

Equalização Adaptativa no Domínio da Frequência para Sistemas com Transmissão em Blocos

Bernardo R. da Costa, Tiago T. V. Vinhoza, Raimundo Sampaio-Neto, Rodrigo C. de Lamare

Resumo—Este trabalho investiga e compara diferentes técnicas de equalização no domínio da frequência para sistemas de uma única portadora SC (*single-carrier*) e de multiportadoras OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). A transmissão é feita em blocos, assim como seu processamento na recepção. Além da filtragem linear adaptativa no domínio da frequência, que acontece em ambos os sistemas, é também empregado um filtro adaptativo de retorno, no domínio do tempo, para os sistemas SC, e que opera símbolo à símbolo sobre os blocos recebidos. Os resultados obtidos através de simulação mostram que o SC tem desempenho superior ao OFDM.

Palavras-Chave—Equalização adaptativa, OFDM, Single-Carrier, Equalização no domínio da frequência, Equalização com realimentada.

Abstract—This work presents a comparison between Single-Carrier Frequency Domain Equalization (SC-FDE) and OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). We consider a block transmission and a block processing at the receiver's end. Aside from the linear adaptive equalization in the frequency domain, a adaptive decision feedback equalizer (which operates in a symbol by symbol basis in the time domain) is applied in the SC systems. The zero-padding scheme is used in both systems for the comparisons. Simulation results show that the SC-FDE outperforms OFDM.

Keywords—Adaptive Equalization, OFDM, Single-Carrier, Frequency-Domain Equalization, Decision Feedback Equalization.

I. INTRODUÇÃO

Tecnologias de acesso sem fio e de faixa larga, que oferecem altas taxas de transmissão a usuários residenciais e corporativos, são alternativas atraentes e economicamente viáveis às tecnologias de acesso com fio existentes [1]. Nestes ambientes, os efeitos de propagação de múltiplos percursos são bastante severos e capazes de degradar significativamente o desempenho de um sistema de transmissão. Para combater a interferência entre símbolos derivada dos múltiplos percursos de propagação é necessário o emprego de equalizadores. Uma das classes possíveis são os equalizadores MLSD (*Maximum Likelihood Sequence Detection*) [2], porém apresentam complexidade elevada se comparado aos esquemas de equalização considerados neste trabalho. Dentre as técnicas de combate à interferência entre símbolos mais promissoras e eficientes do ponto de vista econômico e de desempenho, destacam-se a

equalização no domínio da frequência para sistema de única portadora (*Frequency-Domain Equalization* – SC-FDE) [3] e para os sistemas multiportadoras [4], como por exemplo o OFDM. Em sistemas de transmissão em blocos, os símbolos são agrupados em blocos e a adição de símbolos redundantes (intervalo de guarda) elimina a interferência entre blocos (IEB) e permite o emprego de técnicas eficientes (mais simples) de processamento de sinais na recepção. A literatura nesta área de pesquisa sugere que os sistemas SC-FDE e OFDM apresentam um desempenho e uma complexidade para implementação semelhantes e identifica algumas vantagens em favor do SC no que se refere a sensibilidade a desvios de frequência e sensibilidade a não-linearidades no transmissor devido a altas excursões de amplitude que ocorrem no sinal de transmissão OFDM e que resultam em um alto valor de PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) [1]. Nos últimos anos, a boa relação desempenho/custo das técnicas de equalização SC-FDE tem aumentado significativamente a atividade de pesquisa nesta área. Equalizadores lineares seguidos de um estágio de decisão realimentada (DFE – *Decision Feedback Equalizer*) são estruturas relativamente simples e obtêm ganhos substanciais sobre equalizadores lineares [2]. Uma desvantagem destes equalizadores, porém, é o fenômeno de propagação de erros [2]. Um estágio adicional DFE para sistemas SC-FDE foi considerado em [1] para sistemas com prefixo cíclico (CP), e em [5] para sistemas com *zero-padding* (ZP). O trabalho em [5], porém, propõe uma solução não-adaptativa e supõe estimação perfeita de canal. Este trabalho é organizado da seguinte forma. A Seção II apresenta o modelo do sistema considerado e os conceitos básicos da transmissão com portadora única (SC) e/ou multi-portadora (OFDM). Considera-se apenas o esquema ZP para a faixa de guarda. A Seção III trata da recepção, onde a equalização adaptativa linear é feita no domínio da frequência, tanto para o OFDM como para o SC-FDE. Esta filtragem será referenciada como *Linear Equalization* (LE) no SC. A equação para atualização do filtro é descrita, seguindo o método recursivo dos mínimos quadrados (RLS). A Seção IV introduz uma alternativa para refinar as decisões dos sistemas SC-FDE-LE ao fazer uso de um filtro de realimentação, que opera no domínio do tempo. Este sistema será então denominado de SC-FDE-DFE. Neste caso, o filtro adaptativo de retorno e o linear operam simultaneamente e a minimização e a atualização de ambos é feita conjuntamente. A Seção V traz os resultados obtidos por simulação em computador dos sistemas apresentados. Por fim, a seção VI apresenta as conclusões.

B. R. da Costa, T. T. V. Vinhoza e R. Sampaio-Neto. Centro de Estudos em Telecomunicações (CETUC), Pontifícia Universidade do Rio de Janeiro (PUC-Rio), Rio de Janeiro (RJ), Brasil. R. C. de Lamare está com o Communications Research Group, Department of Electronics, University of York, York YO10 5DD, United Kingdom. E-mails: costabernardo@gmail.com, {vinhoza,raimundo}@cetuc.puc-rio.br, rcd1500@ohm.york.ac.uk. Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CNPq.

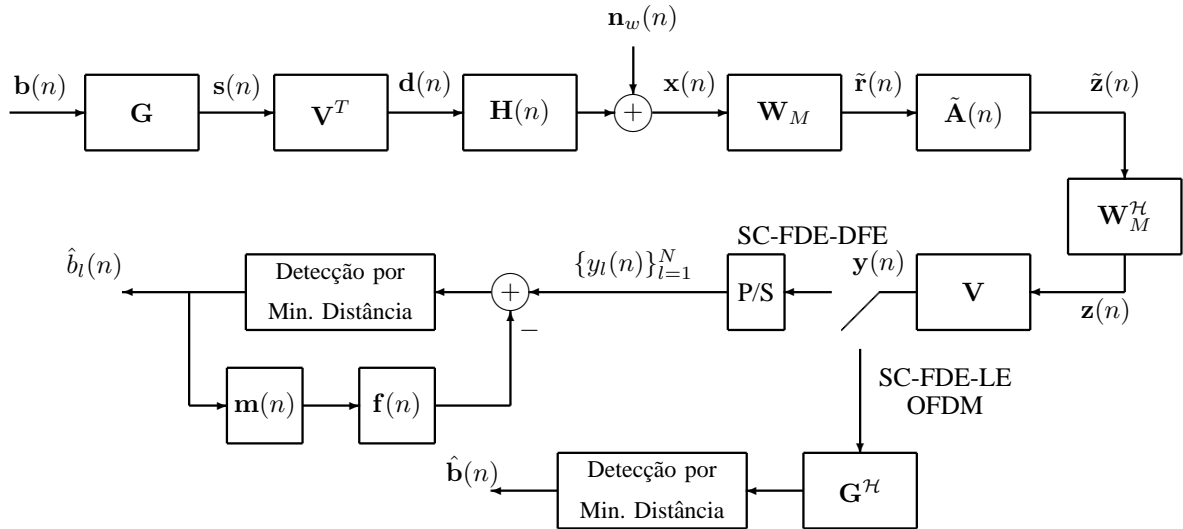


Fig. 1. Diagrama em blocos da estrutura de transmissão/recepção OFDM e SC-FDE

II. MODELO DO SISTEMA

Considere o modelo discreto de um sistema de transmissão de blocos mostrado na Fig. 1. Deseja-se transmitir um bloco de informação denotado pelo vetor $\mathbf{b}(n)$ de dimensão N .

A. Transmissão

Neste trabalho, os símbolos contidos em $\mathbf{b}(n)$ representam pontos de uma constelação complexa quaternária (QPSK), de símbolos i.i.d, de média zero e energia unitária. O bloco $\mathbf{b}(n)$ é então pré-codificado por uma matriz \mathbf{G} de dimensão $N \times N$ que representa uma transformação linear arbitrária efetuada no transmissor. Este estágio pode assumir uma entre duas funções:

$$\mathbf{G} = \begin{cases} \mathbf{I}_N; & \text{se for SC} \\ \mathbf{W}_N^H; & \text{se for OFDM} \end{cases} \quad (1)$$

Onde \mathbf{I}_N é matriz identidade de tamanho N , e \mathbf{W}_N^H é a IDFT de N pontos, normalizada tal que $\mathbf{W}_N^H \mathbf{W}_N = \mathbf{I}_N$ e onde $(\cdot)^H$ denota conjugado transposto. A seguir, a matriz \mathbf{V}^T insere uma faixa de guarda de L símbolos ao final no bloco codificado $\mathbf{s}(n)$, montando o bloco $\mathbf{d}(n)$ de tamanho M , onde $M = N + L$. A faixa de guarda L deve ser maior ou igual a memória do canal para evitar interferência entre blocos (IEB). Para o caso de *zero-padding*, considerado neste trabalho, a matriz \mathbf{V}^T é da forma

$$\mathbf{V}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N & & \\ & \dots & \\ & & \mathbf{0}_{L \times N} \end{bmatrix}_{M \times N}. \quad (2)$$

onde $\mathbf{0}_{u \times v}$ denota matriz nula de dimensão $u \times v$. Assim,

$$\begin{aligned} \mathbf{d}(n) &= \mathbf{V}^T \mathbf{s}(n) \\ &= \underbrace{[b_1(n), b_2(n), \dots, b_N(n)]}_{\mathbf{s}(n)} \underbrace{[0, 0, \dots, 0]^T}_{L \text{ zeros}}. \end{aligned} \quad (3)$$

O bloco é então transmitido por um canal multipercorso, modelado neste trabalho como um filtro FIR de P taps cujos coeficientes são amostras da envoltória complexa da resposta

impulsional do canal. Supondo que durante o n -ésimo bloco a resposta impulsional permanece constante, i.e. $\mathbf{h}(n) = [h_0(n), h_1(n), \dots, h_{P-1}(n)]^T$, a transmissão pelo canal multipercorso pode ser representada por uma matriz de convolução *Toeplitz* triangular inferior $\mathbf{H}_T(n)$, que tem na primeira coluna o vetor do canal $\mathbf{h}(n)$, preenchido por zeros nas $M - P$ componentes restantes. As últimas L colunas de $\mathbf{H}_T(n)$ não têm contribuição alguma no resultado da convolução, pois o vetor $\mathbf{d}(n)$ possui zeros nas suas últimas L componentes. Isso posto, podemos alterar essas colunas de $\mathbf{H}_T(n)$ de maneira que ela se torne uma matriz circulante $\mathbf{H}_C(n)$, o que significa dizer que a convolução linear equivale a uma convolução circular.

B. Recepção

O sinal recebido é corrompido pelo vetor complexo de ruído aditivo Gaussiano branco $\mathbf{n}_w(n)$ na entrada do equipamento receptor. A matriz de covariância do ruído é

$$\mathbf{K}_{\mathbf{n}_w} = \mathbb{E}[\mathbf{n}_w(n) \mathbf{n}_w^H(n)] = \sigma_{n_w}^2 \mathbf{I}_M, \quad (4)$$

onde $\sigma_{n_w}^2$, é a variância das componentes do vetor de ruído. O sinal recebido é então representado pelo vetor de dimensão M $\mathbf{x}(n) = \mathbf{H}_C(n) \mathbf{d}(n) + \mathbf{n}_w(n)$. Uma DFT de M -pontos é realizada sobre o vetor recebido $\mathbf{x}(n)$. Assim,

$$\tilde{\mathbf{r}}(n) = \mathbf{W}_M \mathbf{H}_C(n) \mathbf{d}(n) + \mathbf{W}_M \mathbf{n}_w(n). \quad (5)$$

Como \mathbf{W}_M é uma matriz unitária, podemos fazer

$$\tilde{\mathbf{r}}(n) = \underbrace{\mathbf{W}_M \mathbf{H}_C(n) \mathbf{W}_M^H}_{\tilde{\mathbf{Q}}_D(n)} \underbrace{\mathbf{W}_M \mathbf{d}(n)}_{\tilde{\mathbf{d}}(n)} + \mathbf{W}_M \mathbf{n}_w(n). \quad (6)$$

Utilizando propriedades matriciais, pode ser verificado que $\tilde{\mathbf{Q}}_D(n)$ é uma matriz diagonal, de dimensão $M \times M$, contendo na diagonal principal, amostras da resposta em frequência do canal $\mathbf{q}(n) = \sqrt{M} \mathbf{W}_{M,P} \mathbf{h}(n)$, onde $\mathbf{W}_{M,P}$ é uma matriz $M \times P$ que contém as P primeiras colunas da matriz \mathbf{W}_M . O vetor recebido $\tilde{\mathbf{r}}(n)$ é então equalizado por M filtros

independentes de 1 *tap* (ou filtro *forward*) organizados no vetor $\tilde{\mathbf{a}}(n)$, gerando na saída

$$\tilde{\mathbf{z}}(n) = \tilde{\mathbf{A}}(n)\tilde{\mathbf{r}}(n) = \tilde{\mathbf{R}}(n)\tilde{\mathbf{a}}(n)$$

onde $\tilde{\mathbf{R}}(n) = \text{diag}(\tilde{\mathbf{r}}(n))$ e $\tilde{\mathbf{A}}(n) = \text{diag}(\tilde{\mathbf{a}}(n))$. As deduções para os coeficientes deste filtro se encontram nas Seções III e IV. Efetua-se uma transformada inversa de M pontos

$$\mathbf{z}(n) = \mathbf{W}_M^H \tilde{\mathbf{z}}(n). \quad (7)$$

Em seqüência, retiram-se os símbolos redundantes inseridos como faixa de guarda (neste caso, os L zeros do fim do bloco), fazendo

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{V}\mathbf{z}(n). \quad (8)$$

No caso de sistemas OFDM e/ou sistemas SC-FDE, o vetor $\mathbf{y}(n)$ é processado por \mathbf{G}^H , dado por

$$\mathbf{G}^H = \begin{cases} \mathbf{I}_N; & \text{se for SC} \\ \mathbf{W}_N; & \text{se for OFDM} \end{cases} \quad (9)$$

e a saída é entregue para um decisor paralelo, que efetua detecção de mínima distância sobre todo o bloco em questão. Caso queiramos utilizar o estágio de DFE para os os sistemas SC-FDE, então uma conversão paralelo-serial precisa ser feita em cima do bloco $\mathbf{y}(n)$. Mais sobre o estágio de DFE na seção IV.

III. EQUALIZAÇÃO LINEAR ADAPTATIVA RLS

Nesta Seção, derivamos a expressões para o filtro linear (*LE*) que opera no domínio da frequência e serve tanto para o OFDM quanto para o SC-FDE. Define-se o vetor de erro como:

$$\tilde{\mathbf{e}}_{LE}(n) = \tilde{\mathbf{d}}(i) - \tilde{\mathbf{R}}(i)\tilde{\mathbf{a}}(n) \quad (10)$$

Neste algoritmo adaptativo, minimizamos a soma dos erros médio quadráticos ponderados exponencialmente. Define-se então a função custo a ser minimizada como:

$$J_{LE}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \tilde{\mathbf{e}}_{LE}^H(i) \tilde{\mathbf{e}}_{LE}(i). \quad (11)$$

onde λ é um fator de esquecimento. No caso em que $\lambda = 1$, não fazemos nenhuma distinção do passado, dando à ele o mesmo peso do presente na medida a ser minimizada. Por outro lado, podemos fazer com que λ assuma valores muito próximos da unidade (porém menores). Isto levará o algoritmo a “esquecer” passado, isto é, dar menor peso as observações mais antigas. Esta maneira de ponderar as observações é indicada no rastreamento de canais variantes no tempo e será ilustrada mais a frente. Seguindo com o desenvolvimento do algoritmo e substituindo (10) em (11), obtemos:

$$J_{LE}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \{ \tilde{\mathbf{d}}^H(i) \tilde{\mathbf{d}}(i) - \tilde{\mathbf{d}}^H(i) \tilde{\mathbf{R}}(i) \tilde{\mathbf{a}}(n) - \tilde{\mathbf{a}}^H(n) \tilde{\mathbf{R}}^H(i) \tilde{\mathbf{d}}(i) + \tilde{\mathbf{a}}^H(n) \tilde{\mathbf{R}}^H(i) \tilde{\mathbf{R}}(i) \tilde{\mathbf{a}}(n) \} \quad (12)$$

Calculando o gradiente da equação (12) com relação a $\mathbf{a}(n)$, chegamos à:

$$\nabla [J_{LE}(n)] = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} [\tilde{\mathbf{R}}(i) \tilde{\mathbf{R}}^*(i) \tilde{\mathbf{a}}^*(n) - \tilde{\mathbf{R}}(i) \tilde{\mathbf{d}}^*(i)]. \quad (13)$$

Queremos achar um ponto de mínimo para (12). Por isso vamos igualá-la à zero. Assim, e aproveitando para conjugar as expressões, de maneira que a resposta seja em função de $\tilde{\mathbf{a}}(n)$:

$$\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} [\tilde{\mathbf{R}}^*(i) \tilde{\mathbf{R}}(i)] \tilde{\mathbf{a}}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} [\tilde{\mathbf{R}}^*(i) \tilde{\mathbf{d}}(i)] \quad (14)$$

Identifica-se uma matriz de autocorrelação determinística no primeiro membro da equação (14):

$$\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} [\tilde{\mathbf{R}}^*(i) \tilde{\mathbf{R}}(i)]. \quad (15)$$

Já no segundo membro da equação (14), temos um vetor $M \times 1$ de correlação cruzada determinística entre o vetor observado na recepção e o vetor transmitido

$$\beta(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} [\tilde{\mathbf{R}}^*(i) \tilde{\mathbf{d}}(i)]. \quad (16)$$

Podemos então escrever a solução de $\tilde{\mathbf{a}}(n)$ como

$$\tilde{\mathbf{a}}(n) = [\Phi(n)]^{-1} \beta(n), \quad (17)$$

onde $\Phi(n)$ é uma matriz diagonal, visto que é obtida a partir do produto de duas matrizes diagonais. Podemos calcular os termos de maneira recursiva, observando a mesma estratégia tanto na equação (15) como em (16). Para isso, isola-se o termo em que $i = n$:

$$\begin{aligned} \Phi(n) &= \lambda \left\{ \sum_{i=1}^{n-1} \lambda^{n-1-i} [\tilde{\mathbf{R}}^*(i) \tilde{\mathbf{R}}(i)] \right\} + \tilde{\mathbf{R}}^*(n) \tilde{\mathbf{R}}(n) \\ \Phi(n) &= \lambda \Phi(n-1) + \tilde{\mathbf{R}}^*(n) \tilde{\mathbf{R}}(n). \end{aligned} \quad (18)$$

De forma análoga, obtém-se

$$\beta(n) = \lambda \beta(n-1) + \tilde{\mathbf{R}}^*(n) \tilde{\mathbf{d}}(n). \quad (19)$$

IV. EQUALIZAÇÃO COM DECISÃO REALIMENTADA ADAPTATIVA RLS

Esta estrutura é utilizada apenas nos sistemas SC-FDE, uma vez que quando a equalização *forward* é imperfeita, i.e. $\tilde{\mathbf{A}}(n) \tilde{\mathbf{Q}}_D \neq \mathbf{I}_M$ há interferência intersimbólica no seqüência $\mathbf{y}(n)$ (ver Fig. 1), considerando-se o canal constante durante a duração de um bloco. Definimos o erro como uma função conjunta dos filtros *forward* (linear) e de *feedback* (retorno):

$$\mathbf{e}_{DFE}(n) = \mathbf{V} \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{R}}(n) \tilde{\mathbf{a}}(n) - \mathbf{C}^T \mathbf{f}(n) - \mathbf{b}(n), \quad (20)$$

onde os N_f coeficientes do filtro de retorno são identificados por $\mathbf{f}(n)$ e $\mathbf{C}(n)$ é a matriz que contém todas as decisões feitas em cima de um determinado bloco $\mathbf{y}(n)$ (no caso do sistema estar operando no modo *Decision-Directed*) ou, dos próprios símbolos transmitidos, no caso de seqüências de treinamento. Esta matriz é assim definida:

$$\mathbf{C}(n) = [\mathbf{m}_0(n), \mathbf{m}_1(n), \dots, \mathbf{m}_N(n)], \quad (21)$$

onde os vetores $\mathbf{m}_l(n)$ são dados por

$$\mathbf{m}_l(n) = [b_{l-1}(n), b_{l-2}(n), \dots, b_{l-N_f}(n)]^T; \quad l = 1, 2, \dots, N. \quad (22)$$

Chegamos agora ao ponto de desenvolver o método de mínimos quadrados para o sistema com o filtro de *feedback*. A nova função custo a ser minimizada (novamente, via RLS):

$$J_{DFE}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \|\mathbf{e}_{DFE}(i)\|^2. \quad (23)$$

A expressão acima também pode ser vista como uma convolução entre uma seqüência com decaimento exponencial (λ^{n-i}) e o valor quadrático instantâneo do erro, definido em (20). Desenvolvendo a expressão (23), encontramos:

$$J = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \left\{ \tilde{\mathbf{a}}^T \tilde{\mathbf{R}}^T(i) \mathbf{W}^T \mathbf{V}^T \left[\mathbf{V} \mathbf{W}^T \tilde{\mathbf{R}}^*(i) \tilde{\mathbf{a}}^* - \mathbf{C}^T(i) \mathbf{f}^* - \mathbf{b}^*(i) \right] - \mathbf{f}^T \mathbf{C}(i) \left[\mathbf{V} \mathbf{W}^T \tilde{\mathbf{R}}^*(i) \tilde{\mathbf{a}}^* - \mathbf{C}^T(i) \mathbf{f}^* - \mathbf{b}^*(i) \right] - \left[\tilde{\mathbf{a}}^T \tilde{\mathbf{R}}^T(i) \mathbf{W} \mathbf{V}^T - \mathbf{f}^T \mathbf{C}^*(i) - \mathbf{s}^T(i) \right] \mathbf{b}(i) \right\} \quad (24)$$

Calculando o gradiente em relação aos dois filtros (*forward* e de *feedback*):

$$\nabla_{\mathbf{a}} J = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{\Lambda}(i) \left\{ \mathbf{\Lambda}^T(i) \tilde{\mathbf{a}}^*(n) - \mathbf{C}^T(i) \mathbf{f}^*(n) - \mathbf{b}^*(i) \right\} \quad (25)$$

$$\nabla_{\mathbf{f}} J = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{C}(i) \left\{ \mathbf{C}^T(i) \mathbf{f}^*(n) - \mathbf{\Lambda}^T(i) \tilde{\mathbf{a}}^*(n) + \mathbf{b}^*(i) \right\}, \quad (26)$$

onde

$$\mathbf{\Lambda}(n) = \tilde{\mathbf{R}}^T(n) \mathbf{W} \mathbf{V}^T \quad (27)$$

Igualando os gradientes a zero e conjugando os termos, obtém-se:

$$\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{\Lambda}^*(i) \left\{ \mathbf{\Lambda}^T(i) \tilde{\mathbf{a}}(n) - \mathbf{C}^T(i) \mathbf{f}(n) \right\} = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{\Lambda}^*(i) \mathbf{b}(i) \quad (28)$$

$$\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{C}^*(i) \left\{ \mathbf{\Lambda}^T(i) \tilde{\mathbf{a}}(n) - \mathbf{C}^T(i) \mathbf{f}(n) \right\} = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{C}^*(i) \mathbf{b}(i) \quad (29)$$

Definindo

$$\mathbf{T}^*(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{\Lambda}^*(n) \\ \vdots \\ \mathbf{C}^*(n) \end{bmatrix}, \quad (30)$$

podemos escrever (28) e (29) de uma forma mais compacta

$$\underbrace{\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{T}^*(i) \mathbf{T}^T(i)}_{\mathbf{\Phi}(n)} \mathbf{v}(n) = \underbrace{\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{T}^*(i) \mathbf{b}(i)}_{\mathbf{\beta}(n)}, \quad (31)$$

em que os coeficientes dos filtros *forward* e *feedback* foram agrupados num só vetor

$$\mathbf{v}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{a}}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{f}(n) \end{bmatrix}, \quad (32)$$

e onde sua solução é encontrada fazendo

$$\mathbf{v}(n) = [\mathbf{\Phi}(n)]^{-1} \mathbf{\beta}(n), \quad (33)$$

sendo $\mathbf{\Phi}(n)$ uma matriz de dimensão $(M + N_f) \times (M + N_f)$. A sua atualização é dada por:

$$\mathbf{\Phi}(n) = \lambda \mathbf{\Phi}(n-1) + \mathbf{T}^*(n) \mathbf{T}^T(n), \quad (34)$$

ao passo que

$$\mathbf{\beta}(n) = \lambda \mathbf{\beta}(n-1) + \mathbf{T}^*(n) \mathbf{b}(n). \quad (35)$$

V. RESULTADOS

Os resultados de simulação apresentados são para sistemas de transmissão por blocos SC e OFDM que utilizam modulação QPSK. Os blocos foram escolhidos de tamanho $N = 16$ neste projeto. O canal de comunicações é modelado por um filtro FIR com $P = 4$ taps, cujos coeficientes são do tipo

$$h_k = p_k \alpha_k; \quad k = 1, 2, \dots, P \quad (36)$$

onde $\{\alpha_k\}_{k=1}^P$ são variáveis aleatórias Gaussianas complexas, estatisticamente independentes, de média nula e com $\mathbb{E} [|\alpha_k|^2] = 1$, no caso de canal fixo (no tempo). Os valores de α_k são sorteados no início de cada simulação e mantidos fixos ao longo de cada teste. Os pesos p_k satisfazem a $\sum_{k=1}^P p_k^2 = 1$. Para canal variante no tempo, supõe-se que os P coeficientes do canal são dados por

$$h_k(n) = p_k \gamma_k(n); \quad k = 1, 2, \dots, P \quad (37)$$

onde $\{\gamma_k(n)\}_{k=1}^P, n = 1, 2, \dots$, são seqüências independentes de variáveis aleatórias Gaussianas correlatadas obtidas ao filtrar-se um processo Gaussiano complexo branco por um filtro cuja resposta é dada aproximadamente por [6]

$$H_{dop}(f) = \frac{K}{\sqrt{1 - (\frac{f}{f_d})^2}}, \quad (38)$$

onde K é uma constante de normalização, $f_d = \frac{v}{\lambda_w}$ é o máximo desvio doppler de freqüência, λ_w é o comprimento de onda e v é a velocidade de deslocamento do terminal móvel. Os resultados para canal variante no tempo são mostrados em termos da freqüência doppler normalizada ($f_d T$), onde T é o intervalo de 1 bloco. Os pesos utilizados nas simulações foram $\mathbf{p} = [0.8677, 0.4339, 0.2169, 0.1085]^T$. A faixa de guarda para cada bloco é $L = 4$. Na Figura 2 estão apresentadas as curvas de desempenho de taxa de erro de bit para os sistemas SC empregando FDE-LE e FDE-DFE e para o sistema OFDM. Foram utilizados 50 blocos de treinamento, após os quais os sistemas foram colocados em modo de operação *decision direct*, com 10.000 realizações. As curvas mostram um ganho evidente dos sistemas SC-FDE em relação ao OFDM, especialmente quando considera-se o estágio DFE. Comparando-se os sistemas SC, nota-se que a utilização de um estágio DFE apresenta ganho da ordem de 2 a 3 dB. Na Figura 3 estão apresentadas as curvas de desempenho da taxa de erro de bit para os sistemas SC-FDE-DFE utilizando um equalizador de retorno com 3 taps e um sistema OFDM. O canal apresenta $f_d T = 0.001$. Novamente, o sistema SC-FDE-DFE apresentou desempenho superior com um piso de BER bem inferior ao apresentado pelo OFDM.

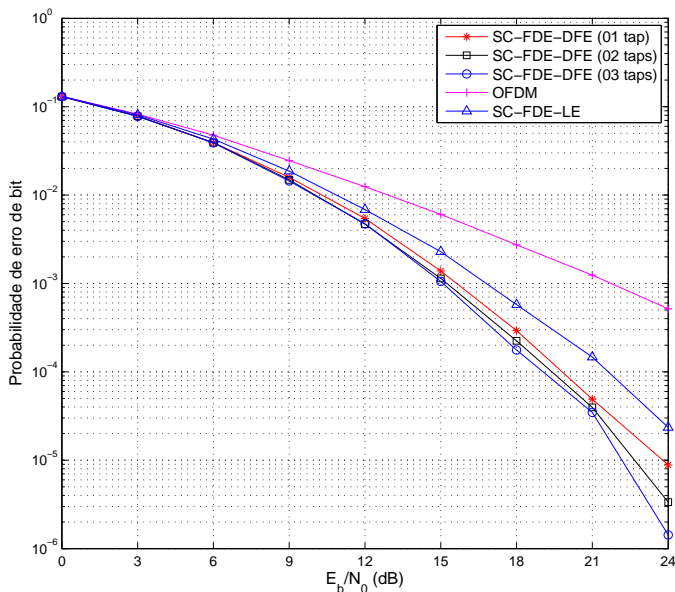


Fig. 2. BER comparativa entre os sistemas considerados (canal fixo)

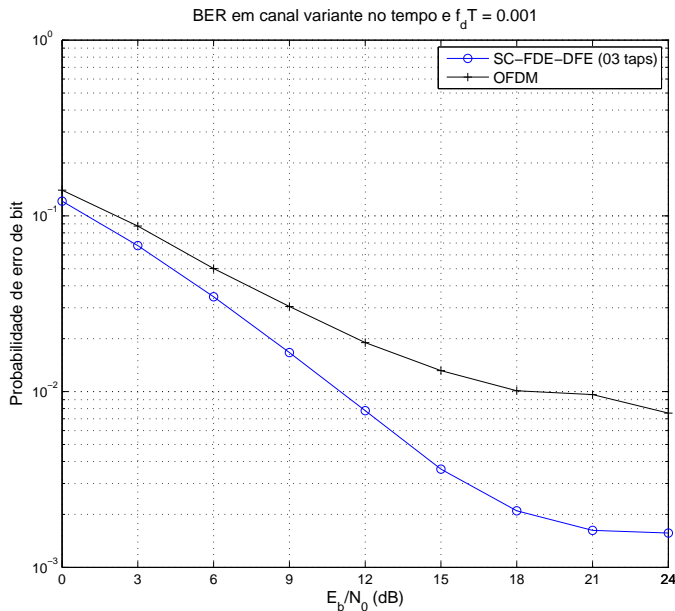


Fig. 3. OFDM versus SC-FDE-DFE em canal variante no tempo, $f_d T = 0.001$

VI. CONCLUSÕES

Pelos resultados das simulações, fica evidente o ganho dos sistemas SC-FDE em relação ao OFDM, especialmente quando considera-se o estágio de retorno ou DFE. Sua implementação, contudo, é computacionalmente mais pesada, uma vez que há processamento símbolo-à-símbolo sobre o bloco que é entregue ao decisor. OFDM e SC-FDE-LE tem processamento em bloco, sendo mais rápidos e mais fáceis de projetar, porém com desempenho inferior.

REFERÊNCIAS

- [1] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Communications Magazine*, 2002.
- [2] J. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1995.
- [3] M. V. Clark, "Adaptive frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications," *IEEE JSAC*, vol. 16, pp. 1385–1395, Outubro 1998.
- [4] Z. Wang and G. B. Giannakis, "Wireless multicarrier communications: Where Fourier meets Shannon," *IEEE Signal Processing Mag.*, pp. 29–47, May 2000.
- [5] N. Benvenuto and S. Tomasin, "On the comparison between OFDM and single carrier modulation with a DFE using a frequency-domain feedforward filter," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 947–955, Junho 2002.
- [6] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall PTR, 1996.