

(19)日本国特許庁 ( J P )

# (12)特 許 公 報 ( B 2 )

(11)特許番号

## 特許第3366615号

( P 3 3 6 6 6 1 5 )

(45)発行日 平成15年 1月14日(2003.1.14)

(24)登録日 平成14年11月 1日(2002.11.1)

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

G01S 13/38

G01S 13/38

7/282

7/282

Z

請求項の数 4 (全16頁)

(21)出願番号 特願2000 - 81983( P 2000 - 81983)

(73)特許権者 000006013

(22)出願日 平成12年 3月23日(2000.3.23)

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目 2番 3号

(65)公開番号 特開2001 - 272463( P 2001 - 272463 A )

(73)特許権者 390014306

防衛庁技術研究本部長

東京都新宿区市谷本村町 5番 1号

(43)公開日 平成13年10月 5日(2001.10.5)

審査請求日 平成12年 4月 5日(2000.4.5)

(72)発明者

原 照幸

東京都千代田区丸の内二丁目 2番 3号

三菱電機株式会社内

(72)発明者

中根 正文

東京都千代田区丸の内二丁目 2番 3号

三菱電機株式会社内

(74)代理人

100102439

弁理士 宮田 金雄 (外 1名)

審査官 宮川 哲伸

最終頁に続く

(54)【発明の名称】パルスレーダ装置

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項 1】 あらかじめ定めたパルス繰り返し周期毎にあらかじめ定めた周波数、および初期位相の送信用局部発振信号を生成する固定初期位相周波数シンセサイザーと、前記固定初期位相周波数シンセサイザーで生成した前記送信用局部発振信号を用いて、あらかじめ定めたパルス繰り返し周期、およびパルス幅でパルス変調した送信信号を生成する送信機と、前記送信信号をパルス繰り返し周期のタイミングで送受信の信号を切り換える送受切換器を介して、背景を含む目標に送信波として放射し、目標、および背景で反射した前記送信波を受信波として受けるアンテナと、あらかじめ求めた目標との相対距離情報を用いて前記受信波の周波数情報を求める周波数計算器と、前記周波数計算器で求めた前記受信波の周波数情報とパルス繰り返し周期から前記送信用局部発振

2

信号と同じ初期位相となる位相を求める位相計算器と、前記周波数計算器で求めた前記受信波の周波数情報を用いて前記受信波の周波数に対応する周波数の受信用局部発振信号を前記位相計算器で求めた初期位相で生成する初期位相可変型周波数シンセサイザーと、前記受信波から前記受信用局部発振信号を用いてデジタル I、Q ビデオ信号を生成する受信機と、前記デジタル I、Q ビデオ信号を逆フーリエ変換する合成帯域器を備えたことを特徴とするパルスレーダ装置。

10 【請求項 2】 あらかじめ定めたパルス繰り返し周期毎にあらかじめ定めた周波数、および初期位相の送信用局部発振信号を生成する固定初期位相周波数シンセサイザーと、前記固定初期位相周波数シンセサイザーで生成した前記送信用局部発振信号を用いて、あらかじめ定めたパルス繰り返し周期、およびパルス幅でパルス変調した

送信信号を生成する送信機と、前記送信信号をパルス繰り返し周期のタイミングで送受信の信号を切り換える送受切換器を介して、背景を含む目標に送信波として放射し、目標、および背景で反射した前記送信波を受信波として受けるアンテナと、あらかじめ求めた目標との相対距離情報を用いて前記受信波の周波数情報を求める周波数計算器と、前記周波数計算器で求めた前記受信波の周波数情報とパルス繰り返し周期から前記送信用局部発振信号と同じ初期位相となる位相を求める位相計算器と、前記周波数計算器で求めた前記受信波の周波数情報を用いて前記受信波の周波数に対応する周波数の受信用局部発振信号をあらかじめ定めた初期位相で生成する固定初期位相周波数シンセサイザと、前記受信波から前記受信用局部発振信号を用いてデジタル I、Q ビデオ信号を生成する受信機と、前記位相計算器で求めた初期位相を用いて前記デジタル I、Q ビデオ信号の位相の補正を行う位相補正器と、前記位相補正器によって位相補正された前記デジタル I、Q ビデオ信号を逆フーリエ変換する合成帯域器を備えたことを特徴とするパルスレーダ装置。

【請求項 3】 あらかじめ定めたパルス繰り返し周期毎にあらかじめ定めた周波数、および初期位相の送信用局部発振信号を生成する固定初期位相周波数シンセサイザと、前記固定初期位相周波数シンセサイザで生成した前記送信用局部発振信号を用いて、あらかじめ定めたパルス繰り返し周期、およびパルス幅でパルス変調した送信信号を生成する送信機と、前記送信信号をパルス繰り返し周期のタイミングで送受信の信号を切り換える送受切換器を介して、背景を含む目標に送信波として放射し、目標、および背景で反射した前記送信波を受信波として受けるアンテナと、あらかじめ求めた目標との相対距離情報を用いて前記受信波の周波数情報を求める周波数計算器と、前記周波数計算器で求めた前記受信波の周波数情報を用いて前記受信波の周波数に対応する周波数の受信用局部発振信号をあらかじめ定めた初期位相で生成する固定初期位相周波数シンセサイザと、前記受信波から前記受信用局部発振信号を用いてデジタル I、Q ビデオ信号を生成する受信機と、前記デジタル I、Q ビデオ信号を逆フーリエ変換する合成帯域器と、前記合成帯域器の出力信号に対して、前記周波数計算器で求

$$S_n(t) = \begin{cases} A \exp(j(2\pi(f_0 + n\Delta f)t + \Phi_n)) \\ 0 \end{cases}$$

$$\begin{matrix} nT_{pri} \leq t \leq nT_{pri} + T_p \\ \text{otherwise} \end{matrix} \quad (n=0, 1, \dots, N-1)$$

【0004】ただし、A は送信信号の振幅、 $\phi_n$  は各送信周波数の初期位相、 $T_p$  はパルス幅、 $T_{pri}$  はパルス繰り返し周期を表す。この送信信号がパルスレーダ装置から距離 R 離れたところにある目標に反射して、パルスレ

めた前記受信波の周波数情報を用いて、距離の補正を行う距離補正器を備えたことを特徴とするパルスレーダ装置。

【請求項 4】 あらかじめ定めた周波数、および初期位相の信号を生成する複数の安定化発振器と、あらかじめ定めたパルス繰り返し周期毎に、あらかじめ定めた順序で、前記複数の安定化発振器で生成した信号の中から送信信号生成に用いる送信用局部発振信号を選択する送信用周波数選択器と、前記送信用周波数選択器で選択した前記送信用局部発振信号を用いて、あらかじめ定めたパルス繰り返し周期、およびパルス幅でパルス変調した送信信号を生成する送信機と、前記送信信号をパルス繰り返し周期のタイミングで送受信の信号を切り換える送受切換器を介して、背景を含む目標に送信波として放射し、目標、および背景で反射した送信波を受信波として受けるアンテナと、あらかじめ求めた目標との相対距離情報を用いて前記受信波の周波数情報を求める周波数計算器と、前記周波数計算器で求めた前記受信波の周波数情報を用いて前記受信波の周波数に対応する周波数の受信用局部発振信号を前記複数の安定化発振器の出力信号の中から選択する受信用周波数選択器と、前記受信波から前記受信用局部発振信号を用いてデジタル I、Q ビデオ信号を生成する受信機と、前記デジタル I、Q ビデオ信号を逆フーリエ変換する合成帯域器を備えたことを特徴とするパルスレーダ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、合成帯域処理によって、距離分解能を向上するパルスレーダ装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】合成帯域処理を利用したパルスレーダ装置では、送信時に、図 9 に示すように、N 個のパルスに対して、パルス毎に送信周波数を  $f_0$  から  $f_{N-1}$  まで周波数ステップ間隔  $\Delta f$  毎に変化させて送信を行う。そのときの送信信号  $S_n(t)$  は数 1 で表される。ただし、ここでは、数式による表現を簡略化するために、各信号を複素信号で表現している。

【0003】

【数 1】

ーダ装置に受信された場合、受信信号は  $U_n(t)$  は、数 2 で表される。

【0005】

【数 2】

10

20

30

40

50

5

6

$$U_n(t) = \begin{cases} A' \exp(j(2\pi(f_0 + n\Delta f)(t - \frac{2R}{c}) + \Phi_n)) \\ 0 \end{cases}$$

$$\begin{aligned} nT_{pri} + \frac{2R}{c} \leq t \leq nT_{pri} + \frac{2R}{c} + T_p \\ \text{otherwise} \end{aligned} \quad (n=0, 1, \dots, N-1)$$

【0006】ただし、 $A'$  は受信信号の振幅、 $c$  は光速を表す。この受信信号に対して、数 3 で示すような各周波数の初期位相が送信信号と同じ参照信号  $V_n(t)$  を用いて周波数変換を行った場合、周波数変換後の信号  $W_n(t)$  は数 4 で表される。

$$V_n(t) = \exp(j(2\pi(f_0 + n\Delta f)t + \Phi_n))$$

$$nT_{pri} \leq t < (n+1)T_{pri} \quad (n=0, 1, \dots, N-1)$$

【0008】

【数 4】

$$W_n(t) = \begin{cases} A' \exp(-j(2\pi(f_0 + n\Delta f)\frac{2R}{c})) \\ 0 \end{cases}$$

$$\begin{aligned} nT_{pri} + \frac{2R}{c} \leq t \leq nT_{pri} + \frac{2R}{c} + T_p \\ \text{otherwise} \end{aligned} \quad (n=0, 1, \dots, N-1)$$

【0009】数 4 で表される  $W_n(t)$  のパルス変調された部分の信号を用いて、逆フーリエ変換を行った場合、逆フーリエ変換後の信号  $P(k)$  は数 5 で表される。

$$\begin{aligned} P(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} A' \exp(-j(2\pi(f_0 + n\Delta f)\frac{2R}{c})) \exp(j2\pi\frac{n}{N}k) \\ &= A' \exp(-j2\pi f_0 \frac{2R}{c}) \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j2\pi(\frac{k}{N} - \Delta f \frac{2R}{c})n) \\ &= A' \exp(-j2\pi f_0 \frac{2R}{c}) \frac{1 - \exp(j2\pi(\frac{k}{N} - \Delta f \frac{2R}{c})N)}{1 - \exp(j2\pi(\frac{k}{N} - \Delta f \frac{2R}{c}))} \\ &= A' \exp(-j2\pi f_0 \frac{2R}{c}) \exp(j\pi(\frac{k}{N} - \Delta f \frac{2R}{c})(N-1)) \frac{\sin(\pi(k - N\Delta f \frac{2R}{c}))}{\sin(\frac{\pi}{N}(k - N\Delta f \frac{2R}{c}))} \end{aligned}$$

$$(k=0, 1, \dots, N-1)$$

【0011】また、包絡線検波の方法として、直線検波を用いた場合、包絡線検波後の信号  $|P(k)|$  は  $P(k)$  の絶対値で数 6 で表される。

【0012】

【数 6】

$$| P(k) | = A' \left| \frac{\sin(\pi (k-N\Delta f) \frac{2R}{c})}{\sin(\frac{\pi}{N}(k-N\Delta f) \frac{2R}{c})} \right| \quad (k=0, 1, \dots, N-1)$$

【 0 0 1 3 】数 6 より、 $k$  が  $2RN \ f / c$  と等しくなった時に  $| P(k) |$  がピーク値となることがわかる。 $| P(k) |$  がピーク値となる  $k$  を  $k_p$  とすると、 $k_p$  より数 7 に示すように、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  を求めることができる。

【 0 0 1 4 】

【 数 7 】

$$R = \frac{c}{2N\Delta f} k_p$$

【 0 0 1 5 】また、距離分解能  $R$  は数 8 で表される。

【 0 0 1 6 】

【 数 8 】

$$\Delta R = \frac{c}{2N\Delta f}$$

【 0 0 1 7 】数 8 より、 $N \ f$  を大きくすることによって、距離分解能  $R$  を向上することができることがわかる。

【 0 0 1 8 】図 10 は、例えば、D. R. Wehner 著、"High-Resolution Radar", Artech House, pp. 197-237, 1955、記載の合成帯域処理によって、距離分解能  $R$  を向上し、目標寸法以下の距離分解能  $R$  を得、図 12 に示すような目標のレンジプロフィールを得る従来のパルスレーダ装置である。図 10 において、1 はタイミング発生器、2 は固定初期位相周波数シンセサイザー、3 a、3 b は分配器、4 は基準中間周波数信号発生器、5 a、5 b は周波数変換器、6 はパルス変調器、7 は電力増幅器、8 は送受切替器、9 はアンテナ、10 は目標、11 は中間周波数増幅器、12 は 90 度ハイブリッド器、13 a、13 b は位相検波器、14 a、14 b は A/D 変換器、15 は合成帯域器、16 は包絡線検波器、17 は表示器である。

【 0 0 1 9 】上記の従来のパルスレーダ装置の動作について図 10 を参照して説明する。タイミング発生器 1 では、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  の間隔で、周波数切換信号を固定初期位相周波数シンセサイザー 2 へ、パルス変調信号をパルス変調器 6 へ、送受切換信号を送受切替器 8 へ出力する。固定初期位相周波数シンセサイザー 2 では、タイミング発生器 1 からの周波数切換信号によって、あらかじめ周波数と初期位相を定めた  $N$  種類の信号の中の一種類の信号をあらかじめ定めた順序、例えば、低い周波数から順番にパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に生成し、分配器 3 a に出力する。分配器 3 a では、固定初期位相周波数シンセサイザー 2 からの入力信号を 2 分し、一方を送信信号生成用の周波数変換器 5 a の局部発振信号 (送信用局部発振信号) として、周波数変換器 5

10

20

30

40

50

a に、もう一方を中間周波数信号生成用の周波数変換器 5 b の局部発振信号 (受信用局部発振信号) として出力する。周波数変換器 5 a では、分配器 3 a からの送信用局部発振信号の周波数と、基準中間周波数信号発生器 4 で生成した基準中間周波数信号の周波数との和の周波数の送信キャリア信号を生成し、パルス変調器 6 に出力する。パルス変調器 6 では、周波数変換器 5 a からの入力信号に対して、タイミング発生器 1 からのパルス変調信号によって、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に、あらかじめ定めたパルス幅  $T_p$  のパルス変調を行う。パルス変調器 6 の出力信号は、電力増幅器 7 に入力され、電力の増幅が行われ、送受切替器 8 に出力される。送受切替器 8 では、タイミング発生器 1 からの送受切換信号によって、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に、あらかじめ定めた時間間隔の電力増幅器 7 からの入力信号をアンテナ 9 に出力する。アンテナ 9 では、送受切替器 8 からの入力信号を、送信信号として空間へ放射する。送信信号は目標 10、および背景に反射し、反射信号となってアンテナ 9 で受信され、送受切替器 8 に出力される。送受切替器 8 では、タイミング発生器 1 からの送受切換信号によって、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に、あらかじめ定めた時間間隔のアンテナ 9 からの入力信号を周波数変換器 5 b に出力する。また、周波数変換器 5 b には、分配器 3 a から受信用局部発振信号も入力される。周波数変換器 5 b では、受信信号の周波数と受信用局部発振信号の差の周波数の中間周波数信号を生成し、中間周波数増幅器 11 へ出力する。中間周波数増幅器 11 では、中間周波数信号の電力の増幅を行い、その結果を分配器 3 b に出力する。分配器 3 b では、中間周波数増幅器 11 から入力信号を 2 分し、それぞれを位相検波器 13 a、13 b に出力する。一方、基準中間周波数信号発生器 4 で発生した基準中間周波数信号は、90 度ハイブリッド器 12 で 90 度の位相差を持った 2 つの信号に分離され、位相検波器 13 a、13 b に出力される。位相検波器 13 a、および 13 b では、分配器 3 b からの入力信号と 90 度ハイブリッド器 12 からの入力信号から、中間周波数信号の周波数と基準中間周波数信号の周波数の差の周波数を持ち、互いに 90 度の位相差を持つ I 成分、Q 成分のビデオ信号を生成する。生成された I、Q ビデオ信号は、サンプリング周波数が  $1/T_p$  の A/D 変換器 14 a、14 b に入力され、パルス幅  $T_p$  と同じ間隔のレンジ bin 毎のデジタル I、Q ビデオ信号に変換され、合成帯域器 15 に出力する。合成帯域器 15 では、送信周波数の異なる  $N$  個の送信パルスに対する同じレンジ bin のデジタル I、Q ビデオ信号を逆フーリエ変換することによって、パルス幅  $T_p$  以下の距離分解能  $R$  を得

る合成帯域処理を行い、その結果を包絡線検波器 16 に出力する。包絡線検波器 16 では、合成帯域器 15 から入力されるすべて複素信号の振幅値を求め、その結果を表示器 17 に出力する。表示器 17 では、包絡線検波器 16 からの入力信号を表示する。

【 0 0 2 0 】

【発明が解決しようとする課題】合成帯域処理では、すべての送信信号の周波数において、目標との相対距離 R に対応する位相情報を得るために、数 1 から数 4 で示したように、各周波数の受信信号に対して、それぞれ対応する周波数の送信信号の初期位相と同じ初期位相の参照信号を用いる必要がある。しかし、実際には図 10 の従来の合成帯域処理を利用したパルスレーダ装置で示したように、送信信号は基準中間周波数信号と送信用局部発振信号を用いて生成し、参照信号には、受信用局部発振信号と基準中間周波数信号を用いている。基準中間周波数信号の周波数、および初期位相は常に変化しないのに対し、送信用局部発振信号はパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に周波数、および初期位相が変化する。よって、各周波数の受信信号に対して、それぞれ対応する周波数の送信信号を生成した時に用いた送信用局部発振信号の初期位相  $\phi_0$  と、同じ初期位相の受信用局部発振信号を用いることによって、合成帯域処理に必要な目標との相対距離 R に対応する位相情報を得ることができる。図 11 は、従来の合成帯域処理を利用したパルスレーダ装置の送信パルス、受信パルス、送信用局部発振信号、受信用局部発振信号の関係を示したものである。図において、 $S_t$  は送信パルス、 $S_r$  は受信パルス、 $L_t$  は送信用局部発振信号、 $L_r$  は受信用局部発振信号を示す。ただし、ここでは話を簡単にするために、合成帯域処理に用いるパルス数 N は 3 としている。図 11 で示したように、従来の合成帯域処理を利用したパルスレーダ装置では、送信用局部発振信号  $L_t$  と受信用局部発振信号  $L_r$  に 1 つの周波数シンセサイザで生成した信号を分配器で 2 分して用いているため、全ての周波数において両者の初期位相は常に同じとなり、合成帯域処理を実現することができる。しかし、一つの固定初期位相周波数シンセサイザで生成した信号を送信用局部発振信号  $L_t$  と受信用局部発振信号  $L_r$  に用いるため、ある送信パルスに対する目標からの反射信号が受信されるまで、次の送信周波数のパルスが送信できなくなる。すなわち、パルスレーダ装置と目標との相対距離 R とパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  が数 9 の関係にある場合にしか用いることができない。

【 0 0 2 1 】

【数 9】

$$\frac{2R}{c} < T_{pri}$$

【 0 0 2 2 】そのため、パルスレーダ装置と目標との相対距離 R が長い場合、長い時間のパルス繰り返し周期 T

$T_{pri}$  が必要となる。先にも述べたように、合成帯域処理では、送信周波数の異なる N 個の送信パルスに対する受信パルスから生成したデジタル I、Q ビデオ信号を逆フーリエ変換するため、N 個のパルスの送信信号が必要である。そのため、1 回の合成帯域処理の結果を得るのに、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  の N 倍の信号送信時間が必要である。よって、従来の合成帯域処理を利用したパルスレーダ装置では、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  が長い場合、1 回の結果を得るための、信号送信時間が長くなるという課題があった。

【 0 0 2 3 】この発明はかかる問題点を解決するためになされたものであり、合成帯域処理によって、距離分解能 R を向上するパルスレーダ装置において、パルスレーダ装置と目標との相対距離 R とパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  が数 10 の関係にある場合にでも合成帯域処理を行うことができ、パルスレーダ装置と目標との相対距離 R が長い場合にでも、1 回の合成帯域処理に必要な信号送信時間の短いパルスレーダ装置を得ることを目的とする。

【 0 0 2 4 】

【数 10】

$$\frac{2R}{c} > T_{pri}$$

【 0 0 2 5 】

【課題を解決するための手段】第 1 の発明によるパルスレーダ装置は、あらかじめ定めたパルス繰り返し周期毎にあらかじめ定めた周波数、および初期位相の送信用局部発振信号を生成する固定初期位相周波数シンセサイザと、前記固定初期位相周波数シンセサイザで生成した前記送信用局部発振信号を用いて、あらかじめ定めたパルス繰り返し周期、およびパルス幅でパルス変調した送信信号を生成する送信機と、前記送信信号をパルス繰り返し周期のタイミングで送受信の信号を切り換える送受切換器を介して、背景を含む目標に送信波として放射し、目標、および背景で反射した前記送信波を受信波として受けるアンテナと、あらかじめ求めた目標との相対距離情報を用いて前記受信波の周波数情報を求める周波数計算器と、前記周波数計算器で求めた前記受信波の周波数情報とパルス繰り返し周期から前記送信用局部発振信号と同じ初期位相となる位相を求める位相計算器と、前記周波数計算器で求めた前記受信波の周波数情報を用いて前記受信波の周波数に対応する周波数の受信用局部発振信号を前記位相計算器で求めた初期位相で生成する初期位相可変型周波数シンセサイザと、前記受信波から前記受信用局部発振信号を用いてデジタル I、Q ビデオ信号を生成する受信機と、前記デジタル I、Q ビデオ信号を逆フーリエ変換する合成帯域器を備えたことを特徴とする。

【 0 0 2 6 】また、第 2 の発明によるパルスレーダ装置は、あらかじめ定めたパルス繰り返し周期毎にあらかじ

10

20

30

40

50

め定めた周波数、および初期位相の送信用局部発振信号を生成する固定初期位相周波数シンセサイザと、前記固定初期位相周波数シンセサイザで生成した前記送信用局部発振信号を用いて、あらかじめ定めたパルス繰り返し周期、およびパルス幅でパルス変調した送信信号を生成する送信機と、前記送信信号をパルス繰り返し周期のタイミングで送受信の信号を切り換える送受切換器を介して、背景を含む目標に送信波として放射し、目標、および背景で反射した前記送信波を受信波として受けるアンテナと、あらかじめ求めた目標との相対距離情報を用いて前記受信波の周波数情報を求める周波数計算器と、前記周波数計算器で求めた前記受信波の周波数情報とパルス繰り返し周期から前記送信用局部発振信号と同じ初期位相となる位相を求める位相計算器と、前記周波数計算器で求めた前記受信波の周波数情報を用いて前記受信波の周波数に対応する周波数の受信用局部発振信号をあらかじめ定めた初期位相で生成する固定初期位相周波数シンセサイザと、前記受信波から前記受信用局部発振信号を用いてデジタル I、Q ビデオ信号を生成する受信機と、前記位相計算器で求めた初期位相を用いて前記デジタル I、Q ビデオ信号の位相の補正を行う位相補正器と、前記位相補正器によって位相補正された前記デジタル I、Q ビデオ信号を逆フーリエ変換する合成帯域器を備えたことを特徴とする。

【 0 0 2 7 】また、第 3 の発明によるパルスレーダ装置は、あらかじめ定めたパルス繰り返し周期毎にあらかじめ定めた周波数、および初期位相の送信用局部発振信号を生成する固定初期位相周波数シンセサイザと、前記固定初期位相周波数シンセサイザで生成した前記送信用局部発振信号を用いて、あらかじめ定めたパルス繰り返し周期、およびパルス幅でパルス変調した送信信号を生成する送信機と、前記送信信号をパルス繰り返し周期のタイミングで送受信の信号を切り換える送受切換器を介して、背景を含む目標に送信波として放射し、目標、および背景で反射した前記送信波を受信波として受けるアンテナと、あらかじめ求めた目標との相対距離情報を用いて前記受信波の周波数情報を求める周波数計算器と、前記周波数計算器で求めた前記受信波の周波数情報を用いて前記受信波の周波数に対応する周波数の受信用局部発振信号をあらかじめ定めた初期位相で生成する固定初期位相周波数シンセサイザと、前記受信波から前記受信用局部発振信号を用いてデジタル I、Q ビデオ信号を生成する受信機と、前記デジタル I、Q ビデオ信号を逆フーリエ変換する合成帯域器と、前記合成帯域器の出力信号に対して、前記周波数計算器で求めた前記受信波の周波数情報を用いて、距離の補正を行う距離補正器を備えたことを特徴とする。

【 0 0 2 8 】また、第 4 の発明によるパルスレーダ装置は、あらかじめ定めた周波数、および初期位相の信号を生成する複数の安定化発振器と、あらかじめ定めたパル

ス繰り返し周期毎に、あらかじめ定めた順序で、前記複数の安定化発振器で生成した信号の中から送信信号生成に用いる送信用局部発振信号を選択する送信用周波数選択器と、前記送信用周波数選択器で選択した前記送信用局部発振信号を用いて、あらかじめ定めたパルス繰り返し周期、およびパルス幅でパルス変調した送信信号を生成する送信機と、前記送信信号をパルス繰り返し周期のタイミングで送受信の信号を切り換える送受切換器を介して、背景を含む目標に送信波として放射し、目標、および背景で反射した送信波を受信波として受けるアンテナと、あらかじめ求めた目標との相対距離情報を用いて前記受信波の周波数情報を求める周波数計算器と、前記周波数計算器で求めた前記受信波の周波数情報を用いて前記受信波の周波数に対応する周波数の受信用局部発振信号を前記複数の安定化発振器の出力信号の中から選択する受信用周波数選択器と、前記受信波から前記受信用局部発振信号を用いてデジタル I、Q ビデオ信号を生成する受信機と、前記デジタル I、Q ビデオ信号を逆フーリエ変換する合成帯域器を備えたことを特徴とする。

【 0 0 2 9 】

【発明の実施の形態】実施の形態 1 . 図 1 はこの発明の実施の形態 1 を示すパルスレーダ装置の構成図であり、図 1 において 1 から 1 7 は、先に図 1 0 で説明した通りである。また、1 8 は周波数計算器、1 9 は位相計算器、2 0 は可変初期位相周波数シンセサイザである。この動作を、従来のパルスレーダ装置と動作の異なる中間周波数増幅器 1 1 以前まで、図 1 を用いて説明する。タイミング発生器 1 では、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  の間隔で、周波数切換信号を固定初期位相周波数シンセサイザ 2 と、可変初期位相周波数シンセサイザ 2 0 へ、パルス変調信号をパルス変調器 6 へ、送受切換信号を送受切換器 8 へ出力する。固定初期位相周波数シンセサイザ 2 では、タイミング発生器 1 からの周波数切換信号によって、あらかじめ周波数と初期位相を定めた N 種類の信号の中の一種類の信号をあらかじめ定めた順序、例えば、低い周波数から順番にパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に生成し、送信用局部発振信号として、周波数変換器 5 a に出力する。周波数変換器 5 a では、固定初期位相周波数シンセサイザ 2 で生成した送信用局部発振信号の周波数と、基準中間周波数信号発生器 4 で生成した基準中間周波数信号の周波数との和の周波数の送信キャリア信号を生成し、パルス変調器 6 に出力する。パルス変調器 6 では、周波数変換器 5 a からの入力信号に対して、タイミング発生器 1 からのパルス変調信号によって、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に、あらかじめ定めたパルス幅  $T_p$  のパルス変調を行う。パルス変調器 6 の出力信号は、電力増幅器 7 に入力され、電力の増幅が行われ、送受切替器 8 に出力される。送受切替器 8 では、タイミング発生器 1 からの送受切換信号によって、パル

ス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に、あらかじめ定めた時間間隔の電力増幅器 7 からの入力信号をアンテナ 9 に出力する。アンテナ 9 では、送受切替器 8 からの入力信号を、送信信号として空間へ放射する。送信信号は目標 10、および背景に反射し、反射信号となってアンテナ 9 で受信され、送受切替器 8 に出力される。送受切替器 8 では、タイミング発生器 1 からの送受切替信号によって、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に、あらかじめ定めた時間間隔のアンテナ 9 からの入力信号を周波数変換器 5 b に出力する。一方、周波数計算器 1 8 では、あらかじめ距離測定処理や距離追尾処理によって得られた目標 10 との相対距離情報  $R'$  を用いて、数 1 1 により、受信信号が、いくつか前のパルス繰り返し周期の送信パルスに対する目標 10 からの反射信号であるか、すなわち、送信パルスが目標 10 に反射して受信されるまでに要する時間内のパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  の数  $m$  を求め、 $m$  とその時の送信周波数から受信信号の周波数を求める。ただし、目標 10 との相対距離情報  $R'$  と目標 10 との真の相対距離  $R$  との差は、数 1 1 により求まる  $m$  と、数 1 1

$$\theta_n = \exp(j2\pi f_{Ln} T_{pri} + \Phi_{Ln})$$

【 0 0 3 3 】可変初期位相周波数シンセサイザ 2 0 では、周波数計算器 1 8 から入力された受信信号の周波数の情報から、その周波数に対応する周波数の受信信用局発振信号を、位相計算器 1 9 で求めた位相  $\theta_n$  を初期位相として生成し、周波数変換器 5 b に出力する。周波数変換器 5 b では、受信信号の周波数と可変初期位相周波数シンセサイザ 2 0 で発生した受信信用局発振信号の周波数の差の周波数の中間周波数信号を生成し、中間周波数増幅器 1 1 へ出力する。中間周波数増幅器 1 1 以降の処理は、従来のパルスレーダ装置の動作と同じである。

【 0 0 3 4 】図 2 は、この発明の実施の形態 1 を示すパルスレーダ装置において、送信パルス、受信パルス、送信信用局発振信号、受信信用局発振信号の関係を示したものである。図において、 $S_t$ 、 $S_r$ 、 $L_t$ 、 $L_r$  は先に図 1 1 で説明した通りである。また、図 1 1 と同様に、話を簡単にするために、合成帯域処理に用いるパルス数  $N$  は 3 とし、数 1 1 で求まる送信パルスが目標 10 に反射して受信されるまでに要する時間内のパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  の数  $m$  は 1 としている。また、固定初期位相周波数シンセサイザ 2 で生成される送信信用局発振信号  $L_t$  の初期位相は全ての周波数において 0 度としている。さらに、図中点線で示した信号は、送信信用局発振信号  $L_t$  と受信信用局発振信号  $L_r$  の初期位相が同じであることを示すためのものであり、実際には生成されない信号を示している。

【 0 0 3 5 】図 2 からわかるように、送信信用局発振信号  $L_t$  と受信信用局発振信号  $L_r$  を生成する周波数シ

度としている。求めた  $m$  と受信信号の周波数の情報は位相計算器 1 9 に、受信信号の周波数の情報を可変初期位相周波数シンセサイザ 2 0 に出力される。

【 0 0 3 0 】

【 数 1 1 】

$$m = \text{int} \left\{ \frac{2R'}{cT_{pri}} \right\}$$

【 0 0 3 1 】ただし、 $\text{int}$  は少数点以下の切り捨てを意味する。位相計算器 1 9 では、受信信号の周波数の情報から、その周波数に対応する受信信用局発振信号の周波数  $f_{Ln}$  と、その信号を送信した時に用いた送信信用局発振信号の初期位相  $\theta_n$  を求め、周波数計算器 1 8 で求めた  $m$  とパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  とを用いて、数 1 2 により、初期位相が、その周波数の受信信号を送信した時に用いた周波数の送信信用局発振信号と同じになる位相  $\theta_n$  を求め、その結果を可変初期位相周波数シンセサイザ 2 0 に出力する。

【 0 0 3 2 】

【 数 1 2 】

$$(k=0, 1, \dots, N-1)$$

ンセサイザを別々に設けることによって、周波数の異なる送信信用局発振信号  $L_t$  と受信信用局発振信号  $L_r$  を同じパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  内で生成することができるため、ある送信パルスに対する目標からの反射信号が受信されるまで、次の周波数のパルスの送信をまつ必要がなくなり、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  が長い場合にでも、短いパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  を用いることができる。また、あらかじめ求めた相対距離情報を用いて、受信信用局発振信号  $L_r$  の初期位相が、各周波数の受信信号に対応する周波数の送信信号を生成した時に用いた送信信用局発振信号  $L_t$  の初期位相と同じとなる位相  $\theta_n$  を求め、求めた位相  $\theta_n$  を初期位相として受信信用局発振信号  $L_r$  を生成することによって、各周波数の受信信号に対して、それぞれ対応する周波数の送信信号を生成した時に用いた送信信用局発振信号の初期位相  $\theta_n$  と、同じ初期位相の受信信用局発振信号を用いることができ、合成帯域処理に必要な目標との相対距離  $R$  に対応する位相情報を得ることができる。そのため、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  とパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  が数 1 0 の関係にある場合にでも合成帯域処理を行うことができ、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  が長い場合にでも、一回の合成帯域処理に要する信号送信時間の短くすることができる。

【 0 0 3 6 】実施の形態 2 . 図 3 はこの発明の実施の形態 2 を示すパルスレーダ装置の構成図であり、図 3 において 1 から 1 9 は、先に図 1、および図 1 0 で説明した通りである。また、2 1 は位相補正器である。この動作を、従来のパルスレーダ装置と動作の異なる包絡線検波

10

20

30

40

50

器 1 6 以前まで、図 3 を用いて説明する。タイミング発生器 1 では、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  の間隔で、周波数切換信号を固定初期位相周波数シンセサイザ 2 a、2 b へ、パルス変調信号をパルス変調器 6 へ、送受切換信号を送受切換器 8 へ出力する。固定初期位相周波数シンセサイザ 2 a では、タイミング発生器 1 からの周波数切換信号によって、あらかじめ周波数と初期位相を定めた  $N$  種類の信号の中の一種類の信号をあらかじめ定めた順序、例えば、低い周波数から順番にパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に生成し、送信用局部発振信号として、周波数変換器 5 a に出力する。周波数変換器 5 a では、固定初期位相周波数シンセサイザ 2 a で生成した送信用局部発振信号の周波数と、基準中間周波数信号発生器 4 で生成した基準中間周波数信号の周波数との和の周波数の送信キャリア信号を生成し、パルス変調器 6 に出力する。パルス変調器 6 では、周波数変換器 5 a からの入力信号に対して、タイミング発生器 1 からのパルス変調信号によって、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に、あらかじめ定めたパルス幅  $T_p$  のパルス変調を行う。パルス変調器 6 の出力信号は、電力増幅器 7 に入力され、電力の増幅が行われ、送受切替器 8 に出力される。送受切替器 8 では、タイミング発生器 1 からの送受切換信号によって、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に、あらかじめ定めた時間間隔の電力増幅器 7 からの入力信号をアンテナ 9 に出力する。アンテナ 9 では、送受切替器 8 からの入力信号を、送信信号として空間へ放射する。送信信号は目標 1 0、および背景に反射し、反射信号となってアンテナ 9 で受信され、送受切替器 8 に出力される。送受切替器 8 では、タイミング発生器 1 からの送受切換信号によって、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に、あらかじめ定めた時間間隔のアンテナ 9 からの入力信号を周波数変換器 5 b に出力する。一方、周波数計算器 1 8 では、あらかじめ距離測定処理や距離追尾処理によって得られた目標 1 0 との相対距離情報  $R'$  を用いて、数 1 1 により、受信信号が、いくつ前のパルス繰り返し周期の送信パルスに対する目標 1 0 からの反射信号であるか、すなわち、送信パルスが目標 1 0 に反射して受信されるまでに要する時間内のパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  の数  $m$  を求め、 $m$  とその時の送信周波数から受信信号の周波数を求める。ただし、目標 1 0 との相対距離情報  $R'$  と目標 1 0 との真の相対距離  $R$  との差は、数 1 1 により求まる  $m$  と、数 1 1 において、 $R'$  を  $R$  とした時に求まる  $m$  が異なる程度としている。求めた  $m$  と受信信号の周波数の情報を位相計算器 1 9 に、受信信号の周波数の情報を固定初期位相周波数シンセサイザ 2 b に出力する。位相計算器 1 9 では、受信信号の周波数の情報から、その周波数に対応する受信信用局部発振信号の周波数  $f_{Lr}$  と、その信号を送信した時に用いた送信用局部発振信号の初期位相  $\theta_{Lr}$  を求め、周波数計算器 1 8 で求めた  $m$  とパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  とを用いて、数 1 2 により、初期位相が、

その周波数の受信信号を送信した時に用いた周波数の送信用局部発振器と同じになる位相  $\theta_{Lr}$  を求め、その結果を位相補正器 2 1 に出力する。固定初期位相周波数シンセサイザ 2 b では、周波数計算器 1 8 から入力された受信信号の周波数の情報から、その周波数に対応する周波数の受信信用局部発振信号を、あらかじめ定めた初期位相で生成し、周波数変換器 5 b に出力する。周波数変換器 5 b では、受信信号の周波数と固定初期位相周波数シンセサイザ 2 b で発生した受信信用局部発振信号の周波数の差の周波数の中間周波数信号を生成し、中間周波数増幅器 1 1 へ出力する。中間周波数増幅器 1 1 では、中間周波数信号の電力の増幅を行い、その結果を分配器 3 に出力する。分配器 3 では、中間周波数増幅器 1 1 から入力信号を 2 分し、それぞれを位相検波器 1 3 a、1 3 b に出力する。一方、基準中間周波数信号発生器 4 で発生した基準中間周波数信号は、90 度ハイブリッド器 1 2 で 90 度の位相差を持った 2 つの信号に分離され、位相検波器 1 3 a、1 3 b に出力される。位相検波器 1 3 a、および 1 3 b では、分配器 3 からの入力信号と 90 度ハイブリッド器 1 2 からの入力信号から、中間周波数信号の周波数と基準中間周波数信号の周波数の差の周波数を持ち、互いに 90 度の位相差を持つ I 成分、Q 成分のビデオ信号を生成する。生成された I、Q ビデオ信号は、サンプリング周波数が  $1/T_p$  の A/D 変換器 1 4 a、1 4 b に入力され、パルス幅  $T_p$  と同じ間隔のレンジピン毎のデジタル I、Q ビデオ信号に変換され、位相補正器 2 1 に出力する。位相補正器 2 1 では、位相計算機 1 9 で求めた位相  $\theta_{Lr}$  を用いて、デジタル I、Q ビデオ信号の位相の補正を行い、その結果を合成帯域器 1 5 に出力する。合成帯域器 1 5 では、送信周波数の異なる  $N$  個の送信パルスに対する同じレンジピンのデジタル I、Q ビデオ信号を逆フーリエ変換することによって、パルス幅  $T_p$  以下の距離分解能  $R$  を得る合成帯域処理を行い、その結果を包絡線検波器 1 6 に出力する。包絡線検波器 1 6 以降の処理は、従来のパルスレーダ装置の動作と同じである。

【0037】図 4 は、この発明の実施の形態 2 を示すパルスレーダ装置において、送信パルス、受信パルス、送信用局部発振信号、受信信用局部発振信号の関係を示したものである。図において、 $S_t$ 、 $S_r$ 、 $L_t$ 、 $L_r$  は先に図 1 1 で説明した通りである。また、図 1 1 と同様に、話を簡単にするために、合成帯域処理に用いるパルス数  $N$  は 3 とし、数 1 1 で求まる送信パルスが目標 1 0 に反射して受信されるまでに要する時間内のパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  の数  $m$  は 1 としている。また、固定初期位相周波数シンセサイザ 2 a で生成される送信用局部発振信号  $L_t$  と固定初期位相周波数シンセサイザ 2 b で生成される受信信用局部発振信号  $L_r$  の初期位相は全ての周波数において 0 度としている。

【0038】図 4 からわかるように、送信用局部発振



信号  $L_t$  と受信用局部発振信号  $L_r$  を生成する周波数シンセサイザを別々に設けることによって、周波数の異なる送信用局部発振信号  $L_t$  と受信用局部発振信号  $L_r$  を同じパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  内で生成することができるため、ある送信パルスに対する目標からの反射信号が受信されるまで、次の周波数のパルスが送信をまつ必要がなくなり、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  が長い場合にも、短いパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  を用いることができる。また、固定初期位相の周波数シンセサイザを用いて生成した受信用局部発振信号  $L_r$  を用いた場合にも、あらかじめ求めた相対距離情報を用いて、受信用局部発振信号  $L_r$  の初期位相が、各周波数の受信信号に対応する周波数の送信信号を生成した時に用いた送信用局部発振信号  $L_t$  の初期位相と同じとなる位相  $\theta_n$  を求め、その位相  $\theta_n$  を用いて、合成帯域処理前のデジタル I、Q ビデオ信号の位相の補正を行うことによって、合成帯域処理に必要な目標との相対距離  $R$  に対応する位相情報を得ることができ、結果として、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  とパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  が数 10 の関係にある場合にも合成帯域処理を行うことができ、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  が長い場合にも、一回の合成帯域処理に要する信号送信時間の短くすることができる。また、実施の形態 1 では、合成帯域処理に必要な目標との相対距離  $R$  に対応する位相情報を得るために、周波数シンセサイザにおいて、生成する受信用局部発振信号  $L_r$  の初期位相を制御するというアナログ信号に対する補正であったのに対し、実施の形態 2 によれば、デジタル I、Q ビデオ信号の位相補正をするというデジタル信号に対する補正であるため、レーダ装置内の温度等の環境条件の変化や機器のばらつきの影響を受けにくくすることができる。

【0039】実施の形態 3 . 図 5 はこの発明の実施の形態 3 を示すパルスレーダ装置の構成図であり、図 5 において 1 から 18 は、先に図 1、および図 10 で説明した通りである。また、22 は距離補正器である。この動作を、実施の形態 2 の動作と異なる周波数計算器 18 以降について、図 5 を用いて説明する。周波数計算器 18 では、あらかじめ距離測定処理や距離追尾処理によって得られた目標 10 との相対距離情報  $R'$  を用いて、数 11 により、受信信号が、いくつ前のパルス繰り返し周期の送信パルスに対する目標 10 からの反射信号であるか、すなわち、送信パルスが目標 10 に反射して受信されるまでに要する時間内のパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  の数  $m$  を求め、 $m$  とその時の送信周波数から受信信号の周波数を求める。ただし、目標 10 との相対距離情報  $R'$  と目標 10 との真の相対距離  $R$  との差は、数 11 により求まる  $m$  と、数 11 において、 $R'$  を  $R$  とした時に求まる  $m$  が異なる程度としている。求めた受信信号の周波数の情報を固定初期位相周波数シンセサイザ 2 b に、 $m$  を距離補正器 22 に出力する。固定初期位相周波数シン

セサイザ 2 b では、周波数計算器 18 から入力された受信信号の周波数の情報から、その周波数に対応する周波数の受信用局部発振信号を、あらかじめ定めた初期位相で生成し、周波数変換器 5 b に出力する。周波数変換器 5 b では、受信信号の周波数と固定初期位相周波数シンセサイザ 2 b で発生した受信用局部発振信号の周波数の差の周波数の中間周波数信号を生成し、中間周波数増幅器 11 へ出力する。中間周波数増幅器 11 では、中間周波数信号の電力の増幅を行い、その結果を分配器 3 に出力する。分配器 3 では、中間周波数増幅器 11 から入力信号を 2 分し、それぞれを位相検波器 13 a、13 b に出力する。一方、基準中間周波数信号発生器 4 で発生した基準中間周波数信号は、90 度ハイブリッド器 12 で 90 度の位相差を持った 2 つの信号に分離され、位相検波器 13 a、13 b に出力される。位相検波器 13 a、および 13 b では、分配器 3 からの入力信号と 90 度ハイブリッド器 12 からの入力信号から、中間周波数信号の周波数と基準中間周波数信号の周波数の差の周波数を持ち、互いに 90 度の位相差を持つ I 成分、Q 成分のビデオ信号を生成する。生成された I、Q ビデオ信号は、サンプリング周波数が  $1/T_p$  の A/D 変換器 14 a、14 b に入力され、パルス幅  $T_p$  と同じ間隔のレンジピン毎のデジタル I、Q ビデオ信号に変換され、合成帯域器 15 に出力する。合成帯域器 15 では、送信周波数の異なる N 個の送信パルスに対する同じレンジピンのデジタル I、Q ビデオ信号を逆フーリエ変換することによって、パルス幅  $T_p$  以下の距離分解能  $R$  を得る合成帯域処理を行い、その結果を包絡線検波器 16 に出力する。包絡線検波器 16 では、合成帯域器 15 から入力されるすべて複素信号の振幅値を求め、その結果を距離補正器 22 に出力する。距離補正器 22 では、周波数計算器 18 から入力された  $m$  とパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  を用いて、数 13 により、補正距離  $r_h$  を求め、補正距離  $r_h$  の距離を補正した後の包絡線検波器出力信号を表示器 17 に出力する。

【0040】

【数 13】

$$r_h = \frac{m T_{pri}}{2} c$$

【0041】表示器 17 では、距離補正器 16 からの入力信号を表示する。

【0042】数 13 で表される補正距離  $r_h$  は以下の様にして導くことができる。この発明の実施の形態 3 で示している固定初期位相周波数シンセサイザ 2 b で発生した受信用局部発振信号と基準中間周波数信号発生器 4 で発生した基準中間周波数信号を用いて生成される参照信号  $V'_n(t)$  は、従来例で示した数 3 に対して、数 14 で表される。

【0043】

【数 14】

$$V'_n(t) = \exp(j(2\pi(f_0 + n\Delta f)(t - mT_{pri}) + \Phi_n))$$

$$nT_{pri} \leq t < (n+1)T_{pri} \quad (n=0, 1, \dots, N-1)$$

$v_n(t)$  に対して、数 14 で示す参照信号  $V'_n(t)$  を用いて周波数変換を行った場合、周波数変換後の信号  $W'_n(t)$  は数 15 で表される。

【 0 0 4 5 】

【 数 1 5 】

【 0 0 4 4 】 によって、数 2 で表される受信信号  $U$

$$W'_n(t) = \begin{cases} A' \exp(-j(2\pi(f_0 + n\Delta f)(\frac{2R}{c} - mT_{pri}))) \\ 0 \end{cases}$$

$$nT_{pri} + \frac{2R}{c} \leq t \leq nT_{pri} + \frac{2R}{c} + T_p$$

$$\text{otherwise} \quad (n=0, 1, \dots, N-1)$$

【 0 0 4 6 】 数 15 で表される  $W'_n(t)$  のパルス変調された部分の信号を用いて、逆フーリエ変換を行った場合、逆フーリエ変換後の信号  $P'(k)$  は数 16 で表

される。

【 0 0 4 7 】

【 数 1 6 】

$$P'(k) = \sum_{n=0}^{N-1} A' \exp(-j(2\pi(f_0 + n\Delta f)(\frac{2R}{c} - mT_{pri}))) \exp(j2\pi \frac{n}{N} k)$$

$$= A' \exp(-j2\pi f_0(\frac{2R}{c} - mT_{pri})) \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j2\pi(\frac{k}{N} - \Delta f(\frac{2R}{c} - mT_{pri}))n)$$

$$= A' \exp(-j2\pi f_0(\frac{2R}{c} - mT_{pri})) \frac{1 - \exp(j2\pi(\frac{k}{N} - \Delta f(\frac{2R}{c} - mT_{pri}))N)}{1 - \exp(j2\pi(\frac{k}{N} - \Delta f(\frac{2R}{c} - mT_{pri})))}$$

$$= A' \exp(-j2\pi f_0 \frac{2R}{c}) \exp(j\pi(\frac{k}{N} - \Delta f(\frac{2R}{c} - mT_{pri}))(N-1))$$

$$\frac{\sin(\pi(k - N\Delta f(\frac{2R}{c} - mT_{pri})))}{\sin(\frac{\pi}{N}(k - N\Delta f(\frac{2R}{c} - mT_{pri})))} \quad (k=0, 1, \dots, N-1)$$

【 0 0 4 8 】 また、包絡線検波の方法として、直線検波を用いた場合、包絡線検波後の信号  $|P'(k)|$  は  $P'(k)$  の絶対値で数 17 で表される。

【 0 0 4 9 】

【 数 1 7 】

$$|P'(k)| = A' \left| \frac{\sin(\pi(k - N\Delta f(\frac{2R}{c} - mT_{pri})))}{\sin(\frac{\pi}{N}(k - N\Delta f(\frac{2R}{c} - mT_{pri})))} \right|$$

$$= |P(k + N\Delta f mT_{pri})| \quad (k=0, 1, \dots, N-1)$$

【 0 0 5 0 】 数 17 より、 $k$  が  $N f (2R/c - mT_{pri})$  と等しくなった時に  $|P'(k)|$  がピーク値となることわかる。 $|P'(k)|$  がピーク値となる  $k$  を  $k'_p$  とすると、 $k'_p$  より求まる距離は、数 18 に示すように、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  から距離  $mT_{pri}c/2$  を引いた距離、すなわち数 13 で示した距離  $r_h$  を引いた距離となる。

各周波数の受信信号における、それぞれに対応する送信用局部発振信号と受信用局部発振信号の初期位相のずれは、目標レンジプロフィールには、数 13 で求まる  $r_h$  の距離のずれとなって現れるため、距離  $r_h$  の距離を補正することによって、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  を求めることができ、正しい目標レンジプロフィールを得ることができる。

【 0 0 5 1 】

【 数 1 8 】

$$R - \frac{mT_{pri}}{2} c = \frac{c}{2N\Delta f} k'_p$$

【 0 0 5 2 】 図 6 は、この発明の実施の形態 3 を示すパルスレーダ装置において、距離補正前の目標レンジプロフィール  $S_{rp}'$  と距離補正後の目標レンジプロフィール  $S_{rp}$  を示したものである。数 18 で示したように、

【 0 0 5 3 】 また、この発明の実施の形態 3 を示すパルスレーダ装置において、送信パルス、受信パルス、送信用局部発振信号、受信用局部発振信号の関係は、実施の形態 2 同様に、図 4 で表される。図 4 からわかるように、送信用局部発振信号  $L_t$  と受信用局部発振信号  $L_r$  を生成する周波数シンセサイザを別々に設けることによって、周波数の異なる送信用局部発振信号  $L_t$  と受信用局部発振信号  $L_r$  を同じパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  内

で生成することができるため、ある送信パルスに対する目標からの反射信号が受信されるまで、次の周波数のパルスが送信をまつ必要がなくなり、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  が長い場合にも、短いパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  を用いることができる。また、固定初期位相の周波数シンセサイザを用いて生成した受信用局部発振信号  $L_r$  を用いた場合にも、あらかじめ求めた相対距離情報を用いて、合成帯域処理後に距離補正を行うことによって、距離間違いのない合成帯域処理を行うことができ、結果として、パルスレーダ装置と目標との

相対距離  $R$  とパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  が数 10 の関係にある場合にも合成帯域処理を行うことができ、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  が長い場合にも、一回の合成帯域処理に要する信号送信時間の短くすることができる。また、実施の形態 2 では、合成帯域処理の前のデジタル I、Q ビデオ信号に対して、位相補正を行うために、全てのサンプル点のデジタル I、Q ビデオ信号に対して、位相補正を行うため、処理時間がかかるのに対し、実施の形態 3 では、合成帯域処理を行い、時間軸上の信号、すなわち距離に変換した後に補正を行うために、少ない処理時間で補正を行うことができる。

【 0 0 5 4 】 実施の形態 4 . 図 7 はこの発明の実施の形態 4 を示すパルスレーダ装置の構成図であり、図 7 において 1、3 から 18 は、先に図 1、および図 10 で説明した通りである。また、23 は安定化発振器群、24 は送信用周波数選択器、25 は受信用周波数選択器である。この動作を、従来のパルスレーダ装置と動作の異なる中間周波数増幅器 11 以前まで、図 7 を用いて説明する。タイミング発生器 1 では、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  の間隔で、周波数切換信号を送信用周波数選択器 24 と受信用周波数選択器 25 へ、パルス変調信号をパルス変調器 6 へ、送受切換信号を送受切換器 8 へ出力する。安定化発振器群 23 では、あらかじめ周波数と初期位相を定めた  $N$  種類の信号を、安定化発振器群 23 中の各安定化局部発振器で生成し、生成した  $N$  種類の全ての信号を送信用周波数選択器 24 と受信用周波数選択器 25 に出力する。送信用周波数選択器 24 では、タイミング発生器 1 からの周波数切換信号によって、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に  $N$  種類の安定化発振器群 23 からの入力信号の中から 1 つの信号をあらかじめ定めた順序、例えば、低い周波数から順番に選択し、送信用局部発振信号として、周波数変換器 5a に出力する。周波数変換器 5a では、送信用周波数選択器 24 からの送信用局部発振信号の周波数と、基準中間周波数信号発生器 4 で生成した基準中間周波数信号の周波数との和の周波数の送信キャリア信号を生成し、パルス変調器 6 に出力する。パルス変調器 6 では、周波数変換器 5a からの入力信号に対して、タイミング発生器 1 からのパルス変調信号によって、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に、あらかじめ定めたパルス幅  $T_p$  のパルス変調を行う。パルス変調器 6

の出力信号は、電力増幅器 7 に入力され、電力の増幅が行われ、送受切換器 8 に出力される。送受切換器 8 では、タイミング発生器 1 からの送受切換信号によって、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に、あらかじめ定めた時間間隔の電力増幅器 7 からの入力信号をアンテナ 9 に出力する。アンテナ 9 では、送受切換器 8 からの入力信号を、送信信号として空間へ放射する。送信信号は目標 10、および背景に反射し、反射信号となってアンテナ 9 で受信され、送受切換器 8 に出力される。送受切換器 8 では、タイミング発生器 1 からの送受切換信号によって、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に、あらかじめ定めた時間間隔のアンテナ 9 からの入力信号を周波数変換器 5b に出力する。一方、周波数計算器 18 では、あらかじめ距離測定処理や距離追尾処理によって得られた目標 10 との相対距離情報  $R'$  を用いて、数 11 により、受信信号が、いくつ前のパルス繰り返し周期の送信パルスに対する目標 10 からの反射信号であるか、すなわち、送信パルスが目標 10 に反射して受信されるまでに要する時間内のパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  の数  $m$  を求め、 $m$  とその時の送信周波数から受信信号の周波数を求める。ただし、目標 10 との相対距離情報  $R'$  と目標 10 との真の相対距離  $R$  との差は、数 11 により求まる  $m$  と、数 11 において、 $R'$  を  $R$  とした時に求まる  $m$  が異なる程度としている。求めた受信信号の周波数の情報は受信用周波数選択器 25 に出力される。受信用周波数選択器 25 では、周波数計算器 18 から入力された受信信号の周波数の情報を用いて、タイミング発生器 1 からの周波数切換信号によって、パルス繰り返し周期  $T_{pri}$  毎に  $N$  種類の安定化発振器群 23 からの入力信号の中から、受信信号の周波数に対応する周波数の受信用局部発振信号を選択し、周波数変換器 5b に出力する。周波数変換器 5b では、受信信号の周波数と受信用周波数選択器 25 で選択した受信用局部発振信号の周波数の差の周波数の中間周波数信号を生成し、中間周波数増幅器 11 へ出力する。中間周波数増幅器 11 以降の処理は、従来のパルスレーダ装置の動作と同じである。

【 0 0 5 5 】 図 8 は、この発明の実施の形態 4 を示すパルスレーダ装置において、送信パルス、受信パルス、送信用局部発振信号、受信用局部発振信号の関係を示したものである。図において、 $S_t$ 、 $S_r$ 、 $L_t$ 、 $L_r$  は先に図 11 で説明した通りである。また、図 11 と同様に、話を簡単にするために、合成帯域処理に用いるパルス数  $N$  は 3 とし、数 11 で求まる送信パルスが目標 10 に反射して受信されるまでに要する時間内のパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  の数  $m$  は 1 としている。また、安定化発振器群 23 で生成される信号の初期位相はすべて、0 度としている。図 8 からわかるように、送信用局部発振信号  $L_t$  と受信用局部発振信号  $L_r$  は、常に合成帯域処理に用いる全ての信号を生成している安定化発振器群 23 の中から必要な信号を選択して用いているため、周波

数の異なる送信用局部発振信号  $L_t$  と受信用局部発振信号  $L_r$  を同じパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  内で生成することができる。また、送信用局部発振信号  $L_t$  と受信用局部発振信号  $L_r$  を同じ安定化発振器を用いて生成しているため、各周波数の受信信号に対して、それぞれ対応する周波数の送信信号を生成した時に用いた送信用局部発振信号の初期位相  $\phi_n$  と、同じ初期位相の受信用局部発振信号を用いることができ、合成帯域処理に必要な目標との相対距離  $R$  に対応する位相情報を得ることができる。そのため、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  とパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  が数 10 の関係にある場合にも合成帯域処理を行うことができ、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  が長い場合にも、一回の合成帯域処理に要する信号送信時間の短くすることができる。また、実施の形態 1、2、3 では、送信、および受信用局部発振信号  $L_r$  の周波数の切換を周波数シンセサイザーで行っているため、周波数切換時に周波数が安定するまでの時間がかかるのに対し、実施の形態 4 では、常に合成帯域処理に用いる全ての信号を安定化発振器群 23 で生成し、その中から必要な信号を送信用周波数選択器 24、および受信用周波数選択器 25 で選択して用いているため、高速に周波数を切り替えることができる。また、実施の形態 1、2、3 で合成帯域法を実現するために用いていた位相制御、位相補正、距離補正も必要でなくなる。

#### 【0056】

【発明の効果】第 1 の発明によれば、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  とパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  が数 10 の関係にある場合にも合成帯域処理を行うことができ、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  が長い場合にも、一回の合成帯域処理に要する信号送信時間の短くすることができる。

【0057】また、第 2 の発明によれば、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  とパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  が数 10 の関係にある場合にも合成帯域処理を行うことができ、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  が長い場合にも、一回の合成帯域処理に要する信号送信時間の短くすることができる。さらに、第 1 の発明に比べ、レーダ装置内の温度等の環境条件の変化や機器のばらつきの影響を受けにくくなる。

【0058】また、第 3 の発明によれば、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  とパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  が数 10 の関係にある場合にも合成帯域処理を行うことができ、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  が長い場合にも、一回の合成帯域処理に要する信号送信時間の短くすることができる。さらに、第 1 の発明に比べ、レーダ装置内の温度等の環境条件の変化や機器のばらつきの影響を受けにくく、第 2 の発明に比べ、処理時間が短くなる。

【0059】また、第 4 の発明によれば、パルスレーダ

装置と目標との相対距離  $R$  とパルス繰り返し周期  $T_{pri}$  が数 10 の関係にある場合にも合成帯域処理を行うことができ、パルスレーダ装置と目標との相対距離  $R$  が長い場合にも、一回の合成帯域処理に要する信号送信時間の短くすることができる。さらに、第 1、第 2、第 3 の発明に比べ、送信、および受信用局部発振信号の切換を高速に行うことができ、第 1、第 2、第 3 の発明で行っていた位相制御、位相補正、距離補正は必要でなくなる。

#### 10 【図面の簡単な説明】

【図 1】 この発明によるパルスレーダ装置の実施の形態 1 を示す構成図である。

【図 2】 この発明によるパルスレーダ装置の実施の形態 1 において、送信パルス、受信パルス、送信用局部発振信号、受信用局部発振信号の関係を示す図である。

【図 3】 この発明によるパルスレーダ装置の実施の形態 2 を示す構成図である。

【図 4】 この発明によるパルスレーダ装置の実施の形態 2 において、送信パルス、受信パルス、送信用局部発振信号、受信用局部発振信号の関係を示す図である。

【図 5】 この発明によるパルスレーダ装置の実施の形態 3 を示す構成図である。

【図 6】 この発明によるパルスレーダ装置の実施の形態 3 において、距離補正前と後の目標レンジプロフィールを示す図である。

【図 7】 この発明によるパルスレーダ装置の実施の形態 4 を示す構成図である。

【図 8】 この発明によるパルスレーダ装置の実施の形態 4 において、送信パルス、受信パルス、送信用局部発振信号、受信用局部発振信号の関係を示す図である。

【図 9】 合成帯域処理の送信パルス波形を示す図である。

【図 10】 従来のパルスレーダ装置を示す構成図である。

【図 11】 従来のパルスレーダ装置において、送信パルス、受信パルス、送信用局部発振信号、受信用局部発振信号の関係を示す図である。

【図 12】 目標レンジプロフィールを示す図である。

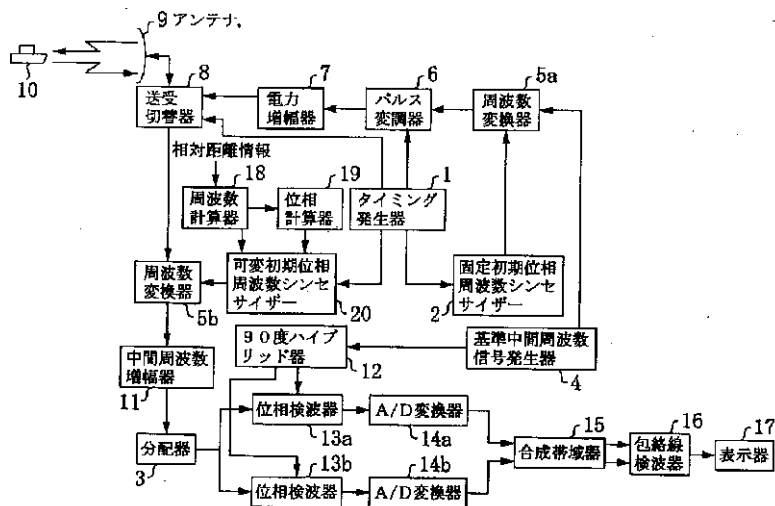
#### 【符号の説明】

- 40 1 タイミング発生器、2 固定初期位相周波数シンセサイザー、3 分配器、4 基準中間周波数信号発生器、5 周波数変換器、6 パルス変調器、7 電力増幅器、8 送受切替器、9 アンテナ、10 目標、11 中間周波数増幅器、12 90度ハイブリッド器、13 位相検波器、14 A/D変換器、15 合成帯域器、16 包絡線検波器、17 表示器、18 周波数計算器、19 位相計算器、20 可変初期位相周波数シンセサイザー、21 位相補正器、22 距離補正器、23 安定化発振器群、24 送信用周波数選択器、25 受信用周波数選択器、 $S_t$  送信パルス、 $S$

r 受信パルス、Lt 送信用局部発振信号、Lr 受信用局部発振信号、Sr p' 距離補正前の目標レンジ

プロフィール、Sr p 距離補正後の目標レンジプロフィール。

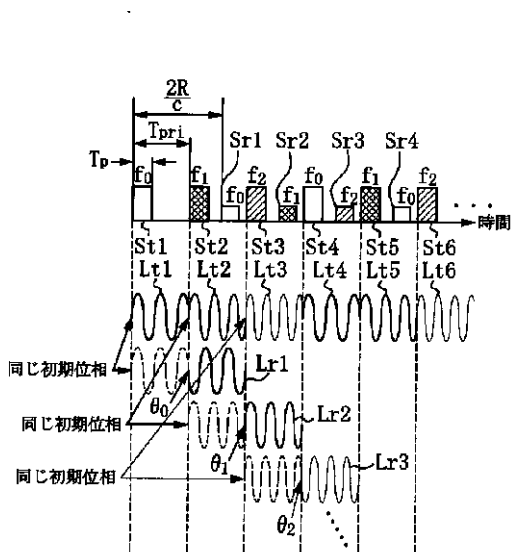
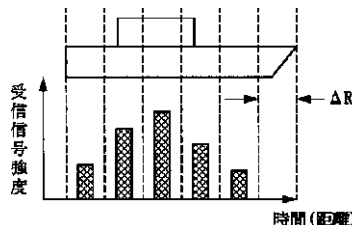
【 図 1 】



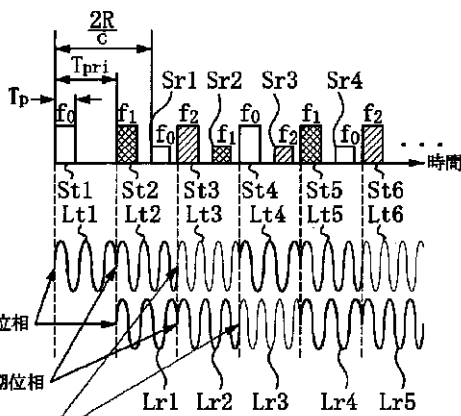
【 図 2 】

【 図 4 】

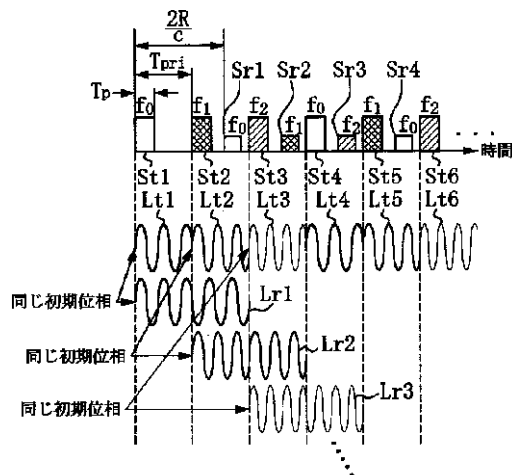
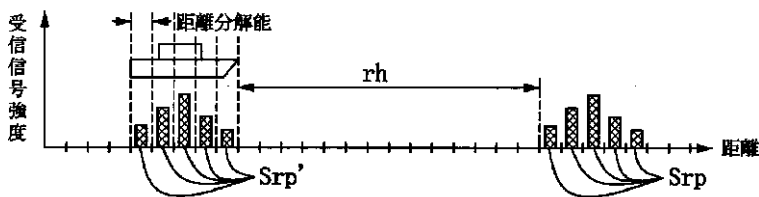
【 図 12 】



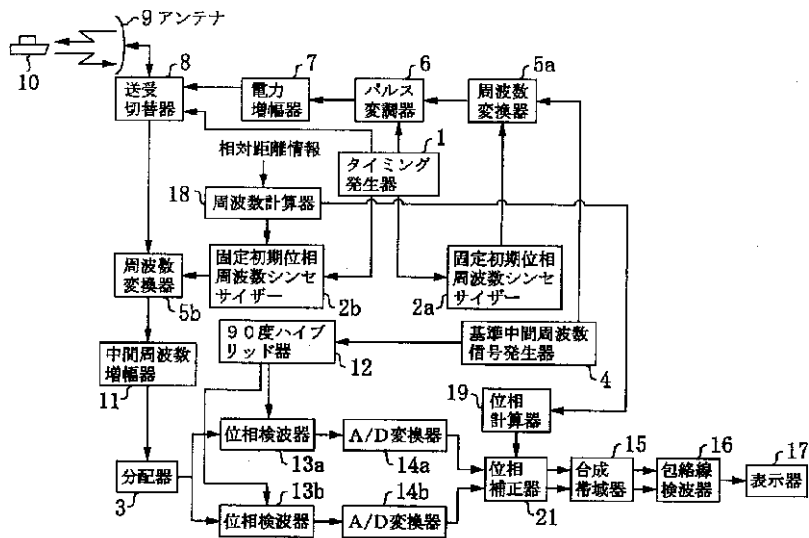
【 図 6 】



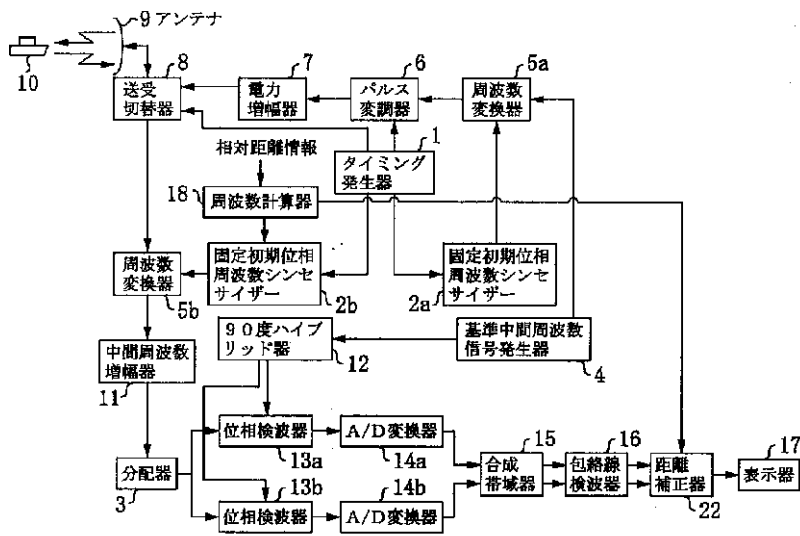
【 図 8 】



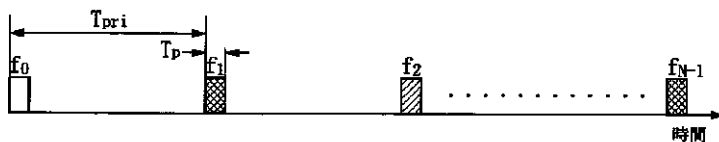
【 図 3 】



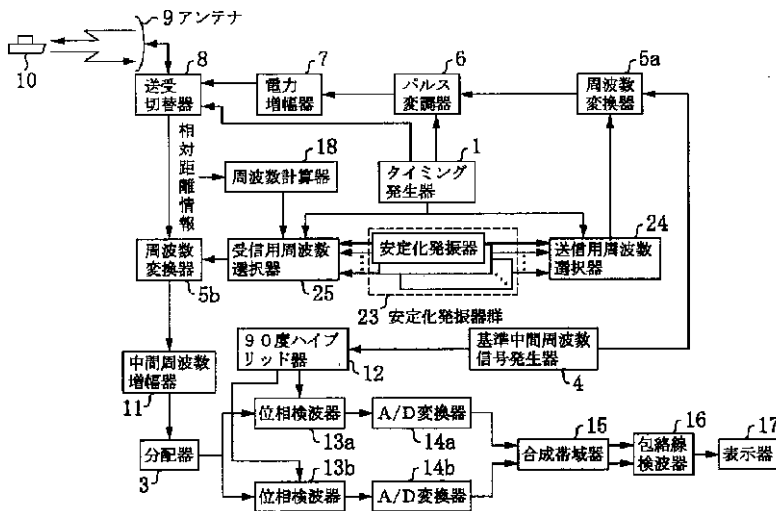
【 図 5 】



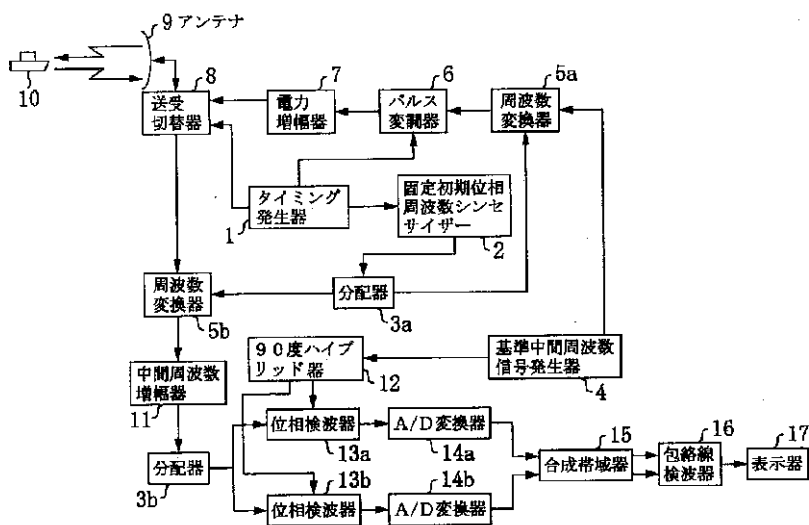
【 図 9 】



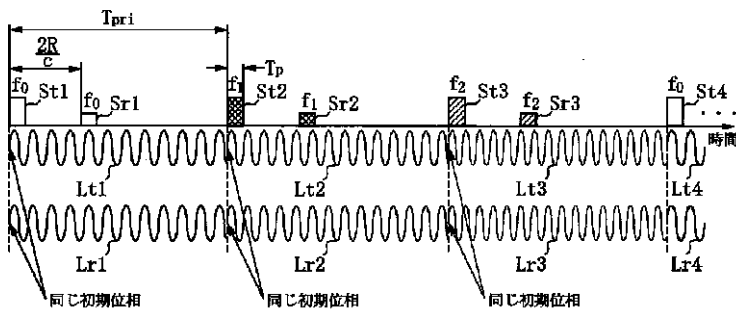
【 図 7 】



【 図 1 0 】



【 図 1 1 】



## フロントページの続き

(72)発明者	戸梶 功	(56)参考文献	特開 平10 - 197626 ( J P , A )
	東京都福生市加美平 3 の38の10センチ		特開 平 5 - 119148 ( J P , A )
	リー羽村101		特開 平10 - 39009 ( J P , A )
(72)発明者	田中 正之		特開 平 7 - 280923 ( J P , A )
	東京都練馬区上石神井 2 の33の10		特開 平 4 - 52586 ( J P , A )
			特開 平 3 - 220482 ( J P , A )
			特開 平 2 - 24590 ( J P , A )

(58)調査した分野(Int.Cl.<sup>7</sup>, D B 名)

G01S 7/00 - 7/42

G01S 13/00 - 13/95