

複合シーケンス多周波 CW による速度視野拡張

山下 遼 渡邊 俊人 稲葉 敬之

電気通信大学大学院情報理工学研究科 〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1

E-mail: yamashita.ryo@inabalab.ee.uec.ac.jp

あらまし 筆者らは狭占有周波数帯域幅と低サンプリング周波数にて多目標対処可能であり高距離分解能が得られる方式として多周波 CW 方式を提案してきた。しかし、多周波 CW 方式を例えば車載中距離レーダに応用する場合、限られた観測時間・占有周波数帯域幅かつ実用的な低サンプリング周波数にて、要求される速度分解能、距離分解能、速度視野、距離視野のすべてを満足させることが難しい。本稿では、従来の距離視野が確保された多周波 CW 方式の周波数ステップに対し速度推定用ステップを組み合わせた複合シーケンス多周波 CW を送信波とし、アンビギュイティ推定することなく速度視野拡張が可能な新しい信号処理法の提案を目的とし、シミュレーションおよび 24GHz ソフトウェアレーダを用いて一般道路での車を検知目標とした実験的検証を行った。

キーワード レーダ, 多周波 CW 方式

Observable Maximum Velocity Expansion using Hybrid Sequence-Multiple Frequency CW

Ryo YAMASHITA Toshihito WATANABE and Takayuki INABA

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

1-5-1 Chofugaoka, Chofu-shi, Tokyo, 182-8585 Japan

E-mail: yamashita.ryo@inabalab.ee.uec.ac.jp

Abstract We have proposed Multiple Frequency CW Radar, which can provide a performance of high range resolution in narrow occupied bandwidth and by low sampling frequency even in multiple target situations. However, it is difficult to satisfy all the required performances in the application to middle-range automotive radar with a short observation time, narrow occupied frequency bandwidth and practical low sampling frequency. In this paper, we propose Hybrid Sequence Multiple Frequency CW in which the velocity estimation frequency steps is added to the frequency steps of traditional Multiple Frequency CW that has adequate Observable Maximum Range. Hybrid Sequence Multiple Frequency CW is a new signal processing which can expand Observable Maximum Velocity without ambiguity estimations. Furthermore, we demonstrate the effectiveness of our approach by computer simulations and the experimental result on detecting running vehicles on a public road.

Keyword Radar, Multiple Frequency CW Radar

1. まえがき

安全・安心な道路交通実現のため、車載レーダの普及が急がれる。しかし電波は有限な資源であり車載近距離レーダへの割り当ては 24GHz 帯 UWB, 79GHz 帯 UWB, 24GHz 帯 NB に限られている。24GHz 帯 UWB は時限付き認可であり開発リスクが伴う [1]。一方欧州では 79GHz 帯 UWB での開発が進められているが人物検知能力の確保のため高出力化が必要となると考えられ電波法令的またコスト的な課題とされている。

以上の背景より、これらの一解決案として筆者らは多周波 ICW 方式のパルス化を省略することで、より狭

帯域での計測が可能な変調方式である多周波 CW 方式を提案し、車載近距離レーダへの適用検討を実施してきた [2][3] [4]。多周波 CW 方式は多目標環境下において狭帯域で高い目標検知性能が見込まれるが、例えば車載中距離レーダに応用する場合、限られた観測時間・占有周波数帯域幅かつ実用的な低サンプリング周波数にて、要求される速度分解能、距離分解能、速度視野、距離視野のすべてを満足させることが難しい。

そこで本稿では、従来の距離視野が確保された多周波 CW 方式の周波数ステップに対し速度推定用ステップを組み合わせた複合シーケンス多周波 CW を送信波とし、アンビギュイティ推定することなく速度視野拡

張が可能な新しい信号処理法を提案する．またシミュレーションおよび一般道路で車を検知目標とした実験的検証を行い，その有効性を確認する．

2. 多周波 CW 方式

多周波 CW 方式(Multiple Frequency CW : MFCW)は多周波 ICW 方式のパルス化を省略(送信波を CW 化)し，より狭帯域で近距離の計測を可能とした方式である．多周波 CW 方式は，複数目標の距離・速度計測という多元未知パラメータ推定問題に対し，計算の簡素なフーリエ変換にて目標相対速度検出が可能であり，検出された速度成分の周波数ステップ方向の信号に MUSIC[5]を適用することで，2周波 CW 方式の課題である等速複数目標の距離分離を可能としている．図 2.1 に多周波 CW 方式の送信シーケンスを，図 2.2 に信号処理ブロック図を示す．

目標相対速度検出は，各周波数ステップ n に対する m 方向(時間方向)のサンプルをフーリエ変換することで行う．速度視野 V_{\max} は周波数ステップ数 N と周波数切替間隔 T より，次式で与えられる．

$$V_{\max} = \frac{\lambda}{4N \cdot T} \quad (2.1)$$

速度分解能 δV は，フーリエ変換による周波数分解能を $1/T_c$ とすると，次式で与えられる．

$$\delta V = \frac{\lambda}{2 \cdot T_c} \quad (2.2)$$

MUSIC による期待性能は距離分解能と距離視野のみであり，距離分解能は測定時の S/N に依存している．MUSIC における分解能の理論限界は[6][7]にて報告されている．次に距離視野 R_{\max} は，速度 0 のとき位相回転による距離アンビギュイティが生じない

$$0 \leq \frac{4\pi\Delta f}{c} R_{\max} \leq 2\pi \quad (2.3)$$

を満たす必要がある．遠方まで距離アンビギュイティ

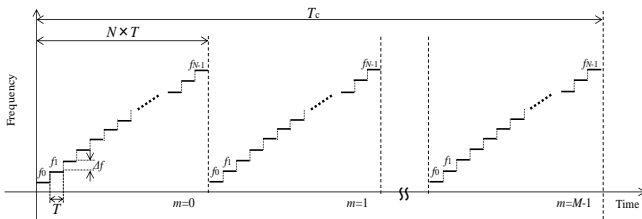


図 2.1 多周波 CW 方式

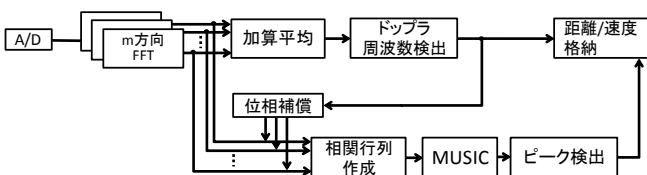


図 2.2 多周波 CW 方式信号処理

を無くす(R_{\max} 値を大きくとる)ためには，周波数ステップ幅 Δf を小さくする必要がある．したがって R_{\max} は次式で書かれる．

$$R_{\max} = \frac{c}{2\Delta f} \quad (2.4)$$

3. 複合シーケンス多周波 CW

3.1. 計測信号モデル

複合シーケンス多周波 CW(Hybrid Sequence-MFCW: HS-MFCW)は従来の距離視野が確保された多周波 CW 方式の周波数ステップに対し速度推定用ステップを組み合わせたシーケンスを送信波とするものである．多周波 CW 方式の速度視野は(2.1)式より，同一周波数のサンプリングの間隔に依存し，間隔が短いほど速度視野が向上する．距離視野は(2.4)式より周波数ステップ幅 Δf に依存し， Δf が小さいほど距離視野は向上する．ここで周波数ステップ数 N を固定した場合，距離視野を拡張すると使用帯域幅が減少し最大限に利用することができない．距離視野を拡張したまま使用帯域幅を広くとる(すなわち高距離分解能を得る)には N を増やす他ないが，速度視野が低下してしまう．低下した速度視野を拡張する一手法として周波数切替間隔を短くすることが挙げられるが，この場合はより高速の A/D 変換器が必要となる．

提案する複合シーケンス多周波 CW では，多周波 CW 方式の速度視野が同一周波数の送信間隔が短いほど向上することに着目し，距離推定用ステップと速度推定用ステップからなる複合シーケンスを送信波とし，1シーケンス内で各速度推定用ステップを複数回送信することにより，所望の距離視野と距離分解能を保ったまま速度視野の拡張が期待される．図 3.1 に複合シー

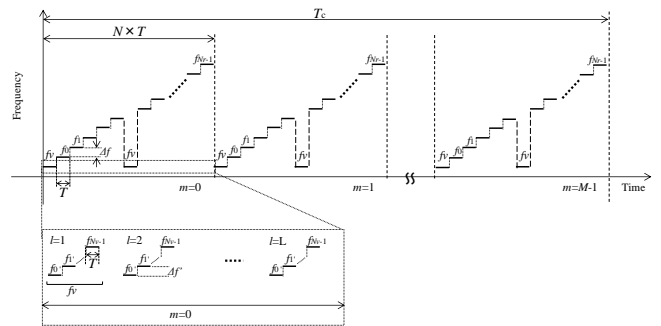


図 3.1 複合シーケンス多周波 CW

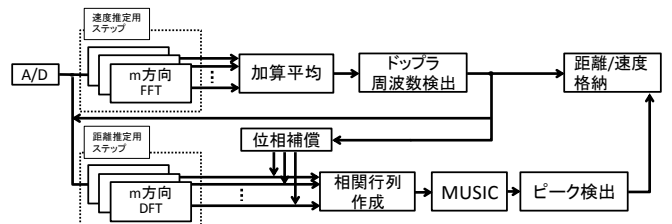


図 3.2 複合シーケンス多周波 CW 信号処理

ケンス多周波 CW の送信シーケンスを、図 3.2 に信号処理ブロック図を示す。以下、複合シーケンス多周波 CW による点目標に対する測速・測距法について説明する。

複合シーケンス多周波 CW は周波数方向に等間隔に Nr 回ステップする距離推定用ステップに、 Nv 回ステップする速度推定用ステップを時間方向に等間隔に L 回挿入する。 L は速度視野拡張パラメータである。ここでは簡単のために周波数ステップ幅 Δf は全てのステップ間で同一とする。全周波数ステップ数 N は次式で表される。

$$N = Nr + L \cdot Nv \quad (3.1)$$

送信波は、

$$T_n(t) = \exp[j2\pi(f_n t)] \quad (3.2)$$

と書かれる。ここで $n=0,1,\dots,N-1$ であり、議論に直接関係しない位相項を 0、振幅は 1 とした。目標で反射した送信波は、目標までの往復時間に相当する時間遅延 τ の後、受信波として受信アンテナに入射する。このとき、受信波は、

$$R_n(t) = \exp\left[j\left\{2\pi(f_n + f_{d,n})t - \frac{4\pi f_n}{c} R\right\}\right] \quad (3.3)$$

と書かれる。ここで c は光速、搬送波波長を $\lambda_n=c/f_n$ 、目標速度を V とすると、 $f_{d,n}(=2V/\lambda_n)$ はドップラ周波数、 $R(=c\tau/2)$ は時刻 $t=0$ での目標距離である。

この受信波は送信波とミキシングされ、観測信号として、

$$x_n(t) = \exp\left[j\left\{2\pi f_{d,n}t - \frac{4\pi f_n}{c} R\right\}\right] \cong \exp\left[j\left\{2\pi f_d t - \frac{4\pi f_n}{c} R\right\}\right] \quad (3.4)$$

が得られる。ここで各周波数ステップでのドップラ周波数は等しいとしている。周波数切替時間を T 、送信シーケンスの繰り返し番号を $m(=0,1,\dots,M-1)$ とし、サンプリングは各周波数の中間時刻とすると、送信シーケンス全体の各サンプリング時刻の実時間 $t_{n,m}$ は、

$$t_{n,m} = (n + mN)T + \frac{1}{2}T \quad (3.5)$$

である。このときの計測信号モデルは次式で書かれる。

$$x(n,m) = \exp\left[j\left\{2\pi f_d T(n + mN) - \frac{4\pi f_n}{c} R + \pi f_d T\right\}\right] \quad (3.6)$$

複合シーケンス多周波 CW は速度推定用ステップで測速、距離推定用ステップで測距するため(3.6)式のサンプリング時刻に応じて処理を行う。まず距離推定用ステップのサンプリング時刻の実時間 $tr_{n,m}$ は $nr(=0,1,\dots,Nr-1)$ として(3.5)式より、

$$tr_{n,m} = \left(Nv \cdot \text{floor}\left(\frac{nr}{Z}\right) + Nv + nr\right)T + mNT + \frac{1}{2}T \quad (3.7)$$

と書ける。ここで $\text{floor}(A)$ は A 以下の最大の整数を返す関数であり、 Z は

$$Z = \frac{Nr}{L} \quad (3.8)$$

である。これより速度推定用ステップを時間方向に等間隔に L 回挿入するためには Z が整数となるように Nr を選択する必要がある。(3.6)、(3.7)式より距離推定用ステップのみの計測信号モデルは次式で書ける。

$$\begin{aligned} xr(nr,m) &= \exp\left[j\left\{2\pi f_d T\left(Nv \cdot \text{floor}\left(\frac{nr}{Z}\right) + Nv + nr + mN\right) - \frac{4\pi f_n}{c} R + \pi f_d T\right\}\right] \quad (3.9) \\ &= \exp\left[j\left\{2\pi f_d TmN + \left(2\pi f_d T - \frac{4\pi \Delta f}{c} R\right)nr + \left(2\pi f_d T - \frac{4\pi \Delta f}{c} R\right)Nv \cdot \text{floor}\left(\frac{nr}{Z}\right) - \frac{4\pi f_0}{c} R + \pi f_d T\right\}\right] \end{aligned}$$

次に速度推定用ステップのサンプリング時刻のサンプリング時刻の実時間 $tv_{n,m}$ は $nv(=0,1,\dots,Nv-1)$ として、距離推定用ステップと同様に(3.5)式より、

$$tv_{n,m'} = (nv + m'(Nv + Z))T + \frac{1}{2}T \quad (3.10)$$

と書ける。ここで $m'(=0,1,\dots,L \cdot M - 1)$ は速度推定用ステップの繰り返し番号であり、

$$m' = \frac{1}{L}m \quad (3.11)$$

の関係がある。(3.6)、(3.10)式より速度推定用ステップのみの計測信号モデルは

$$\begin{aligned} xv(nv,m') &= \exp\left[j\left\{2\pi f_d T(nv + m'(Nv + Z)) - \frac{4\pi f_n}{c} R + \pi f_d T\right\}\right] \quad (3.12) \\ &= \exp\left[j\left\{2\pi f_d Tm'(Nv + Z) + \left(2\pi f_d T - \frac{4\pi \Delta f}{c} R\right)nv - \frac{4\pi f_0}{c} R + \pi f_d T\right\}\right] \end{aligned}$$

と書ける。

3.2.測速方式

目標速度は、速度推定用ステップのみの計測信号(3.12)式を各 nv に対し次式に示す m 方向のフーリエ変換処理を行うことで検出する。

$$Fv(nv,k) = \sum_{m'=0}^{L \cdot M - 1} xv(nv,m') \exp\left\{-2\pi j\left(\frac{m'}{L \cdot M}k\right)\right\} \quad (3.13)$$

ここで、 $k(=0,1,\dots,L \cdot M - 1)$ は周波数チャンネル番号である。(3.12)式を(3.13)式に代入した後の振幅値 $|Fv(nv,k)|$ は、各速度推定用ステップ nv において周波数チャンネル番号、

$$k_{\text{peak}} = f_d T M N \quad (3.14)$$

ではコヒーレント積分となりピークが得られる。このように、(3.13)式の出力振幅がピークとなる周波数チャンネル番号 k_{peak} を検出することで、目標ドップラ周波数が得られる。 k_{peak} から目標相対速度 \hat{V} は、

$$\hat{V} = f_d \frac{\lambda_{nr}}{2} = \frac{k_{\text{peak}}}{TMN} \frac{\lambda_{nr}}{2} \quad (3.15)$$

となる。

3.3.測距方式

まず測速処理で得られた k_{peak} を用いて、距離推定用ステップのみの計測信号(3.9)式に対して次式に示す m 方向離散フーリエ変換を行う。

$$Fr(nr, k_{\text{peak}}) = \sum_{m=0}^{M-1} xr(nr, m) \exp\left\{-2\pi j \left(\frac{m}{M} k_{\text{peak}}\right)\right\} \quad (3.16)$$

続いて、距離推定用ステップにおける周波数チャンネル k_{peak} の nr 方向への位相勾配から目標距離を求める。すなわち、(3.16)式を各距離推定用ステップの時間差に依存した周波数チャンネルの位相差を補償した、

$$Hr(nr, k_{\text{peak}}) \quad (3.17)$$

$$= Fr(nr, k_{\text{peak}}) \exp\left[-j \left\{2\pi \frac{k_{\text{peak}}}{TMN} \left(Nv \cdot \text{floor}\left(\frac{nr}{Z}\right) + nr\right) T\right\}\right]$$

の位相 $\varphi(nr, k_{\text{peak}})$ を求め、その位相差あるいは位相差の平均から次式のように目標距離を検出する。

$$R = \frac{c}{4\pi\Delta f} \cdot \frac{1}{Nr-1} \sum_{nr=0}^{Nr-2} \{\varphi(nr+1, k_{\text{peak}}) - \varphi(nr, k_{\text{peak}})\} \quad (3.18)$$

k_{peak} は(3.14)式より目標のドップラ周波数成分を保持しているため、目標距離を目標速度と紐づけたまま求めることが可能である。同一周波数チャンネルに複数目標がある場合は、周波数平均を行った後 MUSIC を用いることで距離を検出する。

3.4.期待性能

速度分解能 δV は多周波 CW 方式と同様に観測時間 T_c を用いて(2.2)式で書かれる。また速度視野 V_{max} は、拡張パラメータ L より、

$$V_{\text{max}} = \frac{\lambda}{4 \left(Nv + \frac{Nr}{L}\right) T} = \frac{\lambda}{4N \cdot T} \cdot L \quad (3.19)$$

と書かれる。これは速度推定用ステップを 1 シーケンス内で L 回だけ時間方向に等間隔に送信したことにより速度推定用ステップのサンプリング間隔が距離推定用ステップのサンプリング間隔の $1/L$ になり、距離推定用ステップから得られる速度視野の L 倍が複合シーケンス多周波 CW の速度視野になることを示している。

MUSIC による期待性能は多周波 CW 方式と同様に距離分解能と距離視野のみであり、距離分解能は測定時の S/N に依存し、距離視野は(2.4)式と等しくなる。

4. シミュレーション

提案した複合シーケンス多周波 CW に対し、車載中距離レーダへの適用を想定した送信パラメータ設計を行い、シミュレーションにて原理検証および多周波 CW 方式との比較を実施した。シミュレーションで用いた

多周波 CW 方式と複合シーケンス多周波 CW の送信パラメータおよび期待性能を表 4.1 に示す。速度視野拡張の観点から両方式を比較するため、A/D サンプリング周波数と観測時間を同一とし、多周波 CW 方式の速度視野が複合シーケンス多周波 CW の速度視野の $1/L$ となるように設計した。また複合シーケンス多周波 CW の速度推定用ステップの周波数ステップ幅は距離推定用ステップの $1/2$ としている。目標条件として表 4.2, 4.3 に示す 2 パターンのシミュレーションを行った。目標相対速度は近づく速度を正とし遠ざかる速度は負とした。また雑音はガウス雑音とし、各目標の RCS は共通とした。

4.1.目標条件 1 に対するシミュレーション結果

図 4.1 に多周波 CW 方式、図 4.2 に複合シーケンス多周波 CW の周波数ステップ方向にノンコヒーレント加算平均した FFT スペクトル、および MUSIC スペクトルを示す。また表 4.4, 4.5 に速度・距離推定結果を示す。多周波 CW 方式では速度視野以上の速度を持つ目標に対して、距離推定は行えるが速度推定にアンビギュイティが生じ誤った結果を出力している。また誤った速度を推定してしまうことにより、誤った位相補償を行い推定距離値も複合シーケンス多周波 CW に比べ大きく誤差が出る。複合シーケンス多周波 CW では、拡張前速度視野以上の速度を持つ目標に対しても速度・距離が紐づけされた状態で目標の推定が行えており、速度視野拡張の有効性が確認できる。また多周波 CW 方式ではスペクトルは雑音の分散が抑えられているのに比べ、複合シーケンス多周波 CW の速度推定用ステップは段数が少ないため雑音の分散が大きく見られるが、雑音の平均より S/N に注目すると複合シーケンス多周波 CW の速度推定用ステップのほうが L だけ

表 4.1 送信信号パラメータ

	MFCW	HS-MFCW
送信周波数 f_0	24.15 GHz	24.15 GHz
距離推定用ステップ数 Nr	40	32
速度推定用ステップ数 Nv	-	2
拡張パラメータ L	-	4
全周波数ステップ数 N	40	40
周波数切替間隔 T	5 μ s	5 μ s
シーケンス数 M	256	256
送信帯域幅 B	48 MHz	49.5 MHz
A/D サンプリング周波数	400 kHz	400 kHz
拡張前速度視野 V_{amb}	± 55.9 km/h	± 55.9 km/h
拡張後速度視野 V_{max}	± 55.9 km/h	± 223.6 km/h
距離視野 R_{max}	125 m	100 m
観測時間 T_c	51.2 ms	51.2 ms

表 4.2 目標条件 1

	目標距離	目標相対速度
目標 1	30 m	40 km/h
目標 2	60 m	100 km/h
目標 3	80 m	-150 km/h

表 4.3 目標条件 2

	目標距離	目標相対速度
目標 1	50 m	100 km/h
目標 2	54 m	100 km/h

サンプル数が多いことになり、FFTによるS/N改善能力が多周波CW方式や距離推定用ステップよりも $10\log(L)$ だけ高くなっている。

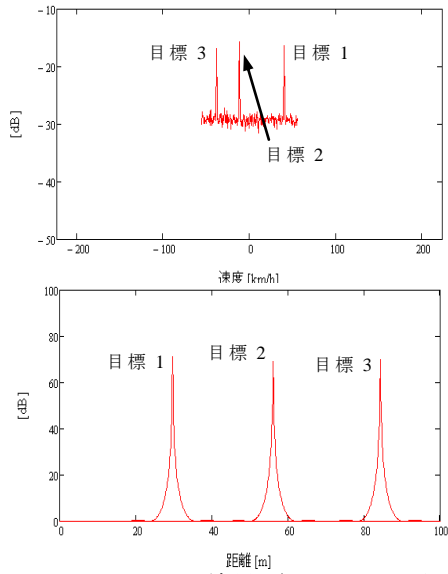


図 4.1 シミュレーション結果 (MFCW, 目標条件 1)
(上: FFT スペクトル, 下: MUSIC スペクトル)

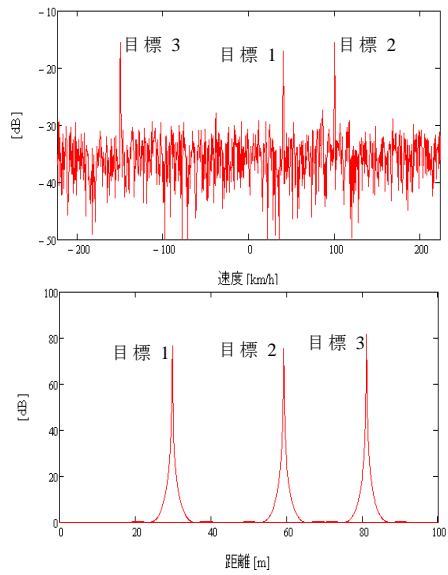


図 4.2 シミュレーション結果 (HS-MFCW, 目標条件 1)
(上: FFT スペクトル, 下: MUSIC スペクトル)

表 4.4 MFCW 推定結果 (目標条件 1)

	推定距離	推定相対速度
目標 1	29.69 m	40.18 km/h
目標 2	56.11 m	-11.79 km/h
目標 3	84.17 m	-38.00 km/h

表 4.5 HS-MFCW 推定結果 (目標条件 1)

	推定距離	推定相対速度
目標 1	29.7 m	40.18 km/h
目標 2	59.3 m	100.01 km/h
目標 3	81.0 m	-149.80 km/h

4.2. 目標条件 2 に対するシミュレーション結果

図 4.3 に多周波 CW 方式, 図 4.4 に複合シーケンス多周波 CW の FFT スペクトル, および MUSIC スペクトルを示す. また表 4.6, 4.7 に速度・距離推定結果を示す. 両方式において距離推定に超分解能法を用いることで等速目標の分離が可能となるが, 多周波 CW 方式では目標条件 1 と同様に速度推定に誤りが生じており, それにより距離推定値の誤差も大きくなっている。

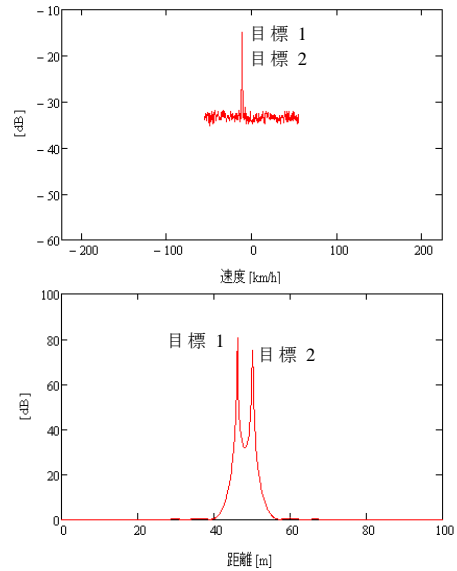


図 4.3 シミュレーション結果 (MFCW, 目標条件 2)
(上: FFT スペクトル, 下: MUSIC スペクトル)

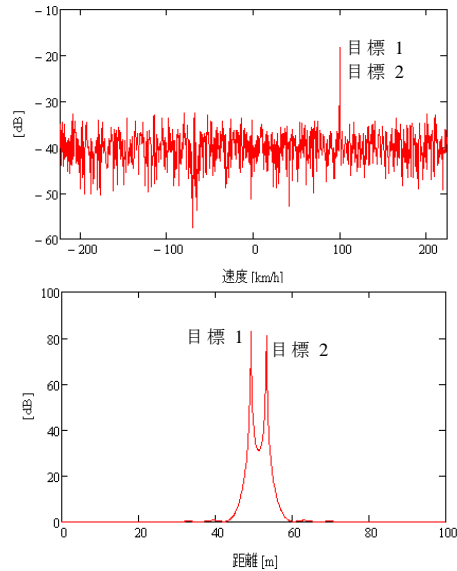


図 4.4 シミュレーション結果 (HS-MFCW, 目標条件 2)
(上: FFT スペクトル, 下: MUSIC スペクトル)

表 4.6 MFCW 推定結果 (目標条件 2)

	推定距離	推定相対速度
目標 1	46.17 m	-11.79 km/h
目標 2	50.2 m	-11.79 km/h

表 4.7 HS-MFCW 推定結果 (目標条件 2)

	推定距離	推定相対速度
目標 1	49.3 m	100.01 km/h
目標 2	53.2 m	100.01 km/h

5. 実験的検証

24GHz ソフトウェアレーダ装置(特定小電力無線局規格準拠)[8]を用いて一般道路での車を検知目標とした実験的検証を行った。レーダ装置のセットアップ図を図 5.1 に、実験環境を図 5.2 に示す。送信パラメータはシミュレーションと同じ表 4.1 のパラメータを用いた。レーダ RF 部は道路上から 8.44 m の地点で道路側へ約 10° 下へ向けて設置した。レーダ RF 部に近づく速度を正、遠ざかる速度を負として各 CPI での検知結果を図 5.3 に示す。



図 5.1 レーダ装置セットアップ図



図 5.2 実験環境

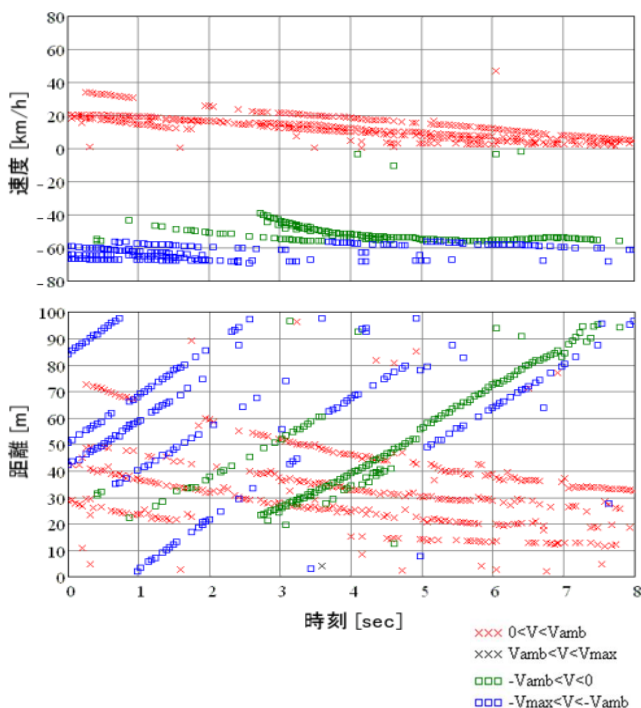


図 5.3 検知結果（上：推定速度，下：推定距離）

図 5.3 より、拡張前の速度視野が ± 55.9 km/h であるのに対し、 -60 km/h 以上の目標速度を検知したことから複合シーケンス多周波 CW による速度視野拡張の有効性を確認した。

6. むすび

24GHz 帯 NB での車載中距離レーダへの適用を想定し、従来の距離視野が確保された多周波 CW 方式の周波数ステップに対し速度推定用ステップを組み合わせた複合シーケンス多周波 CW を送信波とし、アンビグニティ推定することなく速度視野拡張が可能な新しい信号処理法を提案した。原理検証のためのシミュレーションおよびレーダを静止させた状態で一般道路において走行する複数の車両を対象とした検知実験を実施し、A/D サンプル周波数 400kHz という狭帯域で拡張前速度視野 V_{amb} 以上の目標の測距・測速が行えることより、複合シーケンス多周波 CW による速度視野拡張の有効性を確認した。

文 献

- [1] 高橋慶, 青柳靖, "26 GHz 帯車載 UWB (Ultra Wide-Band) レーダの開発", 古河電工時報 第 125 号, fj125_06, Feb. 2010
- [2] 稲葉敬之, "多周波ステップ ICW レーダによる多目標分離法", 電子情報通信学会論文誌 (B), vol. J89-B No.3. pp.373-383, Mar. 2006.
- [3] 渡邊俊人, 稲葉敬之, "多周波 CW 方式の近距離レーダへの適用検討", 信学総大, B-2-51, Mar. 2012.
- [4] 渡邊俊人, 稲葉敬之, "多周波 CW 方式の後方監視レーダへの適用検討", 信学ソ大, B-2-7, Sep. 2012.
- [5] 菊間信良, "アレーアンテナによる適応信号処理", 科学技術出版, pp194-268, Nov. 2000.
- [6] 福島冬樹, 稲葉敬之, "時間ゲートと周波数軸上での低域通過フィルタを用いた FFT-超分解能時間遅延推定法の Cramer-Rao 限界による評価", 信学技報, pp37-42, Jul. 2008.
- [7] P.Stoica, and A. Nehorai, "Music Maximum Likelihood, and Cramer-Rao Bound", IEEE Trans. Signal Processing, vol.37, no.5, pp720-741, May. 1989.
- [8] 塚田渉, 植松大貴, 坪田光, 矢野公大, 稲葉敬之, "ソフトウェアレーダの構築と各種レーダ方式の実験的検証", 信学技報, pp.1-6, Nov. 2010.