

論文・資料

UDC 621.396.962.3 : 621.376.56

符号化パルスレーダ方式*

正員 阪本 捷房† 正員 滝 保夫† 正員 宮川 洋† 准員 小林 久志†

正員 鈴木 務†† 正員 竹谷 武男††† 正員 吉田 孝††† 正員 国分 幹郎†††

要約 従来のパルスレーダでは探知距離を増大するためには、送信尖頭電力を大きくすることが必要であり、他方、距離分解能を高めるためにはできるだけパルス幅を狭くする必要がある。このため、従来の方式のパルスレーダで、その探知距離を増大し、しかも高分解能を保つためには、大電力の、なるべく幅の狭いパルスを用いる必要があり、終段送信管の最大許容損失、回路部品の絶縁破壊、回路の周波数特性および経済性などから制限を受け実現が困難であった。

本論文は比較的長い時間幅のパルスを擬似ランダム符号で位相変調し、それを送信し、受信機では相関検波器を用いて反射波を検出することにより、送信尖頭電力は増加することなく、高い距離分解能を持ち、しかも目標の速度弁別も可能なレーダ方式について、理論的、実験的な検討を行なった結果を示すものである。

1. 序 言

一般に超遠距離レーダではつぎの三つの条件が設計の目的とされる。

(i) 最大探知距離を増大せしめ、なおかつ、距離分解能を良好に保つこと。

(ii) 移動目標を対象とする場合は、ドプラシフトを弁別できること。

(iii) 多重目標の場合は受信検出した情報がどの目標によるものかを分離できること。

従来のパルスレーダ方式においては、パルス波の幅によって距離分解能が定まるため、分解能を高めるにはかなり幅の狭いパルス波を用いる必要がある。しかし短いパルス波を用いると送信機の利用率が低下し、受信機は広帯域となり、信号対雑音比 S/N が低下する欠点がある。これを改善する方式として、周波数変調形レーダ方式が考案された。特に比較的長いパルスに直線的な周波数変調を行なったレーダは Chirp Radar としてよく知られている⁽¹⁾。周波数偏移を F_c/s とすれば、この方式の距離分解能は、ほぼ $c/2F$ で与

えられる。ここで c は光速である。したがって周波数偏移を増大すれば距離分解能が高められる。すなわちこの方式は長いパルスを用いながら、それに変調をかけることにより、送信波の帯域幅のほぼ逆数の幅の狭いパルスを用いたレーダと同一の距離精度を得ようという原理に基づくものである。しかし良く知られているように、Chirp Radar は移動目標に対しては、反射波がドプラシフトを受け、距離の測定に誤差を生ずる。こゝに述べる方式は、同一の原理に基づくものであるが、周波数変調形レーダの欠点を改善すべく考案されたものであって、目標の位置と速度を独立に測定することを可能とする。次節において本レーダ方式の原理を説明する*。

2. 本レーダ方式の原理

本レーダ方式の送受信系統図を図1に示す。

2.1 送信機系統

高周波発振器の出力は位相変調器に導かれ、M系列発生器よりのM系列信号(図2B)によって位相変調される。(図2C)これが送信パルス発生回路に供給され、ゲート信号発生器で発生されたゲートパルス(図2D)によって適当な時間幅を持つ送信パルス(図2E)にされ、増幅された後、アンテナより目標に向け送信される。

図2は送信波生成の過程をわかりやすく図解したも

* 本論文の提出後、同じく擬似ランダム符号で変調をかけることによって距離精度を高める方式についての検討が発表された⁽¹²⁾。同論文は、定性的に方式の特性を述べたものであり、パルスレーダでなくCWレーダである点等の差異があることを付言しておく。

* Coded Pulse Radar System. By TOSHIFUSA SAKAMOTO, YASUO TAKI, HIROSHI MIYAKAWA, Members, HISASHI KOBAYASHI, Associate (Faculty of Engineering, University of Tokyo, Tokyo), TSUTOMU SUZUKI, Member (University of Electro-Communication, Tokyo), TAKEO TAKEYA, TAKASHI YOSHIDA and MIKIO KOKUBU, Members (Toshiba Electric Co., Ltd., Kawasaki). [論文番号 3563]

†東京大学工学部 ††電気通信大学

†††東京芝浦電気株式会社

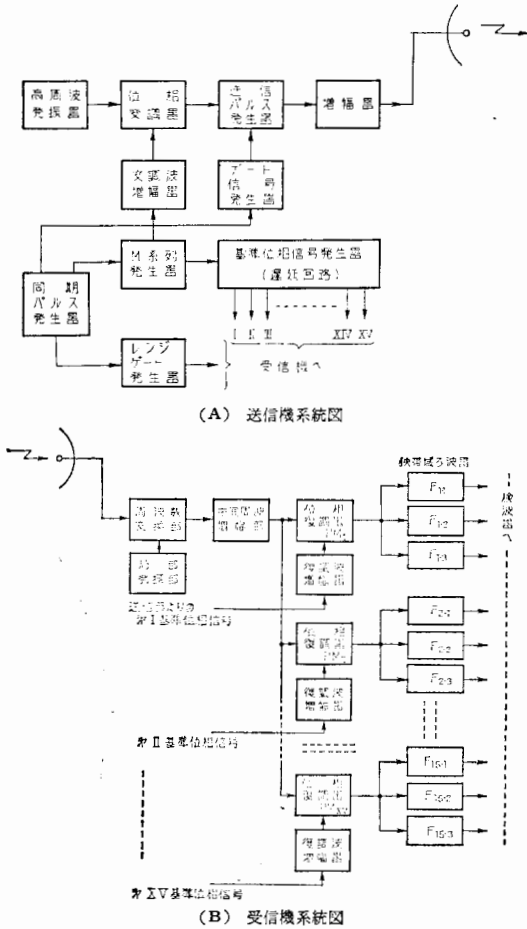


図1 送受信機系統図
Fig. 1—Block diagrams of transmitter and receiver.

ので, 簡単のためM系列信号の一つのパルス幅τの中に高周波が丁度1サイクル含まれる場合を示している。

2.2 M系列信号^{(1),(2)}

本方式では擬似ランダム信号として, M系列を用いた。ここでM系列とは最大周期系列(Maximal period sequence)の略であって, その詳細は文献にゆずることとし, それに関する, 二, 三の重要な性質を述べる。

一例として図2Bの15単位, すなわち周期15のM系列について考える。これは, たとえば,

$$- - + + - + - + + + - - - + \quad (1)$$

を一周期とする無限につながった周期系列と考えることができる。この無限系列は,

(i) 時間関係の一致した全く同じ系列を二つ考え, 相互に対応するもの同士を掛け合わせ, 一周期分の和を取ると +15 となる。

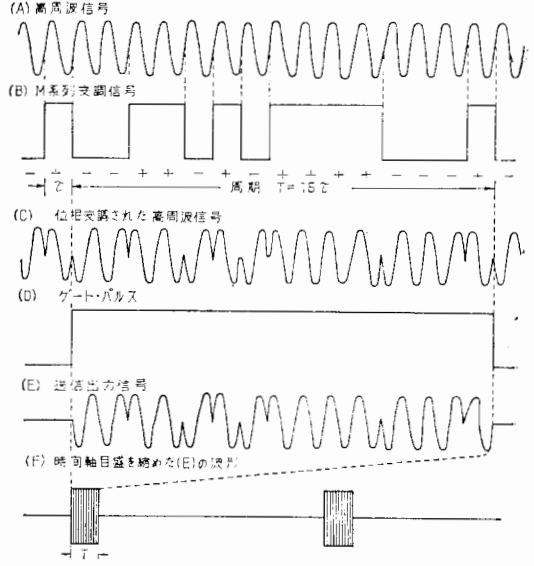


図2 送信波生成過程
Fig. 2—Generation of transmitting wave form.

(ii) 時間関係が一致しない場合は, この和は常に -1 となる。

という, 二つの性質を有する。このような性質を持つM系列は周期15のみならず, 一般に, 任意の $2^n - 1$ (ただしnは正整数) なる周期に対して存在する。以下+, -の1素子の長さをτとする。M系列の一周期の長さをTとすれば

$$T = (2^n - 1)\tau \quad (2)$$

となる。

n=4の場合が(1)を一周期とするM系列であって, 4次のM系列と呼ぶこともある。以下の実験においては(1)に示すような4次のM系列を擬似ランダム信号として用いた。図2Dのゲートパルスは, 無限に長い周期的なM系列より, その一周期分を取り出すゲート操作を示したものである。このゲートパルスは, 一定間隔の繰り返しパルスであって, その周期は正しくTの整数倍になるよう設計されている。

2.3 受信機系統

この送信パルスが目標より反射波となって, 受信される。受信波は周波数変換され, 中間周波増幅を受け, 位相復調器に導入され, 送信側より供給される基準位相信号によって位相復調される。この受信機の復調波である基準位相信号は, 送信機で発生されるM系列信号と全く同じのものであって, ただ, 遅延回路によって一定時間の遅延が与えられたものである。以後, 送信機で発生されたM系列信号が遅延回路により,

($i-1$) だけ遅延させられた信号を第 i 基準位相信号と呼ぶことにする。つぎに異なった距離からの反射波が受信機の位相変調器でどのように分離検出されるかを説明する。まず ($c/2$)($15\tau/l$) なる距離からの反射波を考える。ここで c は光速で l は任意の整数である。この反射波が受信機の第 1 番目の位相変調器 PM_I に入ると、第 1 基準位相信号で相関検波される。このときは入力反射波と復調用の基準位相信号との時間関係が、丁度一致するから、受信位相変調器出力の位相は全部正となり、結局、反射波は位相反転を受けない長さ 15τ の一続きの搬送波に復帰せしめられる。反射波と、基準位相信号との時間関係が一致しなければ、M 系列の性質から、ほぼ等分に正負の位相を持つ信号が、位相復調器出力に生ずる。これらの様子を図示したのが図 3 および図 4 であって、前述の 2.2 の M 系列信号の性質と照らし、容易に理解されよう。

全く同様にして、($c/2$)($15\tau/l+\tau$) なる距離からの反射波は第 2 基準位相信号が対応する位相復調器 PM_{II} の出力にのみ、位相が全部正となった信号を生じ、 PM_I および $PM_{III} \sim PM_{XV}$ の出力には、やはり図 4

(A) 距離 $c/2$ (15 τ) からの反射波

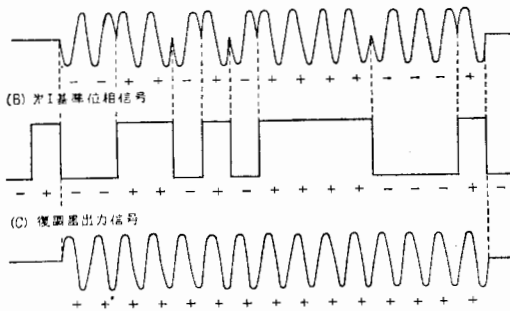


図 3 反射波と復調波の位相関係が合致した場合

Fig. 3—Demodulation process where there is no time difference between reflected signal.

(A) 距離 $c/2$ (15 τ) からの反射波

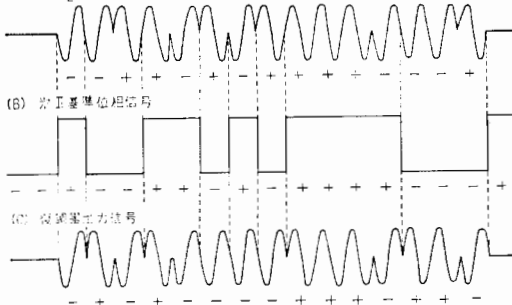


図 4 反射波と復調波の位相関係が一致しない場合

Fig. 4—Demodulation process where there is some time difference between reflected signal and local signal.

のごとき正負の位相を、ほぼ等分に含む信号を生ずる。さらに、他の距離からの反射波に対する位相復調器出力も同様にして推測されるであろう。

つぎに、これらの受信位相復調器の出力を、立ち上がり時間が $T=15\tau$ に等しいような帯域ろ波器でろ波することにしよう。このようなろ波器は、ほぼ $1.2/15\tau$ の帯域幅を持っている。一般に雑音中よりパルス幅 T のパルスを検出する場合、中間周波増幅器の帯域を $1.2/T$ (3 dB 帯域幅) とすれば、S/N が最も大きくなるとされている。したがって、時間関係の一致した図 3 (c) の位相復調器出力は、パルス幅 15τ なる普通の高周波パルスであるので、上述のろ波器を通ると、最も S/N 比よく検出される。時間関係の一致しない図 4 (c) の場合は、パルス幅 τ のものを、帯域幅 $1.2/15\tau$ なるきわめて狭いろ波器に通すわけであるから、ろ波器によって大きな減衰を受け、出力は非常に小さくなる。図 5 は以上のことを、図解的に説明したものである。ここでろ波器は包絡線の立ち上がり特性が、同図 (A) で表わされるような、全く理想的なろ波器の場合を考えている。このようにして、15 個の受信側位相復調器 $PM_1, PM_2 \dots PM_{15}$ と 15 個のろ波器 $F_1, F_2 \dots F_{15}$ を並設し、それぞれに第 1 基準位相信号、第 2 基準位相信号……第 15 基準位相信号を供給すれば、これらのろ波器出力は、それぞれ、

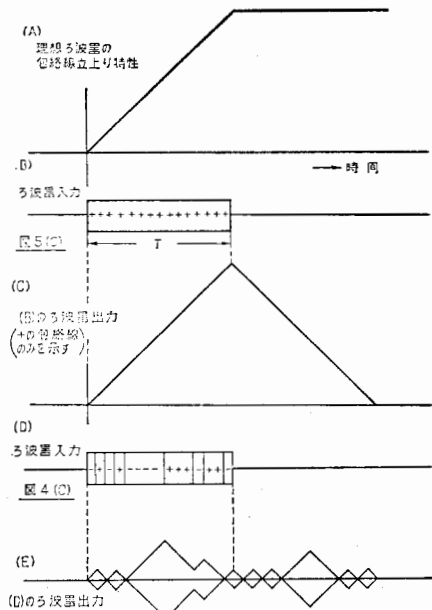


図 5 ろ波器入出力関係

Fig. 5—Input and output waveforms of narrow band filter.

$\frac{c}{2}15\tau l, \frac{c}{2}(15\tau l + \tau) \dots, \frac{c}{2}(15\tau l + 14\tau)$ なる距離にある目標からの反射波に対してのみ、選択的に大きな信号出力を発生し、これにより目標の距離をただちに知ることができる。

上述のことから、たとえば $\frac{c}{2}15\tau l$ なる距離にある目標は、ろ波器 F_1 で検出できることが分かったが、目標距離を不確定なしに、検出しようとするには、これだけでは不十分である。たとえば距離 $15\tau l/2$ の目標からの反射波は l のいかんにかかわらず、すべて F_1 のろ波器に大きな出力を生ずる。これを分離するには l によって応答が最大となる時刻が異なることを用いる。具体的には時間ゲートを用いて、分離する。このように時間ゲートを並列に設けることにより一つの基準信号で 15τ 間隔の多数の反射パルスを分離して検出することが可能となる。

移動目標を対象とする場合には、対象移動目標のドブラシフトに相当する周波数だけずらした、多数個のろ波器を多数組、すなわち、

F_1 の代わりに $F_{1.1}, F_{1.2}, F_{1.3} \dots$

F_2 の代わりに $F_{2.1}, F_{2.2}, F_{2.3} \dots$

⋮

F_{15} の代わりに $F_{15.1}, F_{15.2}, F_{15.3} \dots$

を設けることにより、特定の速度を有する目標からの反射波のみを同時に検出することができる。

このようにして得られる狭帯域ろ波器出力は図6の系統図のような検出機構に供給される。ここでは、狭帯域ろ波器出力は、まず包絡線検波され、つぎにレンジゲート (range gate) 回路でゲートされる。ゲートされた出力は、あるレベルでスライスされ、この出力を、一定レベルで量子化し、デジタル積分回路に供給し、目標の有無を検出し、指示装置に指示させる。

ここで用いた判別法は、2重スレシヨルド法であって、まずゲート回路出力が、ある定められたレベル v_s を越すときに、単位パルスを出す。このような試行を m 回繰返し、 m 回中 r 回単位パルスが得られた

とする。 r がある適当に設定された値 K を越えたときに「目標有り」と判定し、警報が発せられるようになっている。試作装置では、これらの v_s, m, K なるパラメータを、それぞれ変化させ各種の特性が測定できるようにしている。このような検出法を採用することによって、検出確率、並びに誤警報確率を所要の値に設定でき、したがって、レーダの系統運用が有効に行なわれる。

3. 実験結果

3.1 実験装置の概要

本実験装置の送受信機系統図は、すでに述べたように、図1に示すごとくであって、実験では送信周波数 1.9 Mc/s、パルス幅 $T=15\tau$ 、ただし $\tau=66.7 \mu s$ パルス繰返し時間 1000 μs 、受信機中間周波数 100 kc/s なる値を用いた。図7、図8はこの実験で用いた狭帯域ろ波器の周波数特性と、包絡線立ち上がり特性を示したものであって、ろ波器は平坦遅延特性の5次のLCろ波器である。

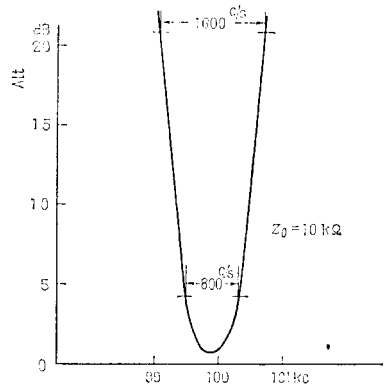


図7 狭帯域ろ波器の周波数特性
Fig. 7—Frequency characteristic of narrow band filter.

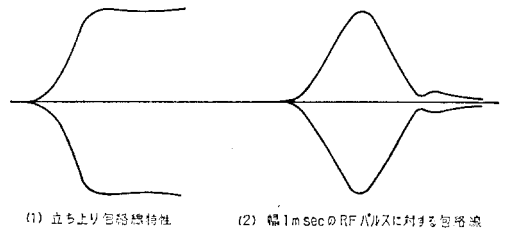


図8 中心周波数における狭帯域ろ波器の過渡応答特性
Fig. 8—Transient responses of narrow band filter at center frequency.

3.2 相関検波の実験

送信波として、その位相が

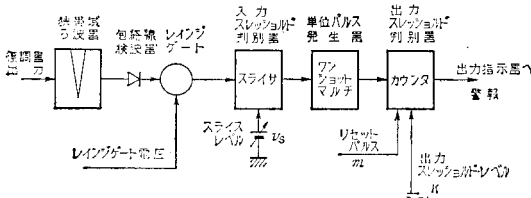
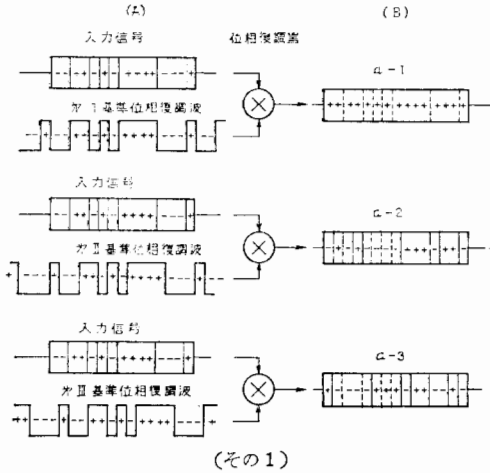


図6 検出機構原理図
Fig. 6—Block diagram of decision circuit.

---+ +-+ -+ + + + - - - +

なる信号で反転されている場合について検討した。実際には、単位数 15 の M 系列としては、この他に 3 種類存在し、さらに各々に対して一単位ずつ循環させて一周期を構成すれば、15 通りの符号構成が考えられる。しかし実験結果では、いずれも、ほぼ同一のものが得られたので、こゝでは上述のものについて説明する。これは、また、図 2、図 3、図 4、図 5、にそれぞれ例として引用した系列と同じである。



この場合の受信波と基準位相信号の時間的關係を図式化したのが、図 9 で、こゝには受信波と最初の 3 つの第 1、第 2、第 3 基準位相信号との相関をとった場合をかゝりてある。図 9 (その 1) において (A) は受信波と基準位相の時間關係を対比させたもので、たとえば (A) の最上欄の

---+ +-+ -+ + + + - - - +

は同図の a-1 を図式的に示したものであり、その下の欄は、基準位相信号を示したものである。こゝで実線は、その時間において、位相反転があることを示している。同図 B は受信機の位相復調器出力で、たとえば第 2 欄の a-2

-+ -+ -+ -+ -+ -+ + + + -+ + -

なる図は、受信波が位相復調器で変調された後の波形で、実線の部分は送信側で位相反転されたものがそのままの状態に残っているか、あるいは受信側で新たに位相反転されたことを示す。点線の部分は送信側で位相反転されたが受信側で再び、位相反転され、元の位相に戻ったことを示す。

図 9 (その 2) a-1, a-2, a-3 は図 9 (その 1) の a-1, a-2, a-3 にそれぞれ対応する オシログラフ 波形。

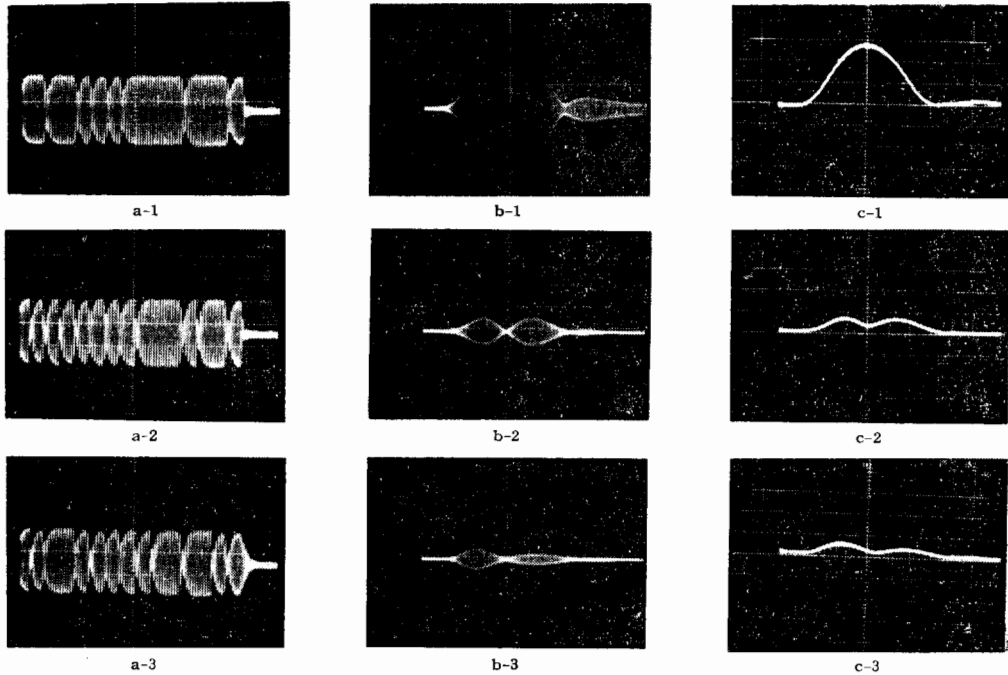


図 9 受信機位相復調器入出力

Fig. 9—Input and output waveforms of demodulators of receiver.

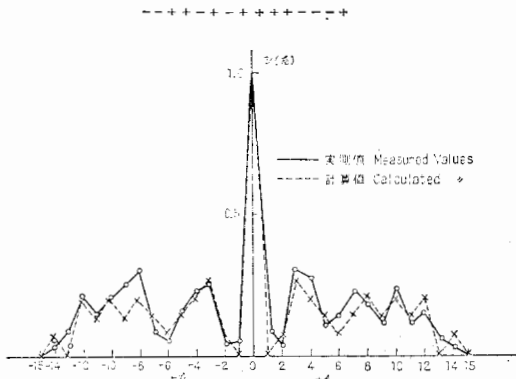


図 10 他チャネルへの相互相関干渉出力
Fig. 10—Mutual interference to other channels.

であって、図中、b-1, b-2, b-3, は狭帯域ろ波器出力で c-1, c-2, c-3 は包絡線、検波器出力である。もし狭帯域ろ波器の包絡線立ち上がり特性が折線的ならば、同図 b-2 は図 5E に示した波形となるべきものである。b-2 以下の b-3, b-4, ……b-15 についても同様に、包絡線立ち上がり特性を折線的であると、図 5E に対応する波形を計算した。

狭帯域ろ波器の出力は、そのチャネルに丁度時間関係が一致した信号に対する出力の最大値をサンプルするように設定されたレンジゲートでサンプルされる。しかし時間関係が丁度一致しない場合でも多少の出力を生ずることは、図 9 の波形から理解される。このような漏れ成分を図示したのが、図 10 であり、同図の k は基準位相信号が受信信号に比べて、 $k\tau$ 秒だけ遅れている他チャネルへの漏れ成分を示している。また k が負のときは、 $-k\tau$ 秒だけ進んだチャネルへの出力を示す。縦軸 $v(k)$ は、 $k=0$ なるチャネルの出力によって規準化した値を示し、実線は実測値、点線はろ波器特性を折線特性としたときの計算値であり、実測結果とかなりよい一致が見られる。ほぼ k が整数の場合の直線補間値に近いことが示された。また k が整数でない場合についても、実測が行なわれ、このような実験的並びに理論的検討の結果、つぎの結論が得られた。

(1) 受信波と基準位相信号とが時間的に一致したチャネルと一致しないチャネルにおける出力の比は、最大 1:0.3 である。この値は M 系列の次数を高くすれば改善される。

(2) ろ波器の包絡線立ち上がり特性を折線により近似し、ろ波器出力を作図により求めることは、きわ

めて簡単に動作の特性を推定するのに有効な方法である。

3.3 ドプラシフトの影響

受信機の局部発振の周波数を擬似的に変えることにより、ドプラシフトの影響、すなわち、速度弁別の可能性を検討した。その結果 ± 300 c/s のドプラシフトに対しては、振幅の変化は、わずかに小さくなる程度であるが、 ± 600 c/s では振幅が約 6 dB 低くなり、 ± 900 c/s 位では、図 9 の b-2, b-3 に示した波形と同様クビレタ波形となり振幅も非常に小さくなることが確認された。定量的には、これは図 7 の狭帯域ろ波器の周波数特性では説明し得ることが示され、この実験結果から、移動目標の弁別の可能性が確かめられた。

3.4 相関検波による S/N 比の改善

受信波は、矩形波で位相反転変調を受けているためその帯域はきわめて広い。このような信号を忠実に伝送するには、広い帯域を必要とし、したがって、中間周波数での等価雑音帯域幅 B_{IF} も広く S/N 比は

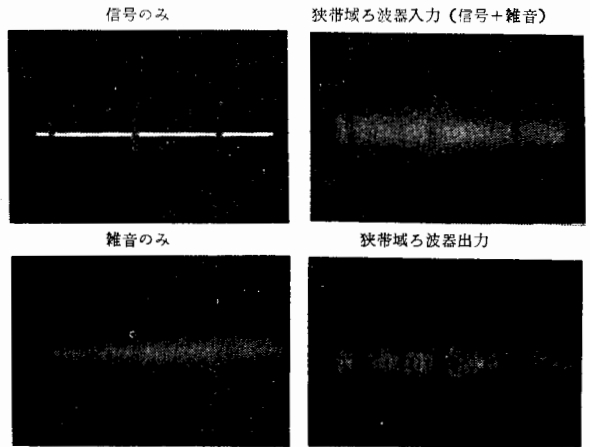


図 11 雑音の影響
Fig. 11—Waveforms showing the improvement of S/N.

なはだ小さい値である。しかしこの方式の最終 S/N 比は受信機の位相復調器の次段の狭帯域ろ波器の帯域幅 B_N で定まる。この実験では $B_{IF}=35$ kc, $B_N=880$ c/s であり、実測の結果、狭帯域ろ波器出力端子での S/N 比と、中間周波段の S/N 比との、両者の比として 5.7 (電圧比) なる値が得られたが、これは、理論値 $\sqrt{B_{IF}/B_N}=6.3$ によく一致するといつてよい。

図 11 は、これらの関係をオシログラフ波形によって直観的に示したもので、帯域 35 kc の雑音が狭帯域ろ波器によって有効に除去されている様子が観察される。

3.5 検波後のデジタル積分による S/N 比改善

図 11 は雑音発生器の出力を受信入力に重ね合わせ、雑音の存在する場合の相関検波後の波形を示したものである。この写真からも、相関検波器を使用することにより、雑音中に埋もれた信号を良好に検出できることが確認される。

定量的に、信号検出の理論に基づき検波後のデジタル積分による S/N 比の改善の実験も行なわれた。デジタル積分による S/N 比の改善度に関する詳細は、別の機会に御報告することとし、ここでは、この値が、前節に述べた相関検波による S/N 比改善度との効果と相まって、この方式によるレーダの長距離化に役立っていることを強調しておく。

4. 本方式のレーダ方程式

つぎに、本レーダ方式を用いた場合の最大到達距離について述べる。よく知られているように、通常のパルスレーダのレーダ方程式は次式で与えられる⁽¹¹⁾。

$$R^4 = \frac{P \cdot G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 \cdot (KT) (1.2/T) (NF) \cdot S} \quad (3)$$

ここで R は最大到達距離、 P は尖頭電力、 T はパルス幅、 G はアンテナ利得、 λ は波長、 σ は目標の散乱断面積、 NF は受信機の雑音指数、 KT はボルツマンの常数 K と、絶対温度 T との積、 S は積分効果や、アンテナの回転に伴う Scan loss などを含めた因子であって、ある場合には観測者の熟練度その他による心理的な要素もこれに含まれることがある。この他式 (3) では、パルスレーダの中間周波の帯域が $1.2/T$ に等しいと仮定して求められたものであって、実際には中間周波の帯域は周波数安定度を考慮して、これより広く取られ、これに基づく雑音の効果を S に算入する場合もある。特に式 (3) で $S=1$ とした場合は、雑音電力と等しい信号電力の反射パルスは必ず検出されるとの仮定に基づく最大到達距離を求める式になる。信号検出理論に基づく厳密な意味での最大到達距離の検討は、別の機会にゆずることとし、ここでは、受信機の狭帯域ろ波器の出力端で、信号電力と雑音電力が等しい場合に、目標が検出されると仮定した場合に、この方式の最大到達距離は具体的にいかなる式で与えられるかを考察する。

まず、第一に中間周波の帯域が充分広く、雑音は、白色であると仮定すれば、相関器において、基準信号により、位相反転せしめられても、雑音の電力密度はなんら変化しないことに注意する。しかし、受信波と

基準位相信号の時間関係が合致している場合には、相関器の出力における信号波は、幅 T の一続きの、無変調の搬送波に復せしめられる。狭帯域ろ波器の帯域は $1.2/T$ であるから、本方式の最大到達距離は、以上の仮定が成立する範囲内では、式 (3) で T をパルス幅とし、 $S=1$ として求められる。ただし $1.2/T$ なる帯域幅を中間周波の帯域幅 B_{IF} としたときは、 $S = \frac{1.2}{T \cdot B_{IF}}$ とする必要がある、この意味で本方式は B_{IF}/B_N (ただし $B_N=1.2/T$) なる積分効果を有するという場合もある。この意味での積分効果が実測とよく合致することは、3.4 において、言及したところである。

4. 結 言

超遠距離レーダの一方式として、符号化パルスレーダを考察し、実験装置を試作し、方式原理の検討を行なった結果を述べた。

以上、理論的、実験的に確認された本方式の特徴は下記の通りである。

(1) この方式は理論的には相関検出器の一種であって、この相関検出器によって得られる単一パルスの検出能力は Matched filter による信号検出と等しく⁽¹²⁾、その信号対雑音比は近似的に

$$\frac{S}{N} \approx \frac{\text{単一パルスの有する全エネルギー}}{\text{単位帯域幅当たりの雑音電力}}$$

で与えられる*。

したがってパルスの有するエネルギーが余すところなく信号の検出に利用されているといえることができる。

(2) 相関検出器、すなわち Matched filter は、ある指定された時点に生起するパルスに対し最大の出力を生ずる。しかし、その時点の近傍で生起するパルスに対しても若干の出力を生ずる。この干渉特性はパルス波形の自己相関関数で与えられる。

(3) 本方式では急峻尖鋭なる自己相関関数を有する M 系列によってパルスを位相変調し、鋭い干渉特性が得られることを確認した。また、その際 M 系列の単位素子の時間長に相当する距離分解能が得られること

* パルス幅を T としたとき、中間周波帯域幅を $1.2/T$ とすれば、最大の信号検出能力が得られるとする従来の考えでは、 S/N として、この式の 1.2 分の 1 の値が得られる。これは、このような中間周波増幅器は無変調のパルスに対し近似的に Matched filter であることを意味する。本方式も完全に信号に Match してしているわけではなく、狭帯域ろ波器の包絡線過渡特性が直線近似でおきかえられる誤差以内で近似的に Match filter であることに注意されたい。

が確かめられた。

(4) 相関検出の結果, 時間関係が一致したパルスは無変調のパルスに復せしめられ, その結果, パルス長の逆数に相当するドプラシフトの弁別が可能となった。

(5) 出力は距離ゲート, 狭帯域ろ波器別に並列に得られるので, 簡単に各出力端子に計数回路を設置し, 検波後積分を行なうことができ, 特にスレショルド法を採用することにより, 目標の検出確率, ならびに誤警報の確率を希望の値に設定でき, 系統の運用が有効に行なわれることが期待できる。

文 献

(1) D.A. Huffmann: "The synthesis of linear sequential coding network", Information Theory, The 3rd London Symposium (Sept. 1955).
 (2) 鈴木 務: "M系列符号の発生法", 昭36連大.
 (3) C.E. Cook: "Pulse compression—Key to more efficient radar transmission", I.R.E. 48, p 310. (March 1960).
 (4) J.R. Klauder et al.: "The theory and design of chirp radars", B.S.T.J. 39, 4, p 745, (July 1960).
 (5) J.R. Klauder: "The design of radar signals

having both high range resolution and high velocity resolution", B.S.T.J. 39, 4, p 809, (July 1960).
 (6) K. Endresen and R. Hedemark: "Coincidence techniques for radar receivers employing a double threshold method of detection", I.R.E. 49, p 156, (Oct. 1961).
 (7) D.C. Coll: "Autocorrelation properties of convoluted optimum finite code groups", I.R.E. 49, p 1230, (July 1961).
 (8) R.C. Heimiller: "Phase shift pulse code with good periodic correlation properties", I.R.E. Trans. IT-7, 4, p 254, (Oct. 1961).
 (9) W. Fishbeinand O.E. Rittenbach: "Correlation radar using pseudo random modulation", 1961 IRE International Convention Record, Pt. 5, p 259.
 (10) 阪本捷房他: "符号化パルスレーダ方式", 信学会, 航空電子機器専委資 (1962-01-29).
 (11) W.M. Hall: "Predection of pulse radar performance", I.R.E. p 224, (Feb. 1956).
 (12) S.E. Craig et al.: "Continuous-wave radar with high range resolution and unambiguous velocity determination", I.R.E. Trans. MIL-6, p 153, (April 1962).
 (13) I.R.E. Trans. IT-6, Matched filter issue, (June 1960). (昭和 37 年 4 月 27 日受付)

本 会 記 事 (p270 参照)

ロ. 会計別収支状況 (昭和 37 年 12 月分)

| 会 計 別 | 取 入 | 支 出 | 差(△は減) |
|-------------------|------------|-----------|-----------|
| 一 般 会 計 | 5,499,974 | 1,930,232 | 3,569,742 |
| 公 特 別 事 業 会 計 | 1,234,080 | 1,569,690 | △ 335,520 |
| 益 通 潤 資 金 会 計 | 11,894 | 10,074 | 1,820 |
| 奉 還 金 会 計 | | 3,212 | △ 3,212 |
| 業 務 記 念 資 金 会 計 | | | |
| 小 計 | 6,745,948 | 3,513,118 | 3,232,830 |
| 職 員 退 職 積 立 金 会 計 | | | |
| 取 益 事 業 会 計 | 2,925,664 | 3,559,194 | △ 633,530 |
| 假 受 払 金・預 り 金 | 966,063 | 574,775 | 391,288 |
| 計 | 10,637,675 | 7,647,037 | 2,990,538 |

ハ. 資金月末現在高 (昭和 38 年 12 月 31 日現在)

| 種 別 | 年度初 | 前月末 | 12月31日 | 年度初 | 前月末 | |
|-----------|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|------------|
| | (37. 3. 31) | | | との差 | | との差 |
| | 財産目録 | | | | | |
| 預 金 | 1,318,447 | 4,961,466 | 4,879,412 | 3,560,965 | △ 82,054 | |
| 内 普 通 預 金 | 286,854 | 549,824 | 1,472,838 | 1,185,984 | 923,014 | |
| | | 2,464 | 9,397 | 4,329 | 1,865 | △ 5,068 |
| | 当 座 預 金 | 1,029,129 | 4,402,245 | 3,402,245 | 2,373,116 | △1,000,000 |
| 振 替 預 金 | 信 託 預 金 | | | | | |
| | 一 般 口 座 | 891 | 480 | 559 | △ 332 | 79 |
| 小 計 | 小 切 手 払 座 | 487,000 | 498,000 | 3,468,000 | 2,981,000 | 2,970,000 |
| | 現 金 | 1,806,338 | 5,459,946 | 8,347,971 | 6,541,630 | 2,888,025 |
| 現 金 | 96,804 | 202,632 | 205,195 | 108,391 | 102,563 | |
| 合 計 | 1,903,142 | 5,562,578 | 8,553,166 | 6,650,024 | 2,960,586 | |

電 気 通 信 学 会 雑 誌 総 目 次 贈 呈 (昭 和 37 年 度)

御希望の方には無償で贈呈致しますから郵券 10 円同封して御申込下さい。

(製本の際に上, 下巻とも総目次を入れておくと便利です)