

等価時間サンプリング符号変調 CW 方式における目標検出性能改善法

新田 大輔 渡辺 優人 秋田 学 稲葉 敬之

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

E-mail: nitta.daisuke@inabalab.ee.ucc.ac.jp

あらまし PN 符号を用いた符号変調 CW 方式による距離分解能と低サンプリングレートの両立の解決手段として、等価時間サンプリングを適用した等価時間サンプリング符号変調 CW 方式が一般的に考えられる。しかし、上記方式は等価時間サンプリングの適用に伴う (1) SN 比改善能力の不足、符号変調 CW 方式特有の課題である符号長やドップラシフトの影響による (2) 目標間アイソレーション不足といった目標検出性能における課題を有する。本稿では新たにこれら課題の改善を図る信号処理方式を提案し、電波暗室における基礎実験により上記課題に対する改善効果の検証を実施した。

キーワード 符号変調 CW 方式, PN 符号, 等価時間サンプリング

Improvement in Target Detection of Equivalent Time Sampling CW radar using Pseudorandom sequence

Daisuke NITTA Masato WATANABE Manabu AKITA 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: nitta.daisuke@inabalab.ee.ucc.ac.jp

Abstract Equivalent time sampling CW method using Pseudorandom sequence to achieve a high range resolution with a low sampling rate generally has following problems: (1) the S/N ratio is reduced by the use of equivalent time sampling and (2) the isolation between targets depends on the code length and is also degraded by the effect of Doppler shift. In this paper, we describe a technique to resolve such problems. The effectiveness of the technique is also verified by showing the results of a fundamental experiment in an anechoic chamber.

Keyword Pseudorandom modulation CW, Pseudorandom sequence, Equivalent time sampling

1. まえがき

近年、自動車の利便性や安全性の向上の観点から運転支援システムの研究・開発が進められており、周辺環境の監視や車間自動制御用のセンサとしてミリ波レーダによるセンシング技術が注目されている。ミリ波レーダの変調方式として PN 符号を用いた符号変調 CW 方式は PN 符号の広帯域性により他レーダ間の干渉の軽減し[1]、相互相関特性にて高分解能な測距が可能である[2]。しかし、符号変調 CW 方式における距離分解能は PN 符号のチップ幅に依存するため、歩行者や自転車など小さな対象物の高分解能な測距が求められる、車載ミリ波レーダには高速の A/D 変換器が必要となり、高距離分解能とサンプリングレートの低速化

の両立が困難となる。

そこで、送信波を繰り返し受信し、チップ幅よりも長いサンプリング周期にてサンプルを取得する、等価時間サンプリング (ETS : Equivalent Time Sampling) を用いた等価時間サンプリング符号変調 CW 方式 (本稿では方式(a)と呼ぶことにする) がサンプリングレートの低速化の手段として一般的に考えられる。一方で、等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a)は等価時間サンプリングの適用に伴い、サンプリングレートの低速化が受信時 SN 比の低下を齎し、探知距離の延伸には (1) SN 比改善能力の向上が必要となる。更に、符号変調 CW 方式特有の課題として、複数の目標が存在する環境下において目標からの反射電力強度が距離減衰や RCS (Radar cross-section) の違いにより差異が生

じることから、強信号と弱信号の分離には相互相関関数のサイドローブ特性の向上が必要とされる。しかし、ドップラシフトの影響により PN 符号のピークサイドローブレベル(PSL)が劣化すること[3]や PSL の下限値が符号数に依存するため[4] (2) 目標間アイソレーション能力が不足する課題を有する。

以上の背景から新たに、これら課題の改善を図る等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(本稿では方式(b)呼ぶこととする)を提案する。提案法では、同一符号周期の速度推定用サンプルの追加により SN 比改善能力の向上が期待される。また、ドップラ補償にて相関処理における PSL の劣化を抑制する。更に、検知信号に対して減算処理を施すことで、目標間アイソレーション能力の向上に期待される。本稿ではこれらの課題に対する改善効果の検証を目的とし電波暗室における基礎実験を実施した。

2. 等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a)

等価時間サンプリングを用いた符号変調 CW 方式(a)の概要について述べる。等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a)は以下を基本とする。

- ① 図 1 に示すように送信波として PN 符号にて符号変調した符号変調 CW を採用する。
- ② 符号数 N 、チップ幅 T_w の PN 符号を M 回繰り返して送信し、等価時間サンプリングにて符号方向 n ($=0, 1, \dots, N-1$) の受信信号のサンプルを取得する。
- ③ 図 2 に示すように、時間遅延サンプル k ($=0, 1, \dots, N-1$) 毎の受信信号に対して PN 符号の符号補正を行う。
- ④ 符号補正後の受信信号に存在するドップラ周波数をフーリエ変換にて推定することで目標の速度と距離が紐付して検出される。

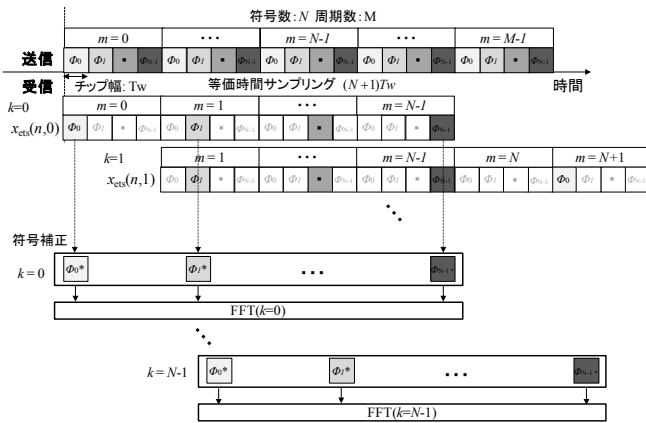


図 1 信号処理構成

(等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a))

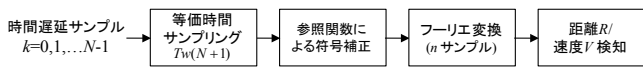


図 2 信号処理ブロック図

(等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a))

等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a)は、チップ幅 T_w よりも長いサンプリング周期 $(N+1)T_w$ にて A/D 変換することで、符号方向 n の受信信号を N 回に分割して取得され、サンプリングレートの低速化が可能となる。

一方、等価時間サンプリングの適用に伴う、受信時 SN 比の低下により、信号処理における (1) SN 比改善能力の向上が求められる。そこで、SN 比の向上にはフーリエ変換におけるサンプル数、すなわち符号数 N の増加が必要となる。しかし、本方式における総観測時間 T は(1)式にて与えられ、符号数 N の増加に伴い総観測時間が増加するといった課題を有する。

$$T = M \times N \times T_w = 2N \times N \times T_w \quad (1)$$

また、多目標環境では距離減衰や RCS 違いにより目標からの受信電力に差異が生じるため、弱信号が強信号の相互相関のサイドローブに埋もれてしまう虞があり、相互相関関数の PSL の向上が必要とされる。しかし、時間遅延に依存した符号の位相遅延量と一致しないフーリエ変換の出力振幅値は (2) —①符号補正後のドップラ周波数が雑音として干渉するため、PSL が著しく劣化する。更に、(2) —②PN 符号の相互相関関数の PSL の下限値は符号数 N に依存した $20\log(N)$ で与えられるため、目標間アイソレーション能力が不足するといった課題を有する。

3. 提案する等価時間サンプリング符号変調 CW(b)

本章では、サンプリングレートと距離分解能の両立可能な等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a)を拡張し、その課題である (1) SN 比改善能力の不足 (2) 目標間アイソレーション能力の不足の解決を図る、等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b)について提案する。等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b)における信号処理の概念は以下の通りである。

- ① 送信波及び受信信号は図 3 に示すように、等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a)と同様に PN 符号にて符号変調した符号変調 CW を採用
- ② SN 比改善能力の向上を図るために、速度推定用に同一符号周期 mv サンプリングの追加による観測時間の延伸とフーリエ変換後のインコヒーレント積分にて低 SN 環境下における推定精度の向上を図る。
- ③ ドップラシフトによる PSL の劣化の抑制を図り、速度推定用サンプリングにて検出された速度を基に距離推定における相関処理に対してドップラ補償を行う。
- ④ 距離推定における目標間アイソレーション能力の向上を図り、出力振幅の大きい順に検知目標の速度、距離、複素振幅を考慮した疑似信号を生成し、受信

信号に対して減算する。

以下、等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b)の受信信号の定式化、速度及び距離の推定法に関して述べる。

3.1 等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b)における受信信号の定式化

等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b)は図 3 に示したように、PN 符号にて符号変調した CW 信号を繰り返し送信する。このとき、符号数を $N(n=0,1,\dots,N-1)$ とすると送信波は以下式で定義される。

$$Tx(t, n) = \exp[j(2\pi(f_c t) + \varphi)] \exp[j\phi_n] \quad (2)$$

$$\phi = -1 \text{ または } 1 \quad (3)$$

ここで、 f_c は搬送波周波数、 ϕ_n は PN 符号の変調符号項、 φ は n に依存しない初期位相項を表す。また、この送信波に対して、受信波は時間遅延 τ とドップラシフトの影響を受けて、

$$\begin{aligned} Rx(t, n) &= \exp[j(2\pi(f_c + f_d)t) - 2\pi f_c \tau + \varphi] \exp[j\phi_{n-s}] \\ &= \exp\left[j(2\pi(f_c + f_d)t) - \frac{4\pi f_c}{c} R + \varphi\right] \exp[j\phi_{n-s}] \end{aligned} \quad (4)$$

と書かれる。ここで、 $f_d(=2vf_c/c)$ はドップラ周波数、 v は目標相対速度、 c は光速である。また、 s は時間遅延

サンプルに伴う符号の位相遅延量であり、目標距離を R とすると以下式で与えられる。

$$T_{ws} \cong \tau = \frac{2R}{c} \quad (5)$$

この受信波は送信波 f_c にてミキシングされ、ベースバンド信号に変換され、受信信号として

$$x(t, n) = \exp\left[j(2\pi f_d t - \frac{4\pi f_c}{c} R)\right] \exp[j\phi_{n-s}] \quad (6)$$

が得られる。

次に、速度推定用の同一符号周期のサンプルにおける実時間 $t_{mv,sp}$ を以下式で定義する。

$$t_{mv,sp} = Tw(N \cdot mv + \lfloor N/SP \rfloor sp) \quad (7)$$

ここで、 $mv(=0,1,\dots,Mv-1)$ は速度推定における同一符号の繰り返し番号、 $sp(=0,1,\dots,SP-1)$ は PN 符号系列内の符号サンプル番号、 $\lfloor A \rfloor$ は A 以下の最大の整数を表す。このときの速度推定用サンプリング後の受信信号 $xv(mv,sp)$ は

$$\begin{aligned} xv(mv,sp) &= \exp\left[j(2\pi f_d Tw(N \cdot mv + \lfloor N/SP \rfloor sp) - \frac{4\pi f_c}{c} R)\right] \exp[j\phi_{sp-s}] \end{aligned} \quad (8)$$

と書かれる。(8)式より、 sp 番目の符号サンプルを固定し、 mv 方向に着目すると位相変動が変調符号 ϕ_{sp} は同一であり、ドップラ周波数 f_d のみに依存した関数であることが分かる。

次に、距離推定には等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a)と同様に、サンプリング周期 $(N+1)Tw$ の等価時間サンプリングにて受信信号のサンプルを取得する。このときの等価時間サンプリングにおける実時間 t_{mr} を以下式で定義する。

$$t_{mr} = Tw(N+1)mr \quad (9)$$

ここで、 $mr(=0,1,\dots,Mr-1)$ は距離推定における n 方向の繰り返し番号である。よって、距離推定における等価時間サンプリング後の受信信号 $xr(mr)$ は

$$\begin{aligned} xr(mr) &= \exp\left[j(2\pi f_d Tw(N+1)mr) - \frac{4\pi f_c}{c} R\right] \exp[j\phi_{mr-s}] \end{aligned} \quad (10)$$

と書かれる。(10)式より、ドップラ周波数 f_d による位相回転を補償した場合、変調符号 ϕ_{mr} が目標距離 R に相当した時間遅延サンプル s のみ位相回転した関数であることが分かる。

3.2 等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b)における相対速度・距離推定法

提案法である、等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b)の信号処理法に関して、図 3 と図 4 に示す信号

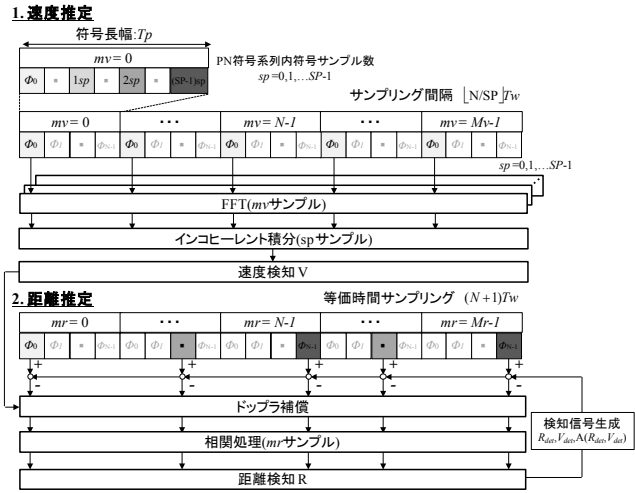


図 3 信号処理構成

(等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b))

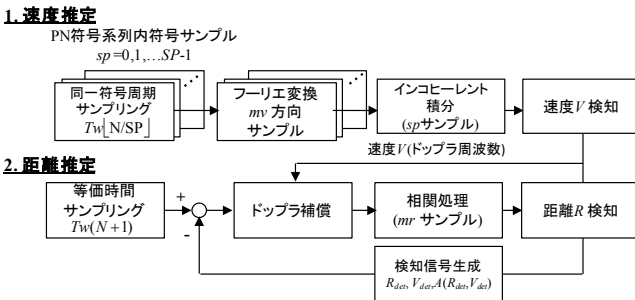


図 4 信号処理ブロック図

(等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b))

処理構成及び処理ブロック図を用いて説明する。

1. 速度推定法

まず、サンプリング周期 $T_w[N/SP]$ の同一符号周期サンプル後の受信信号 $xv(mv, sp)$ に対して、同一符号サンプル sp 毎に対して、 mv 方向にフーリエ変換を行う。

$$Fmv(l, sp) = \sum_{mv=0}^{Mv-1} xv(mv, sp) \exp\left(-2\pi j \left(\frac{mv}{Mv}\right) l\right) \quad (11)$$

ここで、 $l (=0, 1, \dots, Mv-1)$ は離散フーリエ変換の出力周波数チャンネル番号であり、(10)式を(11)式に代入した後の振幅値 $|Fmv(l, sp)|$ は

$$l_{peak} \cong f_d T_w \cdot N \cdot Mv \quad (12)$$

のときピークが得られる。更に、 mv 方向のフーリエ変換後の周波数スペクトル $|F_mv(l, sp)|$ に対して、 sp 方向にインコヒーレント積分（平均処理）を行う。

$$Fmv_{mean}(l) = \frac{1}{SP} \sum_{sp=0}^{SP-1} |Fmv(l, sp)| \quad (13)$$

これにより、雑音の周波数領域の分散が抑圧されるため、低 SN 環境における速度推定精度が向上し、探知距離の延伸に期待される。また、 sp 方向のインコヒーレント積分によって得られるピーク周波数番号 l_{peak} により目標相対速度は

$$\hat{V} = f_d \frac{\lambda}{2} = \frac{l_{peak}}{T_w \cdot N \cdot Mv} \frac{\lambda}{2} \quad (14)$$

と求められる。

2. 距離推定法

距離推定用の受信信号 $xr(mr)$ における変調符号 ϕ_{mr} の位相遅延量から目標距離を求める。そこで、(14)式の数値推定用サンプルによって得られた目標相対速度 \hat{V} を用いて、 mr 方向の時間差に依存したドップラ周波数の位相回転を補正する。

$$\begin{aligned} H(mr) &= xr(mr) \exp\left[-j(2\pi \frac{m_{peak}}{T_w \cdot N \cdot Mv} T_w(N+1)mr)\right] \\ &= \exp\left[j(2\pi \left(f_d - \frac{m_{peak}}{T_w \cdot N \cdot Mv}\right) T_w(N+1)mr) - \frac{4\pi f_c R}{c}\right] \exp[j\phi_{mr-s}] \quad (15) \\ &\cong \exp\left[-j \frac{4\pi f_c R}{c}\right] \exp[j\phi_{mr-s}] \end{aligned}$$

次に、ドップラ補償後の受信信号 $H(mr)$ に対して、変調符号 ϕ_{mr} を参照関数とした相関処理にて、目標距離を推定する。

$$C(k) = \sum_{mr=0}^{Mr-1} H(mr) \cdot (\exp[j\phi_{mr-k}])^* \quad (16)$$

(10)式を(16)式に代入すると、相関処理出力における振幅値 $|C(k)|$ は

$$k = k_{peak} \cong s \quad (17)$$

のときピークが得られ、目標推定距離 \hat{R} は

$$\hat{R} = \frac{c T_w}{2} k_{peak} \quad (18)$$

と低速のサンプリングレートにてチップ幅 T_w に依存した距離分解能が得られる。

更に、等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b)では、目標間アイソレーション能力の向上を図るために、多重波の周波数分離推定手法として知られている CA (Cyclic Algorithm) 法[5]の概念に基づき、速度推定結果と距離推定結果の推定振幅の大きい順に、検知信号の目標相対速度 \hat{V} 、距離 \hat{R} 、複素振幅 $A(\hat{V}, \hat{R})$ を考慮した疑似信号を生成し、受信信号に対して減算する。検出目標数 $Det(det=0, 1, \dots, Det-1)$ とすると検知信号の疑似信号は(10)式から

$$\begin{aligned} xr_det(mr, \hat{V}_{det}, \hat{R}_{det}, A(\hat{V}_{det}, \hat{R}_{det})) \\ = A(\hat{V}_{det}, \hat{R}_{det}) \exp\left[j(2\pi \frac{2\hat{V}_{det}}{\lambda} T_w(N+1)mr)\right] \exp[j\phi_{mr-s'(\hat{R}_{det})}] \quad (19) \end{aligned}$$

と定義する。ここで、 $s'(\hat{R})$ は推定距離における時間遅延に相当する符号の位相遅延量であり

$$s'(\hat{R}) = \left\lfloor \frac{2\hat{R}}{c} \frac{1}{T_w} \right\rfloor \quad (20)$$

と表される。ここで、提案法において $A(\hat{V}, \hat{R})$ を求める場合、速度推定及び距離推定の出力振幅から算出する2通りの方法が挙げられるが、本稿では距離推定における出力複素振幅を用いる。また、受信信号がコヒーレント性の保持された(19)式の検知信号の線形和により重畳していると仮定すると、受信信号に対する減算により以下式に示す、減算処理後の受信信号 $\Delta xr(mr)$ が得られる。

$$\begin{aligned} \Delta xr(mr) \\ = xr(mr) - \sum_{det=0}^{Det-1} xr_det(mr, \hat{V}_{det}, \hat{R}_{det}, A(\hat{V}_{det}, \hat{R}_{det})) \quad (21) \end{aligned}$$

このように、距離推定における相関処理では、距離推定の出力振幅の大きい順に(21)式の検知信号の減算を繰り返し行い、速度推定の出力振幅の大きい順に(15)式のドップラ補償、(16)式の相関処理を適用し、検出速度に応じた目標距離を推定する。

4. 電波暗室基礎実験

提案法の課題改善効果の検証を目的として、電波暗室にて等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a)及び(b)との性能比較実験を実施した。ここで、各種変調方式の送信パラメータ及び期待性能を表1に示す。

本実験では両方式の検出性能を比較する上で、チップ幅 $T_w=20\text{nsec}$ (距離分解能 $\Delta R=3\text{m}$)、総観測時間 T を約 40msec に統一した。このとき、等価時間サン

リング符号変調 CW 方式(a)における符号数 N は(1)式から $N=1023$ の M 系列を使用した。一方、等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b)では速度推定における SN 比改善能力の向上、すなわち同一符号周期の繰り返し数の増加を目的として $N=127$ とした。また、速度推定と距離推定における繰り返し数 M_v と M_r は各処理の SN 比改善能力を確保するために同一の $M_v=M_r=16384$ とした。

以上より、本章ではまず 4.1 節の移動 1 目標時において提案法の (1) SN 比改善能力の向上 (2) - ①ドップラ補償による相関特性の変動抑制の効果を等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a)及び(b)の実験結果にて評価する。

次に、異速 2 目標環境にて、提案法における (2) - ①ドップラ補償による異速目標分離性能を評価する。

4.1 移動 1 目標時における (1) SN 比改善能力及び (2) - ①ドップラ補償による相関特性の変動抑制の評価

RCS=10dBsm のコーナリフレクタを据えつけたアクチュエータを移動目標とし、相対速度 4km/h、距離 10m ~ 11.6m の範囲を往復移動させた。このときの等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a)における信号処理結果を図 5 に示す。図 5 より送信波の漏れこみの影響により PSL が -10dB と高く、距離 10m、速度 4km/h の移動目標の検出が困難である。このように、送受アイソレーションはハードウェアの小型化が求められる、車載ミリ波レーダにおいて、送信アンテナと受信アンテナ間のアイソレーションを十分に確保するには限度があるため対処せざるを得ない課題である。

次に、提案法である等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b)の場合の信号処理結果を図 6 に示す。図 6 から、同一符号周期の速度推定用サンプルの追加により、送信波の漏れこみの影響を緩和し、更に観測時間

表 1. 各種変調方式の送信パラメータ及び期待性能

変調方式	等価時間サンプリング符号変調CW方式	
	(a)	(b)
送信周波数: f_0	24.15GHz	
チップ幅: T_w	20nsec (50MHz)	
符号数: N	1023chip	127chip
繰り返し数: M	1024	16384
サンプリング周波数: f_s	48.83kHz	3149.61kHz (速度推定用)
	—	390.63kHz (距離推定用)
PN符号系列内符号サンプル数: SP	1	8
観測時間: T_c	20.95msec	41.62msec
総観測時間: T	41.90msec	41.62msec
期待性能		
距離分解能: ΔR	3m	
最大距離視野: R_{max}	3063m	377m
速度分解能: ΔV	1.07km/h	0.53km/h
最大速度視野: V_{max}	545.02km/h	1212.14km/h

の延伸により速度 $\pm 100\text{km/h}$ 以上における PSL が -42dB へと向上した。また、速度推定用サンプルを用いたドップラ補償にて、距離方向の PSL が -41dB へと向上した。それに加えて、直流成分の検知信号の減算により送信波の漏れこみの影響を抑圧し、PSL が符号長 N に基づく自己相関特性の下限値 $20\log(N) = 20\log(127) \cong 42\text{dB}$ 付近の -40dB まで低下していることが確認される。このことから、多目標環境においても送受アイソレーション問題と同様に、目標からの反射受信電力の差異によって弱信号が強信号の相関特性のサイドローブに埋れることや強信号の消え残りが生じる虞があるため、提案法である検知信号の減算処理が多目標環境における目標間アイソレーションの向上を図る手段として期待される。

4.2 異速 2 目標時における (2) - ①ドップラ補償法の目標分離性能の評価

異速 2 目標として、RCS=10[dBsm] のコーナリフレクタを以下の目標条件の下、配置した。

目標 1: 距離 5 ~ 6.6m, 相対速度 4km/h

目標 2: 距離 10 ~ 11.6m, 相対速度 -2km/h

等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a)における各目標の信号処理結果を図 7 と図 8 に示す。図 7 と図 8 から送信波の漏れこみ以外にも目標間の干渉の影響により PSL がそれぞれ -8dB, -4dB へと悪化したことが確認される。

それに対して、提案法である等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b)における信号処理結果を図 9 に示す。ここで、4.1.の移動 1 目標環境の場合と同様に信号強度の大きい直流成分、目標 1 の推定速度、目標 2 推定速度の順に、減算処理を適用した。図 9 より、3.383km/h 及び -1.881km/h の 2 目標の速度を分離し、そのときの周波数スペクトルの強度差が距離減衰に伴い、 $40\log(5\text{m}/10\text{m}) = 12\text{dB}$ の差異が生じることが確認される。また、6m と 9m の速度の異なる目標距離の推定値が得られ、それぞれの PSL が -42dB, -34dB と差異が 4dB 小さくなる結果が得られた。このことから、提案法は減算処理にて目標間のドップラ周波数の干渉を抑圧し、ドップラ補償により異速目標を分離することに期待されることを実験的に示した。

5. むすび

本稿では、等価時間サンプリングを用いることで、距離分解能と低サンプリングレートの両立可能な等価時間サンプリング符号変調 CW 方式を提案した。電波暗室における基礎実験にて、提案法は同一符号周期の速度推定サンプリングの追加により SN 比改善能力の向上、ドップラ補償により PSL の劣化が軽減される

こと。また、検知信号の相対速度、距離、複素振幅から疑似信号を生成し、受信信号に対して減算することにより目標間アイソレーション能力の向上に期待されること示した。今後、他レーダの直接波である干渉波の抑圧や静止不要反射物の存在する屋外環境における目標検出能力の向上が課題である。

文 献

- [1] Ketchum J, Proakis, J.G, "Adaptive Algorithms for Estimating and Suppressing Narrow-Band Interference in PN Spread-Spectrum Systems", Communications, IEEE Transactions, Vol.30, No.5, May 1982
- [2] Jinli Chen, Hong Gu, Hankang Wang, Weimin Su, "Mathematical analysis of main-to-sidelobe ratio after pulse compression in pseudorandom code phase modulation CW radar" Radar Conference, IEEE, May 2008
- [3] SU Xi, Wang Yi-ying "Doppler Compensation Algorithm Based on Pseudorandom Sequence" Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, IEEE International Symposium on, Oct. 2009
- [4] 羽瀧 裕真 "M 系列を基に構成される系列とその通信への応用" 基礎・境界サイエティ機関誌, Vol.3, No.1, July. 2009
- [5] J. Ling, P. Stoica, J. Li, Y.I. Abramovich "On using cyclic algorithms for sinusoidal parameter estimation" Electronics Letters, Vol.44, No.19, Sep. 2008

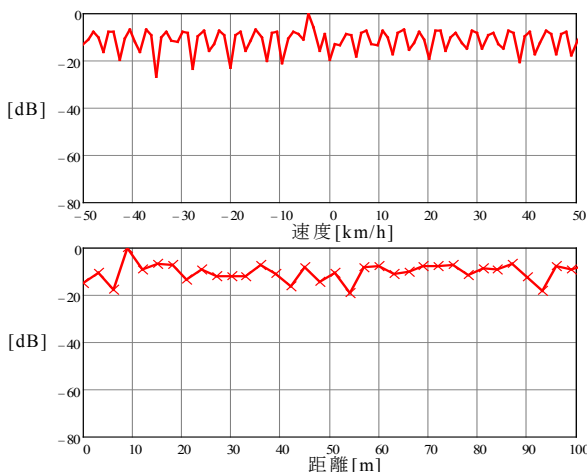


図 5 等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a)における信号処理結果 (移動 1 目標)

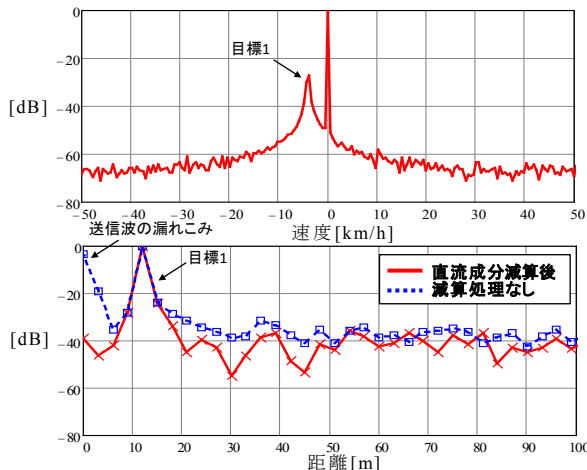


図 6 等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b)における信号処理結果 (移動 1 目標)

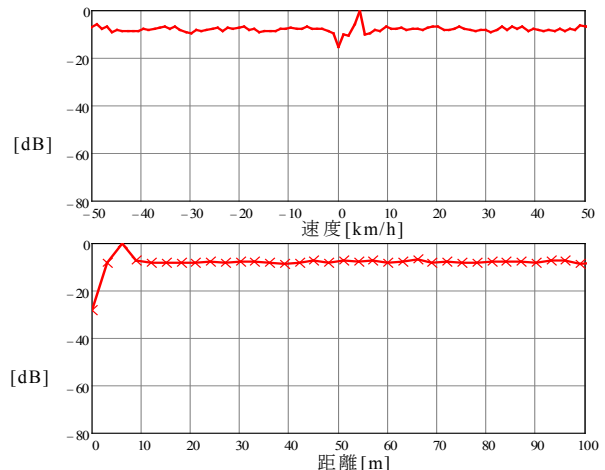


図 7 等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a)における信号処理結果 (目標 1)

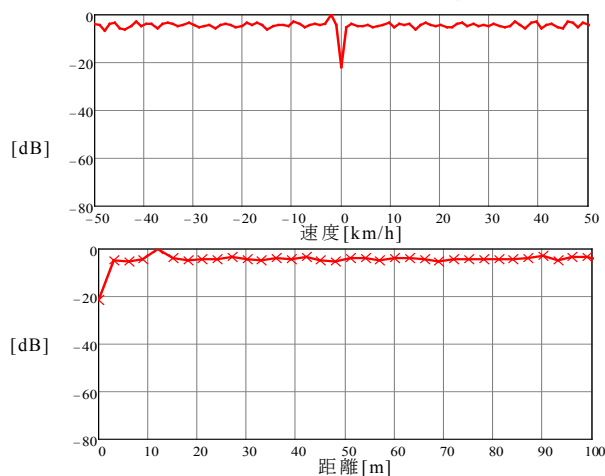


図 8 等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(a)における信号処理結果 (目標 2)

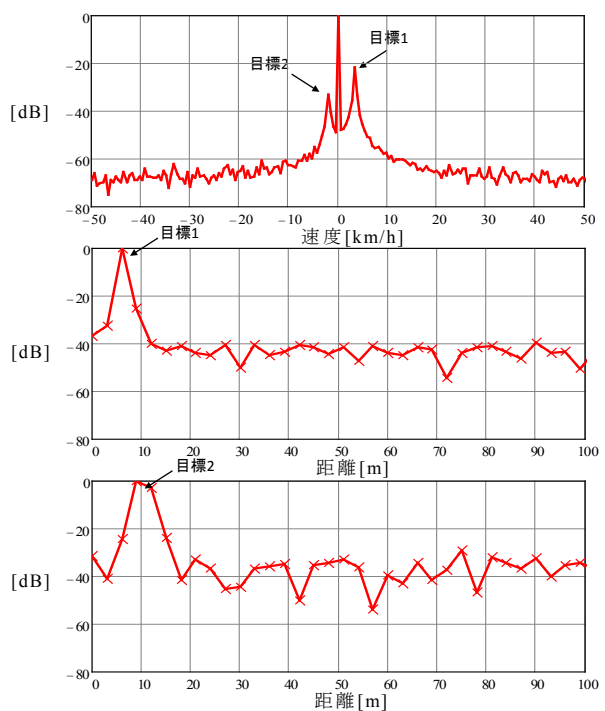


図 9 等価時間サンプリング符号変調 CW 方式(b)における信号処理結果 (異速移動 2 目標)