

(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
2014 年 9 月 25 日(25.09.2014)



(10) 国際公開番号
WO 2014/147941 A1

- (51) 国際特許分類:
G01S 7/282 (2006.01) **G01S 13/28** (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2014/000598
- (22) 国際出願日: 2014 年 2 月 4 日(04.02.2014)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2013-058611 2013 年 3 月 21 日(21.03.2013) JP
- (71) 出願人: パナソニック株式会社 (PANASONIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真 1 〇 〇 6 番地 Osaka (JP).
- (72) 発明者: 森田 忠士(MORITA, Tadashi). 岸上 高明(KISHIGAMI, Takaaki).
- (74) 代理人: 橋本 公秀, 外(HASHIMOTO, Kimihide et al.); 〒1050003 東京都港区西新橋一丁目 7 番 1 3 号 虎ノ門イーストビルディング 1 〇 階 栄光特許事務所 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, LT, LU, LY, MA, MD, ME, 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.

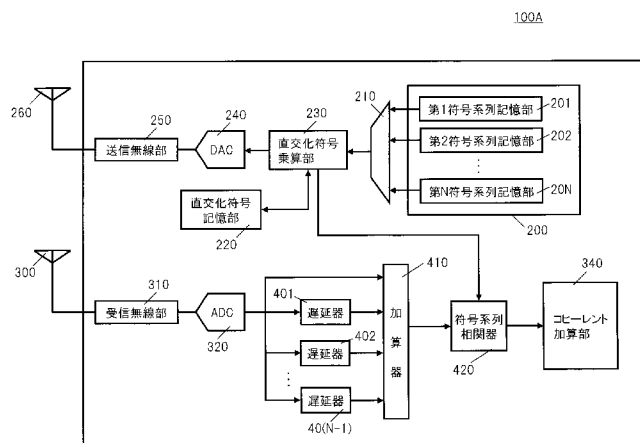
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM,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

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

(54) Title: RADAR DEVICE

(54) 発明の名称: レーダ装置



- 201 First code sequence memory unit
202 Second code sequence memory unit
20N Nth code sequence memory unit
220 Orthogonalization code memory unit
230 Orthogonalization code multiplication unit
250 Radio transmission unit
310 Radio reception unit
340 Coherent addition unit
401, 402, 40(N-1) Delay element
410 Adder
420 Code sequence correlator

(57) Abstract: To generate N transmission pulses (where N is an integer greater than or equal to 2) from N types of transmission code sequences and N × M types of orthogonalization code sequences (where M is an integer greater than or equal to 2), each transmission period, a transmission signal generation unit multiplies each of the transmission codes of N types of transmission code sequences by N orthogonalization codes selected from among the N × M types of orthogonalization code sequences. Within a transmission period, a radio transmission unit converts the N transmission pulses to a high-frequency signal and transmits the signal from a transmission antenna. The N × M types of orthogonalization code sequences are code sequences that satisfy a prescribed equation within M transmission periods.

(57) 要約: 送信信号生成部は、N 種類 (N: 2 以上の整数) の送信符号系列及び N × M 種類 (M: 2 以上の整数) の直交化符号系列から、送信周期毎に、N 種類の送信符号系列の各送信符号と、N × M 種類の直交化符号系列のうち選択された N 個の直交化符号とを乗算して N 個の送信パルスを生成する。送信無線部は、1 送信周期内に、N 個の送信パルスを高周波信号に変換して送信アンテナから送信する。N × M 種類の直交化符号系列は、M 個の送

信周期において所定の数式を満たす符号系列である。

WO 2014/147941 A1

明 細 書

発明の名称：レーダ装置

技術分野

[0001] 本開示は、高周波の送信パルスを送信するレーダ装置に関する。

背景技術

[0002] レーダ装置は、高周波（例えばマイクロ波、ミリ波）の送信パルスを送信周期毎に測定地点から空間に送信し、ターゲットに反射された反射波信号を受信し、測定地点とターゲットとの距離、方向のうち、少なくとも1つを測定する。

[0003] 測定地点とターゲットとの距離を測定する測距装置に関する先行技術として、例えば1つの送信周期内に異なる符号系列を用いた複数の送信パルス信号（以下、「送信パルス」）を送信することで、ターゲットにより反射された反射パルス信号（以下、「受信パルス」という）の受信S N R（Signal to Noise Ratio）を向上する測距装置が知られている（例えば特許文献1 参照）。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：日本国特許第2 6 7 5 6 8 3 号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] 本発明者らは、高周波（例えばミリ波）の送信パルスを送信するレーダ装置を検討した。しかし、特許文献1では、1つの送信周期内に異なる符号系列を用いた複数の送信パルスが時間的に重複して送信されるので、送信系統の構成が複雑となり、更に、送信パルス間に干渉が生じ、高い受信S N Rを得ることが困難であった。

[0006] 本開示は、上述した課題を解決するために、簡易な構成によって、送信パルス間の干渉を抑圧して高い受信S N Rを得るレーダ装置を提供することを

目的とする。

課題を解決するための手段

[0007] 本開示は、 N 種類（ N ：2以上の整数）の送信符号系列及び $N \times M$ 種類（ M ：2以上の整数）の直交化符号系列から、送信周期毎に、前記 N 種類の送信符号系列の各送信符号と、前記 $N \times M$ 種類の直交化符号系列のうち選択された N 個の直交化符号とを乗算した N 個の送信パルスを生成する送信信号生成部と、1送信周期内に、前記 N 個の送信パルスを高周波信号に変換して送信アンテナから送信する送信無線部と、を含み、前記 $N \times M$ 種類の直交化符号系列は、 M 個の送信周期において所定の数式を満たす符号系列であり、前記所定の数式において、 C_{NM} は、第 M 番目の送信周期において、第 N 番目の送信符号に乗算される直交化符号である、レーダ装置である。

発明の効果

[0008] 本開示によれば、簡易な構成によって、送信パルス間の干渉を抑圧でき、高い受信S/Nが得られる。

図面の簡単な説明

[0009] [図1]第1の実施形態のレーダ装置の内部構成を示すブロック図

[図2]第1の実施形態のレーダ装置における送信周期毎の送信パルス、セレクト出力、直交化符号、第1符号系列相関器～第 N 符号系列相関器の各相関演算期間を示す図

[図3]例えば第1符号系列を用いた送信パルスと干渉する可能性のある送信パルスの説明図

[図4]（A）第1の実施形態のレーダ装置における第1符号系列相関器の構成図、（B）第1の実施形態のレーダ装置における第2符号系列相関器の構成図

[図5]例えば16回分の送信周期における第1符号系列相関器の出力と、コヒーレント加算結果とを説明するための模式図

[図6]第2の実施形態のレーダ装置の内部構成を示すブロック図

[図7]例えば $N=2$ での第2の実施形態のレーダ装置における相関器の構成図

[図8]第3の実施形態のレーダ装置の内部構成を示すブロック図

[図9]第3の実施形態のレーダ装置における送信パルスの送信タイミングの間隔の一例を示す図

[図10]第3の実施形態のレーダ装置におけるコヒーレント加算結果を示す図

[図11]第4の実施形態のレーダ装置の内部構成を示すブロック図

[図12]第4の実施形態のレーダ装置における送信ビームの説明図

[図13]例えば $N = 2$ での第4の実施形態のレーダ装置における送信パルス、ビーム方向、第1符号系列相関器及び第2符号系列相関器の各相関演算期間を示す図

[図14]第1の実施形態の変形例のレーダ装置の内部構成を示すブロック図

[図15]第1の実施形態の変形例のレーダ装置の各送信系統から送信パルスを送信するタイムチャートの一例を示す図

[図16]第5の実施形態のレーダ装置の内部構成を示すブロック図

発明を実施するための形態

[0010] 以下、本開示に係るレーダ装置の各実施形態について、図面を参照して説明する。

[0011] (第1の実施形態)

本実施形態のレーダ装置100は、1送信周期 T 内に、 N 個の異なる送信符号と後述する直交化符号とを乗算して N 個の送信パルスを順次生成し、各送信パルスを高周波信号に変換して送信アンテナから送信する。レーダ装置100は、 M 回の送信周期 T 毎に、 $N \times M$ 個の高周波信号に変換された送信パルスの送信を繰り返す。なお、以後は、高周波信号に変換された送信パルスについても、送信パルスと記載する。

[0012] 更に、レーダ装置100は、1送信周期内に、 N 個の送信パルスがターゲットにより反射された N 個の高周波の反射波信号を順次受信し、 N 個の送信パルスと随時受信された N 個の反射波信号がベースバンドにダウンコンバートされた受信信号（以下、「受信パルス」という）との N 個の相関値を演算する。レーダ装置100は、 M 回の送信周期にわたって演算された $N \times M$ 個

の相関値を基に、レーダ装置１００とターゲットとの間の距離を測定（測距）する。

[0013] N, Mは２以上の整数である。送信周期は、レーダ装置１００が測距可能な距離（例えば５０ｍ）を想定して既定された固定値である。また、以下の各実施形態では、送信パルスの送信タイミングから受信タイミングまでの期間は送信周期を超えない場合を想定する。

[0014] 図１は、第１の実施形態のレーダ装置１００の内部構成を示すブロック図である。図１に示すレーダ装置１００は、符号系列記憶部２００と、セクタ２１０と、直交化符号記憶部２２０と、直交化符号乗算部２３０と、ＤＡＣ（Digital Analog Converter）２４０と、送信アンテナ２６０が接続された送信無線部（送信ＲＦ部）２５０と、受信アンテナ３００が接続された受信無線部（受信ＲＦ部）３１０と、ＡＤＣ（Analog Digital Converter）３２０と、符号系列相関器３３０と、コヒーレント加算部３４０とを含む。

[0015] 送信符号記憶部としての符号系列記憶部２００は、第１符号系列記憶部２０１、第２符号系列記憶部２０２～第Ｎ符号系列記憶部２０Ｎを含み、Ｎ種類の異なる送信符号系列を格納する。相関演算部としての符号系列相関器３３０は、第１符号系列相関器３３１、第２符号系列相関器３３２～第Ｎ符号系列相関器３３Ｎを含み、送信符号系列の種類と同数のＮ種類の異なる相関器を有する。

[0016] なお、少なくとも符号系列記憶部２００と、セクタ２１０と、直交化符号記憶部２２０と、直交化符号乗算部２３０とを用いて、本実施形態のレーダ装置１００における送信信号生成部が構成できる。

[0017] 第１符号系列記憶部２０１は、レーダ装置１００が送信パルス生成するために用いる第１番目の送信符号系列（以下、「第１符号系列」という） A_n を格納し、送信符号系列 A_n をセクタ２１０に出力する。 n は、送信パルスの送信周期の序数を表し、１～ M の範囲の整数であり、以下同様である。

[0018] 第２符号系列記憶部２０２は、レーダ装置１００が送信パルス生成する

ために用いる第2番目の送信符号系列（以下、「第2符号系列」という） B_n を格納し、送信符号系列 B_n をセクタ210に出力する。

[0019] 同様に、第N符号系列記憶部20Nは、レーダ装置100が送信パルスを生成するために用いる第N番目の送信符号系列（以下、「第N符号系列」という） D_n を格納し、送信符号系列 D_n をセクタ210に出力する。

[0020] 各送信符号系列 A_n , $B_n \sim D_n$ は、異なる符号系列であるが、任意の符号系列でも良いし、例えば公知のM系列、Gold符号系列、Golay符号系列、相補符号系列又はスパン符号系列を含むパルス符号系列でも良い。更に、送信符号系列は、上述したパルス符号系列に限定されず、例えば送信期間 T_w において周波数が連続的に変化するチャープ信号を用いても良い。チャープ信号は、1個の送信周期において同一のチャープ信号を用いても良いし、異なるチャープ信号を用いても良い。また、同一のチャープ信号を送信符号系列として用いる場合には、図1に示す符号系列記憶部200には、1個のチャープ信号を記憶する符号系列記憶部が設けられれば良い。複数個のチャープ信号を送信符号系列として用いる場合には、図1に示す符号系列記憶部200には、チャープ信号の種類と同数の符号系列記憶部が設けられれば良い。

[0021] なお、 $N=4$ 、 $M=16$ では、

第1符号系列 A_n は、(A_1 , A_2 , A_3 , $A_4 \sim A_{16}$)、

第2符号系列 B_n は、(B_1 , B_2 , B_3 , $B_4 \sim B_{16}$)、

第3符号系列 C_n は、(C_1 , C_2 , C_3 , $C_4 \sim C_{16}$)、

第4符号系列 D_n は、(D_1 , D_2 , D_3 , $D_4 \sim D_{16}$)、

となる。なお、各符号系列間には有相関でも無相関でも良いが、無相関であれば後述する送信パルス間の干渉を一層抑圧できる。

[0022] また、 $N=4$ 、 $M=16$ において、各送信符号系列が相補符号系列である場合には、

第1符号系列 (A_n, B_n) は、($A_1, B_1, A_2, B_2 \sim A_8, B_8$)

、

第2符号系列 (C_n, D_n) は、($C_1, D_1, C_2, D_2 \sim C_8, D_8$)

、

第3符号系列 (E_n, F_n) は、($E_1, F_1, E_2, F_2 \sim E_8, F_8$)

、

第4符号系列 (G_n, H_n) は、($G_1, H_1, G_2, H_2 \sim G_8, H_8$)

、

となる。 (A_n, B_n) 、 (C_n, D_n) 、 (E_n, F_n) 及び (G_n, H_n) は互いに相補符号系列である。また、 A_n と C_n と E_n と G_n との間、更に、 B_n と D_n と F_n と H_n との間は、有相関でも無相関でも良いが、無相関であれば後述する送信パルス間の干渉を一層抑圧できる。

[0023] 以下、説明を簡単にするために、 $N=4$ 、 $M=16$ とし、

第1符号系列記憶部201が格納する第1符号系列 (A_n, B_n) は、

(A, B, A, B, A, B, A, B)

第2符号系列記憶部202が格納する第2符号系列 (C_n, D_n) は、

(C, D, C, D, C, D, C, D)

第3符号系列記憶部203 (不図示) が格納する第3符号系列 (E_n, F_n) は、

(E, F, E, F, E, F, E, F)

第 $N (=4)$ 符号系列記憶部20 $N (=4)$ が格納する第 $N (=4)$ 符号系列 (G_n, H_n) は、

(G, H, G, H, G, H, G, H) とする。即ち、送信符号系列 ($A_n, B_n, C_n, D_n, E_n, F_n, G_n, H_n$) は、送信パルスの送信周期に拘わらず、全て同一の送信符号系列 (A, B, C, D, E, F, G, H) が

用いられる。

[0024] 更に、各送信符号系列（A, B, C, D, E, F, G, H）として、

送信符号 A = [- 1, - 1, - 1, 1]、

送信符号 B = [- 1, - 1, 1, - 1]、

送信符号 C = [- 1, 1, 1, 1]、

送信符号 D = [1, 1, - 1, 1]、

送信符号 E = [1, - 1, - 1, - 1]、

送信符号 F = [- 1, 1, - 1, - 1]、

送信符号 G = [1, 1, 1, - 1]、

送信符号 H = [1, - 1, 1, 1]、

を用いる。即ち、送信符号 A と送信符号 B、送信符号 C と送信符号 D、送信符号 E と送信符号 F、送信符号 G と送信符号 H は、それぞれ相補符号である。

[0025] セレクタ 210 は、第 1 符号系列記憶部 201 ~ 第 N 符号系列記憶部 20N が格納する各送信符号系列のうち、1 送信周期内に、所定の順序に従って送信符号を N 個選択し、N 個の送信符号を順次、直交化符号乗算部 230 に出力する（図 2 参照）。図 2 は、第 1 の実施形態のレーダ装置 100 における送信周期毎の送信パルス、セレクタ出力、直交化符号、第 1 符号系列関連器 ~ 第 N 符号系列関連器の各関連演算期間を示す図である。

[0026] 例えば、セレクタ 210 は、図 2 に示す最左端（第 1 番目）の送信周期では、第 1 符号系列記憶部 201 の送信符号系列 A、第 2 符号系列記憶部 202 の送信符号系列 C ~ 第 N 符号系列記憶部 20N の送信符号系列 G の順に選択する。同様に、セレクタ 210 は、第 2 番目の送信周期では、第 1 符号系列記憶部 201 の送信符号系列 B、第 2 符号系列記憶部 202 の送信符号系列 D ~ 第 N 符号系列記憶部 20N の送信符号系列 H の順に選択する。

[0027] セレクタ 210 は、各送信符号系列が相補符号系列である場合、図 2 に示

す第3番目の送信周期以降では、第1番目及び第2番目の各送信周期において選択した各送信符号系列の組を同様に繰り返して選択して直交化符号乗算部230に出力する。

[0028] 直交化符号記憶部220は、 $N \times M$ 個の直交化符号を含む直交化符号系列($C_{11} \sim C_{NM}$)を格納する。 C_{NM} は、第M番目の送信周期内において、セクタ210が選択した第N番目の送信符号系列に乗算される直交化符号である。直交化符号系列($C_{11} \sim C_{NM}$)は、レーダ装置100が1送信周期内にN個の送信パルスを順次送信した場合に、送信パルス間の干渉を抑圧するために設けられた符号系列である。

[0029] 直交化符号乗算部230は、1送信周期内に、セクタ210が順次選択したN個の送信符号と直交化符号記憶部220から読み出したN個の直交化符号とを乗算処理してN個の送信パルスを順次生成し、N個の送信パルスをDAC240及び符号系列相関器330に出力する。

[0030] 例えば、直交化符号乗算部230は、図2に示す第1番目の送信周期では、直交化符号 C_{11} 、 $C_{21} \sim C_{N1}$ を直交化符号記憶部220から順次読み出す。直交化符号乗算部230は、第1番目のセクタ出力(送信符号A)と直交化符号 C_{11} とを乗算して送信パルス P_{11} を生成し、第2番目のセクタ出力(送信符号C)と直交化符号 C_{21} とを乗算して送信パルス P_{21} を生成する。直交化符号乗算部230は、同様に乗算処理を繰り返し、第N番目のセクタ出力(送信符号G)と直交化符号 C_{N1} とを乗算して送信パルス P_{N1} を生成する。

[0031] ここで、本実施形態のレーダ装置100に用いられる $N \times M$ 個の直交化符号系列($C_{11} \sim C_{NM}$)について、図3を参照して説明する。図3は、例えば第1符号系列を用いた送信パルスと干渉する可能性のある送信パルスの説明図である。

[0032] 例えば、図3に示す第1番目の送信周期の第1番目に送信される送信パルス P_{11} に着目する。送信パルス P_{11} と干渉する可能性のある送信パルスは、送信パルス P_{11} の符号を後述する相関係数とする第1符号系列相関器

331の相関演算期間 T_{p11} に受信される送信パルスである。即ち、第1符号系列相関器331の相関演算期間 T_{p11} と一部重複する相関演算期間を有する符号系列相関器が相関係数として用いる送信パルスは、送信パルス P_{11} と干渉する可能性がある。

[0033] 具体的には、送信パルス P_{11} と干渉する可能性がある送信パルスは、送信パルス P_{11} 自身と、送信パルス P_{11} が送信された後に送信される送信パルス P_{21} , $P_{31} \sim P_{N1}$ と、送信パルス P_{11} が送信される前に送信された送信パルス P_{2M} , $P_{3M} \sim P_{NM}$ との合計 $2N-1$ ($= 1 + 2(N-1)$)個である。

[0034] 従って、M回の送信周期T毎において、送信タイミング T_{t1} において送信される第1符号系列が用いられる送信パルス P_{11} , $P_{12} \sim P_{1M}$ と、同じ送信周期Tの送信タイミング T_{t2} において送信される第2符号系列が用いられる送信パルス P_{21} , $P_{22} \sim P_{2M}$ との間の干渉を抑圧するためには、直交化符号に関して、内積がゼロとなる数式(1)が成立する。

[0035] [数1]

$$C_{11} \cdot C_{21} + C_{12} \cdot C_{22} + C_{13} \cdot C_{23} + \sim + C_{1M} \cdot C_{2M} = 0 \dots(1)$$

[0036] また、M回の送信周期T毎において、送信タイミング T_{t1} において送信される第1符号系列が用いられる送信パルス P_{11} , $P_{12} \sim P_{1M}$ と、同じ送信周期Tの送信タイミング T_{t3} において送信される第3符号系列が用いられる送信パルス P_{31} , $P_{32} \sim P_{3M}$ との間の干渉を抑圧するためには、直交化符号に関して、内積がゼロとなる数式(2)が成立する。

[0037] [数2]

$$C_{11} \cdot C_{31} + C_{12} \cdot C_{32} + C_{13} \cdot C_{33} + \sim + C_{1M} \cdot C_{3M} = 0 \dots(2)$$

[0038] 同様に、M回の送信周期T毎において、送信タイミング T_{t1} において送信される第1符号系列が用いられる送信パルス P_{11} , $P_{12} \sim P_{1M}$ と、同じ送信周期Tの送信タイミング T_{tn} において送信される第N符号系列が用いられる送信パルス P_{N1} , $P_{N2} \sim P_{NM}$ との間の干渉を抑圧するため

には、直交化符号に関して、内積がゼロとなる数式（３）が成立する。

[0039] [数3]

$$C11 \cdot CN1 + C12 \cdot CN2 + C13 \cdot CN3 + \sim + C1M \cdot CNM = 0 \dots (3)$$

[0040] また、M回の送信周期T毎において、送信タイミングT_{t1}において送信される第1符号系列が用いられる送信パルスP₁₁, P₁₂～P_{1M}と、1つ前の送信周期Tであり、送信タイミングT_{t2}において送信される第2符号系列が用いられる送信パルスP_{2M}, P₂₁～P_{2(M-1)}との間の干渉を抑圧するためには、直交化符号に関して、内積がゼロとなる数式（４）が成立する。

[0041] [数4]

$$C11 \cdot C2M + C12 \cdot C21 + C13 \cdot C22 + \sim + C1M \cdot C2(M-1) = 0 \dots (4)$$

[0042] また、M回の送信周期T毎において、送信タイミングT_{t1}において送信される第1符号系列が用いられる送信パルスP₁₁, P₁₂～P_{1M}と、1つ前の送信周期Tであり、送信タイミングT_{t3}において送信される第3符号系列が用いられる送信パルスP_{3M}, P₃₁～P_{3(M-1)}との間の干渉を抑圧するためには、直交化符号に関して、内積がゼロとなる数式（５）が成立する。

[0043] [数5]

$$C11 \cdot C3M + C12 \cdot C31 + C13 \cdot C32 + \sim + C1M \cdot C3(M-1) = 0 \dots (5)$$

[0044] 同様に、M回の送信周期T毎において、送信タイミングT_{t1}において送信される第1符号系列が用いられる送信パルスP₁₁, P₁₂～P_{1M}と、1つ前の送信周期Tであり、送信タイミングT_{tn}において送信される第N符号系列が用いられる送信パルスP_{NM}, P_{N1}～P_{N(M-1)}との間の干渉を抑圧するためには、直交化符号に関して、内積がゼロとなる数式（６）が成立する。

[0045] [数6]

$$C11 \cdot CNM + C12 \cdot CN1 + C13 \cdot CN2 + \sim + C1M \cdot CN(M-1) = 0 \dots (6)$$

[0046] 更に、M回の送信周期T毎において、送信タイミングT_t1において送信される第1符号系列が用いられる送信パルスP₁₁, P₁₂～P_{1M}は、自己の送信パルスP₁₁, P₁₂～P_{1M}との間において自己相関ピークを生じるためには、直交化符号に関して、数式(7)が成立する。

[0047] [数7]

$$C_{11} \cdot C_{11} + C_{12} \cdot C_{12} + C_{13} \cdot C_{13} + \sim + C_{1M} \cdot C_{1M} = M \dots (7)$$

[0048] 数式(1)～数式(7)は、第1符号系列が用いられる送信パルスP₁₁, P₁₂～P_{1M}との間の干渉を抑圧するための直交化符号の関係式と、第1符号系列が用いられる送信パルスP₁₁, P₁₂～P_{1M}が自己の送信パルスP₁₁, P₁₂～P_{1M}との間において自己相関ピークを生じるための直交化符号の関係式である。

[0049] 同様に、第2符号系列～第N符号系列が用いられる送信パルスとの干渉を抑圧するための直交化符号の関係式と、自己相関ピークを生じるための直交化符号との関係式とが成り立つので、N×M個の直交化符号系列(C₁₁～C_{NM})に関して、数式(8)が成立する。

[0050] [数8]

$$\begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & \dots & C_{1M} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & \dots & C_{2M} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & \dots & C_{3M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{N1} & C_{N2} & C_{N3} & \dots & C_{NM} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_{11} & C_{21} & C_{31} & \dots & C_{N1} & C_{1M} & C_{2M} & C_{3M} & \dots & C_{NM} \\ C_{12} & C_{22} & C_{32} & \dots & C_{N2} & C_{11} & C_{21} & C_{31} & \dots & C_{N1} \\ C_{13} & C_{23} & C_{33} & \dots & C_{N3} & C_{12} & C_{22} & C_{32} & \dots & C_{N2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{1M} & C_{2M} & C_{3M} & \dots & C_{NM} & C_{1M-1} & C_{2M-1} & C_{3M-1} & \dots & C_{NM-1} \end{pmatrix} \\ = \begin{pmatrix} M & 0 & 0 & \dots & 0 & * & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & M & 0 & \dots & 0 & 0 & * & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & M & \dots & 0 & 0 & 0 & * & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & M & 0 & 0 & 0 & \dots & * \end{pmatrix} \dots (8)$$

[0051] 数式(8)の左辺は、N×M個の直交化符号系列(C₁₁～C_{NM})であるN行M列の行列とM行2N列の行列との乗算である。M行2N列の行列は、N行M列の行列を転置したM行N列の行列に、転置したM行N列の行列のM行目の要素を1行目にシフトした行列を合成した行列である。

[0052] 数式(8)の右辺は、M行2M列の行列となり、M行M列の対角行列が2

つ合成した行列となる。

[0053] 数式（８）において、直交化符号系列（ $C_{11} \sim C_{NM}$ ）の各直交化符号は＋１又は－１であるが、数式（８）を満たせば＋１又は－１に限定されない。

[0054] また、以下の各実施形態では送信パルスの送信タイミングから受信パルスの受信タイミングまでの期間は送信周期 T を超えない場合を想定している、例えば、 C_{11} と C_{12} 、 C_{1M} と C_{11} は、お互いに直交性は考慮しないで良いため、数式（８）において、＊（アスタリスク）は任意の数字で良い。

[0055] これは、送信パルスの送信タイミングから受信パルスの受信タイミングまでの期間が送信周期 T を超えた場合でも受信パルスの信号レベルは小さいため、直交性を考慮しなくても良いためである。

[0056] 数式（８）のうち＊（アスタリスク）となる要素に関連する演算結果として、例えば、１行目、 $m+1$ 列目の＊に関連する演算結果は、数式（９）により示される。

[0057] [数9]

$$C_{11} \cdot C_{1M} + C_{12} \cdot C_{11} + C_{13} \cdot C_{12} + \dots + C_{1M} \cdot C_{1(M-1)} = * \dots (9)$$

[0058] 数式（９）の左辺における各項は、第 X 番目（ $X: 1 \sim N$ のうちいずれか）の送信符号系列が用いられた送信パルス（例えば、 C_{11} に相当する P_{11} ）と、一つ前の送信周期 T における第 X 番目の送信符号系列が用いられた送信パルス（例えば、 C_{1M} に相当する P_{1M} ）と、の演算であり、これらは上記の理由により直交性を問わない。

[0059] なお、＊（アスタリスク）が 0 である場合には、送信パルスの送信タイミングから受信タイミングまでの期間が送信周期を超えたとしても、第 X 番目の送信符号系列が用いられた送信パルスと一つ前の送信周期における第 X 番目の送信符号系列とを直交でき、十分な長さの送信周期 T を用いる必要がないので、送信周期 T を短くできる。

[0060] 例えば、直交化符号系列（ $C_{11} \sim C_{NM}$ ）は、 $N=4$ 、 $M=16$ では、

$$\begin{aligned}
C1(m) &= [1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, \\
&\quad 1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1]、 \\
C2(m) &= [1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, \\
&\quad 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, -1]、 \\
C3(m) &= [1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, \\
&\quad 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1]、 \\
C4(m) &= [1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, \\
&\quad -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1]、
\end{aligned}$$

である。

[0061] 従って、直交化符号乗算部230は、 $N=4$ 、 $M=16$ では、送信パルス $P11$ 、 $P116$ の各符号を以下のとおり演算する。

$$\begin{aligned}
&\text{送信パルス } P11 = \text{第1符号系列 } A \cdot \text{直交化符号 } C11 \\
&= [-1, -1, -1, 1] \cdot [1] = [-1, -1, -1, 1]、 \\
&\text{送信パルス } P21 = \text{第2符号系列 } C \cdot \text{直交化符号 } C21 \\
&= [-1, 1, 1, 1] \cdot [1] = [-1, 1, 1, 1]、 \\
&\text{送信パルス } P31 = \text{第3符号系列 } E \cdot \text{直交化符号 } C31 \\
&= [1, -1, -1, -1] \cdot [1] = [1, -1, -1, -1]、 \\
&\text{送信パルス } P41 = \text{第4符号系列 } G \cdot \text{直交化符号 } C41 \\
&= [1, 1, 1, -1] \cdot [1] = [1, 1, 1, -1]、 \\
&\text{送信パルス } P12 = \text{第1符号系列 } B \cdot \text{直交化符号 } C12 \\
&= [-1, -1, 1, -1] \cdot [-1] = [1, 1, -1, 1]、 \\
&\text{送信パルス } P22 = \text{第2符号系列 } D \cdot \text{直交化符号 } C22 \\
&= [1, 1, -1, 1] \cdot [1] = [1, 1, -1, 1]、 \\
&\text{送信パルス } P32 = \text{第3符号系列 } F \cdot \text{直交化符号 } C32 \\
&= [-1, 1, -1, -1] \cdot [1] = [-1, 1, -1, -1]、
\end{aligned}$$

送信パルス P_{42} = 第4符号系列 H ・ 直交化符号 C_{42}
 $= [1, -1, 1, 1] \cdot [1] = [1, -1, 1, 1]$ 、
 送信パルス P_{13} = 第1符号系列 A ・ 直交化符号 C_{13}
 $= [-1, -1, -1, 1] \cdot [1] = [-1, -1, -1, 1]$ 、
 送信パルス P_{23} = 第2符号系列 C ・ 直交化符号 C_{23}
 $= [-1, 1, 1, 1] \cdot [-1] = [1, -1, -1, -1]$ 、
 送信パルス P_{33} = 第3符号系列 E ・ 直交化符号 C_{33}
 $= [1, -1, -1, -1] \cdot [1] = [1, -1, -1, -1]$ 、
 送信パルス P_{43} = 第4符号系列 G ・ 直交化符号 C_{43}
 $= [1, 1, 1, -1] \cdot [1] = [1, 1, 1, -1]$ 、
 ～、
 送信パルス P_{116} = 第1符号系列 B ・ 直交化符号 C_{116}
 $= [-1, -1, 1, -1] \cdot [-1] = [1, 1, -1, 1]$ 、
 送信パルス P_{216} = 第2符号系列 D ・ 直交化符号 C_{216}
 $= [1, 1, -1, 1] \cdot [-1] = [-1, -1, 1, -1]$ 、
 送信パルス P_{316} = 第3符号系列 F ・ 直交化符号 C_{316}
 $= [-1, 1, -1, -1] \cdot [-1] = [1, -1, 1, 1]$ 、
 送信パルス P_{416} = 第4符号系列 H ・ 直交化符号 C_{416}
 $= [1, -1, 1, 1] \cdot [-1] = [-1, 1, -1, -1]$

[0062] $DAC240$ は、直交化符号乗算部230が乗算処理したデジタルの送信パルスをアナログの送信パルスにD/A変換して送信無線部250に出力する。

[0063] 送信無線部250は、不図示の局所発振信号発振器が生成した局所発振信号（ローカル信号）を用いて、 $DAC240$ がD/A変換したアナログの送信パルスを高周波信号に変換する。送信無線部250は、1送信周期 T 内に、 N 個の高周波信号を送信アンテナ260から送信する。なお、各送信周期 T において送信される N 個の送信パルスの送信期間 T_w は、隣接する送信パ

ルスと時間的に重複せず、一定であり、更に、各送信パルスの送信タイミングの間隔 ($T_{t2} - T_{t1}$) は等間隔でも良いし等間隔でなくても良い (図2参照)。

[0064] 受信無線部310は、1送信周期T内に送信されたN個の送信パルスがターゲットにより反射されたN個の送信パルスを受信アンテナ300において受信する。受信無線部310は、不図示の局所発振信号発振器が生成した局所発振信号 (ローカル信号) を用いて、受信アンテナ300において受信された高周波信号をベースバンドの受信パルスに変換してADC320に出力する。なお、以後は、受信した高周波信号についても受信パルスと記載する。

[0065] ADC320は、アナログのベースバンドの受信パルスをデジタルのベースバンドの受信パルスにA/D変換して符号系列相関器330に出力する。即ち、デジタルのベースバンドの受信パルスは第1符号系列相関器331～第N符号系列相関器33Nに入力される。また、直交化符号乗算部230が乗算処理した送信パルスの符号も第1符号系列相関器331～第N符号系列相関器33Nに入力される。

[0066] 第1符号系列相関器331～第N符号系列相関器33Nの動作は同様のので、以下では、例えば第1符号系列相関器331の動作を主に説明し、第2符号系列相関器332～第N符号系列相関器33Nの動作については、第1符号系列相関器331の動作と同一の内容の説明は省略又は簡略化し、異なる内容について説明する。

[0067] 第1符号系列相関器331は、図2に示す第1番目の送信周期では、第1符号系列A又はBを用いた送信パルスP11の送信タイミングから送信周期Tの期間が経過するまでの間に送信されたN個の送信パルスP11～PN1と、送信パルスP11の送信タイミングから送信周期Tの期間が経過するまでに入力されたN個の受信パルスとの相関値を演算する (図2参照)。

[0068] つまり、第1符号系列相関器331は、第1符号系列A又はBを用いた送信パルスP11の送信タイミングから送信周期Tの期間が経過するまでの間

を、相関演算期間として相関演算する（図2に示すハッチング部参照）。なお、第1符号系列相関器331は、図2に示す第2番目以降の各送信周期でも、同様に第1符号系列A又はBを用いた送信パルスの送信タイミングから送信周期Tの期間が経過するまでの間を、相関演算期間として相関演算する（図2に示すハッチング部参照）。

[0069] 図4（A）は、第1の実施形態のレーダ装置100における第1符号系列相関器331の構成図である。図4（B）は、第1の実施形態のレーダ装置100における第2符号系列相関器332の構成図である。図4（A）及び図4（B）に示す各符号系列相関器は、例えばFIR（Finite Impulse Response）フィルタを用いて構成できる。

[0070] 図4（A）に示す第1符号系列相関器331は、L個の相関係数保持部K1, K2～KLと、L-1個の遅延器（ z^{-1} ）と、加算器とを含む。図4（B）に示す第2符号系列相関器332は、L個の相関係数保持部Q1, Q2～QLと、L-1個の遅延器（ z^{-1} ）と、加算器とを含む。Lは2のべき乗の整数であり、送信パルスの符号長を表す。

[0071] 第1符号系列相関器331は、例えば第1番目の相関演算期間が開始すると、第1符号系列A又はBを用いた送信パルスの符号を、図4（A）に示すL個の相関係数（タップ係数）K1, K2, K3～KLとして設定し、相関演算期間中は相関係数K1～KLを保持する。第1符号系列相関器331は、第2番目の相関演算期間が開始すると、1つ前の第1番目の相関演算期間における相関係数を削除し、第2番目の相関演算期間における第1符号系列A又はBを用いた送信パルスの符号を、図4（A）に示す相関係数K1～KLとして設定する。

[0072] 即ち、第1符号系列相関器331は、図2に示す各相関演算期間内では（図2に示すハッチング部参照）、第1符号系列A又はBを用いた送信パルスの符号を相関係数として、入力されたN個の各受信パルスのスライディング相関値を演算してコヒーレント加算部340に出力する。

[0073] また、第2符号系列相関器332は、図2に示す各相関演算期間内では（

図2に示すドットパターン部参照)、第2符号系列C又はDを用いた送信パルスの符号を相関係数として、入力されたN個の各受信パルスのスライディング相関値を演算してコヒーレント加算部340に出力する。

[0074] 同様に、第N符号系列相関器33Nは、図2に示す各相関演算期間内では(図2に示す白色パターン部参照)、第N符号系列G又はHを用いた送信パルスの符号を相関係数として、入力されたN個の各受信パルスのスライディング相関値を演算してコヒーレント加算部340に出力する。

[0075] なお、第1符号系列相関器331は、送信パルスP11の送信タイミング T_{t1} において相関演算期間を開始せず、例えば送信パルスP11の送信タイミング T_{t1} から所定時間の経過後に、相関演算期間を開始しても良い。なお、相関演算期間の終了タイミングは変更されない。

[0076] レーダ装置100は、例えば送信パルスP11の送信タイミング T_{t1} において、送信パルスP11がターゲットにより反射された送信パルスを受信しない場合がある。従って、例えばレーダ装置100とターゲットとの間の距離が最も近接する状況を想定した場合、第1符号系列相関器331は、送信パルスがレーダ装置100とターゲットとの近接距離間を通過する時間を、相関演算期間の開始タイミングから遅延させて相関演算期間を設定しても良い。

[0077] これにより、第1符号系列相関器331は、相関演算期間を低減できるので、相関演算に要する消費電力を低減できる。なお、他の第2符号系列相関器332～第N符号系列相関器33Nも、同様な所定時間の経過後に相関演算期間を開始しても良い。なお、各相関演算期間の終了タイミングは変更されない。

[0078] コヒーレント加算部340は、M回分の送信周期において第1符号系列相関器331～第N符号系列相関器33Nが演算した各スライディング相関値が入力される。図5は、例えば16回分の送信周期における第1符号系列相関器331の出力と、コヒーレント加算結果とを説明するための模式図である。なお、図5では、1つのターゲットが存在する場合のスライディング相

閾値が示される。

[0079] 例えば第1符号系列相関器331の相関出力としてのスライディング相関値は、第1回目の送信周期における送信パルス11とターゲットにより反射された送信パルスP11を受信した受信パルスとのスライディング相関値がピークとして現れる。

[0080] また、第1符号系列相関器331の相関出力としてのスライディング相関値は、第2回目の送信周期における送信パルス12とターゲットにより反射された送信パルスP12を受信した受信パルスとのスライディング相関値がピークとして現れる。

[0081] また、第1符号系列相関器331の相関出力としてのスライディング相関値は、第3回目の送信周期における送信パルス13とターゲットにより反射された送信パルスP13を受信した受信パルスとのスライディング相関値がピークとして現れる。

[0082] 同様に、第1符号系列相関器331の相関出力としてのスライディング相関値は、第16回目の送信周期における送信パルス116とターゲットにより反射された送信パルスP116を受信した受信パルスとのスライディング相関値がピークとして現れる。

[0083] コヒーレント加算部340に入力された各スライディング相関値は、第1符号系列相関器331～第N符号系列相関器33Nの各スライディング相関値の相関演算期間が異なる。従って、第1符号系列相関器331～第N符号系列相関器33NのM(=16)回分のスライディング相関値における各ピークが生じるタイミングがずれる。

[0084] 従って、コヒーレント加算部340は、第1符号系列相関器331～第N符号系列相関器33Nに応じて、例えばN-1個の遅延器を用いて、入力されたN個の各スライディング相関値の相関演算期間の開始タイミングを揃え、更に、M回分の送信周期にわたって演算された各スライディング相関値を加算する(図5参照)。

[0085] これにより、コヒーレント加算部340は、例えば第1符号系列相関器3

31がM回の送信周期にわたって演算した各スライディング相関値の加算結果として、第1符号系列A又はBを用いた送信パルスと同送信パルスがターゲットにより反射された送信パルスを受信した受信パルスとのスライディング相関値のコヒーレント加算結果においてピークが得られる。コヒーレント加算部340は、スライディング相関値のコヒーレント加算結果のピークを基に、レーダ装置100とターゲットとの間の距離を算出する。

[0086] 更に、コヒーレント加算部340は、例えば第1符号系列相関器331がM回の送信周期にわたって演算した各スライディング相関値の加算結果として、第1符号系列A又はB以外の他の符号系列（第2符号系列～第N符号系列）を用いた送信パルスと同送信パルスがターゲットにより反射された送信パルスを受信した受信パルスとのスライディング相関値、即ち第1符号系列を用いた送信パルスと干渉する干渉波をキャンセル又は抑圧でき（図5参照）、更に、他の符号系列相関器の相関出力に対するコヒーレント加算結果からも同様な効果が得られる。

[0087] 以上により、本実施形態のレーダ装置100は、1送信周期内に、N個の異なる送信符号とN個の直交化符号とを乗算処理してN個の送信パルスを送信し、M回の送信周期にわたって、 $N \times M$ 個の送信パルスの送信を繰り返す。レーダ装置100は、送信されたN個の送信パルスと、ターゲットにより反射された送信パルスを受信した受信パルスとのスライディング相関値をM回の送信周期にわたって演算してコヒーレント加算する。

[0088] これにより、レーダ装置100は、1送信周期内に、単一のDAC240と送信アンテナ260が接続された送信無線部250とを用いて複数のN個の異なる送信パルスを送信できるので、送信パルスの送信のためにDAC240と送信アンテナ260が接続された送信無線部250とをN個分設ける必要が無いので、送信回路の構成を簡易化でき、回路規模を低減でき、また、製造コストを安価にできる。

[0089] 更に、レーダ装置100は、第1符号系列相関器331～第N符号系列相関器33NがM回の送信周期にわたって演算した各スライディング相関値の

コヒーレント加算結果によって、各送信パルスと同一の送信パルスがターゲットにより反射された送信パルスを受信した受信パルスとのスライディング相関値のコヒーレント加算結果においてピークが得られる。

[0090] 更に、レーダ装置 100 は、各送信パルスを生成するために用いた送信符号系列と異なる送信符号系列を用いた送信パルスがターゲットにより反射された送信パルスを受信した受信パルスとのスライディング相関値、即ち送信符号系列を用いた送信パルスと干渉する干渉波をキャンセル又は抑圧できる。

[0091] 従って、レーダ装置 100 は、第 1 符号系列相関器 331～第 N 符号系列相関器 33N が M 回の送信周期にわたって演算した各スライディング相関値のコヒーレント加算結果によって、異なる送信パルス間の干渉を抑圧でき、送信パルスの生成に用いた符号系列数と同数の N 倍のコヒーレント加算利得が得られ、レーダ装置 100 とターゲットとの通信特性として、N 倍の受信 SNR が得られる。

[0092] (第 1 の実施形態の変形例)

上述した第 1 の実施形態のレーダ装置 100 は、1 回の送信周期 T において N 種類の送信パルスの送信区間 T_w をずらして送信した。

[0093] 第 1 の実施形態の変形例（以下、「本変形例」という）では、N 個の送信系統、即ち、DAC と送信アンテナが接続された送信無線部との N 個の組を用いて、1 回の送信周期 T において、各送信系統から 1 種類の送信パルスを同時に送信する。

[0094] 図 14 は、第 1 の実施形態の変形例のレーダ装置 100D の内部構成を示すブロック図である。図 15 は、第 1 の実施形態の変形例のレーダ装置の各送信系統から送信パルスを送信するタイムチャートの一例を示す図である。本変形例では、第 1 の実施形態のレーダ装置 100 と同一の内容の説明は簡略化又は省略し、異なる内容について説明する。

[0095] 図 14 に示すレーダ装置 100D は、符号系列記憶部 200 と、直交化符号記憶部 220 と、直交化符号乗算部 230 と、N 個の DAC 2401～2

40Nと、N個の各送信アンテナ2601～260Nが接続された送信無線部（送信RF部）2501～250Nと、受信アンテナ300が接続された受信無線部（受信RF部）310と、ADC320と、符号系列相関器330と、コヒーレント加算部340とを含む。

[0096] 本変形例のレーダ装置100Dでは、直交化符号乗算部230は、1回の送信周期Tでは、符号系列記憶部200から読み出したN種類の送信符号系列に対し、N種類の直交化符号C11～CN1を重畳（乗算）することで、N種類の送信パルスP11～PN1を生成する。N種類の送信パルスは、N個の送信系統から同時に送信される。なお、N個の送信系統から同時に送信パルスが送信されるので、符号系列相関器330の処理開始タイミングも送信パルスの送信時と同時となる。

[0097] 本変形例において用いる合計N×M個の直交化符号は、1回の送信周期Tにおいて送信パルスが同時に送信される各送信系列において直交性が担保されれば良い。第1の実施形態では、特定の送信周期の前後にわたる2回の送信周期も考慮してN種類の送信パルスの直交性が必要であった。本変形例では1回の送信周期にN種類の送信パルスが同時に送信されるため、1回の送信周期において各送信パルスの直交性が担保されれば良い。

[0098] このため、本変形例における直交化符号が満たすべき条件（数式（10）参照）は、上述した第1の実施形態における直交化符号が満たすべき条件（数式（8）参照）に比べて、簡易になる。

[0099] [数10]

$$\begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & \cdots & C_{1M} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & \cdots & C_{2M} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & \cdots & C_{3M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{N1} & C_{N2} & C_{N3} & \cdots & C_{NM} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} C_{11} & C_{21} & C_{31} & \cdots & C_{N1} \\ C_{12} & C_{22} & C_{32} & \cdots & C_{N2} \\ C_{13} & C_{23} & C_{33} & \cdots & C_{N3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{1M} & C_{2M} & C_{3M} & \cdots & C_{NM} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & M & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & M & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & M \end{pmatrix} \dots (10)$$

[0100] 本変形例では、1回の送信周期Tでは各送信系統では1種類の送信パルスが送信されるため、1回の送信周期T内の送信期間Twが大きな場合、又は1回の送信周期Tが小さな場合において有用となる。なお、1回の送信周期

$T < M \times T_w$ となる場合には、第1の実施形態における直交化符号を用いることが困難となる。

[0101] 例えば、レーダ装置から極めて近い位置に存在するターゲットを測定する場合、第1の実施形態における直交化符号を用いることが困難となるので、本変形例の直交化符号（数式（10）参照）が有用である。

[0102] また、本変形例のレーダ装置100Dは、第1の実施形態のレーダ装置100と同様に、一定の送信周期Tにおいて送信パルスの送信回数をN回にできるので、高いSNRが得られる。

[0103] （第2の実施形態）

第1の実施形態では、符号系列相関器330は、1送信周期内に送信されるN個の送信パルスの生成に用いる送信符号系列数と同数必要であった。

[0104] 第2の実施形態では、第1の実施形態のレーダ装置100における符号系列相関器330の構成を簡易化するレーダ装置100Aを説明する。

[0105] 図6は、第2の実施形態のレーダ装置100Aの内部構成を示すブロック図である。図6に示すレーダ装置100Aは、符号系列記憶部200と、セクタ210と、直交化符号記憶部220と、直交化符号乗算部230と、DAC240と、送信アンテナ260が接続された送信無線部250と、受信アンテナ300が接続された受信無線部310と、ADC320と、N-1個の遅延器401、402～40N-1と、加算器410と、符号系列相関器420と、コヒーレント加算部340とを含む。

[0106] 図6に示すレーダ装置100Aの説明では、図1に示すレーダ装置100の各部の構成及び動作と同一のものには同一の符号を付して説明を省略又は簡略化し、異なる内容について説明する。

[0107] 図6に示すレーダ装置100Aでは、ADC320の出力は、N-1個の遅延器401～40N-1に入力される。各遅延器の動作は、入力されるデジタルのベースバンドの受信パルスに付与される遅延量以外は同一なので、遅延器401を主に説明し、他の遅延器402～40(N-1)の動作については、遅延器401と異なる内容について説明する。

- [0108] 遅延器401は、ADC320の出力としてのデジタルのベースバンドの受信パルスに所定の遅延量を付与して加算器410に出力する。遅延器401が付与する遅延量は、予め既定され、例えば第1符号系列A又はBを用いた送信パルスP11の送信タイミングから第2符号系列C又はDを用いた送信パルスP12の送信タイミングまでの時間差分である。
- [0109] 遅延器402が付与する遅延量は、予め既定され、例えば第1符号系列A又はBを用いた送信パルスP11の送信タイミングから第3符号系列E又はFを用いた送信パルスP13の送信タイミングまでの時間差分である。
- [0110] 同様に、遅延器40(N-1)が付与する遅延量は、予め既定され、例えば第1符号系列A又はBを用いた送信パルスP11の送信タイミングから第N(例えばN=4)符号系列G又はHを用いた送信パルスP1Nの送信タイミングまでの時間差分である。
- [0111] 加算器410は、N-1個の遅延器401~40(N-1)が異なる遅延量を付与した受信パルスと、遅延量が付与されていない受信パルスとの合計N個の受信パルスを加算して符号系列相関器420に出力する。
- [0112] ここで、本実施形態の符号系列相関器420の構成について、図7を参照して説明する。図7は、説明を簡単にするために、例えばN=2での第2の実施形態のレーダ装置100Aにおける符号系列相関器420の構成図である。
- [0113] 図7に示す符号系列相関器420は、L個の相関係数保持部($K_1 + Q_1$)、($K_2 + Q_2$) ~ ($K_L + Q_L$)と、L-1個の遅延器(z^{-1})と、加算器とを含む。Lは2のべき乗の整数であり、送信パルスの符号長を表す。符号系列相関器420は、M個の送信周期の期間を相関演算期間として相関演算する。
- [0114] 符号系列相関器420は、相関演算期間が開始すると、第1符号系列及び第2(N=2)符号系列を用いた各送信パルスの符号の加算結果を、図7に示すL個の相関係数保持部における相関係数(タップ係数) $K_1 + Q_1$ 、 $K_2 + Q_2$ 、 $K_3 + Q_3$ ~ $K_L + Q_L$ として設定し、相関演算期間中は各相関

係数 ($K_1 + Q_1 \sim K_L + Q_L$) を保持する。

[0115] 相関係数 K_1 , $Q_1 \sim K_L$, Q_L は $+1$ 又は -1 の値となるので、符号系列相関器 420 における相関係数は $+2$, 0 , -2 の値のいずれかとなる。

[0116] 符号系列相関器 420 は、第 1 符号系列及び第 2 符号系列を用いた各送信パルスの符号の加算結果を相関係数として、加算器 410 が加算した N 個の各受信パルスのスライディング相関値を演算してコヒーレント加算部 340 に出力する。コヒーレント加算部 340 の動作は第 1 の実施形態と同様であるため、説明を省略する。

[0117] 以上により、本実施形態のレーダ装置 100A は、第 1 の実施形態のレーダ装置 100 における第 1 符号系列相関器 331 ~ 第 N 符号系列相関器 33N の構成の代わりに、単一の符号系列相関器 420 を用いて、1 送信周期内に送信された N 個の送信パルスと受信パルスとのスライディング相関値を演算する。

[0118] これにより、レーダ装置 100A は、第 1 の実施形態のレーダ装置と同様の効果が得られ、更に、第 1 の実施形態のレーダ装置 100 と比べて、符号系列相関器の構成を簡易化できるので、レーダ装置 100A の回路規模を削減でき、製造コストを安価にできる。

[0119] (第 3 の実施形態)

第 1, 第 2 の各実施形態では、1 送信周期内に送信される N 個の送信パルスのうち隣接する少なくとも 1 組、即ち 2 個の送信パルスの送信タイミングの間隔は、 M 回の送信周期にわたって固定である場合を想定して説明した。

[0120] 第 3 の実施形態では、1 送信周期内に送信される N 個の送信パルスのうち隣接する少なくとも 1 組、即ち 2 個の送信パルスの送信タイミングの間隔を変更するレーダ装置 100B を説明する。

[0121] 図 8 は、第 3 の実施形態のレーダ装置 100B の内部構成を示すブロック図である。図 8 に示すレーダ装置 100B は、送信タイミング制御部 500 と、符号系列記憶部 200 と、セクタ 210B と、直交化符号記憶部 220 と、直交化符号乗算部 230 と、DAC 240 と、送信アンテナ 260 が

接続された送信無線部（送信RF部）250Bと、受信アンテナ300が接続された受信無線部（受信RF部）310と、ADC320と、符号系列相關器330Bと、コヒーレント加算部340とを含む。

[0122] 相關演算部としての符号系列相關器330Bは、第1符号系列相關器331B、第2符号系列相關器332B～第N符号系列相關器33NBを含み、送信符号系列の種類と同数のN種類の異なる相關器を有する。

[0123] なお、少なくとも符号系列記憶部200と、セクタ210Bと、直交化符号記憶部220と、直交化符号乗算部230とを用いて、本実施形態のレーダ装置100Bにおける送信信号生成部が構成できる。

[0124] 図8に示すレーダ装置100Bの説明では、図1に示すレーダ装置100の各部の構成及び動作と同一のものには同一の符号を付して説明を省略又は簡略化し、異なる内容について説明する。

[0125] 送信タイミング制御部500は、M回の送信周期毎に、1送信周期内に送信されるN個の送信パルスのうち隣接する少なくとも1組、即ち2個の送信パルスの送信タイミングの間隔を変更させるための送信タイミング制御信号を生成する。送信タイミング制御部500は、送信タイミング制御信号を、セクタ210B、送信無線部250B及び符号系列相關器330Bに出力する。

[0126] なお、1送信周期内に送信されるN個の送信パルスのうち隣接する少なくとも1組、即ち2個の送信パルスの送信タイミングの間隔は、異なる間隔となり、他の送信パルスとの送信期間が時間的に重複しなければ特に限定されない。例えば、送信タイミングの間隔は、M回の送信周期毎に単調増加しても良いし、乱数値を用いて変更されても良い。

[0127] セクタ210Bは、送信タイミング制御部500が生成した送信タイミング制御信号に基づき、M回の送信周期毎に、1送信周期内に送信されるN個の送信パルスのうち隣接する少なくとも1組、即ち2個の送信パルスを生成するために用いる送信符号の選択タイミングの間隔を変更して選択する。

[0128] 送信無線部250Bは、送信タイミング制御部500が生成した送信タイ

ミング制御信号に基づき、M回の送信周期毎に、1送信周期内に送信されるN個の送信パルスのうち隣接する少なくとも1組、即ち2個の送信パルスの送信タイミングの間隔を変更して送信する。

[0129] 図9は、第3の実施形態のレーダ装置100Bにおける送信パルスの送信タイミングの間隔の一例を示す図である。なお、図9では説明を簡単にするために、送信パルスP11と送信パルスP21との各送信タイミングの間隔がM回の送信周期毎に変更される例を説明する。但し、変更される間隔は、送信パルスP11と送信パルスP21との各送信タイミングの間隔に限定されない。

[0130] 例えば図9に示す最初のM回の送信周期では、送信パルスP11と送信パルスP21との各送信タイミングの間隔は一定の $T_{12}(1)$ である。

[0131] 図9に示す第2番目のM回の送信周期では、送信タイミング制御部500は、送信パルスP11と送信パルスP21との各送信タイミングの間隔を $T_{12}(2)$ ($\neq T_{12}(1)$)に変更させるための送信タイミング制御信号を生成する。これにより、レーダ装置100Bは、図9に示す第2番目のM回の送信周期では、送信パルスP11と送信パルスP21との各送信タイミングの間隔を $T_{12}(2)$ に変更できる。

[0132] 第1符号系列関連器331B～第N符号系列関連器33NBのうち、送信タイミングの間隔が変更される送信パルスを相関係数として用いる各符号系列関連器は、送信タイミング制御部500が生成した送信タイミング制御信号に基づき、M回の送信周期毎に、送信タイミングの間隔が変更された少なくとも1組、即ち2個の送信パルスを生成するために用いる送信符号系列に応じて、自己のスライディング相関値の相関演算期間の開始タイミングを変更する。

[0133] 例えば図9では、送信パルスP11と送信パルスP21との各送信タイミングの間隔が変更される。従って、第1符号系列関連器331B及び第2符号系列関連器332Bは、送信タイミング制御部500が生成した送信タイミング制御信号に基づき、M回の送信周期毎に、自己のスライディング相関

値の相関演算期間の開始タイミングを変更する。

[0134] また、図示していないが、図6に示すレーダ装置100Bが送信タイミング制御部500を更に含む場合には、送信タイミング制御部500は、遅延器401～40(N-1)に送信タイミング制御信号を出力する。

[0135] 遅延器401～40(N-1)のうち、送信タイミングの間隔が変更される各送信パルスと第1番目に送信される送信パルスとの各時間差分を遅延量として付与する遅延器は、送信タイミング制御部500が生成した送信タイミング制御信号に基づき、M回の送信周期毎に、変更後の送信タイミングの間隔に応じて、ADC320の出力としてのデジタルのベースバンドの受信パルスの遅延量を変更する。

[0136] 例えば図9では、送信パルスP11と送信パルスP21との各送信タイミングの間隔がT12(1)からT12(2)に変更される。従って、遅延器401は、送信タイミング制御部500が生成した送信タイミング制御信号に基づき、M回の送信周期毎に、ADC320の出力としてのデジタルのベースバンドの受信パルスの遅延量を、T12(1)からT12(2)に変更する。

[0137] 図10は、第3の実施形態のレーダ装置100Bにおけるコヒーレント加算結果を示す図である。図10に示す最左図は、例えば送信パルスP11と送信パルスP21との各送信タイミングの間隔がT12(1)からT12(2)に変更される前のM回分の送信周期にわたって第1符号系列相関器331Bが演算したスライディング相関値のコヒーレント加算結果を示す。

[0138] なお、コヒーレント加算結果は、例えば第1符号系列を用いた送信パルス(所望波)のスライディング相関値のピークと、第1符号系列を用いた送信パルスと第2符号系列を用いた送信パルスとの残留干渉成分とを含み、図10において以下同様である。

[0139] また、図10に示す中央図は、例えば送信パルスP11と送信パルスP21との各送信タイミングの間隔がT12(1)からT12(2)に変更された後のM回分の送信周期にわたって第1符号系列相関器331Bが演算した

スライディング相関値のコヒーレント加算結果を示す。

[0140] 更に、図 10 に示す最右図は、図 10 に示す最左図と図 10 に示す中央図との合計 $2M$ 回分の送信周期にわたるコヒーレント加算結果を示す。

[0141] 図 10 に示す最左図において、送信パルス P_{11} と送信パルス P_{21} との干渉成分は、 M 回分の送信周期にわたって演算されたスライディング相関値のコヒーレント加算結果によって理想的な環境下（例えば直接波が利用可能な見通し通信が可能な場所）ではキャンセルされる。

[0142] しかし、非理想的な環境下では、環境変動（例えば通信伝搬路の変動）によって、送信パルス P_{11} と送信パルス P_{21} との干渉成分のキャンセルが困難となる場合があり、第 1 符号系列相関器 331B の相関出力のコヒーレント加算結果に残留干渉成分が生じる（図 10 に示す最左図及び中央図参照）。

[0143] なお、図 10 に示す最左図及び中央図では、送信パルス P_{11} と送信パルス P_{21} との各送信タイミングの間隔が $T_{12}(1)$ から $T_{12}(2)$ に変更されるので、コヒーレント加算結果における残留干渉成分が現れる期間が異なる。

[0144] 図 10 に示す最右図では、 $2M$ 回分の送信周期にわたるコヒーレント加算結果において、送信パルス P_{11} は、図 10 に示す最左図及び中央図の各コヒーレント加算結果の更なるコヒーレント加算によって 2 倍のコヒーレント加算利得が得られるが、残留干渉成分は送信タイミングの間隔が変更されるので、各 M 回分の送信周期にわたるコヒーレント加算結果に生じる大きさと同じである。

[0145] 以上により、本実施形態のレーダ装置 100B は、送信タイミング制御部 500 が生成した送信タイミング制御信号に応じて、1 送信周期内に送信される N 個の送信パルスのうち少なくとも 2 個の送信パルスの送信タイミングの間隔を変更する。

[0146] これにより、レーダ装置 100B は、図 10 の最右図に示す $2M$ 回分の送信周期にわたるコヒーレント加算結果によって、例えば送信パルス P_{11} で

はM回分の送信周期にわたるコヒーレント加算結果では、所望波としての送信パルスP 1 1において2倍のコヒーレント加算利得が得られ、残留干渉成分の大きさに比べて一層受信S N Rを改善できる。

[0147] (第4の実施形態)

第1～第3の各実施形態では、レーダ装置が1送信周期T内に送信するN個の送信パルスをM回繰り返す送信において指向性は固定であることを想定して説明した。なお、第1～第3の各実施形態においても、複数のアンテナを用いたアレイアンテナを用意して、 $N \times M$ 個の送信パルスを単位として指向性を制御すれば、送信ビーム制御は可能である。

[0148] 第4の実施形態では、1送信周期内に送信されるN個の送信パルスの指向性(主ビーム方向)を切り換えるレーダ装置100Cを説明する。

[0149] 図11は、第4の実施形態のレーダ装置100Cの内部構成を示すブロック図である。図11に示すレーダ装置100Cは、送信ビーム制御部600と、符号系列記憶部200と、セクタ210と、直交化符号記憶部220と、直交化符号乗算部230と、DAC240と、例えば4個の送信アンテナ261, 262, 263, 264が接続された送信無線部(送信RF部)250Cと、受信アンテナ300が接続された受信無線部(受信RF部)310と、ADC320と、符号系列相関器330と、コヒーレント加算部341, 342～34Nを含む。

[0150] 図11に示すレーダ装置100Cの説明では、図1に示すレーダ装置100の各部の構成及び動作と同一のものには同一の符号を付して説明を省略又は簡略化し、異なる内容について説明する。

[0151] 送信ビーム制御部600は、例えば第1番目の送信周期内に、送信されるN個の送信パルスP 1 1～P N 1の各送信パルスの異なる主ビーム方向を示す送信ビーム制御信号を、N個の送信パルス毎に生成する。送信ビーム制御部600は、例えば第1番目の送信周期内に、送信パルス毎に生成したN個の送信ビーム制御信号を順次、送信無線部250Cに出力する。

[0152] 送信無線部250Cは、4個の送信アンテナ261～264毎に、送信パ

ルスの位相を変更する移相器（不図示）を含む。送信無線部 250C は、送信ビーム制御部 600 が送信パルス毎に生成した N 個の送信ビーム制御信号に基づき、各移相器において送信パルスの位相を変更することで、送信ビーム制御信号に応じた主ビーム方向を形成した送信パルスを送信する（図 12 参照）。図 12 は、第 4 の実施形態のレーダ装置 100C における送信ビームの説明図である。

[0153] なお、送信無線部 250C は、複数の送信アンテナ 261～264 を用いて、送信パルスの位相を移相器において電子的に変更することで、送信アンテナから送信される送信パルスの主ビーム方向を切り換えるが、送信パルスの主ビーム方向を機械的に切り換えても良い。更に、レーダ装置 100C は、送信アンテナと同様に複数の受信アンテナを有し、受信パルスの指向性を電子的又は機械的に切り換えても良い。

[0154] 本実施形態のレーダ装置 100C は、説明を簡単にするために、1 送信周期内に、例えば 2 種類（ $N=2$ ）の送信ビームとして、第 1 符号系列を用いた送信パルスに右方向の主ビーム方向を付与した送信ビーム BMR（送信パルス）を送信し、更に、第 2 符号系列を用いた送信パルスに左方向の主ビーム方向を付与した送信ビーム BML（送信パルス）を送信する（図 12 及び図 13 参照）。

[0155] 図 13 は、例えば $N=2$ での第 4 の実施形態のレーダ装置 100C における送信パルス、主ビーム方向、第 1 符号系列相関器 331 及び第 2 符号系列相関器 332 の各相関演算期間を示す図である。

[0156] レーダ装置 100C は、図 13 に示す第 1 番目の送信周期内に、第 1 符号系列を用いた送信パルス P11 に右方向の主ビーム方向を付与した送信ビーム BMR を送信し、更に、第 2 符号系列を用いた送信パルスに左方向の主ビーム方向を付与した送信ビーム BML を送信する。また、レーダ装置 100C は、図 13 に示す第 2 番目以降の各送信周期内でも、第 1 番目の送信周期内と同様に、右方向の主ビーム方向を付与した送信ビーム BMR と左方向の主ビーム方向を付与した送信ビーム BML との送信を繰り返す。

- [0157] 例えば図 1 2 に示す送信ビーム BMR の方向にターゲット T G が存在する場合、右方向の主ビーム方向が付与された送信ビーム BMR がターゲット T G により反射された受信パルスの信号電力は大きくなり、左方向の主ビーム方向が付与された送信ビーム BML がターゲット T G により反射された受信パルスの信号電力は小さい。
- [0158] 第 1 符号系列相関器 3 3 1 では、各送信周期において、第 1 符号系列を用いた送信パルスの符号が相関係数として用いられる。
- [0159] 従って、右方向の主ビーム方向が付与された送信ビーム BMR がターゲット T G により反射された受信パルスと送信パルスとのスライディング相関値は大きく、左方向の主ビーム方向が付与された送信ビーム BMR がターゲット T G により反射された受信パルスと送信パルスとのスライディング相関値は小さい。
- [0160] 第 1 符号系列相関器 3 3 1 の相関出力が入力されるコヒーレント加算部 3 4 1 では、右方向の主ビーム方向が付与された送信ビーム BMR がターゲット T G により反射された受信パルスと送信パルスとのスライディング相関値のコヒーレント加算結果においてコヒーレント加算利得が得られる。
- [0161] 一方、左方向の主ビーム方向が付与された送信ビーム BMR がターゲット T G により反射された受信パルスと送信パルスとのスライディング相関値のコヒーレント加算結果、即ち、干渉残留成分は小さくなる。
- [0162] 第 2 符号系列相関器 3 3 2 では、各送信周期において、第 2 符号系列を用いた送信パルスの符号が相関係数として用いられる。
- [0163] 従って、右方向の主ビーム方向が付与された送信ビーム BMR がターゲット T G により反射された受信パルスと送信パルスとのスライディング相関値は小さく、左方向の主ビーム方向が付与された送信ビーム BML がターゲット T G により反射された受信パルスと送信パルスとのスライディング相関値も同様に小さい。
- [0164] 第 2 符号系列相関器 3 3 2 の相関出力が入力されるコヒーレント加算部 3 4 2 では、左方向の主ビーム方向が付与された送信ビーム BML がターゲッ

トTGにより反射された受信パルスと送信パルスとのスライディング相関値のコヒーレント加算結果においてコヒーレント加算利得が得られない。

[0165] 更に、右方向の主ビーム方向が付与された送信ビームBMRがターゲットTGにより反射された受信パルスと送信パルスとのスライディング相関値のコヒーレント加算結果、即ち、干渉残留成分は小さくなる。

[0166] 以上により、本実施形態のレーダ装置100Cは、送信ビーム制御部600が生成した送信ビーム制御信号に応じて、1送信周期内に送信されるN個の送信パルスに異なる主ビーム方向を切り換えた送信ビームを送信する。

[0167] これにより、レーダ装置100Cは、第1の実施形態のレーダ装置100の効果を得られ、更に、各コヒーレント加算部341～34Nのコヒーレント加算結果では、送信ビームの主ビーム方向にターゲットが存在する場合にコヒーレント加算利得が得られる。

[0168] 従って、レーダ装置100Cは、第1符号系列相関器331～第N符号系列相関器33Nの各相関出力が入力される各コヒーレント加算部341～34Nのコヒーレント加算結果を、N個のセクタレーダのコヒーレント加算結果として用いることができる。

[0169] 更に、レーダ装置100Cは、送信符号系列毎の送信パルスに主ビームを切り換えた送信ビームを送信するので、各送信パルスの送信ビーム間の干渉を抑圧できる。

[0170] (第5の実施形態)

上述した各実施形態では、レーダ装置の送信無線部が送信符号系列を高周波信号に変換する場合に用いるローカル信号の中心周波数は同一であった。

[0171] 第5の実施形態では、送信符号系列毎に、送信無線部が送信符号系列を高周波信号に変換する場合に用いるローカル信号の中心周波数を異ならせるレーダ装置100Eを説明する。

[0172] 図16は、第5の実施形態のレーダ装置100Eの内部構成を示すブロック図である。図16に示すレーダ装置100Eは、符号系列記憶部200と、N個のDAC2401～240Nと、N個の各送信アンテナ2601～2

60Nが接続された送信無線部（送信RF部）2501～250Nと、N個の各受信アンテナ3001～300Nが接続された受信無線部（受信RF部）3101～310Nと、N個のADC3201～320Nと、符号系列相關器330と、コヒーレント加算部340とを含む。

[0173] 図16に示すレーダ装置100Eと図1に示すレーダ装置100との違いは、DACと送信無線部と送信アンテナとの組（以下、「送信系統」という）が送信符号系列の種類と同数のN個となり、受信アンテナと受信無線部とADCとの組（以下、「受信系統」という）も送信符号系列の種類と同数のN個となり、直交化符号を用いないことが異なる。Nは2以上の整数であり、符号系列記憶部200において記憶されている送信符号系列の種類と同じ数である。

[0174] レーダ装置100Eでは、各送信系統の送信無線部2501～250Nと各受信系統の受信無線部3101～310Nにおいて用いる中心周波数が異なる。k（k：1～Nの整数）番目の送信無線部において用いる中心周波数とk番目の受信無線部において用いる中心周波数とは同一である。なお、N個の送信符号系列は、同一でも良いし、異なっても良い。

[0175] レーダ装置100Eでは、k番目の送信系統において生成された送信パルスに対して、k番目の受信系統は、k番目の送信系統において生成された送信パルスに対応した符号系列を用いて相關演算する。

[0176] 以上により、本実施形態のレーダ装置100Eは、異なるN種類の中心周波数の信号を生成する送信無線部2501～250Nと高周波の受信信号をベースバンド信号に変換する受信無線部3101～310Nとを用いることで、各送信符号系列において直交化符号の重畳を省略して、各送信系統間において送信される送信パルスの干渉の発生を抑圧できる。

[0177] これにより、レーダ装置100Eは、1回の送信周期TにおいてN個の送信パルスを送信でき、1個の送信パルスを送信する場合に比べてN倍、良好なSNRが得られる。また、本実施形態のレーダ装置100Eと第1の実施形態のレーダ装置100とを組み合わせることで、即ち、送信符号系列に更

に直交化符号を重畳（乗算）し、更に、各送信系統間において用いる中心周波数を異ならせることで、更に良好なS N Rが得られる。

[0178] 以上、図面を参照して各種の実施形態について説明したが、本開示はかかる例に限定されないことは言うまでもない。当業者であれば、特許請求の範囲に記載された範疇内において、各種の変更例または修正例に想到し得ることは明らかであり、それらについても当然に本開示の技術的範囲に属するものと了解される。

[0179] なお、第4の実施形態では、レーダ装置100Cは、送信符号系列毎の送信パルスに主ビーム方向を切り換えた送信ビームを送信するが、第4の実施形態の変形例として、複数の送信符号系列毎に主ビーム方向を切り換えた送信ビームを送信しても良い。

[0180] 例えば、レーダ装置100Cは、 $N=4$ では、第1符号系列及び第2符号系列を用いた各送信パルスには右方向の主ビーム方向を付与した送信ビームを送信し、第3符号系列及び第4符号系列を用いた各送信パルスには左方向の主ビーム方向を付与した送信ビームを送信する。

[0181] レーダ装置100Cは、第1、第2符号系列を用いた各送信パルスがターゲットにより反射された受信パルスと送信パルスとのスライディング相関値のコヒーレント加算結果と、第3、第4符号系列を用いた各送信パルスがターゲットにより反射された受信パルスと送信パルスとのスライディング相関値のコヒーレント加算結果とを比較する。

[0182] これにより、レーダ装置100Cは、各コヒーレント加算結果を第1番目のセクタレーダ及び第2番目のセクタレーダにおける各コヒーレント加算結果として用いることで、従来技術のレーダ装置が1送信周期内に1個の送信符号系列を用いた送信パルスを送信する場合に比べて、2倍の受信S N Rが得られる。

[0183] なお、第4の実施形態及び上述した第4の実施形態の変形例のレーダ装置100Cの構成を、第2の実施形態のレーダ装置100A又は第3の実施形態のレーダ装置100Bの各構成に付加して組み合わせても良い。

[0184] なお、本出願は、2013年3月21日出願の日本特許出願（特願2013-058611）に基づくものであり、その内容は本出願の中に参照として援用される。

産業上の利用可能性

[0185] 本開示は、簡易な構成によって、送信パルス間の干渉を抑圧して高い受信SNRを得るレーダ装置として有用である。

符号の説明

[0186] 100、100A、100B、100C レーダ装置
200 符号系列記憶部
201 第1符号系列記憶部
202 第2符号系列記憶部
20N 第N符号系列記憶部
210 セレクタ
220 直交化符号記憶部
230 直交化符号乗算部
240 DAC
250、250C 送信無線部
260 送信アンテナ
300 受信アンテナ
310 受信無線部
320 ADC
330、420 符号系列相関器
331 第1符号系列相関器
332 第2符号系列相関器
33N 第N符号系列相関器
340、341、342、34N コヒーレント加算部
401、40(N-1) 遅延器
410 加算器

5 0 0 送信タイミング制御部

6 0 0 送信ビーム制御部

請求の範囲

[請求項1]

N種類（N：2以上の整数）の送信符号系列及びN×M種類（M：2以上の整数）の直交化符号系列から、送信周期毎に、前記N種類の送信符号系列の各送信符号と、前記N×M種類の直交化符号系列のうち選択されたN個の直交化符号とを乗算したN個の送信パルスを生成する送信信号生成部と、

1送信周期内に、前記N個の送信パルスを高周波信号に変換して送信アンテナから送信する送信無線部と、を含み、

前記N×M種類の直交化符号系列は、M個の送信周期において数式（1）を満たす符号系列であり、

$$\begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & \dots & C_{1M} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & \dots & C_{2M} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & \dots & C_{3M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{N1} & C_{N2} & C_{N3} & \dots & C_{NM} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_{11} & C_{21} & C_{31} & \dots & C_{N1} & C_{1M} & C_{2M} & C_{3M} & \dots & C_{NM} \\ C_{12} & C_{22} & C_{32} & \dots & C_{N2} & C_{11} & C_{21} & C_{31} & \dots & C_{N1} \\ C_{13} & C_{23} & C_{33} & \dots & C_{N3} & C_{12} & C_{22} & C_{32} & \dots & C_{N2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{1M} & C_{2M} & C_{3M} & \dots & C_{NM} & C_{1M-1} & C_{2M-1} & C_{3M-1} & \dots & C_{NM-1} \end{pmatrix} \\
 = \begin{pmatrix} M & 0 & 0 & \dots & 0 & * & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & M & 0 & \dots & 0 & 0 & * & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & M & \dots & 0 & 0 & 0 & * & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & M & 0 & 0 & 0 & \dots & * \end{pmatrix} \dots (1)$$

C_{NM}は、第M番目の送信周期において、第N番目の送信符号に乗算される直交化符号である、

レーダ装置。

[請求項2]

請求項1に記載のレーダ装置であって、

前記送信信号生成部は、

前記N種類の送信符号系列を格納する送信符号記憶部と、

前記N×M種類の直交化符号系列を格納する直交化符号記憶部と、

前記N種類の送信符号系列の各送信符号と、前記N×M種類の直交化符号系列のうち前記M番目の送信周期に用いるN個の各直交化符号とを乗算する直交化符号乗算部と、を含む、

レーダ装置。

[請求項3]

請求項 1 又は 2 に記載のレーダ装置であって、

前記 N 個の送信パルスがターゲットにより反射された各反射波信号を受信アンテナにおいて受信してベースバンドの N 個の受信パルスを生成する受信無線部と、

前記 N 個の直交化符号が乗算された前記 N 個の送信パルスと前記 N 個の受信パルスとの相関値を演算する N 個の相関演算部と、

前記 M 個の送信周期にわたって演算された前記相関値を加算するコヒーレント加算部と、を更に含む、

レーダ装置。

[請求項4]

請求項 1 又は 2 に記載のレーダ装置であって、

前記 N 個の送信パルスがターゲットにより反射された各反射波信号を受信アンテナにおいて受信してベースバンドの N 個の受信パルスを生成する受信無線部と、

前記 N 個の送信パルスのうち第 1 番目と第 2 番目の各送信パルスの送信タイミングの時間差分から、前記第 1 番目と第 N 番目の各送信パルスの送信タイミングの時間差分までに応じた各遅延量を、前記 N 個の受信パルスのうち $N - 1$ 個の受信パルスに付与する $N - 1$ 個の遅延器と、

前記遅延量が付与された前記 $N - 1$ 個の受信パルスと前記遅延量が付与されない 1 個の前記受信パルスとを加算する加算器と、

前記 N 個の直交化符号が乗算された前記 N 個の送信パルスと前記加算器の出力との相関値を演算する相関演算部と、

前記 M 個の送信周期にわたって演算された前記相関値を加算するコヒーレント加算部と、を更に含む、

レーダ装置。

[請求項5]

請求項 4 に記載のレーダ装置であって、

前記相関演算部は、

前記N個の送信パルスの符号の加算結果を相関係数として用いて、
前記相関値を演算する、

レーダ装置。

[請求項6]

請求項1～3のうちいずれか一項に記載のレーダ装置であって、
前記M個の送信周期毎に、前記N個の送信パルスのうち少なくとも
2個の各送信パルスの送信タイミングの間隔を変更させる送信タイミ
ング制御信号を出力する送信タイミング制御部と、を更に備え、

前記送信信号生成部は、

前記送信タイミング制御信号を基に、前記N個の送信パルスのうち
少なくとも2個の各送信パルスの送信タイミングの間隔を変更する、

レーダ装置。

[請求項7]

請求項1～3のうちいずれか一項に記載のレーダ装置であって、
前記送信周期内における前記N個の送信パルスの異なる主ビーム方
向を示す送信ビーム制御信号を、1送信周期にN回出力する送信ビー
ム制御部と、を更に備え、

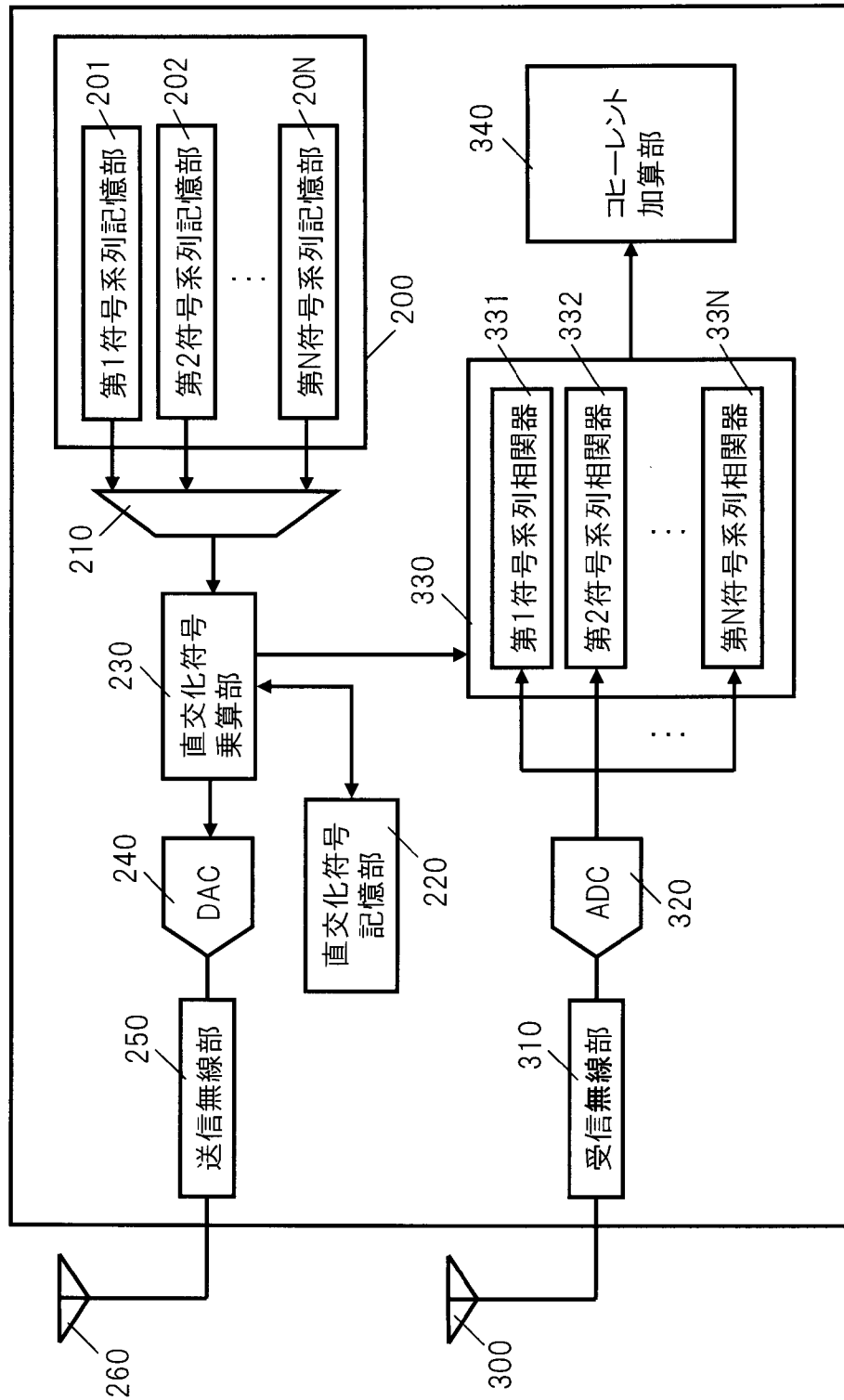
前記送信無線部は、

前記送信ビーム制御信号を基に、前記N個の送信パルスの主ビーム
方向を切り換えて送信する、

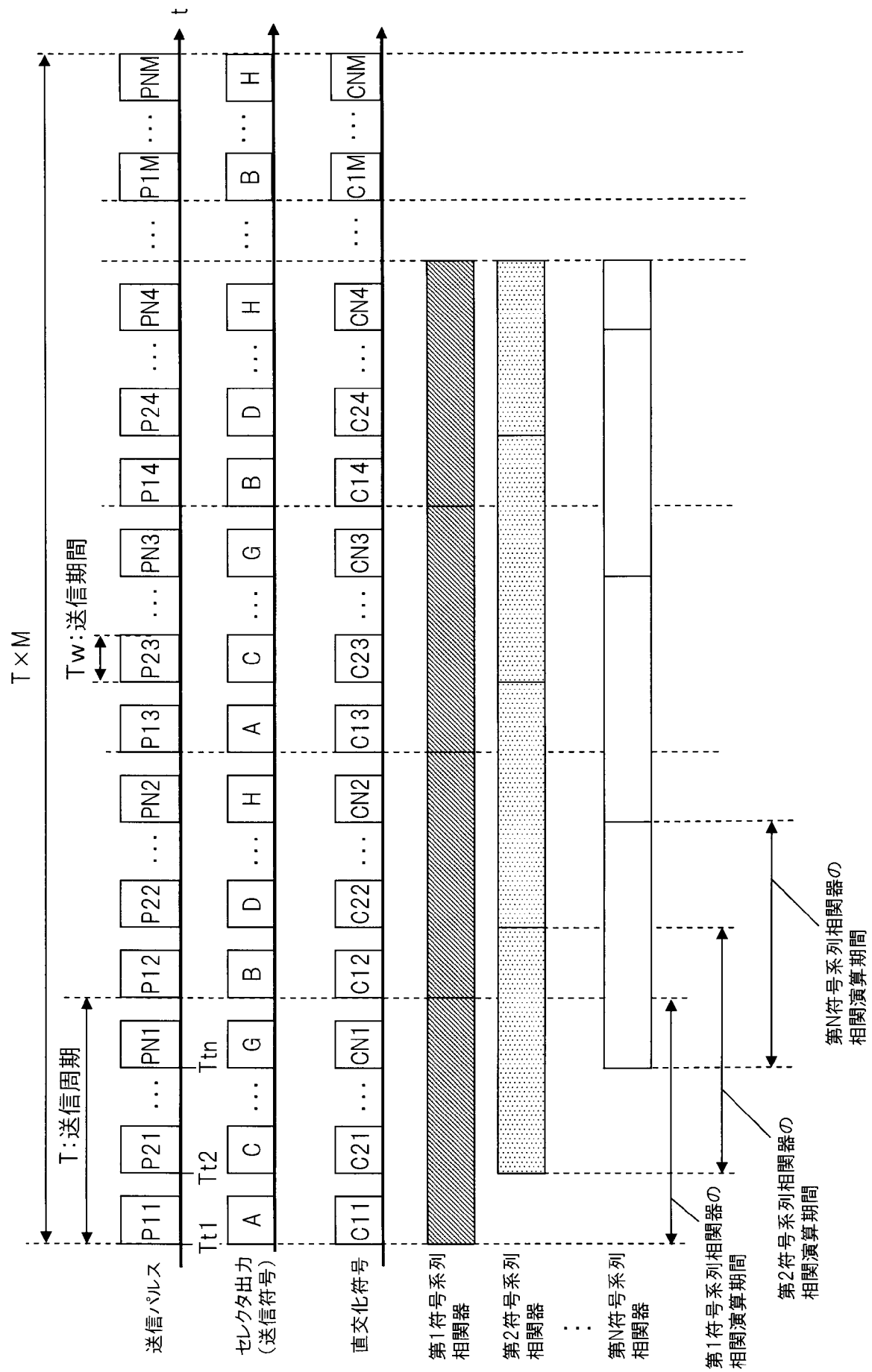
レーダ装置。

[図1]

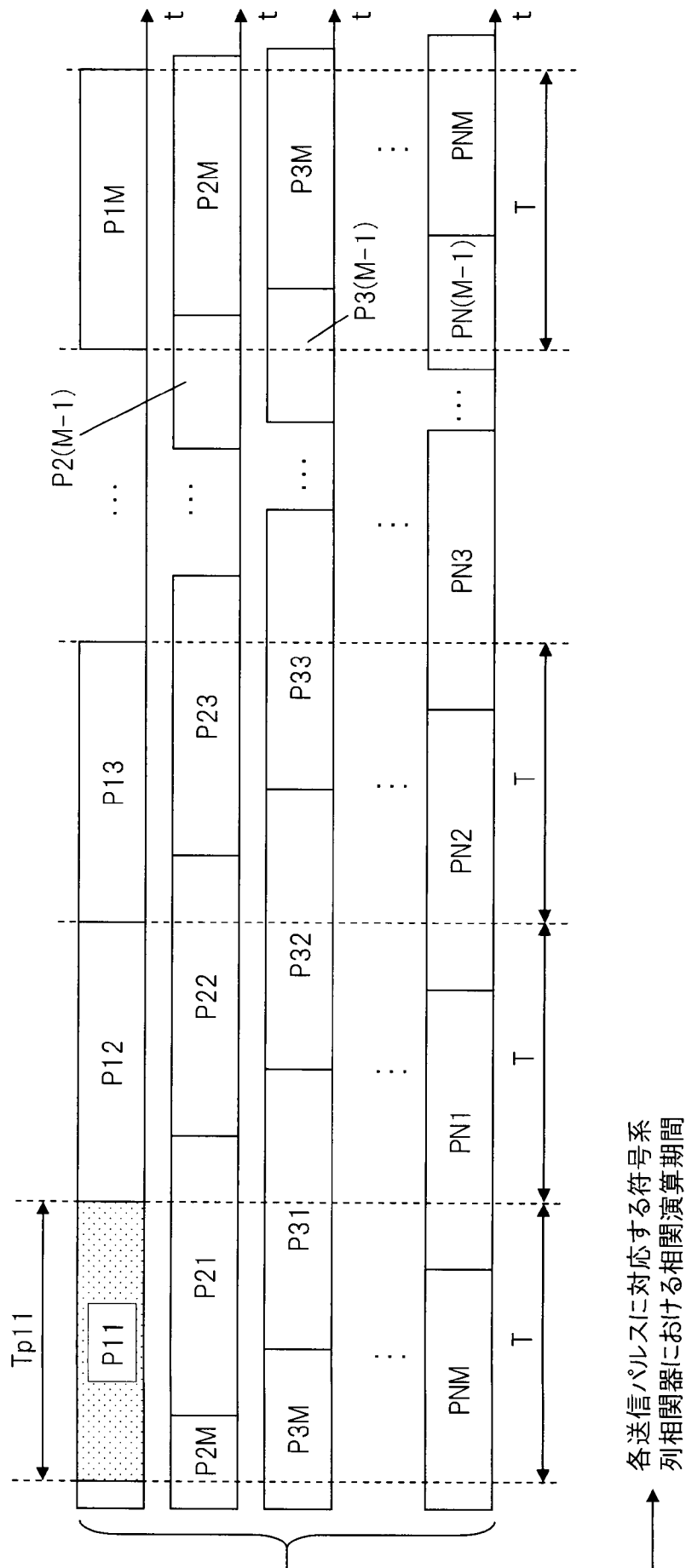
100



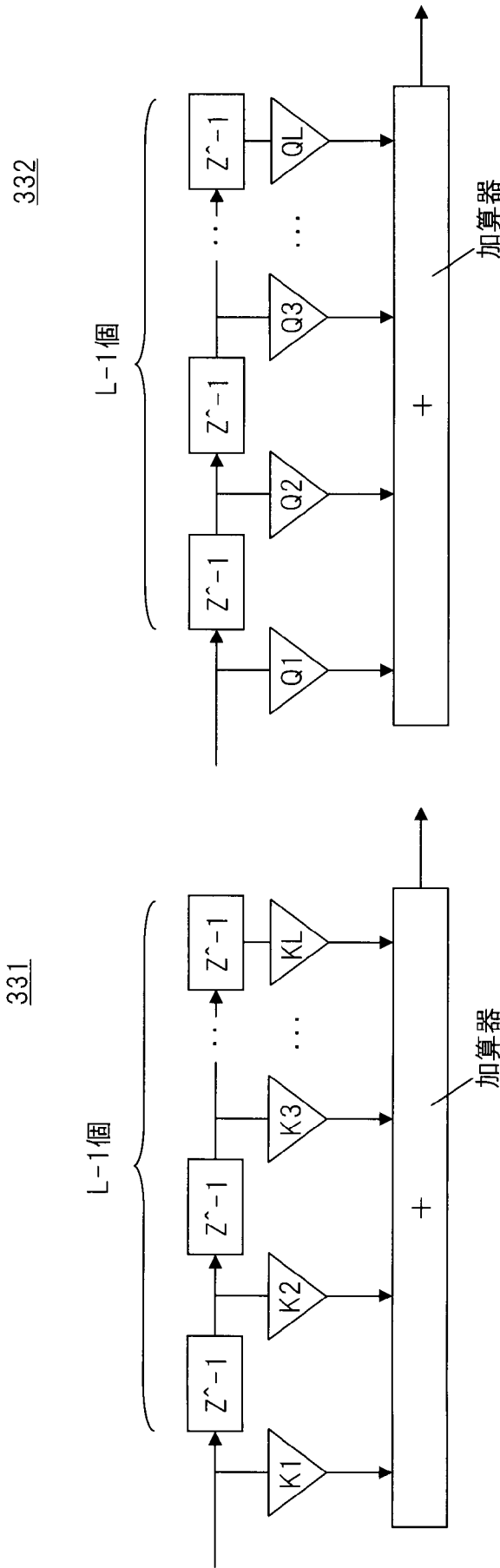
[図2]



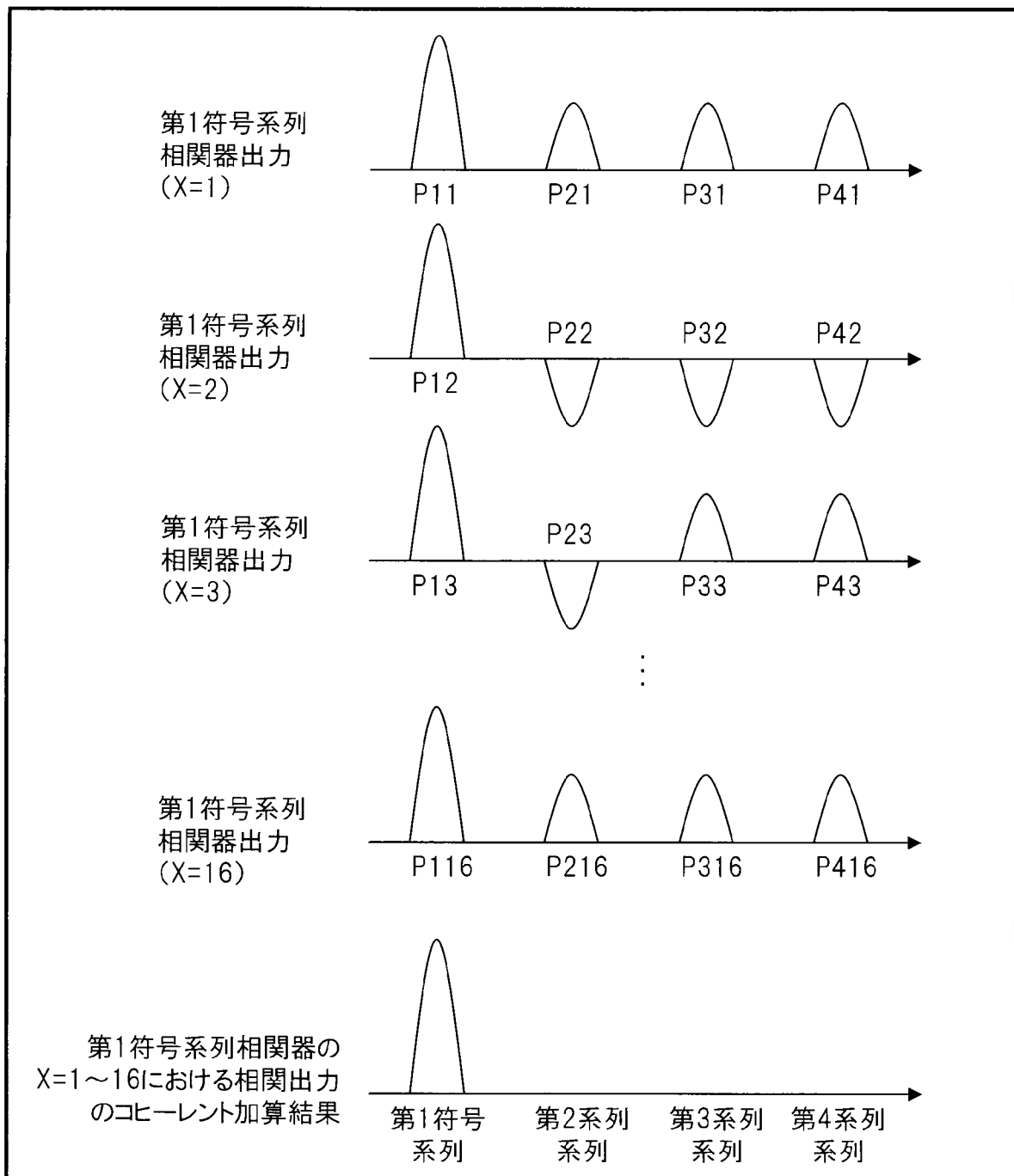
[図3]



[図4]

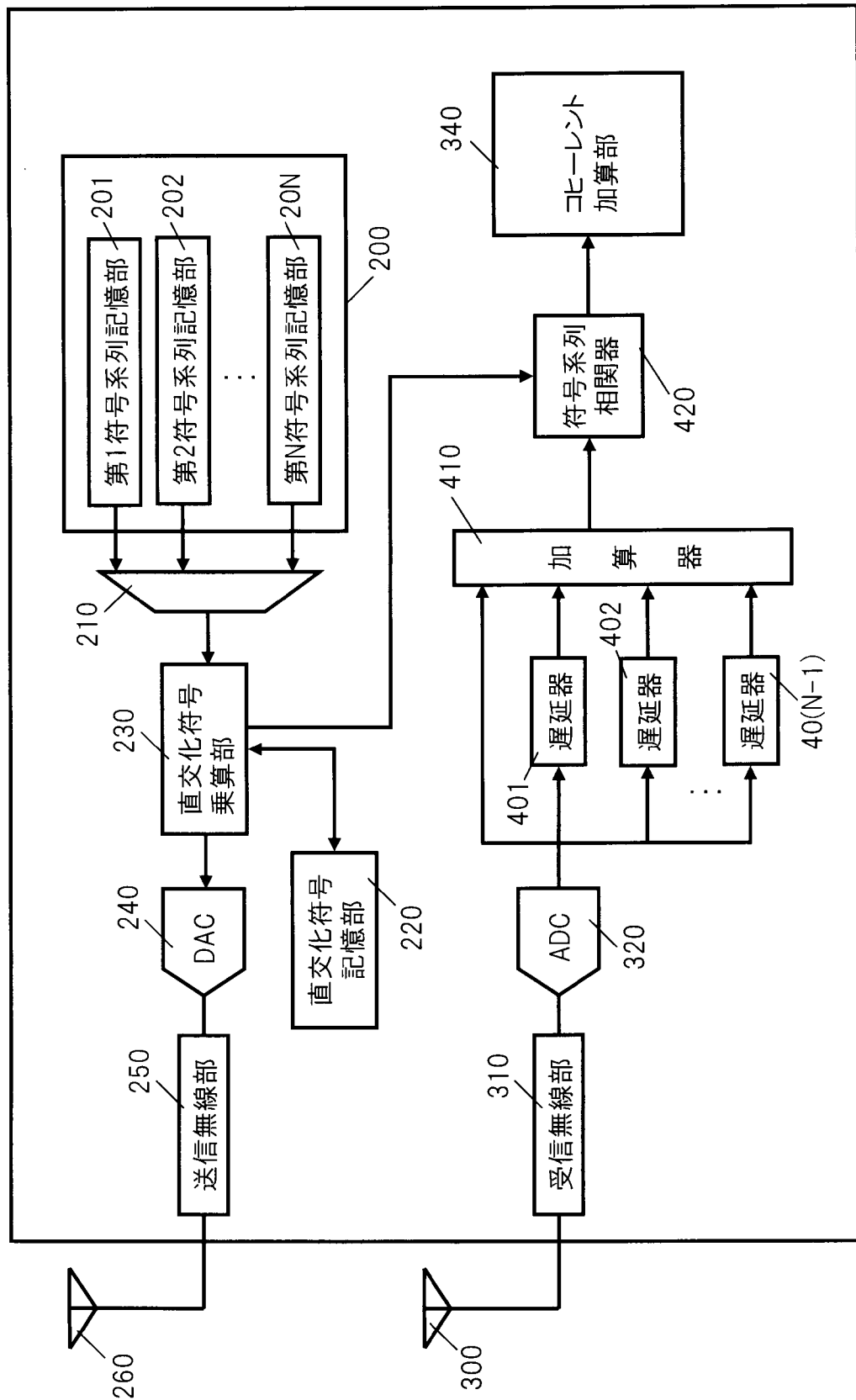


[図5]

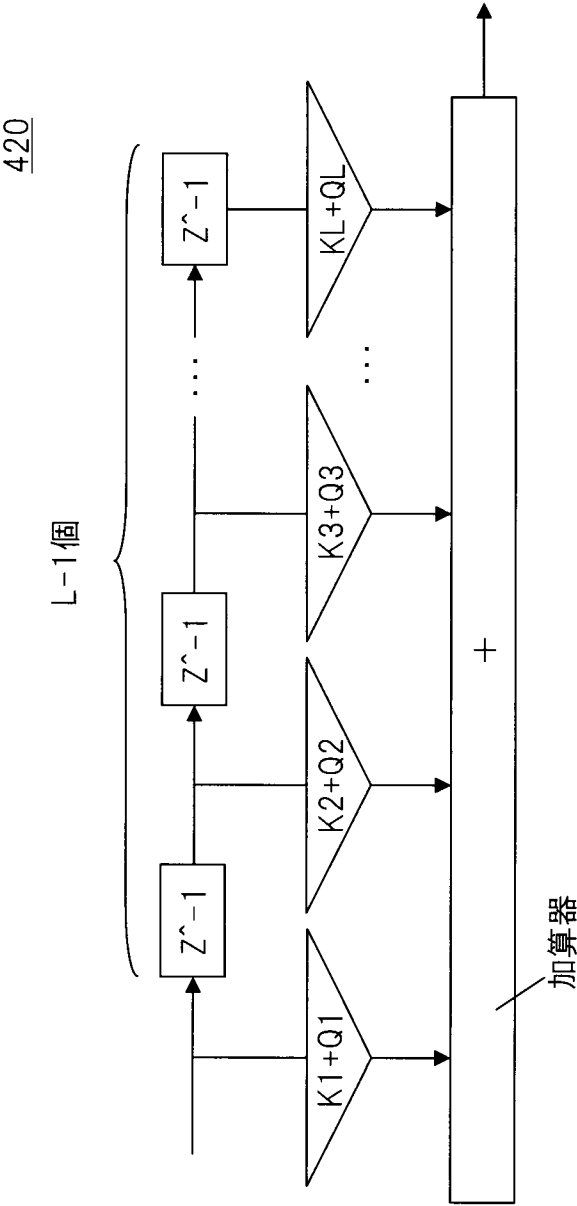


[図6]

100A

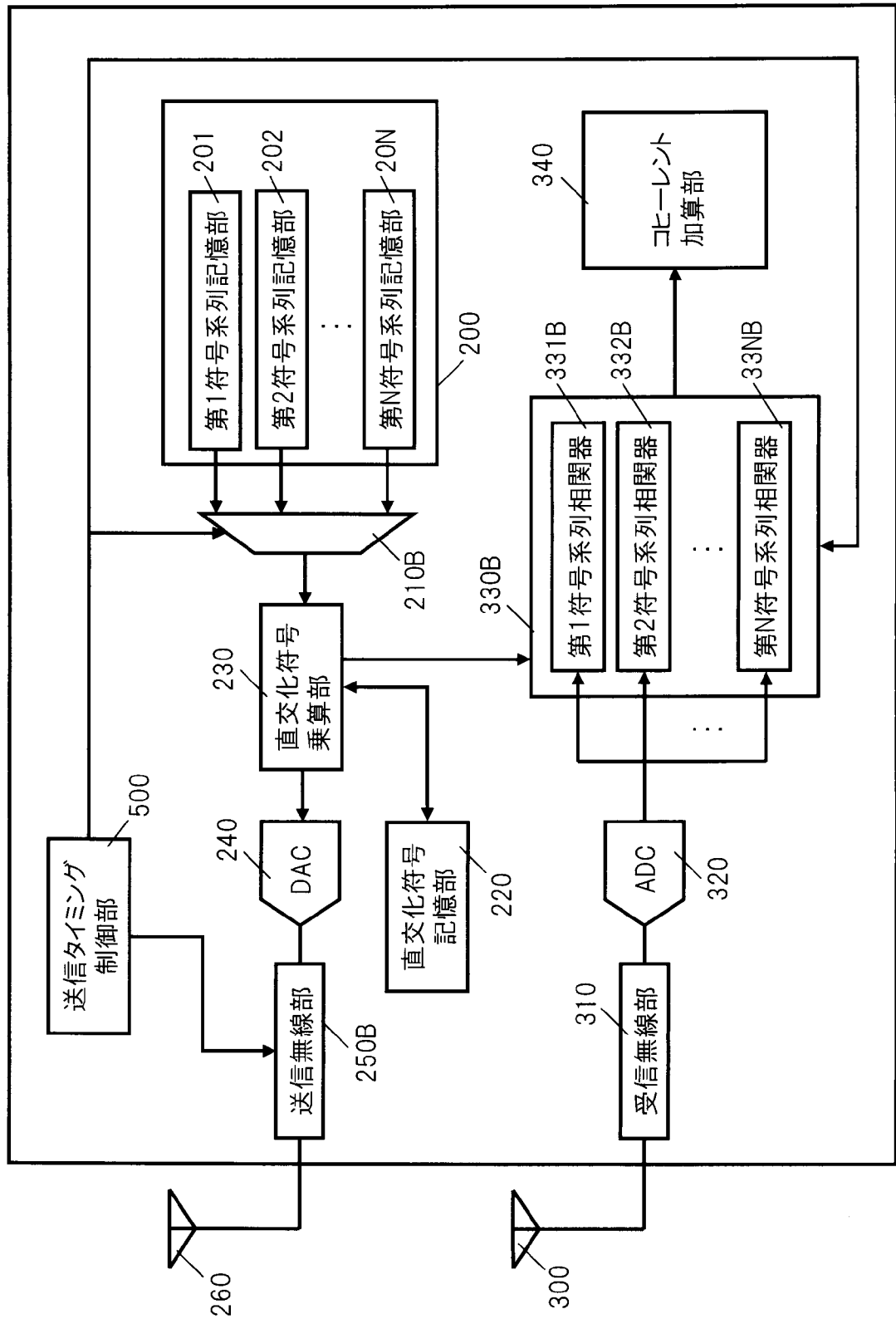


[図7]

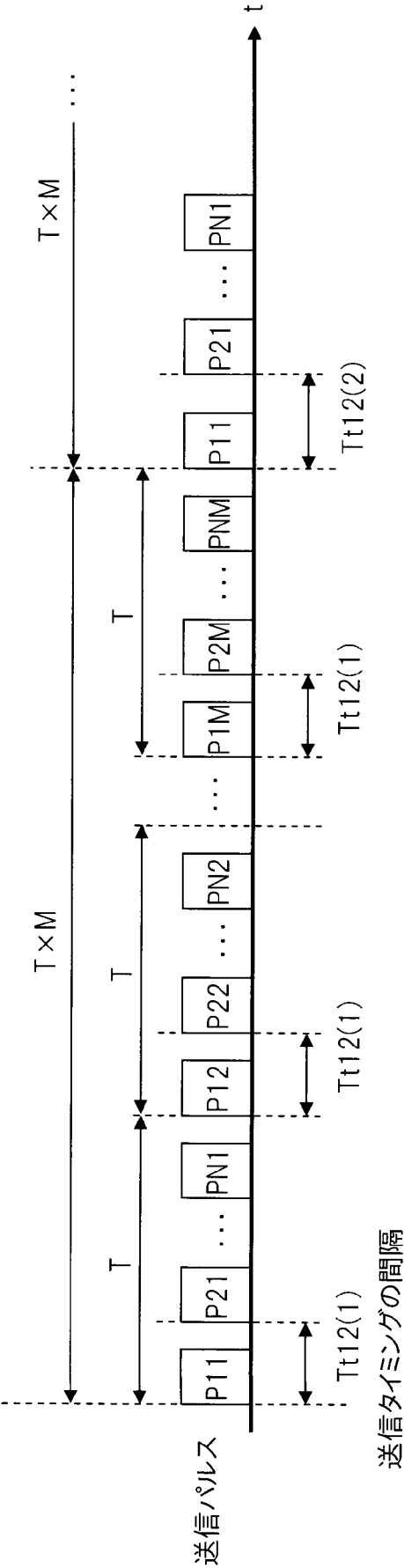


[図8]

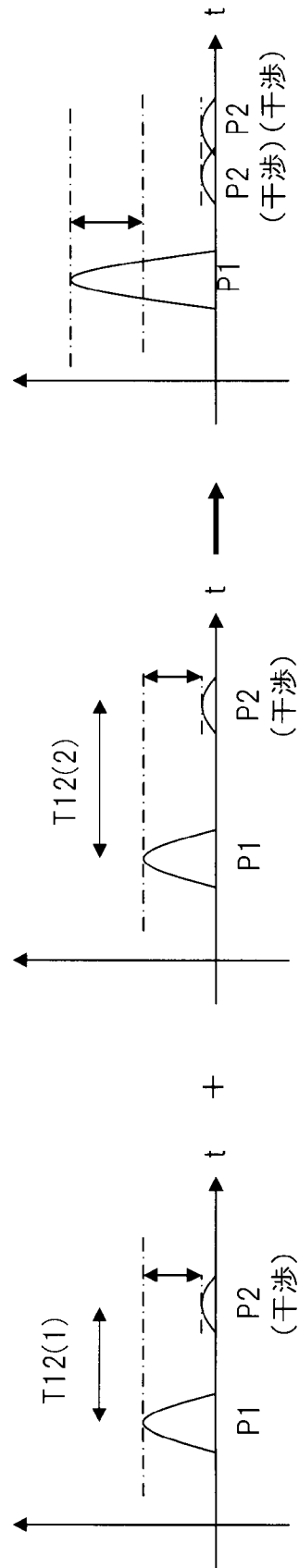
100B



[図9]

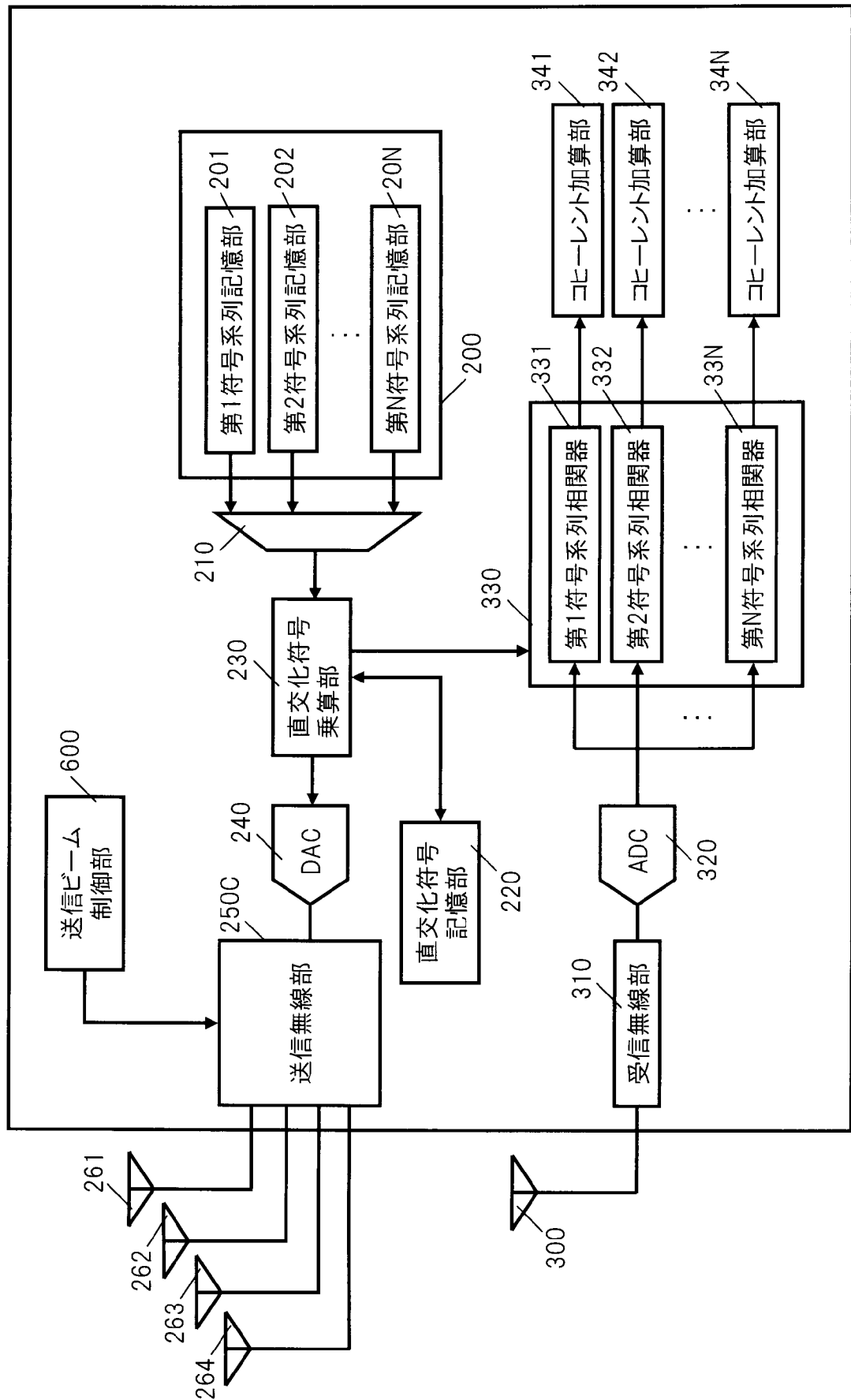


[図10]

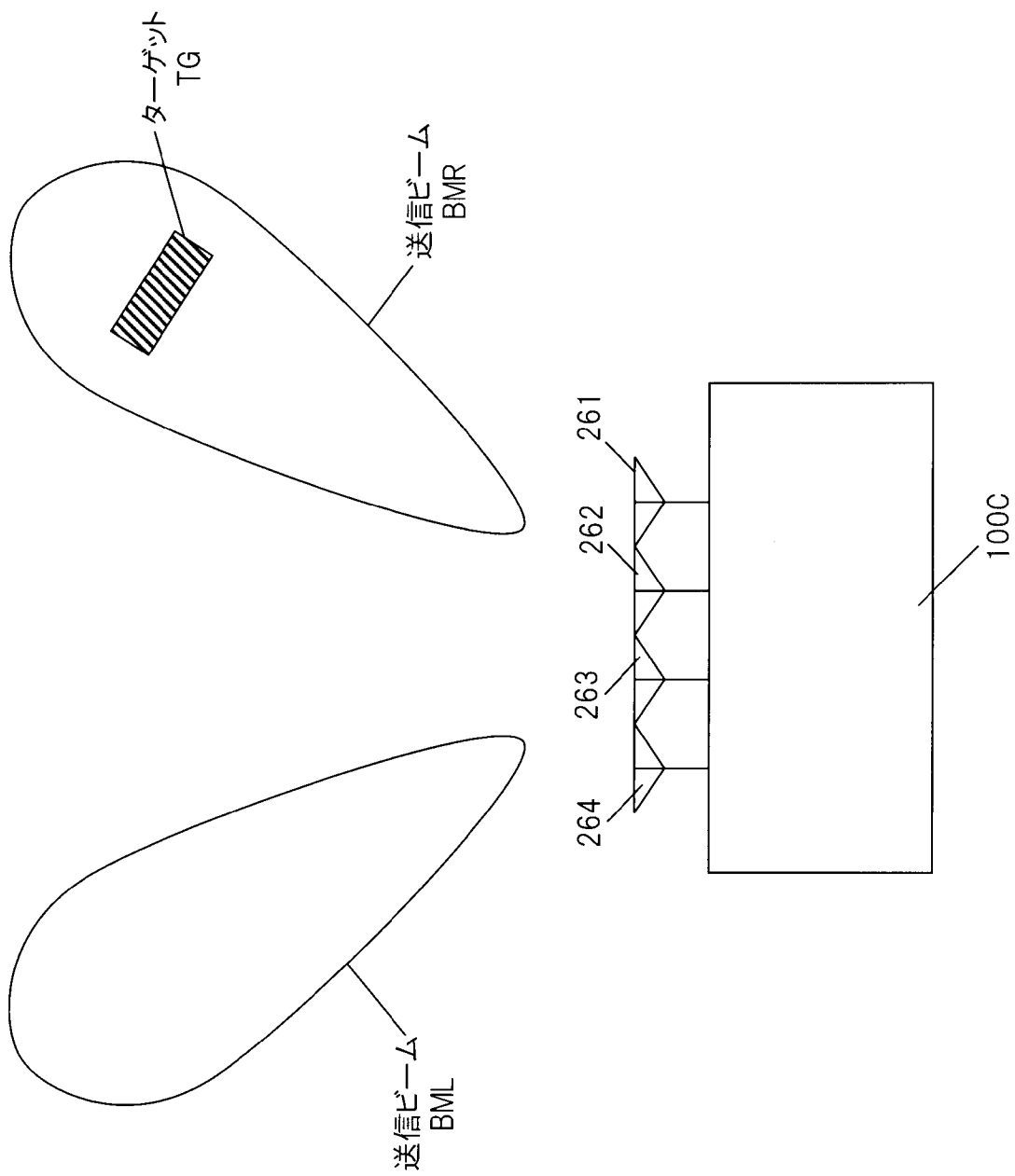


[図11]

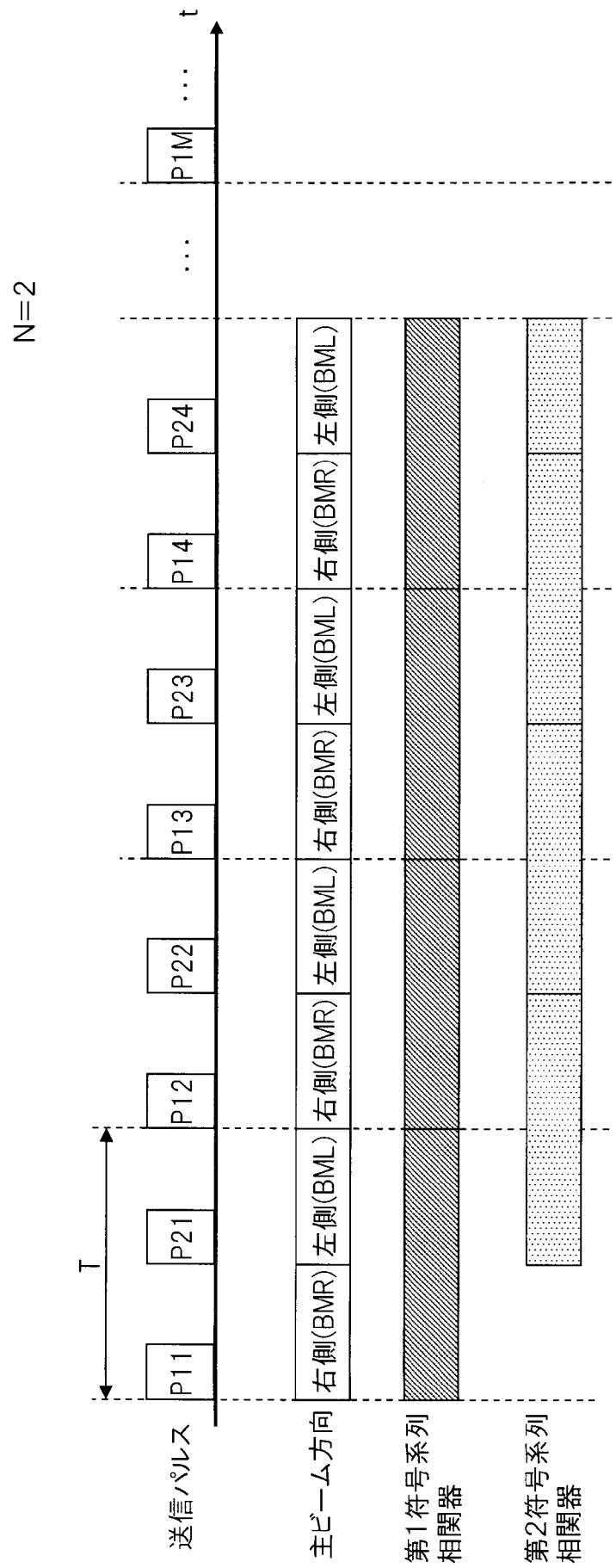
100C



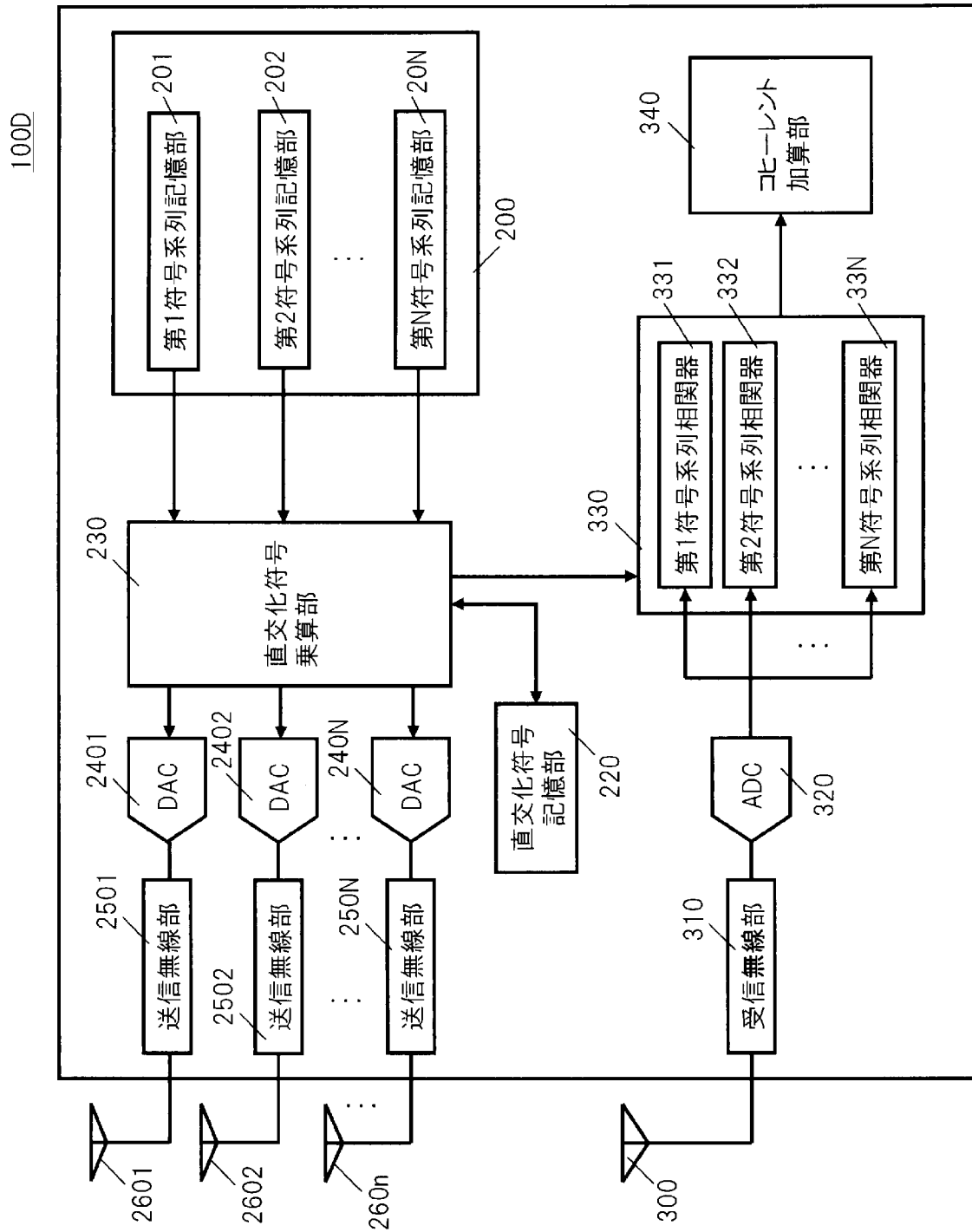
[図12]



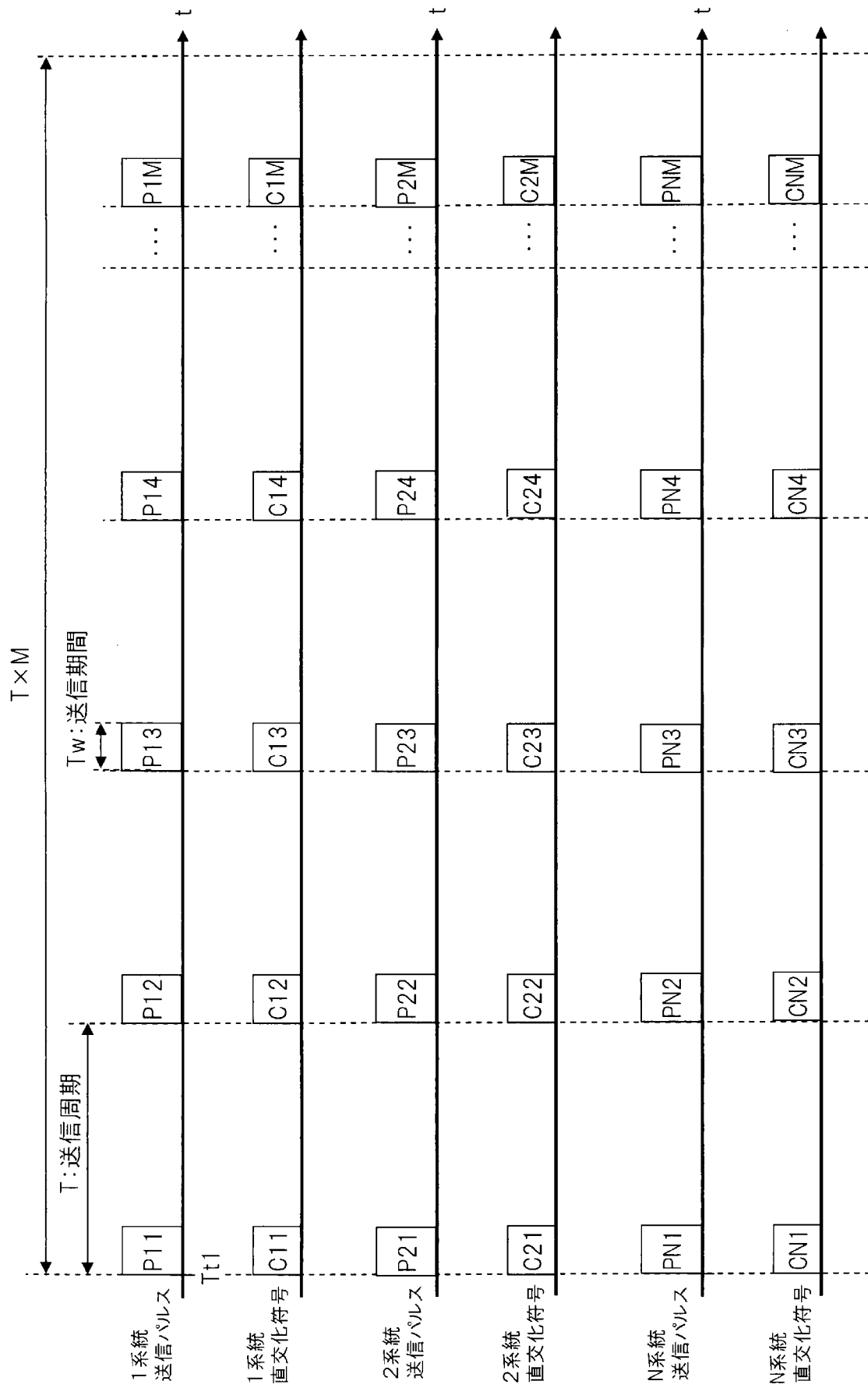
[図13]



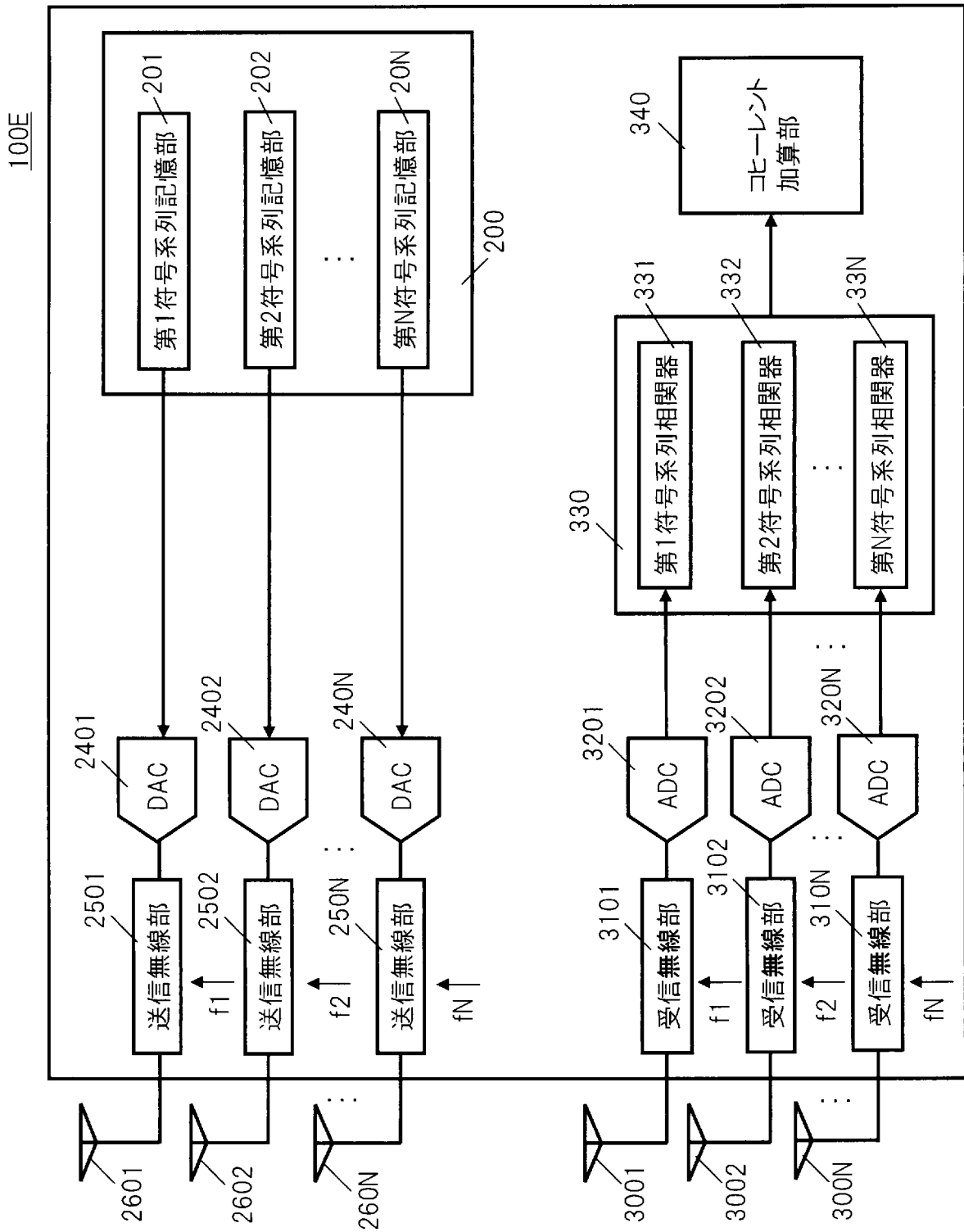
[図14]



[図15]



[図16]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/000598

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

G01S7/282(2006.01) i, G01S13/28(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)

G01S7/00-7/42, G01S13/00-13/95

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	1996-2014
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2014	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2014

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 2012-83143 A (Panasonic Corp.), 26 April 2012 (26.04.2012), entire text; all drawings & US 2013/0176166 A1 & EP 2626720 A1 & WO 2012/046419 A1	1-7
A	JP 2001-251235 A (Oki Electric Industry Co., Ltd.), 14 September 2001 (14.09.2001), entire text; all drawings (Family: none)	1-7
A	WO 2009/092393 A1 (Zirizzotti et al.), 30 July 2009 (30.07.2009), entire text; all drawings (Family: none)	1-7

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ 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
25 February, 2014 (25.02.14)

Date of mailing of the international search report
11 March, 2014 (11.03.14)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. G01S7/282(2006.01)i, G01S13/28(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. G01S7/00-7/42, G01S13/00-13/95

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	1971-2014年
日本国実用新案登録公報	1996-2014年
日本国登録実用新案公報	1994-2014年

国際調査で使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 2012-83143 A（パナソニック株式会社）2012.04.26, 全文、全図 & US 2013/0176166 A1 & EP 2626720 A1 & WO 2012/046419 A1	1-7
A	JP 2001-251235 A（沖電気工業株式会社）2001.09.14, 全文、全図 （ファミリーなし）	1-7
A	WO 2009/092393 A1（Zirizzotti et al.）2009.07.30, 全文、全図（フ ァミリーなし）	1-7

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ 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

の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

25.02.2014

国際調査報告の発送日

11.03.2014

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

2S

4001

電話番号 03-3581-1101 内線 3258