

## IPCP を複数段用いた UWB Impulse Radar 受信機 の 特性 評価

羽多野裕之<sup>†a)</sup> 山里 敬也<sup>††</sup> 岡田 啓<sup>†\*</sup> 片山 正昭<sup>††</sup>

## Performance Analysis of UWB Impulse Radar Receiver Using Parallel IPCP

Hiroyuki HATANO<sup>†a)</sup>, Takaya YAMAZATO<sup>††</sup>, Hiraku OKADA<sup>†\*</sup>,  
and Masaaki KATAYAMA<sup>††</sup>

あらまし 本論文では、UWB (Ultra Wideband) インパルスレーダを用いた近距離における車載用障害物検出システムを考える。UWB インパルスレーダは、パルス幅が ns 以下のパルスを用いる。そのため、受信機では多くのマルチパスが観測される。このマルチパスによる受信機の複雑さを解決する IPCP (inter-period correlation processing) 受信機が提案されている。しかし、IPCP 受信機における相関器の積分時間は、送信信号の周期 (符号長) に制限され、測距精度に制約を受ける。本論文では、適用先として車載を考え、安全性を確保するために、IPCP 受信機を並列に複数用いて受信機を構成し測距精度を向上させる受信機を提案する。また、複数の障害物を検出する際に、従来の IPCP 受信機で生じるしきい値の設定の複雑さを軽減した受信機も提案する。これらの受信機について解析的に出力を求め、測距精度の向上を確認する。更に、解析結果をもとに各受信機の出力を特徴づけ、しきい値、検出確率、誤警報確率の関係を導く。最後に、シミュレーションにて車載用レーダとして用いた際の特性を評価する。

キーワード UWB, インパルスレーダ, 測距, 障害物検出, 高度交通システム

## 1. ま え が き

本論文では、近距離 (~数 m) に存在する障害物の検出を行うための車載用レーダシステムを検討していく。近距離に存在する障害物を検出するシステムを実現することにより、parking aid や pre-crash detection, stop-and-go, short-range cruise control などの、より高度な運転支援が提供可能となる [1]。これには、低コスト、低消費電力、簡易な構成、高い測距精度を有するレーダシステムが望まれる。そこで本論文では UWB (Ultra Wideband) インパルスレーダについて検討していく。

UWB インパルスレーダは、広帯域なインパルス信号を利用して測距を行う [2]。これより、従来から考えられている FM レーダなどの狭帯域レーダに比べて、

電力スペクトル密度が低く、既存の無線機器との与干渉・被干渉が少ない [3]。また、搬送波を用いないインパルス方式を用いているので、装置の小型化、低消費電力化が可能であり近距離車載用レーダとして期待されている [1], [4]。

UWB インパルスレーダは、送信信号に用いるパルスが時間幅にして ns 以下と非常に短い。よって、近距離に存在する障害物などから多くのマルチパスが観測される [5], [6]。これらは、遅延時間間隔が短く密となる。車載用を考えると、これらのマルチパスの影響を簡易な手法で軽減させることが要求される。

本論文では、UWB インパルスレーダ受信機の一つである、IPCP (inter-period correlation processing [7]<sup>(注1)</sup>) を用いた受信機に着目している。IPCP 受信機は次のような大きな特徴をもつ。

- 障害物の形や伝搬路によるマルチパスの影響を簡易な構成 (遅延検波) を用いて軽減することが可能
- 送信信号を参照信号として用いる相関受信機と

<sup>†</sup> 名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻, 名古屋市  
Department of Electrical Engineering and Computer Science,  
Graduate School of Engineering, Nagoya University,  
Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

<sup>††</sup> 名古屋大学エコトピア科学研究所, 名古屋市  
EcoTopia Science Institute, Nagoya University, Furo-cho,  
Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

\* 現在, 新潟大学

a) E-mail: hatano@katayama.nuce.nagoya-u.ac.jp

(注1): IPCP 受信機は, interleaved periodic correlation processing と呼ばれている [6]。

比べて高い検出確率を得ることが可能

前者について、ICPCP 受信機では、受信された信号と、その1周期前の信号との相関をとり、その出力を用いて測距を行うことで実現される。また、後者について、ICPCP 受信機の出力は受信信号同士の積であり、障害物からの反射波がない場合、雑音同士の積となる。この状態における出力の分散値は小さい。これによって、一定の誤警報確率において、反射波の到来を検出するためのしきい値のレベルを低くすることが可能となるためである。

しかし、近距離車載用として ICPCP 受信機を用いる際には、次の二つの課題点がある。

- 測距精度の悪さ
- 複数障害物の検出の難しさ

前者の課題点について、ICPCP 受信機は方式の構成上、送信信号の周期長の積分演算が必要となり、測距精度を劣化させている。本論文では、近距離における障害物の検出に特に着目しており、高い測距精度が必要とされる。したがって、測距精度の改善が要求される。

また、後者の課題点について、ICPCP 受信機を用いて複数の障害物を検出するためには、複数のしきい値が必要となる。また、これらのしきい値たちは、それぞれの障害物からの反射信号の電力で定まり、受信機側では、推定が困難である。更に、ICPCP 受信機の出力は、反射信号電力の和となり、ダイナミックレンジを大きくとる必要があるなど、受信機の構成が難しくなることが懸念される。複数の障害物を検出することは、レーダイメージングなどの、より高度な運転者支援を提供する際に必要とされる課題であり、車載用ということで、簡易な形で実現することが要求される。

本論文では、以上の二つの課題点を解決させるために、前者に対し、ICPCP 受信機の利点を生かしつつ、測距精度を改善した P-IPCP (parallel IPCP) 受信機を提案する。そして後者に対しては、単一のしきい値を用いて簡易な受信機構成で、複数障害物の検出が可能であり、かつ、ダイナミックレンジを小さく抑えることが可能である、P-IPCP 受信機を拡張した PD-IPCP (parallel differential IPCP) 受信機を提案する。

従来、ICPCP 受信機における研究は、送信信号を参照信号として用いた相関受信機に対して、信号の検出特性という観点から比較検討を行っている研究 [6] はあるが、測距精度、そして、複数障害物の検出という観点からのアプローチはない。本論文は、これらの点

に着目し検討を行う。

本論文は次のように構成される。2. では、本論文と関連する研究についてまとめる。3. では、送信機モデル、伝搬路モデルなどのシステムモデルを示す。4. では、提案受信機のもととなる ICPCP 受信機について解析的に特徴づける。5. では、提案受信機である P-IPCP 受信機について、また 6. では、PD-IPCP 受信機について解析的に特徴づけ、問題点の解決を確認する。7. では、ICPCP, P-IPCP, PD-IPCP 受信機の特徴づけられた出力をまとめ、しきい値、検出確率、誤警報確率の関係を導く。8. では、車載用レーダへの適用を想定した計算機シミュレーションを行い、提案受信機の特性を評価する。9. で、本論文をまとめる。

## 2. 関連研究

現在、車載用レーダシステムとして、大きく分けて二つの種類が存在する。一つは遠距離用、もう一つは近距離用である。

遠距離用レーダシステムは、ミリ波レーダやレーザレーダを主とした、FMCW 技術やチャープ波形技術、2周波 CW 技術、スペクトル拡散技術などの研究が盛んに行われ、実用化にまで至っている [8]。

近距離用レーダシステムの代表的なものとして、既に実用化されている超音波を用いたシステムがある。しかし、超音波センサは測距精度が粗い欠点がある [9]。また、遠距離用レーダシステムを近距離用へと応用させる研究が行われている。しかし、遠距離用レーダシステムで用いられる技術はコストが高い上に、近距離で用いるための十分な測距精度が得られていない [8]。更に、近距離レーダでは、広い視野角が必要となるため、複数のレーダを装着することが予想される。このため、遠距離レーダ以上に小型化、低コスト化、他の無線機器との干渉の少なさが要求されている [10]。以上のことから、本論文では、小型化、低コスト化が期待でき、他の無線機器との与干渉・被干渉が少ない UWB インパルスレーダを扱う。

## 3. システムモデル

システムモデルを図 1 に示す。レーダは障害物に向けて電波を送信した後、障害物から反射される信号を受信する。信号を送信し、受信する間の伝搬遅延時間をもとに距離を導く。

### 3.1 送信信号

送信信号は、

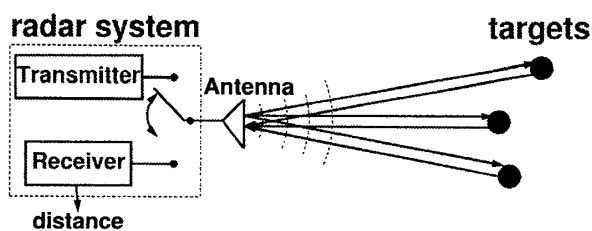


図1 システムモデル  
Fig. 1 The system model.

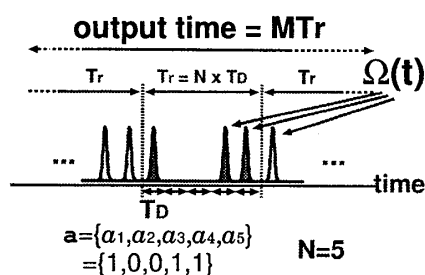


図2 送信信号 (N = 5)  
Fig. 2 The signal of the transmitter. (N = 5)

$$s_{tr}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \Omega(t - nT_D - mNT_D) \quad (1)$$

である。この送信信号の模式図を図2に示す。UWBインパルス生成器によって、UWBパルス  $\Omega(t)$  をパルス間隔  $T_D$  で繰り返し生成する。n番目のUWBパルスに対して、符号生成器によって生成した符号  $\mathbf{a}$  のn番目の要素  $a_n$  を乗算する。符号  $\mathbf{a}$  は符号長  $N$  である。この符号の乗算をUWBパルス生成器によって作られたUWBパルスに対して繰り返し行う。したがって送信されるパルス列は周期  $T_r = NT_D$  である。送信機では、周期  $T_r$  のパルス列を  $M$  回繰り返し送信する。つまり、送信出力時間は  $MT_r$  となる。また、 $\Omega(t)$  は、ガウスパルス  $\Omega(t) = A \exp[-4\pi(t/\Delta T)^2]$  を用いる [11]。ここで  $A$  はピーク時の振幅、 $\Delta T$  はパルスの幅を決めるパラメータであり  $\Delta T \leq T_D$  である。

その後、増幅器、送信アンテナを介して送信を行う。送信アンテナは微分によりモデル化を行う [11]。

### 3.2 伝搬路モデル

レーダから障害物までの伝搬路を、図3のような24GHz帯における2パスチャネルモデルを用い、次のようにモデル化を行う [12]。

$$m(t) = \sum_{l=1}^L \left[ \sqrt{\frac{1}{(4\pi d_l^2)^2}} \alpha_l h(t - 2\tau_l) \right]$$

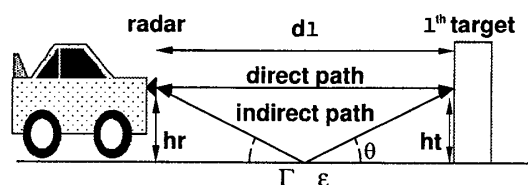


図3 2パスチャネルモデル  
Fig. 3 Two path channel model.

$$+ 2 \sqrt{\frac{1}{4\pi d_l^2}} \sqrt{\frac{1}{4\pi \Delta d_l^2}} |\Gamma| \alpha_l h(t - \tau_l - \Delta\tau_l) + \sqrt{\frac{1}{(4\pi \Delta d_l^2)^2}} |\Gamma|^2 \alpha_l \cdot h(t - 2\Delta\tau_l) \quad (2)$$

ここで、 $L$  は障害物の個数を表し、 $\tau_l$  は直接波が  $l$  番目の障害物に到達する間の伝搬遅延時間  $\frac{d_l}{c}$  を表す。ここで、 $c$  は光速を表す。また、 $\Delta d_l$  は  $\Delta d_l = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d_l^2}$  であり、これは、間接波が地面を介し、 $l$  番目の障害物に到達する際に伝搬する距離を表す。この伝搬に必要とする伝搬遅延時間は  $\Delta\tau_l = \frac{\Delta d_l}{c}$  である。 $\alpha_l$  は、アンテナの有効面積や、アンテナ利得、物体の有効反射面積で決まる係数である。また、伝搬距離に応じて生じる電力減衰は伝搬距離の4乗に反比例して生じるものとする。 $\Gamma$  は、地面における反射係数を表す。これは、地面の誘電率を  $\epsilon$  とすると、次で与えられる [13]。

$$\Gamma = \frac{\sin \theta - \sqrt{\epsilon - \cos^2 \theta}}{\sin \theta + \sqrt{\epsilon - \cos^2 \theta}} \quad (3)$$

ここで、 $\theta = \arctan\left(\frac{h_t + h_r}{d_l}\right)$  である。

$L$  個の障害物について、 $l$  が小さい値をもつものからレーダの近くに配置されているとする。つまり、 $0 < d_1 < d_2 < \dots < d_L$  であるとする。

### 3.3 受信信号

受信信号を次式で与える。

$$r(t) = s_{re}(t) + n(t) \quad (4)$$

ここで、 $n(t)$  は雑音成分を表し、 $s_{re}(t)$  は信号成分を表している。雑音は分散が  $\sigma^2$  である AWGN (Additive White Gaussian Noise) とする。受信アンテナも送信アンテナ同様、微分操作でモデル化を行う。 $L$  個の障害物からの反射波を考えると、受信信号は、

$$s_{re}(t) = \sum_{l=1}^L \left[ \sqrt{\frac{1}{(4\pi d_l^2)^2}} \alpha_l s''_{tr}(t - 2\tau_l) \right]$$

$$\begin{aligned}
 & +2\sqrt{\frac{1}{4\pi d_l^2}}\sqrt{\frac{1}{4\pi \Delta d_l^2}}|\Gamma|\alpha_l s''_{tr}(t-\tau_l-\Delta\tau_l) \\
 & +\sqrt{\frac{1}{(4\pi \Delta d_l^2)^2}}|\Gamma|^2\alpha_l \cdot s''_{tr}(t-2\Delta\tau_l) \Big] \quad (5) \\
 & \equiv \sum_{l=1}^L [s_{ddl}(t) + 2s_{dil}(t) + s_{iil}(t)] \equiv \sum_{l=1}^L s_l(t) \quad (6)
 \end{aligned}$$

となる。ここで、 $s_{ddl}(t)$  は、式 (5) 中の第 1 項目である往路復路ともに直接波である受信信号を、 $s_{dil}(t)$  は、式 (5) 中の第 2 項目である往路復路が直接波と間接波である受信信号を、そして、 $s_{iil}(t)$  は、式 (5) 中の第 3 項目である往路復路ともに間接波である受信信号を表す。受信端では、障害物の位置に依存した、これらの足し合わせによるフェージングが生じる。また、障害物  $l$  からのエネルギーは  $\int^{T_r} s_l^2(t)dt$  であり、 $E_l$  とする。

本論文では、UWB インパルスレーダ受信機として、次の三つについて考える。

- IPCP 受信機 (従来受信機)
- Parallel IPCP (P-IPCP) 受信機 (提案受信機 1)
- Parallel Differential IPCP (PD-IPCP) 受信機 (提案受信機 2)

各受信機は、障害物からの反射波の中で、往路復路ともに直接波である  $s_{ddl}(t)$  の伝搬遅延時間  $2\tau_l$  を推定し、推定値  $2\hat{\tau}_l$  から距離  $d_l$  を導く。次章からの解析式では簡単化のため、各障害物からの反射波は直接波  $s_{ddl}(t)$  のみとする。

### 4. IPCP 受信機

#### 4.1 出力解析と測距精度

IPCP 受信機は、参照信号として受信信号を用いている。このシステムモデルを図 4 に示す。受信された信号は、その受信信号に対し、1 周期分の時間遅延  $T_r$  を加えた信号を参照信号として相関処理が行われる。相関処理を行う積分区間は 1 周期  $T_r$  である。つまり、 $n$  を自然数とすると、出力は、

$$U(nT_r) = \int_{nT_r}^{(n+1)T_r} r(\xi)r(\xi-T_r)d\xi \quad (7)$$

となる。その後、しきい値判定を行い、推定伝搬遅延時間  $2\hat{\tau}_l$  を求める。図 5 に IPCP 受信機出力の一例を示す。最も近い障害物 ( $l=1$ ) からの反射である第 1

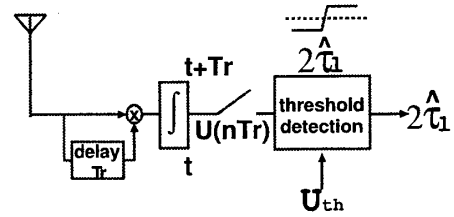


図 4 IPCP 受信機システムモデル  
Fig. 4 The block diagram of IPCP receiver.

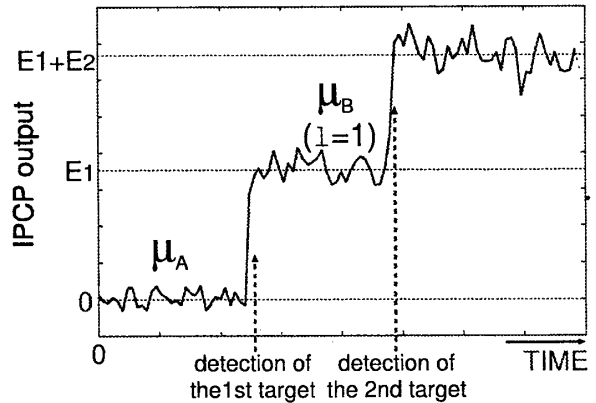


図 5 IPCP 受信機出力例 ( $L=2$ )  
Fig. 5 The output of the IPCP receiver. ( $L=2$ )

波目  $s_1(t)$  を検出することを考え、図 5 の出力について、次の二つの状態を考える。一つ目の状態  $\mu_A$  は、受信信号  $r(t)$  に反射波成分  $s_{re}(t) = s_1(t)$  が含まれておらず、雑音のみであるとき、つまり、 $nT_r < 2\tau_1 - T_r$  のときである。このときの IPCP 受信機の出力  $U(t)$  は、式 (7) より、次のように表すことができる。

$$U_{\mu_A}(nT_r) = \int_{nT_r}^{(n+1)T_r} n(\xi)n(\xi-T_r)d\xi \quad (8)$$

この出力は、雑音成分  $n(t)$  によって分布をもつ。平均値と分散値は次である。

$$E[U_{\mu_A}(nT_r)] = 0 \quad (9)$$

$$\text{Var}[U_{\mu_A}(nT_r)] = \sigma^4 T_r \quad (10)$$

次に、もう一つの状態である、状態  $\mu_B$  を考える。状態  $\mu_B$  は、受信信号  $r(t)$  と参照信号に第 1 波目の反射波成分  $s_{re}(t) = s_1(t)$  が含まれ、受信機において、それらの相関処理が行われている状態、つまり、 $2\tau_1 + T_r < nT_r$  のときである。この出力は、式 (7) より、

$$U_{\mu_B}(nT_r) = \int_{nT_r}^{(n+1)T_r} \{s_{re}(\xi) + n(\xi)\} \cdot \{s_{re}(\xi - T_r) + n(\xi - T_r)\} d\xi \quad (11)$$

$$= \int_{nT_r}^{(n+1)T_r} s_1^2(\xi) + s_1(\xi)\{n(\xi) + n(\xi - T_r)\} + n(\xi)n(\xi - T_r) d\xi \quad (12)$$

である。平均値と分散値は、次のようになる。

$$E[U_{\mu_B}(nT_r)] = \int_0^{T_r} s_1^2(t) dt = E_1 \quad (13)$$

$$\text{Var}[U_{\mu_B}(nT_r)] = \sigma^4 T_r + 2\sigma^2 E_1 \quad (14)$$

これらの二つの状態を考えると、障害物からの反射信号  $s_1(t)$  が受信機へと入力すると、IPCP 受信機の出力は、雑音成分で変動する平均 0 の出力から、平均  $E_1$  の出力に変化することが確認できる (図 5 参照)。この反射波の入力に応じた平均値の増加をしきい値で検出し、反射波の到来を検知し、推定伝搬遅延時間  $2\hat{\tau}_1$  を導く。つまり、 $n$  を自然数とすると、次を満たす最小の  $nT_r$  が推定伝搬遅延時間  $2\hat{\tau}_1$  である。

$$U(nT_r) > U_{th} \quad (15)$$

式 (15) より、この出力の出力間隔は IPCP 受信機の積分時間として定めた  $T_r$  であることが確認できる。出力間隔と測距精度は比例関係にあり、従来の IPCP 受信機は、測距精度に制約が強いられていることが分かる。

#### 4.2 検出確率

レーダ受信機を特徴づける指標の一つである検出確率について考える。検出確率は、所望の障害物からの反射信号が受信機へと入力されているとき (この状態を状態④とする)、受信機が“障害物あり”と判断する確率である。これは、反射信号が受信機へと入力されているときの受信機の出力分布  $p_{\text{④}}(U)$  と反射信号の到来を検出するしきい値  $U_{th}$  を用いて次のように表すことができる。

$$P_D = \int_{U_{th}}^{\infty} p_{\text{④}}(U) dU \quad (16)$$

また、しきい値  $U_{th}$  は、誤警報確率を定めることにより求める。誤警報確率とは、所望の障害物からの反射信号が受信機へと入力されていないとき (この状態を状態③とする)、受信機が“障害物あり”と誤る確率である。これは、障害物からの反射信号が受信機へと

入力されていないときの受信機の出力分布  $p_{\text{③}}(U)$  としきい値  $U_{th}$  を用いて次のように表すことができる。

$$P_F = \int_{U_{th}}^{\infty} p_{\text{③}}(U) dU \quad (17)$$

このように検出確率、検出のためのしきい値、誤警報確率は、④所望の反射信号が受信機へと入力されている状態と、③所望の反射信号が受信機へと入力されていない状態との二つの状態の出力分布で特徴づけられる。

IPCP 受信機の場合、④反射信号が受信機へと入力されている状態は、状態  $\mu_B$  である。また、③所望の反射信号が受信機へと入力されていない状態は、状態  $\mu_A$  である。

参考のため、送信機が生成した信号を参照信号として用いた相関受信機と、IPCP 受信機を検出確率の点で比較をする。理想的な状況として、相関受信機の参照信号として、受信信号と整合のとれた信号が生成できたと仮定する。検出確率を求めるために、相関受信機における、④反射信号が受信機へと入力されている状態の出力、分布の平均値、分散値は次のようになる。

$$U_{\text{corr}\text{④}}(t) = \int_t^{t+T_r} \{s_{re}(\xi) + n(\xi)\} s_{tr}(\xi) d\xi \\ = \int_t^{t+T_r} \{s_1(\xi) + n(\xi)\} s_1(\xi) d\xi \quad (18)$$

$$E[U_{\text{corr}\text{④}}(t)] = E_1 \quad (19)$$

$$\text{Var}[U_{\text{corr}\text{④}}(t)] = \sigma^2 E_1 \quad (20)$$

また、③反射信号が受信機へと入力されていない状態の出力、分布の平均値、分散値は次のようになる。

$$U_{\text{corr}\text{③}}(t) = \int_t^{t+T_r} n(\xi) s_{tr}(\xi) d\xi \quad (21)$$

$$E[U_{\text{corr}\text{③}}(t)] = 0 \quad (22)$$

$$\text{Var}[U_{\text{corr}\text{③}}(t)] = \sigma^2 E_1 \quad (23)$$

反射信号が含まれていない状態において、IPCP 受信機出力の分散値  $\sigma^4 T_r$  (式 (10)) と相関受信機出力の分散値  $\sigma^2 E_1$  (式 (23)) とを比べると、IPCP 受信機の方が小さいことが分かる。したがって、しきい値を定める式 (17) より、相関受信機よりも IPCP 受信機の方が低いしきい値  $U_{th}$  を設定することが可能である。よって、IPCP 受信機は、相関受信機と比べて同じ誤警報確率時に高い検出確率を得ることができる [7]。

#### 5. P-IPCP 受信機

IPCP 受信機のもつ、高い検出確率が得られると

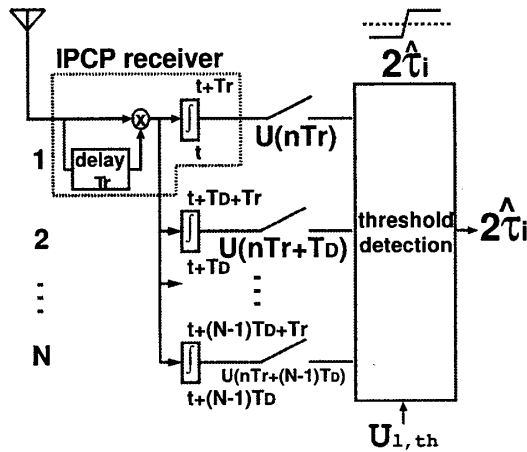


図 6 P-IPCP 受信機システムモデル  
Fig. 6 The block diagram of P-IPCP receiver.

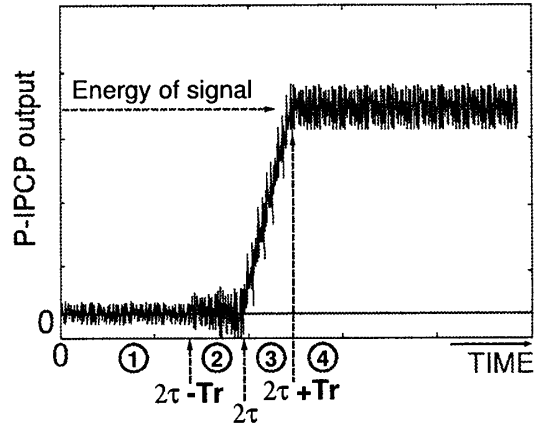


図 7 P-IPCP 受信機出力の状態  
Fig. 7 The state of the P-IPCP receiver output.

いう利点を生かした状態で、測距精度を改善すべく、P-IPCP 受信機を図 6 に示す。各 IPCP の積分時間は、 $T_D$  ずつずれている。つまり、並列に並べた各 IPCP からは  $U(nT_r), U(nT_r + T_D), \dots, U(nT_r + (N - 1)T_D)$  が出力される。この P-IPCP 受信機は、式 (7) のように各 IPCP からは  $T_r$  ごとにしか値を出力しないが、各 IPCP の積分時間のずれから、全体的には次式のように  $T_D$  ごとに出力が得ることができる。

$$U(nT_D) = \int_{nT_D}^{nT_D + T_r} r(\xi)r(\xi - T_r)d\xi \quad (24)$$

### 5.1 受信機出力解析と測距精度

P-IPCP 受信機 の出力について、 $l = 1$ 、つまり最も近い障害物からの反射波  $s_1(t)$  を検出することを考える。このときの出力を解析的に導出する。P-IPCP 受信機は従来の IPCP 受信機よりも短い時間間隔でサンプル出力が得られるため、次のように IPCP 受信機の場合よりも詳しく状態を考えていく。時刻  $nT_D$  によって P-IPCP 受信機 の出力は図 7 のような状態①から状態④の四つの状態に分けることができる。各状態と P-IPCP 受信機 の出力を示す。

①  $nT_D < 2\tau_1 - T_r$

反射信号が受信機へと入力されていない状態

$$U_{\text{①}}(nT_D) = \int_{nT_D}^{nT_D + T_r} n(\xi)n(\xi - T_r)d\xi \quad (25)$$

②  $2\tau_1 - T_r \leq nT_D < 2\tau_1$

反射信号が受信機へと入力されているが、相関器の参照信号へは入力されていない状態

$$U_{\text{②}}(nT_D) = \int_{nT_D}^{2\tau_1} n(\xi)n(\xi - T_r)d\xi + \int_{2\tau_1}^{nT_D + T_r} \{s_1(\xi) + n(\xi)\}n(\xi - T_r)d\xi \quad (26)$$

③  $2\tau_1 \leq nT_D < 2\tau_1 + T_r$

反射信号が受信機へと入力されており、相関器の参照信号にも入力されているが、相関処理を行う積分区間内において信号が充てんされていない状態

$$U_{\text{③}}(nT_D) = \int_{nT_D}^{2\tau_1 + T_r} \{s_1(\xi) + n(\xi)\}n(\xi - T_r)d\xi + \int_{2\tau_1 + T_r}^{nT_D + T_r} \{s_1(\xi) + n(\xi)\}\{s_1(\xi - T_r) + n(\xi - T_r)\}d\xi \quad (27)$$

④  $2\tau_1 + T_r \leq nT_D$

受信機で相関処理を行う積分区間すべてにおいて受信、参照信号ともに信号成分の入力が存在する状態

$$U_{\text{④}}(nT_D) = \int_{nT_D}^{nT_D + T_r} \{s_1(\xi) + n(\xi)\} \cdot \{s_1(\xi - T_r) + n(\xi - T_r)\}d\xi \quad (28)$$

各状態における平均値と分散値を表 1 に示す。反射波が入力される伝搬遅延時間  $2\tau_1$  に応じて、状態①の平均値 0 から状態④の平均値  $E_1$  まで変化するのが確認できる。P-IPCP 受信機における状態①は IPCP 受信機における状態  $\mu_A$  と、そして状態④は  $\mu_B$  と同じ状態である。P-IPCP 受信機も IPCP 受信機と同様に、この平均値の増加に着目をする。しかし、サンプリング間隔が短くなったため、状態②の分散値の増加で反射波の到来を検出することが可能であると考えられる。

表 1 P-IPCP 受信機出力の平均と分散 ( $l = 1$ )  
 Table 1 The mean and variance of P-IPCP receiver outputs. ( $l = 1$ )

	Mean	Variance
① $nT_D < 2\tau_1 - T_r$	0	$\sigma^4 T_r$
② $2\tau_1 - T_r \leq nT_D < 2\tau_1$	0	$\sigma^4 T_r + \sigma^2 \int_{2\tau_1}^{nT_D+T_r} s_1^2(\xi) d\xi$
③ $2\tau_1 \leq nT_D < 2\tau_1 + T_r$	$\int_{2\tau_1+T_r}^{nT_D+T_r} s_1^2(\xi) d\xi$	$\sigma^4 T_r + \sigma^2 E_1 + \sigma^2 \int_{2\tau_1+T_r}^{nT_D+T_r} s_1^2(\xi) d\xi$
④ $2\tau_1 + T_r \leq nT_D$	$E_1$	$\sigma^4 T_r + 2\sigma^2 E_1$

したがって、 $n$  を自然数としたとき、次を満たす最小の  $nT_D$  が推定伝搬遅延時間  $2\hat{\tau}_1 - T_r$  である。

$$U(nT_D) > U_{th} \quad (29)$$

式 (15), (29) を比較すると P-IPCP 受信機は、IPCP 受信機の出力間隔  $T_r$  よりも短い  $T_D$  で得ることが可能であり、測距精度の向上が期待できる。

### 5.2 複数物体の検出

複数物体の検出時においても P-IPCP 受信機の出力は前節で述べた①から④までの状態の変化が生じているが、各障害物からの反射波の到来を考える上で重要な状態④のみを考えていく。

P-IPCP 受信機について、2 物体以上の障害物が存在したときを考える。図 8 に障害物が 2 個存在するときの P-IPCP 受信機の出力例を示す。一般に障害物が  $L$  個存在したとき、 $l$  番目の反射波  $s_l(t)$  を検出することを考える。このとき、状態④における P-IPCP 受信機からの出力は、式 (7) より次のようになる。

$$U_{\textcircled{4}}(nT_D) = \int_{nT_D}^{nT_D+T_r} s_{re}^2(\xi) + s_{re}(\xi)n(\xi) + s_{re}(\xi)n(\xi - T_r) + n(\xi)n(\xi - T_r) d\xi \quad (30)$$

ここで、受信信号  $s_{re}(t)$  は受信信号の信号成分であり、式 (6) で与えられるように、1 番目から  $l$  番目までの障害物からの反射波の和である。出力  $U_{\textcircled{4}}(nT_D)$  における平均値を求めると、次のようになる。

$$E[U(nT_D)] = \sum_{i=1}^l E_i \quad (31)$$

つまり、一般に障害物  $l$  からの反射波は、

$$\sum_{i=1}^{l-1} E_i < U_{l,th} < \sum_{i=1}^l E_i \quad (32)$$

を満たすしきい値  $U_{l,th}$  を用いて、検出することが可能である。しかし、それぞれの障害物について定める

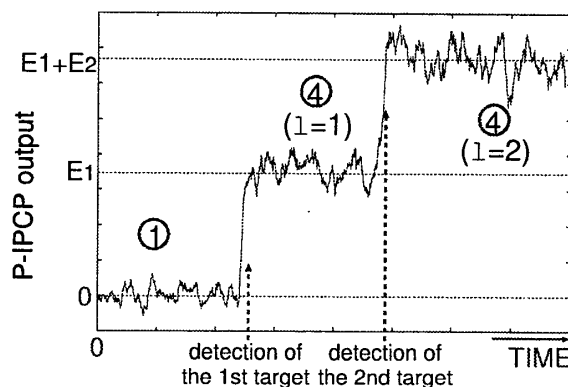


図 8 P-IPCP 受信機出力例 ( $L = 2$ )  
 Fig. 8 The output of the P-IPCP receiver. ( $L = 2$ )

必要があり、複数のしきい値となる。同様に、IPCP 受信機についても出力間隔が  $T_r$  となるが、式 (32) を満たすしきい値  $U_{l,th}$  を用いることで複数物体の検出は可能である。しかし、P-IPCP 受信機同様、各障害物からの反射波に応じた複数のしきい値  $U_{l,th}$  を設定する必要がある。これは、システムが複雑になる。また、受信機出力が式 (31) のように信号エネルギーの和となり、大きなダイナミックレンジが必要となる。

### 6. PD-IPCP 受信機

複数の障害物を単一のしきい値で検出するために、P-IPCP 受信機を拡張した PD-IPCP 受信機を提案する。この PD-IPCP 受信機では、P-IPCP 受信機に差分回路を加えて構成している。システムモデルを図 9 に示す。PD-IPCP 受信機での出力は、P-IPCP 受信機の出力  $U(t)$  を用いて次のように表せる。

$$D(nT_D) = U(nT_D) - U((n-1)T_D) \quad (33)$$

図 10 に PD-IPCP 受信機出力  $D(nT_D)$  の出力例を示す。式 (33) のように差分をとることにより、P-IPCP 受信機の出力である図 8 において、状態④のような平均値として一定値が出力されている状態が、図 10 中の状態  $\mu_C$  のように平均値が 0 となる。また、障害物から

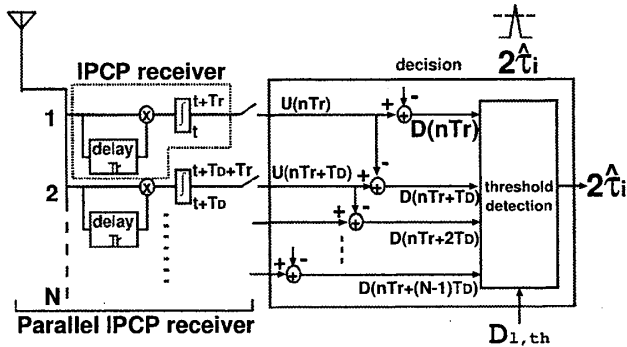


図 9 PD-IPCP 受信機システムモデル  
Fig. 9 The block diagram of PD-IPCP receiver.

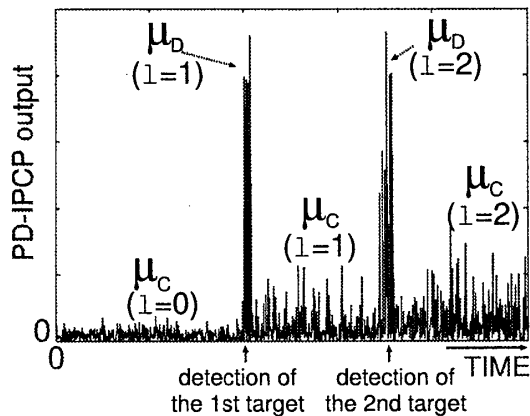


図 10 PD-IPCP 受信機出力例  
Fig. 10 The PD-IPCP receiver output.

の反射波の入力に応じて生じていた図 8 中の状態①から状態④( $l=1$ )へ、あるいは、状態④( $l=1$ )から状態④( $l=2$ )への遷移が図 10 における状態  $\mu_D(l=1)$  や  $\mu_D(l=2)$  のようにピークとなって表すことができる。このようにすることにより、単一のしきい値で複数の障害物から反射された信号の検出が期待できる。

### 6.1 受信機出力解析と測距精度

単一しきい値での複数物体の検出を示すために、PD-IPCP 受信機の出力について考える。検出の際に重要な図 10 に示されている二つの状態  $\mu_C$  と状態  $\mu_D$  について考える。障害物が  $L$  個存在したとき、 $l$  番目の障害物からの反射波  $s_l(t)$  を検出することを考える。状態  $\mu_C$  は、障害物  $l$  からの反射波  $s_l(t)$  の入力に応じたピークと障害物  $l+1$  からの反射波  $s_{l+1}(t)$  の入力に応じたピークとの間の出力の状態を指す。ただし、 $l=0$  のときは、いずれの障害物からの反射波が入力されていない状態である。また、状態  $\mu_D$  は、 $s_l(t)$  の入力に応じたピークが出力されている状態を指す。状態  $\mu_C$  のとき出力は、

$$D_{\mu_C}(nT_D) = \int_{nT_D}^{nT_D+T_r} \{s_{re}(\xi) + n(\xi)\} \cdot \{s_{re}(\xi - T_r) + n(\xi - T_r)\} d\xi - \int_{(n-1)T_D}^{(n-1)T_D+T_r} \{s_{re}(\xi) + n(\xi)\} \{s_{re}(\xi - T_r) + n(\xi - T_r)\} d\xi$$

$$= \int_{(n-1)T_D+T_r}^{nT_D+T_r} \{s_{re}(\xi) + n(\xi)\} \{s_{re}(\xi - T_r) + n(\xi - T_r)\} d\xi - \int_{(n-1)T_D}^{nT_D} \{s_{re}(\xi) + n(\xi)\} \{s_{re}(\xi - T_r) + n(\xi - T_r)\} d\xi$$

となり、平均値は、

$$E[D_{\mu_C}(nT_D)] = 0 \tag{36}$$

である。次に状態  $\mu_D$  について考える。これは、 $l$  番目の障害物からの反射波  $s_l(t)$  によるピークが生じている状態であり、 $2\tau_l + T_D < t < 2\tau_l + T_r$  である。このときの出力と平均値は次のようになる。

$$D_{\mu_D}(nT_D) = \int_{nT_D}^{2\tau_l+T_r} \{s_{re}(\xi) + n(\xi)\} n(\xi - T_r) d\xi + \int_{2\tau_l+T_r}^{nT_D+T_r} \{s_{re}(\xi) + n(\xi)\} \{s_{re}(\xi - T_r) + n(\xi - T_r)\} d\xi - \left[ \int_{(n-1)T_D}^{2\tau_l+T_r} \{s_{re}(\xi) + n(\xi)\} n(\xi - T_r) d\xi + \int_{2\tau_l+T_r}^{(n-1)T_D+T_r} \{s_{re}(\xi) + n(\xi)\} \{s_{re}(\xi - T_r) + n(\xi - T_r)\} d\xi \right]$$

$$E[D_{\mu_D}(nT_D)] = \frac{E_l}{N} \tag{38}$$

PD-IPCP 受信機では、この状態  $\mu_D$  に生じるピークに着目し検出する。 $0 < D_{l,th} < \frac{E_l}{N}$  を満たすしきい値  $D_{l,th}$  を用いることによって、 $l$  番目の障害物からの反射波の推定伝搬遅延時間  $2\hat{\tau}_l$  が求まる。しかし、P-IPCP 受信機同様、IPCP 受信機と比べ、PD-IPCP 受信機はサンプリング間隔が短いため、状態  $\mu_D$  で生じる直前の分散値の増加(差分をとる P-IPCP 受信機出力が状態②の状態)で反射波の到来を検出することが可能であると考えられる。したがって、 $n$  を自然数としたとき、次を満たす最小の  $nT_D$  が推定伝搬遅延時間  $2\hat{\tau}_l - T_r$  であり、出力は  $T_D (< T_r)$  間隔で得ることができる。



$$D(nT_D) > D_{l,th} \tag{39}$$

PD-IPCP 受信機において、各障害物からの反射波で得られるピーク値の平均は  $0 < \frac{E_L}{N} < \dots < \frac{E_2}{N} < \frac{E_1}{N}$  であることから、 $0 < D_{L,th} < \frac{E_L}{N}$  を満たす  $D_{L,th}$  を用いることで、単一のしきい値で  $L$  個の障害物が検出可能である。

また、IPCP 受信機、P-IPCP 受信機では、出力の平均値が式 (31) で表されているように、各障害物からの反射波のエネルギーの和なのに対し、PD-IPCP 受信機では、式 (38) が示すように、各障害物からの反射波のエネルギーのみである。したがって、出力に要するダイナミックレンジを小さくすることができる。

### 7. 各受信機における検出確率

検出確率は、4.2 で述べたように、ⓐ所望の反射信号が受信機へと入力されている状態と ⓑ所望の反射信号が入力されていない状態との二つの出力分布を考える必要がある。

P-IPCP 受信機の場合、前者の状態ⓐは、状態④であり、後者の状態ⓑは、状態①である。これらの状態の出力分布と、式 (16) を用いて検出確率を求めることができる。P-IPCP 受信機は IPCP 受信機のサンプリング間隔を細かくしたのみであり、これら二つの状態は、IPCP 受信機の状態と同じである。つまり、P-IPCP 受信機の検出確率特性は IPCP 受信機と同じである。

PD-IPCP 受信機の場合、状態ⓐは状態  $\mu_D$  である。また、状態ⓑは状態  $\mu_C$  である。これらの状態の出力分布と、式 (16) を用いて検出確率を求めることができる。

P-IPCP 受信機、PD-IPCP 受信機のⓐ,ⓑ各状態における出力分布を特徴づける平均値、分散値を表 2、表 3 にまとめる。表 2 は、障害物の数が 1 個 ( $L = 1$ ) である。表 3 は、障害物の数が複数であり  $l$  番目の障害物の検出に着目した場合である。参考のため、表 2 に 4.2 で述べた相関受信機についても併せて記す。

### 8. 数値例

車載用レーダとして用いた場合の各受信機の特徴を評価するために、数値シミュレーションを行った。米国 FCC (Federal Communications Commission) が定める 24 GHz 帯での利用を考え、22 GHz から 29 GHz に収まるようにパルス幅を設定した。シミュレーション

表 2 受信機出力の平均と分散 ( $L = 1$ )

Table 2 The mean and variance of outputs. ( $L = 1$ )

		w/o signal (ⓐ)	with signal (ⓑ)
correlation receiver	mean	0	$E_1$
	variance	$\sigma^2 E_1$	$\sigma^2 E_1$
P-IPCP (IPCP) receiver	state	① ( $\mu_A$ )	④ ( $\mu_B$ )
	mean	0	$E_1$
	variance	$\sigma^4 T_r$	$\sigma^4 T_r + 2\sigma^2 E_1$
PD-IPCP receiver	state	$\mu_C$	$\mu_D$
	mean	0	$E_1/N$
	variance	$2\sigma^4 \frac{T_r}{N}$	$2\sigma^4 \frac{T_r}{N} + 3\sigma^2 \frac{E_1}{N}$

表 3 PD-IPCP 受信機出力の平均と分散 (物体数  $L$ )

Table 3 The mean and variance of PD-IPCP output. ( $L$  objects existence)

		$\mu_C$ (ⓐ)	$\mu_D$ (ⓑ)
PD-IPCP receiver	mean	0	$E_1/N$
	variance	$2\sigma^4 \frac{T_r}{N} + 2\sigma^2 \sum_{i=1}^L \frac{E_i}{N}$	$2\sigma^4 \frac{T_r}{N} + 3\sigma^2 \frac{E_1}{N} + 2\sigma^2 \sum_{i=1}^{l-1} \frac{E_i}{N}$

表 4 シミュレーション諸元

Table 4 The simulation parameters.

Pulse duration: $T_D$	$1.5 \times 10^{-10}$ [s]
Gaussian pulse parameter: $\Delta T$	$7.5 \times 10^{-11}$ [s]
Number of pulses in $T_r$ : $N$	16 pulses
Code sequence: $a_n$	すべて 1
Height $h_r, h_t$ [m]	$h_r = h_t = 0.3$
Dielectric constant	$\epsilon = 2.00 - j0.05$

ン諸元を表 4 に示す。送受信アンテナを地上高 0.3 m に設置し、地面をアスファルトと想定した 2 パスチャネルモデルを用いた [12], [13]。障害物の位置による、受信端での信号電力の変動を図 11 に示す。図 11 において横軸は障害物の位置、縦軸は受信電力を送信電力で正規化した値を表す。参考のため、フェージングが生じておらず、電力の距離減衰のみのグラフも併せ示す。評価指標として、平均信号対雑音電力比  $\overline{\text{SNR}}$  に対する平均測距誤差 ( $E[|\hat{d}_l - d_l|]$ ) と検出確率を用いた。また、 $\overline{\text{SNR}}$  は、次のように定義を行う。

$$\overline{\text{SNR}} =$$

$$E \left[ \frac{\sum_{l=1}^L \int^{T_r} s_{\text{dil}}^2(t) dt + 2 \int^{T_r} s_{\text{dil}}^2(t) dt + \int^{T_r} s_{\text{iii}}^2(t) dt}{\sigma^2} \right]$$

シミュレーションでは  $\sigma^2$  を一定とし平均信号電力を変動させた。

#### 8.1 1 物体目の検出

並列化することによる検出特性を評価するために、障害物が一つ存在する場合を考え ( $L = 1$ )、この障害物を検出する。各受信機のしきい値  $U_{th}, D_{th}$  は、1

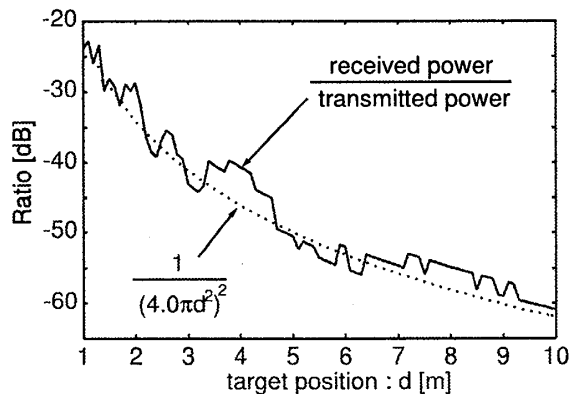


図 11 障害物の位置による受信電力の変化  
Fig. 11 The variation of received power.

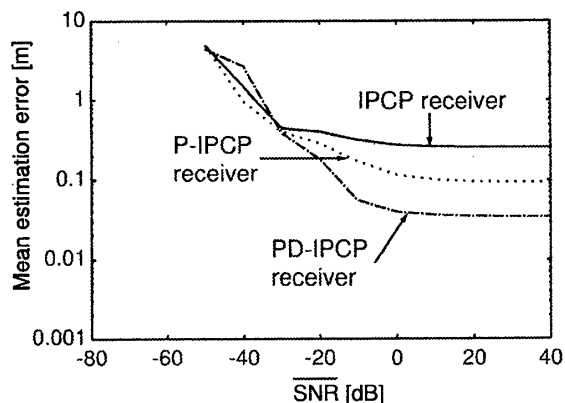


図 12 平均測距誤差 (L = 1)  
Fig. 12 The mean estimation error. (L = 1)

物体目の検出における誤警報確率が  $P_F = 10^{-4}$  となるように、式 (17) を用いて定めた。

### 8.1.1 測距誤差

まず、障害物が  $d_1 = 1$  m に存在する場合を考える。得られた結果を図 12 に示す。IPCP, P-IPCP, PD-IPCP 受信機を比べると、並列化を施した提案受信機の方が測距誤差を低く抑えられている。これは出力間隔を  $T_r$  から  $T_D$  へと細かくしたからである。

P-IPCP 受信機と PD-IPCP 受信機とを比較すると、PD-IPCP 受信機の方が平均測距誤差を小さく抑えることが可能であることが分かる。これは、PD-IPCP 受信機は信号検出のためのしきい値が低いためである。なぜなら、しきい値は、式 (17) と誤警報確率を定めて求めるが、この式 (17) 中の分布、つまり、反射信号の含まれない雑音のみの状態③時における出力分布の分散 (表 2 中、状態  $\mu_c$ ) が P-IPCP の出力分布の分散 (表 2 中、状態  $\mu_A$ ) よりも小さいためである。このため、PD-IPCP 受信機は P-IPCP 受信機と比べて低いしきい値が設定可能となり、状態  $\mu_D(l=1)$  への変化に対して、敏感に検出することが可能となる。

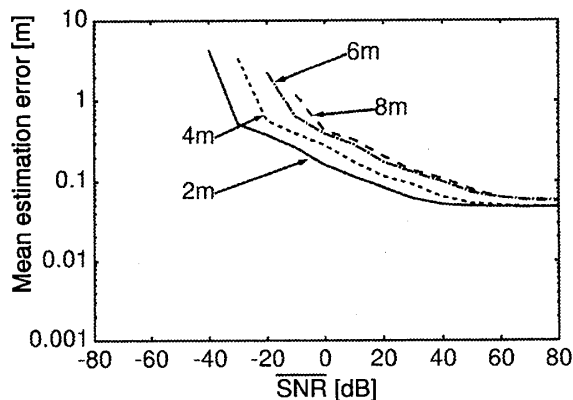


図 13 障害物の位置による P-IPCP 受信機の平均測距誤差 (L = 1)

Fig. 13 The mean estimation error. (position variable, P-IPCP, L = 1)

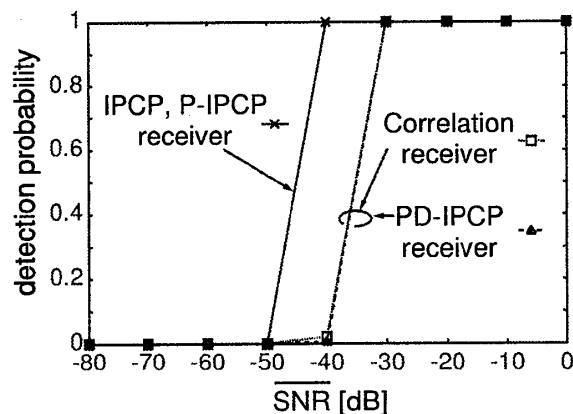


図 14 検出確率 (L = 1)

Fig. 14 The detection probability. (L = 1)

次に、障害物の位置による特性の違いを見るために、同じ送信電力で障害物を 2 m, 4 m, 6 m, 8 m と変化させた場合について考える。紙面の都合上、P-IPCP 受信機の場合のみの結果を図 13 に示す。

図 13 より、障害物が遠くなるにつれて同じ平均測距誤差を得るために、高い SNR が必要であることが確認できる。これは、遠方になればなるほど、受信される反射波の電力が小さくなるためである。これは、図 13 における位置によって必要とされる SNR 差が、図 11 で示した障害物の位置による受信端での電力差と一致することで確認できる。また、紙面の都合上、示していないが、このような傾向は、IPCP, PD-IPCP 受信機の場合も同様に見られた。

### 8.1.2 検出確率

まず、障害物が  $d_1 = 1$  m に存在する場合を考える。図 14 に結果を示す。他のレーダ受信機方式と比較を行うため、4.2 で示した、送信信号を参照信号として

用いる相関受信機の検出確率も併せて示す。

図 14 より, P-IPCP 受信機は, IPCP 受信機と同じ検出確率特性であることが分かる. これは, 7. で述べたとおり, P-IPCP 受信機は, IPCP 受信機のサンプリング出力間隔を短くしたのみだからである. 次に, IPCP, P-IPCP 受信機は, 相関受信機よりも同じ  $\overline{\text{SNR}}$  のときに高い検出確率を得ることが可能であることが確認できる. これは, 4.2 で述べたとおり, IPCP, P-IPCP 受信機は相関受信機と比べて, 障害物からの反射信号が得られていない状態④における出力 (式 (8)) が雑音同士の積であり, 相関受信機における同状態の出力である参照信号と雑音との積と比べると, 分散が小さくなるためである. このため, IPCP, P-IPCP 受信機は同じ誤警報確率においてスレッシュホールドを低く設定することが可能であり, 低い  $\overline{\text{SNR}}$  において障害物を検出することが可能である.

次に PD-IPCP 受信機について, 同じ  $\overline{\text{SNR}}$  において IPCP, P-IPCP 受信機と比べ, 低い検出確率となっていることが確認できる. これは, P-IPCP 受信機で得られた信号エネルギーを PD-IPCP 受信機では差分をとることで相殺してしまうためである. 相関受信機と比べると,  $-45$  dB 付近で若干相関受信機が優れているものの, ほぼ同じ特性を得ていることが分かる.

次に, 障害物の位置による特性の違いを見るために, 同じ送信電力で障害物を 2m, 4m, 6m, 8m と変化させた場合について考える. 紙面の都合上, P-IPCP 受信機の場合のみの結果を図 15 に示す.

図 15 より, 障害物が遠くなるにつれて同じ検出確率を得るために, 高い  $\overline{\text{SNR}}$  が必要であることが確認できる. 図 13 の平均測距誤差のときと同様で, これは, 障害物の位置による受信電力の大小に依存していると考えられる. 図 11 の受信電力の様子を見ると, 例えば, 障害物の位置が 2m のときと 4m のときの間では, 約 13dB の差がある. これに対し, 図 15 においても 2m のときと比べ, 4m のときは約 13dB 多く必要とする結果が得られていることから確認できる. また, 紙面の都合上, 示していないが, このような傾向は, PD-IPCP 受信機の場合も同様に見られた.

## 8.2 複数障害物の検出

検出すべき障害物が複数である場合について, PD-IPCP 受信機で単一のしきい値を用いた際の検出特性を評価する. 障害物の数は  $L = 2$  とする. 各障害物を検出する際に用いた単一のしきい値  $D_{\text{th}}$  は, 2 物体目の検出における誤警報確率が  $P_F = 10^{-4}$  となるよう

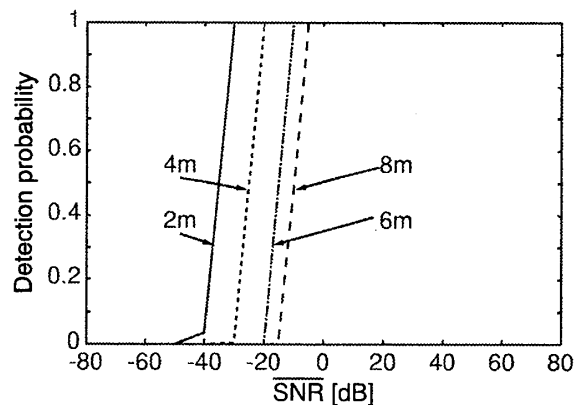


図 15 障害物の位置による P-IPCP 受信機の検出確率 ( $L = 1$ )

Fig. 15 The detection probability. (position variable, P-IPCP,  $L = 1$ )

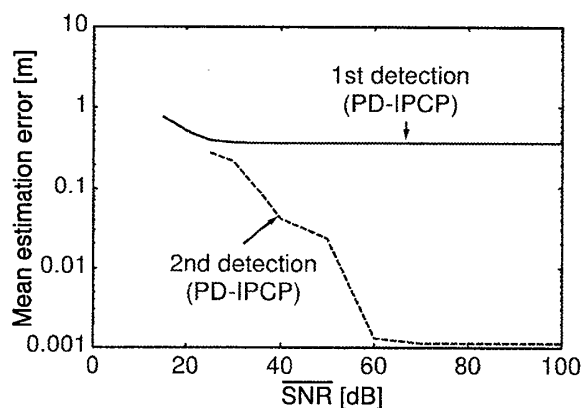


図 16 PD-IPCP 受信機の平均測距誤差 ( $L = 2$ )

Fig. 16 The mean estimation error of PD-IPCP receiver. ( $L = 2$ )

に式 (17) を用いて定めた.

### 8.2.1 測距誤差

まず, 障害物が  $d_1 = 1$  m,  $d_2 = 2$  m に存在したとする. 得られた結果を図 16 に示す. 図 16 において, 2 物体目の障害物の検出については, 平均測距誤差が小さく, 優れた特性を得ているが, 1 物体目の障害物の検出については, 2 物体目における特性よりも劣っていることが分かる. これは, しきい値を 2 物体目の検出における誤警報確率, つまり, 受信機出力が雑音と信号エネルギーとの積である状態  $\mu_C(l=1)$  の出力分布 (分散:  $2\sigma^4 \frac{T_r}{N} + 2\sigma^2 \frac{E_r}{N}$ ) を用いて, 定めているためである. 1 物体のみしか存在していない 8.1.1 の場合と比較をすると, 状態  $\mu_C(l=0)$  の出力分布 (分散:  $2\sigma^4 \frac{T_r}{N}$ ) を用いて定めたしきい値よりも高くなり, その結果, 反射波の到来に鈍くなり, 1 物体目の障害物における平均測距誤差が大きくなったものと考えられる.

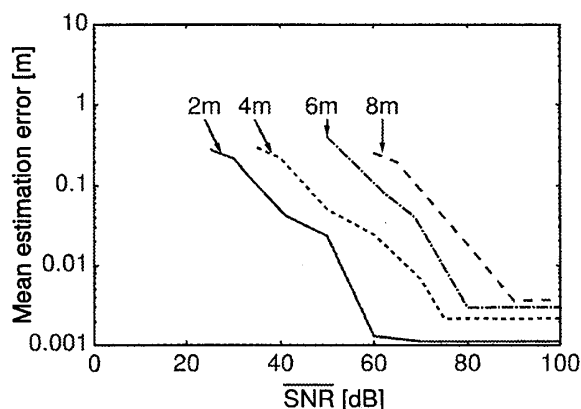


図 17 2 物体目の障害物の位置による平均測距誤差特性  
Fig.17 The mean estimation error. (PD-IPCP, 2nd target variable)

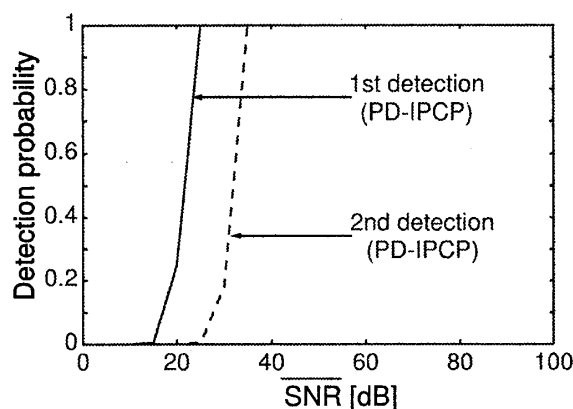


図 18 PD-IPCP 受信機の検出確率 ( $L = 2$ )  
Fig.18 The detection probability of PD-IPCP receiver. ( $L = 2$ )

次に障害物の位置による、平均測距誤差の特性依存について見るために、同じ送信電力で、1 物体目の障害物を 1m に固定をし、2 物体目の位置を変動させた。結果を図 17 に示す。8.1.1 で述べた、存在する一つの障害物の位置を変化させた際の検討と同じ傾向がみられる。つまり、障害物の位置による受信電力の大小に依存しており、障害物が遠くなるにつれて反射波の電力が小さくなるため、同じ平均測距誤差を得るのに、高い  $\overline{\text{SNR}}$  が必要であることが確認できる。

更に、1 物体目が 2m、2 物体目が 4m、6m、8m の場合、1 物体目が 4m、2 物体目が 6m、8m の場合、1 物体目が 6m、2 物体目が 8m の場合も同様に、受信電力の大小に応じて特性がシフトする結果が得られた。

### 8.2.2 検出確率

まず、障害物が  $d_1 = 1\text{m}$ 、 $d_2 = 2\text{m}$  に存在したとする。結果を図 18 に示す。図 18 より、2 物体目を検出する確率は 1 物体目を検出する確率と比べて低いことが分かる。これは、2 物体目からの反射信号のエネルギーは 1 物体目からのよりも小さいことが原因である。

次に、障害物の位置による、検出確率の特性依存について見るために、同じ送信電力で、1 物体目の障害物を 1m に固定をし、2 物体目の位置を変動させた場合の検出確率の結果を図 19 に示す。8.1.2 で述べた、存在する障害物が 1 個の場合における検討と同じ傾向が見られ、特性は、障害物の位置による受信電力の大小に依存していると考えられる。また、図 11 の障害物の位置による受信電力の様子と図 19 における  $\overline{\text{SNR}}$  差が一致することも確認できる。

更に、1 物体目が 2m、2 物体目が 4m、6m、8m

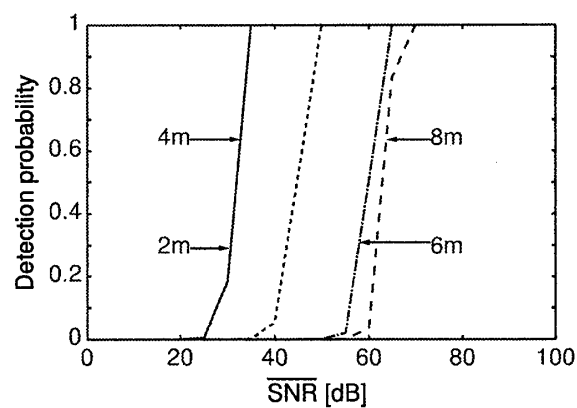


図 19 2 物体目の障害物の位置による検出確率特性  
Fig.19 The detection probability. (PD-IPCP, 2nd target variable)

の場合、1 物体目が 4m、2 物体目が 6m、8m の場合、1 物体目が 6m、2 物体目が 8m の場合も同様に、受信電力の大小に応じて特性がシフトする結果が得られた。

## 9. むすび

近距離車載レーダにおいて、高い測距精度が要求される UWB 車載用レーダを構築するために、IPCP を並列に用いることで、測距精度の向上を図る P-IPCP 受信機を提案した。更に、検出すべき障害物が複数存在する場合に、P-IPCP 受信機に差分回路を加え拡張することによって単一しきい値で複数障害物を検出でき、IPCP 受信機と比べて小さなダイナミックレンジに抑えられる、PD-IPCP 受信機を提案した。結果、P-IPCP 受信機では、IPCP 受信機の利点を生かしつつ、測距精度を向上させることができた。PD-IPCP 受信機では、高い SNR が必要ではあるが、単一のしきい値で複数の障害物を検出することができた。

謝辞 本研究の一部は，“文部科学省 21 世紀 COE プログラム”の助成を受けて行われたものである。記して謝意を表する。

### 文 献

- [1] I. Gresham, A. Jenkins, R. Egri, C. Eswarappa, N. Kinayman, N. Jain, R. Anderson, F. Kolak, R. Wohler, S.P. Bawell, and J. Bennett, “Ultra-wideband radar sensors for short-range vehicular applications,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.52, no.9, pp.2105–2122, Sept. 2004.
- [2] M.G.M. Hussain, “Ultra-wideband impulse radar - an overview of the principles,” *IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag.*, vol.13, no.9, pp.9–14, Sept. 1998.
- [3] 河野隆二, “Ultra wideband (UWB) 無線技術の研究開発に関する産官学連携と無線 PAN の標準化への貢献,” *信学論 (A)*, vol.J86-A, no.12, pp.1274–1283, Dec. 2003.
- [4] 小林岳彦, 幸谷 智, “UWB ワイヤレスシステムの研究開発動向,” *信学論 (A)*, vol.J86-A, no.12, pp.1264–1273, Dec. 2003.
- [5] R.J.M. Cramer, R.A. Scholtz, and M.Z. Win, “Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.50, no.5, pp.561–570, May 2002.
- [6] I.I. Immoreev and D.V. Fedotov, “Detection of UWB signals reflected from complex targets,” *IEEE conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (UWBST)*, pp.193–196, 2002.
- [7] J.D. Taylor, ed., *Ultra-wideband radar technology*, CRC Press, London, 2001.
- [8] K. Hamaguchi, H. Ogawa, and R. Kohno, “Ultra-wideband short-range impulse radar for vehicular applications,” *The international conference on ITS telecommunications (ITST)*, pp.119–122, June 2005.
- [9] H. Ogawa, K. Hamaguchi, Y. Yamamoto, T. Hirose, T. Kobayashi, and R. Kohno, “Technology development of short range ultrawide-band radar system,” *Ultra Wideband Systems and Technology (UWBST)*, pp.351–355, May 2004.
- [10] 近藤博司, 永石英幸, 篠田博史, 栗田直幸, 永作俊幸, 高野和朗, “ITS 用ミリ波車載レーダセンサ,” *信学論 (C)*, vol.J88-C, no.8, pp.613–620, Aug. 2005.
- [11] F. Ramirez-Mireles, “Signal design for ultra-wide-band communications in dense multipath,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.51, no.6, pp.1517–1521, Nov. 2002.
- [12] K. Doi, T. Matsumura, K. Mizutani, and H. Tsuji, “Frequency hopping ultra wideband inter-vehicle radar system using chirp waveforms,” *IEEE conference on Ultra Wideband Systems and Technologies (UWBST)*, pp.386–390, 2004.
- [13] N. Levanon, *Radar Principles*, A Wiley-Interscience Publication, Canada, 1988.

(平成 17 年 6 月 6 日受付, 11 月 28 日再受付,  
18 年 2 月 3 日最終原稿受付)

### 羽多野裕之 (学生員)



賞. IEEE 学生員.

2003 名大・工・電気電子情報卒. 2005 同大学院工学研究科博士課程前期課程了. 同年, 同大学院博士課程後期課程入学, 現在に至る. UWB 無線技術, ITS 無線技術, レーダネットワークなどの研究に従事.

2003 年度本会東海支部学生研究奨励賞受賞.

### 山里 敬也 (正員)



1988 信州大・工・電子卒. 1990 同大学院修士課程了. 1993 慶応大学大学院博士課程了. 工博. 同年, 名古屋大学工学部電子情報学科助手. 1998 同大情報メディア教育センター助教授, 2004 同大・エコトピア科学研究機構, 現在に至る. 1997 より 1998 まで, ドイツカイザースラウテルン大学客員研究員. スペクトル拡散通信, 変復調理論, トラヒック制御, 誤り制御などの研究に従事. 1995 本会学術奨励賞受賞. 情報理論とその応用学会, IEEE 各会員.

### 岡田 啓 (正員)



1995 名大・工・電子情報学専攻卒. 1997 同大学院博士課程前期課程了. 1999 同大学院博士課程後期課程了. 工博. 同年日本学術振興会特別研究員・PD. 2000 名古屋大学・情報メディア教育センター助手, 2004 同大学エコトピア科学研究機構助手, 2005 同大学工学研究科助手, 2006 新潟大学超域研究機構助教授, 現在に至る. パケット無線通信, マルチメディアトラヒック, 符号分割多元接続方式等の研究に従事. 情報理論とその応用学会, IEEE 各会員. 1996 電気・電子情報学術振興財団・猪瀬学術奨励賞, 1998 本会学術奨励賞受賞.

### 片山 正昭 (正員)



1981 阪大・工・通信卒. 1986 同大学院博士課程了. 工博. 同年豊橋技術科学大助手. 1989 大阪大学大型計算機センター講師. 1992 名古屋大学工学部電子情報学科講師. 1993 同大助教授, 2001 年 7 月より情報メディア教育センター教授 (工学研究科電子情報学専攻, 兼任), 同大・エコトピア科学研究機構教授 (工学研究科電子情報システム専攻兼任), 現在に至る. 1995 年 10 月より 1996 年 4 月まで, 米国ミシガン大学アンアバ校工学部電気電子計算機科学科客員助教授. 雑音理論, 信号伝送と変復調技術, 誤り制御, 多元接続方式, トラヒック制御, ソフトウェア無線技術などの研究に従事. 1986 本会篠原記念学術奨励賞. 1996, 2001 本会通信ソサイエティー功労感謝状. 情報理論とその応用学会, IEEE 各会員.