

OFPR (Orthogonal Frequency Pulse Radar) 方式の提案 とその実験的検証

塚田 渉 稲葉 敬之

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

E-mail: tsukada.wataru@inabalab.ee.uec.ac.jp

あらまし 近距離目標検知において、送信波をパルス化したパルス圧縮レーダ方式においても、送受アイソレーションが大きくとれない場合、近距離目標が直接波のパルス圧縮サイドローブに埋もれてしまい検知が困難となる。本論文では、解決の一手段として送信パルスに直交周波数を用いる OFPR 方式を提案する。提案方式は、近距離目標の測距には直交周波数間の位相を用い、遠距離目標の測距にはパルス圧縮を行う方式である。本論文では、計算機シミュレーションおよび実験にて提案方式の有効性検証を行ったので報告する。

キーワード レーダ OFDM OFPR 方式 パルス圧縮

Orthogonal Frequency Pulse Radar for Super-resolution Range Estimation and its Experimental Verification

Wataru Tsukada and Takayuki Inaba

Graduate school of Informatics and Engineering, The University of Electro-Communications

1-5-1 chofugaoka, chyoufu-shi, Tokyo, 182-8585 Japan

E-mail: tsukada.wataru@inabalab.ee.uec.ac.jp

Abstract Pulse Compression radar performs high range resolution and provides robustness to interferences. But, direct received signal of transmit pulse due to the limited isolation level between transmit and receive antennas makes it difficult to detect close range targets, because the targets are masked by sidelobes of the pulse compressed direct receive signal. In this paper, OFPR (Orthogonal Frequency Pulse Radar) which employs orthogonal frequency modulation and super resolution method is proposed. The OFPR estimates the range of close range targets using the phase differences of each orthogonal frequency and detects far range targets with conventional Pulse Compression processing with less computational load. It is shown that OFPR provides good performance by simulation and experiments.

Keyword Radar OFDM OFPR Pulse Compression

1. まえがき

高距離分解能を得られるレーダ方式の一つとして、パルス圧縮レーダ方式が知られている。パルス圧縮方式は、スペクトラム拡散された送信パルスを送信し、目標からの反射波である受信パルスと送信パルスの相互相関を取る事により、目標距離を求める方式である。

この送信パルスのスペクトラム拡散を行う変調符号を、直交周波数方向および時間方向に配置するパル

ス圧縮レーダ方式の送信パルスとして MCPC (Multi-frequency Complementary Phase Code) 信号が提案されている [1]。MCPC 信号は直交周波数分割多重 (OFDM : Orthogonal Frequency Division Modulation) 方式を利用することにより、一般的な時間方向のみに変調符号を配置するパルス圧縮用送信パルスと比較して、使用する周波数帯域幅を有効に活用することが出来る。パルス圧縮レーダの距離分解能は、周波数帯域

幅の逆数に依存することから、MCPC 信号は、一般的なパルス圧縮方式送信パルスを用いるよりも高い距離分解能が同周波数帯域にて得られるとされている。また、筆者は、実験的検証によりそのことを確かめている[2]。しかし、MCPC 信号は、送信パルスに直交周波数を用いるが、受信信号処理は一般的なパルス圧縮レーダ方式と同様である。

また、レーダの一般的な課題の一つに送信波が直接受信されることにより、近距離目標が直接波の波形に埋もれてしまい検出できない送受アイソレーション問題がある。これは、送信波をパルス状に送信するパルス圧縮方式でも同様に問題となっている。

本論文ではこの問題の解決の手段として、OFPR 方式を提案する。提案方式は、送信信号に直交周波数方向にのみ符号を配置し、スペクトラム拡散した送信パルスを用いる。受信パルスは、送受アイソレーション問題が生じる近距離、あるいは高分解能を必要とする距離ビンに対しては直交周波数を復調した後の位相勾配情報を用いて測距を行う直交周波数超分解能法を適用する。一方、上記問題が生じない距離ビン、または一般的にあまり高分解能性が不要でない遠距離ビンにおいてはより簡素な通常のパルス圧縮方式によって測距を行う方式である。本論文においては、提案法に対し近距離および遠距離目標を測距する必要がある車載レーダ用途を想定したパラメータを用いて、シミュレーションおよび実験を行う。

2. OFPR 方式

OFPR 方式は、送信パルスの変調符号を周波数方向に配置する。図 1 (a) は OFPR 方式の送信パルス模式図であり、図 1 (b) は位相変調を用いた一般的な符号変調パルス圧縮方式の送信パルスの模式図である。この時、変調符号を配置する周波数間隔を直交周波数とすることで、相互に干渉しあうことなくその周波数上の位相を復調することを可能とする。

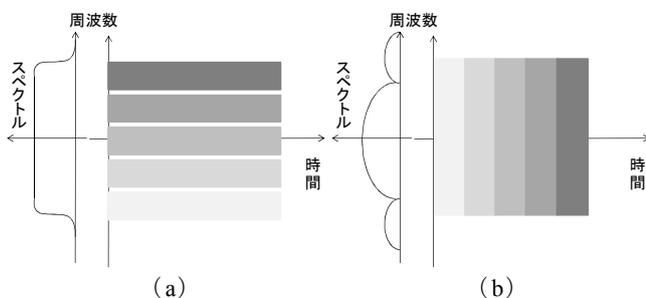


図 1 送信パルス模式図

(a) OFPR 方式

(b)一般的な符号変調パルス圧縮方式送信パルス

OFPR 方式の受信信号処理は、図 2 に示すように、近距離レンジビンと遠距離レンジビンで異なる受信信号処理を行う。近距離レンジビン、つまりより高い距離分解能を必要とし S/N (Signal/Noise) 比が高いレンジビンに関しては、直交周波数間の位相勾配に超分解能法を適用することによってより高い距離分解能で目標を測距する。また、近距離レンジビンと比較して距離分解能をそれほど必要とせず S/N 比が高くない遠距離レンジビンに対しては、パルス圧縮レーダ方式で測距を行う。

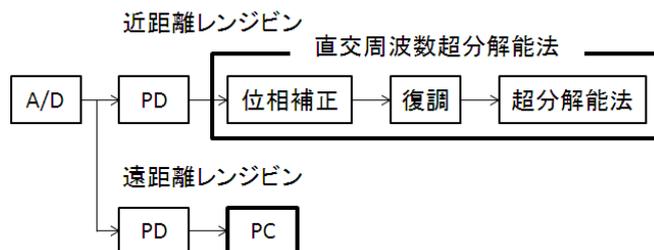


図 2 OFPR 方式受信信号処理ブロック図

2.1. OFPR 方式の観測信号モデル

OFPR 方式の観測信号モデルを以下に説明する。OFPR 方式の送信パルス (パルス幅 : tb) は、式 (1) で表されるように、別々の変調符号 ϕ_n によって変調された複数の直交周波数 f_n で構成される。

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j(2\pi f_n t + \phi_n)) & (0 \leq t < tb) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} n = 0, 1, \dots, N-1 \\ N = \text{直交周波数数} \end{cases}$$

この送信パルスを図 3 送信信号シーケンスのように一定の PRI (Pulse Repeat Interval) で生成する。

生成された、送信パルスは、搬送波周波数 f_0 でアップコンバージョンされ送信される。送信されたパルスは、目標で反射し受信され、搬送波とミキシングされ

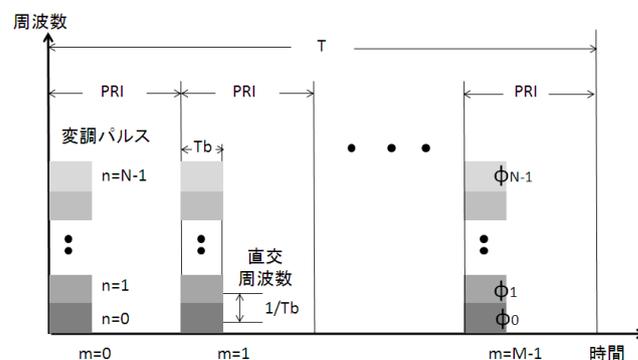


図 3 送信信号シーケンス図

た後 LPF (Low Pass Filter) を通りダウンコンバージョンされる。ダウンコンバージョン後の m 番目の受信パルスは、目標距離 R 、目標速度 v および光速 c を用いて式 (2) で表される。

$$r_{m,R,v}(t) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left(j \left(2\pi(f_n + fd_n)t - \frac{4\pi}{c}(f_0 + f_n)R \right) \right. \\ \left. + 2\pi \cdot fd_n \cdot PRI \cdot m + \phi_n \right) & \left(0 \leq t - \frac{2R}{c} < tb \right) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\left(fd_n = \frac{2v}{c}(f_n + f_0) \right) \quad (2)$$

ここで、 $f_n \gg f_0$ より、ドップラ周波数は式 (3) のように近似できる。

式 (3) で近似した、式 (2) の受信パルスに対し、 m (パルスヒット) 方向にフーリエ変換するパルスドップラ処理 (PD: Pulse Doppler) を行う。このパルスドップラ処理後のピーク信号は式 (4) で表され、また、このピークより目標速度 v を求める。同一距離および速度に複数目標がある時は、式 (4) の線形和で表すことが出来る。

$$fd_n = \frac{2v}{c}(f_n + f_0) \approx fd = \frac{2v}{c}f_0 \quad (3)$$

$$r'_{R,v}(t) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left(j \left(2\pi(f_n + fd)t - \frac{4\pi}{c}(f_0 + f_n)R + \phi_n \right) \right) & \left(0 \leq t - \frac{2R}{c} < tb \right) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

2.2. 遠距離信号における受信信号処理

遠距離レンジビンにおける信号処理は、パルス圧縮方式と同様にパルスドップラ処理後である式 (4) の信号と式 (1) の信号を式 (5) に示す相互相関を取る。

$$z(t) = \int r'_{R,v}(t-\tau)s(t)d\tau \quad (5)$$

$\tau = \frac{2R}{c}$ を満たす時に、相互相関が最も高くなりピークになる。このピークより τ が得られ、 τ より目標の距離を求めることが出来る。

また、図 1 にあるように、OFPR 方式は、直交周波数を利用するため、スペクトルが方形に近くなる。この事は、OFPR 方式が、周波数帯域幅を効率的に利用

していることを示す。一般的に、パルス圧縮方式の距離分解能は周波数帯域幅の逆数に依存することから、この性質より、OFPR 方式においてパルス圧縮レーダ方式として測距をした際に距離分解能が高くなることが期待される。

2.3. 近距離信号に関する受信信号処理

近距離レンジビンにおいては、式 (4) の信号をパルスドップラ処理によって得られた速度 v および変調符号を利用して補正することにより式 (6) が得られる。

$$r''_R(t) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left(j \left(2\pi f_n t - \frac{4\pi}{c}(f_0 + f_n)R \right) \right) & \left(0 \leq t - \frac{2R}{c} < tb \right) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

式 (6) の受信信号パルスに対して、基底周波数を f_k ($k=0,1,\dots,N-1$) としたフーリエ変換を行う。また、復調範囲 T_0 が $T_0 \geq tb + 2R/c$ となるようゲーティングを行う時式 (7) が得られる。

$n \neq k$ の場合

$$rb_{n,R} = \int_0^{T_0} r''_R(t) \times \exp(-j2\pi f_k t) dt = 0$$

$n = k$ の場合

$$\begin{aligned} rb_{n,R} &= \int_0^{T_0} r''_R(t) \times \exp(-j2\pi f_n t) dt \\ &= \int_0^{T_0} r''_R(t) \times \exp(-j2\pi f_n t) dt \\ &= \begin{cases} \int_0^{\frac{2R}{c}} 0 \times \exp(j2\pi f_n t) dt \\ + \int_{\frac{2R}{c}}^{tb + \frac{2R}{c}} \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left(j \left(2\pi f_n t - \frac{4\pi}{c}(f_0 + f_n)R \right) \right) \\ \times \exp(-j2\pi f_n t) dt \\ + \int_{tb + \frac{2R}{c}}^{T_0} 0 \times \exp(j2\pi f_n t) dt \end{cases} \end{aligned}$$

$$\therefore rb_{n,R} = tb \cdot \exp \left(j \left(-\frac{4\pi}{c}f_0 \cdot R \right) \right) \exp \left(-j \frac{4\pi R}{c} f_n \right) \quad (7)$$

式 (7) の f_n と R に依存した位相勾配に対し、超分解能法を適用することにより、距離を求める。

3. 計算機シミュレーション

OFPR 方式の計算機シミュレーションを表 1 のパラメータを使用し行った。パラメータは、車載用レーダ用途を想定し、無線局免許を必要としない 24GHz 帯特定小電力無線局規格に準拠している。また、変調符号には式 (8) で生成される P3 符号を使用した。更に、

この時の OFPR 方式の送信パルスを図 4 に示す。

$$\phi_n = \begin{cases} \frac{\pi}{N} n^2 & N \bmod 2 = 0 \\ \frac{\pi}{N} n(n+1) & N \bmod 2 = 1 \end{cases} \quad \left(\begin{array}{l} N: \text{符号数} \\ n = 0, 1, \dots, N-1 \end{array} \right) \quad (8)$$

表 1 計算機シミュレーションパラメータ

送信信号パラメータ	-
送信周波数	24.15GHz
直交周波数数:N	8
直交周波数差 (位相差による距離視野)	6.7MHz(22.5[m])
パルス幅[m]	
送信占有帯域幅(距離分解能)	60MHz (2.5 m)
全観測時間(速度分解能)	20ms(1.12 km/h)
パルス繰り返し時間 (速度視野, パルス圧縮方式による距離視野)	9.75μs (1147[km/h], 146 2[m])

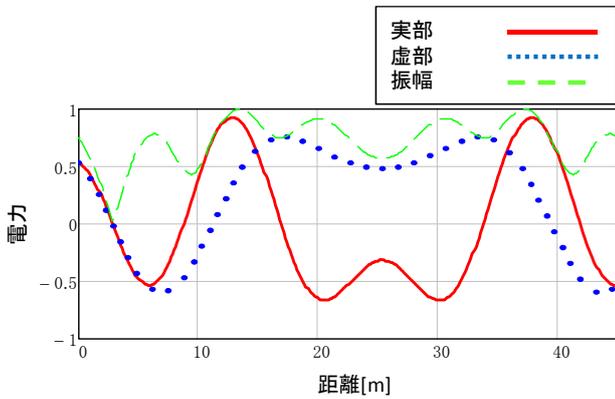


図 4 OFPR 方式送信パルス

OFPR 方式の送信パルスは直交周波数を複数用いるため、OFDM 方式と同様に振幅は一定にならない。今回使用したパラメータにおいて、送信パルスのピーク対平均電力比は 2.5[dB]である。

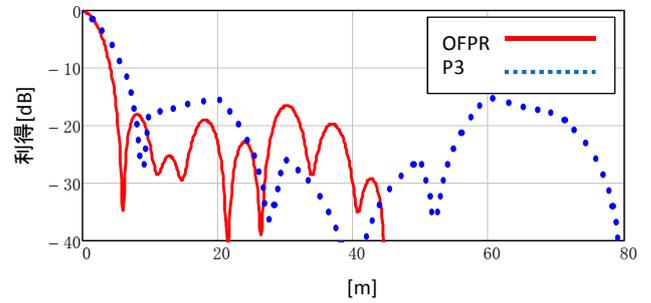
3.1. 遠距離信号に対する信号処理計算機シミュレーション

OFPR 方式と一般的なパルス圧縮方式の比較を行った。比較対象として、同周波数帯域幅の P3 符号 8 符号で変調を行った送信信号パルスを使用した。パルス圧縮波形を図 5 に比較結果表 2 に示す。

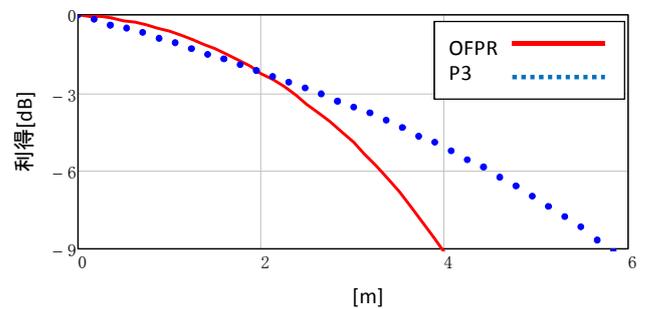
表 2 OFPR 方式・P3 符号パルス圧縮波形比較結果

方式名	OFPR	P3
パルス幅[m]	45	80
ピークサイドローブ[dB]	-16	-15
メインローブ幅 (-3[dB]における) [m]	2.375	2.625

比較結果より、OFPR 方式は、P3 符号を用いて変調されたパルスと同等なピークサイドローブが得られ、さらに、メインローブ幅より、距離分解能が約 10%向上することを確認した。



(a)



(b)

図 5 OFPR 方式および P3 符号パルス圧縮波形
(a) パルス圧縮波形全体
(b) パルス圧縮波形メインローブピーク付近

3.2. 近距離信号に対する信号処理計算機シミュレーション

以下の表 2 に示すシミュレーション条件を設定しシミュレーションを行った。すべての目標の速度は 0[km/h]、復調を行うゲーティング範囲 T0 を目標距離換算 45[m]とした。また、超分解能法には MUSIC (Multiple Signal Classification) 法を使用した。

表 2 シミュレーション条件

条件番号	目標数	目標距離 [m]	パルス受信範囲 [m]	受信信号対雑音電力 [dB]	
①	1	0.5	23.0	10	
②	2	目標 1	0.5	23.0	10
		目標 2	1.5	24.0	0
③	2	目標 1	0.5	23	10
		目標 2	15	37.5	-10
④	2	目標 1	0.5	23	10
		目標 2	30	52.5	-10

- 条件① 直接波を模擬した基本的な動作
- 条件② 直接波とパルス圧縮方式における距離分解能以近の目標を模擬
- 条件③ 直接波とパルス圧縮方式における距離分解能以遠の目標を模擬
- 条件④ 直接波とゲーティング範囲に信号の一部が入る目標を模擬

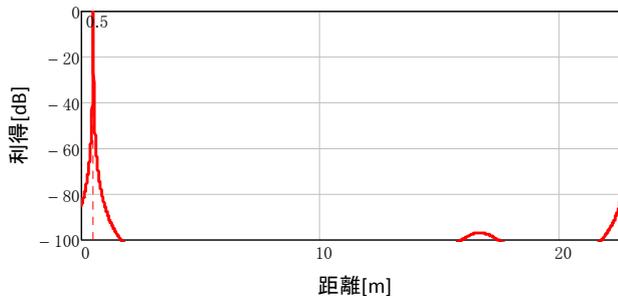


図 6 条件 1 シミュレーション結果

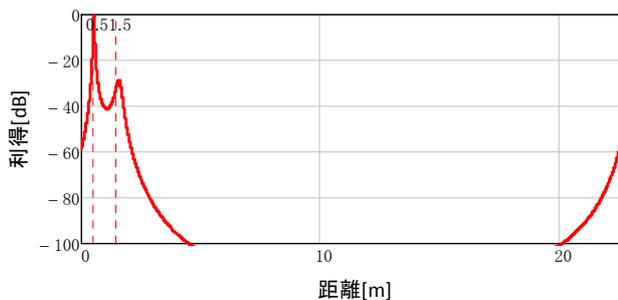


図 7 条件 2 シミュレーション結果

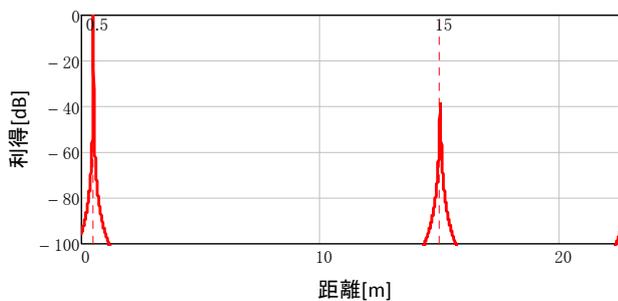


図 8 条件 3 シミュレーション結果

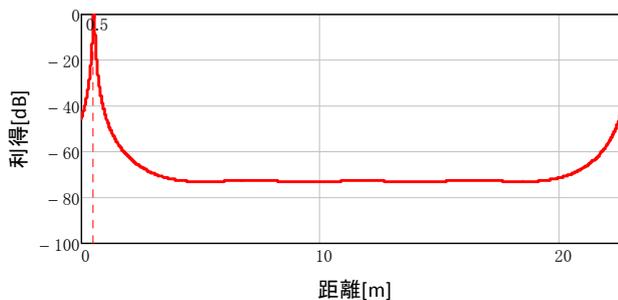


図 9 条件 4 シミュレーション結果

表 2 に示す各条件のシミュレーション結果を図に示す. 図 6 より, 基本的な動作, 図 7 より, 距離分解能以近の目標の分離, 図 8 より, 距離分解能以遠の目標を分離できる事を確認した. また, 図 9 より, ゲーティング範囲に受信信号の一部が入った場合においても, ゲーティング範囲内の目標が検知できることを確認した.

4. 実験

図 10 に示すように暗室にて, 図 11 にあるソフトウェアレーダ装置を用いた OFPR 方式の原理検証実験を, 表 3 に示す実験項目で行った. パラメータは, 3. 計算機シミュレーション 表 1 計算機シミュレーションパラメータ と同様である. また, 実験の目標にはコーナリフレクタを, 目標を移動させる際には作動装置を使用した.

表 3 原理検証実験 実験項目

条件 1 静止 1 目標	距離 1.1[m] RCS* 10[dBsm] (パルス圧縮方式における距離分解能以近)
条件 2 静止 1 目標	距離 1.3[m] RCS 10[dBsm] (パルス圧縮方式における距離分解能以遠)
条件 3 移動 等速 2 目標	距離 1.5~3.1[m] 4[km/h] RCS 10[dBsm] 距離 3.5~5.1[m] 4[km/h] RCS 10[dBsm]

*RCS(Radar Cross Section レーダ反射断面積)

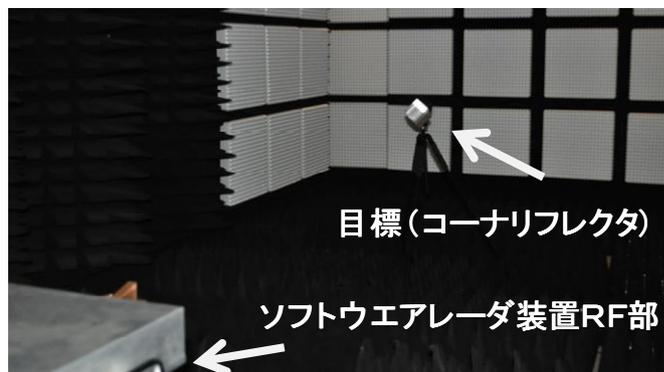


図 10 実験風景 (静止 1 目標)

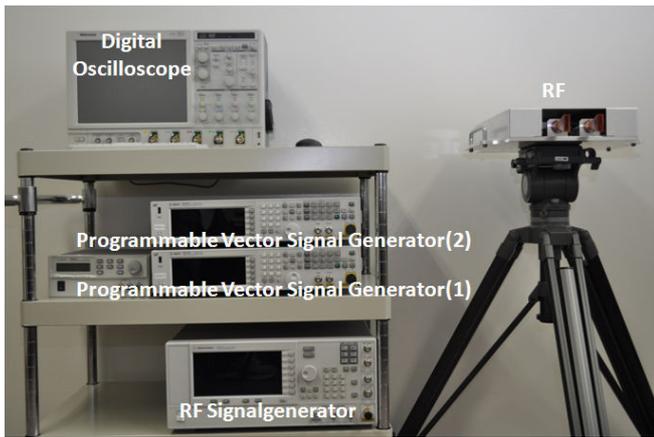


図 1 1 ソフトウェアレーダ装置

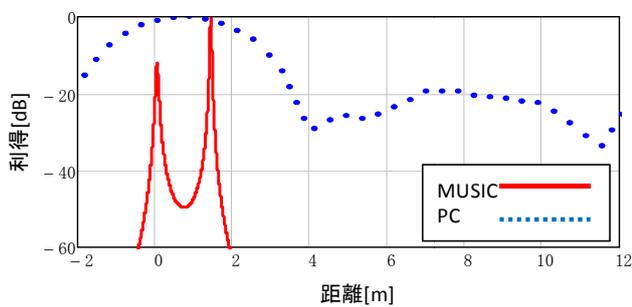


図 1 2 条件 1 における実験結果

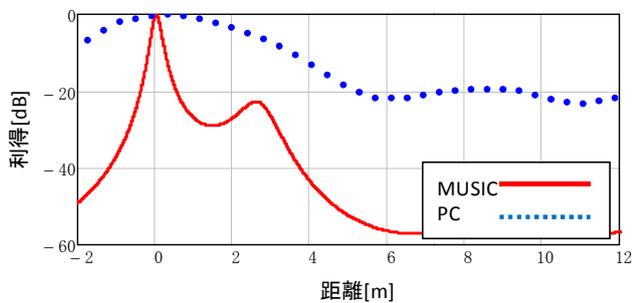


図 1 3 条件 2 における実験結果

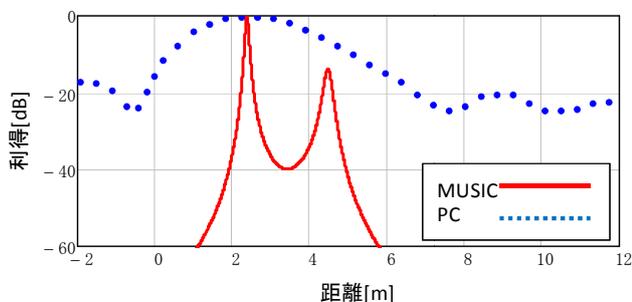


図 1 4 条件 3 における実験結果

送受アイソレーション問題の発生する、条件 1 および条件 2 の実験において、近距離目標の受信信号処理である直交周波数超分解能法と遠距離目標の受信信号処理であるパルス圧縮結果を図 1 2 および図 1 3 に示す。双方の実験結果においてパルス圧縮では検知できなかった近距離の目標に対し、直交周波数超分解能法を用いることによって、直接波と近距離目標からの受信信号を分離し 1.3[m], 2.9[m]と検知する結果が確認できた。

図 1 4 条件 3 における実験結果より、パルスドップラ処理および、パルス圧縮処理で分離できない近接した等速 2 目標に対し、直交周波数超分解能法を用いることで、分離し距離差 2 [m]で検知する結果が得られた。

以上のことから、近距離目標に対する信号処理である直交周波数超分解能法は、近距離静止目標を直接波と分離する際に有効であることを実験にて確認した。また、近距離近接等速目標という移動目標に対しても、直交周波数超分解能法が目標分離に有効であることを実験にて確認した。

5. むすび

送信パルスに直交周波数を用いる OFPR 方式を提案した。シミュレーション結果より OFPR 方式の遠距離信号における受信信号処理であるパルス圧縮処理にて分離および検知できない、近接 2 目標を近距離信号における受信信号処理を適用することで分離し検知できることを確認した。また、実験結果より、OFPR 方式の近距離信号における受信信号処理が、実際にアイソレーション信号に埋もれている近距離目標を分離・検知できる事を確認した。

文 献

- [1] Levanon, N. "Multifrequency complementary phase-coded radar signal." IEEE Proceedings-Rader, Sonar Navigation, Vol. 147. No. 6. December 2000, 276-284.
- [2] 塚田 渉, 稲葉 敬之, "レーダ波への OFDM 方式の適用に関する検証", 信学総大, B-2-41, Mar. 2010.
- [3] 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
- [4] Donald R. Wehner, High Resolution Radar Second ed., Artech House, Boston, 1994
- [5] Levanon, N., Mozeson, E., Radar Signals Wiley-IEEE Press, 2004