

# A Novel Synchronization Scheme for Impulsive UWB-based PLC Systems

M. L. G. Salmento, Â. Camponogara, L. M. A. Filho and M. V. Ribeiro, *Senior Member, IEEE*

**Abstract**— This paper focuses on a low-cost synchronization technique based on power criteria for impulsive ultra wideband scheme applied to power line communication systems. The advantage offered by this technique is that the knowledge of both channel pulse response and noise information are not required. To assess the proposed technique, we discuss performance results obtained with typical in-home, outdoor, and low-voltage power line channels covering the frequency band between 1.7 and 50 MHz and additive noises modeled as white Gaussian and impulsive Gaussian. The results show that the proposed technique achieves the best performance in terms of detection probability, false alarm probability, and bit error rate in comparison with previous synchronization techniques, which were design to work with the aforementioned data communication system. Besides, implementation analysis on field programmable gate array shows that the proposed technique demands less hardware resource utilization than previous techniques and its finite word length implementation with at least 16 bits word length results in negligible performance degradation.

**Keywords**— Power line communication, impulsive ultra wideband modulation, symbol synchronization.

## I. INTRODUÇÃO

AS VANTAGENS oferecidas pelas tecnologias de comunicação de dados através da rede de energia elétrica (*power line communication* - PLC) tem viabilizado a implantação das redes inteligentes (*smart grids*) pelas concessionárias de energia elétrica. Contudo, o fato das redes de energia elétrica terem sido projetadas e otimizadas para transmissão e distribuição de energia elétrica evidencia que o seu emprego para transmissão de dados apresenta grandes desafios. Com o objetivo de lidar com algumas dessas restrições, esquemas de comunicação de dados como multiplexação ortogonal por divisão na frequência (*orthogonal frequency-division multiplexing* - OFDM), *wavelet*-OFDM, *clustered*-OFDM e mono-portadora com prefixo cíclico (*single carrier cyclic prefix*) têm sido investigados [1]–[5] e, alguns deles, utilizados em produtos comerciais.

Além disso, investigações sobre esquemas de modulação digital de dados baseados em banda ultralarga (*ultra wideband* - UWB) também vem sendo realizadas para constituir infraestrutura de telecomunicações capilar para *smart grid*, uma vez que demandam baixo consumo de energia e reduzido custo de produção [6]–[8].

Em relação ao esquema UWB para sistemas PLC, [9]–[10] discutiram sincronização, detecção e aplicabilidade da

modulação UWB, a partir de um protótipo. Por outro lado, [11] apresentou o uso do esquema UWB Impulsivo e alguns receptores para sistemas PLC multiusuário. A seguir, [12], [13] focaram em medições de canais PLC e análises de aspectos de compatibilidade eletromagnética (*electromagnetic compatibility* - EMC) relacionados ao esquema UWB para sistemas PLC. Uma discussão sobre o esquema UWB quando a banda de frequência é superior a 30 MHz foi apresentada em [14], enquanto que [15], [16] compararam os esquemas UWB OFDM e UWB Impulsivo. Além disso, [17] descreveu uma investigação detalhada sobre UWB OFDM para sistemas PLC. Reconhecendo que o esquema UWB Impulsivo pode ser útil para aplicações *smart grid*, [18]–[20] apresentaram um sistema de comunicação de dados baseado em UWB para uso em uma rede de energia elétrica externa. De fato, devido as suas características, o esquema UWB Impulsivo pode ser de grande utilidade para aplicações *smart grid*; entretanto, seu desenvolvimento demanda o uso de receptores de baixo custo, e, portanto, o desenvolvimento de técnicas de sincronização de baixo custo é de grande relevância.

Para sistemas PLC-UWB Impulsivo (sistema PLC baseado no esquema UWB impulsivo), o problema de correção do erro de portadora não se aplica, posto que a transmissão de dados dá-se na banda base. Apesar do problema de sincronização de relógio ser presente, usam-se osciladores precisos e estáveis na transmissão e recepção para minimizar o problema ou técnicas que permitam estimar o erro de relógio entre o transmissor e o receptor para garantir a sincronização dos relógios no receptor e no transmissor. Considerando a sincronização de símbolos, existem algumas propostas [20]–[24], dentre as quais se destacam a técnica baseada na estimativa de máxima verossimilhança (*maximum likelihood* - ML) [23] e a técnica baseada em Impulsos [24]. Ambas demandam o conhecimento da resposta ao pulso do canal para sincronização de símbolo - a estimativa da resposta ao pulso vai de encontro à redução da complexidade computacional. No caso da técnica baseada na estimativa de ML, é também necessário o conhecimento das estatísticas do ruído. A obtenção dessas informações demanda considerável esforço computacional e, consequentemente, recursos de *hardware*.

Para viabilizar um sistema PLC-UWB Impulsivo de baixo custo é interessante introduzir técnicas de sincronização de símbolo que demandem mínimos recursos de *hardware*. Nesse contexto, o presente trabalho discute uma nova técnica de

M. L. G. Salmento, Universidade Federal de Juiz de Fora, Brasil, marlon.lucas@engenharia.ufjf.br

Â. Camponogara, Universidade Federal de Juiz de Fora, Brasil, acamponogara@gmail.com

L. M. A. Filho, Universidade Federal de Juiz de Fora, Brasil,

luciano.ma.filho@gmail.com.

M. V. Ribeiro, Universidade Federal de Juiz de Fora e Smarti9, Brasil, mribeiro@engenharia.ufjf.br.

Autor correspondente: M. L. G. Salmento.

sincronização de símbolos para sistemas PLC-UWB Impulsivo, a qual é baseada no, aqui denominado, Critério de Potência. Esta técnica tem a vantagem de não demandar a estimação da resposta ao pulso do canal e o conhecimento das estatísticas do ruído. Sendo assim, o presente trabalho apresenta as seguintes contribuições:

- Apresentação da técnica de sincronismo proposta, baseada no Critério de Potência, para o sistema PLC-UWB Impulsivo;
- Análises comparativas de desempenho numérico das técnicas de sincronização de símbolos baseadas na Estimativa de ML [23], Impulsos [24] e Critério de Potência para canais PLC *in-home* (interior de residências) e *outdoor* (rede de energia elétrica de baixa tensão e externa), obtidos através de medições e corrompidos por ruído aditivo branco Gaussiano (*additive white Gaussian noise* - AWGN) e ruído aditivo impulsivo Gaussiano (*additive impulsive Gaussian noise* - AIGN);
- Análises comparativas entre a técnica proposta, baseada no Critério de Potência, e as técnicas apresentadas em [23], [24], quando implementadas com precisões infinita e finita. Além disso, análises comparativas das demandas de recursos de *hardware* em dispositivos lógicos programáveis (*field programmable gate array* - FPGA).

A partir das análises dos resultados numéricos, as seguintes observações são extraídas:

- A técnica proposta obtém os melhores desempenhos em relação à probabilidade de detecção ( $P_D$ ), probabilidade de falso alarme ( $P_F$ ) e taxa de erro de bits (*bit error rate* - BER) quando comparada às técnicas baseadas na estimativa de ML e Impulsos;
- A técnica proposta apresenta menor demanda de recursos de *hardware* quando implementada em dispositivos FPGA em relação às técnicas baseadas na Estimativa de ML e em Impulsos;
- A técnica proposta apresenta reduzida perda de desempenho quando implementada com palavras de tamanho finito de, no mínimo, 16 bits.

O presente artigo está organizado da seguinte forma: A Seção II discute a formulação do problema; a Seção III descreve as técnicas baseadas na Estimativa ML [23], em Impulsos [24] e no Critério de Potência (proposta neste trabalho); a Seção IV apresenta os resultados numéricos; e, por fim, os comentários finais são discutidos na Seção V.

## II. FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

A propagação do sinal através da rede de energia elétrica revela que esse meio de comunicação pode introduzir severas atenuações e distorções no sinal transmitido. Além disso, o sinal transmitido pode ser severamente corrompido devido à presença de ruídos impulsivos de elevada potência. Para transmitir dados de forma adequada através desse meio de

comunicação, o conhecimento detalhado de suas características é essencial. Nesse contexto, muitos estudos têm sido realizados com esse foco, como em [25]-[29], em que formulações teóricas são apresentadas no intuito de modelar o canal, bem como analisar o desempenho de sistemas de comunicação de dados para aplicações PLC.

Com o objetivo de estudar as redes de energia elétrica brasileiras, campanhas de medições para *in-home* e *outdoor* de baixa tensão foram realizadas na cidade de Juiz de Fora, Brasil [5], [28], [29]. As Figs. 1 e 2 ilustram a magnitude da resposta em frequência típica de canais PLC *in-home* e *outdoor* medidos no Brasil, respectivamente. De acordo com a Fig. 1, o canal PLC *in-home* é altamente seletivo em frequência e apresenta uma pequena atenuação quando a frequência aumenta. Por outro lado, o canal PLC *outdoor*, mostrado na Fig. 2, apresenta menor seletividade em frequência e uma severa atenuação à medida que a frequência aumenta. Na presente contribuição, a resposta ao impulso, no tempo discreto, associada com essas respostas em magnitude são adotadas. Nesse contexto, assume-se que  $h[n] = h(t)|_{t=nT}$ , em que  $|H(f)| = 0, \forall |f| \geq B$ ,  $B = 50$  MHz, é a transformada de Fourier de  $h(t)$  e  $h(t)$  é a resposta ao impulso do canal PLC do tempo contínuo.

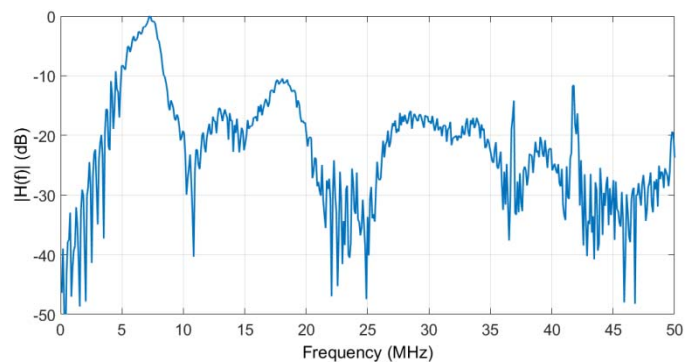


Figura 1. Resposta em magnitude do canal PLC *in-home* medidos na cidade de Juiz de Fora.

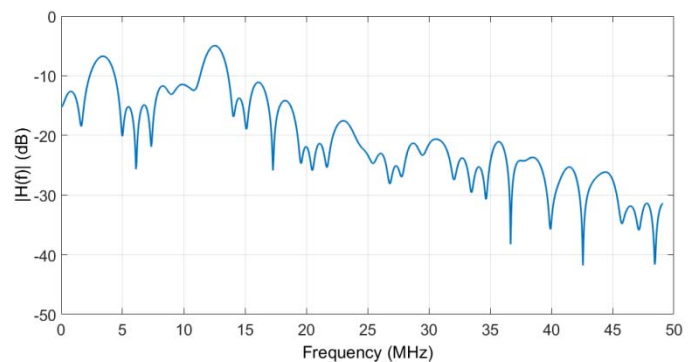


Figura 2. Resposta em magnitude do canal PLC *outdoor* medidos na cidade de Juiz de Fora.

De acordo com [5], [30], o modelo do ruído AIGN pode ser, no tempo discreto, descrito pela expressão

$$v[n] = v_{bg}[n] + v_{ps}[n] + v_{imp}[n], \quad (1)$$

em que  $v_{bg}[n] \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$  é o ruído colorido de fundo;

$v_{ps}[n] \sim \mathcal{N}(0, K_1 \sigma^2)$  é a componente do ruído impulsivo periódico com intervalo de chegada  $t_{arr,ps} = 0,5f_0$ , sendo  $f_0$  a frequência fundamental do sistema de elétrico de potência, e duração  $t_{w,ps} = 100 \mu s$ , localizado em  $(p/2)f_0$ , com  $p \in \mathbb{Z}$ ;  $v_{imp}[n] \sim \mathcal{N}(0, K_2 \sigma^2)$  é a componente impulsiva assíncrona com a componente fundamental (50 ou 60 Hz), com intervalo de chegada  $t_{arr,imp}$ , modelada como uma variável aleatória exponencial com média igual a 100 ms e duração de tempo  $t_{w,imp} = 100 \mu s$ . As constantes  $K_1$  e  $K_2$  são especificadas com o objetivo de gerar ruídos com diferentes níveis de severidade. Esse modelo é capaz de representar cenários de pior caso, uma vez que a amplitude dos impulsos periódicos e assíncronos é modelada como uma variável aleatória branca com distribuição Gaussiana de elevada potência ( $K_1 \gg 1$  e  $K_2 \gg 1$ ).

A Fig. 3 ilustra o diagrama de blocos do esquema PLC-UWB Impulsivo para transmissão de dados na banda-base. Nesse sistema, a modulação por amplitude de pulso  $M$ -ária ( $M$ -ary pulse amplitude modulation - M-PAM) é considerada.

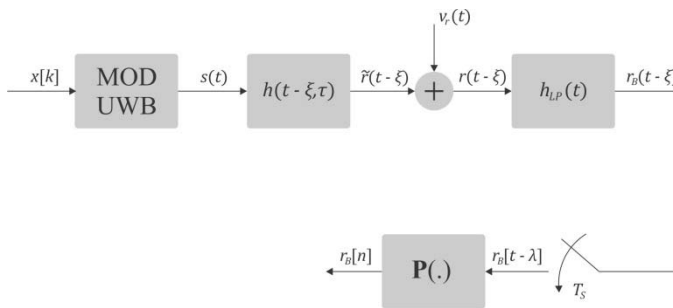


Figura 3. Diagrama de blocos do sistema PLC-UWB impulsivo.

Seja o  $k$ -ésimo símbolo representado por

$$s_k(t) = \sqrt{E_s} x[k] \psi(t - kT_f), \quad (2)$$

em que  $E_s$  é a energia média do símbolo,  $x[k]$  é um ponto da constelação  $M$ -PAM transmitido no  $k$ -ésimo período de símbolo,  $\psi(t) \in \mathbb{R} \mid t \in [0, T_p]$  é o pulso UWB,  $T_f$  é o período do símbolo e  $T_p$  é o período de pulso. Então, o sinal transmitido é dado por

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_s} x[k] \psi(t - kT_f), \quad (3)$$

Assumindo que a resposta ao impulso do canal PLC é  $\exists h(t) \in \mathbb{R} \mid \forall t \in [0, T_h]$ , então sua saída é dada por

$$\begin{aligned} r(t - \xi) &= \tilde{r}(t - \xi) + v_r(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) h(t - \xi - \tau) d\tau + v_r(t), \end{aligned} \quad (4)$$

sendo  $h(t)$  linear e invariante no tempo,  $v_r(t)$  o ruído aditivo,  $\tilde{r}(t - \xi)$  a saída do canal livre de ruído e  $\xi \in \mathbb{R}$  uma variável aleatória que modela o erro de sincronismo de símbolo. Substituindo (3) em (5), obtém-se

$$r(t - \xi) = \tilde{r}(t - \xi) + v_r(t)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{kT_f}^{(k+1)T_f} s_k(\tau) h(t - \xi - \tau) d\tau + v_r(t), \quad (5)$$

e, portanto,

$$\tilde{r}(t - \xi) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{kT_f}^{(k+1)T_f} s_k(\tau) h(t - \xi - \tau) d\tau, \quad (6)$$

posto que  $T_f \geq T_p + T_h$ .

Seja um filtro passa baixa ideal,  $h_{LP}(t)$ , cuja resposta em frequência é definida de tal forma que  $H_{LP}(f) = 0, \forall |f| \geq B$ . A saída do filtro passa baixa,  $r_B(t - \xi)$ , pode ser descrita por

$$\begin{aligned} r_B(t - \xi) &= r(t - \xi) * h_{LP}(t) \\ &= [\tilde{r}(t - \xi) + v_r(t)] * h_{LP}(t) \\ &= \tilde{r}(t - \xi) * h_{LP}(t) + v_r(t) * h_{LP}(t) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left( \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{kT_f}^{(k+1)T_f} s_k(\tau) h(\alpha - \xi - \tau) d\tau \right) \times \\ &\quad h_{LP}(t - \alpha) d\alpha + \int_{-\infty}^{\infty} v_r(\alpha) h_{LP}(t - \alpha) d\alpha. \end{aligned} \quad (7)$$

em que  $*$  é o operador convolução. Definindo  $h_{eq}(t - \xi)$  como

$$h_{eq}(t - \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\alpha - \xi - \tau) h_{LP}(t - \alpha) d\alpha, \quad (8)$$

obtem-se

$$\begin{aligned} r_B(t - \xi) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left( \int_{kT_f}^{(k+1)T_f} s_k(\tau) h_{eq}(t - \xi - \tau) d\tau \right) \\ &\quad + \int_{-\infty}^{\infty} v_r(\alpha) h_{LP}(t - \alpha) d\alpha. \end{aligned} \quad (9)$$

Uma vez que  $R_B(f) = 0, \forall |f| \geq B$  e  $r_B(t) \leftrightarrow R_B(f)$ , tem-se

$$\begin{aligned} r_B[n - \lambda] &= r_B(t - \xi) \big|_{t=nT_s, \lambda=\lfloor \frac{\xi}{T_s} \rfloor} \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=kN_f}^{(k+1)N_f} s_k[m] h_{eq}[n - \lambda - m] + \\ &\quad \sum_{l=-\infty}^{\infty} v_r[l] h_{LP}[n - l], \end{aligned} \quad (10)$$

em que  $T_s = 1/2B$  é o período de amostragem,  $\lfloor x \rfloor = \{m \in \mathbb{Z} \mid m \leq x\}$  e o número de amostras no  $k$ -ésimo período de símbolo é  $N_f = \lfloor T_f/T_s \rfloor$ . Além disso, tem-se

$$h_{eq}[n - \lambda] = \sum_{l=-\infty}^{\infty} h[l] h_{LP}[n - \lambda - l]. \quad (11)$$

Assim, o sinal na entrada do receptor é dado por

$$r_B[n - \lambda] = \tilde{r}_B[n - \lambda] + v_a[n] \quad (12)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{m=kN_f}^{(k+1)N_f} s_k[m] h_{eq}[n - \lambda - m] + \sum_{l=-\infty}^{\infty} v_r[l] h_{LP}[n - l].$$

Finalmente, tem-se

$$r_B[n] = \mathbf{P}(r_B[n - \lambda]), \quad (13)$$

de forma que  $\mathbf{P}(\cdot)$  é um operador que permite estimar  $\lambda$  e obter a sequência  $r_B[n]$ , ou seja, o sinal na saída do canal PLC sem erro de sincronismo de símbolo.

Uma vez que a apresentação da técnica de sincronização de símbolo proposta é formulada vetorialmente, define-se o vetor  $\mathbf{r}_B[k] = \tilde{\mathbf{r}}_B[k] + \mathbf{v}_a[k]$ , em que  $\tilde{\mathbf{r}}_B[k] = [\tilde{r}_B[kN_f - \lambda] \tilde{r}_B[kN_f - \lambda + 1] \dots \tilde{r}_B[(k+1)N_f - \lambda - 1]]^T$  é o vetor constituído por amostras consecutivas da sequência  $\{\tilde{r}_B[n - \lambda]\}$  e  $\mathbf{v}_a[k] = [v_a[kN_f] v_a[kN_f + 1] \dots v_a[(k+1)N_f - 1]]^T$  é o vetor constituído por amostras consecutivos da sequência  $\{v_a[n]\}$ .

### III. TÉCNICAS DE SINCRONIZAÇÃO DE SÍMBOLOS

Nas Subseções III.A e III.B, são apresentadas as técnicas de sincronização de símbolo baseadas na Estimativa de ML [23] e em Impulsos [24] para sistemas PLC-UWB impulsivo. Finalmente, a subseção III.C detalha a técnica proposta.

#### A. Sincronização baseada na Estimativa ML

A estimativa de máxima verossimilhança para  $\lambda$ , segundo [23], é dada por

$$\hat{\lambda}_{ML} = \arg \max_{\tilde{\lambda}} p(\mathbf{r}_B[k]|\tilde{\lambda}), \quad (14)$$

em que  $p(\mathbf{r}_B[k]|\tilde{\lambda})$  é a função densidade de probabilidade condicional de  $\mathbf{r}_B[k]$  em função de  $\tilde{\lambda}$ , de forma que  $\tilde{\lambda}$  é o atraso temporal de um frame.

Considerando  $\mathbf{v}_a[k] \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{v_a}^2 \mathbf{I})$  tal como em [13], é possível representar  $\mathbf{v}_a[k]$  como

$$p(\mathbf{v}_a[k]) = p(\mathbf{r}_B[k] - \tilde{\mathbf{r}}_B[k]), \quad (15)$$

em que  $p(\mathbf{v}_a[k])$  e  $p(\mathbf{r}_B[k] - \tilde{\mathbf{r}}_B[k])$  representam as funções densidade de probabilidade de  $\mathbf{v}_a[k]$  e  $\mathbf{r}_B[k] - \tilde{\mathbf{r}}_B[k]$ , respectivamente. Considerando  $\mathbb{E}[\mathbf{v}_a[k]] = 0$ , tem-se

$$p(\mathbf{r}_B[k]|\tilde{\lambda}) = p(\mathbf{v}_a[k]) = \frac{1}{(2\pi)^{N_f/2} |\mathbf{C}_{v_a}|^{1/2}} e^{-\left(\frac{(\mathbf{r}_B[k] - \tilde{\mathbf{r}}_B[k])|\mathbf{C}_{v_a}|^{-1}(\mathbf{r}_B[k] - \tilde{\mathbf{r}}_B[k])}{2}\right)} \quad (16)$$

$$= \frac{1}{(2\pi)^{N_f/2} |\mathbf{C}_{v_a}|^{1/2}} e^{-\left(\frac{\mathbf{r}_B^T[k] \mathbf{r}_B[k] - 2\tilde{\mathbf{r}}_B^T[k] \mathbf{r}_B[k] + \tilde{\mathbf{r}}_B^T[k] \tilde{\mathbf{r}}_B[k]}{2}\right)},$$

posto que  $\mathbf{C}_{v_a} = \sigma_{v_a}^2 \mathbf{I}$  e  $|\mathbf{C}_{v_a}|$  é o determinante da matriz  $\mathbf{C}_{v_a}$ . Por conveniência, usa-se

$$\Lambda(\mathbf{r}_B[k]|\tilde{\lambda}) = \frac{p(\mathbf{r}_B[k]|\tilde{\lambda})}{B} = e^{\left(\frac{1}{\sigma_{v_a}^2} \mathbf{r}_B^T[k] \tilde{\mathbf{r}}_B[k] - \frac{1}{2\sigma_{v_a}^2} \tilde{\mathbf{r}}_B^T[k] \tilde{\mathbf{r}}_B[k]\right)}, \quad (17)$$

em que  $B = \frac{1}{(2\pi)^{N_f/2} |\mathbf{C}_{v_a}|^{1/2}} e^{\left(\frac{1}{2\sigma_{v_a}^2} \mathbf{r}_B^T[k] \mathbf{r}_B[k]\right)}$  é uma constante positiva. Finalmente,

$$\Lambda(\mathbf{r}_B[k]|\tilde{\lambda}) = A e^{\left(\frac{1}{\sigma_{v_a}^2} \mathbf{r}_B^T[k] \tilde{\mathbf{r}}_B[k]\right)}, \quad (18)$$

em que  $A = e^{\left(\frac{1}{2\sigma_{v_a}^2} \mathbf{r}_B^T[k] \mathbf{r}_B[k]\right)}$  é uma constante. Neste contexto, a estimativa de  $\lambda$  é dada por

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_{ML} &= \arg \max_{\tilde{\lambda}} \{\Lambda(\mathbf{r}_B[k]|\tilde{\lambda})\} \\ &= \arg \max_{\tilde{\lambda}} \{\ln \Lambda(\mathbf{r}_B[k]|\tilde{\lambda})\}. \end{aligned} \quad (19)$$

Substituindo (18) em (19), obtém-se

$$\hat{\lambda}_{ML} = \ln(A) \arg \max_{\tilde{\lambda}} \left\{ \frac{1}{\sigma_{v_a}^2} |\mathbf{r}_B^T[k] \tilde{\mathbf{r}}_B[k]| \right\}. \quad (20)$$

É possível obter uma estimativa de  $\lambda$  utilizando mais de um símbolo. Seja os vetores  $\mathbf{r}_{B,L}[k]$ ,  $\tilde{\mathbf{r}}_{B,L}[k]$  e  $\mathbf{v}_{a,L}[k]$  constituídos por  $L = N_T N_f$  amostras consecutivas de  $\{\mathbf{r}_B[n - \lambda]\}$ ,  $\{\tilde{\mathbf{r}}_B[n - \lambda]\}$  e  $\{v_a[n]\}$ , respectivamente. Então, estimativas de  $\lambda$  podem ser obtidas a partir de

$$\hat{\lambda}_{ML, N_T} = \ln(A) \arg \max_{\tilde{\lambda}} \left\{ \frac{1}{\sigma_{v_{a,L}}^2} |\mathbf{r}_{B,L}^T[k] \tilde{\mathbf{r}}_{B,L}[k]| \right\}. \quad (21)$$

ou

$$\hat{\lambda}_{ML, N_T} = \frac{1}{N_T} \sum_{k=1}^{N_T} \ln(A) \arg \max_{\tilde{\lambda}} \left\{ \frac{1}{\sigma_{v_a}^2} |\mathbf{r}_B^T[k] \tilde{\mathbf{r}}_B[k]| \right\}. \quad (22)$$

Para calcular (21) e (22) é necessário obter  $\tilde{\mathbf{r}}_B[k]$ , que representa a resposta ao pulso do canal no  $k$ -ésimo símbolo. Como o canal é linear e invariante no tempo, temos que  $\tilde{\mathbf{r}}_B[k] = \mathbf{h}_{p,k}$  é o vetor constituído pelos coeficientes da resposta ao pulso do canal PLC estimada no  $k$ -ésimo intervalo de símbolo. A estimativa de  $\mathbf{h}_p$ , a partir do sinal presente na saída do canal PLC, é dada por

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{h}}_p &= \mathbb{E}\{\mathbf{r}_B[k]\} \\
&= \mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{r}}_B[k]\} + \mathbb{E}\{\mathbf{v}_a[k]\} \\
&\cong \frac{1}{K_A} \sum_{k=1}^{K_A} \mathbf{h}_{p,k},
\end{aligned} \quad (23)$$

em que  $K_A$  é o número de símbolos utilizados para estimar a resposta ao pulso do canal. Finalmente, considerando o ruído estacionário pelo menos no sentido amplo, tem-se que a estimativa de sua variância  $\sigma_{v_a}^2$  é dada por

$$\sigma_{v_a}^2 = \frac{1}{N_f} \sum_{n=0}^{N_T-1} (v_a[n])^2 - \left( \frac{1}{N_f} \sum_{n=0}^{N_T-1} v_a[n] \right)^2. \quad (24)$$

Apesar da técnica baseada na Estimativa de ML ser muito utilizada, ela requer considerável esforço computacional, uma vez que demanda a estimativa da variância do ruído e a estimativa da resposta ao pulso do canal.

### B. Sincronização baseada em Impulsos

A técnica de sincronização proposta em [24] para sistemas PLC-UWB Impulsivo consiste inicialmente em encontrar a forma de onda  $\hat{d}[n]$  que minimiza a função custo dada por

$$C[n] = \sum_{n=0}^{N_T N_f - 1} \left| r_B[n - \lambda] - \sum_{k=0}^{N_T-1} b_k \hat{d}[n] \right|^2, \quad (25)$$

em que  $\hat{d}[n] = \sum_{c=0}^{N_f-1} \hat{\alpha}_c g[n - \hat{\lambda}_c]$ ,  $g[n]$  é uma função que minimiza a função custo e  $\hat{\alpha}_c$  é um coeficiente de ponderação e  $b_k \in \{-1, 1\}$  representa a informação transmitida na sequência símbolos utilizada para a sincronização no receptor. Para a obtenção de  $\hat{d}[n]$  que minimiza (25), utiliza-se a expressão

$$X[\lambda] = \sum_{k=0}^{N_T-1} b_k \sum_{n=0}^{N_f-1} r_B[n] d[n - k N_f - \lambda], \quad (26)$$

em que  $X[\lambda]$  representa uma sequência composta de  $N_T$  símbolos com  $N_f$  amostras deslocadas de  $\lambda$ . Assim, é possível obter o vetor  $\boldsymbol{\lambda} = [\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{N_f-1}]^T$  e, conseqüentemente,

$$\Lambda[\boldsymbol{\lambda}] = \sum_{c=0}^{N_f-1} X^2[\lambda_c]. \quad (27)$$

Finalmente, a estimativa do atraso,  $\hat{\lambda}_l$ , é dada por

$$\hat{\lambda}_l = \arg \max_{\lambda_c} \{\Lambda[\boldsymbol{\lambda}]\}. \quad (28)$$

Essa técnica não demanda a estimativa da variância do ruído e da resposta ao pulso do canal para convergência, porém,

necessita de diversas operações matemáticas para sua execução, tornando-a complexa computacionalmente.

### C. Proposta de Sincronização baseada no Critério de Potência

Seja  $x[k] \in \{-1, 1\}$  e a sequência  $\{p[n]\}_{n=0}^{N_T N_f - 1}$ , tal que

$$p[n] = r_B[N_T N_f - \lambda - n], \quad (29)$$

$$q[n] = |p[n]|^2 - P, \quad (30)$$

em que  $|p[n]|^2$  é a potência instantânea, e

$$P = \frac{1}{N_T N_f} \sum_{n=0}^{N_T N_f - 1} |p[n]|^2 \quad (31)$$

é a potência média.

A sequência  $\{q[n]\}_{n=0}^{N_T N_f - 1}$  pode ser apresentada de forma matricial, ou seja,  $\mathbf{M} = [\mathbf{q}[0] \mathbf{q}[1] \dots \mathbf{q}[k-1]]^T \in \mathbb{R}^{N_f \times N_T}$ , em que  $\mathbf{q}[l] = [q[l N_f] \ q[l N_f + 1] \dots q[(l+1) N_f - 1]]^T$ . A partir da matriz  $\mathbf{M}$ , define-se a matriz  $\mathbf{M}_\beta$ , tal que seus coeficientes sejam dados por

$$M_\beta(i, j) = \begin{cases} 0, & \text{se } M(i, j) \leq \beta \\ 1, & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (32)$$

em que  $\beta \in \mathbb{R}_+$  é um limiar. A seguir, define-se o vetor

$$\mathbf{c} \triangleq \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^{N_T} M_\beta(1, j) \\ \sum_{j=1}^{N_T} M_\beta(2, j) \\ \vdots \\ \sum_{j=1}^{N_T} M_\beta(N_f, j) \end{bmatrix}. \quad (33)$$

Finalmente, a estimativa de  $\lambda$  é dado por

$$\hat{\lambda}_p = \frac{1}{N_T} \mathbf{u}^T \mathbf{c}, \quad (34)$$

em que  $\mathbf{u} = [0 \ 1 \ 2 \ 3 \dots N_f - 1]^T$ .

Pode-se notar que a estimativa  $\hat{\lambda}_p$  não depende da resposta ao pulso do canal e da variância do ruído, assim como a técnica baseada em Impulsos. Dessa forma, a técnica de sincronização de símbolo baseada no Critério de Potência apresenta-se como uma alternativa interessante para sistemas de comunicação de baixo custo, como PLC-UWB Impulsivo. O algoritmo para a implementação dessa técnica é mostrado no Quadro 1.

<b>Entradas</b>
$N_T$ : número de símbolos utilizados para sincronizar
$N_f$ : número de amostras do símbolo
$r_B[n]$ : sinal de entrada do sincronizador
$\beta$ : constante
$\mathbf{u}$ : vetor constante de entrada
<b>Saída</b>
$\hat{\lambda}_p$ : ponto de sincronização
<b>início</b>
calcular a equação (31)
<b>para</b> $l$ <b>de</b> 1 <b>até</b> $N_T$ <b>faça</b>
<b>para</b> $n$ <b>de</b> 0 <b>até</b> $N_f - 1$ <b>faça</b>
$q[n+1] =  p[n] ^2 - \frac{1}{N_T N_f} \sum_{n=0}^{N_T N_f - 1}  p[n] ^2$
<b>se</b> ( $q[n+1] \leq \beta$ )
$M_\beta(n, l) = 0$
<b>caso contrário</b>
$M_\beta(n, l) = 1$
<b>fim para</b>
<b>fim para</b>
calcular o vetor $\mathbf{c}$ (33)
$\hat{\lambda}_p = 0$
<b>para</b> $j$ <b>de</b> 1 <b>até</b> $N_f$ <b>faça</b>
$\hat{\lambda}_p = \frac{\hat{\lambda}_p + \mathbf{u}(j)\mathbf{c}(j)}{N_T}$
<b>fim para</b>
<b>fim</b>

Quadro 1. Algoritmo da técnica de sincronização baseada no Critério de Potência.

#### IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

A presente seção analisa numericamente o desempenho da técnica proposta. Para tanto, em todas as simulações computacionais considerou-se que a transmissão em banda base ocorre entre 0 e 50 MHz, ou seja,  $B = 50$  MHz e, consequentemente, frequência de amostragem igual a 100 MHz. Os canais utilizados são os canais PLC *in-home* e *outdoor*, cujos espectros de magnitude são mostrados nas Figs. 1 e 2 da Seção II. Foram também considerados os modelos de ruído AWGN e AIGN. Para o ruído AIGN foi adotado  $K_1 = K_2 = 100$ , ou seja, o ruído impulsivo apresenta potência 20 dB acima da potência do ruído de fundo. Além disso, assume-se que  $E_b/N_0$  refere-se à relação entre a energia de bit normalizada e a densidade espectral de potência do ruído de fundo, tanto para o modelo AWGN quanto para o AIGN. O pulso UWB utilizado é a primeira derivada do pulso Gaussiano e a modulação é a 2-PAM. O número de amostras que constituem o pulso UWB é  $N_p = 20$ . O número de amostras correspondente ao período de símbolo é  $N_f = 119$ . O comprimento da resposta ao impulso, no tempo discreto, dos canais PLC foi estipulado como aquele que corresponde a 99% da energia dos canais, ou seja,  $N_h = 100$  amostras. Foi considerado  $N_T = 50$  símbolos utilizados para a sincronização símbolos. Para técnica baseada na Estimativa de ML foi adotado  $K_A = 4$ . Para a técnica baseada no Critério de Potência

foi considerado  $\beta = 0,0021$  (valor heurísticamente obtido).

As técnicas baseadas na Estimativa de ML, em Impulsos e no Critério de Potência são referenciadas nas figuras dessa seção pelos rótulos ML, Impulsos e Potência, respectivamente.

##### A. Análises de Probabilidade de Detecção e Falso Alarme

As Figs. 4 e 5 mostram as curvas de Probabilidade de detecção correta ( $P_D$ ) e Probabilidade de falso alarme ( $P_F$ ) versus  $E_b/N_0$  para o canal PLC *in-home* na presença dos ruídos AWGN e AIGN, respectivamente. Observando a Fig. 4, pode-se notar que a técnica proposta apresenta valores de  $P_D$  e  $P_F$  melhores que as outras técnicas para  $E_b/N_0$  levemente superior a 7 e 4 dB, respectivamente. Já para o ruído AIGN (Fig. 5), a técnica proposta apresenta  $P_D$  e  $P_F$  maiores que as outras técnicas para todas as relações  $E_b/N_0$  simuladas. Em outras palavras, a técnica proposta tende a apresentar melhores resultados, ou seja, é mais robusta à presença de ruídos impulsivos.

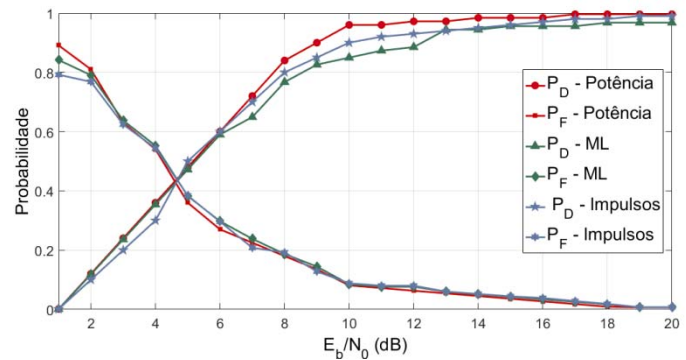


Figura 4. Curvas  $P_D$  e  $P_F$  versus  $E_b/N_0$  para o canal PLC *in-home* corrompido pelo ruído AWGN.

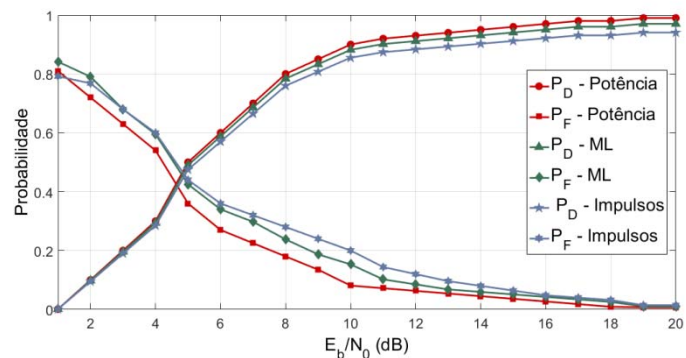


Figura 5. Curvas  $P_D$  e  $P_F$  versus  $E_b/N_0$  para o canal PLC *in-home* corrompido pelo ruído AIGN.

As Figs. 6 e 7 mostram curvas de  $P_D$  e  $P_F$  versus  $E_b/N_0$  para os canais PLC *outdoor* na presença do ruído AWGN e AIGN, respectivamente. Analisando ambas as figuras, nota-se que a técnica proposta apresenta uma  $P_D$  melhor que as outras técnicas para  $E_b/N_0$  maior que 5 dB. Já em relação a  $P_F$ , a técnica proposta foi melhor que as demais para todas as relações  $E_b/N_0$  consideradas.

Comparando os resultados referentes à técnica proposta, obtidos com os canais PLC (*in-home* e *outdoor*), pode-se observar que não há diferença significativa de desempenho. Além disso, observa-se que quando  $E_b/N_0$  aumenta, a diferença

entre as técnicas, em termos de  $P_F$ , diminui consideravelmente, enquanto que em termos de  $P_D$  essa diferença não varia muito para  $E_b/N_0$  maior que 8 dB, com exceção dos resultados apresentados pela Fig. 4. Por fim, com base nos resultados apresentados nessa subseção, fica claro que a técnica proposta apresenta um desempenho igual ou melhor que as outras técnicas em termos de  $P_D$  e  $P_F$ .

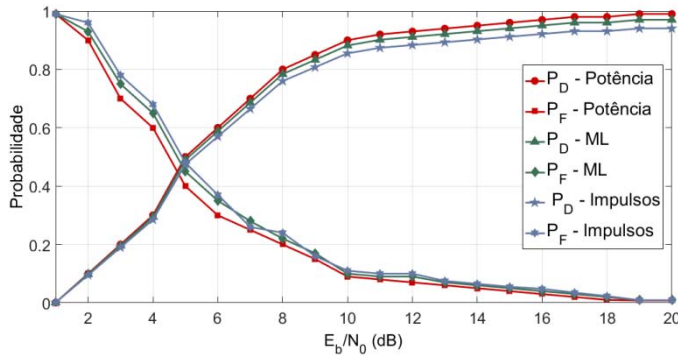


Figura 6. Curvas  $P_D$  e  $P_F$  versus  $E_b/N_0$  para o canal PLC outdoor corrompido pelo ruído AWGN.

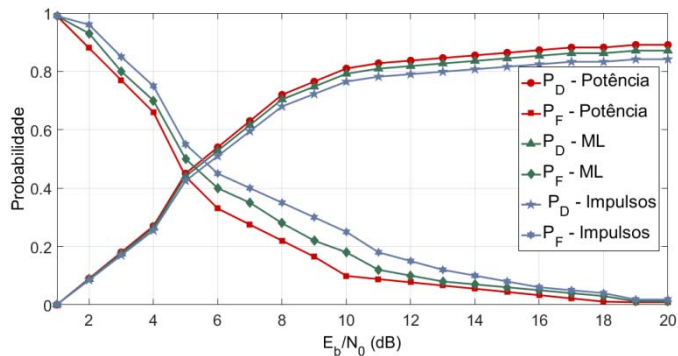


Figura 7. Curvas  $P_D$  e  $P_F$  versus  $E_b/N_0$  para o canal PLC outdoor corrompido pelo ruído AIGN.

### B. Recursos de Hardware

O dispositivo FPGA EP4CE115 Cyclone IV [31] foi utilizado para a implementação das técnicas baseadas na Estimativa de ML, em Impulsos e no Critério de Potência, considerando uma frequência de relógio igual a 100 MHz.

TABELA I  
RECURSOS DO HARDWARE

Num. bits	Técnica	LC	LR	EM	MULT
8	Potência	243	267	5140	4
	ML	331	341	12511	5
	Impulsos	598	611	22520	19
12	Potência	371	412	7588	8
	ML	477	589	15542	10
	Impulsos	853	1089	28535	38
16	Potência	582	646	10552	8
	ML	755	801	21536	10
	Impulsos	1206	1458	36985	38

A Tabela I lista as demandas por recurso de *hardware* em termos de células lógicas (*logic cells* – LC), registradores lógicos (*logic registers* – LR), memórias embarcadas (*embedded memory* – EM) e multiplicadores

(*multiplier* – MULT) das técnicas quando os tamanhos das palavras são iguais a 8, 12 e 16 bits.

Analisando a Tabela I é possível notar que a técnica que demandou menos recursos de *hardware* é a baseada no Critério de Potência, ou seja, a técnica proposta.

As Tabelas II e III ilustram a redução de complexidade de *hardware* da técnica proposta em relação às técnicas baseadas na Estimativa de ML e em Impulsos, respectivamente, quando a precisão é finita e igual a 8, 12 e 16 bits. Os valores de redução de complexidade mostrados nas Tabelas II e III são dados por

$$\rho(\%) = 100 \left( 1 - \frac{N_C}{N_{T,C}} \right), \quad (34)$$

em que  $C \in \{LC, LR, EM, MULT\}$ ,  $N_C$  é a quantidade de  $C$  associada à técnica baseada no Critério de Potência e  $N_{T,C}$  é a quantidade de  $C$  associada à técnica baseada na Estimativa de ML ou em Impulsos.

TABELA II  
REDUÇÃO DE COMPLEXIDADE DE HARDWARE COM RELAÇÃO À TÉCNICA ML

N bits	LC	LR	EM	MULT
8	26,6	21,7	58,9	20,0
12	22,2	30,0	51,2	20,0
16	22,9	19,3	51,0	20,0

TABELA III  
REDUÇÃO DE COMPLEXIDADE DE HARDWARE COM RELAÇÃO À TÉCNICA DE IMPULSOS

N bits	LC	LR	EM	MULT
8	59,4	56,3	77,2	78,9
12	56,5	62,2	73,4	78,9
16	51,7	55,7	71,5	78,9

Em relação à implementação em FPGA, conforme observado nas Tabelas II e III, a técnica proposta pode alcançar reduções médias de complexidade de *hardware* na ordem de 28,3% e 64,9% em relação às técnicas baseadas na Estimativa de ML e em Impulsos, respectivamente.

### C. Precisão Infinita versus Precisão Finita

Para a análise de desempenho das técnicas implementadas com precisão finita, considerou-se sequências de 1000 símbolos, sendo que os primeiros 50 símbolos, de cada sequência, são utilizados para sincronização e os outros 950 como símbolos de dados. Nesse caso, apenas 5 % da banda é alocada para a sincronização de símbolos.

As Figs. 8 e 9 mostram as curvas BER versus  $E_b/N_0$  fornecidas pelas técnicas quando o canal PLC *in-home* é perturbado pela presença dos ruídos AWGN e AIGN, respectivamente, considerando precisões infinita (ideal) e finita (8, 12 e 16 bits). Com base nas curvas de desempenho, pode-se afirmar que a utilização de palavras de, no mínimo, 16 bits mostra-se adequada para a implementação em *hardware*, uma vez que as curvas Potência – Ideal, ML – Ideal e Impulsos – Ideal ficam bem próximas às curvas Potência – 16 bits, ML – 16 bits e Impulsos – 16 bits, respectivamente. Além disso, de

acordo com a Fig. 8, para uma BER igual a  $10^{-4}$ , observa-se uma diferença em torno de 2 dB entre as técnicas quantizadas com 16 e 12 bits e 7,5 dB entre as técnicas quantizadas com 16 e 8 bits.

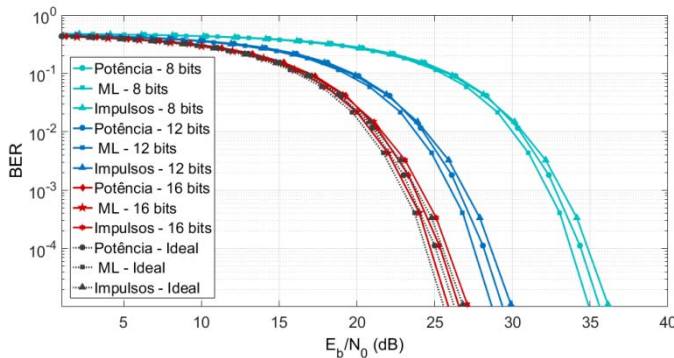


Figura 8. Curvas BER versus  $E_b/N_0$  para o canal PLC *in-home* corrompido pelo ruído AWGN considerando os efeitos de quantização.

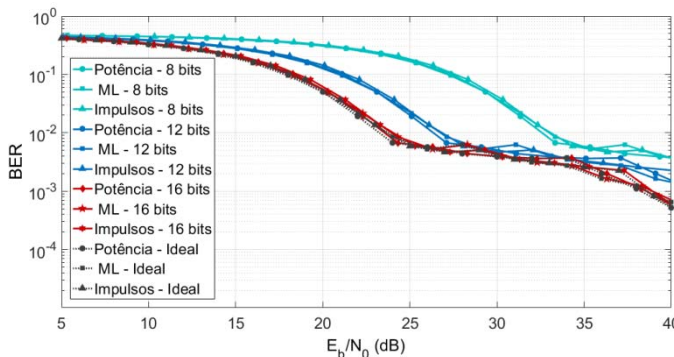


Figura 9. Curvas BER versus  $E_b/N_0$  para o canal PLC *in-home* corrompido pelo ruído AIGN considerando os efeitos de quantização.

As Figs. 10 e 11 ilustram curvas BER versus  $E_b/N_0$  das técnicas analisadas para o canal PLC *outdoor* na presença dos ruídos AWGN e AIGN, respectivamente, considerando as implementações com precisões finita (8, 12 e 16 bits) e infinita. Assim como no caso do canal PLC *in-home*, observa-se que a implementação com 16 bits mostra-se adequada para implementação em *hardware*, pois a perda de desempenho é reduzida. Além disso, destaca-se que o desempenho da técnica proposta é superior às demais, de forma que, se considerarmos o cenário apresentado pela Fig. 10, para uma BER de  $10^{-4}$ , a técnica proposta apresenta um ganho de desempenho em torno de 2 dB em relação à curva Impulsos e de 3 dB em relação à curva ML independente da quantização observada.

A partir dos resultados dessa subseção e das Tabelas II e III, conclui-se que a técnica proposta reduz a demanda por recursos de *hardware* e, no geral, obtém o melhor desempenho em termos de BER versus  $E_b/N_0$  em relação à implementação com precisão finita. Além disso, percebe-se que para o canal PLC *in-home*, a diferença de desempenho entre as técnicas simuladas, independente da quantização, é pequena ( $< 1$  dB), enquanto que para o canal PLC *outdoor*, essa diferença pode chegar até 3 dB.

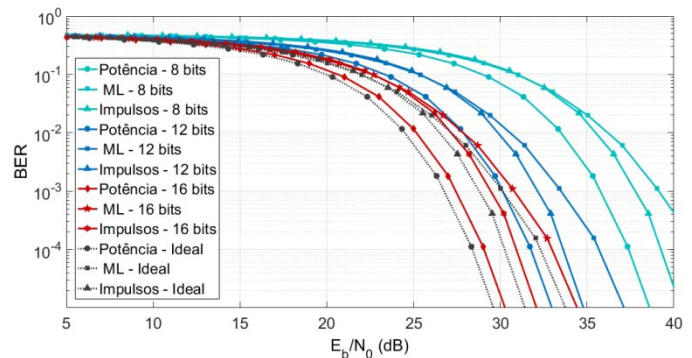


Figura 10. Curvas BER versus  $E_b/N_0$  para o canal PLC *outdoor* corrompido pelo ruído AWGN considerando os efeitos de quantização.

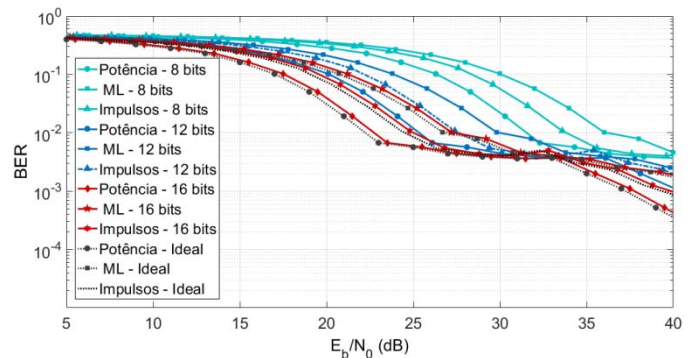


Figura 11. Curvas BER versus  $E_b/N_0$  para o canal PLC *outdoor* corrompido pelo ruído AIGN considerando os efeitos de quantização.

## V. CONCLUSÃO

O presente trabalho introduziu uma nova técnica de sincronização de símbolo, a qual é baseada no Critério de Potência, para o uso de esquemas PLC-UWB Impulsivo. Análises numéricas foram realizadas considerando os canais PLC *in-home* e *outdoor* corrompidos pelos ruídos AWGN e AIGN na banda de frequências entre 0 e 50 MHz. O desempenho da técnica proposta foi comparado com os das técnicas baseadas na Estimativa de ML e em Impulsos. A técnica proposta obteve, no mínimo, igual desempenho das outras técnicas disponíveis na literatura quanto à probabilidade de detecção correta, probabilidade de falso alarme e BER  $\times E_b/N_0$ . Além disso, apresentou a menor demanda por recursos de *hardware* em FPGA em relação às técnicas disponíveis na literatura, introduzindo reduzida perda de desempenho quando implementada com 16 bits.

## AGRADECIMENTOS

Os autores gostaria de agradecer FINEP, INERGE, CNPq, FAPEMIG, CAPES, Smarti9 pelo apoio financeiro.

## REFERÊNCIAS

- [1] N. Shlezinger and R. Dabora, "Frequency-shift filtering for OFDM signal recovery in narrowband power line communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 4, pp. 1283-1295, Feb. 2014.
- [2] Y. Zhang and S. Cheng, "A novel multicarrier signal transmission system over multipath channel of low-voltage power line," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, no. 4, pp. 1668-1672, Sept. 2004.

[3] M. V. Ribeiro, G. R. Colen, F. V. de Campos, Z. Quan, and H. V. Poor, "Clustered-orthogonal frequency division multiplexing for power line communication: when is it beneficial?," *IET Communications*, vol. 8, no. 13, pp. 2336-2347, Sept. 2014.

[4] F. A. La-Gatta, M. V. Ribeiro, A. Legg, and R. Machado, "Coded CP-SC communication scheme for outdoor power line communications," in *Proc. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 160-165, Mar. 2010.

[5] A. A. M. Picorone, T. R. Oliveira, and M. V. Ribeiro, "PLC channel estimation based on pilots signals for OFDM modulation: a review," *IEEE Transactions on Latin America*, vol. 12, no. 4, pp. 580-589, Jun. 2014.

[6] A. M. Tonello, F. Versolatto, and M. Girotto, "Multitechnology (I-UWB and OFDM) coexistent communications on the power delivery network," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 1, pp. 291-301, Jan. 2013.

[7] T. A. Khan, A. B. Khan, M. Babar, T. A. Taj, and I. Ijaz "Smart meter incorporating UWB technology," in *Proc. IEEE Electrical and Electronic Engineering Conference*, pp. 75-78, Feb. 2014.

[8] G. L. Ramirez, J. Reig, and L. Rubio, "Modeling and analysis in Frequency of the UWB channel with lognormal statistics for MB-OFDM systems," *IEEE Transactions on Latin America*, vol. 7, no. 1, pp. 22-41, Mar. 2009.

[9] A. M. Tonello, R. Rinaldo, and M. Bellin, "Synchronization and channel estimation for wide band impulse modulation over power line channels," in *Proc. of IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 206-211, Mar. 2004.

[10] A. M. Tonello, R. Rinaldo, and L. Scarel, "Detection algorithms for wide band impulse modulation based systems over power line channels," in *Proc. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 367-372, Apr. 2006.

[11] G. Mathisen and A. M. Tonello, "Wirednet: an experimental system for in-house powerline communication," in *Proc. IEEE International Symposium on Power-Line Communications and Its Applications*, pp. 137-142, Mar. 2006.

[12] A. M. Tonello, "Wideband impulse modulation and receiver algorithms for multiuser power line communications," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2007, pp. 1-14, Jun. 2007.

[13] S. Chen, X. Chen, and C. Parini, "Measurement and simulation of powerline channel using OFDM for UWB communication," in *Proc. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 79-84, Mar. 2009.

[14] G. Mekuria and H. Hirsch, "Measured radiated field from UWB signal over powerline channel," in *Proc. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 18-22, Aug. 2008.

[15] S. Chen, M. Setta, X. Chen, and C. G. Parini, "Ultra wideband powerline communication (PLC) above 30 MHz," *IET Communications*, vol. 3, no. 10, pp. 1587-1596, Mar. 2009.

[16] A. M. Tonello, S. D'Alessandro, F. Versolatto, and C. Tornelli, "Comparison of narrow-band OFDM PLC solutions and I-UWB modulation over distribution grids," in *Proc. IEEE International Conference on Smart Grid Communication*, pp. 149-154, Oct. 2011.

[17] A. M. Tonello, F. Versolatto, and F. Girotto, "Multitechnology (I-UWB and OFDM) coexistent communications on the power delivery network," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 4, pp. 2039-2047, Oct. 2013.

[18] U. Rehman, M. S. Wang, Y. Liu, S. Chen, and X. Chen, "Achieving high data rate in multiband-OFDM UWB over power-line communication system," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no. 3, pp. 1172-1177, Jul. 2012.

[19] F. Versolatto, A. M. Tonello, and C. Tornelli, "Performance of practical receiver schemes for impulsive UWB modulation on a real MV power line network," in *Proc. IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, pp. 610-614, Sept. 2011.

[20] R. Akbar and E. Radoi, "Na overview of synchronization algorithms for IR-UWB systems," in *Proc. International Conference on Computing, Networking, and Communications*, pp. 573-577, Jan. 2012.

[21] X. Luo and G. B. Giannakis, "Low-complexity blind synchronization and demodulation for ultra-wideband multi-user ad hoc access," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 7, pp. 1930-1941, Jul. 2006.

[22] V. L. L. Wu and Z. Tian, "Maximum likelihood multiple access timing synchronization for UWB communications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 11, pp. 4497-4501, Nov. 2008.

[23] U. Mengali and A. N. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, Plenum, 1997.

[24] A. M. Tonello e M. Bellin, "Synchronization wide band impulsive power line channels," in *Proc. International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, pp. 150-154, Mar. 2004.

[25] J. A. Cortés, F. J. Cañete, L. Díez, and J. L. G. Moreno, "On the statistical properties of indoor power line channels: Measurements and models," in *Proc. IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its*

*Applications*, Apr. 2011, pp. 271-276. [26] M. Tlich, A. Zeddami, F. Moulin, and F. Gauthier, "Indoor power-line communications channel characterization up to 100 MHz - Part II: Time frequency analysis," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 3, pp. 1402-1409, July 2008.

[27] A. M. Tonello, F. Versolatto, and A. Pittolo, "In-home power line communication channel: Statistical characterization," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 6, pp. 2096-2106, June 2014.

[28] T. R. Oliveira, C. A. G. Marques, W. A. Finamore, S. L. Netto, and M. V. Ribeiro, "A methodology for estimating frequency responses of electric power grids," *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 720-731, Aug. 2014.

[29] G. R. Colen, C. A. G. Marques, T. R. Oliveira, F. P. V. de Campos, and M. V. Ribeiro, "Measurement setup for characterizing low-voltage and outdoor electric distribution grids for PLC systems," in *Proc. Conference on IEEE Innovative Smart Grid Technologies Latin America*, pp. 1-5, Apr. 2013.

[30] R. Hormis, I. Berenguer, and X. Wang, "A simple baseband transmission scheme for power line channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 7, pp. 1351-1363, Jul. 2006.

[31] Altera, 2012. [www.altera.com](http://www.altera.com).

**Marlon Lucas Gomes Salmento** nasceu em Juiz de Fora, MG, Brasil, em 1989. Possui título de graduação (2012) e mestrado (2014) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF). Atualmente está cursando doutorado em Engenharia Elétrica na mesma instituição. Seus interesses de pesquisa incluem Processamentos de Sinais, Comunicação Digital, Algoritmos Adaptativos, desenvolvimento de hardware e Eletrônica de Potência.



**Ândrei Camponogara** nasceu em Bagé, RS, Brasil, em 1986. Possui título de graduação (2012) Engenharia da Computação pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) e mestrado (2014) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF). Atualmente está cursando doutorado em Engenharia Elétrica na UFJF. Seus interesses de pesquisa incluem Power Line Communication, Comunicação Digital e Processamento de Sinais.



**Moisés Vidal Ribeiro** concluiu o doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas em 2005. Foi pesquisador visitante na Universidade da Califórnia, Santa Barbara, em 2004. Professor visitante na Stanford University em 2011 e Pesquisador Visitante na Princeton University, 2012. Atualmente, é professor Associado na UFJF e membro permanente do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFJF. É membro fundador e do Comitê Gestor do INCT de Energia Elétrica (INERGE). É sócio fundador das empresas Smarti9 Ltda e Wari Ltda. Atua na área de Processamento de Sinais, Comunicação Digital de Dados, Smart Grids, Telecomunicações e Power Line Communication.



**Luciano Manhães de Andrade Filho** possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado do Rio de Janeiro (2001), mestrado em Instrumentação Científica pelo Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas (2004) e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Rio de Janeiro/COPPE (2009), com período sanduiche no Centre Européen pour la Recherche Nucléaire (CERN) em Genebra. Atualmente é professor Adjunto III da Universidade Federal de Juiz de Fora. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Circuitos Eletrônicos, atuando principalmente nos seguintes temas: Processamento de sinais para calorimetria, Processamento digital em FPGA, Sistemas de Qualidade de energia elétrica.

