

多周波ステップ OFPR 方式における位相補正の検討

村永 哲也 稲葉 敬之

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

E-mail: muranaga.tetsuya@inabalab.ee.uec.ac.jp

あらまし レーダの変調方式に OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式を用いることは、近年研究が始められたばかりであり、研究例が少なく今後の発展が期待されている。筆者らは送信パルスに直交周波数を用いた変調方式である OFPR 方式を提案している。本稿では、OFPR 方式に合成帯域方式を組み合わせることで、送受アイソレーションの分離性能に優れ、かつ少ない受信機帯域幅で高い距離分解能が得られる多周波ステップ OFPR 方式を提案する。観測信号の定式化および受信信号処理を示し、本方式の信号を送信、受信する際に生じるハードウェア上の信号伝達距離の補正について述べる。また、24GHz 帯ソフトウェアレーダ装置を用いて本方式の原理検証実験をする。

キーワード レーダ, OFDM, 直交周波数, OFPR 方式

Study of phase correction in Multiple Frequency Stepped Orthogonal Frequency Pulse Radar

Tetsuya MURANAGA Takayuki INABA

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

E-mail: muranaga.tetsuya@inabalab.ee.uec.ac.jp

Abstract Using OFDM in radar is researched recently and expected in the future. We have proposed OFPR which employs orthogonal frequency is applied to transmit pulse. In this paper, Multiple Frequency Stepped Orthogonal Frequency Pulse Radar which is incorporated OFPR with Step frequency is proposed. This method provides high range resolution with narrow band receiver and can divide direct wave(directly received the transmission wave). In this method, observed signal is formulated, receiving signal processing and correct phase in hardware are presented. It is shown that conduct verification experiments for this method in 24GHz radar.

Keyword Radar, OFDM, Orthogonal Frequency, OFPR(Orthogonal Frequency Pulse Radar)

1. まえがき

レーダの変調方式に OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式を用いることは、近年研究が始められたばかりであり、研究例が少なく今後の発展が期待されている。筆者らは送信信号に直交周波数を用いた変調方式である OFPR 方式[1]を提案している。また、レーダシステムにおいて送受信アンテナ間のア

イソレーションの確保は実用上限りがあり自ら発した送信波が直接受信（以後、直接波と呼ぶ）され近距離目標からの受信信号が検知できない送受アイソレーション問題がある。OFPR 方式はこのような問題に対して直交周波数間の位相を用いることで、近距離目標と直接波を分離することが可能である。

レーダの距離分解能は占有周波数帯域幅の逆数に

比例する。OFPR 方式は受信機帯域幅が占有周波数帯域幅と同等であるため、高い距離分解能を得るには広い受信機帯域幅が必要となる。レーダに用いられる ADC (Analog to Digital Converter) は広いダイナミックレンジ (16bit 以上) を求められるため、広い受信機帯域幅を使用することはハードウェア規模、コストの増大を招く。

これに対し、合成帯域方式[2][3][4]では、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に送信する。受信信号は、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い距離分解能が得られる。また、合成帯域方式の距離視野は、送信周波数の周波数差の逆数に比例するため、広い占有周波数帯域幅かつ広い距離視野を得るためには周波数ステップ数を増やす必要がある。しかし、周波数ステップ数と速度視野にはトレードオフの関係があるため、十分な速度視野を得ようとする周波数ステップ数を増やせず距離視野が狭くなるという課題がある。

以上の背景により、本稿では OFPR 方式に合成帯域方式を組み合わせることで、送受アイソレーションの分離性能に優れ、かつ少ない受信機帯域幅で高い距離分解能が得られる多周波ステップ OFPR 方式を提案する。観測信号モデルの定式化および受信信号処理を示すとともに、提案法の信号を送信、受信する際に生じるハードウェア上の信号伝達距離の補正について述べる。また、電波暗室にて信号伝達距離の補正の効果の確認および、送受アイソレーション問題が生じる環境下で直接波と近距離目標の分離を 24GHz 帯ソフトウェアレーダ装置[5]を用いて実験的に検証する。

2. 多周波ステップ OFPR 方式

多周波ステップ OFPR 方式では、図 1 に示すように OFPR 方式の信号 (以後、OFPR 信号と呼ぶ) を時分割に周波数ステップさせて送信する。OFPR 信号は変調符号を直交周波数方向に配置してあり、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が可能である。本方式の受信信号処理は、送受アイソレーション問題が生じる、または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対して、各周波数ステップの OFPR 信号を復調後、直交周波数間の位相勾配に超分解能法を適用することで、直接波の分離および目標の測距を行う。

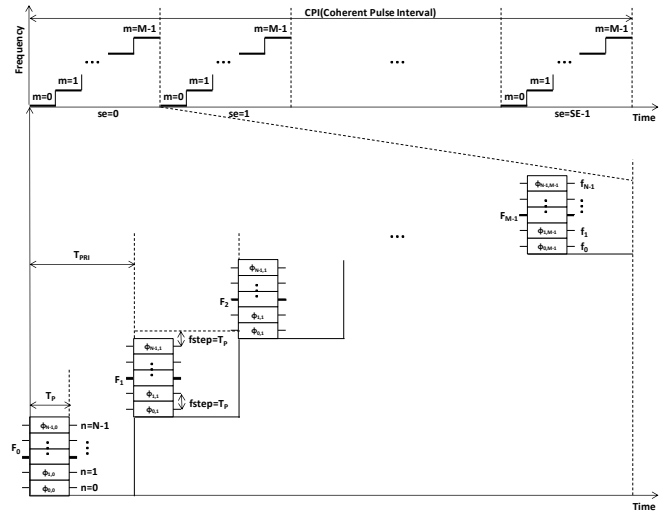


図 1. 送信信号シーケンス図

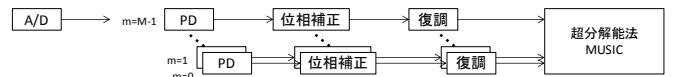


図 2. 受信信号処理ブロック図

2.1. 観測信号モデル

多周波ステップ OFPR 方式の観測信号モデルについて述べる。まず、各周波数ステップの OFPR 信号は式 (1) で表されるように、変調符号 $\phi_{n,m}$ によって変調された複数の直交周波数で構成される。この信号を図 1 のように一定の周波数繰返し間隔で生成する。ここで、周波数ステップ番号 $m (=0,1,\dots,M-1)$ 、直交周波数番号 $n (=0,1,\dots,N-1)$ 、パルス繰返し番号 $se (=0,1,\dots,SE-1)$ とし、振幅は簡単化のため 1 としている。

$$s(m, se, t) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left(j \left(2\pi \cdot (f_n + F_m) \cdot t + 2\pi \cdot F_m \cdot (M \cdot se + m) \cdot T_{PRI} + \phi_{n,m} \right) \right) & (0 \leq t \leq T_p) \quad (1) \\ 0 & \text{otherwise} \quad (2) \end{cases}$$

$$f_n = n \cdot f_{step} - \frac{(N-1) \cdot f_{step}}{2} \quad (3)$$

$$F_m = m \cdot F_{step} - \frac{(M-1) \cdot F_{step}}{2} \quad (4)$$

$$f_{step} = \frac{1}{T_p} \quad (5)$$

$$F_{step} = N \cdot f_{step} \quad (6)$$

式(1)の信号を搬送波周波数 f_0 でアップコンバージョンして送信する。送信された信号は目標で反射して受信され、 $f_0 + F_m$ で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 se 番目の受信信号は、目標距離 R 、目標速度 V および光速 c を用いて式(6)で表される。また、ドップラ周波数 $f_d(n,m)$ は式(7)で表される。

$$r(m, se, t) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left(j \left(\begin{array}{l} 2\pi(f_n + f_d(n, m, V))t \\ + 2\pi \cdot f_d(n, m, V) \cdot (M \cdot se + m) T_{PRI} \\ - \frac{4\pi R}{c} (f_n + F_m + f_0) + \phi_{n, m} \end{array} \right) \right) & \left(0 \leq t - \frac{2R}{c} \leq T_p \right) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

$$f_d(n, m, V) = \frac{2V}{c} (f_n + F_m + f_0) \quad (7)$$

式(6)の信号を A/D (Analog/Digital) 変換して受信信号を得る。複数目標から反射された受信信号においては式(6)の線形和で表せる。

2.2. 受信信号処理

まず、式(7)において $f_0 \gg f_n + F_m$ として式(8)のように近似する。

$$f_d(n, m, V) = \frac{2V}{c} (f_n + F_m + f_0) \approx f_d = \frac{2V}{c} f_0 \quad (8)$$

式(6)の受信信号に対し、se 方向にフーリエ変換するパルスドップラフィルタ (PD : Pulse Doppler) 処理を行うことで式(9)を得る。

$$r(m, k, t) = \sum_{se=0}^{SE-1} r(m, se, t) \cdot \exp \left(-j2\pi \cdot \frac{se}{SE-1} \cdot k \right) \\ = \begin{cases} \sum_{se=0}^{SE-1} \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left(j \left(\begin{array}{l} 2\pi(f_n + f_d)t + 2\pi \cdot f_d \cdot m \cdot T_{PRI} \\ + 2\pi \left(f_d \cdot M \cdot T_{PRI} - \frac{k}{SE-1} \right) se \\ - \frac{4\pi R}{c} (f_n + F_m + f_0) + \phi_{n, m} \end{array} \right) \right) & \left(0 \leq t - \frac{2R}{c} \leq T_p \right) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

$$K_{peak} = f_d \cdot M \cdot (SE-1) \cdot T_{PRI} \quad (10)$$

パルスドップラ処理後、パルスドップラビン k が式(10)を満たす ($k=K_{peak}$) ときに目標速度 V に依存したドップラ周波数が得られる。目標速度 V における受信信号は式(11)のように表せる。また、等速複数目標が存在する場合、式(11)の線形和で表せる。

$$r'(m, t) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left(j \left(\begin{array}{l} 2\pi(f_n + f_d) \cdot t + 2\pi \cdot f_d \cdot m \cdot T_{PRI} \\ - \frac{4\pi R}{c} (f_n + F_m + f_0) + \phi_{n, m} \end{array} \right) \right) & \left(0 \leq t - \frac{2R}{c} \leq T_p \right) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (11)$$

式(11)の信号に対して、パルスドップラ処理で得られた目標速度 V に依存したドップラ周波数 f_d および変調符号 $\phi_{n, m}$ を補正することで式(12)を得る。

$$r''(t) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left(j \left(2\pi \cdot f_n \cdot t - \frac{4\pi R}{c} (f_n + F_m + f_0) \right) \right) & \left(0 \leq t - \frac{2R}{c} \leq T_p \right) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

式(12)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ことで直交周波数を復調する。このとき、復調範囲 T_0 が $0 \leq T_0 - 2R/c \leq 2T_p$ を満たすようにゲーティングを行うと式(13)を得る。

$k \neq n$ の場合

$$r''' = \int_0^{T_0} r''(t) \cdot \exp(-j2\pi \cdot f_k \cdot t) dt = 0$$

$k = n$ の場合

$$r''' = \int_0^{T_0} r''(t) \cdot \exp(-j2\pi \cdot f_n \cdot t) dt$$

$$= \int_0^{T_0} r''(t) \cdot \exp(-j2\pi \cdot f_n \cdot t) dt$$

$$= \begin{cases} \int_0^{\frac{2R}{c}} 0 \cdot \exp(-j2\pi \cdot f_n \cdot t) dt \\ + \int_{\frac{2R}{c}}^{\frac{2R}{c} + T_p} \left(\sum_{n=0}^{N-1} \exp \left(j \left(2\pi \cdot f_n \cdot t - \frac{4\pi R}{c} (f_n + F_m + f_0) \right) \right) \right) \\ \times \exp(-j2\pi \cdot f_n \cdot t) dt \\ + \int_{\frac{2R}{c} + T_p}^{T_0} 0 \cdot \exp(-j2\pi \cdot f_n \cdot t) dt \end{cases}$$

$$\therefore r''' = T_p \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi R}{c} \cdot f_0 \right) \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi R}{c} \cdot (f_n + F_m) \right) \quad (13)$$

式(13)は目標距離 R と直交周波数および周波数ステップに依存した位相勾配を表しており、MUSIC 等の超分解能法を適用することで目標距離 R が求められる。また、位相勾配は直交周波数と周波数ステップを一系列に並べることで疑似的に周波数ステップが増えるため多目標分離を可能とする。

2.3. 信号伝達距離差の補正

多周波ステップ OFPR 方式の送信信号は、周波数ステップ信号と OFPR 信号を別々の信号発生器で生成し、両者の信号をミキシングして送信する。受信信号はそれぞれの周波数ステップ信号をミキシングしてダウンコンバージョンすることで狭い受信機帯域幅を実現する。そのため、周波数ステップ信号と OFPR 信号ではハードウェア上の信号伝達距離が異なる。この信号伝達距離による位相は、周波数ステップと直交周波数の位相の線形性に悪影響を与えることになるため補正する必要がある。図3に示す 24GHz 帯ソフトウェアレーダ装置を例に信号伝達距離の補正について述べる。

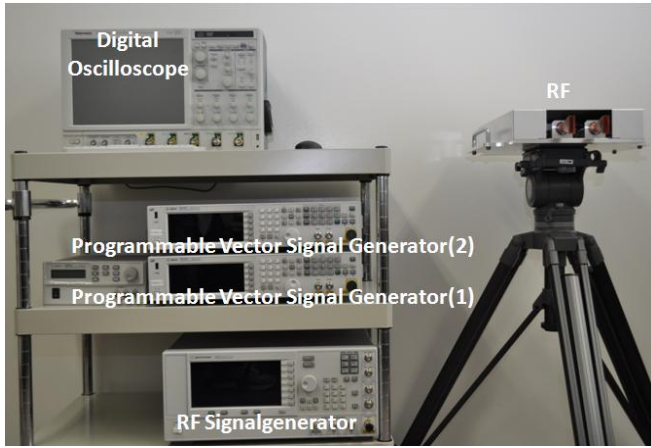


図 3. 24GHz 帯ソフトウェアレーダ装置

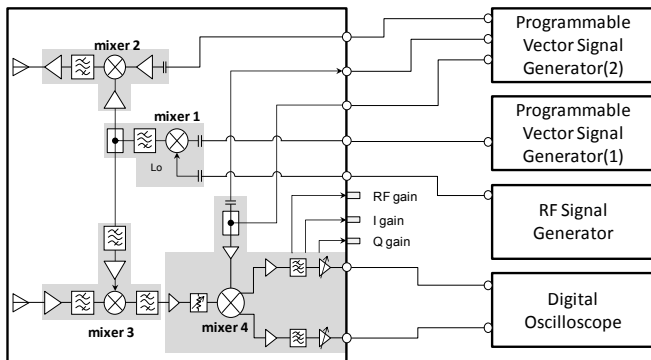


図 4. 24GHz 帯ソフトウェアレーダ装置系統図

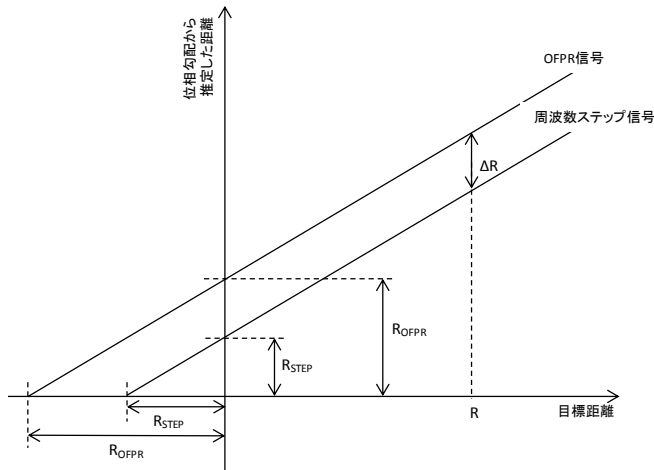


図 5. 信号伝達距離の模式図

図 4 は 24GHz ソフトウェアレーダ装置の系統図であり RF の内部と各機器との接続関係を表す。周波数ステップ信号は信号発生器(1) (Programmable Vector Signal Generator(1)), OFPR 信号は信号発生器(2) (Programmable Vector Signal Generator(2)) で生成される。周波数ステップ信号は mixer1 で 24GHz 帯にアップコンバージョンされ, mixer2 にて OFPR 信号とミキシングされる。受信信号は mixer3 にてダウンコンバー

ジョンされて, mixer4 で IQ 検波を行う。ここで, 周波数ステップ信号では mixer1, 送信アンテナおよび受信アンテナ, mixer3 間と, mixer1, mixer3 間のハードウェア上の信号伝達距離 R_{STEP} に目標距離 R を合わせた距離が生じる。一方, OFPR 信号では Programmable Vector Signal Generator(2)と Digital Oscilloscope 間のハードウェア上の信号伝達距離 R_{OFPR} に目標距離 R を合わせた距離が生じる。図 5 は信号伝達距離 R_{OFPR} , R_{STEP} の関係を模式的に示したものである。図 5 で示すように目標距離と位相勾配から計算される距離は直線であり, 傾きは 1 であることから, 両者を差し引いた信号伝達距離差 $\Delta R (=R_{OFPR} - R_{STEP})$ は目標距離 R に依存しない。式(11)において信号伝達距離 R_{STEP} , R_{OFPR} を考慮するとき, 信号伝達距離差 ΔR を用いると式(14)で表せる。

$$rr'(m, se, t) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left\{ j \begin{bmatrix} 2\pi(f_n + f_d) \cdot t + 2\pi \cdot f_d \cdot m \cdot T_{PRI} \\ -\frac{4\pi R}{c} (f_n + F_m + f_0) + \phi_{n,m} \\ -\frac{4\pi R_{STEP}}{c} F_m - \frac{4\pi R_{OFPR}}{c} f_n \end{bmatrix} \right\} & \left(0 \leq t - \frac{2R}{c} \leq T_p \right) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$= \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left\{ j \begin{bmatrix} 2\pi(f_n + f_d) \cdot t + 2\pi \cdot f_d \cdot m \cdot T_{PRI} \\ -\frac{4\pi R}{c} (f_n + F_m + f_0) + \phi_{n,m} \\ -\frac{4\pi \cdot R_{STEP}}{c} (f_n + F_m) - \frac{4\pi \cdot \Delta R}{c} f_n \end{bmatrix} \right\} & \left(0 \leq t - \frac{2R}{c} \leq T_p \right) \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (14)$$

ドップラ周波数 f_d および変調符号 $\phi_{n,m}$ と共に信号伝達距離差 ΔR による位相を補正してから, 直交周波数を復調すると式(13)は式(15)として表せる。

$$rr^m = T_p \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi R}{c} \cdot f_0 \right) \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi R}{c} \cdot (f_n + F_m) \right) \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi R_{STEP}}{c} \cdot (f_n + F_m) \right) \quad (15)$$

式(15)の信号伝達距離 R_{STEP} はバイアス値であり, この値を補正することで目標距離 R を得る。

3. 実験

図 6 に示すように電波暗室にて, 24GHz 帯ソフトウェアレーダ装置を用いて多周波ステップ OFPR 方式の原理検証実験を行った。レーダパラメータは無線局免許状を必要としない 24GHz 特定小電力無線局規格に準拠している。以下に実験項目とその条件およびレーダパラメータを示す。

実験項目 1 ではハードウェア上の信号伝達距離の補正の効果を確認するため、目標を設置せずに直接波のみが存在する条件で実験を行った。実験項目 2 では図 6 に示すように送受アイソレーション問題が起きるようにパルス幅内に目標を設置した条件で実験を行った。

○実験項目

1. 信号伝達距離の補正の効果の確認
 2. 近距離静止 1 目標と直接波の分離の確認
- 目標：コーナリフレクタ (RCS : 10 m²@24GHz)
 目標設置距離：2 m

○レーダパラメータ

- ・送信周波数 f_0 : 24.15 GHz
- ・直交周波数数 N : 8
- ・直交周波数差 f_{step} : 0.889 MHz (位相差による距離視野 19.5 m)
- ・周波数ステップ数 M : 8
- ・周波数ステップ幅 F_{step} : 7.11 MHz
- ・パルス幅 $T_p \times c$: 1125 nsec (169 m)
- ・送信帯域幅 B_w : 57.8 MHz (距離分解能 2.6 m)
- ・受信機帯域幅 $subB_w$: 8 MHz (距離分解能 18.8 m)
- ・パルス繰返し間隔 T_{PRI} : 2 μ sec (距離視野 300 m, 速度視野 220 km/h)
- ・総観測時間 CPI : 16.4 msec (速度分解能 1.37 km/h)

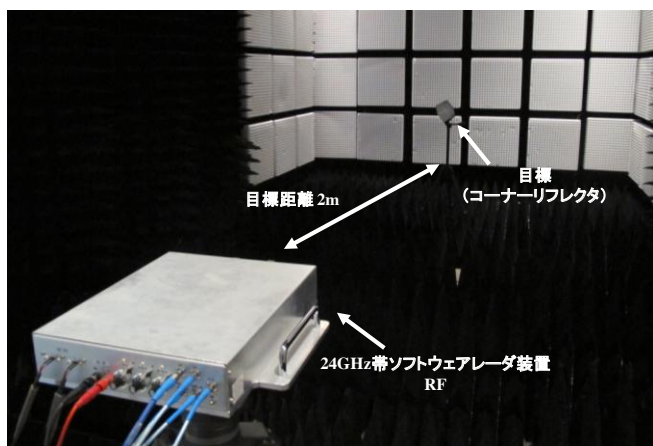
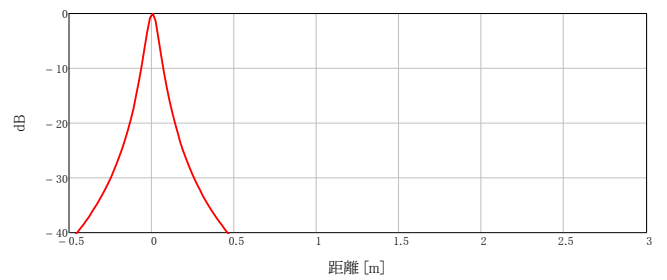
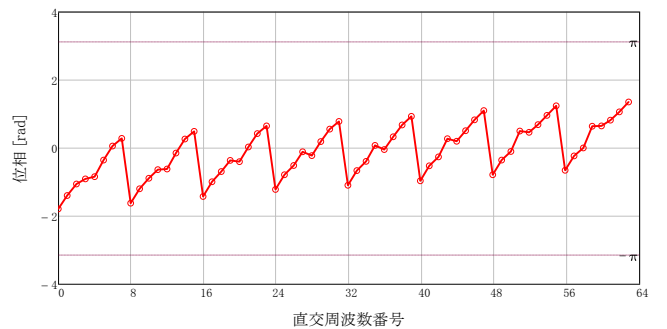


図 6. 実験風景 (実験項目 2)

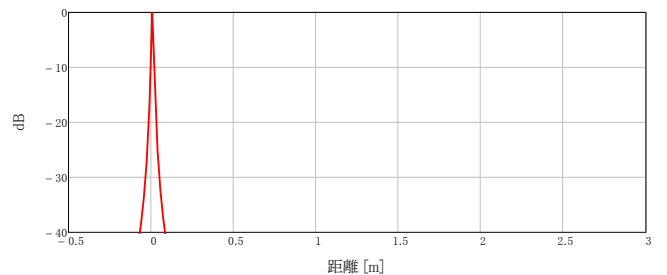


(a)MUSIC スペクトル

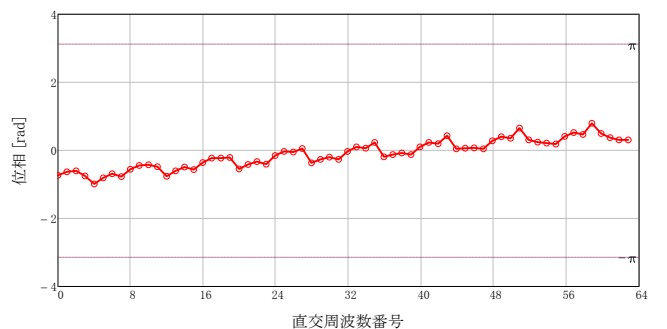


(b)位相勾配

図 7. 実験項目 1 の実験結果 (補正前)

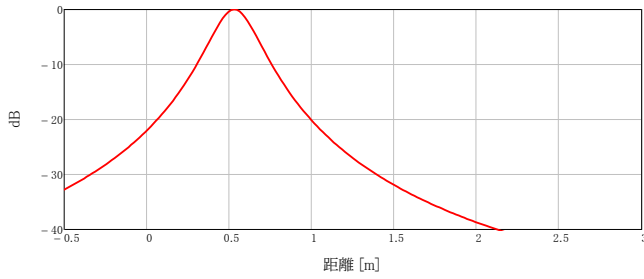


(a)MUSIC スペクトル

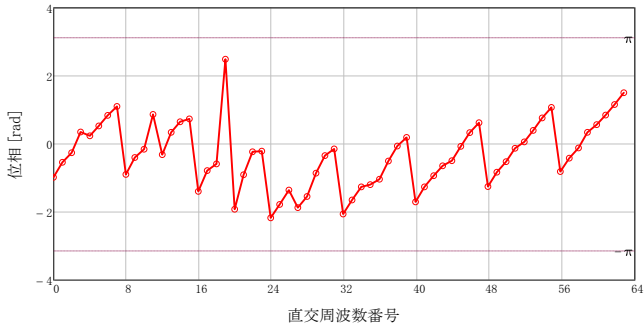


(b)位相勾配

図 8. 実験項目 1 の実験結果 (補正後)

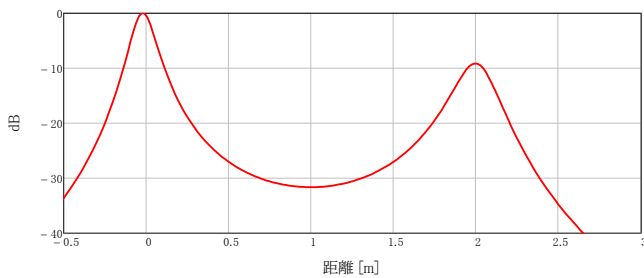


(a)MUSIC スペクトル

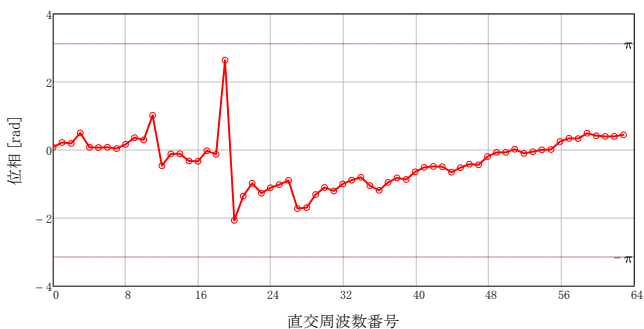


(b)位相勾配

図 9. 実験項目 2 の実験結果 (補正前)



(a)MUSIC スペクトル



(b)位相勾配

図 10. 実験項目 2 の実験結果 (補正後)

実験項目 1 において、図 7 は信号伝達距離差を補正する前の実験結果、図 8 は信号伝達距離差を補正したときの実験結果を示す。また、実験項目 2 において、図 9 は信号伝達距離差を補正する前の実験結果、図 10 は信号伝達距離差を補正したときの実験結果を示す。

各図の(a)は MUSIC スペクトル、(b)は復調後に直交周波数の周波数が小さい値から大きい値で並び替えたときのものを直交周波数番号として表し、その直交周波数間の位相勾配を示している。

実験項目 1 において、図 7(b)より直交周波数番号が $0 \sim 7, 8 \sim 15, 16 \sim 23, \dots, N \cdot u \sim N \cdot (u+1) - 1$ ($u=0,1, \dots, M-1$) では位相は直線的に変化しているが、全体的にみると位相は直線的に変化していないことがわかる。図 8(b)より信号伝達距離差を補正することで位相がほぼ直線的に変化するようになった。図 7(a)、図 8(a)より MUSIC スペクトルは、信号伝達距離差を補正することで補正前に比べて鋭い波形であることを確認した。

実験項目 2 において、図 9(a)より信号伝達距離を補正する前では静止 1 目標と直接波の分離は確認できなかったが、図 10(a)より信号伝達距離差を補正することで静止 1 目標と直接波の分離を確認した。以上のことから、多周波ステップ OFPR 方式における信号伝達距離差の補正の効果および受信信号処理にて近距離静止目標と直接波の分離を実験にて確認した。

4. むすび

OFPR 方式に合成帯域方式を組み合わせた多周波ステップ OFPR 方式を提案し、観測信号の定式化および受信信号処理を示すとともに、本方式を送信、受信する際に生じるハードウェア上の信号伝達距離の補正について述べた。実験結果より、ハードウェア上の信号伝達距離を補正することで、位相勾配の線形性を確保できることを確認した。また、多周波ステップ OFPR 方式の受信信号処理によって、送受アイソレーション問題の起こる環境下で、近距離静止目標を直接波と分離することを確認した。

文 献

- [1] 塚田 渉, 稲葉 敬之, “OFPR (Orthogonal Frequency Pulse Radar) 方式の提案とその実験的検証”, 電子情報通信学会, 信学技法, Dec. 2011.
- [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ィール計測”, 電子情報通信学会論文誌(B), vol.J89-B No.6, pp.999-1006, Jun.2006
- [5] 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”, 電子情報通信学会, 信学技法, Sep. 2010.