

高分解能レーダのための変復調方式に関する研究

渡邊 優人

電気通信大学大学院情報理工学研究科

博士(工学)の学位申請論文

2015年12月

# 高分解能レーダのための変復調方式に関する研究

## 博士論文審査委員会

主査 稲葉 敬之 教授

委員 桐本 哲郎 教授

委員 唐沢 好男 教授

委員 長井 隆行 教授

委員 小菅 義夫 特任教授

著作権所有者

渡邊 優人

2015

# Studies on Modulation Schemes and Signal Processing for High-Resolution Radar

Masato Watanabe

## Abstract

Radar, which uses micro waves and millimeter waves, is well-known as ranging and speed sensor which has good robustness for weather conditions. Researches for new applications using radar systems for short-range sensor have been developing, because it enable us to measure the target speed and range in all weather conditions. Millimeter wave radar is expected to be applied for automotive radar which mitigates collision damages and will play an important role in automatic driving. It is also expected to be applied for monitoring sensor on public ways and railways. In addition, it is a promising candidate for applications of watching system for elders, searching sensor of the victims at disasters, and non-destructive inspections for instance. The researches to improve its functions such as recognition techniques have been progressed. On the other hand, it is very important to create new radar modulation schemes to achieve a high resolution under the legal restrictions, since radio frequency is a finite resource.

This thesis is on the radar modulation/demodulation schemes for high resolution radar. The radar modulation/demodulation is defined as follows. Radar transmits modulated waves. Then the reflected waves from targets are demodulated to obtain the information about the target range, velocity, and angle. Amplitude modulation, frequency modulation, pulse modulation, and phase modulation are well-known techniques. Pulse modulation is adopted to mitigate leak-in from transmission antennas into receiving antennas. It also mitigates the undesired waves from short

range. The target range is generally calculated by using the time delay, frequency difference, phase difference, and combination of them. These range estimation techniques are constructed associated with velocity estimation technique. Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) is commonly adopted in practical applications. The target range and velocity are calculated by using the pair of beat frequencies of Up-Sweep and Down-Sweep. This technique generally faces the pairing problem under the situations where many targets exist in the measuring area. The clutter existing in short range tends to be the spread noise in frequency domain, since the beat frequency depends on both target range and velocity.

From these research background described above, new radar modulation schemes based on UWB pulse radar and hybrid scheme of pulse compression and synthetic bandwidth are proposed in this thesis. The new schemes proposed in the thesis have high range resolutions and superior isolation performances.

#### (I) PC-HPRF (Phase Coded High Pulse Repetition Frequency)

In HPRF method, it is possible to occur that the delay time of the round trip become longer than PRI. UWB radar generally faces a problem of the range ambiguity, since the short PRI make it difficult to identify the correspondence relationship to the transmitted pulses. When the number of PRI delay is enough small using relatively long PRI, we can also estimate the PRI delay by multi-PRI ranging, in which the radar transmitted pulses that have different PRI. However, multi-PRI ranging has limitation of the number of targets and it requires relatively long observation time. On the other hand, the methods to mitigate the range ambiguity problem have reported using inter-pulse phase coding. However, the methods using inter-pulse phase coding in the previous research adopts cross-correlation procedure on whole integration interval (1CPI). The procedure also causes a problem of computation load. In this thesis, a new scheme using P4 code that makes it possible to estimate the PRI delay by FFT instead of cross-correlation are proposed.

(II) Stepped Multiple Frequency LFM (Linear Frequency Modulation), Stepped Multiple Frequency CPC (complementary phase code)

In the hybrid scheme of pulse compression and synthetic bandwidth, the range side-lobe is generated in the range gate due to the synthetic bandwidth processing. Amplitude weighting method is generally used to mitigate the range side-lobe. However, the weighting method broadens the main-lobe and cause the signal loss by the weight. In this thesis, unequal interval frequency stepped LFM pulse is proposed to improve the side-lobe characteristics of synthetic bandwidth processing without the signal loss. The calculation method of the unequal interval frequency step is also described.

In pulse compression using phase coded pulse, the longer code length, the lower side-lobe is obtained in general. Meanwhile the use of long code is possible be a cause of the clutter problem in the short range. To mitigate the problem mentioned above, stepped multiple frequency CPC that is the second approach of hybrid scheme of pulse compression and synthetic bandwidth is proposed. The method can obtain extremely low range side-lobe by a short code length. The signal processing is especially devised to compensate the effect of the Doppler shift, which is generally the cause of the serious damage on the side-lobe characteristics of CPC pulse compressions.

# 高分解能レーダのための変復調方式に関する研究

渡邊 優人

## 概要

マイクロ波やミリ波を用いたレーダは、耐候性に優れる測距・測速センサとして知られている。レーダを近距離センサとして用いることで、これまで困難であった、悪天候下での計測が可能となり、新しい応用分野が開拓されつつある。なかでも、衝突被害軽減や自動運転のための車載レーダ、交差点や踏切等の安全監視レーダは最もミリ波レーダの応用が期待される分野である。車載レーダや安全監視レーダ以外の応用では、老人の見守りシステム、防災時の生体信号搜索、非破壊検査などが挙げられる。これらの各種応用において近距離レーダを用いた認識技術など高機能化に関する研究・開発が進展してつつある。しかし、周波数資源は有限であるにも関わらず、電波センシングや通信分野においてその需要がますます高まりを見せている。すなわちレーダを用いた近距離センサの高機能化において、限られた周波数帯域幅にてレーダとしての基本性能である高分解能が得られる新しいレーダ変復調方式の研究はますますその重要性をましている。

本論文は、高分解能レーダのためのレーダ変復調方式に関するものである。レーダ変復調方式とは、目標の距離、速度、角度などを推定するために送信波を変調したのち送信し、得られた受信信号を復調することである。一般に変調方式として振幅、周波数、位相変調が知られているが、レーダでは微弱電力の検知を目的としているため、送信ピーク電力と平均電力差が大きくなる振幅変調ではなく、最大瞬時ピーク電力を送信する周波数や位相変調が用いられることが一般的である。また、送信波の漏れ込みや近距離からの不要波反射との分離を容易にするためにパルス変調されることが多い。さらに、所望の情報、例えば目標の距離を推定するための情報として、送信波との時間遅延差、周波数差、位相差、あるいはその複合情報により分類され、速度検出方法とともに、レーダ変復調方式が構築されることとなる。これらのレーダ変復調方式において、FMCW(Frequency Modulated

Continuous Wave)方式は、狭帯域で高距離分解能が得られ、比較的低速の信号処理であることから車載レーダなどにおいて実用化されている。しかし、相対速度のある目標の距離推定時には、Up-Sweep と Down-Sweep の 2 つの周波数掃引からなる送信波を用いる必要があり、その受信信号における各ビート周波数のペアリングを必要としており反射点が多いときには誤ペアリングによる誤計測が発生しやすいという課題がある。また、ビート周波数という距離・速度の融合計測であるため近距離静止物クラッタがフロア雑音となり検知性能の低下につながる事となる。

以上より、耐クラッタ特性を備えるパルス方式に基づく以下に示す 2 つのアプローチから、高距離分解能と多目標分離性能に優れた新しいレーダ変復調方式を提案する。

#### ①UWB パルスレーダ方式

#### ②パルス圧縮方式と合成帯域方式の融合方式

具体的には、上記①および②について新しい独自方式を提案する。

#### ①PC-HPRF(Phase Code High Pulse Repetition Frequency)方式

従来の HPRFUWB パルスレーダにおいて、PRI を短くすると、受信パルスは 1 PRI 間で信号が目標からレーダまで往復できず、次の送信パルス以降に受信されることとなり、PRI 単位の未知の時間遅延(PRI 遅延)である距離アンビギュイティが発生する。PRI が比較的長く PRI 単位の遅延があまり大きくない場合、PRI の異なる複数のパルス列を送受信し、代数的に PRI 遅延を推定するマルチ PRI レンジングが知られている。しかし、目標数の制限や、観測時間が増大するという課題がある。また、送信パルス列を位相符号変調することにより観測時間の増加なく距離アンビギュイティを推定する手法が報告されている。これらの方法は、1CPI : Coherent Pulse Interval にわたり送信パルス列との相互相関処理を行うことが必要となるため、計算負荷が非常に大きくなる。このため少ない計算量で PRI 遅延を推定し、距離にアンビギュイティのない目標距離が得られることを示す。

#### ②多周波ステップ LFM (Linear Frequency Modulation) 方式, 多周波ステップ CPC



## (complementary phase code) 方式

本融合方式では、合成帯域処理により距離ゲート内の高分解能の距離波形には距離サイドローブが発生する。合成帯域方式において、距離サイドローブ低減のためには、合成帯域処理時に振幅ウェイトを適用する方法が一般に用いられるが、合成後のメインローブ幅が広がるとともに、ウェイトにより信号の損失が発生するという問題が存在する。そこで、損失なしに距離サイドローブを抑圧する手段として送信周波数ステップに不等間隔周波数ステップを適用し、この不等間隔周波数ステップを与える方法について提案する。

多周波ステップ CPC 方式では、多周波ステップ LFM 方式と同様に符号変調パルス圧縮、パルスドップラフィルタ、合成帯域処理を融合することを考える。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、近距離レーダにて長い符号を用いると、近距離クラッタの問題が生じる。これを回避できる比較的短い符号長にて低距離サイドローブが得られる CPC 符号を用い、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、その有効性を示す。

## 目次

第 1 章 序論.....	1
1.1 研究の背景.....	1
1.2 研究の目的.....	1
1.3 論文の構成.....	5
第 2 章 ソフトウェアレーダの構築.....	9
2.1 緒言.....	9
2.2 ソフトウェアレーダの概要.....	9
2.2.1 ソフトウェアレーダの構成.....	9
2.2.2 汎用計測器を同期させるための送信波形設計方法.....	11
2.2.3 ソフトウェアレーダの運用モード.....	12
2.3 ソフトウェアレーダの動作確認実験.....	18
2.3.1 ソフトウェアレーダによる FMCW 方式実験結果.....	18
2.3.2 ソフトウェアレーダによる 2 周波 CW 方式実験結果.....	20
2.3.2 ソフトウェアレーダによる FMSK 方式実験結果.....	22
2.4 結言.....	25
第 3 章 PC-HPRF 方式.....	26
3.1 緒言.....	26

3.2 PC-HPRF 方式の概要.....	27
3.2.1 パルス間周期位相符号変調 .....	27
3.2.2 計測信号 .....	29
3.2.3PRI 遅延推定法 .....	31
3.3 計算機シミュレーション.....	36
3.3.1 シミュレーション条件.....	36
3.3.2 同一レンジビン上に存在する等速 2 目標に対する PRI 遅延推定.....	38
3.4 PC-HPRF 方式の実験的検証.....	40
3.4.1 実験条件 .....	40
3.4.2 同一レンジビン上に存在する複数目標に対する PRI 遅延推定 .....	41
3.4.3 S/N 改善の評価 .....	46
3.5 結言 .....	48
第 4 章 CMSE 周波数ステップを用いた多周波ステップ LFM 方式 .....	50
4.1 緒言 .....	50
4.2 多周波ステップ LFM 方式の概要 .....	51
4.2.1 送信シーケンス .....	52
4.2.2 計測信号 .....	54
4.2.3 距離・相対速度推定法.....	56

4.3 CMSE 周波数ステップ .....	58
4.4 計算機シミュレーション .....	61
4.4 結言 .....	66
第5章 多周波ステップ CPC 方式 .....	68
5.1 諸言 .....	68
5.2 多周波ステップ CPC 方式の概要 .....	69
5.2.1 送信シーケンス .....	70
5.2.2 計測信号 .....	73
5.2.3 距離・相対速度推定法 .....	75
5.3 計算機シミュレーション .....	77
5.3.1 シミュレーション条件 .....	77
5.3.2 CPC パルス圧縮における距離サイドローブ特性 .....	78
5.3.3 パルス圧縮による S/N 改善 .....	79
5.4 多周波ステップ CPC 方式の原理検証実験 .....	81
5.4.1 24GHz ソフトウェアレーダを用いた原理検証実験の実験条件 .....	81
5.4.2 24GHz ソフトウェアレーダを用いた原理検証実験の実験結果 .....	84
5.4.3 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ実験機を用いた原理検証実験の実験条件 .....	87
5.4.4 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ実験機を用いた原理検証実験の実験結果 .....	90

5.6 結言 .....	93
第 6 章 結論 .....	95
謝辞 .....	98
関連論文の印刷公表の方法および時期 .....	102

# 第 1 章 序論

## 1.1 研究の背景

マイクロ波やミリ波を用いたレーダは、耐候性に優れる測距・測速センサとして知られている。レーダを近距離センサとして用いることで、これまで困難であった、悪天候下での計測が可能となり、新しい応用分野が開拓されつつある。なかでも、衝突被害軽減や自動運転のための車載レーダ、交差点や踏切等の安全監視レーダは最もミリ波レーダの応用が期待される分野である。

車載レーダや安全監視レーダ以外の応用では、老人の見守りシステム、防災時の生体信号搜索、非破壊検査などが挙げられる。これらの各種応用において近距離レーダを用いた認識技術など高機能化に関する研究・開発が進展しつつある。しかし、周波数資源は有限であるにも関わらず、電波センシングや通信分野においてその需要がますます高まりを見せている。すなわちレーダを用いた近距離センサの高機能化において、限られた周波数帯域幅にてレーダとしての基本性能である高分解能が得られる新しいレーダ変復調方式の研究はますますその重要性をましている。

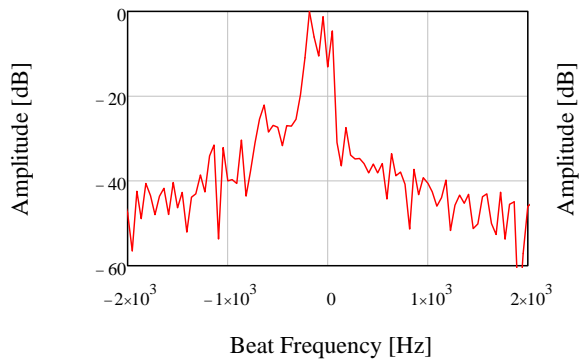
## 1.2 研究の目的

本論文は、高分解能レーダのためのレーダ変復調方式に関するものである。レーダ変復調方式とは、目標の距離、速度、角度などを推定するために送信波を変調したのち送信し、得られた受信信号を復調することである。一般に変調方式として振幅、周波数、位相変調が知られているが、レーダでは微弱電力の検知を目的としているため、送信ピーク電力と平均電力差が大きくなる振幅変調ではなく、最大瞬時ピーク電力を送信する周波数や位相変調が用いられることが一般的である。また、送信波の漏れ込みや近距離からの不要波反射との分離を容易にするためにパルス変調されることが多い。さらに、所望の情報、例えば目標の距離を推定するための情報として、送信波との時間遅延差、周波数差、位相差、あるいはその複合情報により分類され、速度検出方法とともに、レーダ変復調方式が構築されることとなる。

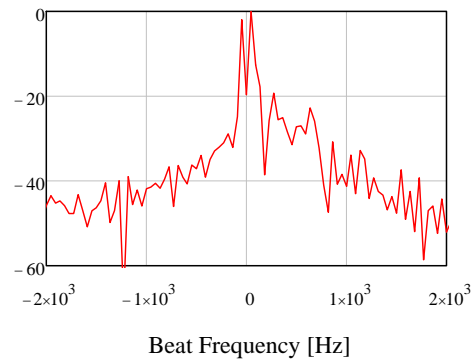
これらのレーダ変復調方式において、FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave)方式は、狭帯域で高距離分解能が得られ、比較的低速の信号処理であることから車載レーダなどにおいて実用化されている[1-1] [1-2]。しかし、相対速度のある目標の距離推定時には、Up-Sweep と Down-Sweep の 2 つの周波数掃引からなる送信波を用いる必要があり、その受信信号における各ビート周波数のペアリングを必要としており反射点が多数あるときには誤ペアリングによる誤計測が発生しやすいという課題がある。また、ビート周波数という距離・速度の融合計測であるため近距離静止物クラッタがフロア雑音となり検知性能の低下につながる事となる。

ここでは、従来法として FMCW 方式を例にとり、上記課題を詳しく解説する。図 1.1 は FMCW 方式の受信信号に対してフーリエ変換したスペクトルを示し、横軸はビート周波数 [Hz] を、縦軸は振幅 [dB] を表す。図 1.1.(a), (b) に示すように、ビート周波数 0Hz 付近に複数のピークが得られている。レーダが静止している場合、地面等の静止物のビート周波数は距離にのみに依存する。そのため、移動物と静止物をビート周波数から分離することが困難である。さらに、複数の反射点の信号が図 1.1(a) に示すように負の領域、(b) では正の領域において重なるため、図 1.2 に示す 2 周波数 CW 方式の受信信号スペクトルと比較して、フロアレベルが高い。このように地面や静止物などからの反射信号によりフロアレベルが上昇すると、歩行者など反射電力小さい目標からの反射信号が埋もれるため検知が困難となる。さらに図 1.1(a), (b) において、移動目標から得られるビート周波数の正しい組み合わせが得られず、相対速度と距離の推定が困難となる。

一方、2 周波 CW (Continuous Wave) 方式では、各送信周波数において得られた受信信号をそれぞれフーリエ変換することにより、ドップラー周波数スペクトルが得られる。レーダが静止しているとき、静止物からの反射信号に含まれるドップラー周波数は 0Hz(直流成分)となる。これより、移動物のみを目標とした場合、ドップラー周波数推定処理の前段において、入力信号に対してその平均値(直流成分)を減算することにより地面等の静止物を検知処理から除外することが可能となるが、原理的に等速目標の目標分離が困難である[1-3]。しかし、2 波ではなく多数の周波数ステップを用いる(合成帯域)[1-4]、もしくは送信波をパルス変調し、距離ゲートとすることでこの課題に対処することが可能となる。

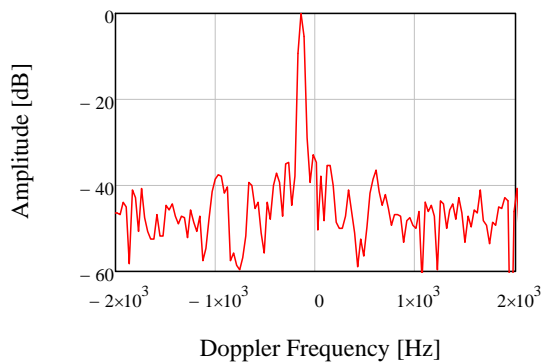


(a)Up-Sweep

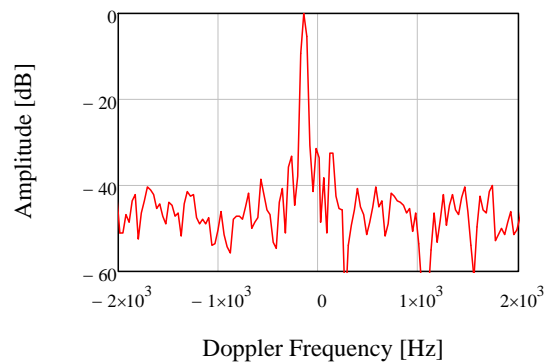


(b)Down-Sweep

図 1.1 地面等の静止物を含む環境における移動目標測距実験結果(FMCW 方式)



(a)周波数 f1



(b)周波数 f2

図 1.2 地面等の静止物を含む環境における移動目標測距実験結果(2 周波 CW 方式)



以上より,耐クラッタ特性を備えるパルス方式に基づく以下に示す2つのアプローチから,高距離分解能と多目標分離性能に優れた新しいレーダ変復調方式を提案する.

①UWB パルスレーダ方式

②パルス圧縮方式と合成帯域方式の融合方式

①は, 元来高い距離分解能が得られる UWB パルスを送信波として用いるが, その課題である探知距離が短いことに対し, パルス繰り返し間隔(PRI)を HPRF(High Pulse Repetition Frequency)にして観測時間内の送信エネルギーを増加させ, 受信信号処理により高電力の UWB パルスとして復調することで, 探知距離という課題を克服する方法である.

②は, FM や符号変調のパルス圧縮方式[1-5]を基本原理とするが, 少ない受信機帯域幅で更なる高分解能を図るために合成帯域方式[1-6]を融合した方式である. このとき少ない受信機帯域とすることで, A/D 入力時の S/N を改善するとともに信号処理レートを低下させる. またパルス圧縮の圧縮後パルスを距離ゲートとして, その距離ゲート内を合成帯域処理に基づく位相を用いた高距離分解能計測を行うことを特徴としている.

具体的には, 上記①および②について新しい独自方式を提案する.

①PC-HPRF(Phase Code High Pulse Repetition Frequency)方式

②多周波ステップ LFM (Linear Frequency Modulation) 方式, 多周波ステップ CPC (complementary phase code) 方式

従来の HPRFUWB パルスレーダにおいて, PRI を短くすると, 受信パルスは1 PRI 間で信号が目標からレーダまで往復できず, 次の送信パルス以降に受信されることとなり, PRI 単位の未知の時間遅延(PRI 遅延)である距離アンビギュイティが発生する. PRI が比較的長く PRI 単位の遅延があまり大きくない場合, PRI の異なる複数のパルス列を送受信し, 代数的に PRI 遅延を推定するマルチ PRI レンズング[1-7][1-8]が知られている. しかし, 目標数の制限や, 観測時間が増大するという課題がある. また, 送信パルス列を位相符号変

調することにより観測時間の増加なく距離アンビギュイティを推定する手法が報告されている[1-9][1-10]. これらの方法は, 1CPI : Coherent Pulse Interval にわたり送信パルス列との相互相関処理を行うことが必要となるため, 計算負荷が非常に大きくなる. このため少ない計算量で PRI 遅延を推定し, 距離にアンビギュイティのない目標距離を得ることが課題である.

パルス圧縮方式と合成帯域方式の融合方式では, 合成帯域処理により距離ゲート内の高分解能の距離波形には距離サイドローブが発生する. 合成帯域方式において, 距離サイドローブ低減のためには, 合成帯域処理(すなわち周波数ステップ方向のフーリエ変換)時に Hamming などの振幅ウェイトを適用する方法が一般に用いられるが, 合成後のメインローブ幅が広がる(すなわち距離分解能が低下する)とともに, ウェイトにより信号の損失が発生するという問題が存在する. そこで, 距離サイドローブを抑圧するため, 送信周波数ステップに不等間隔周波数ステップを用いる方法が提案されている[1-11]. そこで低距離サイドローブ化を図るための不等間隔周波数ステップを与える方法を提案する.

多周波ステップ CPC 方式では, 多周波ステップ LFM 方式と同様に符号変調パルス圧縮, パルスドップラフィルタ, 合成帯域処理を融合することを考える. 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 符号[1-12][1-13][1-14]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

### 1.3 論文の構成

本論文の構成は, 第 2 章で, 論文の主題である第 3-5 章に記す高分解能レーダのためのレーダ変復調方式の実験的検証のために, ソフトウェアにて送信波形を設計できる 24GHz

ソフトウェアレーダを構築について述べる..

第 3 章で PC-HPRF 方式について、提案法の有効性を確かめるために、同じレンジビンにおいて等速の異なる PRI 遅延を持つ 2 目標が存在する条件についてシミュレーションにより、相関処理の計算量を削減可能な符号遅延推定法を PRI 遅延推定に応用可能であることを示す。特に、PC-HPRF 方式が UWB パルスレーダと比較して、得られる S/N が高く、探知距離が延伸することが期待されることを示す。

第 4 章では、パルス圧縮と合成帯域法の融合方式 (その 1) である、多周波ステップ LFM 方式とその不等間隔周波数ステップ法について示し、設定した拘束条件より得られた不等間隔周波数ステップにより合成帯域処理出力の電力が大きくなるように制約する一方でメインローブ近傍を低く制約することで、メインローブ幅の増加を抑制し、距離ゲート範囲内の距離サイドローブを低く抑えることが期待されることを示す。

第 5 章では、パルス圧縮と合成帯域法の融合方式 (その 2) である、多周波ステップ CPC 方式について、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、その有効性を示す。また、多周波ステップ CPC 方式では 24GHz のソフトウェアレーダおよび 60GHz ミリ波帯による実時間動作可能なレーダ装置により、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示す。第 6 章は、結論であり、本研究で得られた成果を総括するとともに、今後の課題について述べる。

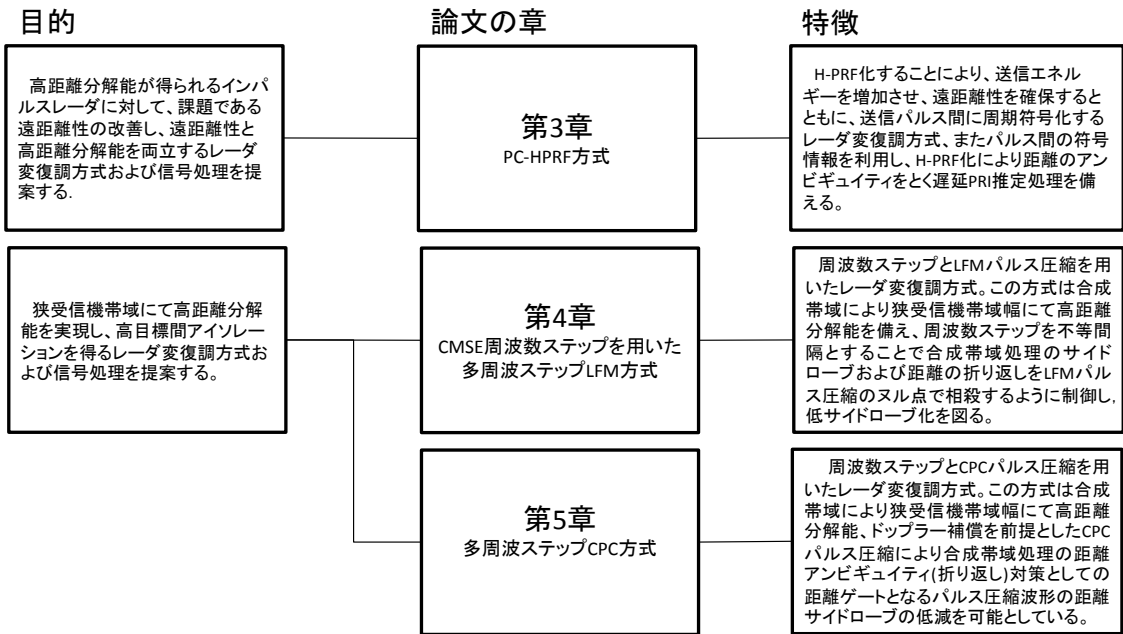


図 1.3 本論文の構成

参考文献

- [1-1]M.I.Skolnik, "Radar Handbook Third Edition", The McGraw-Hill Companies, 2008.
- [1-2]山野眞市, 東田博文, 生野雅義, 松井貞憲, 玉置智彦, 矢木秀和, 浅沼久輝, "シングルチップ MMIC 応用自動車用 76GHz ミリ波レーダ", 富士通テン技報, vol.22, No.1, pp.12-19, 2004-06.
- [1-3]M.I.Skolnik, "Introduction to Radar System", The McGraw-Hill Companies, 1980.
- [1-4]M. Jankiraman, "Design of Multi-Frequency CW Radars", SciTech Publishing, 2007.
- [1-5]Donald R. Wehner, "High resolution radar 2nd edition", Artech House, 1994.
- [1-6]N. Levanon, "Stepped-Frequency Pulse-Train Radar Signal", Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings, vol.149, No.6, pp.198-309, 2002-12.
- [1-7]S. A.,Hovanessian , "An algorithm for calculation of range in multiple PRF radar", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.12, No.12, pp.287-290, 1976-03.
- [1-8]D.Wiley, S.Parry, C.Alabaster and E.Hughes, "Performance comparison of PRF schedules for medium PRF radar", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.142, No.2, pp.601-611, 2006-04.
- [1-9]西本眞吉, 橋本 修, "距離-速度のアンビギュイティに対処した符号化 H-PRF レーダ方式", 電学論 C, vol.112, No.1, pp.19-26, 1992-01.
- [1-10]N. Levanon, "Mitigating Range Ambiguity in High PRF Radar using Inter-Pulse Binary Coding", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.45, No.2, pp.687-697, 2009-04.
- [1-11]D. J. Rabideau, "Nonlinear synthetic wideband waveforms", Radar Conference, 2002. Proceedings of the IEEE, 2002-04.
- [1-12]M. J. E.,Golay , "Complementary Series", IEEE Transactions on Information Theory, vol.7, No.2, pp.82-87, 1961-04.
- [1-13]Frank, Robert L., "Polyphase complementary codes", IEEE Transactions on Information Theory, vol.26, No.6, pp.641-647, 1980-11.
- [1-14]佐藤 玲司, 神力 正宣, "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, 2000-03.

## 第2章 ソフトウェアレーダの構築

### 2.1 緒言

レーダ変調方式の有効性を確認する手段として、シミュレーションのみならず実験による検証が重要である。本章では、レーダ変調方式の有効性を検証するために、任意のレーダ変調方式を送受信可能な汎用的なレーダ実験装置（ソフトウェアレーダ）の構築について述べる。なお、本章で述べるソフトウェアレーダは、主に汎用計測器の組み合わせにより構築されており、このようなシステム構築例は過去に例がみられず新規性を有するものである。

ソフトウェアレーダの特徴として、送信周波数制御信号、ベースバンド信号、送受信制御信号(Trigger)から構成される送信波形をソフトウェアより設計し、任意のレーダ変復調方式を送受信することが可能であり、2台のベクトル信号発生器を同期させることにより、複数の測距原理を利用したレーダ変復調方式を送受信する機能を有する。またソフトウェアレーダのRF部は免許取得が不要な24GHz特定小電力無線局規格[2-1]に準拠している。本章では、構築したソフトウェアレーダの概要を述べるとともに、複数の測距原理を組み合わせたレーダ測距方式を送受信可能であることを実験により確認する。

### 2.2 ソフトウェアレーダの概要

#### 2.2.1 ソフトウェアレーダの構成

ソフトウェアレーダは、図2.1に示すようにRFおよび汎用計測機器であるRFSG(RF Signal Generator)、2台のPVSG(Programmable Vector Signal Generator)およびA/D(デジタルオシロスコープ)から構成される。ソフトウェアレーダのRF部は免許取得が不要な24GHz特定小電力無線局規格に準拠している。AWG入力データおよび制御信号(トリガ)から構成される送信波形をソフトウェアより設計し、任意のレーダ変復調方式を送受信するために、2台のPVSGにはそれぞれ異なる役割を与えている。PVSG(1)はAWG入力データより生成した波形を内蔵I/Q Mixerで2.2GHzへとアップコンバージョンし、図2.1に示すようにRFへLO(ローカル)1信号を供給する。このLO1信号は、図2.1に示すように

RFにてRFSGの出力信号LO2とミキシングしLO信号となる。このLO信号は送信RF Mixerおよび受信RF Mixerへと供給することから、PVSG(1)のAWGで生成した波形は受信RF Mixerで打ち消しあう。

一方、PVSG(2)はAWG入力データより生成した波形を内蔵I/Q Mixerで2.0GHzのCOHO信号とミキシングしたTx信号を図2.1に示すように送信RF Mixerへと供給する。このTx信号は、送信RF Mixerにて、LO信号とミキシングし、送信(Tx)アンテナを介して送信する。受信時には、受信(Rx)アンテナより得られた受信信号を受信RF Mixerにて、LO信号とミキシングし、得られたIF信号は、PVSG(2)から供給される2.0GHzのCOHO信号とミキシングすることにより、I/Q信号を得る。PVSG(1)との違いは、PVSG(2)のAWG入力データより生成した波形はI/Q信号として、A/Dへと入力する点にある。以上より、PVSG(1)は、FMCW方式や2周波数CW方式のように送信信号と受信信号の差を取るレーダ変復調方式で使用し、主に送信周波数の制御を担う。そのためPVSG(1)は送信周波数の制御を担うため、高速の周波数切替機能を備える。また、PVSG(2)では、パルス方式やパルス圧縮方式のように送信したパルスをベースバンド信号として得るレーダ変復調方式で使用し、ベースバンド信号の生成を担う。PVSG(2)はパルスや変調パルスなどのベースバンド信号を生成するため、良好なパルスの立ち上がり、立下り特性やパルスon/off比特性に優れる。

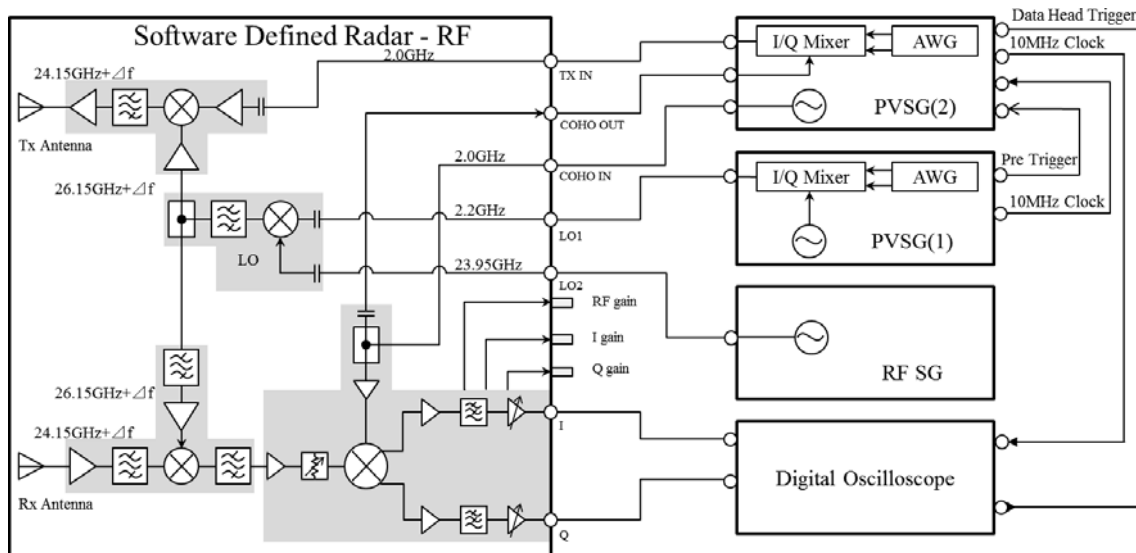


図 2.1 ソフトウェアレーダ構成図

このとき、ソフトウェアレーダでは、図 2.1 に示すように PVSG(1)が生成する 10MHz Clock を、PVSG(2)およびデジタルオシロスコープにて共有している。この 10MHz Clock を逡倍もしくは分周し、各 PVSG にて任意波形、Pre Trigger および Data Head Trigger を生成する。Pre Trigger は、ソフトウェアレーダの送信を制御するためのトリガであり、Data Head Trigger はデジタルオシロスコープへと入力され、受信の制御を行う。デジタルオシロスコープのダイナミックレンジは 8bit であり、実験初期に行う送信・受信波形の確認およびトリガの動作確認、電波暗室等の目標を近距離に設置した場合に用いる。これに対し、遠距離目標や長時間のデータ計測時には、デジタルオシロスコープを 16bit のダイナミックレンジを備えた A/D ボードへ置き換えが可能である。

## 2.2.2 汎用計測器を同期させるための送信波形設計方法

2.2.1 で述べたようにソフトウェアレーダは RF と複数の汎用計測器により構成されている。そのため、これらを同期し、レーダとして機能させるために送信波形作成においては留意が必要である。特に注意が必要な項目として、サンプリング周波数と 1 観測時間のデータ長である。まずはソフトウェアレーダにおいてサンプリング周波数は、PVSG(1)、PVSG(2)の D/A(Digital Analog 変換)サンプリング周波数、A/D サンプリング周波数の 2 つがある。前者は、信号帯域に対して 2 倍以上大きいことが望ましく、後者は信号帯域の 2 倍を基本とする。すべての機器は 10MHz 信号により同期させるため、ジッタを回避するためには整数倍に設定する。本装置では、設定可能な D/A サンプリング周波数の最大は 120MHz とする。しかし、PVSG(1)、PVSG(2)から出力されるトリガは 125MHz クロックで動作している。このため、トリガ信号の記述には以下、留意する必要がある。トリガ信号のデータ長はトリガ信号を発生させるデータの長さは、8[ns]の倍数の長さとする。これを満たさない場合、RF 信号とトリガ信号間においてジッタが発生する。また、A/D と 10MHz 信号で同期をとることから、ジッタを回避するためにデータの長さを 10MHz の逆数の倍数とする。さらに、トリガ信号は 0 と 1 からなる矩形波で記述するが、リアクションタイムを考慮して時間幅は 100ns 以上とする。最後に PVSG(1)から送信する Pre Trigger に対して PVSG(2)のリアクションタイムとして 490ns を考慮して、データの作成を行う必要がある。



### 2.2.3 ソフトウェアレーダの運用モード

本節は、時間遅延、周波数、位相差に基づく測距原理を用いる方式および目標の距離推定に周波数と位相差を用いる FMSK(Frequency Modulated Shift Keying)方式[2-2] [2-3]を例に、ソフトウェアレーダの運用モードを説明する。

#### 2.2.3.1 パルス圧縮方式

パルス圧縮方式は、周波数変調または位相変調した広帯域の送信パルスを用いる。図 2.2 に送信シーケンスを示す。図 2.2 より、PVSG(2)にて生成した送信パルスを PRI (Pulse Repeat Interval) ごとに送信する。このとき、1PRI 内で受信パルスが目標からレーダまで往復するために PRI は以下の条件を満たす必要がある。

$$R_{\max} < \frac{PRI \cdot c}{2} \quad (2.1)$$

ソフトウェアレーダでは、図 2.2 に示した送信パルス内を、LFM(Linear Frequency Modulation)パルスや P3, P4 符号など位相変調など任意に変調することが可能である。また、PVSG(1)により設定した送信周波数は一定とする。受信後、計測信号であるパルスに対して送信波とのパルス圧縮（相関処理）によりパルスを圧縮し、大きい電力の短パルスを得る。これより、ピークが得られた距離ゲート(A/D サンプルング) $s$ より、目標の距離  $\hat{R} = \Delta s \cdot s \cdot c/2$ を得る。このとき、A/D サンプルング間隔  $\Delta s$  は変調パルスの帯域幅  $B$  の 2 倍以上に設定する。また、PRI 間 FFT によるパルスドップラ処理<sup>1)-3)</sup>を使うことにより、目標のドップラー周波数を求めることが可能である。

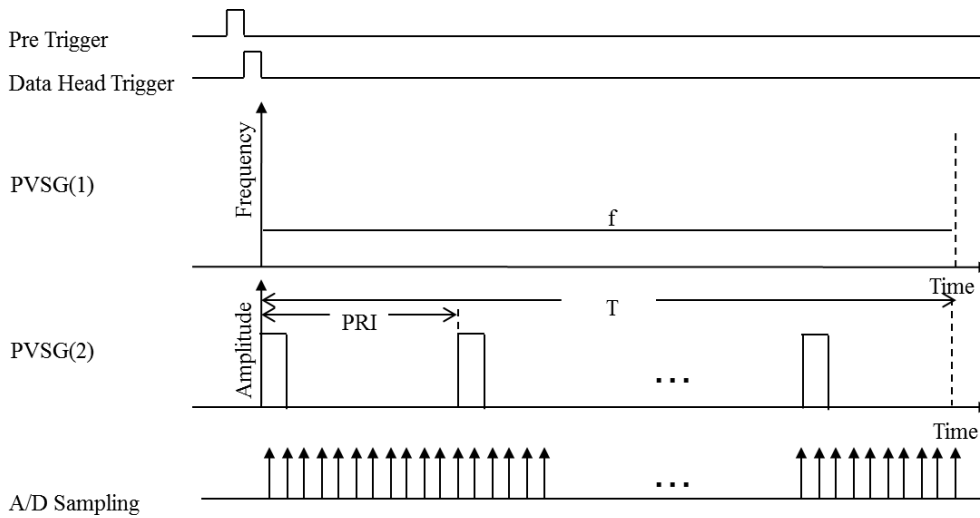


図 2.2 ソフトウェアレーダにおけるパルス圧縮方式送信シーケンス

### 2.2.3.2 FMCW 方式

FMCW 方式は、図 2.3 に示す送信シーケンスのように、PVSG(1)にて FM 変調波を生成し、線形に周波数が増加する Up Sweep、周波数が線形に減少する Down Sweep を生成する。このとき、PVSG(2)からは無変調の Tx 信号を供給する。これに対し、受信側では、受信信号と PVSG(1)から供給される Lo 信号とミキシングすることにより、式(2.2)、(2.3)に示す受信周波数と送信周波数の周波差であるビート周波数を得る。

$$f_{up} = -\frac{2B}{cT}R - \frac{2}{\lambda}v \quad (2.2)$$

$$f_{down} = \frac{2B}{cT}R - \frac{2}{\lambda}v \quad (2.3)$$

ここで、 $c$ 、 $R$ 、 $v$  および  $\lambda$  はそれぞれ、光速、目標速度、目標距離および送信波波長である。式(2.2)、(2.3)に示すように 2 つのビート周波数は、それぞれ目標の距離・速度情報からな

る. よって, 2つのビート周波数より, 式(2.2), (2.3)に示す目標の距離, 相対速度がそれぞれ得られる.

$$R = -\frac{cT}{4B}(f_{up} - f_{down}) \quad (2.4)$$

$$v = -\frac{\lambda}{4}(f_{up} + f_{down}) \quad (2.5)$$

このように FMCW 方式は, 式(2.4), (2.5)より代数的に目標の距離と速度を求める.

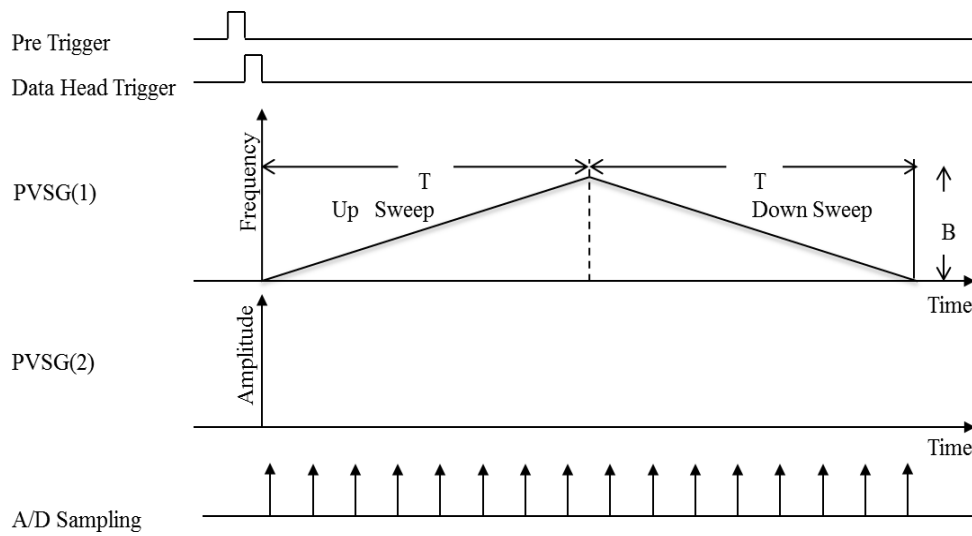


図 2.3 ソフトウェアレーダにおける FMCW 方式送信シーケンス

### 2.2.3.3 2 周波 CW 方式

2 周波 CW 方式の送信シーケンスは, 図 2.4 に示すように, 少しだけ周波数の離れた 2 つの周波数  $f_1$ ,  $f_2$  を PVSG(1)により  $T_{step}$  ごとに切り替え送信する. このとき, PVSG(2)からは無変調の Tx 信号を供給する. 受信機では, 送信周波数  $f_1$  の区間では, PVSG(1)から

供給される周波数  $f_1$ , 送信周波数  $f_2$  の区間では周波数  $f_2$  の  $L_o$  信号とミキシングする. ミキシング後の出力信号は時間  $t$  を用いて,

$$Beat_{f_1}(t) = \exp\left\{-j\left[2\pi\left(\frac{2}{\lambda}v \cdot t + \frac{2R}{c}f_1\right)\right]\right\} \quad (2.6)$$

$$Beat_{f_2}(t) = \exp\left\{-j\left[2\pi\left(\frac{2}{\lambda}v \cdot t + \frac{2R}{c}f_2\right)\right]\right\} \quad (2.7)$$

と書かれる. ここで  $c$ ,  $v$  および  $R$  はそれぞれ, 光速, 目標速度, 目標距離を表す. このとき, 送信周波数  $f_1, f_2$  の周波数差は, 非常に小さいので, 同じ目標からの受信信号は同じドップラー周波数  $f_d (= 2v/\lambda)$  として観測される. このとき, 目標の相対速度  $V$  は  $V \equiv f_d \cdot c / 2 \cdot f_1 = f_d \cdot \lambda_1 / 2 (\equiv f_d \cdot \lambda_2 / 2)$  である. よって, ビート信号をフーリエ変換し, フーリエ変換出力の値がピークとなる周波数から前記ドップラー周波数が, また目標距離はその周波数成分の位相差  $\Delta\phi$  を用いて,

$$R = \frac{c\Delta\phi}{4\pi(f_2 - f_1)} \quad (2.8)$$

から求められる. このとき, 位相差より距離を推定する原理に基づくため, 位相の折り返し, すなわち距離にアンビギュイティが発生しないためには, 要求する最大距離視野と送信周波数差が以下の式 (2.9) を満たす必要がある.

$$R_{\max} < \frac{c}{2(f_2 - f_1)} \quad (2.9)$$

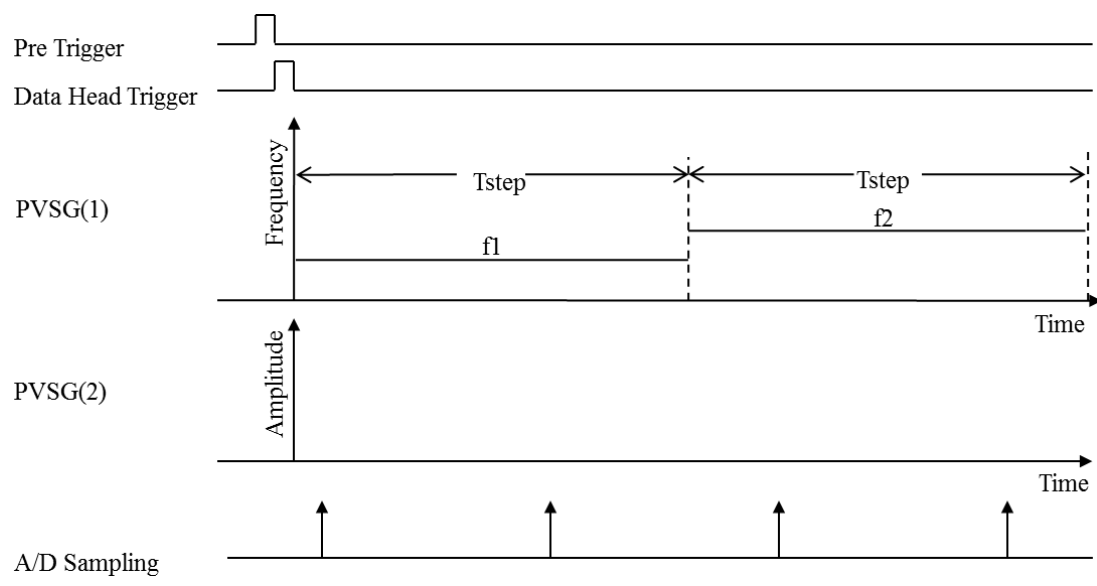


図 2.4 ソフトウェアレーダにおける 2 周波 CW 方式送信シーケンス

### 2.2.3.3 FMSK 方式

FMSK 方式は、FMCW 方式と 2 周波 CW 方式を複合した方式[2-2] [2-3]であり、FMCW 方式の課題であるペアリングなく、目標の距離と速度の推定が期待される。図 2.5 に FMSK 方式の送信シーケンスを示す。FMSK 方式では、階段上に周波数を周波数ステップ幅  $\Delta f$  で切り替える Step-Chirp を用いる。1 つの Step-Chirp の周波数の増加幅を  $B$ 、周波数の切り替え時間を  $T_{step}$ 、周波数を掃引する時間を  $T$  とする。このとき、ペアリングなしに目標の距離と速度を推定するために、選択可能な 2 つの Step-Chirp の初期周波数差  $f_{step}$  は、Step-Chirp 1 の初期周波数  $f_0$  に対して十分に小さい値とする。ソフトウェアレーダでは、送信シーケンスに基づき、PVSG(1)から、Step-Chirp 1 と Step-Chirp 2 の 2 つを交互に生成し、また PVSG(2)からは無変調の Tx 信号を供給する。受信機では、Step-Chirp1 の区間では、PVSG(1)から供給される周波数  $f_0 + n \cdot \Delta f$ 、Step-Chirp2 の区間では周波数  $f_0 + n \cdot \Delta f + f_{step}$  の Lo 信号とミキシングする。ここで、 $n$  は周波数ステップ番号とする。ミキシング後のビート信号を各 Step-Chirp ごとに分割し、それぞれをフーリエ変換することによりビート周波数を得る。このとき、 $f_0 \gg f_{step}$  より同一目標から得られるビート周波数は、

式(2.10)に示すように 2 つの Step-Chirp から同じ周波数が得られる。

$$f_{Beat} \cong -\frac{2B}{cT}R - \frac{2}{\lambda}v \quad (2.10)$$

ここで,  $c$ ,  $R$ ,  $v$  および  $\lambda$  はそれぞれ, 光速, 目標速度, 目標距離および波長  $\lambda = c/f_0$  である。

また 2 つのビート信号の位相差  $\Delta\phi$  は式(2.11)のように表される。

$$\Delta\phi = 2\pi \left( -\frac{2R}{c}f_{step} - \frac{2Tv}{\lambda} \right) \quad (2.11)$$

式(2.10), (2.11)より, ビート周波数と位相差 $\Delta\phi$  は, 目標の距離と相対速度からなる。よって, 文献[2-2] [2-3]より目標の距離と相対速度が得られる。

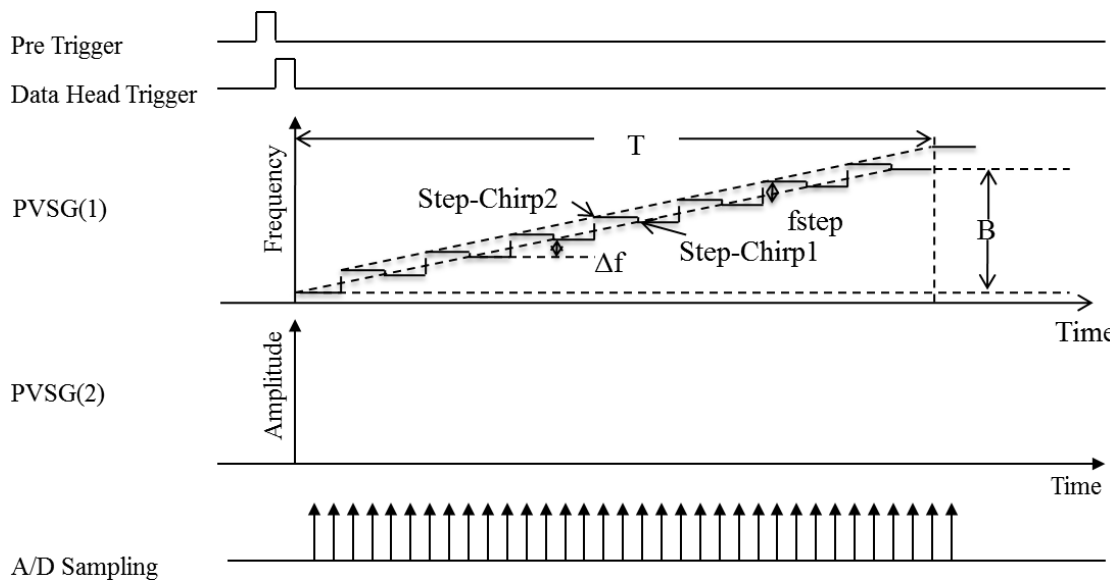


図 2.5 ソフトウェアレーダにおける FMSK 方式送信シーケンス

## 2.3 ソフトウェアレーダの動作確認実験

実験では，ソフトウェアレーダの汎用性を示すために，2.2 で示した FMCW 方式，2 周波 CW 方式，FMSK 方式について，電波暗室にて目標の測距を行う．実験において，ソフトウェアレーダの送信，受信アンテナには同一のホーンアンテナを使用し，ビーム幅はアジマス(左右)方向のビーム幅 $\pm 30\text{deg}$ ，エレベーション(上下)方向のビーム幅は $\pm 10\text{deg}$  である．

### 2.3.1 ソフトウェアレーダによる FMCW 方式実験結果

FMCW 方式のレーダパラメータは以下の通りである．

#### ○FMCW 方式

- ・送信周波数： $f=24.11\sim 24.19\text{GHz}$
- ・送信帯域幅： $B=72\text{MHz}$
- ・周波数掃引時間： $T=25.6\text{ms}$
- ・観測時間： $51.2\text{ms}$
- ・A/D サンプルング周波数： $10\text{kHz}$

目標にはコーナリフレクタ(RCS=10dB)を使用し，アクチュエータにより 1m から 2.6m の範囲を最高速度 4km/h でコーナリフレクタを往復させる．このとき，入力 S/N(Signal to Noise)が最大となる場合と比較して，雑音が 20dB 大きい条件とする．

FMCW 方式の計測信号をオフラインで信号処理した結果を図 2.6，2.7 にそれぞれ示す．横軸は時間，縦軸はそれぞれ相対速度，距離を表す．FMCW 方式は，Up Sweep，Down Sweep それぞれから得られるビート周波数より式(2.4)(2.5)に示すように距離・速度を得る．このとき，ビート周波数は離散値として得られ，その周波数分解能は観測時間によって決まる．このとき，周波数分解能は 19.5Hz である．一方，目標との相対速度が 0 に近づくと，測距結果の誤差が大きくなる傾向が見られる．レーダのアン

テナと目標が非常に近い場合、式(2.2)(2.3)より移動目標の相対速度が小さくなると、目標から得られるビート周波数と送信の漏れ込みに相当するビート周波数に値が近くなる。ビート周波数の差が周波数分解能以下となると、目標と送信漏れ込みの2つの信号を分離することができず、大きな距離の推定誤差を生じると考えられる。

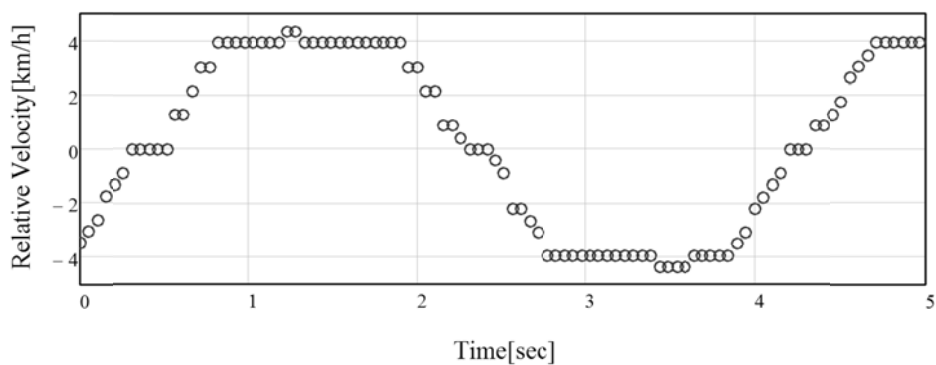


図 2.6 相対速度推定結果(FMCW 方式)

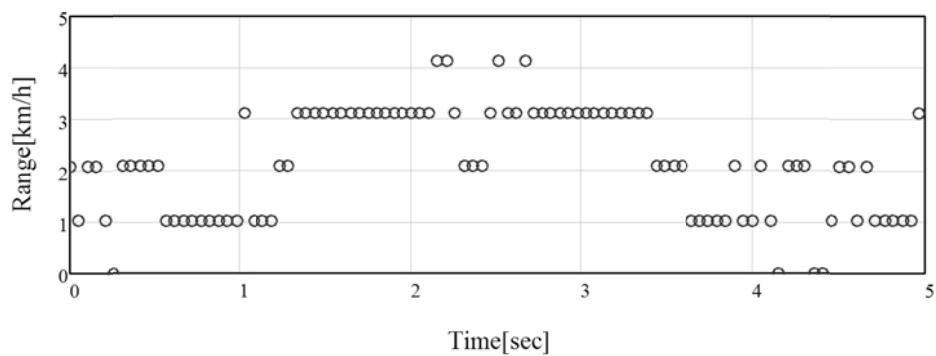


図 2.7 距離推定結果(FMCW 方式)



### 2.3.2 ソフトウェアレーダによる 2 周波 CW 方式実験結果

次に、2 周波 CW 方式のレーダパラメータは以下の通りである。

#### ○2 周波 CW 方式

- ・送信周波数：f1=24.14675GHz, f2=24.15325GHz
- ・周波数ステップ幅：7.5MHz
- ・周波数切替え間隔 Tstep：200 $\mu$ s

目標条件は 2.4.1 と同様にはコーナリフレクタ(RCS=10dB)を使用し、アクチュエータにより 1m から 2.6m の範囲を最高速度 4km/h でコーナリフレクタを往復させる。

次に、2 周波 CW 方式の信号処理結果を図 2.8, 2.9 にそれぞれ示す。横軸は時間、縦軸はそれぞれ相対速度、距離を表す。2 周波 CW 方式では、まず周波数 f1, f2 からそれぞれドップラー周波数を推定する。そのため、送信の漏れ込みはドップラー周波数 0Hz(直流)となる。よって、FFT による周波数分析前にデータサンプルの平均値を差し引くことによって比較的容易に除去することが可能となる。これにより、f1 と f2 の位相差により測距処理において送信の漏れ込みの影響を受けないため、Fig.9, 10 より、相対速度が 0 となる観測以外では、相対速度および距離ともに設定した目標条件に近い値が得られている。また、距離方向の分解能は S/N に依存するため、目標条件が 1m と近く良好な環境であることから距離推定値は非常に滑らかとなっている。

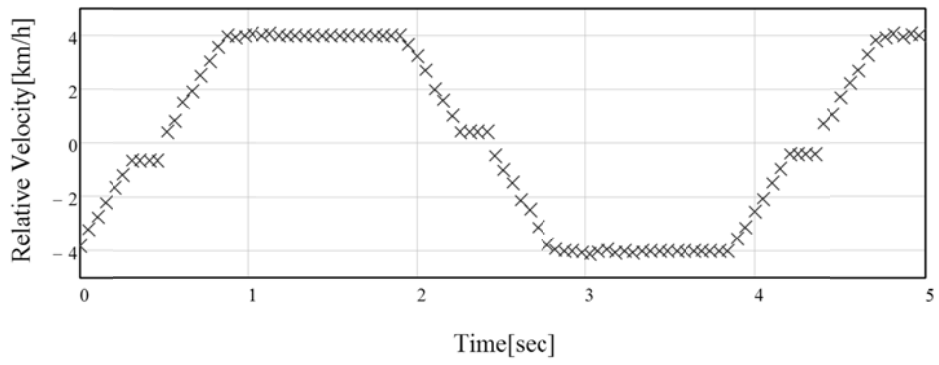


図 2.8 相対速度推定結果(2 周波 CW 方式)

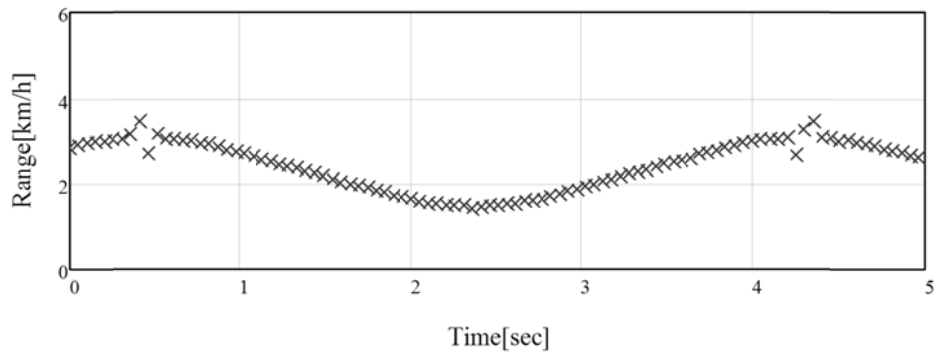


図 2.9 距離推定結果(2 周波 CW 方式)

### 2.3.2 ソフトウェアレーダによる FMSK 方式実験結果

FMSK 方式を用いた静止，移動の 2 目標に対する測距実験結果について示す．使用するレーダパラメータは以下に示す通りである．

- ・周波数ステップ幅  $\Delta f$  : 0.0695MHz
- ・周波数ステップ間隔  $f_{step}$  : 0.8MHz
- ・ステップ数  $N$  : 1024
- ・A/D サンプルング周波数 : 100kHz

レーダの受信アンテナを原点としたとき，移動目標はアクチュエータの始点を距離 0.97m，角度 20 度の位置に設置した．アクチュエータに据付けたコーナリフレクタは 0.97~2.57m の間を最高速度 4km/h にて往復運動する．一方，コーナリフレクタを距離 4m，角度-10 度に設置し，静止目標とする．また入力 S/N が最大となる場合と比較して，雑音が 20dB 大きい条件とする．

計測信号をオフラインで信号処理した結果をそれぞれ図 2.10，2.11 に示す．横軸は時間，縦軸はそれぞれ相対速度，距離を表す．さらに図 2.12 は，Step-Chirp1 のビート信号をフーリエ変換して得られたビート周波数推定結果であり，横軸はビート周波数，縦軸は振幅を表す．相対速度が 0~1.5km/h となる区間において，移動目標の測速・測距結果が悪化している．これらの原因は FMSK 方式の原理と実験条件がある．本実験条件では，図 2.12 より静止目標から得られるビート周波数は-42Hz，送信の漏れ込みは-6Hz と観測される．これはレーダが静止している条件において，式(2.10)より静止目標のビート周波数は目標距離  $R$  のみで決まるため，一定の値となる．一方，移動目標から得られるビート周波数は，本実験条件では相対速度が支配的であり正の相対速度を有する場合は，負のビート周波数が得られる．そのため図 2.10，2.11 に示す 2.5s 付近のように，正の相対速度時に移動目標が静止目標に近づくとき，両者のビート周波数が近く，フーリエ変換結果において両者が重なり，分離することが困難となる．この区間では，静止目標に近い結果が出力されている．

さらに、図 2.10, 2.11 に示す 4.2s 付近のように正の相対速度時にレーダのアンテナに近づくと、送信の漏れ込みから得られるビート周波数が移動目標のビート周波数と非常に近い値となり、上記と同様に両者を分離が困難となる。これらの区間の前後では、上記の影響により速度および距離の推定誤差が大きくなる。しかし、距離、相対速度が得られているため、後段に追尾フィルタなどの時系列方向の信号処理を挿入することで移動目標の航跡が得られることが期待される。

さらに、図 2.10, 2.11 より静止と移動目標ともに、速度推定結果に 0.2km/h、距離推定結果に 50~90cm 程度のバイアス誤差が見られる。図 2.12 より、静止目標、移動目標の周波数ピークは、送信波の漏れ込みのピークと近接していることがわかる。ここで、送信波の漏れ込みを距離 0m の目標として、送信波の漏れ込みのサイドローブの成分と、静止目標からの信号成分を含む信号について考える。送信波の漏れ込みのサイドローブと静止目標からのピークの差は、図 2.12 により約-6.2dB である。3.97m の位置にある静止目標を仮定し、作成した擬似信号より距離を推定すると、送信波の漏れ込みのサイドローブの干渉を受け、距離推定値が  $c \cdot \Delta\phi / 4\pi \cdot f_{step} = 2.607\text{m}$  となる。よって、送信波の漏れ込みのサイドローブの干渉が距離におけるバイアス誤差の主な要因と考える。2 周波 CW 方式と同様に位相差より距離推定するため、その精度は位相  $2\pi$  を何 m 相当に割り当てるか、また位相の推定精度によって決まる。今回用いたパラメータでは、周波数ステップ間隔  $f_{step}=8\text{MHz}$  より位相  $2\pi$  を  $188\text{m}(=c/2 \cdot f_{step})$  に割り当てている。これよりバイアス誤差の最大値が約 90cm、位相誤差に換算すると最大で 1.7deg である。仮にビート周波数の誤差を無視し、誤差伝播の法則を用いて位相誤差 1.7deg に相当する距離誤差  $\partial R$ 、速度誤差  $\partial v$  を求めると、それぞれ  $\partial R=0.915\text{m}$ 、 $\partial v=0.186\text{m/s}$  となる。よって、距離の推定結果と比較して速度の推定結果が小さいバイアス誤差となる。以上より、周波数と位相差により測距を行う FMSK 方式により複数目標を測距可能であることを実験により確認した。尚、送信波の漏れこみが大きく観測されるのは、ソフトウェアレーダが各レーダ測距方式の基礎検討を行うことを目的としていることから、送受周波数差が 0 となる信号(直流成分)まで観測する構成としているためである。

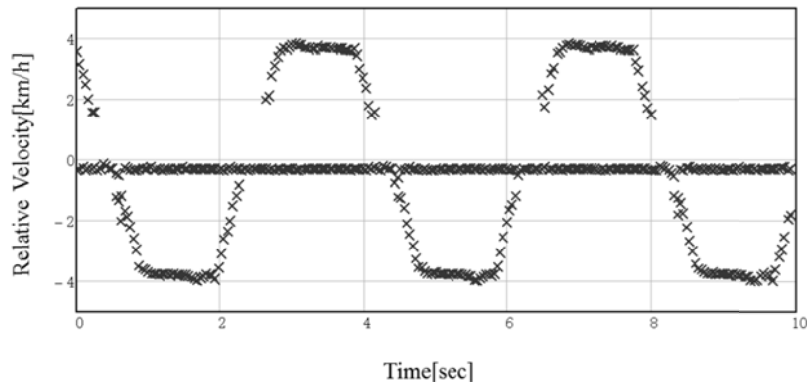


図 2.10 相対速度推定結果 (FMSK 方式)

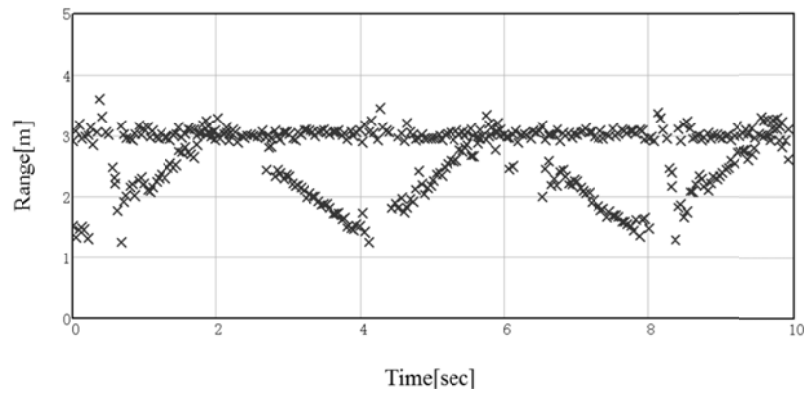


図 2.11 距離推定結果 (FMSK 方式)

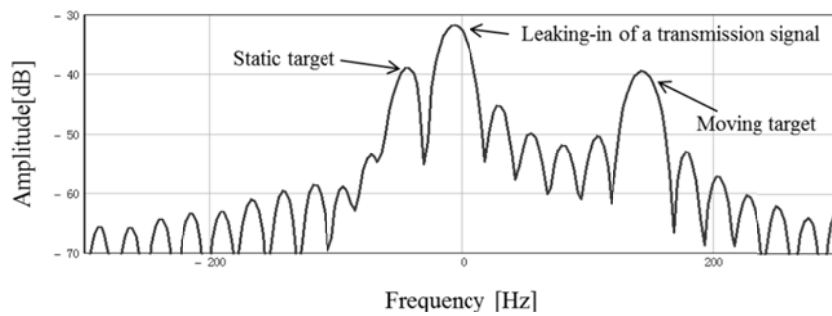


図 2.12 ビート周波数(Step-Chirp1)

## 2.4 結言

本章では，送信周波数制御信号，ベースバンド信号，送受信制御信号(Trigger)から構成される制御ソフトウェアの書き換えにより任意のレーダ測距方式を送受信可能なソフトウェアレーダの構築について示した．実験により，ソフトウェアレーダは，複数のレーダ測距方式を検討するための実験データを取得することが可能であることを示した．また，周波数と位相差を用いたレーダ測距方式について目標の距離が得られることを確認した．

### 参考文献

[2-1]電波産業会，"ARIB STD-T73 ver1.2"，電波産業会，2012.

[2-2]M. Jankiraman, "Design of Multi-Frequency CW Radars", SciTech Publishing, 2007.

[2-3]M. Marc-Michael, R Hermann, "Combination of LFCM and FSK Modulation Principles for Automotive Radar Systems", German Radar Symposium GRS2000, 2000-10.

## 第3章 PC-HPRF 方式

### 3.1 緒言

UWB パルスレーダにおいて、PRI を短くし観測時間内の送信エネルギーを増加させ、コヒーレントな積分処理による S/N(Signal to Noise Ratio)改善を大きくすることにより探知距離を延伸することが期待される。しかし、PRI を短くすると受信パルスは、1 PRI 間で信号が目標からレーダまで往復できず、次の送信パルス以降に受信されることとなり、PRI 単位の未知の時間遅延(PRI 遅延)である距離アンビギュイティが発生する。過去、PRI が比較的長く PRI 単位の遅延があまり大きくない場合、PRI の異なる複数のパルス列を送受信し、代数的に PRI 遅延を推定するマルチ PRI レンジングが知られている[3-1] [3-2]。しかし、目標数の制限や、観測時間が増大するという課題がある。また、送信パルス列を位相符号変調することにより観測時間の増加なく距離アンビギュイティを推定する手法が報告されている[3-3] [3-4]。これらの方法は、全積分区間(1CPI : Coherent Pulse Interval)にわたり送信パルス列との相互相関処理を行うことが必要となるため、計算負荷が非常に大きくなるという問題がある。本研究では、PRI 遅延の数は、全積分区間にまでおよぶことはないと考える。後述するがこの条件設定は近距離レーダを想定した応用において、十分妥当なものである。このような条件設定における位相符号化 CW レーダ方式として、一つの積分区間内で、比較的短い周期符号を連続送信することで相関処理の処理量を低減する方法が報告されている[3-5]。さらに、この方法では周期符号として P3 や P4[3-6] [3-7]を用いることで、相関処理ではなくフーリエ変換による少ない計算負荷にて符号遅延数の推定を可能としており、シミュレーションによりそれらの効果の検証が行われている。

本章では、遠距離性と高距離分解能を両立させるレーダ変調方式として、PC-HPRF(Phase Code High Pulse Repetition Frequency)方式を提案する。提案法では、位相符号化 CW レーダ方式に対し、1 符号間を同様に符号変調した UWB パルス (キャリアを有するコヒーレント信号) と送信休止区間からなる UWB パルスレーダとする。一方、受信後の信号処理では、PRI 内の各距離サンプル (レンジビンと呼ぶ) に対して PRI 遅延を推定し、レンジビン番号と距離加算することにより距離にアンビギュイティのない目標

距離を得る．この方法では，位相符号化 CW レーダに対し，送信アイソレーションの向上と高距離分解能化が期待され，従来の UWB パルスレーダで重要な課題となる遠距離性が大きく改善することが見込まれる．本章では，本方式を定式化によって示した後，提案法の有効性を確かめるために，同じレンジビンにおいて等速の異なる PRI 遅延を持つ 2 目標が存在する条件についてシミュレーションを行い，符号遅延推定手法を PRI 遅延推定に応用可能であることを確認する．さらに，シミュレーションのみならず実フィールドにおける検証実験により従来の UWB パルスレーダに比べ，探知距離が延伸することを明らかにする．

## 3.2 PC-HPRF 方式の概要

### 3.2.1 パルス間周期位相符号変調

パルス間周期位相符号変調を説明するにあたり，簡単のため符号長  $N$  の周期符号について考える．PRI 遅延を推定するために，ある送信パルスは次の同じ符号を与えた送信パルスまでに電波が往復するという条件からレーダに要求される最大距離視野  $R_{\max}$  とすると，符号長  $N$  は

$$N \cdot T_{PRI} \geq \frac{2R_{\max}}{c} \quad (3.1)$$

を満足する必要がある．

パルス間周期位相符号変調は，式(3.1)より  $N$  個の符号を送信パルスに対し，1 パルスあたり 1 つの符号を割当てて，符号変調した送信パルスは送信周波数  $f$  の搬送波とミキシングしたのち送信する．図 3.1(a)に示すように， $N$  個の送信パルスを繰り返し送信する．ここで，ある送信パルスの送信開始時刻を  $t=0$  とし，振幅を 1 とした送信信号は，

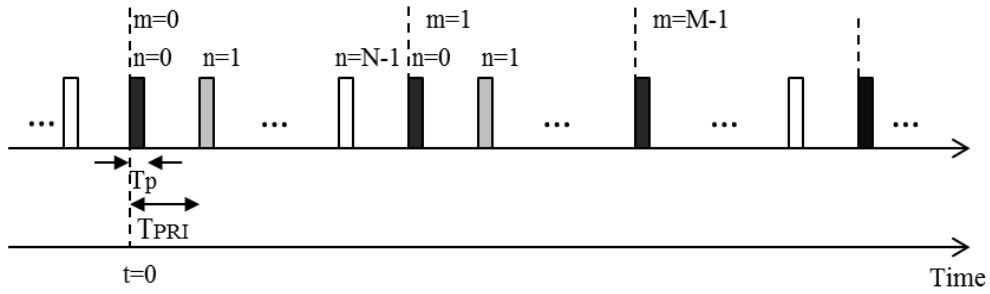


$$s(t, n) = \begin{cases} \exp[2\pi j(ft)] \cdot u(n) & (T_{PRI} \cdot n \leq t \leq T_{PRI} \cdot n + Tp) \\ 0 & (T_{PRI} \cdot n + Tp < t \leq T_{PRI} \cdot n + T_{PRI}) \end{cases} \quad (3.2)$$

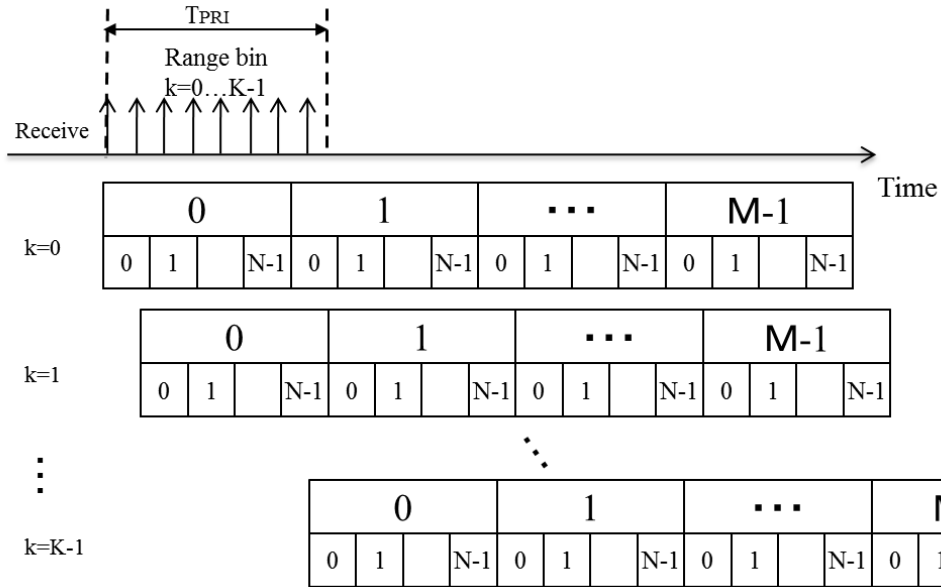
と書かれる．  $n(=0,1\dots N-1)$  はパルス繰り返し番号，  $Tp$  は送信パルス幅を，  $T_{PRI}$  はパルス繰り返し間隔を表す． また， 式(3.3)に示すように  $u(n)$  はパルス内を変調する符号変調部を表す． ここでは式(3.4)に示す P4 符号を用いる．

$$u(n) = \exp[j\phi_n] \quad (3.3)$$

$$\phi_n = \frac{\pi}{N}(n-1)^2 - \pi(n-1) \quad (3.4)$$



(a) Transmit Sequence with inter-pulse cyclic phase coding



(b)Receive Sequence with inter-pulse cyclic phase coding

図 3.1 PC-HPRF 方式送受信シーケンス

### 3.2.2 計測信号

目標までの往復時間に相当する時間遅延  $\tau$  とすると, PRI 遅延数  $d$  は,

$$d = \text{floor}\left(\frac{\tau}{T_{PRI}}\right) \quad (3.5)$$

より整数値とする. PRI 遅延数  $d$  が  $N-1$  以下となる場合について考える. これより時間遅延  $\tau$  を

$$\tau(t) = \frac{2R}{c} = \frac{2(R_0 - v \cdot t)}{c} \quad (3.6)$$

とおく. ここで,  $R_0$  は時刻  $t = -d \cdot T_{PRI}$  での目標距離,  $v$  は目標相対速度,  $c$  は光速である.

式(3.6)より，繰り返し送信する送信パルスに対して，図 3.1(a)に示す  $t=0$  を基準した  $N$  個の受信パルスは，

$$r(t,n) = \begin{cases} \exp\left[2\pi j\left((f+fd)t - \frac{2R_0}{c}f\right)\right] \cdot u(n-d) \\ (T_{PRI} \cdot n + (\tau - d \cdot T_{PRI}) \leq t \leq T_{PRI} \cdot n + (\tau - d \cdot T_{PRI}) + Tp) \\ 0 \\ (T_{PRI} \cdot n + (\tau - d \cdot T_{PRI}) + Tp \leq t \leq T_{PRI} \cdot n + (\tau - d \cdot T_{PRI}) + T_{PRI}) \end{cases} \quad (3.7)$$

ここで， $\lambda (= c/f)$  とすると， $fd = 2v/\lambda$  はドップラー周波数である．

計測信号は，受信信号を周波数  $f$  のローカル信号によりミキシングし，A/D 変換器を経て，得られる．計測信号はサンプル間隔  $\Delta T$  の距離サンプルからなる．このとき観測時間  $T_c$  は要求する速度分解能  $\delta V$  とすると，

$$T_c \geq \frac{\lambda}{2\delta V} \quad (3.8)$$

を満足する必要がある．これより，観測時間  $T_c$  の計測信号は， $N$  個の受信パルスを 1 周期とすると， $M (= T_c/N \cdot T_{PRI})$  周期の受信パルスからなる．ここで， $t=0$  を基準にパルス繰り返し間隔内の距離サンプルをレンジビン  $k (= 0, 1, \dots, K-1)$ ，周期番号を  $m (= 0, 1, \dots, M-1)$  とする．これより，計測信号は図 3.1(b)に示すように各レンジビンを基準にしたサンプル間隔  $T_{PRI}$  の計測信号へ分割する．

目標からの受信パルスを含むレンジビンを  $k' (k' \leq \Delta T \cdot K-1)$  とすると， $k'$  を基準とした時間は

$$t = T_{PRI} \cdot n + T_{PRI} \cdot N \cdot m + \Delta T \cdot k' \quad (3.9)$$

であり，レンジビン  $k'$  を基準とした計測信号は，

$$r(n, m) = \exp \left[ 2\pi j \left( fd(T_{PRI} \cdot n + T_{PRI} \cdot N \cdot m + \Delta T \cdot k') - \frac{2R_0}{c} f \right) \right] \cdot u(n-d) \quad (3.10)$$

と表される. 式(3.10)における位相項  $2R_0 f / c$  はレンジビン  $k'$  を基準とし,  $n$  を固定した  $m$  方向のサンプリング信号, または  $m$  を固定した  $n$  方向のサンプリング信号において定位相となる.

### 3.2.3PRI 遅延推定法

式(3.10)に示すレンジビン  $k'$  を基準とした計測信号に対し, 図 3.2, 3.3 に示すように  $n$  を固定して  $m$  方向に FFT を行う.

$$F(n, m') = \sum_{m=0}^{M-1} r(n, m) \exp \left[ -2\pi j \left( \frac{m}{M} m' \right) \right] \quad (3.11)$$

このとき式(3.12)に示す周波数分解能  $\Delta f$  で分けられた  $M$  個のドップラー周波数チャンネルからなる出力が得られる.

$$\Delta f = \frac{1}{Tc} = \frac{1}{T_{PRI} \cdot N \cdot M} \quad (3.12)$$

式(3.10)を式(3.11)に代入した後の振幅値は, 各  $n$  においてドップラー周波数チャンネル番号

$$m'_{peak} = fd \cdot T_{PRI} \cdot N \cdot M \quad (3.13)$$

ではコヒーレント積分となり, ピークが得られる.  $m'_{peak}$  となるドップラー周波数チャンネル

ルは,

$$\begin{aligned}
 F(n, m'_{peak}) &\cong \exp \left[ 2\pi j \left( fd \cdot T_{PRI} \cdot n + fd \cdot \Delta T \cdot k' - \frac{2R_0}{c} f \right) \right] \cdot u(n-d) \\
 &= \exp \left[ 2\pi j \left( \frac{m'_{peak}}{T_{PRI} \cdot N \cdot M} \cdot T_{PRI} \cdot n + fd \cdot \Delta T \cdot k' - \frac{2R_0}{c} f \right) \right] \cdot u(n-d)
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

と表される.

次に, 式(3.14)より推定したドップラー周波数を用いて位相を補正する.

$$F'(n, m') = F(n, m') \cdot \exp \left[ -2\pi j \left( \frac{m'}{T_{PRI} \cdot N \cdot M} \right) \cdot T_{PRI} \cdot n \right] \tag{3.15}$$

このとき  $m'_{peak}$  となるドップラー周波数チャンネルに着目すると, 式(3.14)を式(3.15)に代入したあとの  $n$  方向のサンプリング信号は,

$$F'(n, m'_{peak}) = \exp \left[ 2\pi j \left( fd \cdot \Delta T \cdot k' - \frac{2R_0}{c} f \right) \right] \cdot u(n-d) \tag{3.16}$$

となる. このとき, 式(3.16)において位相項  $fd \cdot \Delta T \cdot k'$ ,  $2R_0 f / c$  は定位相となる.

図 3.2, 3.3 に示すように, ドップラー周波数を補正した出力に対して,  $u(n)$  の複素共役をとった参照信号  $u^*(n)$  を乗算する. このとき,  $m'_{peak}$  となるドップラー周波数チャンネルに着目すると,

$$\begin{aligned}
F(n, m'_{peak}) &= u(n-d)u^*(n) \\
&= \exp\left[j\left(-2\pi\frac{d}{N}\cdot n + \pi\cdot\left(\frac{d^2}{N} + \frac{2d}{N} + d\right)\right)\right] \\
&= \begin{cases} \exp\left[-2\pi j\left(\frac{d}{N}\cdot n\right)\right] = \exp[-2\pi j(f'\cdot n)] & (d > 0) \\ 1 & (d = 0) \end{cases}
\end{aligned} \tag{3.17}$$

となる。なお、式(3.17)において定位相項は省略した。よって、PRI 遅延数  $d > 0$  のとき、PRI 遅延数  $d$  に依存した周波数  $f'$  を有する波形が得られる。

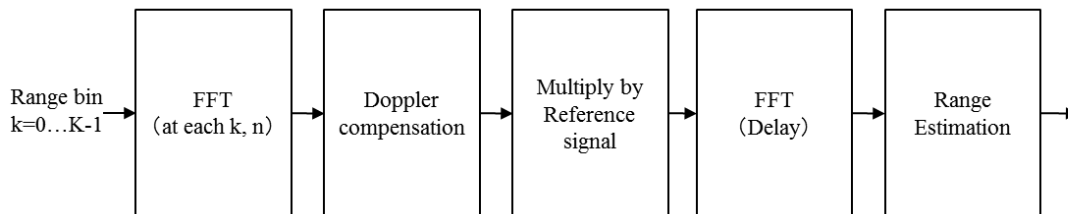


図 3.2 PRI 遅延推定法の信号処理ブロック

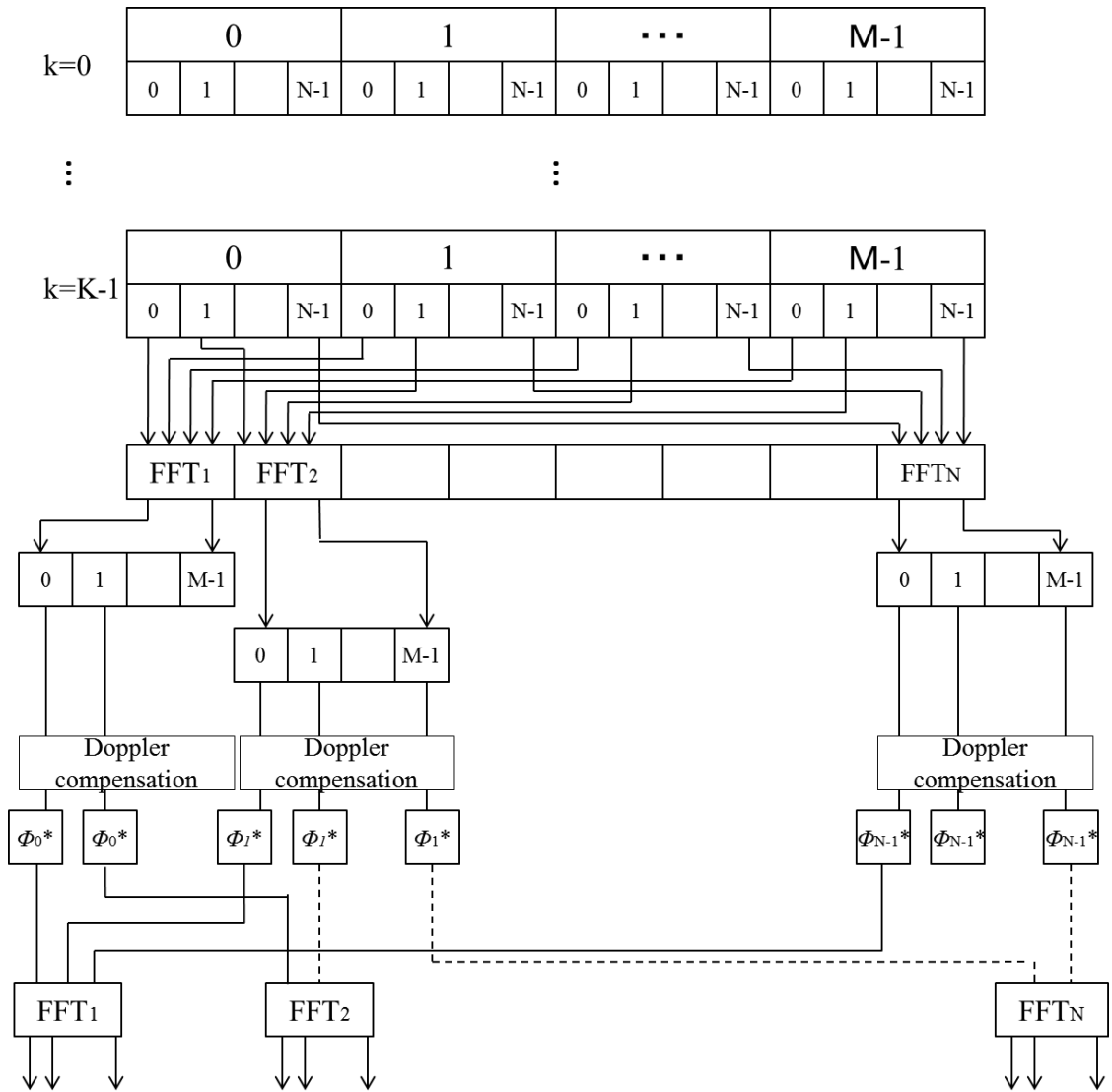


図 3.3 PRI 遅延推定法の信号処理フローチャート

これらの出力に対して、ドップラー周波数チャンネルごとに図 3.2, 3.3 に示す  $n$  方向(符号方向)に FFT を行う。

$$F(n', m') = \sum_{n=0}^{N-1} F'(n, m') \exp\left[-2\pi j \left(\frac{n}{N} n'\right)\right] \quad (3.18)$$

$m'_{peak}$  となるドップラー周波数チャンネルに着目すると、式(3.17)を式(3.18)に代入した結果は、

$$F''(n', m'_{peak}) = \frac{1 - \exp(-2\pi j \cdot f' \cdot N) \exp(-2\pi j \cdot n')}{1 - \exp(-2\pi j \cdot f') \exp\left(-2\pi j \cdot \frac{n'}{N}\right)} \quad (3.19)$$

$$|F''(n', m'_{peak})| = \left| \frac{\sin(N(-2\pi \cdot f' - 2\pi k/N)/2)}{\sin(-2\pi \cdot f' - 2\pi k/N)} \right| \quad (3.20)$$

となる。目標の PRI 遅延推定は、目標との相対速度がアンビギュイティなく推定可能な範囲に存在することを条件とする。このとき、速度視野  $\pm V_{\max}$  は、式(3.11)に示す  $m$  方向 FFT のデータサンプル間隔が  $T_{PRI} \cdot N$  となることから、

$$|V_{\max}| = \frac{\lambda}{4(T_{PRI} \cdot N)} \quad (3.21)$$

となる。以上より、レンジビン  $k'$  および式(3.19)(3.20)に示す  $n$  方向 FFT 出力においてピークとなった周波数チャンネル  $n'_{peak}$  から、式(3.21)より目標推定距離  $\hat{R}$  が得られる。



$$\hat{R} = \frac{c \cdot (\Delta T \cdot k' + (N - n'_{peak}) \cdot T_{PRI})}{2} \quad (3.22)$$

提案法では要求される PRI 遅延数，すなわち最大距離視野を十分満たす範囲で符号長を短く設定し，周期符号を全積分区間に与え，相関処理ではなくフーリエ変換により PRI 遅延を推定することで計算負荷を低減している。

### 3.3 計算機シミュレーション

#### 3.3.1 シミュレーション条件

本章では，同じレンジビンにおいて等速の異なる遅延 PRI を持つ 2 目標について，計算機シミュレーションにより評価し，符号遅延推定手法を PRI 遅延推定に応用可能であることを確認する。表 3.1 にシミュレーションで使用したレーダパラメータを示す。

このとき，送信パルス幅 20ns に対して PRI は 80ns とする。また使用する符号は P4 符号とし，その符号長 N は 256 とし，繰り返し回数 M は 1024 とする。このとき 1CPI における総パルス数 26144 に対して，推定可能な遅延 PRI 数は 256 である。表 3.2 に示すように最大インストルメント距離は 3072m となり，要求される PRI 遅延の数は全積分区間にまで及ぶことはない。このときサンプリング周波数は，オーバーサンプルを 2(100MHz)とし，レンジビンの間隔は 10ns (1.5m) 間隔，レンジビン数は 8 となる。なお，次章での実験と条件を合わせるために送信周波数は 24.15GHz とする。表 3.3 に示すように目標条件は，同じレンジビン上に 2 目標 S1, S2 が存在するとし，等速でそれぞれ異なる PRI 遅延を有する。なお，入力 S/N は目標 S1, S2 においてそれぞれ  $s_1/N : 0\text{dB}$ ，  $s_2/N : -20\text{dB}$  とする。

表 3.1 PC-HPRF 方式レーダパラメータ

Transmit Frequency	24.15GHz
Bandwidth	50MHz
Pulse width	20ns (Range : 3m)
PRI	80ns (Range : 12m)
Code Length N	256
Transmit code	P4 code
Repetition M	1024
Number of Pulse	262144
Coherent Pulse Interval	21ms
Sampling interval $\Delta T$	10ns

表 3.2 PC-HPRF 方式期待性能

Maximum instrument range	3072m
Range resolution	3m
Maximum velocity	151m/s (546km/h)
Velocity resolution	0.3m/s (1.1km/h)

表 3.3 シミュレーション条件

Range of target	S1:28.5m, S2:184.5m
Velocity of target	S1, S2:50km/h
Signal/Noise Ratio	$s_{1/N}$ :0dB, $s_{2/N}$ :-20dB

### 3.3.2 同一レンジビン上に存在する等速 2 目標に対する PRI 遅延推定

レンジビン  $k=3$  に対する図 3.2, 3.3 に示す  $n$  方向 FFT の出力を図 3.4 に示す. このとき図 3.4 の X 軸はドップラー周波数, Y 軸は PRI 遅延数  $d$  を表す. また Z 軸は S1 の振幅で規格化した相対振幅[dB]を表す. 図 2.4 におけるノイズフロアレベルは  $-53\text{dB}$  であり, S1 の振幅は  $0\text{dB}$ , S2 の振幅は  $-20\text{dB}$  となり, それぞれ  $s_1/N=53\text{dB}$ ,  $s_2/N=33\text{dB}$  となる. これらは, 図 3.2, 3.3 に示す  $m$  方向 FFT 時に適用した Hamming 窓により損失  $1\text{dB}$  を考慮すると, 表 3.1 より送信総パルス数 262144 より期待される S/N 改善  $54\text{dB}$  と一致する.

次に, 図 3.4 における S1, S2 に着目し, 図 3.5 に示すようにドップラー周波数を相対速度に変換すると,  $50.0\text{km/h}$  となり目標条件と一致する. さらに図 3.6 より, S1, S2 はそれぞれ PRI 遅延数  $d=2, 15$  を示し, 式(3.21)よりレンジビン  $k=3$  に距離加算すると, S1, S2 の推定距離はそれぞれ  $28.5\text{m}$  および  $184.5\text{m}$  が得られ, これらは目標条件と一致する. 以上より, 同じレンジビン上に存在する等速で異なる PRI 遅延を有する 2 目標の PRI 遅延を推定し, それぞれの目標距離が得られることを示した. これより, 提案法が符号遅延推定手法を PRI 遅延推定に応用可能であることを確認した.

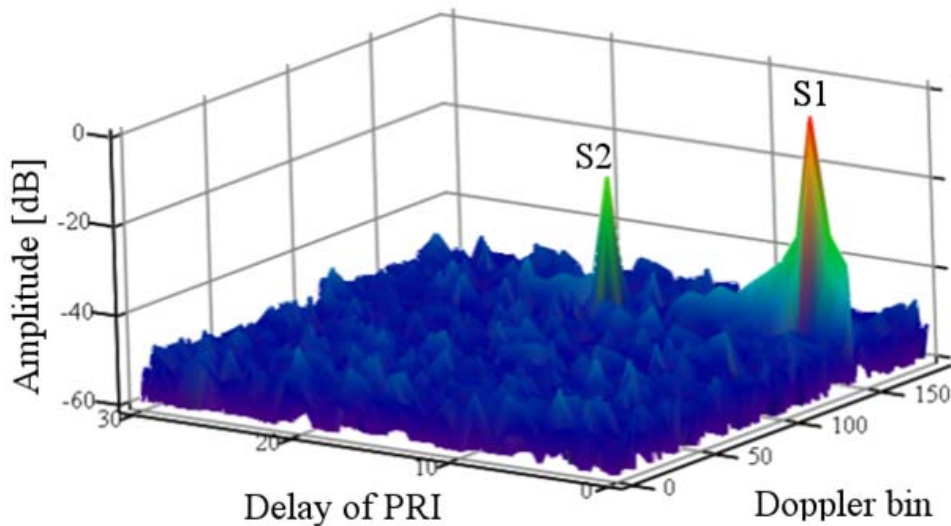


図 3.4 シミュレーション結果 (レンジビン  $k=3$ )

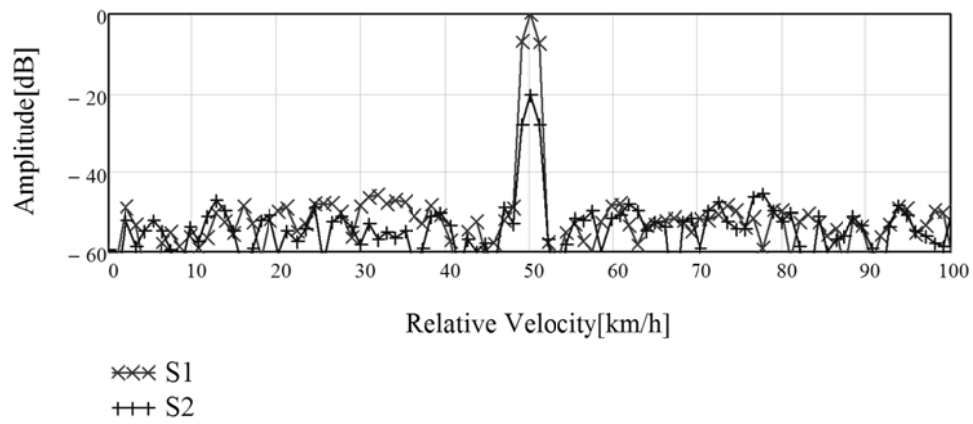


図 3.5 目標相対速度推定出力

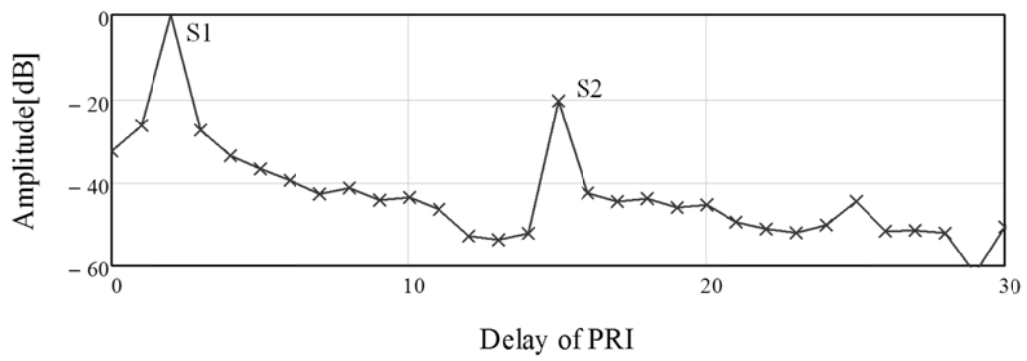


図 3.6 目標 PRI 遅延推定出力

## 3.4 PC-HPRF 方式の実験的検証

### 3.4.1 実験条件

提案法の基本的な探知距離延伸の効果を明らかにするために、送信パルスが重ならないレンジビン( $k=3\sim7$ )に着目し、実験による評価を行う。送信電力 10mw のソフトウェアレーダを用いた一般道路環境における実験において使用するレーダパラメータは表 3.1 のレーダパラメータとする。ソフトウェアレーダの PC-HPRF 方式モードでは、図 3.7 に示す送信シーケンスに基づき、PVSG(2)にて生成した送信パルスをパルス繰り返し間隔 PRI (Pulse Repeat Interval) ごとに送信する。このレーダパラメータは、2.2.3 にて述べたソフトウェア作成方法を満足する。図 3.7 に示す PCSG(2)の AWG へ入力するデジタル送信データは、使用する符号の 1 周期分とする。このとき PVSG (2) の AWG で生成可能な変調パルスの上限は 50MHz (20ns) であり、応答速度の問題でパルス変調機能は使用せず、AWG へと入力するデジタル送信データ上でパルス化する。これにより期待されるパルスの ON/OFF 比は 30dB である。データの取得は、図 3.7 に示す Data Head Trigger に基づき A/D サンプリングを行う。このとき、A/D サンプリング間隔  $\Delta_s$  は変調パルスの帯域幅 B の 2 倍以上に設定する。

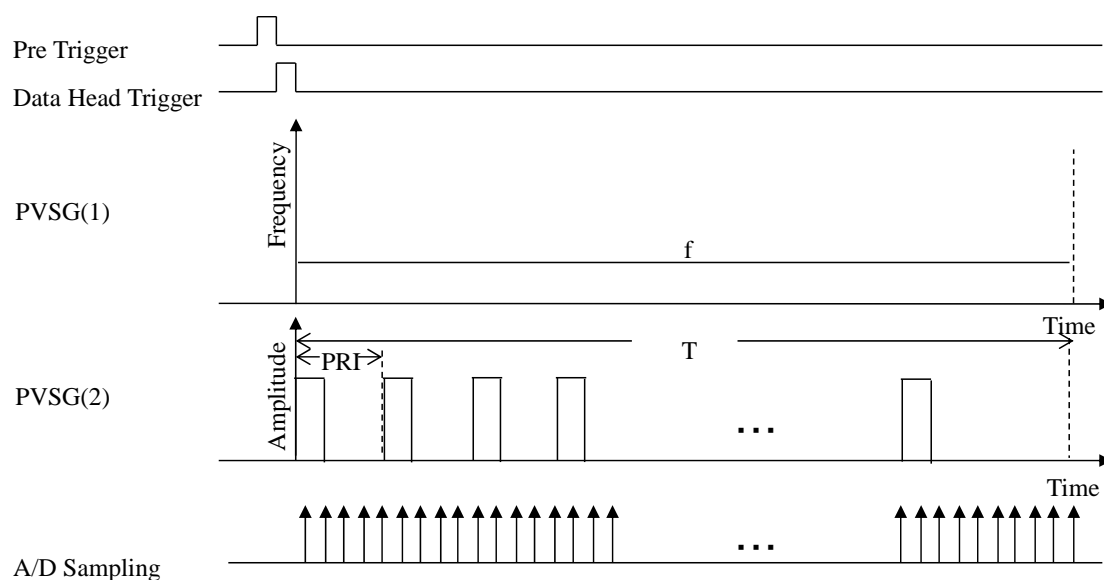


図 3.7 PC-HPRF 方式モード送信シーケンス

尚、あらかじめソフトウェアレーダを用い、目標距離が既知となる条件において電波暗室実験を実施し、推定した目標距離が正しく得られることを確認している。

本実験では、ソフトウェアレーダを図 3.8 に示す右側車線の道路から高さ 8.5m の位置にある歩道橋上にアンテナ中心を水平面から下に 10deg 傾けて設置した。レーダの受信アンテナのビーム幅はアジマス方向が $\pm 30\text{deg}$ 、エレベーション方向は $\pm 8\text{deg}$  である。このとき目標は、図 3.8 に示すように、道路上を走行中の自動車(目標 A~F)とする。レーダに対して接近してくる目標は A,B および F、レーダから遠ざかる目標は C,D,E となる。ここで接近してくる自動車の相対速度は負とする。

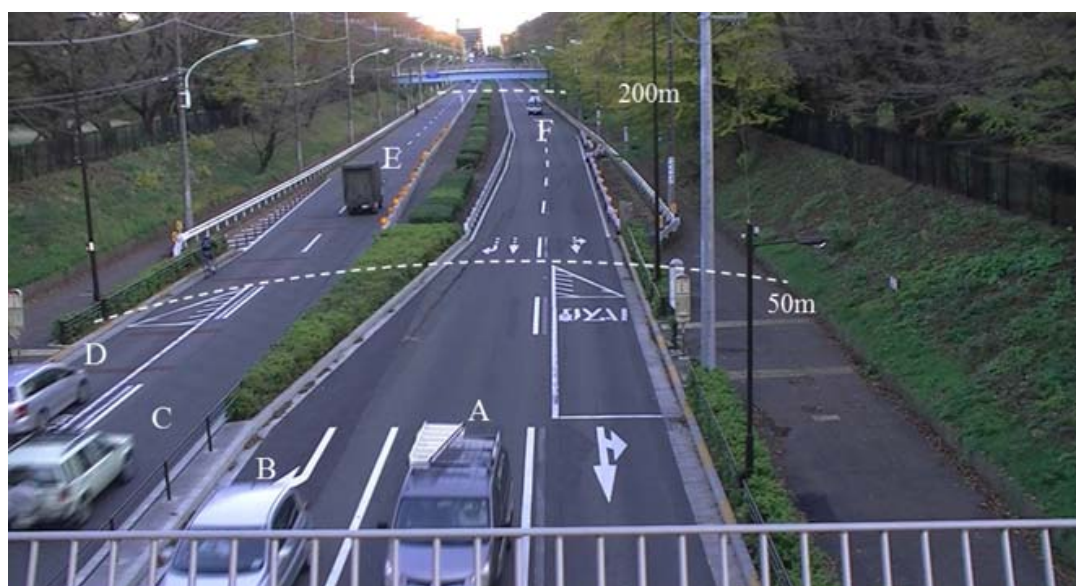


図 3.8 一般道環境における実験条件

### 3.4.2 同一レンジビン上に存在する複数目標に対する PRI 遅延推定

同一のレンジビン内に異なる PRI 遅延を有する目標が複数存在する条件について示す。レンジビン  $k=3, 7$  に対して、図 3.2, 3.3 に示す  $n$  方向 FFT までの信号処理を適用した結果を図 3.9, 3.10 に示す。図 3.9, 3.10 において横軸はドップラー周波数および PRI 遅延数  $d$  を表す。また縦軸は振幅[dB]を表す。本実験では、表 3.1, 3.2 に示すレーダパラメータ

と期待性能より,自動車为目标とする条件において,窓関数による周波数分解能の低下が十分許容される. よって  $m$  方向 FFT において窓関数として, **Hamming** 窓を採用した.

次に,レンジビン  $k=3, 7$  において図 3.9, 3.10 に示す各ピークに対する PRI 遅延推定結果を図 3.11, 3.12 に示す. 図 3.11, 3.12 において横軸は PRI 遅延数, 縦軸は振幅[dB]を表す. 図 3.11 (a)にて, PRI 遅延数  $d = 1$  においてノイズフロアレベルと比較して 28dB 高いピークを示した. このピークから, 式(3.21)より目標 A に相当する目標距離 16.5m が得られた. また同様に図 3.11 (b)より, 遅延 PRI 数  $d = 3$  においてノイズフロアレベルと比較して 25dB 高いピークを示し, 目標 D に相当する目標距離 40.5m が得られた. なお, 図 3.8 に示す点線はレーダ設置位置(写真中の右側車線の中央)から道路脇上の静止物をマーカーとし, レーザ距離計にて計測した値を写真上に投影した. これらも参考値として推定した距離値と目標の紐付けを行った.

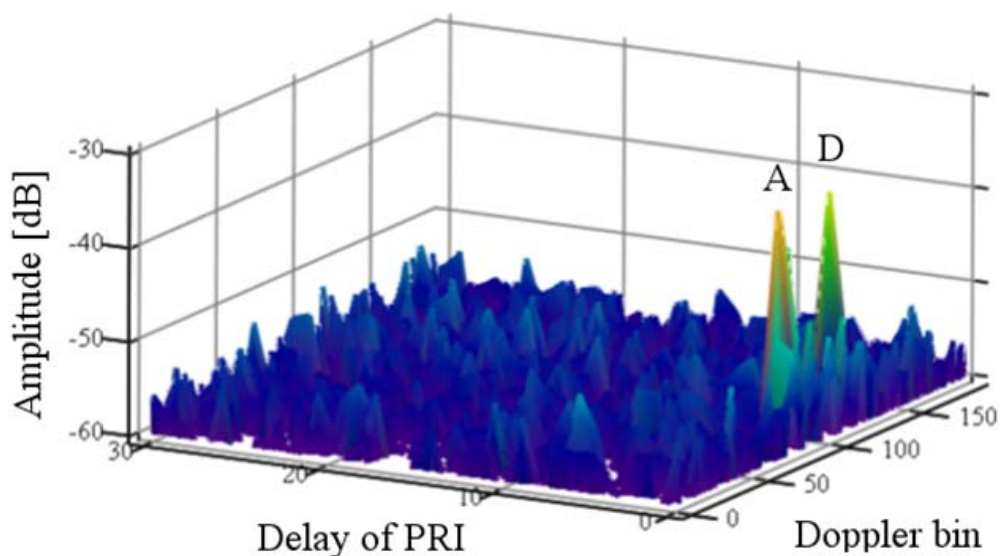


図 3.9 屋外実験結果 (レンジビン  $k=3$ )

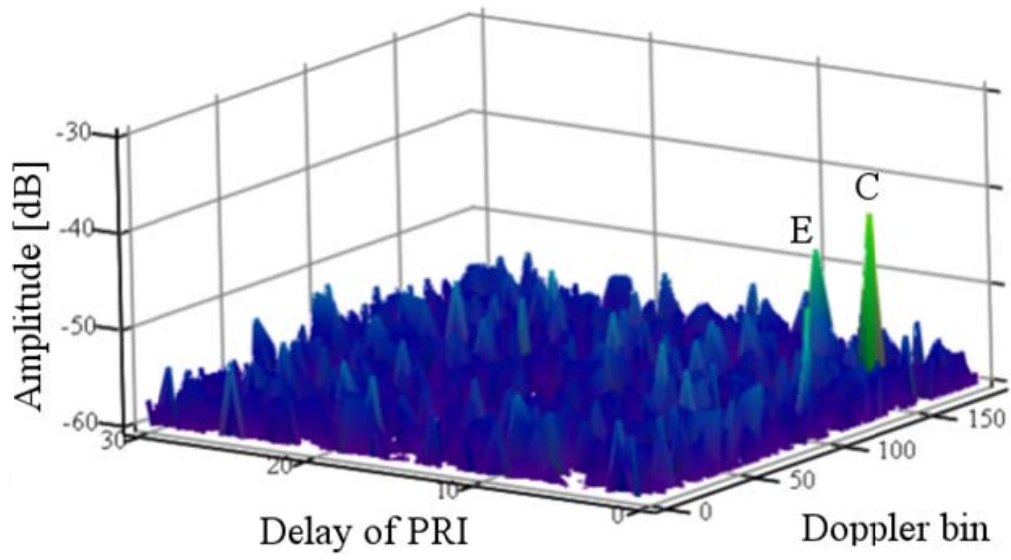
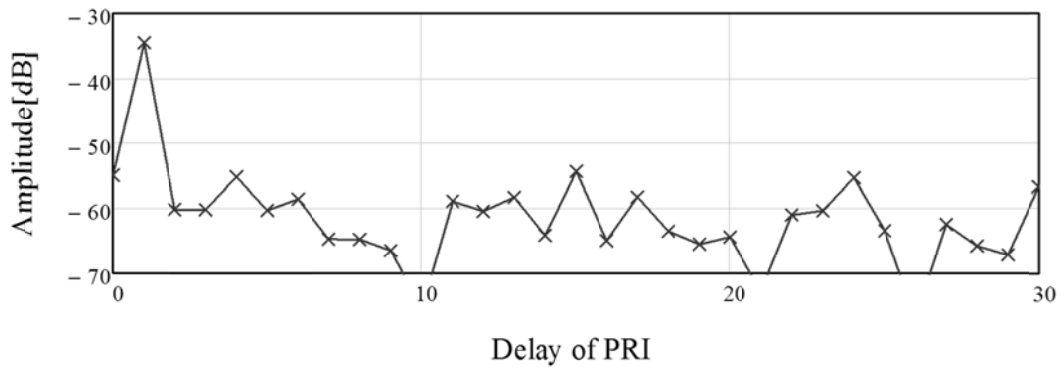
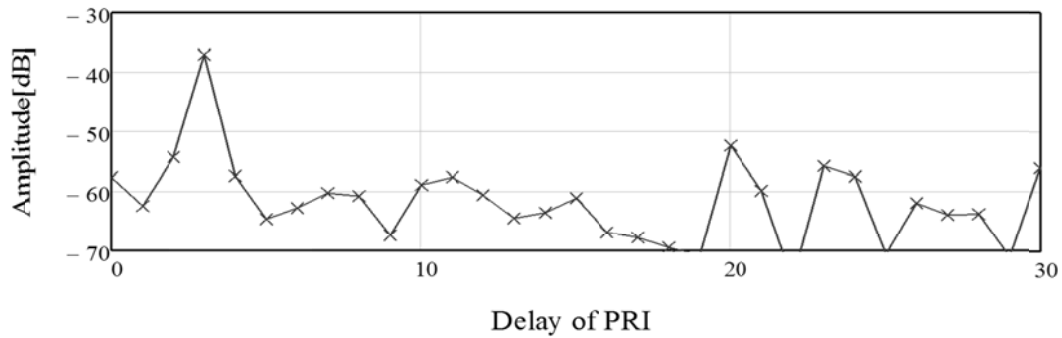


図 3.10 屋外実験結果 (レンジビン  $k=7$ )



(a) Target A

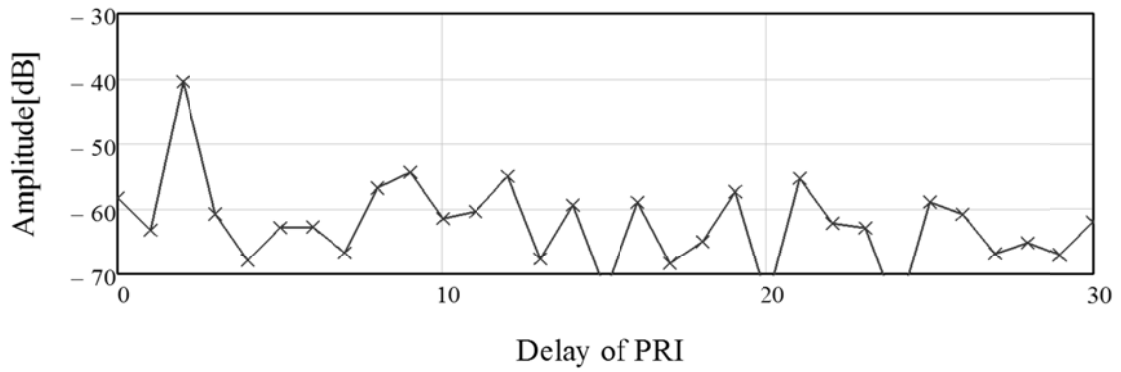




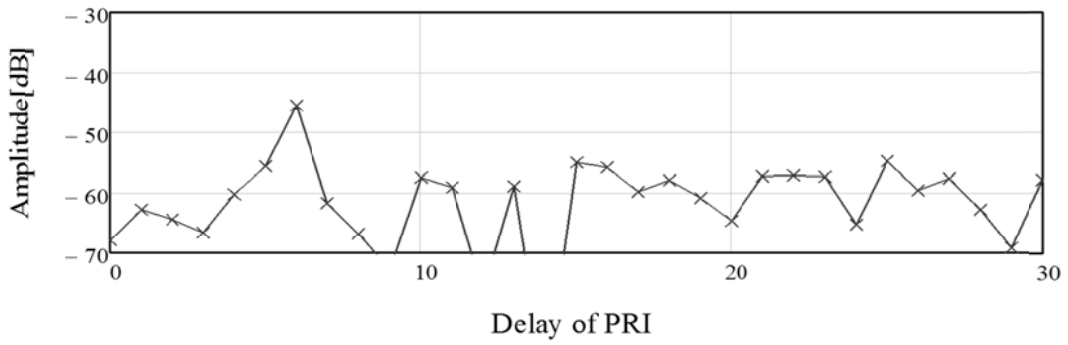
(b) Target D

図 3.11 目標 PRI 遅延推定出力(レンジビン  $k=3$ )

さらに図 3.12(a), (b)においても同様に, 目標 C に相当する遅延 PRI 数  $d=2$ , 目標 E に相当する遅延 PRI 数  $d=6$  がそれぞれ得られた. 以上より, 同じレンジビンに異なる PRI 遅延を有する 2 目標においても, それぞれの PRI 遅延を推定し, それをレンジビンと距離加算することにより目標の距離を正しく推定可能であることを示し, 符号遅延推定手法を PRI 遅延推定に応用可能であることを実験においても確認した. 図 3.9~3.12 に示す以外に検出のあったレンジビン  $k=4, 5$  における PRI 遅延推定結果を図 3.13, 3.14 に示す. 以上より, 目標距離および相対速度の推定結果ならびにノイズフロアレベルとの S/N を表 2.4 に示す. 図 3.11(a), 図 3.14 および表 3.4 より, 同じ PRI 遅延数  $d=1$  でレンジビンの異なる目標である距離 16.5m の目標 A と距離 19.5m の目標 B を分離可能であり, 提案法は UWB パルスレーダにおける距離分解能 (すなわち送信パルス幅 20ns に相当する) を備えることを実験により確認した.



(a) Target C



(b) Target E

図 3.12 目標 PRI 遅延推定出力(レンジビン  $k=7$ )

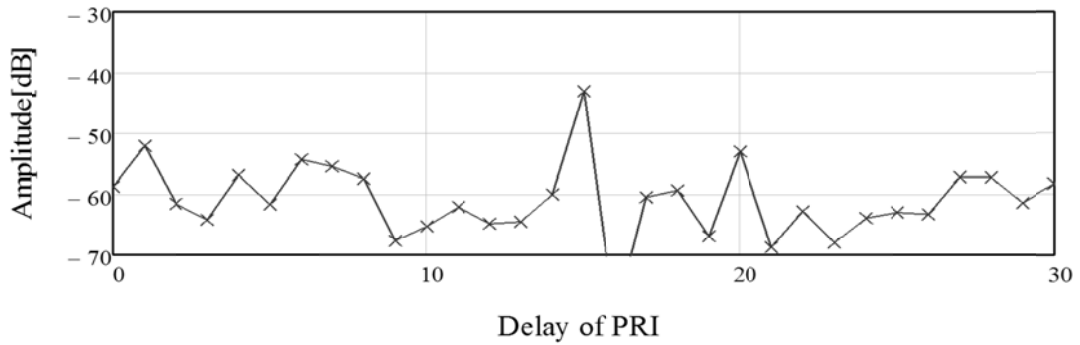


図 3.13 目標 PRI 遅延推定出力(レンジビン  $k=4$ , 目標 F)

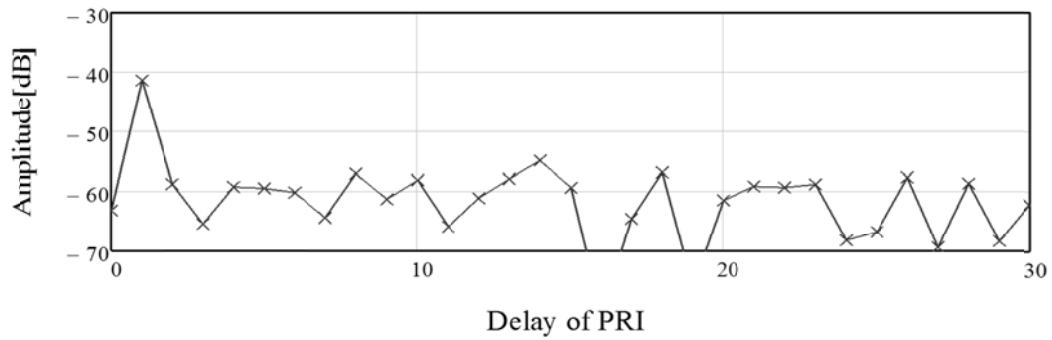


図 3.14 目標 PRI 遅延推定出力(レンジビン k=5, 目標 B)

表 3.4 目標距離および相対速度推定結果

Target	Range bin	Delay of PRI	Range [m]	Relative velocity [km/h]	S/N [dB]
A	3	1	16.5	-18.0	28
B	5	1	19.5	-18.0	21
C	7	2	34.5	54.4	22
D	3	3	40.5	42.6	25
E	7	6	82.5	61.8	17
F	4	15	186	-53.3	19

### 3.4.3 S/N 改善の評価

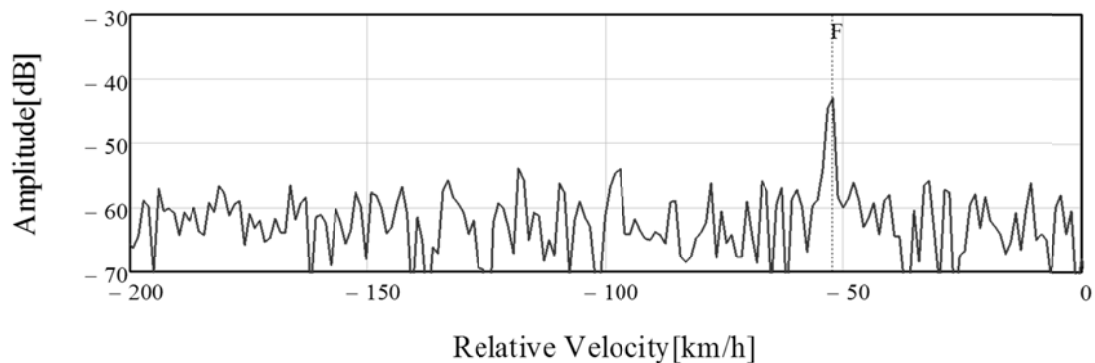
目標 F に着目し，図 3.15(a)に提案法の目標相対速度推定結果を，図 3.15(b)に比較対象である UWB パルスレーダの FFT 出力をそれぞれ示す．図 3.15 では，比較のために，横軸は相対速度[km/h]とし，縦軸は振幅[dB]とする．このとき UWB パルスレーダの出力は，

表 3.4 より目標 F が推定した目標距離を基準に表 3.5 に示す PRI 相当にデータを間引き、符号を補正したのち Hamming 窓を適用した FFT 出力である。なお、表 3.5 に示す UWB パルスレーダの PRI は目標 F が距離アンビグイティなく測距可能な値とした。

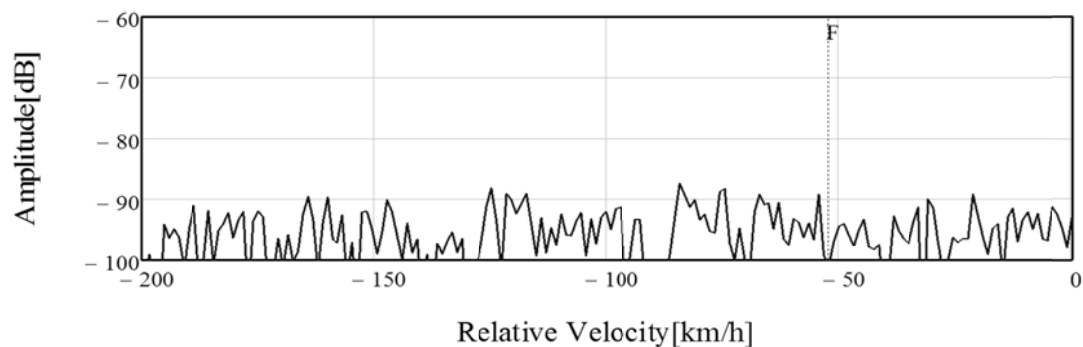
このとき提案法の総パルス数が表 3.1 より 262144, UWB パルスレーダは表 3.5 より 8192 となることから、提案法との S/N 改善の差は 15dB となることが期待される。図 3.15(a)より提案法において目標 F に相当するピークは S/N=19dB を示した。これに対して図 3.15(b)では、目標 F はノイズに埋もれ目標に相当するピークが得られなかった。以上より、ソフトウェアレーダにといて送信電力 10mW という低出力かつ広角のアンテナでありながら 186m の目標 F に相当する信号を得られた。提案法は UWB パルスレーダと比較して S/N 改善が大きく、探知距離が延伸することを実験により確認した。

表 3.5 UWB パルスレーダパラメータ

Transmit Frequency	24.15GHz
Bandwidth	50MHz
Pulse width	20ns (Range : 3m)
PRI	2.56 $\mu$ s (Range : 382m)
Number of Pulse	8192
Observation time	21ms
Sampling interval $\Delta T$	10ns



(a) UWB impulse Radar using Inter-pulse Cyclic Phase Coding



(b) UWB impulse radar

図 3.15 S/N 改善の比較(目標 F)

### 3.5 結言

本章では、PC-HPRF 方式を提案した。提案法では、PRI 内の各距離サンプル（レンジビンと呼ぶ）に対して PRI 遅延を推定し、レンジビン番号と距離加算することにより距離にアンビギュイティのない目標距離を得る。提案法の有効性を確かめるために、同じレンジビンにおいて等速の異なる PRI 遅延を持つ 2 目標が存在する条件についてシミュレーションを行い、符号遅延推定手法を PRI 遅延推定に応用可能であることを確認した。さらに、提案法は送信電力 10mW という低出力かつ広角のアンテナでありながら 186m の目標 F に相当する信号を得られた。これより、提案法が UWB パルスレーダと比較して、得られる S/N が高く、探知距離が延伸することを実験により確認した。

参考文献

[3-1]S. A.,Hovanessian , "An algorithm for calculation of range in multiple PRF radar", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.12, No.12, pp.287-290, 1976-03.

[3-2]D.Wiley, S.Parry, C.Alabaster and E.Hughes, "Performance comparison of PRF schedules for medium PRF radar", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.142, No.2, pp.601-611, 2006-04.

[3-3]西本眞吉, 橋本 修, "距離-速度のアンビギュイティに対処した符号化 H-PRF レーダ方式", 電学論 C, vol.112, No.1, pp.19-26, 1992-01.

[3-4]N. Levanon, "Mitigating Range Ambiguity in High PRF Radar using Inter-Pulse Binary Coding", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.45, No.2, pp.687-697, 2009-04.

[3-5]Lewis, B.L., Kretschmer, F.F., "Linear Frequency Modulation Derived Polyphase Pulse Compression Codes", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.18, No.5, pp.637-641, 1982-09.

[3-6]N. Levanon, E.Mozeson, "Radar Signals", John Wiley & Sons, Inc, 2004.

[3-7]N. Levanon, B. Getz, "Comparison between linear FM and phase-coded CW radars", Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings, vol.141, No.4, pp.230-240, 1994-08.

## 第 4 章 CMSE 周波数ステップを用いた多周波ステップ LFM 方式

### 4.1 緒言

本章では、比較的ドップラー耐性にも優れる一般的な LFM(Linear Frequency Modulation)パルス圧縮波[4-1][4-2]を送信波として、周波数をステップさせる合成帯域法を融合させることを考える。合成帯域法は、送信周波数を一定の間隔で周波数ステップさせた送信信号を時分割で送受信し、送信周波数差に基づく受信信号の距離に関する位相の回転より距離プロファイルを得る。しかし、合成帯域法には、周波数ステップ幅によって決まる折り返し(グレーティングローブ)と距離サイドローブが発生するという課題がある。折り返し対策としては、送信波をパルス(もしくはパルス圧縮波)とし、折り返しの間隔を距離ゲート幅(パルス幅もしくは圧縮後パルス幅)以下とする周波数ステップ幅を選択することによりグレーティングローブを緩和する方法が用いられている[4-3][4-4]。一方、距離サイドローブ低減のためには、合成帯域処理(すなわち周波数ステップ方向のフーリエ変換)時に Hamming などの振幅ウェイトを適用する方法が一般に用いられるが、合成後のメインローブ幅が広がる(すなわち距離分解能が低下する)とともに、ウェイトにより信号の損失が発生するという問題が存在する。そこで、距離サイドローブを抑圧するため、送信周波数ステップに不等間隔周波数ステップを用いる方法が提案されている[4-5]。この方法では、周波数軸上にて適当なウェイトを与えるような不等間隔周波数ステップにて送信し、受信信号に対して信号損失が伴う振幅ウェイトを適用せずに合成帯域処理することで、出力波形のサイドローブを低減しようという方法である。しかし一般に、レーダではドップラー周波数の推定が求められるとともに、その出力を用いて合成帯域処理時の距離バイアス誤差を補正することが必要となる。このため、LFM(Linear Frequency Modulation)パルス圧縮[4-6][4-7]、パルスドップラフィルタ、合成帯域処理を融合した多周波ステップ LFM 方式では、周波数ステップ数は 8 程度に限定される状況となる。

以上の背景のもと、多周波ステップ LFM 方式において、低距離サイドローブ化を図るための不等間隔周波数ステップを与える CMSE(Constrained Minimum Square Error)周波

数ステップを提案する。提案法では、周波数ステップの間隔を多項式（たとえば不等間隔となる 3 次式）として与え、この多項式パラータを推定する。この推定法の特徴は、合成帯域処理出力波形に対して、メインローブ中心距離から、ある距離における振幅値を拘束し、そのような出力波形が最小二乗誤差という基準にて得られるための、多項式パラータを推定するものである。特に提案法では、多周波ステップ LFM 方式における合成帯域処理の低距離サイドローブ問題であることから、距離ゲート（すなわちパルス圧縮出力波形）のヌル点に、合成帯域処理出力の電力が大きくなるように制約する一方でメインローブ近傍を低く制約することで、メインローブ幅の増加を抑制し、距離ゲート範囲内の距離サイドローブを低く抑えることが期待される方式である。4.2 にて、多周波数ステップ LFM 方式の送信シーケンス、距離と速度を推定する信号処理について説明し、4.3 では提案法である CMSE 周波数ステップについて述べる。4.4 では計算機シミュレーションにより、車載レーダ等の近距離レーダを想定し、限られた観測時間内で距離および速度に折り返しが発生しない条件である 8 周波数ステップにて、等間隔ステップと比較して合成帯域処理の出力波形においてメインローブ幅が広がることなく -20dB 以下のサイドローブが得られることを示す。

## 4.2 多周波ステップ LFM 方式の概要

本項では、多周波ステップ LFM 方式について説明する。多周波ステップ LFM 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。このとき送信周波数を与える周波数ステップ関数  $f(n)$  とする。
- ② 送信波に LFM パルスを用い、各送信周波数にて送受信する。
- ③ 図 4.1 に示すように 1 回の観測時間 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 LFM パルスにそれぞれ対してパルス圧縮を行う。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 LFM パルスの位相回転を補正する。



⑤位相補正処理結果に対し、 $N$  個の周波数ステップにおける距離ゲート（LFM パルス圧縮出力）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ィールを得る。

#### 4.2.1 送信シーケンス

式(4.1)に示す送信周波数を用いて、図 4.1 に示すようにを  $T_{PRI}$  毎に切り替え、それらを搬送波とする LFM パルスを送受信する。

$$f(n) = f + \Delta f(n) \quad (4.1)$$

ここで、 $f$  を送信開始周波数、 $n$  を周波数ステップ番号、また  $\Delta f(n)$  をステップさせる周波数間隔を与える周波数ステップ関数とし、等間隔で周波数をステップさせることを線形周波数ステップと呼ぶ。このとき、LFM パルスのパルス繰り返し間隔と送信周波数の切り替え間隔は、距離のあいまいさ（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）が発生せず、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、

$$T_{PRI} > \frac{2R_{max}}{c} \quad (4.2)$$

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、要求される速度分解能を  $\Delta V$  とすれば、以下の式より必要な観測時間  $T_c$  は、

$$T_c \geq \frac{c}{2f\Delta V} \quad (4.3)$$

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、

$$|V_{\max}| = \frac{cM}{4T_c f} \quad (4.4)$$

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 PD フィルタ入力データサンプル数である。また観測時間  $T_c$  内の PD フィルタ入力データサンプル間隔  $T_s$  は

$$T_s = N \cdot T_{PRI} \quad (4.5)$$

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、式(4.2)、(4.5)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、

$$N \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{c^2}{8 \cdot |V_{\max}| \cdot R_{\max}} \cdot \frac{1}{f} \quad (4.6)$$

となる。レーダにおける距離分解能は送信帯域幅に依存する。このとき受信機帯域は狭くても一つの観測時間の中での全体の送信帯域幅が距離分解能を決める。パルス圧縮方式と同様の観測時間とすると、送信を時分割にすることにより、周波数のステップ数（距離視野）や同じ周波数でのパルス数（速度視野）に制約を受ける。ここでは、例として送信周波数  $f$  を 76.5GHz とし、要求する距離視野を 200m 以上、また速度視野 200km/h 以上を満たす周波数ステップ数  $N$  を 8 とする。また 60/76GHz 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 430MHz、このとき必要とされる受信機帯域幅を 1/5 程度に狭くすることを想定して LFM パルスの帯域幅  $b$  は 80MHz、不等間隔周波数ステップの設計時に基準となる周波数ステップ幅を 60MHz とする。近距離レーダとして必要な性能を満足する。

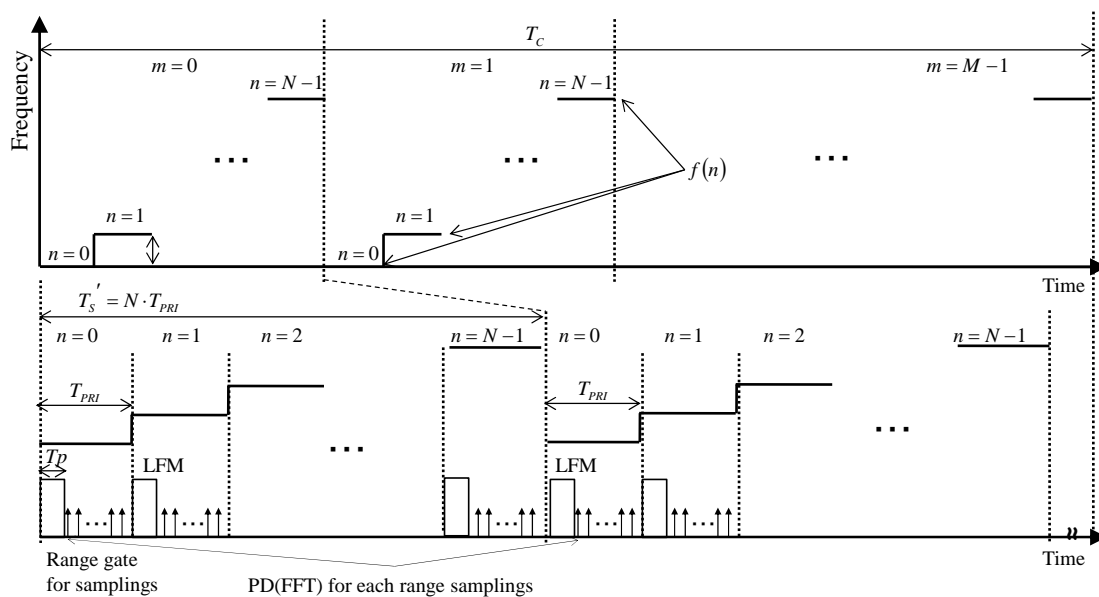


図 4.1 多周波ステップ LFM 方式の送信シーケンス

#### 4.2.2 計測信号

計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、

$$x(t, n) = \exp[j2\pi f(n)t + \varphi_n] \cdot \exp\left[j\left(2\pi \cdot \left(\frac{\mu}{2} t^2\right)\right)\right] \quad (4.7)$$

と書かれる。 $\varphi_n$  は送信周波数毎に異なる任意の初期位相を、 $\mu = b/t_p$  は LFM スロープ、 $b$  はサブパルス帯域幅、 $t_p$  はサブパルス幅をそれぞれ表す。

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  $\tau$  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、

$$x(t, n) = \exp[j(2\pi(f(n) + fd_n)t - 2\pi f(n)\tau + \varphi_n)] \cdot \exp\left[j\left(2\pi \cdot \left(\frac{\mu}{2} t^2\right)\right)\right] \quad (4.8)$$

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，

$$x(t, n) = \exp[j(2\pi fd_n t + 2\pi f(n)\tau)] \cdot \exp\left[j\left(2\pi \cdot \left(\frac{\mu}{2} t^2\right)\right)\right] \quad (4.9)$$

と書かれる．次に，LFM パルスの繰り返し番号を  $m (= 0, 1, \dots, M-1)$  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 LFM パルスの時間遅延  $\tau$  に相当する時刻それぞれ，

$$t = T_{PRI} \cdot n + T_{PRI} \cdot N \cdot m + \tau \quad (4.10)$$

と表される．時間遅延  $\tau$  に相当する距離ゲートに着目し，LFM の変調項を省略すると式(4.9)より計測信号は，

$$\begin{aligned} y(m, n) &= \exp\left[j\left(2\pi fd_n (T_{PRI} \cdot n + T_{PRI} \cdot N \cdot m) - \frac{4\pi f(n)}{c} R + 2\pi fd_n (T_{PRI} + \tau)\right)\right] \\ &= \exp\left[j\left(2\pi fd_n \cdot (T_{PRI} \cdot N \cdot m) + 2\pi fd_n \cdot (T_{PRI}) \cdot n - \frac{4\pi R}{c} \Delta f(n) + 2\pi fd_n (T_{PRI} + \tau) - \frac{4\pi R}{c} f\right)\right] \end{aligned} \quad (4.11)$$

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，計測信号は式(4.11)それぞれの線形和として書き表すことができる．式(4.11)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．

### 4.2.3 距離・相対速度推定法

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。図 4.2 に目標距離・速度推定法の処理ブロック図を示す。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。なお、分割した計測信号  $y(m, n, s)$  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  $\Delta s$  は A/D のサンプリング間隔とする。次に、送信パルスの複素共役を取った時間反転信号を参照信号とし、計測信号と周波数軸上で式(4.10)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、

$$z = F^{-1}(Y \cdot H) \quad (4.12)$$

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

$$F(k, n, s) = \sum_{m=0}^{M-1} z(m, n, s) \cdot \exp\left(-2\pi j \cdot \left(\frac{m}{M} k\right)\right) \quad (4.13)$$

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

$$fd = \frac{k}{T_{PRI} \cdot N \cdot M} \quad (4.14)$$

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を用いて、式(4.16)より位相補正処理を適用し、ドップラー周波数による位相回転を補正する。

$$H(k, n, s) = F(k, n, s) \cdot \exp\left[-2\pi j \left(\frac{k}{T_{PRI} \cdot N \cdot M}\right)\right] \quad (4.15)$$

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を入力として合成帯域処理を適用する。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。

$$W(\hat{r}) = \sum_{n=0}^{N-1} H(n) \cdot \exp\left[-2\pi j \left(\frac{2\hat{r}}{c} \cdot \Delta f(n)\right)\right] \quad (4.16)$$

ここで、 $\hat{r}$  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  $\hat{v}$

$$\hat{V} = k \cdot \delta f \cdot \frac{\lambda}{2} = fd \cdot \frac{\lambda}{2} \quad (4.17)$$

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  $\hat{r}$  より目標推定距離  $\hat{R}$

$$\hat{R} = \Delta s \cdot (s + \hat{r}) \quad (4.18)$$

が得られる。

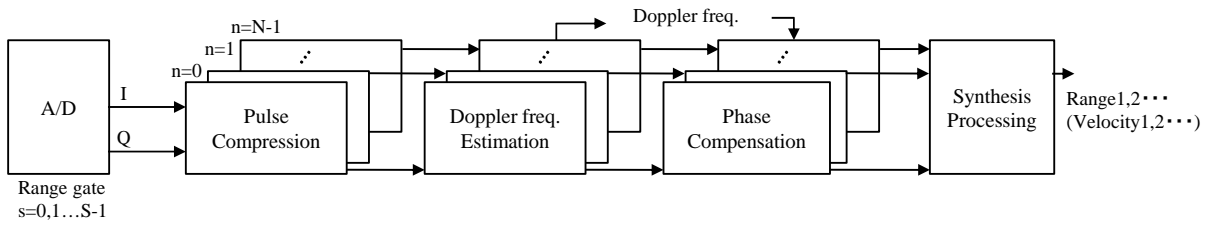


図 4.2 多周波ステップ LFM 信号処理ブロック図

### 4.3 CMSE 周波数ステップ

CMSE 周波数ステップは、距離と相対振幅を与え、不等間隔周波数ステップを出力する関数を多項式とした中で、最小二乗誤差となるように多項式定数を推定する。このとき、自由に送信周波数を変更可能な周波数ステップ数を自由度と呼ぶ。提案法では、合成帯域処理時の合成スペクトルが窓関数を適用するように両端の振幅を小さく、周波数ステップの中心の振幅を大きくするために、周波数ステップ関数には奇関数を用い、8 程度の少ない自由度を想定しているため、奇関数において最も次数の少ない 3 次関数を採用する。以上より、周波数ステップ関数を以下のようにおく。

$$\Delta f(n) = P_0 n^3 + P_1 n^2 + P_2 n + P_3 \quad (4.19)$$

また距離分解能を劣化させないために線形周波数ステップと同じ送信帯域幅  $B$  を使用することから、周波数ステップの始点および終点を固定する。よって、周波数ステップ関数が満たす条件として、下式をおく。

$$\Delta f(0) = 0 \quad (4.20)$$

$$\Delta f\left(\frac{N-1}{2}\right) = \frac{B}{2} \quad (4.21)$$

$$\Delta f(N-1) = B \quad (4.22)$$

式(4.19)より, 多項式定数と送信帯域幅  $B$  の関係は以下のように書かれる.

$$P_3 = 0 \quad (4.23)$$

$$P_0 \left( \frac{N-1}{2} \right)^3 + P_1 \left( \frac{N-1}{2} \right)^2 + P_2 \left( \frac{N-1}{2} \right) + P_3 = \frac{B}{2} \quad (4.24)$$

$$P_0(N-1)^3 + P_1(N-1)^2 + P_2(N-1) + P_3 = B \quad (4.25)$$

さらに式(4.21)(4.22)の条件から, 以下の等式が成り立ち,

$$\frac{1}{2} \Delta f(N-1) - \Delta f \left( \frac{N-1}{2} \right) = 0 \quad (4.26)$$

$$\frac{1}{4} \Delta f(N-1) - \Delta f \left( \frac{N-1}{2} \right) = -\frac{B}{4} \quad (4.27)$$

式(4.24)(4.25)(4.26)(4.27)を用いて, 多項式定数  $P_1, P_2$  は定数  $P_0$  によりそれぞれ以下のように1つの表すことができる.

$$P_1 = -\frac{3(N-1)}{2} P_0 \quad (4.28)$$



$$P_2 = \left( \frac{N-1}{2} \right)^2 P_0 + \frac{B}{N-1} \quad (4.29)$$

以上より周波数ステップ関数  $\Delta f(n)$  は 1 つの多項式定数  $P_0$  を用いて下式のように表すことができる。

$$\Delta f(n) = P_0 n^3 + \left( -\frac{3 \cdot (N-1)}{2} \right) P_0 n^2 + \left( \frac{(N-1)^2}{2} P_0 + \frac{B}{N-1} \right) n \quad (4.30)$$

次に、式(4.11)、(4.15)より合成帯域処理に入力される信号は、目標の距離真値を  $R_d$ 、対応する距離ゲートを  $s_d$  およびドップラー周波数チャンネルを  $k_d$  とし、定位相項および送信周波数差に基づくドップラー周波数差を無視すると、

$$H(n) = \exp \left[ j \left( -\frac{4\pi R_d}{c} \cdot \Delta f(n) \right) \right] \quad (4.31)$$

と書かれる。合成帯域処理の指向距離  $\hat{r}$  と目標の距離真値  $R_d$  が一致した距離を  $R_0$  とし、式(4.16)より、

$$W(R_0) = \sum_{n=0}^{N-1} H(n) \cdot \exp \left[ -2\pi j \left( \frac{2R_0}{c} \cdot \Delta f(n) \right) \right] = N \quad (4.32)$$

と書かれ、得られる振幅は  $N$  となる。これより  $R_0$  より距離  $\Delta r$  だけ離れた位置の相対振幅値を  $\varepsilon \cdot N$  とすると、式(4.32)より以下の式が成り立つ。

$$\begin{aligned}
W(R_0 + \Delta r) &= \sum_{n=0}^{N-1} H(n) \cdot \exp\left[-2\pi j \left(\frac{2(R_0 + \Delta r)}{c} \cdot \Delta f(n)\right)\right] \\
W(\Delta r) &= \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left[-2\pi j \left(\frac{2(\Delta r)}{c} \cdot \Delta f(n)\right)\right] = \varepsilon \cdot N
\end{aligned} \tag{4.33}$$

これに式(4.30)を代入すると,

$$S(\Delta r_x) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(-j \frac{4\pi}{c} (\Delta r_x) \cdot \left( P_0 \cdot n^3 + \left[-\frac{3(N-1)}{2}\right] P_0 \cdot n^2 + \left[\frac{(N-1)^2}{2} \cdot P_0 + \frac{B}{N-1}\right] \cdot n \right)\right)\right| = \varepsilon_x \tag{4.34}$$

上記のような拘束条件式が得られる．ここで， $\mathbf{x}$  は拘束条件数とする．式(4.34)において，拘束条件に対して最小二乗誤差となるような多項式定数  $P_0$  を求める．以上より，式(4.23)から  $P_3 = 0$  が確定し，式(4.28)(4.29)より多項式の定数  $(P_0, P_1, P_2, P_3)$  が決まり，式(4.19)に代入すると不等間隔周波数ステップが得られる．このとき式(4.34)より CMSE 周波数ステップは目標距離  $R_d$  が未知であっても成立する．

#### 4.4 計算機シミュレーション

本章では，提案法により求めた非線形周波数ステップを示すとともに，線形ステップと比較して合成帯域処理の出力波形について等間隔周波数ステップの出力と比較する．使用するレーダパラメータは以下に示すとおりである．

- ・ 送信周波数  $f$  : 76.5GHz
- ・ パルス繰返し周期  $T_{PRI}$  :  $2 \mu\text{s}$  (最大距離視野 : 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 :  $\pm 220.6\text{km/h}$ )
- ・ 占有帯域幅  $B$  : 500MHz (提案法の距離分解能:0.3m)
- ・ 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 : 1.7km/h)
- ・ 目標数 : 1(目標距離 : 200m, 目標速度 : 200km/h)

等間隔周波数ステップを用いた合成帯域出力は  $\sin x/x$  特性に基づき, 第 1 サイドローブが最も高く, 理論値で-13.2dB となる. これより表 4.1 に示す拘束条件では, 等間隔ステップを用いたときの第 1 サイドローブが表れるメインローブからの距離の相対振幅を 0.01 とする. 次に表 4.1 より得られた不等間隔周波数ステップを図 4.3 に示す. 実線は不等間隔周波数ステップを, 破線は基準となる周波数ステップ幅  $\Delta f=60\text{MHz}$  の等間隔周波数ステップを表す. 上図において,縦軸は周波数[Hz]を表し, 横軸は周波数ステップ番号を, 下図において縦軸は周波数ステップ幅[Hz]をそれぞれ表す. 不等間隔周波数ステップは送信帯域幅  $B$  を維持している.

次に図 4.4 は, 図 4.3 に示す不等間隔周波数ステップを用いたときの距離波形を表す. 縦軸は相対利得[dB], 横軸は距離[m]を表し, 実線は不等間隔周波数ステップ, 破線は等間隔ステップの場合の合成帯域出力を, 点線は LFM のパルス圧縮出力を表す. 図 4.5 より, 拘束条件を与えた第 1 サイドローブが-30dB 以下に抑圧する結果が得られ, 目標の距離未知であっても 1 つの拘束条件を満たす結果が得られた. しかし, 振幅ウェイトのように信号の成分を削ること無く, 振幅分布のみを制御することから 1 点の拘束条件を満たすために他の部分にエネルギーが移動していると考えられる. このとき拘束条件を満たす一方で, 第 2 サイドローブなどは等間隔周波数ステップと比較して高い傾向を示す. また等間隔周波数ステップにおいて, メインローブから距離  $\pm 2.5\text{m}$  付近にグレーティングローブがみられ, この出現間隔は周波数ステップ幅で決まる. これは振幅ウェイトでは抑圧できず, 距離ゲートであるパルス圧縮で対処する. 不等間隔周波数ステップでは, メインローブから  $\pm 3.2\text{m}$  の位置にグレーティングローブが移動しているが, これは不等間隔サンプルによる視野拡大の効果である.

表 4.1 : 拘束条件 No.1

Range of Constraint condition $\Delta r$	Relative amplitude $\varepsilon$
A 0.42(First SL)	0.01

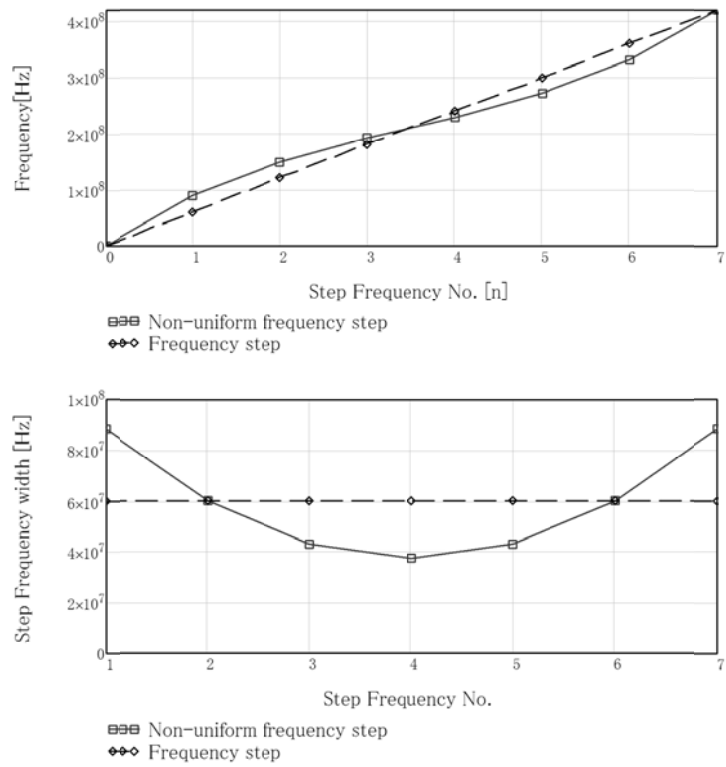


図 4.3 拘束条件 No1 を用いた不等間隔周波数ステップ

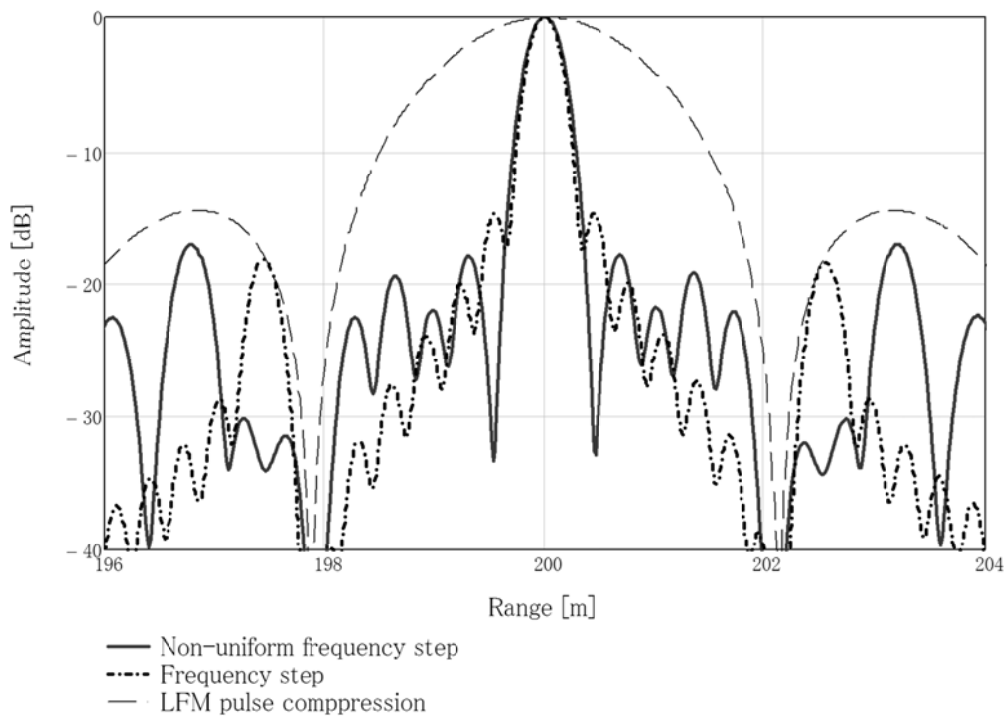


図 4.4 距離プロファイル

これに対し、拘束条件を 3 とし、**LFM 波**との融合波形であることを用い、表 4.2 の条件 C に示すように合成帯域処理のサイドローブおよびグレーティングローブを **LFM** パルス圧縮のヌル点で相殺するように制御する。さらメインローブ近傍のサイドローブを抑圧するために条件 A,B を与える。図 4.4 は上記の不等間隔周波数ステップを表す。図 4.3 と比較して、送信帯域の中央付近の周波数ステップ幅を等間隔ステップと比較して狭く、両端では広い傾向を示す。次に、図 4.6 は図 4.5 に示す等間隔周波数ステップを用いた距離波形を表す。図 4.6 では、周波数ステップが 8 と自由度が少ない条件であったが、**LFM** のパルス圧縮メインローブと第 1 サイドローブに相当する範囲において、**-20dB** 以下の距離サイドローブが得られた。このとき不等間隔周波数ステップにおいて目標に相当するメインローブの信号の振幅は等間隔周波数ステップと一致しており、メインローブ幅(ピークから**-3dB**の位置)も同じである。

表 4.2 拘束条件 No.2

	Range of Constraint condition $\Delta r$	Relative amplitude $\varepsilon$
A	0.42(First SL)	0.1
B	0.72(Second SL)	0.1
C	2.063(First null of LFM PC)	0.7

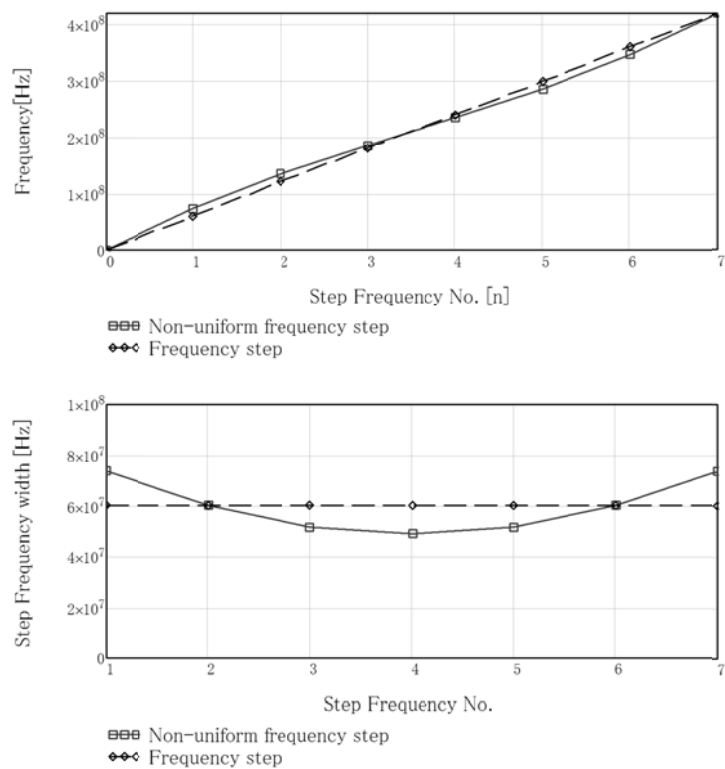


図 4.5 拘束条件 No2 を用いた不等間隔周波数ステップ

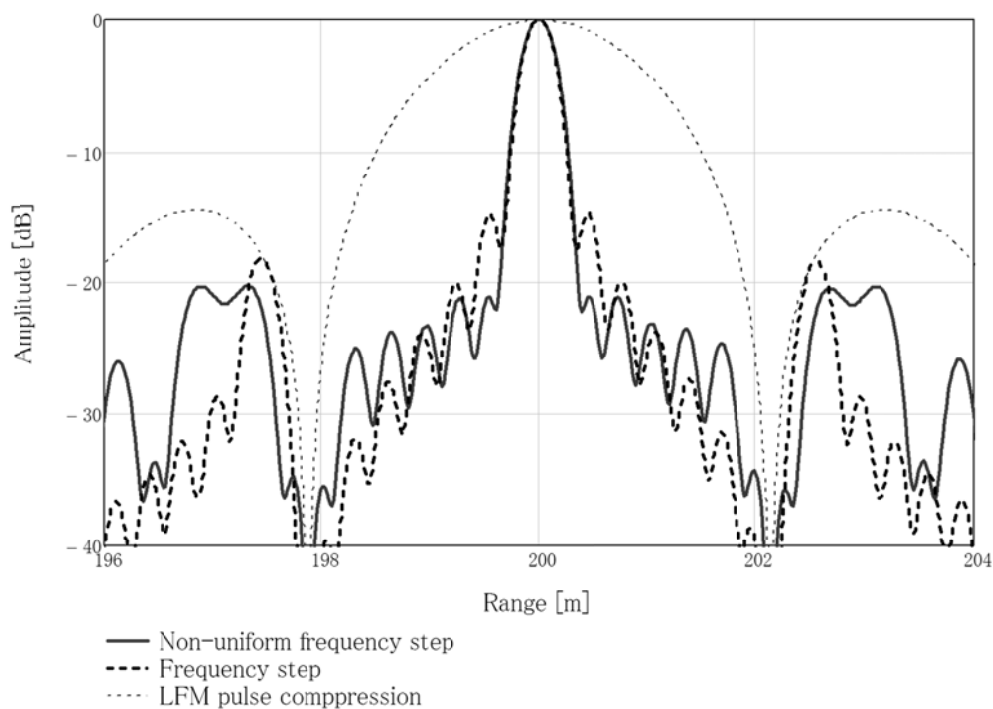


図 4.6 拘束条件 No2 を用いた距離プロファイル

#### 4.4 結言

本章では、多周波ステップパルス圧縮法において、パルス圧縮波として LFM(Linear Frequency Modulation)波を採用し、低距離サイドロープ化を図るための不等間隔周波数ステップを与える CMSE(Constrained Minimum Square Error)周波数ステップを提案した。CMSE 周波数ステップの拘束条件式を示すとともに、目標距離が未知であっても成立することを示した。さらに、計算機シミュレーションにより、8 周波数ステップにて、等間隔ステップと比較して合成帯域処理の出力波形においてメインロープ幅が広がることなく -20dB 以下のサイドロープが得られることを示した。

参考文献

- [4-1]Donald R. Wehner, "High resolution radar 2nd edition", Artech House, 1994.
- [4-2]N. Levanon, E.Mozeson, "Radar Signals", John Wiley & Sons, Inc, 2004.
- [4-3]N. Levanon, "Stepped-Frequency Pulse-Train Radar Signal", Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings, vol.149, No.6, pp.198-309, 2002-12.
- [4-4]Gladkova, I , "Analysis of Stepped-Frequency Pulse Train Design", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.45, No.4, pp.1251-1261, 2009-10.
- [4-5]D. J. Rabideau, "Nonlinear synthetic wideband waveforms", Radar Conference, 2002. Proceedings of the IEEE, 2002-04
- [4-6]M.I.Skolnik, "Introduction to Radar System", The McGraw-Hill Companies, 1980.
- [4-7]Donald R. Wehner, "High resolution radar 2nd edition", Artech House, 1994.



## 第5章 多周波ステップCPC方式

### 5.1 諸言

近年、近距離レーダの中でも、ACC(Adaptive Cruise Control)だけでなく衝突予防を目的とした車載レーダでは、近距離のみならず遠方の目標を検出するための遠距離性、複数の目標を分離する高分解能が求められる。これに対し、過去提案されている多周波ステップICW(Interrupted CW)方式[5-1][5-2]は、CWレーダの課題である送受アイソレーション問題、伝搬損の小さい近距離の不要反射物からの反射波問題と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。一方で、多周波ステップICW方式では、位相差を用いた距離推定における距離のアンビギュイティを回避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。また、高距離分解能を得るためにステップ幅を広く取ると距離ゲートとなる送信パルス幅を狭く(すなわち広帯域化)する必要があり、遠距離性が課題となる。

遠距離性という課題に対し、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。しかし、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[5-3] [5-4] [5-5]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の影響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。また、複数の送信周波数を用いる合成帯域法[5-6] [5-7]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[5-8]。しかし、文献[5-8]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。

本章では、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を用いることにより、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 パルス圧縮により距離ゲート化することにより、位相差を用いた距離推定における距離アンビギュイティをとくとともに、S/N 改善（すなわち遠距離性）が期待される。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、24GHz ソフトウェアレーダのみならず、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て、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、さらに狭帯域で高距離分解能が得られることを確認する。

## 5.2 多周波ステップ CPC 方式の概要

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、各送信周波数にて 1 つの PRI には Code1 を、次の PRI で Code2 を送受信する。
- ③ 図 5.1 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 にそれぞれ対して CPC パルス圧縮を行う。そののち、ドップラ一周波数推定処理および位相補正処理を行う。位相補正処理では、ドップラシフトによる 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。

### 5.2.1 送信シーケンス

多周波ステップ CPC 方式では、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、式(5.1)により決まる  $T_{PRI}$  : PRI(Pulse Repetition Interval)以上を満足する必要がある。

$$T_{PRI} > \frac{2R_{\max}}{c} \quad (5.1)$$

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  $\Delta f$  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

$$\Delta f < \frac{1}{T_{chip}} \quad (5.2)$$

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 毎に交互に送受信する図 5.1 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  $\Delta v$  とすれば、以下の式より必要な観測時間  $T_c$  は、

$$T_c \geq \frac{c}{2f\Delta V} \quad (5.3)$$

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,

$$|V_{\max}| = \frac{cM}{4T_c f} \quad (5.4)$$

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

$$T_s = 2 \cdot N \cdot T_{PRI} \quad (5.5)$$

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, 式(5.1), (5.4)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,

$$N \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{c^2}{8 \cdot |V_{\max}| \cdot (R_{\max})} \cdot \frac{1}{f} \quad (5.6)$$

となる.

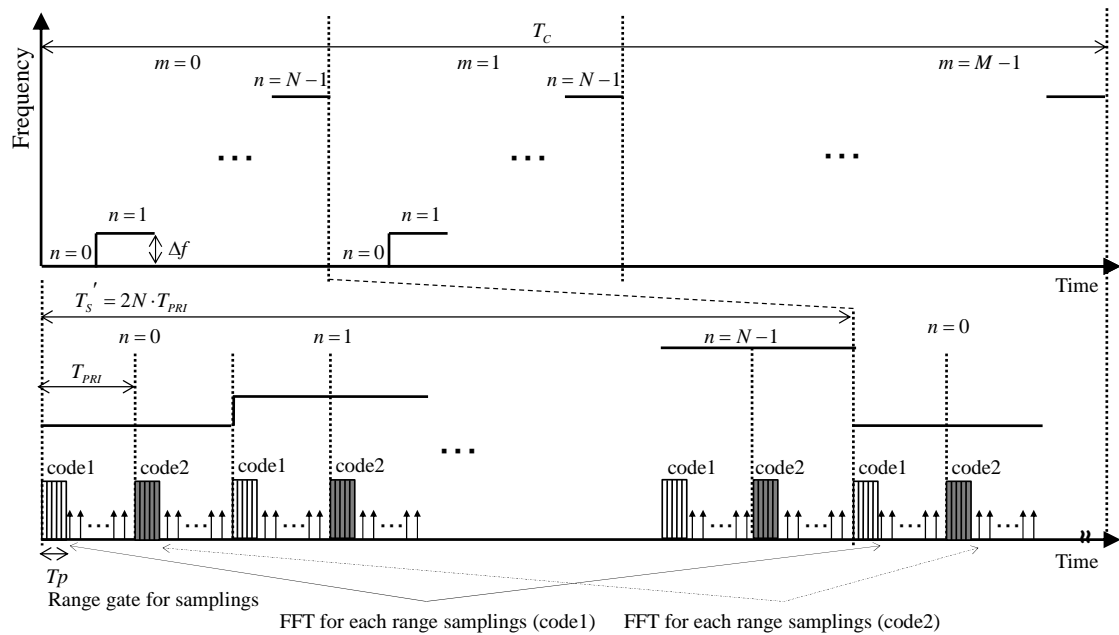


図 5.1 多周波ステップ CPC 送信シーケンス

ここでは、例として 60/76GHz 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 430MHz 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 80MHz とする。送信帯域幅  $B=430\text{MHz}$  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  $\Delta f$  は 60MHz とする。このとき提案法は、多周波ステップ ICW 方式、多周波ステップ LFM 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[5-9]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。

## 5.2.2 計測信号

計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、

$$x(t, n) = \exp[j(2\pi f_n t + \varphi_n)] \cdot \exp[j\phi(t)] \quad (5.7)$$

と書かれる。 $\varphi_n$  は送信周波数毎に異なる任意の初期位相を、 $\phi$  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 $\tau$ 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、

$$y(t, n) = \exp[j(2\pi(f_n + fd_n)t - 2\pi f_n \tau + \varphi)] \cdot \exp[j\phi(t)] \quad (5.8)$$

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、

$$y(t) = \exp[j(2\pi fd_n t - 2\pi f \tau)] \cdot \exp[j\phi(t)] \quad (5.9)$$

と書かれる。

次に、2 つの相補符号列のそれぞれ $\phi_{code}$  ( $code = 1, 2$ ) 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 $t$ に相当する時刻それぞれは、

$$t = 2T_{PRI} \cdot n + 2T_{PRI} \cdot N \cdot m + \tau \quad (5.10)$$

$$t = 2T_{PRI} \cdot n + 2T_{PRI} \cdot N \cdot m + T_{PRI} + \tau \quad (5.11)$$

と表される．時間遅延 $\tau$ に相当する距離ゲートに着目すると，式(3.6)より計測信号は，

$$\begin{aligned} y_{code}(m, n) &= \exp\left[j(2\pi f d_n \cdot (2T_{PRI} \cdot n + 2T_{PRI} N \cdot m) \right. \\ &\quad \left. - \frac{4\pi f_n}{c} R + 2\pi f d_n (T_{PRI} \cdot (p-1) + \tau))\right] \cdot \exp[j\phi_{code}] \\ &= \exp\left[j(2\pi f d_n \cdot (2T_{PRI} N \cdot m) \right. \\ &\quad \left. + \left(2\pi f d_n \cdot (2T_{PRI}) - \frac{4\pi \Delta f}{c} R\right) \cdot n \right. \\ &\quad \left. + 2\pi f d_n (T_{PRI} \cdot (code-1) + \tau) - \frac{4\pi f}{c} R\right] \cdot \exp[j\phi_{code}] \end{aligned} \quad (5.12)$$

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，計測信号は式(5.9)それぞれの線形和として書き表すことができる．式(5.9)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．

### 5.2.3 距離・相対速度推定法

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．図 5.2 に目標距離・速度推定法の処理ブロック図を示す．

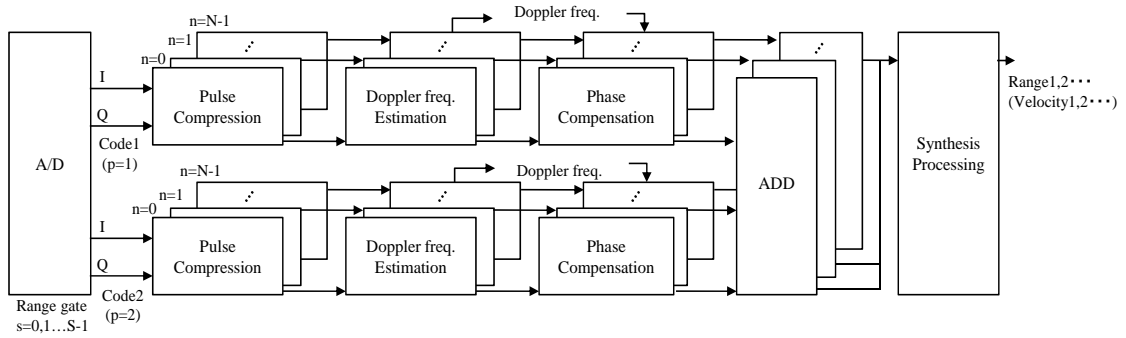


図 5.2 多周波ステップ CPC 信号処理ブロック図

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  $\Delta s$  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式(5.10)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，

$$z_{code} = F^{-1}(Y \cdot H_{code}) \quad (5.13)$$

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．得られた結果をサンプリング番号  $s$  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。

$$F_{code}(k, n, s) = \sum_{m=0}^{M-1} z_{code}(m, n, s) \cdot \exp\left(-2\pi j \cdot \left(\frac{m}{M} k\right)\right) \quad (5.14)$$

ここで、 $k(=0,1,\dots,M-1)$  は周波数チャンネル番号を示す。これより  $n, code$  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が得られる。このとき、周波数チャンネル番号  $k$  は、

$$fd = \frac{k}{2 \cdot T_{PRI} \cdot N \cdot M} \quad (5.15)$$

となり、ドップラー周波数を表す。これより得られたドップラー周波数を用いて、ドップラーシフトの影響および CPC1 パルスに対する後続の CPC1 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。

$$H_{code}(k, n, s) = F_{code}(k, n, s) \cdot \exp\left[-2\pi j \left(\frac{k}{2 \cdot T_{PRI} \cdot N \cdot M}\right) \cdot (T_{PRI} \cdot n + T_{PRI}(code - 1))\right] \quad (5.16)$$

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。

$$H'(k, n, s) = H_1(k, n, s) + H_2(k, n, s) \quad (5.17)$$

最後に、周波数ステップ幅  $\Delta f$  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。

$$W(k, q, s) = \sum_{n=0}^{N-1} H'(k, n, s) \cdot \exp \left[ 2\pi j \left( \frac{n}{N} q \right) \right] \quad (5.18)$$

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 $\hat{V}$

$$\hat{V} = k \cdot \Delta f \cdot \frac{\lambda}{2} = fd \cdot \frac{\lambda}{2} \quad (5.19)$$

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 $\hat{R}$

$$\hat{R} = \Delta s \cdot \left( s + \frac{q}{N} \right) \quad (5.20)$$

が得られる。

## 5.3 計算機シミュレーション

### 5.3.1 シミュレーション条件

本項では、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。レーダパラメータは60/76GHz 特定小電力無線局への適用を想定した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 $b=80\text{MHz}$ に対してオーバーサンプルは2となる $f_s=160\text{MHz}$ と設定する。これにより距離ゲート幅は0.94mとなる。

- 送信周波数 : 60.25GHz
- CPC パルス送信帯域幅  $b$  : 80MHz(圧縮後パルス幅 : 1.87m)
- 符号長  $L$  : 16(CPC パルス幅 : 30m)
- $T_{PRI}$  : 3.5  $\mu$ s (最大インストルメント距離=524.65m)
- 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  $\Delta f$  : 50MHz
- 送信帯域幅  $B$  : 430MHz(距離分解能  $\Delta R=0.3$ m)
- 観測時間  $T_c$  : 29ms(速度分解能  $\Delta V=0.311$ km/h)

また Code1, Code2 は, 文献[5-3]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.

$$\phi_{1,l} = \pi\{0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1\} \quad (5.21)$$

$$\phi_{2,l} = \pi\{0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0\} \quad (5.22)$$

### 5.3.2 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, 図 5.1 とし, 式(5.21), (5.22)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, 図 5.3 に CPC パルス圧縮結果を示す. 横軸は距離[m], 縦軸はピーク値で規格化した振幅を表す. 図 5.3 において, 実線は図 5.2 に示す位相補正処理 (式 (5.16)) 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．

図 5.3 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 $-29.8\text{dB}$ 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  $61.2\text{dB}$ ，破線と比較して  $31.4\text{dB}$  の改善を示す．このとき位相補正処理の補正誤差は式(5.16)より，図 5.2 に示す速度推定処理の速度分解能に基づく．

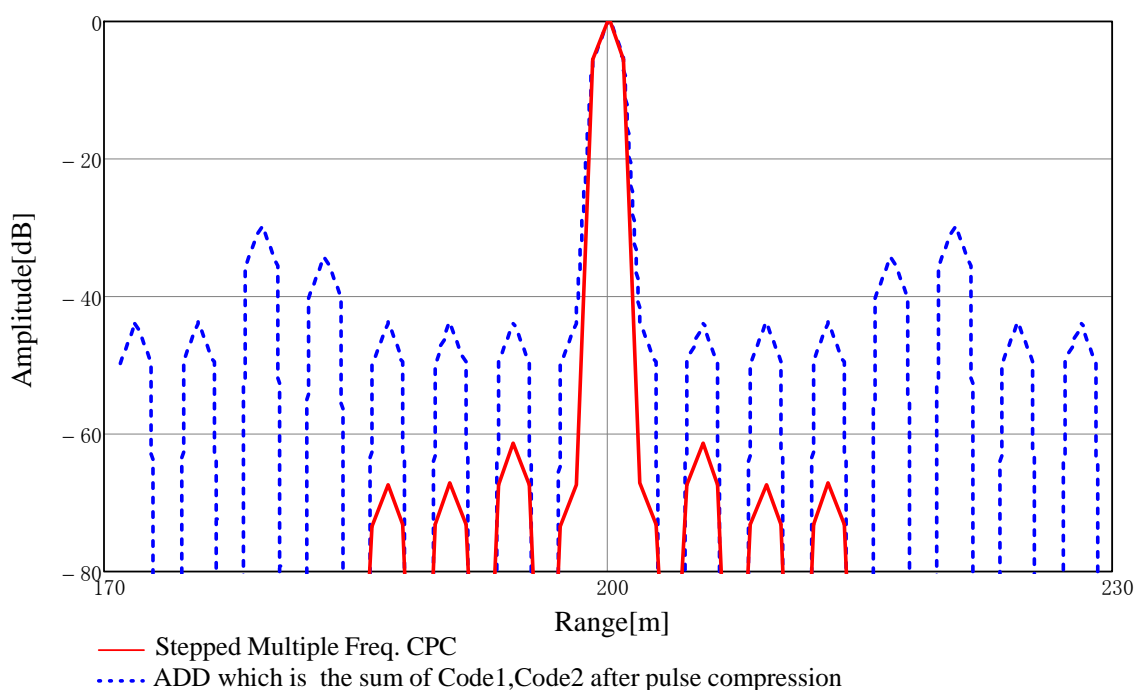


図 5.3 パルス圧縮 (ADD) のサイドローブ特性の比較 (赤実線：位相補償処理を適用した結果，青点線：位相補償処理を適用しない場合)

### 5.3.3 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[5-1]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  $0\text{dB}$  とした．図 5.4 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。

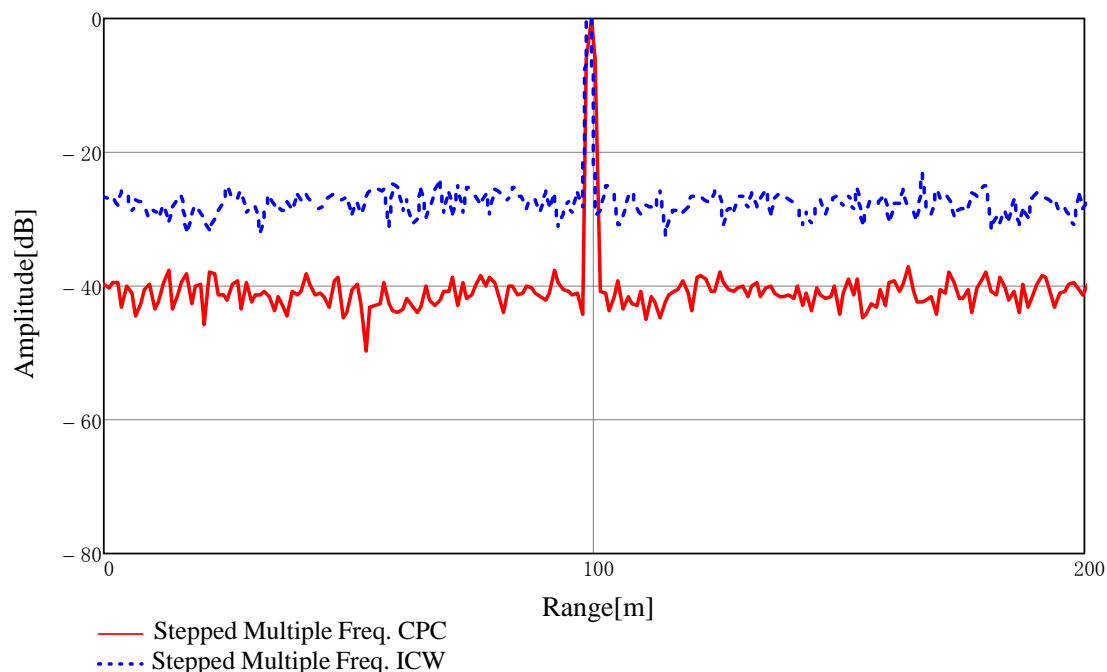


図 5.4 信号処理適用後の信号対雑音比の比較

図 5.4 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、提案法の出力は図 5.2 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。図 5.4 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。図 5.1 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、図 5.3 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、提案法では図 5.2 に示すように図 5.3 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。

## 5.4 多周波ステップ CPC 方式の原理検証実験

### 5.4.1 24GHz ソフトウェアレーダを用いた原理検証実験の実験条件

多周波ステップ CPC 方式の距離サイドローブおよび狭受信機帯域幅で高距離分解能を評価するために、第 2 章に示したソフトウェアレーダを用いて実験的検証を行う。ソフトウェアレーダの多周波ステップ CPC 方式レーダモードでは、図 5.5 に示す送信シーケンスに基づき、PVSG(1)により送信周波数の周波数ステップ制御を行う。さらに周波数変更とともに、PVSG(2)にて生成した CPC パルス (Code1, Code2) を送信する。このとき、ソフトウェアを構成する PVSG(1), PVSG(2) AWG への入力データは 5.2.2 を満たし、入力データ長は信号処理に用いる 1 観測時間分とする。また PVSG(1), PVSG(2)の同期関係を保つために、1 観測時間毎に同期用信号の周波数 10MHz に同期したデットタイムが発生する。データの取得は、図 5.3 に示す Data Head Trigger に基づき A/D サンプリングを行う。このとき、A/D サンプリング間隔  $\Delta_s$  は変調パルスの帯域幅 B の 2 倍以上に設定とする。本実験では表 5.1, 5.2 に示すレーダパラメータを用い、図 5.6 に示すように電波暗室にてコーナリフレクタを目標とした移動 1 目標試験を行った。目標条件は目標距離：2~3.6m, 目標速度：±4 km/h とする。

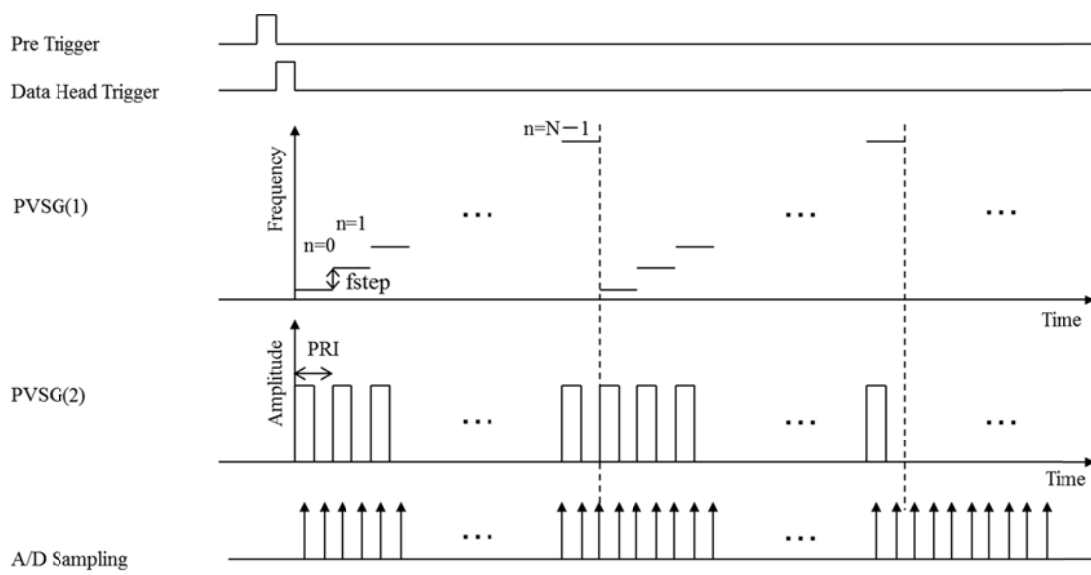


図 5.5 多周波ステップ CPC 方式レーダモード送信シーケンス



図 5.6 暗室実験写真移動 1 目標試験

表 5.1 多周波ステップ CPC 方式レーダモードパラメータ

送信周波数	24.15GHz
パルス帯域幅	10MHz
パルス幅	1.6 $\mu$ s(240m)
符号長	16
PRI	3.25 $\mu$ s
パルス数:M	1024
周波数ステップ幅	8.857MHz
周波数ステップ数:N	8
送信帯域幅	72MHz
全観測時間	53ms
A/D サンプリング周波数	20MHz

表 5.2 期待性能

最大インストルメント距離	487.5m
距離分解能	2.083m
最大速度視野	215 km/h
速度分解能	0.42 km/h



#### 5.4.2 24GHz ソフトウェアレーダを用いた原理検証実験の実験結果

図 5.7 に図 5.2 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、図 5.7 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。図 5.7 では、目標相対速度に相当する-4.2km/h にピークが得られている。図 5.8, 5.9、5.10 に示す距離プロファイルは、図 5.7 に示す推定相対速度毎に得られ、図 5.7 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。図 5.7 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、図 5.2 に示すように Code1 および Code2 のパルス圧縮結果に対して位相補正処理を適用し、Code1 と Code2 を加算(ADD)した結果、距離ゲート出力を図 5.8 に示す。このとき図 5.7 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]を表す。図 5.8 より符号長が 16 と比較的短いにも関わらず 40~200m 以上にわたり距離サイドローブが平均-60dB 以下に低減されたパルス圧縮波形（すなわち距離ゲート）が得られた。このとき、パルス圧縮後のパルス幅は、パルス帯域幅が 10MHz であるため 15m である。

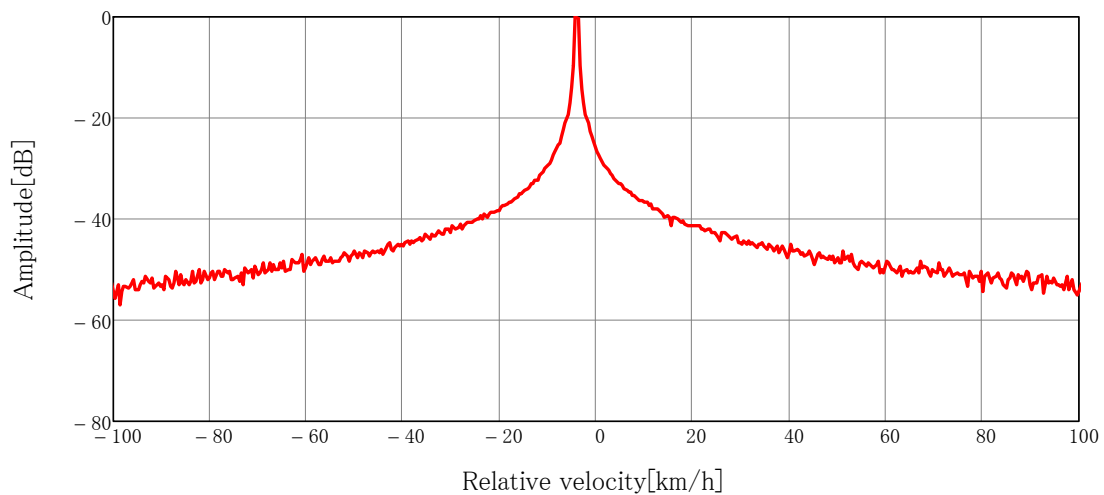


図 5.7 目標速度推定結果

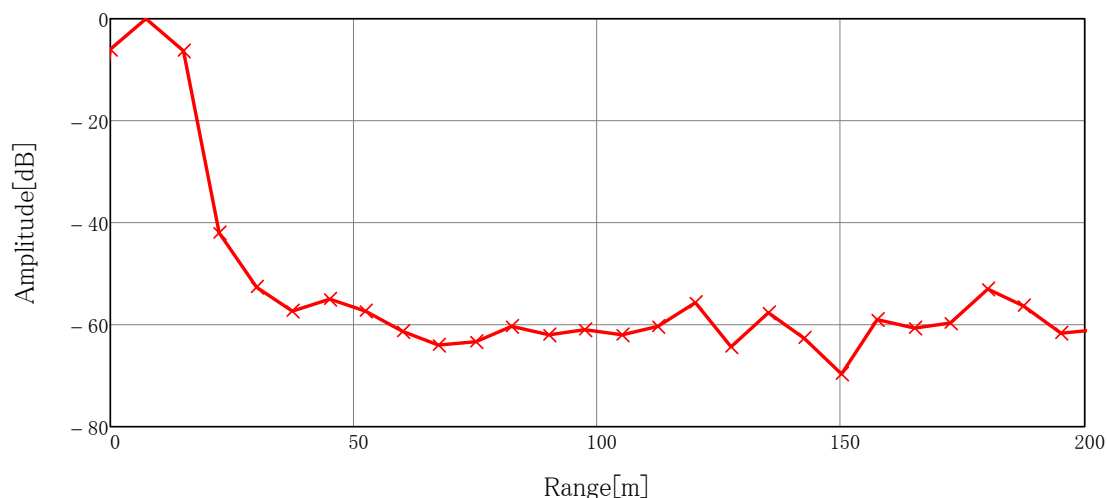


図 5.8 目標距離推定結果(距離ゲート出力)

次に  $N$  個の距離ゲートを入力として、図 5.2 に示す合成帯域処理を適用した結果を図 5.9、図 5.10 に示す。多周波ステップ CPC 信号処理の最終出力は図 5.9 に示すように距離と相対速度の 2 次元出力が得られる。このとき横軸は距離[m]と相対速度[km/h]を表し、また縦軸は振幅[dB]を表す。図 5.9 において、目標のピークを中心に相対速度方向にサイドローブが見られるが、これらは図 5.2 に示すドップラー周波数推定処理に相当する  $m$  方向フーリエ時に Hamming 等の窓関数を適用することにより大きな抑圧が期待される。さらに目標のピークと同じ相対速度にて、距離方向に規則的に見られる波形(グレーディングローブ)があるが、これらは距離ゲートにより抑圧されており、-60dB 程度と非常に小さい。さらに表 5.1 に示すレーダパラメータよりパルス幅  $1.6 \mu s$  (240m に相当)と長く、プロットしている距離範囲はすべて送信パルスと重複した範囲となること、前記の波形が 200m の距離範囲に広がって表れる原因である。これについては、5.4.3、4 に示すようにより広い帯域を使用すると、パルス幅が狭くなることにより改善され、距離方向はフロア雑音と同レベルとなること、図 5.10 は図 5.9 の出力を目標の信号に着目し目標の相対速度を選択し、プロットした図である図 5.8 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]を表す。図 5.2 より、本方式ではドップラー周波数で目標を分離したのち、高距離分解能プロファイルを得る。図 5.9 では、目標分離性能は 60dB 程度に見えるが、図 5.7 より、速度で約 50dB、図 5.8 より距離ゲートで約 60dB、合計で 110dB 程度の高い目

標分離性能が期待される。さらに、図 5.10 より、約 2.5m のメインローブ幅（距離分解能  $\delta R$ ）が得られ、送信帯域幅  $B=72\text{MHz}$  に対し、A/D サンプルング周波数  $20\text{MHz}$ 、すなわち狭受信機帯域幅で高距離分解能を実現することも確認できた。

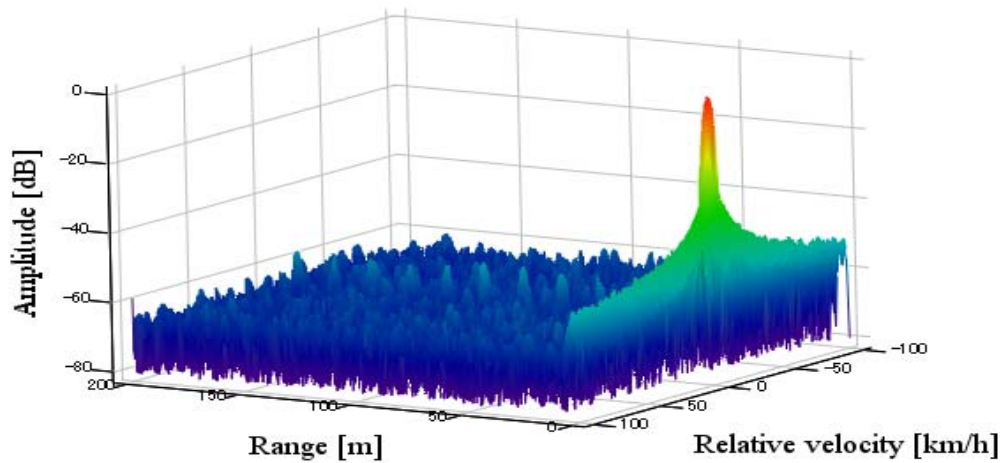


図 5.9 実験結果(多周波ステップ CPC 信号処理適用結果)

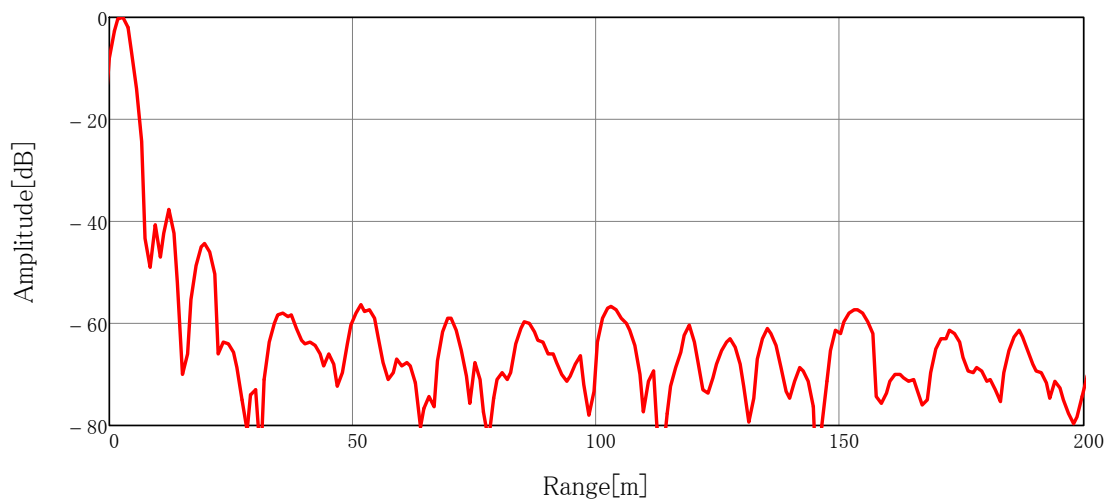


図 5.10 目標距離推定結果(合成帯域処理出力)

### 5.4.3 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ実験機を用いた原理検証実験の実験条件

実験に使用するミリ波周波ステップ CPC ミリ波レーダ実験機の諸元について述べる。多周波ステップ CPC ミリ波レーダは、図 5.11 に示すように送受信アンテナを含むミリ波レーダ (RF 部, IF 部) および実時間処理が可能な信号処理装置から構成される。ミリ波レーダ RF 部は、送信アンテナ (スロットアンテナ), 受信アンテナ (4 素子スロットアレーアンテナ) および送受信回路を備える。本レーダは表 5.3 に示すように 60/76GHz 帯のミリ波特定小電力無線局規格[5-10]を満たし、送信電力 10mW, アンテナ利得は送受ともに 22dBi であり、送信アンテナビーム幅はアジマス 22.5deg, エレベーション 3.0deg, 受信アンテナビーム幅 (1 素子) はアジマス 60deg, エレベーション 2.0deg である。角度の推定処理に電子スキャン方式である DBF(Digital Beam Forming) [5-11]を採用し、4 素子アレーアンテナに対して 4 つの受信機を備える。次に、ミリ波レーダ IF 部は、多周波ステップ CPC 方式の送信シーケンスを実現するために、内部に複数の PLL (Phase Lock Loop) を有し、送信周波数を時分割で切り替え可能である。またベースバンド信号である CPC パルスを生成するための D/A 変換器 (digital to analog converter) を備える。さらに信号処理装置は A/D 変換器(analog to digital converter), FPGA(Viertex5 FPGA)および信号処理制御装置と通信するためのインターフェイスボードから構成される。図 5.12 に示すように FPGA には、多周波ステップ CPC 方式の相対速度・距離推定処理が、信号処理制御装置にはアレーアンテナ校正処理および角度推定処理として、DBF とモノパルス測角が実装されている。

本レーダは全系と計測の 2 つのモードを有する。全系モードでは、得られたベースバンド信号は信号処理装置へと送られ、I,Q ごとに 160MHz (16bit) でサンプリングし、距離・相対速度・角度推定処理および検出処理を経て、信号処理制御装置の画面上にリアルタイムで検知した目標の距離、速度、角度の推定結果が表示される。一方、計測モードでは A/D サンプリング後の RAW データや相対速度・距離推定処理の最終および中間出力を出力する。

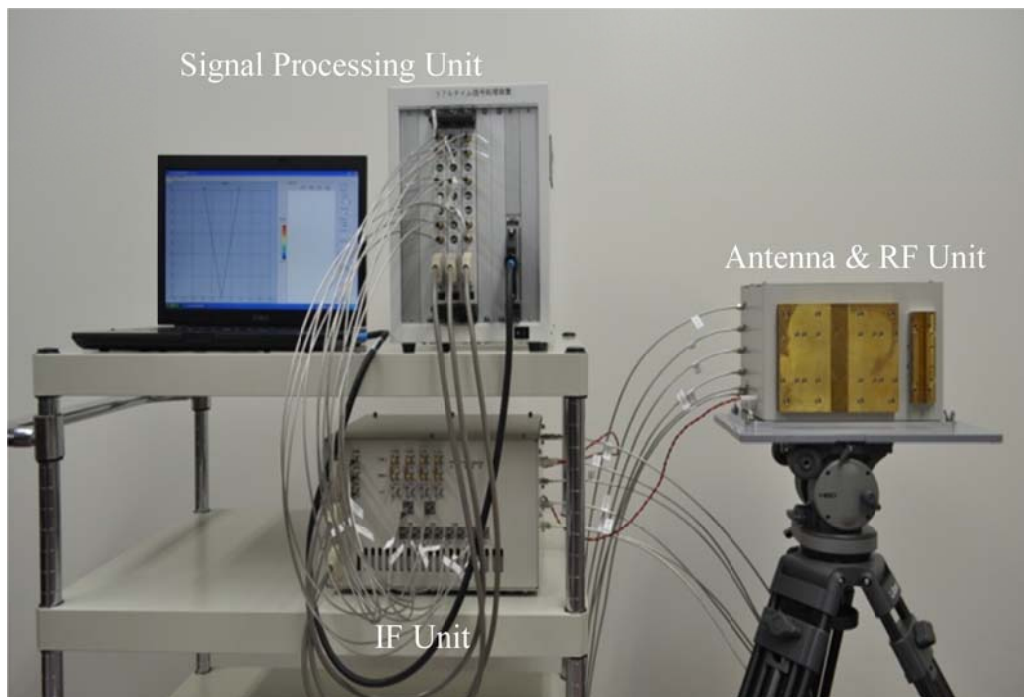


図 5.11 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ

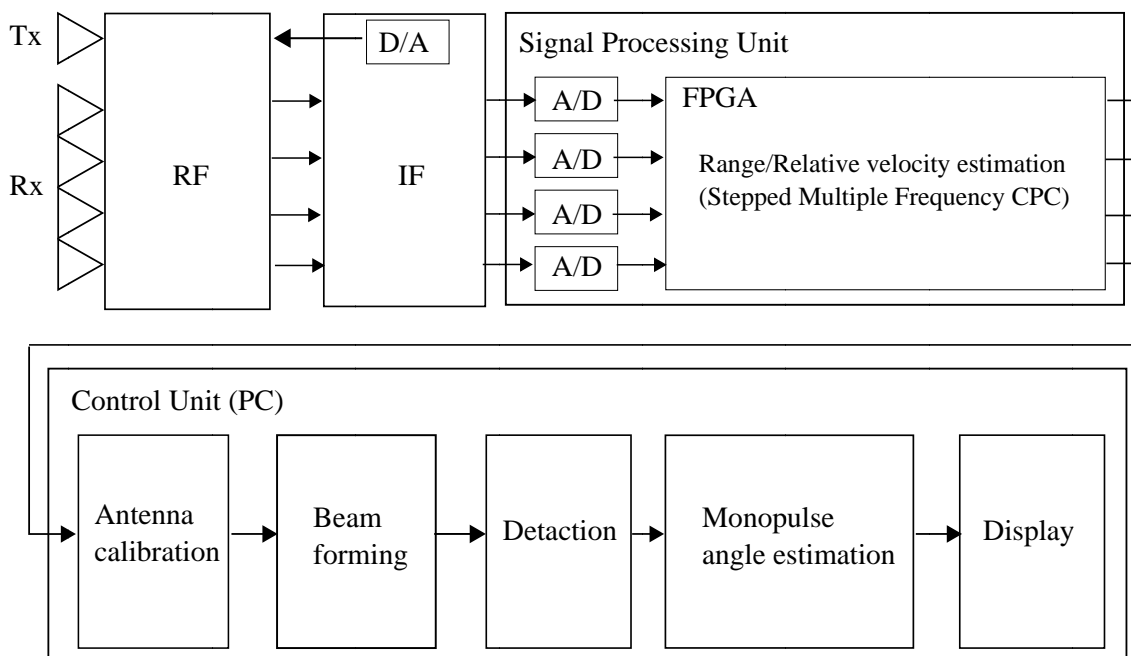


図 5.12 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ構成図

表 5.3 レーダパラメータ

送信周波数	60.25-60.75GHz
パルス帯域幅	80MHz
パルス幅	0.2 $\mu$ s(30m)
符号長	16
PRI	3.5 $\mu$ s
パルス数:M	512
周波数ステップ幅	50MHz
周波数ステップ数:N	8
送信帯域幅	430MHz
全観測時間	29ms
A/D サンプルング周波数	160MHz

実験では、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 60/76GHz 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 430MHz に相当する距離分解能 0.35m 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、図 5.1 に示す送信シーケンスおよび表 5.3 に示すレーダパラメータもとづいて帯域幅  $b=80\text{MHz}$  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ルング周波数 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、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。

#### 5.4.4 多周波ステップCPC ミリ波レーダ実験機を用いた原理検証実験の実験結果

図 5.13 に図 5.2 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、図 5.13 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。図 5.10 では、目標相対速度に相当する  $-3.9\text{km/h}$  にピークが得られている。図 5.14, 5.15, 5.16 に示す距離プロファイルは、図 5.13 に示す推定相対速度毎に得られ、図 5.13 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。図 5.13 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、図 5.2 に示すように Code1 および Code2 のパルス圧縮結果に対して位相補正処理を適用し、Code1 と Code2 を加算(ADD)した結果、距離ゲート出力を図 5.14 に示す。このとき図 5.14 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。

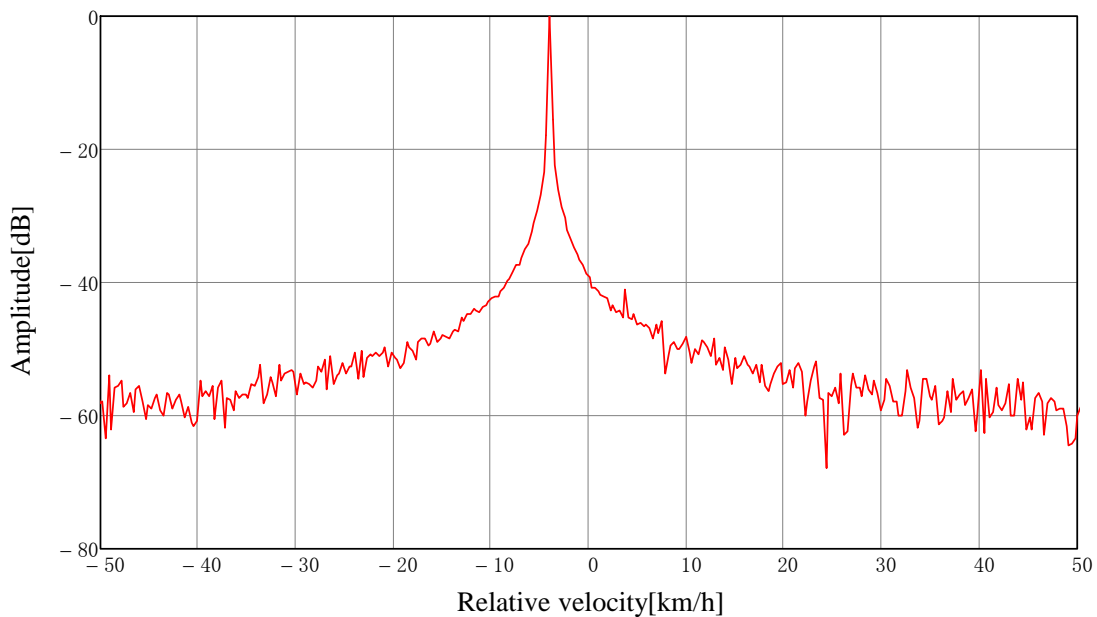


図 5.13 目標速度推定結果

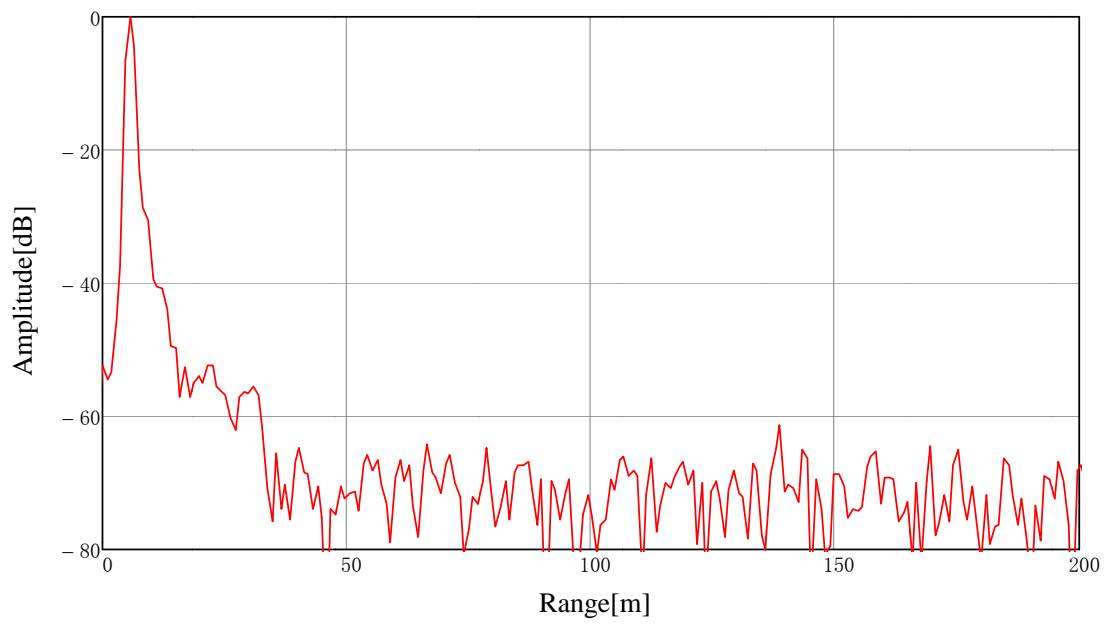


図 5.14 目標速度推定結果

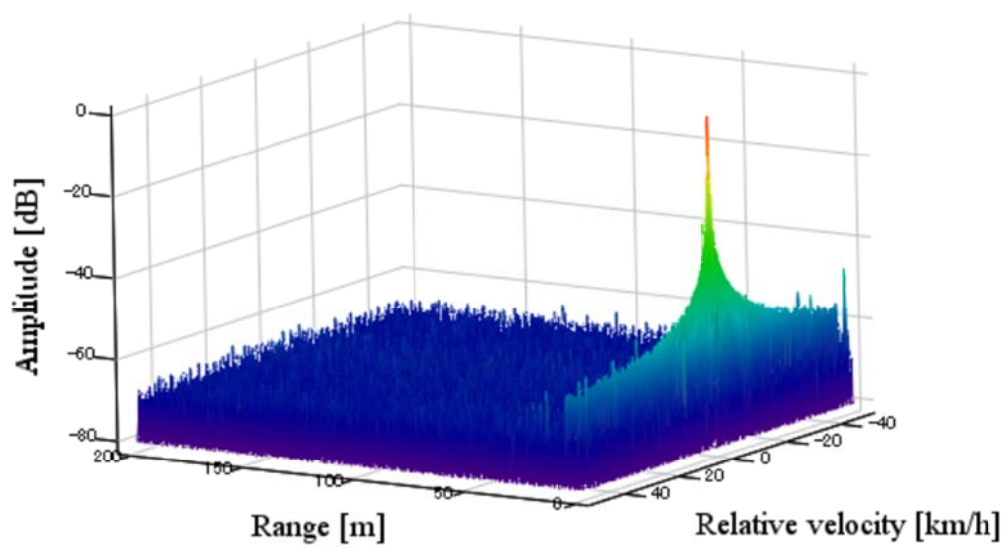


図 5.15 実験結果(多周波ステップ CPC 信号処理適用結果)



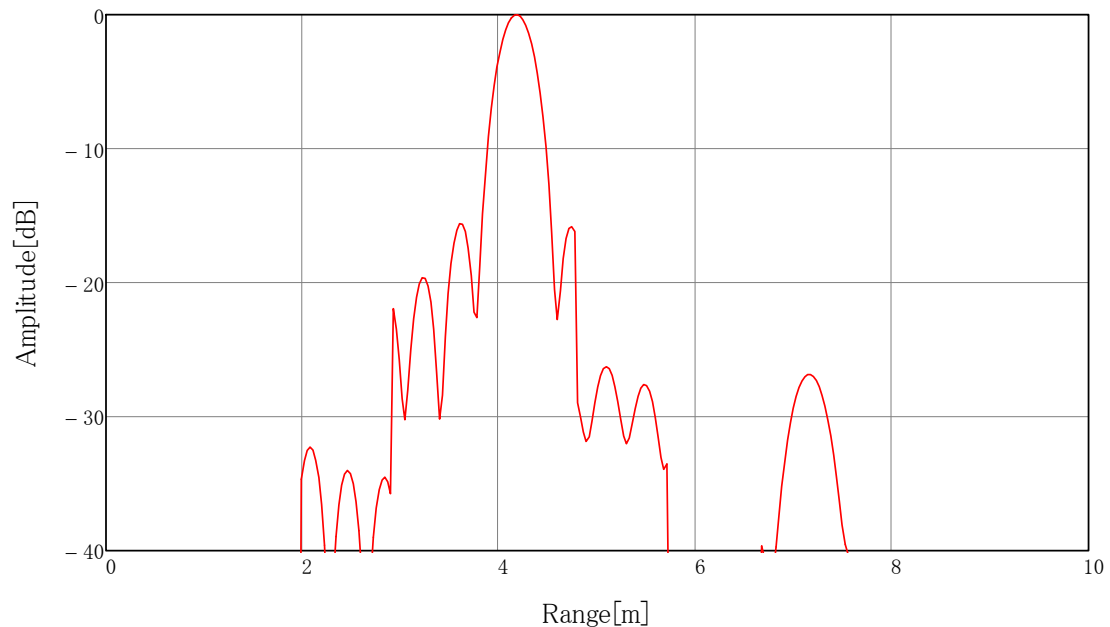


図 5.16 移動 1 目標実験結果

次に  $N$  個のパルス圧縮出力(距離ゲート)を入力として、図 5.2 に示す合成帯域処理を適用した結果を図 5.15、図 5.16 に示す。多周波ステップ CPC 信号処理の最終出力は図 5.15 に示すように距離と相対速度の 2 次元出力が得られる。このとき横軸は距離[m]と相対速度 [km/h]を表し、また縦軸は振幅[dB]を表す。図 5.15 において、目標のピークを中心に相対速度方向にサイドローブが見られるが、これらは図 5.2 に示すドップラー周波数推定処理に相当する  $m$  方向フーリエ時に Hamming 等の窓関数を適用することにより大きな抑圧が期待される。さらに 5.4.2 で述べたように距離ゲートにより、距離方向のサイドローブが抑圧され、フロア雑音と同レベルとなっており、高い目標アイソレーションが期待される。さらに図 5.16 は図 5.15 の出力を目標の信号に着目し目標の相対速度を選択し、プロットした図である。図 5.16 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]を表す。提案法では、図 5.14 が距離ゲートとなるため、合成帯域処理により図 5.16 で示すように目標に相当する 4.1m にピークが得られる。また、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 サンプルング周波数にて、送信帯域幅 430MHz に相当する 0.35m 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）が得られる。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、第 4 章のように周波数ステップ間隔を不等間隔とすることで、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。

## 5.6 結言

本章では、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。またソフトウェアレーダを用いた実験より、相対速度を有する目標に対して、符号長が 16 と比較的短いにも関わらず 40~200m 以上にわたり距離サイドローブが平均 -60dB 以下に低減されたパルス圧縮波形が得られた。このとき、パルス圧縮後のパルス幅は、パルス帯域幅が 10MHz であるため 15m である。この距離ゲート化された信号を合成帯域処理により、メインローブ幅約 2.5m が得られ、送信帯域幅  $B=72\text{MHz}$  に対し、A/D サンプリング周波数 20MHz、すなわち狭帯域受信機帯域幅で高距離分解能を実現することを確認した。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 430MHz に相当する距離分解能 0.35m 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。

参考文献

- [5-1]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, 2006-05.
- [5-2]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, 2008-07.
- [5-3]M. J. E.,Golay, , "Complementary Series", IEEE Transactions on Information Theory, vol.7, No.2, pp.82-87, 1961-04.
- [5-4]Frank, Robert L., "Polyphase complementary codes", IEEE Transactions on Information Theory, vol.26, No.6, pp.641-647, 1980-11.
- [5-5]佐藤 玲司, 神力 正宣, "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, 2000-03.
- [5-6]N. Levanon, "Stepped-Frequency Pulse-Train Radar Signal", Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings, vol.149, No.6, pp.198-309, 2002-12.
- [5-7]Gladkova, I, "Analysis of Stepped-Frequency Pulse Train Design", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.45, No.4, pp.1251-1261, 2009-10.
- [5-8]Koc,D.B., Tranter, W.H., "Processing considerations for hybrid waveforms utilizing complementary phase coding and linear frequency stepping", Radar Conference, 1990, 1990-05
- [5-9]山下 遼, 渡邊 俊人, 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 (SANE), vol.113, No.165, pp.29-34, 2013-07.
- [5-10]電波産業会, "ARIB STD-T48 ver2.1", 電波産業会, 2006.
- [5-11]小川 勝,浅野 孔一,大島 繁樹,原田 知育,山田 直之,渡辺 俊明,西川 訓利, "送受アンテナ切換式電子スキャンミリ波レーダ", 信学論(A), vol.88, No.2, pp.237-246, 2005-02.

## 第6章 結論

本研究では、耐クラッタ特性を備えるパルス方式に基づく以下に示す 2 つのアプローチから、高距離分解能と多目標分離性能に優れた新しいレーダ変復調方式を提案した。さらに構築したソフトウェアレーダを用いて、PC-HPRF 方式および多周波ステップ CPC 方式の有効性について実験的に検証した。

以下に、本研究で得られた主な成果を要約する。

- ・ソフトウェアレーダの構築

高分解能レーダのためのレーダ変復調方式の実験的検証のために、ソフトウェアにて送信波形を設計できる 24GHz ソフトウェアレーダを構築した。さらに、2 台のベクトル信号発生器を同期させることにより、複数の測距原理を利用したレーダ変復調方式を送受信する機能を有することを示した。

- ・PC-HPRF 方式の提案

PC-HPRF 方式は、PRI 内の各距離サンプル（レンジビンと呼ぶ）に対して PRI 遅延を推定し、レンジビン番号と距離加算することにより距離にアンビギュイティのない目標距離を得る。提案法の有効性を確かめるために、同じレンジビンにおいて等速の異なる PRI 遅延を持つ 2 目標が存在する条件についてシミュレーションを行い、符号遅延推定手法を PRI 遅延推定に応用可能であることを確認した。さらに一般道路環境における実験にて、同じ PRI 遅延でレンジビンの異なる目標を分離可能であることを示し、UWB パルスレーダとしての高距離分解能を備えることを検証した。さらに、提案法は送信電力 10mW という低出力かつ広角のアンテナでありながら 186m の目標 F に相当する信号を得られた。これより、提案法が UWB パルスレーダと比較して、得られる S/N が高く、探知距離が延伸することを実験により確認した。

・ CMSE 周波数ステップを用いた多周波ステップ LFM 方式

周波数ステップを不等間隔にする方法として、周波数ステップ間隔を出力する関数を多項式とし、合成帯域処理出力波形にいくつかの拘束条件を与え、その出力が最小二乗誤差となるような多項式定数を推定する CMSE 周波数ステップを提案した。CMSE 周波数ステップの拘束条件式を示すとともに、目標距離が未知であっても成立することを示した。さらに、計算機シミュレーションにより、8 周波数ステップにて、等間隔ステップと比較して合成帯域処理の出力波形においてメインローブ幅が広がることなく  $-20\text{dB}$  以下のサイドローブが得られることを示した。

・ 多周波ステップ CPC 方式の提案

高距離分解能と遠距離性を両立させる別のアプローチとして、帯域合成法と相補符号パルス圧縮法を融合した「多周波ステップ CPC(Complementary Phase code)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、 $12\text{dB}$  の S/N 改善が期待されることを確認した。さらに、相対速度を有する目標に対して、符号長が 16 と比較的短いにも関わらず  $40\sim 200\text{m}$  以上にわたり距離サイドローブが平均  $-60\text{dB}$  以下に低減されたパルス圧縮波形が得られた。このとき、パルス圧縮後のパルス幅は、パルス帯域幅が  $10\text{MHz}$  であるため  $15\text{m}$  である。この距離ゲート化された信号を合成帯域処理により、メインローブ幅約  $2.5\text{m}$  が得られ、送信帯域幅  $B=72\text{MHz}$  に対し、A/D サンプリング周波数  $20\text{MHz}$ 、すなわち狭受信機帯域幅で高距離分解能を実現することを確認した。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  $20\sim 200\text{m}$  以上にわたり  $-60\text{dB}$  以下の距離サイドローブが得られること、また  $430\text{MHz}$  に相当する距離分解能  $0.3\text{m}$  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。

次に、今後の展望と課題について述べる。高分解能化に向けた2つのアプローチは、それぞれ電波法の特小電力無線局規格の79GHz帯、60/76GHz帯への適用を想定している。PC-HPRF方式は、UWBパルスにより高距離分解能を得ることから、3GHzの広帯域が認められている79GHz帯との親和性が高い。一方で、1GHzの帯域幅が認められている60/76GHz帯に、多周波ステップCPC（または多周波ステップLFM）方式を適用することで、狭受信機帯域にて送信帯域幅に相当する高距離分解能が得られ、必要とされるA/Dのサンプリングレートの低速化が期待される。レーダにおいて、その受信信号はround-tripであることから非常に微弱となり、デジタル信号処理のためには高いダイナミックレンジ（16bit程度）が必要となる。一般的に高いサンプリングレートと高いダイナミックレンジの両立は難しいが、使用する帯域を1GHz程度とし、さらに多周波ステップCPC（または多周波ステップLFM）方式を適用し、A/Dを低速化させることで高いダイナミックレンジを確保できることからPC-HPRF方式より早い段階での実用化が期待される。さらに、提案したレーダ変復調方式は従来のレーダ変復調方式であるFMCW方式よりは計算負荷が大きいので、実用化に向けてアルゴリズムとしての計算量軽減や専用の高速処理回路での開発が望まれる。しかし、従来のレーダ変復調方式であるFMCW方式と異なり、距離と速度の2次元出力が得られ、これを活用することで目標の認識など今後の近距離レーダの高機能化に大きく寄与することが期待される。

最後に、本研究の成果が、電波センシング応用に係る科学技術及び産業技術の発展に資するものとなることを願い、本論文を締めくくるとしたい。

## 謝辞

本論文の完成にあたり，多大なご指導・ご鞭撻を賜るとともに，素晴らしい研究環境を整えて頂いた稲葉敬之教授に謹んで感謝の意を表します．また，本論文の作成にあたりご指導・ご討論を頂いた秋田学助教に深謝いたします．また，本論文を御審査いただき，有益な御討論・御助言を賜った電気通信大学 情報理工学研究科 桐本哲郎教授，唐沢好男教授及び長井隆行教授及び小菅義夫特任教授に深謝いたします．

私は研究室の立ち上げから，本論文で述べた高分解能レーダ方式に関する研究に従事するとともに，鉄道運輸機構の運輸分野における基礎的研究推進制度による 3 年間の研究プロジェクトを通じして，多周波ステップ CPC ミリ波レーダの開発に携わってきました．多周波ステップ CPC ミリ波レーダの製作にあたっては，島田理化工業株式会社，三菱電機特機システム株式会社の方々々に深く御礼申し上げます．さらに本研究を進める上で，稲葉研究室一同にはは多くの示唆を与えてくれた．最後に，斯様な貴重な研究環境を得られたことに謝意を表したい．

## 図表リスト

- 図 1.1 地面等の静止物を含む環境における移動目標測距実験結果(FMCW 方式)
- 図 1.2 地面等の静止物を含む環境における移動目標測距実験結果(2 周波 CW 方式)
- 図 2.1 ソフトウェアレーダ構成図
- 図 2.2 ソフトウェアレーダにおけるパルス圧縮方式送信シーケンス
- 図 2.3 ソフトウェアレーダにおける FMCW 方式送信シーケンス
- 図 2.4 ソフトウェアレーダにおける 2 周波 CW 方式送信シーケンス
- 図 2.5 ソフトウェアレーダにおける FMSK 方式送信シーケンス
- 図 2.6 相対速度推定結果(FMCW 方式)
- 図 2.7 距離推定結果(FMCW 方式)
- 図 2.8 相対速度推定結果(2 周波 CW 方式)
- 図 2.9 距離推定結果(2 周波 CW 方式)
- 図 2.10 相対速度推定結果(FMSK 方式)
- 図 2.11 距離推定結果 (FMSK 方式)
- 図 2.12 ビート周波数(Step-Chirp1)
- 図 3.1 PC-HPRF 方式送受信シーケンス
- 図 3.2 PRI 遅延推定法の信号処理ブロック
- 図 3.3 PRI 遅延推定法の信号処理フローチャート
- 図 3.4 シミュレーション結果 (レンジビン  $k=3$ )
- 図 3.5 目標相対速度推定出力
- 図 3.6 目標 PRI 遅延推定出力
- 図 3.7 PC-HPRF 方式モード送信シーケンス
- 図 3.8 一般道環境における実験条件
- 図 3.9 屋外実験結果 (レンジビン  $k=3$ )
- 図 3.10 屋外実験結果 (レンジビン  $k=7$ )
- 図 3.11 目標 PRI 遅延推定出力(レンジビン  $k=3$ )
- 図 3.12 目標 PRI 遅延推定出力(レンジビン  $k=7$ )
- 図 3.13 目標 PRI 遅延推定出力(レンジビン  $k=4$ , 目標 F)



- 図 3.14 目標 PRI 遅延推定出力(レンジビン  $k=5$ , 目標 B)
- 図 3.15 S/N 改善の比較(目標 F)
- 図 4.1 多周波ステップ LFM 送信シーケンス
- 図 4.2 多周波ステップ LFM 信号処理ブロック図
- 図 4.3 拘束条件 No1 を用いた不等間隔周波数ステップ
- 図 4.4 拘束条件 No1 を用いた距離プロファイル
- 図 4.5 拘束条件 No2 を用いた不等間隔周波数ステップ
- 図 4.6 拘束条件 No2 を用いた距離プロファイル
- 図 5.1 多周波ステップ CPC 送信シーケンス
- 図 5.2 多周波ステップ CPC 信号処理ブロック図
- 図 5.3 パルス圧縮 (ADD) のサイドローブ特性の比較
- 図 5.4 信号処理適用後の信号対雑音比の比較
- 図 5.5 多周波ステップ CPC 方式レーダモード送信シーケンス
- 図 5.6 暗室実験写真移動 1 目標試験
- 図 5.7 目標速度推定結果
- 図 5.8 目標距離推定結果(距離ゲート出力)
- 図 5.9 実験結果(多周波ステップ CPC 信号処理適用結果)
- 図 5.10 目標距離推定結果(合成帯域処理出力)
- 図 5.11 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ
- 図 5.12 多周波ステップ CPC ミリ波レーダ構成図
- 図 5.13 目標速度推定結果
- 図 5.14 目標距離推定結果(距離ゲート出力)
- 図 5.15 実験結果(多周波ステップ CPC 信号処理適用結果)
- 図 5.16 目標距離推定結果(合成帯域処理出力)
- 表 3.1 PC-HPRF 方式レーダパラメータ
- 表 3.2 PC-HPRF 方式期待性能
- 表 3.3 シミュレーション条件
- 表 4.1 拘束条件 No.1

表 3.4	目標距離および相対速度推定結果
表 3.5	UWB パルスレーダパラメータ
表 4.1	拘束条件 No.1
表 4.2	拘束条件 No.2
表 5.1	多周波ステップ CPC 方式レーダモードパラメータ
表 5.2	期待性能
表 5.3	レーダパラメータ

## 関連論文の印刷公表の方法および時期

### 1. 関連論文

#### 学術雑誌

- (1) 全著者名：渡辺優人，秋田学，稲葉敬之

論文題名：“UWB パルスレーダにおけるパルス間周期符号変調による遠距離性の改善” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J97-B, No. 7, pp. 556-564, 2014

(本文の第 3 章の内容と関連)

- (2) 全著者名：渡辺優人，秋田学，稲葉敬之

論文題名：“多周波ステップ CPC レーダの提案と原理検証実験”

電気学会論文誌 C, Vol. 135, No. 3, pp. 285-291, 2015

(本文の第 5 章の内容と関連)

- (3) 全著者名：渡辺優人，稲葉敬之

論文題名：“レーダ測距方式比較検証のための 24GHz ソフトウェアレーダ” 計測自動制御学会論文集, vol. 51, No. 2, pp. 120-127, 2015

(本文の第 2 章の内容と関連)

査読付き国際会議・国内研究会

- (1) 全著者名：Masato Watanabe, Takayuki Inaba, Hikaru Tsubota, Takahiro Yano

論文題名：“Development of Millimeter wave Radar using Stepped Multiple Frequency Complementary Phase Code modulation” Proceedings of International Conference on Space, Aeronautical and Navigational Electronics 2011 (IC-SANE 2011), pp.99-104, Bali, Indonesia, Oct., 2011. (本文の第5章の内容と関連)

- (2) 全著者名：Masato Watanabe, Takayuki Inaba, Hikaru Tsubota, Takahiro Yano

論文題名：“Evaluation of Millimeter wave Radar using Stepped Multiple Frequency Complementary Phase Code modulation” Proceedings of International Conference on Space, Aeronautical and Navigational Electronics 2012 (IC-SANE2012), pp.67-72, Incheon, Korea Oct. 2012. (本文の第5章の内容と関連)

- (3) 全著者名：Masato Watanabe, Manabu Akita, Takayuki Inaba

論文題名：“Long Range Detection of UWB Radar using Interpulse Cyclic Phase Code”

Proceedings of 2013 Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR 2013), pp.63-66, Tsukuba, Japan, Sept. 2013. (本文の第3章の内容と関連)

- (4) 全著者名：Masato Watanabe, Manabu Akita, Takayuki Inaba

論文題名：“Millimeter Wave Radar using Stepped Frequency Complementary Phase Code Modulation” Proceedings of ITS WORLD CONGRESS TOKYO 2013, 3132, Tokyo, Japan, Oct. 2013. (本文の第5章の内容と関連)

(5) 全著者名：渡辺優人，稲葉敬之

論文題名：“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” 電子情報通信学会技術研究報告. SANE, 宇宙・航行エレクトロニクス 109(349) Dec. 2000.  
(本文の第 4 章の内容と関連)