

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

渡辺 優人 稲葉 敬之

電気通信大学 電子工学専攻 〒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 筆者らは車載レーダへの応用を想定し、少ない受信機帯域幅にて高距離分解能が得られ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、多周波非線形ステップ LFM 法において、合成帯域出力における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周波数ステップ非線形化法を提案する。また計算機シミュレーションにより、少ない受信機帯域幅にて高距離分解能が得られるとともに、最終出力である距離波形において -20dB 以下の距離サイドローブが得られることを確認した。

キーワード レーダ, パルス圧縮, 合成帯域法, サイドローブ

Stepped Multiple Nonlinear Frequency LFM Radar

Masato WATANABE and Takayuki INABA

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 proposed stepped multiple nonlinear frequency LFM radar. The proposed radar, which employs a transmit nonlinear frequency step sequence, provides high range resolution with small receiver bandwidth. In this paper, it is evaluated by computer simulation that the level of range sidelobe is reduced under -20dB what nonlinear frequency step by restraint condition is designed.

Keyword Radar, Pulse Compression, Step Frequency, Sidelobes

1. まえがき

近年、レーダ技術の応用のひとつに高度道路情報システム ITS (Intelligent Transport System) において、ミリ波車載レーダをセンサとした衝突予防技術の研究が進められている。ミリ波車載レーダにて危険を早期に感知し自動車を安全に制御することで、衝突の回避、衝突被害の軽減が期待される。そこで、他車の動きを正しく予測するためには、距離角度、速度を正しく計測する必要がある。ミリ波車載レーダには、低コスト（すなわち少ない受信機帯域幅、低信号処理レート）でありながら高距離分解能、高データレートが求められている。

レーダの測距法としては FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) 法, パルス圧縮(PC)法,

合成帯域法が知られている [1],[2]。これらはそれぞれ周波数、時間遅延、位相差で距離を計測するという原理に基づいている。その中でも現在、ミリ波車載レーダには比較的低速の信号処理で高距離分解能が得られる FMCW 法が多く採用されている [3],[4]。しかし FMCW 法は、多目標時に up 掃引と down 掃引の検出周波数のペアリング誤作動が発生し、将来ミリ波車載レーダが普及した際に問題になると予想される。一方、PC 法はクラッタ抑圧性能や干渉抑圧性能に優れるが、高速の相関処理が必要とし、高い距離分解能を実現するには、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。現在、利用可能な A/D 変換器には変換速度の限界があり、PC 法の距離分解能はハードウェアによる制約を受け

るという問題がある．これに対し，合成帯域法 [2],[5],[6]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．その送信周波数の違いによる受信信号の位相差で距離を求める原理に基づいているため，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，合成帯域処理 (IDFT) 時に高い距離サイドローブ (SL)，グレーティングローブ (GL) が発生する．これらに対し，非線形周波数ステップ (送信周波数を不当間隔で変化させた信号を時分割で送信する) を採用することにより，送信周波数帯域幅内の周波数密度分布を変化させ，合成帯域処理においてサンプリング間隔を不当間隔とすることにより，受信信号にウェイトを乗じるのとは異なり受信電力の損失なしに距離 SL, GL を低減する Nonlinear Synthetic Wideband Waveforms が提案されている [7]．しかし，周波数ステップを用いるこれらの方法において複数の送信周波数を時分割で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という課題がある．

そこで，筆者らは車載レーダへの応用を想定した送信周波数シーケンスを採用することで実用上短い観測時間，少ない受信機帯域幅にて高距離分解能が得られる多周波非線形ステップ LFM 法を提案している [8],[9]．この方法では，サブパルスとして比較的帯域の狭い LFM 波をパルス毎に非線形周波数ステップすることを特徴とする送信周波数シーケンスを採用している．また，パルスドップラフィルタによりドップラシフト補償処理 [10] を行うことで，距離バイアス誤差のない合成帯域処理を実現可能としている．本論文では，多周波非線形ステップ LFM 法において合成帯域出力のある特定の距離に対し拘束を与え，非線形最小二乗法により周波数ステップを求める周波数ステップ非線形化法を提案する．

2. 合成帯域法の概要

合成帯域法は，周波数ステップにより送信周波数占有帯域幅と比較して少ない受信機帯域幅で高距離分解能を得るレーダ測距法である．周波数ステップ，送信周波数をパルス繰り返し時間 T_{PRI} 毎に送信パルス幅 T_p の逆数以下の一定の周波数ステップ幅 Δf ずつ変化させ， N 個の送信周波数 ($f(n) = f + \Delta f \cdot n$ ($n = 0 \dots N-1$)) を用いて時分割で送信する．各 T_{PRI} にて受信も行うため，受信系に要求する受信機帯域幅は送信パルス幅の逆数に相当する帯域となる．各々の受信信号は各 T_{PRI} において送信周波数と同一のローカル信号 $f(n)$ を用いてミキシングを行う [5],[6]．ミキシング後の各出力信号は，

$$x(t, n) = \exp \left[2\pi j \left(-\frac{2R}{c} \cdot f(n) - fd \cdot (t - T_{PRI} \cdot n) \right) \right] \quad (1)$$

と書かれる．同じ目標からの受信信号において周波数ステップ幅 Δf が送信開始周波数 f に比べて小さい場合，ドップラ周波数は $fd (= 2vf/c)$ となる．その後， N 個の出力信号に対し，合成帯域処理により N 個の送信パルスの帯域を合成することにより高距離分解能を得る．このように合成帯域法では周波数ステップを用いることにより送信周波数占有帯域幅と比較して少ない受信機帯域幅で高距離分解能が得られるが，観測時間の拡大，ドップラシフトによる距離誤差が課題となる．

3. 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手法

本章では，多周波非線形ステップ LFM 法において合成帯域出力のある特定の距離に対し拘束を与え，非線形最小二乗法により周波数ステップを求める周波数ステップ非線形化法について説明する．

3.1. 多周波非線形ステップ LFM 法における送信周波数シーケンス

多周波非線形ステップ LFM 法は基本原理が PC 法であるため距離アンビギュイティ (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) が発生しないために，一つの送信サブパルス (パルス幅 T_p) から次の送信サブパルスまで (パルス繰り返し時間 T_{PRI}) に電波が往復するという条件から，

$$T_{PRI} \geq \frac{2R_{max}}{c} + T_p \quad (2)$$

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と呼ぶ．一方，(フーリエ変換による) 速度分解能が観測時間 T_c により決まることから，要求速度分解能を δV とすると必要な観測時間 T_c は，

$$T_c \geq \frac{\lambda}{2\delta V} \quad (3)$$

となる．ここで λ は送信信号の波長である．多周波非線形ステップ LFM 法は車載レーダへの適用を想定し，比較的近距离を対象とする送信周波数シーケンスを採用する．上記観測時間内 T_c の総パルス数を N_0 とすると，

$$N_0 \geq \frac{T_c}{T_{PRI}} \quad (4)$$

となる．次に，レーダに要求される速度視野を V_{max} とすると，

$$|V_{max}| \leq \frac{\lambda}{4(T_c/M)} \quad (5)$$

を満足することが必要である．ここで M は要求速度視野を得るために必要な観測時間 T_c 内のデータサンプル数である．このとき，レーダに要求される最大インストルメント距離，速度分解能，速度視野によっては $N_0 > M$ とすることができる．このとき $T_s (\equiv T_c/M) > PRI$ でありその比を整数値 N とすると，

$$T_s \equiv N \cdot T_{PRI} \quad (6)$$

とすることができる．この場合には，図1の送信周波数シーケンスを採用することができる．比較的近距离を対象とした車載レーダなどではこれらの条件を満足させることができるために，速度分解能を低下させることなく，かつ一つの観測区間 T_c のみにて送信が可能となる．整数値 N として選択可能な上限は，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，

$$N \leq \frac{\lambda \cdot c}{8|V_{max}| \cdot R_{max}} \quad (7)$$

の関係となる．

3.2. 多周波非線形ステップ LFM 法における観測信号

図1に示した送信周波数シーケンスを用いた多周波非線形ステップ LFM 法では，非線形周波数ステップ関数 $\Delta f(n)$ とする送信周波数 $f(n) = f + \Delta f(n)$ ($n=0 \dots N-1$) を T_{PRI} 毎に切り替え，それらを搬送波とするサブパルスを送信する．尚， f とは送信開始周波数のことである．このとき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，

$$s(t, n, m) = \exp \left[2\pi j \left(f(n) + \frac{\mu}{2} t_{n,m} \right) t_{n,m} + \phi_{n,m} \right] \quad (8)$$

と書かれる．尚， b はサブパルス帯域幅， T_p はサブパルス幅， $\mu = b/T_p$ は LFM スロープ， $\phi_{n,m}$ 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とドップラシフトの影響を受けて，

$$r(t, n, m) = \exp \left[2\pi j \left(f(n) + \frac{\mu}{2} \left(t_{n,m} - \tau - \frac{2v}{c} t_{n,m} \right) \right) \left(t_{n,m} - \tau - \frac{2v}{c} t_{n,m} \right) + \phi_{n,m} \right] \quad (9)$$

と書かれる（このとき速度 v は遠ざかる方向を正とした）． τ は時間遅延（目標までの往復時間），

$$\tau = \frac{2R}{c} \quad (10)$$

であり， R は目標距離， v は目標との相対速度， c は光速である．この受信波はローカル信号 $f(n)$ でミキシングし，LPF (Low Pass Filter) によって周波数の和信号が除去されることで以下の差信号が得られる．

$$x(t, n, m) = \exp \left[2\pi j \left(\frac{\mu}{2} t_{n,m}^2 - \left(\frac{2v}{c} f(n) + \mu \cdot \tau \right) t_{n,m} - \left(f(n) - \frac{\mu}{2} \tau \right) \tau \right) \right] \quad (11)$$

と書かれる．次に $t_{n,m} + \tau$ を時刻原点とする時間を t_0 とおくと，

$$x(t_0, n, m) = \exp \left[2\pi j \left(\frac{\mu}{2} t_0^2 - \left(\frac{2v}{c} f(n) \right) t_0 + \left(\frac{2v}{c} f(n) - f(n) \right) \tau \right) \right] \quad (12)$$

となり，さらに時間遅延 τ に n, m 依存性があるとみて $\tau_{n,m}$ とおくと，

$$x(t_0, n, m) = \exp \left[2\pi j \left(\frac{\mu}{2} t_0^2 - \left(\frac{2v}{c} f(n) \right) t_0 + \left(\frac{2v}{c} f(n) - f(n) \right) \tau_{n,m} \right) \right] \quad (13)$$

$$\tau_{n,m} = \frac{2\{R + v(T_{PRI} \cdot n + T_{PRI} \cdot N \cdot m)\}}{c} \quad (14)$$

となる．非線形周波数ステップ間隔が送信開始周波数 f に比べて小さい場合，ドップラ周波数は $fd (= 2vf/c)$ となり，このとき各サブパルスの観測信号，

$$x(t_0, n, m) = \exp \left[2\pi j \left(\frac{\mu}{2} t_0^2 - \frac{2R}{c} f(n) - fd(t_0 + T_{PRI} \cdot n + T_{PRI} \cdot N \cdot m) \right) \right] \quad (15)$$

が得られる．同一距離ゲート内に複数目標が存在するときには，観測信号は式(15)の線形和として書き表すことができる．多周波非線形ステップ LFM 法は，周波数ステップ番号 n を固定した m 方向サンプリング信号のフーリエ変換によりレーダに要求される所望の速度分解能と最大速度視野が得られる送信周波数シーケンスを用いることを特徴としている．

3.3. 多周波非線形ステップ LFM 法における信号処理

多周波非線形ステップ LFM 法における信号処理構成について説明する．(参照図:2)

3.3.1. サブパルスパルス圧縮処理

各距離ゲートにおける観測信号は式(15)に示す通りであり，それらに対して PC 処理を行う．

$$X(t, n, m) = IFFT \{ FFT[x(t, n, m)] \cdot FFT[s^*(-t, n, m)] \} \quad (16)$$

尚，提案法において PC 処理時に振幅ウェイトを用いないとする．

3.3.2. ドップラ周波数推定・補正処理

パルスドップラフィルタによるドップラ周波数推定処理として，PC 後の信号，式(16)を各 n に対し下式に示す m (パルス繰り返し)方向のフーリエ変換を行う．

$$F(n,k) = \sum_{m=0}^{M-1} X(n,m) \cdot \exp\left[-2\pi j \left(\frac{m}{M} k\right)\right] \quad (17)$$

ここで、 $k(=0,1,\dots,M-1)$ は周波数チャンネル番号である。式(16)を式(17)に代入した後の振幅値 $|F(n,k)|$ は、各周波数ステップ n において周波数チャンネル番号、

$$k_{peak} = fd \cdot T_{PRI} \cdot M \cdot N \quad (18)$$

ではコヒーレント積分となりピークが得られる。このように、式(17)の出力振幅がピークとなる周波数チャンネル番号 k_{peak} を検出することで、目標ドップラ周波

数が得られる。検出した番号 k_{peak} から目標相対速度 \hat{v}

$$\hat{v} = fd \cdot \frac{\lambda}{2} = \frac{k_{peak}}{T_{PRI} \cdot M \cdot N} \cdot \frac{\lambda}{2} \quad (19)$$

から得られる。

尚、同じ距離ゲート内に複数の目標が存在する場合式(16)の線形和で表されるが、位相関係によってはフェージングが発生する。そこでこの問題を緩和するために、例えば各 k に対し各周波数ステップ n のフーリエ変換出力チャンネルの絶対値の和を取り、

$$Z(k) = \sum_{n=0}^{N-1} |F(n,k)| \quad (20)$$

を検出しきい値処理のための入力値とする。

3.3.3. 合成帯域処理

周波数ステップ ($n=0..N-1$)の検出周波数チャンネルの位相情報を用いて合成帯域処理を行う。まず前項にて得られたドップラ周波数をもとに各周波数ステップの時間差に依存した検出周波数チャンネルの位相差を補正する。

$$Y(n, k_{peak}) = F(n, k_{peak}) \cdot \exp\left[2\pi j \left(\frac{k_{peak}}{M \cdot N} n\right)\right] \quad (21)$$

次に補正した信号に対し、合成帯域処理として n (周波数ステップ)方向に IDFT を行う。

$$B(R) = \sum_{n=0}^{N-1} Y(n) \cdot \exp\left[-j \frac{4\pi}{c} R \cdot \Delta f(n)\right] \quad (22)$$

$Y(n)$ は補正処理後の信号であり、 R は IDFT の指向距離である。このとき合成帯域処理後の距離分解能は周波数ステップによる全帯域幅を B_N とすると、

$$\Delta R = \frac{c}{2B_N} \quad (23)$$

と与えられる。

ただし、多周波非線形ステップ LFM 法では周波数ス

テップ幅が一定ではないためにアンビギュイティ距離が不確定である。よって、サブパルス PC 処理を前処理とし最大インストルメント距離 R_{max} まですべての範

囲に対し IDFT を行い、振幅ウェイトを用いない PC 出力 ($\sin x/x$ 特性に基づき第 1SL は理論値で -13.2dB と高いが、それ以降の SL は徐々に小さくなる)をフィルタとすることで、高距離分解能、低距離 SL, GL, さらに時分割で複数の送信周波数を用いる合成帯域法などで課題であるドップラシフト下でも正確な距離計測が可能となる距離波形を得る。

3.4. 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。

$$\Delta f(n) = P_0 \cdot n^3 + P_1 \cdot n^2 + P_2 \cdot n + P_3 \quad (n=0..N-1) \quad (24)$$

周波数ステップの始点、終点および上記中間点の条件より、

$$\Delta f(0) = P_0 \cdot 0^3 + P_1 \cdot 0^2 + P_2 \cdot 0 + P_3 = 0 \quad (25)$$

$$\Delta f(N-1) = P_0 \cdot (N-1)^3 + P_1 \cdot (N-1)^2 + P_2 \cdot (N-1) + P_3 = B_N \quad (26)$$

$$\Delta f\left(\frac{N-1}{2}\right) = P_0 \cdot \left(\frac{N-1}{2}\right)^3 + P_1 \cdot \left(\frac{N-1}{2}\right)^2 + P_2 \cdot \left(\frac{N-1}{2}\right) + P_3 = \frac{B_N}{2} \quad (27)$$

となり、周波数ステップによる全帯域幅を B_N とする。

このとき、

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

$$P_2 = \frac{(N-1)^2}{2} \cdot P_0 + \frac{B_N}{N-1} \quad (29)$$

とすると非線形周波数ステップ関数は係数 P_0 のみで、

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

と表される。また、式(22)と同様に合成帯域出力は以下のように表わされる。

$$B(R) = \sum_{n=0}^{N-1} Y(R_d) \cdot \exp\left[-j \frac{4\pi}{c} R \cdot \Delta f(n)\right] \quad (31)$$

このとき、 R は IDFT の指向距離である。これより IDFT の指向距離 R と目標距離 R_d が一致した距離 R_0 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

して拘束すると,

$$B(R_0 + \Delta r) = \sum_{n=0}^{N-1} Y(R_d) \cdot \exp\left(-j \frac{4\pi}{c} (R_0 + \Delta r) \cdot \Delta f(n)\right) = N \cdot \varepsilon \quad (32)$$

$$B(\Delta r) = \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(-j \frac{4\pi}{c} (\Delta r) \cdot \Delta f(n)\right) = N \cdot \varepsilon \quad (33)$$

となり, 拘束条件式は,

$$S(\Delta r) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left\{-j \frac{4\pi}{c} (\Delta r) \cdot \Delta f(n)\right\} \right| = \varepsilon \quad (34)$$

と表わされる. これより多周波非線形ステップ LFM 法におけるにおける周波数ステップ非線形化法は目標距離 R_d が未知であっても成立することは明らかである.

ここで拘束条件数を 3 とすると, 未知数 P_0 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 P_0 を

求まる. 式(25)から $P_3 = 0$ が確定し, P_0 より式(28), (29)

を用いることで非線形周波数ステップ関数の係数

(P_0, P_1, P_2, P_3) が求まり, 非線形周波数ステップは以下の

ように与えられる.

$$f(n) = f + \Delta f(n) \quad (n = 0 \dots N-1) \quad (35)$$

このとき, 多周波非線形ステップ LFM 法において距離 Δr と相対振幅値 ε からなる拘束条件には距離 SL を低減することを目的として, 以下を考慮した距離 SL 拘束および PC ヌル拘束を採用する.

(1) PC 出力のメインローブ内で合成帯域出力の相対振幅値を小さい値に拘束する.

(2) PC 出力がヌルとなる距離(PC ヌル距離と呼ぶ)において, 合成帯域出力の相対振幅値を高い値に拘束する.

以上より, PC 出力と帯域合成出力の積である提案法の距離波形において距離 SL を低減することが期待される.

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, ミリ波車載レーダを想定し, 特定小電力無線局(76GHz ミリ波レーダ)に準拠した以下のレーダパラメータを採用した.

- ・ 送信周波数 f : 76.5GHz
- ・ パルス繰返し周期 T_{PRI} : 2 μ s(最大インストルメント距離: 300m)
- ・ サブパルス帯域幅 b : 80MHz(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: ± 220.588 km/h)
- ・ 占有帯域幅 B : 500MHz(提案法の距離分解能: 0.357m)

- ・ 観測時間内同一周波数 M : 256
- ・ 全観測時間 T_s : 4.096ms(速度分解能: 1.723km/h)
- ・ 目標数: 1(目標距離: 200m, 目標速度 V : 200km/h)

一方, 拘束条件は以下の表 1~3 に示す通りにした.

表 1: 拘束条件その 1

	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	$\varepsilon = 0.01$

表 2: 拘束条件その 2

	拘束条件	拘束距離 Δr	相対振幅値 ε
③	PC ヌル拘束	PC ヌル距離	$\varepsilon = 0.7$

表 3: 拘束条件その 3

	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	$\varepsilon = 0.1$
②	距離 SL 拘束	合成帯域出力第 2SL	$\varepsilon = 0.1$
③	PC ヌル拘束	PC ヌル距離	$\varepsilon = 0.7$

図 3,4,5 に示すのは周波数ステップ数 $N=8$, 占有帯域幅=500MHz という条件下での距離波形である. 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. いずれの場合においても非線形合成帯域法では, PC 出力と比較して約 5 倍(-3dB)の距離分解能を得る. また周波数ステップ非線形化法により, 図 3 に示すように距離 SL 拘束, 合成帯域の第 1SL の相対振幅値を小さい値に拘束することにより PC メインローブ内の距離 SL を-17dB 以下に低減し, 図 4 のように PC ヌル拘束, PC ヌル距離において他より相対振幅値を高い値に設定することにより, PC ヌルと距離 SL として現れる合成帯域出力の一部を相殺することにより全ての距離範囲において距離 SL を-15dB 以下に低減することをそれぞれ確認した. さらに図 5 に示すように, 距離 SL 拘束および PC ヌル拘束, 両者を併用することにより, 全ての距離範囲においてすべての距離 SL を-20dB 以下に低減することを確認した.

5. むすび

本論文では, 多周波非線形ステップ LFM 法において, 合成帯域出力における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周波数ステップ非線形化法を提案し, 計算機シミュレーションにより, 少ない受信機帯域幅にて高距離分解能が得られるとともに, 最終出力である距離波形において距離 SL を-20dB 以下に低減することを達成した.

参考文献

- [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] 大槻智洋, 田野倉保雄, “クルマで瞬き始める電子の「眼」, カメラとミリ波レーダ, 目指すは全車標準装備,” 日経エレクトロニクス, 2003.8.4, pp.57-68, Aug.2003.
- [4] 堀松哲夫, 一津屋正樹, “実用化を迎えたミリ波

車載レーダシステム”, 信学誌, vol.87,no.9,pp.756-759,Sept.2004

- [5] 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.
- [6] 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
- [7] Rabideau, D.J. “Nonlinear Synthetic Wideband Waveforms” IEEE radar conference, Long Beach CA, ETATS-UNIS, pp. 212-219, 22/04/2002
- [8] 渡辺優人, 稲葉敬之, “多周波 NL-SWW による距離サイドロープ低減効果”, 2009 年電子情報通信学会総合大会, B-2-20, Mar.2009.
- [9] 渡辺優人, 稲葉敬之, “多周波 NL-SWW における拘束条件による周波数ステップ非線形化手法”, 2009 年電子情報通信学会ソサエティ大会, B-2-04, Sep.2009.
- [10] 稲葉敬之, “多周波ステップ ICW レーダによる多目標分離法” 電子情報通信学会論文誌 (B), vol.J89-B No.3,pp.373-383,Mar.2006.

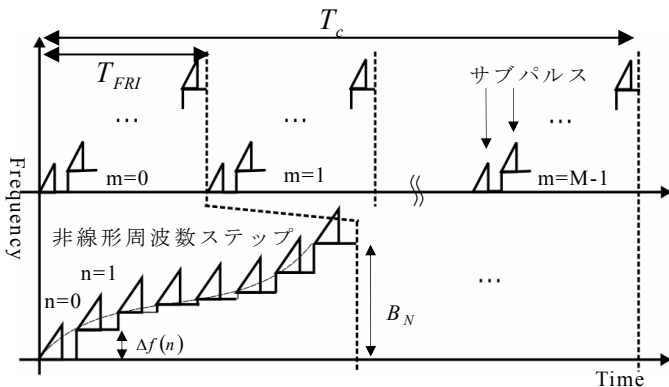


図 1 : 多周波非線形ステップ LFM 法における送信周波数シーケンス

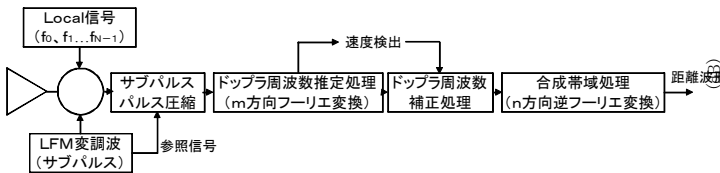


図 2 : 多周波非線形ステップ LFM 法の信号処理構成

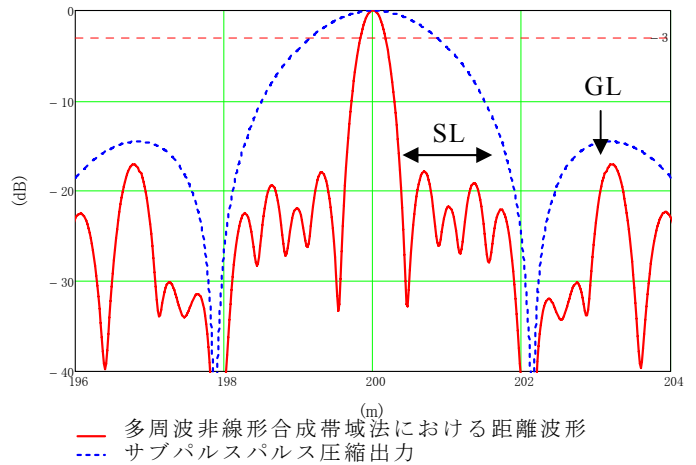


図 3 : 表 1 に示す拘束条件を用いた場合の距離波形

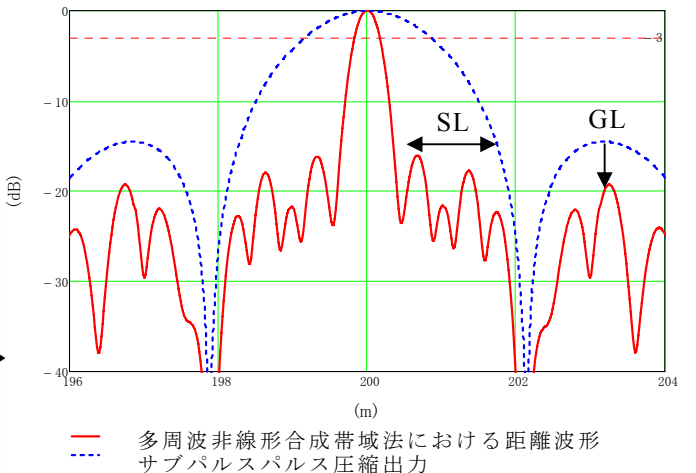


図 4 : 表 2 に示す拘束条件を用いた場合の距離波形

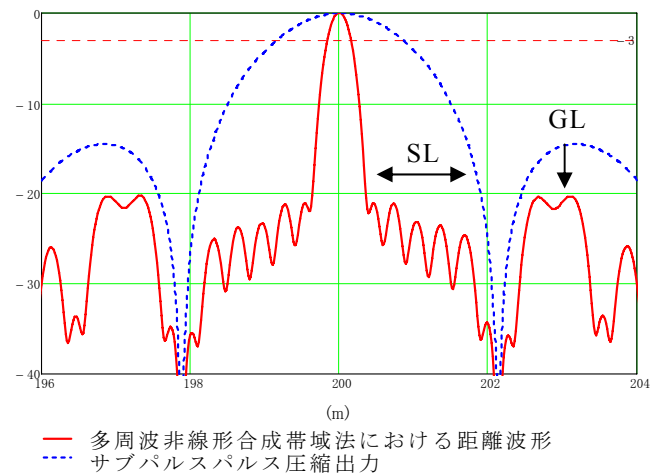


図 5 : 表 3 に示す拘束条件を用いた場合の距離波形