

# Uso de Formatação de Feixe, Diversidade Espacial e Equalização na Recepção de Sinais

Julián L. Salamanca, Leonardo S. Resende e Carlos Aurélio F. da Rocha

**Resumo**—Neste trabalho, investiga-se a utilização conjunta de técnicas de formatação de feixe, diversidade e equalização para recepção de sinais em sistemas de comunicação sem fio. Utiliza-se um conjunto de arranjos de antenas para obter tanto diversidade espacial como formatação de feixe. Três técnicas de combinação dos sinais na saída dos conformadores são apresentadas: seleção, soma não ponderada e soma ponderada. Um equalizador DFE é empregado para compensar a ISI residual. Resultados de simulação permitem avaliar o desempenho dos esquemas propostos.

**Palavras-Chave**—Formatação de feixe, Diversidade, Equalização, Recepção.

**Abstract**—This paper investigates the joint use of beamforming, diversity and equalization techniques for signal reception in wireless communication systems. The approach consists of using a set of antenna arrays to achieve both spatial diversity and beamforming. Three techniques of output signals combining are presented: selection, unweighted sum and weighted sum. A DFE equalizer is employed to compensate the residual ISI. Simulation results to assess the performance of proposed schemes are presented.

**Keywords**—Beamforming, Diversity, Equalization, Reception.

## I. INTRODUÇÃO

Os sistemas de comunicação sem fio são desenvolvidos para fornecer serviços de qualidade com altas taxas de transmissão e recepção de dados. A radiodifusão de TV digital é um bom exemplo disto, sendo que a transmissão de vídeo, áudio e dados é feita tanto para receptores fixos como móveis. Nesse tipo de comunicação, o fenômeno de multipercurso e o consequente desvanecimento do sinal resultante chegando ao receptor são sempre presentes. Em função dos atrasos temporais de multipercurso, o desvanecimento é classificado como plano - característico em sinais de banda estreita, ou como seletivo em frequência - característico em sinais de banda larga. Sob desvanecimento seletivo em frequência, os símbolos transmitidos sofrem dispersão temporal, resultando no que é chamado de interferência intersimbólica (ISI - *intersymbol interference*) [1]. A ISI tem sido reconhecida como o maior obstáculo para a transmissão de dados em altas taxas nos sistemas de comunicação sem fio [2].

A diversidade espacial é uma das técnicas para mitigar o efeito do desvanecimento. Ela baseia-se no fato de que sinais em percursos independentes têm baixa probabilidade de experimentar desvanecimentos profundos simultaneamente. A

independência dos percursos é conseguida pelo uso de várias antenas no receptor, afastadas de uma distância mínima de 10 vezes o comprimento de onda  $\lambda$  do sinal incidente [3]. No entanto, o emprego apenas de diversidade espacial não é capaz de combater o desvanecimento seletivo em frequência. Assim, em sistemas de comunicação com altas taxas de transmissão, a diversidade espacial é combinada com técnicas de equalização para mitigar a ISI gerada por esse tipo de desvanecimento [4], [5].

Uma outra técnica de mitigar a ISI consiste em empregar formatação de feixe na recepção através de um arranjo de antenas. Tais antenas são afastadas de uma distância máxima de meio comprimento de onda ( $\lambda/2$ ), com o objetivo de que os sinais possam ser distinguidos espacialmente - princípio adverso à diversidade espacial. A idéia da técnica é formatar o diagrama de radiação do conjunto de antenas na direção do percurso desejado de maior potência, gerando nulos nos indesejados. Muitas vezes, o cancelamento total dos percursos indesejados não acontece pela falta de graus de liberdade do processador espacial e, conseqüentemente, a ISI na saída ainda é significativa. Para suprir esse problema, emprega-se também um equalizador na saída do conformador de feixe [6], [7].

Este trabalho propõe conciliar as técnicas de formatação de feixe, diversidade espacial e equalização na recepção de sistemas de comunicação sem fio, através da utilização de arranjos de antenas. Diferente do esquema proposto em [8], onde apenas um arranjo de antenas é empregado, aqui utiliza-se mais de um arranjo. As antenas em cada arranjo são espaçadas segundo o critério de amostragem espacial (formatação de feixe), enquanto que os arranjos são espaçados buscando satisfazer o critério de diversidade espacial. Técnicas de combinação dos sinais na saída de cada conformador de feixe também são propostas, visando simplificar o processo de equalização por um equalizador DFE (*decision feedback equalizer*). Resultados de simulação ilustram o desempenho das propostas.

## II. TÉCNICAS ESPACIO-TEMPORAIS NA RECEPÇÃO DE SINAIS

Esta seção apresenta as técnicas de formatação de feixe, diversidade espacial e equalização. Também apresenta-se um modelo matemático característico do canal espaço-temporal para sistemas de comunicação sem fio que empregam arranjos de antenas na recepção.

### A. Formatação de feixe na recepção

Na recepção, a formatação de feixe através de um arranjo de antenas tem por objetivo receber sinais oriundos de uma

Julián L. Salamanca, Leonardo S. Resende e Carlos Aurélio F. da Rocha. Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, Brasil. E-mails: jlopeza@gmail.com, leonardo@eel.ufsc.br, aurelio@eel.ufsc.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CNPq.

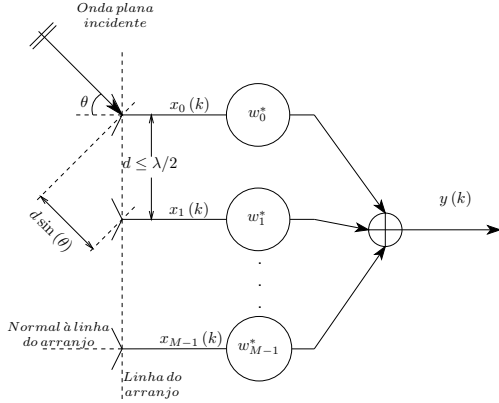


Fig. 1. Conformador de feixe ALU

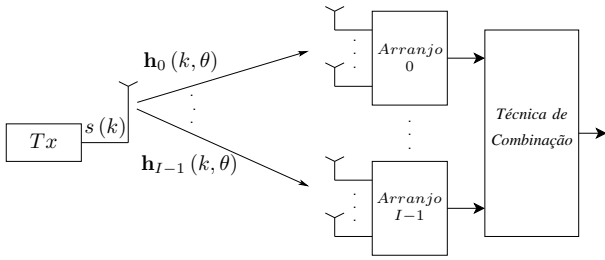


Fig. 2. Diversidade espacial com arranjos de antenas

fonte numa determinada direção do espaço, enquanto sinais provenientes de outras direções, considerados como interferentes e/ou ruído, são atenuados. A separação dos sinais é obtida por meio de um filtro espacial acoplado ao arranjo. O conjunto arranjo-filtro é conhecido como conformador de feixe [9]. Um conformador de feixe, empregando um arranjo linear de antenas uniformemente espaçadas (ALU\_arranjo linear uniforme), é mostrado na Figura 1.

Cada sinal incidindo no arranjo tem uma direção de chegada (DOA\_direction of arrival) denotada pelo ângulo  $\theta$  formado entre o eixo da frente de onda plana e a normal à linha do arranjo. O atraso de fase do sinal entre antenas adjacentes é representado pelo ângulo elétrico  $\phi$ , o qual é definido por:

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta) = 2\pi f_c \frac{d \sin(\theta)}{c} \quad (1)$$

onde  $d$  denota a distância entre as antenas,  $c$  a velocidade de propagação da onda no meio e  $f_c$  a frequência da portadora. Num arranjo de  $M$  antenas, o  $n$ -ésimo sinal incidindo com DOA  $\theta_n$  é representado pelo vetor de direção  $M$ -dimensional:

$$\mathbf{a}(\theta_n) = \left[ 1 e^{-j\phi_n} \dots e^{-j(M-1)\phi_n} \right]^T \quad (2)$$

### B. Diversidade espacial

Um esquema de diversidade espacial com  $I$  arranjos de antenas na recepção é apresentado na Figura 2. Para um sinal com DOA  $\theta$ , as respostas ao impulso dos canais espaço-temporais são denotadas por  $\mathbf{h}_0(k, \theta), \dots, \mathbf{h}_{I-1}(k, \theta)$ .

Nesse esquema, cada sinal incidindo no  $i$ -ésimo arranjo possui um vetor de direção  $\mathbf{a}_i(\theta_n)$ . A exemplo da Equação (1), define-se aqui também o ângulo elétrico relativo ao atraso

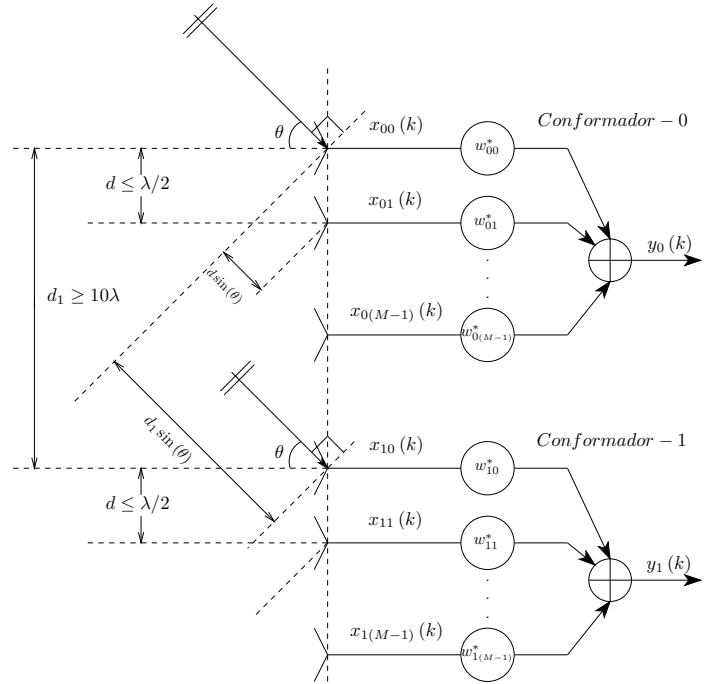


Fig. 3. Diversidade espacial com 2 arranjos de antenas

de fase entre arranjos adjacentes (baseado na configuração geométrica da Figura 3) como:

$$\varphi_n = 2\pi f_c \frac{d_1 \sin(\theta_n)}{c} \quad (3)$$

onde  $d_1$  denota a distância entre os arranjos. Logo, o vetor de direção  $\mathbf{a}_i(\theta_n)$  é dado por:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_i(\theta_n) &= e^{-j i \varphi_n} \left[ 1 e^{-j\phi_n} \dots e^{-j(M-1)\phi_n} \right]^T \\ &= e^{-j i \varphi_n} \mathbf{a}(\theta_n)^T \end{aligned} \quad (4)$$

### C. Equalização DFE

O equalizador DFE é composto de um filtro *feedforward* (FF) e um filtro *feedback* (FB) com um dispositivo de decisão na malha de realimentação (Figura 4, [10]). A entrada  $y(k)$  do filtro FF é a própria seqüência de dados a ser equalizada. Já o filtro FB tem como entrada a seqüência  $\tilde{s}(k)$  de decisões até então tomadas na saída do dispositivo de decisão. A seqüência de símbolos estimados na saída do equalizador é descrita por:

$$\hat{s}(k) = \sum_{q=0}^{F-1} f_q y(k-q) - \sum_{p=1}^B b_p \tilde{s}(k-p) \quad (5)$$

onde  $f_q$  e  $b_p$  denotam os coeficientes dos filtros FF e FB, respectivamente. O sinal  $e_Q(k)$ , dado pela diferença entre o símbolo estimado,  $\hat{s}(k)$ , e o símbolo decidido,  $\tilde{s}(k)$  (que corresponde ao sinal desejado,  $d(k)$ , no modo de treinamento), recebe o nome de erro de equalização. Este é o sinal utilizado por um algoritmo adaptativo para atualizar os coeficientes dos filtros FF e FB. A adaptação é feita em dois modos:

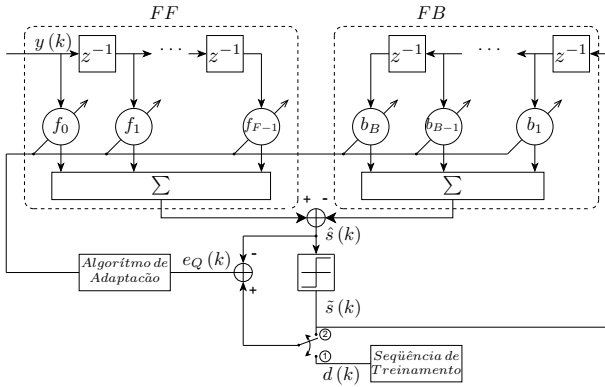


Fig. 4. Estrutura do equalizador DFE

empregando uma seqüência de treinamento (modo de treinamento), ou a própria seqüência de símbolos decididos (modo de decisão direta).

O algoritmo LMS (*least mean square*) para adaptar os coeficientes do equalizador DFE no modo de treinamento é descrito pelas equações:

$$\hat{s}(k) = \mathbf{f}^T(k) \mathbf{y}(k) - \mathbf{b}^T(k) \tilde{s}(k-1) \quad (6)$$

$$e_Q(k) = d(k) - \hat{s}(k) \\ = s(k - \tau_A) - \hat{s}(k) \quad (7)$$

$$\mathbf{f}(k+1) = \mathbf{f}(k) + \mu_f \mathbf{y}(k) e_Q^*(k) \quad (8)$$

$$\mathbf{b}(k+1) = \mathbf{b}(k) - \mu_b \tilde{s}(k-1) e_Q^*(k) \quad (9)$$

onde  $\mathbf{f}(k) = [f_0(k) \ f_1(k) \ \dots \ f_{F-1}(k)]^T$  e  $\mathbf{b}(k) = [b_1(k) \ b_2(k) \ \dots \ b_B(k)]^T$  denotam, respectivamente, os vetores de coeficientes dos filtros FF e FB, no instante de tempo  $k$ , e  $\mu_f$  e  $\mu_b$  seus passos de adaptação.

#### D. Modelo de canal

O modelo de canal de um sistema SIMO (*single input multiple output*), com uma antena no transmissor e  $M$  antenas no receptor, caracteriza o canal levando-se em conta o tempo e o espaço, podendo assumir duas ou três dimensões [11]. Estendendo ao esquema da Figura 2, e em se tratando de arranjos ALU, a resposta impulsiva do  $i$ -ésimo canal espaço-temporal variante no tempo é representada pelo vetor  $M$ -dimensional  $\mathbf{h}_i(k, \theta)$  como [8]:

$$\mathbf{h}_i(k, \theta) = \sum_{n=0}^{N_i-1} \alpha_{i,n} \mathbf{a}_i(\theta_n) \delta(k - \tau_{i,n}) \quad (10)$$

onde  $\alpha_{i,n}$  é a amplitude,  $\mathbf{a}_i(\theta_n)$  o vetor de direção e  $\tau_{i,n}$  o tempo de atraso do  $n$ -ésimo percurso no  $i$ -ésimo canal. Vale observar que  $N_i$  corresponde ao número de percursos do  $i$ -ésimo canal.

No instante  $k$ , o sinal de saída  $y_i(k)$  de cada conformador é dado por:

$$y_i(k) = \mathbf{w}_i^H \mathbf{x}_i(k) \quad (11)$$

onde  $\mathbf{w}_i = [w_{i,0} \ w_{i,1} \ \dots \ w_{i,M-1}]^T$  é o vetor de coeficientes complexos do filtro espacial e  $\mathbf{x}_i(k) = [x_{i,0}(k) \ x_{i,1}(k) \ \dots \ x_{i,M-1}(k)]^T$  o vetor de sinais na entrada

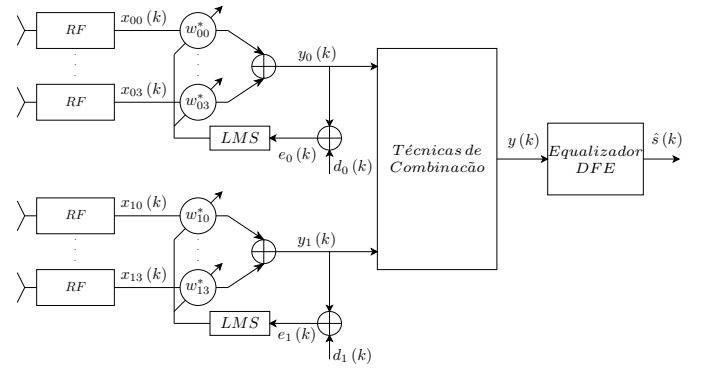


Fig. 5. Estrutura empregando formatação de feixe, diversidade e equalização DFE

do  $i$ -ésimo conformador. O sobrescrito  $H$  denota a operação de conjugação transposta de um vetor.

Dada uma seqüência de símbolos transmitidos,  $s(k)$ , o vetor de sinais  $\mathbf{x}_i(k)$  é obtido através da convolução discreta entre  $s(k)$  e  $\mathbf{h}_i(k, \theta)$ :

$$\mathbf{x}_i(k) = s(k) \star \mathbf{h}_i(k) + \mathbf{n}_i(k) \quad (12) \\ = \sum_{n=0}^{N_i-1} \alpha_{i,n} \mathbf{a}_i(\theta_n) s(k - \tau_{i,n}) + \mathbf{n}_i(k)$$

onde  $\mathbf{n}_i(k)$  é o vetor  $M$ -dimensional de ruído térmico nas antenas de cada arranjo. Substituindo (12) em (11), chega-se a seguinte expressão para o sinal de saída em cada conformador:

$$y_i(k) = \mathbf{w}_i^H \sum_{n=0}^{N_i-1} \alpha_{i,n} \mathbf{a}_i(\theta_n) s(k - \tau_{i,n}) + \mathbf{w}_i^H \mathbf{n}_i(k) \quad (13)$$

### III. ESQUEMA HÍBRIDO PARA RECEPÇÃO DE SINAIS

O esquema proposto para recepção de sinais, conciliando formatação de feixe, diversidade espacial e equalização DFE é mostrado na Figura 5, e baseia-se no trabalho de Moon *et al.* [8], mas emprega dois arranjos de antenas a fim de obter diversidade espacial. Os arranjos são afastados fisicamente de 10 vezes o comprimento de onda  $\lambda$  do sinal incidente. Com isso, consegue-se independência entre os canais  $\mathbf{h}_0(k, \theta), \dots, \mathbf{h}_{I-1}(k, \theta)$  e evita-se desvanecimentos profundos simultâneos nos arranjos (princípio da diversidade espacial). Apresentamos, também, três técnicas diferentes de combinação dos sinais na saída dos conformadores, buscando a diversidade espacial: soma não ponderada, seletor de arranjo e soma ponderada, sendo que estas duas últimas técnicas são implementadas de maneira inovadora.

Por questões de simplicidade de apresentação, apenas dois conformadores são empregados. Cada um dos conformadores direciona o feixe para o percurso de maior potência de cada canal. Para isto, o processo de adaptação dos coeficientes é feito com o algoritmo LMS, usando uma seqüência de treinamento, segundo as equações abaixo [12]:

$$y_i(k) = \mathbf{w}_i^H(k) \mathbf{x}_i(k) \\ e_i(k) = d_i(k) - y_i(k) \\ = s(k - \tau_{A,i}) - y_i(k) \\ \mathbf{w}_i(k+1) = \mathbf{w}_i(k) + \mu e_i^*(k) \mathbf{x}_i(k) \quad (14)$$

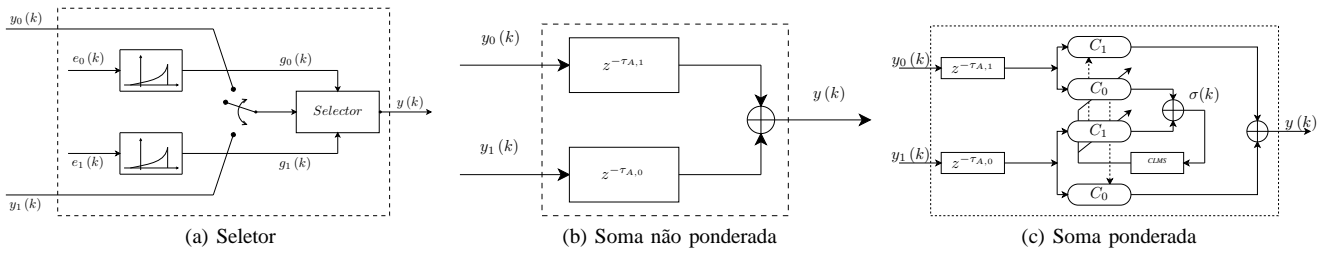


Fig. 6. Técnicas de combinação

onde o sobrescrito  $*$  denota o conjugado complexo,  $\mu$  é o passo de adaptação,  $e_i(k)$  é o sinal do erro de estimação e  $s(k - \tau_{A,i})$  representa o sinal desejado no  $i$ -ésimo conformador, respectivamente.  $\tau_{A,i}$  é o atraso do percurso de maior potência entre os  $N_i$  percursos com atrasos  $\tau_{n,i}$ , no  $i$ -ésimo canal  $\mathbf{h}_i(k, \theta)$ .

A três técnicas de combinação dos sinais na saída dos conformadores, buscando diversidade espacial, são apresentadas a seguir.

#### A. Seletor de arranjo

A idéia básica do seletor de arranjo (Figura 6a) é selecionar o sinal na saída do conformador que produz o menor erro de estimação  $e_i(k)$ . Para tal, durante o processo de adaptação, um janelamento exponencial é aplicado na estimação da potência dos erros, com o objetivo de realçar as amostras mais recentes, segundo a equação:

$$\begin{aligned} g_i(k) &= \sum_{r=1}^k \rho^{k-r} |e_i(r)|^2 \\ &= \rho g_i(k-1) + |e_i(k)|^2 \end{aligned} \quad (15)$$

onde  $\rho$  é o fator de esquecimento ( $0 \ll \rho < 1$ ) e  $g_i(0) = 0$ . Assim, a cada instante  $k$ , seleciona-se o sinal na saída do conformador corresponde ao menor  $g_i(k)$ .

#### B. Soma não ponderada

Neste tipo de técnica de combinação, propõe-se somar os dois sinais de saída dos conformadores, ajustando previamente seus atrasos relativos para sincronizá-los (Figura 6b).

#### C. Soma ponderada

Esta técnica consiste em realizar uma soma ponderada dos sinais de saída dos conformadores, procurando, a todo instante de tempo, enfatizar o sinal de maior potência através de coeficientes de ponderação reais,  $c_0(k)$  e  $c_1(k)$  (Figura 6c). Para tal, os coeficientes são adaptados buscando minimizar o valor médio quadrático da função da equação (16) e impondo a restrição linear da equação (17) (escolhida de forma a ser consistente com a técnica anterior para efeitos de comparação).

$$\sigma(k) = y_0(k - \tau_{A,1})c_0(k) + y_1(k - \tau_{A,0})c_1(k) \quad (16)$$

$$2 = c_0(k) + c_1(k) \quad (17)$$

Nesse processo de minimização, o sinal de menor potência fica ponderado pelo coeficiente de maior valor. Logo, a soma

ponderada é realizada fazendo-se a troca dos coeficientes, conforme indicado na Figura 6c. Desse modo, entrega-se ao equalizador a soma ponderada representada pelo sinal

$$y(k) = y_0(k - \tau_{A,1})c_1(k) + y_1(k - \tau_{A,0})c_0(k) \quad (18)$$

Na adaptação dos coeficientes, emprega-se o algoritmo CLMS (*constrained-LMS*), proposto por Frost em [13], segundo as equações:

$$\mathbf{c}(k+1) = \mathbf{P} [\mathbf{c}(k) - \mu_r |\mathbf{y}_r(k)\sigma^*(k)|] + \mathbf{q} \quad (19)$$

onde  $\mu_r$  denota o passo de adaptação,  $\mathbf{c}(k) = [c_0(k) \ c_1(k)]^T$ ,  $\mathbf{y}_r(k) = [y_0(k - \tau_{A,1}) \ y_1(k - \tau_{A,0})]^T$ ,  $\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{u}(\mathbf{u}^T \mathbf{u})^{-1} \mathbf{u}^T$ ,  $\mathbf{q} = \mathbf{u}(\mathbf{u}^T \mathbf{u})^{-1} f$ ,  $\mathbf{u} = [1 \ 1]^T$  e  $f = 2$ . Os coeficientes de ponderação são inicializados fazendo-se  $\mathbf{c}(0) = \mathbf{q}$ .

## IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A fim de verificar o desempenho das técnicas propostas, considera-se a transmissão de dados através do canal tipo C dos modelos de canal do Sistema Brasileiro de TV Digital (Tabela I) [14]. São utilizados no receptor dois arranjos de quatro antenas ( $I = 2$  e  $M = 4$ ). Nos esquemas simulados, o equalizador DFE possui um filtro FF de 81 coeficientes e um filtro FB com 60 coeficientes. Os símbolos transmitidos pertencem a uma constelação QPSK. Em cada antena dos conformadores de feixe é acrescido ruído gaussiano branco, sendo a SNR de 15dB.

TABELA I  
Canal Tipo C do Sistema Brasileiro de TV Digital

Fator	Percurso n					
	0	1	2	3	4	5
Amplitude média $\bar{\alpha}_n$ (dB)	-2.8	0	-3.8	-0.1	-2.5	-1.3
Atrasos $\tau_n$ ( $\mu$ s)	0	0.09	0.42	1.51	2.32	2.80
DOA $\theta_n$ (graus)	-15	20	40	-30	-60	10

O desempenho dos esquemas empregados na recepção é avaliado através das curvas de convergência do erro médio quadrático do equalizador e da taxa de erro de símbolo SER. Simulações de Monte Carlo são utilizadas levando-se em conta 500 realizações de cada tipo de canal.

A Figura 7 compara o comportamento em termos de taxa de convergência no canal tipo C, utilizando apenas um conformador de feixe (sem diversidade espacial) e a técnica de combinação por seleção (diversidade espacial). Verifica-se que, após aproximadamente 10 mil símbolos transmitidos, o esquema empregando diversidade espacial obtém um menor erro médio quadrático em regime permanente. Utilizando as

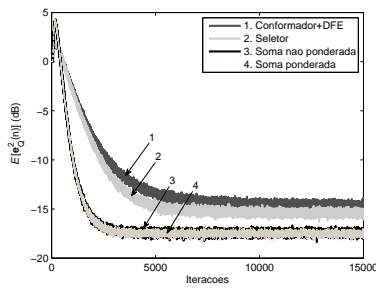


Fig. 7. Convergência do erro médio quadrático do equalizador

técnicas de combinação de somas, não ponderada e ponderada, a convergência ocorre após a transmissão de 5 mil símbolos para um erro médio quadrático ligeiramente menor. No cenário de simulação considerado, não foi observado um ganho significativo de desempenho da combinação por soma ponderada em relação à não ponderada. Uma análise mais detalhada do comportamento da combinação por somas está em curso.

Na Figura 8, para um única realização do canal, são apresentados o diagrama de radiação dos arranjos de antenas e as constelações na saída dos conformadores, na saída do equalizador do esquema com apenas um conformador e na saída do equalizador para cada uma das técnicas de combinação. Observa-se na Figura 8a que o conformador-1 ajusta-se melhor ao seu canal correspondente do que o conformador-0. Isto também pode ser observado na Figura 8b. Na Figura 8c verifica-se que o equalizador aplicado na saída do conformador-0 consegue com pouca eficiência diminuir a ISI. Por outro lado, a utilização de diversidade espacial pelas três técnicas de combinação propostas faz com que o equalizador cancele a ISI de forma mais eficiente, como mostrado nas Figuras 8d, 8e, 8f.

## V. CONCLUSÃO

A utilização conjunta das técnicas de formação de feixe, diversidade espacial e equalização na recepção de sistemas de comunicação sem fio foi investigada. Foram utilizados arranjos de antenas com o intuito de obter simultaneamente diversidade espacial e formação de feixe. Três técnicas de combinação dos sinais na saída de cada conformador de feixe foram apresentadas, visando simplificar a tarefa de um equalizador DFE. Com base nos resultados de simulação, verificou-se que as técnicas de somas não ponderada e ponderada apresentaram um desempenho superior quando comparadas com a técnica de seleção e do esquema empregando apenas um conformador de feixe.

## REFERÊNCIAS

- [1] T. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall PTR Upper Saddle River, NJ, USA, 1996.
- [2] S. U. H. Qureshi, "Adaptive equalization," *Proceedings of the IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349–1387, 1985.
- [3] S. Haykin and M. Moher, *Modern Wireless Communications*. Prentice Hall, 2005.
- [4] P. Balaban and J. Salz, "Optimum diversity combining and equalization in digital data transmission with applications to cellular mobile radio - Part I: Theoretical considerations & Part II: Numerical results," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 40, no. 5, pp. 885–894, 1992.

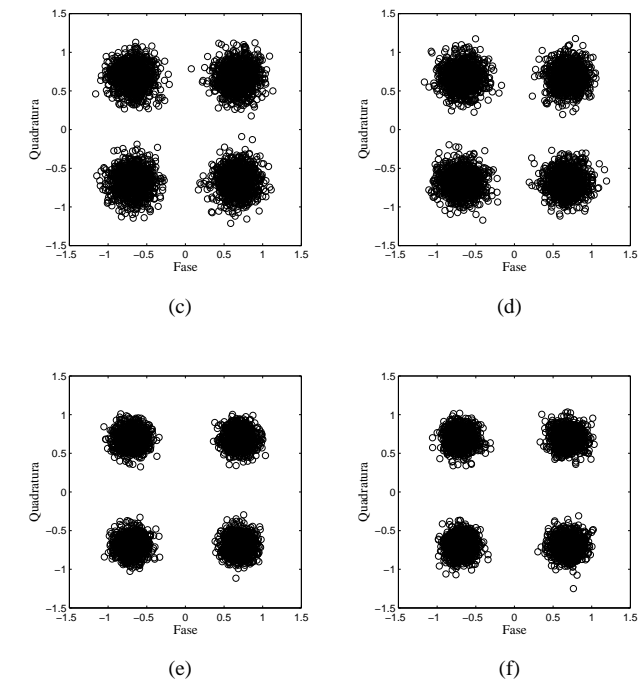
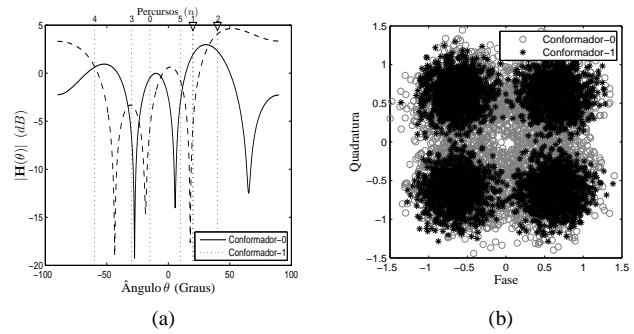


Fig. 8. Efeito da ISI no sinal QPSK. a) Diagrama de radiação, b) Saída nos conformadores. Saída do equalizador para os cenários: c) Conformador e equalizador, d) Seletor, e) Soma não ponderada, f) Soma ponderada

- [5] L. Sheng-Chou and V. K. Prabhu, "Optimum diversity combining with finite-tap decision feedback equalization in digital cellular mobile radio," in *IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, pp. 629–635, 1997.
- [6] L. Jind-Yeh and H. Samuelli, "Adaptive antenna arrays and equalization techniques for high bit-rate QAM receivers," in *5th IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, vol. 2, pp. 1009–1013, 1996.
- [7] L. Maw-Lin, Y. Chien-Chung, and L. Hsueh-Jyh, "A novel hybrid of adaptive array and equalizer for mobile communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 1, pp. 1–10, 2000.
- [8] M. Sung-Hoon, K. Ju-Yeun, and H. Dong-Seog, "Spatial diversity technique for improvement of dtv reception performance," in *IEEE Transactions, on Consumer Electronics*, vol. 49, pp. 958–964, Novembro 2003.
- [9] B. Van Veen and K. Buckley, "Beamforming: a versatile approach to spatial filtering," *ASSP Magazine, IEEE*, vol. 5, pp. 4–24, Abril 1988.
- [10] S. S. Haykin, *Communication Systems*. Wiley New York, 2001.
- [11] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge Univ Pr, 2005.
- [12] S. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. Prentice-HALL, 2002.
- [13] I. Frost, O. L., "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," *Proceedings of the IEEE*, vol. 60, no. 8, pp. 926–935, 1972.
- [14] ABERT/SET, "Digital television systems - brazilian testes," final report, 2000.