



# HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	SAR画像再生処理のレンジ圧縮における離散カルマンフィルタの特性
Author(s)	内山, 靖之; Uchiyama, Yasuyuki; 白川, 智昭 他
Citation	北海道大學工學部研究報告, 153, 57-63
Issue Date	1990-11-29
Doc URL	<a href="https://hdl.handle.net/2115/42267">https://hdl.handle.net/2115/42267</a>
Type	departmental bulletin paper
File Information	153_57-64.pdf



## SAR 画像再生処理のレンジ圧縮における 離散カルマンフィルタの特性

内山 靖之 白川 智昭  
北島 秀夫 小川 吉彦

(平成 2 年 8 月 31 日受理)

### Discrete Kalman Filter for Range Compression in SAR Image Processing

Yasuyuki UCHIYAMA, Tomoaki SHIRAKAWA,  
Hideo KITAJIMA and Yoshihiko OGAWA

(Received August 31, 1990)

#### Abstract

Range compression is conventionally implemented by a matched filter in image processing for a synthetic aperture radar. This paper proposes a kalman filter for iteratively processing the data in the time domain. An SAR received signal model is modified to yield a recursive estimator for range compression. Computer simulation indicates the proposed method that has an advantage over the conventional method.

#### 1. ま え が き

合成開口レーダ (Synthetic Aperture Radar; SAR) は映像レーダであり, その特徴はレンジ, アジマス方向とも数 m~数十 m オーダの高い分解能を持つこと, さらにマイクロ波を用いる能動型のレーダのため天候, 昼夜の区別なく観測可能であることがあげられる。しかし, 受信データはレーダホログラムであるので画像再生処理を必要し, ある程度確立した方法があるものの分解能, 処理速度等の点で課題を抱えている。

初期のころは, 光学レーザを用いてリアルタイムに処理できる方法が採られてきた。一方, コンピュータによるデジタル処理は, 精度, 融通性, 補正等の点で優れているが, 演算量が非常に多いため処理速度に問題があった。しかし, 近年のスーパーコンピュータの性能向上などにより処理時間の短縮が計れるようになり, 現在はデジタル処理が主流と思われる。

デジタル画像再生処理は, 原理的にはレンジ圧縮, アジマス圧縮ともデータと参照関数の 1 次元相関演算を行うことであり, C. Wu らによって周波数領域に変換して演算する方法が提案されている。<sup>(1), (2)</sup> この整合フィルタによる方法は, 2 度の変換 (フーリエ変換と逆変換) を行うにもかかわらず, データ点数が非常に多いときに有効な方法で, 時間領域で相関演算を行うときより高速に処理できることが報告されている。<sup>(3)</sup>

しかし、周波数領域でのフィルタリングはフーリエ変換した参照関数を乗算するだけなので、圧縮処理の大部分はフーリエ変換に占められている。膨大なデータ点数をフーリエ変換する場合には、Overlap Save 法など、多少効率よく行う方法はあるが、フーリエ変換を用いている限り処理速度を上げるためにはフーリエ変換の高速化に依存することになる。

本稿では、特にレンジ圧縮への新しいアプローチとしてカルマンフィルタを導入し、時間領域で逐次的に処理する方法を提案する。さらに、シミュレーションにより本方法の有望性を示す。

## 2. SAR の受信信号

SAR の受信系として直交座標系を考え、図 1 に示す。地表面は  $x$ - $y$  平面で、地表からの高度を  $z$  軸とする。レーダを搭載したプラットフォームは  $x$  軸に沿った軌道  $L$  を一定の高度  $h$  で飛行しながら次々にパルスを送信し、また同時に受信していくものとする。送信パルスはアジマス方向にビーム幅  $l$ 、レンジ方向のスワ幅  $\rho_{min}$  から  $\rho_{max}$  の領域に照射する。<sup>(4)</sup>

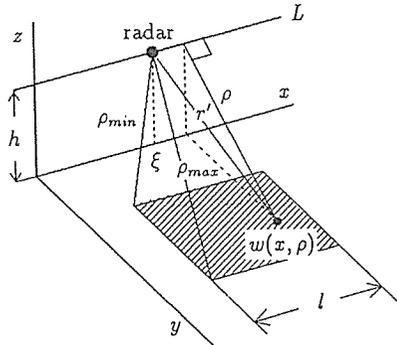


図1 SAR の座標系

送信パルスにはチャープパルスを用いる。チャープパルスは線形に周波数を変調したパルスであり、搬送周波数を  $f_0$ 、パルス幅を  $\tau$ 、チャープ率を  $\mu$  とすると、周波数は時間の関数として次式で表せる。

$$f = f_0 + \mu(t - \tau/2)$$

送信波の位相を  $\theta$  とすると、送信パルス  $S(t)$  は方形関数  $a(t)$  を用いて、

$$S(t) = a(t) \exp(j\theta) = a(t) \exp(j2\pi(f_0 t + \mu t^2/2 - \mu \tau t/2)) \quad (1)$$

$$a(t) = \begin{cases} 1; & 0 \leq t \leq \tau \\ 0; & \text{その他} \end{cases} \quad (2)$$

となる。次に受信信号を考える。図 1 の座標系でアジマス位置  $\xi$  において送信したパルスが  $(x, \rho)$  に位置する反射率  $w(x, \rho)$  の点目標に反射して  $t'$  秒後に受信されたとすると受信信号  $R(t)$  は、

$$R(t) = w(x, \rho) S(t-t') = w(x, \rho) a(t-t') \bar{S}(t-t')$$

と表せる。 $\bar{S}(t-t')$  は、

$$\begin{aligned} \bar{S}(t-t') &= \exp(j2\pi f_0(t-t')) \exp(j\pi\mu(t-t')(t-t'-\tau)) \\ &= \exp(j2\pi f_0 t) \exp(-j2\pi f_0 t') \exp(j\pi\mu(t-t')(t-t'-\tau)) \end{aligned}$$

と変形でき、同期検波後は  $\exp(j2\pi f_0 t)$  の項は考慮しなくてよいので

$$\bar{S}(t-t') = \exp(-j2\pi f_0 t') \exp(j\pi\mu(t-t')(t-t'-\tau))$$

となる。ここで、 $c$  を光速として変数を時間から距離の単位に変換すると、

$$t = \frac{2r_i}{c}, \quad t' = \frac{2r'}{c}, \quad \tau = \frac{2r}{c}$$

受信信号  $R(r_i)$  は、(3)式となる。

$$\begin{aligned} R(r_i) &= w(x, \rho) a(r_i - r') \bar{S}(r_i - r') \\ &= w(x, \rho) a(r_i - r') \exp(-j \frac{4\pi f_0 r'}{c}) \exp(j \frac{4\pi\mu}{c^2} (r_i - r')(r_i - r' - r)) \end{aligned} \quad (3)$$

ただし、

$$r' = \sqrt{\rho^2 + (\xi - x)^2} \quad (4)$$

分布した目標ではパルスの照射範囲についてアジマス方向、レンジ方向に積分して

$$R(\xi, r_i) = \int_{\rho_{\min}}^{\rho_{\max}} \int_{\xi - \frac{l}{2}}^{\xi + \frac{l}{2}} w(x, \rho) a(r_i - r') \exp\left(-j \frac{4\pi f_0 r'}{c}\right) \exp\left(j \frac{4\pi\mu}{c^2} (r_i - r')(r_i - r' - r)\right) dx d\rho \quad (5)$$

を得る。次にレンジ圧縮に対して離散カルマンフィルタを適用するために受信信号をモデル化する。通常の SAR のシステムでは(4)式において  $(\xi - x)$  は  $\rho$  に比べて十分小さい(例えば SEASAT では1/100程度)。よって、 $(\xi - x)^2$  を無視すると、 $r' = \rho$  と近似でき、(5)式では  $w(x, \rho)$  の項以外は  $x$  の積分の外に出せるので、

$$w(\rho) = \int_{\xi - \frac{l}{2}}^{\xi + \frac{l}{2}} w(x, \rho) dx$$

とおくと、

$$R(r_i) = \int_{\rho_{\min}}^{\rho_{\max}} w(\rho) a(r_i - \rho) \exp(-j4\pi f_0 \rho/c) \exp(j4\pi\mu(r_i - \rho)(r_i - \rho - r)/c^2) d\rho \quad (6)$$

を得る。(6)式を離散表現するために  $\rho_{\min}$  から  $\rho_s$  間隔でサンプリングが行われるとして  $r_i$ ,  $\rho$  をそれぞれ  $r_i = \rho_{\min} + i \cdot \rho_s$ ,  $\rho_k = \rho_{\min} + k \cdot \rho_s$  とおきかえ、 $n$  を整数として  $n = \tau/\rho_s$  とすると、最終的に受信信号  $g(i)$  は、

$$\begin{aligned} g(i) &= \sum_{k=0}^{\infty} w(\rho_k) a((i-k)\rho_k) \exp(-j4\pi f_0 \rho_k/c) \exp(j4\pi\mu(i-k)\rho_s(i-k-n)\rho_s/c^2) \\ &= \sum_{k=i-n}^i w(\rho_k) \exp(-j4\pi f_0 \rho_k/c) \exp(j4\pi\mu(i-k)(i-k-n)\rho_s^2/c^2) \\ &= \sum_{k=i-n}^i D(i-k) f(k) \\ &= \sum_{k=0}^n D(k) f(i-k) \end{aligned} \quad (7)$$

ここで,

$$D(k) = \exp(j4\pi\mu k(k-n)\rho_s^2/c^2) \quad (8)$$

$$f(k) = w(\rho_k) \exp(-j4\pi f_0 \rho_k/c) \quad (9)$$

### 3. レンジ圧縮

レンジ圧縮の目的は受信信号  $g(i)$  からレンジ方向の高分解能画像を得ることであり, (7)式においては入力画像  $f(k)$  を推定することである。(7)式はチャープ変調による劣化のシステムを記述していると考えれば, レンジ圧縮は劣化画像から元の画像を修復する問題となり, カルマンフィルタを用いることにより最適推定の問題に置き換えることができる。状態方程式を用いると(7)式は次式で表せる。

$$x(k+1) = Ax(k) + bf(k) \quad (10)$$

$$g(k) = Cx(k) + df(k) + v(k) \quad (11)$$

ただし,  $v(k)$  は平均0, 分散  $\sigma^2$  の統計的性質をもつ観測ノイズである。 $x(k)$  は  $(n \times 1)$  の内部状態ベクトル,  $g(k)$  は出力,  $f(k)$  は入力を表す。また,  $A, b, c$  はそれぞれ  $(n \times n), (n \times 1), (1 \times n)$  のベクトルである。 $d$  はスカラーである。

(7), (8), (11)式より

$$d = D(0) = 1 \quad (12)$$

は明らかであるが, その他の係数は一意には決定できないので

$$c = [1 \ 0 \ \cdots \ 0] \quad (13)$$

を仮定すると,

$$A = \begin{pmatrix} 0 & -D(2) & \cdots & \cdots & \cdots & -D(n) \\ 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 1 & \cdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & \cdots & 1 & \cdots & 0 \end{pmatrix} \quad b = \begin{pmatrix} -D(1) \\ -1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (14)$$

となる。このとき内部状態ベクトル  $x(k)$  は

$$x(k) = \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^n D(i) f(k-i) \\ -f(k-1) \\ -f(k-2) \\ \vdots \\ -f(k-n+1) \end{pmatrix} \quad (15)$$

となっており, 第1番目の要素はたたみ込みを表し, 第2番目以降の要素はたたみ込みに必要なデータを保持している。ここで,  $f(k)$  は平均0, 分散  $K$  の統計的性質をもつノイズベクトル  $u(k)$  によって駆動されているとして

$$f(k+1) = \alpha f(k) + \beta u(k)$$

とおき、新たな状態ベクトル  $z(k) = [x(k)^t f(k)]^t$  を導入すると、

$$z(k+1) = \bar{A}z(k) + \bar{B}u(k) \quad (16)$$

$$g(k) = \bar{C}z(k) + v(k) \quad (17)$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & b \\ 0 & \alpha \end{bmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \beta \end{bmatrix}, \quad \bar{C} = [c \quad d] \quad (18)$$

となる。

$\alpha, \beta$  は入力画像による定数であり、入力画像が時不変定常で平均0、相関係数を  $\gamma$  とし、自己相関関数が  $\phi(k) = \gamma^{|k|}$  であるような確率過程と仮定すると、

$$\alpha = \gamma, \quad \beta = \sqrt{1 - \alpha^2}$$

で与えられる。<sup>(5)</sup>

以上の導出により(16),(17)式で表されたシステムの内部状態ベクトルを推定するのにカルマンフィルタの理論が適用できる。ここでは、目標は定常であると仮定しているので定常カルマンフィルタを用いる。すなわち、推定誤差の共分散行列が  $k \rightarrow \infty$  で正定値行列になるときフィルタゲインはある一定のベクトルに収束する。そのときのフィルタゲインを  $F$  とおくと  $z(k)$  の最適な推定値  $\hat{z}(k)$  の推定式は

$$\hat{z}(k+1) = [\bar{A} - F\bar{C}]\hat{z}(k) + Fg(k) \quad (19)$$

となる。<sup>(6)</sup> このとき、 $f(k)$  の最適な推定値  $\hat{f}(k)$  は、

$$\hat{f}(k) = [0 \cdots 0 \quad -1 \quad 0] \hat{z}(k+n-1) \quad (20)$$

により得られる。

#### 4. 計算機シミュレーション

前節で導出した式に基づいて画像再生シミュレーションを行った。目標を単体点目標として受信信号を(5)式に基づき擬似的に生成する。さらに観測ノイズを考慮してS/N比20dBとなるように白色雑音を加算する。レンジ圧縮は、(19),(20)式による推定で実行される。アジマス圧縮は、整合フィルタにより実行され、画像化は、複素絶対をとり、8ビットに量子化して画像化する。

カルマンフィルタの条件として相関係数は0.9とし、ノイズの分散を変化させて実験を行う。また、比較のためにレンジ圧縮を整合フィルタでも行う。結果を表1に示す。単体点目標の評価として以下に示す。<sup>(7)</sup>

- ・分解能 半値幅(-3dB幅)とする。今回は20[m]に設定した。
  - ・PSR(the Peak to Sidelobes Ratio)メインローブとサイドローブの最大値の比
  - ・ISLR(the Integral Sidelobes Ratio)メインローブに対するサイドローブのエネルギーの比
- カルマンフィルタに与えるS/N比を小さくすると、すなわち、ノイズの分散を大きく見積っていくと、サイドローブのピーク値もエネルギーもメインローブと比較して相対的に小さくなり、サイドローブのふるまいを抑圧することができる。しかし、実際の分散の値を越えて大きくすると分解能が悪化しすぎて、再生像は非常にぼけてしまう。

			分解能	PSR	ISLR(1)
カルマン フィルタ	S N 比	10dB	38.0 m	20.2dB	-11.9dB
		20dB	27.0 m	13.8dB	-10.7dB
	30dB	25.0 m	12.6dB	-9.21dB	
	40dB	27.0 m	10.9dB	-7.28dB	
整合フィルタ			25.5 m	11.5dB	-9.64dB

表1 シミュレーション結果

分解能に関しては、ノイズの分散を実際のデータより 10dB 程度小さい値をフィルタに与えたときに最もよく、整合フィルタを上回る特性を示した。このときは、PSR でも整合フィルタを上回り、全般的に最もよい特性を示している。ISLR(1)の特性がやや劣るのはパルス幅だけ離れたところに小さいピーク (PSR=16.8dB) が現れるためである。この原因は、ノイズの分散を実際よりも小さく見積ったために状態ベクトル内で十分に平滑化できなかったためと考えられる。よって、メインローブの近傍(パルス幅の1/2)のみを考慮して ISLR(1)を計算すると-9.21dB から-12.0dB に跳ね上がる (S/N 比=30dB の場合)。もっとも整合フィルタの場合も-10.0dB に上昇するが、上昇の度合を考えれば、相関係数が0.9という悪条件にもかかわらず鋭い再生像がカルマンフィルタによって得られたことがわかる。

## 5. ま と め

合成開口レーダの画像処理におけるレンジ圧縮をカルマンフィルタで実行する方法を導き、フィルタの係数行列を明らかにした。途中、式の導出にあたり近似を行ったが、シミュレーション結果をみる限りでは、その影響は少ないと思われる。むしろ、式の簡単化につながり、扱いやすい形を導くことができた。

さらに、カルマンフィルタに先験情報として与えなければならないノイズの分散についても、計算機シミュレーションを行い、実験的に実際の値より 10dB 程度小さい値が適当であることを求めた。

本稿で提案したカルマンフィルタは計算機シミュレーションで示したように分解能、サイドローブのふるまいにおいて整合フィルタと比較してもよい特性を示している。ノイズの抑制という点において、抑制し過ぎると分解能の劣化を招くという傾向があるが、総合的には再生画像の高画質化という点で有効な方法であるといえる。

また、カルマンフィルタは基本的には行列演算であるので、乗算と加算しか用いない。したがって、FFT を用いなければならない整合フィルタに比べハードウェア構成を簡素化でき、低コストで高速動作を実現できる可能性がある。その点について、現在、シストリック・アレイを用いたカルマンフィルタを検討中である。

## 参 考 文 献

- (1) C. Wu: "A Digital System to Produce Imagery from SAR Data," Proceedings of the AIAA Systems Design Driven by Sensors Conference, Oct. 1976, Paper 76-968.
- (2) C. Wu, K. Y. Lin and M. Jin: "Modeling and a Correlation Algorithm for Spaceborne SAR Signals," IEEE Trans. on Aerosp. & Electron Syst., vol. AES-18, No. 5, pp563-575 (1982)

- (3) 内藤, 能美, 花木, 加藤, 伊藤, 久田, 伊東: “衛星搭載用合成開口レーダのデジタル画像処理シミュレーション”, 信学論 (D), Vol. J65-D, No. 6, pp. 750-757 (昭57-06)
- (4) Hideo KITAJIMA, Tetsuo SHIMONO and Keiji MAKINO: “Operational Principles of Synthetic Aperture Imaging Radars,” Memoirs of Faculty of Engineering, Hokkaido University, VolXVI, No. 2 (No. 71), (Dec 1983)
- (5) 土井, 安藤: “画像処理論”, 昭晃堂(昭55)
- (6) 片山: “応用カルマンフィルタ”, 朝倉書店(1983)
- (7) T. Bucciarelli, V. pettencllo: “Range Resolution Ploblems in a Synthetic Aperture Radar : Chirp Digital Generator,” Alta Frequenza vol. 55, No. 6, pp349-357 (1986)