

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2017年10月26日(26.10.2017)



(10) 国際公開番号
WO 2017/183080 A1

- (51) 国際特許分類:
G01S 13/46 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2016/062247
- (22) 国際出願日: 2016年4月18日(18.04.2016)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人: 三菱電機株式会社(MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: 高橋 龍平 (TAKAHASHI, Ryuhei); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7

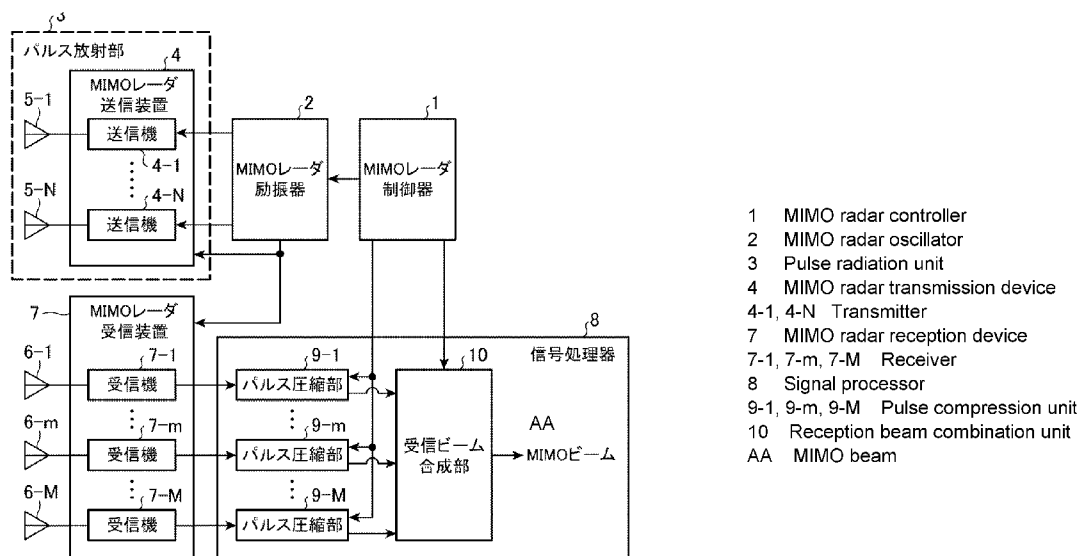
番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).
高橋 徹 (TAKAHASHI, Toru); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 田澤 英昭, 外(TAZAWA, Hideaki et al.); 〒1000014 東京都千代田区永田町二丁目1番2号 赤坂山王センタービル5階 Tokyo (JP).

(81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME,

(54) Title: RADAR DEVICE

(54) 発明の名称: レーダ装置



- 1 MIMO radar controller
- 2 MIMO radar oscillator
- 3 Pulse radiation unit
- 4 MIMO radar transmission device
- 4-1, 4-N Transmitter
- 7 MIMO radar reception device
- 7-1, 7-m, 7-M Receiver
- 8 Signal processor
- 9-1, 9-m, 9-M Pulse compression unit
- 10 Reception beam combination unit
- AA MIMO beam

(57) Abstract: In the present invention, pulse compression units (9-m) (m = 1, ..., M) determine the frequency spectrums of reception signals output by receivers (7-m) by determining the Fourier transforms of the reception signals, calculate the spectral products of the frequency spectrums and pulse compression references determined from beam directivity angles indicating the directivity directions of transmission pulses and carrier frequencies, and determine the inverse Fourier transforms of the spectral products. As a result, it is possible to reduce the scale of computation by reducing the number of times Fourier transforms and inverse Fourier transforms are determined when pulse compression is carried out.



WO 2017/183080 A1

MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO,
NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU,
RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY,
TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC,
VN, ZA, ZM, ZW.

- (84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類：

- 一 国際調査報告 (条約第21条(3))

(57) 要約：パルス圧縮部 (9 - m) (m = 1, . . . , M) が、受信機 (7 - m) から出力された受信信号をフーリエ変換して、その受信信号の周波数スペクトルを求め、送信パルスの指向方向を示すビーム指向角及び搬送周波数から決まるパルス圧縮用のリファレンスと周波数スペクトルとのスペクトル積を算出して、そのスペクトル積を逆フーリエ変換するように構成する。これにより、パルス圧縮を実施する際のフーリエ変換及び逆フーリエ変換の実施回数を減らして、演算規模を低減することができる。

明 細 書

発明の名称：レーダ装置

技術分野

[0001] この発明は、搬送周波数が異なる複数の送信パルスを空間に放射したのち、空間に存在する目標に反射された送信パルスの反射波を受信するレーダ装置に関するものである。

背景技術

[0002] 搬送周波数が異なる複数の送信パルスを空間に放射したのち、空間に存在する目標に反射された送信パルスの反射波を受信するレーダ装置として、MIMO (Multi Input Multi Output) レーダ装置などがある。

MIMOレーダ装置は、複数の送信アンテナから搬送周波数が互いに異なる複数の送信パルスを同時に放射し、複数の受信アンテナが送信パルスの反射波を受信すると、送信パルスを用いて、各々の反射波の受信信号をパルス圧縮しながら合成するMIMOビーム合成を行う。

搬送周波数が互いに異なるパルスの個数が N (N は2以上の整数) 個である場合、 N 個のパルス圧縮を実施してMIMOビーム合成を行う。

[0003] 以下の非特許文献1には、パルス圧縮の処理内容が開示されている。

非特許文献1に開示されているパルス圧縮の処理では、送信パルスのレプリカであるリファレンスと受信信号の畳み込み積分が行われている。

パルス圧縮の高速処理が要求される場合、リファレンス及び受信信号をフーリエ変換して、リファレンスのフーリエ変換結果と受信信号のフーリエ変換結果とを掛け算してスペクトル積を求め、そのスペクトル積を逆フーリエ変換するように構成される。

したがって、 N 個のパルス圧縮が実施される場合には、フーリエ変換及び逆フーリエ変換の実施回数が合計で $2 \times N$ 回になる。

先行技術文献

非特許文献

- [0004] 非特許文献1: Yang, M.L.; Chen, B.X.; Qin, G.D.; Zhang, S.H., “High range resolution based on Multi-Carrier-Frequency MIMO Radar,” in Radar Conference, 2009 IET International, vol., no., pp.1-4, 20-22 April 2009

発明の概要

発明が解決しようとする課題

- [0005] 従来のレーダ装置は以上のように構成されているので、搬送周波数が互いに異なるパルスの個数がN個である場合、N個のパルス圧縮を実施する際のフーリエ変換及び逆フーリエ変換の実施回数が合計で $2 \times N$ 回になる。このため、演算規模が増加してしまうという課題があった。
- [0006] この発明は上記のような課題を解決するためになされたもので、パルス圧縮を実施する際のフーリエ変換及び逆フーリエ変換の実施回数を減らして、演算規模を低減することができるレーダ装置を得ることを目的とする。

課題を解決するための手段

- [0007] この発明に係るレーダ装置は、搬送周波数が異なる複数の送信パルスを空間に放射するパルス放射部と、パルス放射部から放射されたのち、空間に存在する目標に反射された送信パルスの反射波を受信する複数のアンテナと、複数のアンテナにより受信された反射波の受信信号を出力する複数の受信機と、受信機から出力された受信信号をフーリエ変換して、その受信信号の周波数スペクトルを求め、送信パルスの指向方向を示すビーム指向角及び搬送周波数から決まるパルス圧縮用のリファレンスと周波数スペクトルとのスペクトル積を算出して、そのスペクトル積を逆フーリエ変換する複数のパルス圧縮部とを設け、受信ビーム合成部が、ビーム指向角にしたがって複数のパルス圧縮部により逆フーリエ変換されたスペクトル積である受信ビームを合成するようにしたものである。

発明の効果

[0008] この発明によれば、複数のパルス圧縮部が、受信機から出力された受信信号をフーリエ変換して、その受信信号の周波数スペクトルを求め、送信パルスの指向方向を示すビーム指向角及び搬送周波数から決まるパルス圧縮用のリファレンスと周波数スペクトルとのスペクトル積を算出して、そのスペクトル積を逆フーリエ変換するように構成したので、パルス圧縮を実施する際のフーリエ変換及び逆フーリエ変換の実施回数を減らして、演算規模を低減することができる効果がある。

図面の簡単な説明

- [0009] [図1]この発明の実施の形態1によるレーダ装置を示す構成図である。
- [図2]この発明の実施の形態1によるレーダ装置における信号処理器8のパルス圧縮部9-m ($m = 1, \dots, M$)を示す構成図である。
- [図3]この発明の実施の形態1によるレーダ装置における信号処理器8のハードウェア構成図である。
- [図4]パルス圧縮部9-m ($m = 1, \dots, M$)及び受信ビーム合成部10がソフトウェアやファームウェアなどで実現される場合のコンピュータのハードウェア構成図である。
- [図5]パルス圧縮部9-m ($m = 1, \dots, M$)の構成要素及び受信ビーム合成部10がソフトウェアやファームウェアなどで実現される場合の処理手順を示すフローチャートである。
- [図6]この発明の実施の形態1によるレーダ装置におけるリファレンス生成部12を示す構成図である。
- [図7]この発明の実施の形態1によるレーダ装置における窓関数乗算部25を示す構成図である。
- [図8]この発明の実施の形態2によるレーダ装置における信号処理器8のパルス圧縮部9-m ($m = 1, \dots, M$)を示す構成図である。
- [図9]この発明の実施の形態2によるレーダ装置における信号処理器8のハードウェア構成図である。
- [図10]この発明の実施の形態2によるレーダ装置におけるリファレンス生成

部 6 1 を示す構成図である。

[図11]この発明の実施の形態 2 によるレーダ装置における窓関数乗算部 8 3 - n (n = 1 , . . . , N) を示す構成図である。

[図12]この発明の実施の形態 3 によるレーダ装置におけるリファレンス生成部 6 1 を示す構成図である。

[図13]この発明の実施の形態 3 によるレーダ装置における窓関数乗算部 1 0 2 - n (n = 1 , . . . , N) を示す構成図である。

[図14]この発明の実施の形態 4 によるレーダ装置の一部を示す構成図である。

発明を実施するための形態

[0010] 以下、この発明をより詳細に説明するために、この発明を実施するための形態について、添付の図面にしたがって説明する。

[0011] 実施の形態 1 .

図 1 はこの発明の実施の形態 1 によるレーダ装置を示す構成図である。

図 1 において、MIMOレーダ制御器 1 は N (N は 2 以上の整数) 個の送信パルスの搬送周波数、送信パルスの指向方向及び目標に反射された送信パルスの反射波の指向方向を示すビーム指向角、送信パルスを放射する時刻を示すタイミング信号などのレーダ制御情報を出力する。

MIMOレーダ励振器 2 はMIMOレーダ制御器 1 から出力されたレーダ制御情報に含まれている搬送周波数にしたがって N 個の送信パルスを生成して、 N 個の送信パルスをMIMOレーダ送信装置 4 に出力するとともに、そのレーダ制御情報に含まれているタイミング信号をMIMOレーダ送信装置 4 及びMIMOレーダ受信装置 7 に出力する。

[0012] パルス放射部 3 はMIMOレーダ送信装置 4 及び送信アンテナ 5 - 1 ~ 5 - N を備えており、MIMOレーダ励振器 2 から出力された搬送周波数が異なる N 個の送信パルスを空間に放射する。

MIMOレーダ送信装置 4 は N 個の送信機 4 - 1 ~ 4 - N を備えており、送信機 4 - 1 ~ 4 - N はMIMOレーダ励振器 2 から出力された送信パルス

を増幅して、増幅後の送信パルスを送信アンテナ 5-1 ~ 5-N に出力する。
。

送信アンテナ 5-1 ~ 5-N は送信機 4-1 ~ 4-N から出力された送信パルスを空間に放射する。

[0013] M (M は自然数) 個のアンテナである受信アンテナ 6-1 ~ 6-M は送信アンテナ 5-1 ~ 5-N から放射されたのち、空間に存在する目標に反射された送信パルスの反射波を受信する。

MIMO レーダ受信装置 7 は M 個の受信機 7-1 ~ 7-M を備えており、受信機 7-1 ~ 7-M は受信アンテナ 6-1 ~ 6-M により受信された反射波の受信信号を増幅するとともに、その受信信号の周波数をベースバンド帯に周波数変換する。

また、受信機 7-1 ~ 7-M は受信信号をデジタル信号に変換して、デジタルの受信信号を信号処理器 8 に出力する。

[0014] 信号処理器 8 はパルス圧縮部 9-1 ~ 9-M 及び受信ビーム合成部 10 を備えている。

パルス圧縮部 9-1 ~ 9-M は受信機 7-1 ~ 7-M から出力されたデジタルの受信信号に含まれている目標信号を分離しつつ、MIMO レーダ制御器 1 から出力されたビーム指向角にしたがって N 個の送信パルスを合成しながらパルス圧縮を実施する。

即ち、パルス圧縮部 9-1 ~ 9-M は受信機 7-1 ~ 7-M から出力されたデジタルの受信信号をフーリエ変換して、その受信信号の周波数スペクトルを求める処理を実施する。

また、パルス圧縮部 9-1 ~ 9-M は MIMO レーダ制御器 1 から出力されたビーム指向角及び搬送周波数によって決まるパルス圧縮用のリファレンスと、その受信信号の周波数スペクトルとのスペクトル積を算出して、そのスペクトル積を逆フーリエ変換する処理を実施する。

なお、スペクトル積の逆フーリエ変換結果は、受信ビームとして、パルス圧縮部 9-1 ~ 9-M から受信ビーム合成部 10 に出力される。

受信ビーム合成部10はMIMOレーダ制御器1から出力されたビーム指向角にしたがって、パルス圧縮部9-1~9-Mから出力された受信ビームを合成し、その受信ビームの合成信号であるMIMOビームを出力する処理を実施する。

[0015] 図2はこの発明の実施の形態1によるレーダ装置における信号処理器8のパルス圧縮部9-m ($m=1, \dots, M$)を示す構成図である。

また、図3はこの発明の実施の形態1によるレーダ装置における信号処理器8のハードウェア構成図である。

図2及び図3において、フーリエ変換部11は例えば図3に示すフーリエ変換回路41で実現されるものであり、受信機7-mから出力されたデジタルの受信信号をフーリエ変換して、その受信信号の周波数スペクトルを求める処理を実施する。

リファレンス生成部12は例えば図3に示すリファレンス生成回路42で実現されるものであり、MIMOレーダ制御器1から出力されたビーム指向角及び搬送周波数によって決まるパルス圧縮用のリファレンスを生成する処理を実施する。

[0016] スペクトル積算出部13は例えば図3に示すスペクトル積算出回路43で実現されるものであり、フーリエ変換部11により求められた周波数スペクトルとリファレンス生成部12により生成されたリファレンスとのスペクトル積を算出する処理を実施する。

逆フーリエ変換部14は例えば図3に示す逆フーリエ変換回路44で実現されるものであり、スペクトル積算出部13により算出されたスペクトル積を逆フーリエ変換し、スペクトル積の逆フーリエ変換結果を受信ビームとして出力する処理を実施する。

なお、受信ビーム合成部10は例えば図3に示す受信ビーム合成回路45で実現される。

[0017] 図2では、パルス圧縮部9-m ($m=1, \dots, M$)の構成要素であるフーリエ変換部11、リファレンス生成部12、スペクトル積算出部13及

び逆フーリエ変換部14と、受信ビーム合成部10とが、図3に示すような専用のハードウェア、即ち、フーリエ変換回路41、リファレンス生成回路42、スペクトル積算出回路43、逆フーリエ変換回路44及び受信ビーム合成回路45で実現されるものを想定している。

ここで、フーリエ変換回路41、リファレンス生成回路42、スペクトル積算出回路43、逆フーリエ変換回路44及び受信ビーム合成回路45は、例えば、単回路、複合回路、プログラム化したプロセッサ、並列プログラム化したプロセッサ、ASIC (Application Specific Integrated Circuit)、FPGA (Field-Programmable Gate Array)、または、これらを組み合わせたものが該当する。

[0018] ただし、パルス圧縮部9-m ($m=1, \dots, M$) の構成要素及び受信ビーム合成部10は、専用のハードウェアで実現されるものに限るものではなく、パルス圧縮部9-mの構成要素及び受信ビーム合成部10がソフトウェア、ファームウェア、または、ソフトウェアとファームウェアとの組み合わせで実現されるものであってもよい。

ソフトウェアやファームウェアはプログラムとして、コンピュータのメモリに格納される。コンピュータは、プログラムを実行するハードウェアを意味し、例えば、CPU (Central Processing Unit)、中央処理装置、処理装置、演算装置、マイクロプロセッサ、マイクロコンピュータ、プロセッサ、DSP (Digital Signal Processor) などが該当する。

また、コンピュータのメモリは、例えば、RAM (Random Access Memory)、ROM (Read Only Memory)、フラッシュメモリ、EPROM (Erasable Programmable Read Only Memory)、EEPROM (Electrically Erasable Programmable Read Only Memory) などの不揮発性又は揮発性の半導体メモリや、磁気

ディスク、フレキシブルディスク、光ディスク、コンパクトディスク、ミニディスク、DVD (Digital Versatile Disc) などが該当する。

図4はパルス圧縮部9-m ($m=1, \dots, M$) 及び受信ビーム合成部10がソフトウェアやファームウェアなどで実現される場合のコンピュータのハードウェア構成図である。

[0019] パルス圧縮部9-mの構成要素及び受信ビーム合成部10がソフトウェアやファームウェアなどで実現される場合、フーリエ変換部11、リファレンス生成部12、スペクトル積算出部13、逆フーリエ変換部14及び受信ビーム合成部10の処理手順をコンピュータに実行させるためのプログラムをメモリ51に格納し、コンピュータのプロセッサ52がメモリ51に格納されているプログラムを実行するようにすればよい。

図5はパルス圧縮部9-m ($m=1, \dots, M$) の構成要素及び受信ビーム合成部10がソフトウェアやファームウェアなどで実現される場合の処理手順を示すフローチャートである。

[0020] また、図3ではパルス圧縮部9-m ($m=1, \dots, M$) の構成要素及び受信ビーム合成部10が専用のハードウェアで実現される例を示し、図4では、パルス圧縮部9-mの構成要素及び受信ビーム合成部10がソフトウェアやファームウェアなどで実現される例を示しているが、パルス圧縮部9-mの構成要素及び受信ビーム合成部10における一部の構成要素が専用のハードウェアで実現され、残りの構成要素がソフトウェアやファームウェアなどで実現されるものであってもよい。

[0021] 図6はこの発明の実施の形態1によるレーダ装置におけるリファレンス生成部12を示す構成図である。

図6において、周波数オフセット部21は送信パルスのレプリカとしてN個のリファレンスが与えられると、MIMOレーダ制御器1から出力された搬送周波数にしたがって複数のオフセットをN個のリファレンスに与えることで、周波数が異なるN個のリファレンスを得る処理を実施する。送信パル

スのレプリカとしては、例えば、送信機4-1から出力される送信パルスを用いることができる。

荷重乗算部22は周波数オフセット部21により得られたN個のリファレンスに対して、MIMOレーダ制御器1から出力されたビーム指向角に対応する送信ビームウェイト（荷重）を乗算する処理を実施する。

[0022] リファレンス合成部23は荷重乗算部22により送信ビームウェイトが乗算されたN個のリファレンスを合成する処理を実施する。

周波数スペクトル算出部24はリファレンス合成部23により合成されたリファレンスの周波数スペクトルを算出する処理を実施する。

窓関数乗算部25は周波数スペクトル算出部24により算出された周波数スペクトルに対して窓関数を乗算し、窓関数乗算後の周波数スペクトルをパルス圧縮用のリファレンスとしてスペクトル積算部13に出力する処理を実施する。

[0023] 図7はこの発明の実施の形態1によるレーダ装置における窓関数乗算部25を示す構成図である。

図7において、サブバンド毎窓関数乗算部31は周波数スペクトル算出部24により算出された周波数スペクトルの各サブバンドに対して、各サブバンドに対応する窓関数を乗算する第1の窓関数乗算処理部である。

フルバンド窓関数乗算部32はサブバンド毎窓関数乗算部31の出力信号に対して、周波数スペクトル算出部24により算出された周波数スペクトルの全体に対応する窓関数を乗算する第2の窓関数乗算処理部である。

図7の例では、サブバンド毎窓関数乗算部31がフルバンド窓関数乗算部32の前段に設けられているが、サブバンド毎窓関数乗算部31がフルバンド窓関数乗算部32の後段に設けられているものであってもよい。

[0024] 次に動作について説明する。

MIMOレーダ制御器1は、下記の式(1)に示すように、波長が λ である基準搬送周波数 $f_0^{(RF)}$ に対して、周波数オフセット値 Δf_n ($n=1, \dots, N$)をそれぞれ加算することで、N個の送信パルスの搬送周波数 $f_n^{(R)}$

F) ($n = 1, \dots, N$) を決定する。

$$f_n^{(RF)} = f_0^{(RF)} + \Delta f_n \quad (1)$$

そして、MIMOレーダ制御器1は、N個の送信パルスの搬送周波数 $f_n^{(RF)}$ 、送信パルスの指向方向及び目標に反射された送信パルスの反射波の指向方向を示すビーム指向角 θ_b 、送信パルスを放射する時刻を示すタイミング信号などのレーダ制御情報をMIMOレーダ励振器2及び信号処理器8に出力する。

[0025] MIMOレーダ励振器2は、MIMOレーダ制御器1からレーダ制御情報を受けると、下記の式(2)に示すように、そのレーダ制御情報に含まれているN個の搬送周波数 $f_n^{(RF)}$ を用いて、N個の送信パルス $P_n^{(TX)}(t)$ ($n = 1, \dots, N$) を生成する。

$$P_n^{(TX)}(t) = r(t) \exp(j2\pi f_n^{(RF)} t) \quad (2)$$

式(2)において、 $r(t)$ は複素線形周波数変調が施されたパルスである。

この実施の形態1では、目標に反射された送信パルスの反射波である反射パルスに対してコヒーレント積分を行う期間 (CPI: Coherent Processing Interval) 中にH個のパルスの送受信が行われることを想定している。

ただし、パルス繰返し周期PRI (Pulse Repetition Interval) は等間隔であり、 t は観測時刻である。

[0026] 例えば、第1番目のPRIにおいて、送信アンテナ5-n ($n = 1, \dots, N$) 及び受信アンテナ6-m ($m = 1, \dots, M$) と目標の間のパルス伝搬時間は、下記の式(3)のように表される。

$$\frac{2R_0}{c} + \frac{d_n^{(TX)} \sin \theta_0}{c} + \frac{d_m^{(RX)} \sin \theta_0}{c} \quad (3)$$

式(3)において、 R_0 は送信アンテナ5-1~5-N及び受信アンテナ6

− 1 ~ 6 − Mにおける中心位置から空間に存在している目標までの距離、 θ_0 はアレーノーマルを基準とする目標方位、 $d_n^{(TX)}$ は上記の中心位置を基準とする送信アンテナ 5 − n の位置、 $d_m^{(RX)}$ は上記の中心位置を基準とする受信アンテナ 6 − m の位置、 c は光速である。

[0027] MIMOレーダ励振器 2 は、N 個の送信パルス $P_n^{(TX)}(t)$ ($n = 1, \dots, N$) を生成すると、N 個の送信パルス $P_n^{(TX)}(t)$ を MIMOレーダ送信装置 4 に出力するとともに、MIMOレーダ制御器 1 から出力されたレーダ制御情報に含まれているタイミング信号を MIMOレーダ送信装置 4 及び MIMOレーダ受信装置 7 に出力する。

[0028] MIMOレーダ送信装置 4 の送信機 4 − n ($n = 1, \dots, N$) は、MIMOレーダ励振器 2 から送信パルス $P_n^{(TX)}$ ($n = 1, \dots, N$) を受けると、その送信パルス $P_n^{(TX)}$ を増幅し、MIMOレーダ励振器 2 から出力されたタイミング信号に同期して、増幅後の送信パルス $P_n^{(TX)}$ を送信アンテナ 5 − 1 ~ 5 − N に出力する。

これにより、送信アンテナ 5 − 1 ~ 5 − N から N 個の送信パルス $P_n^{(TX)}$ ($n = 1, \dots, N$) が空間に放射される。

[0029] 送信アンテナ 5 − 1 ~ 5 − N から放射されたのち、空間に存在する目標に反射された送信パルスの反射波である反射パルス $P_m^{(RX)}$ は、受信アンテナ 6 − 1 ~ 6 − M に受信される。

MIMOレーダ受信装置 7 の受信機 7 − m ($m = 1, \dots, M$) は、受信アンテナ 6 − m により受信された反射パルス $P_m^{(RX)}$ の受信信号を増幅するとともに、その受信信号の周波数をベースバンド帯に周波数変換する。

また、受信機 7 − m は、その受信信号をデジタル信号に変換して、デジタルの受信信号を信号処理器 8 に出力する。

[0030] ここで、送信パルス $P_n^{(TX)}(t)$ の搬送周波数が $f_n^{(RF)}$ ($n = 1, \dots, N$) であるときの第 h 番目の送信パルス $P_n^{(TX)}(t)$ に対する目標信号 $s_{h,n,m}(t)$ は、下記の式 (4) のように表される。

明細書の文章中では、電子出願の関係上、文字 “s” の上に “−” の記号

を付することができないので、“sバー”のように表記している。

$$\begin{aligned} \bar{s}_{n,m}(t) = & r \left(t - h' T_{PRI} - \frac{2R_0}{c} \right) \exp(j2\pi f_n^{(RF)} t) \exp(j2\pi f_d t) \\ & \cdot \exp \left(-j2\pi f_n^{(RF)} \left(\frac{2R_0}{c} + \frac{d_n^{(TX)} \sin \theta_0}{c} + \frac{d_m^{(RX)} \sin \theta_0}{c} \right) \right) \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)において、 T_{PRI} はパルス繰返し周期PRI、 f_d はラジアル速度 v_0 の目標信号によるドップラ周波数である。ここでは説明の簡単化のために、距離減衰等による振幅は省略している。

[0031] 目標信号によるドップラ周波数 f_d は、下記の式(5)のように表される。ただし、搬送周波数 $f_n^{(RF)}$ の波長 λ_n による差異は無視できるものとして、基準搬送周波数 $f_0^{(RF)}$ の波長 λ を用いて表されている。

$$f_d = \frac{2v_0}{\lambda} \quad (5)$$

また、送信パルスと反射パルスの送受信行路差については、基準搬送周波数 $f_0^{(RF)}$ の波長 λ を用いると、下記の式(6)(7)の差分で表される。

$$\exp \left(-j \frac{2\pi f_n^{(RF)} d_n^{(TX)} \sin \theta_0}{c} \right) \approx \exp \left(-j \frac{2\pi d_n^{(TX)} \sin \theta_0}{\lambda} \right) \triangleq a_n^{(TX)} \quad (6)$$

$$\exp \left(-j \frac{2\pi f_n^{(RF)} d_m^{(RX)} \sin \theta_0}{c} \right) \approx \exp \left(-j \frac{2\pi d_m^{(RX)} \sin \theta_0}{\lambda} \right) \triangleq a_m^{(RX)} \quad (7)$$

このため、式(4)で表されている目標信号 $\bar{s}_{n,m}(t)$ は、下記の式(8)のようになる。

$$\bar{s}_{n,m}(t) = a_n^{(TX)} a_m^{(RX)} r \left(t - h' T_{PRI} - \frac{2R_0}{c} \right) \exp(j2\pi f_n^{(RF)} t) \exp(j2\pi f_d t) \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_n^{(RF)} \right) \quad (8)$$

[0032] 受信機7-m ($m=1, \dots, M$)が、基準搬送周波数 $f_0^{(RF)}$ を用いて、反射パルス $P_m^{(RX)}$ の受信信号である式(8)の目標信号 $\bar{s}_{n,m}(t)$ の周波数をベースバンド帯に周波数変換すると、下記の式(9)に示すようなベースバンド帯の目標信号 $s_{n,m}(t)$ が得られる。

$$s_{n,m}(t) = a_n^{(TX)} a_m^{(RX)} r \left(t - h' T_{PRI} - \frac{2R_0}{c} \right) \exp(j2\pi(\Delta f_n + f_d)t) \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_n^{(RF)} \right) \quad (9)$$

[0033] この実施の形態1では、パルス繰返し周期PRI当りの処理レンジビン数

がLサンプルであるとして、下記の式(10)に示すように、目標信号 $s_{n,m}(t)$ を等間隔 $t_l^{(h)}$ でサンプルするものとする。

$$t_l^{(h)} = l' \cdot \Delta t + h' T_{PRI} = (l-1) \cdot \Delta t + (h-1) T_{PRI} \tag{10}$$

式(10)において、 Δt はサンプリング間隔であり、 $\Delta t < T_{PRI}$ である。

。

また、 $l = 1, \dots, L$ はレンジビン番号であり、 $l' = l - 1$ である。

。

[0034] 式(9)の目標信号 $s_{n,m}(t)$ を式(10)に示す間隔 $t_l^{(h)}$ でサンプリングすることで、下記の式(11)に示すような目標信号 $s_{n,m}[l, h]$ が得られる。

$$\begin{aligned} s_{n,m}[l, h] &\triangleq s_{n,m}(t_l^{(h)}) \\ &= a_n^{(TX)} a_m^{(RX)} r \left(l' \Delta t - \frac{2R_0}{c} \right) \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_n^{(RF)} \right) \exp(j2\pi(\Delta f_n + f_d) h' T_{PRI}) \exp(j2\pi(\Delta f_n + f_d) l' \Delta t) \end{aligned} \tag{11}$$

[0035] ここで、第h番目のパルス繰返し周期PRIにおいて、Lサンプルからなる目標信号 $s_{n,m}[l, h]$ の離散フーリエ変換を考える。

式(11)における“l”に関する項、即ち、下記の式(12)に示す項の周波数スペクトルは、下記の式(13)のようになる。

$$r \left(l' \Delta t - \frac{2R_0}{c} \right) \exp(j2\pi(\Delta f_n + f_d) l' \Delta t) \tag{12}$$

$$\begin{aligned} &\left[\begin{array}{l} R(f_1 - \Delta f_n - f_d) \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} (f_1 - \Delta f_n - f_d) \right) \\ R(f_2 - \Delta f_n - f_d) \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} (f_2 - \Delta f_n - f_d) \right) \\ \vdots \\ R(f_L - \Delta f_n - f_d) \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} (f_L - \Delta f_n - f_d) \right) \end{array} \right] = \exp \left(j \frac{4\pi R_0}{c} (\Delta f_n + f_d) \right) r_n^{(f_d)}(R_0) \end{aligned} \tag{13}$$

ただし、 $R(f_l)$ は $r(l' \Delta t)$ の周波数スペクトル成分を表し、 $r_n^{(f_d)}(R_0)$ は下記の式(14)のように表される。

$$\mathbf{r}_n^{(f_d)}(R_0) = \begin{bmatrix} R(f_1 - \Delta f_n - f_d) \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_1\right) \\ R(f_2 - \Delta f_n - f_d) \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_2\right) \\ \vdots \\ R(f_L - \Delta f_n - f_d) \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_L\right) \end{bmatrix} \quad (14)$$

[0036] 式(13)を踏まえて、第h番目のパルス繰返し周期PRlにおけるLサンプルからなる目標信号 $s_{n,m}[l, h]$ を離散フーリエ変換することで得られる周波数スペクトル $s_{n,m}^{(h)}$ は、下記の式(15)のようになる。

$$\begin{aligned} s_{n,m}^{(h)} &= \exp\left(j \frac{4\pi R_0}{c} (\Delta f_n + f_d)\right) \mathbf{r}_n^{(f_d)}(R_0) a_n^{(TX)} a_m^{(RX)} \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_n^{(RF)}\right) \exp(j2\pi(\Delta f_n + f_d)h'T_{PRl}) \\ &= \mathbf{r}_n^{(f_d)}(R_0) a_n^{(TX)} a_m^{(RX)} \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} (f_n^{(RF)} - f_d)\right) \exp(j2\pi(\Delta f_n + f_d)h'T_{PRl}) \end{aligned} \quad (15)$$

[0037] 受信機7-m (m = 1, ..., M) から信号処理器8に出力されるデジタルの受信信号 $x_m[l, h]$ には、N個の目標信号 $s_{n,m}[l, h]$ が含まれ、受信機7-mでの受信機雑音 $n_m[l, h]$ が加わることを考慮すると、デジタルの受信信号 $x_m[l, h]$ は、下記の式(16)のように表される。

$$x_m[l, h] = \sum_{n=1}^N s_{n,m}[l, h] + n_m[l, h] \quad (16)$$

ここでは、簡単な簡単化のために目標の数が1であるとするが、一般には様々な方位やドップラ周波数を有する複数の目標信号が受信される。

[0038] 信号処理器8のパルス圧縮部9-m (m = 1, ..., M) は、受信機7-mからデジタルの受信信号 $x_m[l, h]$ を受けると、その受信信号 $x_m[l, h]$ をフーリエ変換して、その受信信号 $x_m[l, h]$ の周波数スペクトルを求め、MIMOレーダ制御器1から出力されたビーム指向角 θ_b 及び搬送周波数 $f_n^{(RF)}$ によって決まるパルス圧縮用のリファレンスと、その受信信号 $x_m[l, h]$ の周波数スペクトルとのスペクトル積を算出して、そのスペクトル積を逆フーリエ変換する。

以下、パルス圧縮部9-m (m = 1, ..., M) の処理内容を具体的に

説明する。

[0039] パルス圧縮部 9-m (m = 1, . . . , M) のフーリエ変換部 11 は、受信機 7-m からデジタルの受信信号 $x_m [l, h]$ を受けると、その受信信号 $x_m [l, h]$ を離散フーリエ変換することで、下記の式 (17) に示すような受信信号 $x_m [l, h]$ の周波数スペクトル $x'_m (h)$ を求め、その周波数スペクトル $x'_m (h)$ をスペクトル積算出部 13 に出力する (図 5 のステップ ST1)。

$$\begin{aligned}
 x'_m (h) &= \sum_{n=1}^N s_{n,m} (h) + n'_m \\
 &= a_m^{(RX)} \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} (f_0^{(RF)} - f_d)\right) \sum_{n=1}^N r_n^{(f_d)} (R_0) a_n^{(TX)} \exp(j2\pi(\Delta f_n + f_d)h'T_{PRI}) + n'_m \quad (17)
 \end{aligned}$$

式 (17) では、ヒット方向での位相回転が $\exp(j2\pi(\Delta f_n + f_d)h'T_{PRI})$ となる点には注意が必要である。これは RF 帯の目標信号を基準搬送周波数 $f_0^{(RF)}$ で周波数変換することによるものである。

[0040] パルス圧縮部 9-m (m = 1, . . . , M) のリファレンス生成部 12 は、MIMO レーダ制御器 1 から出力されたビーム指向角 θ_b 及び搬送周波数 $f_n^{(RF)}$ によって決まるパルス圧縮用のリファレンスを生成する (図 5 のステップ ST2)。パルス圧縮用のリファレンスは、下記の式 (18) のように表される。

$$w_{win} \odot \left(\sum_{n=1}^N a_n^{(TXb)} \exp(j2\pi\Delta f_n h'T_{PRI}) r_n^0(0) \right) = \text{diag}(w_{win}) \left(\sum_{n=1}^N a_n^{(TXb)} \exp(j2\pi\Delta f_n h'T_{PRI}) r_n^0(0) \right) \quad (18)$$

式 (18) において、 w_{win} はレンジサイドローブ低減用の窓関数ベクトルである。また、 $a_n^{(TXb)}$ はアレーノーマルを基準とするビーム指向角 θ_b に関する成分である。

$$a_n^{(TXb)} = \exp\left(-j \frac{2\pi a_n^{(TX)} \sin \theta_b}{\lambda}\right) \quad (19)$$

[0041] 以下、リファレンス生成部 12 によるパルス圧縮用のリファレンスの生成処理を具体的に説明する。

リファレンス生成部 1 2 の周波数オフセット部 2 1 は、送信パルスのレプリカとして N 個のリファレンス R が与えられると、MIMOレーダ制御器 1 から出力された搬送周波数 $f_n^{(RF)}$ にしたがって異なるオフセットを N 個のリファレンスに与えることで、周波数が異なる複数のリファレンスを得る。

[0042] リファレンス生成部 1 2 の荷重乗算部 2 2 は、周波数オフセット部 2 1 が N 個のリファレンスを得ると、N 個のリファレンスに対して、MIMOレーダ制御器 1 から出力されたビーム指向角 θ_b に対応する送信ビームウェイトを乗算し、送信ビームウェイト乗算後の N 個のリファレンスをリファレンス合成部 2 3 に出力する。

荷重乗算部 2 2 から出力される N 個のリファレンスは、下記の式 (20) のように表される。

$$a_n^{(TXb)} \exp(j2\pi\Delta f_n h' T_{PRI}) r_n^0(0) = a_n^{(TXb)} \exp(j2\pi\Delta f_n h' T_{PRI}) \begin{bmatrix} R(f_1 - \Delta f_n) \\ R(f_2 - \Delta f_n) \\ \vdots \\ R(f_L - \Delta f_n) \end{bmatrix} \quad (20)$$

($n = 1, \dots, N$)

ビーム指向角 θ_b に対応する送信ビームウェイトは、例えば、荷重乗算部 2 2 の内部メモリに記憶されている。具体的には、例えば、ビーム指向角 θ_b が 20 度に対応する送信ビームウェイトや、ビーム指向角 θ_b が 30 度に対応する送信ビームウェイトなどが N 個ずつ記憶されている。

[0043] リファレンス生成部 1 2 のリファレンス合成部 2 3 は、荷重乗算部 2 2 から送信ビームウェイト乗算後の N 個のリファレンスを受けると、下記の式 (21) に示すように、送信ビームウェイト乗算後の N 個のリファレンスの複素加算を行うことで、N 個のリファレンスを合成し、合成後のリファレンスを周波数スペクトル算出部 2 4 に出力する。

$$\sum_{n=1}^N a_n^{(TXb)} \exp(j2\pi\Delta f_n h' T_{PRI}) r_n^{(0)}(0) = \sum_{n=1}^N a_n^{(TXb)} \exp(j2\pi\Delta f_n h' T_{PRI}) \begin{bmatrix} R(f_1 - \Delta f_n) \\ R(f_2 - \Delta f_n) \\ \vdots \\ R(f_L - \Delta f_n) \end{bmatrix} \quad (21)$$

[0044] リファレンス生成部 1 2 の周波数スペクトル算出部 2 4 は、リファレンス

合成部 23 から合成後のリファレンスを受けると、そのリファレンスの周波数スペクトルを算出し、そのリファレンスの周波数スペクトルを窓関数乗算部 25 に出力する。

リファレンス生成部 12 の窓関数乗算部 25 は、周波数スペクトル算出部 24 からリファレンスの周波数スペクトルを受けると、その周波数スペクトルに対してレンジサイドローブ低減用の窓関数ベクトル w_{win} を乗算し、その窓関数ベクトル w_{win} を乗算した周波数スペクトルを式 (18) に示すパルス圧縮用のリファレンスとしてスペクトル積算出部 13 に出力する。

[0045] ここで、レンジサイドローブ低減用の窓関数ベクトル w_{win} について説明する。

リファレンス合成部 23 から出力された合成後のリファレンスは、N 個のリファレンスが合成されたものであり、N 個のリファレンスの周波数スペクトルは、周波数軸上で、周波数オフセット部 21 により与えられたオフセットだけ離れている。

以降、N 個のリファレンスが占有している帯域のそれぞれをサブバンド # n ($n = 1, \dots, N$) と称し、サブバンド # n の周波数スペクトルをサブバンドスペクトル # n と称する。

窓関数乗算部 25 では、レンジサイドローブ低減用の窓関数ベクトル w_{win} として、サブバンドスペクトル # n 毎の窓関数ベクトル $w_n^{(sub)}$ と、合成後のリファレンスが占有する周波数全体に対する窓関数ベクトル $w^{(full)}$ とが設定されている。

下記の式 (22) は、レンジサイドローブ低減用の窓関数ベクトル w_{win} と、窓関数ベクトル $w_n^{(sub)}$ 及び窓関数ベクトル $w^{(full)}$ との関係を示している。

$$w_{win} = \left(\sum_{n=1}^N w_n^{(sub)} \right) \odot w^{(full)} \quad (22)$$

これにより、サブバンド毎の窓関数による相互相関レンジサイドローブを低減しながら、低いレンジサイドローブ特性を備えるパルス圧縮が得られる

。

[0046] 窓関数乗算部 25 のサブバンド毎窓関数乗算部 31 は、周波数スペクトル算出部 24 により算出された周波数スペクトルの各サブバンドに対して、各サブバンドに対応する窓関数を乗算する。

即ち、サブバンド毎窓関数乗算部 31 は、各々のサブバンドスペクトル # n ($n = 1, \dots, N$) に対して窓関数ベクトル $w_n^{(sub)}$ をそれぞれ乗算し、それぞれの乗算結果の和を出力する。

仮に、 $N = 4$ であるとき、例えば、サブバンドスペクトル # 2 については窓関数ベクトル $w_2^{(sub)}$ が乗算される。これにより、サブバンドスペクトル # 2 は窓関数ベクトル $w_2^{(sub)}$ が乗算された値になり、サブバンドスペクトル # 1, # 3, # 4 は概ね 0 の値になる。

また、例えば、サブバンドスペクトル # 3 については窓関数ベクトル $w_3^{(sub)}$ が乗算される。これにより、サブバンドスペクトル # 3 は窓関数ベクトル $w_3^{(sub)}$ が乗算された値になり、サブバンドスペクトル # 1, # 2, # 4 は概ね 0 の値になる。

窓関数乗算部 25 のフルバンド窓関数乗算部 32 は、サブバンド毎窓関数乗算部 31 の出力信号の全体に窓関数を乗算する。

即ち、フルバンド窓関数乗算部 32 は、サブバンドスペクトル # 1 ~ # N の全体に窓関数ベクトル $w^{(full)}$ を乗算する。

[0047] パルス圧縮部 9-m ($m = 1, \dots, M$) のスペクトル積算出部 13 は、フーリエ変換部 11 から受信信号 $x_m[l, h]$ の周波数スペクトル $x'_m(h)$ を受け、リファレンス生成部 12 から式 (18) に示すパルス圧縮用のリファレンスを受けると、下記の式 (23) に示すように、その周波数スペクトル $x'_m(h)$ とパルス圧縮用のリファレンスとのスペクトル積 $x_m^{(\theta b, h)}$ を算出する (図 5 のステップ ST3)。

$$\mathbf{x}_m^{(\theta b, h)} = \text{diag}(\mathbf{w}_{win}) \text{diag} \left(\sum_{n=1}^N a_n^{(TXb)} \exp(j2\pi\Delta f_n h' T_{PRI}) \mathbf{r}_n^{(0)}(0) \right)^H \mathbf{x}_m^{(h)} \quad (23)$$

以降では、説明の簡単化のために、周波数スペクトル $x'_m(h)$ に含まれて

いる雑音 \mathbf{x}_m' を無視する。周波数スペクトル $\mathbf{x}_m^{(\theta_b, h)}$ に含まれている雑音 \mathbf{x}_m' を無視すると、式 (23) に示すスペクトル積 $\mathbf{x}_m^{(\theta_b, h)}$ は、下記の式 (24) のようになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_m^{(\theta_b, h)} &= \text{diag}(\mathbf{w}_{\text{win}}) \text{diag} \left(\sum_{i=1}^N a_i^{(\text{TXb})} \exp(j2\pi\Delta f_i h' T_{\text{PRI}}) \mathbf{r}_i^{(0)}(0) \right)^H \sum_{j=1}^N \mathbf{s}_{j,m}^{(h)} \\ &= a_m^{(\text{RX})} \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} (f_0^{(\text{RF})} - f_d) \right) \text{diag}(\mathbf{w}_{\text{win}}) \\ &\quad \cdot \text{diag} \left(\sum_{i=1}^N a_i^{(\text{TXb})} \exp(j2\pi\Delta f_i h' T_{\text{PRI}}) \mathbf{r}_i^{(0)}(0) \right)^H \sum_{j=1}^N \mathbf{r}_j^{(f_d)}(R_0) a_j^{(\text{TX})} \exp(j2\pi(\Delta f_j + f_d) h' T_{\text{PRI}}) \end{aligned} \tag{24}$$

[0048] ここで、 $i \neq j$ のとき、下記の式 (25) の関係が成立するものとする。即ち、異なる送信パルスのリファレンスによるスペクトル積について下記の式 (25) の関係が成立するものとする。

$$\left(\mathbf{r}_i^{(0)}(0) \right)^* \odot \mathbf{r}_j^{(f_d)}(R_0) \approx 0 \tag{25}$$

式 (25) が成り立てば、式 (24) に示すスペクトル積 $\mathbf{x}_m^{(\theta_b, h)}$ は、下記の式 (26) のようになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_m^{(\theta_b, h)} &= \text{diag}(\mathbf{w}_{\text{win}}) \sum_{n=1}^N \text{diag} \left(a_n^{(\text{TXb})} \exp(j2\pi\Delta f_n h' T_{\text{PRI}}) \mathbf{r}_n^{(0)}(0) \right)^H \mathbf{s}_{n,m}^{(h)} \\ &= a_m^{(\text{RX})} \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} (f_0^{(\text{RF})} - f_d) \right) \exp(j2\pi f_d h' T_{\text{PRI}}) \text{diag}(\mathbf{w}_{\text{win}}) \sum_{n=1}^N \tilde{\mathbf{a}}_n^{(f_d)} b_n^{(\text{TX})}(\Delta\theta) \end{aligned} \tag{26}$$

[0049] 式 (26) において、 $\Delta\theta$ はビーム指向角 θ_b と目標方位 θ_0 との差異であるオフボアサイト角、 $b_n^{(\text{TX})}(\Delta\theta)$ は下記の式 (27) で表される。

以降では、 $\Delta\theta \neq 0$ の場合をオフボアサイト目標、 $\Delta\theta = 0$ の場合をオンボアサイト目標と称する。

$$b_n^{(\text{TX})}(\Delta\theta) = \left(a_n^{(\text{TXb})} \right)^* a_n^{(\text{TX})} = \exp \left(j \frac{2\pi d_n^{(\text{TX})} (\sin \theta_b - \sin \theta)}{\lambda} \right) \tag{27}$$

$$\Delta\theta = \sin \theta_b - \sin \theta_0 \tag{28}$$

[0050] また、a チルダ $\tilde{\mathbf{a}}_n^{(f_d)}$ は、下記の式 (29) に示すように、距離 R_0 とドップラ周波数 f_d に関するステアリングベクトルである。

明細書の文章中では、電子出願の関係上、文字“a”の上に“~”の記号を付することができないので、“aチルダ”のように表記している。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{a}}_n^{(f_d)} &= \left(\mathbf{r}_n^{(0)}(0) \right)^* \odot \mathbf{r}_n^{(f_d)}(R_0) \\ &= \mathbf{D}_n(f_d) \mathbf{a}(R_0) \end{aligned} \tag{29}$$

式(29)において、 $\mathbf{D}_n(f_d)$ は下記の式(30)に示すドップラ周波数 f_d に関する対角行列であり、 $\mathbf{a}(R_0)$ は下記の式(31)に示すように距離 R_0 に関するステアリングベクトルである。

$$\mathbf{D}_n(f_d) = \text{diag} \left(R^*(f_1 - \Delta f_n) R(f_1 - \Delta f_n - f_d), \dots, R^*(f_L - \Delta f_n) R(f_L - \Delta f_n - f_d) \right) \tag{30}$$

$$\mathbf{a}(R_0) = \left[\exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_1\right) \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_2\right) \cdots \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_L\right) \right]^T \tag{31}$$

[0051] 式(29)から式(31)の関係より、式(26)に示すスペクトル積 $\mathbf{x}_m(\theta_b, h)$ は、下記の式(32)のようになる。

$$\mathbf{x}_m^{(\theta_b, h)} = a_m^{(\text{RX})} \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} (f_0^{(\text{RF})} - f_d)\right) \exp(j2\pi f_d h' T_{\text{PRI}}) \text{diag}(\mathbf{w}_{\text{win}}) \left(\sum_{n=1}^N b_n^{(\text{TX})}(\Delta\theta) \mathbf{D}_n(f_d) \right) \mathbf{a}(R_0) \tag{32}$$

式(32)に示すスペクトル積 $\mathbf{x}_m(\theta_b, h)$ は、スペクトル積におけるベクトル表現の一般形であり、スペクトル積算出部13の出力になる。

[0052] パルス圧縮部9-m ($m = 1, \dots, M$)の逆フーリエ変換部14は、スペクトル積算出部13から式(32)に示すスペクトル積 $\mathbf{x}_m(\theta_b, h)$ を受けると、そのスペクトル積 $\mathbf{x}_m(\theta_b, h)$ に対して、送信ビーム合成部の逆フーリエ変換を実施し、その逆フーリエ変換結果を受信ビームとして、受信ビーム合成部10に出力する(図5のステップST4)。

この実施の形態1では、ドップラ周波数 f_d 及び目標方位 θ_0 に関して下記の式(33)が成立するものとする。

$$f_d \approx 0, \text{かつ}, \theta_0 \approx \theta_b \tag{33}$$

[0053] このとき、式(32)に示すスペクトル積 $\mathbf{x}_m(\theta_b, h)$ は、下記の式(34)のようになる。

$$\mathbf{x}_m^{(\theta_b, h)} = a_m^{(RX)} \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_0^{(RF)}\right) \text{diag}(\mathbf{w}_{win}) \mathbf{a}(R_0) \tag{34}$$

式(34)において、 $\mathbf{a}(R_0)$ の位相は周波数サンプル方向 f_1 に対し、距離 R_0 に応じたリニアな変化を示しており、スペクトル積 $\mathbf{x}_m^{(\theta_b, h)}$ の位相も同様にリニアに変化している。したがって、逆フーリエ変換により、窓関数 \mathbf{w}_{win} 付の送信ビーム合成とパルス圧縮が同時に行われることが分かる。

[0054] 任意の距離 R に対する送信ビームの合成出力 $z_m^{(\theta_b)}(R)$ は、下記の式(35)に示すウェイトベクトル $\mathbf{w}_{PC}(R)$ をスペクトル積 $\mathbf{x}_m^{(\theta_b, h)}$ に乘じれば求まる。

$$\mathbf{w}_{PC}(R) = \mathbf{a}(R) \tag{35}$$

したがって、送信ビームの合成出力 $z_m^{(\theta_b)}(R)$ は、下記の式(36)のようになる。

$$\begin{aligned} z_m^{(\theta_b)}(R) &= \mathbf{w}_{PC}(R)^H \mathbf{x}_m^{(\theta_b, h)} \\ &= a_m^{(RX)} \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_0^{(RF)}\right) \mathbf{a}(R)^H \text{diag}(\mathbf{w}_{win}) \mathbf{a}(R_0) \end{aligned} \tag{36}$$

このとき、式(36)では、送信ビーム方位に関して同相化された成分の和も同時に求めており、送信ビームの合成も行っている。

実装時は、式(36)の算出では、逆フーリエ変換を利用してレンジビン毎に求められる。レンジビン毎に求められた式(36)の算出結果が、逆フーリエ変換部14の出力信号となる。

[0055] 受信ビーム合成部10は、パルス圧縮部9-1~9-Mの逆フーリエ変換部14から受信ビームを受けると、下記の式(37)に示すように、MIMOレーダ制御器1から出力されたビーム指向角 θ_b にしたがって、M個の受信ビームを合成し、その受信ビームの合成信号であるMIMOビームを外部に出力する(図5のステップST5)。

$$Z^{(\theta_b)}(R) = \sum_{m=1}^M \left(a_m^{(RX)} \right)^* a_m^{(RX)} \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_0^{(RF)}\right) \mathbf{a}(R)^H \text{diag}(\mathbf{w}_{win}) \mathbf{a}(R_0) \tag{37}$$

[0056] 以上で明らかのように、この実施の形態1によれば、パルス圧縮部9-m ($m = 1, \dots, M$)が、受信機7-mから出力された受信信号をフーリ

エ変換して、その受信信号の周波数スペクトルを求め、送信パルスの指向方向を示すビーム指向角及び搬送周波数から決まるパルス圧縮用のリファレンスと周波数スペクトルとのスペクトル積を算出して、そのスペクトル積を逆フーリエ変換するように構成したので、パルス圧縮を実施する際のフーリエ変換及び逆フーリエ変換の実施回数を減らして、演算規模を低減することができる効果を奏する。

即ち、パルス圧縮部 9-m では、1 回のフーリエ変換と 1 回の逆フーリエ変換を行うだけで、受信ビーム合成部 10 が MIMO ビームを生成することができるため、演算規模を低減することができる。

[0057] また、この実施の形態 1 によれば、パルス圧縮部 9-m のリファレンス生成部 12 が、周波数スペクトル算出部 24 により算出された周波数スペクトルに対して窓関数を乗算し、窓関数乗算後の周波数スペクトルをパルス圧縮用のリファレンスとしてスペクトル積算出部 13 に出力する窓関数乗算部 25 を備えているので、MIMO ビームの低レンジサイドローブ化を実現することができる効果を奏する。

[0058] 実施の形態 2.

上記実施の形態 1 では、パルス圧縮部 9-m ($m=1, \dots, M$) が、フーリエ変換部 11 と、リファレンス生成部 12 と、スペクトル積算出部 13 と、逆フーリエ変換部 14 とを備えている例を示したが、この実施の形態 2 では、図 8 に示すように、パルス圧縮部 9-m ($m=1, \dots, M$) が、フーリエ変換部 11 と、リファレンス生成部 61 と、スペクトル積算出部 62-1 ~ 62-N と、逆フーリエ変換部 63-1 ~ 63-N と、受信ビーム出力部 64 とを備えているものであってもよい。

[0059] 図 8 はこの発明の実施の形態 2 によるレーダ装置における信号処理器 8 のパルス圧縮部 9-m ($m=1, \dots, M$) を示す構成図である。

また、図 9 はこの発明の実施の形態 2 によるレーダ装置における信号処理器 8 のハードウェア構成図である。

図 8 及び図 9 において、図 2 及び図 3 と同一符号は同一または相当部分を

示すので説明を省略する。

リファレンス生成部61は例えば図9に示すリファレンス生成回路71で実現されるものであり、受信信号の周波数スペクトルが存在しているサブバンド# n ($n=1, \dots, N$) 別に、MIMOレーダ制御器1から出力された搬送周波数によって決まるパルス圧縮用のリファレンスを生成する処理を実施する。

[0060] スペクトル積算出部62- n ($n=1, \dots, N$) は例えば図9に示すスペクトル積算出回路72で実現されるものであり、フーリエ変換部11により求められた周波数スペクトルにおける複数のサブバンドのスペクトル成分のうち、サブバンド# n におけるスペクトル成分とリファレンス生成部61により生成されたサブバンド# n のリファレンスとのスペクトル積を算出する処理を実施する。

逆フーリエ変換部63- n ($n=1, \dots, N$) は例えば図9に示す逆フーリエ変換回路73で実現されるものであり、スペクトル積算出部62- n により算出されたスペクトル積を逆フーリエ変換する処理を実施する。

受信ビーム出力部64は例えば図9に示す受信ビーム出力回路74で実現されるものであり、MIMOレーダ制御器1から出力されたビーム指向角にしたがって逆フーリエ変換部63-1~63- N による逆フーリエ変換結果を合成し、その合成した逆フーリエ変換結果を受信ビームとして受信ビーム合成部10に出力する処理を実施する。

[0061] 図8では、パルス圧縮部9- m ($m=1, \dots, M$) の構成要素であるフーリエ変換部11、リファレンス生成部61、スペクトル積算出部62-1~62- N 、逆フーリエ変換部63-1~63- N 及び受信ビーム出力部64と、受信ビーム合成部10とが、図9に示すような専用のハードウェア、即ち、フーリエ変換回路41、リファレンス生成回路71、スペクトル積算出回路72、逆フーリエ変換回路73、受信ビーム出力回路74及び受信ビーム合成回路45で実現されるものを想定している。

ここで、フーリエ変換回路41、リファレンス生成回路71、スペクトル

積算回路 72、逆フーリエ変換回路 73、受信ビーム出力回路 74 及び受信ビーム合成回路 45 は、例えば、単一回路、複合回路、プログラム化したプロセッサ、並列プログラム化したプロセッサ、ASIC、FPGA、または、これらを組み合わせたものが該当する。

[0062] ただし、パルス圧縮部 9-m ($m=1, \dots, M$) の構成要素及び受信ビーム合成部 10 は、専用のハードウェアで実現されるものに限るものではなく、パルス圧縮部 9-m の構成要素及び受信ビーム合成部 10 がソフトウェア、ファームウェア、または、ソフトウェアとファームウェアとの組み合わせで実現されるものであってもよい。

パルス圧縮部 9-m の構成要素及び受信ビーム合成部 10 がソフトウェアやファームウェアなどで実現される場合、フーリエ変換部 11、リファレンス生成部 61、スペクトル積算部 62-1 ~ 62-N、逆フーリエ変換部 63-1 ~ 63-N、受信ビーム出力部 64 及び受信ビーム合成部 10 の処理手順をコンピュータに実行させるためのプログラムを図 4 に示すメモリ 51 に格納し、コンピュータのプロセッサ 52 がメモリ 51 に格納されているプログラムを実行するようにすればよい。

[0063] 図 10 はこの発明の実施の形態 2 によるレーダ装置におけるリファレンス生成部 61 を示す構成図である。図 10 において、図 6 と同一符号は同一または相当部分を示すので説明を省略する。

リファレンス合成部 81 は周波数オフセット部 21 により得られた N 個のリファレンスを合成する処理を実施する。

周波数スペクトル算出部 82 はリファレンス合成部 81 により合成されたリファレンスの周波数スペクトルを算出する処理を実施する。

窓関数乗算部 83-n ($n=1, \dots, N$) は周波数スペクトル算出部 82 により算出された周波数スペクトルにおける複数のサブバンドのスペクトル成分のうち、サブバンド # n ($n=1, \dots, N$) におけるスペクトル成分に対して窓関数を乗算し、窓関数乗算後のスペクトル成分をサブバンド # n におけるパルス圧縮用のリファレンスとしてスペクトル積算部 62

— n ($n = 1, \dots, N$) に出力する処理を実施する。

[0064] 図 1 1 はこの発明の実施の形態 2 によるレーダ装置における窓関数乗算部 8 3 — n ($n = 1, \dots, N$) を示す構成図である。

図 1 1 において、サブバンド窓関数乗算部 9 1 は周波数スペクトル算出部 8 2 により算出された周波数スペクトルにおける複数のサブバンドのスペクトル成分のうち、サブバンド # n ($n = 1, \dots, N$) におけるスペクトル成分に対して、サブバンド # n に対応する窓関数を乗算する第 1 の窓関数乗算処理部である。

フルバンド窓関数乗算部 9 2 はサブバンド窓関数乗算部 9 1 の出力信号に対して、周波数スペクトル算出部 8 2 により算出された周波数スペクトルの全体に対応する窓関数を乗算する第 2 の窓関数乗算処理部である。

図 1 1 の例では、サブバンド窓関数乗算部 9 1 がフルバンド窓関数乗算部 9 2 の前段に設けられているが、サブバンド窓関数乗算部 9 1 がフルバンド窓関数乗算部 9 2 の後段に設けられているものであってもよい。

[0065] 次に動作について説明する。

パルス圧縮部 9 — m ($m = 1, \dots, M$) 以外は、上記実施の形態 1 と同様であるため、ここでは主にパルス圧縮部 9 — m の処理内容を説明する。

パルス圧縮部 9 — m ($m = 1, \dots, M$) のフーリエ変換部 1 1 は、受信機 7 — m からデジタルの受信信号 $x_m [l, h]$ を受けると、上記実施の形態 1 と同様に、その受信信号 $x_m [l, h]$ を離散フーリエ変換することで、上記の式 (1 7) に示すような受信信号 $x_m [l, h]$ の周波数スペクトル $x'_m (h)$ を求め、その周波数スペクトル $x'_m (h)$ をスペクトル積算出部 6 2 — 1 ~ 6 2 — N に出力する。

[0066] パルス圧縮部 9 — m ($m = 1, \dots, M$) のリファレンス生成部 6 1 は、受信信号 $x_m [l, h]$ の周波数スペクトル $x'_m (h)$ が存在しているサブバンド # n ($n = 1, \dots, N$) 別に、MIMOレーダ制御器 1 から出力された搬送周波数 $f_n^{(RF)}$ によって決まるパルス圧縮用のリファレンスを生成する。即ち、サブバンド # 1 ~ # N におけるパルス圧縮用のリファレンスを生

成する。サブバンド# 1 ~ # Nにおけるパルス圧縮用のリファレンスは、下記の式 (38) のように表される。

$$w_{win}^{(n)} \odot \left(\sum_{n=1}^N \exp(j2\pi\Delta f_n h' T_{PRI}) r_n^0(0) \right) = \text{diag}(w_{win}^{(n)}) \left(\sum_{n=1}^N \exp(j2\pi\Delta f_n h' T_{PRI}) r_n^0(0) \right) \\ = \exp(j2\pi\Delta f_n h' T_{PRI}) \text{diag}(w_{win}^{(n)}) r_n^0(0) \quad (38)$$

$$\sum_{n=1}^N \exp(j2\pi\Delta f_n h' T_{PRI}) r_n^0(0) = \sum_{n=1}^N \exp(j2\pi\Delta f_n h' T_{PRI}) \begin{bmatrix} R(f_1 - \Delta f_n) \\ R(f_2 - \Delta f_n) \\ \vdots \\ R(f_L - \Delta f_n) \end{bmatrix} \quad (39)$$

式 (38) において、 $w_{win}^{(n)}$ はサブバンド# nにおけるレンジサイドローブ低減用の窓関数ベクトルであり、サブバンド# n以外のサブバンドでは0とみなされる。

なお、サブバンド# 1 ~ # Nにおけるパルス圧縮用のリファレンスは、上記実施の形態1における式 (18) に示すパルス圧縮用のリファレンスと比べて、ビーム指向角 θ_b に関する成分 $a_n^{(Tx,b)}$ が含まれていない点で相違している。

[0067] 以下、リファレンス生成部61によるパルス圧縮用のリファレンスの生成処理を具体的に説明する。

リファレンス生成部61の周波数オフセット部21は、送信パルスのレプリカとしてN個のリファレンスRが与えられると、MIMOレーダ制御器1から出力された搬送周波数 $f_n^{(RF)}$ にしたがって異なるオフセットをN個のリファレンスに与えることで、周波数が異なる複数のリファレンスを得る。

[0068] リファレンス生成部61のリファレンス合成部81は、周波数オフセット部21がN個のリファレンスを得ると、N個のリファレンスを合成し、合成後のリファレンスを周波数スペクトル算出部82に出力する。

リファレンス生成部61の周波数スペクトル算出部82は、リファレンス合成部81から合成後のリファレンスを受けると、そのリファレンスの周波数スペクトルを算出し、そのリファレンスの周波数スペクトルを窓関数乗算部83-1 ~ 83-Nに出力する。

窓関数乗算部 83-n ($n=1, \dots, N$) は、周波数スペクトル算出部 82 からリファレンスの周波数スペクトルを受けると、その周波数スペクトルにおける複数のサブバンドのスペクトル成分のうち、サブバンド # n におけるスペクトル成分に対して、サブバンド # n におけるレンジサイドローブ低減用の窓関数ベクトル $w_{win}^{(n)}$ を乗算し、窓関数乗算後のスペクトル成分を式 (38) に示すサブバンド # n におけるパルス圧縮用のリファレンスとしてスペクトル積算出部 62-n に出力する。

[0069] ここで、サブバンド # n におけるレンジサイドローブ低減用の窓関数ベクトル $w_{win}^{(n)}$ について説明する。

リファレンス合成部 81 から出力された合成後のリファレンスは、N 個のリファレンスが合成されたものであり、N 個のリファレンスの周波数スペクトルは、周波数軸上で、周波数オフセット部 21 により与えられたオフセットだけ離れている。

窓関数乗算部 83-n ($n=1, \dots, N$) では、サブバンド # n におけるレンジサイドローブ低減用の窓関数ベクトル $w_{win}^{(n)}$ として、サブバンドスペクトル # n の窓関数ベクトル $w_n^{(sub)}$ と、合成後のリファレンスが占有する周波数全体に対する窓関数ベクトル $w^{(full)}$ とが設定されている。

下記の式 (40) は、レンジサイドローブ低減用の窓関数ベクトル $w_{win}^{(n)}$ と、窓関数ベクトル $w_n^{(sub)}$ 及び窓関数ベクトル $w^{(full)}$ との関係を示している。

$$w_{win}^{(n)} = w_n^{(sub)} \odot w^{(full)} \quad (40)$$

これにより、サブバンドの窓関数による相互相関レンジサイドローブを低減しながら、低いレンジサイドローブ特性を備えるパルス圧縮が得られる。

[0070] 窓関数乗算部 83-n ($n=1, \dots, N$) のサブバンド窓関数乗算部 91 は、周波数スペクトル算出部 82 により算出された周波数スペクトルにおける複数のサブバンドのスペクトル成分のうち、サブバンド # n におけるスペクトル成分に対して、サブバンド # n に対応する窓関数を乗算する

即ち、サブバンド窓関数乗算部 91 は、サブバンドスペクトル # n ($n=$

1, . . . , N) に対してサブバンドスペクトル # n の窓関数ベクトル $w_n^{(sub)}$ を乗算する。

仮に、N = 4 であるとき、例えば、サブバンドスペクトル # 2 については窓関数ベクトル $w_2^{(sub)}$ が乗算される。これにより、サブバンドスペクトル # 2 は窓関数ベクトル $w_2^{(sub)}$ が乗算された値になり、サブバンドスペクトル # 1, # 3, # 4 は概ね 0 の値になる。

窓関数乗算部 83 - n (n = 1, . . . , N) のフルバンド窓関数乗算部 92 は、サブバンド窓関数乗算部 91 の出力信号の全体に窓関数を乗算する。

即ち、フルバンド窓関数乗算部 92 は、サブバンドスペクトル # 1 ~ # N の全体に窓関数ベクトル $w^{(full)}$ を乗算する。

[0071] パルス圧縮部 9 - m (m = 1, . . . , M) のスペクトル積算出部 62 - n (n = 1, . . . , N) は、フーリエ変換部 11 から受信信号 $x_m [l, h]$ の周波数スペクトル $x'_m^{(h)}$ を受け、リファレンス生成部 61 から式 (38) に示すサブバンド # n におけるパルス圧縮用のリファレンスを受けると、その周波数スペクトル $x'_m^{(h)}$ とサブバンド # n におけるパルス圧縮用のリファレンスとのスペクトル積 $x_{n,m}^{(\theta b, h)}$ を算出する。

説明の簡単化のために、周波数スペクトル $x'_m^{(h)}$ に含まれている雑音 n_m' を無視すると、スペクトル積 $x_{n,m}^{(\theta b, h)}$ は、下記の式 (41) のように表される。

$$x_{n,m}^{(\theta b, h)} = a_n^{(TX)} a_m^{(RX)} \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} (f_0^{(RF)} - f_d)\right) \exp(j2\pi f_d h' T_{PRI}) \text{diag}\left(\mathbf{w}_{win}^{(n)}\right) \mathbf{D}_n(f_d) \mathbf{a}(R_0) \quad (41)$$

[0072] パルス圧縮部 9 - m (m = 1, . . . , M) の逆フーリエ変換部 63 - n (n = 1, . . . , N) は、スペクトル積算出部 62 - n から式 (41) に示すスペクトル積 $x_{n,m}^{(\theta b, h)}$ を受けると、そのスペクトル積 $x_{n,m}^{(\theta b, h)}$ を逆フーリエ変換し、その逆フーリエ変換結果を受信ビーム出力部 64 に出力する。

この実施の形態 2 でも、上記実施の形態 1 と同様に、ドップラ周波数 f_d に

関して下記の式 (4 2) が成立するものとする。

$$f_d \approx 0 \tag{4 2}$$

このとき、式 (4 1) に示すスペクトル積 $x_{n, m}^{(\theta_b, h)}$ は、下記の式 (4 3) のようになる。

$$x_{n, m}^{(\theta_b, h)} = a_n^{(TX)} a_m^{(RX)} \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_0^{(RF)}\right) \text{diag}\left(\mathbf{w}_{win}^{(n)}\right) \mathbf{a}(R_0) \tag{4 3}$$

式 (4 3) において、 $\mathbf{a}(R_0)$ の位相は周波数サンプル方向 f_1 に対し、距離 R_0 に応じたリニアな変化を示しており、スペクトル積 $x_{n, m}^{(\theta_b, h)}$ の位相も同様にリニアに変化している。したがって、逆フーリエ変換により、窓関数 $w_{win}^{(n)}$ 付の送信ビーム合成とパルス圧縮が同時に行われることが分かる。

[0073] 任意の距離 R に対するサブバンドパルスの圧縮出力 $y_{n, m}^{(\theta_b)}(R)$ は、ウェイトベクトル $\mathbf{w}_{PC}(R)$ をスペクトル積 $x_{n, m}^{(\theta_b, h)}$ に乗じれば求まる。

したがって、サブバンドパルスの圧縮出力 $y_{n, m}^{(\theta_b)}(R)$ は、下記の式 (4 4) のようになる。

$$y_{n, m}^{(\theta_b)}(R) = \mathbf{w}_{PC}(R)^H x_{n, m}^{(\theta_b, h)} \\ = a_n^{(TX)} a_m^{(RX)} \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_0^{(RF)}\right) \mathbf{a}(R)^H \text{diag}\left(\mathbf{w}_{win}^{(n)}\right) \mathbf{a}(R_0) \tag{4 4}$$

実装時は、式 (4 4) の算出では、逆フーリエ変換を利用してレンジビン毎に求められる。レンジビン毎に求められた式 (4 4) の算出結果が、逆フーリエ変換部 6 3 - n の出力信号となる。

[0074] ここで、 N 個のサブバンドパルスの圧縮出力 $y_{n, m}^{(\theta_b)}(R)$ をベクトル化した $\mathbf{y}_m^{(\theta_b)}(R)$ を下記の式 (4 5) のように定義する。

$$\mathbf{y}_m^{(\theta_b)}(R) = \left[y_{1, m}^{(\theta_b)}(R) \cdots y_{N, m}^{(\theta_b)}(R) \right]^T \\ = a_m^{(RX)} \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_0^{(RF)}\right) \mathbf{a}^{(TXb)} \odot \begin{bmatrix} \mathbf{a}(R)^H \text{diag}\left(\mathbf{w}_{win}^{(1)}\right) \mathbf{a}(R_0) \\ \vdots \\ \mathbf{a}(R)^H \text{diag}\left(\mathbf{w}_{win}^{(N)}\right) \mathbf{a}(R_0) \end{bmatrix} \tag{4 5}$$

式 (4 5) において、送信ステアリングベクトル $\mathbf{a}^{(TXb)}$ は、下記の式 (4

6) のように表される。

$$\mathbf{a}^{(TXb)} = \left[a_i^{(TXb)} \quad \dots \quad a_N^{(TXb)} \right]^T \tag{46}$$

[0075] パルス圧縮部 9 - m (m = 1, . . . , M) の受信ビーム出力部 6 4 は、下記の式 (4 7) に示すように、MIMOレーダ励振器 2 から出力されるビーム指向角 θ_b などから決まるレンジ依存送信ビームウェイト $w^{(TXb)}(R)$ を設定する。

$$\mathbf{w}^{(TXb)}(R) = \mathbf{C}(R) \mathbf{a}^{(TXb)} \tag{47}$$

式 (4 7) において、C (R) は目標までの距離に依存する行列であり、MIMOレーダ制御 1 から、固定的あるいは適応的に与えられるものとする。

[0076] 受信ビーム出力部 6 4 は、式 (4 7) に示すレンジ依存送信ビームウェイト $w^{(TXb)}(R)$ を式 (4 5) に示すベクトル化した $\mathbf{y}_m^{(\theta_b)}(R)$ に乗算しながら複素合成を行うことで、受信ビーム合成部 1 0 に出力する受信ビーム $z_m^{(\theta_b)}(R)$ を算出する。パルス圧縮部 9 - m (m = 1, . . . , M) の受信ビーム出力部 6 4 から受信ビーム合成部 1 0 に出力される受信ビーム $z_m^{(\theta_b)}(R)$ は、下記の式 (4 8) のように表される。

$$\begin{aligned} z_m^{(\theta_b)}(R) &= \left(\mathbf{w}^{(TXb)}(R) \right)^H \mathbf{y}_m^{(\theta_b)}(R) \\ &= a_m^{(RX)} \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_0^{(RF)} \right) \mathbf{a}^{(TXb)} \mathbf{C}^H(R) \left(\mathbf{a}^{(TX)} \odot \begin{bmatrix} \mathbf{a}(R)^H \text{diag}(\mathbf{w}_{win}^{(1)}) \mathbf{a}(R_0) \\ \vdots \\ \mathbf{a}(R)^H \text{diag}(\mathbf{w}_{win}^{(N)}) \mathbf{a}(R_0) \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \tag{48}$$

式 (4 8) では、 $\mathbf{a}^{(TXb)}$ と $\mathbf{a}^{(TX)}$ が線形結合しているため、送信ビームを合成していることが明らかである。また、式 (4 8) には、C (R) が含まれているため、レンジ依存の送信ビーム合成となっている。

[0077] 受信ビーム合成部 1 0 は、パルス圧縮部 9 - 1 ~ 9 - M の受信ビーム出力部 6 4 から受信ビーム $z_m^{(\theta_b)}(R)$ を受けると、下記の式 (4 9) に示すように、MIMOレーダ制御器 1 から出力されたビーム指向角 θ_b にしたがって、M個の受信ビーム $z_m^{(\theta_b)}(R)$ を合成し、その受信ビームの合成信号 $Z^{(\theta_b)}(R)$ であるMIMOビームを外部に出力する。

$$z^{(\theta_b)}(R) = \sum_{m=1}^M \left(a_m^{(RX)} \right)^* a_m^{(RX)} \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_0^{(RF)} \right) \mathbf{a}^{(TXb)} \mathbf{C}^H(R) \left(\mathbf{a}^{(TX)} \odot \begin{bmatrix} \mathbf{a}(R)^H \text{diag}(\mathbf{w}_{win}^{(1)}) \mathbf{a}(R_0) \\ \vdots \\ \mathbf{a}(R)^H \text{diag}(\mathbf{w}_{win}^{(N)}) \mathbf{a}(R_0) \end{bmatrix} \right) \quad (49)$$

[0078] 以上で明らかのように、この実施の形態2によれば、パルス圧縮部9-m (m=1, ..., M) が、受信機7-mから出力された受信信号をフーリエ変換して、その受信信号の周波数スペクトルを求め、送信パルスの指向方向を示すビーム指向角及び搬送周波数から決まるパルス圧縮用のリファレンスと周波数スペクトルとのスペクトル積を算出して、そのスペクトル積を逆フーリエ変換するように構成したので、パルス圧縮を実施する際のフーリエ変換及び逆フーリエ変換の実施回数を減らして、演算規模を低減することができる効果を奏する。

即ち、パルス圧縮部9-mでは、1回のフーリエ変換とN回の逆フーリエ変換を行うだけで、受信ビーム合成部10がMIMOビームを生成することができるため、演算規模を低減することができる。

[0079] 実施の形態3.

上記実施の形態2では、リファレンス生成部61が、周波数オフセット部21、リファレンス合成部81、周波数スペクトル算出部82及び窓関数乗算部83-1~83-Nを備えているものを示したが、この実施の形態3では、図12に示すように、リファレンス生成部61が、周波数オフセット部21、周波数スペクトル算出部101-1~101-N及び窓関数乗算部102-1~102-Nを備えているものであってもよい。

[0080] 図12はこの発明の実施の形態3によるレーダ装置におけるリファレンス生成部61を示す構成図である。図12において、図6及び図10と同一符号は同一または相当部分を示すので説明を省略する。

周波数スペクトル算出部101-n (n=1, ..., N) は周波数オフセット部21により得られたN個のリファレンスのうち、1つのリファレンスをフーリエ変換することで、1つのリファレンスの周波数スペクトルを算出する処理を実施する。

窓関数乗算部 102-n ($n=1, \dots, N$) は周波数スペクトル算出部 101-n により算出された周波数スペクトルにおける複数のサブバンドのスペクトル成分のうち、サブバンド # n におけるスペクトル成分に対して窓関数を乗算し、窓関数乗算後のスペクトル成分をサブバンド # n におけるパルス圧縮用のリファレンスとしてスペクトル積算部 62-n ($n=1, \dots, N$) に出力する処理を実施する。

[0081] 図 13 はこの発明の実施の形態 3 によるレーダ装置における窓関数乗算部 102-n ($n=1, \dots, N$) を示す構成図である。

図 13 において、サブバンド窓関数乗算部 111 は周波数スペクトル算出部 101-n ($n=1, \dots, N$) により算出された周波数スペクトルにおける複数のサブバンドのスペクトル成分のうち、サブバンド # n におけるスペクトル成分に対して、サブバンド # n に対応する窓関数を乗算する第 1 の窓関数乗算処理部である。

フルバンド窓関数乗算部 112 はサブバンド窓関数乗算部 111 の出力信号に対して、周波数スペクトル算出部 101-n により算出された周波数スペクトルの全体に対応する窓関数を乗算する第 2 の窓関数乗算処理部である。

図 13 の例では、サブバンド窓関数乗算部 111 がフルバンド窓関数乗算部 112 の前段に設けられているが、サブバンド窓関数乗算部 111 がフルバンド窓関数乗算部 112 の後段に設けられているものであってもよい。

[0082] 次に動作について説明する。

リファレンス生成部 61 以外は、上記実施の形態 2 と同様であるため、ここではリファレンス生成部 61 の処理内容を説明する。

リファレンス生成部 61 の周波数オフセット部 21 は、送信パルスのレプリカとして N 個のリファレンス R が与えられると、上記実施の形態 2 と同様に、MIMO レーダ制御器 1 から出力された搬送周波数 $f_n^{(RF)}$ にしたがって異なるオフセットを N 個のリファレンスに与えることで、周波数が異なる複数のリファレンスを得る。

[0083] リファレンス生成部 6 1 の周波数スペクトル算出部 1 0 1 - n (n = 1 , . . . , N) は、周波数オフセット部 2 1 が N 個のリファレンスを得ると、N 個のリファレンスのうち、1 つのリファレンスをフーリエ変換することで、1 つのリファレンスの周波数スペクトルを算出する。

即ち、周波数スペクトル算出部 1 0 1 - 1 ~ 1 0 1 - N は、互いに異なるオフセットが与えられているリファレンスをフーリエ変換することで、当該リファレンスの周波数スペクトルを算出する。

[0084] リファレンス生成部 6 1 の窓関数乗算部 1 0 2 - n (n = 1 , . . . , N) は、窓関数乗算部 1 0 2 - n がリファレンスの周波数スペクトルを算出すると、その周波数スペクトルにおける複数のサブバンドのスペクトル成分のうち、サブバンド # n におけるスペクトル成分に対して、サブバンド # n におけるレンジサイドローブ低減用の窓関数ベクトル $w_{win}^{(n)}$ を乗算し、窓関数乗算後のスペクトル成分を式 (3 8) に示すサブバンド # n におけるパルス圧縮用のリファレンスとしてスペクトル積算部 6 2 - n に出力する。

[0085] 具体的には、窓関数乗算部 1 0 2 - n (n = 1 , . . . , N) のサブバンド窓関数乗算部 1 1 1 は、周波数スペクトル算出部 1 0 1 - n (n = 1 , . . . , N) により算出された周波数スペクトルにおける複数のサブバンドのスペクトル成分のうち、サブバンド # n におけるスペクトル成分に対して、サブバンド # n に対応する窓関数を乗算する。

即ち、サブバンド窓関数乗算部 1 1 1 は、サブバンドスペクトル # n (n = 1 , . . . , N) に対してサブバンドスペクトル # n の窓関数ベクトル $w_n^{(sub)}$ を乗算する。

仮に、N = 4 であるとき、例えば、サブバンドスペクトル # 2 については窓関数ベクトル $w_2^{(sub)}$ が乗算される。これにより、サブバンドスペクトル # 2 は窓関数ベクトル $w_2^{(sub)}$ が乗算された値になり、サブバンドスペクトル # 1 , # 3 , # 4 は概ね 0 の値になる。

窓関数乗算部 1 0 2 - n (n = 1 , . . . , N) のフルバンド窓関数乗算部 1 1 2 は、サブバンド窓関数乗算部 1 1 1 の出力信号の全体に窓関数を乗

算する。

即ち、フルバンド窓関数乗算部 112 は、サブバンドスペクトル # 1 ~ # N の全体に窓関数ベクトル $w^{(full)}$ を乗算する。

[0086] これにより、この実施の形態 3 でも、上記実施の形態 2 と同様に、パルス圧縮を実施する際のフーリエ変換及び逆フーリエ変換の実施回数を減らして、演算規模を低減することができる効果を奏する。

この実施の形態 3 では、上記実施の形態 2 のように、N 個のリファレンスを合成する必要がないため、上記実施の形態 2 よりも、構成の簡略化を図ることができる。

[0087] 実施の形態 4.

上記実施の形態 1 ~ 3 では、受信機 7-m ($m = 1, \dots, M$) からデジタルの受信信号 $x_m[l, h]$ がパルス圧縮部 9-m に出力されるものを示したが、この実施の形態 4 では、受信機 7-m ($m = 1, \dots, M$) とパルス圧縮部 9-m の間に、パルスドップラフィルタと複数のドップラ補償部が設けられているものについて説明する。

[0088] 図 14 はこの発明の実施の形態 4 によるレーダ装置の一部を示す構成図である。図 14 において、図 1 と同一符号は同一または相当部分を示すので説明を省略する。

パルスドップラフィルタ 121 は例えば離散フーリエ変換を行うフィルタ回路で実現されるものであり、送信アンテナ 5-1 ~ 5-N から放射される送信パルスのパルス繰返し周期 PR 毎に、受信機 7-m ($m = 1, \dots, M$) から出力された受信信号 $x_m[l, h]$ を複数回サンプリングして、受信信号 $x_m[l, h]$ のドップラスペクトルを求める処理を実施する。

[0089] ドップラ補償部 122-h ($h = 1, \dots, H$) は例えば CPU を実装している半導体集積回路、あるいは、ワンチップマイコンなどから構成されており、パルスドップラフィルタ 121 により求められたドップラスペクトルにおける H 個の解析ドップラ周波数であるドップラスペクトル成分 # 1 ~ # H のうち、ドップラスペクトル成分 # h に基づく受信信号 $x_m[l, h]$ の

ドップラ補償を実施し、ドップラ補償後の受信信号をパルス圧縮部 9 - m ($m = 1, \dots, M$) に出力する処理を実施する。

なお、受信機 7 - m ($m = 1, \dots, M$) とパルス圧縮部 9 - m の間に設けられるパルスドップラフィルタ 1 2 1 及びドップラ補償部 1 2 2 - 1 ~ 1 2 2 - H は、信号処理器 8 の内部に実装されていてもよいし、信号処理器 8 の外部に設けられていてもよい。

[0090] 次に動作について説明する。

パルスドップラフィルタ 1 2 1 及びドップラ補償部 1 2 2 - 1 ~ 1 2 2 - H 以外は、上記実施の形態 1 ~ 3 と同様であるため、ここでは、パルスドップラフィルタ 1 2 1 及びドップラ補償部 1 2 2 - 1 ~ 1 2 2 - H の処理内容について説明する。

[0091] 上記実施の形態 1 ~ 3 では、ドップラ周波数 f_d 及び目標方位 θ_0 に関して式 (3 3) が成立するものとしているが、式 (3 3) が成立しない場合、距離 R_0 に関するステアリングベクトル $a(R_0)$ の位相特性には、位相ジャンプが含まれてしまうため、上記実施の形態 1 ~ 3 における送信ビームの合成を行っても、レンジサイドローブ特性の劣化が発生する。

この実施の形態 4 では、特にドップラ周波数 f_d に関して式 (3 3) が成立しない場合の対策を開示する。

[0092] 最初に処理の流れを簡単に説明する。

目標のドップラ周波数 f_d は一般的に未知であるため、パルス圧縮部 9 - m ($m = 1, \dots, M$) の前段にパルスドップラフィルタ 1 2 1 が設けられており、パルスドップラフィルタ 1 2 1 によって、受信機 7 - m から出力された受信信号 $x_m[l, h]$ のドップラスペクトルが求められる。即ち、受信機 7 - m から出力された受信信号 $x_m[l, h]$ は H 個の解析ドップラ周波数であるドップラスペクトル成分 # h ($h = 1, \dots, H$) に分離される。

ドップラ補償部 1 2 2 - h ($h = 1, \dots, H$) では、H 個の解析ドップラ周波数であるドップラスペクトル成分 # 1 ~ # H のうち、ドップラスペクトル成分 # h に基づく受信信号 $x_m[l, h]$ のドップラ補償が実施され、

ドップラ補償後の受信信号がパルス圧縮部 9 - m (m = 1 , . . . , M) に出力される。

[0093] 以下、パルスドップラフィルタ 1 2 1 及びドップラ補償部 1 2 2 - 1 ~ 1 2 2 - H の処理内容を具体的に説明する。

パルス圧縮前の受信信号 $x_m [l , h]$ は、上記の式 (1 6) で表され、説明の簡単化のために受信機雑音 $n_m [l , h]$ を無視すれば、上記の式 (1 1) を用いると、パルス圧縮前の受信信号 $x_m [l , h]$ は、下記の式 (5 0) のように表される。

$$x_m [l , h] = \sum_{n=1}^N s_{n,m} [l , h] = a_m^{(RX)} r \left(l' \Delta t - \frac{2R_0}{c} \right) \sum_{n=1}^N \left(a_n^{(TX)} \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_n^{(RF)} \right) \exp (j 2 \pi (\Delta f_n + f_d) l' \Delta t) \exp (j 2 \pi (\Delta f_n + f_d) h' T_{PRI}) \right) \quad (5 0)$$

[0094] 式 (5 0) において、 $\exp (j 2 \pi (\Delta f_n + f_d) h' T_{PRI})$ は、ヒット方向にてサンプリング間隔 T_{PRI} で観測されるドップラ周波数成分である。

T_{PRI} の逆数はパルス繰返し周波数 f_{PRI} であり、レーダ装置では、 $f_d > f_{PRI}$ となるため、ドップラ周波数 f_d が折返す状況が発生する場合がある。

ドップラ周波数 f_d が折返すドップラ周波数を $f_d^{(fold)}$ とすると、ドップラ周波数 f_d は、下記の式 (5 1) のように表される。ただし、 i は整数であり、折返し回数を表している。

$$f_d = i \cdot f_{PRI} + f_d^{(fold)} \quad (5 1)$$

この折返しは、 N 個の周波数オフセット値 Δf_n ($n = 1 , . . . , N$) についても同様に発生するので、周波数オフセット値 Δf_n は、下記の式 (5 2) のように表される。ただし、 j_n は整数であり、折返し回数を表している。

$$\Delta f_n = j_n \cdot f_{PRI} + \Delta f_n^{(fold)} \quad (5 2)$$

[0095] 式 (5 1) 及び式 (5 2) を $\exp (j 2 \pi (\Delta f_n + f_d) h' T_{PRI})$ に代入すると、式 (5 0) に示す受信信号 $x_m [l , h]$ は、下記の式 (5 3)

のようになる。

$$x_m[l, h] = a_m^{(RX)} r \left(l' \Delta t - \frac{2R_0}{c} \right) \sum_{n=1}^N \left(a_n^{(TX)} \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_n^{(RF)} \right) \exp \left(j2\pi (\Delta f_n + f_d) l' \Delta t \right) \exp \left(j2\pi (\Delta f_n^{(fold)} + f_d^{(fold)}) h' T_{PRI} \right) \right) \quad (53)$$

[0096] 次に、第1番目のレンジビンにおいて、Hサンプルからなるヒット方向の受信信号 $x_m[l, h]$ がパルスドップラフィルタ121に入力され、パルスドップラフィルタ121によって得られるドップラスペクトル $y_m^{(1)}$ は、下記の式(54)のように表される。

$$y_m^{(1)} = a_m^{(RX)} r \left(l' \Delta t - \frac{2R_0}{c} \right) \sum_{n=1}^N \left(a_n^{(TX)} \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_n^{(RF)} \right) \exp \left(j2\pi (\Delta f_n + f_d) l' \Delta t \right) q_n^{(f_d^{(fold)})} \right) \quad (54)$$

[0097] 式(54)において、 $q_n^{(f_d^{(fold)})}$ は、式(54)におけるヒット方向に変化する成分、即ち、 $\exp(j2\pi(\Delta f_n^{(fold)} + f_d^{(fold)})h'T_{PRI})$ がパルスドップラフィルタ121に入力されることで得られるドップラスペクトルである。

また、パルスドップラフィルタ121を構成するH個のフィルタの中心周波数、即ち、解析ドップラ周波数である f_h は、下記の式(55)のように表される。

$$f_h = \frac{h-1}{H} f_{PRF} - \frac{1}{2} f_{PRF} \quad (55)$$

[0098] ここで、折返した目標のドップラ周波数 $f_d^{(fold)}$ に最も近い解析ドップラ周波数を f_{h0} とする。

以下、 h_0 は目標信号を含む解析ドップラビンであり、目標ドップラビンと称する。そして、 f_{PRI}/H をドップラ分解能であるとすると、下記の式(56)に示す関係が成立する。

$$\begin{aligned}
 f_{h_0} - \frac{1}{2} \frac{f_{\text{PRF}}}{H} &\leq f_d^{(\text{fold})} < f_{h_0} + \frac{1}{2} \frac{f_{\text{PRF}}}{H} \\
 &\Downarrow \\
 -\frac{1}{2} \frac{f_{\text{PRF}}}{H} &\leq f_d^{(\text{fold})} - f_{h_0} < \frac{1}{2} \frac{f_{\text{PRF}}}{H}
 \end{aligned}
 \tag{56}$$

[0099] したがって、目標ドップラビン h_0 のドップラスペクトル $[\mathbf{y}_m^{(1)}]_{h_0}$ は、下記の式(57)のように表される。

$$\begin{aligned}
 [\mathbf{y}_m^{(l)}]_{h_0} &= a_m^{(\text{RX})} r \left(l' \Delta t - \frac{2R_0}{c} \right) \\
 &\quad \sum_{n=1}^N \left(a_n^{(\text{TX})} \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_n^{(\text{RF})} \right) \exp \left(j 2\pi (\Delta f_n + f_d) l' \Delta t \right) \left[\mathbf{q}_n^{(f_d^{(\text{fold})})} \right]_{h_0} \right)
 \end{aligned}
 \tag{57}$$

[0100] 式(57)で示される目標ドップラスペクトル $[\mathbf{y}_m^{(1)}]_{h_0}$ を L 個並べた時間長のデータ系列、即ち、 T_{PRI} のデータ系列に対するドップラ補償をドップラ補償部122-1~122-Hで実施するために、下記の式(58)に示すようなドップラ補償パラメータ $c^{(h_0)}(l)$ がドップラ補償部122-1~122-Hに与えられる。

$$c^{(h_0)}(l) = \exp(-j 2\pi f_{h_0} l' \Delta t)
 \tag{58}$$

ドップラ補償部122-h ($h=1, \dots, H$)では、ドップラ補償パラメータ $c^{(h_0)}(l)$ がドップラスペクトル $[\mathbf{y}_m^{(1)}]_{h_0}$ に乗算されることで、ドップラスペクトル $[\mathbf{y}_m^{(1)}]_{h_0}$ におけるレンジ方向のドップラ周波数成分 $\exp(j 2\pi f_d l' \Delta t)$ の補償が実現される。

[0101]

$$\begin{aligned}
 c^{(h_0)}(l) \cdot [\mathbf{y}_m^{(l)}]_{h_0} &= a_m^{(\text{RX})} r \left(l' \Delta t - \frac{2R_0}{c} \right) \\
 &\quad \sum_{n=1}^N \left(a_n^{(\text{TX})} \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_n^{(\text{RF})} \right) \exp \left(j 2\pi (\Delta f_n + f_d - f_{h_0}) l' \Delta t \right) \left[\mathbf{q}_n^{(f_d^{(\text{fold})})} \right]_{h_0} \right) \\
 &= a_m^{(\text{RX})} r \left(l' \Delta t - \frac{2R_0}{c} \right) \\
 &\quad \sum_{n=1}^N \left(a_n^{(\text{TX})} \exp \left(-j \frac{4\pi R_0}{c} f_n^{(\text{RF})} \right) \exp \left(j 2\pi (\Delta f_n + \Delta f_d) l' \Delta t \right) \left[\mathbf{q}_n^{(f_d^{(\text{fold})})} \right]_{h_0} \right)
 \end{aligned}
 \tag{59}$$

ただし、 Δf_d は下記の式(60)に示すように、ここでは、補償後ドップラ周波数 Δf_d と称する。

$$\begin{aligned}\Delta f_d &= f_d - f_{h_0} \\ &= i \cdot f_{\text{PRF}} + f_d^{(\text{fold})} - f_{h_0}\end{aligned}\quad (60)$$

[0102] $i = 0$ である折返しなしの場合の補償後ドップラ周波数 Δf_d は、 $f_d^{(\text{fold})} - f_{h_0}$ であり、ドップラ分解能 f_{PRF}/H より小さい。

補償後ドップラ周波数 Δf_d がドップラ分解能 f_{PRF}/H 以下であり、十分に小さい状況下では、ドップラ補償がなされたことになる。

一方、 $i \neq 0$ である折返しありの場合の補償後ドップラ周波数 Δf_d は、 $f_d^{(\text{fold})} - f_{h_0}$ については十分に小さくなる。ただし、補償しきれないドップラ周波数成分 $i \cdot f_{\text{PRF}}$ が残留する。

したがって、ドップラ補償を行っても、十分な補償効果を期待できない場合もあるため、この実施の形態4におけるドップラ補償は、折返しが発生していないレーダ装置、あるいは、折返しの発生が稀なレーダ装置での適用が望ましい。

[0103] 上記の式(59)は、式(57)に示す目標ドップラビン h_0 のドップラスペクトル $[y_m^{(1)}]_{h_0}$ に含まれるドップラ周波数成分 $\exp(j2\pi f_d l' \Delta t)$ を補償した時間長のデータ系列、即ち、 T_{PRF} のデータ系列である。

以降では、式(59)による $c^{(h_0)}(l) \cdot [y_m^{(1)}]_{h_0}$ が式(16)に示す受信信号 $x_m[l, h]$ としてパルス圧縮が実施される。

即ち、ドップラ補償部122-h ($h = 1, \dots, H$)から式(59)による $c^{(h_0)}(l) \cdot [y_m^{(1)}]_{h_0}$ が、式(16)に示す受信信号 $x_m[l, h]$ としてパルス圧縮部9-mに出力される。

これにより、パルス圧縮部9-mが、例えば、上記実施の形態1と同様の処理を実施する場合、式(36)に示す送信ビームの合成出力 $z_m^{(\theta_b)}(R)$ に相当するドップラ補償後の送信ビームの合成出力 $z_m^{(\theta_b)}(R)$ が得られる。

なお、実際には、目標のドップラ周波数 f_d は未知であるから、全ての解析ドップラビンの出力 $c^{(h)}(l) \cdot [y_m^{(1)}]_h$ について、上記のドップラ補償が行われる。

[0104] 以上で明らかのように、この実施の形態4によれば、送信アンテナ5-1～5-Nから放射される送信パルスのパルス繰返し周期PR1毎に、受信機7-1～7-Mから出力された受信信号 $x_m[l, h]$ を複数回サンプリングして、受信信号 $x_m[l, h]$ のドップラスペクトルを求めるパルスドップラフィルタ121と、パルスドップラフィルタ121により求められたドップラスペクトルにおけるH個の解析ドップラ周波数であるドップラスペクトル成分#1～#Hのうち、ドップラスペクトル成分#hに基づく受信信号 $x_m[l, h]$ のドップラ補償を実施し、ドップラ補償後の受信信号をパルス圧縮部9-m ($m=1, \dots, M$)に出力するドップラ補償部122-h ($h=1, \dots, H$)とを備えるように構成したので、上記実施の形態1～3と同様の効果が得られる他に、ドップラ周波数によるレンジサイドローブ劣化の回避を実現することができる。

[0105] 上記実施の形態1～4では、パルス放射部3の送信アンテナ5-1～5-Nから放射される搬送周波数 $f_n^{(RF)}$ ($n=1, \dots, N$)の送信パルスとして、複素線形周波数変調が施されているパルスを想定しているが、非線形周波数変調が施されているパルスであってもよい。

[0106] なお、本願発明はその発明の範囲内において、各実施の形態の自由な組み合わせ、あるいは各実施の形態の任意の構成要素の変形、もしくは各実施の形態において任意の構成要素の省略が可能である。

産業上の利用可能性

[0107] この発明は、送信パルスを用いて、各々の反射波の受信信号をパルス圧縮しながら合成するMIMOビーム合成を行うレーダ装置に適している。

符号の説明

[0108] 1 MIMOレーダ制御器、2 MIMOレーダ励振器、3 パルス放射部、4 MIMOレーダ送信装置、4-1～4-N 送信機、5-1～5-N 送信アンテナ、6-1～6-M 受信アンテナ（アンテナ）、7 MIMOレーダ受信装置、7-1～7-M 受信機、8 信号処理器、9-1～9-M パルス圧縮部、10 受信ビーム合成部、11 フーリエ変換部、

12 リファレンス生成部、13 スペクトル積算出部、14 逆フーリエ変換部、21 周波数オフセット部、22 荷重乗算部、23 リファレンス合成部、24 周波数スペクトル算出部、25 窓関数乗算部、31 サブバンド毎窓関数乗算部（第1の窓関数乗算処理部）、32 フルバンド窓関数乗算部（第2の窓関数乗算処理部）、41 フーリエ変換回路、42 リファレンス生成回路、43 スペクトル積算出回路、44 逆フーリエ変換回路、51 メモリ、52 プロセッサ、61 リファレンス生成部、62-1~62-N スペクトル積算出部、63-1~63-N 逆フーリエ変換部、64 受信ビーム出力部、71 リファレンス生成回路、72 スペクトル積算出回路、73 逆フーリエ変換回路、74 受信ビーム出力回路、81 リファレンス合成部、82 周波数スペクトル算出部、83-1~83-N 窓関数乗算部、91 サブバンド窓関数乗算部（第1の窓関数乗算処理部）、92 フルバンド窓関数乗算部（第2の窓関数乗算処理部）、101-1~101-N 周波数スペクトル算出部、102-1~102-N 窓関数乗算部、111 サブバンド窓関数乗算部（第1の窓関数乗算処理部）、112 フルバンド窓関数乗算部（第2の窓関数乗算処理部）、121 パルスドップラフィルタ、122-1~122-H ドップラ補償部。

請求の範囲

[請求項1] 搬送周波数が異なる複数の送信パルスを空間に放射するパルス放射部と、

前記パルス放射部から放射されたのち、空間に存在する目標に反射された前記送信パルスの反射波を受信する複数のアンテナと、

前記複数のアンテナにより受信された反射波の受信信号を出力する複数の受信機と、

前記受信機から出力された受信信号をフーリエ変換して、前記受信信号の周波数スペクトルを求め、前記送信パルスの指向方向を示すビーム指向角及び前記搬送周波数から決まるパルス圧縮用のリファレンスと前記周波数スペクトルとのスペクトル積を算出して、前記スペクトル積を逆フーリエ変換する複数のパルス圧縮部と、

前記ビーム指向角にしたがって前記複数のパルス圧縮部により逆フーリエ変換されたスペクトル積である受信ビームを合成する受信ビーム合成部と

を備えたレーダ装置。

[請求項2] 前記パルス圧縮部は、

前記受信機から出力された受信信号をフーリエ変換して、前記受信信号の周波数スペクトルを求めるフーリエ変換部と、

前記ビーム指向角及び前記搬送周波数から決まるパルス圧縮用のリファレンスを生成するリファレンス生成部と、

前記フーリエ変換部により求められた周波数スペクトルと前記リファレンス生成部により生成されたりファレンスとのスペクトル積を算出するスペクトル積算出部と、

前記スペクトル積算出部により算出されたスペクトル積を逆フーリエ変換し、前記スペクトル積の逆フーリエ変換結果を前記受信ビームとして出力する逆フーリエ変換部とを備えていることを特徴とする請求項1記載のレーダ装置。

- [請求項3] 前記リファレンス生成部は、
送信パルスのレプリカに対して、前記搬送周波数にしたがって複数のオフセットをそれぞれ与えることで、周波数が異なる複数のリファレンスを得る周波数オフセット部と、
前記周波数オフセット部により得られた複数のリファレンスに対して、前記ビーム指向角に対応する荷重を乗算する荷重乗算部と、
前記荷重乗算部により荷重が乗算された複数のリファレンスを合成するリファレンス合成部と、
前記リファレンス合成部により合成されたリファレンスの周波数スペクトルを算出する周波数スペクトル算出部と、
前記周波数スペクトル算出部により算出された周波数スペクトルに対して窓関数を乗算し、窓関数乗算後の周波数スペクトルを前記パルス圧縮用のリファレンスとして前記スペクトル積算出部に出力する窓関数乗算部とを備えていることを特徴とする請求項2記載のレーダ装置。
- [請求項4] 前記窓関数乗算部は、
前記周波数スペクトル算出部により算出された周波数スペクトルの各サブバンドに対して、各サブバンドに対応する窓関数を乗算する第1の窓関数乗算処理部と、
前記周波数スペクトル算出部により算出された周波数スペクトルに対して、当該周波数スペクトルの全体に対応する窓関数を乗算する第2の窓関数乗算処理部とを備えていることを特徴とする請求項3記載のレーダ装置。
- [請求項5] 前記パルス圧縮部は、
前記受信機から出力された受信信号をフーリエ変換して、前記受信信号の周波数スペクトルを求めるフーリエ変換部と、
前記受信信号の周波数スペクトルにおけるサブバンド別に、前記搬送周波数から決まるパルス圧縮用のリファレンスを生成するリファレ

ンス生成部と、

前記フーリエ変換部により求められた周波数スペクトルにおける複数のサブバンドのスペクトル成分のうち、1つのサブバンドにおけるスペクトル成分と前記リファレンス生成部により生成された前記1つのサブバンドのリファレンスとのスペクトル積を算出する複数のスペクトル積算出部と、

前記スペクトル積算出部により算出されたスペクトル積を逆フーリエ変換する複数の逆フーリエ変換部と、

前記ビーム指向角にしたがって前記複数の逆フーリエ変換部による逆フーリエ変換結果を合成し、前記合成した逆フーリエ変換結果を前記受信ビームとして出力する受信ビーム出力部とを備えていることを特徴とする請求項1記載のレーダ装置。

[請求項6]

前記リファレンス生成部は、

送信パルスのレプリカに対して、前記搬送周波数にしたがって複数のオフセットをそれぞれ与えることで、周波数が異なる複数のリファレンスを取得する周波数オフセット部と、

前記周波数オフセット部により得られた複数のリファレンスを合成するリファレンス合成部と、

前記リファレンス合成部により合成されたリファレンスの周波数スペクトルを算出する周波数スペクトル算出部と、

前記周波数スペクトル算出部により算出された周波数スペクトルにおける複数のサブバンドのスペクトル成分のうち、1つのサブバンドにおけるスペクトル成分に対して窓関数を乗算し、窓関数乗算後の周波数スペクトルを前記1つのサブバンドのリファレンスとして出力する複数の窓関数乗算部とを備えていることを特徴とする請求項5記載のレーダ装置。

[請求項7]

前記窓関数乗算部は、

前記周波数スペクトル算出部により算出された周波数スペクトルに

における複数のサブバンドのスペクトル成分のうち、1つのサブバンドにおけるスペクトル成分に対して、当該サブバンドに対応する窓関数を乗算する第1の窓関数乗算処理部と、

前記周波数スペクトル算出部により算出された周波数スペクトルに対して、当該周波数スペクトルの全体に対応する窓関数を乗算する第2の窓関数乗算処理部とを備えていることを特徴とする請求項6記載のレーダ装置。

[請求項8]

前記リファレンス生成部は、

送信パルスのレプリカに対して、前記搬送周波数にしたがって複数のオフセットをそれぞれ与えることで、周波数が異なる複数のリファレンスを得る周波数オフセット部と、

前記周波数オフセット部により得られた複数のリファレンスのうち、1つのリファレンスの周波数スペクトルを算出する複数の周波数スペクトル算出部と、

前記周波数スペクトル算出部により算出された周波数スペクトルにおける複数のサブバンドのスペクトル成分のうち、1つのサブバンドにおけるスペクトル成分に対して窓関数を乗算し、窓関数乗算後の周波数スペクトルを前記1つのサブバンドのリファレンスとして出力する複数の窓関数乗算部とを備えていることを特徴とする請求項5記載のレーダ装置。

[請求項9]

前記窓関数乗算部は、

前記周波数スペクトル算出部により算出された周波数スペクトルにおける複数のサブバンドのスペクトル成分のうち、1つのサブバンドにおけるスペクトル成分に対して、当該サブバンドに対応する窓関数を乗算する第1の窓関数乗算処理部と、

前記周波数スペクトル算出部により算出された周波数スペクトルに対して、当該周波数スペクトルの全体に対応する窓関数を乗算する第2の窓関数乗算処理部とを備えていることを特徴とする請求項8記載

のレーダ装置。

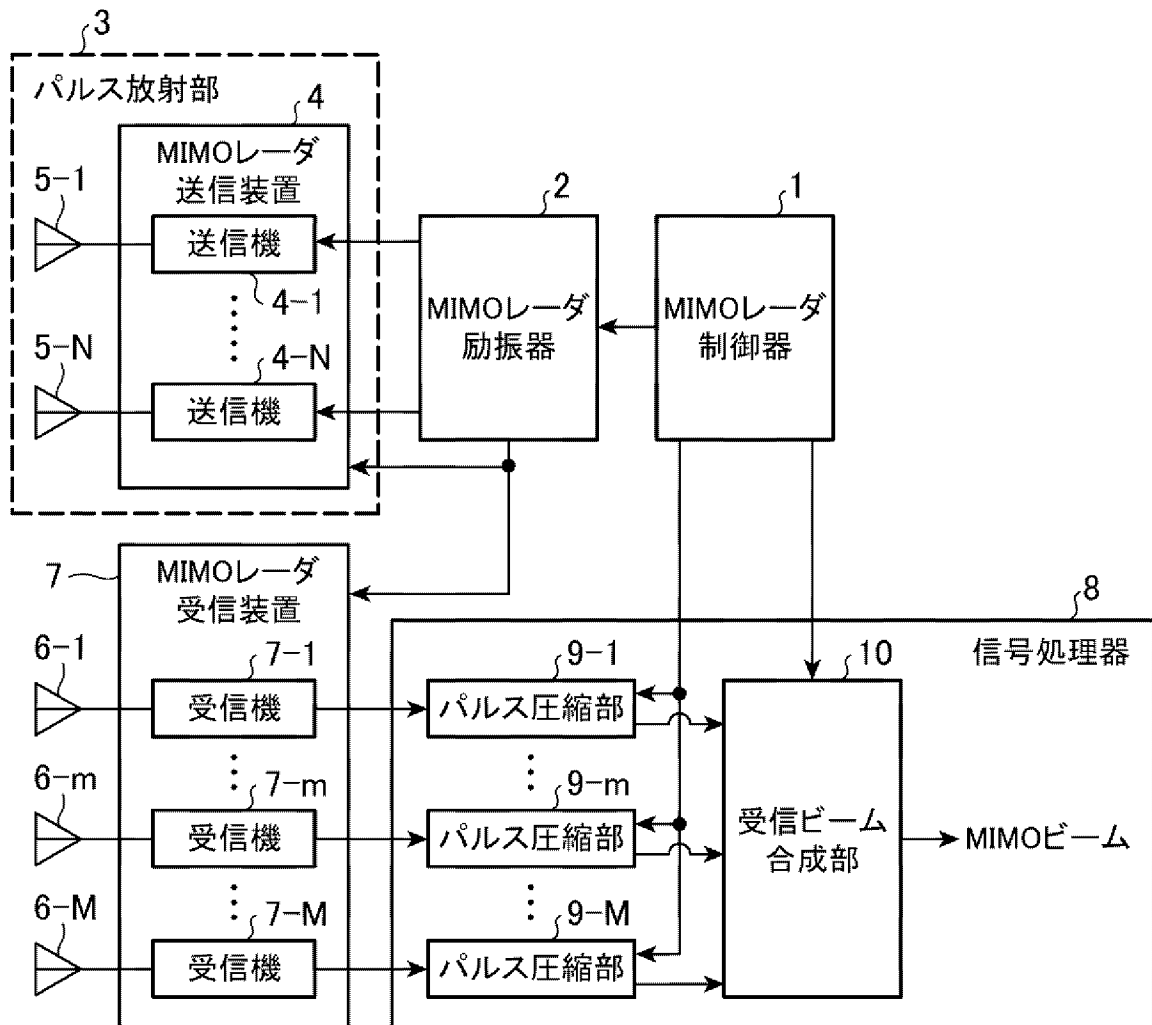
[請求項10] 前記パルス放射部から放射される送信パルスのパルス繰返し周期毎に、前記受信機から出力された受信信号を複数回サンプリングして、前記受信信号のドップラスペクトルを求めるパルスドップラフィルタと、

前記パルスドップラフィルタにより求められたドップラスペクトルにおける複数のドップラスペクトル成分のうち、いずれかのドップラスペクトル成分による前記受信信号のドップラ補償を実施し、ドップラ補償後の受信信号を前記パルス圧縮部へ出力する複数のドップラ補償部とを備えたことを特徴とする請求項1記載のレーダ装置。

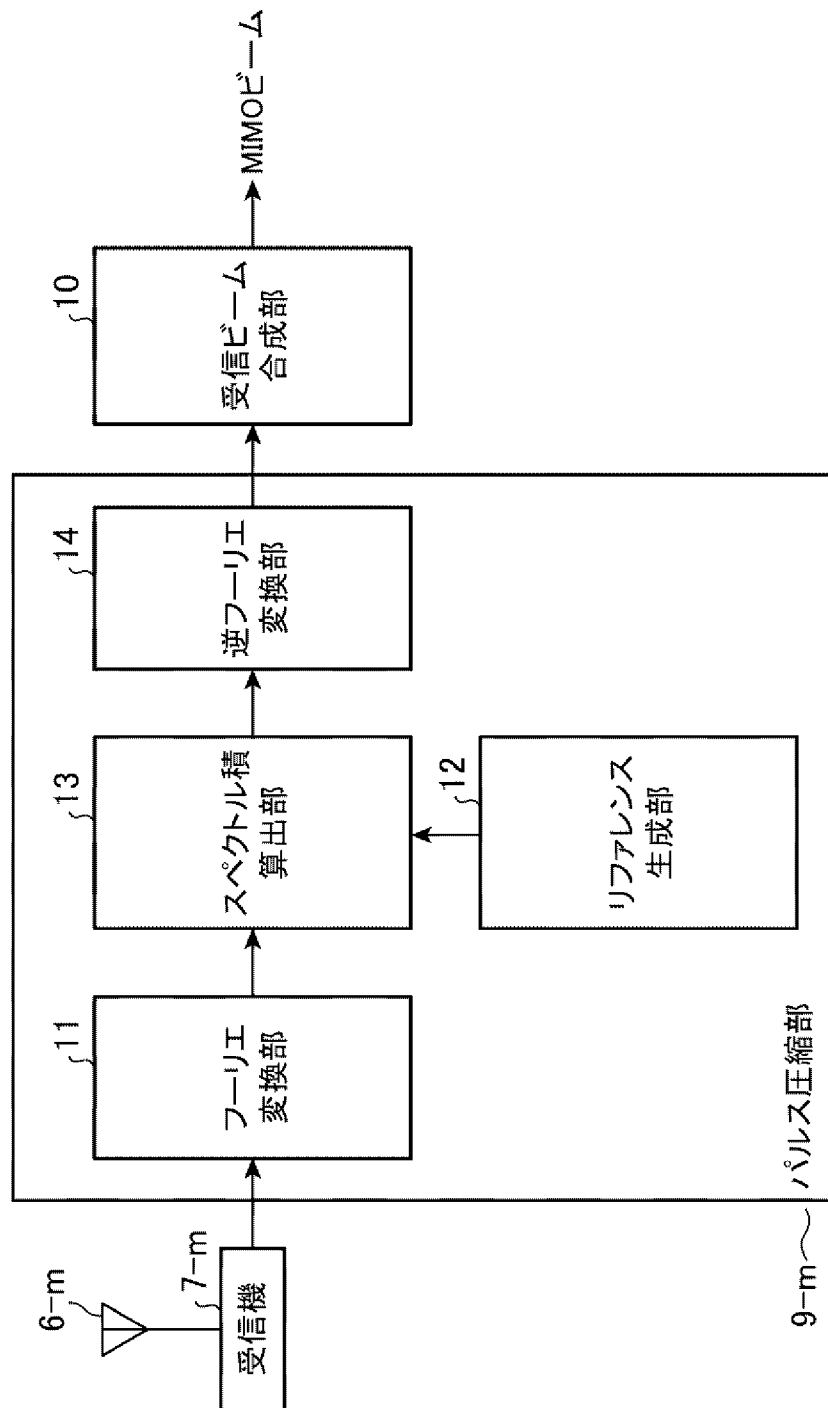
[請求項11] 前記パルス放射部は、搬送周波数が異なる複数の送信パルスとして、複素線形周波数変調が施されているパルスを空間に放射することを特徴とする請求項1記載のレーダ装置。

[請求項12] 前記パルス放射部は、搬送周波数が異なる複数の送信パルスとして、非線形周波数変調が施されているパルスを空間に放射することを特徴とする請求項1記載のレーダ装置。

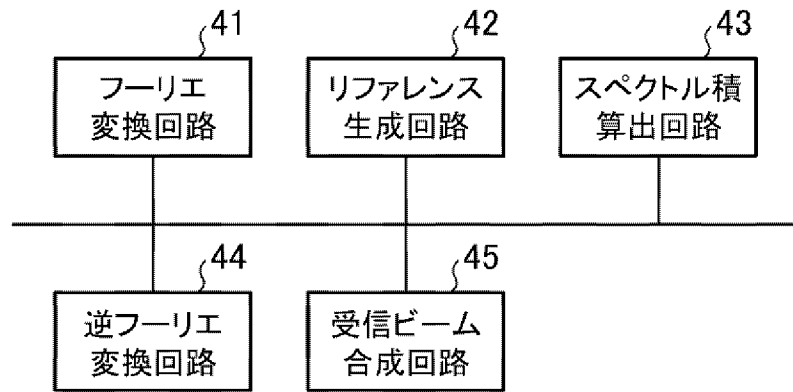
[図1]



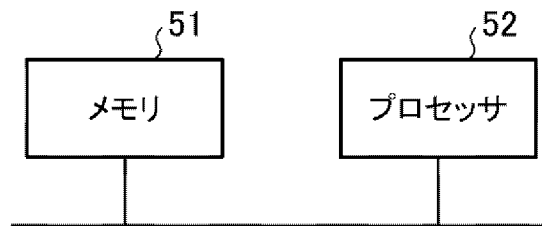
[図2]



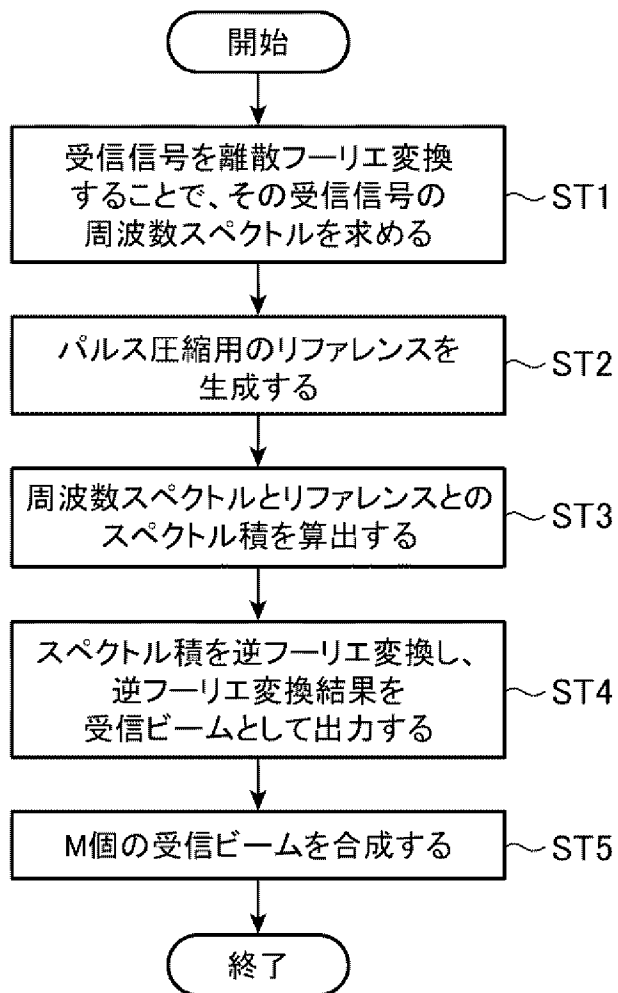
[図3]



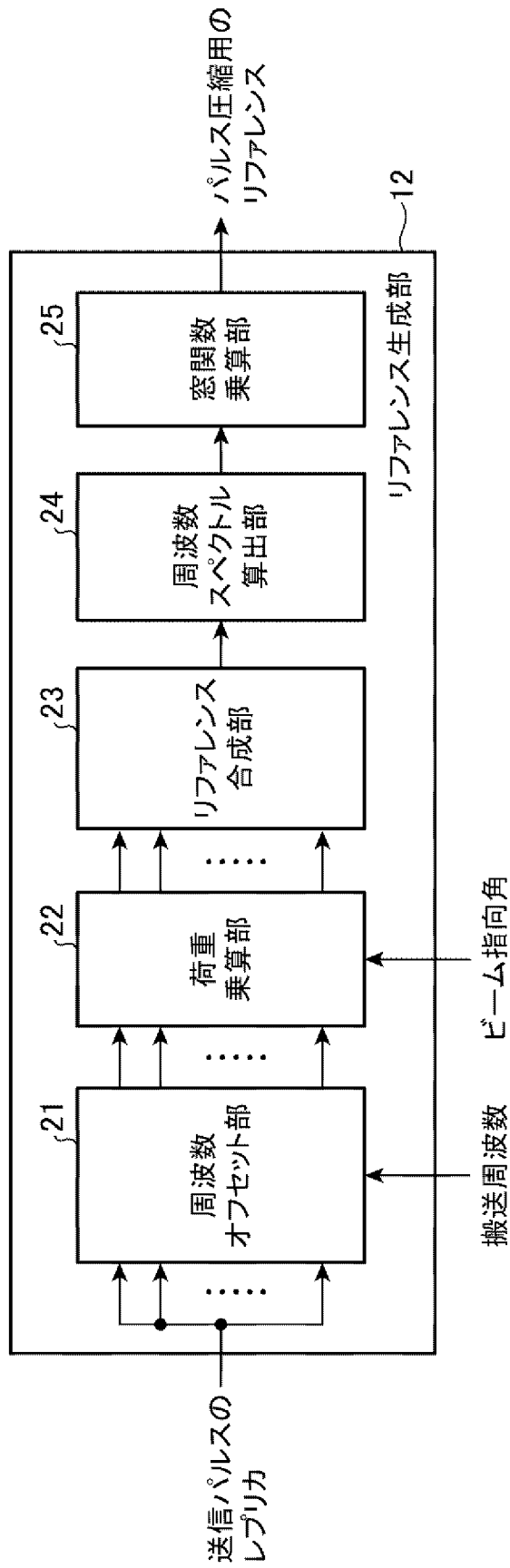
[図4]



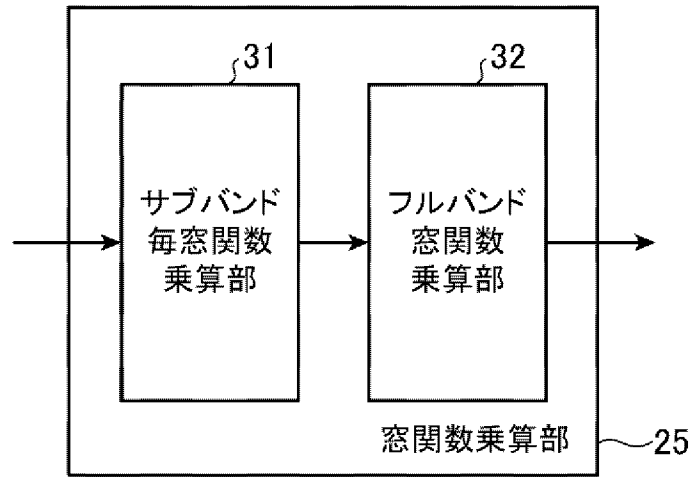
[図5]



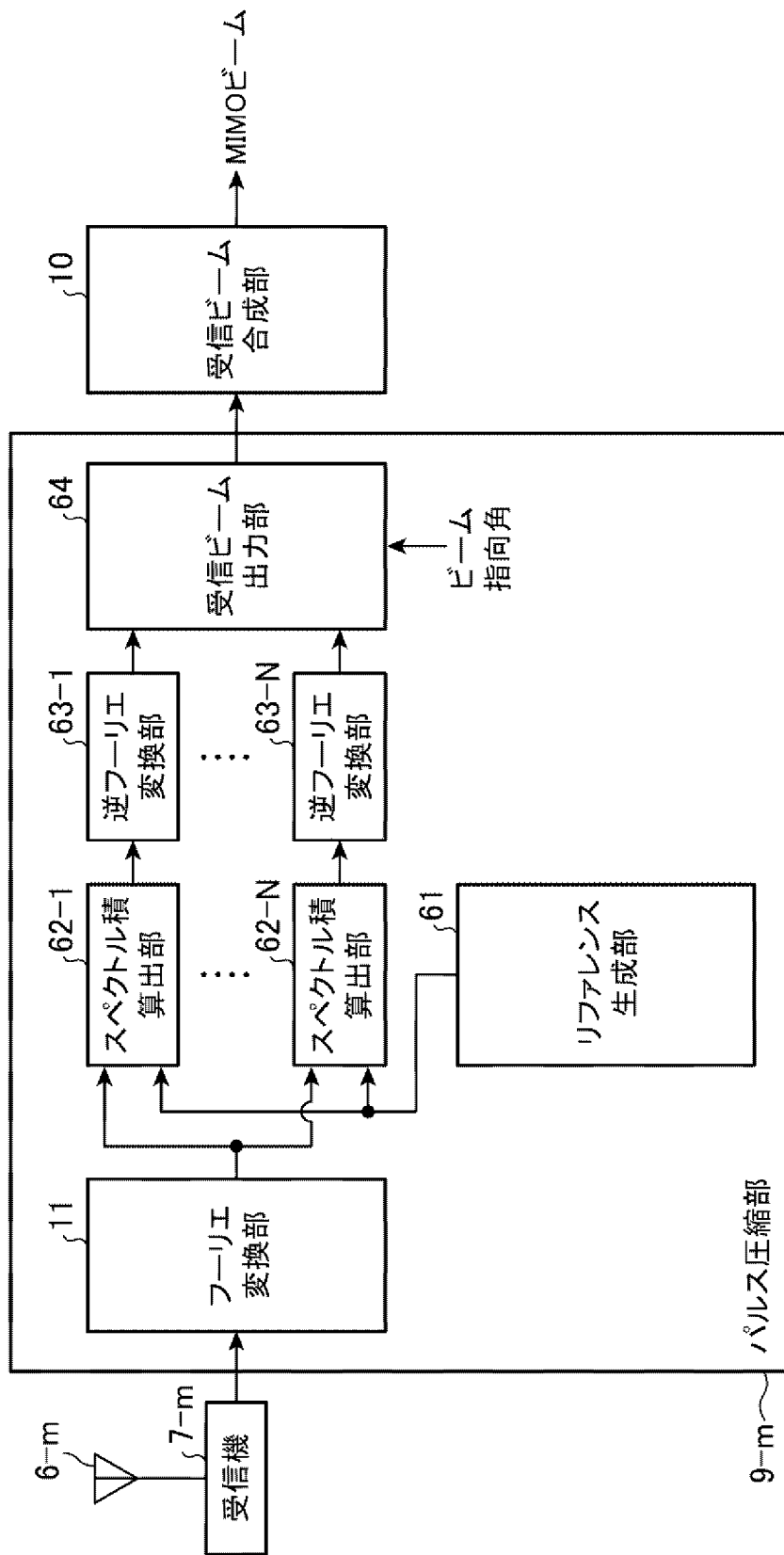
[図6]



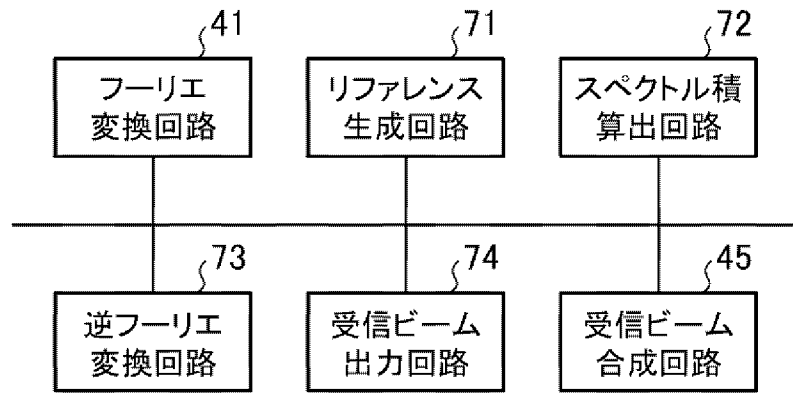
[図7]



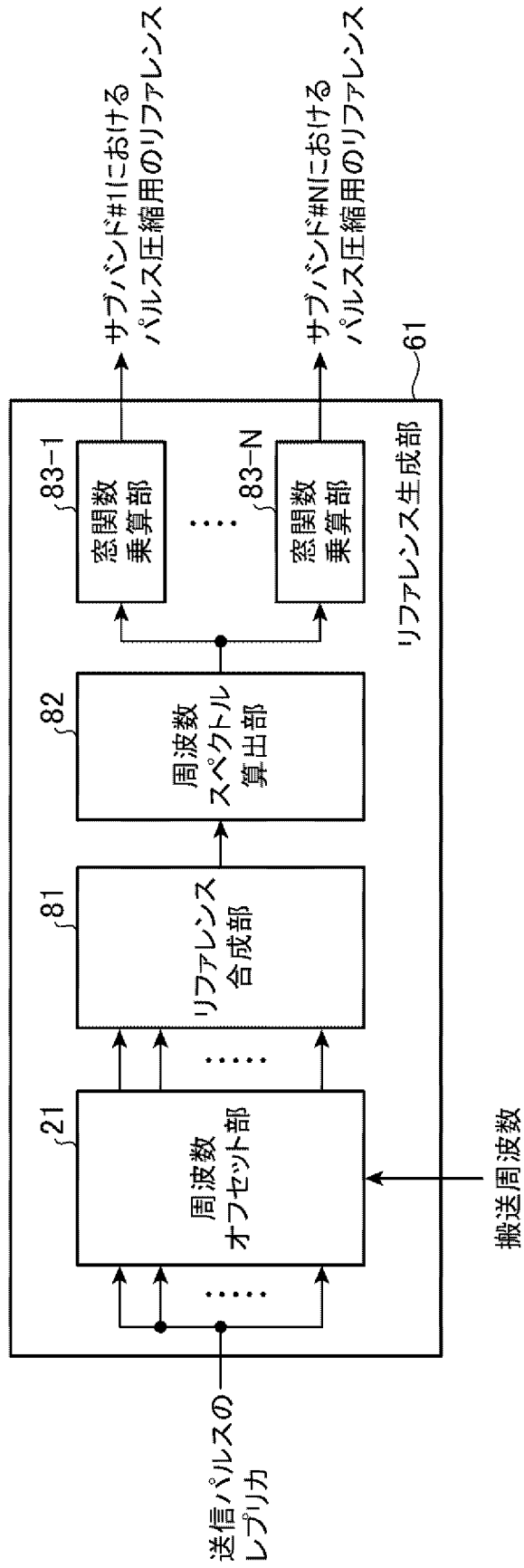
[図8]



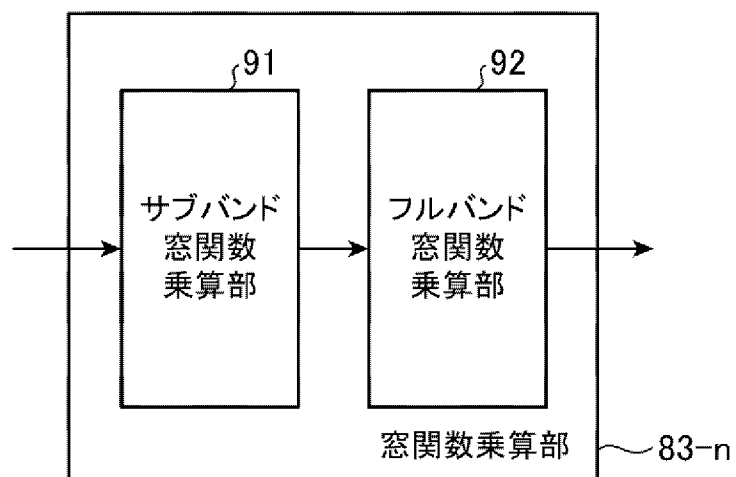
[図9]



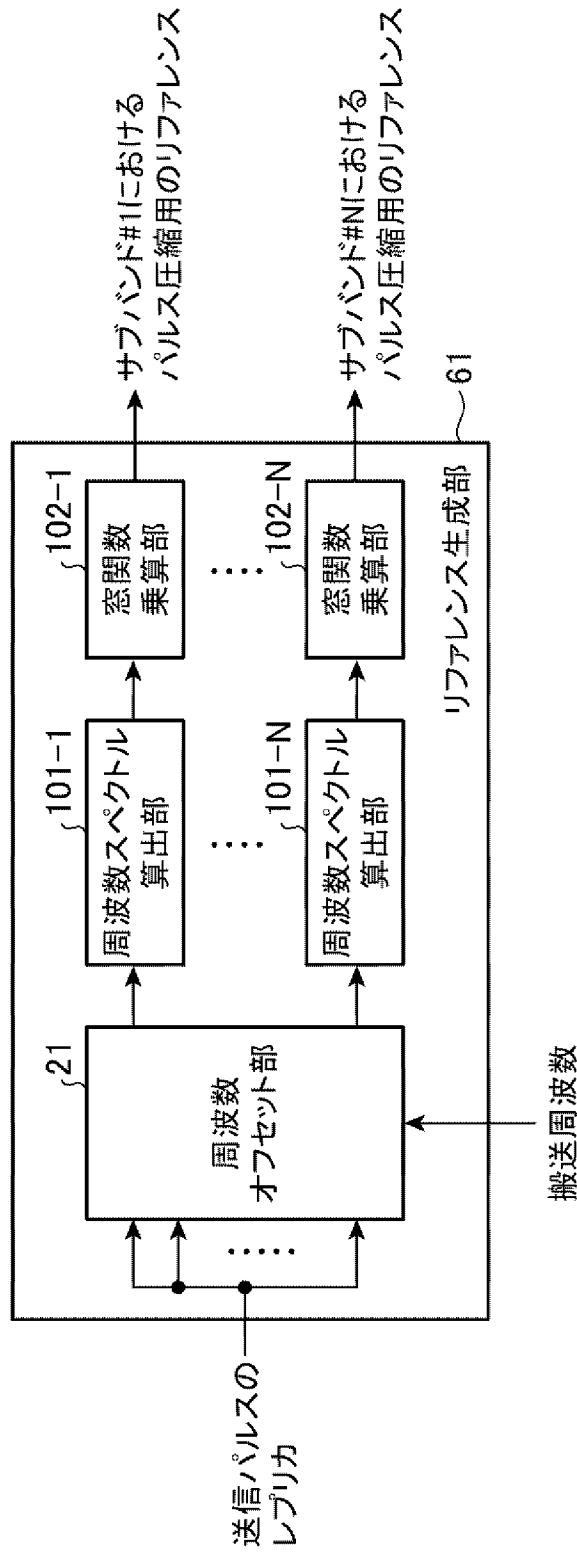
[図10]



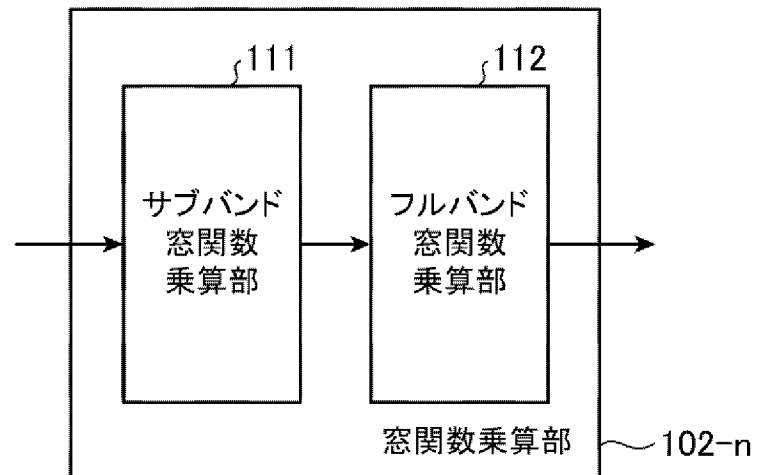
[図11]



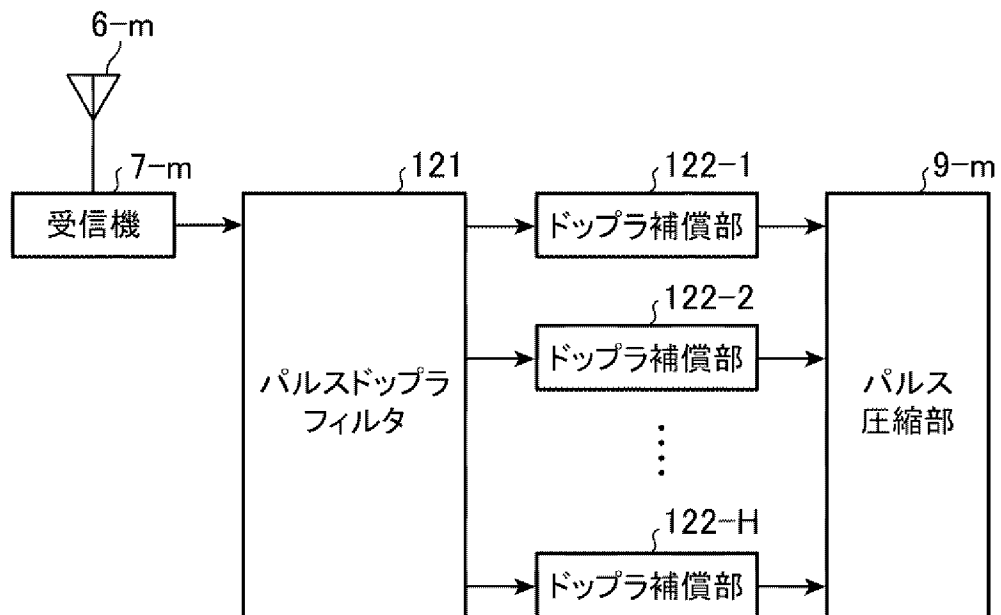
[図12]



[図13]



[図14]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2016/062247

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER G01S13/46(2006.01) i		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) G01S7/00-G01S7/42, G01S7/52-G01S7/64, G01S13/00-G01S13/95, G01S15/00-G01S15/96		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2016 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2016 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2016		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2016-50778 A (Japan Radio Co., Ltd.), 11 April 2016 (11.04.2016), entire text; all drawings & WO 2016/031882 A1	1-12
A	US 2016/0018512 A1 (WUHAN UNIVERSITY), 21 January 2016 (21.01.2016), entire text; all drawings & WO 2014/201795 A1 & CN 103308892 A	1-12
A	JP 2015-25668 A (Mitsubishi Electric Corp.), 05 February 2015 (05.02.2015), entire text; all drawings (Family: none)	1-12
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 06 July 2016 (06.07.16)		Date of mailing of the international search report 19 July 2016 (19.07.16)
Name and mailing address of the ISA/ Japan Patent Office 3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915, Japan		Authorized officer Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2016/062247

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2012-68224 A (Toshiba Corp.), 05 April 2012 (05.04.2012), entire text; all drawings (Family: none)	1-12

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） Int.Cl. G01S13/46(2006.01)i		
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC）） Int.Cl. G01S7/00-G01S7/42, G01S7/52-G01S7/64, G01S13/00-G01S13/95, G01S15/00-G01S15/96		
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの 日本国実用新案公報 1922-1996年 日本国公開実用新案公報 1971-2016年 日本国実用新案登録公報 1996-2016年 日本国登録実用新案公報 1994-2016年		
国際調査で利用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）		
C. 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2016-50778 A (日本無線株式会社) 2016.04.11, 全文, 全図 & WO 2016/031882 A1	1-12
A	US 2016/0018512 A1 (WUHAN UNIVERSITY) 2016.01.21, 全文, 全図 & WO 2014/201795 A1 & CN 103308892 A	1-12
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。		
* 引用文献のカテゴリー 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す） 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願日の後に公表された文献 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」同一パテントファミリー文献		
国際調査を完了した日 06.07.2016	国際調査報告の発送日 19.07.2016	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（ISA/J P） 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	特許庁審査官（権限のある職員） 三田村 陽平 電話番号 03-3581-1101 内線 3216	2S 6001

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリ*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2015-25668 A (三菱電機株式会社) 2015. 02. 05, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-12
A	JP 2012-68224 A (株式会社東芝) 2012. 04. 05, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-12