独立成分分析を用いた超分解能レーダパルス圧縮法

花城 友太[†] 木寺 正平[†] 桐本 哲郎[†]

† 電気通信大学 電気通信学研究科 電子工学専攻 〒 182−8585 東京都調布市調布ヶ丘 1−5−1 E-mail: †hanashiro.yuta@secure.ee.uec.ac.jp,

あらまし ブラインド信号源分離法として,源信号の統計的独立性を利用した独立成分分析が注目されている.同分 離法は,統計的独立を満たさない正弦波のような確定的信号の分離にも有効である.本稿では,独立成分分析に基づ く複素正弦波分離を周波数領域で行うことにより,信号帯域で制限される従来の距離分解能を超えるパルス圧縮技 術を提案する.数値計算により,従来の相関処理の分解能を超えることを示し,かつ低 SNR 環境下では周波数領域 MUSIC 法よりも提案手法が分離性能に優れることを示す.

キーワード レーダ信号処理,独立成分分析,正弦波分離,超分解能パルス圧縮,周波数領域 MUSIC

Super-resolution radar pulse compression algorithm based on ICA

Yuta HANASHIRO^{\dagger}, Shouhei KIDERA^{\dagger}, and Tetsuo KIRIMOTO^{\dagger}

† Graduate School of Electro-Communications, University of Electro-Communications 1–5–1 Chohugaoka, Chohu-shi, Tokyo, 182–8585 Japan

E-mail: †hanashiro.yuta@secure.ee.uec.ac.jp,

Abstract The ICA(Independent Component Analysis) using the statistical independence of the multiple source signals offers a promising solution for a blind source separation . It has been reported that this technique is applicable to the separation of the determination signals such as sinusoidal waves with different frequencies . This paper proposes a novel pulse compression algorithm based on the multiple sinusoidal waves separation , which corresponds to the range discrimination of the strongly interfered radar pulses . The result of numerical simulation proves that the proposed method achieves a higher range resolution than that of the conventional techniques , including FFT–MUSIC algorithm , especially for lower SNR situations .

Key words Radar signal processing , ICA , Sinusoidal wave separation , Super-resolution pulse compression , FFT-MUSIC

1. はじめに

レーダは,地雷等の地中埋設物検知,衛星からの地表面計測, 癌検知等の医療応用等,幅広い分野で注目されている.しかし, レーダ計測における環境下では,必要目標以外からの不要反射 波(クラッタ)等の影響で目標探知性能が劣化する問題がある. クラッタ抑圧を目的とし,距離分解能を向上させる手法として, 相互相関処理に基づくパルス圧縮技術が有用である[1][2].し かし,同手法では距離分解能が信号帯域で制限されるため,同 ーレンジゲート内に存在する近接複数目標間からの到来信号 を分離することができない.これに対し,超分解能到来時間推 定技術としてFFT-MUSIC(Fast Fourier Transform-Multiple Signal Classification)法が提案されている[3].同手法は観測 信号の周波数相関行列の固有値分解に基づき,同ーレンジゲー ト内の複数目標からの信号を分離することが可能である.しか し,低 SNR 環境下においては,正確な到来波数推定が困難となり,分離性能が著しく劣化する.

本稿では、上記問題を解決するため、周波数シフトに基づ く疑似観測チャネルを用いた独立成分分析 (ICA:Independent Component Analysis)を用いる [4][5].既に周波数の異なる複 素正弦波を時間領域で分離する手法を提案している [6].本稿で は、周波数領域で同様の処理を行うことにより、高分解能な到 来時間推定法を提案する.また、単ーチャネルにおいて周波数 シフトに基づく疑似観測チャネル生成法が提案されており [8], 本稿ではこれらの手法を併用する.提案手法では、更に同チャ ネル数を SNR に応じて適切な値に設定することで、低 SNR 環境下においても、分離性能を保持させる.これは、ICA の 前処理として利用する主成分分析 (PCA: Primary Component Analysis) の特異値分解により、雑音に起因する信号成分が除 去され、同チャネル数を増大させることにより雑音抑圧性能が



図 1 観測システムモデル (上段) と送信パルス波形 (下段) Fig. 1 System model(upper) and transmission pulse wave (lower).

向上するためである [7].線形チャープ信号モデルに基づく数値 計算により,提案手法が低 SNR 環境下においても,相互相関 処理法や MUSIC 法では困難であった,超分解能到来信号分離 を実現することを示す.

2. システム及び観測信号モデル

図1上にシステムモデルを示す.本稿では複数の点散乱体を 仮定する.これらの散乱体からの受信信号強度は一定とし,信 号波形は送信波形と同一とする.多重散乱は考慮しない.また モノスタティックレーダを仮定する.アンテナで点散乱体から の到来波を受信し,アンプ,A/Dコンバータを介し,パルス圧 縮技術を適用する.送信信号はチャープ信号を用いる.この場 合の送信信号モデルを次式に示す.

$$s(t) = \operatorname{rect}(t;\tau)\exp(j\alpha t^2) \tag{1}$$

$$\operatorname{rect}(t;\tau) = \begin{cases} 1 & (0 \le t \le \tau) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases}$$
(2)

但し, τ はパルス幅, α はチャープ定数である.図1下に送 信信号波形を示す.観測信号を次式で定義する.

$$x(t) = \sum_{i=1}^{L} s(t - t_i) + n(t)$$
(3)

但し t_i は各散乱体からの到来波の到来時間, τ はパルス幅,Lは到来波数である.n(t)は受信機雑音を表し,ここでは白色性 複素ガウス雑音を与える.式(3)の両辺をフーリエ変換し,次 式を得る.

$$X(\omega) = S(\omega) \sum_{i=1}^{L} \exp(-j2\pi t_i) + N(\omega)$$
(4)

但し, $S(\omega)$, $N(\omega)$ はs(t), n(t)のフーリエ変換である.周 波数伝達関数 $Z(\omega)$ を次式で定義する.

$$Z(\omega) = \frac{X(\omega)}{S(\omega)} = \sum_{i=1}^{L} \exp(-j2\pi t_i) + \frac{N(\omega)}{S(\omega)}$$
(5)

3. 従来法

3.1 相互相関処理法

代表的なパルス圧縮技術として,送信信号との相互相関処 理に基づく手法が提案されている[1][2].送信信号の複素共役 S(ω)*を用いて,本手法の出力 y_{cor}(t)を次式で求める.

$$d_{\rm cor}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) S(\omega)^* \exp(j\omega t) \, d\omega \tag{6}$$

本手法では y_{cor}(t) の極大値を求めることで,到来時間を推 定する.しかし時間分解能が送信帯域幅で制限されるため,同 ーレンジゲート内に存在する近接目標からの到来信号の分離が 困難になる.

3.2 FFT-MUSIC法

FFT-MUSIC 法は,周波数干渉計の原理に基づき,同ーレン ジゲート内の複数到来信号を分離する手法である [3]. Z(ω) を 用いて,周波数領域での相関行列 R を求める.

$$\boldsymbol{R} = \sum_{n=1}^{N-M+1} \boldsymbol{Z}_n \boldsymbol{Z}_n^H \tag{7}$$

但し, H は共役転置, N は観測可能な周波数点の総数であ り,信号の周波数帯域で決定される.

$$\mathbf{Z}_{n} = \left[Z(\omega_{1}) , Z(\omega_{2}) , \cdots , Z(\omega_{M}) \right]^{T}$$
(8)

である. M は部分周波数観測ベクトルの次元であり, $M \leq N$ を満たす.ここでは各到来波間の相関が高いため,周波数平均 処理を適用する. MUSIC 法では, R を固有展開し,その固有 値の大小関係から,信号固有ベクトルと雑音固有ベクトルを分 離する. 雑音固有ベクトル $e_i(i = L + 1, \dots, N - M - L + 1)$ を用いて,

$$\boldsymbol{E}_n = [\boldsymbol{e}_{L+1}, \cdots, \boldsymbol{e}_{N-M-L+1}] \tag{9}$$

とおく . MUSIC スペクトラム $y_{\text{music}}(t)$ を以下で求める .

$$y_{\text{music}}(t) = \frac{\boldsymbol{a}^{H}(t)\boldsymbol{a}(t)}{\boldsymbol{a}^{H}(t)\boldsymbol{E}_{N}\boldsymbol{E}_{N}^{H}\boldsymbol{a}(t)}$$
(10)

但し, a(t) はステアリングベクトルであり, 次式で与える.

$$\boldsymbol{a}(t) = \left[\exp(-j\omega_{1}t); \cdots, \exp(-j\omega_{M}t)\right]^{T}$$
(11)

本手法では式 (10) で求めた $y_{\text{music}}(t)$ の極大値から推定到来 時間を推定する.しかし,この手法では低 SNR 環境下では到 来信号波数を推定することが困難となり,同推定を誤るとその 精度が著しく劣化するという問題を有する [3].

4. 提案法

4.1 独立成分分析の原理

本稿では独立成分分析 (ICA と呼ぶ)を用いた到来時間推定 法を提案する.ICA は,複数の源信号が混合された観測信号か ら源信号が統計的独立であるという条件だけを用いて,源信号 を復元する [4][5].ここで,源信号系列を次式で定義する.

$$\mathbf{S'}(n) = [s_1(n), s_2(n), \cdots, s_L(n)]^T$$
(12)

-2 -

但し T は転置, n は標本パラメータ, L は到来波数とする. M 素子で観測された信号ベクトルを次式で定義する.

$$\boldsymbol{Z'}(n) = [z_1(n), z_2(n), \cdots, z_M(n)]^T$$
(13)

ここで,観測信号が源信号の線形結合で表現されると仮定し, 観測信号 *Z*(*n*)を次式で示す.

$$\boldsymbol{Z'}(n) = \boldsymbol{AS'}(n) \tag{14}$$

但し, *A* は *M* × *L* の正則行列である.観測信号 *Z'* に対し て復元行列 *W* を作用させる.復元信号*Y'*(*n*)を次式で求める.

$$\boldsymbol{Y'}(n) = \boldsymbol{W}\boldsymbol{Z'}(n) \tag{15}$$

ICA は,復元信号 Y'の非ガウス性を最大化することで W を決定する.その指標としては,4次キュムラント及び確 率密度関数等が用いられる.源信号が互いに独立であれば, Y'(n)≃S'(n) となる W が存在し,源信号分離が可能となる.

4.2 ICA による到来時間推定法

時間領域の正弦波分離により近接した複数周波数の推定が可 能であることが報告されている[6].本稿では,周波数領域での 正弦波分離が到来時間推定と等価となることを利用し,ICAを パルス圧縮技術へ応用する.

しかし,従来のICAでは, M素子のアレーに M+1 個以上の 波が到来した場合に分離が困難になる.単一素子での複数到来 波分離法として Single Channel ICA(以下 SCICA と呼ぶ)が 提案されている [8].同手法は一つの観測信号のデータを遅延 させ,擬似的にチャネル数を増大させる.次式に観測信号チャ ネルを定義する.

$$\boldsymbol{Z} = [\boldsymbol{Z}_1 \ \boldsymbol{Z}_2 \ ; \cdots \ \boldsymbol{Z}_M]^T \tag{16}$$

$$\boldsymbol{Z}_{i}(\omega) = [Z(\omega_{i}), Z(\omega_{i+1}), \cdots, Z(\omega_{i+N-M+1})]$$
$$(i = 1, \cdots, M-1) \quad (17)$$

但し, N は観測可能な周波数点の総数, M は擬似チャネル数 とする.本稿では復元行列Wを用いて復元信号Yを次式で定義 する.

$$Y = WZ \tag{18}$$

Yの4次キュムラントの最大化または最小化に基づき,復元 行列Wを求める.ここでは,FastICAを用いる.但し,ICA の前処理として特異値分解に基づくPCAを適用し,特異値の 大小を比較して,信号数 ²を推定し,雑音部分空間に対応する チャネルを除去する.

Yの i 行列成分を離散逆フーリエ変換し, $y_{ICA}^{i}(t)$ を得る. $y_{ICA}^{i}(t)$ の極大値を求めることで,到来時間を推定する.

4.3 提案手法の基本性能評価

4.3.1 分離性能指標

復元行列 W と混合行列 A の積 $G = W^H A$ は信号を完全に 分離する場合,単位行列となる [6].行列 G の単位行列からの ずれを与える次式を用いて信号分離性能を定量評価する.

表1 信号パラメータ1

Table 1 Signal parameter 1.

| 送信帯域幅:B | 15MHz |
|---------------------------|---------------------|
| 2 波の到来時間差: $\Delta 	au$ | $3.3 \sim 200$ nsec |
| サンプリング周波数 | 300MHz |





Fig. 2 SEP for each time difference of the conventional ICA and SCICA.

$$SEP(i) = \frac{\max_{j}(|g_{ij}|^{2})}{\sum_{j=1}^{L} |g_{ij}|^{2} - \max_{j}(|g_{ij}|^{2})}$$
(19)

但し, g_{ij} は G の (i, j) 要素である.上式は第 l 波の復元信号 のうち i 番目の復元信号における源信号対干渉信号電力比を表 している.全チャネルの分離性能を次式で与える.

$$SEP = \frac{10}{L} \log_{10} \sum_{i=1}^{L} SEP(i)$$
(20)

4.3.2 従来 ICA と Single Channel ICA の比較

本節では,複数のチャネルを用いた従来の ICA と SCICA の 性能比較をする.ここで $\hat{L} = L = 2$ とする.従来の ICA では 2素子を想定し,観測信号Zを次式で与える [6].

$$Z = \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \sin\gamma \\ -\sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \exp(-j\omega_1 t_1), \cdots, \exp(-j\omega_{N-1} t_1) \\ \exp(-j\omega_1 t_2), \cdots, \exp(-j\omega_{N-1} t_2) \end{bmatrix}$$
(21)

但し, $\gamma = \pi/4$ とする.信号パラメータを表1に示す.SCICA では式(16)において M = 2として, Z を生成する.

図 2 に従来 ICA と SCICA の到来時間差 $\Delta \tau$ に対する SEP を示す.但し送信帯域幅 B = 15MHz であり,時間 分解能は $\Delta \tau_B = 66$ nsec となる.図 2 からわかるように, $\Delta \tau = \Delta \tau_B$, $2\Delta \tau_B$ 付近のピーク値に約 10~20dB 程度の差が みられるが, SCICA でも複数信号源が分離可能な SEP を保持 することがわかる.

4.3.3 SNR に応じた疑似チャネル数設定

本節では疑似チャネル数と SNR に関する考察を与える.図





Fig. 3 SEP for each time difference of SCICA in M=2 and M=30, SNR=50dB.



- 図 4 SCICA での $y_{ICA}^1(t)$, $y_{ICA}^2(t)$ M=2(上段) 及び M=30(下段), SNR=50dB
- Fig. 4 $y_{ICA}^1(t)$, $y_{ICA}^2(t)$ for M=2(upper) and M=30(lower) of SCICA, SNR=50dB.

3 IC SNR = 50 dB での SCICA による M = 2 & M = 30 での 各到来時間差 $\Delta \tau$ に対する SEP を示す. 但し式 (3) で定義し た n(t) の標準偏差を $\sigma \& b$, SNR を次式で定義する.

$$SNR = 10\log_{10} \frac{\max_{\omega} |S(\omega)|^2}{\sigma^2}$$
(22)

図 3 よりチャネル数増加による雑音抑圧性能の向上がわ かる.これは 雑音成分が, PCA の特異値分解により冗長な 疑似チャネルに吸収され,除去されるためである.図 4 に $\Delta \tau = \Delta \tau_B$,SNR = 50dB, M=2(上段)及びM=30(下段)での $y_{\rm ICA}^1(t) \geq y_{\rm ICA}^2(t)$ を示す.図中の $t_1 = 2.6427 \times 10^4$ nsec, $t_2 = 2.6493 \times 10^4$ nsec は到来時間の真値である.図 4 上段に示す チャネル数が少ない場合, ICA は分離性能を保持できないこと が分かる.それに対し,図 4 下段に示すチャネル数が多い場合, ICA の信号分離性能を保持することが分かる.本稿では SNR

表 2 信号パラメータ 2

 Table 2
 Signal parameter 2.

 送信帯域幅:B
 15MHz

 2 波の到来時間差:Δτ
 40nsec

 SNR
 50dB

 サンプリング周波数
 300MHz



図 5 相互相関処理法による信号分離,SNR=50dB

Fig. 5 Output of the cross correlation method , $y_{\rm cor}(t)$, SNR=50dB.



図 6 MUSIC 法による信号分離 , SNR=50dB Fig. 6 Output of FFT-MUSIC method , $y_{music}(t)$, SNR=50dB.

に合わせて適切な疑似チャネル数を経験的に決定している.

5. 従来法と提案法の比較

本節では,相関処理法,MUSIC法及び提案法による到来時間 推定の性能評価を与える.提案法及びMUSIC法では,到来波 数L=2を既知とする. 図 5 に $\Delta \tau = 0.6\Delta \tau_B$, SNR = 50dB の場合での相互相関処理法の出力 $y_{cor}(t)$ を示す.信号パラ メータを表 2 に示す.但し図中の $t_1 = 2.6427 \times 10^4$ nsec, $t_2=2.6467 \times 10^4$ nsec は到来時間の真値である.図 5 から相 互相関処理法では信号を分離することができないことが分か る.これは,同手法の時間分解能が $\Delta \tau_B$ で決定されるためであ る.図 6 に, $\Delta \tau = 0.6\Delta \tau_B$, SNR = 50dB の場合でのMUSIC 法の出力 $y_{music}(t)$ を示す.図 6 から MUSIC法では $\Delta \tau \leq \Delta \tau_B$



図7 提案法による信号分離 $y_{ICA}^1(t)(\underline{c})$, $y_{ICA}^2(t)(\underline{c})$, SNR=50dB Fig.7 Output of ICA, $y_{ICA}^1(t)(\text{left})$, $y_{ICA}^2(t)(\text{right})$, SNR = 50dB.



図 8 MUSIC 法による信号分離 , SNR=5dB Fig. 8 Output of FFT-MUSIC , $y_{music}(t)$,SNR = 5dB .

である場合でも,信号分離性能を保持することが分かる.図7 に $\Delta \tau = 0.6\Delta \tau_B$,SNR = 50dB, *M*=30の場合での提案法の 出力 $y_{\rm ICA}^1(t)$, $y_{\rm ICA}^2(t)$ を示す.図7から提案法でも MUSIC法 同様, $\Delta \tau \leq \Delta \tau_B$ である場合でも,信号分離性能を保持するこ とがわかる.提案法の出力の各 $y_{\rm ICA}^i(t)$ の最大値が到来時間の 真値と高い精度で一致している.また,各出力には他方の信号 が現れていないことが確認できる.これは,ICA を用いた場合 の注目すべき特徴の一つである.

図 8 に $\Delta \tau = 0.6\Delta \tau_B$, SNR = 5dB の場合での MUSIC 法の 出力 $y_{\text{music}}(t)$ を示す.図 8 より MUSIC 法では低 SNR 環境下 で,2 波の信号分離性能が保持できない.一方,図 9 に $\Delta \tau = 0$.6 $\Delta \tau_B$, SNR = 5dB, *M*=200 の場合での提案法の出力 $y_{\text{ICA}}^1(t)$, $y_{\text{ICA}}^2(t)$ を示す.図 9 より低 SNR 環境下では提案法はチャネ ル数の増大により,2 波の信号分離性能が保持できることが分 かる.これは前処理における PCA で,雑音成分が抑圧される



図 9 提案法による信号分離 $y_{ICA}^1(t)(\underline{c})$, $y_{ICA}^2(t)(\underline{c})$, SNR=5dB Fig. 9 Output of ICA, $y_{ICA}^1(t)(\text{left})$, $ty_{ICA}^2(t)(\text{right})$, SNR = 5dB.



図 10 提案法と MUSIC 法における到来時間推定誤差 Fig. 10 Estimated error ε for each SNR in ICA and FFT-MUSIC.

ためである.同抑圧性能は疑似チャネル数を増大させるほど改善するが,帯域制限による時間分解能の劣化が生じるため,適切な疑似チャネル数を経験的に決定している.

誤差の定量評価のため,到来時間推定誤差 ε を次式で与える.

$$\varepsilon = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^{L} \min_{j} |t_i - \hat{t_j}|$$
(23)

但し \hat{t}_j は MUSIC 法では $y_{\text{music}}(t)$ の極大値,提案法ではj番目の ICA 出力 $y_{\text{ICA}}^i(t)$ の最大値に対応する時間である. t_i は到来時間の真値である.図 10 に $\Delta \tau = 0.6\Delta \tau_B$ における MUSIC 法と提案法の到来時間推定誤差 ε を各 SNR に対して示す.図 10 より,SNR=12dB 以下での環境下では提案法が MUSIC 法よりも推定到来時間誤差 ε が小さいことがわかる,これは低 SNR 環境下では MUSIC 法は単一ピーク値が出力されるのに対し,提案法では擬似チャネル数の増幅による分離性能の保持により到来時間推定誤差が小さくなるためである.

6. む す び

本稿では,ICA による時間領域の複素正弦波分離を周波数領 域へ拡張する到来時間推定法を提案した.時間領域でのデータ 遅延に基づく単ーチャネルICA を周波数領域へ拡張し,同領 域での正弦波分離を用いて,高分解能かつ高精度な到来時間推 定アルゴリズムを導出した.数値計算に基づく性能評価より, 提案法は,相関処理法の時間分解能を超える分離性能を保持す ることを示した.また,SNR が約12dB 以下の低 SNR 環境下 では,MUSIC 法よりも優れる分離性能を実現することを例証 した.今後は,確率密度関数や最尤推定等に基づくICA アル ゴリズムを正弦波分離に特化することで,更に高分解能なパル ス圧縮法を検討する.また本手法の実験検討も予定している.

文 献

- Cook C.E,"Pulse Compression Key to more efficient radar transmission," *Proc. IRE*, vol.48, pp.310-316
- [2] Klauder J.R., A.C.Price, S.Darlinton and W.J.Alberscheim, "The theory and design of chirp radar," *Bell Syst.Tech.J.*, vol.39, pp.745-808
- [3] 中源, 菊間, 稲垣, "FFT-MUSIC 法による正三角形アレーを用いた準ミリ波帯室内多重波の伝搬遅延時間及び到来方向の推定,"
 信学技法,vol.A・P95-120,pp.79-84,Feb 1996.
- S,-I.Amari and J.-F.Cardoro.Blind source Separation semiparametric statistical approach.*IEEE Trans .on Signal Processing*,45(11),pp.2692-2700
- [5] Ella Bingham, Aapo Hyvarinen," A Fast Fixed-Point Algorithm For Independent Compnent Analysis Of Complex Valued Signals", *International Journal of Neural Systems*, Vol.10, No.1, 1-8, Feb, 2000
- [6] 桐本, 網島, 岡村,"独立成分分析法の複素正弦波混合信号分離性 能解析,"信学技法,vol.A,pp.25-30 Jan 2007
- M.Wax and T.Kailath."Detection of signals by informationtheoretic criteria" *IEEE Trans.on Acoustics, Apeech and* Signal; Processing, 33:387-392
- [8] M.E.Davies, C.J.James, "Source separation using single channel ICA", Signal Processing, vol. 87, pp 1819-1832, Aug 2007