

多周波ステップ CPC レーダの提案と原理検証実験

非会員 渡辺 優人^{*a)} 正員 秋田 学^{*} 非会員 稲葉 敬之^{*}

Stepped Multiple Frequency Complementary Phase Code Radar and the Fundamental Experiment

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

(2014年5月16日受付, 2014年11月20日再受付)

In recent years, short-range radar such as automotive radar has been attracting attention. In the radar, transmission method and signal processing achieve a high range resolution and long range detection performance is required. In this paper, we propose the Stepped Multiple Frequency CPC Radar that is expected to achieve a high range resolution and long range detection performance. In the proposed method, the transmission sequence and the phase correction process expected to suppress the inter symbol interference and reduce the effects of Doppler frequency. A simulation result on the side-lobe level of CPC pulse compression is shown to verify the effectiveness of the method on the effect of Doppler shift. The other simulation result is shown to verify the improvement of S/N ratio by the signal processing. The results of the experiments also indicated that the radar could achieve high range resolution with narrowband receiver.

キーワード: レーダ, 変復調方式, CPC パルス圧縮, 位相補正処理, 合成帯域法

Keywords: Radar, Modulation and demodulation scheme, CPC Pulse Compression, Phase compensation, Step Frequency

1. まえがき

近年, 車載レーダなど ITS 分野においてミリ波を用いた近距離レーダが注目されている。近距離レーダのなかでも, 人物の分離が求められる応用では高距離分解能が求められる。一般的に高距離分解能化には広帯域の信号が必要となり, 受信機雑音が増加する。60/76 GHz 帯特定小電力無線局規格⁽¹⁾を例にすると, 送信電力が 10 mW 以下と低いために, その測位は近距離に限定される。さらに広帯域化に伴い受信機雑音が増加するため遠距離性が劣化する。そのため, 高距離分解能と遠距離性を両立する送信方法または受信信号処理に改善が求められる。

筆者らは, 送信帯域幅と比較して狭受信機帯域幅にて高距離分解能が得られる多周波ステップ ICW (Interrupted CW) 方式を提案し, X バンドにおいてシミュレーションによる評価を行ってきた⁽²⁾⁽³⁾。多周波ステップ ICW 方式は, 2 周波

CW 方式での等速複数目標の距離分離問題に対し, 送信周波数を多周波に拡張し, かつ送信波をパルス化した方式である。多周波ステップ ICW 方式の受信信号は, 各周波数ステップのローカル周波数でミキシングされるため, 以降の受信系や A/D 変換器, 信号処理は狭帯域とすることができる。一方, 多周波ステップ ICW 方式では, 位相差を用いた距離測定の不確定性を軽減するために送信信号をパルス化しているため, 送信エネルギーが小さい。レーダ方程式⁽⁴⁾が点目標からの反射電力は距離の 4 乗に反比例することを示していることから, 遠距離にある目標の検出のためには信号電力を増加させる手段が必要になる。

遠距離性を高める手段の 1 つとして, パルスを符号化し, 長いパルスを用いたパルス圧縮が考えられる。一般的な符号変調パルスを用いたパルス圧縮では, 符号長が長いほど低い距離サイドローブが得られる。一方, 近距離レーダに対し, 長い符号を用いると, 前述の伝搬損の小さい近距離の不要反射物からの不要波の問題が生じる。近距離レーダにおいては近距離の不要反射物からの不要波を回避できる比較的短い符号長でサイドローブを抑圧することが求められる。そこで, 短い符号長で低い距離サイドローブが得られる CPC (complementary phase code) 符号⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾を用い, 複数の符号列から構成される CPC パルスを適用することを考え

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科
〒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-shi, Tokyo 182-8585, Japan

る。また、一般的に CPC 符号を用いたパルス圧縮においてはドップラー周波数により距離サイドローブ特性が悪化することが知られており、位相補正処理の検討が必要となる。過去、複数の送信周波数を用いる合成帯域法^{(8)~(11)}に対し、各周波数の送信パルスを相補符号化したハイブリット方式が報告されている⁽¹²⁾。しかし、文献(12)では、1つの PRI 内で CPC パルスを送信したのち、異なる符号列を与えた CPC パルスを連続で送信する。このため近距離レーダへの適用を想定すると、符号間の干渉が問題となり、本来期待する CPC 符号を用いたパルス圧縮における距離サイドローブ特性が劣化すると考えられる。

そこで、本論文では、送信周波数帯域に比べ狭帯域受信機帯域幅にて高距離分解能と遠距離性を両立する多周波ステップ CPC 方式を提案する。提案法では、多周波ステップ ICW 方式に対して、2つの異なる符号列を与えた CPC パルスを各送信周波数にて、1PRI 毎に交互に切り替え送受信する送信シーケンスを用いる。上記の送信シーケンスおよび位相補正処理を含む信号処理により、近距離レーダへの適用において符号間干渉を抑え、CPC 符号を用いたパルス圧縮において課題とされるドップラー周波数の影響を軽減することが期待される。また、CPC パルス圧縮と合成帯域処理による2段階の距離推定により、位相差を用いた距離測定の不確定性を軽減するとともに、S/N 改善の増加(すなわち遠距離性の向上)が期待される。

本論文では、シミュレーションにより、位相補正処理による CPC パルス圧縮における距離サイドローブ特性の改善効果について評価する。また、提案法と従来法である多周波ステップ ICW 方式の信号処理による S/N 改善について比較する。さらに、提案法の送信シーケンスを採用したミリ波レーダを用いた実験においても、位相補正処理による CPC パルス圧縮における距離サイドローブ特性の改善効果を確認する。さらに、60/76GHz 帯特定小電力無線局規格⁽¹⁾で認められている送信帯域幅の上限である 500MHz に相当する距離分解能(すなわち距離プロファイルにおけるメインローブ幅) 0.3m が、送信帯域幅と比較して低速な A/D 変換器で得られることを確認する。

2. 多周波ステップ CPC

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

① N 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 相補の関係にある 2 つの CPC パルス (Code1, 2) を用いる。このとき符号間干渉を避けるため、Fig.1 に示すように各送信周波数にて 1 つ目の PRI には Code1 を、次の PRI で Code2 を送受信する。

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

④ 受信した Code1, Code2 にそれぞれに対して CPC パルス圧縮を行う。そののち、ドップラー周波数推定処理および

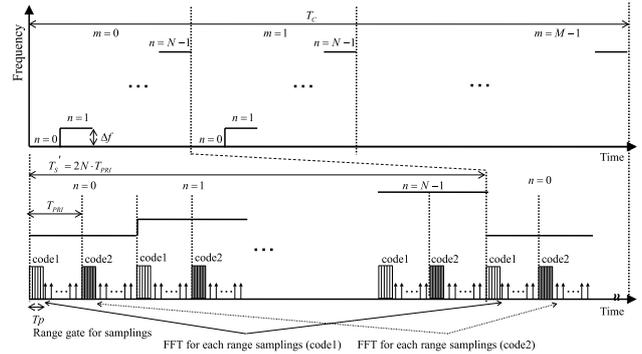


Fig. 1. Transmission frequency sequence of Stepped Multiple Frequency CPC.

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 2 つの CPC パルスの位相回転を補正する。

⑤ 位相補正処理後に CPC パルス圧縮出力符号列 1, 2 の加算処理を行う。その加算結果に対し、N 個の周波数ステップにおける距離ゲート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

多周波ステップ CPC 方式では、多周波ステップ ICW 方式⁽²⁾に対して、2つの異なる符号列を与えた CPC パルスを用いる。このとき、符号間干渉による性能劣化を回避するために、(1)式により決まる T_{PRI} : PRI 以上を満足する必要がある。

$$T_{PRI} > \frac{2R_{max}}{c} \dots\dots\dots (1)$$

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。パルス圧縮後の出力を高分解能化する合成帯域処理における距離アンビギュイティは、周波数ステップ幅 Δf により決まる。このとき、距離にアンビギュイティが発生しないためには、下記に示す条件

$$\Delta f < \frac{1}{T_{chip}} \dots\dots\dots (2)$$

を満足するように設定する。さらに、位相補正処理によりドップラーシフトの影響を補正するため、2つの CPC パルスの時間差は小さいことが望ましい。そのため、同じ送信周波数にて、2つの CPC パルスを 1PRI 毎に交互に切り替え送受信する Fig.1 に示すような送信シーケンスを用いる。このとき送信周波数の切替時間は、PRI の 2 倍の $2 \cdot T_{PRI}$ とする。

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。ここで、 f は送信周波数である。次にレーダに要求される速度視野を $|V_{max}|$ とすると、

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

を満足することが必要である。ここで、 M は要求する速度

視野を得るために必要な観測時間 T_c 内の各 CPC のデータサンプル数である。観測時間 T_c 内の各 CPC のドップラー推定処理の入力データサンプル間隔 T_s は、

$$T_s = 2 \cdot N \cdot T_{PRI} \quad \dots\dots\dots (5)$$

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、(1), (4)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、

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

となる。

ここでは、例として送信周波数 f を 76.5 GHz とし、60/76 GHz 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 500 MHz とする。このとき必要とされる受信機域幅を 1/5 程度に狭くすることを想定して、CPC パルスの送信帯域幅 b は 80 MHz とする。送信帯域幅 $B=500$ MHz および距離のアンビギュイティを緩和する条件として $\Delta f \leq b$ を満たすために、周波数ステップ数 N は 8、周波数ステップ幅 Δf は 60 MHz とする。このとき提案法は、多周波ステップ ICW 方式と比較して最大速度視野が低下する。しかし、Code1 と Code2 の位相差から速度のアンビギュイティを推定する方法や文献(13)に示す速度視野拡張法の適用が考えられるため、最大速度視野の低下を許容する。

(2.2) 計測信号 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、

$$x(t, n) = \exp[j(2\pi f_n t + \phi_n)] \cdot \exp[j\phi(t)] \quad \dots\dots\dots (7)$$

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、 ϕ は位相変調部を表す。

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、

$$y(t, n) = \exp[j(2\pi(f_n + fd_n)t - 2\pi f_n \tau + \phi)] \cdot \exp[j\phi(t)] \quad \dots\dots\dots (8)$$

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、

$$y(t) = \exp[j(2\pi fd_n t - 2\pi f \tau)] \cdot \exp[j\phi(t)] \quad \dots\dots\dots (9)$$

と書かれる。

次に、2つの相補符号列のそれぞれ ϕ_{code} ($code=1,2$) とし、それぞれの符号列で変調された CPC パルスを Code1 パルス、Code2 パルスと呼ぶ。このとき繰り返し番号を $m (= 0, 1, \dots, M-1)$ 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 CPC パルスの時間遅延 τ に相当する時刻それぞれは、

$$t = 2T_{PRI} \cdot n + 2T_{PRI} \cdot N \cdot m + \tau \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$t = 2T_{PRI} \cdot n + 2T_{PRI} \cdot N \cdot m + T_{PRI} + \tau \quad \dots\dots\dots (11)$$

と表される。時間遅延 τ に相当する距離ゲートに着目すると、(6)式より計測信号は、

$$\begin{aligned} y_{code}(m, n) &= \exp[j(2\pi fd_n \cdot (2T_{PRI} \cdot n + 2T_{PRI} \cdot N \cdot m) \\ &\quad - \frac{4\pi f_n}{c} R + 2\pi fd_n (T_{PRI} \cdot (p-1) + \tau))] \cdot \exp[j\phi_{code}] \\ &= \exp[j(2\pi fd_n \cdot (2T_{PRI} \cdot N \cdot m) \\ &\quad + (2\pi fd_n \cdot (2T_{PRI}) - \frac{4\pi \Delta f}{c} R) \cdot n \\ &\quad + 2\pi fd_n (T_{PRI} \cdot (code-1) + \tau) - \frac{4\pi f}{c} R)] \cdot \exp[j\phi_{code}] \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (12)$$

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(9)式それぞれの線形和として書き表すことができる。(9)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。

(2.3) 目標相対速度・距離推定法 ドップラー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・速度推定法について説明する。Fig.2 に目標距離・速度推定法の処理ブロック図を示す。

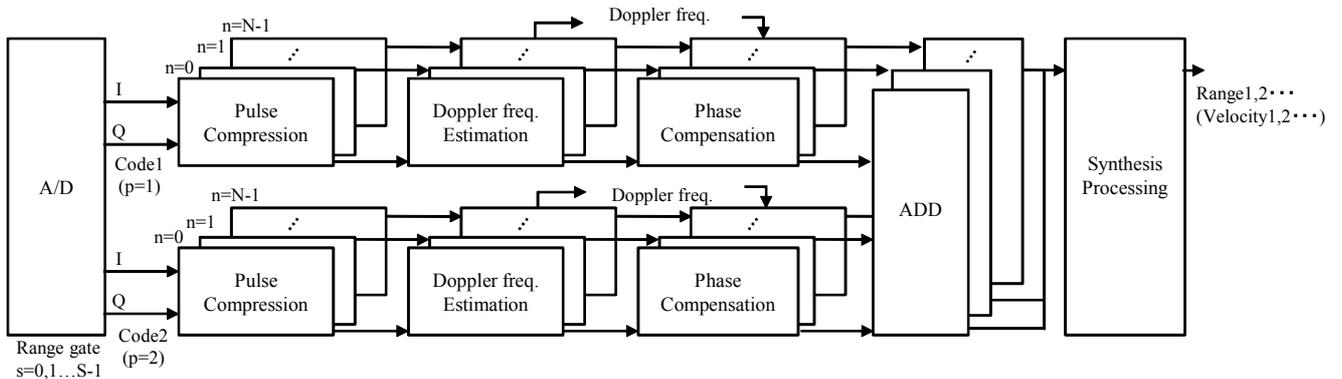


Fig. 2. Schematic diagram of Range/velocity estimation for Stepped Multiple Frequency CPC.

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。このとき、奇数番目を Code1 パルスに対応する計測信号 (code=1)、偶数番目を Code2 に対応する計測信号 (code=2) とする。なお、分割した計測信号 $y_{code}(m, n, s)$ 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 Δs は A/D のサンプリング間隔とする。次に、Code1 と Code2 の複素共役を取った信号をそれぞれ参照信号とし、分割した計測信号と周波数軸上で(10)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、

$$z_{code} = F^{-1}(Y \cdot H_{code}) \quad \dots\dots\dots(13)$$

と表される。ここで F^{-1} は逆フーリエ変換を表し、 Y, H_{code} 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、 $z_{code}(m, n, s)$ 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。

$$F_{code}(k, n, s) = \sum_{m=0}^{M-1} z_{code}(m, n, s) \cdot \exp\left(-2\pi j \cdot \left(\frac{m}{M} k\right)\right) \quad \dots\dots\dots(14)$$

ここで、 $k(=0, 1, \dots, M-1)$ は周波数チャンネル番号を示す。 $F_{code}(k, n, s)$ は $n, code$ の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 は、

$$fd = \frac{k}{2 \cdot T_{PRI} \cdot N \cdot M} \quad \dots\dots\dots(15)$$

となり、ドップラー周波数を表す。次に、推定したドップラー周波数と既知である CPC1 パルスを基準とした送信時間差 T_{PRI} を用いて、(16)式より位相補正処理を適用する。前者は、ドップラー周波数による位相回転を補正する。後者は CPC1 パルスに対する CPC2 パルスの遅延時間差に依存した位相差を距離ゲート s ごとに補正する。

$$H_{code}(k, n, s) = F_{code}(k, n, s) \cdot \exp\left[-2\pi j \left(\frac{k}{2 \cdot T_{PRI} \cdot N \cdot M}\right) \times (T_{PRI} \cdot n + T_{PRI} (code-1))\right] \quad \dots\dots\dots(16)$$

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 $H_{code}(k, n, s)$ を同じ周波数ごとに加算する。

$$H'(k, n, s) = \sum_{code=1}^2 H_{code}(k, n, s) \quad \dots\dots\dots(17)$$

最後に、周波数ステップ幅 Δf に基づく位相差から、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。

$$W(k, q, s) = \sum_{n=0}^{N-1} H'(k, n, s) \cdot \exp\left[2\pi j \left(\frac{n}{N} q\right)\right] \quad \dots\dots\dots(18)$$

ここで、 q 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}

$$\hat{V} = k \cdot \Delta f \cdot \frac{\lambda}{2} = fd \cdot \frac{\lambda}{2} \quad \dots\dots\dots(19)$$

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 q より目標推定距離 \hat{R}

$$\hat{R} = \Delta s \cdot \left(s + \frac{q}{N}\right) \quad \dots\dots\dots(20)$$

が得られる。

3. シミュレーション

本章では、ドップラーの影響による位相回転を位相補正処理した CPC パルス圧縮の距離サイドローブ特性および CPC パルス圧縮による S/N 改善効果についてシミュレーションにより評価する。尚、4章で述べるミリ波レーダを用いた実験と同一のレーダパラメータを用いる。A/D サンプリング周波数は CPC パルスの帯域幅 $b=80$ MHz に対してオーバーサンブルは 2 となる $f_s=160$ MHz と設定する。これにより距離ゲート幅は 0.94 m となる。また計測信号の帯域幅は 4 次のバターワースフィルタにて 160 MHz に制限する。

- 送信周波数 : 60.25 GHz
- CPC パルス送信帯域幅 b : 80 MHz (圧縮後パルス幅 : 1.87 m)
- 符号長 L : 16 (CPC パルス幅 : 30 m)
- T_{PRI} : 3.5 μ s (最大インストルメント距離 = 524.65 m)
- 周波数ステップ方向のパルス数 N : 8 (最大速度視野 $V_{max} = \pm 79.64$ km/h)
- 周波数ステップ幅 Δf : 60 MHz
- 送信帯域幅 B : 500 MHz (距離分解能 $\Delta R = 0.3$ m)
- 観測時間 T_c : 29 ms (速度分解能 $\Delta V = 0.311$ km/h)

また Code1, Code2 は、文献(4)より生成した符号長 $L=16$ ($l=0, 1, \dots, L-1$) の符号として、以下を用いる。

$$\phi_{1,l} = \pi \{0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1\} \quad \dots\dots\dots(21)$$

$$\phi_{2,l} = \pi \{0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0\} \quad \dots\dots\dots(22)$$

〈3・1〉 CPC パルス圧縮における距離サイドローブ特性

ここでは、提案法の CPC パルス圧縮の距離サイドローブ特性について評価する。送信シーケンスは、Fig.1 とし、(21), (22)式に示した符号列で位相変調した CPC パルスを送信波とする。このとき目標距離を一定とし、目標の相対速度を最大速度視野に相当する V_{max} とする。ここでは、距離サイドローブ評価のため雑音は付加しない。このとき、Fig.3 に CPC パルス圧縮結果を示す。横軸は距離 [m] を、縦軸は

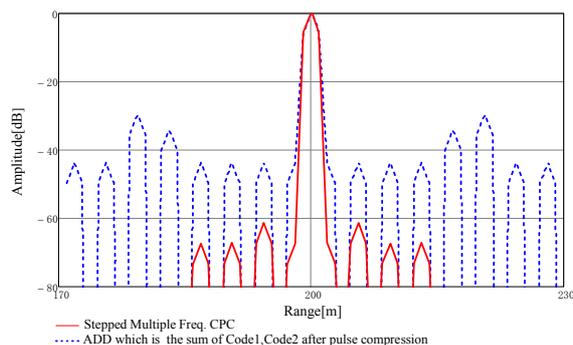


Fig. 3. Comparison of range side-lobe level after ADD processing of Stepped Multiple Frequency CPC (Red: range sidelobe with phase compensation, dashed blue: range sidelobe without phase compensation).

ピーク値で規格化した振幅を表す。Fig.3 において、実線は Fig.2 に示す位相補正処理 ((16)式) を適用し 2 つの符号列を加算した結果、一方、破線は位相補正処理を適用せず 2 つの符号列を加算した結果を示す。

Fig.3 において破線では、ドップラーの影響により Code1 と Code2 での相補の関係が崩れるため、ピーク距離サイドローブが -29.8dB 悪化している。これに対し、位相補正によりピーク距離サイドローブが 61.2dB 、破線と比較して 31.4dB の改善を示す。このとき位相補正処理の補正誤差は(16)式より、Fig.2 に示す速度推定処理の速度分解能に基づく。

〈3・2〉 パルス圧縮による S/N 改善 ここでは、CPC パルス圧縮による S/N 改善について評価する。多周波ステップ ICW のパラメータは文献(1)に示す送信シーケンスの適用条件を満たし、提案法と観測時間および送信パルス数を同一とする。目標条件は 1 目標とし、入力 S/N は 0dB とした。Fig.4 に多周波ステップ ICW 方式と多周波ステップ CPC 方式の距離サイドローブの比較結果を示す。Fig.4 において、横軸は距離 [m]、縦軸はメインローブのピーク値で規格化した振幅 [dB] を示し、実線は提案法を、破線は多周波ステップ ICW 方式を示す。CPC パルス圧縮後の S/N 改善を比較するため、提案法の出力は Fig.2 における加算出力とし、目標が存在する周波数チャンネルを選択し、各周波数ステップ n の絶対値の和を出力とする。一方、多周波ステップ ICW 方式では、フーリエ変換による速度推定処理後とし、同様に目標が存在する周波数チャンネルを選択し、各周波数ステップ n の絶対値の和を出力とする。Fig.4 より、提案法におけるピーク対フロアレベルの差は、 39dB 、また多周波ステップ ICW 方式の場合は、 27dB である。このとき、符号長 $L=16$ の CPC パルス圧縮による S/N 改善は Code1 と Code2 の加算処理を含めると 15dB が期待される。Fig.1 に示す送信シーケンスより、提案法の速度推定処理で得られる S/N 改善は、多周波ステップ ICW 方式と比較して速度推定処理の入力データサンプルが半分となり 3dB 劣るため、Fig.3 に示すように、提案法はピーク対フロアレベルの差が多周波ステップ ICW 方式と比較して 12dB となる。さらに、

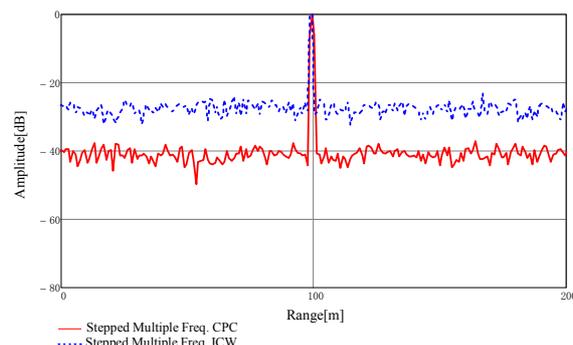


Fig. 4. Comparison of Signal to noise ratio after signal processing of Stepped Multiple Frequency CPC and Stepped Multiple Frequency ICW.

提案法では Fig.2 に示すように Fig.3 の出力に対して合成帯域処理を行うため、さらに 9dB の S/N 改善が見込まれ、信号処理により 49dB の S/N 改善が期待される。

4. 実験結果

本章では、位相補正処理による CPC パルス圧縮における距離サイドローブ特性の改善効果と $60/76\text{GHz}$ 帯特定小電力無線局規格で認められている送信帯域幅の上限である 500MHz に相当する距離分解能 0.3m が送信帯域幅と比較して低速な A/D 変換器で得られることを確認するために、提案法の送信シーケンスを採用したミリ波レーダを用いた原理検証実験結果を示す。実験に用いる多周波ステップ CPC ミリ波レーダは、Fig.1 に示す送信シーケンスおよび 3 章で示したレーダパラメータもついで帯域幅 $b=80\text{MHz}$ の CPC パルスを時分割で送信周波数を切り替え送受信する。尚、本レーダはミリ波帯特定小電力無線局規格を満たし、技術基準適合証明を取得している。実験では、レーダから得られる複素ベースバンド信号をサンプリング周波数 160MHz の A/D 変換器にて取得する。電波暗室にて、アクチュエータ上にコーナリフレクタを取り付け、移動目標とする。アクチュエータは、設定速度にて直線上を等速運動する。目標条件は、位相補正処理による CPC パルス圧縮における距離サイドローブ特性の改善効果と合成帯域処理の目標ピークのメインローブ幅を確認するために、目標距離 $R=3.2\sim 4.8\text{m}$ 、目標速度 $V=-4\text{km/h}$ 、 $RCS=18\text{dB}$ とする。Fig.5(a)に、Fig.2 に示す目標速度・距離推定法におけるドップラー周波数推定結果を示す。このとき、Fig.5(a)は Code1 の送信周波数 $n=0$ の結果であり、縦軸はピークで規格化した振幅 [dB] を、横軸は速度 [km/h] を表す。Fig.5(a)では、目標相対速度に相当する -3.9km/h にピークが得られている。Fig.6(b), (c) に示す距離プロファイルは、Fig.5(a)に示す推定相対速度毎に得られ、Fig.2 に示すドップラー周波数推定処理によりあらかじめ目標を速度で分離し、のちに距離にて等速の目標を分離することが期待される。

Fig.5(a)のピークに相当する目標相対速度 (周波数チャンネル) より、Code1 および Code2 のパルス圧縮結果に対し

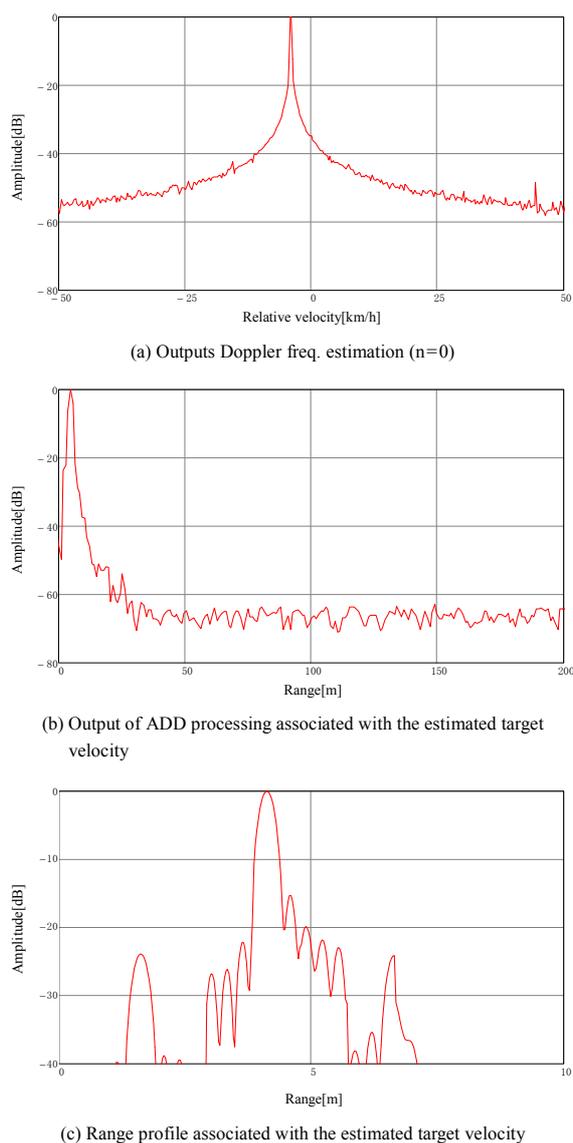


Fig. 5. Outputs of Doppler freq. estimation, Compressed CPC pulse and Range profile (Single target).

て位相補正処理を適用し、Code1 と Code2 を加算した結果を Fig.5(b)に示す。このとき Fig.5(b)において、縦軸はピークで規格化した振幅 [dB] を、横軸は距離 [m] を表し、パルス圧縮後のパルス幅がパルスの帯域幅 80MHz に相当する圧縮後のパルス幅 1.87m が得られている。Fig.5(b)より、符号長が 16 と比較的短いにも関わらず 20~200m 以上にわたり -60dB 以下の距離サイドローブが得られている。他の位相符号パルス圧縮において、上記と同等の距離サイドローブを得るためには、M 系列符号を例にすると必要な符号長は 2047⁽⁴⁾となる。(3・1) 節に述べたように位相補正処理の補正誤差は(16)式より、Fig.2 に示す速度推定処理の速度分解能に基づく。

最後に、N 個のパルス圧縮出力を入力として、Fig.2 に示す合成帯域処理を適用した結果を Fig.5(c)に示す。縦軸はピークで規格化した振幅 [dB] を、横軸は距離 [m] を表す。提案法では、Fig.5(b)が距離ゲートとなるため、合成帯域処

理により Fig.5(c)で示すように目標に相当する 4.1m にピークが得られ、合成帯域処理により、送信帯域幅と比較して低速の 160MHz の A/D サンプル周波数にて、送信帯域幅 500MHz に相当する 30cm のメインローブ幅（ここで、メインローブ幅はピークより 3dB 小さい値での幅とする）が得られた。また、本実験ではメインローブ幅を評価するため適用しなかったが、合成帯域処理時に Hamming などの窓関数を適用することで、ウェイト損失や距離分解能は低下するものの距離サイドローブの低減が期待される。一方、周波数ステップ間隔 Δf を不等間隔とする非線形周波数ステップ⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾とすることで、ウェイト損失なしにメインローブ近傍のサイドローブ低減やグレーティングローブをさらに抑圧することが期待される。

5. むすび

本論文では、送信周波数帯域に比べ狭帯域受信機帯域幅にて高距離分解能と遠距離性を両立する多周波ステップ CPC 方式を提案した。提案法の有効性を確認するために、シミュレーションにより CPC 符号を用いたパルス圧縮において課題となるドップラーシフトの影響による距離サイドローブ特性の悪化について、位相補正処理による距離サイドローブ特性の改善効果を示した。また、信号処理による S/N 改善について従来法と比較し、12dB の S/N 改善が期待されることを確認した。さらに、提案する送信シーケンスを採用したミリ波レーダを用いた実験により、符号長が 16 と比較的短いにも関わらず 20~200m 以上にわたり -60dB 以下の距離サイドローブが得られること、また 500MHz に相当する距離分解能 0.3m が、送信帯域幅と比較して狭帯域な A/D 変換器で得られることを確認した。

文 献

- (1) 電波産業会：「特定小電力無線局ミリ波レーダ用無線設備標準規格」, ARIB STD-T48 Ver2.1 (2006)
- (2) T. Inaba : "Multiple Target Detection for Stepped Multiple Frequency Interrupted CW Radar", *IEICE Trans. (B)*, Vol.J89-B, No.3, pp.373-383 (2006) (in Japanese)
稲葉敬之：「多周波ステップ ICW レーダによる多目標分離法」, 信学論(B), Vol.J89-B, No.3, pp.373-383 (2006)
- (3) T. Inaba and F. Fukushima : "Super Resolution Range/Angle Estimation Using Stepped Multiple Frequency Interrupted CW Radar", *IEICE Trans. (B)*, Vol.J91-B, No.7, pp.756-767 (2008) (in Japanese)
稲葉敬之・福島冬樹：「多周波ステップ ICW レーダによる距離・角度の超分解能推定法」, 信学論(B), Vol.J91-B, No.7, pp.756-767 (2008)
- (4) M. I. Skolnik : "Introduction to Radar Systems", McGraw Hill Books Co., NewYork (1980)
- (5) M. J. E. Golay : "Complementary Series", *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol.IT-7, pp.82-87 (1961)
- (6) Frank, Robert L. : "Polyphase complementary codes", *Information Theory, IEEE Transactions on*, Vol.26, No.6, pp.641-647 (1980)
- (7) R. Sato and M. Shinriki : "Time Sidelobe Reduction Technique for Binary Phase Coded Pulse Compression", *IEICE Trans. (B)*, Vol.J83-B, No.3, pp.352-360 (2000) (in Japanese)
佐藤玲司・神力正宜：「2値符号化パルス圧縮におけるタイムサイドローブ抑圧方式」, 信学論(B), Vol.J83-B, No.3, pp.352-360 (2000)
- (8) Donald R. Wehner : "High resolution radar 2nd edition", Artech House, (1994)

- (9) 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ィール計測」, 信学論(B), Vol.J89-B, No.6, pp.999-1006 (2006)
- (10) 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)
- (11) F. Berizzi, M. Martorella, and M. Bernabo : "A range profiling technique for synthetic wideband radar", *IET Radar, Sonar and Navigation*, Vol.2, No.5, pp-334-350 (2008)
- (12) D. B. Koch and W. H. Tranter : "Processing considerations for hybrid waveforms utilizing complementary phase coding and linear frequency stepping", *Radar Conference*, 1990. Record of the IEEE 1990 International, pp.606-611,7-10 (1990)
- (13) R. Yamashita, T. Watanabe, and T. Inaba : "Observable Maximum Velocity Expansion using Hybrid Sequence-Multiple Frequency CW", *IEICE Technical Report*, Vol.113, No.165, SANE2013-42, pp.29-34 (2013) (in Japanese)
 山下 遼・渡邊優人・稲葉敬之:「複合シーケンス多周波 CW による速度視野拡張」, 信学技報, Vol.113, No.165, SANE2013-42, pp.29-34 (2013-7)
- (14) D. J. Rabideau : "Nonlinear Synthetic Wideband Waveforms", *IEEE radar conference*, Long Beach CA, ETATS-UNIS, pp.212-219 (2002-4)
- (15) 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 年電気通信大学電気通信学部電子工学科卒業, 2011 年同大学大学院博士前期課程修了。現在, 電通大産学官連携携研究員。

秋 田 学



(正員) 2006 年大阪大学工学部電子情報工学科卒業, 2008 年同大学大学院工学研究科電気電子情報工学専攻博士前期課程修了。2011 年同大学大学院博士後期課程修了。2012 年ニューメキシコ工科大学博士研究員を経て, 2013 年電気通信大学大学院情報理工学研究科助教。

稲 葉 敬 之



(非会員) 1981 年東京工業大学理学部物理学科卒業, 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 月より電気通信大学教授。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。