

Filtro Adaptativo de Rank Reduzido para Receptor UWB em Sistemas PLC

Marlon L. G. Salmento, Cristiano A. G. Marques, Weiler A. Finamore e Moises V. Ribeiro

Resumo— A presente contribuição analisa o emprego de filtro adaptativo de rank reduzido e decimação variante no tempo para receptores de sistemas (*Power Line Communication*) baseados na modulação UWB (*Ultra Wide Band*) Impulsiva. O desempenho do filtro adaptativo de rank reduzido é analisado quando o canal PLC é *indoor*, linear, invariante no tempo e corrompido pela presença de *additive white gaussian noise* (AWGN) ou *additive impulsive gaussian noise* (AIGN). Os resultados computacionais mostram que este tipo de filtro adaptativo pode ser de grande aplicabilidade em sistemas PLC de baixo custo e de baixas taxas.

Palavras-Chave— *Ultra Wide Band*, *Power Line Communication*, Filtros Adaptativos.

Abstract— This work analyzes the usability of reduced rank adaptive filter with time varying decimation for the reception of impulsive ultra wide band symbols in power line communication systems. The performance analysis of such adaptive filter was carried out when the PLC channel is indoor, linear and time invariant under the presence of *additive white gaussian noise* (AWGN) or *additive impulsive gaussian noise* (AIGN). Computational results shows that this kind of adaptive filter can be very useful for low cost and low bit-rate PLC systems.

Keywords— *Ultra Wide Band*, *Power line Communication*, Adaptive Filters.

I. INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, as crescentes demandas dos sistemas de energia elétrica tem motivado pesquisadores, empresas e governos a introduzirem inteligência nos sistemas de potência, ou seja, *smart grids*. Para viabilizar o desenvolvimento deste paradigma são necessário, novas tecnologias de telecomunicação de dados, por exemplo, proverem a comunicação entre os medidores inteligentes dos usuários e as concessionárias de energia elétrica.

O paradigma *smart grids* também pode ser aplicado em ambientes *indoor*, como residências, prédios comerciais, prédios industriais, veículos, aeronaves e embarcações. No que tange as residenciais, destacam-se as aplicações *machine-to-machine*. Para este tipo de aplicação a tecnologia de comunicações deve ser simples, baixo custo e consumo de energia.

Uma das tecnologia que pode ser utilizada para essas aplicações é *Ultra Wide Band* (UWB). Os sistemas de comunicação baseados em UWB são caracterizados por transmitir pulsos de curta duração no tempo e espalhados no espectro de frequência com baixa densidade espectral de potência [1]. Em [2] a tecnologia UWB foi utilizada para aplicações PLC (*Power Line Communication*) *indoor*. Entretanto, tal

Marlon L. G. Salmento, Cristiano A. G. Marques, Weiler A. Finamore e Moises V. Ribeiro. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora-MG, Brasil, E-mails: marlon.lucas@engenhariaufjf.br, marquesagcristiano@yahoo.com.br, finamore@ieee.org, mribeiro@engenharia.ufjf.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pela FINEP.

trabalho limitou-se a apresentar uma discussão inicial dos possíveis ganhos que um filtro adaptativo de *rank* reduzido pode oferecer.

Neste contexto, o presente artigo tem como foco principal investigar de formas mais aprofundada o uso de receptores baseados em filtros adaptativos de *rank* reduzido (FARR) proposto em [3] para aplicações PLC *indoor*, já que conforme investigado em [2], tal filtro pode ser de grande interesse, podendo reduzir o custo computacional de receptores UWB.

O presente artigo está organizado da seguinte forma: A Seção II apresenta o canal PLC utilizado. A Seção III discute o receptor UWB de *rank* reduzido. A Seção IV apresenta o sistema de recepção. A Seção V apresenta os resultados computacionais. Finalmente os comentários finais são apresentados na Seção VI.

II. CANAL PLC INDOOR

Devido ao crescente número de aplicações PLC em ambientes *indoor*, existem vários trabalhos que modelam este meio de comunicação de dados [4] e [5]. Neste trabalho foi utilizado um canal PLC *indoor* discutido em [6], a partir de medições realizadas no Laboratório de Comunicações (LCom) da Universidade Federal de Juiz de Fora. A resposta ao impulso e o espectro de amplitude da resposta em frequência deste canal são mostrados na Fig. 1.

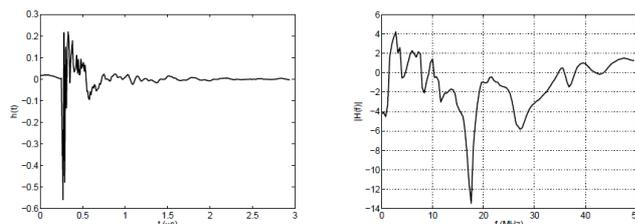


Fig. 1. Canal PLC *indoor* medido. (a) Resposta ao impulso. (b) Espectro de amplitude da resposta em frequência.

III. SISTEMA E PULSO UWB

O diagrama em blocos do transceptor UWB-PLC proposto neste trabalho pode ser visto na Fig. 2.

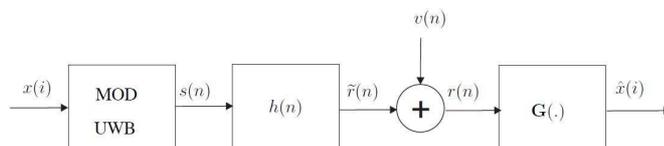


Fig. 2. Diagrama de Blocos do Modelo de Comunicação UWB.

Neste diagrama, $x(i)$ representa um ponto da constelação M -PAM, $s(n)$, o i -ésimo símbolo modulado, $h(n)$, é a resposta ao impulso do canal PLC, $\tilde{r}(n)$, a saída livre do canal sem ruído e $v(n)$, o ruído do canal aditivo. $\mathbf{G}(\cdot)$ representa o receptor UWB, e finalmente, $\hat{x}(i)$ a estimativa de $x(i)$.

Em [2] foram apresentadas duas formas de onda para representar o pulso UWB, porém neste artigo foi analisado apenas a que corresponde à primeira derivada do Pulso Gaussiano, que segundo [2] apresentou o melhor desempenho dentre os casos analisados. A Fig. 3 mostra o pulso da primeira derivada do pulso gaussiano, no tempo e no espectro de amplitude quando a atenuação é igual a 40 dB em 50 MHz.

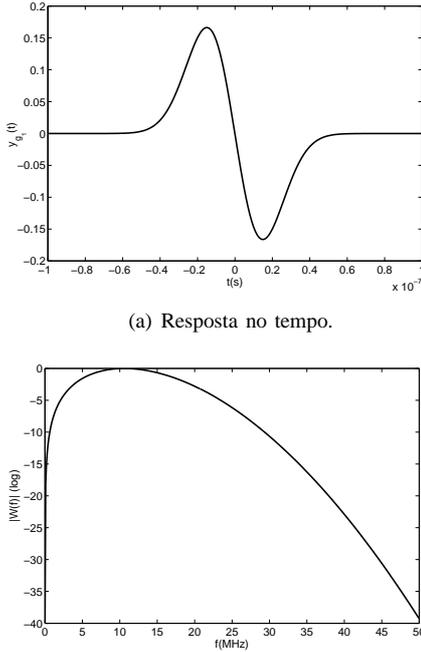


Fig. 3. Representações da primeira derivada do pulso gaussiano.

O período de transmissão dos símbolos UWB é $T_f = T_p + T_g$, sendo T_p a duração do pulso UWB e T_g o intervalo de guarda. Assumindo T_c como sendo a duração da resposta ao impulso do canal PLC, então em moduladores UWB impulsivos tem-se que $T_g \geq T_c$, para evitar a ocorrência de interferência intersimbólica

IV. FILTRAGEM ADAPTATIVA DE RANK REDUZIDO

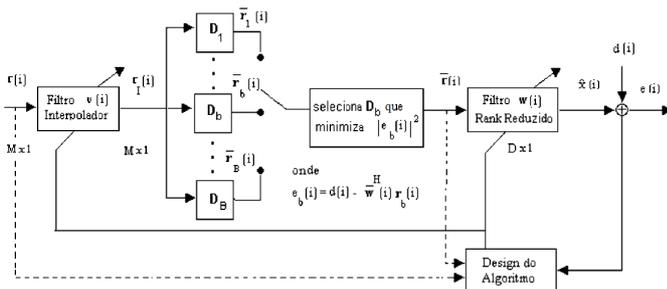


Fig. 4. Diagrama de blocos do FARR, reproduzido de [3].

O diagrama de blocos na Fig. 4 mostra o FARR, que é constituído de um interpolador, um decimador variante no tempo, e um filtro de *rank* reduzido. O vetor de entrada $\mathbf{r}(i) = [r(iM) \ r(iM+1) \ \dots \ r((i+1)M-1)]^T$ é filtrado pelo filtro interpolador $\mathbf{V}(i) = [v_0^{(i)} \ \dots \ v_{N_I-1}^{(i)}]^T$, em que N_I é o *rank* do filtro interpolador, finalmente, tem-se

$$\mathbf{r}_I(i) = \mathbf{V}^H(i)\mathbf{r}(i), \quad (1)$$

em que H é o operador Hermitiano, $\mathbf{eV}(i)$ é matriz Toeplitz de convolução, de dimensão $M \times M$, e é expressa por

$$\mathbf{V}(i) = \begin{bmatrix} v_0^{(i)} & \cdot & v_{N_I+1}^{(i)} & 0 \\ \cdot & v_0^{(i)} & \cdot & v_{N_I+1}^{(i)} \\ v_{N_I-1}^{(i)} & \cdot & v_0^{(i)} & \cdot \\ 0 & v_{N_I-1}^{(i)} & \cdot & v_0^{(i)} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Para facilitar a descrição matemática do FARR, usa-se a seguinte representação

$$\mathbf{r}_I(i) = \mathbf{V}^H(i)\mathbf{r}(i) \quad (3)$$

$$= \mathfrak{R}_o(i)\mathbf{v}^*(i), \quad (4)$$

em que a matriz \mathfrak{R}_o de dimensão $M \times N_I$, e é expressa por

$$\mathfrak{R}_o(i) = \begin{bmatrix} r_0^{(i)} & r_1^{(i)} & \dots & r_{N_I-1}^{(i)} \\ r_1^{(i)} & r_2^{(i)} & \dots & r_{N_I}^{(i)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{M-1}^{(i)} & r_M^{(i)} & \dots & r_{M+N_I-2}^{(i)} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

A matriz de decimação \mathbf{D}_b , $b = 1, 2, \dots, B$, tem dimensão $D \times M$ e $D = M/L$, sendo L o fator de decimação e. Assim sendo, tem-se

$$\bar{\mathbf{r}}_b(i) = \mathbf{D}_b(i)\mathbf{r}_I(i) \quad (6)$$

$$= \mathbf{D}_b(i)\mathfrak{R}_o(i)\mathbf{v}^*(i). \quad (7)$$

Os vetores $\bar{\mathbf{r}}_b(i)$ são usados para calcular o erro da seguinte forma:

$$e_b(i) = x(i) - \mathbf{w}^H(i)\bar{\mathbf{r}}_b(i), \quad (8)$$

em que $\mathbf{w}(i)$ é o vetor de pesos do filtro de *rank* reduzido e $x(i)$ é o sinal desejado na saída. A matriz de decimação vencedora, $\mathbf{D} = \mathbf{D}_{b_s}$, é escolhida de acordo com o critério

$$b_s = \arg \min_{1 \leq b \leq B} |e_b(i)|^2. \quad (9)$$

Uma vez escolhida a matriz de decimação vencedora \mathbf{D} , obtém-se

$$\hat{x}(i) = \mathbf{w}^H(i)\mathbf{D}(i)\mathfrak{R}_o(i)\mathbf{v}^*(i), \quad (10)$$

em que $\hat{x}(i)$ é a estimativa do i -ésimo símbolo transmitido.

A. Algoritmo LMS para FARR

A fim de utilizar o algoritmo *least mean square* (LMS) para a adaptação dos coeficientes do FARR, aplica-se a função custo expressa por

$$J_{MSE} = E\{|d(i) - \mathbf{v}^H(i)\mathfrak{R}_o^T(i)\mathbf{D}^T(i)\mathbf{w}^*(i)|^2\}, \quad (11)$$

em que $E\{\cdot\}$ é o operador esperança. Finalmente, tem-se

$$\mathbf{v}(i+1) = \mathbf{v}(i) + \eta e^*(i)\mathbf{u}_p(i) \quad (12)$$

$$\mathbf{w}(i+1) = \mathbf{w}(i) + \mu e^*\bar{\mathbf{r}}(i), \quad (13)$$

em que $\mathbf{u}_p(i) = \mathfrak{R}_o^T(i)\mathbf{D}^T(i)\mathbf{w}^*(i)$, η e μ são os passos de adaptação.

B. Decimação Variante no Tempo

O esquema de decimação propõe vários projetos para a matriz de subamostragem, \mathbf{D}_b , sendo cada um com um tipo de decimação diferente. A estrutura da matriz \mathbf{D}_b pode ser vistas na Fig. 5. Note que m ($m = 1, 2, 3, \dots, D$) é a m -ésima linha da matriz \mathbf{D}_b e r_m o número de zeros que estão a esquerda do número 1 na m -ésima linha. Segundo [3], existem duas possibilidades para r_m :

- 1) A primeira utiliza apenas um ramo ($B = 1$) em seu projeto e considera $r_m = (m - 1)L$. Este esquema é semelhante ao esquema adotado em [2], porém neste artigo o esquema utilizado será o seguinte.
- 2) Na segunda $r_m = (m - 1)L + (b - 1)$ e corresponde a utilização da decimação uniforme para cada ramo b , dos B ramos totais.

$$\mathbf{D}_b = \begin{bmatrix} \underbrace{0 \dots 0}_{r_1 \text{ zeros}} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ \underbrace{0 \ 0 \ \dots \ 0}_{r_m \text{ zeros}} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ \underbrace{0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0}_{r_D \text{ zeros}} & 1 & \underbrace{0 \ \dots \ 0}_{(M-r_D-1) \text{ zeros}} \end{bmatrix}$$

Fig. 5. Matriz de Decimação.

C. Adaptação Automática do Rank dos Filtros

O desempenho do FARR depende dos *ranks* D e N_I . Nesta seção é descrito uma função custo que permite selecionar automaticamente os *ranks* dos filtros, baseado na função custo *least-square posteriori* [3]. Esta função custo é expressa por

$$C(\mathbf{w}^{(D)}, \mathbf{v}^{(N_I)}, \mathbf{D}) = \sum_{l=1}^i a^{i-l} |d(l) - \mathbf{w}^{(D)}(l)\mathbf{D}(l)\mathfrak{R}_o(l)\mathbf{v}^{*(N_I)}(l)|^2, \quad (14)$$

em que a é denominado fator de esquecimento, $\mathbf{w}^{(D)}$ é o filtro de rank reduzido com rank D e $\mathbf{v}^{(N_I)}$ é o filtro interpolador com rank N_I . Para cada intervalo i , é escolhido um padrão de decimação, sendo possível selecionar D e N_I que minimizam $C(\mathbf{w}^{(D)}, \mathbf{v}^{(N_I)}, \mathbf{D})$. A escolha dos comprimentos D_{opt} e N_{Iopt} para os filtros $\mathbf{w}(i)$ e $\mathbf{v}(i)$, respectivamente, é obtida a partir de:

$$\{D_{otp}, N_{Iotp}\} = \arg \min_{\substack{N_{Imin} \leq j \leq N_{Imax} \\ D_{min} \leq m \leq D_{max}}} C(\mathbf{w}^{(m)}, \mathbf{v}^{(j)}, \mathbf{D}) \quad (15)$$

em que j e m são inteiros, D_{min} e D_{max} , N_{Imin} e N_{Imax} são os *ranks* mínimos e máximos permitidos para o filtro de rank reduzido e o filtro interpolador, respectivamente.

D. Seleção Automática do número de Ramos

Na i -ésima amostra, é possível selecionar o ramo, a partir de

$$B_s(i) = \arg \min_{1 \leq b \leq B_{max}} C_{branch}(\mathbf{w}(i), \mathbf{v}(i), \mathbf{D}(i)) \quad (16)$$

sendo $C_{branch}(\mathbf{w}(i), \mathbf{v}(i), \mathbf{D}(i)) \leq \varepsilon$,

em que b é um número inteiro, B_{max} é o número máximo de ramos permitido, B_s é o número de ramos necessários para

atender o desempenho desejado, e ε é o valor de restrição da função custo

$$C_{branch}(\mathbf{w}(i), \mathbf{v}(i), \mathbf{D}(i)) = |e_b(i)|^2. \quad (17)$$

V. RESULTADOS

Em todas as simulações foram considerados: banda de transmissão entre 0 e 50 MHz, canal PLC *indoor*, linear e invariante no tempo, (Fig. 1), ruídos *additive white gaussian noise* (AWGN) ou *additive impulsive gaussian noise* (AIGN) [1], pulsos UWB transmitidos como sendo a primeira derivada do Pulso Gaussiano, pulso UWB com $N_P = 20$ amostras, período do quadro com $N_f = 345$ amostras, comprimento do canal PLC $N_c = 295$ amostras (estipulado como aquele que corresponde à 99,1% da energia total). Para o algoritmo adaptativo, os passos de adaptação utilizados foram: $\eta = 0.23$ e $\mu = 0.99$. Todas simulações foram executadas admitindo sincronização perfeita e o tipo de modulação utilizada foi a 4-PAM.

A. Análise de Desempenho para o Sistema de Decimação Variante no Tempo

Para esta análise $N_I = 3$ e $D = 158$. Foram analisados o desempenho do sistema PLC-UWB para os três primeiros ramos. As Fig. 6 e 7 ilustram os resultados da simulação, na presença de AWGN e AIGN. Em [2], utilizou-se apenas o

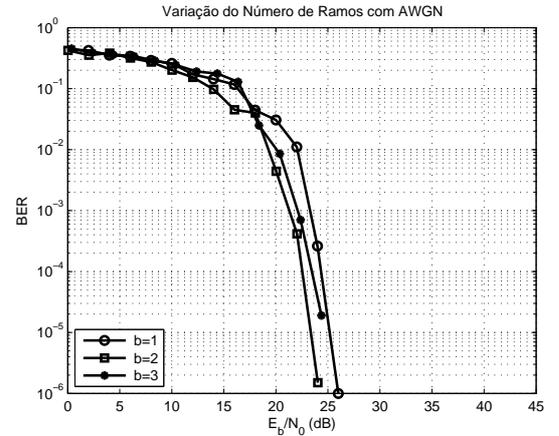


Fig. 6. Desempenho do FARR em relação a decimação variante no tempo, na presença de AWGN.

primeiro ramo para suas análises, enquanto quer no presente trabalho, o primeiro ramo não apresentou o melhor desempenho, e este só foi alcançado no segundo ramo. Assim sendo, o presente trabalho confirma que o FARR com decimação variante no tempo oferece melhores resultados em 4-PAM.

B. Análise de Desempenho para a Seleção Automática dos Ranks do FARR - SARF

A Seleção Automática dos Ranks (SARF) consiste em deixar os *ranks* de cada filtro em um determinado intervalo e o ramo com valor constante. Para esta análise foi estabelecido uma faixa de variação para o *rank* do filtro interpolador de $N_I \in [3, 9]$ e para o filtro de *rank* reduzido $D \in [39, 315]$. As Fig. 8 e 9 ilustram os resultados da simulação comparando o SARF com o melhor ramo, $b = 2$, da Análise de Desempenho

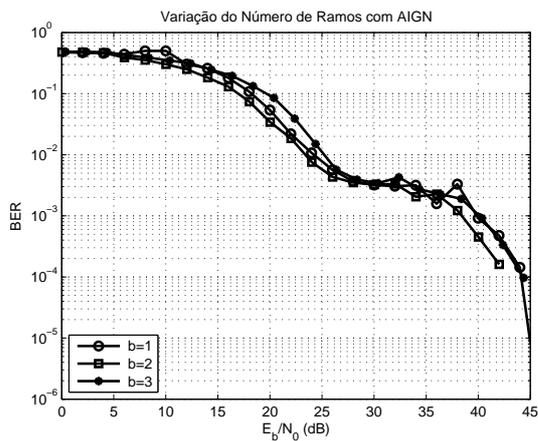


Fig. 7. Desempenho do FARR em relação a decimação variante no tempo, na presença de AIGN.

para o Sistema de Decimação Variante no Tempo, aqui chamado Melhor Ramo.

Pode-se observar na Fig. 8 que o desempenho de SARF é semelhante a do Melhor Ramo, melhor desempenho da secção V-B, para E_b/N_0 menor que 22 dB, porém para valores superiores SARF apresenta melhor desempenho. E para o ruído AIGN, Fig. 9, é possível observar que para determinados intervalos o SARF apresentou resultados mais satisfatórios que o Melhor Ramo.

C. Análise de Desempenho para a Seleção Automática do Número de Ramos - SANR

A Seleção Automática do Número de Ramos (SANR) consiste em deixar os *ranks* de cada filtro constante e o ramos variando em um determinado intervalo. Para esta análise foi considerado $N_I = 3$, e $D = 178$. Tais valores de *rank* foram escolhidos de acordo com o melhor resultado da Secção V-B. E foi estabelecido uma faixa de variação para o número de ramos de $b \in [1, 3]$. As Fig. 10 e 11 ilustra o resultado obtidos comparando SANR com o Melhor Ramo e SARF.

É possível dizer analisando a Fig. 10 que o desempenho de SANR foi superior ao Melhor Ramo e a SARF. Na Fig. 11 o desempenho de SANR foi superior ou semelhante ao Melhor Ramo e a SARF.

D. Desempenho com FARR Completo - FARR 3

O FARR Completo (FARR 3) consiste em deixar os *ranks* de cada filtro e os ramos variando em um determinado intervalo. Para a análise de FARR 3 foi considerado $N_I \in [3, 9]$, $D \in [39, 315]$ e $b \in [1, 3]$. E foi feito também uma análise comparativa entre o sistema PLC-UWB proposto em [2], aqui chamado de FARR 1, e o sistema baseado nas seções V-A, V-B, e V-C, aqui chamado de FARR 2. As figuras 12 e 13 ilustram os resultados de simulação.

Analisando as Fig. 12 e 13 pode-se dizer que para a BER igual 10^{-4} o FARR 3 atinge um desempenho melhor em relação ao FARR 2 e FARR 1.

VI. CONCLUSÕES

No presente artigo conclui-se que a seleção automática do *rank* dos filtros permite ajustar o FARR, variando o *rank* do

filtro interpolador e do filtro de *rank* reduzido e melhorar o desempenho do sistema UWB-PLC. No que tange a seleção automática do número de ramos, mostrou-se que a escolha da decimação pode conduzir a um FARR que melhora o desempenho.

Comparando os resultados apresentados neste trabalho com aqueles mostrados em [2], observa-se que ganhos entre 3 dB a 4 dB o podem ser alcançados, quando todo potencial de FARR é explorado [3].

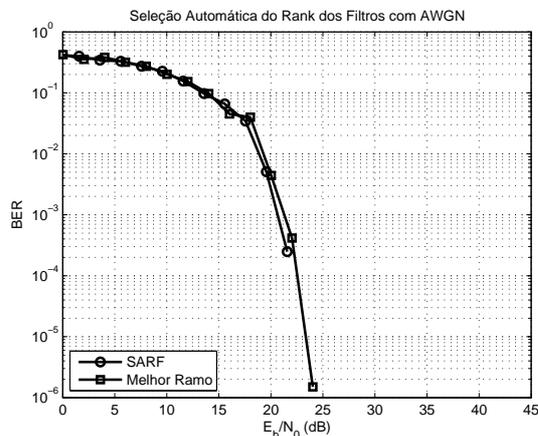


Fig. 8. Desempenho da seleção automática dos ranks do FARR na presença de AWGN.

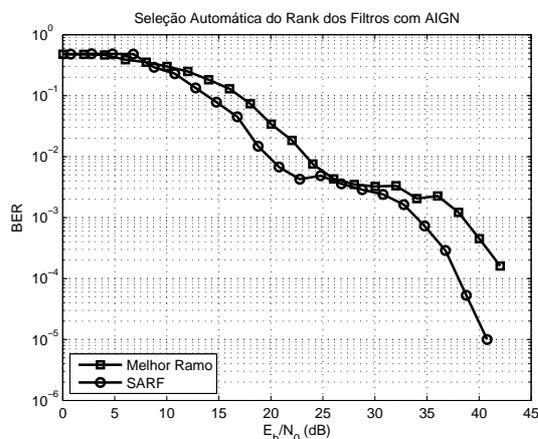


Fig. 9. Desempenho da seleção automática dos ranks do FARR na presença de AIGN.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi financiado em parte por CNPq, CAPES-PNPD, FAPEMIG, FINEP, P&D ANEEL, CEMIG, INERGE e Smarti9 Ltda.

REFERÊNCIAS

- [1] A. L. S. Ferreira and M. V. Ribeiro, "A discussion about the suitability of UWB modulation for outdoor power line communication," in *Proc. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Mar. 2010, pp. 102-107.
- [2] A. L. S. Ferreira, Z. Quan, and M. V. Ribeiro, "Robust and reduced-rank UWB receiver for green and smart home communication based on power line," in *Proc. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, Mar. 2012, pp. 218-223.

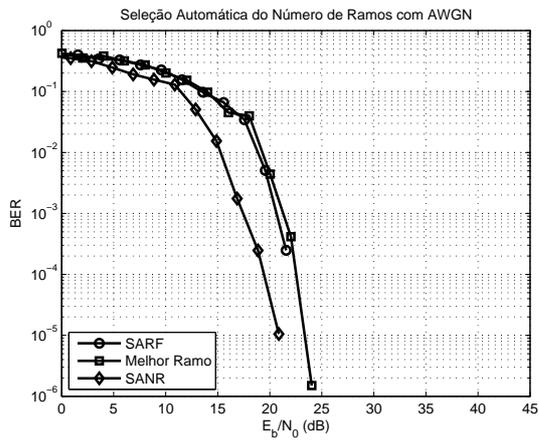


Fig. 10. Desempenho da seleção automática do número de ramos do FARR na presença de AWGN.

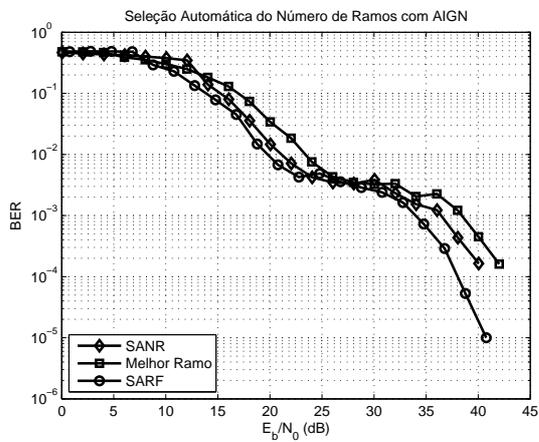


Fig. 11. Desempenho da seleção automática do número de ramos do FARR na presença de AIGN.

- [3] R. C. De Lamare and R. Sampaio-Neto, "Adaptive reduced-rank processing based on joint and iterative interpolation, decimation, and filtering," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 57, no. 7, pp. 2503-2514, July 2009.
- [4] S. Galli and T. C. Banwell, "A deterministic frequency-domain model for the indoor power line transfer function," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 7, pp. 1304-1316, July 2006.
- [5] S. Galli and O. Logvinov, "Recent developments in the standardization of power line communications within the IEEE," *IEEE Communications Magazine*, vol. 46, no. 7, pp. 64-71, July 2008.
- [6] T. R. Oliveira, *Caracterização de redes de energia elétrica como meio de transmissão de dados*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, 2010.

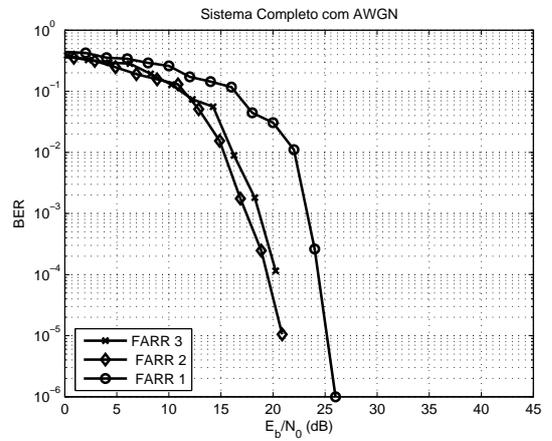


Fig. 12. Desempenho do FARR 1, 2 e 3 na presença de AWGN.

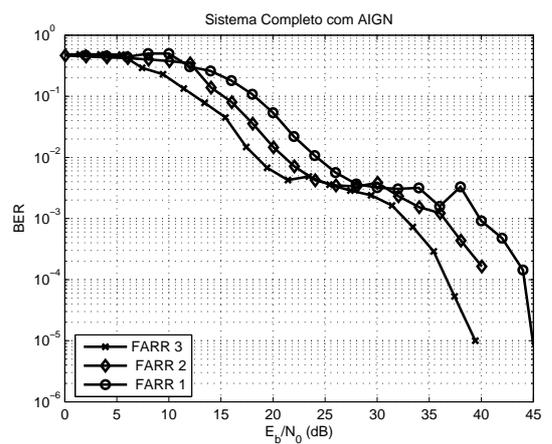


Fig. 13. Desempenho do FARR 1, 2 e 3 na presença de AIGN.