

Sobre a Obtenção de Diversidade Adicional em Sistemas V-BLAST OFDM através do Desbalanceamento I/Q

Mario de Noronha Neto, Richard Demo Souza, André Noll Barreto e André Mendes Cavalcante

Resumo—Um modelo generalizado de receptor para sistemas de comunicação OFDM MIMO usando conversão direta é proposto e analisado. Este tipo de conversão apresenta algumas imperfeições, como por exemplo o desbalanceamento I/Q, que é normalmente prejudicial ao sistema. Entretanto, o novo modelo de receptor tira proveito do efeito desta imperfeição para agregar um maior desempenho ao sistema. Pode-se mostrar que o desbalanceamento I/Q no transmissor de um sistema de comunicação multiportadoras cria uma diversidade em frequência adicional, que, se explorada adequadamente no receptor, pode prover aumentos consideráveis no desempenho do sistema. Resultados de simulações considerando um sistema MIMO OFDM mostram que, explorando o efeito de desbalanceamento I/Q, grandes ganhos de SNR podem ser obtidos em relação ao sistema ideal, sem desbalanceamento I/Q.

Palavras-Chave—desbalanceamento I/Q, OFDM, MIMO, imperfeições de RF

Abstract—A generalized receiver model for OFDM MIMO communication systems using direct RF conversion is presented and analysed. This type of conversion causes some impairments to the received signal, such as the I/Q imbalance. However, the new receiver model makes use of this imperfection to improve transmission performance. It can be shown that I/Q imbalance at the transmitter side of a multicarrier system adds some frequency diversity to the signal, that, if correctly processed at the receiver, may provide considerable system performance gains. Simulation results considering a MIMO OFDM system show that, by exploitinng the I/Q imbalance effects, considerable SNR gains may be obtained over an ideal system without I/Q imbalance.

Keywords—I/Q imbalance, OFDM, MIMO, dirty RF

I. INTRODUÇÃO

Devido à crescente demanda por taxas de transmissão de dados cada vez mais altas, grande parte dos padrões de comunicações sem fio mais avançados, como o IEEE 802.16 (WiMAX) [1], IEEE 802.11n (WiFi) [2] e 3GPP LTE [3], fazem uso de múltiplas antenas tanto no transmissor como no receptor. Estes esquemas utilizando múltiplas antenas, também conhecidos como sistemas MIMO, permitem que taxas de dados muito mais altas do que em sistemas com apenas uma antena sejam atingidas, como mostrado em [4], [5].

Sistemas MIMO podem ser utilizados para obter diversidade, por exemplo por meio de códigos espaço-temporais [6], ou para aumentar a taxa de dados linearmente com o número

de antenas por meio de multiplexação espacial. Dentre as diversas maneiras de se implementar a multiplexação espacial, focamos neste artigo no chamado método V-BLAST [7], que foi utilizado na primeira implementação prática de sistemas MIMO [8].

Além da demanda por taxas de dados cada vez mais altas, uma outra tendência é o uso de transceptores mais flexíveis, que podem operar em diferentes faixas de frequências com padrões diferentes. O conceito de rádio definido por software (SDR) [10] tem como objetivo alcançar a flexibilidade desejada. No contexto de SDR a arquitetura de transceptores por conversão direta [11]–[13] é preferida em relação ao transceptor superheteródino com frequência intermediária comumente utilizado, já que transceptores com conversão direta necessitam de componentes analógicos mais simples, que são mais fáceis de se integrar. Entretanto, a simplicidade da conversão direta está acompanhada por diversas imperfeições na conversão de banda base para rádio-frequência e vice-versa, que resultam num cenário chamado de RF sujo [13], [14]. Uma destas imperfeições é o desbalanceamento I/Q, que faz com que os componentes em fase (I) e quadratura (Q) não tenham a mesma amplitude e não estejam separados exatamente por 90° , como seria num sistema ideal.

O desempenho de um enlace sem fio pode ser severamente afetado pelo desbalanceamento I/Q [14]. Diversos autores propuseram diferentes soluções para a mitigação dos efeitos do desbalanceamento I/Q em sistemas MIMO, como por exemplo em [15], [16] para sistemas com portadora única e em [17], [18] para sistemas multiportadoras. Estas soluções entretanto apenas compensavam os efeitos do desbalanceamento I/Q, de modo que o desempenho com desbalanceamento fosse no melhor caso igual ao desempenho de um sistema ideal.

Em [19] foi proposto um novo receptor para um sistema OFDM com apenas uma antena de transmissão com desbalanceamento I/Q. Em vez de tentar apenas compensar os efeitos do desbalanceamento, foi proposto um receptor que

Mario de Noronha Neto, Instituto Federal de Santa Catarina (IFSC), São José, SC, noronha@ifsc.edu.br. Richard Demo Souza, Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), Curitiba, PR, richard@utfpr.edu.br. André Noll Barreto e André Mendes Cavalcante, Instituto Nokia de Tecnologia (INdT), Brasília, DF, e Manaus, AM, respectivamente. {andre.barreto, andre.cavalcante}@indt.org.br.

permitia tomar proveito dessa imperfeição para melhorar o desempenho do sistema. Como será mostrado nas próximas seções, o desbalanceamento I/Q no transmissor provê uma diversidade de frequência adicional, já que cada símbolo, originalmente transmitido por apenas uma subportadora, com o desbalanceamento passa a ser transmitido efetivamente em duas subportadoras. Com o uso de um receptor não linear adequado podemos explorar esta diversidade não planejada, que pode trazer ganhos de desempenho em relação a uma situação sem desbalanceamento I/Q.

Apresentamos em [20] uma extensão do receptor proposto em [19], onde consideramos um sistema MIMO OFDM com multiplexação espacial por meio da arquitetura V-BLAST. O receptor apresentado permite explorar a diversidade de frequência resultante do desbalanceamento I/Q, duplicando a ordem de diversidade do sistema MIMO, e resultados de simulação mostraram ganhos de desempenho de até 5dB em termos de relação sinal ruído (SNR) para uma taxa de erro de bit (BER) de 10^{-4} quando comparado com um caso sem desbalanceamento I/Q.

Neste artigo fazemos uma análise mais aprofundada do esquema proposto em [20], analisando o desempenho do receptor MIMO com desbalanceamento I/Q com diferentes níveis de desbalanceamento no transmissor e no receptor. Verificaremos o efeito de estimação imperfeita dos parâmetros de I/Q no desempenho do receptor proposto, além de também analisar a diferença de desempenho em sistemas com e sem codificação de canal.

O restante deste artigo está organizado da seguinte maneira. Na Seção II apresentamos o modelo do sistema e discutimos o desbalanceamento I/Q. Na Seção III introduzimos um modelo modificado do sistema, que é utilizado para projetar o receptor proposto em IV. Uma análise do receptor por meio de resultados de simulação é apresentada na Seção V, enquanto a Seção VI conclui o artigo.

II. MODELO DO SISTEMA

Consideramos um sistema MIMO com n_t antenas de transmissão e n_r antenas de recepção, onde $n_r \geq n_t$. Na arquitetura de multiplexação espacial V-BLAST [7], [8], que usamos neste artigo, um fluxo de dados é dividido em n_t subfluxos por meio de um conversor serial-paralelo, onde cada subfluxo é codificado e modulado separadamente. Estes subfluxos são então transmitidos simultaneamente das n_t antenas de transmissão. Cada antena de recepção recebe todos os sinais transmitidos de cada uma das n_t antenas de transmissão, e os sinais são então adequadamente processados para detectar cada um dos subfluxos transmitidos [8].

O canal é considerado seletivo na frequência, e para lidar com isto empregamos OFDM [9], de modo que cada subfluxo do V-BLAST está sujeito a uma IFFT e à inserção do prefixo cíclico, como mostrado no lado do transmissor da Figura 1 para o caso com $n_t = n_r = 2$. O número de subportadoras utilizadas é definido como N_c . No receptor, após a remoção do prefixo cíclico e a FFT, o sinal $R_n(k)$ na n -ésima antena de recepção no k -ésimo tom (ou subportadora) pode ser escrito como:

$$R_n(k) = \sum_{m=1}^{n_t} S_m(k)H_{n,m}(k) + W_n(k), \quad (1)$$

onde $S_m(k)$ é o sinal transmitido na m -ésima antena de transmissão no k -ésimo tom. Além disso, $S_m(k)$ pertence a uma constelação com energia média unitária; $W_n(k)$ é um ruído branco Gaussiano complexo com média zero na n -ésima antena de recepção para o k -ésimo tom, com variância $\sigma^2 = n_t/(2\rho)$, onde ρ é a razão sinal-ruído; e $H_{n,m}(k)$ representa os coeficientes de desvanecimento de um canal quase estático da m -ésima antena de transmissão para a n -ésima antena de recepção para o k -ésimo tom. Supondo um desvanecimento de Rayleigh, os coeficientes $H_{n,m}(k)$ são modelados como amostras independentes de um processo aleatório branco Gaussiano complexo com média zero. A condição de canal quase estático significa que os coeficientes de desvanecimento para todos os N_c tons permanecem constantes durante um símbolo OFDM, e variam de forma independente de um símbolo OFDM para o outro.

A. Desbalanceamento I/Q

O desbalanceamento I/Q, causado pela acurácia limitada dos transceptores a conversão direta [11], [12], corresponde a um erro de fase e amplitude entre os ramos I e Q do misturador. O modelo banda básica equivalente do efeito do desbalanceamento I/Q pode ser encontrado, por exemplo, em [16]–[19]. A seguir nós redefinimos o sinal recebido em uma dada antena levando em conta os efeitos do desbalanceamento I/Q.

Em um sistema MIMO com n_t antenas transmissoras o sinal distorcido na m -ésima antena transmissora, $s_{d,m}$, no domínio discreto, é dado por:

$$s_{d,m}[t] = \alpha_m s_m[t] + \beta_m s_m^*[t], \quad (2)$$

onde s_m é o sinal não distorcido da m -ésima antena transmissora e o sobrescrito * representa o complexo conjugado. Os parâmetros α_m e β_m são os parâmetros da distorção I/Q da m -ésima antena transmissora, os quais podem ser escritos como:

$$\begin{aligned} \alpha_m &= \cos \theta_{tx,m} - j \epsilon_{tx,m} \sin \theta_{tx,m} \\ \beta_m &= \epsilon_{tx,m} \cos \theta_{tx,m} + j \sin \theta_{tx,m}. \end{aligned} \quad (3)$$

O desbalanceamento de fase e amplitude na m -ésima antena transmissora pode ser representado pelos coeficientes $\epsilon_{tx,m}$ e $\theta_{tx,m}$, respectivamente. De modo a melhor entender os efeitos do desbalanceamento I/Q no transmissor OFDM, nós podemos transformar (2) para o domínio da frequência:

$$\begin{aligned} S_{d,m}(k) &= FFT \{ \alpha_m s_m[t] + \beta_m s_m^*[t] \} \\ &= \alpha_m S_m(k) + \beta_m S_m^*(-k), \end{aligned} \quad (4)$$

onde $S_m(k)$ é o sinal não distorcido na m -ésima antena transmissora para o k -ésimo tom. De (4) podemos perceber que o símbolo $S_{d,m}(k)$ é composto da combinação de versões não distorcidas de sinais de dois tons, k e $-k$. De forma



Fig. 1. Sistema de comunicações sem fio com $n_t=2$ antenas de transmissão, $n_r = 2$ antenas de recepção, canal seletivo na frequência, transmissão OFDM e multiplexação espacial V-BLAST.

similar, o símbolo transmitido distorcido $S_{d,m}(-k)$ pode ser expresso como:

$$S_{d,m}(-k) = \alpha_m S_m(-k) + \beta_m S_m^*(k). \quad (5)$$

No receptor o sinal distorcido na n -ésima antena receptora, $r_{d,n}$, pode ser escrito no domínio discreto como:

$$r_{d,n}[t] = \gamma_n r_n[t] + \delta_n r_n^*[t], \quad (6)$$

onde r_n é o sinal recebido sem distorção na n -ésima antena receptora. Os parâmetros γ_n e δ_n são os parâmetros do desbalanceamento I/Q da n -ésima antena receptora, e são dados por:

$$\begin{aligned} \gamma_n &= \cos \theta_{rx,n} - j \epsilon_{rx,n} \sin \theta_{rx,n} \\ \delta_n &= \epsilon_{rx,n} \cos \theta_{rx,n} + j \sin \theta_{rx,n}. \end{aligned} \quad (7)$$

Aplicando a FFT em (6), o sinal recebido distorcido, no domínio da frequência, é:

$$\begin{aligned} R_{d,n}(k) &= FFT \{ \gamma_n r_n[t] + \delta_n r_n^*[t] \} \\ &= \gamma_n R_n(k) + \delta_n R_n^*(-k), \end{aligned} \quad (8)$$

onde $R_n(k)$ é o sinal na n -ésima antena receptora no k -ésimo tom, antes do efeito do desbalanceamento I/Q. De maneira equivalente,

$$R_{d,n}(-k) = \gamma_n R_n(-k) + \delta_n R_n^*(k). \quad (9)$$

III. MODELO DO SISTEMA MODIFICADO

Nesta seção apresentaremos o modelo do sistema modificado para o sistema $n_r \times n_t$ V-BLAST OFDM com desbalanceamento I/Q discutido na seção anterior. O modelo deste sistema é uma generalização do modelo apresentado em [20] para um número arbitrário de antenas transmissoras e receptoras, respeitando a regra de que $n_r \geq n_t$.

De acordo com as equações (1), (4), e (5), nós podemos reescrever o sinal na n -ésima antena receptora para as portadoras k e $-k$, antes da distorção I/Q no receptor, como:

$$\begin{aligned} R_n(k) &= \sum_{m=1}^{n_t} S_{d,m}(k) H_{n,m}(k) + W_n(k) \\ R_n(-k) &= \sum_{m=1}^{n_t} S_{d,m}(-k) H_{n,m}(-k) + W_n(-k). \end{aligned} \quad (10)$$

Utilizando as equações (10), (8), e (9) é possível obter, após algumas manipulações matemáticas, a seguinte expressão para o sinal recebido distorcido na recepção:

$$\mathbf{R}_d = \mathbf{G}_d \mathbf{S} + \mathbf{W}_d, \quad (11)$$

onde \mathbf{R}_d , \mathbf{G}_d , \mathbf{S} , e \mathbf{W}_d são o vetor do sinal recebido distorcido, a matriz do canal distorcido, o vetor do sinal transmitido e o vetor do ruído distorcido, os quais são dados por:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_d &= [R_{d,1}(k) \ R_{d,1}^*(-k) \ \dots \ R_{d,n_r}(k) \ R_{d,n_r}^*(-k)]^T \\ \mathbf{G}_d &= [g_{1,1} \ g_{2,1} \ \dots \ g_{1,n_r} \ g_{2,n_r}]^T \\ \mathbf{S} &= [S_1(k) \ \dots \ S_{n_t}(k) \ S_1^*(-k) \ \dots \ S_{n_t}^*(-k)] \\ \mathbf{W}_d &= [W_{d,1}(k) \ W_{d,1}^*(-k) \ \dots \ W_{d,n_r}(k) \ W_{d,n_r}^*(-k)] \end{aligned} \quad (12)$$

Os elementos da matriz \mathbf{G}_d em (12) são dados por (13).

Através deste modelo de sistema podemos notar que quando o efeito do desbalanceamento I/Q é considerado em um sistema de multiplexação espacial, a matriz $n_r \times n_t$ do canal se torna uma matriz $2n_r \times 2n_t$. Como comentado em [20], se os parâmetros I/Q forem conhecidos no receptor, então é possível explorar o desbalanceamento I/Q para se obter algum ganho de diversidade desde que o canal seja seletivo em frequência. Isto ocorre porque o sinal transmitido pela m -ésima antena é afetado por dois canais independentes, em diferentes posições no espectro.

IV. ESTRUTURA DO RECEPTOR

Como já é conhecido, existem várias opções para o processo de detecção de sistemas com arquitetura V-BLAST, dentre elas estão o detector de máxima verossimilhança (ML), o de mínimo erro quadrático médio (MMSE) e o de forçagem a zero (ZF). A estrutura ML, por ser uma estrutura ótima, possui uma complexidade computacional muito elevada quando comparada às estruturas sub-ótimas do MMSE e do ZF. Em geral, o MMSE possui um desempenho melhor que o ZF, por outro lado, o ZF possui uma complexidade menor que o MMSE [21].

Considerando o sistema definido em (11), o qual pode ser visto como um sistema MIMO $2n_t \times 2n_r$, utilizaremos o ZF em conjunto com a estratégia de cancelamento sucessivo de interferência (SIC) [8] de $2n_t$ estágios para estimar os símbolos transmitidos. Entretanto, como os transmissores enviam n_t símbolos de informação simultaneamente, nós estimaremos apenas dois símbolos por instante de tempo. Como em um receptor SIC os símbolos detectados no último estágio tem uma SNR equivalente maior, as estimações dos símbolos são realizadas nos últimos n_t estágios do receptor SIC, o que nos garante um aumento no desempenho.

A operação do receptor proposto pode ser descrita pelos seguintes passos [20]

a) $i = 1$

$$\begin{aligned}
 g_{1,1} &= [\gamma_1 \alpha_1 H_{1,1}(k) + \delta_1 \beta_1^* H_{1,1}^*(-k) \quad \dots \quad \gamma_1 \alpha_{n_t} H_{1,n_t}(k) + \delta_1 \beta_{n_t}^* H_{1,n_t}^*(-k) \quad \gamma_1 \beta_1 H_{1,1}(k) + \delta_1 \alpha_1^* H_{1,1}^*(-k) \quad \dots \\
 &\quad \gamma_1 \beta_{n_t} H_{1,n_t}(k) + \delta_1 \alpha_{n_t}^* H_{1,n_t}^*(-k)] \\
 g_{2,1} &= [\gamma_1^* \beta_1^* H_{1,1}^*(-k) + \delta_1^* \alpha_1 H_{1,1}(k) \quad \dots \quad \gamma_1^* \beta_{n_t}^* H_{1,n_t}^*(-k) + \delta_1^* \alpha_{n_t} H_{1,n_t}(k) \quad \gamma_1^* \alpha_1^* H_{1,1}^*(-k) + \delta_1^* \beta_1 H_{1,1}(k) \quad \dots \\
 &\quad \gamma_1^* \alpha_{n_t}^* H_{1,n_t}^*(-k) + \delta_1^* \beta_{n_t} H_{1,n_t}(k)] \\
 &\vdots \\
 g_{1,n_r} &= [\gamma_{n_r} \alpha_1 H_{n_r,1}(k) + \delta_{n_r} \beta_1^* H_{n_r,1}^*(-k) \quad \dots \quad \gamma_{n_r} \alpha_{n_t} H_{n_r,n_t}(k) + \delta_{n_r} \beta_{n_t}^* H_{n_r,n_t}^*(-k) \quad \gamma_{n_r} \beta_1 H_{n_r,1}(k) + \delta_{n_r} \alpha_1^* H_{n_r,1}^*(-k) \quad \dots \\
 &\quad \gamma_{n_r} \beta_{n_t} H_{n_r,n_t}(k) + \delta_{n_r} \alpha_{n_t}^* H_{n_r,n_t}^*(-k)] \\
 g_{1,n_r} &= [\gamma_{n_r}^* \beta_1^* H_{n_r,1}^*(-k) + \delta_{n_r}^* \alpha_1 H_{n_r,1}(k) \quad \dots \quad \gamma_{n_r}^* \beta_{n_t}^* H_{n_r,n_t}^*(-k) + \delta_{n_r}^* \alpha_{n_t} H_{n_r,n_t}(k) \quad \gamma_{n_r}^* \alpha_1^* H_{n_r,1}^*(-k) + \delta_{n_r}^* \beta_1 H_{n_r,1}(k) \quad \dots \\
 &\quad \gamma_{n_r}^* \alpha_{n_t}^* H_{n_r,n_t}^*(-k) + \delta_{n_r}^* \beta_{n_t} H_{n_r,n_t}(k)]
 \end{aligned} \tag{13}$$

- b) Calcular a pseudo-inversa Moore-Penrose da matriz de distorção do canal \mathbf{G}_d ;
- c) Determinar o vetor de cancelamento para a i -ésima sequência: $\mathbf{x} = \mathbf{G}_d(i, :)$;
- d) Detectar o símbolo atual: $\mathbf{z} = \mathbf{x} \cdot \mathbf{R}_d$;
- e) Realizar a quantização do símbolo: $\hat{S} = Q(\mathbf{z})$;
- f) Subtrair o símbolo estimado do sinal recebido: $\mathbf{R}_d = \mathbf{R}_d - \mathbf{G}_d(:, i) \cdot \hat{S}$;
- g) Zerar os elementos da i -ésima coluna de \mathbf{G}_d ;
- h) $i = i + 1$;
- i) Retornar ao passo b) até que todos os símbolos sejam detectados;
- j) Extrair os símbolos dos últimos n_t estágios.

Este processo é realizado para cada uma das N_c subportadoras.

V. ANÁLISE DE DESEMPENHO DO SISTEMA PROPOSTO

Nesta seção analisaremos o desempenho do sistema proposto através de alguns resultados de simulação. Em todas as simulações desta seção, a BER é determinada quando o sistema comete 400 erros de bit para cada valor de SNR ou valor do parâmetro I/Q em questão. A constelação utilizada nas simulações foi a QPSK, enquanto o sistema OFDM utilizado possui $N_c = 64$ subportadoras. O canal tem 5 taps com energia uniformemente distribuída. O canal é considerado quase estático, ou seja, permanece constante durante a transmissão de um símbolo OFDM e muda de forma independente de um símbolo para o outro. Além disso, os taps do canal são amostras independentes de um processo aleatório Gaussiano complexo com média zero (canal Rayleigh). Foi considerado também que o receptor conhece perfeitamente o canal e os parâmetros do desbalanceamento I/Q, exceto na análise feita na Figura 6. É assumido que o prefixo cíclico foi escolhido de forma adequada para o sistema OFDM utilizado.

Para manter a potência do sinal recebido independente dos parâmetros I/Q, tanto no transmissor como no receptor estes foram normalizados por $1/\sqrt{|\alpha_m|^2 + |\beta_m|^2}$ e $1/\sqrt{|\gamma_m|^2 + |\delta_m|^2}$, respectivamente. Desta forma os efeitos do desbalanceamento não irão inserir energia extra no sistema.

A Figura 2 apresenta a BER para o receptor proposto, para o caso de não haver desbalanceamento I/Q, e para o caso onde há desbalanceamento I/Q e este não é compensado. Os parâmetros do desbalanceamento I/Q são dados por $\theta_{tx,1} = \theta_{tx,2} = \theta_{rx,1} = \theta_{rx,2} = 5^\circ$ e $\epsilon_{tx,1} = \epsilon_{tx,2} = \epsilon_{rx,1} = \epsilon_{rx,2} =$

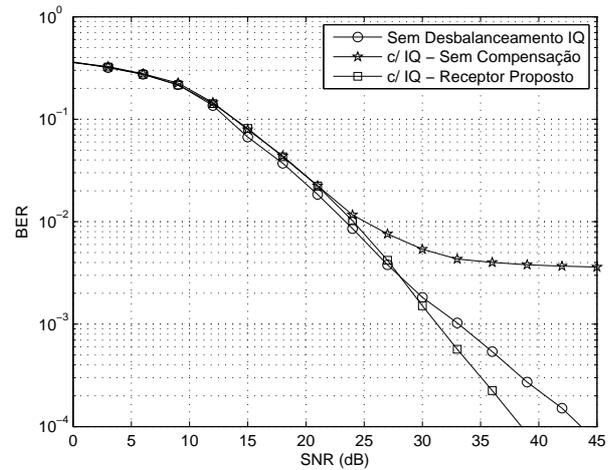


Fig. 2. Taxa de erro de bit (BER) versus relação sinal ruído (SNR) para o receptor proposto, para o caso onde não há desbalanceamento I/Q, e para o caso onde há desbalanceamento I/Q mas não há compensação.

3%. Da figura podemos ver que o receptor proposto obtém uma melhora significativa no desempenho do sistema, mesmo com a presença do desbalanceamento I/Q, com o ganho chegando a 5 dB em relação ao caso onde não há desbalanceamento. É importante notar também na Figura 2 que a curva de BER do receptor proposto tem uma derivada maior do que aquela em que não há desbalanceamento I/Q. Esta é uma evidência de que o receptor proposto foi capaz de obter ganho de diversidade a partir dos efeitos do desbalanceamento I/Q.

A Figura 3 apresenta o desempenho do sistema para cenários com diferentes valores de desbalanceamento I/Q de amplitude. A curva foi determinada fixando um valor para o desbalanceamento de fase no transmissor (Tx) e no receptor (Rx) igual a 5° e variando o desbalanceamento de amplitude no par Tx/Rx entre -20% e 20% . A SNR foi mantida em 30 dB. De acordo com a figura, podemos observar que o desbalanceamento de amplitude não influencia muito no desempenho do sistema proposto.

Na Figura 4 pode-se observar o desempenho do sistema proposto para situações com diferentes valores de desbalanceamento I/Q de fase. Esta curva foi determinada de maneira similar a da Figura 3, só que neste caso o valor do desbalanceamento de amplitude foi fixado em 3% no par Tx/Rx enquanto o

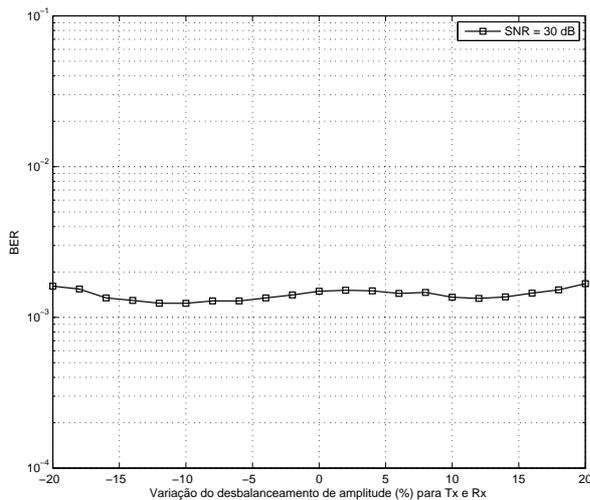


Fig. 3. Análise de desempenho do sistema proposto para diferentes valores de desbalanceamento I/Q de amplitude no transmissor e receptor.

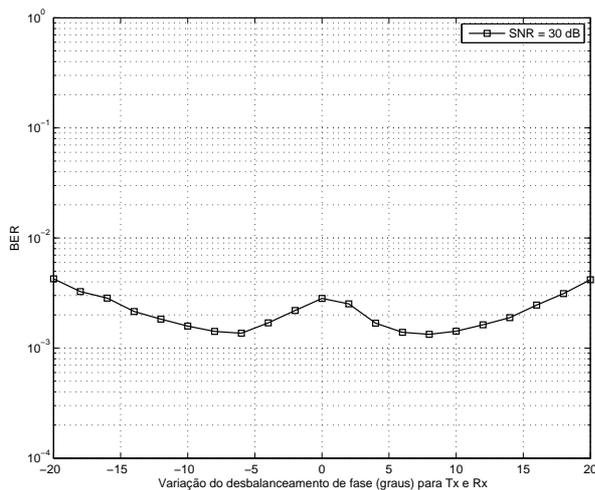


Fig. 4. Análise de desempenho do sistema proposto para diferentes valores de desbalanceamento I/Q de fase no transmissor e receptor.

valor do desbalanceamento de amplitude variou no par Tx/Rx na faixa de -20° a 20° . O valor da SNR foi mantida em 30 dB. Neste caso podemos observar que o desbalanceamento de fase pode alterar de maneira significativa o desempenho do sistema proposto.

A Figura 5 apresenta uma comparação de desempenho entre o sistema proposto e um sistema sem a compensação das imperfeições causadas pelo desbalanceamento I/Q. O sistema sem compensação simulado detecta os símbolos utilizando o algoritmo OSIC. A SNR utilizada para os dois sistemas foi mantida em 40 dB durante toda a variação dos parâmetros de amplitude e fase no Tx e no Rx. Nesta figura fica mais claro o ganho de diversidade que pode ser obtido de sistemas que exploram de forma construtiva os efeitos causados pelo desbalanceamento I/Q. Note que a diferença entre as duas

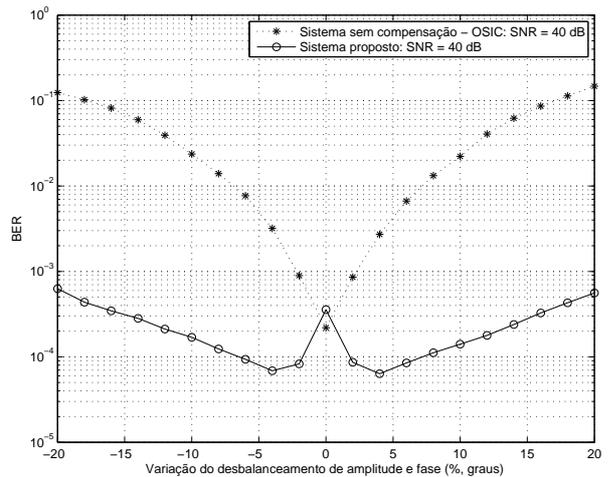


Fig. 5. Comparação de desempenho sistema proposto para diferentes valores de desbalanceamento I/Q de amplitude e fase no transmissor e receptor.

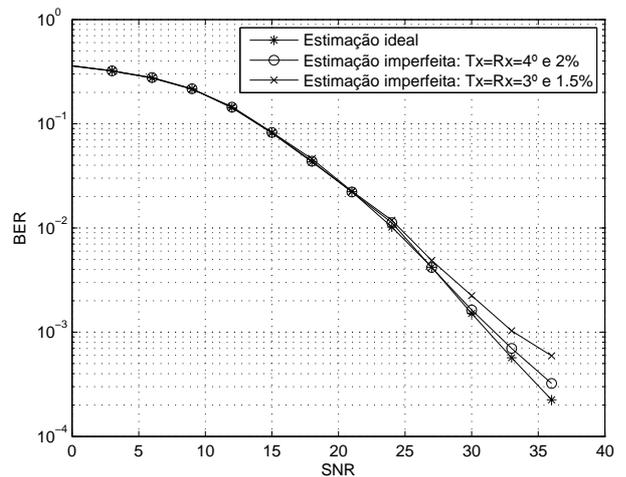


Fig. 6. Análise de desempenho do sistema proposto para estimação imperfeita dos parâmetros do desbalanceamento I/Q. OSIC significa "Cancelamento Sucessivo de Interferência Ordenado".

curvas para o caso de não haver desbalanceamento vem do fato de que não utilizamos um receptor com ordenação no método proposto, conforme explicado na Seção IV. Esta diferença entre métodos com e sem ordenação já era esperada [22].

O desempenho do sistema proposto para situações onde os parâmetros do desbalanceamento I/Q não são estimados corretamente é apresentado na Figura 6. Para esta análise considere-se o caso onde a estimação é perfeita, com parâmetros de desbalanceamento de fase igual a 5° e de amplitude igual a 3%, e dois casos de estimação imperfeita: i) desbalanceamento de fase igual a 4° e de amplitude igual a 2%; ii) desbalanceamento de fase igual a 3° e de amplitude igual a 1,5%. Nesta figura pode-se observar, por exemplo, que para uma $BER = 10^{-3}$ a perda no desempenho fica em torno de apenas 2 dB, mesmo para um erro de estimação de 2° na fase e 1,5% na amplitude.

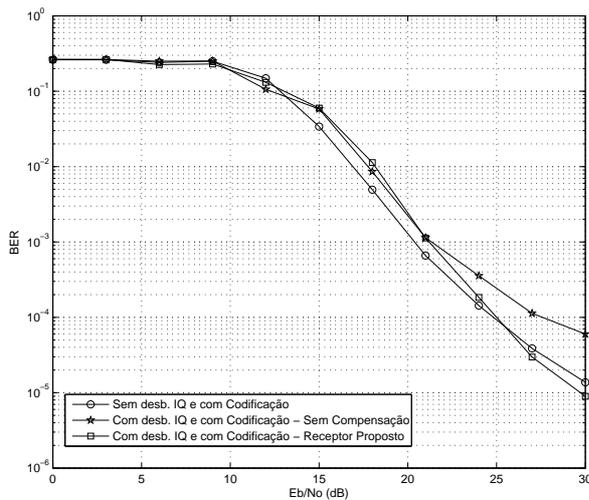


Fig. 7. Análise de desempenho do sistema proposto com codificação de canal.

Todos os resultados acima foram obtidos com sistemas sem codificação de canal. Como a codificação de canal já se encarrega de aproveitar de certa maneira a diversidade de frequência do sistema, é de se esperar que os ganhos com o método proposto sejam menores neste caso. Isto pode ser confirmado na Figura 7, onde são mostrados resultados considerando o uso de um codificador convolucional de taxa $R=1/2$ utilizado no WiMAX [1]. Os parâmetros de I/Q utilizados na simulação da Figura 7 foram $\theta_{tx,1} = \theta_{tx,2} = 5^\circ$, $\epsilon_{tx,1} = \epsilon_{tx,2} = 3\%$, $\theta_{rx,1} = \theta_{rx,2} = 4^\circ$ e $\epsilon_{rx,1} = \epsilon_{rx,2} = 5\%$. Podemos ver também da figura que os efeitos nocivos do desbalanceamento I/Q são efetivamente combatidos com o receptor proposto também neste caso. Entretanto, devemos considerar também que em sistemas reais é feita a adaptação de esquemas de modulação e codificação, e taxas mais altas de dados só são alcançáveis com taxas de codificação muito próximas de um, e nestes casos os códigos muitas vezes não são suficientes para explorar toda a diversidade de frequência existente. O esquema proposto, além de combater os efeitos nocivos do desbalanceamento I/Q ainda permitiria utilizar melhor a diversidade de frequência de um sistema banda-larga neste caso.

VI. COMENTÁRIOS FINAIS

Neste artigo analisamos o desempenho de um receptor proposto para sistemas V-BLAST OFDM com desbalanceamento I/Q, que permite aproveitar a diversidade de frequência involuntariamente fornecida por esta imperfeição de RF. O receptor apresentado nos permite obter ganhos consideráveis de desempenho. Porém, alguns aspectos ainda devem ser investigados, como a estimação dos parâmetros do desbalanceamento, estratégias de recepção no caso de desbalanceamento seletivo na frequência, e o desempenho em sistemas codificados com alta taxa.

VII. AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CNPq (554047/2006-3, 381579/2008-5, 472977/2007-5, e 303181/2007-9).

REFERÊNCIAS

- [1] IEEE Standard 802.16-2004, "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems," May 2004.
- [2] IEEE Draft 802.11n, "IEEE Approved Draft Standard for Information Technology-Telecommunications - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications," Sept. 2007.
- [3] H. Ekstrom et al., "Technical solutions for the 3G Long Term Evolution", *IEEE Commun. Mag.*, pp. 38-44, Mar. 2006.
- [4] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, Nov. 1999.
- [5] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, Mar 1998.
- [6] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criterion and code construction", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [7] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas", *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, 1996.
- [8] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using the V-BLAST space-time communication architecture," *IEE Electronics Letters*, vol. 35, no. 1, pp. 14-15, Jan. 1999.
- [9] H. Schulze and C. Luders, *Theory and Applications of OFDM and CDMA*, John Wiley & Sons, 2005.
- [10] W. H. W. Tuttlebee (ed.), *Software Defined Radio: Enabling Technologies*. Wiley, 2002.
- [11] A. Abidi, "Direct-conversion radio transceivers for digital communications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1399-1410, Dec. 1995.
- [12] S. Mirabbasi and K. Martin, "Classical and modern receiver architectures," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 38, no. 11, pp. 132-139, Nov. 2000.
- [13] B. Razavi, "RF IC design challenges," *Proc. 35th Design Automation Conference*, pp. 408-413, 1998.
- [14] G. Fettweis, M. Loehning, D. Petrovic, M. Windisch, P. Zillmann, and W. Rave, "Dirty RF: a new paradigm," *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 14, no. 2, pp. 133-148, June 2007.
- [15] A. Tarighat, A. H. Sayed, "MIMO OFDM receivers for systems with IQ imbalances," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 53, no. 9, pp. 3583-3596, Sept. 2005.
- [16] Y. Zou, M. Valkama, and M. Renfors, "Digital compensation of I/Q imbalance effects in space-time coded transmit diversity systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 56, no.6, pp. 2496-2508, June 2008.
- [17] Y. Zou, M. Valkama, and M. Renfors, "Analysis and compensation of transmitter and receiver I/Q imbalances in space-time coded multi-antenna OFDM systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2008, Article ID 391025, 16 pages, 2008.
- [18] M. Cao and H. Ge, "I/Q imbalance mitigation for STBC MIMO-OFDM communication systems," *Proc. IEEE ICASSP*, April 2008.
- [19] Y. Jin, J. Kwon, Y. Lee, J. Ahn, W. Choi, and Dongchan Lee, "Obtained diversity gain in OFDM systems under the influence of IQ imbalance," *IEICE Trans. Comm.*, vol. E91-B, no. 3, March 2008.
- [20] M. Noronha-Neto, R. D. Souza, A. N. Barreto, A. M. Cavalcante, "Exploiting I/Q imbalance in direct conversion transceivers for improving the performance of a V-BLAST OFDM system," *Proc. IEEE VTC Spring*, pp. 1-5, 2009.
- [21] D. Shiu, J. M. Kahn, "Scalable layered space-time codes for wireless communications: performance analysis and design criteria," *Proc. IEEE WCNC*, pp. 159-163, 1999.
- [22] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2003