

Design of a Fully-Digital BPSK Demodulator Integrated into a TT&C Satellite Transponder

A. M. P. de Lucena, A. S. da Silva, D. D. Viot, A. M. Ambrosio

Abstract—One challenge in satellite development concerns to the performance of the communication link and the adopted technology. In this paper, we present the design of a fully-digital BPSK demodulator that is part of a satellite on-board telemetry, tracking and command transponder. The calculations for the determination of several project parameters, the block diagrams and equations of all the functional modules compounding the demodulator are described. The architecture of the demodulator and of some functional modules differs from similar solutions found in the literature. The performance of the proposed demodulator was evaluated by mathematical analysis and computational simulation. Some of such analyzes are original as well as some statistical characterizations of the signals that were done via simulation. In addition, we evaluated the system bit error rate, under various operating conditions, and the variance of the parameters estimated by the carrier and the symbol synchronizers. The results demonstrated that the proposed solution complies with the requirements of the project. In the worst case of operation, the system performance is only 0.3 dB below the theoretical limit, for the condition when the bit error rate is equal to 10^{-5} .

Index Terms—BPSK Demodulator, Telecommand, TT&C transponder, Satellite communications.

I. INTRODUÇÃO

O subsistema de telecomunicações de serviço da maioria dos satélites tem como objetivo desempenhar as funções de telemetria, rastreamento e telecomando que são vitais para qualquer missão [1]. As informações de telemetria são geradas pelos equipamentos de bordo, transmitidas ao solo pelo enlace de descida e indicam o estado de funcionamento da instrumentação embarcada. O rastreamento é feito com sinais enviados pela estação de controle ao satélite, que por sua vez os retransmite de volta no enlace de descida, e visa a determinação da posição e da velocidade do satélite. A estação de controle no solo também transmite pelo enlace de subida os sinais de telecomando cuja finalidade é o controle do satélite.

O principal equipamento de bordo do subsistema de telecomunicações de serviço é o transponder TT&C (do inglês, *Telemetry, Tracking and Command*) que transmite os sinais de telemetria pelo enlace de descida, recebe e retransmite os sinais de rastreamento, originados e destinados à estação de controle no solo, além de receber e demodular os sinais de telecomando oriundos do enlace de subida [2]. Os avanços nas técnicas de processamento digital de sinais e microeletrônica, aliados à demanda por soluções mais flexíveis para a instrumentação de satélites, têm motivado o desenvolvimento de uma nova geração de transponders TT&C [3]-[6].

O Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) está desenvolvendo um novo transponder TT&C na banda S, que segue as recomendações do *Consultative Committee for Space Data System (CCSDS)* [7], para telecomando e telemetria, e utiliza o padrão de tons da *European Space Agency (ESA)*

[1,8], para rastreamento. Esse projeto emprega uma plataforma digital em FPGA (do inglês, *Field Programmable Gate Array*) para implementação de todos os estágios de recepção posteriores à conversão de frequência intermediária (FI).

Este artigo apresenta o projeto do demodulador BPSK (do inglês, *Binary Phase Shift Keying*) completamente digital, a ser implementado em FPGA, para demodulação dos sinais de telecomando, sendo parte do novo transponder TT&C do INPE. A arquitetura adotada, compatível com o conceito SDR (do inglês, *Software Defined Radio*), faz a demodulação coerente do sinal BPSK a partir do sinal resultante da demodulação PM (do inglês, *Phase Modulation*) da portadora ascendente, que além da subportadora modulada de telecomando contém os tons de rastreamento. Esses tons de rastreamento são interferências para o sinal BPSK e tem impacto no projeto do demodulador. A solução proposta apresenta desempenho próximo do limite teórico da demodulação BPSK em canal AWGN (do inglês, *Additive White Gaussian Noise*) mesmo com a presença dos tons interferentes.

Os demoduladores BPSK da primeira geração de transponders TT&C do INPE foram implementados com circuitos eletrônicos analógicos e digitais dos anos oitenta, têm pouca flexibilidade e apresentam desempenho em termos de taxa de erro de bits cerca de 2 dB inferior à presente solução.

No sistema proposto, a arquitetura em termos de blocos funcionais e as técnicas utilizadas para recuperação de portadora e sincronismo de símbolo são bem diferentes daquelas apresentadas em projetos de demoduladores PSK (baseados em SDR) encontrados na literatura [9]-[16]. Portanto, as principais contribuições desse artigo são uma nova arquitetura funcional de demodulador BPSK e as novas técnicas em processamento discreto para recuperação de portadora e para sincronismo de símbolo.

A nova arquitetura funcional do demodulador é decorrente da necessidade de mitigar a interferência dos tons de localização e da paralelização das operações de sincronismo. Nesse projeto, as operações de recuperação de portadora e sincronização de símbolo são executadas em paralelo, para reduzir o tempo de aquisição do demodulador, no lugar de serem serializadas, como é usual [11]-[13]. Por consequência, os blocos de recuperação de portadora e de sincronização de símbolos atuam sob os sinais de banda-passante, com taxa de amostragem bem maior do que a taxa de símbolo, também resultando em novas estruturas para esses blocos.

O sincronizador de símbolos escolhido é completamente diferenciado das estruturas de sincronizadores consagradas na literatura para processamento discreto, tais como Gardner, Early-late ou Quadrático [17]-[19]. O módulo utilizado implementa uma versão discreta do sincronizador atraso-multiplicação proposto em [20] para sinais analógicos.

Por outro lado, o recuperador de portadora também representa uma novidade se comparado com as técnicas de sincronismo de fase, em processamento discreto, já existentes para modulação BPSK [18], [21]. A solução apresentada resulta da discretização e modificação da *squaring loop* [22], [23], que é uma malha clássica para recuperação de portadora com sinais contínuos.

O trabalho está organizado como se segue: na Secção II, o projeto e o funcionamento do demodulador são apresentados em diagramas de blocos e equações. Algumas análises matemáticas necessárias para o desenvolvimento do projeto e avaliação de desempenho são também mostradas nessa secção. Os resultados das simulações computacionais para verificação do desempenho do sistema são mostrados e discutidos na Secção III. Na Secção IV, conclui-se o artigo.

II. DESCRIÇÃO DO DEMODULADOR

A. Modelo do Sinal Recebido

A portadora ascendente modulada em PM pelo sinal de telecomando e pelos dois tons cossenoidais para rastreamento [2] é recebida pelo transponder. A versão discreta do sinal resultante da demodulação PM é entregue ao demodulador BPSK e pode ser expressa por

$$r[n] = A_c[n] \cos(\omega_c n + \theta_c[n]) + A_m \cos(\omega_m n + \theta_m[n]) + A_M \cos(\omega_M n + \theta_M[n]) + w[n], \quad (1)$$

em que, a primeira parcela de (1) corresponde à subportadora de telecomando com modulação BPSK, a segunda parcela é o tom de rastreamento de menor frequência (tom menor) e a terceira parcela representa o tom de rastreamento de frequência mais elevada (tom maior). O pulso formatador da modulação BPSK é retangular, conforme a recomendação do CCSDS [7]. Os índices de modulação PM na portadora ascendente são $I_c = 1,175$ rad para a subportadora de telecomando, $I_m = 0,273$ rad para o tom menor, e $I_M = 0,708$ rad para o tom maior. A parcela $w[n]$ indica o ruído decorrente da discretização do ruído analógico e Gaussiano presente na saída do demodulador PM. O espectro do ruído analógico é plano (densidade $N_0/2$) e tem a largura de banda igual a $f_s/2 = 1/2T_s = 128$ kHz, sendo f_s e T_s a frequência e o período de amostragem, respectivamente. Portanto, as amostras desse ruído, dado as características espectrais, quando tomadas em intervalos de tempo iguais a T_s , são independentes [22]. Por consequência, o ruído discreto $w[n]$, derivado do ruído analógico, é modelado como Gaussiano e branco com média nula e variância $N_0/2T_s$. As variáveis ω_c , ω_m e ω_M são, respectivamente, as frequências discretas correspondentes a $f_c = 8$ kHz, a frequência da subportadora de telecomando; $f_m = 16$ kHz, 16,032 kHz, 16,16 kHz, 16,8 kHz ou 20 kHz, as possíveis frequências do tom menor; e $f_M = 100$ kHz, a frequência do tom maior. Os sinais $\theta_c[n]$, $\theta_m[n]$ e $\theta_M[n]$ indicam os *offsets* de fase presentes na subportadora de comando, no tom menor e no tom maior, respectivamente, e eventualmente algum *offset* de frequência. As amplitudes dos tons menor e maior são A_m e A_M , respectivamente. O sinal de banda-básica associado à subportadora de telecomando é dado por

$$A_c[n] = \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a[k] P[n - kN_T - N_\tau], \quad (2)$$

em que E_b é a energia de bit recebido, $T = 0,0005$ s é a duração de bit, $a[k] \in \{1, -1\}$ é o símbolo BPSK transmitido no k -ésimo período, $P[n]$ é um pulso retangular discreto de energia unitária e duração $N_T = T/T_s$ e N_τ representa o atraso de símbolo. O bit transmitido no instante k é representado por $b[k] \in \{1, 0\}$, enquanto a modulação BPSK mapeia $b[k] = 1$ em $a[k] = 1$ e $b[k] = 0$ em $a[k] = -1$.

B. Arquitetura Funcional

O diagrama de blocos funcional do demodulador desenvolvido está mostrado na Fig. 1 [24]. Inicialmente, o sinal $r[n]$ recebido é decimado pelo conjunto filtro passa-baixa e compressor ($M = 4$) para reduzir a frequência de amostragem para $f_D = f_s/4 = 64$ kHz. O filtro passa-baixa (FPB) do decimador tem uma largura de banda de $B_1 = \pi/4$, equivalente à frequência analógica de 32 kHz. Portanto, o tom maior de rastreo é eliminado, mas a largura de banda do FPB é suficiente para que o sinal resultante $r_D[m]$ contenha a subportadora de telecomando praticamente sem distorção.

O filtro passa-faixa (FPF₁), centrado na frequência digital de $\pi/4$ (8 kHz) e com largura de banda de $B_2 = \pi/8$ (4 kHz), isola a subportadora de telecomando do tom menor e também promove a redução do ruído Gaussiano presente em $r_D[m]$. O sinal na saída desse filtro, representado por $r_F[m]$, é utilizado pelos módulos recuperador de portadora e sincronizador de símbolo.

O recuperador de subportadora faz uma estimativa dos *offsets* de frequência e de fase da subportadora de TC, presente no sinal $r_F[m]$, e gera uma réplica da subportadora recebida, indicada na Fig. 1 por $s[m]$.

Também processando o sinal $r_F[m]$, o sincronizador de símbolo, funcionando paralelamente ao recuperador de portadora, gera um sinal de *clock* (nesse caso uma onda quadrada) que está sincronizado com o início e término dos símbolos e é denotado por $c[m]$.

O multiplicador indicado na Fig. 1 funcionalmente implementa o conversor para banda-básica. Ele recebe a subportadora $s[m]$ que é multiplicada por $r_D[m]$ para efetuar a conversão para banda-básica do sinal de telecomando. Como será detalhado mais adiante, o sinal $r_b[m]$, resultante dessa multiplicação, contém, além do sinal de telecomando de banda-básica, versões em banda-passante da subportadora TC e do tom menor.

O módulo detector de bit recebe os sinais $r_b[m]$ e o *clock* $c[m]$ e, a partir desses sinais, gera uma sequência de estimativas dos bits transmitidos, denotada por $\hat{b}[k]$.

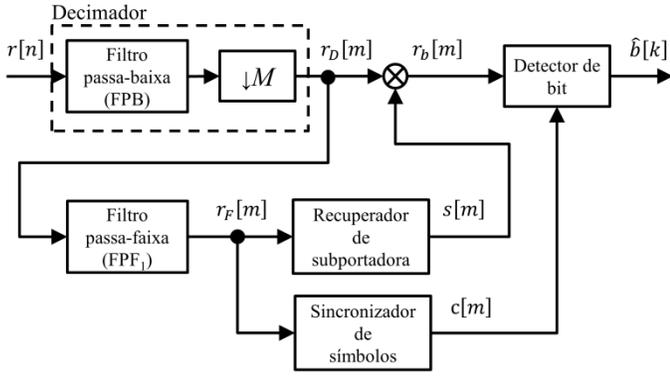


Fig. 1. Diagrama de blocos funcional do demodulador BPSK.

A Fig. 2. ilustra o espectro de alguns sinais em vários estágios do demodulador na condição em que $E_b/N_0 = 16$ dB. O espectro do sinal de entrada $r[n]$, contendo a subportadora de telecomando com modulação BPSK (centrada em 8 kHz), mais os tons maior (100 kHz) e menor (16,8 kHz) e também a parcela de ruído, está representado na Fig. 2 (a). Na Fig. 2 (b), observa-se o espectro de $r_D[m]$ onde fica evidente a eliminação do tom maior pelo decimador. O espectro do sinal $r_b[m]$, após a conversão para a banda-básica, está mostrado na Fig. 2 (c). A Fig. 2 (d) apresenta o espectro da versão bipolar do sinal detectado $\hat{b}[k]$.

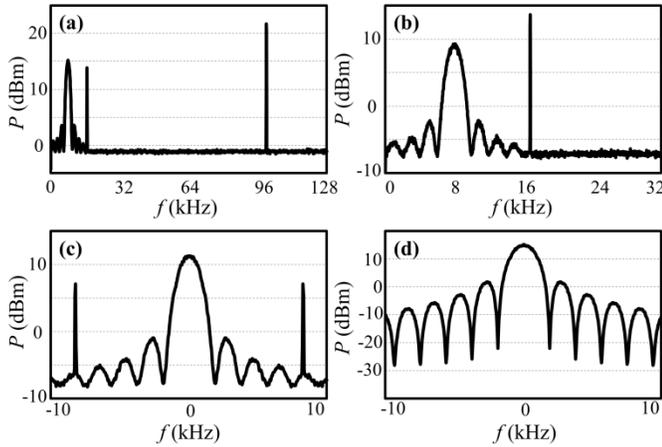


Fig. 2. Espectros de alguns sinais do demodulador.

C. Decimador

O decimador reduz a frequência da amostragem para $f_D = 64$ kHz e também elimina o tom maior de rastreamento, presente no sinal $r[n]$. Na implementação do decimador, adotou-se um filtro Butterworth passa-baixa de oitava ordem, largura de banda $B_1 = \pi/4$ e ganho unitário na banda passante. A aproximação de Butterworth confere máxima planura e fase quase linear (na banda de interesse) ao filtro passa-baixa. Nesse caso, a distorção provocada por ele no sinal de telecomando é praticamente desprezível. Por outro lado, usando um filtro de ordem oito, a atenuação do tom maior (100 kHz) será superior a 100 dB.

O sinal $r_D[m]$ na saída do decimador pode ser descrito como:

$$r_D[m] = A_D[m] \cos(\omega_c m + \theta_c[m]) + A_m \cos(\omega_m m + \theta_m[m]) + z[m], \quad (3)$$

em que,

$$A_D[m] = \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a[k] P_D[m - kN_D - M_\tau], \quad (4)$$

sendo $P_D[m]$ derivado do pulso $P[n]$ pela decimação, tendo duração $N_D = N_T/4$ e energia igual a $1/4$; M_τ representa o atraso de símbolo. A parcela de ruído $z[m]$ corresponde ao resultado da decimação do ruído $w[n]$ por um fator de 4. Portanto, $z[m]$ é um processo Gaussiano branco com média nula e variância $N_0/8T_s$.

D. Filtro Passa-faixa

Optou-se por um filtro de Butterworth de décima segunda ordem, frequência central de $\pi/4$ (8 kHz), com largura de banda de $B_2 = \pi/8$ (4 kHz) e ganho unitário na banda passante. A escolha de um filtro de ordem doze foi motivada pela necessidade de reduzir tanto quanto possível a potência de ruído entregue aos módulos seguintes.

Na saída do FPF₁, tem-se o sinal $r_F[m]$ expresso por:

$$r_F[m] = A_F[m] \cos(\omega_c m + \theta_c[m]) + z_F[m], \quad (5)$$

em que,

$$A_F[m] = \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a[k] P_F[m - kN_D - M_\tau], \quad (6)$$

sendo $P_F[m] = P_D[m] * g_L[m]$ a convolução, indicada pelo asterisco, do pulso $P_D[m]$ com a resposta impulsiva do filtro passa-baixa equivalente do FPF₁, denotada por $g_L[m]$. O ruído na saída do filtro é $z_F[m]$ resultante da passagem de $z[m]$ pelo filtro. Portanto, a densidade espectral de potência de $z_F[m]$ é dada por:

$$S_{z_F}(e^{j\omega}) = S_z(e^{j\omega}) |G_P(e^{j\omega})|^2 = \frac{N_0}{2T_D} |G_P(e^{j\omega})|^2, \quad (7)$$

em que $S_z(e^{j\omega})$ é a densidade espectral de potência de $z[m]$, $G_P(e^{j\omega})$ corresponde a resposta em frequência do filtro passa-faixa e $T_D = 1/f_D$. Como o FPF₁ segue a aproximação de Butterworth com ordem $N = 12$, sua banda equivalente de ruído é igual a [25]

$$B_E = \frac{\pi B_2}{N \text{sen}(\pi/N)} \cong 1,0115 B_2. \quad (8)$$

Portanto, a densidade espectral de potência de $z_F[m]$ pode ser aproximada por:

$$S_{z_F}(e^{j\omega}) = \begin{cases} N_0/2T_D, & 3\pi/16 \leq |\omega| \leq 5\pi/16, \\ 0, & 0 \leq |\omega| < 3\pi/16 \text{ ou } 5\pi/16 < |\omega| \leq \pi. \end{cases} \quad (9)$$

Da Equação (6), fica evidente que o FPF₁ distorce o pulso formatador da subportadora de telecomando. O pulso original $P_D[m]$, um pulso retangular, foi modificado pela filtragem, criando-se um novo pulso $P_F[m] = P_D[m] * g_L[m]$. Como o FPF₁ é limitado em banda com $B_2 = \pi/8$ (4 kHz), apenas o primeiro lóbulo do espectro de $P_F[m]$ passa pelo filtro sem atenuação. Note que o espectro de um pulso retangular é dado por uma função do tipo $\text{sinc}^2(x)$ [22] com infinitos lóbulos espectrais. Todos os demais lóbulos, exceto o primeiro, com largura $\pi/4$, são eliminados, provocando perda de potência e

interferência intersimbólica. Por esta razão, o sinal filtrado $r_F[m]$ não é utilizado para detecção dos dados. Por outro lado, $r_F[m]$ é mais adequado para as etapas de recuperação de sincronismo de subportadora e símbolo do que $r_D[m]$, porque, como indicado em (9), a potência de sua parcela de ruído foi fortemente reduzida pela filtragem.

E. Recuperador de Subportadora

O diagrama de blocos do módulo recuperador de portadora está representado na Fig. 3. A arquitetura adotada implementa uma versão discreta da malha clássica para sincronização de portadora BPSK denominada *squaring loop* [22], [23]. O sinal $r_F[m]$ passa pela não-linearidade (NL) valor absoluto, $|x|$, de modo a produzir uma raia espectral no dobro da frequência da subportadora recebida, a qual é posteriormente extraída e dividida por dois. O filtro passa-faixa (FPF₂) tem a função de atenuar as demais harmônicas geradas pela não-linearidade, de tal modo que o sinal $d[m]$, na sua saída, praticamente só contém a segunda harmônica da frequência da portadora adicionada a uma parcela de ruído. O FPF₂ é um filtro sintonizado de quarta ordem, centrado em $2\omega_c = \pi/2$ (16 kHz), com largura de banda $B_3 = \pi/80$ (400 Hz) e ganho unitário na banda passante. O bloco seguinte é uma malha discreta de captura de fase (ADPLL, do inglês, *All Digital Phase Locked Loop*) que funciona como outro filtro passa-faixa bem mais estreito. O sinal $q[m]$, entregue na saída do ADPLL, tem a sua frequência dividida por dois pelo bloco divisor, resultando em $s[m]$, que corresponde a subportadora recuperada, conforme indicado na Fig. 3.

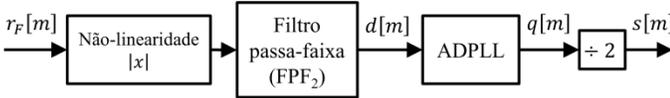


Fig. 3 Diagrama de blocos do sincronizador de portadora.

Na Fig. 4, está representado o diagrama de blocos do ADPLL. O sinal de entrada do ADPLL pode ser modelado por:

$$d[m] = D \cos(2\omega_c m + 2\theta_c[m]) + z_A[m], \quad (10)$$

em que, D é a amplitude do sinal cossenoidal e $z_A[m]$ o ruído associado. O sinal de saída do ADPLL, com a malha na fase de rastreamento (depois da aquisição), pode ser expresso por:

$$q[m] = \cos(2\omega_c m + 2\hat{\theta}_c[m]), \quad (11)$$

em que $\hat{\theta}_c[m]$ é a estimativa de $\theta_c[m]$ feita pelo ADPLL. Além do sinal $q[m]$, o módulo oscilador controlado numericamente (NCO) gera o sinal $\sin(2\omega_c m + 2\hat{\theta}_c[m])$ que é multiplicado por $d[m]$ para fechar a realimentação da malha, derivando o sinal de erro $e[m]$.

Assumindo que o ruído $z_A[m]$ seja desprezível, e também desconsiderando o termo na frequência $4\omega_c$, o sinal $e[m]$ é dado por:

$$e[m] = g d[m] \sin(2\omega_c m + 2\hat{\theta}_c[m]) = \frac{gD}{2} \sin\{2(\theta_c[m] - \hat{\theta}_c[m])\}, \quad (12)$$

em que g , como mostrado na Fig. 3, é um fator utilizado para ajustar o ganho do detector de fase da malha de tal forma que $gD = 2$. Quando o erro de fase $\phi[m] = 2(\theta_c[m] - \hat{\theta}_c[m])$ é pequeno ($\phi[m] \ll 1$), o sinal $e[m]$ se reduz a:

$$e[m] = 2(\theta_c[m] - \hat{\theta}_c[m]) = \phi[m]. \quad (13)$$

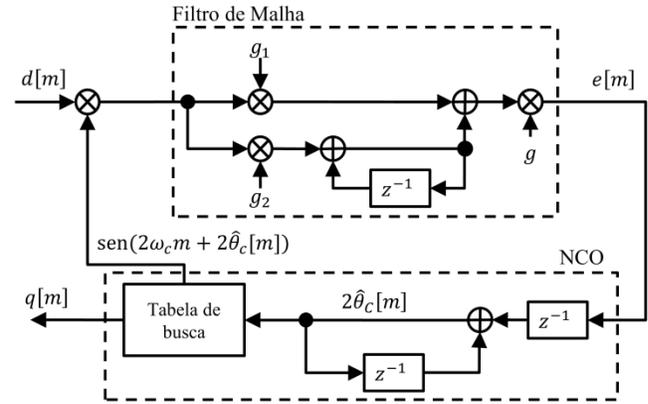


Fig. 4. Diagrama de blocos do sincronizador de portadora.

A associação em série do filtro de malha com o integrador discreto do NCO transforma o sinal de erro $e[m]$ na estimativa $2\hat{\theta}_c[m]$ que é utilizada para geração dos sinais $q[m]$ e $\sin(2\omega_c m + 2\hat{\theta}_c[m])$ através do módulo Tabela de Busca. O filtro de malha é o equivalente discreto do controlador proporcional e integral com a função de sistema igual a [26]

$$F(z) = \frac{g_1 + g_2 - g_1 z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \quad (14)$$

em que g_1 e g_2 são os ganhos associados. Portanto, o ADPLL pode ser aproximado por um sistema linear de segunda ordem cuja função de sistema é [27]:

$$H(z) = \frac{2\hat{\theta}_c(z)}{2\theta_c(z)} = \frac{(g_1 + g_2)z - g_1}{z^2 - (g_1 + g_2 - 2)z + (1 - g_1)}. \quad (15)$$

É interessante observar que sendo a malha de segunda ordem, para pequenos *offsets* de frequência ($\ll \omega_c$), na fase de rastreamento, tem-se $2\theta_c[m] - 2\hat{\theta}_c[m] \approx 0$.

F. Projeto do ADPLL

Os ganhos g_1 e g_2 expressos na função de sistema do ADPLL, dada por (15), definem a frequência natural ω_n e o fator de amortecimento ζ do sistema analógico equivalente, além da banda de ruído (B_L) da malha.

Para a sincronização do demodulador, o protocolo para telecomandos prevê um preâmbulo de 128 bits (64 ms) no início de cada transmissão. Logo, o tempo de aquisição do ADPLL tem de ser menor do que 64 ms. Por consequência, adota-se o tempo de regime (*setting time*) igual a $t_s = 54$ ms e $\zeta = 0,707$, e usando-se a seguinte aproximação [28]

$$t_s \approx \frac{4}{\omega_n \zeta}, \quad (16)$$

determina-se $\omega_n = 104,77$ rad/s. Com os valores calculados de ζ e ω_n , encontra-se g_1 e g_2 através das seguintes equações [26]

$$g_1 = 1 - e^{-2\zeta\omega_n t_s} e \quad (17)$$

$$g_2 = 1 + e^{2\zeta\omega_n T_s} - e^{2\zeta\omega_n T_s} \cos\left(\omega_n T_s \sqrt{1 - \zeta^2}\right), \quad (18)$$

que resultam em $g_1 = 2,30 \times 10^{-3}$ and $g_2 = 2,68 \times 10^{-6}$.

O produto da banda equivalente de ruído da malha (B_L) pelo período de amostragem (T_D) é dado por [27]:

$$2B_L T_D = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} H(z)H(z^{-1})z^{-1} dz \quad (19)$$

em que $H(z)$ é a função de sistema do ADPLL. Utilizando-se a expressão de $H(z)$ de (15) em (19), obtem-se [27]

$$2B_L T_D = \frac{(b_1^2 + b_2^2)(1 + a_2) - 2b_1 b_2 a_1}{(1 - a_2)[(1 + a_2)^2 - a_1^2]}, \quad (20)$$

em que $a_1 = -(g_1 + g_2 - 2)$, $a_2 = (1 - g_1)$, $b_1 = (g_1 + g_2)$ and $b_2 = -g_1$. Fazendo-se as substituições numéricas em (20), resulta em $2B_L T_D = 1,70 \times 10^{-3}$.

G. Variância do Erro de Fase da Malha

Tendo como referência o sinal $d[m]$ na entrada do ADPLL (10) e supondo a fase de entrada $\theta_c[m]$ constante, a variância do erro de fase da malha ($\phi[m] = 2\theta_c[m] - 2\hat{\theta}_c[m]$) pode ser determinada pela seguinte expressão [28]:

$$\sigma_\phi^2 = 2B_L T_D \cdot \frac{2N_A}{D^2}, \quad (21)$$

em que, N_A é a densidade espectral de potência do ruído $z_A[m]$ e D é a amplitude da harmônica no dobro da frequência da subportadora. Ressalta-se que o fator $2N_A/D^2$ em (21) corresponde à densidade espectral de potência do ruído dentro da malha, depois do detector de fase. É também interessante observar que sendo $\theta_c[m]$ constante, a variância da estimativa de fase $2\hat{\theta}_c[m]$ é igual a σ_ϕ^2 .

A seguir, determina-se analiticamente a relação $2N_A/D^2$. Na entrada da malha, a relação sinal-ruído com respeito à harmônica em $2\omega_c$ vale:

$$\text{SNR}_A = \frac{\pi D^2}{2B_3 N_A}, \quad (22)$$

em que B_3 é a largura de banda do FPF₂ do dobrador de frequência, estreita suficiente para que N_A seja considerada constante. Por outro lado, conforme demonstrado em [29], a relação sinal-ruído SNR_A , na saída do dobrador de frequência com a não-linearidade valor absoluto, pode ser expressa em função da relação sinal-ruído na entrada, denotada por SNR_F , pela equação abaixo, na condição de $\text{SNR}_F \gg 1$:

$$\text{SNR}_A = \frac{(B_2/B_3)\text{SNR}_F}{2,5}, \quad (23)$$

em que B_2 é a largura de banda do filtro na entrada na NL. A Equação (23) é válida na hipótese do filtro FPF₁ provocar uma distorção desprezível na subportadora BPSK. Para determinação de SNR_F , parte-se de (5) e encontram-se a potência da subportadora de TC e do ruído $z_F[m]$, resultando em:

$$\text{SNR}_F = \frac{E_b}{2N_0}. \quad (24)$$

Substituindo-se (24) em (23) e usando-se os valores numéricos de B_2 e B_3 , tem-se:

$$\text{SNR}_A = \frac{2E_b}{N_0}. \quad (25)$$

Igualando-se (22) e (25), obtem-se:

$$\frac{2N_A}{D^2} = \frac{\pi}{2B_3 E_b/N_0}, \quad (26)$$

que ao ser substituído em (21) resulta em:

$$\sigma_\phi^2 = \frac{2B_L T_D \pi}{2B_3 E_b/N_0}. \quad (27)$$

Como referência, usando (26), supondo $E_b/N_0 = 10$ dB e $B_3 = \pi/80$, encontra-se $2N_A/D^2 = 4$. No modelo implementado, via simulação computacional, determina-se $2N_A/D^2 = 7,2$, para a mesma relação de E_b/N_0 . Esta discrepância decorre principalmente da distorção no sinal BPSK provocada pelo filtro passa-faixa (FPF₁) na entrada do dobrador de frequência, o que torna (26) imprecisa. Mesmo assim, por (21), para $2N_A/D^2 = 7,2$, tem-se $\sigma_\phi^2 \cong 1,22 \times 10^{-2}$ rad², que corresponde à variância da fase estimada $\hat{\theta}_c[m]$ igual a $\sigma_{\hat{\theta}_c}^2 = \sigma_\phi^2/4 \cong 3,1 \times 10^{-3}$ rad². Esse nível de incerteza na fase da portadora recuperada tem um impacto desprezível no desempenho do demodulador [21].

H. Sincronizador de Símbolo

O diagrama de blocos do sincronizador de símbolo está mostrado na Fig. 5. A configuração adotada é uma versão discreta do sincronizador de símbolo do tipo atraso-multiplicação descrito em [20]. A técnica consiste em gerar uma raia espectral através do processamento não-linear aplicado diretamente à portadora BPSK modulada. Observa-se, que diferentemente de outros sincronizadores descritos na literatura [17]-[19], esta solução não utiliza o sinal BPSK em banda-básica, o que permite acelerar a etapa de sincronização do demodulador, com o recuperador de portadora e o sincronizador de símbolo operando em paralelo. Outra peculiaridade desta arquitetura é a inexistência de interpoladores para determinação da melhor amostra do símbolo antes da detecção dos bits [17] e [19]. Por causa do grande fator de sobreamostragem utilizado (32 amostras por bit), a operação de interpolação não é necessária.

Depois de gerada pela não-linearidade, a raia espectral correspondente a taxa de símbolo é extraída pelo filtro passa-faixa sintonizado (FPF₃) centrado em $\omega_T = \pi/16$ (2 kHz) e com largura de banda igual a $B_4 = \pi/1600$. Adota-se na NL um atraso de $\delta = N_D/2$ amostras que corresponde ao intervalo de tempo igual a $T/2$. Esta escolha de atraso se justifica porque, nessas condições, a raia espectral gerada tem potência máxima [20]. O limitador na saída do sincronizador transforma o sinal cossenoidal entregue pelo FPF₃ em uma onda quadrada, mais adequada para o detector de bits.

Na saída da NL, além da raia espectral na taxa de símbolo, há raia espectral no dobro da frequência da portadora e também parcelas de ruído de espectros contínuos provenientes dos próprios símbolos (*self-noise*) e do ruído Gaussiano.

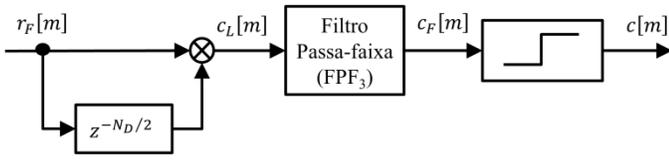


Fig. 5. Diagrama de blocos do sincronizador de símbolo.

Como o FPF₃ é bem estreito, apenas a raia espectral desejada e parte do ruído contínuo, em torno de ω_T , passarão pelo filtro. Supondo que a densidade espectral da soma de todas as parcelas de ruído (*self-noise* e Gaussiano) seja constante na banda passante do FPF₃, o sinal depois da NL pode ser modelado como sendo:

$$c_L[m] = V[m]\cos(\omega_T m + \theta) + z_L[m], \quad (28)$$

em que $V[m]$ é a amplitude da raia, $\theta = \pi/2 - \omega_T M_\tau$ é a fase relacionada com atraso de símbolo M_τ e $z_L[m]$ é um processo aleatório cuja densidade espectral de potência N_L , resultante da adição da densidade espectral do *self-noise* com a densidade espectral do ruído Gaussiano na frequência ω_T .

Pelo modelo de sinal descrito em (28), a potência da raia espectral na taxa de símbolo é dada por $P_V = E\{V^2[m]\}/2$ em que $E\{x\}$ representa a média estatística da variável x . Simulações computacionais mostraram que o valor de P_V é máximo quando $\delta = N_D/2$.

A determinação analítica de N_L , densidade espectral de potência do processo $z_L[m]$, ainda é objeto de pesquisas. Para esse projeto, o valor de N_L em função E_b/N_0 foi avaliado através de computação numérica.

O sinal na saída do filtro FPF₃ pode ser representado por [22]:

$$c_S[m] = V[m]\cos(\omega_T m + \theta) + z_I[m]\cos(\omega_T m + \theta) - z_Q[m]\sin(\omega_T m + \theta), \quad (29)$$

em que $z_I[m]$ e $z_Q[m]$ são processos aleatórios passa-baixas com variância igual a $\sigma_z^2 = B_4 N_L / \pi$ e média nula. Supondo $P_V \gg \sigma_z^2$, (29) é reescrita como se segue:

$$c_S[m] = \sqrt{(V[m] + z_I[m])^2 + z_Q^2[m]}\cos(\omega_T m + \theta + z_Q[m]/V[m]). \quad (30)$$

Da Equação (30), obtém-se que a fase do sinal $c_S[m]$ é $\alpha = \theta + z_Q[m]/V[m]$.

(31)

Ou seja, a fase α é uma variável aleatória, por causa da parcela ruidosa $z_Q[m]/V[m]$, e tem média θ e variância aproximada por:

$$\sigma_\alpha^2 = \frac{B_4 N_L}{2\pi P_V}. \quad (32)$$

O *clock* $c[m]$ é derivado da passagem do sinal $c_S[m]$ pelo limitador, conforme indicado na Fig. 5, e caso não existisse ruído, a subida de $c[m]$ estaria perfeitamente alinhada com o início do símbolo recebido. Nesse caso, o atraso de símbolo estimado \hat{M}_τ seria igual a M_τ , sendo assim nulo o erro da estimativa. Entretanto, por causa do ruído, α é variável e provoca um *jitter* de fase no sinal $c[m]$; por consequência, para cada início de símbolo, pode existir um erro de

temporização, múltiplo do período de amostragem e cujo valor é expresso por $(\hat{M}_\tau - M_\tau)T_D$.

Na Seção III, apresentamos a curva da variância desse erro em função da relação sinal-ruído e a comparamos com o limite de Cramer-Rao.

I. Conversor para Banda-básica

Este módulo é implementado por um simples multiplicador. O sinal de saída, $r_b[m]$, é o resultado do produto dos sinais $r_D[m]$ e $s[m]$. Supondo que a portadora recuperada esteja perfeitamente sincronizada, o sinal $r_b[m]$ pode ser descrito por:

$$r_b[m] = \frac{A_D[m]}{2} + \frac{A_D[m]\cos(2\omega_c m + 2\theta_c[m])}{2} + \frac{A_m \cos\{(\omega_m + \omega_c)m + \theta_m[m] + \theta_c[m]\}}{2} + \frac{A_m \cos\{(\omega_m - \omega_c)m + \theta_m[m] - \theta_c[m]\}}{2} + z_b[m], \quad (33)$$

em que, a parcela de ruído é dada por $z_b[m] = z[m]\cos(\omega_c m + \theta_c[m])$. O primeiro termo de (33) contém as informações transmitidas e, partindo-se de (4), ele pode ser expresso por:

$$\frac{A_D[m]}{2} = \sqrt{\frac{E_b}{2T}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a[k]P_D[m - kN_D - M_\tau].$$

Os três termos seguintes de (33) são interferências centradas nas frequências $2\omega_c$, $(\omega_m + \omega_c)$ e $(\omega_m - \omega_c)$ oriundas da própria subportadora e do tom menor que precisam ser mitigadas antes da detecção dos bits.

Determina-se a seguir a função de autocorrelação da parcela de ruído presente no sinal $r_b[m]$. Lembrando que $z[m]$ é um processo Gaussiano e branco, com média nula e variância $N_0/2T_D$, a função de autocorrelação de $z_b[m]$ é dada por:

$$R_{z_b}[p, m] = E\{z[m]z[m + p]\cos(\omega_c m + \theta_c[m])\cos(\omega_c [m + p] + \theta_c[m + p])\}. \quad (34)$$

Sendo $z[m]$ independente de $\theta_c[m]$, e considerando que a função de autocorrelação de $z[m]$ é

$$R_z[p] = \frac{N_0}{2T_D} \delta[p], \quad (35)$$

em que $\delta[p]$ indica o impulso unitário, tem-se:

$$R_{z_b}[p, m] = \frac{N_0}{4T_D} \delta[p] + \frac{N_0}{4T_D} \delta[p] E\{\cos(2\omega_c m + 2\theta_c[m])\}. \quad (36)$$

Supondo $\theta_c[m]$ uma variável aleatória uniformemente distribuída entre 0 e 2π , sabe-se que $E\{\cos(2\omega_c m + 2\theta_c[m])\} = 0$. Logo, resulta que:

$$R_{z_b}[p, m] = R_{z_b}[p] = \frac{N_0}{4T_D} \delta[p]. \quad (37)$$

Ou seja, o processo $z_b[m]$ é também Gaussiano e branco com média nula e variância $N_0/4T_D$.

J. Detector de Bit

O diagrama de blocos do módulo detector de bits está mostrado na Fig. 6. O sinal de entrada $r_b[m]$ passa por um acumulador chaveado que implementa o filtro casado para um pulso retangular discreto. Controlado pelo *clock* $c[m]$, que indica o início e o final do símbolo, o acumulador soma as N_D amostras do sinal $r_b[m]$, associadas a cada símbolo, e entrega o resultado na forma do sinal $r_u[k]$. O limitador, por sua vez, faz o papel de decisor, estimando os bits transmitidos. O bit estimado será $\hat{b}[k] = 1$, quando $r_u[k]$ for maior ou igual a zero, e $\hat{b}[k] = 0$, se $r_u[k]$ for menor do que zero.

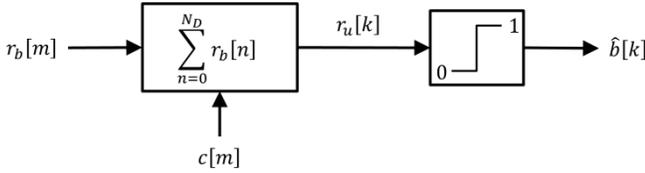


Fig. 6. Diagrama de blocos do detector de bits.

A resposta impulsiva do filtro casado e a sua resposta em frequência são expressas por [30]:

$$f_c[m] = \sum_{p=0}^{N_D-1} \delta[m-p] \quad (38)$$

e

$$F_c(e^{j\omega}) = \frac{\text{sen}(N_D\omega/2)}{\text{sen}(\omega/2)} e^{-j\omega\frac{(N_D-1)}{2}}, \quad (39)$$

respectivamente.

O filtro casado atenua as interferências centradas nas frequências $2\omega_c$, $(\omega_m + \omega_c)$ e $(\omega_m - \omega_c)$, presentes no sinal $r_b[m]$, pelos seguintes fatores, correspondentes às magnitudes relativas da resposta em frequência $F_c(e^{j\omega})$:

$$\frac{|F_c(e^{j2\omega_c})|}{|F_c(e^{j0})|} = 0, \quad \frac{|F_c(e^{j(\omega_m - \omega_c)})|}{|F_c(e^{j0})|} = 0,071 \text{ e } \frac{|F_c(e^{j(\omega_m + \omega_c)})|}{|F_c(e^{j0})|} = 0,041.$$

Para o tom menor, foi considerado o valor de ω_m equivalente a $f_m = 16,8$ kHz, que representa o pior caso. Portanto, as atenuações em dB para $(\omega_m - \omega_c)$ e $(\omega_m + \omega_c)$ são aproximadamente 23 dB e 28 dB, respectivamente. Considerando ainda os valores dos índices de modulação PM, já definidos na Seção II-A, o tom menor tem potência aproximadamente 12,6 dB abaixo da potência da subportadora de comando. Portanto, na saída do filtro casado, a interferência em $(\omega_m - \omega_c)$, que é a mais intensa, estará 35,6 dB abaixo da potência da portadora.

Levando-se em conta as argumentações do parágrafo anterior e considerando que o sistema vai operar com a relação E_b/N_0 por volta de 10 dB, conclui-se que as potências das interferências centradas $2\omega_c$, $(\omega_m + \omega_c)$ e $(\omega_m - \omega_c)$ são praticamente desprezíveis com relação ao ruído Gaussiano. Daí, supondo a sincronização dos símbolos perfeita, o sinal de saída do acumulador chaveado, para cada instante k , pode ser aproximado por:

$$r_u[k] = \sqrt{\frac{E_b}{2T}} N_D a[k] + \sum_{p=0}^{N_D-1} z_b[kN_D + p]. \quad (40)$$

Nota-se que a segunda parcela de (40) é o somatório de N_D amostras do processo $z_b[m]$ e representa uma variável

aleatória Gaussiana de média nula e variância $N_D N_0 / 4T_D$. Logo, $r_u[k]$ pode ser modelada como uma variável aleatória Gaussiana com média $+N_D \sqrt{E_b/2T}$ (se $a[k] = 1$) ou $-N_D \sqrt{E_b/2T}$ (se $a[k] = -1$) e variância $N_D N_0 / 4T_D$. Daí, a taxa de erro de bits do demodulador será [22]:

$$\text{BER} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right), \text{ em que } Q(x) = \int_x^\infty \frac{e^{-\frac{z^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}} dz. \quad (41)$$

Conclui-se que o desempenho da arquitetura proposta, quando existe perfeita sincronização de símbolo e subportadora, é igual ao desempenho de um demodulador BPSK com detecção ótima.

III. RESULTADOS NUMÉRICOS E DISCUSSÃO

Nesta seção apresentamos alguns resultados de desempenho do demodulador BPSK proposto, que foram obtidos a partir de simulação computacional. Foram avaliados a taxa de erro de bits sob diversas condições de funcionamento, a variância da fase estimada pelo recuperador da subportadora, a variância do atraso de símbolo estimado pelo sincronizador de símbolo e o tempo de aquisição do sistema.

Resumem-se abaixo os valores dos principais parâmetros utilizados no modelo: Frequência da subportadora TC : $f_c = 8$ kHz; Frequência de tom menor : $f_m = 16,8$ kHz; Relação de entre as potências da subportadora TC e do tom menor: 12,6 dB; Taxa de símbolo: $1/T = 2$ kbps; Frequência de amostragem: $f_s = 256$ kHz e $f_D = 64$ kHz; Energia de bit por densidade de ruído: $0 \text{ dB} \leq E_b/N_0 \leq 20 \text{ dB}$; *Offset* de fase: 0 a 2π ; *Offset* de atraso: 0 a T ; *Offset* da frequência da subportadora de TC [6]: $\pm 1,6$ Hz.

A. Variância da Fase Estimada

Os gráficos da variância do erro de fase da subportadora recuperada ($\sigma_{\hat{\theta}_c}^2$) em função de E_b/N_0 estão mostrados na Fig. 7.

Na Curva 1, foram traçados os valores de $\sigma_{\hat{\theta}_c}^2$ obtidos através de simulação computacional. Como referência, foi também apresentado na Curva 2 o limite de Cramer-Rao modificado para esta variância, determinado pelas Equações 5.3.47 e 5.3.54 de [18].

Nota-se que as variâncias obtidas por simulação são maiores do que o MCRB(θ_c) (do inglês, *Modified Cramer-Rao Bound*). Esse desempenho é levemente inferior se comparado com a malha de Costas discreta [11], [18] que atinge o limite de Cramer-Rao. Entretanto é interessante ressaltar que a solução adotada, diferentemente da malha de Costas, é *non-data-aided* e *non-clock-aided*. Observa-se também que, acima de 10 dB, quanto maior a relação E_b/N_0 , maior é a discrepância entre os resultados da simulação e o limite de Cramer-Rao. Esta característica decorre da prevalência das distorções do sinal frente ao ruído Gaussiano que se reduz à medida que E_b/N_0 cresce. Da Curva 1, verifica-se que, para $E_b/N_0 = 10$ dB, tem-se $\sigma_{\hat{\theta}_c}^2 \cong 3,6 \times 10^{-3} \text{ rad}^2$. Esse valor de variância

representa uma perda desprezível no desempenho do demodulador [21].

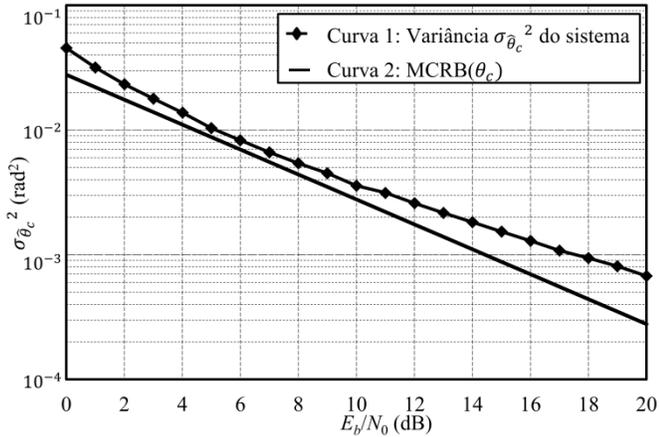


Fig. 7. Curvas da variância do erro da fase da portadora recuperada.

B. Variância do Atraso de Símbolo Estimado

A curva da variância do atraso de símbolo estimado, $\sigma_{\hat{\tau}}^2$, obtidas por simulação, está mostrado na Curva 1 da Fig. 8. O limite de Cramer-Rao modificado para a estimativa do atraso de símbolo para modulação BPSK, determinado pelas Equações 2.4.53 e 2.4.54 de [18], também está traçado na Fig. 8 (Curva 2).

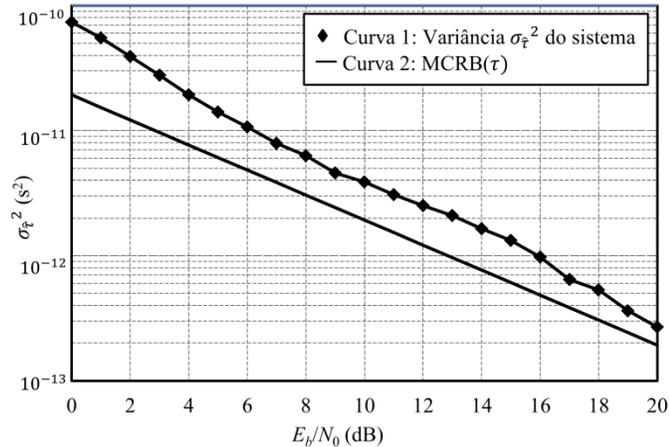


Fig. 8. Curvas da variância do atraso de símbolo estimado.

Observa-se que o MCRB(τ) está abaixo dos valores de $\sigma_{\hat{\tau}}^2$ obtidos por simulação. Considerando que a arquitetura do sincronizador proposto não é ótima, esse resultado era esperado. Entretanto, apesar de sua simplicidade, seu desempenho está próximo do limite teórico, para as condições de operação do demodulador, e seu desempenho, em termos de variância, é da mesma ordem de grandeza do sincronizador quadrático [18], [19]. Da Curva 1, observa-se que para $E_b/N_0 = 10$ dB, tem-se $\sigma_{\hat{\tau}}^2 \cong 4 \times 10^{-12}$. Essa imprecisão na sincronização de símbolo resulta em uma perda desprezível no desempenho do sistema [21].

C. Taxa de Erro de Bit

A Fig. 9 ilustra a taxa de erro de bits (BER) do demodulador, determinada em três diferentes condições de operação e comparadas com a curva teórica do sistema BPSK coerente com detecção ótima. A Curva 1 corresponde a

condição de *offset* nulo para frequência, fase e atraso de símbolo e sem a presença do tom menor. A Curva 2 mostra BER do demodulador, nas mesmas condições de *offset* mas com a presença do tom menor. A Curva 3 representa o desempenho do sistema em termos de BER com o tom menor presente, *offset* de frequência de 1,6 Hz e atraso de símbolo igual a $T/2$. Por fim, a Curva 4 indica o desempenho teórico da modulação BPSK.

Os resultados apresentados na Fig. 9 demonstram que da arquitetura proposta perde menos do que 0,3 dB de desempenho, na condição de BER= 10^{-5} , mesmo no pior caso, quando há *offset* de frequência, atraso do símbolo e a presença do tom menor. Esse desempenho é praticamente idêntico ao desempenho de outros demoduladores reportado na literatura [11]-[15].

D. Tempo de Aquisição

O tempo de regime (t_s) medido para o transitório de fase do ADPLL, com $E_b/N_0 = 20$ dB, é aproximadamente 55 ms. O sincronizador de símbolo se estabiliza com menos de 20 bits (10 ms). Portanto, o tempo de aquisição de sincronismo do demodulador é inferior a duração do préambulo inicial de 64 ms.

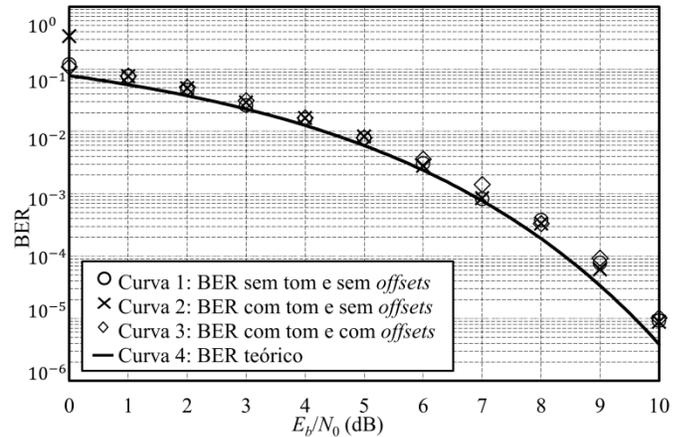


Fig. 9. Curvas de taxa de erro de bits do demodulador BPSK.

IV. CONCLUSÃO

Nesse artigo, apresentamos o projeto de um demodulador BPSK coerente, com arquitetura completamente digital, destinado à aplicação em um enlace de telecomando espacial como parte de um transponder TT&C. Os diagramas de blocos e equações de todos os módulos funcionais do demodulador, juntamente com análises matemáticas originais foram apresentados para explicar a funcionalidade dos módulos e o desempenho do sistema.

Os resultados da simulação computacional indicaram que as soluções adotadas para a recuperação da subportadora e sincronismo de símbolo, apesar da simplicidade, são realmente efetivas, e praticamente não há impacto na relação E_b/N_0 do demodulador mesmo quando existe *offset* na frequência da subportadora e um atraso de símbolo. Além do mais, ficou evidente que o compartilhamento da subportadora de telecomando com os tons de rastreamento não resulta em perdas.

Na pior situação operacional, quando existe *offset* de frequência, atraso de símbolo e presença dos tons de rastreamento, o desempenho do demodulador proposto, em termos de BER, é apenas 0,3 dB inferior ao limite teórico, na condição de BER = 10^{-5} .

Como desdobramento desse trabalho, espera-se completar a análise matemática para avaliação de desempenho do sincronizador de símbolos utilizado nesse projeto.

REFERÊNCIAS

- [1] G. Maral and M. Bousquet, *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology*. John Wiley & Sons, 2011.
- [2] J. L. Gerner, "ESA Dual-Standard S-band Transponder: A versatile TT&C equipment for communications via a data relay satellite or directly with the ground network." *Acta Astronautica*, vol. 26, no. 8-10, pp. 707-714, 1992.
- [3] L. Simone et al., "A novel digital platform for deep space transponders: the receiver side." *Aerospace Conference, 2004. Proceedings. 2004 IEEE*. pp. 1432-1445, 2004.
- [4] C. Barquintero et al., "Multimode GaAs chip-set for new S-band satellite TT&C transponders." *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 44, no.3, pp.1029-1041, 2008.
- [5] M. Pugh et al., "The Universal Space Transponder: A next generation software defined radio." *Aerospace Conference, 2017 IEEE*, pp. 1-14, 2017.
- [6] Reis, Andre Luiz Garcia, et al. "Introduction to the software-defined radio approach." *IEEE Latin America Transactions* 10.1 (2012): pp. 1156-1161.
- [7] CCSDS Recommendations for space data system standards. *Radio Frequency and Modulation Systems -PART 1: Earth Stations and Spacecraft*, CCSDS 401.0-b-1tc1. BLUE BOOK, July 2011.
- [8] EUROPEAN SPACE AGENCY (ESA). *S+S/X0 0Bands Transponder Specifications*. Noordwijk, Mar. 1979 (ESA PSS-48 TTC-C-101).
- [9] D. Davalle et al., "Design, Implementation and Testing of a Flexible Fully-Digital Transponder for Low-Earth Orbit Satellite Communications." *Journal of Circuits, Systems, and Computers*, vol. 23, no. 10, pp. 1450148, 2014.
- [10] M. Kumar, V. K. Tank and T. V. S. Ram, "Design and FPGA Implementation of a Programmable Data Rate PSK Digital Demodulator for Onboard and Ground Applications." *Advances in Computing and Communications (ICACC), 2013 Third International Conference on. IEEE, 2013*
- [11] A. M. P. de Lucena et al., "Fully digital BPSK demodulator for satellite suppressed carrier telecommand system." *International Journal of Satellite Communications and Networking*, vol. 35, no. 4, pp. 359-374, 2017.
- [12] Zhao, Zhongjun, Yongliang Shen, and Yuan Bai., "Design and implementation of the bpsk modem based on software defined radio." *Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control, 2011 First International Conference on. IEEE, 2011*.
- [13] Roshna, T. R., et al. "Design and implementation of digital Costas loop and bit synchronizer in FPGA for BPSK demodulation." *Control Communication and Computing (ICCC), 2013 International Conference on. IEEE, 2013*.
- [14] Shamlal, B., and KG Gayathri Devi. "Design and implementation of Costas loop for BPSK demodulator." *2012 Annual IEEE India Conference (INDICON)*. IEEE, 2012.
- [15] Popescu, S. O., A. S. Gontean, and G. Budura. "BPSK system on Spartan 3E FPGA." *2012 IEEE 10th International Symposium on Applied Machine Intelligence and Informatics (SAMII)*. IEEE, 2012.
- [16] Sadruddin, Salman, and M. Sohail. "FPGA Based Telecommand Receiver Module for Microsatellites." *Open Journal of Communications and Software*, 2014.
- [17] F. M. Gardner, "A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 34, no. 5, pp. 423-429, 1986.
- [18] U. Mengali, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [19] M. Oerder and H. Meyr, "Digital filter and square timing recovery". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 36, no. 5, pp. 605-612, 1988.
- [20] J. C. Imbeaux, "Performances of the delay-line multiplier circuit for clock and carrier synchronization in digital satellite communications." *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 1, no. 1, pp. 82-95, 1983.
- [21] H. Meyr, M. Moeneclaey and S. A. Fechtel, *Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing*, 1. ed. New York, USA, John Wiley & Sons Inc., 1998.
- [22] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5. ed. McGraw-Hill, 2008.
- [23] L. Franks, "Carrier and bit synchronization in data communication--A tutorial review". *IEEE Transactions on Communications*, vol. 28, no. 8, pp. 1107-1121, 1980.
- [24] D. D. Viot, *Demodulador Completamente Digital para Telecomando em Satélites Artificiais*, Dissertação de Mestrado em engenharia e tecnologia espacial, Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), 2015.
- [25] A. B. Carlson, *Communications System*, Tata McGraw-Hill Education, 2010.
- [26] W. Li and J. Meiners, "Introduction to phase-locked loop system modeling". *Analog Applications*, 2000.
- [27] W. C. Lindsey and C. M. Chie, "A survey of digital phase-locked loops". *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, no. 4, pp. 410-431, 1981.
- [28] F. M. Gardner, *Phaselock Techniques*, John Wiley & Sons, 2005.
- [29] J. Oberst and D. Schilling, "The SNR of a frequency doubler." *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, no. 1, pp. 97-99, 1971.
- [30] A. V. Oppenheim, *Discrete-Time Signal Processing*. Pearson Education India, 1999.



Antonio Macilio Pereira de Lucena é graduado em engenharia eletrônica pelo Instituto Tecnológico de Aeronautica (ITA), São José dos Campos-SP, Brasil, em 1980, mestre em eletrônica e telecomunicações espaciais pelo Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos-SP, Brasil, em 1986, e doutor em engenharia de teleinformática pela Universidade Federal do Ceará (UFC), Fortaleza-CE, Brasil, em 2006. Trabalha no INPE desde 1983 onde desenvolveu vários projetos nas áreas de telecomunicações espaciais, eletrônica e rádio-astronomia. Desde 2007 é também professor da Universidade de Fortaleza (UNIFOR). Seus atuais interesses em pesquisas incluem técnicas de sincronização, telecomunicações espaciais, processamento de sinal, processamento de imagem, e teoria de comunicação.



Adeildo Sombra da Silva é graduado em engenharia elétrica em 1997 e mestre em Engenharia de Teleinformática, em Sinais e Sistemas, pela Universidade Federal do Ceará (UFC), Fortaleza, Ceará, Brasil em 2011. Atualmente é engenheiro pleno do Instituto Presbiteriano Mackenzie (IPM) e atua no Radio-Observatório Espacial do Nordeste (ROEN) em Eusébio, Ceará, em processamento de sinais para telecomunicações espaciais, técnicas de sincronismo e canal espacial.



Diego Dutra Viot concluiu a graduação em engenharia de computação e telecomunicações pela Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, CE, em 2011, e o Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais pelo Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos, SP, em 2015. De 2010 a 2015 desenvolveu, em parceria com o INPE, pesquisas em comunicações de satélite, comunicações digitais e processamento digital. Atualmente, trabalha como Engenheiro Full-Stack na DESH Tecnologia, onde atua com pesquisa e desenvolvimento de firmware para aplicações RF.



Ana Maria Ambrosio é graduada em ciência da computação pela Universidade Federal de São Carlos (UFSCar), SP, Brasil, em 1984, mestre e doutora em Computação Aplicada pelo Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos-SP, Brasil, em 2005. Trabalhou no INPE desde 1985 onde desenvolveu projetos de software para controle e simulação de satélites, tendo participado de missões espaciais nacionais e internacionais: Satélites de Coleta de Dados (SCD1 e SCD2), French-Brazilian Microsatellite (FBM), China-Brazil Earth Resource satélites (CBERS). Desde 2008 é docente do Curso de Pós-graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais (PG_ETE) do INPE. Seus atuais interesses em pesquisas incluem verificação, validação e simulação de sistemas espaciais.