

Processador SAR compacto baseado em FPGA para monitoramento em tempo real

José Claudio Mura¹
Fabio Furlan Gama¹
Leonardo Sant'Anna Bins¹
Denys Geraldo Tanos Jorge²
Fernando Gustavo Silveira²

¹ Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE
Caixa Postal 515 - 12227-010 - São José dos Campos - SP, Brasil
{mura, fabio, leonardo}@dpi.inpe.br

² Orbisat da Amazônia Industria e Aerolevantamento S. A.
Av. Shishima Hifumi, 2911- sala 404, Parque Tecnológico, São José dos Campos - SP, Brasil
{denys.tanos, fernando.silveira}@orbisat.com.br

Abstract. This paper describes the methodology used to process SAR data in real time based on FPGA (Field-Programmable Gate Array) device. A FPGA is an integrated circuit designed to be configured by the customer or designer after manufacturing. The FPGA devices allows the integration of the SAR processor components providing a very efficient and fast processing time. This SAR processor was integrated with the Orbisat radar system (OrbiSAR) for X band data, but it can adapt for C, L and P band data as well. The real time SAR images are very useful for oil spill detection, monitoring of flooded area, detection of recent deforestation, identification of clandestine airstrips and others applications.

Palavras-chave: processamento, SAR, FPGA, tempo real, monitoramento

1 - Introdução

A geração de imagens SAR é caracterizada por um intensivo processamento dos dados brutos, que demandam tempo e recursos computacionais. A nova geração de FPGA tem fornecido estes recursos com capacidade cada vez maior, de maneira integrada e rápida. A utilização deste recursos de alto desempenho vem de encontro com as demandas do processamento SAR. A necessidade de informações em um tempo menor possível sobre processos de desastres naturais e seu impacto motivou o desenvolvimento deste processador SAR, para que se tenha ainda durante o vôo informações valiosas, tais como: a detecção de derramamento de óleo, monitoramento de áreas alagadas, a detecção de áreas recém desmatadas, processos de deslizamento de encostas, identificação de pistas clandestinas, entre outros. O processador SAR desenvolvido foi incorporado ao sistema radar OrbiSAR da empresa Orbisat da Amazônia Industria e Aerolevantamento S. A., onde foram realizados testes com a banda X deste sistema, para a geração de imagens de alta resolução em tempo real.

2 – Caracterização do sinal SAR

Um Sistema SAR é baseado em um radar de visada lateral, com coerência temporal de pulso para pulso, com uma frequência de repetição de pulso (Pulse Repetition Frequency-PRF) da ordem de 1 KHz. A discriminação na direção perpendicular ao vôo (“range”) é obtida através de um pulso estreito, de duração T_p , modulado linearmente em frequência, com um alto produto (tempo)×(largura de banda), $T_p \times B_r$. O sinal transmitido é conhecido como “chirp”, modulado linearmente em frequência, podendo ser representado pela seguinte equação:

$$s(\tau) = A \cos(2\pi f_0 \tau + \pi K_r \tau^2) \quad (2.1)$$

onde τ é o tempo radial, definido no intervalo $T_p/2 \leq \tau < T_p/2$, f_0 é a frequência central da onda portadora, K_r é a taxa de variação linear de frequência e $\pi K_r \tau^2$ é a fase quadrática do sinal.

A alta resolução da Imagem SAR na direção de azimute, é conseguida através da técnica conhecida por Abertura Sintética. Utiliza-se como modelo, o comportamento de um alvo pontual P_0 , ilustrado na Figura 1, desde a sua entrada no campo visual da antena, no instante t_e , até sua saída no instante t_s . Durante o intervalo de tempo $(t_s - t_e)$ a plataforma se desloca $V \cdot (t_s - t_e)$ metros, este deslocamento é conhecido como o comprimento da “Abertura Sintética”.

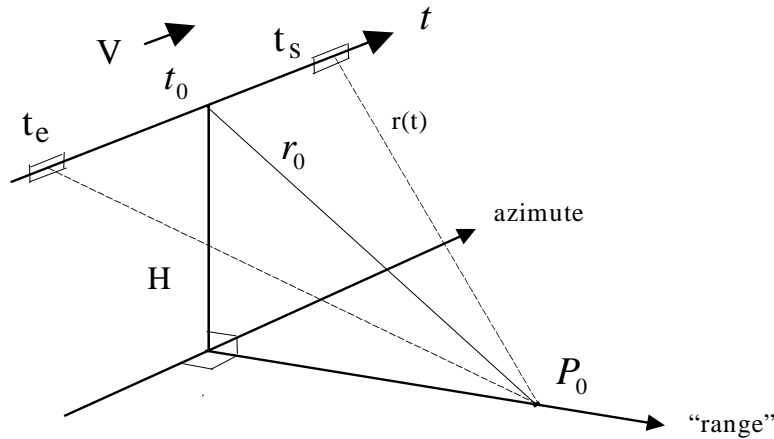


Figura 1 Ilustração do intervalo da abertura sintética

A variação de distância $r(t)$ pode ser calculada pelo Teorema de Pitágoras e pode ser simplificada por expansão em série de Taylor, truncando os termos acima de 2a. ordem, fornecendo uma aproximação parabólica para $r(t)$, segundo a equação:

$$r(t) = \sqrt{r_0^2 + (Vt)^2} \approx r_0 + \frac{(Vt)^2}{2r_0} \quad (2.2)$$

Supondo-se que o radar emita um pulso, com as características da equação 2.1, de envoltória complexa $a(t, \tau)$, onde o tempo t define a localização da plataforma, τ o tempo radial, τ_0 o tempo com origem no ponto central do pulso na instante da transmissão, o sinal demodulado banda base recebido do ponto P_0 , de refletividade complexa $\sigma(t_0, r_0)$, para uma moderada abertura sintética e pequeno ângulo de “squint”, pode ser representado pela equação 2.3, segundo Cumming e Wong (2005):

$$g(\tau, t, \tau_0, t_0) = \sigma(t_0, r_0) w_r(\tau - \tau_d) w_a\left(\frac{t - t_0}{L}\right) \exp\left\{-j \frac{4\pi r_0}{c}\right\} \exp\{-j \pi K_a t^2\} \exp\{j \pi K_r [\tau - \tau_d]^2\} \quad (2.3)$$

onde w_r representa o diagrama da janela de tempo do “chirp”, w_a representa o diagrama de irradiação da antena na direção de azimute, para uma antena de comprimento físico L , K_r representa a taxa de variação de frequência do “chirp”, K_a representa a taxa de variação linear de frequência Doppler na direção de azimute, dada por

$$K_a \approx \frac{2V^2}{\lambda r_0} \quad (2.4)$$

e $\tau_d = \frac{2r(t)}{c}$ representa o atraso de ida e volta do sinal recebido.

O sinal representado pela equação 2.3 tem características de um sinal modulado linearmente em frequência (FM) na direção de “range”, através da fase quadrática do termo $\exp\{j\pi K_r [\tau - 2r(t)/c]^2\}$, possui também as mesmas características de um sinal FM na direção de azimute, representado pela fase quadrática do termo $\exp\{-j\pi K_a t^2\}$. Estas características são exploradas no processo de focalização para a geração da imagem SAR.

3 - Processador range-Doppler

O processador SAR leva em conta as linearidades deste sistema, com isto, os dados brutos pode ser processados separadamente na direção de “range” e na direção de azimute, através da utilização de filtros casados. Por razão de eficiência, estes filtros são implementados no domínio da frequência em ambas as direções.

O algoritmo é chamado de range-Doppler porque a correção da migração em “range” (Range Cell Migration Correction - RCMC) e feita neste domínio. A energia provenientes dos alvos de mesma distancia, mas separados em azimute, são transformados para uma mesma localização em azimute no domínio da frequência. Portanto, corrigindo-se a trajetória de um alvo neste domínio, corrige-se uma família de trajetórias de alvos que tenham a mesma distancia em “range”.

3.1 - Compressão em “range”

O dados recebidos e demodulados na banda base, para cada linha de dados bruto, pode ser representada pela equação 3.1, segundo Cumming e Wong (2005):

$$g(\tau, t, \tau_0, t_0) = \sigma(t_0, r_0) w_r \left(\tau - \frac{2r(t)}{c} \right) w_a \left(\frac{t - t_0}{L} \right) \exp \left\{ -j \frac{4\pi f_0 r(t)}{c} \right\} \exp \left\{ j\pi K_r \left[\tau - \frac{2r(t)}{c} \right]^2 \right\} \quad (3.1)$$

A focalização dos dados na direção de “range” é realizada através da utilização de filtros casados no domínio da frequência, em cada linha de dados brutos. Este processamento consiste primeiramente em obter a função de referencia em “range”, que é a replica do sinal transmitido, “chirp”, convertido no domínio da frequência através de FFT. Multiplica-se esta função pelos dados no domínio da frequência e converte o resultado para o domínio do tempo, através de IFFT. Como o sinais são modulados linearmente em frequência as FFTs são calculadas baseadas no principio da fase estacionaria, Franceschetti e Lanari (2000). O resultando de cada linha comprimida em “range” pode ser representado pela equação:

$$g_{rc}(\tau, t, \tau_0, t_0) = \sigma(t_0, r_0) p_r \left[\tau - \frac{2r(t)}{c} \right] w_a \left(\frac{t - t_0}{L} \right) \exp \left\{ -j \frac{4\pi f_0 r(t)}{c} \right\} \quad (3.2)$$

onde $p_r[\tau - 2r(t)/c]$ é a função que representa os dados comprimido em “range”, do tipo sinc (sen(x)/x).

3.2 – Espectro no domínio range-Doppler

Com a finalidade de facilitar a correção da migração da célula de resolução em “range” (RCMC), os dados comprimidos em “range” são colocados no domínio da frequência na

direção azimutal através de FFT, aplicando o princípio da fase estacionária. Ignorando a constante multiplicativa, o sinal no domínio range-Doppler pode ser representado pela equação 3.3, segundo Cumming e Wong (2005):

$$G(\tau, f_\eta, \tau_0, f_{\eta_0}) = p_r \left[\tau - \frac{2R_{rd}(f_\eta)}{c} \right] W_a(f_\eta - f_{\eta_0}) \exp \left\{ -j \frac{4\pi r_0}{c} \right\} \exp \{ j\theta_{rd} \} \quad (3.3)$$

$$\text{onde} \quad \theta_{rd} \approx \pi f_\eta^2 / K_a \quad (3.4)$$

representa a fase em azimute no domínio range-Doppler, que é quadrática, característica de sinal modulado linearmente em frequência. O termo R_{rd} é dado por,

$$R_{rd}(f_\eta) \approx \frac{\lambda^2 r_0}{8V^2} f_\eta^2 \quad (3.5)$$

e representa a migração em “range” neste domínio, que é parabólica em f_η .

3.3 – Compressão em azimute

Em uma etapa anterior a compressão em azimute, realiza-se a correção da migração em “range”, baseada na interpolação dos dados nesta direção. Nota-se na equação 3.5 que esta correção é dependente da distância r_0 bem como da frequência Doppler f_η .

Considerando que RCM tenha sido corrigido com eficiência, a equação 4.2 pode-se ser representada por:

$$G(\tau, f_\eta, \tau_0, f_{\eta_0}) = p_r \left[\tau - \frac{2r_0}{c} \right] W_a(f_\eta - f_{\eta_0}) \exp \left\{ -j \frac{4\pi r_0}{c} \right\} \exp \{ j\theta_{rd} \} \quad (3.6)$$

resultando em p_r independente da frequência Doppler f_η .

A compressão em azimute consiste primeiramente em gerar a função de referência em azimute baseada na fase θ_{rd} , da equação 3.4. Como K_a depende da distância r_0 , segundo a equação 2.4, cria-se uma família de funções para cobrir todo o intervalo de variação de r_0 . Para um dado r_0 a função de referência do filtro casado no domínio da frequência pode ser representado por:

$$H_{az}(f_\eta) = \exp \left(-j\pi f_\eta^2 / K_a \right) \quad (3.7)$$

Multiplicando-se esta função de referência pelo correspondente dados no domínio range-Doppler (equação 3.6), ou seja, de r_0 equivalente, tem-se o sinal comprimido em azimute, que pode ser representado pela equação:

$$s_{ac}(\tau, t, \tau_0, t_0) = p_r \left[\tau - \frac{2r_0}{c} \right] p_a(t) \exp \left\{ -j \frac{4\pi f_0 r_0}{c} \right\} \exp \{ j2\pi f_{\eta_c} t \} \quad (3.8)$$

onde p_a representa a amplitude da resposta a impulso em azimute, do tipo sinc, similar a p_r . O alvo comprimido em “range” e azimute está posicionado no tempo radial $\tau = 2r_0/c$ e no tempo azimutal $t=0$. A primeira componente de fase está relacionada a posição r_0 em “range”, a segunda está relacionada a frequência Doppler central f_{η_c} .

4 – Processador SAR compacto

O diagrama em blocos básico do processador SAR range-Doppler implementado esta representado na Figura 2.

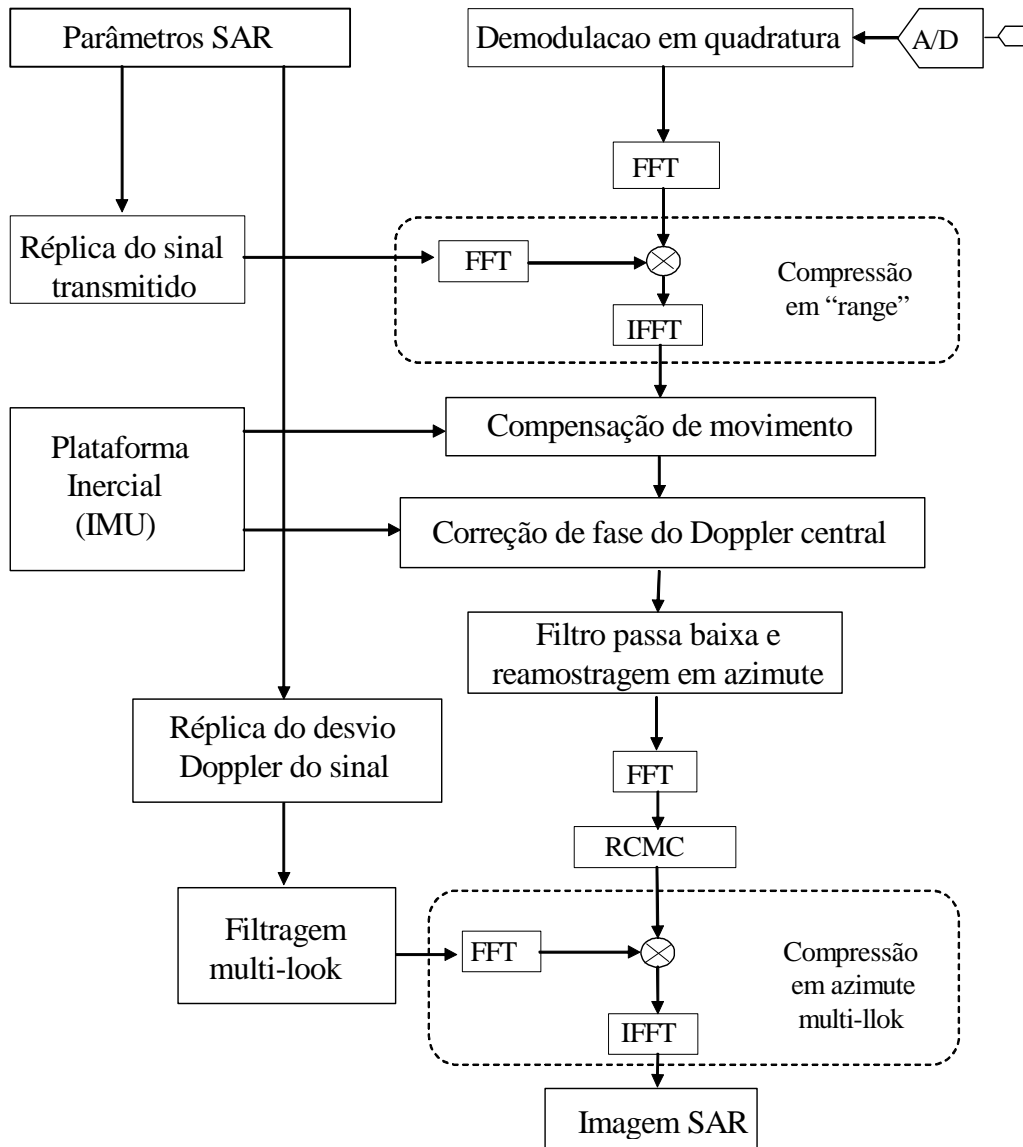


Figura 2. Diagrama em blocos do processador SAR range-Doppler

4.1 – Compensação de movimento da plataforma

As perturbações no movimento da plataforma de sua trajetória ideal são medidas através dos dados dos acelerômetros e giroscópios da unidade de navegação inercial (Inertial Motion Unit- IMU). Os dados da posição real da plataforma são fornecidos através das coordenadas cartesianas do centro de fase da antena. Assumindo o conhecimento das coordenadas cartesianas da trajetória ideal, é possível calcular o deslocamento da plataforma em relação a linha de visada do radar (line of sight – LOS). A Figura 3 ilustra a projeção dos deslocamentos em relação a linha de visada.

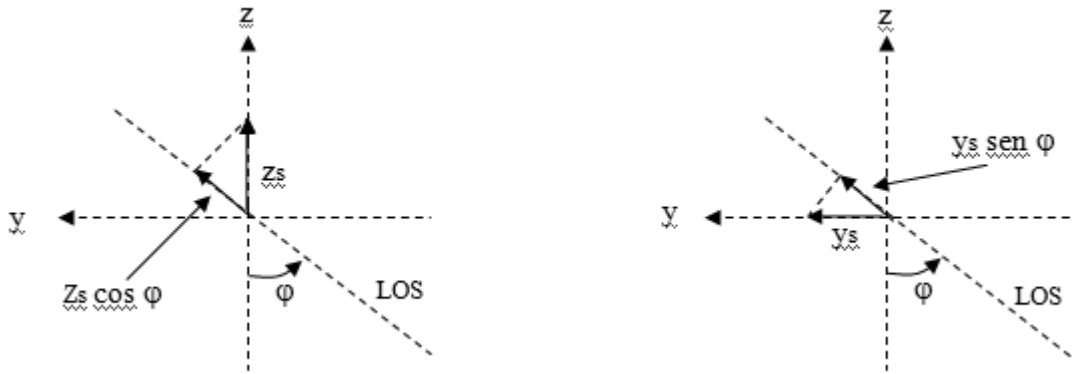


Figura 3. Projeção do deslocamento da plataforma em relação a linha de visada em z e y

O deslocamento em relação a linha de visada (LOS) é dado pela equação:

$$r_{los} = y_s \text{sen}(\varphi) + z_s \text{cos}(\varphi) \quad (4.1)$$

No diagrama da Figura 2, a compensação de movimento, corrige a variação na linha de visada, os dados são deslocados na direção de “range”, proporcionalmente aos valores de r_{los} , e suas fases corrigidas segundo a equação:

$$p_{los} = \exp(j4\pi r_{los} / \lambda) \quad (4.2)$$

4.2 – Correção da frequência Doppler central

A unidade de navegação fornece também os ângulos de “roll”, “pitch” e “yaw” da plataforma. A variação do ângulo de “yaw” é o maior responsável pela variação da frequência Doppler central, de onde se obtém o ângulo de “squint” e a correspondente frequência Doppler central. Desprezando a curvatura da Terra, estas variáveis são dadas pelas seguintes equações, Cumming e Wong (2005):

$$\theta_{sq} = \text{arctg} \left\{ \left[\tan g(\theta_{yaw}) \right] \frac{\sqrt{r_0^2 - H^2}}{r_0} \right\} \quad (\text{ângulo de “squint”}) \quad (4.3)$$

$$f_{dc} = 2V \theta_{sq} / \lambda \quad (\text{frequência Doppler central}) \quad (4.4)$$

No diagrama da Figura 2, na correção de fase do Doppler central, os dados comprimidos em range e compensados para a trajetória ideal, tem suas fases corrigidas, baseadas em f_{dc} , para que sejam levados para frequência Doppler central igual a zero. Como f_{dc} depende de θ_{sq} , que por sua vez depende de r_0 , utiliza-se o r_0 do centro da faixa imageada.

4.3 – Filtragem e reamostragem dos dados em azimuth

Nos sistemas SAR normalmente a PRF do radar é bem maior que a largura de banda Doppler necessária para a resolução desejada. No diagrama da Figura 2, a filtragem passa baixa é realizada através do uso de media móvel de janela triangular, seguida da reamostragem desejada.

4.4 – Compressão em azimute multi-look

A compressão em azimute consiste primeiramente em gerar as funções de referência para cada trecho da visada (“look”), baseada na história de fase na direção de azimute. Os dados no domínio range-Doppler são convolucionados com as funções de referências dos “looks”, gerando as várias imagens correspondentes a cada “look”. A imagem final é igual a média resultante dos imagens em amplitude de cada “look”.

5– Implementação do Processador SAR compacto

A implementação do processador foi realizada em uma FPGA Xilinx® XC5VSX55 em uma placa com interface elétrica padrão PCI Mezzanine Card IEEE 1386.1 (PMC) da Pentek® modelo 7142. Devido a limitação da capacidade da FPGA, parte do processamento, como a correção da migração em “range” (RCMC) e a compressão em azimute, é realizada em uma placa “motherboard” com duas CPUs e barramento do tipo CompactPCI. A Figura 4 ilustra os componentes principais integrados ao radar OrbiSAR para processamento em tempo real. Os softwares de controle do processamento e de comunicação por TCP-IP foram desenvolvidos na linguagem C++ e são executados no sistema operacional Linux.

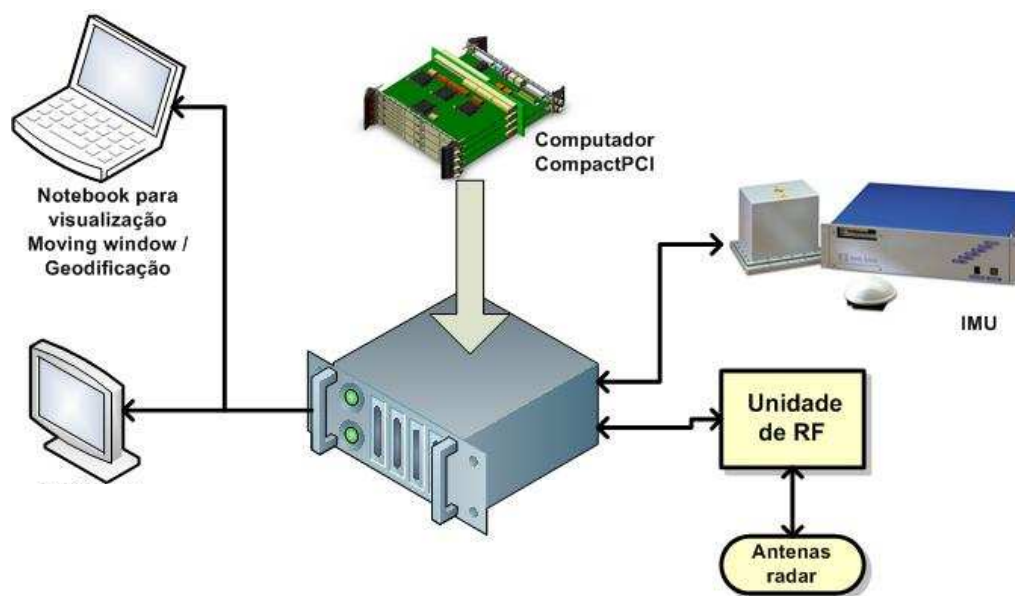


Figura 4. Componentes que compõem o radar OrbiSAR com processador em tempo real

6 – Resultados

O Processador SAR compacto foi testado em conjunto com o sistema radar da empresa ORBISAT, o OrbiSAR-1, na banda X, gerando imagens em tempo real com resolução espacial da ordem de 3 metros em alcance e em azimute, para as configurações de voo adotadas, altura de 5000 m e largura de faixa imageada de 7 km. A Figura 5 ilustra a imagem na unidade de visualização, instalada em um computador do tipo “notebook”, conectado ao sistema radar via TCP-IP.



Figura 5. Unidade de visualização de imagens – Exemplo de imagem na banda X com resolução espacial de 3 metros de uma área as margens do rio Tapajós.

7 - Conclusão

O processador SAR de imagens SAR compacto atendeu plenamente os objetivos iniciais, conseguindo gerar imagens de boa qualidade, atendendo os requisitos necessários para monitoramento em tempo real. Futuros melhoramentos serão realizados no sentido de colocar todo o processamento em FPGAs de maior capacidade, com isso, possibilitando a obtenção de imagens de maior resolução espacial, de maior largura de faixa imageada, bem como a adaptação para o processamento nas bandas C, L e P e dados polarimétricos.

8 - Agradecimentos

Os autores agradecem o suporte financeiro fornecido pela FINEP para o desenvolvimento do processador SAR em tempo real, cujo título e número foram registrados como: Projeto PROSAR/FINEP no. 01.06.0953.00.

9 - Referências

Cumming, I. G., Wong, F. H., "Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data", Artech House, Boston (2005).

Franceschetti, G., Lanari, R.; Synthetic Aperture Radar Processing, CRC Press, London (1999).