-se que, ao aumentarmos a potência de transmissão, não teremos necessariamente uma BLER menor. Isso ocorre devido ao controle de potência que é realizado pelos demais nós da rede. Ou seja, em um primeiro momento, existe um ganho em termos de BLER, mas esse ganho é atenuado logo após, porque os outros usuários da rede percebem um nível de interferência maior e o controle de potência faz com que sua potência aumente também.

TABELA I

BLER média para o canal TU50: receptor convencional.  $P_{ref}$  escolhida para cada cenário em destaque.

BLER	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
$P_{ref} = 1$ W	0,101	0,082	0,069	0,041
$P_{ref} = 5$ W	0,076	0,082	0,059	0,023
$P_{ref} = 9$ W	0,083	0,093	0,056	0,027
$P_{ref} = 13$ W	0,101	0,075	0,053	0,028

TABELA II

BLER média para o canal RA250: receptor convencional.

BLER	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
$P_{ref} = 1$ W	0,012	0,040	0,018	0,021
$P_{ref} = 5$ W	0,015	0,043	0,023	0,027
$P_{ref} = 9$ W	0,022	0,038	0,027	0,025
$P_{ref} = 13$ W	0,019	0,036	0,020	0,022

TABELA III

BLER média para o canal HT100: receptor convencional.

BLER	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
$P_{ref} = 1$ W	0,038	0,022	0,041	0,065
$P_{ref} = 5$ W	0,024	0,020	0,035	0,057
$P_{ref} = 9$ W	0,028	0,029	0,027	0,066
$P_{ref} = 13$ W	0,029	0,030	0,026	0,060

Os resultados da Tabela II mostram que, para o RA250, os quatro valores de  $P_{ref}$  apresentam uma BLER menor que 0,1. Isso ocorre pois o multipercursos no canal rural se traduz em um desvanecimento reduzido. Os resultados da Tabela III mostram que o canal HT100 também traz poucos prejuízos ao sinal recebido, quando comparado ao canal TU50. Observe, porém, que a modelagem com apenas dois taps desse canal fez com que sua BLER fosse maior do que no canal rural. Isso porque o canal HT100 possui mais componentes de multipercursos com potência significativa do que o canal RA250.

2) *Adaptação do Enlace de Rádio:* O algoritmo implementado para adaptação do enlace de rádio baseia-se em três limiares de CIR para a definição do CS. Para obtermos esses parâmetros, mantivemos a potência do usuário de interesse constante (sem controle de potência para o usuário de interesse) para cada um dos CSs. Como a potência para cada CS é eventualmente diferente, utilizamos a potência média dos  $P_{ref}$ 's escolhidos nas Tabelas I, II e III. O método que utilizamos consiste em fixar um determinado CS e variar a CIR de 0 dB até 20 dB, com passos de 2 dB, calculando a BLER média resultante. Disposto da BLER, calculamos o *throughput* de cada CS através da expressão [2]:

$$THROUGHPUT = R(1 - BLER), \tag{9}$$

em que  $R$  é a taxa de transmissão de dados para um determinado CS, sendo  $R = 9,05$  kbps para CS-1,  $R = 13,4$  kbps para CS-2,  $R = 15,6$  kbps para CS-3 e  $R = 21,4$  kbps para CS-4 [2].

Com isso, para cada cenário, obtivemos um gráfico com quatro curvas (uma para cada CS). As interseções entre esses gráficos definem os limiares que serão utilizados naquele cenário em particular. As Figuras 2, 3 e 4 contêm os resultados das simulações. A Fig. 2 mostra um comportamento típico para um gráfico *throughput*  $\times$  CIR, onde os CSs que inserem mais redundância obtêm um *throughput* maior do que os CSs que inserem menos redundância, para valores relativamente baixos de CIR, enquanto que o cenário se inverte para valores de CIR mais altos. Entretanto, para valores muito baixos ( $\leq 4$  dB), todos os CSs possuem desempenho prejudicado. Assim, dependendo da quantidade de erros no *burst* e da forma como eles ficaram dispostos após o *de-interleaver* [2],[9], a decodificação de canal pode acabar por inserir mais erros. Foi isso o que ocorreu para CIR = 4 dB, pois o CS-4 é o único não protegido por um código

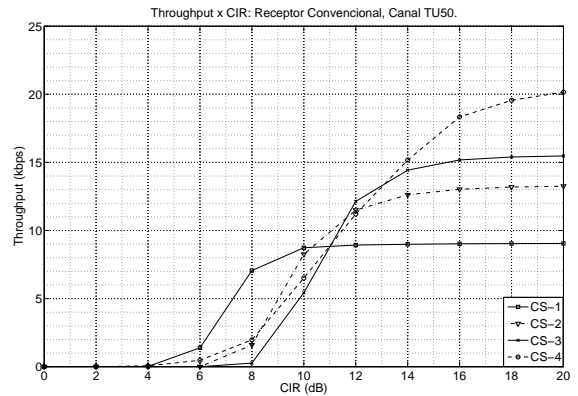


Fig. 2. *Throughput*  $\times$  CIR (TU50): receptor convencional.

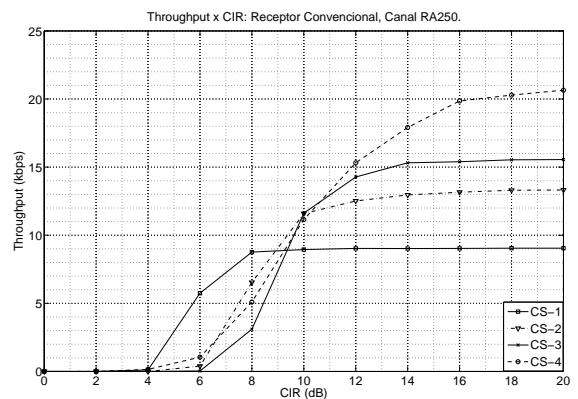


Fig. 3. *Throughput*  $\times$  CIR (RA250): receptor convencional.

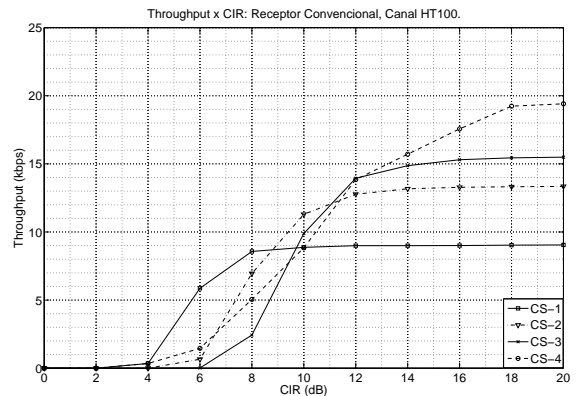


Fig. 4. *Throughput*  $\times$  CIR (HT100): receptor convencional.

convolucional [2]. A Fig. 3 reflete o mesmo comportamento que obtivemos com o canal TU50: o *throughput* é maior quando utilizamos mais redundância em uma faixa de CIR relativamente baixa, enquanto que será maior para CIR alta e uma codificação menos robusta a erros. Para CIR = 4 dB, a partir da qual começamos a ter erros que não invalidam completamente todos os *bursts* transmitidos, a codificação CS-4 obteve um *throughput* maior do que a CS-1. A justificativa para isso é a mesma ressaltada anteriormente para o canal TU50.

A Fig. 4 mostra o desempenho do sistema em termos de *throughput* para o canal HT100. O comportamento geral do sistema foi seme-



lhante ao dos canais TU50 e RA250. Ressaltamos que para CIR = 4 dB, a codificação CS-4 obteve o mesmo *throughput*.

C. SAIC

1) *Controle de Potência*: Foram utilizadas nas simulações as especificações detalhadas na Subseção V-A. Os resultados dessas simulações encontram-se resumidos nas Tabelas IV, V e VI.

TABELA IV  
BLER média ( $\times 10^{-3}$ ) para o canal TU50: receptor SAIC.

BLER	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
$P_{ref} = 1$ W	0,051	0,043	0,059	0,096
$P_{ref} = 5$ W	0,056	0,048	0,058	0,075
$P_{ref} = 9$ W	0,055	0,044	0,043	0,080
$P_{ref} = 13$ W	0,062	0,047	0,048	0,097

2) *Adaptação do Enlace de Rádio*: Os limiares de CIR para a adaptação do enlace de rádio para o SAIC foram obtidos da mesma forma como descrevemos na Subseção V-B. As Figuras 5, 6 e 7 contêm os resultados das simulações. A Fig. 5 mostra que o SAIC

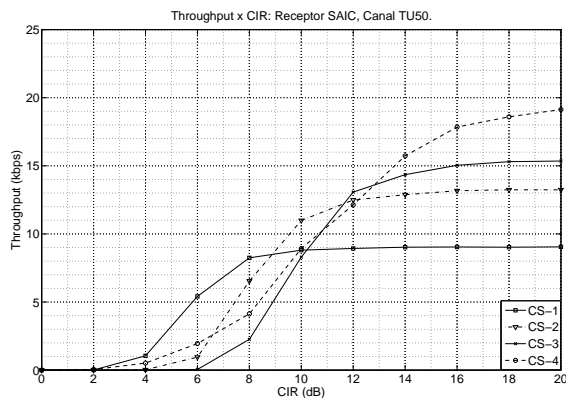


Fig. 5. *Throughput*  $\times$  CIR (TU50): receptor SAIC.

permite um maior *throughput* em relação ao receptor convencional, quando o ambiente está poluído predominantemente pela CCI. Mais uma vez, verificamos que a codificação CS-4 obteve um desempenho melhor do que as demais, para CIR = 2 dB, por não sofrer com os danos da decodificação convolucional em ambientes com alta probabilidade de erro de *bits*. Assim como ocorreu no canal TU50, a comparação entre as Figs. 3 e 6 mostra que o SAIC também obteve um desempenho superior em termos de *throughput*. Não foi diferente com o canal HT100: na comparação entre as Figs. 4 e 7, verificamos que o receptor SAIC permite um ganho de *throughput*.

TABELA V  
BLER média para o canal RA250: receptor SAIC.

BLER	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
$P_{ref} = 1$ W	0,010	0,017	0,022	0,024
$P_{ref} = 5$ W	0,009	0,029	0,012	0,024
$P_{ref} = 9$ W	0,011	0,022	0,010	0,030
$P_{ref} = 13$ W	0,009	0,020	0,007	0,026

TABELA VI  
BLER média para o canal HT100: receptor SAIC.

BLER	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
$P_{ref} = 1$ W	0,035	0,012	0,023	0,060
$P_{ref} = 5$ W	0,021	0,015	0,019	0,059
$P_{ref} = 9$ W	0,025	0,023	0,021	0,059
$P_{ref} = 13$ W	0,023	0,016	0,020	0,063

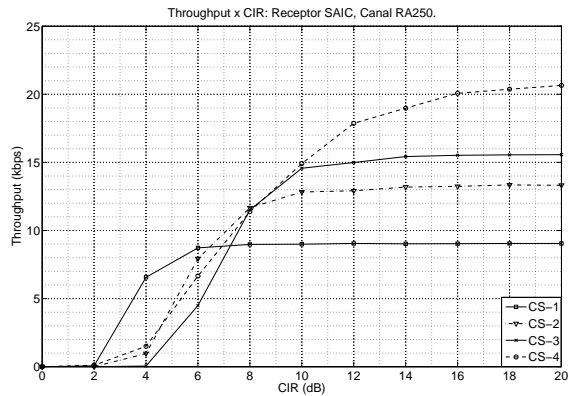


Fig. 6. *Throughput*  $\times$  CIR (RA250): receptor SAIC.

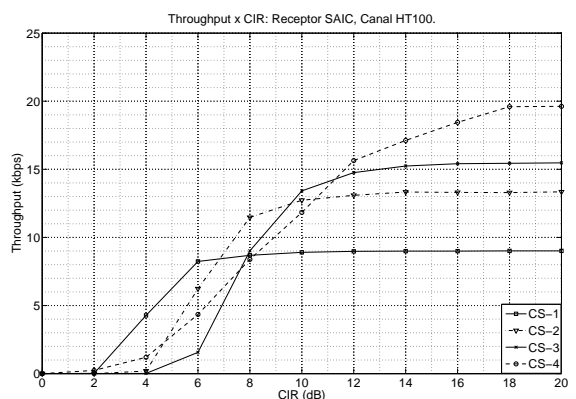


Fig. 7. *Throughput*  $\times$  CIR (HT100): receptor SAIC.

VI. ANÁLISE DOS RESULTADOS

As Tabelas VII, VIII e IX contêm os resultados obtidos para o controle de potência, indicando a variação percentual da potência de referência ideal quando passamos de um receptor convencional para um receptor SAIC. As Tabelas I e IV nos permitem tirar as seguintes

TABELA VII  
Comparação entre  $P_{ref}$ s: convencional *versus* SAIC (TU50).

Esq. de Codificação	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
$P_{ref}$ Convencional (W)	5,0	1,0	1,0	1,0
$P_{ref}$ SAIC (W)	1,0	1,0	1,0	1,0
Varição Percentual	-80,0	0,0	0,0	0,0

conclusões: primeiramente, a BLER média do receptor SAIC é, aproximadamente, a metade da BLER do receptor convencional, para os casos de CS-1 e CS-2, em que os valores de CIR são 9 dB e 13 dB, respectivamente. No caso de CS-3, onde CIR = 15 dB, temos uma BLER apenas ligeiramente menor para o SAIC. No CS-4, porém, o receptor convencional apresentou um desempenho superior, com uma BLER média aproximadamente igual à metade do receptor SAIC. Tais resultados são esperados, pois o SAIC procura minimizar uma função objetivo que leva em consideração os interferidores. Quando tais interferidores possuem uma potência considerável em relação à do usuário de interesse, a estimação de canal desses interferidores é eficaz, e assim obtém-se com maior êxito o objetivo, que é cancelar a interferência co-canal. Se a CIR é alta, existe uma possibilidade maior de ocorrência de erros devido à estimação de canal dos usuários

interferidores (por conta do ruído AWGN da saída do canal, o qual, neste caso, está fixo em 13 dB). Assim, a eficácia do método de cancelamento de interferência é deteriorada.

A Tabela VII ilustra o fato de que a utilização do SAIC permite uma economia de potência para ambientes em que a CIR é baixa (a variação ocorreu em uma região cuja CIR é de 9 dB). Os resultados de BLER indicam que, com uma resolução de potência menor nas simulações, poderíamos ter também um ganho de potência para CS-2 (CIR em torno de 13 dB). Essa resolução não foi utilizada aqui por preferirmos privilegiar uma maior faixa dinâmica de potência (limitada superiormente por  $P_{m\acute{a}x} = 15$  dB). As Tabelas II e V

TABELA VIII

Comparação entre  $P_{ref}$ s: convencional versus SAIC (RA250).

Esq. de Codificação	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
$P_{ref}$ Convencional (W)	1,0	1,0	1,0	1,0
$P_{ref}$ SAIC (W)	1,0	1,0	1,0	1,0

ratificam a superioridade do SAIC em relação a um receptor convencional em termos de BLER, principalmente quando o ambiente tem predominantemente CCI. Vemos que para as codificações CS-1, CS-2 e CS-3 a BLER de um receptor SAIC é menor (com exceção da codificação CS-3, utilizando  $P_{ref} = 1$  W) do que a do convencional, podendo chegar a quase um terço desta. Aqui, também, obtivemos um desempenho superior do receptor convencional para uma codificação CS-4, pois, neste caso, a suposição de haver apenas ruído é mais próxima da realidade do que a de haver um interferidor dominante para então tentar cancelá-lo, feita no receptor SAIC. Com a resolução que utilizamos para  $P_{ref}$ , não obtivemos diferenças entre a potência de referência escolhida para o algoritmo de controle de potência dos receptores convencional e SAIC, conforme pode ser observado na Tabela VIII. As Tabelas III e VI mostram que o desempenho do

TABELA IX

Comparação entre  $P_{ref}$ s: convencional versus SAIC (HT100).

Esq. de Codificação	CS-1	CS-2	CS-3	CS-4
$P_{ref}$ Convencional (W)	1,0	1,0	1,0	1,0
$P_{ref}$ SAIC (W)	1,0	1,0	1,0	1,0

SAIC também foi superior ao do receptor convencional em termos de BLER, para o canal HT100. Mais uma vez, a diferença se mostrou maior nas codificações CS-1, CS-2 e CS-3. Para a codificação CS-4, não houve diferença sensível entre os receptores. A Tabela IX mostra que, assim como no canal rural, não houve diferença para o  $P_{ref}$ . O motivo é que o comportamento do sistema permanece dentro do especificado ( $BLER < 0,1$ ) para todas as potências de referência, tanto no receptor convencional como no SAIC. No caso da adaptação do enlace de rádio, as Tabelas X e XI contêm um resumo dos resultados obtidos, indicando a variação percentual da CIR ideal quando passamos de um receptor convencional para um receptor SAIC. Conforme já destacamos na Subseção V-C, o SAIC

TABELA X

Comparação entre CIRs: convencional versus SAIC (TU50).

Transição de CS	CS-1 ↔ CS-2	CS-2 ↔ CS-3	CS-3 ↔ CS-4
CIR (Convencional) [dB]	10,0	12,0	13,0
CIR (SAIC) [dB]	9,0	12,0	13,0
Varição Percentual	-10,0	0,0	0,0

permite que uma rede GPRS trabalhe com um *throughput* maior do que trabalharia com um receptor convencional. A Tabela X mostra

que podemos redefinir de forma ligeiramente diferente os limiares de CIR com base nos quais o algoritmo de adaptação do enlace de rádio troca o CS. Com efeito, temos um ganho de *throughput* na faixa em que a CIR é menor do que a SNR do ruído AWGN da saída do canal.

TABELA XI

Comparação entre CIRs: convencional versus SAIC (RA250).

Transição de CS	CS-1 ↔ CS-2	CS-2 ↔ CS-3	CS-3 ↔ CS-4
CIR (Convencional) [dB]	9,0	10,0	11,0
CIR (SAIC) [dB]	6,0	8,0	10,0
Varição Percentual	-33,3	-20,0	-9,1

A Tabela XI mostra que podemos transmitir com uma taxa efetiva maior quando utilizamos o SAIC, em um canal RA250. Todos os limiares de CIR podem ser modificados para este canal. A Tabela XII

TABELA XII

Comparação entre CIRs: convencional versus SAIC (HT100).

Transição de CS	CS-1 ↔ CS-2	CS-2 ↔ CS-3	CS-3 ↔ CS-4
CIR (Convencional) [dB]	9,0	11,0	12,0
CIR (SAIC) [dB]	7,0	10,0	11,0
Varição Percentual	-22,2	-9,1	-8,3

mostra que podemos melhorar o desempenho do sistema em termos de *throughput*, para um canal HT100, principalmente para CIRs em torno de 9 dB.

## VII. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou um estudo sobre a influência de um receptor SAIC sobre os parâmetros que determinam o controle de potência e a adaptação do enlace de rádio no sistema GSM/GPRS. A comparação foi estabelecida em relação a um receptor convencional que considera que as interferências co-canal são incluídas no ruído da saída do canal digital, considerado como uma realização de um processo AWGN. O SAIC, por sua vez, modela diretamente essa interferência co-canal. Para atingirmos tal objetivo, foi desenvolvido um simulador de enlace.

A partir dos resultados, conclui-se que há economia de recursos com a utilização do SAIC. Em termos de potência utilizada, os resultados obtidos comprovam que ao aumentarmos a potência de transmissão, não obtemos necessariamente um desempenho melhor em termos de BLER, por conta da interação com os outros usuários que também aumentarão a sua potência, pelo aumento da potência do usuário de interesse.

## REFERÊNCIAS

- [1] HOEHER, P. A., BADRI-HOEHER, S., "Single-Antenna Co-Channel Interference Cancellation for TDMA Cellular Radio Systems", *IEEE Wireless Communication*, vol. 12, n. 2, pp. 30-37, April 2005.
- [2] SEURRE, E., SAVELLI, P., PIETRI, P. J., *GPRS for Mobile Internet*. Artech House, 2002.
- [3] KAILATH, T., SAYED, A. H., HASSIBI, B., *Linear Estimation*. Prentice Hall, 2000.
- [4] VAN TREES, H. L., *Detection, Estimation and Modulation Theory: Part I*. Wiley-Interscience, 2001.
- [5] LIMA, E. L., *Álgebra Linear*. IMPA, 1998.
- [6] PUKKILA, M., *Channel Estimation of Multiple Co-Channel Signals in GSM*. Tese de M.Sc., Helsinki University of Technology, 1997.
- [7] 3GPP, *Radio Access Network - Radio Transmission and Reception*, Relatório técnico, 3rd Generation Partnership Project - Technical Specification Group GSM/EDGE, 45.005 - v7.8.0, 2006.
- [8] 3GPP, *Radio Access Network - Radio Subsystem Link Control*, Relatório técnico, 3rd Generation Partnership Project - Technical Specification Group GSM/EDGE, 45.008 - v7.4.0, 2006.
- [9] MARTINS, W. A., *Influência Mútua de Técnicas de Supressão de CCI no GPRS*. Projeto de Fim de Curso de Graduação, DEL/POLI, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Brasil, 2007.