

多周波ステップ LFM 方式における CMSE 周波数ステップ

非会員 渡辺 優人^{*a)} 非会員 稲葉 敬之^{*}

Constrained Minimum Square Error Frequency Step in Stepped Multiple Frequency LFM Radar

Masato Watanabe^{*a)}, Non-member, Takayuki Inaba^{*}, Non-member

(2015年6月10日受付, 2016年3月7日再受付)

In this paper, unequal interval stepped multiple frequency Linear Frequency Modulation (LFM) pulse radar is modified to improve the side-lobe characteristics of Synthetic Wideband Waveform Processing (SWW). The proposed Constrained Minimum Square Error (CMSE) method, which employs some constraints on the output level of SWW, provides the parameters associated with the intervals of frequencies to mitigate problems associated with the side-lobe level in the vicinity of main-lobe. The parameters of the unequal interval frequency step are obtained by solving the optimization problem with the constraint condition that the side-lobe level of SWW is lowered in the vicinity of the main-lobe while it is increased at the null of LFM pulse compression. The simulation results are shown that unequal interval stepped multiple frequency LFM using CMSE method with only 8 frequencies, Discrete Fourier Transformation without weighting, suppressed the side-lobe level below -20 dB.

キーワード: レーダ, パルス圧縮, 合成帯域法, サイドローブ

Keywords: Radar, Pulse Compression, Step Frequency, Side lobe

1. まえがき

狭受信機帯域幅で高い距離分解能を得るレーダ方式として合成帯域法⁽¹⁾⁽²⁾が知られている。合成帯域法は、送信周波数を一定の間隔で周波数ステップさせた送信信号を時分割で送受信し、送信周波数差に基づく受信信号の距離に関する位相の回転より距離プロファイルを得る。しかし、合成帯域法には、周波数ステップ幅によって決まる折り返し(グレーティングローブ)と距離サイドローブが発生するという課題がある。折り返し対策としては、送信波をパルス(もしくはパルス圧縮波)とし、折り返しの間隔を距離ゲート幅(パルス幅もしくは圧縮後パルス幅)以下とする周波数ステップ幅を選択することによりグレーティングローブを緩和する方法が用いられている⁽³⁾⁽⁴⁾。

一方、距離サイドローブ低減のためには、合成帯域処理(すなわち周波数ステップ方向のフーリエ変換)時に Hamming

などの振幅ウェイトを適用する方法が一般に用いられるが、合成後のメインローブ幅が広がる(すなわち距離分解能が低下する)とともに、ウェイトにより信号情報の損失が発生するという問題が存在する。そこで、距離サイドローブを抑圧するため、送信周波数ステップに不等間隔周波数ステップを用いる方法が提案されている⁽⁵⁾。この方法では、信号情報の損失が伴う振幅ウェイトを適用せずに、周波数領域にて適当なウェイトを与えるような不等間隔周波数ステップにて送信し、受信信号に対して合成帯域処理することで、出力波形のサイドローブを低減しようという方法がある。しかし一般に、レーダではドップラー周波数の推定が求められるとともに、その出力を用いて合成帯域処理時の距離バイアス誤差を補正することが必要となる。このため、LFM (Linear Frequency Modulation) パルス圧縮⁽⁶⁾⁽⁷⁾、パルスドップラフィルタ、合成帯域処理を融合した多周波ステップ LFM 方式⁽⁸⁾では、周波数ステップ数は 8 程度に限定される状況となる。

以上の背景のもと本論文では、多周波ステップ LFM 方式において、低距離サイドローブ化を図るための不等間隔周波数ステップを与える CMSE (Constrained Minimum Square Error) 周波数ステップ法を提案する⁽⁹⁾。提案法では、周波数ステップの間隔を多項式(たとえば不等間隔となる 3 次式)

a) Correspondence to: Masato Watanabe. E-mail: watanabe.masato@inabalab.ee.uec.ac.jp

* 電気通信大学大学院情報理工学研究所
〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1
Graduate school of Informatics and Engineering, The University of Electro-Communications
1-5-1, Choufugaoka, Choufu, Tokyo 182-8585, Japan

として与え、この多項式パラメータを求める。この推定法の特徴は、合成帯域処理出力波形に対して、メインローブ中心距離から、ある距離における振幅値を拘束し、そのような出力波形が最小二乗誤差という基準にて得られるための、多項式パラメータを求めることである。特に提案法では、多周波ステップ LFM 方式における合成帯域処理の低距離サイドローブ問題であることから、距離ゲート (すなわちパルス圧縮出力波形) のヌル点に、合成帯域処理出力の電力が大きくなるように制約する一方でメインローブ近傍を低く制約することで、メインローブ幅の増加を抑制し、距離ゲート範囲内の距離サイドローブを低く抑えることが期待される方式である。

本文の2章では、多周波数ステップ LFM 方式の送信シーケンス、距離と速度を推定する信号処理について説明し、3章では提案法である CMSE 周波数ステップについて述べる。4章では計算機シミュレーションにより、車載レーダ等の近距離レーダを想定し、限られた観測時間内で距離および速度に折り返しが発生しない条件である8周波数ステップにて、等間隔ステップと比較して合成帯域処理の出力波形においてメインローブ幅が増加することなく-20dB以下のサイドローブが得られることを示す。

2. 多周波ステップ LFM 方式

本章では、多周波ステップ LFM 方式について説明する。本方式は以下を基本とする。

①N個の異なる送信周波数を時分割で切り替える送信シーケンスを用いる。

②各送信周波数にて、1つの LFM パルスをパルス繰り返し間隔 T_{PRI} にて送受信する。このとき n 番目の LFM パルスにおける送信周波数を与える $f(n)$ を周波数ステップ関数と呼ぶ。

③Fig.1 に示すように1回の観測時間 T_c において、①②に示す送信シーケンスを M 回繰り返す。

④受信した LFM パルスにそれぞれ対してパルス圧縮を行う。そのうち、ドップラー周波数推定処理および位相補正処理を行う。位相補正処理では、ドップラーシフトによる

LFM パルスの位相回転を補正する。

⑤位相補正処理結果に対し、N 個の周波数ステップにおける距離ゲート (LFM パルス圧縮出力) の位相差から合成帯域処理により距離ゲート幅内を高距離分解能化した距離プロファイルを得る。

〈2・1〉 送信シーケンス 送信シーケンスにおける n 番目の送信周波数は、送信開始周波数 f, 周波数ステップ幅 Δf より(1)式に示す周波数ステップ関数により表わされる。

$$f(n) = f + \Delta f(n) \dots\dots\dots(1)$$

このとき、等間隔の周波数ステップ幅を用いるとき等間隔周波数ステップと呼ぶ。

次に、LFM パルスのパルス繰り返し間隔 T_{PRI} と送信周波数の切り替え間隔は、距離のあいまいさ (一つ以上前又は一つ以上後、もしくは両方の送信パルスの反射波が入り込むこと) が発生せず、一つの送信パルス (パルス幅 T_p) から次の送信パルスまでに電波が往復するという条件から、

$$T_{PRI} > \frac{2R_{max}}{c} \dots\dots\dots(2)$$

を満足する必要がある。ここで R_{max} をレーダに要求される最大インストルメント距離 (距離のあいまいさが発生することなく計測可能な距離の範囲) と呼ぶ。一方、要求される速度分解能を ΔV とすれば、以下の式より必要な観測時間 T_c は、

$$T_c \geq \frac{c}{2f\Delta V} \dots\dots\dots(3)$$

となる。次にレーダに要求される最大速度視野 (折り返しが発生することなく計測可能な相対速度の範囲) を $|V_{max}|$ とすると、

$$|V_{max}| = \frac{cM}{4T_c f} \dots\dots\dots(4)$$

を満足することが必要である。ここで、M は要求する最大速度視野を得るために必要な観測時間 T_c 内のドップラー周波数推定処理の入力データサンプル数である。このとき観測時間 T_c 内の入力データサンプル間隔 T_s は

$$T_s = N \cdot T_{PRI} \dots\dots\dots(5)$$

となる。これより周波数ステップ数 N として選択可能な上限は、(2),(5)式より要求される最大インストルメント距離 R_{max} と最大速度視野 V_{max} に依存しており、

$$N \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{c^2}{8 \cdot |V_{max}| \cdot (R_{max})} \cdot \frac{1}{f} \dots\dots\dots(6)$$

となる。ここでは、例として送信周波数 f を 76.5GHz とし、要求する距離視野を 200m 以上、また速度視野 200km/h 以上を満たす周波数ステップ数 N を 8 とする。また 60/76GHz 車載レーダ規格にて使用可能な送信帯域幅の上限より送信帯域幅 B を 500MHz、このとき必要とされる受信機帯域幅を 1/5 程度に狭くすることを想定して LFM パルスの帯域幅 b は 80MHz、不等間隔周波数ステップの設計時に基準とな

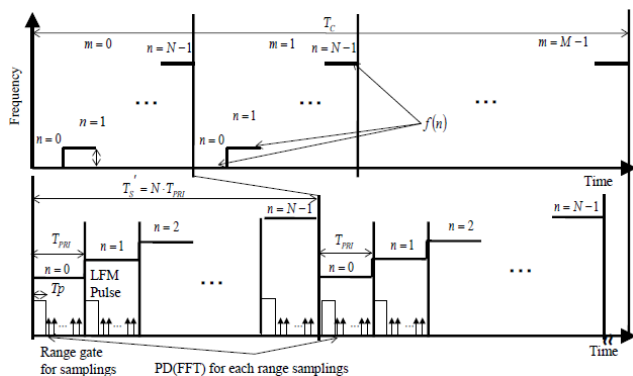


Fig. 1. Transmission frequency sequence of Stepped Multiple Frequency LFM

る周波数ステップ幅 Δf を 60MHz とする。

〈2・2〉 計測信号 計測信号モデルを説明するにあたり、まずは送信信号について考える。簡単のため振幅を 1 とすると送信波は、

$$x(t, n) = \exp\left[j\left(2\pi f(n)t + \phi_n\right)\right] \cdot \exp\left[j\left(2\pi \cdot \left(\frac{\mu}{2}t^2\right)\right)\right] \dots\dots\dots (7)$$

と書かれる。 ϕ_n は送信周波数毎に異なる任意の初期位相を、 $\mu = b/T_p$ は LFM スロープ、 b はサブパルス帯域幅、 T_p はサブパルス幅をそれぞれ表す。

目標で反射した送信波は、目標までの往復時間に相当する時間遅延 τ の後、受信波としてアンテナに入射する。このとき、受信波は、

$$x(t, n) = \exp\left[j\left(2\pi\left(f(n) + fd_n\right)t - 2\pi f(n)\tau + \phi_n\right)\right] \times \exp\left[j\left(2\pi \cdot \left(\frac{\mu}{2}t^2\right)\right)\right] \dots\dots\dots (8)$$

となる。ここで、 $fd_n (= 2Vf(n)/c)$ はドップラー周波数、時間遅延 $\tau = 2R/c$ であり、 V は目標相対速度、 R は目標距離、 c は光速である。この受信波はローカル信号 $f(n)$ でそれぞれミキシングされる。よって、計測信号は、

$$x(t, n) = \exp\left[j\left(2\pi fd_n t + 2\pi f(n)\tau\right)\right] \cdot \exp\left[j\left(2\pi \cdot \left(\frac{\mu}{2}t^2\right)\right)\right] \dots\dots\dots (9)$$

と書かれる。次に、LFM パルスの繰り返し番号を $m (= 0, 1, \dots, M-1)$ とし、 $n = 0, m = 0$ における送信開始時刻を $t = 0$ とおく。これより、各受信 LFM パルスの時間遅延 τ に相当する時刻それぞれ、

$$t = T_{PRI} \cdot n + T_{PRI} \cdot N \cdot m + \tau \dots\dots\dots (10)$$

と表される。時間遅延 τ に相当する距離ゲートに着目し、LFM の変調項を省略すると、(9)式より計測信号は、

$$y(m, n) = \exp\left[j\left(2\pi fd_n \cdot (T_{PRI} \cdot n + T_{PRI} \cdot N \cdot m) - \frac{4\pi f(n)}{c} R + 2\pi fd_n (T_{PRI} + \tau)\right)\right] = \exp\left[j\left(2\pi fd_n \cdot (T_{PRI} \cdot N \cdot m) + 2\pi fd_n \cdot (T_{PRI}) \cdot n - \frac{4\pi R}{c} \Delta f(n) + 2\pi fd_n (T_{PRI} + \tau) - \frac{4\pi R}{c} f\right)\right] \dots\dots\dots (11)$$

と書かれる。同一距離ゲートに複数の目標が存在する場合、計測信号は(11)式それぞれの線形和として書き表すことができる。(11)式から分かるように、 m 方向サンプリング信号の周波数から目標相対速度が得られ、 n 方向サンプリング信号の周波数は目標距離と相対速度の関数となる。

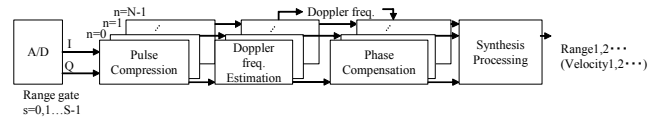


Fig. 2. Schematic diagram of Range/Relative Velocity estimation

〈2・3〉 距離・相対速度推定法 Fig.2 にドップラシフトによる影響を補正する位相補正処理を含む目標距離・速度推定法の処理ブロック図を示す。

まず A/D 変換器を経て得られた計測信号を送信開始時刻 $t=0$ から T_{PRI} 毎に分割する。なお、分割した計測信号 $y(m, n, s)$ はそれぞれ距離ゲートと呼ぶ S 個のサンプル $s (= 0, 1, \dots, S-1)$ からなり、そのサンプル間隔 Δ_s は A/D のサンプリング間隔とする。

次に、送信パルスの複素共役を取った時間反転信号を参照信号とし、計測信号と周波数領域で(12)式に示すように積を取り、逆フーリエ変換した結果をパルス圧縮出力とする。ここで $m = 0, n = 0$ に着目すると、

$$z = F^{-1}(Y \cdot H) \dots\dots\dots (12)$$

と表される。ここで F^{-1} は逆フーリエ変換を表し、 Y, H はそれぞれ計測信号と参照信号のフーリエ変換結果である。得られた結果を距離ゲート S の同じデータに着目し、 $n, code$ ごとに m 方向のサンプルデータを並べ、 $z(m, n, s)$ とする。ドップラー推定処理は、下式に示すように m 方向のフーリエ変換を適用する。

$$F(k, n, s) = \sum_{m=0}^{M-1} z(m, n, s) \cdot \exp\left(-2\pi j \cdot \left(\frac{m}{M}k\right)\right) \dots\dots\dots (13)$$

ここで、 $k (= 0, 1, \dots, M-1)$ は周波数チャンネル番号を示す。 $F(k, n, s)$ は各距離ゲートに対応するドップラー周波数スペクトルを表す。このとき、周波数チャンネル番号 k に対応するドップラー周波数は、

$$fd = \frac{k}{T_{PRI} \cdot N \cdot M} \dots\dots\dots (14)$$

と表わされる。次に、推定したドップラー周波数を用いて、(16)式より位相補正処理を適用し、ドップラー周波数による位相回転を補正する。

$$H(k, n, s) = F(k, n, s) \cdot \exp\left[-2\pi j \left(\frac{k}{T_{PRI} \cdot N \cdot M}\right)\right] \dots\dots\dots (15)$$

このとき、すべての距離ゲート s に対して補正処理を適用するため、目標数によらず位相補正が可能である。これら位相補正処理後の信号を入力として合成帯域処理を適用する。同一のドップラー周波数チャンネル k に着目し、各距離ゲート s に対する n 方向のサンプリングデータに対して、合成帯域処理を適用し、距離ゲートと比較して高距離分解能化した距離プロファイルを得る。

$$W(\hat{r}) = \sum_{n=0}^{N-1} H(n) \cdot \exp\left[-2\pi j \left(\frac{2\hat{r}}{c} \cdot \Delta f(n)\right)\right] \dots\dots\dots (16)$$

ここで, \hat{r} は距離ゲート幅内の距離サンプルを示す。得られたドップラー周波数-距離プロファイルに対して, CFAR などの検出処理を適用すると, 検出があったドップラー周波数チャンネル k より目標推定速度 \hat{v}

$$\hat{v} = k \cdot \mathcal{F} \cdot \frac{\lambda}{2} = fd \cdot \frac{\lambda}{2} \quad \dots\dots\dots (17)$$

が得られ, また対応する距離ゲート s および距離サンプル \hat{r} より目標推定距離 \hat{R}

$$\hat{R} = \Delta s \cdot (s + \hat{r}) \quad \dots\dots\dots (18)$$

が得られる。

3. CMSE 周波数ステップ

CMSE 周波数ステップは, 距離と相対振幅を与え, 不均衡間周波数ステップを出力する関数を多項式とした中で, 最小二乗誤差となるように多項式パラメータを求める。このとき, 自由に送信周波数を変更可能な周波数ステップ数を自由度と呼ぶ。提案法では, 合成帯域処理時の合成スペクトルが振幅ウェイトを適用するように両端の振幅を小さく, 周波数ステップの中心の振幅を大きくするために, 周波数ステップ関数には奇関数を用いる。ここでは 8 程度の少ない自由度を想定し, (19)式に示すように奇関数において最も次数の少ない 3 次関数を採用する。

$$\Delta f(n) = P_0 n^3 + P_1 n^2 + P_2 n + P_3 \quad \dots\dots\dots (19)$$

また距離分解能が劣化しないために, 等間周波数ステップと同じ送信帯域幅 B を用い, 周波数ステップの始点および終点を拘束する。これより, 周波数ステップ関数が満たす条件として(20)~(22)式をおく。

$$\Delta f(0) = 0 \quad \dots\dots\dots (20)$$

$$\Delta f\left(\frac{N-1}{2}\right) = \frac{B}{2} \quad \dots\dots\dots (21)$$

$$\Delta f(N-1) = B \quad \dots\dots\dots (22)$$

(19), (22)式より, 多項式パラメータと送信帯域幅 B の関係は以下のように書かれる。

$$P_3 = 0 \quad \dots\dots\dots (23)$$

$$P_0 \left(\frac{N-1}{2}\right)^3 + P_1 \left(\frac{N-1}{2}\right)^2 + P_2 \left(\frac{N-1}{2}\right) + P_3 = \frac{B}{2} \quad \dots\dots\dots (24)$$

$$P_0 (N-1)^3 + P_1 (N-1)^2 + P_2 (N-1) + P_3 = B \quad \dots\dots\dots (25)$$

さらに(21), (22)式からそれぞれ以下の等式が成り立つ。

$$\frac{1}{2} \Delta f(N-1) - \Delta f\left(\frac{N-1}{2}\right) = 0 \quad \dots\dots\dots (26)$$

$$\frac{1}{4} \Delta f(N-1) - \Delta f\left(\frac{N-1}{2}\right) = -\frac{B}{4} \quad \dots\dots\dots (27)$$

(24)~(27)式を用いて, 多項式パラメータ P_1, P_2 はそれぞれ以下のように 1 つの多項式パラメータ P_0 により表すことができる。

$$P_1 = -\frac{3(N-1)}{2} P_0 \quad \dots\dots\dots (28)$$

$$P_2 = \left(\frac{N-1}{2}\right)^2 P_0 + \frac{B}{N-1} \quad \dots\dots\dots (29)$$

以上より周波数ステップ関数 $\Delta f(n)$ は下式のように表すことができる。

$$\Delta f(n) = P_0 n^3 + \left(-\frac{3 \cdot (N-1)}{2}\right) P_0 n^2 + \left(\frac{(N-1)^2}{2} P_0 + \frac{B}{N-1}\right) n \quad \dots\dots\dots (30)$$

次に, 定位相項および送信周波数差に基づくドップラー周波数差を無視すると, (11), (15)式より合成帯域処理に入力される信号は,

$$H(n) = \exp\left[j\left(-\frac{4\pi R_d}{c} \cdot \Delta f(n)\right)\right] \quad \dots\dots\dots (31)$$

と書かれる。ここで, R_d は目標の距離真値を, s_d は対応する距離ゲート, k_d はドップラー周波数チャンネルをそれぞれ表す。これに対して合成帯域処理を適用すると, (16)式より,

$$W(R_0) = \sum_{n=0}^{N-1} H(n) \cdot \exp\left[-2\pi j\left(\frac{2R_0}{c} \cdot \Delta f(n)\right)\right] = N \quad \dots\dots\dots (32)$$

と書かれ, 得られる振幅は N となる。なお R_0 は合成帯域処理の指向距離 \hat{R} と目標の距離真値 R_d が一致した距離を表す。(32)式より, R_0 より距離 Δr だけ離れた位置の相対振幅値を $\varepsilon \cdot N$ とすると,

$$W(R_0 + \Delta r) = \sum_{n=0}^{N-1} H(n) \cdot \exp\left[-2\pi j\left(\frac{2(R_0 + \Delta r)}{c} \cdot \Delta f(n)\right)\right]$$

$$W(\Delta r) = \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left[-2\pi j\left(\frac{2(\Delta r)}{c} \cdot \Delta f(n)\right)\right] = \varepsilon \cdot N \quad \dots\dots\dots (33)$$

と書かれる。これに(30)式を代入すると,

$$S(\Delta r_x) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left\{-j\frac{4\pi}{c}(\Delta r_x) \cdot \left[P_0 \cdot n^3 + \left[-\frac{3(N-1)}{2}\right] P_0 \cdot n^2 + \left[\frac{(N-1)^2}{2} P_0 + \frac{B}{N-1}\right] \cdot n \right]\right\} = \varepsilon_x \quad \dots\dots\dots (34)$$

上記のような式が得られる。ここで, x は距離と相対振幅に与える制約の数とする。(34)式において, 拘束条件に対して

最小二乗誤差となるような多項式パラメータ P_0 を求める。このとき(34)式より CMSE 周波数ステップは目標距離 R_d が未知であっても成立する。以上より, (23)式から $P_3 = 0$ が得られ, (28),(29)式より多項式パラメータ (P_0, P_1, P_2, P_3) が決まる。これら多項式パラメータを(19)式に代入すると不等間隔周波数ステップが得られる。

4. 計算機シミュレーション

本章では, 提案法により求めた非線形周波数ステップを示すとともに, 合成帯域処理の出力波形について等間隔周波数ステップの出力と比較する。等間隔周波数ステップを用いた合成帯域出力は $\sin x/x$ 特性に基づき, ピークサイドローブ (PSL) は, 理論値で -13.2dB (第1サイドローブ) となる。使用するレーダパラメータは以下に示すとおりである。

- 送信周波数 f : 76.5 GHz
- パルス繰返し周期 T_{PRI} : 2 μs (最大距離視野 : 300m)
- サブパルス帯域幅 b : 80 MHz (サブパルスパルス圧縮出力の距離分解能: 1.875m)
- 周波数ステップ数 N : 8 (最大速度視野: $\pm 220.6\text{km/h}$)
- 占有帯域幅 B : 500 MHz (提案法の距離分解能 : 0.3m)
- 観測時間内同一周波数 M : 256
- 全観測時間 T_c : 4.096 ms (速度分解能 : 1.7km/h)
- 目標数 : 1 (目標距離 : 200m, 目標速度 : 200km/h)

まず目標距離を未知とし, Table 1 に示すように, メインローブ近傍の第1サイドローブを相対振幅 0.01 と低く制約する。このとき得られる不等間隔周波数ステップは Fig.3 を示す。Fig.3 において, 実線は不等間隔周波数ステップを, 破線は基準となる周波数ステップ幅 $\Delta f = 60\text{MHz}$ の等間隔周波数ステップを表す。また上図において, 縦軸は周波数 [Hz] を表し, 横軸は周波数ステップ番号を, 下図において縦軸は周波数ステップ幅 [Hz] をそれぞれ表す。次に, Fig.4 は, Fig.3 に示す不等間隔周波数ステップ (No.1) を用いたときの距離波形を表す。縦軸は相対利得 [dB], 横軸は距離 [m] を表し, 実線は不等間隔周波数ステップ, 破線は等間隔ステップの場合の合成帯域出力を, 点線は LFM のパルス圧縮出力を表す。Fig.4 より, 第1サイドローブを -30dB 以下に抑圧する結果が得られた。このとき拘束条件を満たす一方で, 第2サイドローブや, ピークから $\pm 3\text{m}$ の位置にみられる位相差を使った距離推定における距離の折り返し, グレーティングローブ (GL) などは等間隔周波数ステップと比較して電力が高い傾向を示している。これは, 振幅ウェイトのように信号情報を失うことなく, 振幅分布のみを制御することから1点の拘束条件を満たすために他の部分にエネルギーが移動しているとみられる。

そこで, Table 2 に示すように制約する距離とその相対振幅の数を 3 に増やし, 距離ゲートのヌル点に, 合成帯域処理出力の電力が大きくなるように制約する (条件 C) 一方でメインローブ近傍の第1, 2サイドローブを低く制約することで, メインローブ幅の増加を抑制し, 距離ゲート範囲内

Table 1. Constraint condition No.1

	Range of Constraint condition Δr [m]	Relative amplitude ϵ
A	0.42(First SL)	0.01

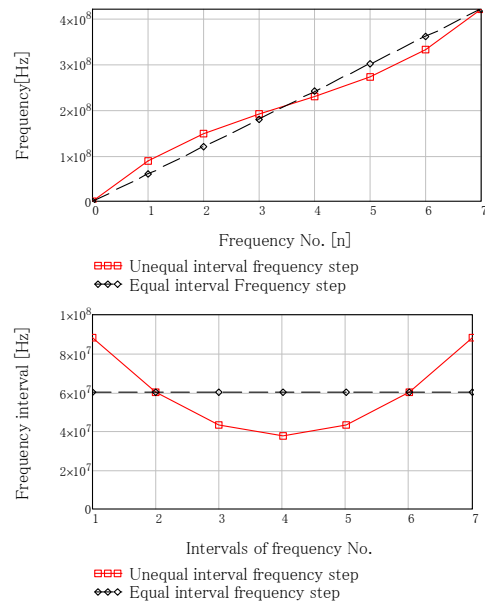


Fig. 3. Output of CMSE frequency Step (No.1)

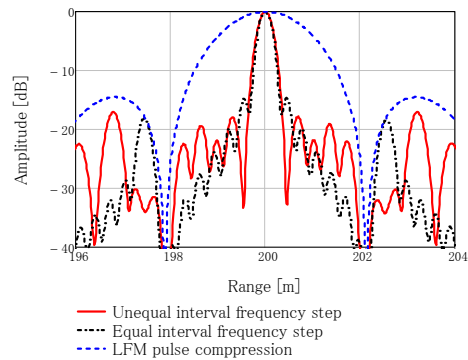


Fig. 4. Output of Synthetic wideband processing (No.1)

の距離サイドローブを低く抑える (条件 A, B)。Fig.4 は Table 2 より得られた不等間隔周波数ステップ (No.2) を表す。次に, Fig.6 は Fig.5 に示す等間隔周波数ステップを用いた距離波形を表す。Fig.6 より, Fig.4 と比較して第1サイドローブの抑圧効果では劣るものの, 条件 B, C を加えたことで第2サイドローブ, および GL を -20dB 以下に抑圧する結果が得られた。

以上, Table 3 に等間隔周波数ステップとの比較結果をまとめた。周波数ステップ数 $N=8$ という条件における Hamming ウェイトにより信号電力の損失は 6.3 dB, 距離分解能 (すなわち, ピークから -3dB でのメインローブ幅) は 0.75 倍となる。これに対し, 提案法により得られた不等間隔周波数ステップ (No.1, No.2) では, 振幅ウェイトによる信号電力の損失なく, メインローブ幅の増加がないことを確認した。

Table 2. Constraint condition No.2

	Range of Constraint condition Δr [m]	Relative amplitude ϵ
A	0.42(First SL)	0.1
B	0.72(Second SL)	0.1
C	2.063(First null of LFM PC)	0.7

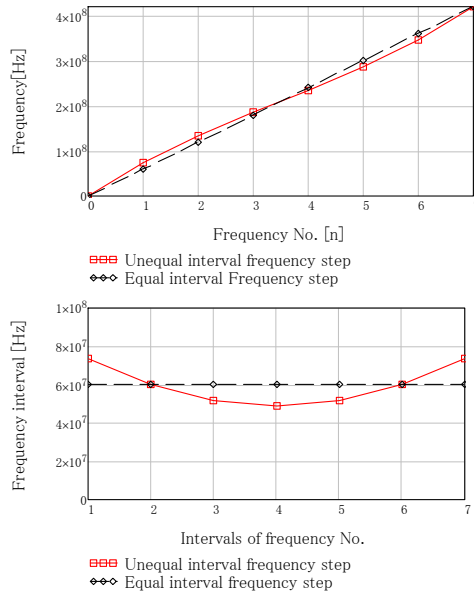


Fig. 5. Output of CMSE frequency Step (No.2)

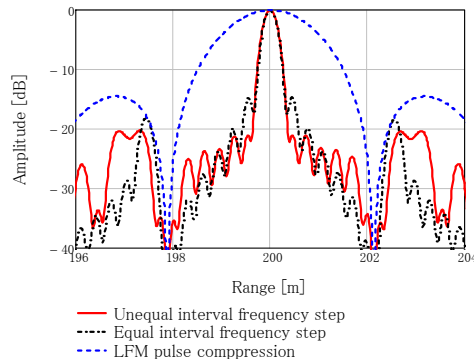


Fig. 6. Output of Synthetic wideband processing (No.2)

Table 3. Comparison of the results

Frequency step	Amplitude Weight	Weight Loss[dB]	Main lobe Width [m]	PSL [dB]	GL [dB]
equal	none	0	0.3	-13.2	-18.0
equal	Hamming	6.3	0.4	-38.8	-17.9
No.1	none	0	0.3	-17.8	-17.1
No.2	none	0	0.4	-21.2	-20.3

5. むすび

本論文では、多周波ステップパルス圧縮法において、パルス圧縮波として LFM (Linear Frequency Modulation) 波を採用し、低距離サイドローブ化を図るための不等間隔周波数ステップを与える CMSE (Constrained Minimum Square Error)

周波数ステップを提案した。CMSE 周波数ステップの拘束条件式を示すとともに、目標距離が未知であっても成立することを示した。さらに、計算機シミュレーションにより、8 周波数ステップにて、等間隔ステップと比較して合成帯域処理の出力波形においてメインローブ幅が増加することなく -20 dB 以下のサイドローブが得られることを示した。

文 献

- (1) T. Hara, T. Sekiguchi, I. Chiba, and S. Wadaka : "Doppler Frequency Tolerant Synthetic Bandwidth Radar", IEICE Trans. (B), Vol.J89-B, No.7, pp.1131-1140 (2006) (in Japanese)
原 照幸・関口高志・千葉 勇・和高修三:「ドップラー周波数の影響を受けない合成帯域レーダ」, 信学論 (B), Vol.J89-B, No.7, pp.1131-1140 (2006) (in Japanese)
- (2) C. Fukushima and T. Yamaoka : "Range Profile Measurement on Synthetic Bandwidth Radar", IEICE Trans. (B), Vol.J89-B, No.6, pp.999-1006 (2006) (in Japanese)
福島智恵・山岡建夫:「合成帯域レーダにおけるレンジプロファイル計測」, 信学論(B), Vol.J89-B, No.6, pp.999-1006 (2006)
- (3) N. Levanon : "Stepped-Frequency Pulse-Train Radar Signal", IEE Proc-Radar Sonar Navigation, Vol.149, No.6, pp.198-309 (2002)
- (4) I. Gladkova : "Analysis of Stepped-Frequency Pulse Train Design", Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, Vol.45, No.4, pp.1251-1261 (2009)
- (5) D. J. Rabideau : "Nonlinear synthetic wideband waveforms", Proceeding of the IEEE International Radar Conference, pp.212-219, California, USA (2002)
- (6) M. I. Skolnik : "Introduction to Radar System", McGraw-Hill, New York (1962)
- (7) D. R. Wehner : "High Resolution Radar Second ed", Artech House, Boston (1994)
- (8) M. Watanabe and T. Inaba : "Evaluation of decrease effect of range sidelobe by Multiple Frequency Nonlinear Synthetic Wideband Waveforms", Proceeding of the 2009 IEICE General Conference, 277, (2009) (in Japanese)
渡辺優人・稲葉敬之:「多周波 NL-SWW による距離サイドローブ低減効果」, 信学会総合大会講演論文集 2009 年, 277 (2009)
- (9) M. Watanabe and T. Inaba : "Stepped Multiple Nonlinear Frequency LFM Radar", IEICE Technical Report, Vol.109, No.349, SANE2013-42, pp.1-6 (2009) (in Japanese)
渡辺優人・稲葉敬之:「多周波非線形ステップ LFM 法における周波数ステップ非線形化法」, 信学技報, Vol.109, No.349, SANE2013-42, pp.1-6 (2009)

渡 辺 優 人 (非会員) 2009 年電通大・電気通信・電子工卒業, 2011 年同大学大学院博士前期課程修了。2015 年, 同大学にて博士 (工学) を取得。現在, 同大学特任助教。



稲 葉 敬 之 (非会員) 1981 年東工大・理・物理卒業, 1983 年同大学大学院理工学研究科物理学専攻修士課程修了。同年, 三菱電機 (株) 鎌倉製作所入社。同社情報技術総合研究所首席技師長を経て, 2008 年 4 月より電通大教授。工博。レーダ信号処理, 超電導磁気センサ信号処理, アダプティブアレー信号処理, 車載レーダの研究開発等に従事。

