

## 多周波 CW 方式における速度・距離視野拡張法

正員 秋田 学<sup>\*a)</sup> 非会員 山下 遼<sup>\*</sup> 非会員 渡邊 俊人<sup>\*</sup>  
非会員 渡辺 優人<sup>\*</sup> 非会員 稲葉 敬之<sup>\*</sup>

### Expansions of Observable Maximum Velocity and Range of Multiple Frequency CW

Manabu Akita<sup>\*a)</sup>, Member, Ryo Yamashita<sup>\*</sup>, Non-member, Toshihito Watanabe<sup>\*</sup>, Non-member,  
Masato Watanabe<sup>\*</sup>, Non-member, Takayuki Inaba<sup>\*</sup>, Non-member

(2015年2月20日受付, 2015年11月1日再受付)

Multiple Frequency Continuous Wave (MFCW) is one of the efficient methods having both long range performance and range resolution. In this paper, the transmission sequences and signal processing to expand the observable maximum velocity and maximum range of MFCW are described. At first, we propose Hybrid Sequence MFCW in which frequency steps for the velocity estimation are added to the conventional MFCW to expand the observable maximum velocity. And then we also propose the signal processing using two initial frequencies to expand the observable maximum range. We show the initial experimental results on a general road. The results indicated that both proposed methods worked well on the field experiments.

キーワード: レーダ, 多周波 CW 方式, 距離視野, 速度視野

Keywords: Radar, Multiple Frequency CW, Range ambiguity, Velocity ambiguity

### 1. まえがき

近年, Intelligent Transport Systems (ITS) 産業分野において, 地上インフラセンサとして近距離レーダが注目されている。ミリ波やマイクロ波を用いたレーダは, 全天候性, 直接速度計測, エリア検知等の特徴を有するために, これら安全・安心を担うセンサとしてさらなる研究開発の推進が期待されている。比較的低速の信号処理でかつ高い距離分解能と探知距離性能が優れる方式として Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) 方式があげられる<sup>(1)</sup>。FMCW 方式における up 掃引と down 掃引のビート信号にはそれぞれ目標の距離と速度の情報が重畳して含まれ, 複数目標環境下ではペアリングの課題<sup>(2)(3)</sup>がある。ペアリングの課題がなく高い距離分解能が得られる方式として超広帯域 (Ultra Wide Band (UWB)) レーダなどの開発が進められている。しかし,

広帯域レーダは, 一般的に受信機および演算処理装置が大規模となり, また受信機雑音が帯域幅に比例して増大することにより信号対雑音電力比 (S/N 比) が劣化し探知距離の面で課題がある<sup>(4)</sup>。ペアリング処理を必要とせず, 低コストかつ距離分解能と探知距離性能を同時に満足する方式が開発されれば, 応用の幅が広がり有益である。このような背景のもと, これまでに筆者らが電波高度計への応用のためのレーダ変調方式として提案している多周波 CW 方式 (Multiple Frequency CW: MFCW) に着目する<sup>(5)</sup>。多周波 CW 方式はその原理となっている 2 周波 CW 方式<sup>(6)</sup>と同様に, ペアリング処理を必要とせず, 多周波ステップ ICW 方式 (Stepped Multiple Frequency Interrupted CW)<sup>(7)</sup>のパルス化を省略 (送信波を CW 化) し, より受信機が狭帯域 (帯域幅に依存する熱雑音レベルが改善されることにより遠距離性に優れる) で複数目標の計測を可能とした方式であり, 送信周波数帯域に応じた距離分解能が得られる方式である。また UWB レーダと異なり距離の分解能のみを高くするアプローチではなく, 始めに全観測時間にわたる同一周波数の信号から速度推定を行い, 検出した各速度信号スペクトルから距離を推定する方式であるため, 目標の分離が総合的 (目標の速度検出後, その速度に紐づけられた距離推定) に行われることを特長としている。一方で, 多周波 CW 方式

a) Correspondence to: Manabu Akita. E-mail: akita.manabu@uec.ac.jp

\* 電気通信大学大学院情報理工学研究所  
〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1  
Graduate School of Electro-Communications, The University  
of Electro-Communications  
1-5-1, Choufugaoka, Choufu-shi, Tokyo 182-8585, Japan

は、観測時間と占有周波数帯域幅（距離分解能）を一定のもとでは、速度視野と距離視野は反比例の関係にある<sup>(8)(9)</sup>。2周波 CW 方式を  $N$  個 ( $N > 2$  の整数) の周波数を用いる多周波 CW 方式へ拡張するとき、距離視野（各送信周波数の周波数差）を同等とすると速度視野は  $N/2$  に低下する。また、速度視野を 2 周波 CW 方式と同等とすると距離視野が  $N/2$  に低下する。そこで本論文では、観測時間と占有周波数帯域幅（距離分解能）を一定の条件のもと、速度視野および距離視野を拡張する多周波 CW 方式に基づく送信シーケンスおよび信号処理を提案する。距離視野を保持し多周波 CW 方式の周波数ステップにおいて、速度推定用ステップを組み合わせた送信周波数シーケンスとすることで、速度視野を拡張する速度視野拡張法（本論文では、複合シーケンス多周波 CW と呼ぶ）と速度視野を保持し多周波 CW 方式の周波数ステップにおいて、初期送信周波数をわずかに変えて送信するシーケンスを用いることで距離視野を拡張する距離視野拡張法（本論文では、2 初期周波数多周波 CW と呼ぶ）を示す。2 章と 3 章で、これら複合シーケンス多周波 CW と 2 初期周波数多周波 CW の定式化と信号処理および両方式の利点と課題についてそれぞれ示す。4 章では、両方式の実環境における原理検証実験結果と考察を示す。5 章で、本論文の結論を述べる。

## 2. 複合シーケンス多周波 CW

本章では、多周波 CW 方式の速度視野を拡張し、従来と同等の観測時間・占有周波数帯域幅かつ実用的な低サンプリング周波数で要求される性能を満たす、複合シーケンス多周波 CW の送信シーケンスおよび信号処理を示す。多周波 CW 方式の速度アンビギュイティは、同一周波数ステップのサンプリング周期に依存する<sup>(5)</sup>。複合シーケンス多周波 CW は、多周波 CW 方式の周波数ステップを距離推定用ステップと速度推定用ステップに分けることで、従来と同等の観測時間内に速度推定に用いる同一周波数ステップのサンプリング周期を短くする。図 1 および図 2 に従来の多周波 CW 方式および複合シーケンス多周波 CW の送信周波数シーケンスを、図 3 に複合シーケンス多周波 CW の信号処理ブロック図を示す。以下、(2.1) 節で複合シーケンス多周波 CW の送信周波数シーケンスについて示し、(2.2) 節で速度推定処理、(2.3) 節で距離推定処理、(2.4) 節では複合シーケンス多周波 CW の期待性能について述べる。

**(2.1) 送信周波数シーケンス** 図 1 に従来の多周波 CW 方式の送信周波数シーケンスを示す。本方式は、周波数  $f_0$  から  $f_{N-1}$  までの CW を、一観測時間（Coherent Processing Interval (CPI)） $T_c$  の間で  $M$  回繰り返し送信する方式（同一

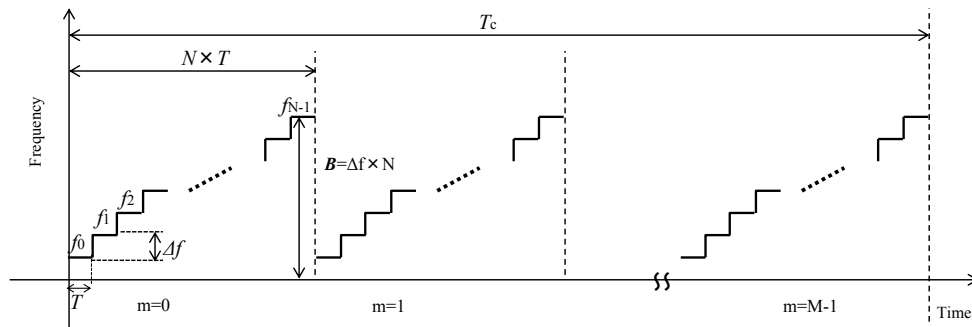


Fig. 1. Transmit frequency sequence of Multiple Frequency CW.

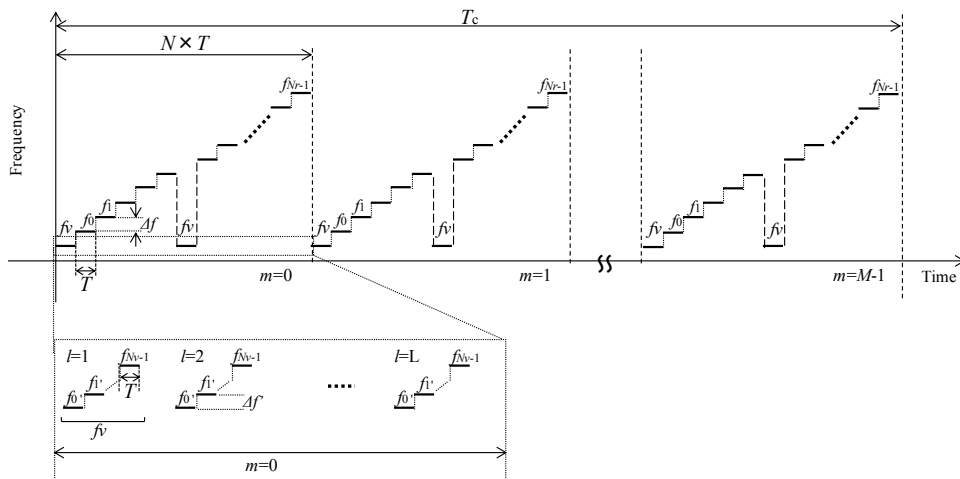


Fig. 2. Transmit frequency sequence Hybrid Sequence-Multiple Frequency CW.

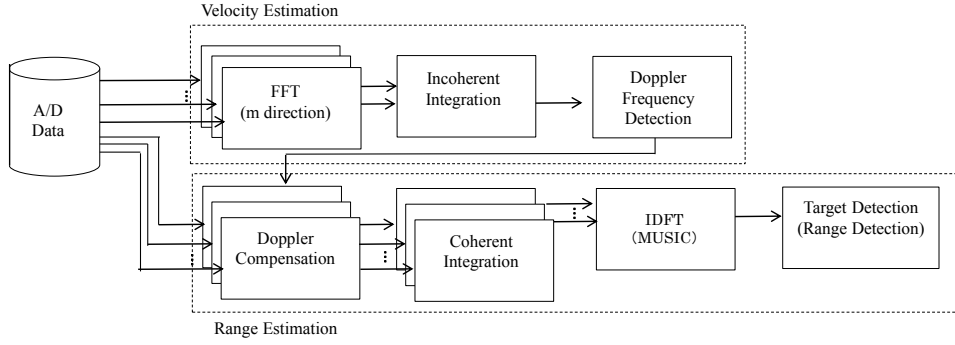


Fig. 3. Signal processing flow of Hybrid Sequence-Multiple Frequency CW.

周波数の繰り返し番号を  $m$  とする) である。ここで,  $T$  は送信周波数の切り替え時間,  $N$  は周波数ステップ数 (周波数ステップ番号を  $n$  とする),  $\Delta f$  は周波数ステップ幅を表し, このとき占有周波数帯域幅  $B \equiv \Delta f \times N$  となる。これに対し, 複合シーケンス多周波 CW は図 2 に示すように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。簡単のために周波数ステップ幅  $\Delta f$  は全てのステップで同一とする。ここで全周波数ステップ数  $N$  は次式で表される。

$$N = Nr + L \cdot Nv \quad \dots\dots\dots (1)$$

送信波  $T_n(t)$  は, 簡単のため振幅を 1 とすると,

$$T_n(t) = \exp\{j[2\pi(f_n t) + \Phi_n]\} \quad \dots\dots\dots (2)$$

と表される。ここで  $n=0,1,\dots,N-1$  であり,  $\Phi_n$  は任意の位相である。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, 受信波として受信アンテナに入射する。特に, 1 目標からのみ反射波が得られているときの受信波  $R_n(t)$  は, (3)式で表される。

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

$$f_n = f_0 + n\Delta f \quad (n=0,1,\dots,N-1) \quad \dots\dots (3)$$

$$f_{d,n} = \frac{2V(f_0 + n\Delta f)}{c} \quad (n=0,1,\dots,N-1)$$

ここでも簡単のため振幅を 1 とした。ここで各周波数ステップでの周波数を  $f_n$ , 目標速度を  $V$  とすると,  $f_{d,n}$  は各周波数ステップでのドップラ周波数であり,  $c$  は光速,  $R$  ( $\equiv c\tau/2$ ) 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,

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

が得られる。周波数切替え時間を  $T$ , 送信シーケンスの繰り返し番号を  $m(=0,1,\dots,M-1)$  とし, サンプリグは各周波数の中間時刻とすると, 各サンプリグ時刻の実時間  $t_{n,m}$  は,

$$t_{n,m} = T \cdot n + T \cdot N \cdot m + \frac{1}{2}T \quad \dots\dots\dots (5)$$

である。このときの計測信号は,

$$x(n,m) = \exp\left\{j\left[2\pi f_{d,n}T(n+N \cdot m) - \frac{4\pi f_n}{c}R + \pi f_{d,n}T\right]\right\}$$

$$= \exp\left\{j\left[2\pi f_{d,n}T \cdot N \cdot m + \left(2\pi f_{d,n}T - \frac{4\pi \Delta f}{c}R\right)n - \frac{4\pi f_0}{c}R + \pi f_{d,n}T\right]\right\}$$

..... (6)

と表される。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(5)式のサンプリ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グ時刻の実時間  $tr_{nr,m}$  は  $nr(=0,1,\dots,Nr-1)$  として(5)式より,

$$tr_{nr,m} = T \cdot \left[ Nv \cdot \text{floor}\left(\frac{nr}{Z}\right) + Nv + nr \right] + T \cdot N \cdot m + \frac{1}{2}T$$

..... (7)

と表される。ここで  $\text{floor}(A)$  は実数  $A$  以下の最大の整数を表す。ここで,  $Z$  は

$$Z = \frac{Nr}{L} \quad \dots\dots\dots (8)$$

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。よって距離推定用ステップのみの計測信号モデルは,

$$xr(nr,m) = \exp\left\{j2\pi\left[f_{d,nr}T \cdot \left(Nv \cdot \text{floor}\left(\frac{nr}{Z}\right) + Nv + nr + N \cdot m\right) - \frac{2f_{nr+Nv \cdot \text{floor}\left(\frac{nr}{Z}\right)}}{c}R + \frac{1}{2}f_{d,nr}T\right]\right\}$$

$$= \exp\left\{j2\pi\left[f_{d,nr}T \cdot N \cdot m + \left(f_{d,nr}T - \frac{2\Delta f}{c}R\right)nr + \left(f_{d,nr}T - \frac{2\Delta f}{c}R\right)Nv \cdot \text{floor}\left(\frac{nr}{Z}\right) - \frac{2f_0}{c}R + \frac{1}{2}f_{d,nr}T\right]\right\}$$

..... (9)

と表される。次に速度推定用ステップのサンプリグ時刻の実時間は  $nv(=0,1,\dots,Nv-1)$  として, 距離推定用ステップと同様に(5)式より,

$$tv_{nv,m'} = (nv + m'(Nv + Z))T + \frac{1}{2}T \quad \dots\dots\dots (10)$$

で表される。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, ここで  $m'$  は

$$m' = \frac{1}{L} m \quad \dots\dots\dots (11)$$

である。これより速度推定用ステップのみの計測信号は

$$\begin{aligned} xv(nv, m') &= \exp\left\{j\left[2\pi f_{d,m'} T(nv + m'(Nv + Z)) - \frac{4\pi f_{d,m'}}{c} R + \pi f_{d,m'} T\right]\right\} \\ &= \exp\left\{j\left[2\pi f_{d,m'} T m'(Nv + Z) + \left(2\pi f_{d,m'} T - \frac{4\pi \Delta f}{c} R\right) nv - \frac{4\pi f_{d,m'}}{c} R + \pi f_{d,m'} T\right]\right\} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (12)$$

となる。

**(2・2) 複合シーケンス多周波 CW の速度推定処理**

目標相対速度検出は速度推定用ステップの各  $nv$  に対する時間方向のサンプリング信号を多周波 CW 方式と同様にフーリエ変換することで行う。すなわち, (12)式の各  $nv$  に対し, 次式に示す  $m'$  方向のフーリエ変換を行う。

$$Xv(nv, k) = \sum_{m'=0}^{L \cdot M - 1} xv(nv, m') \exp\left\{-2\pi j \left(\frac{m'}{L \cdot M} k\right)\right\} \quad \dots\dots\dots (13)$$

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。(12)式を(13)式に代入した後の振幅値は近似的に, 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,

$$k_{\text{peak}} \cong f_d T M N \quad \dots\dots\dots (14)$$

でコヒーレント積分となりピークが得られる。このとき, ドップラ周波数を  $f_d = f_{d,0} \cong f_{d,N-1}$  とし, 各速度推定用ステップでピークは同一の周波数チャンネルであるとみなしている。

(13)式の出力振幅がピークとなる周波数チャンネル番号  $k_{\text{peak}}$  を検出することで, 目標のドップラ周波数が得られる。検出の際, 各周波数ステップのフーリエ変換出力をインコヒーレント積分 (振幅のスカラ積分) することで, 雑音の振幅 (レイリー分布) の分散を抑圧する。検出される  $k_{\text{peak}}$  から目標相対速度は, (15)式で表される。

$$V = f_d \frac{\lambda}{2} = \frac{k_{\text{peak}}}{T M N} \frac{\lambda}{2} \quad \dots\dots\dots (15)$$

ここで,  $\lambda$  は波長 ( $c/f_0$ ) である。

**(2・3) 複合シーケンス多周波 CW の距離推定処理**

目標距離は多周波 CW 方式と同様に, 距離推定用ステップの  $nr$  方向の位相勾配から推定する。このとき, 目標相対速度を用いて各周波数ステップの時間差に依存する位相回転を補正する。検出した目標相対速度を用いて(9)式に対して位相回転の補正 (ドップラ補償) を行う<sup>(10)</sup>。補正後の信号は,

$$\begin{aligned} Xr(nr, V) &= \sum_{m=0}^{M-1} xr(nr, m) \exp\left\{j\left(2\pi \frac{2 \cdot V \cdot f_{m'} T}{c}\right)\right. \\ &\quad \times \left. \left[ Nv \cdot \text{floor}\left(\frac{nr}{Z}\right) + Nv + nr + N \cdot m \right] \right\} \\ &= \exp\left\{j\left[-\frac{4\pi \Delta f}{c} R \cdot nr - \frac{4\pi f_0}{c} R + \pi f_{d,m'} T\right]\right\} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (16)$$

と表される。(16)式を  $nr$  方向に逆フーリエ変換すると以下

のようになる。

$$Y(r, V) = \sum_{nr=0}^{Nr-1} Xr(nr, V) \exp\left\{2\pi j \left(\frac{nr}{Nr} r\right)\right\} \quad \dots\dots\dots (17)$$

(17)式より目標の速度と距離が求められる。なお, さらなる高分解能を得るために計算負荷の増大が許容されるような条件では, (17)式に示す逆フーリエ変換のかわりに距離推定において超分解能法 (例えば Multiple Signal Classification (MUSIC)) を用いることも可能である。この場合, 文献(5)と同様に周波数平均を行った後,

$$\mathbf{a}(r) \equiv \exp\left\{j\left[\left(-\frac{4\pi \Delta f}{c} r\right) \cdot nr\right]\right\} \quad \dots\dots\dots (18)$$

(18)式をステアリングベクトルとして, MUSIC スペクトルが(19)式で与えられる。

$$P_{MU}(r) = \frac{\mathbf{a}^H(r) \mathbf{a}(r)}{\mathbf{a}^H(r) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H \mathbf{a}(r)} \quad (\mathbf{E}_N = [\mathbf{e}_{L+1}, \dots, \mathbf{e}_K]) \quad \dots\dots\dots (19)$$

ここで,  $\mathbf{e}_{L+1}, \dots, \mathbf{e}_K$  は熱雑音電力に等しい固有値に対応する固有ベクトルである。

**(2・4) 複合シーケンス多周波 CW の期待性能** 複合

シーケンス多周波 CW の速度視野は, 速度推定用ステップの挿入回数である拡張パラメータ  $L$  より, 次式のように表される。

$$V_{\text{max}} = \frac{L \cdot \lambda}{4 \cdot T \cdot N} \quad \dots\dots\dots (20)$$

(20)式は, 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挿入することにより, 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 の速度視野となることを示している。また距離分解能, 距離視野及び速度分解能は多周波 CW 方式同様であり, 距離視野  $R_{\text{max}}$ , 速度分解能  $\delta V$  は(21)および(22)式となる。

$$R_{\text{max}} = \frac{c}{2\Delta f} \quad \dots\dots\dots (21)$$

$$\delta V = \frac{\lambda}{2T_c} = \frac{\lambda}{2TNM} \quad \dots\dots\dots (22)$$

複合シーケンス多周波 CW の距離推定まで ((17)式の逆フーリエ変換後) における信号処理による S/N 改善は,  $m$  方向の  $M$  回のコヒーレント積分と  $nr$  方向の逆フーリエ変換により,  $10 \log M + 10 \log Nr$  [dB] が期待される。距離推定用ステップ  $Nr$  を従来の多周波 CW と同等にすれば, 信号処理による S/N 改善は従来法と同等となる。一方, 演算量について, 従来法では, 速度推定において  $M$  点フーリエ変換, 距離推定において  $N$  点逆フーリエ変換を速度推定において検出された目標数分実施するが, 複合シーケンス多周波 CW では, 速度推定においてその拡張処理により  $L \times M$  点フーリエ変換となる。なお, 距離推定における演算量は従来法と同じである。

〈2・5〉 複合シーケンス多周波 CW の課題 複合シーケンス多周波 CW では、従来の多周波 CW 方式の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、 $Mv$  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  $L$  回挿入することで速度視野を拡張する。観測時間と占有周波数帯域幅 (距離分解能) を一定の条件のもと速度視野を拡張するためには、周波数の切り替え時間を短縮する必要がある。それに伴い A/D のサンプリング周波数を  $(Nr+LNv)/Nr$  倍に上げる必要がある。また、速度差が  $2x \cdot V_{amb}$  ( $x$  は整数) となるような複数が存在する場合、距離推定 ((17)式) において目標の信号間で干渉が発生する。この対処として、信号間で干渉が発生するかの判断を速度推定 ((13)式) で行い、ピークが重なった場合に警告フラグを立てる。実用上は、速度観測時間が短くデータレートが高いことから、追尾フィルタ<sup>(11)</sup>などを設けることが誤検知の低減のための一手段として考えられる。

3. 2 初期周波数多周波 CW

多周波 CW 方式の距離視野は、位相回転によるアンビギュイティが発生しないための条件から、

$$0 \leq \frac{4\pi(f_n - f_{n-1}) \cdot R_{max}}{c} \leq 2\pi \dots\dots\dots (23)$$

アレーアンテナの測角における角度のアンビギュイティを解消する方法として、不等間隔アレーを用いた方法が報告されている<sup>(12)</sup>。多周波 CW 方式において距離視野を拡張する方法として、周波数ステップを不等間隔とし、帯域幅を維持したまま距離のアンビギュイティを解く方法が考

えられるが、不等間隔の周波数ステップの場合、距離推定において Fast Fourier Transform (FFT) ではなく、Discrete Fourier Transform (DFT) による処理が必要となるため、本研究では、線形の周波数ステップである多周波 CW 方式の初期送信周波数をわずかに変えて送信するシーケンスを用いることで、多周波 CW 方式の距離視野拡張を行う 2 初期周波数多周波 CW を提案する。

〈3・1〉 送信周波数シーケンス 2 初期周波数多周波 CW の送信周波数シーケンスと信号処理ブロック図を図 4 および図 5 にそれぞれ示す。 $f_{step}$  は距離視野拡張のための狭周波数ステップを示す。図 1 に示す従来の多周波 CW 方式に対し、図 4 に示す 2 初期周波数多周波 CW は、初期周波数  $f_0$  から始まる周波数ステップ幅  $\Delta f$ 、ステップ数  $N/2$  の多周波 CW 方式と、初期周波数が  $f_1=f_0+f_{step}$  から始まる周波数ステップ幅  $\Delta f$ 、ステップ数  $N/2$  の多周波 CW 方式を組み合わせた方式である。送信波および受信波は多周波 CW 方式、複合シーケンス多周波 CW と同様に(2)および(4)式で表される。ただし、各周波数ステップでの送信周波数を表す式は  $n=0,1,\dots,N-1$  として

$$f_n = \begin{cases} f_0 + \Delta f \cdot \frac{n}{2} & (\text{mod}(n,2)=0 \text{ のとき}) \\ f_0 + \Delta f \cdot \frac{n-1}{2} + f_{step} & (\text{otherwise}) \end{cases} \dots\dots\dots (24)$$

となる。なお、 $\text{mod}(A,B)$  は、A を B で除算したときの剰余を表す関数である。この場合、各周波数ステップでのドップラ周波数  $f_{d,n}$  は

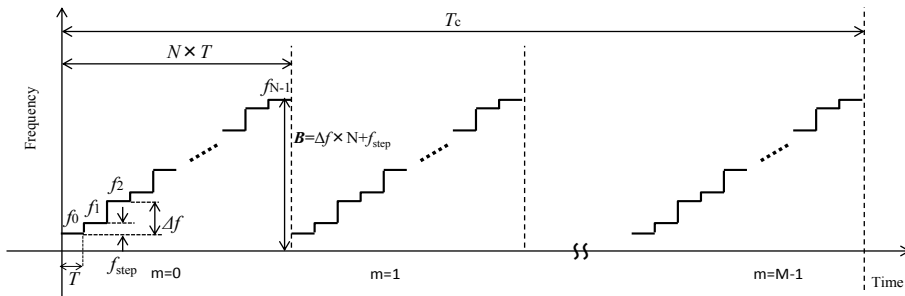


Fig. 4. Transmit frequency sequence of Multiple Frequency CW with two initial frequencies.

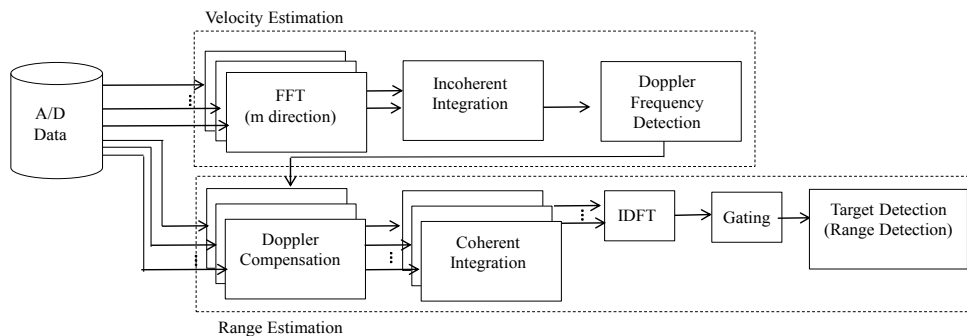


Fig. 5. Signal processing flow of Multiple Frequency CW with two initial frequencies.

$$f_{d,n} = \begin{cases} \frac{2V \left( f_0 + \Delta f \cdot \frac{n}{2} \right)}{c} & (\text{mod}(n,2)=0 \text{ のとき}) \\ \frac{2V \left( f_0 + \Delta f \cdot \frac{n-1}{2} + f_{step} \right)}{c} & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (25)$$

となる。送信シーケンス全体の各サンプリング時刻の実時間  $t_{n,m}$  も同様に(5)式で表される。このときの計測信号は

$$x(n,m) = \exp \left\{ j \left[ 2\pi f_{d,n} T (n + N \cdot m) - \frac{4\pi f_0}{c} R + \pi f_{d,n} T \right] \right\} \\ = \begin{cases} \exp \left\{ j \left[ 2\pi f_{d,n} T N \cdot m + \left( 2\pi f_{d,n} T - \frac{4\pi \Delta f}{c} R \right) n - \frac{4\pi f_0}{c} R + \pi f_{d,n} T \right] \right\} & (\text{mod}(n,2)=0 \text{ のとき}) \\ \exp \left\{ j \left[ 2\pi f_{d,n} T N \cdot m + \left( 2\pi f_{d,n} T - \frac{4\pi \Delta f}{c} R \right) n - \frac{4\pi \left( f_0 + f_{step} - \frac{\Delta f}{2} \right)}{c} R \right] \right\} & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (26)$$

となる。

**(3・2) 2 初期周波数多周波 CW の速度推定処理** 目標相対速度検出は多周波 CW 方式と同様の処理を、初期周波数が違うそれぞれの周波数ステップ群について行う。まず、各  $n$  対し、同一周波数の繰り返し番号  $m$  方向フーリエ変換を行う。

$$F(n,k) = \sum_{m=0}^{M-1} x(n,m) \exp \left[ -2\pi j \left( \frac{m}{M} k \right) \right] \quad \dots\dots\dots (27)$$

このとき、(26)式を(27)式に代入した後の振幅値は近似的に、各周波数ステップ  $n$  において(14)式で示される周波数チャンネル番号  $k_{peak}$  でピークとなる。検出の際、各周波数ステップのフーリエ変換出力をインコヒーレント積分(振幅のスカラ積分)する。検出周波数チャンネル  $k_{peak}$  から目標相対速度  $V$  は、多周波 CW 方式同様

$$V = f_d \frac{\lambda}{2} = \frac{k_{peak}}{TMN} \frac{\lambda}{2} \quad \dots\dots\dots (28)$$

と求められる。

**(3・3) 2 初期周波数多周波 CW の距離推定処理**  $k_{peak}$  となる周波数チャンネル出力は、

$$F(n, k_{peak}) \cong \begin{cases} \exp \left\{ j \left[ \left( 2\pi \frac{k_{peak}}{MN} - \frac{4\pi \Delta f}{c} R \right) n - \frac{4\pi f_0}{c} R + \pi f_{d,n} T \right] \right\} & (\text{mod}(n,2)=0 \text{ のとき}) \\ \exp \left\{ j \left[ \left( 2\pi \frac{k_{peak}}{MN} - \frac{4\pi \Delta f}{c} R \right) n - \frac{4\pi \left( f_0 + f_{step} - \frac{\Delta f}{2} \right)}{c} R \right] \right\} & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (29)$$

目標相対速度を用いて各周波数ステップの時間差に依存する位相回転を補正する。検出した目標相対速度を用いて、

複合シーケンス多周波 CW のときと同様に、計測信号((26)式)に対して位相回転の補正(ドップラ補償)を行う。補正後の信号は、

$$X(n,V) = \begin{cases} \exp \left\{ j \left[ \left( -\frac{4\pi \Delta f}{c} R \right) n - \frac{4\pi f_0}{c} R \right] \right\} & (\text{mod}(n,2)=0 \text{ のとき}) \\ \exp \left\{ j \left[ \left( -\frac{4\pi \Delta f}{c} R \right) n - \frac{4\pi \left( f_0 + f_{step} - \frac{\Delta f}{2} \right)}{c} R \right] \right\} & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (30)$$

目標距離推定では、(30)式に対し周波数ステップ方向の FFT を、偶数番号の周波数ステップ群(mod(n,2)=0)と、奇数番号の周波数ステップ群それぞれ分けて行う。偶数番号の周波数ステップ群の周波数番号を  $n'=0,1,\dots,N/2-1$  とすると  $n'$  方向逆フーリエ変換後の信号は、レンジサンプルを  $l$  として、

$$Y(l) = \sum_{n'=0}^{N/2-1} X(n',V) \exp \left[ 2\pi j \left( \frac{n'}{N/2} l \right) \right] \quad \dots\dots\dots (31)$$

となる。奇数番号の周波数ステップを  $n''=0,1,\dots,N/2-1$  とすると、同様に

$$Y'(l) = \sum_{n''=0}^{N/2-1} X(n'',V) \exp \left[ 2\pi j \left( \frac{n''}{N/2} l \right) \right] \quad \dots\dots\dots (32)$$

となる。(31)式、(32)式の出力振幅がピークとなるレンジサンプルを  $l_{peak}$  とすると、

$$l_{peak} = \frac{\Delta f}{c} \frac{N}{2} R \quad \dots\dots\dots (33)$$

周波数チャンネル番号が  $l_{peak}$  のときの出力は、

$$Y(l_{peak}) = \exp \left\{ j \left[ -\frac{4\pi f_0}{c} R \right] \right\} \quad \dots\dots\dots (34)$$

$$Y'(l_{peak}) = \exp \left\{ j \left[ -\frac{4\pi \left( f_0 + f_{step} \right)}{c} R \right] \right\} \quad \dots\dots\dots (35)$$

距離  $R$  は、(33)式より、

$$R = \frac{2c}{\Delta f \cdot N} l_{peak} \quad \dots\dots\dots (36)$$

と求まる。(36)式から求まる距離  $R$  は、距離分解能は帯域幅  $B$  から求まる  $\Delta R \left( = \frac{c}{2B} \right)$  であり、距離視野は  $R_{max} = c/2\Delta f$  となる。ここで、(34)式、(35)式の位相差  $\Delta\phi$  から距離  $R'$  を推定すると

$$R' = \frac{c\Delta\phi}{4\pi \cdot f_{step}} \quad \dots\dots\dots (37)$$

となる。位相差から推定した距離  $R'$  の距離視野は  $c/2f_{step}$  となり、(36)式で得られる  $R$  に対し、

$$R'' = R + a \cdot R_{max} \quad (a \text{ は整数}) \quad \dots\dots\dots (38)$$

(38)式に示すように、 $R_{\max}$  の整数倍を加算し、 $R'$  に最も近づくように推定距離のゲーティングを行うことで距離のアンビギュイティを解くことで距離視野が拡張される。

〈3・4〉 2 初期周波数多周波 CW の期待性能 2 初期多周波 CW 方式の距離視野  $R_{\max}''$ ，速度視野  $V_{\max}$ ，速度分解能  $\Delta V$  は、以下のように表される。

$$R_{\max}'' = \frac{c}{2f_{\text{step}}} \dots\dots\dots (39)$$

$$V_{\max} = \frac{\lambda}{4TN} \dots\dots\dots (40)$$

$$\Delta V = \frac{\lambda}{2TNM} \dots\dots\dots (41)$$

2 初期周波数多周波 CW の距離推定まで ((31)式および(32)式の逆フーリエ変換後) における信号処理による S/N 改善は、 $m$  方向の  $M$  回のコヒーレント積分と  $n$  方向の  $N/2$  回逆フーリエ変換を 2 回実施することにより、 $10 \log M + 10 \log N$  [dB] が期待され信号処理による S/N 改善は従来法と同等となる。演算量については、2 初期周波数多周波 CW では、速度推定において  $M$  点フーリエ変換、距離推定において、 $N/2$  点逆フーリエ変換 2 回を速度推定において検出された目標数分実施する。

〈3・5〉 2 初期周波数多周波 CW の課題 2 初期周波数多周波 CW は、初期周波数  $f_0$  から始まる周波数ステップ幅  $\Delta f$ ，ステップ数  $N/2$  の多周波 CW 方式と、初期周波数が  $f_1 = f_0 + f_{\text{step}}$  から始まる周波数ステップ幅  $\Delta f$ ，ステップ数  $N/2$  の多周波 CW 方式を組み合わせることで距離視野の拡張が期待される方式であるが、 $\Delta f$  による距離視野を超える目標の折り返しが他の目標と重なる場合、目標間で信号が干渉するという課題がある。

#### 4. 実験的検証

##### 〈4・1〉 複合シーケンス多周波 CW による車両検知実験

提案する複合シーケンス多周波 CW の実環境での原理検証のため、送信電力 10 mW の 24 GHz レーダ装置<sup>(13)</sup>を用いて一般道にて走行車両監視実験を実施した。24 GHz レーダ装置の受信アンテナのビーム幅はアジマス方向が 60 deg，エレベーション方向は 16 deg である。複合シーケンス多周波 CW による車両検知実験におけるレーダパラメータを表 1 に示す。図 6 に本実験の計測開始時刻に相当する時刻の実験環境を示す。本実験では、24 GHz レーダ装置を図 6 に示すように右側車線の道路から高さ 8.5 m の位置にある歩道橋上に設置し、アンテナ中心を水平面から下に 10 deg 傾けて設置した。図 7 に、複合シーケンス多周波 CW の計測開始時刻における速度検出結果を示す。ここでは、レーダ装置に近づく速度を正とする。ここで、速度検出における閾値は図 7 の点線で示すように固定閾値 (ノイズフロアより 13 dB 上)<sup>(14)</sup>とした。図 7 において、6 つの閾値を超える信号電力が確認される。本実験においては、とくに低速の信号成分 (時速 2 km/h 以下) については、静止物による信号成分であると考え、検知対象外とすると、図 7 に示すよう

Table 1. Radar Parameters on the experiments of Hybrid Sequence-Multiple Frequency CW.

Radar parameters	MFCW (conventional method)	Hybrid sequence MFCW (proposed method)
Transmit frequency $f_0$	24.15 GHz	24.15 GHz
Switching time of frequency step T	6.25 $\mu$ s	5 $\mu$ s
Number of frequency step $N$	32	-
Number of frequency step for range estimation $N_r$	-	32
Number of frequency step for velocity estimation $N_v$	-	2
Expansion parameter $L$	-	4
Number of sequence Mseq	256	256
Frequency step width $\Delta f$	1.5 MHz	1.5 MHz
Transmission bandwidth B	48 MHz	48 MHz
Coherent processing interval Tc (Observation time)	51.2 ms	51.2 ms
Observable maximum range without ambiguity Rmax	100 m	100 m
Observable maximum velocity without ambiguity Vmax	55.9 km/h	223.6 km/h
Observable maximum velocity without the expansion method	-	55.2 km/h
Velocity resolution $\Delta V$	0.437 km/h	0.437 km/h



Fig. 6. The targets at the initiation of the observation of the experiments on the Hybrid Sequence-Multiple Frequency CW.

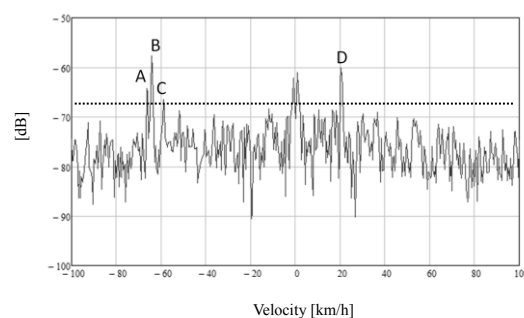


Fig. 7. Velocity detection result by Hybrid Sequence-Multiple Frequency CW at CPI=0.



Table 2. Velocity and range estimation results at the initiation time of the observation of Hybrid Sequence-Multiple Frequency CW.

CPI	Target	Velocity [km/h]	Range [m]
0	A	-66.4	83.7
0	B	-64.2	50.1
0	C	-59.0	42.0
0	D	20.5	28.0

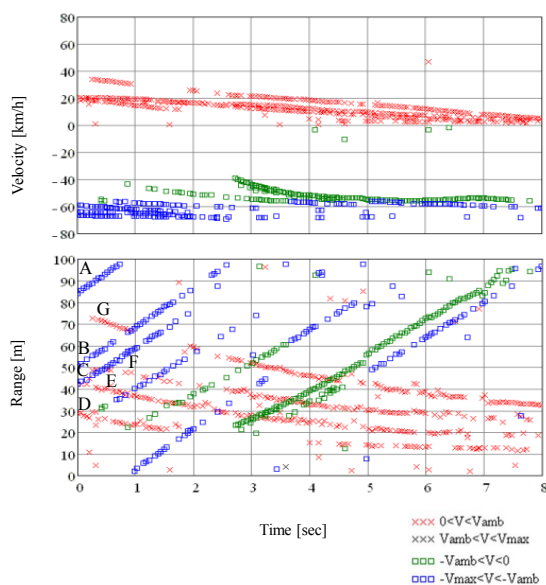


Fig. 8. Velocity and range estimation results by Hybrid Sequence-Multiple Frequency CW.

な4つの目標 (A~D) に対応する距離が求められ、表2のようになる。ここで、図6と表2の結果と比較すると、それぞれ図6内の目標A~Dに相当する距離が推定出来ており、またA~Cに関しては拡張前の速度視野 (拡張前速度視野の-55.2 km/h) を超える目標速度を推定していることが確認できる。目標の検出に関して、図6において目標Aの前方に車両が確認できるが、これに相当する目標の距離は検出されていない。これは目標Aの前方車両の反射電力が目標Aより小さく速度推定において、検出されなかったと考えられる。また、本実験のセットアップ条件では車両背面を向けている左側の車線の車両が、右側車線を走行する車両に比べ信号電力が強い傾向があり、目標Dの後方の3台の車両に関しては、計測開始時刻においては検出されない結果となった。計測開始から8秒間のデータに対して前述の1CPIに対して行った処理と同様の処理を行い、得られた速度・距離推定結果を図8に示す。図8中に示すA~Dは、前述の目標A~Dに対応しており、計測開始約0.3秒後からは、Dの後方車両 (E~G) が検出されていることがわかる。なお、計測開始約1秒後に0mから遠ざかる目標距離が検出されているが、これは目標Aからの反射電力強度が強く、距離視野100mを超えたことによる距離の折返し

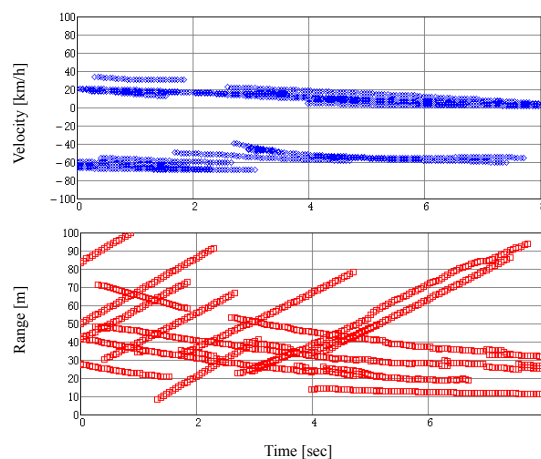


Fig. 9. Velocity and range estimation results by Hybrid Sequence-Multiple Frequency CW with target tracking processing.

である。

実運用を想定した場合、(2・5)節の複合シーケンス多周波CWの課題でも述べたように検出データをもとに多目標追尾処理を行う追尾フィルタと組み合わせることが考えられる。一例として、追尾フィルタ処理<sup>(11)</sup>を適用した結果を図9に示す。図9より複合シーケンス多周波CWと追尾フィルタ処理を組み合わせることにより、車両を対象とした実環境での実験において、従来法の速度視野を超える目標の速度と距離を推定し、各目標の航跡を得ることができていることが確認される。

以上より複合シーケンス多周波CWは多周波CW方式の速度視野が拡張され、かつ多周波CW方式と同じくペアリングの必要なく速度・距離の計測が原理的に可能なことを実験的に示した。

#### 〈4・2〉 2初期周波数多周波CWによる車両検知実験

2初期周波数多周波CWの実環境での原理検証実験におけるレーダパラメータを表3に示す。図10に本実験の計測開始4.67秒後 (CPI番号95) に相当する時刻の実験環境を示す。一般道での計測でかつデータ取得のタイミングが異なるため、計測中の目標数や目標の速度と距離は複合シーケンス多周波CWによる車両検知実験と異なる。表4に同時刻において、2初期周波数多周波CWにより検出された目標の速度と距離推定結果を示す。表4におけるCPI番号95で検出された目標A~Cは、それぞれの速度と距離から図10における車両A~Cに対応すると考えられる。計測開始から8秒間のデータに対して前述の1CPIに対して行った処理と同様の処理を行い、検出された目標の速度・距離推定結果を図11に示す。図11から分かるように、拡張前の距離視野30mを超える距離の目標に対して、距離の折返しが発生することなく目標の距離が推定されていることが確認できる。

2初期周波数多周波CWに関しても実運用を想定した場合、〈3・5〉節の2初期周波数多周波CWの課題に対し多目



Table 3. Radar Parameters on the experiments of Multiple Frequency CW with two initial frequencies.

	MFCW (conventional method)	MFCW using two initial frequency (proposed method)
Transmit frequency $f_0$	24.15 GHz	24.15 GHz
Switching time of frequency step $T$	3 $\mu$ s	3 $\mu$ s
Number of frequency step $N$	32	32
Number of sequence Mseq	512	512
Frequency step width $\Delta f$	2.5 MHz	5 MHz
Difference of the initial frequency $f_{step}$	-	1.5 MHz
Transmission bandwidth $B$	80 MHz	80 MHz
Coherent processing interval $T_c$ (Observation time)	49.2 ms	49.2 ms
Observable maximum range without ambiguity $R_{max}$	100 m	100 m
Observable maximum range without the expansion method	-	30 m
Observable maximum velocity without ambiguity $V_{max}$	116.46 km/h	116.46 km/h
Velocity resolution $\Delta V$	0.455 km/h	0.455 km/h

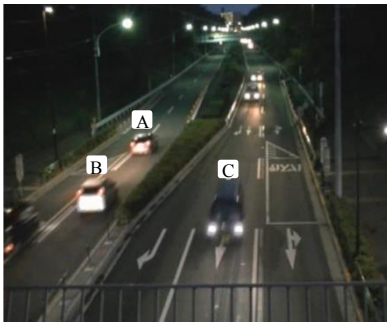


Fig. 10. The targets at the time of 4.67 from the initiation on the experiments using Multiple Frequency CW with two initial frequencies.

Table 4. Velocity and range estimation results at the time of 4.67s of the observation of Multiple Frequency CW with two initial frequencies.

CPI	Target	Velocity [km/h]	Range [m]
95	A	-49.1	51.3
95	B	-42.8	38.0
95	C	51.9	22.8

標追尾処理を行う追尾フィルタと組み合わせることが考えられる。一例として、追尾フィルタ処理を適用した結果を図 12 に示す。図 12 より 2 初期周波数多周波 CW と追尾フィルタ処理を組み合わせることにより、車両を対象とした実環境での実験において、従来法の距離視野を超える目標の速度と距離を推定し、各目標の航跡を得ることができて

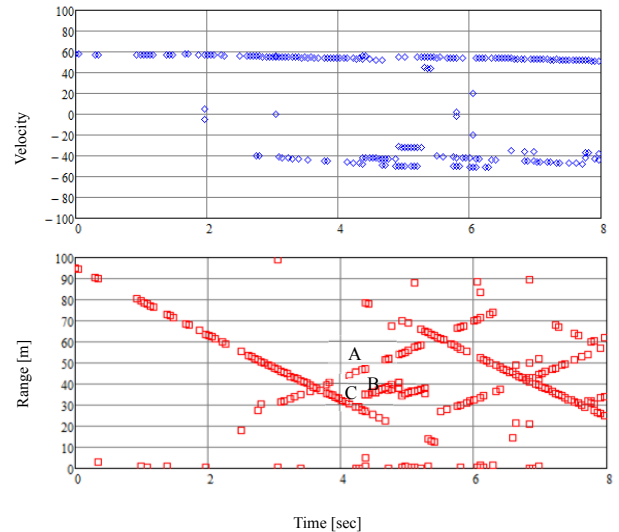


Fig. 11. Velocity and range estimation results by Multiple Frequency CW with two initial frequencies.

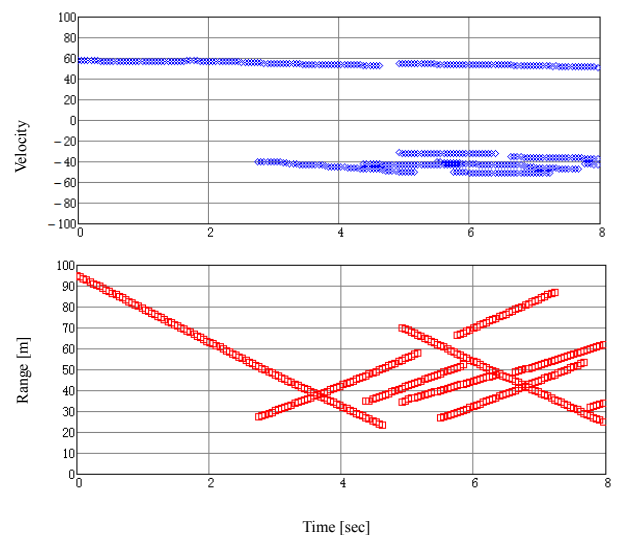


Fig. 12. Velocity and range estimation results by Multiple Frequency CW with two initial frequencies with target tracking processing.

いることが確認される。

以上より 2 初期周波数多周波 CW は多周波 CW 方式の距離視野が拡張され、かつ多周波 CW 方式と同じくペアリングの必要なく速度・距離の計測が原理的に可能なことを実験的に示した。

## 5. むすび

本論文では多周波 CW 方式の送信周波数シーケンスを、速度推定用ステップと距離推定用ステップに役割を分け、速度推定用ステップを複数挿入することで多周波 CW 方式の速度視野を拡張する複合シーケンス多周波 CW を提案した。多周波 CW 方式と同じく、ペアリングの必要なく速度・

距離の計測が可能であり、定式化により従来の多周波 CW 方式の速度視野が拡張可能であることを示した。また、多周波 CW 方式の周波数ステップに狭周波数ステップを持たせ、狭周波数ステップによる位相差を利用することで多周波 CW 方式の距離視野を拡張する、2 初期周波数多周波 CW を提案した。複合シーケンス多周波 CW と同様に定式化により距離視野が拡張可能であることを示した。実環境における原理検証実験において、定性的な評価にとどまるものの、複合シーケンス多周波 CW および 2 初期周波数多周波 CW がそれぞれ速度視野および距離視野の拡張がなされていることを示した。

## 文 献

- (1) 山野眞市・東田博文：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 (2004)
- (2) E. Hyun, W. Oh, and J.-H. Lee : "Multi-Target Detection Algorithm for FMCW Radar", Radar Conference, IEEE (2012)
- (3) M. Goppelt, H.-L. Blöcher, and W. Menzel : "Analytical investigation of mutual interference between automotive FMCW radar sensors", Proceedings of the 6th German Microwave Conference (2011)
- (4) 内野政治・廣瀬敏之・青柳 靖・滝沢賢一・浜口 清：「26GHz UWB 近距離レーダの実測及び野外実験報告」，信学技報，WBS2005-46 (2005)
- (5) M. Akita, D. Nakashima, M. Watanabe, and T. Inaba : "A Feasibility Study on Multiple Frequency CW for Landing Radar", IEEE Journal of Industry Applications, Vol.4, No.2, pp.91-97 (2015)
- (6) 秋田 学・深町弘毅・渡辺優人・稲葉敬之：「2 周波 CW レーダを用いた歩行人物の特徴量抽出」，信学論 B, Vol.J97-B, No.8, pp.677-687 (2014)
- (7) 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)
- (8) 渡邊俊人・山下 遼・稲葉敬之：「2 つの初期周波数を用いた多周波 CW 方式の検討」，信学技報，Vol.112, No.391, pp.19-24 (2013)
- (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，Vol.113, No.165, pp.29-34 (2013)
- (10) 福島冬樹・原沢康弘・原 照幸・稲葉敬之：「相対速度による影響が大きい場合の多周波ステップ ICW 方式におけるドップラー補正法の一検討」，信学技報，Vol.109, No.162, pp.7-12 (2009)
- (11) 深町弘毅・渡辺優人・稲葉敬之・小菅義夫：「車載レーダにおける NN アソシエーションを適用した先行車両追尾」，信学技報，pp.37-42 (2013)
- (12) 中澤利之・高橋応明・安部 實：「不等間隔アレーを用いた方位推定」，信学論(B), Vol.J83-B, No.6, pp.845-851 (2000)
- (13) 渡辺優人・稲葉敬之：「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」，計測制御学会論文誌，Vol.51, No.2, pp.120-127 (2015)
- (14) 稲葉敬之・柳沢 基・荒木純道：「車載レーダのための 2 段階測角方式」，信学論(B), Vol.J86-B, No.8, pp.1652-1658 (2003)

秋 田 学



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

山 下 遼



(非会員) 2013 年電気通信大学電気通信学部電子工学科卒業，2015 年同大学大学院博士前期課程修了。

渡 邊 俊 人



(非会員) 2012 年電気通信大学電気通信学部電子工学科卒業，2014 年同大学大学院博士前期課程修了。

渡 辺 優 人



(非会員) 2009 年電気通信大学電気通信学部電子工学科卒業，2011 年同大学大学院博士前期課程修了。2015 年同大学にて博士(工学)を取得。現在，同大学産学官連携研究員。

稲 葉 敬 之



(非会員) 1981 年東京工業大学理学部物理学科卒業，1983 年同大学大学院理工学研究科物理学専攻修士課程修了。同年，三菱電機(株)鎌倉製作所入社。同社情報技術総合研究所首席技師長を経て，2008 年 4 月より電通大教授。工博。レーダ信号処理，超電導磁気センサ信号処理，アダプティブアレー信号処理，車載レーダの研究開発等に従事。2006 年 IEEE AES Japan-chapter best paper award 受賞，IEEE シニア会員。