

Amostragem em Banda-passante e Conversão de Frequência em um Demodulador OQPSK Completamente Digital

Adeildo Sombra da Silva, João Cesar M. Mota e Antonio Macilio Pereira de Lucena

Resumo—Este artigo apresenta uma técnica que realiza simultaneamente a conversão análogo-digital e a conversão em frequência por amostragem em banda-passante de um sinal com modulação OQPSK (Offset Quadrature Phase Shift Keying) para aplicação em enlaces espaciais. Descreve-se o sistema proposto, analisam-se as expressões dos sinais nos diversos estágios do conversor e encontram-se as estatísticas dos sinais de ruído na saída do conversor. Apresentam-se resultados de simulação computacional nos quais se avalia a perda no desempenho do sistema provocada pelo uso do conversor.

Palavras-Chave—Amostragem de sinais de banda estreita, Demodulador completamente digital, Filtros Interpoladores, OQPSK.

Abstract—This article presents a method for simultaneously sampling and down convert the intermediate frequency signal to the baseband signal in an all-digital OQPSK demodulator developed for space communications. The proposed system is described, the signals are analyzed at various stages of the converter and showed the statistics of the noises at the converter outputs. Some computational simulation results are presented that evaluate the compromise of the performance of the system caused by the use of the converter.

Keywords—Sampling bandpass signals, All-digital demodulators, Interpolation, OQPSK.

I. INTRODUÇÃO

Na área de pesquisas espaciais e exploração da terra, há uma demanda crescente por satélites cada vez mais complexos, que geram grandes quantidades de informação e necessitam de um canal de telemetria de alta velocidade (> 2 Mb/s) [1]. A modulação OQPSK (Offset Quadrature Phase Shift Keying) com formatação de pulso em banda-básica é recomendada para essas aplicações, pois apresenta boa eficiência espectral além de tolerância à não-linearidade encontrada nos amplificadores de potência [2].

Um demodulador OQPSK, completamente digital, está sendo projetado para aplicação nos enlaces de telemetria dos futuros satélites do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE). Esta pesquisa está sendo desenvolvida no âmbito do projeto Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia (INCT) para Estudos do Espaço. O demodulador proposto utiliza a técnica de amostragem em banda-passante e converte

diretamente o sinal amostrado no estágio de frequência intermediária (FI) para banda-básica. Esta abordagem reduz os custos envolvidos, pois dispensa a utilização de conversores de frequência analógicos sujeitos a desajustes e não-linearidades, mantendo o desempenho comparável aos sistemas clássicos com conversão em frequência. A escolha da taxa de amostragem é flexibilizada pela utilização de conceitos de amostragem de sinais de banda-passante, o que resulta em ganhos com relação à complexidade [3].

Este trabalho apresenta e analisa a solução adotada para o circuito de um demodulador OQPSK que faz simultaneamente as conversões análogo-digital (A/D) e banda-passante para banda-básica (BP/BB) do sinal de entrada.

O tema de amostragem em banda-passante tem sido tratado na literatura [3-5], e neste artigo apresenta-se seu emprego como solução tecnológica para os sistemas de comunicações espaciais, fazendo-se a análise, pioneira em nosso melhor conhecimento, dos sinais no conversor e mostrando-se os resultados de seu desempenho via simulação computacional.

Este trabalho está organizado da seguinte forma: na seção II, define-se o receptor de telemetria em termos de funcionalidade e sinais, contextualizando-se o demodulador OQPSK e em seguida, introduz-se a conversão por amostragem com o diagrama de blocos do conversor A/D e BP/BB, seu funcionamento e expressões para os sinais discretos no tempo. Na seção III, faz-se a análise dos sinais nas saídas do conversor A/D e BP/BB de modo a determinar as suas características estatísticas. Nas seções IV e V, apresentam-se alguns resultados, conclusões e perspectivas, respectivamente.

II. MODELAGEM DO SISTEMA

A Figura 1 mostra o diagrama de blocos simplificado de um receptor de dados de telemetria de um sistema de comunicação espacial.

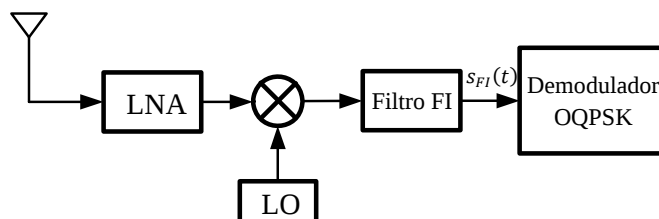


Figura 1. Diagrama de blocos do receptor

O sinal recebido, após o amplificador de baixo ruído (LNA), é convertido para FI por batimento de um oscilador local (LO) e em seguida é filtrado e entregue ao demodulador OQPSK. O filtro de FI está centrado em f_{FI} , possui uma largura de banda $2W$ e sua resposta em frequência $H_{FI}(f)$ é considerada ideal e descrita pela expressão:

$$H_{FI}(f) = \begin{cases} 1, & |f - f_{FI}| \leq W, \\ 0, & |f - f_{FI}| > W. \end{cases} \quad (1)$$

A largura de banda $2W$ do filtro de FI é considerada suficiente para não distorcer o sinal transmitido.

O sinal $s_{FI}(t)$ na saída do filtro de FI pode ser expresso por:

$$s_{FI}(t) = [\sum_{i=0}^{\infty} a_i g(t - iT - \tau)] \cos[2\pi(f_{FI} + f_d)t + \varphi] - [\sum_{i=0}^{\infty} b_i g(t - iT - \frac{T}{2} - \tau)] \sin[2\pi(f_{FI} + f_d)t + \varphi] + w(t), \quad (2)$$

em que a_i e b_i são os símbolos OQPSK transmitidos, T é o período de símbolos, $g(t)$ é o pulso formatador em banda-básica definido como sendo o cosseno levantado e f_d , φ e τ são, respectivamente, os erros de frequência, de fase e de atraso [6]. $w(t)$ representa o sinal de ruído gaussiano de banda-passante cuja densidade espectral é:

$$S_w(f) = \begin{cases} N_0/2, & |f - f_{FI}| \leq W, \\ 0, & |f - f_{FI}| > W. \end{cases} \quad (3)$$

Ressalta-se que a maior contribuição para o desvio de frequência f_d é resultado do efeito Doppler devido à alta velocidade relativa entre transmissor e receptor em aplicações espaciais.

O sinal $s_{FI}(t)$ deve ser amostrado no demodulador OQPSK e em seguida convertido para banda-básica. A partir desse sinal, extraem-se os parâmetros de sincronismo (f_d , φ e τ), fazem-se as devidas correções e efetua-se a detecção dos dados [7].

O demodulador OQPSK adota estimadores de sincronismo que requerem a taxa de amostragem do sinal ser múltipla inteira N , $N > 1$, da taxa de símbolos $1/T$ e que o ruído presente no sinal digital seja branco [8, 9].

O problema consiste, portanto, em amostrar o sinal $s_{FI}(t)$ de forma que não cause distorção ao sinal, produzindo o sinal discreto em banda básica, com amostras espaçadas de $T/2$ segundos.

- *Conversão por amostragem do sinal $s_{FI}(t)$*

A fim de recuperar o sinal útil em banda-básica para efeito de detecção de símbolos efetua-se o processo de amostragem em lugar de uma conversão de frequência analógica convencional. Inicialmente, representa-se o sinal transmitido em forma de banda-básica equivalente como [7]:

$$A(t) = I(t) + jQ(t), \quad (4)$$

em que

$$I(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i g(t - iT - \tau) \quad (5)$$

$$\text{e } Q(t) = \sum_{i=0}^{\infty} b_i g(t - iT - T/2 - \tau), \quad (6)$$

são as componentes em fase e em quadratura do sinal modulado. Portanto, o sinal $s_{FI}(t)$, na entrada do demodulador, pode ser escrito como:

$$s_{FI}(t) = \Re\{A(t)e^{j(2\pi f_d t + \varphi)}e^{j2\pi f_{FI} t}\} + w(t), \quad (7)$$

em que $\Re(x)$ denota a parte real de x . O sinal $s_{FI}(t)$ em (2), considerando (5) e (6), pode ser expresso da seguinte forma [10, 11]:

$$s_{FI}(t) = I(t) \cos[2\pi(f_{FI} + f_d)t + \varphi] - Q(t) \sin[2\pi(f_{FI} + f_d)t + \varphi] + w(t).$$

A conversão A/D e a conversão em frequência por amostragem de $s_{FI}(t)$ proposta está representada na Figura 2, a qual discretiza o sinal $s_{FI}(t)$ à taxa de f_s amostras por segundo e produz os sinais $s_I[n]$ e $s_Q[n]$ correspondentes às componentes digitais do sinal de banda-básica $I(t)$ e $Q(t)$, respectivamente.

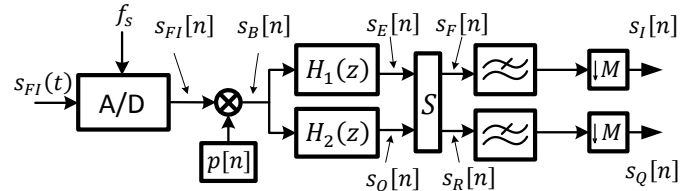


Figura 2. Sistema de conversão A/D com conversão em frequência por amostragem

O sinal $s_{FI}(t)$ amostrado na taxa de f_s amostras por segundos, nos instantes nT_s , $n \in \mathbb{N}$, resulta no sinal $s_{FI}[n]$, o qual tem a seguinte expressão:

$$s_{FI}[n] = \Re\left\{A(nT_s)e^{j\left[(2\pi\frac{f_{FI}+f_d}{f_s})n+\varphi\right]}\right\} + w(nT_s), \quad (8)$$

em que $T_s = 1/f_s$ e n é o índice das amostras no tempo discreto. Diferentemente de sinais em banda-básica, os sinais em banda-passante podem ser amostrados a uma taxa $f_s < 2f_{max}$, sendo f_{max} a frequência máxima do sinal, sem que haja perdas de informações por *aliasing*. Para tal, f_s deve ser escolhida de qualquer um dos intervalos dados por:

$$\frac{2f_{IF}+2W}{N} \leq f_s \leq \frac{2f_{IF}-2W}{N-1}, \quad (9)$$

em que $N=1, \dots, N_{max}$ e $N_{max} = \text{int}\left(\frac{f_{FI}+W}{2W}\right)$, na qual $\text{int}(x)$ é a parte inteira de x . Propositadamente, opta-se por um valor de f_s cuja relação com f_{IF} reduza o termo exponencial em (8) a $e^{j\left[(K\pi+\frac{\pi}{2}+\omega_d)n+\varphi\right]}$, em que $K \in \mathbb{N}$ e ω_d é a frequência digital relativa a f_d [5]. Portanto, abandonando o fator T_s em (8), a expressão do sinal discreto no tempo é:

$$s_{FI}[n] = \Re\left\{A[n]e^{j\left[(K\pi+\frac{\pi}{2}+\omega_d)n+\varphi\right]}\right\} + w[n]. \quad (10)$$

Considera-se, para efeito de avaliação inicial, uma situação em que não há ruído ou perda de sincronismo (ω_d e φ nulos) e $f_s = 4f_{FI}$, ou seja, $K = 0$. Logo, o sinal $s_{FI}[n]$ é a sequência $\{I[0], -Q[1], -I[2], Q[3], \dots\}$, para $n \in \mathbb{N}$, pois $e^{j\frac{\pi}{2}n} = j^n$. Observa-se, nesta sequência, a ocorrência de inversões de

polaridade nas amostras que são removidas pela modulação com o sinal $p[n] = \{1, -1, -1, 1, \dots\}$, mostrado na Figura 2. O resultado desse produto é o sinal $s_B[n]$ formado pela sequência $\{I[0], Q[1], I[2], Q[3], \dots\}$, cujas amostras se alternam entre valores de $I[n]$ e $Q[n]$.

A intercalagem no tempo entre as amostras de $I[n]$ e $Q[n]$ do sinal $s_B[n]$ (sem ruídos e erros de sincronismo) é uma dificuldade que se apresenta para a recuperação dos símbolos, pois informações de $I[n]$ e $Q[n]$ intercaladas no tempo são perdidas. A superação desta dificuldade pode ser tentada através de filtros interpoladores $H_1(z)$ e $H_2(z)$ e o separador S , conforme mostrado na Figura 2. Os filtros são responsáveis por estimar as amostras restantes das sequências $I[n]$ e $Q[n]$ em $s_B[n]$, e o separador, utilizando as amostras dos sinais $s_E[n]$ e $s_O[n]$, gera os sinais $s_F[n]$ e $s_R[n]$ que contém somente amostras dos sinais $I[n]$ e $Q[n]$, respectivamente.

E finalmente, uma decimação é realizada para adequar os sinais interpolados $s_F[n]$ e $s_R[n]$ à taxa requerida para a realização da detecção e decisão de símbolos estimados, conforme é mostrado na Figura 2.

III. ANÁLISE DOS SINAIS

Nesta secção, analisam-se as expressões dos sinais $s_I[n]$ e $s_Q[n]$ na saída do conversor mostrado na Figura 2, a partir do sinal de entrada $s_{FI}(t)$.

A. Análise de $s_I[n]$ e $s_Q[n]$

A primeira operação realizada pelo conversor, após a conversão A/D, é a modulação do sinal $s_{FI}[n]$ pela sequência $p[n]$ resultando no sinal $s_B[n]$. Para encontrar a expressão de $s_B[n]$, observa-se que a sequência $p[n] = \{1, -1, -1, 1, \dots\}$, pode ser considerada como um caso particular da expressão:

$$p[n] = \cos\left(K\pi + \frac{\pi}{2}\right)n - \sin\left(K\pi + \frac{\pi}{2}\right)n, \quad (11)$$

para K par. No caso de K ímpar, $p[n]$ torna-se a mesma sequência, contudo, atrasada de uma amostra. Considerando $w[n] = 0, \forall n \in \mathbb{N}$, multiplicando-se $s_{FI}[n]$ por $p[n]$, tem-se:

$$\begin{aligned} s_B[n] &= \left\{ I[n] \cos\left[\left(K\pi + \frac{\pi}{2} + \omega_d\right)n + \varphi\right] - \right. \\ &\quad \left. Q[n] \sin\left[\left(K\pi + \frac{\pi}{2} + \omega_d\right)n + \varphi\right] \right\} \cdot \left[\cos\left(K\pi + \frac{\pi}{2}\right)n - \right. \\ &\quad \left. \sin\left(K\pi + \frac{\pi}{2}\right)n \right] = s_{B1}[n] + s_{B2}[n], \end{aligned} \quad (12)$$

na qual, se pode escrever:

$$\begin{aligned} s_{B1}[n] &= \frac{I[n]}{2} [\cos(\omega_d n + \varphi) + \sin(\omega_d n + \varphi)] - \\ &\quad \frac{Q[n]}{2} [\sin(\omega_d n + \varphi) - \cos(\omega_d n + \varphi)], \end{aligned} \quad (13)$$

a qual depende de ω_d e φ , e:

$$\begin{aligned} s_{B2}[n] &= \frac{I[n]}{2} \{ \cos[(2K+1)\pi n + \omega_d n + \varphi] - \\ &\quad \sin[(2K+1)\pi n + \omega_d n + \varphi] \} - \frac{Q[n]}{2} \{ \cos[(2K+1)\pi n + \\ &\quad \omega_d n + \varphi] + \sin[(2K+1)\pi n + \omega_d n + \varphi] \}, \end{aligned} \quad (14)$$

a qual depende de K , ω_d e φ . Sabendo que $\cos[(2K+1)\pi n + \omega_d n + \varphi] = \cos[(2K+1)\pi n] \cos(\omega_d n + \varphi)$, $\sin[(2K+1)\pi n + \omega_d n + \varphi] = \cos[(2K+1)\pi n] \sin(\omega_d n + \varphi)$ e que $\cos[(2K+1)\pi n] = (-1)^n$, tem-se que a expressão para o sinal $s_B[n]$ pode ser escrita por:

$$s_B[n] = \begin{cases} I[n] \cos(\omega_d n + \varphi) - Q[n] \sin(\omega_d n + \varphi), & n \text{ par}, \\ I[n] \sin(\omega_d n + \varphi) + Q[n] \cos(\omega_d n + \varphi), & n \text{ ímpar}. \end{cases} \quad (15)$$

Comparando-se as expressões (10), sem ruído, e (15), reconhecem-se as partes real e imaginária, do sinal banda-básica equivalente do sinal OQPSK, dado por:

$$s_{BB}[n] = A[n] e^{j(\omega_d n + \varphi)}. \quad (16)$$

Os desvios ω_d e φ presentes em $s_{BB}[n]$ devem ser encontrados e corrigidos posteriormente pelo demodulador. Observa-se de (15) que no caso de não haver erros de sincronismo (ω_d, φ nulos), teremos apenas o sinal $I[n]$ nos instantes pares e $Q[n]$ nos instantes ímpares.

Os filtros $H_1(z)$ e $H_2(z)$ constroem os sinais $s_E[n]$ e $s_O[n]$, respectivamente, a partir da interpolação das amostras de $s_B[n]$. Assim, sem perda de generalidade, considerando os filtros $H_1(z) = 1 + 3z^{-2}$ e $H_2(z) = 3z^{-1} + z^{-3}$, que são interpoladores de baixíssima complexidade [3], se escreve os sinais nas saídas de $H_1(z)$ e $H_2(z)$, $\forall n \in \mathbb{N}$:

$$s_E[n] = s_B[n] + 3s_B[n-2], \quad (17)$$

$$\text{e } s_O[n] = 3s_B[n-1] + s_B[n-3]. \quad (18)$$

Nota-se que os sinais $s_E[n]$ e $s_O[n]$ são compostos por amostras intercaladas dos sinais $I[n]$ e $Q[n]$. O separador combina as amostras presentes nos sinais $s_E[n]$ e $s_O[n]$ de forma que o sinal $s_F[n]$ só contém amostras do sinal $I[n]$, enquanto que $s_R[n]$ é formado pelas amostras de $Q[n]$.

Antes de serem decimados, estes sinais são filtrados por um filtro passa-baixa de largura de banda $B = \pi/M$ objetivando a redução das parcelas de ruído. A seguir, a operação de decimação com fator $M = 4$ é suficiente para selecionar o sinal adequado. O sinal decimado na saída do conversor pode ser expresso da seguinte forma:

$$s_I[n] = s_F[4n] = s_B[4n] + 3s_B[4n-2] \quad (19)$$

$$\text{e } s_Q[n] = s_R[4n] = 3s_B[4n-1] + s_B[4n-3], \quad (20)$$

em que $n \in \mathbb{N}$.

B. Análise do ruído

Após o filtro de FI, tem-se o processo aleatório $w(t)$ que é uma parcela do sinal $s_{FI}(t)$, de acordo com (2). A densidade espectral de potência de $w(t)$ está ilustrada na Figura 3.

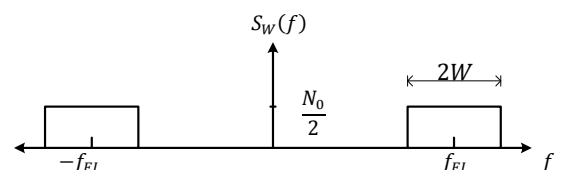


Figura 3. Densidade espectral de potência do ruído branco filtrado $w(t)$.

A função de autocorrelação [7] de $w(t)$ é igual a

$$R_W(\tau) = 2N_0W \text{sinc}(2\tau W) \cos(2\pi f_{FI}\tau). \quad (21)$$

O processo aleatório resultante da discretização do processo $w(t)$ é o processo $w[n]$ cuja função de autocorrelação é determinada como se segue:

$$R_W[m] = R_W(mT_s) = 2N_0W \text{sinc}(2mT_sW) \cos(2\pi f_{FI}mT_s). \quad (22)$$

Considerando que a largura do filtro de FI é $2W = 1/2T_s$, somente haverá correlação para $m = 0$. Dessa forma, $R_W[m]$ se reduz a

$$R_W[m] = \frac{N_0}{2T_s} \delta[m], \quad (25)$$

em que $\delta[m]$ é o impulso unitário. Consequentemente, a densidade espectral de potência $S_W(e^{j\omega})$ é constante para todo o espectro conforme descrito pela equação seguinte:

$$S_W(e^{j\omega}) = \frac{N_0}{2T_s}. \quad (26)$$

Pelo desenvolvimento e resultados, considera-se o ruído $w[n]$ gaussiano, branco, de média nula e variância $N_0/2T_s$.

Seja $z[n]$ o ruído resultante do produto de $w[n]$ pelo sinal $p[n]$, conforme ilustrado na Figura 2. A autocorrelação de $z[n]$ é dada pela expressão

$$R_z[m] = E\{w[n+m] \cdot p[n+m] \cdot w[n] \cdot p[n]\}, \quad (27)$$

em que $E\{\cdot\}$ é o operador valor esperado. Considerando a equação (11) em (27), após algumas operações algébricas, tem-se:

$$R_z[m] = R_W[m] \left\{ \cos\left(K\pi + \frac{\pi}{2}\right)m - \sin\left[(2K+1)\pi n + \left(K\pi + \frac{\pi}{2}\right)m\right] \right\}. \quad (28)$$

No entanto, $R_z[m]$ somente tem valor diferente de zero para $m = 0$, logo:

$$R_z[m] = \frac{N_0}{2T_s} \delta[m]. \quad (29)$$

Portanto, $z[n]$ é também um processo aleatório gaussiano, branco, de média nula e variância $N_0/2T_s$.

Em resposta ao processo $z[n]$ na entrada dos filtros interpoladores $H_1(z)$ e $H_2(z)$, do exemplo do item A, tem-se nas saídas respectivas os ruídos $\alpha[n]$ e $\beta[n]$, expressos por:

$$\alpha[n] = z[n] + 3z[n-2] \quad (30)$$

$$\text{e } \beta[n] = 3z[n-1] + z[n-3]. \quad (31)$$

A partir das Eq. (30) e (31), encontram-se as funções de autocorrelação correspondentes:

$$R_\alpha[m] = R_\beta[m] = \frac{N_0}{2T_s} \{10\delta[m] + 3\delta[m+2] + 3\delta[m-2]\}. \quad (32)$$

A expressão (32) indica que para os processos $\alpha[n]$ e $\beta[n]$ somente existe correlação para $m = -2, 0$ e 2 .

Os ruídos $\alpha[n]$ e $\beta[n]$ são transformados pelo separador S, resultando em $\alpha'[n]$ e $\beta'[n]$, que representam as parcelas de ruído dos sinais $s_F[n]$ e $s_R[n]$. Esses ruídos são formados por amostras intercaladas de $\alpha[n]$ e $\beta[n]$ e a função de autocorrelação média que descreve $\alpha'[n]$ é dada por:

$$\overline{R_{\alpha'}[m]} = \frac{R_\alpha[m]}{2} (1 + \cos \pi m) + \frac{R_z[m]}{4} (9\delta[m+1] + 6\delta[m-1] + \delta[m+3])(1 - \cos \pi m) + \frac{R_z[m]}{4} (9\delta[m-1] + 6\delta[m+1] + \delta[m-3])(1 - \cos \pi m). \quad (33)$$

O processo $\beta'[n]$, em termos de autocorrelação, se comporta de maneira similar ao processo $\alpha'[n]$. A decimação poderia ser efetuada diretamente sobre estes sinais sem qualquer filtragem. As amostras correlacionadas seriam descartadas pela decimação com fator $M = 4$. Desta forma, a correlação existente entre as amostras, descritas em (32) e (33), deixaria de existir para $m \neq 0$. As funções de autocorrelação dos ruídos $\gamma[n]$ e $\lambda[n]$ nas saídas do conversor seriam:

$$R_\gamma[m] = R_\lambda[m] = 5 \frac{N_0}{T_s} \delta[m]. \quad (34)$$

Entretanto, apesar do ruído resultante ser branco, esta operação provoca uma redução na relação sinal-ruído, o que degradaria o desempenho do sistema.

A filtragem dos sinais $s_F[n]$ e $s_R[n]$, antes da decimação, por um filtro passa-baixa, modelado como um filtro ideal de largura $B = \pi/4$, reduz a variância do ruído para aproximadamente $3,45 N_0/T_s$, o que ameniza a diminuição da relação sinal-ruído. Por outro lado, essa filtragem associada à interpolação colore as parcelas de ruído nas saídas dos decimadores. Partindo-se de (32), encontra-se que a densidade espectral de potência do ruído na saída dos decimadores é:

$$S_\lambda(e^{j\omega}) = S_\gamma(e^{j\omega}) = \frac{N_0}{8T_s} \left(10 + 15 \cos \frac{\omega}{4} + 6 \cos \frac{\omega}{2} + \cos \frac{3\omega}{4} \right).$$

Na secção seguinte, mostram-se alguns resultados que evidenciam que a perda de desempenho do sistema pelo uso do conversor é inferior a 1 dB.

IV. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

Nesta seção utilizam-se os módulos do demodulador projetado, responsáveis pela recuperação do sincronismo e detecção dos dados, para avaliar o desempenho do conversor proposto através de simulação computacional (Fig. 2). O sistema de transmissão tem as seguintes características: o pulso $g(t)$ é a raiz do cosseno levantado com *rolloff* igual a 0,5, a taxa de transmissão é $1/T = 5$ Mbauds, $f_{FI} = 70$ MHz e $f_s = 40$ MHz. Os filtros $H_1(z)$ e $H_2(z)$ são dados no exemplo do item III.A.

Na Fig. 4 são avaliados os efeitos do filtro interpolador $H_1(z)$ sobre o pulso formatador $g(t)$ amostrado à taxa de $8/T$ Hz [8].

É visto da Figura 4 que o pulso interpolado está bem próximo do pulso raiz do cosseno levantado. O erro em termos de energia decorrente do desvio de interpolação é da ordem de 70 dB abaixo da energia do pulso original $g[n]$. Este fato favorece a preservação do critério de Nyquist para minimização da interferência intersimbólica devido a conservação da forma do pulso $g[n]$ após a passagem pelo filtro interpolador. O mesmo resultado é observado para $H_2(z)$.

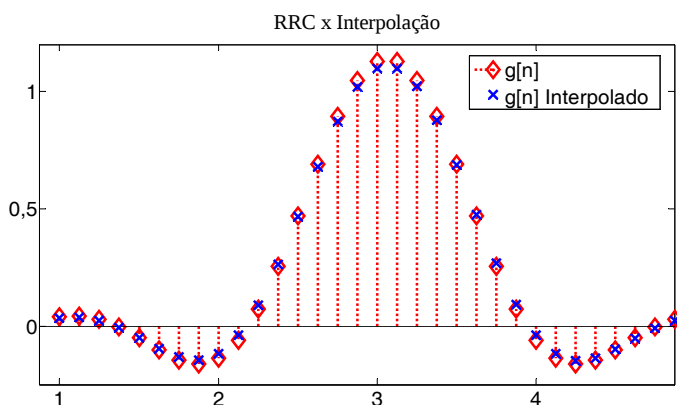


Figura 4. Degradação do pulso formatado após passagem pelo filtro interpolador.

O sistema de transmissão com modulação OQPSK com o conversor A/D e BP/BB proposto foi simulado em Matlab®. A taxa de erros de bits do demodulador OQPSK foi medida em função da relação de energia de bit por densidade de ruído no sinal de entrada. Na Figura 5 é mostrada a taxa de erros de bits medida do demodulador utilizando o conversor A/D e BP/BB (linha tracejada) e a taxa de erros obtida quando a conversão para banda-básica é ideal (linha contínua). A curva teórica da probabilidade de erro de bits para um sistema OQPSK ideal é também indicada na Figura 5 [10]. Comparando as curvas que representam a taxa de erros de bits nos dois casos simulados, observa-se uma degradação da ordem de 2 dB no desempenho do demodulador quando se utiliza o conversor A/D e BP/BB. Essa degradação é aceitável quando se considera o ganho, em termos de custos, obtido da utilização do conversor, em lugar da realização da conversão em frequência com dispositivos analógicos.

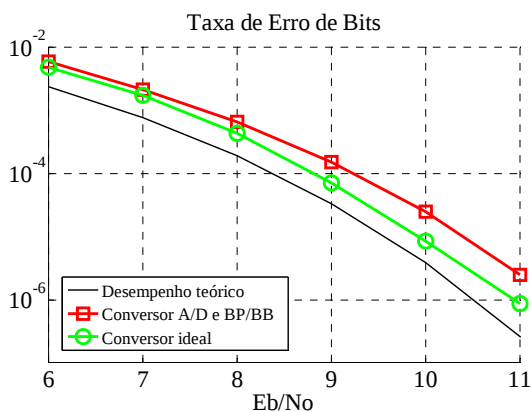


Figura 5. Desempenho do demodulador utilizando o conversor proposto e comparado com o conversor ideal.

V. CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

O conversor A/D e BP/BB proposto realiza a amostragem e a conversão para banda-básica simultânea a partir do sinal de FI, com pouca perda de desempenho e com baixo custo computacional. Todas as suas funções são implementadas por técnicas de processamento digital de sinais, a partir do estágio de FI, dispensando a utilização de componentes analógicos. Demonstrou-se também, através das análises realizadas, que a não utilização de filtros passa-baixas antes da decimação, embora produza sinais de ruído branco na saída, resulta em perda de desempenho. E por outro lado, o conversor utilizado, apesar de colorir o ruído, degradou o desempenho em menos de 0,5 dB para a condição de taxa de erro de bits igual a 10^{-5} .

As perspectivas de avanço deste trabalho abrangem o estudo de outras arquiteturas para conversor A/D e BP/BB, além de avaliar os impactos no desempenho do sistema decorrente da implementação do demodulador em componentes eletrônicos.

REFERENCES

- [1] CCSDS Report Concerning Space Data System Standards, *Bandwidth-efficient modulations summary of definition, implementation, and performance*. Informational report, CCSDS 413.0-G-2. GREEN BOOK, October 2009.
- [2] J. Nsenga, W. V. Thillo, A. Bourdoux, V. Ramon, F. Horlin e R. Lauwereins, "Spectral Regrowth Analysis of Band-limited Offset-QPSK". IEEE pages. 3593 – 3596, ICASSP 2008.
- [3] Gary J. Saulnier et al, "A VLSI Demodulator for Digital RF Network Applications: Theory and Results". IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. X. No. X. Oct 1990.
- [4] Dan P. Scholnik e Jeffrey O. Coleman, "Integrated I-Q Demodulation, Matched Filtering, and Symbol-Rate Sampling Using Minimum-Rate IF Sampling". Proc. Symposium on Personal Wireless Comm., Blacksburg, VA, June 1997.
- [5] Rodney G. Vaughan, Neil L. Scott e D. Rod White, "The Theory of Bandpass Sampling". IEEE Transactions on Signal Processing. Vol. 39, No. 9. Sep 1991.
- [6] H. Meyr, M. Moeneclaey, and S. Fechtel, *Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing*. JohnWiley & Sons, New York, NY, USA, 1997.
- [7] J. G. Proakis e M. Salehi, *Communication Systems Engineering*. 2nd edition, Prentice-Hall Inc, 2002.
- [8] M. Morelli e A. A. D'Amico, "Maximum Likelihood Timing and Carrier Synchronization in Burst-Mode Satellite Transmissions", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Volume 2007.
- [9] A. A. D'Amico, A. N. D'Andrea e U. Mengali, "Feedforward Joint Phase and Timing Estimation with OQPSK Modulation". IEEE Transactions on vehicular technology, vol. 48, N° 3, May 1999.
- [10] J. G. Proakis e M. Salehi, *Digital Communication*, Fifth edition. McGraw-Hill International Edition.
- [11] U. Mengali and A. N. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, Plenum Press, New York, NY, USA, 1997.