

時間ゲートと周波数軸上での低域通過フィルタを用いたFFT超分解能 時間遅延推定法の演算負荷低減

福島 冬樹[†] 稲葉 敬之[†]

[†]三菱電機株式会社 情報技術総合研究所, 鎌倉市

あらまし ITS(高度道路交通システム)における自立型センサとして, 車載レーダの開発が行われている. スペクトル拡散信号を送信波として用いるパルス圧縮レーダは, 干渉抑圧や不要波抑圧能力に優れた方式であり, 将来レーダ方式として有望である. しかし高距離分解能を得るためには信号処理負荷が大きくなるという課題がある. 本報告では, スペクトル拡散波を用いたレーダにおいて, 距離が近接した複数の目標からの反射波(多重波と呼ぶ)を少ない演算量にて分離推定する新しい方法, すなわち, 時間ゲートと周波数軸上での低域通過フィルタを用いたFFT超分解能時間遅延推定法を提案する. 提案法による計算量低減の効果を示すとともに, 計算機シミュレーションにより送信信号帯域を超える超分解能距離分離が可能であることを示す.

キーワード レーダ, 超分解能, 時間遅延推定, MUSIC, ESPRIT, 負荷低減, 時間ゲート, デシメーション

Super-Resolution Estimation Method of Arrival Time of Multiple Coherent Signals with Sliding Time Gate

Fuyuki FUKUSHIMA[†] and Takayuki INABA[†]

[†] Information Technology R & D Center, Mitsubishi Electric Corporation, Kamakura-shi, 247-8501, Japan

Abstract The automotive radar used in ITS (Intelligent Transport Systems) is put to practical use. The pulse compression radar that transmits spread-spectrum signals appears promising as the automotive radar because it has an advantage that the interference can be easily suppressed. However, there is a problem for the pulse compression radar that the computational load tends to highness in order to estimate the time of arrival of the received signals in high resolution. In this paper, we propose a super resolution technique for estimating the time of arrival with low computational load. For this purpose, the sliding time gate, which divides the observation interval into the plural short interval, is introduced. We show the effectiveness of the proposed method by computer simulation.

1. ま え が き

安全・安心な道路交通の実現を目指すITS(高度道路交通システム)における自立型センサとして, 車載レーダの開発が行われている. スペクトル拡散信号を送信波として用いるパルス圧縮レーダは, 干渉波抑圧や不要波抑圧能力に優れた方式であるが, 高距離分解能を得るためには信号処理負荷が大きくなるという課題がある. そこで, 本報告では, スペクトル拡散波を用いたレーダにおいて, 距離が近接した複数の目標からの反射波(多重波と呼ぶ)を少ない計算量にて分離推定可能とするFFT超分解能時間遅延推定法について検討する. このような多重波の時間遅延分離問題は, 距離の近接の程度(送信信号帯域と各反射波の時間遅延差)により以下の3種の状況に分類できる.

①送信信号帯域に相当する時間に比べ十分微小な時間遅延差と

なる場合.

②送信信号帯域に相当する時間に対し大きな時間遅延差となる場合.

③送信信号帯域に相当する時間と同程度の時間遅延差となる場合.

①の状況では, 時間遅延差は無視できるほど小さく, 一方位相差は任意となる状況である. このとき, 時間遅延差を求めることは原理的に困難な状況であり, 位相差によるフェージングの発生に対する対策が必要である[2]. 一方, ②の状況では, 通常のパルス圧縮処理にて各目標反射波の時間遅延を分離可能である. 距離サイドローブを小さくすることや計算負荷を小さくすることが技術課題である. たとえば通信分野においてはRake受信方式が良く知られている. ③の状況では, 通常のパルス圧縮処理では時間遅延の分離が困難となる状況であり, ①と同様

に各反射波の位相差が任意となる状況において、時間遅延の分離そのものが技術課題である。

この問題③への取り組みの一つとして、周波数軸上の波形周期分析に基づくFFT-超分解能時間遅延推定法がある。この方法は、受信信号および参照信号（すなわち既知送信波形）をフーリエ変換し前者を後者で除算し、この除算信号の波形周期分析にて多重波の時間遅延を推定する。波形周期分析において、MUSIC (Multiple Signal Classification) や ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) 等を利用することで超分解能時間遅延推定を行うことができる。たとえば文献 [2][3] では、超分解能法として MUSIC を用いた FFT-MUSIC 法が提案され、FFT 演算型相関法（すなわちパルス圧縮）との分解能比較が報告されている。

レーダなど各種応用において、遅延時間を推定すべき受信信号の観測区間が大きいという状況が発生する。このとき、超分解能推定を行うための相関行列の次元が大きくなり計算量が膨大となる（処理負荷は一般に相関行列次元の3乗に比例する）という実用上の課題がある。このため FFT-超分解能時間遅延推定法の処理負荷を低減することは重要である。

以上のような背景から本報告では、低計算負荷にて全観測区間内での多重波の時間遅延差を推定可能とする時間ゲートと周波数軸上で低域通過フィルタを併用した FFT-超分解能時間遅延推定法を提案する。提案法では受信信号の時間遅延にある最大値（時間ゲート幅）以下に限定し、全観測区間内を複数の距離ゲートに分割してそれぞれ FFT-超分解能時間遅延推定法を適用する。FFT 処理区間は、時間ゲート幅と送信パルス幅の和となるように取り、全観測区間に亘りこの FFT 処理区間を距離ゲート幅だけオーバーラップさせつつスライディング処理する。このようにすることで、各時間ゲートにおいて時間ゲートを大きく超える多重波と弁別するとともに、除算信号の波形周期が大きいものに限定されることから、周波数軸上で低域通過フィルタを適用することで距離ゲート間の干渉を抑制することが期待できる。更に、低域通過フィルタ出力信号をデシメーションすることが可能となり、超分解能法の次元低減による計算量の削減が可能となる。

本報告では計算負荷低減について考察するとともに、計算機シミュレーションにより信号帯域に相当する時間遅延と同等、およびその半分の時間遅延差となる2目標環境における性能評価を実施し、提案法の有効性を示す。

2. FFT-超分解能時間遅延推定の原理

レーダから送信波 $s(t)$ (t :時間) が送信されたとき、時間遅延 τ に相当する距離に目標が存在しその反射波が受信波として観測されたとする。この受信波を $u(t)$ とすると、受信波は電波伝搬に伴う位相回転と目標反射断面積や減衰等から定まる複素定数を ξ として式 (1) により表される。

$$u(t) = \xi s(t - \tau) \quad (1)$$

一方、 $\delta(t)$ をデルタ関数とすると関数 $s(t)$ には、

$$s(t - \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t - t') \delta(t' - \tau) dt' \quad (2)$$

の関係がある。式 (2) の両辺をフーリエ変換して式 (3) が得られる [5]。

$$S'(f) = S(f) \exp[-j2\pi f\tau] \quad (3)$$

ここで、 $S(f)$ 、 $S'(f)$ はそれぞれ $s(t)$ 、 $s(t - \tau)$ の周波数スペクトルを表している。式 (1) と式 (3) より次式 (4) の関係が成立する。

$$x(f) = \frac{U(f)}{S(f)} = \xi \exp[-j2\pi f\tau] \quad (4)$$

ここで、 $U(f)$ は受信信号 $u(t)$ の周波数スペクトル、 $x(f)$ は受信波スペクトル $U(f)$ を送信波スペクトル $S(f)$ で除算した除算信号である。式 (4) より、除算信号 $x(f)$ は周期が $1/\tau$ の正弦波波形となることがわかる。

FFT-超分解能時間遅延推定法では、多重波の各時間遅延 τ を高分解能で推定するために、除算信号 $x(f)$ に MUSIC 処理や ESPRIT 処理を適用し周波数推定することで、信号帯域を越えた超分解能推定の時間遅延推定が可能となる。

3. 提案する時間ゲートと周波数軸上での低域通過フィルタを用いる FFT-超分解能時間遅延推定法の概要

FFT-超分解能時間遅延推定における全域一括処理法（以下、単に全域一括処理法）の観測区間と受信信号の関係を図 1 に示す。以下本報告では、既知参照信号である送信信号は符号変調された信号として説明する。ここで、観測区間 (Observation interval) は時間遅延推定の対象となる全時間範囲である。

図 1 で N_r は符号変調波の 1 チップで規格化したときの信号長（すなわち符号長）、 N_r は FFT-超分解能時間遅延推定法における観測区間 (Observation interval) を 1 チップで規格化したときの総数である。斜線部は送信パルスである。目標で反射したパルス（黒塗りのパルス）が時間遅延 t_d で受信された状況を表している。 t_d は式 (1)~(4) の τ にあたる。観測する最大の時間遅延は N_r チップであり、網掛け部はその最大の遅延時間で受信された信号の受信タイミングを表している。この全域一括処理法では、観測区間 (observation interval) にパルス幅を加えた範囲を FFT 処理区間 (FFT processing interval) として、チップ幅で規格化した最大遅延時間 N_r の受信信号から一括して超分解能時間遅延推定処理を行う。このパルス繰り返し時間に相当するチップ数 N_r は、一般の距離推定を行う L-PRF (Low Pulse Repetition Frequency) レーダでは大きな値となる。全域一括処理法の超分解能処理では、この N_r 次元の相関行列に固有値解析を施すため、超分解能処理の演算負荷が極めて大きなものとなる。

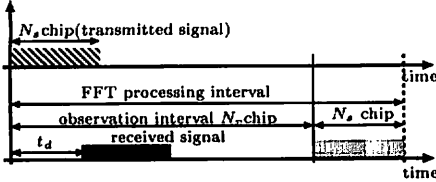


図1 全域一括法における観測区間と受信信号の関係

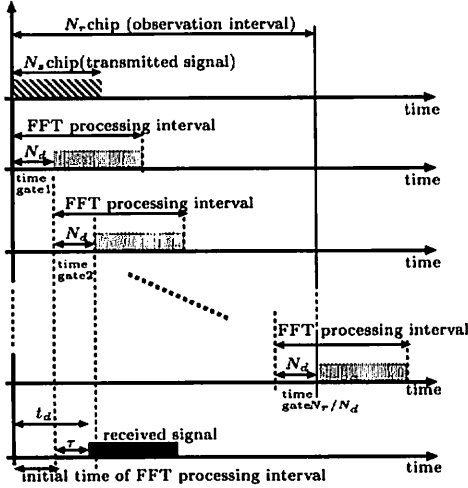


図2 提案法における時間ゲート、FFT処理区間と受信信号の関係

一方、図2に提案法における時間ゲート、FFT処理区間と受信信号の関係を示す。図2において、 N_d は提案法における時間ゲート (time gate) を1チップで規格化したときの総数を表している。提案法では、処理負荷の低減を図るため、観測区間 (Observation interval) を複数の時間ゲート (time gate) に分割し、各時間ゲートにパルス幅を加えた区間をFFT処理区間 (FFT processing interval) として、FFTによる周波数分析を行った後に超分解能処理を時間ゲート数だけ実施する。各FFT処理区間における時間ゲートは、そのFFT処理区間内の受信信号を用いて推定すべき時間遅延の範囲を表している。受信信号 (図2の黒塗りパルス) は、時間遅延に応じてどこかのFFT処理区間に入る。そして、FFT処理区間の開始時刻を基準としての時間遅延が推定され、FFT処理区間の開始時間を加算してパルス送信時刻を基準とする時間遅延が推定される。図2では2番目のFFT処理区間に受信信号が入り、時間遅延 τ が推定され、これに2番目のFFT処理区間の開始時間 (initial time of FFT processing interval #2) を加算すると時間遅延 t_d が求まる状況を表している。提案法では、各FFT処理区間が従来の全域一括処理に比べ短い。したがって、複数のFFT処理区間に対して超分解能時間推定を行っても全域一括処理に比べて大幅な演算負荷低減を図ることができる。

3.1 提案法の処理

提案法の処理ブロック図を図3に示す。送信信号である符号変調信号 $s_1, \dots, s_{N_d+N_s}$ にFFT処理を施し参照信号スペクトル $\Gamma_1, \dots, \Gamma_{N_d+N_s}$ (式(4)の $S(f)$ に対応)を準備しておく。

①距離ゲート毎信号切出 (sliding)

受信信号を図2に示すようなFFT処理区間ごとに分割する。 l 番目の時間ゲートを含むFFT処理区間の受信信号を $z_{1,l}, \dots, z_{hN_d+hN_s,l}$ と表す。受信信号として K_l 個の目標からの反射波がこの時間ゲート内に多重しているものとする。これら反射波の時間遅延をそれぞれ $\tau_1, \dots, \tau_{K_l}$ とする。 h はオーバーサンプリング比である。オーバーサンプリング比 h はサンプリング周波数 B_{sample} とチップレート B_{chip} により次式で表される。

$$h = \frac{B_{sample}}{B_{chip}} \quad (5)$$

以下、 l 番目の時間ゲートを含むFFT処理区間の受信信号 $z_{1,l}, \dots, z_{hN_d+hN_s,l}$ の処理に限定して説明する。

②周波数分析 (FFT)

受信信号に対しFFT処理を施して受信信号スペクトル $y_{0,1,l}, \dots, y_{0,hN_d+hN_s,l}$ (式(4)の $U(f)$ に対応)を生成する。受信信号スペクトル成分 $y_{0,(hN_d+hN_s)/2,l}$ が周波数零成分を表すものとする。 $\text{floor}[(N_r + N_s)/2]$ を $(N_s + N_r)/2$ の小数点以下を切捨てる関数を表すとして、次式により受信機帯域の受信信号スペクトル $y_{1,l}, \dots, y_{N_d+N_s,l}$ を生成する。

$$y_{i,l} = y_{0,N_{ini}+i,l} \quad (1 \leq i \leq N_d + N_s) \quad (6)$$

$$N_{ini} = \frac{(hN_r + hN_s)}{2} - \text{floor}[(N_r + N_s)/2]$$

③除算 (division)

受信信号スペクトル $y_{1,l}, \dots, y_{N_d+N_s,l}$ を参照信号スペクトル $\Gamma_1, \dots, \Gamma_{N_d+N_s}$ で除算して除算信号 $x'_{1,l}, \dots, x'_{N_d+N_s,l}$ (式(4)の $x(f)$)を生成する。

$$x'_{i,l} = \frac{y_{i,l}}{\Gamma_i} \quad (1 \leq i \leq N_d + N_s) \quad (7)$$

④低域通過フィルタ+デシメーション (LPF+decimation)

時間ゲート範囲の時間遅延にて受信された信号成分のみに制限する処理が行われる。前述したように除算信号 $x'_{1,l}, \dots, x'_{N_d+N_s,l}$ に含まれる目標信号成分は周期が $\frac{1}{h}$ の正弦波信号となることを考慮すると、各時間ゲートの最大値を限定したことで正弦波信号の周期がある値より大きくなる可以给える。そこで、式(8)に示すFIR(Finite Impulse Response)フィルタを用いた帯域制限とデシメーション (いわゆる間引き)を行う (図4参照)。

$$x_{i,l} = \sum_{i'=1}^{N_{deci}} w_{i'} x'_{(i-1)N_{deci}+i',l} \quad (8)$$

$$N_{deci} = \text{floor} \left[\frac{N_d + N_s}{N_d} \right]$$

こうして、時間遅延が l 番目の時間ゲート範囲の信号成分のみに制限され、S/Nの改善と以降の時間遅延推定における相関行列の次元を低減することができる。

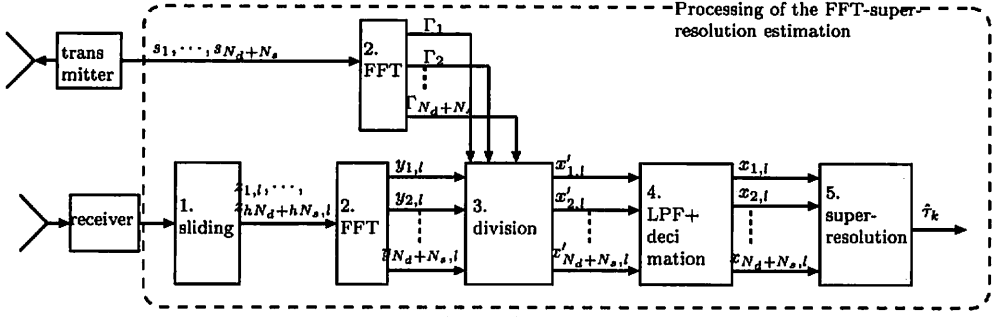


図3 提案法の処理ブロック

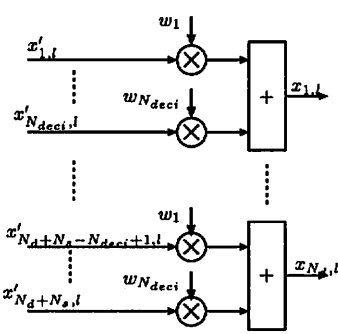


図4 デシメーション処理の内部構成

⑤超分解能処理 (super-resolution)

除算信号の波形周期を超分解能処理 (super-resolution) で推定する。第4章の計算機シミュレーションでは、超分解能法の一例として ESPRIT [6] を採用した評価を行う。

除算信号 $x_{1,l}, \dots, x_{N_d,l}$ から ESPRIT を用いて、時間遅延 $\tau_1, \dots, \tau_{K_1}$ を推定する方法を以下に説明する。式 (9) により相関行列 R_l を求める [7][8]。次式で $x_{i,l}^H$ はベクトル $x_{i,l}$ の共役転置を表す。また、 M は相関行列 R_l の次元を表す。 $N_d - M + 1$ はスムージング回数である。

$$R_l = \sum_{i=1}^{N_d-M+1} x_{i,l} x_{i,l}^H, \quad (9)$$

$$x_{i,l} = [x_{i,l} \ x_{i+1,l} \ \dots \ x_{i+M-1,l}]^T$$

相関行列 R_l の固有値の中でスレッシュホールド Th よりも大きいものを調べる。この個数を K_1 とし目標数とする。行列 E'_1 と行列 E''_1 を求める。

$$E'_1 = J_1 E_1 \quad (10)$$

$$E''_1 = J_2 E_1 \quad (11)$$

ここで、 E_1 は相関行列 R_l の上位 K_1 個の固有値に対応する固有ベクトルを列ベクトルとする M 行 K_1 列の行列、 J_1 と J_2 は次式で定義される $M-1$ 行 M 列の行列を表している。

$$J_1(i, k) = \begin{cases} 1 & (i = k) \\ 0 & (i \neq k) \end{cases} \quad (12)$$

$$J_2(i, k) = \begin{cases} 1 & (i + 1 = k) \\ 0 & (i + 1 \neq k) \end{cases} \quad (13)$$

行列 Ψ_l を算出する。

$$\Psi_l = (E'_1{}^H E'_1)^{-1} E'_1{}^H E''_1 \quad (14)$$

k_l ($1 \leq k_l \leq K_1$) 番目の目標の時間遅延推定値 $\hat{\tau}_{k_l}$ を算出する。

$$\hat{\tau}_{k_l} = \frac{1}{2\pi\Delta_f} \arg[\nu_\Psi(k_l)] \quad (15)$$

$$\Delta_f = \frac{N_{deci} B_{chip}}{N_d + N_s}$$

ここで、 $\nu_\Psi(k_l)$ は行列 Ψ_l の k_l 番目の固有値であり、 $\arg[\nu_\Psi(k_l)]$ はその偏角である。

3.2 処理演算量の比較

本節では、超分解能処理に ESPRIT を用いた全域一括処理法と提案法の処理演算量に関する比較を示す。提案法では、超分解能処理に ESPRIT を用いた場合についての処理演算量を示す。

①全域一括処理法 (超分解能処理に ESPRIT を用いた場合):

全域一括処理法では、 N_r 点の FFT 処理を行った後、 $N_r/2$ 次元の相関行列に関して ESPRIT 処理を行うので、処理演算量 (積和演算回数) は次式 (16) である。

$$n_{conv} = n_{fft} + n_{esprit} \quad (16)$$

ここで、 n_{fft} 、 n_{esprit} はそれぞれ N_r 点の FFT と $N_r/2$ 次元の ESPRIT の演算量である。 n_{fft} はオーバーサンプリング比 h を用いて式 (17) により表される。

$$n_{fft} = \frac{1}{2} (hN_r + hN_s) \log_2 (hN_r + hN_s) \quad (17)$$

また、 n_{esprit} は ESPRIT 処理の演算量であり、たとえば文献 [9][10] から下式で表される。

$$n_{esprit} = 3 \left(\frac{N_r + N_s}{2} \right)^3 \quad (18)$$

②提案法:

時間ゲートのチップ数が N_d のとき、時間ゲート数は N_r/N_d 個となり、その各時間ゲートで FFT 処理、デシメーション処理、ESPRIT 処理を行う必要がある。そのため、処理演算量

$n_{proposed}(N_d)$ は次式 (19) により表される。

$$n_{proposed}(N_d) = \frac{N_r}{N_d} \{n_{fft}(N_d) + n_{deci}(N_d) + n_{esprit}(N_d)\} \quad (19)$$

ここで、 $n_{fft}(N_d)$ は FFT の処理演算量で次式 (20) により表される。

$$n_{fft}(N_d) = (hN_d + hN_s) \left(\frac{1}{2} \log_2 hN_d + hN_s \right) \quad (20)$$

また、 $n_{deci}(N_d)$ はデシメーション処理の演算量で次式となる。

$$n_{deci}(N_d) = N_d + N_s \quad (21)$$

さらに、 $n_{esprit}(N_d)$ は ESPRIT 処理の演算量であり次式 (22) により表される。

$$n_{esprit}(N_d) = 3 \left(\frac{N_d}{2} \right)^3 \quad (22)$$

4. 計算機シミュレーション

本章では、提案法の処理負荷の比較評価と、一つの距離ゲートに着目した多重波の時間遅延推定の基本性能、すなわち 2 目標時の時間遅延推定精度の信号対雑音電力比 (S/N) 依存性を評価する。

4.1 設定パラメータ

計算機シミュレーションでは、以下のパラメータを採用する。

- ・送信パルス：既知のランダム 2 値符号変調 (BPSK)
- ・パルス符号長 N_s ：256 チップ
- ・サンプリング周波数 B_{sample} ：BPSK 変調のチップレート B_{chip} の 2 倍
- ・受信機帯域制限フィルタ：コサインロールオフフィルタ (ロールオフファクタ 0.5)
- ・観測区間 N_r ：1024 チップ
- ・デシメーションフィルタの重み w_i ($1 \leq i' \leq N_{deci} = 18$)：1

距離ゲート内の目標数は 2 とし、そのパラメータは以下とする。

- ・目標信号 1 の時間遅延：BPSK 変調の 4 チップ (目標の存在する時間ゲートの初期時刻を基準)
- ・目標信号 2 の目標信号 1 に対する時間遅延差：BPSK 変調の 1 チップ、1/2 チップ
- ・目標信号間の位相差：0 ~ π の一様分布
- ・目標受信パルスのサンプリングタイミング：チップ幅内で一様

上記条件は、近距離レーダを想定しチップレートを 100MHz とすれば、1 チップ幅に対応する距離、観測区間はそれぞれ約 1.5m、1.5km である。一方、チップレートが 2MHz とすれば、それぞれ約 75m、75km に相当する。

4.2 演算量の比較・評価

提案法と全域一括処理法の演算量を比較・評価した。時間ゲート幅のチップ数 N_d を変数として、提案法 (ESPRIT を用いた場合) の処理負荷 (式 (19)) を全域一括法の演算量 (式 (16))

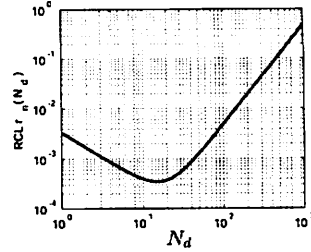


図 5 演算量の比

で除算した演算量比 (式 (23)) を図 5 に示す。 N_r 、 N_s は上記の $N_r = 1024$ 、 $N_s = 256$ を用いた。

$$r_n(N_d) = \frac{n_{proposed}(N_d)}{n_{conv}} \quad (23)$$

図 5 で、横軸は時間ゲート幅のチップ数 N_d 、縦軸は演算量比 (RCL : Ratio of Calculation Load) $r_n(N_d)$ を表している。図 5 の結果より、時間ゲートのチップ数 $N_d = 15$ のときに、全域一括処理に比較して提案法の演算量が最も小さくなり、約 $r_n(15) \cong 1/1000$ 倍にも低減されることが分かる。

4.3 S/N に対する時間遅延推定誤差の評価

提案法の S/N を変数とした時間遅延推定誤差の関係を評価した。ここで、時間ゲート数 N_d は図 5 の結果より ESPRIT の演算量が最も小さくなる 15 を採用した。デシメーションフィルタ点数 N_{deci} を式 (8) より 18 とした。また、デシメーションフィルタの相関行列の点数 M を時間ゲート数 $N_d = 15$ の約半数の 8 とした。

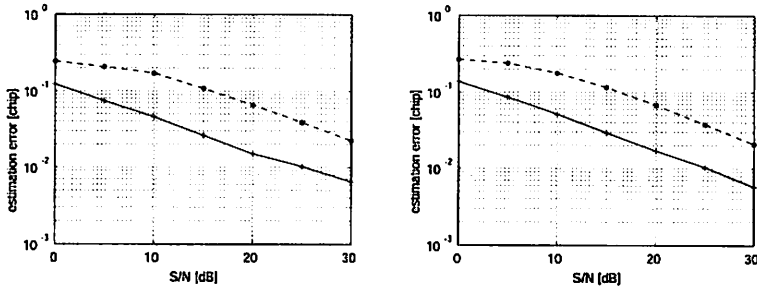
時間遅延推定精度の評価結果を図 6 に示す。各図で横軸は S/N [dB]、縦軸はチップ幅で正規化した推定値の真値に対する誤差 (RMSE) を対数スケールで表示したものである。各図の (a)(b) はそれぞれ目標信号 1、目標信号 2 の推定誤差である。実線は 2 目標の時間遅延差が 1 チップの場合、破線は 0.5 チップの場合の評価結果である。シミュレーション回数は 100 としその平均を用いた。図 6 の結果から、設定した S/N 値の範囲において、それぞれの時間遅延推定誤差として約 0.1 チップ幅から 0.01 チップが得られることが分かる。例えば、時間遅延差が 0.5 チップの場合、比較的低 S/N である S/N=5dB において ESPRIT を用いた場合、目標 1、目標 2 ともにその各時間遅延の推定精度は約 0.2 チップ程度が得られた。推定精度は S/N に対しおよそ -1/2 乗の特性であることが分かる。S/N 値が小さい S/N=0dB のとき、-1/2 乗の特性からずれているが、2 目標の時間遅延が共に中間時間遅延値 $(\tau_{1,i} + \tau_{2,i})/2$ と推定される場合が多く発生したためと思われる。

上記 ESPRIT を用いた提案法の結果は、同様に超分解能処理に ESPRIT を用いた全域一括処理法の結果と同程度であることも確認している。一例として、時間遅延差 0.5 チップ、S/N=10dB において、目標信号 1 の推定誤差は、提案法では 0.17 チップ、全域一括処理法では 0.16 チップであった。

一方、超分解能処理として共に ESPRIT を用いた場合の提案法と全域一括処理法での相関行列の次元を等しくした場合、全域一括処理法では時間遅延推定精度の劣化が予想される。

1チップ遅延

0.5チップ遅延



(a) Estimation error of arrival time (target1) (b) Estimation error of arrival time (target2)

図 6 S/N に対する時間遅延推定誤差の関係

全域一括処理法では、周波数軸上の除算信号には周期の小さい(すなわち大きな時間遅延の)信号が含まれておりデシメーションを行うことができず、相関行列の次元低減は周波数軸上の除算信号の切り出しスペクトル範囲を短くすることにて実現される。このとき、除算信号の周期推定の精度は上記制限された周波数軸上のスペクトル範囲に相当する値となるため、提案法に比較して時間遅延推定精度が劣化するものと思われる。一例として、 $S/N=10\text{dB}$ として推定精度を計算機シミュレーションにより比較した結果、1チップ幅相当の時間遅延差の状況において、処理負荷を同一とする場合全域一括処理法は推定誤差が約10倍となった。

5. むすび

本報告では、低計算負荷にて所要の観測区間内の多重波の時間遅延差を推定可能とする時間ゲートと周波数軸上の低域通過フィルタを用いたFFT-超分解能時間遅延推定法を提案した。

提案法では、観測区間を複数の時間ゲートに分割することで、ゲート幅を超える大きな時間遅延差の多重波を弁別するとともに、除算信号の波形周期が大きいものに限定されることから周波数軸上で低域通過フィルタを適用することで距離ゲート間の干渉を抑圧し、かつデシメーションにより超分解能処理の次元低減による計算量の削減が可能となる。

一例として、256点ランダム符号系列を用いて1024チップ範囲を観測区間とするパラメータにおいて、時間ゲートとして各時間ゲートを15チップとすることで、性能が低下することなく全域一括処理法の約1/1000に演算量(積和演算回数)が低減されることを示した。

計算機シミュレーションによる時間遅延推定精度評価の結果、時間遅延差が0.5チップの2目標環境において、比較的低 S/N である $S/N=5\text{dB}$ の場合において各目標ともにその時間遅延の推定精度として約0.2チップ程度が得られた。

今後は、時間ゲート間の干渉抑圧性能の検証を行うとともに、目標との相対速度によるドップラーシフトがある場合の評価と対策について検討する予定である。

文 献

- [1] 大槻智洋, 田野倉保雄: "クルマで瞬き始める電子の「眼」", 日経エレクトロニクス, 2003.8.4, pp.57-68(2003)
- [2] 稲葉 敬之, 荒木 純道, "マルチパス環境での空間・周波数最大比合成法", 電子情報通信学会論文誌 (B), vol.J85-B, no.12, pp.2280-2289, Dec. 2002.
- [3] 中原 秀樹, 小山 卓哉, 菊間 信良, 稲垣 直樹, "FFT-MUSIC法とFFT演算型相関法の多重波伝播遅延時間分解能の比較検討", 1995 信学総大, B-25.
- [4] 中原 秀樹, 小山 卓哉, 菊間 信良, 稲垣 直樹, "FFT-MUSIC法の伝搬遅延時間分解能に対する周波数偏差の影響", 1995 信学ソ大(通信), B-10.
- [5] 辻井 重男, デジタル信号処理の基礎, 電子情報通信学会編, 1988.
- [6] R. H. Roy, T.Kailath, "ESPRIT - Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Techniques," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol.37, no.7 pp. 984-995, July, 1989.
- [7] T.J.Shan, M.Wax, T.Kailath, "On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals," IEEE Trans., Acoust., Speech, Signal Processing, vol ASSP-33, no.4, pp.806-811, Aug. 1985.
- [8] R.T.Williams, S.Prasad, A.K.Mahalarabis, and L.H.Sibul, "An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-36, no.4, pp.425-432, Apr. 1988.
- [9] Tayem, N. Kwon, M.K., "L-shape 2-dimensional arrival angle estimation with propagator method," VTC-2005, vol.1, pp.6, May 2005.
- [10] 山本 有作, 猪貝 光祥, 直野 健: "共有メモリ型並列計機向けの高並列固有ベクトル解法とSR8000での評価", 情報処理学会論文誌, Vol. 42, No. 4, pp. 771-778(2001).