# Referências Bibliográficas


[1] M. Mouly e M. B. Pautet, "Current evolution of the GSM," *IEEE Personal Communications Magazine*, vol. 2, no. 5, pp. 9–19, Outubro de 1995.

[2] K. Kinoshita e M. Nakagawa, *The Mobile Communications Handbook*, capítulo Japanese Cellular Standard, pp. 449–461, The electrical engineering book series. CRC Press in cooperation with IEEE Press, primeira edição, 1996.

[3] A. H. M. Ross e K. L. Gilhousen, *The Mobile Communications Handbook*, capítulo CDMA Technology and the IS-95 North American Standard, pp. 430–448, The electrical engineering book series. CRC Press in cooperation with IEEE Press, primeira edição, 1996.

[4] S. Hara e R. Prasad, *Multicarrier techniques for 4G mobile communications*, Artech House universal personal communications series. Artech House, 2003.

[5] Z. Wang e G. B. Giannakis, "Wireless multicarrier communications: Where Fourier meets Shannon," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 29–47, Maio de 2000.

[6] IEEE Std. 802.11a, "Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: High-speed physical layer extension in the 5-GHz band," *IEEE*, 1999.

[7] ETSI TR 101 475, "Broadband radio access networks (BRAN); HIPERLAN Type 2; physical (PHY) layer," *ETSI BRAN*, 2000.

[8] ARIB STD-T70, "Lower power data communication systems broadband mobile access communication system (CSMA)," *ARIB*, Dezembro de 2000.

[9] M. Steer, "Beyond 3G," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 76–82, Fevereiro de 2007.

[10] H. Yang, "A road to future broadband wireless access; MIMO-OFDM-Based air interface," *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, no. 1, pp. 53–60, Janeiro de 2005.

[11] A. Greenspan, M. Klerer, J. Tomcik, R. Canchi e J. Wilson, "IEEE 802.20: Mobile broadband wireless access for the twenty-first century," *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, no. 7, pp. 56–63, Julho de 2008.

[12] S. Barbarossa, *Multiantenna Wireless Communication Systems*, Artech House, 2005.

[13] S. Kaiser, *Multi-Carrier CDMA Mobile Radio Systems - Analysis and Optimization of Detection, Decoding, and Channel Estimation*, Ph.D. thesis, German Aerospace Center, 1998.

[14] Z. Wang, X. Ma e G. B. Giannakis, "OFDM or Single-Carrier Block Transmissions?," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 3, pp. 380–394, Março de 2004.

[15] Z. Wang, X. Ma e G. B. Giannakis, "Optimality of single-carrier zero padded block transmissions," *Proc. of Wireless Communications and Networking Conference*, vol. 2, pp. 660–664, Maio de 2002.

[16] B. Muquet, Z. Wang, G. B. Giannakis, M. de Courville e P. Duhamel, "Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions?," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, no. 12, pp. 2136–2148, Dezembro de 2002.

[17] G. Xu, "Smart antenna and MC-SCDMA, next generation technologies for wireless broadband," Tech. Rep., Navini Networks - IEEE802.20, Janeiro de 2001.

[18] A. Chouly, A. Brajal e S. Jourdan, "Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA systems," *Proc. GLOBECOM*, pp. 1723–1728, Novembro de 1993.

[19] V. Dasilva e E. S. Sousa, "Performance of orthogonal CDMA codes for quasi-synchronous communication systems," *Proc. ICUPC*, pp. 995–999, Outubro de 1993.

[20] L. Vandendorpe, "Multitone direct sequence CDMA system in an indoor wireless environment," *Proc. of IEEE First Symposium of Communications and Vehicular Technology*, pp. 411–418, 1993.

[21] J. G. Andrews e T. H. Y. Meng, "Performance of multicarrier CDMA with successive interference cancellation in multipath fading channel," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 52, no. 5, pp. 811–822, Maio de 2004.

[22] S. Hara e R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Communications Magazine*, pp. 126–133, Dezembro de 1997.

[23] K. L. Baum, T. A. Thomas, F. W. Vook e V. Nangia, "Cyclic-prefix CDMA: an improved transmission method for broadband DS-CDMA cellular systems," *Proc. WCNC*, vol. 1, pp. 183–188, Março de 2002.

[24] A. S. Madhukumar, F. Chin, Y-C. Liang e K. Yang, "Single-carrier cyclic prefix-assisted CDMA system with frequency domain equalization for high data rate transmission," *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2004, no. 1, pp. 149–160, 2004.

[25] K. Zhang, Y. L. Guan e Q. Shi, "Complexity reduction for MC-CDMA with MMSEC," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 3, pp. 1989–1993, Maio de 2008.

[26] H. Yang e J.P. M. G. Linnartz, "Wiener feedback filtering for suppression of residual ISI and correlated noise in MC-CDMA," *Proc. 14TH IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology (SCVT 2007)*, pp. 1–5, Novembro de 2007.

[27] X. Wang e H. V. Poor, *Wireless Communication Systems Advanced Techniques for Signal Reception*, Prentice-Hall, 2003.

[28] H. Li, X. Lu e G. B. Giannakis, "Capon multiuser receiver for CDMA systems with space-time coding," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 5, pp. 1193–1204, Maio de 2002.

[29] G. Zhang, G. Bi e L. Zhang, "Blind multiuser detection for asynchronous MC-CDMA systems without channel estimation," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 4, pp. 1001–1013, Julho de 2004.

[30] H. Cheng e S. C. Chan, "The performance and robust implementation of a blind CMOE receiver for MC-CDMA systems," *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 377–380, Maio de 2004.

[31] C. J. Escudero, D. I. Iglesia, M. F. Bugallo e L. Castedo, "Analysis of a subspace channel estimation technique for multicarrier CDMA systems,"

*Proc. 10th IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, pp. 10–14, 2000.

[32] C. J. Escudero, D. I. Iglesia e L. Casteda, "A novel channel identification method for downlink multicarrier CDMA systems," *Proc. 11th IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Londres, Inglaterra*, vol. 1, pp. 103–107, Setembro de 2000.

[33] P. Xiao e R. Liu, "Multi-user detector for multi-carrier CDMA systems," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 23, pp. 1366–1368, Novembro de 2008.

[34] J. Capon, "High resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," *Proc. of the IEEE*, vol. 57, no. 8, pp. 1408–1418, Agosto de 1969.

[35] J. Miguez e L. Castedo, "Blind multiuser interference cancellation in multicarrier CDMA: a linearly constrained constant modulus approach," *Proc. 9th Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Boston, USA*, vol. 2, pp. 523–527, Setembro de 1998.

[36] D. Darsena, G. Gelli, L. Paura e F. Verde, "Blind multiuser detection for MC-CDMA systems," *Proc. IEEE 36th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, USA*, pp. 1419–1423, Novembro de 2002.

[37] M. K. Tsatsanis e Z. Xu, "Performance analysis of minimum variance CDMA receivers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 11, pp. 3014–3022, Novembro de 1998.

[38] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, Outubro de 1998.

[39] J. Yu, C. Lin e M. Lee, "MC-CDMA multiple-input multiple-output systems with space-time block codes," *Proc. IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, vol. 2, no. 8, pp. 1492–1495, Agosto de 2005.

[40] W. Sun e M. G. Amin, "Minimum variance receiver for multicarrier CDMA systems with space-time coding," *Proc. Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 1, no. 9, pp. 1152–1155, Novembro de 2003.

[41] S. Zhou e G. Giannakis, "Single-carrier space-time block-coded transmission over frequency-selective fading channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 1, pp. 164–179, Janeiro de 2003.

[42] S. Zhou e G. Giannakis, "Space-time coding with maximum diversity gains over frequency-selective fading channels," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 48, no. 10, pp. 269–272, Outubro de 2001.

[43] F. Petre, G. Leus, L. Deneire, M. Engels, M. Moonen e H. De Man, "Space-time block coding for single-carrier block transmission DS-CDMA downlink," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 350–361, Abril de 203.

[44] C. A. Medina, T. T. V. Vinhoza e R. Sampaio-Neto, "Performance comparison of minimum variance single carrier and multicarrier CDMA receivers," *VIII IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC-2007), Helsinki, Finlândia*, Junho de 2007.

[45] C. A. Medina, T. T. V. Vinhoza e R. Sampaio-Neto, "Reduced complexity blind channel estimation for adaptive constrained minimum variance receivers in MC-CDMA systems," *9th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC-2008), Recife, Brasil*, Julho de 2008.

[46] C. A. Medina e R. Sampaio-Neto, "Channel estimation for RLS-based linearly constrained minimum variance receivers," *2008 IEEE 68th Vehicular Technology Conference, VTC2008-Fall, Calgary, Canada*, Setembro de 2008.

[47] C. A. Medina, T. T. V. Vinhoza e R. Sampaio-Neto, "Performance comparison of space-time block coding for single and multicarrier CDMA systems," *XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT 2007), Recife, Brazil*, Setembro de 2007.

[48] C. A. Medina, T. T. V. Vinhoza e R. Sampaio-Neto, "A blind channel estimation algorithm for space-time coded MC-CDMA receivers," *IEEE International Conference on Communications (ICC-2009), Dresden, Alemanha*, Junho de 2009.

[49] C. A. Medina, T. T. V. Vinhoza e R. Sampaio-Neto, "Space-time coding for single carrier block CDMA systems," *XXVI Simpósio Brasileiro*

*de Telecomunicações (SBrT 2008), Rio de Janeiro, Brazil*, Setembro de 2008.

[50] C. A. Medina e R. Sampaio-Neto, "Space-time coding for single- and multi- carrier block CDMA systems," *Submetido à: IEEE Transactions on Communications*, 2009.

[51] R. C. de Lamare e R. Sampaio-Neto, "Blind adaptive code-constrained constant modulus algorithms for CDMA interference suppression in multipath channels," *IEEE Communications Letters*, vol. 9, no. 4, pp. 334–336, Abril de 2005.

[52] F. D. Backx, R. C. de Lamare e R. Sampaio-Neto, "Power techniques for blind channel estimation in zero-padded OFDM systems," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2007), Atenas, Grecia*, 2007.

[53] F. D. Backx, T. T. V. Vinhoza e R. Sampaio-Neto, "Blind channel estimation for zero-padded OFDM systems based on correlation matching," *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2007), Baltimore*, 2007.

[54] M. L. Honig, U. Madhow e S. Verdu, "Blind adaptive multiuser detection," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 41, no. 7, pp. 944–960, Julho de 1995.

[55] M. K. Tsatsanis e Z. Xu, "On minimum output energy CDMA receivers in the presence of multipath," *Proc. 31st Conf. Inform. Sci. Systems (CISS), Johns Hopkins Univ., Baltimore, MD*, pp. 724–729, Maio de 1997.

[56] Z. Xu e M. K. Tsatsanis, "Blind adaptive algorithms for minimum variance CDMA receivers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 1, pp. 180–194, Janeiro de 2001.

[57] X. Wang e H. V. Poor, "Blind multiuser detection: A subspace approach," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 677–690, Março de 1998.

[58] X. G. Doukopoulos e G. V. Moustakides, "Blind adaptive channel estimation in OFDM systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 7, Julho de 2006.

[59] X. Doukopoulos e G. Moustakides, "Blind channel estimation for downlink CDMA," *Proc. IEEE Int. Conference on Communications*, pp. 2416–2420, Maio de 2003.

[60] B. Friedlander e A. Weiss, "On the second-order statistics of the eigenvectors of sample covariance matrices," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 46, no. 11, pp. 3136–3139, Novembro de 1998.

[61] K. Fazel e S. Kaiser, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*, John Wiley & Sons Ltda., 2003.

[62] Z. Xu, "Perturbation study on MOE-based multiuser detection," *Proc. Asilomar*, vol. 2, pp. 1733–1737, Novembro de 2001.

[63] M. L. R. de Campos, S. Werner e J. A. Apolinário Jr., "Constrained adaptation algorithms employing Householder transformation," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 9, pp. 2187–2195, Setembro de 2002.

[64] L. S. Resende, J. M. Romano e M. Bellanger, "A fast least-squares algorithm for linearly constrained adaptive filtering," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 44, no. 5, pp. 1168–1174, Maio de 1996.

[65] X. G. Doukopoulos e G. V. Moustakides, "Adaptive power techniques for blind channel estimation in CDMA systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 3, pp. 1110–1120, Março de 2005.

[66] C. D. Meyer, *Matrix Analysis and Applied Linear Algebra*, SIAM: Society for Industrial and Applied Mathematics, Fevereiro de 2001.

[67] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, 2001.

[68] P. Comon e G. H. Golub, "Tracking a few extreme singular values and vectors in signal processing," *Proceedings of the IEEE*, vol. 78, no. 8, pp. 1327–1343, Agosto de 1990.

[69] R. Landqvist, *Signal Processing Techniques in Mobile Communication Systems Signal Separation, Channel Estimation and Equalization*, Dissertation, Blekinge Institute of Technology, Outubro de 2005.

[70] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Prentice Hall PTR, 1996.

[71] V. Tarokh, N. Seshadri e A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, Março de 1998.

[72] V. Tarokh, H. Jafarkhani e A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, Julho de 1999.

[73] A. Zanella e M. Chiani M. Z. Win, "On the marginal distribution of the eigenvalues of wishart matrices," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, no. 4, pp. 1050–1060, Abril de 2009.

[74] A. T. James, "Distributions of matrix variates and latent roots derived from normal samples," *Ann. Math. Statist.*, vol. 35, pp. 475–501, 1964.

[75] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *Europ. Trans. Telecomm.*, vol. 10, pp. 585–595, Novembro de 1999.

[76] M. Chiani, M. Z. Win e A. Zanella, "On the capacity of spatially correlated MIMO rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 10, pp. 2636–2371, Outubro de 2003.

[77] M. Kang e M.-S. Alouini, "Capacity of MIMO rician channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, pp. 112–122, Janeiro de 2006.

[78] A. Zanella, M. Chiani e M. Z. Win, "MMSE reception and successive interference cancellation for MIMO systems with high spectral efficiency," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 3, pp. 1244–1253, Maio de 2005.

[79] J. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1995.

[80] B. Hochwald, T. L. Marzetta e C. B. Papadias, "A transmitter diversity scheme for wideband CDMA systems based on space-time spreading," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 1, pp. 48–60, Janeiro de 2001.

[81] R. C. de Lamare e R. Sampaio-Neto, "Blind adaptive space-time block-coded receivers for DS-CDMA systems in multipath channels based on the constant modulus criterion," *Proc. VI International Telecommunications Symposium, Manaus, Brasil*, pp. 449–454, Setembro de 2006.

[82] Y. Hua, Y. Xiang, T. Chen, K. Abed-meraim e Y. Miao, "A new look at the power method for fast subspace tracking," in *Digital Signal Processing*, 1999, pp. 297–314.

[83] Y. Xin, Z. Wang e G. B. Giannakis, "Space-time diversity systems based on linear constellation precoding," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 2, pp. 294–309, Março de 2003.

[84] V. Tarokh, N. Seshadri e A. R. Calderbank, "Space-Time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, Março de 1998.

[85] A. S. Cacciapuoti, G. Gelli e F. Verde, "FIR zero-forcing multiuser detection and code designs for downlink MC-CDMA," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 10, pp. 4737–4751, Outubro de 2007.

[86] Tal Kaitz, *Channel and interference model for* 802.16*b Physical Layer*, IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, Janeiro de 2001.

[87] R. L. Frank e S. A. Zadoff, "Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-8, pp. 381–382, Outubro de 1962.

[88] D. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 18, no. 4, pp. 531–532, Julho de 1972.

[89] Z. Wang e G. B. Giannakis, "Linearly precoded or coded OFDM against wireless channel fades?," in *Proc. 3rd IEEE WorkShop Signal Processing Advances in Wireless Communications, Taoyuan, Taiwan*, Março de 2001, pp. 267–270.

[90] A. O. Steinhardt, "Householder transforms in signal processing," *IEEE ASSP Magazine*, pp. 4–12, Julho de 1988.

# A
# Implementação Adaptativa do Tipo Gradiente Estocástico para o Receptor LCMV Utilizando a Transformada de Householder

O objetivo deste apêndice é apresentar a implementação gradiente estocástico baseada na transformada de Householder do receptor de mínima variância para o sistema CDMA por blocos em canais SISO. Na parte final deste apêndice é apresentada a idéia original da derivação do algoritmo de estimação de canal apresentado na Seção em 3.2.1.

A transformada de Householder mapeia um conjunto de dados em um outro conjunto esparso que consiste principalmente em zeros, mas que é equivalente em algum sentido ao conjunto original [90]. As matrizes envolvidas nesta implementação são estruturadas, o que permite a redução do custo computacional. As implementações mediante a transformada de Householder sempre permitem uma implementação eficiente e robusta aos efeitos do uso de hardware de precisão finita [90]. Esta última característica não é comum aos algoritmos existentes baseados no subespaço do sinal [58].

A solução de tipo gradiente estocástico para o receptor LCMV, apresentada na Seção 3.2, utiliza as seguintes recursões para a estimação cega dos parâmetros do receptor, $\boldsymbol{w}_k$, e do canal, $\boldsymbol{g}$:

$$\boldsymbol{w}_k(i+1) = \boldsymbol{P}_k \left[\boldsymbol{w}_k(i) - \mu_{\boldsymbol{w}} y^*(i)\boldsymbol{r}(i)\right] + \boldsymbol{B}_k \boldsymbol{g}(i) \tag{A-1}$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{g}(i+1) &= \boldsymbol{g}(i) + \frac{\mu_{\boldsymbol{g}}}{\mu_{\boldsymbol{w}}} \left(\boldsymbol{I} - \frac{\boldsymbol{g}(i)\boldsymbol{g}^H(i)}{\boldsymbol{g}^H(i)\boldsymbol{g}(i)}\right) \left(\boldsymbol{C}_k^H \boldsymbol{C}_k\right)^{-1} \times \\ &\quad \times \left[\mu_{\boldsymbol{w}} \boldsymbol{C}_k^H y^*(i)\boldsymbol{r}(i) + \boldsymbol{g}(i) - \boldsymbol{C}_k^H \boldsymbol{w}_k(i)\right] \qquad \text{(A-2)} \\ \boldsymbol{g}(i+1) &= \frac{\boldsymbol{g}(i+1)}{\|\boldsymbol{g}(i+1)\|} \end{aligned}$$

onde $\boldsymbol{P}_k = \boldsymbol{I} - \boldsymbol{C}_k(\boldsymbol{C}_k^H\boldsymbol{C}_k)^{-1}\boldsymbol{C}_k^H$, $\boldsymbol{B}_k = \boldsymbol{C}_k(\boldsymbol{C}_k^H\boldsymbol{C}_k)^{-1}$ e $y(i) = \boldsymbol{w}_k^H(i)\boldsymbol{r}(i)$ é a saída do filtro de detecção.

Em [63] é mostrado que para uma dada matriz $\boldsymbol{Q}_k$, construída por meio da aplicação de sucessivas transformadas de Householder a cada uma das colunas da matriz $\boldsymbol{C}_k\boldsymbol{\Gamma}_k$, onde $\boldsymbol{\Gamma}_k$ é a matriz raiz quadrada de $(\boldsymbol{C}_k^H\boldsymbol{C}_k)^{-1}$, temos:

$$\overline{\boldsymbol{P}_k} = \boldsymbol{Q}_k\boldsymbol{P}_k\boldsymbol{Q}_k^H = \begin{bmatrix} \boldsymbol{0}_{L\times L} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{I}_{Q-L} \end{bmatrix}. \tag{A-3}$$

e

$$\overline{\boldsymbol{C}}_k(\overline{\boldsymbol{C}}_k^H\overline{\boldsymbol{C}}_k)^{-1}\overline{\boldsymbol{C}}_k^H = \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{L\times L} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \end{bmatrix} \tag{A-4}$$

onde $\overline{\boldsymbol{C}}_k = \boldsymbol{Q}_k\boldsymbol{C}_k$.

Definindo $\overline{\boldsymbol{w}}_k(i) = \boldsymbol{Q}_k\boldsymbol{w}_k(i)$ e $\overline{\boldsymbol{r}}(i) = \boldsymbol{Q}_k\boldsymbol{r}(i)$, então de (A-1) e (A-3) pode ser demonstrado que $\overline{\boldsymbol{w}}_k(i+1)$ é atualizado como [63]:

$$\begin{aligned} \overline{\boldsymbol{w}}_k(i+1) &= \begin{bmatrix} \boldsymbol{0}_{L\times L} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{I}_{Q-L} \end{bmatrix}(\overline{\boldsymbol{w}}_k(i) - \mu_{\boldsymbol{w}}y^*(i)\overline{\boldsymbol{r}}(i)) + \quad \boldsymbol{Q}_k\boldsymbol{B}_k\boldsymbol{g}(i) \\ &= \begin{bmatrix} \boldsymbol{0} \\ \overline{\boldsymbol{w}}_{k,l}(i) - \mu_{\boldsymbol{w}}y^*(i)\overline{\boldsymbol{r}}_l(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \overline{\boldsymbol{w}}_{k,u}(i+1) \\ \boldsymbol{0} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \overline{\boldsymbol{w}}_{k,u}(i+1) \\ \overline{\boldsymbol{w}}_{k,l}(i+1) \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{A-5}$$

onde $\overline{\boldsymbol{r}}_l(i)$ é o vetor que contém os últimos $Q-L$ elementos de $\overline{\boldsymbol{r}}(i)$, $\overline{\boldsymbol{w}}_{k,l}(i)$ é um vetor de dimensão $Q-L$, e $\overline{\boldsymbol{w}}_{k,u}(i+1)$ contém os primeiros $L$ elementos de $\boldsymbol{Q}_k\boldsymbol{B}_k\boldsymbol{g}(i)$, que são as únicas entradas diferentes de zero.

## A.1 Estimativa de Canal Obtida por Meio de Maximização da Variância A Posteriori da Saída do Receptor

Considere-se o filtro gradiente estocástico implementado em (A-5), este filtro pode ser representado como indica na Fig. A.1. A saída do filtro pode ser calculada como

$$y(i) = \overline{\boldsymbol{w}}_k^H(i)\overline{\boldsymbol{r}}(i) = \begin{bmatrix} \overline{\boldsymbol{w}}_{k,u}(i) \\ \overline{\boldsymbol{w}}_{k,l}(i) \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \overline{\boldsymbol{r}}_u(i) \\ \overline{\boldsymbol{r}}_l(i) \end{bmatrix} \tag{A-6}$$

e a função custo a ser utilizada é a variância *a posteriori* da saída do receptor, $\widetilde{e}(i) = \|\overline{\boldsymbol{w}}_k^H(i+1)\overline{\boldsymbol{r}}(i)\|^2$, como

$$\begin{aligned} \widetilde{e}(i) &= |\overline{\boldsymbol{w}}_{k,u}^H(i+1)\overline{\boldsymbol{r}}_u(i) + \overline{\boldsymbol{w}}_{k,l}^H(i+1)\overline{\boldsymbol{r}}_l(i)|^2 \\ &= |\widetilde{z}(i) + \widetilde{d}(i)|^2 \\ &= |\widetilde{z}(i)|^2 + |\widetilde{d}(i)|^2 + 2\Re\left\{\widetilde{d}^*(i)\widetilde{z}(i)\right\} \end{aligned} \tag{A-7}$$

onde $\widetilde{z}(i) = \overline{\boldsymbol{w}}_{k,u}^H(i+1)\overline{\boldsymbol{r}}_u(i) = \boldsymbol{g}^H(i)\boldsymbol{B}_k^H\boldsymbol{r}(i)$ é a saída *a posteriori* da seção superior do filtro e $\widetilde{d}(i) = \overline{\boldsymbol{w}}_{k,l}^H(i+1)\overline{\boldsymbol{r}}_l(i)$ é a saída *a posteriori* da seção inferior do filtro.

A equação de atualização dos coeficientes do canal pode ser obtida

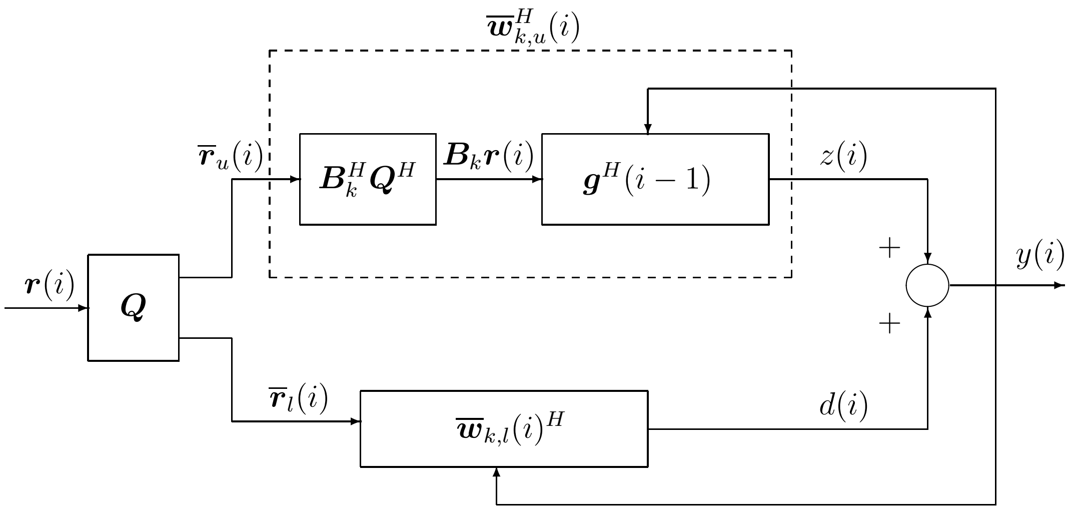


Figura A.1: Receptor de mínima variância baseado na transformada de Householder.

seguindo o mesmo enfoque mini-max utilizado na Seção 3.2, isto é, maximizando a função custo, $\widetilde{e}(i)$, com relação a $\boldsymbol{g}$. O algoritmo gradiente estocástico para a atualização dos coeficientes do filtro é

$$\boldsymbol{g}(i+1) = \boldsymbol{g}(i) + \frac{1}{2}\mu_{\boldsymbol{g}}\nabla_{\boldsymbol{g}}\widetilde{e}(i) \qquad \text{(A-8)}$$

onde $\nabla_{\boldsymbol{g}}\widetilde{e}(i)$ é

$$\begin{aligned}\nabla_{\boldsymbol{g}}\widetilde{e}(i) &= \nabla_{\boldsymbol{g}}\left\{|\boldsymbol{g}^H(i)\boldsymbol{B}^H_k\boldsymbol{r}(i)|^2 + |\widetilde{d}(i)|^2 + 2\Re\left\{\widetilde{d}^*(i)\boldsymbol{g}^H(i)\boldsymbol{B}^H_k\boldsymbol{r}(i)\right\}\right\} \\ &= 2\boldsymbol{B}^H_k\boldsymbol{r}(i)\boldsymbol{r}^H(i)\boldsymbol{B}_k\boldsymbol{g}(i) + 2\widetilde{d}^*(i)\boldsymbol{B}^H_k\boldsymbol{r}(i) \\ &= 2\widetilde{z}^*(i)\boldsymbol{B}^H_k\boldsymbol{r}(i) + 2\widetilde{d}^*(i)\boldsymbol{B}^H_k\boldsymbol{r}(i) = 2\boldsymbol{B}^H_k\boldsymbol{r}(i)(\widetilde{z}^*(i) + \widetilde{d}^*(i)) \\ &= 2\widetilde{y}^*(i)\boldsymbol{B}^H_k\boldsymbol{r}(i) \qquad \text{(A-9)}\end{aligned}$$

onde $\widetilde{y}(i) = \overline{\boldsymbol{w}}^H_k(i+1)\overline{\boldsymbol{r}}(i)$ é a saída *a posteriori* do filtro receptor. Note-se que $\boldsymbol{w}^H_k(i+1)$ depende apenas de amostras e estimativas passadas, por tanto é possível o cômputo de $\widetilde{y}(i)$.

Substituindo (A-9) em (A-8), temos

$$\boldsymbol{g}(i+1) = \boldsymbol{g}(i) + \mu_{\boldsymbol{g}}\widetilde{y}^*(i)\boldsymbol{B}^H_k\boldsymbol{r}(i) \qquad \text{(A-10)}$$

Finalmente, para satisfazer a restrição $||\boldsymbol{g}|| = 1$, fazemos $\boldsymbol{g}(i+1) = \frac{\boldsymbol{g}(i+1)}{||\boldsymbol{g}(i+1)||}$.

Para evitar o cômputo de $\widetilde{y}(i)$ em (A-10), é possível aproximá-lo pelo valor instantâneo, isto é, a atualização do vetor do canal pode ser aproximada por:

$$\boldsymbol{g}(i+1) = \boldsymbol{g}(i) + \mu_{\boldsymbol{g}}y^*(i)\boldsymbol{B}^H_k\boldsymbol{r}(i) \qquad \text{(A-11)}$$

# B
# Cancelamento da Auto-Interferência no Receptor LCMV

Este apêndice está orientado a demonstrar que o receptor às cegas de minima variância com restrições baseadas no estimador espectral de Capon nos sistemas CDMA por blocos com codificação espaço-temporal, por projeto, elimina a auto-interferência.

## B.1
## Receptor de Mínima Variância

Seja $\boldsymbol{W}_k = [\overline{\boldsymbol{w}}_k \quad \widetilde{\boldsymbol{w}}_k] \in \mathbb{C}^{2Q\mathcal{M}\times 2}$, o receptor de mínima variância para o usuário $k$, que usa como função custo a energia média na saída do receptor

$$\boldsymbol{J}_{MV} = \mathrm{tr}(\boldsymbol{W}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}} \boldsymbol{W}_k) \tag{B-1}$$

onde $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}} = \mathbb{E}\left[\boldsymbol{r}(i)\boldsymbol{r}^H(i)\right]$ e $\mathrm{tr}(\cdot)$ indica traço de uma matriz.

Para evitar a solução trivial, $\boldsymbol{W}_k = \boldsymbol{0}$, e ancorar o sinal desejado, o receptor é sujeito a restrições lineares. As restrições baseadas na estrutura do estimador espectral de Capon [34] são:

$$\begin{aligned} \overline{\boldsymbol{w}}_k^H \overline{\boldsymbol{\varphi}}_k &= 1 \\ \widetilde{\boldsymbol{w}}_k^H \widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k &= 1 \end{aligned} \tag{B-2}$$

onde $\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k = \overline{\boldsymbol{\Psi}}_k \boldsymbol{g}$, $\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k = \widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \boldsymbol{g}^*$ e $\boldsymbol{g}$ é um vetor desconhecido.

O receptor resultante é:

$$\begin{aligned} \overline{\boldsymbol{w}}_k &= \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \overline{\boldsymbol{\varphi}}_k (\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \overline{\boldsymbol{\varphi}}_k)^{-1} \\ \overline{\boldsymbol{w}}_k &= \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k (\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k)^{-1} \end{aligned} \tag{B-3}$$

## B.2
## Estimação de Canal

A variância mínima do receptor baseado no estimador de Capon, (B-2), é dada por:

$$\boldsymbol{J}_{MV} = \overline{\boldsymbol{w}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}} \overline{\boldsymbol{w}}_k + \widetilde{\boldsymbol{w}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}} \widetilde{\boldsymbol{w}}_k \tag{B-4}$$

então, usando (B-3)

$$\boldsymbol{J}_{MV} = (\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \overline{\boldsymbol{\varphi}}_k)^{-1} + (\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k)^{-1} \tag{B-5}$$

Para se obter uma estimativa cega de $\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k$ e $\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k$ podemos maximizar (B-5), porém, a dependência não linear nas incógnitas é difícil de ser resolvida. Para evitar esta dependência não linear, note-se que

$$\begin{aligned}
\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \overline{\boldsymbol{\varphi}}_k &= \boldsymbol{g}^H \overline{\boldsymbol{\Psi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \overline{\boldsymbol{\Psi}}_k \boldsymbol{g} \\
&= \boldsymbol{g}^H (\widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k)^T \boldsymbol{g} \\
&= (\boldsymbol{g}^T \widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \boldsymbol{g}^*)^* \\
&= \widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k
\end{aligned}$$

onde o Lema 5.3 foi utilizado na segunda igualdade. Maximizar (B-5) é equivalente a minimizar

$$\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \overline{\boldsymbol{\varphi}}_k + \widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k = \boldsymbol{g}^H \overline{\boldsymbol{\Psi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \overline{\boldsymbol{\Psi}}_k \boldsymbol{g} + \boldsymbol{g}^T \widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \boldsymbol{g}^* \tag{B-6}$$

Usando o fato de que $\boldsymbol{g}^T \widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k \boldsymbol{g}^*$ é um valor real, $\boldsymbol{g}$ pode ser estimado de forma cega como

$$\boldsymbol{g} = \arg\min_{\|\boldsymbol{g}\|=1} \boldsymbol{g}^H \underbrace{\left\{ \overline{\boldsymbol{\Psi}}_k^H \boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1} \overline{\boldsymbol{\Psi}}_k + \widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k^T \left[\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^*\right]^{-1} \widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k^* \right\}}_{\boldsymbol{\Omega}} \boldsymbol{g} \tag{B-7}$$

O resultado é o autovetor que corresponde ao menor autovalor de $\boldsymbol{\Omega}$.

## B.3
## Cancelamento de Auto-interferência

Assim como no caso DS-CDMA em canais com único percurso [28], e considerando que $\boldsymbol{g}$ é uma estimativa do canal de transmissão, isto é, $\boldsymbol{g} = \hat{\boldsymbol{h}}$ (veja Seção 5.4.2), a imunidade à auto-interferência é garantida pelo seguinte teorema:

**Teorema B.1.** *Para qualquer escolha de códigos de espalhamento, o receptor baseado no estimador de Capon,* $\boldsymbol{W}_k = [\overline{\boldsymbol{w}}_k \ \ \widetilde{\boldsymbol{w}}_k]$ *satisfaz as seguintes propriedades:*

$$\boldsymbol{W}_k^H [\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k \ \ \widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k] = \boldsymbol{I}_2 \tag{B-8}$$

$$\overline{\boldsymbol{w}}_k^H \widetilde{\boldsymbol{w}}_k = 0 \tag{B-9}$$

*Prova.* Para demonstrar (B-8) procede-se como segue:

$$\boldsymbol{W}_k^H[\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k \;\; \widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k] \;=\; \begin{bmatrix} \overline{\boldsymbol{w}}_k^H\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k & \overline{\boldsymbol{w}}_k^H\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k \\ \widetilde{\boldsymbol{w}}_k^H\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k & \widetilde{\boldsymbol{w}}_k^H\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k \end{bmatrix}.$$

Pela restrição (B-2) temos que $\overline{\boldsymbol{w}}_k^H\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k = \widetilde{\boldsymbol{w}}_k^H\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k = 1$, então resta demonstrar que $\overline{\boldsymbol{w}}_k^H\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k = \widetilde{\boldsymbol{w}}_k^H\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k = 0$. Usando (B-3)

$$\overline{\boldsymbol{w}}_k^H\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k = (\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k^H\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1}\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k)^{-1}\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k^H\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1}\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k$$

Usando o Lema 5.1 e o Lema 5.2, temos que:

$$\begin{aligned}
\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k^H\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1}\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k &= \boldsymbol{g}^H\overline{\boldsymbol{\Psi}}_k^H\left(\boldsymbol{I}_{\mathcal{M}}\otimes\boldsymbol{M}_{2Q}\right)\left[\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^*\right]^{-1}\left(\boldsymbol{I}_{\mathcal{M}}\otimes\boldsymbol{M}_{2Q}\right)^H\widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k\boldsymbol{g}^* \\
&= -\boldsymbol{g}^H\widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k^T\left[\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^*\right]^{-1}\overline{\boldsymbol{\Psi}}_k^*\boldsymbol{g}^* = -\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k^T\left[\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^*\right]^{-1}\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k^* \\
&= -(\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k^H\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1}\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k)^T = 0.
\end{aligned}$$

Para demonstrar que $\widetilde{\boldsymbol{w}}_k^H\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k = 0$ procede-se da mesma forma.

Para demonstrar a segunda parte deste Teorema, (B-9), primeiro note que pelo Lema 5.2 e pelo fato de que $\boldsymbol{I}_{\mathcal{M}}\otimes\boldsymbol{M}_{2Q}$ é unitária, então $\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-2} = \left(\boldsymbol{I}_{\mathcal{M}}\otimes\boldsymbol{M}_{2Q}\right)\left[\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^*\right]^{-2}\left(\boldsymbol{I}_{\mathcal{M}}\otimes\boldsymbol{M}_{2Q}\right)^H$, e usando (B-3) temos

$$\overline{\boldsymbol{w}}_k^H\widetilde{\boldsymbol{w}}_k \;=\; (\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k^H\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1}\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k)^{-1}\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k^H\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-2}\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k(\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k^H\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-1}\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k)^{-1}$$

Agora, usando o Lema 5.1 e o Lema 5.2

$$\begin{aligned}
\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k^H\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-2}\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k &= \boldsymbol{g}^H\overline{\boldsymbol{\Psi}}_k^H\left(\boldsymbol{I}_{\mathcal{M}}\otimes\boldsymbol{M}_{2Q}\right)\left[\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^*\right]^{-2}\left(\boldsymbol{I}_{\mathcal{M}}\otimes\boldsymbol{M}_{2Q}\right)^H\widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k\boldsymbol{g}^* \\
&= -\boldsymbol{g}^H\widetilde{\boldsymbol{\Psi}}_k^T\left[\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^*\right]^{-2}\overline{\boldsymbol{\Psi}}_k^*\boldsymbol{g}^* = -\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k^T\left[\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^*\right]^{-2}\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k^* \\
&= -(\overline{\boldsymbol{\varphi}}_k^H\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{rr}}^{-2}\widetilde{\boldsymbol{\varphi}}_k)^T = 0
\end{aligned}$$

■

Este teorema demonstra que os receptores para cada símbolo $\overline{\boldsymbol{w}}_k$ e $\widetilde{\boldsymbol{w}}_k$ são ortogonais, e cada um deixa passar o sinal desejado enquanto cancela a interferência mútua causada pela outra componente do sinal. Demonstra também que a restrição proposta em [40] é desnecessária desde que, por projeto, esta solução cancela a auto-interferência.