

Aquisição de frequência e fase para satélites do Sistema Brasileiro de Coleta de Dados

Hugo Rafael Gonçalves Cavalcante ¹
José Marcelo Lima Duarte ²

¹ Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN
Caixa Postal 59078-970 - Natal - RN, Brasil
hugorafaelgc@gmail.com

² Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE (CRN)
Caixa Postal 59076-740 - Natal - RN, Brasil
jmarcelo@crn.inpe.br

Abstract. This paper presents a low complexity fully digital frequency and phase acquisition system to decode signals from Brazilian Data Collecting System (SBCD) and ARGOS II. This system can be used in the development of a SBCD and ARGOS signal decoder with complexity low enough to be embedded aboard nanosatellites. Environmental data collecting system, as ARGOS and SBCD, are composed by a set of data collecting platforms (DCP) strategically distributed throughout geographical area of operation of their system. Each, DCP consists in one or more sensors, a data logger and a transmitter. A low-earth-orbit satellite establishes the link between platforms and receiving stations. Since the signal arriving on the satellite antenna is subject to Doppler shift and Doppler rate, a frequency and phase acquisition system with Doppler rate tracking capability is required to decode the DCP signals. The proposed system uses the minimum mean square error technique to estimate the Doppler shift and rate of a received signal in a short time. It is shown that, in cases of high signal-to-noise ratio, the proposed method can be implemented without the feedback loop usually required in frequency synchronization systems. This allow a shorter synchronization time. Performance measurement where done by simulate the system using as input a model of the SBCD signal in the worst case scenario, Doppler Rate of 120 Hz/s.

Palavras-chave: frequency synchronism, phase adjustment, digital satellite communications, sincronismo de frequência, ajuste de fase, comunicações digitais via satélite.

1. Introdução

O SBCD, iniciado em fevereiro de 1993 com o lançamento do primeiro satélite, é responsável pela coleta de dados ambientais brasileiros. Para esse monitoramento, estão espalhados pelo país plataformas de coletas de dados (PCDs) que tem a missão de reunir dados climáticos locais e transmiti-los a base receptora através de um enlace de satélite.

Esse artigo descreve um importante passo para o embarque de um sistema completo de decodificação de sinais do sistema brasileiro de coleta de dados (SBCD) a bordo de nanosatélites, o que significa um importante avanço na coleta desses sinais. É descrito um algoritmo para rápida aquisição de frequência e fase de sinais complexos, considerando os problemas encontrados nas transmissões via satélite, tal como as variações do efeito Doppler, e baixo SNR (*signal to noise ratio*).

1.1. Visão geral do sistema

A proposta do sistema para decodificação de PCDs, apresentado na Figura 1, é uma alternativa a ter diversos decodificadores de PCDs trabalhando continuamente em faixas de frequência distintas. Nesse contexto, o sistema é gerido por uma unidade capaz de verificar a presença de picos de potência no espectro de frequência em janelas temporais de 16 [ms], determinar a frequência dos picos e alocar um decodificador de PCD nessa frequência, até que o processo de decodificação seja concluído, ou que se detecte que o sinal não corresponde a uma PCD. O problema dessa técnica de detecção é que reduz o tempo máximo reservado para aquisição de sincronismo de frequência em até 32 [ms] (intervalo de duas janelas temporais). Este problema pode ser atenuado, até eliminado, introduzindo um atraso para o sinal antes do

seletor de canais. Entretanto, essa solução possui um custo elevado em memória de hardware para implementação do atraso.

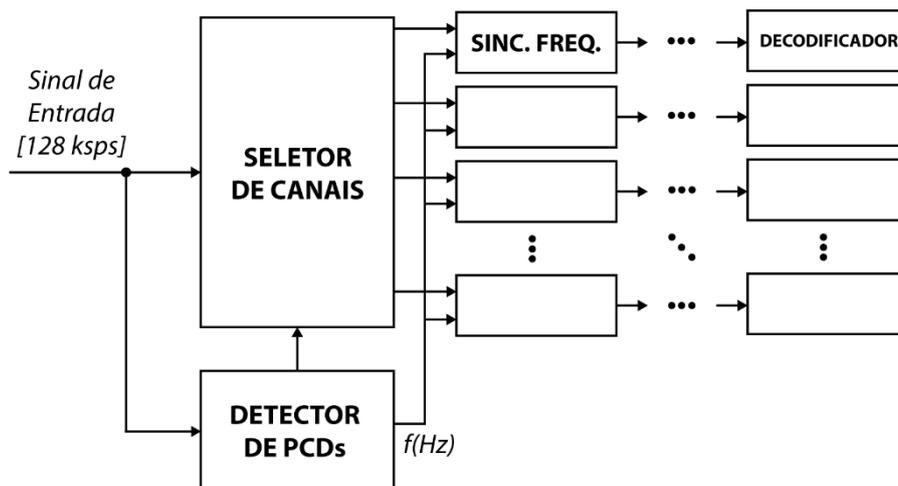


Figura 1. Visão geral do sistema de decodificação.

O sistema, apesar de apontar a frequência de transmissão de cada PCD detectada, trabalha dentro de uma margem de erro de ± 62.5 [Hz], o que não fornece precisão suficiente para demodulação desse sinal, exigindo um período de sincronismo com a portadora usada na transmissão do sinal de PCDs.

2. Metodologia de Trabalho

O estudo consistiu em um levantamento bibliográfico sobre os temas abordados, seguido do desenvolvimento de códigos de simulação para comprovar a teoria estudada. O estudo é baseado nos sinais de PCDs captadas por satélites de baixa órbita. Pela inviabilidade da coleta desses sinais diretamente nos satélites, é feito em simulações que visam verossimilidade aos sinais ali encontrados.

Todas as simulações do estudo foram desenvolvidas em ambiente computacional de alto nível, no *software* MATLAB.

3. Descrição do sinal das PCDs

O sinal das PCD se caracteriza por possuir uma taxa de transmissão de 400 bps com uma codificação biphas-L e modulação PSK (*Phase Shift Keying*) de $\pm \frac{\pi}{3}$ rad. O sinal tem duração máxima 920 ms, incluindo um período inicial de 160 ms em que a portadora é transmitida sem modulação. Sendo esse período dedicado a detecção do sinal e sincronismo de frequência. Em [2] é descrito um modelo para o sinal recebido pelos satélites do SBCD. Segundo esse modelo, o sinal das PCDs chegam no satélite na faixa de frequência de 401,635 MHz ± 30 kHz, totalizando 60 kHz de banda; e na faixa de potência de -108 a -126 dBm. O ruído é modelado como AWGN de -173 dBm/Hz. Assim, o caso crítico para relação P/N_0 (potência por densidade de ruído) é de 43,59 dBHz. O deslocamento doppler máximo é de 9 kHz, e a aceleração Doppler máxima é de 120 Hz/s. A função que representa a variação da frequência da portadora no tempo devido ao efeito Doppler é simplificada utilizando sua expansão na série de Taylor até a segunda ordem. Ou seja, a aceleração doppler é considerada constante durante o período de transmissão de uma PCD. Esta é uma aproximação satisfatória devido a curta duração das transmissões.

Neste trabalho, considera-se o sinal do modelo descrito em [2], sendo que convertido para banda base e com representação complexa -- frequência central em 0 Hz -- e amostrado numa taxa de 128 kSPS (*Samples per Second* - Amostras por Segundo).

Assim, o sinal de uma única PCD é representada como sendo

$$s[k] = A \cdot \exp\left(j\left(\theta_s[k] + \frac{\pi}{3}m[k]\right)\right) + n[k] \quad (1)$$

em que, A^2 é potência do sinal, $\theta_c[k]$ é o sinal de fase da portadora, $m[k]$ é o sinal modulador, com média zero, e $n[k]$ é o ruído AWGN com variância σ^2 .

O sinal de fase θ_c da portadora, por sua vez, é expresso como

$$\theta_s[k] = \theta_0 + \omega_D k + \frac{\dot{\omega}_D}{2!} k^2 \quad (2)$$

em que, θ_0 é a fase inicial, ω_D é o deslocamento Doppler e $\dot{\omega}_D$ é a aceleração Doppler.

4. O sincronismo de frequência

O objetivo do sincronismo de frequência é estimar os valores de deslocamento e aceleração Doppler, vistos na equação (1), para demodular o sinal da PCD.

4.1. O estimador de primeira ordem

Em [1] é descrito um algoritmo de estimação dos termos de primeira e segunda ordem que compõem a equação (2) com base no método do erro quadrático médio mínimo. No estimador de primeira ordem, considera-se apenas a influência do deslocamento Doppler. A solução para esse estimador é então dada por:

$$\tilde{\omega}_D = \lambda_N \sum_{k=1}^N (2k - N - 1) \hat{\theta}_s[k] \quad (3)$$

Onde,

$$\lambda_N = \frac{6}{N(N+1)(N-1)} \quad (4)$$

A fase estimada nesse modelo é encontrada pela equação (5). Na busca pela solução mais simples, esse estimador foi posto à prova.

$$\tilde{\theta}_s[k+1] = \tilde{\theta}_s[k] + \tilde{\omega}_D[k] \quad (5)$$

4.2. O estimador de segunda ordem

Duas propostas mais foram testadas. A primeira, ilustrada na Figura 2, trabalha com execução da estimação de frequência em um único ciclo. Os testes realizados apontaram resultados de bastante precisão na estimação dos valores encontrados para frequência e aceleração, o que possibilitaria essa sugestão. A segunda proposta implica em um sistema com realimentação e funcionamento contínuo que visa garantir a manutenção do sincronismo do sistema, mesmo diante das adversidades encontradas no enlace. Também com base no método do erro quadrado médio mínimo, a solução encontrada para os termos da equação (2) é dada por:

$$\tilde{\omega}_D = \alpha_N \sum_{k=1}^N \left[\frac{\beta_N}{15} k - \frac{(2N+1)\gamma_N}{10} - (N+1)k^2 \right] \hat{\theta}_s[k] \quad (6)$$

$$\tilde{\omega}_D = 2\alpha_N \sum_{k=1}^N \left[k^2 - (N+1)k + \frac{\gamma_N}{6} \right] \hat{\theta}_s[k] \quad (7)$$

Onde,

$$\alpha_N = \frac{180}{N(N+1)(N-1)(N+2)(N-2)} \quad (8)$$

$$\beta_N = (2N+1)(8N+11) \quad (9)$$

$$\gamma_N = (N+1)(N+2) \quad (10)$$

Este algoritmo sofreu modificações do proposto em [1], já que o adaptamos para buscar uma estimação com base na frequência residual do sincronismo, corrigindo os valores impostos ao NCO sempre que surge uma mudança de fase.

Ambos os modelos recebem do sistema de detecção a confirmação da presença de uma PCD em determinada faixa frequencial com um erro já apresentado. O Modelo A inicia a busca de sincronismo com a filtragem de um sinal já deslocado para uma faixa de frequência que corresponde ao erro do detector, seguida de uma decimação, com razão de $M = 80$, para em uma considerável diminuição da quantidade de informações processadas, o que se mostra benéfico para sistema. Pelas equações (6) e (7) encontram-se os valores de ω_D e $\dot{\omega}_D$, que correspondem respectivamente aos valores de frequência de deslocamento Doppler e aceleração Doppler.

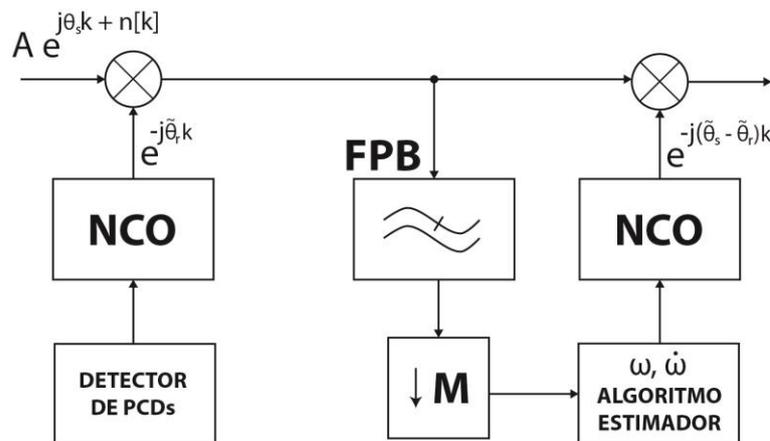


Figura 2. Diagrama de blocos do estimador sem realimentação (Modelo A).

O Modelo B (Figura 3) se difere principalmente pela realimentação existente, e pela presença de apenas um NCO, sendo a frequência obtida pelo detector ajustada como condição inicial. Assim, o sistema se caracteriza por um ajuste contínuo a cada N amostras que saem do decimador.

O filtro passa-baixas desenvolvido para ambos os modelos possui uma banda passante que limita apenas a passagem do sinal de portadora acrescido do erro encontrado pelo detector. Assim, definiu-se um filtro FIR (*Finite Impulse Response*) com decimação em três estágios, banda de 100 [Hz] e ordem 55. O projeto do filtro é um ponto importante a ser considerado no problema já que define o atraso por grupo de amostras que esse filtro causa ao

sistema. Assim, se define a quantidade de amostras necessárias para estimação como sendo $N + N_{atr}$, onde N_{atr} são as amostras atrasadas que serão descartadas no processo.

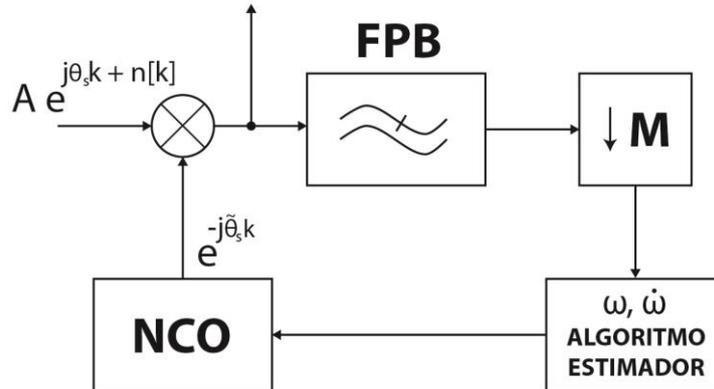


Figura 3. Diagrama de blocos do sistema de aquisição de frequências (Modelo B).

5. Aquisição de fase

O resultado do sincronismo de frequência ainda apresenta um erro de fase constante que precisa ser estimado e corrigido. Uma vez corrigido o erro de fase, o resultado é um sinal complexo onde apenas a parte imaginária carrega as informações da mensagem.

$$\hat{\phi} = \frac{1}{N_f} \sum_{i=N-N_f}^N \theta_s[i] \quad (11)$$

A estimação de fase trabalha em um passo intermediário entre o estimador de frequência e o NCO, regulando a fase do sinal na saída do NCO, pela fase obtida com equação (11). No problema, (N_f) foi definido como 3 [amostras]. A realização da média de fases deste grupo de amostras residuais é importante para compensar a variação de fase decorrente do ruído.

6. Resultados e Discussão

A inviabilidade do uso de uma representação de primeira ordem foi posta à prova, para confirmar a real influência da aceleração Doppler no problema.

Os resultados obtidos pelo estimador de primeira ordem não mostraram ser suficientes para a aquisição da frequência, sendo o estimador de segunda ordem mais fiel ao problema, com pouco aumento do gasto computacional.

A Figura 4 exibe a rápida perda do sincronismo para um sinal de portadora de frequência 30 Hz e aceleração de 120 Hz/s, sem ruído inserido. A solução para esse caso é o uso do termo de segunda ordem, que visa garantir o sincronismo, mesmo na existência de termos de ordens superiores, já que os sinais de PCD possuem curtas durações, o que leva a baixas variações do termo quadrático.

Os resultados obtidos para simulações com ou sem realimentação, a priori, se mostraram capazes de realizar a tarefa de sincronismo para casos com altas relações sinal-ruído (SNR, em inglês), onde a primeira estimação é suficiente e nenhuma manutenção é requerida.

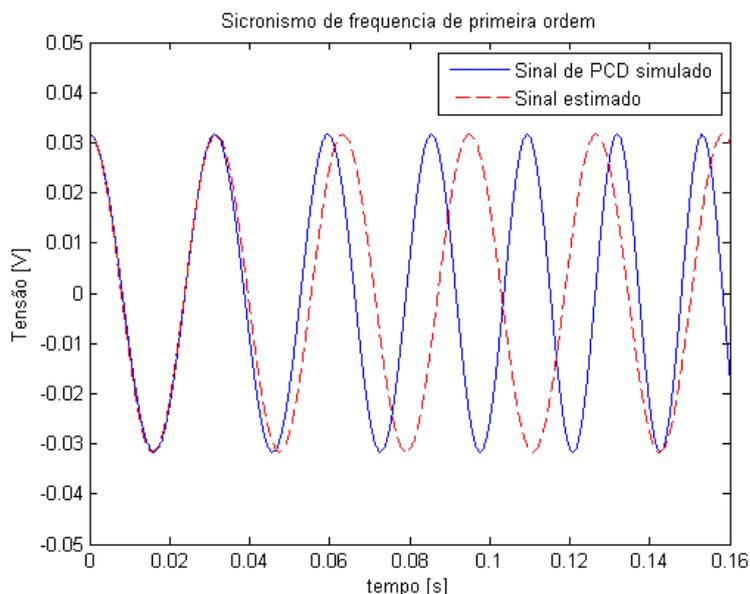


Figura 4. Sincronismo de frequência de uma PCD simulada através de um estimador de primeira ordem.

A Figura 5 mostra o resultado do processo de sincronismo executado pelo Modelo A, sendo os 32 [ms] iniciais do tempo de portadora pura, reservados para o processo de detecção. O sincronismo foi obtido em 93 [ms], tempo inferior aos 160 [ms] destinados ao sincronismo. Aproximando-se de um modelo mais real de representação de um sinal de PCD, executaram-se testes com sinais complexos de segunda ordem imersos em ruído gaussiano branco aditivo, e assim se observa as vantagens do uso do Modelo B.

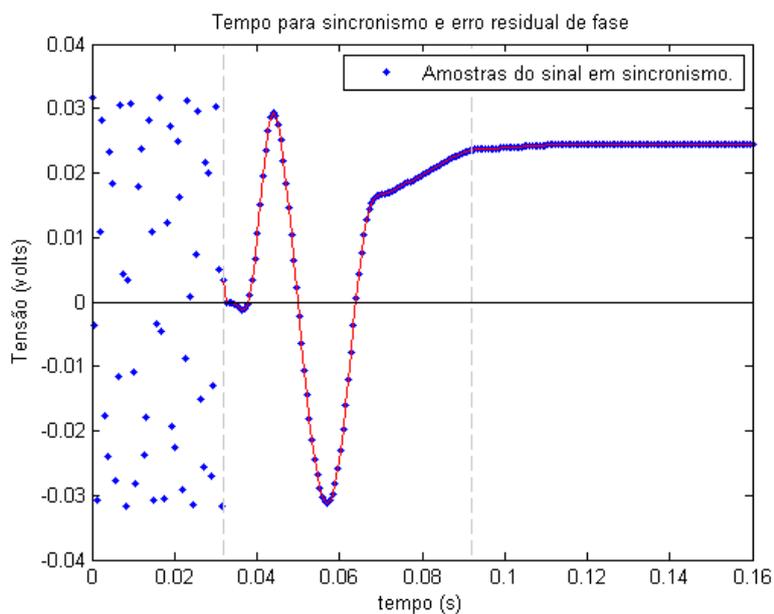


Figura 5. Representação do tempo gasto na detecção [32ms] e processo de aquisição de frequência.

A Figura 6 exibe não mais somente o período de sincronismo, como também o período total máximo de transmissão de uma PCD, onde se observa a manutenção do valor de frequência estimado pelo Modelo B, enquanto há uma considerável variação de fase por parte do Modelo A.

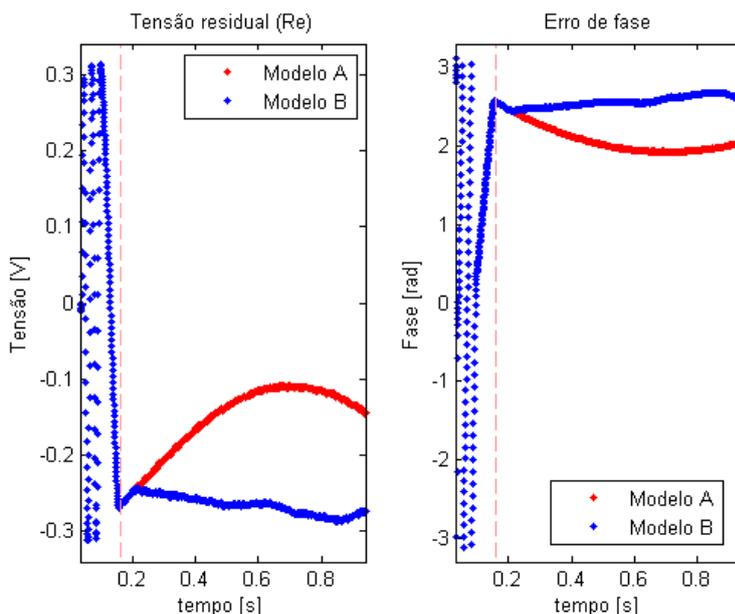


Figura 6. Sincronismo de frequência com o Modelo A (vermelho) e Modelo B (azul).

Os resultados apontam uma variação de fase de aproximadamente 28 [graus] para o caso simulado (Figura 6).

Por fim, se executaram testes do sistema completo, onde se inclui o estimador de fase, e ajusta-se θ_s com base na fase \emptyset calculada.

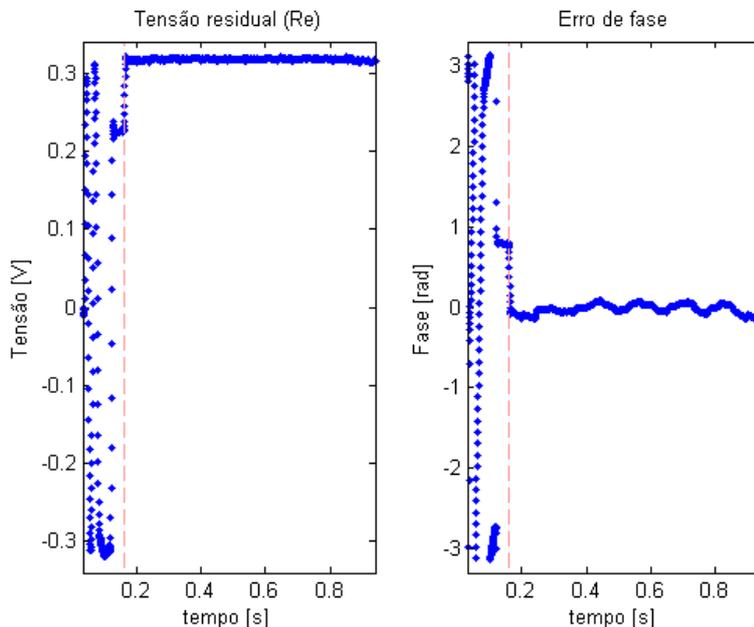


Figura 7. Sincronismo de frequência e fase (Modelo B).

O algoritmo proposto apresentou, para esta simulação, uma variação de fase de até ± 5.7296 [graus], e uma fase média de 0.3724 [graus]. Estes valores representam um erro de $\pm 0.5\%$ no nível de quantização dos *bits* da informação que carrega a portadora. A ação do filtro FIR insere um atraso na correção de fase e isso tende a deixar o sistema mais lento. Para a simulação deste último caso (Figura 7), o tempo de sincronismo foi de 160 [ms], sendo possível ajustes para valores menores em detrimento da qualidade do resultado final.

7. Conclusões

O modelo sem recursão só mostrou bons desempenhos para altas SNR, o que garantiria precisas estimações do erro de frequência dada pelo detector e da aceleração Doppler presente. Dessa forma, o padrão de segunda ordem com recursão apresentou resultados bastante aceitáveis para ambientes de alto dinamismo, como é o caso dos satélites de baixa órbita. Com esse método é garantido maior velocidade na estimação de frequência da portadora e estabilidade de sincronismo ao longo da transmissão.

As simulações servem como modelo de base para a implementação de um modelo de engenharia totalmente embarcado, que pode vir a ser desenvolvido em plataformas de hardware como FPGAs (*Field Programmable Gate Array*), e/ou de software, como DSP (*Digital Signal Processing*). Uma vez que o sistema esteja completo, será possível analisar qual plataforma ofereceria maior viabilidade de execução desses algoritmos.

8. Agradecimentos

O autor agradece primeiramente ao INPE por todo o suporte dado para realização do estudo, e reconhece o apoio financeiro prestado pelo CNPq que possibilitou a realização da pesquisa.

9. Citações e Referências

[1] Su, Y.T.; Wu, R.C. **Frequency Acquisition and Tracking in High Dynamic Environments**. IEEE Transactions on Vehicular Technology, v. 49, n. 6, November 2000.

[2] Rae, J.C.P. **Detector de Sinais para os Satélites do Sistema Brasileiro de Coleta de Dados usando Análise Espectral Digital**. 2005. 121 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação) – Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.

[3] FRANKS, L. E.. **Carrier and Bit Synchronozation in Data Communication** – A Tutorial Review. IEEE Transactions on Communications, vol. com-2b, n. 8, August 1989.

[4] ABOUTANIOS, E.; REISENFELD, S. **Frequency Estimation and Tracking for Low Earth Orbit Satellites**. 2007. Cooperative Research Centre for Satellite Systems. Australia. 2001. IEEE.

[5] Su, Y.T.; Wu, R.C. **Frequency Acquisition and Tracking for Mobile Leo Satellite Communications**. Department of Communication Engineering. National Chiao Tung University. 1999. IEEE.