

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4994023号
(P4994023)

(45) 発行日 平成24年8月8日(2012.8.8)

(24) 登録日 平成24年5月18日(2012.5.18)

(51) Int. Cl.	F I				
GO 1 S 7/285	(2006.01)	GO 1 S	7/285	Z	
GO 1 S 7/28	(2006.01)	GO 1 S	7/28	A	
GO 1 S 13/10	(2006.01)	GO 1 S	7/28	B	
GO 1 S 13/93	(2006.01)	GO 1 S	13/10		
		GO 1 S	13/93	Z	

請求項の数 5 (全 19 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2006-347888 (P2006-347888)
 (22) 出願日 平成18年12月25日(2006.12.25)
 (65) 公開番号 特開2008-157794 (P2008-157794A)
 (43) 公開日 平成20年7月10日(2008.7.10)
 審査請求日 平成21年10月21日(2009.10.21)

(73) 特許権者 000005348
 富士重工業株式会社
 東京都新宿区西新宿一丁目7番2号
 (74) 代理人 100167900
 弁理士 福井 仁
 (72) 発明者 鳩野 敦生
 東京都新宿区西新宿一丁目7番2号 富士
 重工業株式会社内
 審査官 中村 説志

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 パルスレーダ、車載レーダおよび着陸アシストレーダ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

パルスレーダにおいて、
 送信用アンテナと、
 受信用アンテナと、

前記送信用アンテナから前記受信用アンテナに回折してくる送信パルス信号とターゲットからの応答波信号が重畳した受信信号に対して、送受信処理を行う回路基板上に、学習処理によりアンテナや伝搬空間と等価となる線形フィルタ処理のパラメータの推定を行い、送信パルス信号から擬似回折波を生成し、当該生成された擬似回折波を受信信号から差引くことによって、前記応答波信号のみを濾波する適応フィルタ処理を行う適応フィルタ手段と、

10

ターゲットから新たな応答波が到着または終了したとき生じる搬送波の周波数よりも高い周波数の信号である高調波を取り出すことによって、各ターゲットからの応答波の立ち上がり時刻と送信パルスの立ち上がり時刻との時間差、および、応答波の立ち下がり時刻と送信パルスの立ち下がり時刻との時間差を検出する検出手段とを有することを特徴とするパルスレーダ。

【請求項2】

請求項1に記載された前記パルスレーダと、

送受信処理を行う回路基板上に、電磁波が送信パルスの継続時間内に伝搬する距離の半分以下となる位置に存在するターゲットまでの距離を測定する測定手段と、

20

搬送波の波長を車体幅と同じオーダの長さとすることにより広角の覆域をサポートする手段と
を有することを特徴とする車載レーダ。

【請求項 3】

請求項 1 に記載された前記パルスレーダと、
送受信処理を行う回路基板の上に、電磁波が送信パルスの継続時間内に伝搬する距離の半分以下となる位置に存在するターゲットまでの距離を測定する測定手段と、
搬送波の周波数をキーレスエントリーシステムの周波数と同じとすることにより、受信処理回路をキーレスエントリーシステムと共用する手段と
を有することを特徴とする車載レーダ。

10

【請求項 4】

請求項 1 に記載された前記パルスレーダと、
送受信処理を行う回路基板の上に、大地または海面から電磁波が反射されて受信されるまでの時間が着陸アシストレーダの送信パルスの継続時間よりも短くなる低高度を測定する測定手段と
を有することを特徴とする着陸アシストレーダ。

【請求項 5】

請求項 1 に記載された前記パルスレーダと、
送受信処理を行う回路基板の上に、大地または海面から電磁波が反射されて受信されるまでの時間が送信パルスの継続時間よりも短くなる低高度を測定する測定手段と、
搬送波の波長を機体幅と同じオーダの長さとすることによりことにより広角の輻域をサポートする手段と
を有することを特徴とする着陸アシストレーダ。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、パルス信号がターゲットから反射されて受信されるまでの時間差から距離を算出する原理に基づくパルスレーダに係り、特に、自動車および超低空を水平飛行する航空機に搭載するパルスレーダに係わる。

【背景技術】

30

【0002】

レーダおよび電波センサには、非特許文献 1 に記載されているように、従来、以下の 3 方式が用いられていた。

【0003】

(1) パルスレーダ

(2) FM - CWレーダ (Frequency Modulation Continuous wave Radar)

(3) 2 周波 CW (Continuous wave Radar)

【0004】

上記 (1) の “パルスレーダ” 方式では、高周波波形を区切ってパルス状にした信号を等間隔で反復送信し、送信されたパルス信号は、ターゲットで散乱され、散乱波が応答波として受信される。このとき、パルスの送信が終了してから、ターゲットからの応答波が戻ってくるまでの時間は、ターゲットからの距離に比例することになる。そこで “パルスレーダ” 方式では、パルスの送信が終了してから、ターゲットから戻ってきた応答波のレベルが閾値を超えるまでの時間からターゲットまでの距離を測定する。また、上記 (2) の “FM - CWレーダ” 方式では、一定周期で時間に対して FM 変調を行い、周波数を一定の割合で増加・減少を反復した信号を送信する。送信された FM 変調された信号は、ターゲットで散乱され、散乱波が応答波として受信される。受信側ではターゲットで跳ね返された受信信号と送信信号とに対して乗算処理を行い、送信波の周波数と受信波の周波数の差の周波数 (以降「ビート周波数」と記載する) を抽出する。このとき、送信波では、FM 変調を行い、周波数を一定の割合で増加・減少を反復しているので、ビート周波数は

40

50

、ターゲットからの距離に比例することになる。このようにして、“FM-CWレーダ”方式では、ビート信号の周波数を検出することによって、距離を測定する。さらに、上記(3)の“2周波CW”方式では、 $f_1 = 24\text{GHz}$ と $f_2 = 24\text{GHz} + 75\text{MHz}$ のように周波数にわずかな違いのある2つの波(距離が変化するにつれて位相差を生じる)を送信し、ターゲットまでの往復伝搬時間内に生じる2つの波の位相差を測定することで、距離を測定する方式である。

【0005】

また、従来より、受信波に対する送信パルス信号の干渉を低減するための技術も提案されている。例えば、特許文献1には、パルス信号の送信および受信を同時に行う際、所望受信波信号を歪ませることなく、送信側から受信側へ干渉する受信干渉波による所望受信信号の観測障害を排除する送受信装置が開示されている。具体的には、この送受信装置は、干渉波抑圧手段として、適応フィルタと、複素減算器とを有する。適応フィルタは、送信側の広帯域信号を付加させた送信信号の一部を入力として、送信側から受信側に干渉する受信干渉波信号を模擬する。複素減算器は、受信装置の出力信号から適応フィルタの出力信号を差し引く。また、特許文献2には、送信アンテナと受信アンテナとの間に平面遮蔽板を設けることで、送信波の干渉を抑制する技術が開示されている。

10

【0006】

【非特許文献1】「新ミリ波技術」第298頁(手代木扶/米山務編著、オーム社、1999年1月25日)

【特許文献1】特開平5-56009号公報

20

【特許文献2】特開2003-279649号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

ところで、短距離レーダでは、最大探知距離性能よりも近距離分解能が要求される。例えば、自動車運転アシストシステム向けの短距離レーダでは、駐車支援、ブラインドスポット検出、プリクラッシュ、幅寄せ接近警報等などの自動車運転アシストシステムへの活用が意図されている。そのため、最大探知距離が3m程度でも許容される場合が多いが、最小距離分解能は10cm以下であることが望まれる。しかしながら、短距離レーダを上述した(1)~(3)の方式で実現した場合、いずれの方式でも程度の差はあるものの、占有帯域幅を広帯域化せざるを得ない。占有帯域幅の広帯域化は、同一周波数帯に設定可能なチャンネル数の減少を招くばかりでなく、搬送波に高い周波数が必要になったり、アンテナの設計が難しくなったり、回路が高コストになったりするといった様々な問題を招く。

30

【0008】

本発明は、以上のような課題に鑑みなされたもので、その目的は、狭帯域で高い近距離分解能を有するレーダを実現することである。

【課題を解決するための手段】

【0010】

かかる課題を解決するために、第1の発明は、送信用アンテナと、受信用アンテナと、送信用アンテナから受信用アンテナに回折してくる送信パルス信号とターゲットからの応答波信号が重畳した受信信号に対して、送受信処理を行う回路基板上に、学習処理によりアンテナや伝搬空間と等価となる線形フィルタ処理のパラメータの推定を行い、送信パルス信号から擬似回折波を生成し、この生成された擬似回折波を受信信号から差し引くことによって、ターゲットの応答波信号のみを濾波する適応フィルタ処理を行う適応フィルタ手段と、ターゲットから新たな応答波が到着または終了したとき生じる搬送波の周波数よりも高い周波数の信号である高調波を取り出すことによって、各ターゲットからの応答波の立ち上がり時刻と送信パルスの立ち上がり時刻との時間差、および、応答波の立ち下がり時刻と送信パルスの立ち下がり時刻との時間差を検出する検出手段とを有するパルスレーダを提供する。

40

【0013】

50

第2の発明は、上述した第1の発明に係るパルスレーダと、送受信処理を行う回路基板の上に、電磁波が送信パルスの継続時間内に伝搬する距離の半分以下となる位置に存在するターゲットまでの距離を測定する測定手段と、搬送波の波長を車体幅と同じオーダの長さとするにより広角の覆域をサポートする手段とを有する車載レーダを提供する。

【0014】

第3の発明は、上述した第1の発明に係るパルスレーダと、送受信処理を行う回路基板の上に、電磁波が送信パルスの継続時間内に伝搬する距離の半分以下となる位置に存在するターゲットまでの距離を測定する測定手段と、搬送波の周波数をキーレスエントリーシステムの周波数と同じとすることにより、受信処理回路をキーレスエントリーシステムと共用する手段とを有する車載レーダを提供する。

10

【0015】

第4の発明は、上述した第1の発明に係るパルスレーダと、送受信処理を行う回路基板の上に、大地または海面から電磁波が反射されて受信されるまでの時間が着陸アシストレーダの送信パルスの継続時間よりも短くなる低高度を測定する測定手段とを有する着陸アシストレーダを提供する。

【0016】

第5の発明は、上述した第1の発明に係るパルスレーダと、送受信処理を行う回路基板の上に、大地または海面から電磁波が反射されて受信されるまでの時間が送信パルスの継続時間よりも短くなる低高度を測定する測定手段と、搬送波の波長を機体幅と同じオーダの長さとするによりことにより広角の輻域をサポートする手段とを有する着陸アシストレーダを提供する。

20

【発明の効果】

【0018】

本発明によれば、応答波が到着する前に送信パルスを完了する必要がなくなるため、パルス幅を短くすることなく、高い近距離分解能を有するレーダを実現することができる。したがって、本発明によれば、レーダに必要となる占有帯域幅を「光速÷最小測定可能距離」よりも狭くすることが可能となる。

【0019】

また、本発明によれば、レーダに必要となる占有帯域幅を狭くすることが可能なので、レーダの搬送波を相対的に低い周波数に抑えることができる。ところで、電磁波に限らず、波動においては、波長と同じスケールの波源（電磁波の場合はアンテナ）に対しては、波源の正面だけではなく、側面の方向にも拡がっていく。そのため、本発明によれば、レーダの搬送波を相対的に低い周波数に抑えることができるので、搬送波の波長を車体幅もしくは機体幅と同じオーダの長さとするにより、広角の覆域をサポート可能なレーダを実現することが可能となる。

30

【0020】

また、キーレスエントリーに用いられている300 [MHz]帯数は波長が1 m程度であり、従来は、レーダの搬送波として用いることが難しかった。ところが、本発明によれば、レーダの搬送波を相対的に低い周波数に抑えることができるので、レーダの周波数帯および高周波回路をキーレスエントリーと共用することが可能となる。

40

【0021】

また、一般的に波動では、周波数が低ければ低いほど減衰量が小さくなる。本発明によれば、レーダの搬送波を相対的に低い周波数に抑えることができるので、送信電力を相対的に低いレベルとすることが可能となる。

【0022】

さらに、本発明によれば、相対的に占有帯域幅を狭くすることができる。そのため本発明をUWBレーダに適用すると、W i M A Xなどの他のシステムに割り当てられている周波帯の間に、UWBレーダの帯域が配置されるように設定することによって、UWBにおいて問題となっている電波干渉を回避することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

50

【 0 0 2 3 】

(本発明の原理)

まず、第1および第2の実施形態の説明に先立ち、本発明の原理について詳述する。パルスレーダ方式において、近距離分解能を向上させると占有帯域幅が広帯域化する理由は、パルス幅を短くする必要があるからである。したがって、狭帯域で高い近距離分解能を有するレーダを実現するという目的を達成するためには、パルス幅を短くすることなく、近距離分解能を向上させる必要がある。すなわち、最も近い位置にあるターゲットからの応答波が到着する前に送信パルスを完了しないと、送信パルスの干渉と、各ターゲットからの応答波の干渉により、個々のターゲットからの応答波が戻ってくるまでの時間から距離を測定することが困難となる。近距離分解能を向上させるためにパルス幅を短くする必要があるのは、このためである。したがって、狭帯域で高い近距離分解能を有するレーダを実現するという目的は、以下の2つの手段を新たに実現することによって達成することができる。

10

【 0 0 2 4 】

(1) 応答波形に干渉した送信パルスを受信波形から除去する手段

(2) 各ターゲットからの応答波の立ち上がり時刻、または、立ち下がり時刻を検出する手段

【 0 0 2 5 】

まず、手段(1)の実現方法について説明する。送信波形は、自分で生成したのであるから、既知の波形である。しかしながら、応答波形に干渉した送信波形は、アンテナや伝搬空間による歪みを受けている。したがって、受信波形において送信パルスが干渉することは、信号処理の観点でいえば、図1に示したように、応答波信号を希望信号としたとき、送信パルスを既知の妨害波、アンテナや伝搬空間を妨害波に対する未知のフィルタとみなすことができる。これは、文献「適応信号処理」(辻井重男編著、昭晃堂、1995年5月)に記載されているように、電話通信におけるエコーキャンセラ、および、特許文献1に記載されている通信システムにおける適応ノイズキャンセラの問題と等価である。したがって、応答波形に干渉した送信波形を受信波形から除去することは、アンテナや伝搬空間と等価となるように適応フィルタのパラメータの推定を行い、送信パルスに対し適応フィルタを作用させた信号を受信波形から減算することによって達成することができる。

20

【 0 0 2 6 】

上述した特許文献1に開示された技術では、送信パルス列が通信を行う情報によってダイナミックに変化するため、妨害波である送信パルス列の被変調波もダイナミックに変化する。したがって、適応フィルタのパラメータの設定は、ブラインド学習処理によって行う必要がある。ところが、レーダの場合には、送信パルス列は、常に同じ送信パターンを反復するため、妨害波である送信パルス列の被変調波も同じ波形の反復となる。つまり、レーダの場合には、妨害波である送信パルスを既知と見なすことができる。この場合、アンテナや伝搬空間と等価となる適応フィルタのパラメータは、教師付き学習処理で決定することができる。すなわち、送信パルスに対し適応フィルタを作用させた信号を受信波形から減算した結果である誤差信号が、ターゲットが存在しない場合にガウスノイズ(無相関信号)となるように、あらかじめ適応フィルタのパラメータの調整を行うことによって、適応フィルタのパラメータを求めることができる。

30

40

【 0 0 2 7 】

つぎに、手段(2)の実現方法について説明する。本発明では、新たな応答波の到着において発生する過渡現象を利用して、各ターゲットからの応答波の立ち上がり時刻と送信パルスの立ち上がり時刻との時間差、または、立ち下がり時刻と送信パルスの立ち下がり時刻との時間差を求める。ここで、図2に示したように、電磁波が送信パルスの継続時間内に伝搬する距離の半分以下となる位置に3つのターゲットA、B、Cが存在する場合を考える。この場合、受信時には、ターゲットAからの応答波が継続中にターゲットBからの応答波およびターゲットCからの応答波が順次到着し、3つのターゲットA、B、Cからの応答波が重畳する。

50

【 0 0 2 8 】

ここで、重畳波の振幅を a , 位相を Ψ 、新たな応答波の振幅、または、終了する応答波の振幅を b , 位相を ϕ 、応答波の到着または終了後の位相を α とする。応答波の到着または終了後の重畳波は、以下の数式 1 および数式 2 にて表すことができる。

【 0 0 2 9 】

【 数 1 】

$$a \cdot \sin(\omega t + \Psi) \pm b \cdot \sin(\omega t + \phi)$$

$$= a \{ 1 + (b/a)^2 + 2 (b/a) \cdot \cos(\Psi - \phi) \} \cdot \sin(\omega t + \alpha)$$

10

【 数 2 】

$$\alpha = \tan^{-1} \left\{ \frac{\sin(\Psi) \pm (b/a) \cdot \sin(\phi)}{\cos(\Psi) \pm (b/a) \cdot \cos(\phi)} \right\}$$

【 0 0 3 0 】

複合 \pm は、+ の場合が新たな応答波の到着を意味し、- の場合が応答波の終了を意味する。したがって、応答波が順次到着するとき、新たな応答波の位相と到着済みの応答波の位相が異なるので、新たな応答波と到着済みの応答波とがお互いに干渉し、振幅を強め合う部分と、弱め合う部分とが混在し、包絡成分が複雑に変化する。このことは、新たな応答波が到着しても受信信号強度が大きくなるとは限らないことを意味する。極端な場合、新たな応答波の位相が到着済みの応答波の位相と 180° (半波長) シフトしていた場合、新たな応答波と到着済みの応答波とが完全に打ち消しあってしまうことになる。この場合、従来のパルスレーダのように被変調波を復調すると、複雑に変化した包絡成分のみが抽出されることになり、新たな応答波の到着の発生を検出することは、非常に困難となる。さらに、復調すると、応答波の立ち上がりが鈍くなるという問題も生じる。

20

【 0 0 3 1 】

ところが、上記数式 1、図 3 および図 4 に示したように、この応答波の重畳においてターゲットから新たな応答波が到着したときには、新たな応答波の位相が到着済みの応答波の位相がより遅れているため、受信波形の位相が短い時間で急速に遅れる。また、到着済みのあるターゲットからの応答波が終了したときにも、到着済みのあるターゲットからの応答波の位相が重畳波の位相より進んでいるため、受信波形の位相が短い時間で急速に遅れる。

30

【 0 0 3 2 】

また、数式 2 で示したように、応答波の到着および終了にともなう位相の遅れは、重畳波と到着および終了する信号強度に大きな差がある場合には、殆ど観測にかからない。一般にレーダの応答波に信号強度は、距離の 4 乗に比例して小さくなる。送信パルスが ON となっているときには、近くにあるターゲットからの応答波が到着し、遠くにあるターゲットからの応答波が終了する。そのため、位相遅れは、信号強度が強い近くにあるターゲットからの応答波の到着による位相遅れが支配的となる。他方、送信パルスが OFF となっているときには、遠くにあるターゲットからの応答波が到着し、近くにあるターゲットからの応答波が終了する。そのため、位相遅れは、信号強度が強い近くにあるターゲットからの応答波の終了による位相遅れが支配的となる。したがって、送信パルスが ON となっているときの位相遅れは、新たな応答波の到着による位相遅れを意味し、送信パルスが OFF となっているときの位相遅れは、応答波の終了による位相遅れを意味することになる。

40

【 0 0 3 3 】

50

このような特性に鑑み、本発明では、濾波後の被変調波に位相変化検出器を作用させ、応答波の到着および終了にともなう位相の急激な遅れを取り出す。これにより、この位相変化検出器によって取り出された位相の遅れが閾値を超えた時刻から、各ターゲットからの応答波の立ち上がり時刻と送信パルスの立ち上がり時刻との時間差、および、応答波の立ち下がり時刻と送信パルスの立ち下がり時刻との時間差を求めることができる。なお、 $c/2$ までの距離にターゲットが存在する場合、 $c/2$ から c の距離に存在するターゲットを検出できないことになるが、 $c/2$ までの距離にターゲットが存在しない場合には、 $c/2$ から c の距離に存在するターゲットをも検出可能なので、実用上は差し支えない。

【0034】

10

また、図5に示したように、応答波の到着および終了による位相の急激な遅れに伴い、被変調波に滑らかではない（微分係数が不連続となる）波形が発生する。滑らかではない波形が発生した場合には、フーリエ解析によると、基本波形の周波数（この場合は、搬送波の周波数）よりも高い周波数の信号（以下、「高調波」という）が発生する。そこで、本発明では、濾波後の被変調波に高調波検出フィルタを作用させ、搬送波の周波数以上の周波数となる信号のみを通過させ、かつ、強調するようにすることによって、新たな応答波の到着が生じたときに発生する高調波のみを取り出す。これにより、この高調波検出フィルタによって取り出された高調波が閾値を超えた時刻から、各ターゲットからの応答波の立ち上がり時刻と送信パルスの立ち上がり時刻との時間差、および、応答波の立ち下がり時刻と送信パルスの立ち下がり時刻との時間差を求めることができる。

20

【0035】

なお、位相変化検出器によって取り出された位相遅れの継続時間、および、帯域通過フィルタによって取り出された高調波の継続時間は、送信パルスの継続時間と比べて非常に短いので、各ターゲットからの応答波が重畳した信号に対して位相変化検出器および高調波検出フィルタを作用させることは、パルス幅を短くすることと等価となる。

【0036】

最後に、応答波の立ち上がりを検出する場合と応答波の立ち下がりを検出する場合とを比較する。新たに到着する応答波は、次第に信号強度が次第に小さくなる。応答波の到着にともなう重畳波の位相の遅れは、重畳波と到着する信号強度との差が大きくなるので、次第に小さくなる。他方、応答波の終了においては、近くのターゲットからの応答波が順次終了していくので、終了する応答波の信号強度は、重畳波全体の強度の大半を占めていることになる。そのため、応答波の終了にともなう重畳波の位相の遅れは、AGC (Automatic Gain Control) 等により、ほぼ、一定の範囲に保つことが可能となる。したがって、重畳波の位相の遅れを検出する場合、一般的には、応答波の立ち下がり時刻と送信パルスの立ち下がり時刻との時間差を求めるほうが有利である。

30

【0037】

以上の説明から理解できるように、適応フィルタおよび高調波検出フィルタという2つの手段を設けることで、パルス幅を短くすることなく、近距離分解能を向上させることができる。これにより、狭帯域で高い近距離分解能を有するレーダを実現することが可能になる。以下に詳述する2つの実施形態はいずれも、被変調波に対し復調を行うことなく、被変調波を直接アナログ信号からデジタル信号へ変換する。そして、応答波形に干渉した送信波形を受信波形から除去するために、送信パルスに対し適応フィルタを作用させた信号を受信波形から減算する手段(1)、かつ、各ターゲットからの応答波の立ち上がり時刻と送信パルスの立ち上がり時刻との時間差または立ち下がり時刻との時間差を求めるために、ターゲットから応答波が到着または終了したとき生じる渡過現象を検出する手段(2)によって、狭帯域で高い近距離分解能を有するレーダを実現したものである。

40

【0038】

(第1の実施形態)

図6～図8は、第1の実施形態に係るシステムの構成図である。本実施形態では、狭帯域で高い近距離分解能を有するレーダを自動車運転アシストシステム向けの短距離レーダ

50

に対して適用し、かつ、周波数帯および高周波回路をキーレスエントリと共用する。キーレスエントリは、扉の開閉を行うために発動機を停止させた駐停車時に用いる。他方、運転アシストシステム向けの短距離レーダは、発動機を稼働させた状態で用いる。そのため、キーレスエントリと短距離レーダは、同時に使用することは通常の運用ではありえないので、共用しても何ら差し支えない。さらに、キーレスエントリに用いられている300 [MHz]帯は、波長は約1 mとなるので、車体幅と同じオーダの長さとなり、広角の覆域をサポートすることが可能である。

【0039】

応答波形に干渉した送信波形を受信波形から除去するための手段として、線形の適応フィルタによる濾波部200を送信回路からのフィードバック線に追加した。また、ターゲットから新たな応答波が到着したことを検出するための手段として、滑らかではない波形となったときに生じる高調波を取り出すための帯域通過フィルタ310を重畳検出部300に追加した。ここで、高調波を取り出す際に高域フィルタではなく帯域通過フィルタを用いた理由は、高域フィルタが不要な雑音も通過させてしまうのに対して、帯域通過フィルタは、不要な雑音の流入を抑圧することができるためである。これら一連の手段によって、ターゲットまでの往復伝搬時間がパルス幅以下になった場合においても、各ターゲットからの応答波の立ち上がり時刻と送信パルスの立ち上がり時刻との時間差を求めることを可能とし、狭帯域で高い近距離分解能を有するレーダを実現したものである。

【0040】

また、本実施形態では、周波数帯および高周波回路をキーレスエントリと共用可能するために、切り替えスイッチ124を追加したことに特徴がある。この切り替えスイッチ124により発動機を停止させた状態ではキーレスエントリに、また、発動機を稼働させた状態では短距離レーダに切り替えを行う。なお、本実施形態では、応答波の立ち上がりおよび立ち下がりが重要なので、送信パルスの波形を、プレエンファシス回路105により、図9に示したように、立ち上がりおよび立ち下りを強調したオーバダンピング気味のパルス波形としている。

【0041】

本実施形態におけるパルス波形とそのスペクトル配置を図10に示す。本実施形態では、パルス幅を5 [MHz]の正弦波の半波長に相当する100 [nsec]とする。また、パルスの発生周期をパルス幅の2倍の200 [nsec]とする。さらに、立ち上りを強調したオーバダンピング気味のパルス波形とするためにパルス波形を三次波までで近似することとする。これにより、パルスのスペクトルは、搬送波の周波数を300 [MHz]としたとき、285 [MHz]、295 [MHz]、300 [MHz]、305 [MHz]、315 [MHz]の5本の線スペクトラムで構成されることになる。これにより、285 [MHz]から320 [MHz]までの周波数帯域は、一人のユーザではなく、搬送波の周波数を少しシフトすることにより、複数のユーザで共用できる（例えば0.1 MHzごとであれば100人）。単独のユーザで使用する場合も、複数の個所にレーダを干渉することなく設置可能となる。例えば、図11に示すように、前後で1波、前部左右で1波、後部左右で1波の3つの波を一台の車で利用できる。

【0042】

日本国のように、322 MHzを超えると微弱無線の規制値が急に厳しく設定されている場合、パルス波形を三次波までで近似するためには、パルス周期の2倍となる値が320 MHzの近傍となるようにしたほうが、比較的大きな輻射電力とすることができる。本実施形態で、パルス幅を100 [nsec]としたのは、このためである。

【0043】

ここで、パルス幅を T [sec]、ターゲットまでの距離を r [m]、周波数変調の占有帯域幅を W [Hz]、ターゲットまでの往復伝搬時間を t [s]、光速を c ($= 3.0 \times 10^8$ [m/sec]) とする。ターゲットまでの往復伝搬時間がパルス幅以上となるという条件は、 $2r/c$ ($= T$) となる。ここで、 A をパルスの振幅、 A_0 をパルス幅、 T をパルスの発生間隔とする。パルス列の波形をフーリエ級数展開すると、下記の数式3となる。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 4 】

【 数 3 】

$$F(f) = \frac{A \tau}{T} \left\{ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n \pi \tau / 2 T)}{2n \pi \tau / 2 T} \cos(2n \pi f / 2 T) \right\}$$

【 0 0 4 5 】

この数式 3 によると、パルス列の波形は、周波数空間で $1 / T$ 間隔（繰返し周期の逆数）の線スペクトルとなる。パルス列の波形は、パルス幅の逆数の整数倍となる点で零となる。ここで、パルスに繰返しがなく、孤立した 1 つのパルスしか存在しない場合には、繰返し周期が無大となるので、連続スペクトルとなるが、パルスに繰返しがある場合には、 $1 / T$ 間隔の線スペクトルとなる。したがって、パルスの発生間隔が短ければ短いほど、パルス波形に近似に必要な線スペクトルの数が少なくて済むことになり、同じ周波数帯を複数のユーザで共用可能としたほうが有利である。他方、レーダの測定レンジを遠距離に延ばす観点でいうと、パルスの発生間隔が長ければ長いほど有利となる。100 [nsec] のパルス幅は、距離に換算すると 60 m に相当する。これは、パルス幅のみで、短距離レーダに必要なレンジを上回っていることを意味するので、パルスの発生間隔を敢えて長くする必要がない。線スペクトルの数を少なくして、同じ周波数帯を共用可能としたほうが有利である。本実施形態で、パルスの発生周期をパルス幅の 2 倍の 100 [nsec] としたのは、このためである。

10

20

【 0 0 4 6 】

本実施形態に係る短距離レーダの構成は、図 6 に示したように、既存のパルス型レーダに存在する送信部、受信部に加えて、応答波形に干渉した送信波形を受信波形から除去するための濾波部 200、および、ターゲットから新たな応答波が到着したときに生じる高調波を取り出すための重畳波検出部 300 を有する。

【 0 0 4 7 】

送信部は、既存のパルス型レーダと同様に、クロック信号むけの 5 [MHz] の発振器 107、PLL (Phase Lock Loop) 106、プレエンファシス回路 105、搬送波を発生させる発振器 104、変調器 103、出力増幅器 102 および送信アンテナ 101 によって構成されている。このうち、PLL 106 は、発振器 107 から 5 [MHz] の正弦波をもとに、5 [MHz] の矩形波を発生させる回路である。プレエンファシス回路 105 は、矩形波の立ち上がりを強調したオーバダンピング気味のパルス波形とする回路である。

30

【 0 0 4 8 】

受信部は、応答波の立ち上がりを検出することから、既存のパルス型レーダとかなり異なり、受信アンテナ 121、RF 増幅器 122、AGC 123、キーレスエントリーと近距離レーダとの切り替えスイッチ 124、RF サンプリグ 125 を行なう A/D 変換器、比較器 128 および閾値メモリ 129 によって構成されている。このうち、AGC 123 は、A/D 変換器 125 の全 bit を有効に使用するため、受信信号の強度レベルを一定に保つための回路である。また、比較器 128 は、一番最初の応答波が到着したことを検出するための回路である。

40

【 0 0 4 9 】

図 7 に示したように、濾波部 200 は、線形の適応フィルタによって実現でき、具体的には、RF サンプリグを行う A/D 変換器 202、シフトレジスタ 203、乗算器 204、加算器 205、タップ制御部 206、二乗器 210 およびシフトレジスタ 211 によって構成されている。このうち、シフトレジスタ 211、乗算器 204、加算器 205 から擬似送信パルス信号を生成する。ターゲットが存在しない場合、雑音を除いて、受信信号内に信号が検出されないようにするため、タップ制御部 206 は、例えば、文献「適応信号処理」（辻井重男編著、昭晃堂、1995 年 5 月）に記載されている LMS および RLS などの学習アルゴリズムにより、フィードバック信号の値の二乗和が最小となるよう

50

に、乗算器 204 の定数を変化させることによって適応処理を行う。

【0050】

図 8 に示したように、重畳波検出部 300 は、帯域通過フィルタ 310、比較器 305 および閾値メモリ 306 によって構成されている。帯域通過フィルタ 310 は、応答波の到着または終了により、滑らかではない波形となったときに生じる高調波を取り出すための回路である。

【0051】

図 9 に示したように、送信部の動作は、既存のパルス型レーダとほぼ同様である。まず、発振器 107 により、5 [MHz] の周期の正弦波を発生させる。5 [MHz] の周期の正弦波は、PLL 106 により 5 [MHz] の正弦波を矩形波に変換される。5 [MHz] の矩形波へと変換された送信パルスは、プレンファシス回路 105 によって、矩形波の立ち上がりを強調したオーバダンピング気味のパルス波形と変換される。オーバダンピング気味のパルス波形とされた送信パルスは、変調器 103 により、300 [MHz] の正弦波により変調を受ける。変調された送信パルスは、出力増幅器 102 により増幅された後、送信アンテナ 101 からターゲットに向けて輻射される。

【0052】

受信部は、応答波の立ち上がりを検出することから、既存のパルス型レーダとかなり異なった動作を行う。受信アンテナから出力された受信信号は、RF 増幅器 121 により増幅される。ここまでの動作は、既存のパルス型レーダと同じである。ところが、次に切り替えスイッチ 124 により、発動機が停止しているときには、受信信号は、キーレスの信号であると判断し、キーレスエントリに入力される。他方、発動機が稼動状態しているときには、A/D 変換器 125 に入力され、RF サンプリングを行い、アナログ信号からデジタル信号へと変換される。このとき、A/D 変換器の全 bit を有効に使用するため、AGC 123 が RF 増幅器 122 の利得を制御し、受信信号の強度レベルを一定に保つ。デジタル信号へと変換された受信信号は、減算器 127 に入力され、図 12 に示したように、適応処理により生成された擬似送信パルス信号を差し引き、回折してきた送信パルス信号が消去され、応答波のみが取り出される。

【0053】

応答波のみが取り出された受信信号は、それぞれ、比較器 128、比較器 131、重畳波検出部 300、さらには、学習モードにおいては、濾波部 200 にフィードバック信号として入力される。

【0054】

比較器 128 は、応答波が入力されると、振幅の絶対値が閾値を越えているかどうかを判定する。図 13 に示したように、Flag0 メモリ 130 において応答波未到着を表す Flag0 = 0 のときに、閾値越えが発生したときには、この時刻をもって、一番最初の応答波が到着した時刻とし、トリガ信号を遅延回路 132 に入力する。それと同時に、トリガ信号を Flag0 メモリ 130 にも入力し、Flag0 1 と変更することによって応答波到着中を明示する。Flag0 メモリ 130 の値が 1 に変更されると、重畳波検出部 300 に対して、応答波到着中を通知する。重畳波検出部 300 では、同図に示したように、パルス幅の分だけ遅延させて、Flag2 メモリ 308、Flag0 1 と変更することによって応答波検出トリガの出力を可能とする。

【0055】

また、比較器 131 は、応答波が入力されると、振幅の絶対値が閾値を下回っているかどうかを判定する。Flag0 メモリ 130 において応答波到着中を表す Flag0 = 1 のときに、閾値を下回っている事象が発生したときには、トリガ信号を Flag0 メモリ 130 にも入力し、Flag0 0 と変更することによって応答波未到着を明示する。Flag0 メモリ 130 の値が 0 に変更されると、重畳波検出部 300 に対して、応答波完了を通知する。重畳波検出部 300 では、同図に示したように、Flag2 メモリ 308 の値を Flag2 0 と変更することによって応答波検出トリガの出力を停止する。

【0056】

10

20

30

40

50

トリガ信号が遅延回路 132 に入力されると、重畳波の検出とタイミングを調整するために、同図に示したように、遅延器 132 によりパルス幅の分だけ遅延させて、ターゲット検出のトリガを出力する。以上の動作により、各ターゲットからの応答波の立ち上がり時刻と送信パルスの立ち上がり時刻との時間差、または、応答波の立ち下がり時刻と送信パルスの立ち下がり時刻との時間差を検出することができる。

【0057】

濾波部 200 では、まず、変調された送信パルスを A/D 変換器 202 に入力し、RF サンプリングを行い、アナログ信号からデジタル信号へ変換する。このとき、AGC がフィードバック用の RF 増幅器の利得を制御し、受信信号と送信パルスの信号強度レベルの比率を一定に保つ。デジタル信号化された送信パルスは、シフトレジスタ 203 に入力される。シフトレジスタ 203 に入力された送信パルスは、個々のサンプリング値ごとに乗算器 204 によって重み付けされ、最終的に加算器 205 によって重畳され、擬似送信パルス信号へ変換される。このようにして、濾波部は、回折してきた送信パルス信号を消去するための擬似送信パルス信号を生成する。

10

【0058】

学習モードにおいては、濾波部 200 にフィードバック信号として応答波のみが取り出された受信信号が戻ってくる。戻ってきたフィードバック信号は、二乗器 210 によって二乗されシフトレジスタ 211 に格納される。シフトレジスタに格納されたフィードバック信号は、個々のサンプリング値ごとに加算器 212 によって重畳され、二乗和が求められる。タップ制御部 206 は、フィードバック信号の二乗和が最小となるように乗算器の定数を変化させる。このときの学習アルゴリズムは、例えば、文献「適応信号処理」(辻井重男編著、昭晃堂、1995年5月)に記載されている LMS および RLS を用いる。このようにして、学習モードでは、タップ制御部 206 が、学習アルゴリズムによりフィードバック信号の値の二乗和が最小となるように乗算器の定数を変化させる。

20

【0059】

重畳波検出部 300 では、入力された応答波は、帯域通過フィルタ 310 に入力される。帯域通過フィルタからの出力信号は、比較器 305 に入力される。比較器 305 は、帯域通過フィルタからの出力信号の値を、閾値メモリ 306 の格納されている閾値と比較し、帯域通過フィルタからの出力信号の絶対値が閾値を越えているかどうかを判定する。このとき、高調波が発生し、帯域通過フィルタからの出力信号の絶対値が閾値を越えることになる。高調波が発生するのは、応答波が到着または終了が生じると、重畳波に滑らかではない波形が生じるためである。

30

【0060】

閾値越えが発生したときには、この時刻をもって、応答波が到着または終了が生じた時刻とする。このとき、同図に示したように、Flag 2 メモリ 308 において、Flag 0 = 1 の場合は、応答波検出トリガを出力し、Flag 0 = 0 の場合は、応答波検出トリガの出力を取り消す。このようにして、重畳波検出部 300 は、応答波の終了による高調波の発生のみを出力する。

【0061】

このように、本実施形態によれば、応答波が到着する前に送信パルスを完了する必要がなくなるため、パルス幅を短くすることなく、高い近距離分解能を有するレーダを実現することができる。したがって、本実施形態によれば、レーダに必要な占有帯域幅を「光速 ÷ 最小測定可能距離」よりも狭くすることが可能となる。

40

【0062】

また、本実施形態によれば、レーダに必要な占有帯域幅を狭くすることが可能であることから、レーダの搬送波を相対的に低い周波数に抑えることができる。電磁波に限らず、波動においては、波長と同じスケールの波源(電磁波の場合はアンテナ)に対しては、波源の正面だけではなく、側面の方向にも拡がっていく。そのため、本実施形態によれば、レーダの搬送波を相対的に低い周波数に抑えることができるので、搬送波の波長を車体幅もしくは機体幅と同じオーダの長さとするにより、広角の覆域をサポート可能な

50

レーダを実現することが可能となる。

【 0 0 6 3 】

また、キーレスエントリーに用いられている 3 0 0 [MHz]帯数は波長が 1 m 程度であり、従来は、レーダの搬送波として用いることが難しかった。ところが、本実施形態によれば、レーダの搬送波を相対的に低い周波数に抑えることができるので、レーダの周波数帯および高周波回路をキーレスエントリーと共用することが可能となる。

【 0 0 6 4 】

さらに、一般的に波動では、周波数が低ければ低いほど減衰量が小さくなる。本実施形態によれば、レーダの搬送波を相対的に低い周波数に抑えることができるので、送信電力を相対的に低いレベルとすることが可能となる。

10

【 0 0 6 5 】

(第 2 の実施形態)

図 1 4 ~ 図 1 6 は、第 2 の実施形態に係るシステムの構成図である。本実施形態では、本実施形態による狭帯域で高い近距離分解能を有するレーダをヘリコプタ等の着陸アシストシステム向けの着陸アシストレーダとして用いる。着陸アシストレーダは、自動車の運転アシストシステム向けのレーダと比べて、比較的長いレンジを必要とするので、UWB (Ultra Wide Band) 帯を用いる。

【 0 0 6 6 】

本実施形態では、UWB乗算器において非線形効果が無視できないことから、応答波形に干渉した送信波形を受信波形から除去するための手段として、非線形効果にも対応可能なニューラルネットワークを送信回路からのフィードバック線に追加した。また、応答波が到着または終了したことを検出するための手段として、位相の急激な遅れを取り出すための位相変化検出器 6 1 0 を追加した。これら一連の手段によって、ターゲットまでの往復伝搬時間がパルス幅以下になった場合においても、各ターゲットからの応答波の立ち上がり時刻と送信パルスの立ち上がり時刻との時間差、および、応答波の立ち下がり時刻と送信パルスの立ち下がり時刻との時間差を求めることを可能とし、狭帯域で高い近距離分解能を有する着陸アシストレーダを実現したものである。

20

【 0 0 6 7 】

本実施形態に係るパルス波形とそのスペクトル配置を図 1 7 に示す。本実施形態では、UWB帯では比較的大きな占有帯域幅を確保できることから、パルス幅を 2 0 0 [MHz]の正弦波の半波長に相当する 2 . 5 [nsec]の短パルスとする。また、パルスの発生周期を 1 M H z の正弦波の 1 周期に相当する 1 [μsec]とする。パルスの発生間隔をこの周期まで拡張すると、十分な S / N 比を確保さえすれば、原理的には最大探知距離を 1 5 0 m まで延ばすことが可能となる。この場合、パルスのスペクトルは、パルス幅とパルス発生間隔との間には 2 0 倍もの開きがあるため、実質的に連続スペクトラムと見なすことができる。

30

【 0 0 6 8 】

さらに、短パルスであることから、必ずしも立ち上がりを強調したオーバダンピング気味の波形とする必要はないので、パルス波形を一次波で近似することで十分である。そこで、本実施形態では、クロック信号の立ち上り時間を 3 . 7 [nsec]とし、クロック信号の立ち上りを微分して短パルスを生成する。文献「高周波設計の基礎どころ」(鈴木茂夫著、日刊工業新聞社、2 0 0 0 年 1 2 月 2 5 日)に記載されているように、パルスの立ち上り時間とそれに含まれる信号帯域には、 -9 dB を基準としたときに、(パルス立ち上がり時間) \times (信号帯域) = 0 . 7 という関係がある。クロック信号の立ち上り時間を 3 . 5 [nsec]としたとき、微分して得られた短パルスの立ち上り時間がその半分の 1 . 7 5 [nsec]となる。パルス信号に含まれる周波数の上限は、(信号帯域) = 0 . 7 \div (パルス立ち上がり時間) = 4 0 0 [MHz]となる。

40

【 0 0 6 9 】

パルス幅を 2 . 5 [nsec]としたとき、パルス波形を一次波で近似するのに必要な帯域幅は、4 0 0 [MHz]である。したがって、立ち上り時間が 3 . 7 [nsec]であるクロック信号

50

を微分して得られた波形は、パルス幅が 2.5 [nsec]であるパルス波形の一次波に対する良い近似となる。本実施形態において、クロック信号の立ち上がり時間を 3.7 [nsec]としたのは、このためである。

【0070】

図14に示したように、本実施形態での短距離レーダの構成は、第1の実施形態と同様に、既存のパルス型レーダに存在する送信部、受信部に加えて、応答波形に干渉した送信波形を受信波形から除去するための濾波部、および、ターゲットから新たな応答波が到着したときに生じる高調波を取り出すための重畳波検出部によって構成する。

【0071】

送信部は、既存のパルス型レーダと同様に、クロック信号むけの1 [MHz]の発振器411、PLL409、微分回路408、中間周波数を発生させる発振器407、変調器406、IF増幅器405、UWB帯の周波数を発生させる発振器404、UWB乗算器403、RF増幅器402および送信アンテナ401によって構成されている。このうち、PLL409は、発振器411から1 [MHz]の正弦波をもとに、立ち上がり時間3.7 [nsec]の1 [MHz]の矩形波を発生させる回路である。微分回路408は、クロック信号の立ち上りを微分して短パルスを生成する回路である。変調器406は、ベースバンド信号である短パルスを中間周波数で変調するための回路である。UWB乗算器403は、中間周波数の被変調波をUWB帯の周波数へと変換するための回路である。

【0072】

受信部は、第1の実施形態と同様に、応答波の立ち上がりを検出することから、既存のパルス型レーダとかなり異なり、受信アンテナ421、UWB増幅器422、UWB乗算器423、IF増幅器425、AGC426、IFサンプリングを行なうA/D変換器427、比較器429および閾値メモリ430によって構成されている。このうち、AGC426は、A/D変換器の全bitを有効に使用するため、受信信号の強度レベルを一定に保つための回路である。また、比較器429は、一番最初の応答波が到着したことを検出するための回路である。

【0073】

濾波部500は、本実施形態では、非線形処理が可能なニューラルネットワークにより実現するので、RFサンプリングを行うA/D変換器502、シフトレジスタ503、多層パーセプトロン504、加算器507、重み制御部506、二乗器511およびシフトレジスタ512によって構成されている。このうち、パーセプトロン505と加算器507から擬似送信パルス信号を生成する。ターゲットが存在しない場合、雑音を除いて、受信信号内に信号が検出されないようにするため、重み制御部506は、例えば、文献「適応信号処理」(辻井重男編著、昭晃堂、1995年5月)に記載されている誤差逆伝搬法の学習アルゴリズムにより、フィードバック信号の値の二乗和が最小となるように、ニューロンの重み係数を変化させることによって適応処理を行う。

【0074】

重畳波検出部600は、位相変化検出器610、比較器611、閾値メモリ612から構成する。このうち、位相変化検出器610は、応答波が到着または終了したときに生じる搬送波の位相の遅れを取り出すための回路である。

【0075】

図18に示したように、送信部の動作は、既存のパルス型レーダとほぼ同様である。まず、発振器411により、1 [MHz]の周期の正弦波を発生させる。1 [MHz]の周期の正弦波は、PLL409により立ち上がり時間3.7 [nsec]の1 [MHz]の矩形波に変換される。立ち上がり時間3.7 [nsec]の1 [MHz]の矩形波に変換されたクロック信号が微分回路408に入力されると、微分回路408は、クロック信号の立ち上りを微分して、パルス幅が2.5 [nsec]の短パルスを送信パルスとして生成する。生成された送信パルスは、変調器406により、IF周波数である2 [GHz]の正弦波により変調を受け、IF周波数の被変調波へと変換される。変調された送信パルスは、IF増幅器405により増幅された後、UWB乗算器402へ入力される。UWB乗算器403では、入力された、IF周波数の被

10

20

30

40

50

変調波をUWB帯の被変調波へと変換する。UWB帯の被変調波は、UWB増幅器402で増幅された後、送信アンテナ401からターゲットに向けて輻射される。

【0076】

受信部は、応答波の立ち上がりを検出することから、本実施形態においても第1の実施形態と同様に、既存のパルス型レーダとかなり異なった動作を行う。受信アンテナ421から出力された受信信号は、UWB増幅器422により増幅され、UWB乗算器423により、UWB帯の被変調波から2 [GHz]のIF周波数の被変調波へと変換される。ここまでの動作は、既存のパルス型レーダと同じである。ところが、IF周波数の被変調波へと変換された受信信号は、A/D変換器422に入力され、IFサンプリングを行い、アナログ信号からデジタル信号へと変換される。このとき、A/D変換器の全bitを有効に使用するため、AGC426がIF増幅器425の利得を制御し、受信信号の強度レベルを一定に保つ。デジタル信号へと変換された受信信号は、減算器428に入力され、濾波部500における適応処理により生成された擬似送信パルス信号を差し引き、回折してきた送信パルス信号が除去され、応答波のみが取り出される。

10

【0077】

応答波のみが取り出された受信信号は、それぞれ、比較器429、重畳波検出部600、さらには、学習モードにおいては、濾波部500にフィードバック信号として入力される。比較器429は、応答波が入力されると、振幅の絶対値が閾値430を越えているかどうかを判定する。

20

【0078】

図13に示したように、Flag0メモリ433において応答波未到着を表すFlag0 = 0のときに、閾値越えが発生したときには、この時刻をもって、一番最初の応答波が到着した時刻とし、トリガ信号を遅延回路434に入力する。それと同時に、トリガ信号をFlag0メモリ433にも入力し、Flag0 1と変更することによって応答波到着中を明示する。Flag0メモリ433の値が1に変更されると、重畳波検出部600に対して、応答波到着中を通知する。重畳波検出部600では、同図に示したように、パルス幅の分だけ遅延させて、Flag2メモリ433の値をFlag0 1と変更することによって応答波検出トリガの出力を可能とする。

【0079】

また、比較器431は、応答波が入力されると、振幅の絶対値が閾値を下回っているかどうかを判定する。Flag0メモリ433において応答波到着中を表すFlag0 = 1のときに、閾値を下回っている事象が発生したときには、トリガ信号をFlag0メモリ433に入力し、Flag0 0と変更することによって応答波未到着を明示する。Flag0メモリ433の値が0に変更されると、重畳波検出部600に対して、応答波完了を通知する。重畳波検出部600では、同図に示したように、Flag2メモリ433の値をFlag2 0と変更することによって応答波検出トリガの出力を停止する。

30

【0080】

トリガ信号が遅延回路434に入力されると、重畳波の検出とタイミングを調整するために、同図に示したように、遅延器434によりパルス幅の分だけ遅延させて、ターゲット検出のトリガを出力する。以上の動作により、各ターゲットからの応答波の立ち上がり時刻と送信パルスの立ち上がり時刻との時間差、または、応答波の立ち下がり時刻と送信パルスの立ち下がり時刻との時間差を検出することができる。

40

【0081】

濾波部500では、まず、IF周波数で変調された送信パルスをA/D変換器502に入力し、IFサンプリングを行い、アナログ信号からデジタル信号へ変換する。このとき、AGC426がフィードバック用のIF増幅器501の利得を制御し、受信信号と送信パルスの信号強度レベルの比率を一定に保つ。デジタル信号化された送信パルスは、シフトレジスタ503に入力される。シフトレジスタ503に入力された送信パルスは、個々のサンプリング値ごとに重み付けされ、パーセプトロン素子505に入力される。最終層のパーセプトロン素子からの出力は、最終的に加算器507によって重畳され、擬似

50

送信パルス信号へ変換される。このようにして、濾波部は500、回折してきた送信パルス信号を消去するための擬似送信パルス信号を生成する。

【0082】

学習モードにおいては、濾波部にフィードバック信号として応答波のみが取り出された受信信号が戻ってくる。戻ってきたフィードバック信号は、二乗器511によって二乗されシフトレジスタ512に格納される。シフトレジスタ512に格納されたフィードバック信号は、個々のサンプリング値ごとに加算器513によって重畳され、二乗和が求められる。重み制御部506は、フィードバック信号の二乗和が最小となるようにニューロン505の重み係数を変化させる。このときの学習アルゴリズムは、例えば、文献「辻井重男編著、適応信号処理、昭晃堂、1995年5月」に記載されている誤差逆伝搬法を用いることができる。このようにして、学習モードでは、重み制御部506が、学習アルゴリズムによりフィードバック信号の値の二乗和が最小となるように乗算器の定数を変化させる。

10

【0083】

重畳波検出部600では、入力された応答波は、位相変化検出器610に入力され、重畳波の位相の変化量が求められる。位相変化検出器610からの出力信号は、比較器611に入力される。比較器612は、重畳波の位相の変化を表している出力信号の値を、閾値メモリ612の格納されている閾値と比較し、位相変化検出器610からの出力信号の絶対値が閾値を越えているかどうかを判定する。このとき、応答波が到着または終了し、搬送波の位相の遅れが生じたときには、位相変化検出器610からの出力信号が閾値を越えることになる。閾値越えが発生したときには、この時刻をもって、応答波が到着または終了した時刻とする。このとき、同図に示したように、Flag2メモリ614において、Flag0=1の場合は、応答波検出トリガを出力し、Flag0=0の場合は、応答波検出トリガの出力を取り消す。このようにして、重畳波検出部600は、応答波の終了による位相の変化のみを出力する。

20

【0084】

このように、本実施形態によれば、応答波が到着する前に送信パルスを完了する必要がなくなるため、パルス幅を短くすることなく、高い近距離分解能を有する着陸アシストレーダを実現することができる他、第1の実施形態と同様の効果を有する。本実施形態によれば、着陸アシストレーダに必要な占有帯域幅を「光速÷最小測定可能距離」よりも狭くすることが可能となる。そのため、WiMAXなどの他のシステムに割り当てられている周波帯の間に、UWBレーダの帯域が配置されるように設定することによって、電波干渉を回避することができる。

30

【図面の簡単な説明】

【0085】

【図1】送信パルスによる干渉に対する濾波の説明図

【図2】ターゲットからの応答波干渉の説明図

【図3】ターゲットからの応答波干渉のタイムチャート

【図4】応答波干渉における重畳波の位相変化の説明図

【図5】応答波干渉における高調波の発生個所の説明図

40

【図6】第1の実施形態に係る近距離パルスレーダの構成図

【図7】第1の実施形態に係る適応フィルタの構成図

【図8】第1の実施形態に係る重畳検出フィルタの構成図

【図9】第1の実施形態に係る送信側動作のタイムチャート

【図10】第1の実施形態に係るパルス波形とそのスペクトラム配置の説明図

【図11】第1の実施形態に係る周波数の空間的配置の説明図

【図12】送信パルスによる干渉に対する濾波の説明図

【図13】受信側動作のタイムチャート

【図14】第2の実施形態に係る近距離パルスレーダの構成図

【図15】第2の実施形態に係る適応フィルタの構成図

50

【図16】第2の実施形態に係る重畳検出フィルタの構成図

【図17】第2の実施形態に係るパルス波形とそのスペクトラム配置の説明図

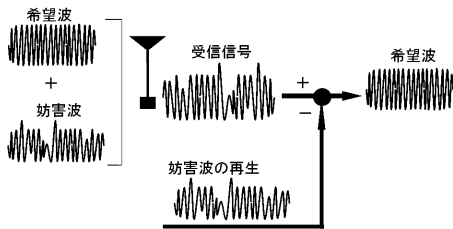
【図18】第2の実施形態に係る送信側動作のタイムチャート

【符号の説明】

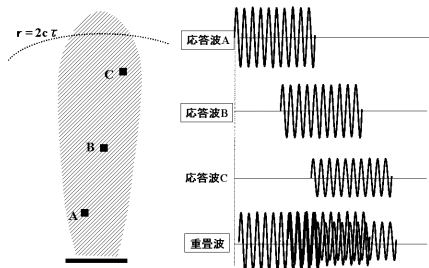
【0086】

- 100 近距離レーダ
- 123 切り替えスイッチ
- 200 適応フィルタ
- 300 重畳検出フィルタ
- 310 帯域通過フィル
- 400 UWBレーダ
- 500 適応フィルタ
- 510 ニュラーネットワーク
- 600 重畳検出フィルタ
- 610 位相変化検出回路

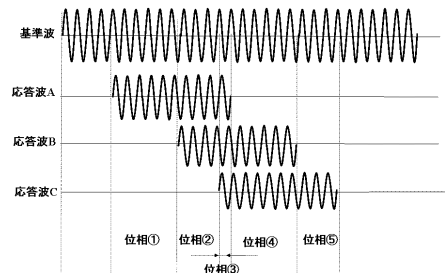
【図1】



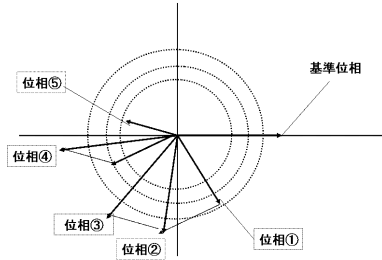
【図2】



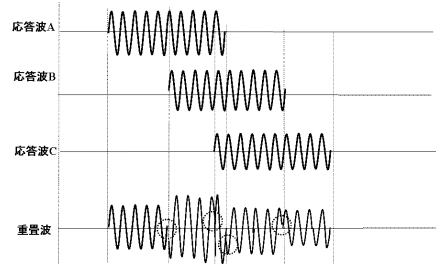
【図3】



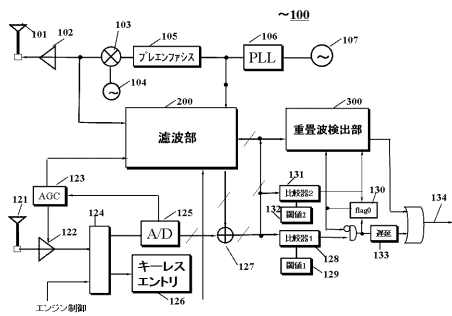
【図4】



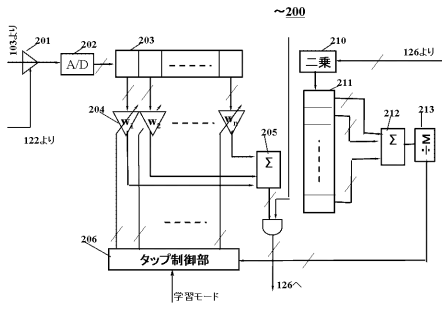
【図5】



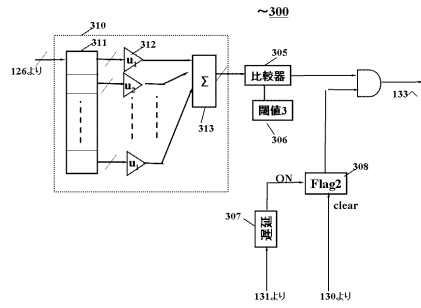
【図6】



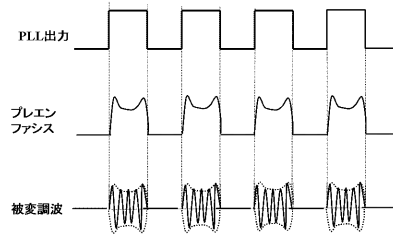
【図7】



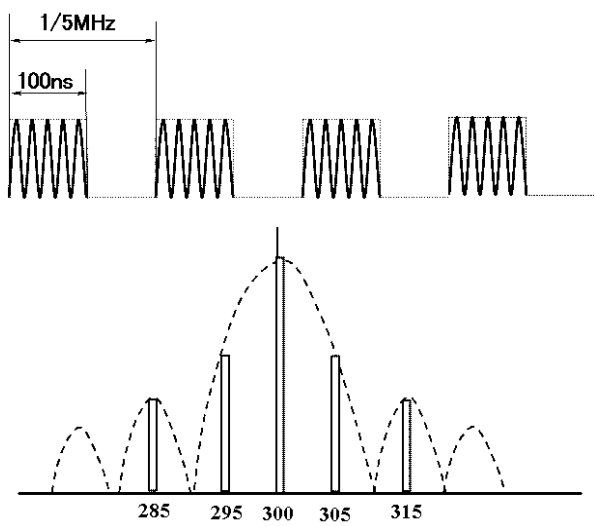
【図8】



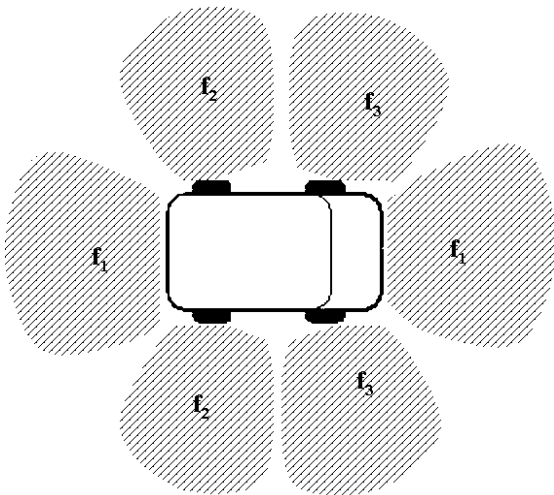
【図9】



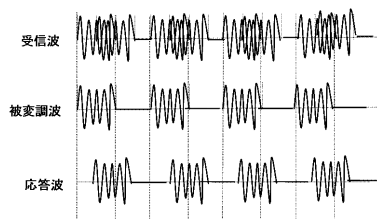
【図10】



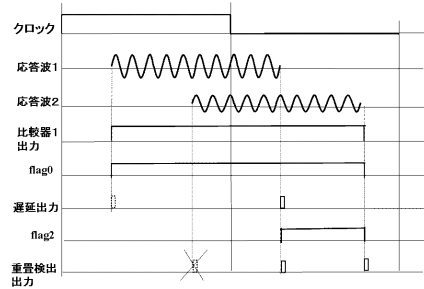
【図11】



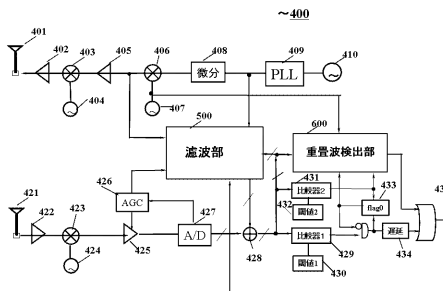
【図12】



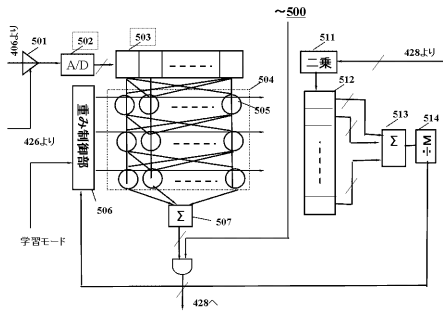
【図13】



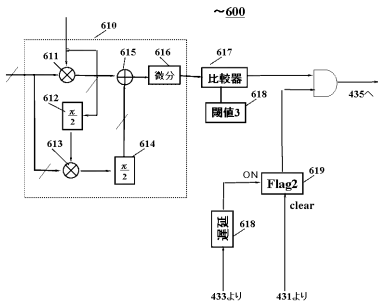
【図14】



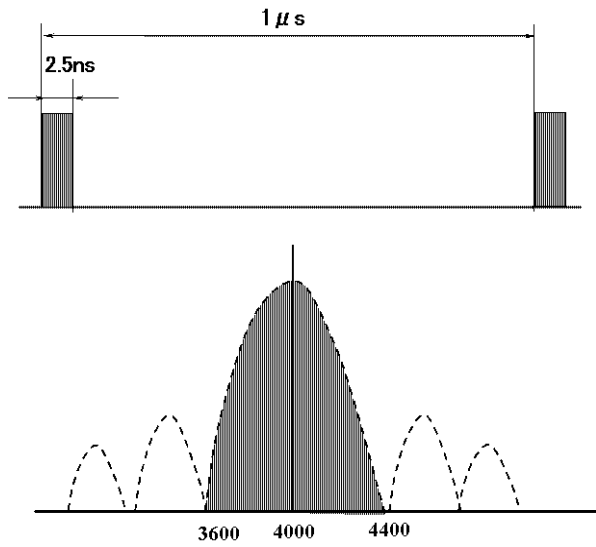
【図15】



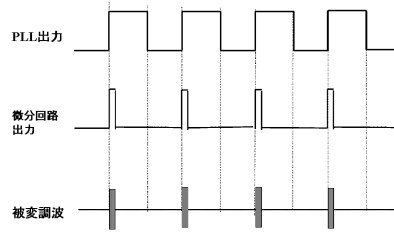
【図16】



【図17】



【図18】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
G 0 1 S 13/93 P

(56)参考文献 特開平 1 1 - 1 2 5 6 7 0 (J P , A)
特開 2 0 0 4 - 2 5 1 7 2 7 (J P , A)
特開 2 0 0 3 - 3 2 9 7 6 4 (J P , A)
特開 2 0 0 0 - 2 4 1 5 3 5 (J P , A)
特開 2 0 0 5 - 2 2 7 1 5 7 (J P , A)
特開 2 0 0 2 - 3 6 5 3 6 2 (J P , A)
特開 2 0 0 3 - 3 0 2 4 6 3 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)
G 0 1 S 7 / 0 0 - 7 / 4 2
G 0 1 S 1 3 / 0 0 - 1 3 / 9 5