

多周波ステップ LFM 法における信号処理の比較検討

渡辺 優人 稲葉 敬之

電気通信大学大学院電気通信学研究科 〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1

E-mail: watanabe.masato@inabalab.ee.uec.ac.jp

あらまし 筆者らは少ない受信機帯域幅にて高距離分解能が得られ、また周波数ステップの非線形により受信電力に損失なく低距離サイドローブを実現する多周波非線形ステップ LFM 法を提案している。本論文では、送信周波数ステップが線形の場合において、多周波ステップ LFM 法の信号処理と比べ、計算負荷および信号処理損失が幾分増加するものの、より低い距離サイドローブが得られる信号処理法である周波数領域合成帯域処理について説明するとともに、計算機シミュレーションを用いて両者の比較検討を行う。また、24GHz ソフトウェアレーダを用いて両者の距離サイドローブ低減効果に関して実験的に検証する。

キーワード レーダ, パルス圧縮, 合成帯域法, サイドローブ

Comparison of Signal processing for Stepped Multiple Frequency LFM Radar

Masato WATANABE Takayuki INABA

Graduate School of Electro-Communications, The University of Electro-Communications
1-5-1 Tyofugaoka, Tyofu-shi, Tokyo, 182-8585 Japan

E-mail: watanabe.masato@inabalab.ee.uec.ac.jp

Abstract We have proposed nonlinear stepped multiple frequency LFM method to obtain high range resolution with narrow bandwidth receiver and to achieve low range sidelobe without the received power loss by mean of nonlinear stepped frequency. In this paper, though the computational load and the received power loss are increased, frequency domain synthetic band processing which provides better range sidelobe is presented in case of the linear stepped frequency. We evaluate the performance of these methods by computer simulation. It is shown that these methods provide better range sidelobe performance in 24GHz radar experiment.

Keyword Radar, Pulse Compression, Step Frequency, Sidelobe

1. まえがき

レーダの性能を決める指標の1つとして、距離分解能が挙げられる。パルス圧縮法[1]における距離分解能は送信周波数帯域幅に依存し、 $\Delta R = c/2B$ (ここで c は光速、 B は送信周波数帯域幅であり、 $B=100\text{MHz}$ で 1.5m に相当) と表される。一般にパルス圧縮処理はデジタル信号処理にて実施されるため、送信周波数帯域幅と同等の受信機帯域幅、つまり広帯域受信系と高速 A/D 変換器を必要とする。レーダに用いられる A/D 変換器は、他の応用に比べダイナミックレンジが広い (16bit 以上) ことがその特徴であり、パルス圧縮法で高い距離分解能を得ることはハードウェア規模・コストが増大するという課題がある。これに対し、合成帯域法[2][3][4]は、周波数ステップ、送信周波数を一定

の間隔で変化させた信号を時分割で送信する。受信系はそれぞれの送信周波数で復調を行い、周波数方向に信号を合成するため、少ない受信機帯域幅にて高距離分解能が得られる。しかし、時分割送信を用いることによる観測時間の拡大、ドップラシフトによる距離誤差が発生する課題がある。また、合成帯域処理時に発生する距離グレーティングローブ (GL) を回避し、距離サイドローブ低減 (SL) が求められる。

これらの課題に対し、筆者らは、車載レーダ等で要求される観測時間という制約の中で、パルスドップラフィルタによるドップラシフト補償処理を LFM パルス圧縮法と合成帯域法の間に統合した多周波ステップ LFM 法信号処理が考えられる。この信号処理は LFM パルスのパルス圧縮による距離ゲート化により、合成

帯域の距離アンビギュイティ問題を回避可能としている。また、この多周波ステップ LFM 法信号処理では、前述したように、LFM パルスのパルス圧縮後に合成帯域を適用する信号処理構成であるため、合成帯域 (IDFT) 処理の入力サンプル点数は周波数ステップ数であり、比較的計算負荷が小さいという特徴を備えている。しかし、限られた観測時間という制約のため、周波数ステップ数が 8 程度と少ないため、距離 SL を低減するため、周波数ステップを非線形化した。これを多周波非線形ステップ LFM 法と呼ぶ[5][6]。

一方で、計算負荷と受信信号処理損失が幾分、増加するものの距離 SL を低減する多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理が考えられる。本処理は、送信ステップが線形の多周波ステップ LFM 法において、各 LFM パルスをフーリエ変換し、周波数軸上で参照関数との積の各スペクトルを合成した合成スペクトルに対し、全サンプル点数 (LFM パルスのサンプル点 × LFM パルス数) で合成帯域 (IFFT) 処理を行う。合成帯域 (IFFT) 処理の入力サンプル点数が多く、振幅ウェイトを適用することで距離 SL を低減することが期待される。本論文では、多周波非線形ステップ LFM 法と多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理に関し、計算機シミュレーションにより比較検討を行う。また、24GHz ソフトウェアレーダ[7]を用いて距離 SL 低減効果に関して実験的に検証する。

2. 多周波非線形ステップ LFM 法

多周波非線形ステップ LFM 法は、図 1 に示すような周波数ステップを非線形化した送信周波数シーケンスにより、高データレート、狭受信機帯域幅で高距離分解能を実現するとともに、受信信号にウェイトを乗じるのとは異なり電力の損失無しに距離 SL を低減する。また、図 2 に示すようにパルスドップラフィルタにより速度が得られるとともに、ドップラ周波数補正処理にて距離誤差を補償可能としている。最終出力である距離波形は、LFM パルスのパルス圧縮出力の各サンプルの位相に対し、周波数ステップ方向に距離を探索する合成帯域処理 (IDFT) により得られる。

2.1. 観測信号モデル

多周波非線形ステップ LFM 法の観測信号について述べる。まずパルス繰り返し番号 m 番目、非線形周波数ステップ n 番目の送信波送信開始時間を 0 とする時刻 $t(n, m) = t - T_{PRI} \cdot n - T_{PRI} \cdot N \cdot m$ 、振幅を 1 とすると送信波は、

$$s(t, n, m) = \exp \left[2\pi j \left(f(n) + \frac{\mu}{2} t(n, m) \right) t(n, m) + \phi \right] \quad (1)$$

と書かれる。尚、 b は LFM パルス帯域幅、 T_p は LFM パルス幅、 $\mu = b/T_p$ は LFM スロープ、 ϕ は任意の位相である。この送信波に対する受信波は時間遅延 τ とドップラシフトの影響を受けて、

$$x(t_0, n, m) = \exp \left[2\pi j \left(\frac{\mu}{2} t_0^2 - \frac{2R}{c} f(n) - fd(t_0 + T_{PRI} \cdot n + T_{PRI} \cdot N \cdot m) \right) \right] \quad (2)$$

となる。ここで、 t_0 は $t(n, m) + \tau$ を時刻原点とする時間を表す。同一距離ビン内に複数目標が存在するときには、観測信号は式(2)の線形和として書き表すことができる。

2.2. 拘束条件を用いた周波数ステップ非線形化法

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は、合成帯域処理出力のある特定の距離に対して拘束を与え、非線形最小二乗法により周波数ステップを求める。ここでは例として、非線形周波数ステップ間隔を与える非線形周波数ステップ関数 $\Delta f(n)$ を周波数ステップの中心を対象とした奇関数である以下の 3 次の多項式とする。

$$\Delta f(n) = P_0 \cdot n^3 + P_1 \cdot n^2 + P_2 \cdot n + P_3 \quad (n = 0 \dots N-1) \quad (3)$$

周波数ステップの始点、終点および中間点の条件より、

$$\Delta f(0) = P_0 \cdot 0^3 + P_1 \cdot 0^2 + P_2 \cdot 0 + P_3 = 0 \quad (4)$$

$$\Delta f(N-1) = P_0 \cdot (N-1)^3 + P_1 \cdot (N-1)^2 + P_2 \cdot (N-1) + P_3 = B_N \quad (5)$$

$$\Delta f\left(\frac{N-1}{2}\right) = P_0 \cdot \left(\frac{N-1}{2}\right)^3 + P_1 \cdot \left(\frac{N-1}{2}\right)^2 + P_2 \cdot \left(\frac{N-1}{2}\right) + P_3 = \frac{B_N}{2} \quad (6)$$

となり、周波数ステップによる全帯域幅を B_N とする。

また拘束条件式は IDFT の指向距離 R と目標距離が一致した距離から距離 Δr だけ離れた位置 (拘束距離) の相対振幅値を ε とすると、

$$S(\Delta r) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \left[\exp \left\{ \left(-j \frac{4\pi}{c} (\Delta r) \right) \cdot \Delta f(n) \right\} \right] = \varepsilon \quad (7)$$

と表わされる。ここで拘束条件数を 3 とすると、未知数 (係数 P) 3 に対して拘束条件式 3 個から非線形最小二乗法にて未知数を求める。これより、非線形周波数ステップは送信開始周波数を f とすると以下のように与えられる。

$$f(n) = f + \Delta f(n) \quad (n = 0 \dots N-1) \quad (8)$$

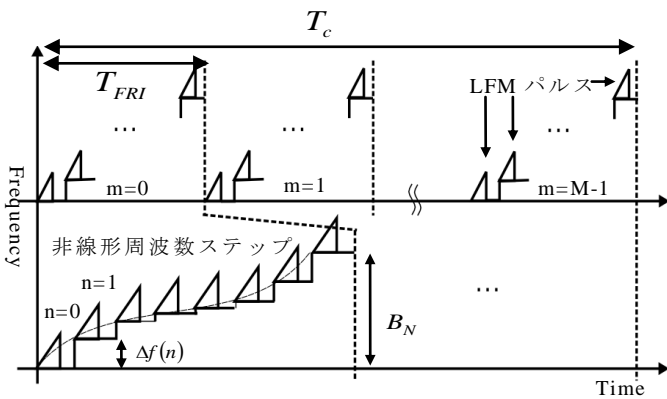


図 1：送信周波数シーケンス

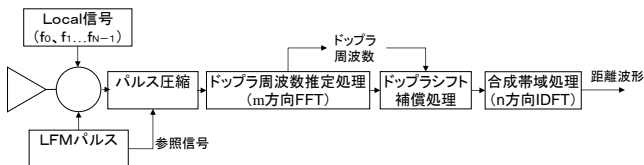


図 2：多周波ステップ LFM 法信号処理

3. 多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理

多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理についての信号処理構成(図 3)について説明する。まず観測信号に対して、FFT を行う。このときウェイト w_f を周波数ウェイトと呼ぶ。このとき FFT 区間は任意とするが、本報告では近距離レーダを想定したレーダパラメータであり PRI が短いことから PRI を FFT 区間とする。これに対し、参照信号を乗算し、周波数軸上の積を得る(図 4)。

$$X(f, m, n) = FFT[W_f \cdot x(t_0, n, m)] \quad (9)$$

$$G(f, m, n) = W_f \cdot X(f, m, n) \cdot H(f, m, n) \quad (10)$$

このとき周波数軸上の積であるスペクトルはすべて重なった状態で出力される。そのため各周波数ステップにおけるスペクトルに対し、スペクトラムシフト処理を行う。ただし、FFT 結果の周波数視野はサンプリング間隔 ΔT で決まり、オーバーサンプリング 2 とすると周波数視野は信号帯域の 2 倍しかない。これに対し、FFT 結果に対し任意の個数の 0 を挿入し、周波数視野を広げる 0 パッチング処理を前処理とする。このときスペクトラムシフト量は、周波数ステップ幅 Δf 、FFT の周波数分解能 δf に依存し、式(11)で表わされる。

$$fshift(n) = \Delta f(n) / \delta f \quad (11)$$

次に図 5 に示すようにスペクトラムシフト処理により送信占有帯域幅と同等の帯域に広がった各周波数ステップにおける周波数軸上の積に対してスペクトラム

コンバインを行う。これにより、図 6 に示したような送信占有帯域幅に相当する合成スペクトルを得ることができる。

$$\text{Sum}(f, n, m) = \sum_{n=0}^{N-1} G(f, n, m) \quad (12)$$

得られた合成スペクトルに対し、IFFT 処理を施すことにより、狭い受信機帯域幅で高距離分解能を有するレンジプロファイル(sinc/x 特性に基づき、第 1 距離 SL は -13.2dB となる)が得られる。ここでウェイト W を IFFT ウェイトと呼ぶ。

$$P(R, n, m) = IFFT[W \cdot \text{Sum}(f, n, m)] \quad (13)$$

ドップラシフトによる距離誤差に対しては、IFFT 後の信号に対しパルスドップラフィルタを行い、得られた各ドップラチャンネルの出力に対して距離軸の補正を行うことにより対処する。

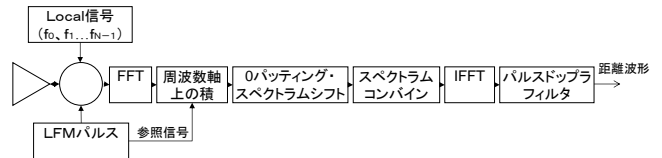


図 3：多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理

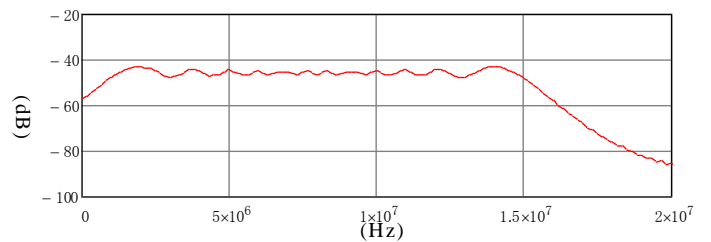


図 4：周波数軸上の積

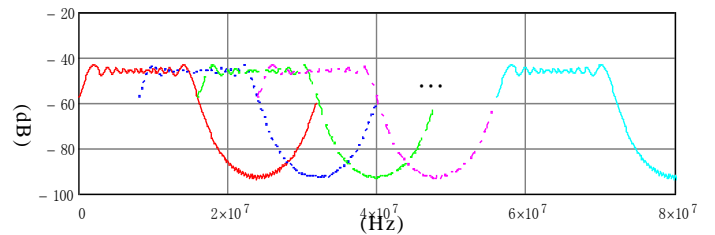


図 5：スペクトラムシフト

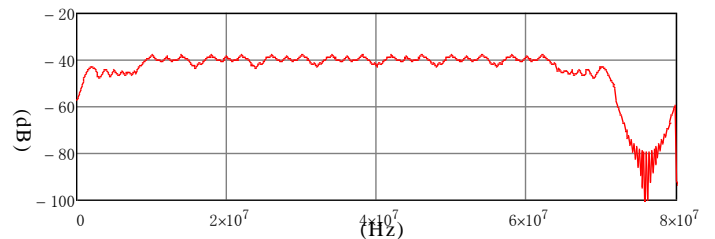


図 6：スペクトラムコンバイン

4. 計算機シミュレーション

本計算機シミュレーションでは、以下のレーダパラメータを採用した。

- ・ 送信周波数 f : 24.15GHz
- ・ パルス繰返し周期 T_{PRI} : 6.4 μ s(最大インストルメント距離 : 960m)
- ・ サブパルス幅 T_p : 3.2 μ s
- ・ サブパルス帯域幅 b : 15.625MHz (サブパルスパルス圧縮出力の距離分解能:9.597m)
- ・ 周波数ステップ数 N : 8 (最大速度視野 : \pm 232.919km/h)
- ・ 送信帯域幅 B : 70.32MHz(多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理の距離分解能:2.13m)
- ・ 観測時間内同一周波数 M : 512
- ・ 全観測時間 T_s : 26ms(速度分解能 : 0.853km/h)
- ・ 目標数:1(目標距離:200m, 目標速度 V : 200km/h)
- ・ オーバサンプル: 2

一方、表 1 に示す拘束条件を用いて、図 7 に示す非線形周波数ステップを設計した。このとき線形周波数ステップ、非線形周波数ステップどちらの場合でも送信帯域幅は同じである。

表 1 : 拘束条件

	拘束条件	拘束距離 Δr	相対振幅値 ϵ
①	距離 SL 拘束	合成帯域出力第 1SL	$\epsilon = 0.1$
③	PC ノル拘束	PC ノル距離	$\epsilon = 0.1$

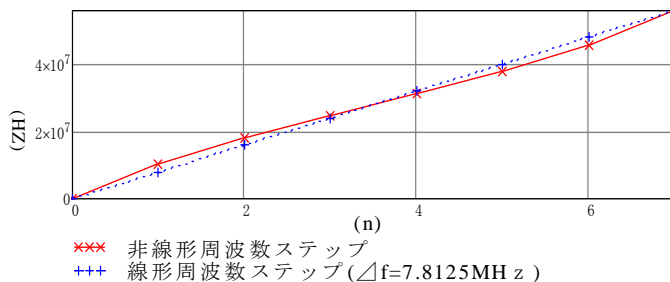


図 7 周波数ステップ関数 $\Delta f(n)$

4.1. ウェイトを用いた距離 SL 低減効果の比較

図 8 に示すのは、線形周波数ステップ $f(n) = f + \Delta f \cdot n$ (図 7) という条件で、二つの信号処理に対して周波数ウェイト、IFFT ウェイトはともに Hamming ウェイトを用いた場合の距離波形である。このとき縦軸は相対利得[dB]、横軸は距離[m]をそれぞれ表す。目標速度 200 km/h というドップラ環境において多周波ステップ LFM は、周波数ウェイトにより距離ゲートであるパルス圧縮出力のメインローブが広がったため、距離 GL

を低減することができず、約 -15dB となった。これに対し、多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理はウェイトにより距離 SL, GL 共に低減し、約 -36dB という結果が得られた。

さらに、図 9 に示すのは多周波非線形ステップ LFM 法に対して周波数ウェイト、合成帯域処理(IDFT)ウェイトとして Hamming ウェイトを用いた場合の距離波形との比較である。非線形周波数ステップとウェイトの併用により、高い距離 SL 低減効果が期待されるが図 8 と同様に距離ゲートであるパルス圧縮出力のメインローブが広がることにより距離 GL を低減することができず、約 -24dB となった。また非線形周波数ステップにウェイトを併用すると、距離分解能(-3dB)がウェイトを併用した周波数領域合成法と比較して約 0.67 倍、ウェイトを用いない場合と比較して約 0.57 倍と劣化した。これより今回用いたレーダパラメータにおいてウェイトを用いた距離 SL 低減効果は、多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理の方が高いことを確認した。

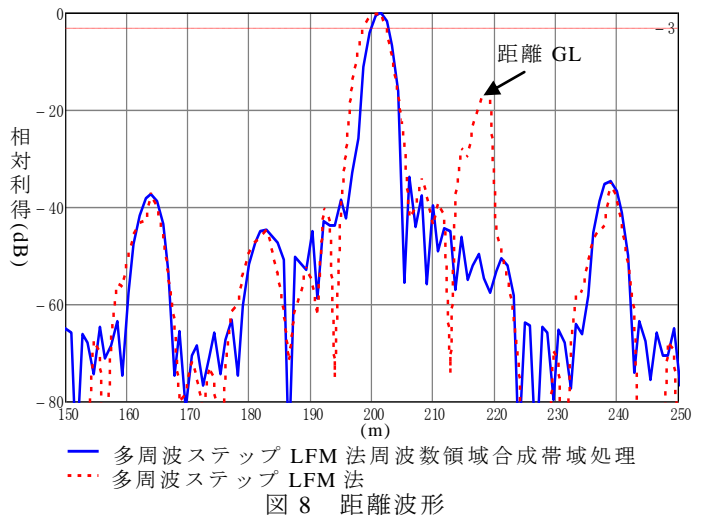


図 8 距離波形

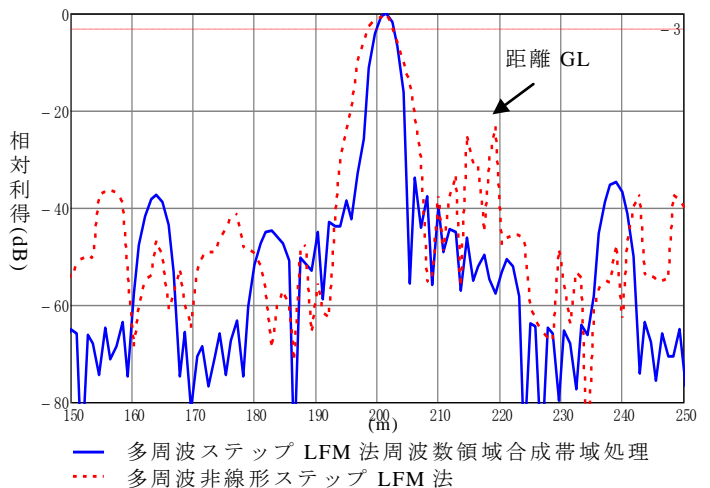


図 9 距離波形

4.2. 信号処理の比較

4.1 の結果を踏まえ、二つの信号処理について比較する。図 10 に示すように目標速度 200 km/h というドップラ環境において多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理は周波数ウェイト, IFFT ウェイトを併用した場合, 距離 SL 約 -36dB, 多周波非線形ステップ LFM 法では距離 SL 約 -19dB, という結果が得られた。多周波非線形ステップ LFM 法は受信電力に損失なく距離 SL 低減可能を特徴とするのに対し, 多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理では距離 SL 低減時に, ウェイト損失が発生する。今回のシミュレーション条件において, ウェイト損失はウェイトを用いない場合, 二つのウェイトを併用した場合それぞれの合成スペクトルの積分値の差から約 0.8dB となる(図 11)。また, ウェイトを用いることにより, 距離分解能(-3dB)は多周波非線形ステップ LFM 法と比較して約 0.85 倍と劣化することを確認した。さらに多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理は, 周波数ステップ数 N に相当する合成帯域処理(IDFT)を行う多周波非線形ステップ LFM と比較して, 合成スペクトルに対して IFFT 処理を行うため計算負荷が大きく, 約 10 倍の乗算(簡単のため乗算回数のみで比較する)を行う必要がある。

以上より, 多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理は周波数ウェイト, IFFT ウェイトを併用することにより大きな距離 SL 低減効果を発揮するものの, ウェイトによる距離分解能の劣化, 損失を有し, 演算負荷は相対的に大きい信号処理である。これに対し, 多周波非線形ステップ LFM 法は距離 SL 低減効果では中程度と劣るものの, 距離分解能に劣化無く, かつ受信信号に損失無く, その演算負荷も相対的に小さい信号処理であることを確認した。

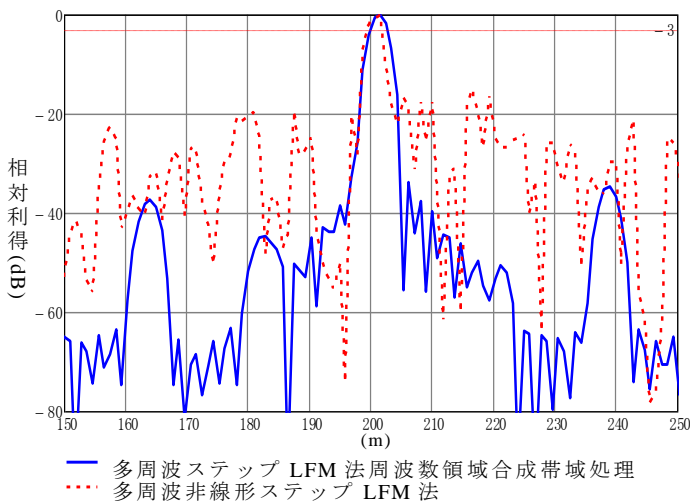


図 10 距離波形

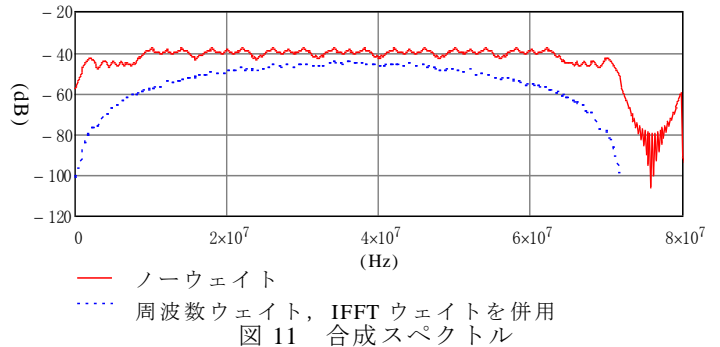


図 11 合成スペクトル

5. 実験

24GHz ソフトウェアレーダを用いて, 電波暗室にて移動 1 目標実験を行った。このとき用いたレーダパラメータは 4. 計算機シミュレータにて示した値と同じである。また, 以下に示す条件によるシミュレーション結果を期待値として示す。

○実験条件

- ・目標：コーナリフレクタ(RCS:10 m²)
- ・目標数：1(目標距離 3.6~5.2m, 目標速度:4 km/h)

○シミュレーションの目標条件

- ・目標数：1(目標距離 4.4m, 目標速度 4 km/h)

多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理において周波数ウェイト, IFFT ウェイトに Hamming ウェイトを用いた場合, および多周波非線形ステップ LFM 法の速度推定結果(MTI を適用)を図 13 に, それぞれの距離波形(実験結果およびシミュレーション結果の比較)を図 14, 15 に示す。図 13 より, 目標反射波の相対速度(4km/h)が観測されていることが分かる。図 14 より, ウェイトの併用により距離 SL 約 -36dB 以下に低減し, またメインローブの広がりが見られるものの距離分解能(-3dB)で約 2.5m という結果が得られた。また図 15 より, 距離 SL 約 -18dB 以下に低減することを確認した。また, 図 15 において距離波形にメインローブ幅(-3dB)がシミュレーション結果と比較して見かけ上狭い。これには二つの要因が挙げられる。まず実験とシミュレーションでの目標距離情報の不一致(実験における目標の移動範囲 3.6~5.2m の中点をシミュレーションにおける目標距離とした), 次に合成帯域(IDFT)処理の入力であるパルス圧縮出力の各サンプル間の振幅差の影響が考えられる。このとき, その距離分解能は送信帯域幅によって決まる約 2.1m と同じであると考えられる。

以上より, いずれの信号処理においても距離 SL 低減効果が期待値(シミュレーション結果)を満たすことを確認した。

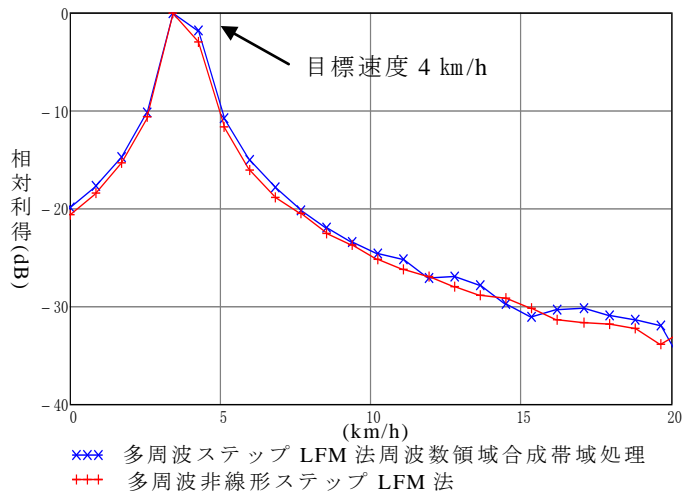


図 13 速度推定結果(実験)

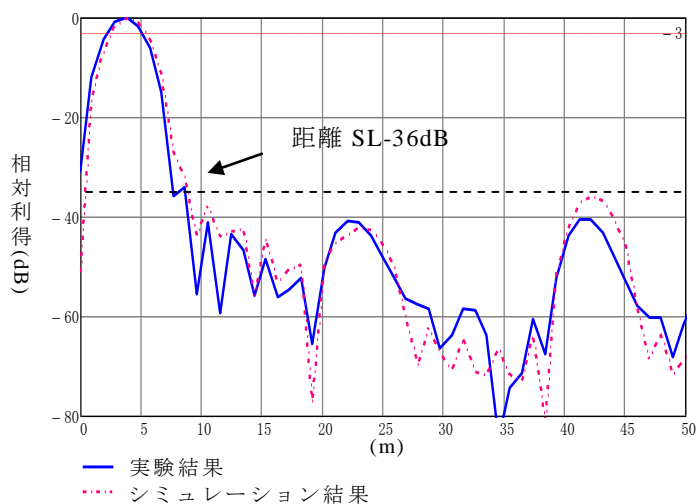


図 14 距離波形
(多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理)

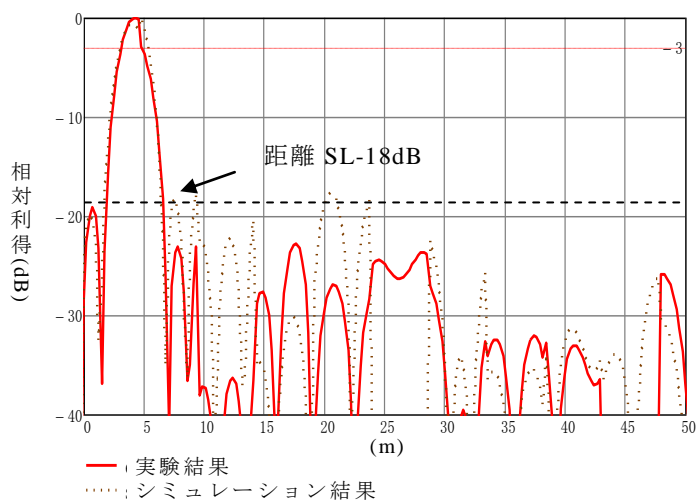


図 15 距離波形
(多周波非線形ステップ LFM 法)

6. むすび

本論文では、多周波非線形ステップ LFM 法と送信ステップが線形な多周波ステップ LFM 法において、計算負荷、および受信信号処理損失が幾分増加するものの、より低い距離 SL が得られる信号処理である多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理について、計算機シミュレーションを用いて比較検討を行った。今回用いたレーダパラメータにおいて多周波ステップ LFM 法周波数領域合成帯域処理は、周波数ウェイト、IFFT ウェイトを併用することにより大きな距離 SL 低減効果を発揮するものの、ウェイトによる距離分解能の劣化、損失を有し、演算負荷は相対的に大きい。これに対し、多周波非線形ステップ LFM 法は距離 SL 低減効果では中程度であるが、距離分解能に劣化無く、かつ受信信号に損失無く、その演算負荷も相対的に小さい信号処理構成であることを確認した。さらに 24GHz ソフトウェアレーダを用いた実験より、両信号処理の距離 SL 低減効果が期待値(シミュレーション結果)を満たすことを確認した。本研究の一部は、鉄道・運輸機構 基礎研究制 (No.2009.02) により行われた。

文 献

- [1] M.I.Skolnik, Introduction to Radar System, McGraw-Hill, New York, 1962.
- [2] Donald R. Wehner, High Resolution Radar Second ed., Artech House, Boston, 1994
- [3] 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”, 電子情報通信学会論文誌 (B), vol.J89-B No.7, pp.1131-1140, Jul.2006.
- [4] 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”, 電子情報通信学会論文誌 (B), vol.J89-B No.6, pp.999-1006, Jun.2006
- [5] 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”, 2009 年電子情報通信学会総合大会, B-2-20, Mar.2009.
- [6] 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 SANE2009-133, Dec.2009.
- [7] 塚田 渉, 植松大貴, 坪田光, 矢野公大, 稲葉敬之 “ソフトウェアレーダの構築と各種レーダ方式の実験的検証”, 信学技報 SANE2010-117, Nov.2010