

(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
2020年5月7日(07.05.2020)



(10) 国際公開番号

WO 2020/089990 A1

(51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2007.01)

番 1 号 東 芝 三 菱 電 機 産 業 シ ス テ ム
株式会社内 Tokyo (JP).

(21) 国際出願番号: PCT/JP2018/040219

(22) 国際出願日: 2018年10月30日(30.10.2018)

(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: 東 芝 三 菱 電 機 産 業 シ ス テ ム
株式会社(TOSHIBA MITSUBISHI-ELECTRIC
INDUSTRIAL SYSTEMS CORPORATION) [JP/
JP]; 〒1040031 東京都中央区京橋三丁目
1 番 1 号 Tokyo (JP).

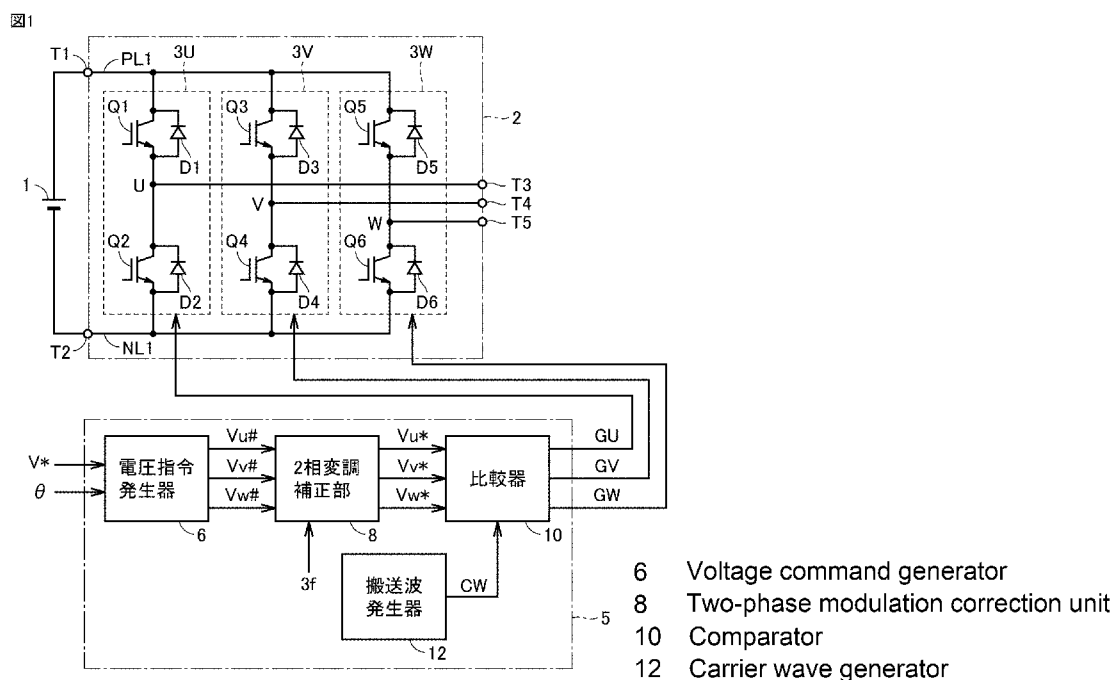
(72) 発明者: 田 中 智 大 (TANAKA, Tomohiro);
〒1040031 東京都中央区京橋三丁目 1

(74) 代理人: 特許業務法人深見特許事務所(FUKAMI
PATENT OFFICE, P.C.); 〒5300005 大阪府大
阪市北区中之島三丁目 2 番 4 号 中之島フェス
ティバルタワー・ウエスト Osaka (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, DJ, DK, DM, DO,
DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT,
HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH,
KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY,
MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ,

(54) Title: POWER CONVERSION DEVICE

(54) 発明の名称: 電力変換装置



(57) Abstract: This power conversion device is provided with: a three-phase inverter (2) having a plurality of switching elements (Q1 to Q6); and a control device (5) for PWM-controlling the three-phase inverter (2) on the basis of three-phase voltage commands (Vu#, Vv#, Vw#). The control device (5) generates a zero-phase voltage command using a two-phase modulation scheme and the third harmonic components (3f) of the three-phase voltage commands. The control device (5) corrects the three-phase voltage commands by adding the generated zero-phase voltage command to the three-phase

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))

voltage commands ($V_u\#$, $V_v\#$, $V_w\#$). The control device (5) generates control signals (GU, GV, GW) for controlling the switching of the plurality of switching elements (Q1 to Q6) by comparing the corrected three-phase voltage commands (V_u^* , V_v^* , V_w^*) with a carrier wave (CW).

(57) 要約: 電力変換装置は、複数のスイッチング素子 (Q1~Q6) を有する三相インバータ (2) と、三相電圧指令 ($V_u\#$, $V_v\#$, $V_w\#$) に基づいて三相インバータ (2) をPWM制御する制御装置 (5) とを備える。制御装置 (5) は、二相変調方式と三相電圧指令の3次高調波成分 (3f) とを用いて零相電圧指令を生成する。制御装置 (5) は、生成した零相電圧指令を三相電圧指令 ($V_u\#$, $V_v\#$, $V_w\#$) に加算することにより三相電圧指令を補正する。制御装置 (5) は、補正された三相電圧指令 (V_u^* , V_v^* , V_w^*) と搬送波 (CW) とを比較することにより、複数のスイッチング素子 (Q1~Q6) のスイッチングを制御するための制御信号 (GU, GV, GW) を生成する。

明 細 書

発明の名称 : 電力変換装置

技術分野

[0001] この発明は、電力変換装置に関する。

背景技術

[0002] 直流電力および三相交流電力の間で電力変換を行なう三相インバータの制御構成として、PWM (Pulse Width Modulation) 制御が広く適用されている（例えば、特開平 9 - 1 4 9 6 6 0 号公報（特許文献 1）参照）。一般的な PWM 制御として、正弦波比較方式がある。正弦波比較方式では、正弦波状の電圧指令と搬送波（代表的には三角波）との電圧比較に従って、各相のスイッチング素子のオンオフを制御する。

[0003] 正弦波比較方式では各相のスイッチング素子は常にオンオフする。特許文献 1 では、三相のうち二相のスイッチング素子のみオンオフさせる二相変調方式を適用することで、各相のスイッチング素子のスイッチング回数を減らしている。これにより、三相インバータのスイッチング損失を低減できる。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献 1 : 特開平 9 - 1 4 9 6 6 0 号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] 二相変調方式では、各相の正弦波状の電圧指令のうち、振幅が最大の相の電圧指令を搬送波の振幅と一致させるとともに、他の二相の電圧指令を補正することで、三相インバータの出力線間電圧に影響を及ぼさないようにすることができる。

[0006] しかしながら、補正後の各相の電圧指令は、スイッチングしない相を切り替えるときに不連続となる。そのため、三相インバータから出力される電圧波形に歪みが生じてしまう。この波形歪みによって、三相インバータの出力

電圧に含まれる高調波成分が増加するとともに、零相電流が増加することが懸念される。

[0007] この発明はこのような課題を解決するためになされたものであって、その目的は、二相変調方式の適用時における三相インバータの出力電圧の波形歪みを抑制することが可能な電力変換装置を提供することである。

課題を解決するための手段

[0008] 本発明のある局面に従うと、直流電力および三相交流電力の間で電力変換を行なう電力変換装置であって、複数のスイッチング素子を有する三相インバータと、三相電圧指令に基づいて三相インバータをPWM制御する制御装置とを備える。制御装置は、二相変調方式と三相電圧指令の3次高調波成分とを用いて零相電圧指令を生成する。制御装置は、生成した零相電圧指令を三相電圧指令に加算することによって三相電圧指令を補正する。制御装置は、補正された三相電圧指令と搬送波とを比較することにより、複数のスイッチング素子のスイッチングを制御するための制御信号を生成する。

発明の効果

[0009] この発明によれば、二相変調方式の適用時における三相インバータの出力電圧の波形歪みを抑制することが可能な電力変換装置を提供することができる。

図面の簡単な説明

[0010] [図1]この発明の実施の形態に係る電力変換装置の主回路構成図である。

[図2]比較例に係る二相変調補正部の構成例を示す図である。

[図3]比較例に係る二相変調補正部を適用してPWMを行なったときの三相インバータの動作波形を示す図である。

[図4]本実施の形態に係る二相変調補正部の構成例を示す図である。

[図5]図4に示した二相変調補正部の動作を説明するための図である。

[図6]比較例に係る二相変調補正部により生成される三相電圧指令および制御信号の波形図である。

[図7]本実施の形態に係る二相変調補正部において $-K = -0.3$ としたとき

の信号波形図である。

[図8]本実施の形態に係る二相変調補正部において $-K = -1.0$ としたときの信号波形図である。

[図9]本実施の形態に係る二相変調補正部において $-K = -0.15$ としたときの信号波形図である。

[図10]本実施の形態に係る二相変調補正部において $-K = +0.15$ としたときの信号波形図である。

発明を実施するための形態

[0011] 以下、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。なお、以下では図中の同一または相当部分には同一符号を付してその説明は原則的には繰返さないものとする。

[0012] 図1は、この発明の実施の形態に係る電力変換装置の主回路構成図である。本実施の形態に従う電力変換装置は、直流電力および三相交流電力（U相電力、V相電力、W相電力）の間で電力変換を行なうように構成される。

[0013] 図1を参照して、本実施の形態に従う電力変換装置は、直流端子T1、T2と、交流端子T3、T4、T5と、三相インバータ2と、制御装置5とを備える。

[0014] 直流端子T1（高電位側直流端子）は直流電源1の正極端子と電氣的に接続され、直流端子T2（低電位側直流端子）は直流電源1の負極端子と電氣的に接続される。直流端子T1には直流正母線PL1が接続され、直流端子T2には直流負母線NL1が接続される。交流端子T3～T5には図示しない負荷が接続される。本明細書において「電氣的に接続」とは、直接的な接続、あるいは、他要素を介した接続によって電気エネルギーの伝達が可能な接続状態を示すものとする。交流端子T3はU相端子であり、交流端子T4はV相端子であり、交流端子T5はW相端子である。

[0015] 三相インバータ2は、直流電源1から供給される直流電力を三相交流電力に変換する。三相交流電力は交流端子T3、T4、T5を介して図示しない負荷に供給される。三相インバータ2は、電力用半導体スイッチング素子（

以下、単に「スイッチング素子」とも称する) Q 1 ~ Q 6 を有する。

- [0016] スwitching素子Q 1は、直流正母線P L 1 (すなわち直流端子T 1) およびノードuの間に電氣的に接続される。Switching素子Q 2は、ノードuおよび直流負母線N L 1 (すなわち直流端子T 2) の間に電氣的に接続される。ノードuは交流端子T 3 (U相端子) と電氣的に接続される。Switching素子Q 1, Q 2はU相アーム3 Uを構成する。
- [0017] Switching素子Q 3は、直流正母線P L 1 およびノードvの間に電氣的に接続される。Switching素子Q 4は、ノードvおよび直流負母線N L 1 の間に電氣的に接続される。ノードvは交流端子T 4 (V相端子) と電氣的に接続される。Switching素子Q 3, Q 4はV相アーム3 Vを構成する。
- [0018] Switching素子Q 5は、直流正母線P L 1 およびノードwの間に電氣的に接続される。Switching素子Q 6は、ノードwおよび直流負母線N L 1 の間に電氣的に接続される。ノードwは交流端子T 5 (W相端子) と電氣的に接続される。Switching素子Q 5, Q 6はW相アーム3 Wを構成する。U相アーム3 U、V相アーム3 VおよびW相アーム3 Wは、直流正母線P L 1 および直流負母線N L 1 の間に互いに並列に接続される。
- [0019] なお、図1では、Switching素子として、I G B T (Insulated Gate Bipolar Transistor) を用いているが、M O S F E T (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) などの任意の自己消弧型のSwitching素子を用いることができる。Switching素子Q 1 ~ Q 6にはそれぞれ、ダイオードD 1 ~ D 6が逆並列に接続されている。ダイオードD 1 ~ D 6各々は、対応するSwitching素子のオフ時にフリーホイール電流を流すために設けられている。Switching素子がM O S F E Tである場合、フリーホイールダイオードは寄生のダイオード(ボディダイオード)で構成される。Switching素子がダイオードを内蔵しないI G B Tである場合、フリーホイールダイオードはI G B Tに逆並列に接続されたダイオードで構成される。
- [0020] 制御装置5は、U相アーム3 U、V相アーム3 VおよびW相アーム3 Wの

各々におけるスイッチング素子の導通（オン）および遮断（オフ）を制御する。具体的には、制御装置 5 は、U 相アーム 3 U のスイッチング素子 Q 1，Q 2 のオンオフを制御するための制御信号 G U、V 相アーム 3 V のスイッチング素子 Q 3，Q 4 のオンオフを制御するための制御信号 G V、および W 相アーム 3 W のスイッチング素子 Q 5，Q 6 のオンオフを制御するための制御信号 G W を生成する。

[0021] 制御装置 5 は、PWM 制御方式を利用して制御信号 G U，G V，G W を生成する。PWM 制御方式は、制御周期ごとに方形波出力電圧のパルス幅を変化させることにより、当該周期間の出力電圧の平均値を変化させる制御方式である。PWM 制御方式には、正弦波状の各相の電圧指令と周波数が一定の搬送波とを比較することで、三相のスイッチング素子を常にオンオフ動作させる「正弦波比較方式」と、三相のうち二相のスイッチング素子のみオンオフ動作させる「二相変調方式」とがある。本実施の形態では、二相変調方式を適用するものとする。

[0022] 具体的には、制御装置 5 は、電圧指令発生器 6 と、二相変調補正部 8 と、比較器 10 と、搬送波発生器 12 とを有する。電圧指令発生器 6 は、三相電圧指令（U 相電圧指令 $V_u \#$ 、V 相電圧指令 $V_v \#$ 、W 相電圧指令 $V_w \#$ ）を生成する。各相の電圧指令 $V_u \#$ ， $V_v \#$ ， $V_w \#$ は正弦波状に変化し、その振幅は搬送波の振幅よりも小さい。

[0023] 二相変調補正部 8 は、電圧指令発生器 6 で生成された三相電圧指令 $V_u \#$ ， $V_v \#$ ， $V_w \#$ を補正することにより、三相電圧指令（U 相電圧指令 $V_u *$ 、V 相電圧指令 $V_v *$ 、W 相電圧指令 $V_w *$ ）を生成する。各相の電圧指令 $V_u *$ ， $V_v *$ ， $V_w *$ は、振幅が搬送波 C W の振幅と一致する期間を有している。この期間は、各相の電圧指令 $V_u \#$ ， $V_v \#$ ， $V_w \#$ のうち、振幅が最大の相の電圧指令に対して設けられる。

[0024] 搬送波発生器 12 は、搬送波 C W として三角波信号を生成する。搬送波 C W は、三相電圧指令（U 相電圧指令 $V_u \#$ 、V 相電圧指令 $V_v \#$ 、W 相電圧指令 $V_w \#$ ）の整数倍の周波数を有しており、三相電圧指令に同期した信号

である。

[0025] 比較器 10 は、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* と搬送波 CW とを比較する。各相の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* と搬送波 CW の振幅とが一致するタイミングで対応する相の 2 つのスイッチング素子がオンオフされるように、制御信号 GU 、 GV 、 GW が生成される。なお、電源短絡を避けるために、各相の 2 つのスイッチング素子はオンオフ動作が反対になるように制御される。

[0026] 次に、図 1 に示した二相変調補正部 8 の構成について説明する。最初に、比較例として、一般的な二相変調方式が適用された二相変調補正部 8A の構成例を説明する。

[0027] 図 2 は、比較例に係る二相変調補正部 8A の構成例を示す図である。図 2 を参照して、二相変調補正部 8A は、最大値選択部 20 と、最小値選択部 22 と、減算器 24、26 と、絶対値回路 (ABS) 28、30 と、比較器 32 と、切替部 34 と、加算器 36、38、40 とを有する。

[0028] 最大値選択部 20 は、正弦波状の三相電圧指令 $V_u^\#$ 、 $V_v^\#$ 、 $V_w^\#$ のうち、電圧値が最大となる相の電圧指令を選択する。電圧値が最大となる相は U 相、V 相、W 相の順に 120° ごとに切り替わる。最大値選択部 20 は、選択した相の電圧指令（以下、「最大電圧指令 MAX 」とも称す）を減算器 24 に出力する。最大値選択部 20 は「第 1 の選択部」の一実施例に対応する。

[0029] 最小値選択部 22 は、三相電圧指令 $V_u^\#$ 、 $V_v^\#$ 、 $V_w^\#$ のうち、電圧値が最小となる相の電圧指令を選択する。電圧値が最小となる相は U 相、V 相、W 相の順に 120° ごとに切り替わる。最小値選択部 22 は、選択した相の電圧指令（以下、「最小電圧指令 MIN 」とも称す）を減算器 26 に出力する。最小値選択部 22 は「第 2 の選択部」の一実施例に対応する。

[0030] 以下の説明では、搬送波 CW の振幅を「1」とする。搬送波 CW は最大値が 1 となり、最小値が -1 となる。なお、三相電圧指令 $V_u^\#$ 、 $V_v^\#$ 、 $V_w^\#$ の振幅は搬送波の振幅 1 よりも小さいため、 $MAX < 1$ 、 $-1 < MIN$

となる。

- [0031] 減算器 24 は、搬送波 CW の最大値 1 から最大電圧指令 MAX を減算し、減算結果 ($1 - \text{MAX}$) を示す信号を出力する。減算器 24 の減算結果 ($1 - \text{MAX}$) は「第 3 の値」に相当する。減算器 26 は、搬送波 CW の最小値 (-1) から最小電圧指令 MIN を減算し、減算結果 ($-1 - \text{MIN}$) を示す信号を出力する。減算器 26 の減算結果 ($-1 - \text{MIN}$) は「第 1 の値」に相当する。
- [0032] 絶対値回路 28 は、最大電圧指令 MAX の絶対値を算出し、算出結果を示す信号を出力する。絶対値回路 30 は、最小電圧指令 MIN の絶対値を算出し、算出結果を示す信号を出力する。
- [0033] 比較器 32 は、絶対値回路 28 の出力信号と絶対値回路 30 の出力信号とを比較し、比較結果を示す信号を出力する。絶対値回路 28 の出力信号が絶対値回路 30 の出力信号よりも大きいとき、すなわち、最大電圧指令 MAX の絶対値 $>$ 最小電圧指令 MIN の絶対値のとき、比較器 32 は H (論理ハイ) レベルの信号を出力する。一方、絶対値回路 28 の出力信号が絶対値回路 30 の出力信号よりも小さいとき、すなわち、最大電圧指令 MAX の絶対値 $<$ 最小電圧指令 MIN の絶対値のとき、比較器 32 は L (論理ロー) レベルの信号を出力する。
- [0034] 切替部 34 は、第 1 入力端子、第 2 入力端子および出力端子を有する。第 1 入力端子は減算器 24 の出力信号 ($1 - \text{MAX}$) を受け、第 2 入力端子は減算器 26 の出力信号 ($-1 - \text{MIN}$) を受ける。切替部 34 は、比較器 32 の出力信号に基づいて、2 つの入力信号のいずれか一方を選択し、選択した信号を出力端子から出力する。具体的には、比較器 32 の出力信号が H レベルのとき、切替部 34 は、減算器 24 の出力信号 ($1 - \text{MAX}$) を選択する。比較器 32 の出力信号が L レベルのとき、切替部 34 は、減算器 26 の出力信号 ($-1 - \text{MIN}$) を選択する。
- [0035] すなわち、最大電圧指令 MAX の絶対値 $>$ 最小電圧指令 MIN の絶対値の場合、減算器 24 の出力信号 ($1 - \text{MAX}$) が選択される。一方、最大電圧

指令MAXの絶対値<最小電圧指令MINの絶対値の場合、減算器26の出力信号（ $-1 - \text{MIN}$ ）が選択される。切替部34にて選択された信号は「零相電圧指令Vz」を構成する。

[0036] 加算器36は、U相電圧指令Vu#に零相電圧指令Vzを加算することにより、U相電圧指令Vu*を生成する（ $Vu* = Vu\# + Vz$ ）。加算器38は、V相電圧指令Vv#に零相電圧指令Vzを加算することにより、V相電圧指令Vv*を生成する（ $Vv* = Vv\# + Vz$ ）。加算器40は、W相電圧指令Vw#に零相電圧指令Vzを加算することにより、W相電圧指令Vw*を生成する（ $Vw* = Vw\# + Vz$ ）。

[0037] 二相変調補正部8Aによれば、例えば、最大電圧指令MAXがU相電圧指令Vu#のとき、各相の電圧指令Vu*, Vv*, Vw*は次式（1）～（3）により求められる。ただし、Vu#, Vv#, Vw#の振幅をEとする（ $E < 1$ ）。

$$Vu* = E \sin \theta + (1 - E \sin \theta) = 1 \quad \dots (1)$$

$$Vv* = E \sin (\theta - 2\pi/3) + (1 - E \sin \theta) \quad \dots (2)$$

$$Vw* = E \sin (\theta + 2\pi/3) + (1 - E \sin \theta) \quad \dots (3)$$

また、最小電圧指令MINがU相電圧指令Vu#のとき、各相の電圧指令Vu*, Vv*, Vw*は次式（4）～（6）により求められる。

$$Vu* = E \sin \theta + (-1 - E \sin \theta) = -1 \quad \dots (4)$$

$$Vv* = E \sin (\theta - 2\pi/3) + (-1 - E \sin \theta) \quad \dots (5)$$

$$Vw* = E \sin (\theta + 2\pi/3) + (-1 - E \sin \theta) \quad \dots (6)$$

式（1）～（3）の右辺の第1項は各相の電圧指令Vu#, Vv#, Vw#に相当し、第2項の（ $1 - E \sin \theta$ ）は零相電圧指令Vzに相当する。

式（4）～（6）の右辺の第1項は各相の電圧指令Vu#, Vv#, Vw#に相当し、第2項の（ $-1 - E \sin \theta$ ）は零相電圧指令Vzに相当する。

[0038] 式（1）～（6）から明らかなように、各相の電圧指令Vu*, Vv*, Vw*に零相電圧指令Vzを加算しても、三相インバータ2の出力線間電圧には影響を及ぼさない。V相電圧指令Vv#およびW相電圧指令Vw#が最

大電圧指令 MAX または最小電圧指令 MIN となるときにも、同様にして各相の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を求めることができる。

[0039] 図3は、比較例に係る二相変調補正部8Aを適用してPWMを行なったときの三相インバータ2の動作波形を示す図である。図3において、一点鎖線は正弦波状の三相電圧指令 $V_u^\#$ 、 $V_v^\#$ 、 $V_w^\#$ を示す。三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は、三相電圧指令 $V_u^\#$ 、 $V_v^\#$ 、 $V_w^\#$ に零相電圧指令 V_z を加算したものである。

[0040] 図3には、さらに、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* と搬送波 CW とを比較して生成された制御信号 GU 、 GV 、 GW と、制御信号 GU 、 GV 、 GW を用いてスイッチング素子 $Q1 \sim Q6$ をオンオフさせることによる出力線間電圧 V_{uv} 、 V_{vw} 、 V_{wu} が示されている。

[0041] 各相の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* と搬送波 CW の振幅とが一致するタイミングで、対応する相の2つのスイッチング素子（例えばスイッチング素子 $Q1$ 、 $Q2$ ）のオンオフが行なわれる。なお、電源短絡を避けるために、各相の2つのスイッチング素子はオンオフ動作が反対になるように制御される。出力線間電圧 V_{uv} 、 V_{vw} 、 V_{wu} の基本波成分は、対応する三相電圧指令 $V_u^\#$ 、 $V_v^\#$ 、 $V_w^\#$ と同じ周波数の正弦波となる。

[0042] 図3から分かるように、一般的な二相変調方式では、各相のスイッチング素子は1スイッチング周期当たり 120° の期間スイッチングしないため、正弦波比較方式と比べてスイッチング素子のスイッチング回数が $2/3$ になる。このように、二相変調方式によれば、正弦波比較方式に比べてスイッチング回数が減るため、三相インバータ2で発生するスイッチング損失を低減することができる。

[0043] しかしながら、一方で、二相変調方式では、各相の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は 60° の期間ごとに電圧値が急激に変化する。このような各相の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の不連続性によって、三相インバータ2から出力される電圧波形に歪みが生じてしまう。この波形歪みによって、三相インバータ2の出力電圧に含まれる高調波成分が増加するとともに、零相

電流が増加することが懸念される。

[0044] そこで、本実施の形態では、二相変調の適用時における三相インバータ 2 の出力電圧の波形歪みを抑制するための新たな制御構成を提案する。以下、図 4 および図 5 を用いて、本実施の形態に係る二相変調方式について説明する。

[0045] 図 4 は、本実施の形態に係る二相変調補正部 8 の構成例を示す図である。図 4 を参照して、本実施の形態に係る二相変調補正部 8 は、図 2 に示した比較例に係る二相変調補正部 8 A と比較して、絶対値回路 28, 30、比較器 32 および切替部 34 に代えて、乗算器 46、最大値選択部 48 および最小値選択部 50 を有する点が異なる。

[0046] 二相変調補正部 8 では、以下に説明するように、零相電圧指令 V_z の生成に三相電圧指令 $V_u\#$, $V_v\#$, $V_w\#$ と同期した 3 次高調波成分 $3f$ を用いる。本願明細書では、3 次高調波成分 $3f$ を $\sin(3\theta)$ と定義する。

[0047] 乗算器 46 は、3 次高調波成分 $3f$ に係数「 $-K$ 」を乗算する。「 K 」は 3 次高調波成分 $3f$ の振幅を決めるための係数である。 $K=1$ のとき、3 次高調波成分 $(-K \cdot 3f) = -\sin(3\theta)$ となり、搬送波 CW と同じ振幅となる。なお、係数 K に「 $-$ 」を付すことで、 K が正の場合、 $(-K \cdot 3f)$ は 3 次高調波成分 $3f$ の位相を 180° ずらした信号（すなわち、3 次高調波成分 $3f$ の正負を反転させた信号）となる。一方、 K が負の場合には、 $(-K \cdot 3f)$ は 3 次高調波成分 $3f$ と同位相の信号となる。乗算器 46 の乗算結果 $(-K \cdot 3f)$ を示す信号は「第 2 の値」に相当する。

[0048] 最大値選択部 48 は、減算器 26 の減算結果 $(-1 - MIN)$ を示す信号（第 1 の値）および乗算器 46 が出力する 3 次高調波成分 $(-K \cdot 3f)$ を示す信号（第 2 の値）のうち、電圧値が大きい方を選択する。最大値選択部 48 は「第 3 の選択部」の一実施例に対応する。

[0049] 最小値選択部 50 は、減算器 24 の減算結果 $(1 - MAX)$ を示す信号（第 3 の値）および最大値選択部 48 の出力信号のうち、電圧値が小さい方を選択する。最小値選択部 50 で選択された信号は「零相電圧指令 V_z 」を構

成する。最小値選択部50は「第4の選択部」の一実施例に対応する。

[0050] 加算器36は、U相電圧指令 $V_u\#$ に零相電圧指令 V_z を加算することにより、U相電圧指令 V_u* を生成する($V_u* = V_u\# + V_z$)。加算器38は、V相電圧指令 $V_v\#$ に零相電圧指令 V_z を加算することにより、V相電圧指令 V_v* を生成する($V_v* = V_v\# + V_z$)。加算器40は、W相電圧指令 $V_w\#$ に零相電圧指令 V_z を加算することにより、W相電圧指令 V_w* を生成する($V_w* = V_w\# + V_z$)。

[0051] すなわち、各相の電圧指令 V_u* 、 V_v* 、 V_w* は次式(7)～(9)により求められる。ただし、 $V_u\#$ 、 $V_v\#$ 、 $V_w\#$ の振幅をEとする($E < 1$)。

$$V_u* = E \sin \theta + V_z \quad \dots (7)$$

$$V_v* = E \sin (\theta - 2\pi/3) + V_z \quad \dots (8)$$

$$V_w* = E \sin (\theta + 2\pi/3) + V_z \quad \dots (9)$$

ただし、零相電圧指令 V_z は次式(10)で与えられる。

$$V_z = \min [\max \{ (-1 - \text{MIN}), -K \cdot \sin (3\theta) \}, (1 - \text{MAX})] \quad \dots (10)$$

式(7)～(9)から明らかなように、各相の電圧指令 V_u* 、 V_v* 、 V_w* に零相電圧指令 V_z を加算しても、三相インバータ2の出力線間電圧には影響を及ぼさない。

[0052] 図5は、図4に示した二相変調補正部8の動作を説明するための図である。図5(A)は、比較例に係る二相変調補正部8A(図2参照)により生成された零相電圧指令 V_z の波形を示す。なお、図中の破線は減算器24の出力信号($1 - \text{MAX}$)および減算器26の出力信号($-1 - \text{MIN}$)を示す。図中の実線はこれら2つの信号に基づいて生成された零相電圧指令 V_z を示す。

[0053] 図5(B)は、本実施の形態に係る二相変調補正部8(図4参照)で生成された零相電圧指令 V_z の波形を示す。図中の破線は減算器24の出力信号($1 - \text{MAX}$)および減算器26の出力信号($-1 - \text{MIN}$)を示す。図中

の一点鎖線は乗算器 46 の出力する 3 次高調波成分 ($-K \cdot 3f$) を示す。

図 5 (B) の例では、 $-K = -0.3$ としている。図中の実線はこれら 3 つの信号に基づいて生成された零相電圧指令 V_z を示す。

[0054] 図 5 (A) によると、零相電圧指令 V_z は 60° の期間毎に正負の間を急峻に変化している。そのため、図 3 に示したように、各相の電圧指令 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} は不連続となってしまふ。

[0055] これに対して、本実施の形態では、零相電圧指令 V_z は、 $(1 - MAX)$ 、 $(-1 - MIN)$ および 3 次高調波成分 ($-K \cdot 3f$) の組み合わせに基づいて生成される。図 5 (B) の例では、零相電圧指令 V_z は、 $(-1 - MIN)$ および $(-K \cdot 3f)$ のうちの電圧値が大きい方と、 $(1 - MAX)$ および $(-K \cdot 3f)$ のうちの電圧値が小さい方とが、3 次高調波成分 $3f$ の $1/2$ 周期毎に交互に切り替わるように構成されている。そして、この構成において、零相電圧指令 V_z は、3 次高調波成分 ($-K \cdot 3f$) の影響を受けて、 60° の期間毎に正負の間をなだらかに変化する。

[0056] 図 5 (C) は、図 5 (B) に示す零相電圧指令 V_z を、各相の電圧指令 $V_{u\#}$ 、 $V_{v\#}$ 、 $V_{w\#}$ に加算することによって生成された各相の電圧指令 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} の波形を示す。図 5 (C) の三相電圧指令 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} と、図 3 に示した三相電圧指令 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} とを比較すると、図 5 (C) では、振幅が最大となる相の他の 2 相の電圧指令がなだらかに変化していることが分かる。これによると、各相の電圧指令 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} の不連続性が低減されるため、三相インバータ 2 の出力電圧における波形歪みを低減することができる。この結果、三相インバータ 2 の出力電圧に含まれる高調波成分および零相電流の増加を抑制することができる。

[0057] ここで、図 4 で説明したように、3 次高調波成分 $3f$ に乗じる係数「 $-K$ 」によって、零相電圧指令 V_z の生成に用いられる 3 次高調波成分 $3f$ の振幅および正負を調整することができる。3 次高調波成分 $3f$ の振幅および正負によって零相電圧指令 V_z の波形が変化することで、三相電圧指令 V_{u*}

、 V_v^* 、 V_w^* の波形も変化する。以下、零相電圧指令 V_z および三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* と係数「 $-K$ 」との関係について説明する。

[0058] 図6は、比較例に係る二相変調補正部8A（図2参照）により生成される三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* および制御信号 G_U 、 G_V 、 G_W の波形図である。図6に示すように、各相の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は、1スイッチング周期当たり 120° の期間に振幅が1に固定されている。この期間中、対応する相の制御信号が固定されるため、対応する相の2つのスイッチング素子はスイッチングしない。一方、残りの二相の各々において2つのスイッチング素子のオンオフが行なわれる。

[0059] 図7は、本実施の形態に係る二相変調補正部8（図4参照）において $-K = -0.3$ （すなわち $K = 0.3$ ）としたときの信号波形図である。図7（A）は零相電圧指令 V_z の波形図であり、図7（B）は三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* および制御信号 G_U 、 G_V 、 G_W の波形図である。

[0060] $-K = -0.3$ の場合、3次高調波成分 $3f$ の振幅は 0.3 となる。図7（A）において、破線は減算器24の出力信号（ $1 - MAX$ ）および減算器26の出力信号（ $-1 - MIN$ ）を示し、一点鎖線は3次高調波成分（ $-K \cdot 3f$ ）を示す。

[0061] 図7（A）において、実線は上記3つの信号の組み合わせにより生成された零相電圧指令 V_z を示す。零相電圧指令 V_z は、（ $-1 - MIN$ ）および（ $-0.3 \cdot \sin(3\theta)$ ）のうちの電圧値が大きい方と、（ $1 - MAX$ ）および（ $-0.3 \cdot \sin(3\theta)$ ）のうちの電圧値が小さい方とが、3次高調波成分 $3f$ の $1/2$ 周期毎に交互に切り替わるように構成される。

[0062] 零相電圧指令 V_z は、3次高調波成分 $3f$ の影響を受けて正負の間を連続して変化している。その結果、図7（B）に示すように、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は不連続性が低減され、なだらかに変化する。この三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に従ってPWM制御を行なうことにより、三相インバータ2の出力電圧における波形歪みが低減される。この結果、三相インバータ2の出力電圧に含まれる高調波成分および零相電流を低減する

ことができる。

[0063] その一方で、図7（B）では、図6と比較して、1スイッチング周期当たり振幅が1に固定される期間が短くなっている。そのため、スイッチング回数が多くなり、結果的に三相インバータ2のスイッチング損失が増加してしまう。

[0064] 図8は、本実施の形態に係る二相変調補正部8（図4参照）において $-K = -1.0$ （すなわち $K = 1.0$ ）としたときの信号波形図である。図8（A）は零相電圧指令 V_z の波形図であり、図8（B）は三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* および制御信号 G_U 、 G_V 、 G_W の波形図である。

[0065] $-K = -1.0$ の場合、3次高調波成分 $3f$ の振幅は 1.0 となる。図8（A）において、破線は減算器24の出力信号（ $1 - MAX$ ）および減算器26の出力信号（ $-1 - MIN$ ）を示し、一点鎖線は3次高調波成分（ $-K \cdot 3f$ ）を示す。

[0066] 図8（A）において、実線は上記3つの信号の組み合わせにより生成された零相電圧指令 V_z を示す。図7（A）と同様に、零相電圧指令 V_z は、（ $-1 - MIN$ ）および（ $-1.0 \cdot \sin(3\theta)$ ）のうちの電圧値が大きい方と、（ $1 - MAX$ ）および（ $-1.0 \cdot \sin(3\theta)$ ）のうちの電圧値が小さい方とが、3次高調波成分 $3f$ の $1/2$ 周期毎に交互に切り替わるように構成される。

[0067] しかしながら、図8（A）では、 K を大きくしたことで3次高調波成分 $3f$ の振幅が大きくなっている。そのため、3次高調波成分 $3f$ の変化が急峻となり、結果的に零相電圧指令 V_z も正負の間を急峻に変化している。すなわち、 K の値を大きくする（3次高調波成分の振幅を大きくする）に従って、零相電圧指令 V_z は3次高調波成分の寄与が小さくなり、一般的な二相変調方式における零相電圧指令 V_z （図5（A）参照）に近づくことになる。

[0068] この結果、図8（B）に示すように、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* には不連続性が現れており、図6に示した三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の波形に近づいている。これによると、 $-K = -0.3$ の場合（図7

参照)と比較して、三相インバータ2の出力電圧における波形歪みが生じるため、出力電圧に含まれる高調波成分および零相電流が増加することが懸念される。その一方で、 $-K = -0.3$ の場合と比較して、1スイッチング周期あたりに振幅が1に固定される期間が長くなるため、スイッチング回数が減少している。よって、三相インバータ2のスイッチング損失を低減できる。

[0069] 図9は、本実施の形態に係る二相変調補正部8(図4参照)において $-K = -0.15$ (すなわち $K = 0.15$)としたときの信号波形図である。図9(A)は零相電圧指令 V_z の波形図であり、図9(B)は三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* および制御信号 G_U 、 G_V 、 G_W の波形図である。

[0070] $-K = -0.15$ の場合、3次高調波成分 $3f$ の振幅は 0.15 となる。図9(A)において、破線は減算器24の出力信号($1 - MAX$)および減算器26の出力信号($-1 - MIN$)を示し、一点鎖線は3次高調波成分($-K \cdot 3f$)を示す。

[0071] 図9(A)において、実線は上記3つの信号の組み合わせにより生成された零相電圧指令 V_z を示す。図7(A)と同様に、零相電圧指令 V_z は、($-1 - MIN$)および($-0.15 \cdot \sin(3\theta)$)のうちの電圧値が大きい方と、($1 - MAX$)および($-0.15 \cdot \sin(3\theta)$)のうちの電圧値が小さい方とが、3次高調波成分 $3f$ の $1/2$ 周期毎に交互に切り替わるように構成される。

[0072] しかしながら、図9(A)では、 K の値を小さくしたことで3次高調波成分($-K \cdot 3f$)の振幅が小さくなっている。そのため、零相電圧指令 V_z における3次高調波成分の寄与が大きくなっている。

[0073] この結果、図9(B)に示すように、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は1スイッチング周期あたりに振幅が1に固定される期間が短くなり、その波形が正弦波に近づいている。これによると、 $-K = -0.3$ の場合(図7参照)と比較して、三相インバータ2の出力電圧における波形歪みが抑制されるため、出力電圧に含まれる高調波成分および零相電流をより一層低減

することができる。その一方で、 $-K = -0.3$ の場合と比較して、スイッチング回数が増えるため、三相インバータ2のスイッチング損失が増加することになる。

[0074] このように K の値を0に近づけるに従って、三相インバータ2のPWM制御は、二相変調方式から正弦波比較方式へとシフトしていく。なお、 $K = 0$ とした場合には、零相電圧指令 $V_z = 0$ となる。そのため、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は、実質的に三相電圧指令 $V_u^\#$ 、 $V_v^\#$ 、 $V_w^\#$ と同じとなる。したがって、正弦波比較方式により三相インバータ2のPWM制御が行なわれることになる。

[0075] 図10は、本実施の形態に係る二相変調補正部8（図4参照）において $-K = +0.15$ （すなわち $K = -0.15$ ）としたときの信号波形図である。図10（A）は零相電圧指令 V_z の波形図であり、図10（B）は三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* および制御信号 G_U 、 G_V 、 G_W の波形図である。

[0076] $-K = +0.15$ の場合、3次高調波成分 $3f$ の振幅は 0.15 となる。図10（A）において、破線は減算器24の出力信号（ $1 - MAX$ ）および減算器26の出力信号（ $-1 - MIN$ ）を示し、一点鎖線は3次高調波成分（ $-K \cdot 3f$ ）を示す。

[0077] 図10（A）において、実線は上記3つの信号の組み合わせにより生成された零相電圧指令 V_z を示す。 $-K = -0.15$ の場合（図9参照）と比較すると、3次高調波成分（ $-K \cdot 3f$ ）の正負が反転している。図10（A）の例では、（ $+0.15 \cdot 3f$ ）は、（ $1 - MAX$ ）および（ $-1 - MIN$ ）のいずれとも交差していない。よって、零相電圧指令 V_z は、3次高調波成分（ $+0.15 \cdot \sin(3\theta)$ ）のみで構成される。

[0078] この結果、図10（B）に示すように、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は、各相の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に対して3次高調波成分（ $+0.15 \cdot \sin(3\theta)$ ）を重畳したものとなっている。各相の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の振幅は搬送波 CW の振幅1よりも小さいため、

全期間でPWMが行なわれる。3次高調波成分は三相インバータ2の出力線間電圧に影響を及ぼさないため、線間電圧の基本波振幅が大きくなり、電圧利用率を高めることができる。ただし、図7および図8の場合とは対照的に、三相のスイッチング素子は常にオンオフ動作を行なうため、三相インバータ2のスイッチング損失が増加することになる。

[0079] 以上説明したように、3次高調波成分 $3f$ に乘じる係数「 $-K$ 」によって3次高調波成分の振幅および正負を調整することで、零相電圧指令 V_z に含まれる3次高調波成分 $3f$ を変化させることができる。上述した例では、係数「 $-K$ 」を -0.3 から -1.0 に変化させて3次高調波成分 $3f$ の振幅を大きくすると、零相電圧指令 V_z は一般的な二相変調方式における零相電圧指令に近づいていく。よって、三相インバータ2の出力電圧における高調波成分および零相電流が増えるものの、三相インバータ2で発生するスイッチング損失を低減できるという利点がある。

[0080] これに対して、係数「 $-K$ 」を -0.3 から -0.15 に変化させて3次高調波成分 $3f$ の振幅を小さくすると、零相電圧指令 V_z における3次高調波成分（ $-K \cdot 3f$ ）の寄与が大きくなる。これにより、三相電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は正弦波に近づくため、三相インバータ2のスイッチング損失が増えるものの、三相インバータ2の出力電圧における高調波成分および零相電流を抑制できるという利点がある。さらに K の値を0に近づけるに従って、正弦波比較方式によるPWM制御に近づき、 $K=0$ のときには正弦波比較方式によるPWM制御となる。

[0081] さらに、係数「 $-K$ 」の正負を反転させた場合には、三相電圧指令 $V_u^\#$ 、 $V_v^\#$ 、 $V_w^\#$ に3次高調波成分 $3f$ を重ねたものに基づいて三相インバータ2のPWM制御が行なわれることになる。この場合、電圧利用率を高めることができるという利点がある。

[0082] このように本実施の形態に係る電力変換装置によれば、3次高調波成分 $3f$ に乘じる係数「 $-K$ 」の大きさおよび正負を調整することにより、二相変調方式により三相インバータ2をPWM制御する第1の形態（例えば図8参

照)と、二相変調方式および3次高調波成分を用いて三相インバータ2をPWM制御する第2の形態(例えば図7および図9参照)と、三相電圧指令 V_u #, V_v #, V_w #に基づいた正弦波比較方式により三相インバータ2をPWM制御する第3の形態(例えば $K=0$ のとき)と、3次高調波成分 $3f$ が重畳された三相電圧指令 V_u #, V_v #, V_w #に基づいて三相インバータ2をPWM制御する第4の形態(例えば図10参照)とを切り替えることが可能となる。

[0083] これによると、第1から第4の形態の各々の利点および欠点を比較した上で、優先したい利点に応じて第1から第4の形態のいずれかを選択することができる。具体的には、三相インバータ2のスイッチング損失の低減を優先したい場合には第1の形態を選択する一方で、出力電圧に含まれる高調波成分および零相電流の低減を優先したい場合には、第2または第3の形態を選択することができる。また、電圧利用率の向上を優先したい場合には第4の形態を選択することができる。例えば、制御装置5は、三相インバータ2に流れる電流および/または出力電圧の大きさに基づいて、第1から第4の形態のいずれかを選択することができる。

[0084] 例えば、本実施の形態に係る電力変換装置を無停電電源装置に適用する場合を想定する。無停電電源装置では、一般に、出力電力が定格負荷以下の範囲では、三相インバータの出力電圧のスペックとして、出力電圧の歪率が所定の閾値を超えないことが定められている。その一方で、出力電力が過負荷となる範囲では、上記のスペックを補償していない。そこで、出力電力が定格負荷以下の場合には、第3の形態または第4の形式を選択することで、出力電圧の歪率を優先することができる。一方で、出力電力が過負荷となる場合には、第1の形態または第2の形態を選択することで、三相インバータ2の電力損失の低減を優先することができる。

[0085] 今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明は上記した説明ではなくて請求の範囲によって示され、請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が

含まれることが意図される。

符号の説明

[0086] 1 直流電源、2 三相インバータ、3 U U相アーム、3 V V相アーム、3 W W相アーム、5 制御装置、6 電圧指令発生器、8, 8 A 二相変調補正部、10, 32 比較器、12 搬送波発生器、20, 48 最大値選択部、22, 50 最小値選択部、24, 26 減算器、28, 30 絶対値回路、34 切替部、36, 38, 40 加算器、46 乗算器、CW 搬送波、Q1～Q6 スイッチング素子、D1～D6 ダイオード、T1, T2 直流端子、T3～T5 交流端子、PL1 直流正母線、NL1 直流負母線、Vu#, Vv#, Vw# 三相電圧指令、Vu*, Vv*, Vw* 三相電圧指令（補正後）、Vz 零相電圧指令。

請求の範囲

- [請求項1] 直流電力および三相交流電力の間で電力変換を行なう電力変換装置であって、
- 複数のスイッチング素子を有する三相インバータと、
- 三相電圧指令に基づいて前記三相インバータをPWM制御する制御装置とを備え、
- 前記制御装置は、
- 二相変調方式と前記三相電圧指令の3次高調波成分とを用いて零相電圧指令を生成し、
- 生成した前記零相電圧指令を前記三相電圧指令に加算することにより前記三相電圧指令を補正し、
- 補正された前記三相電圧指令と搬送波とを比較することにより、前記複数のスイッチング素子のスイッチングを制御するための制御信号を生成する、電力変換装置。
- [請求項2] 前記制御装置は、前記二相変調方式による零相電圧と前記3次高調波成分との組み合わせに基づいて、前記零相電圧指令を生成する、請求項1に記載の電力変換装置。
- [請求項3] 前記制御装置は、
- 前記三相電圧指令のうち電圧値が最大となる相の電圧指令を最大電圧指令に選択する第1の選択部と、
- 前記三相電圧指令のうち電圧値が最小となる相の電圧指令を最小電圧指令に選択する第2の選択部と、
- 前記搬送波の最小値から前記最小電圧指令を減算した第1の値と、前記3次高調波成分に係数を乗じた第2の値とのうちの最大値を選択する第3の選択部と、
- 前記第3の選択部の選択結果と、前記搬送波の最大値から前記最大電圧指令を減算した第3の値とのうちの最小値を選択する第4の選択部とを含み、

前記第4の選択部の選択結果に基づいて、前記零相電圧指令を生成する、請求項2に記載の電力変換装置。

[請求項4] 前記制御装置は、前記係数の大きさおよび正負を調整可能に構成される、請求項3に記載の電力変換装置。

[請求項5] 前記制御装置は、前記係数の大きさおよび正負を調整することにより、

前記二相変調方式により前記三相インバータをPWM制御する第1の形態と、

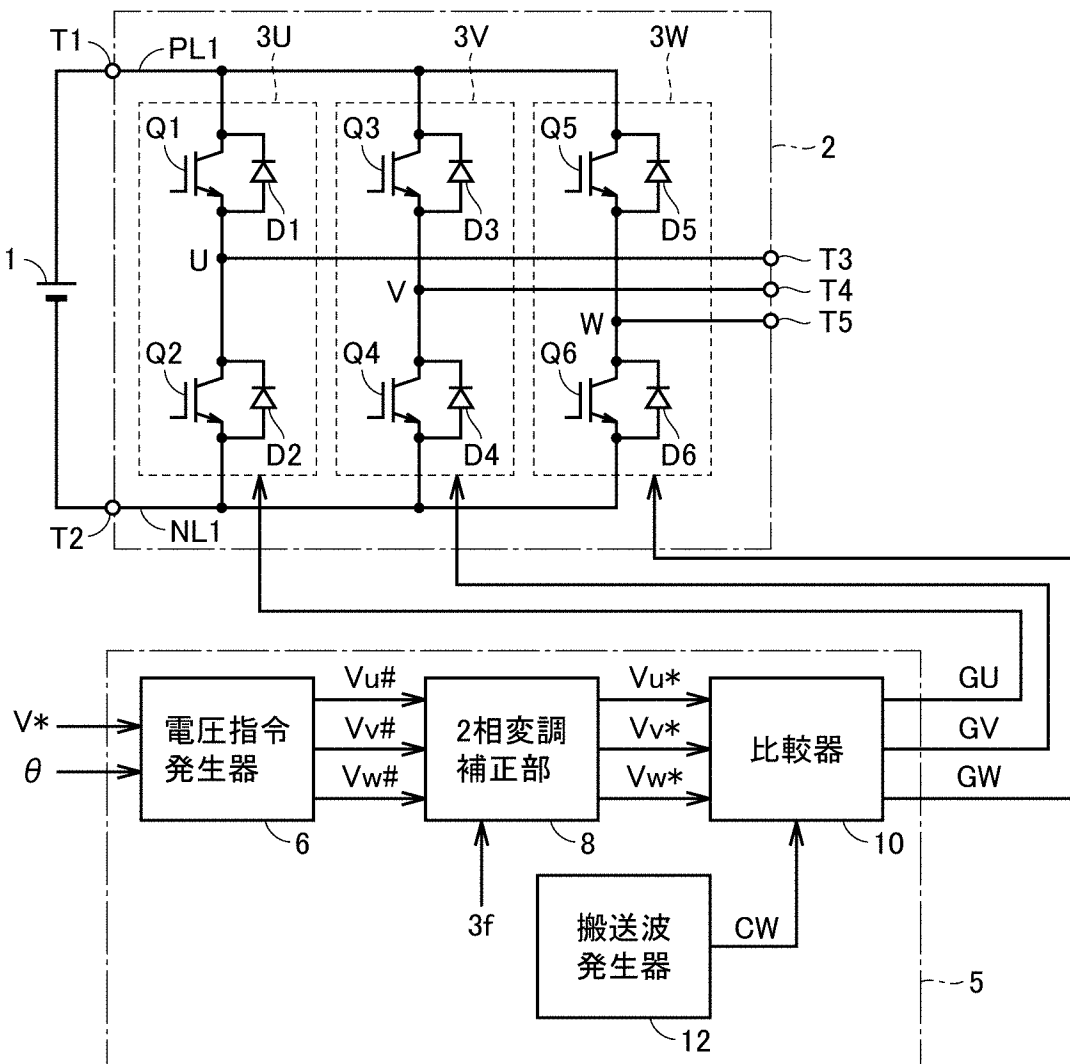
前記二相変調方式および前記3次高調波成分を用いて前記三相インバータをPWM制御する第2の形態と、

前記三相電圧指令に基づいた正弦波比較方式により前記三相インバータをPWM制御する第3の形態と、

前記3次高調波成分が重畳された前記三相電圧指令に基づいて前記三相インバータをPWM制御する第4の形態とを切り替えるように構成される、請求項3または4に記載の電力変換装置。

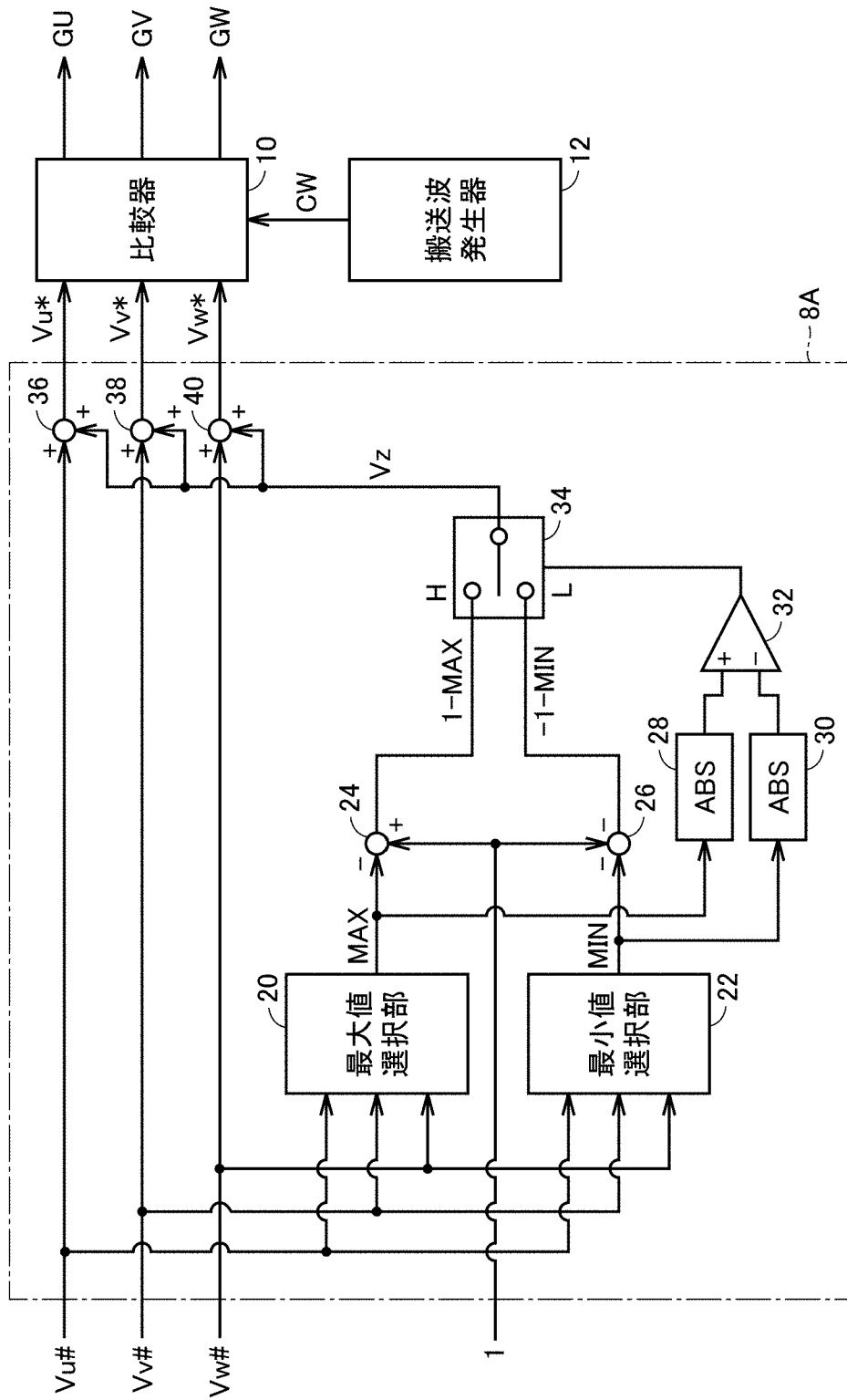
[図1]

図1



[図2]

図2



[図3]

図3

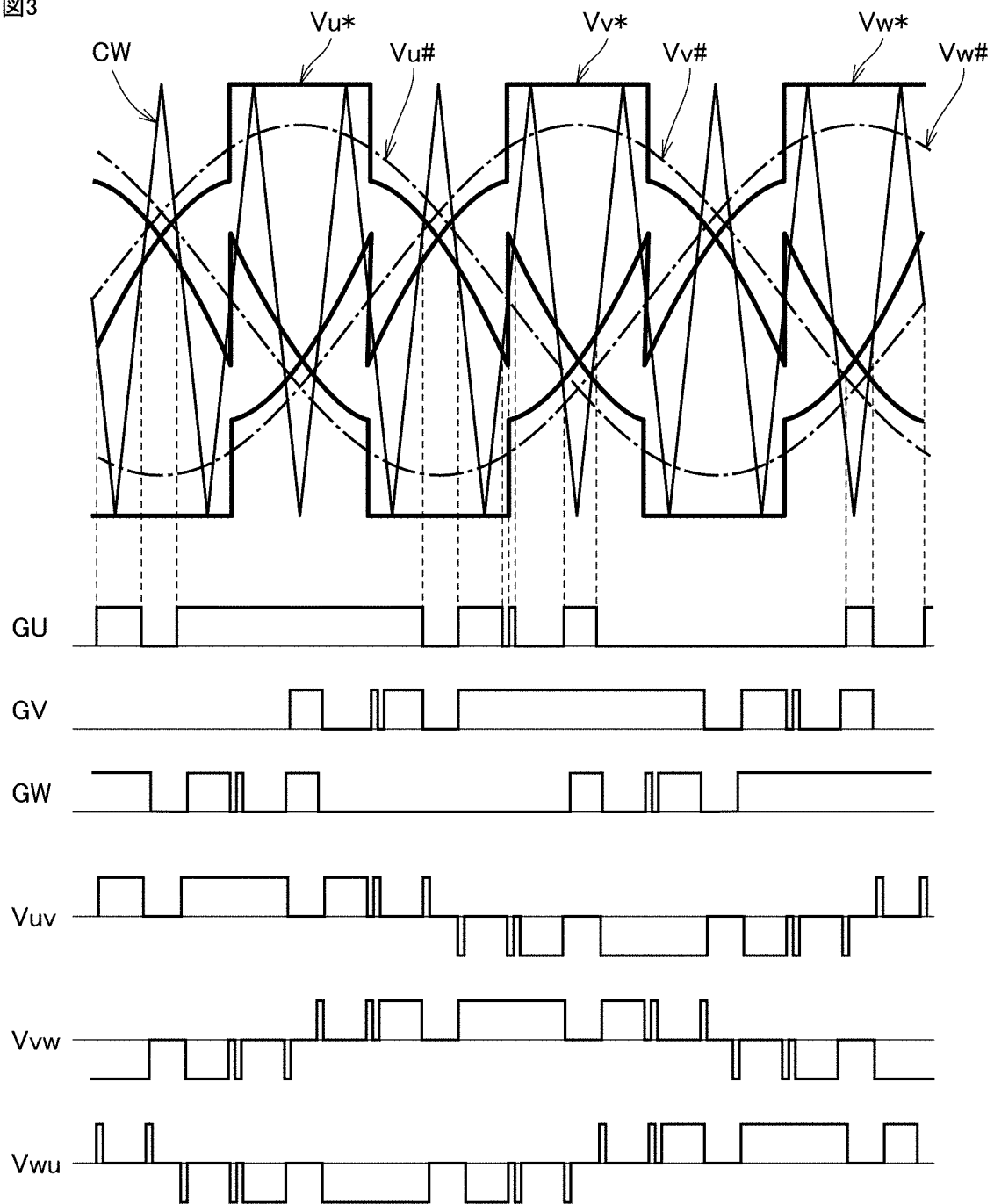
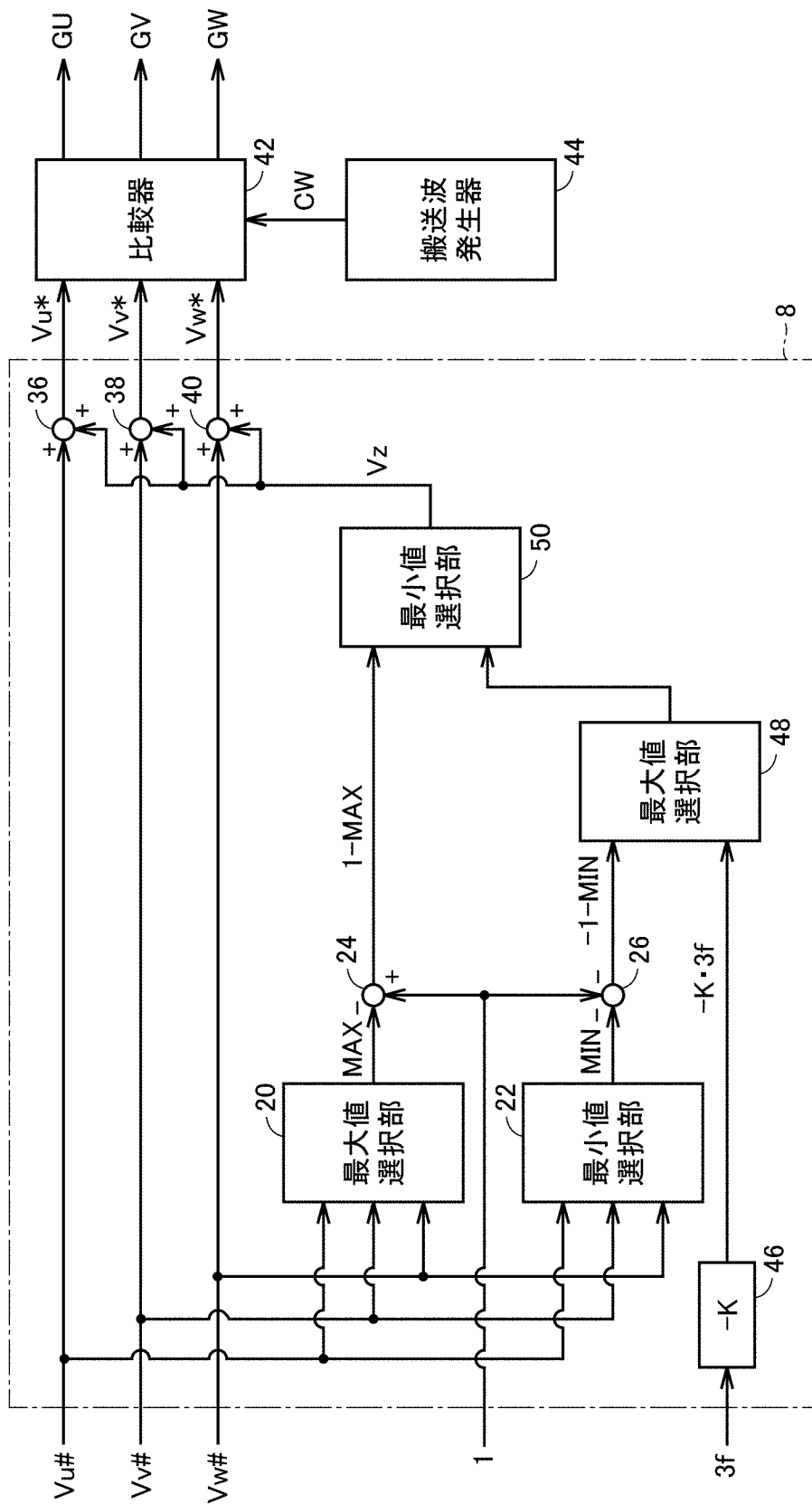
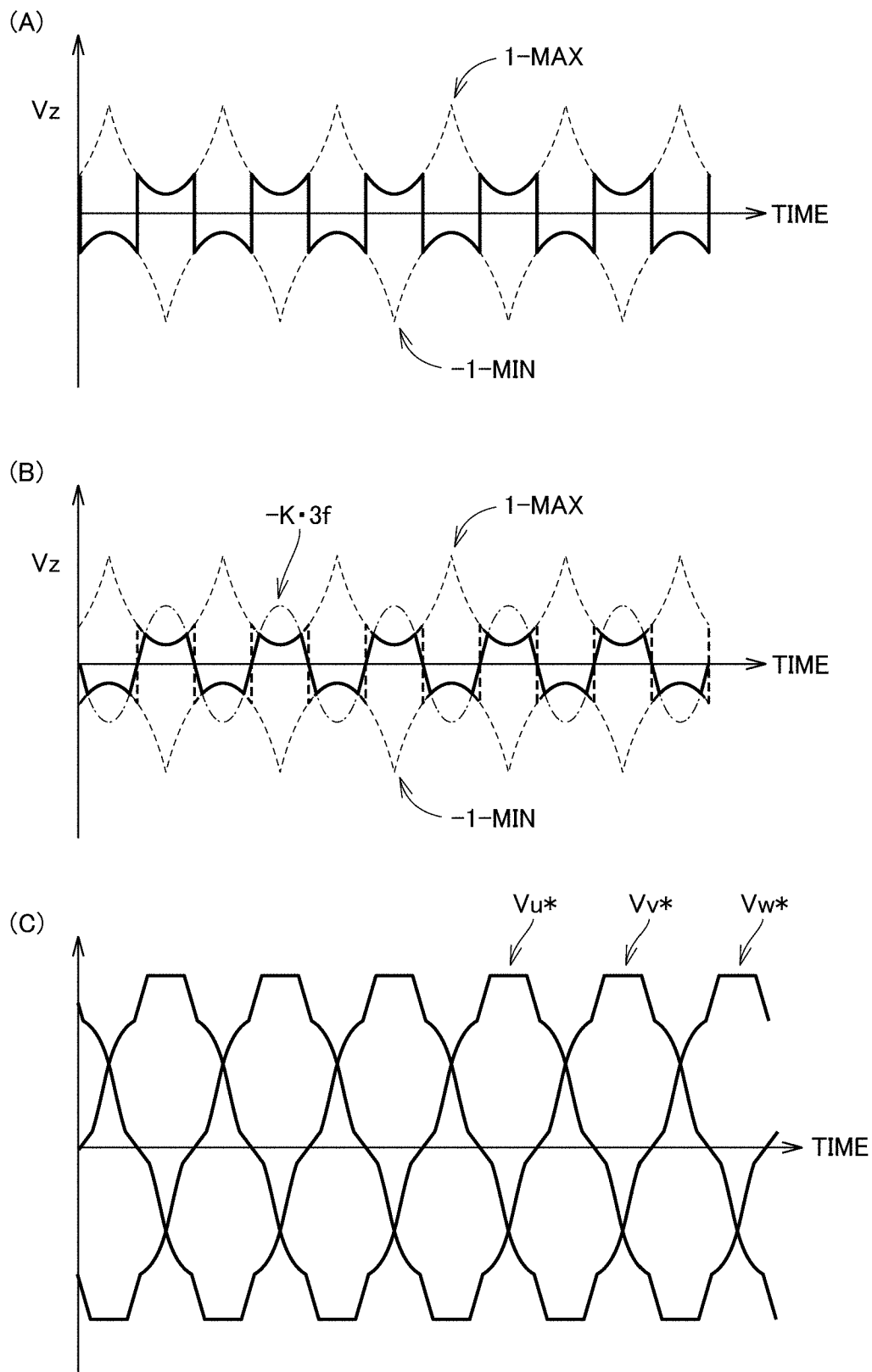


图4



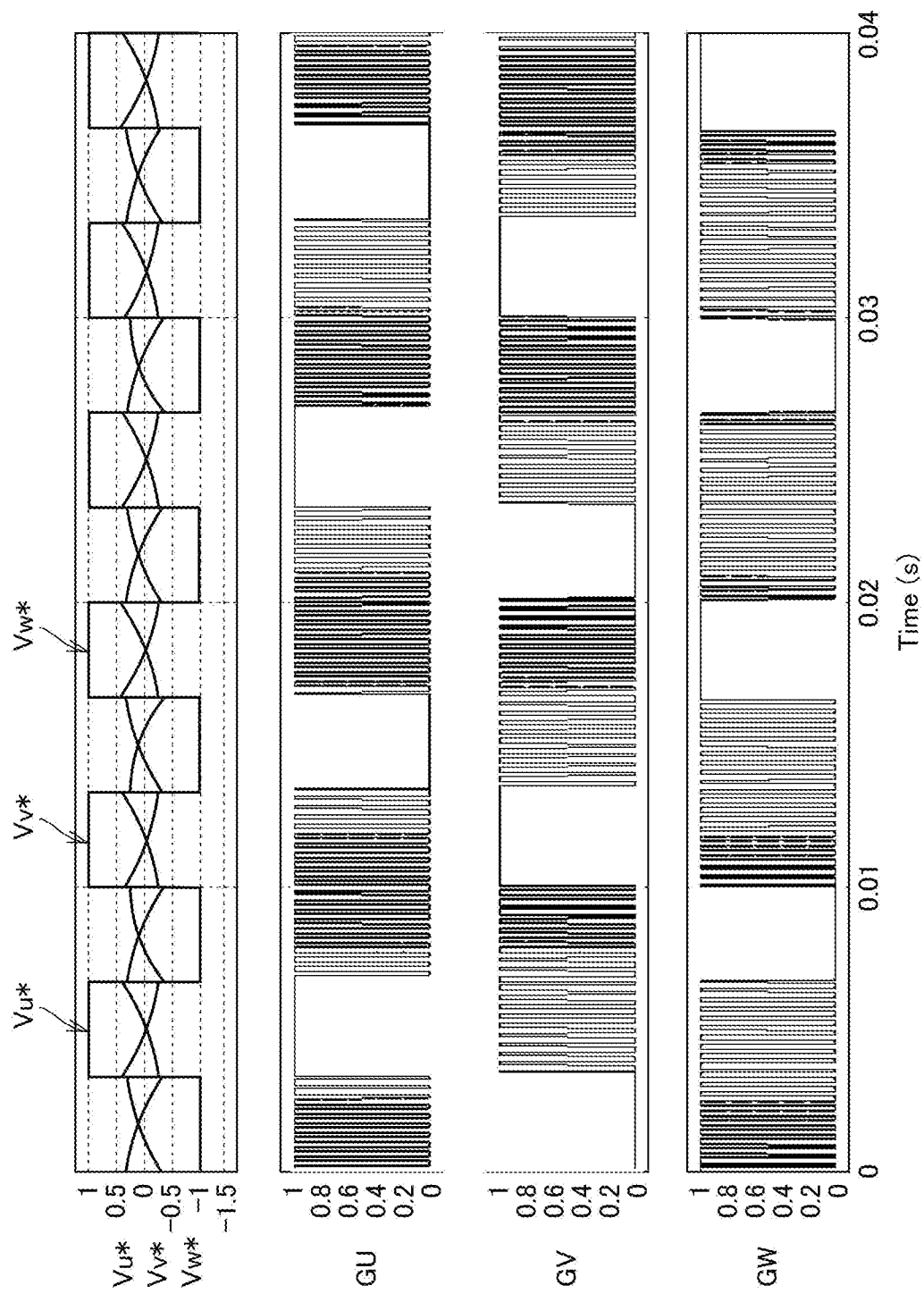
[図5]

図5



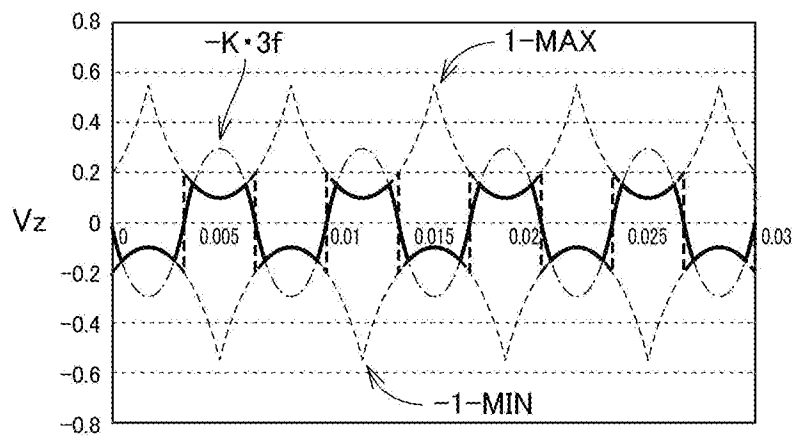
[図6]

図6

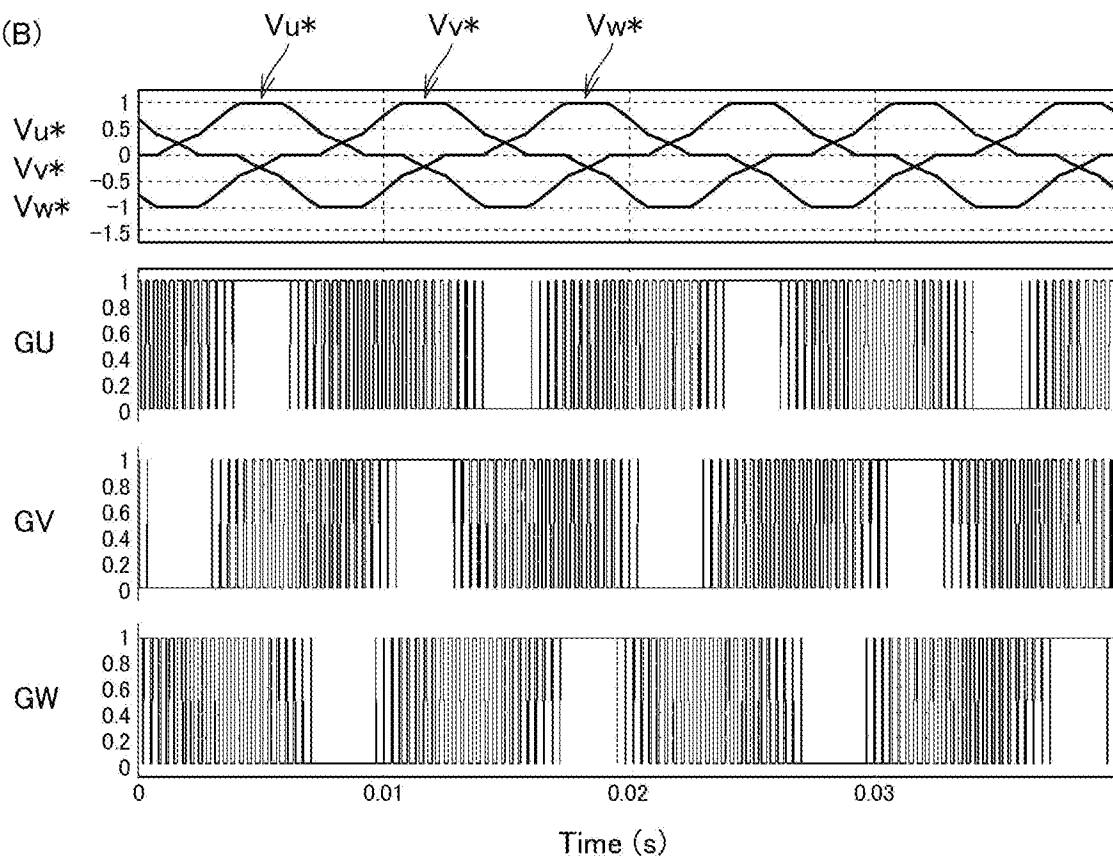


[図7]

図7

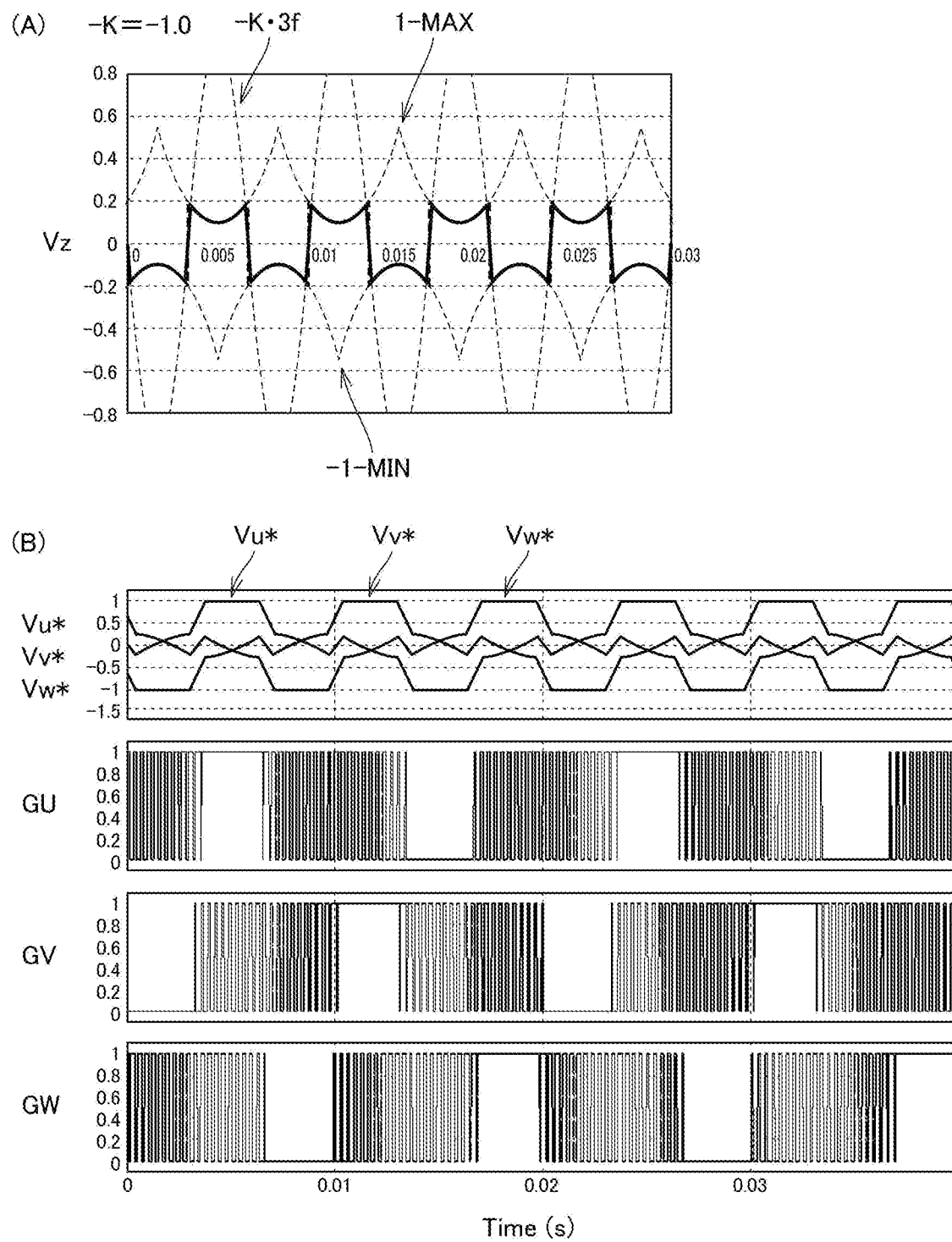
(A) $-K = -0.3$ 

(B)



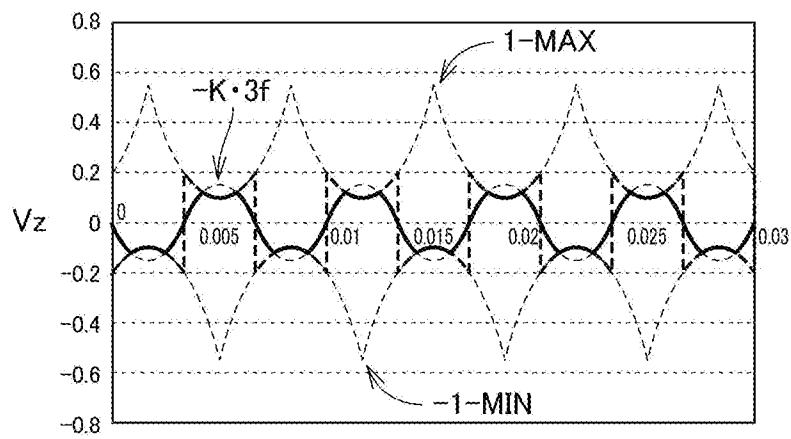
[図8]

図8

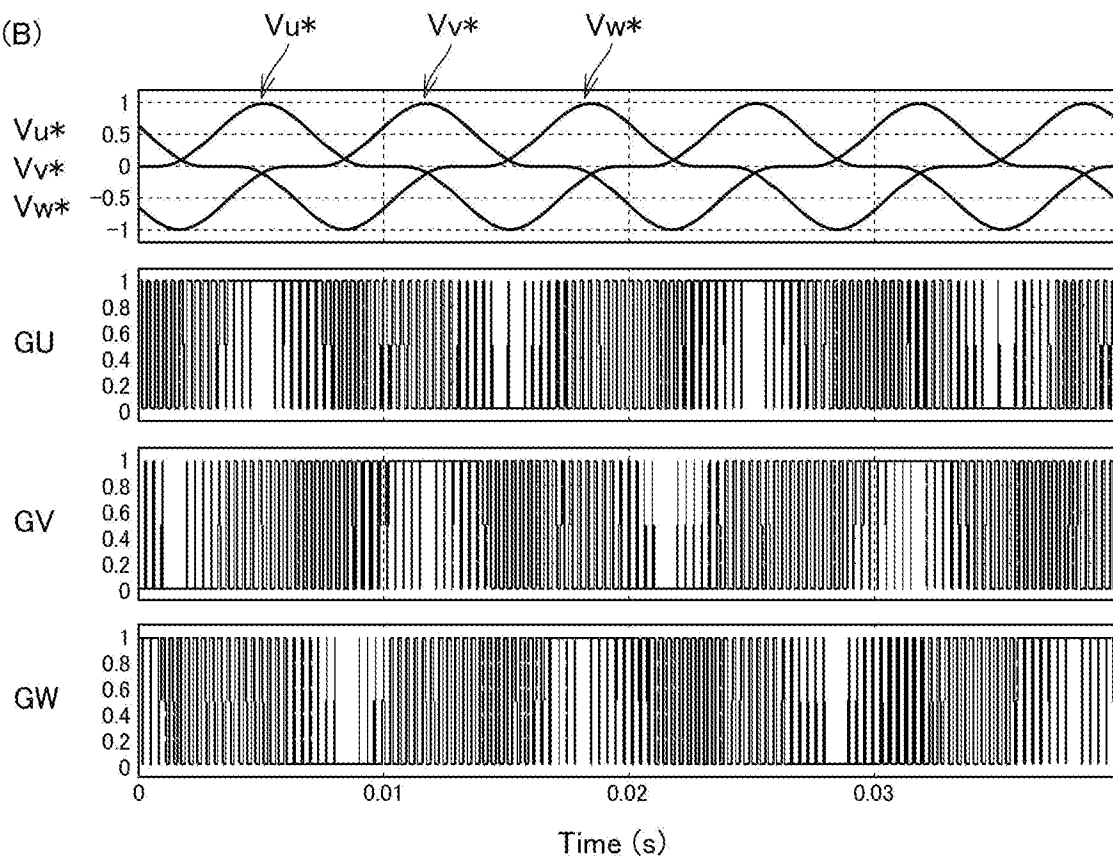


[図9]

図9

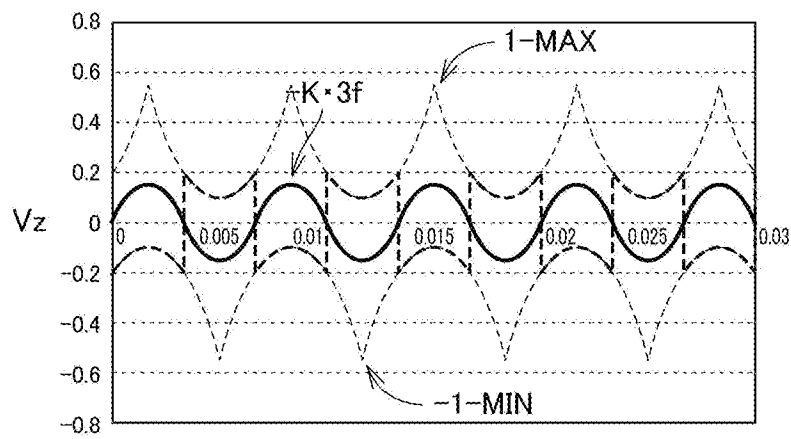
(A) $-K = -0.15$ 

(B)

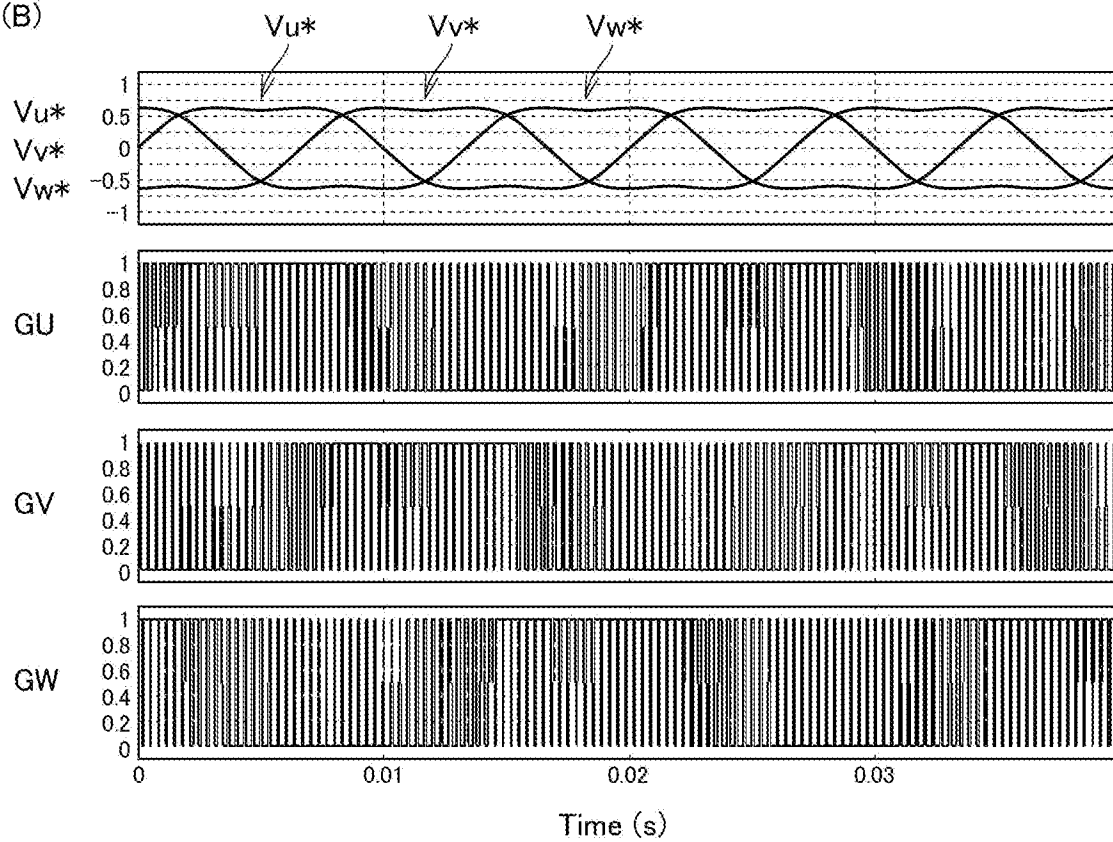


[図10]

図10

(A) $-K=+0.15$ 

(B)



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2018/040219

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl. H02M7/48 (2007.01) 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)

Int.Cl. H02M7/42-7/98, H02P6/00, H02P7/00, H02P27/08, H03K7/08

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Published examined utility model applications of Japan	1922-1996
Published unexamined utility model applications of Japan	1971-2018
Registered utility model specifications of Japan	1996-2018
Published registered utility model applications of Japan	1994-2018

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 2015-144504 A (MEIDENSHA CORPORATION) 06 August 2015, paragraphs [0025]-[0038], [0061]-[0066], fig. 1 & WO 2015/115223 A1	1-5
A	WO 2016/092603 A1 (HITACHI INDUSTRIAL EQUIPMENT SYSTEMS CO., LTD.) 16 June 2016, claim 5, paragraphs [0019]-[0025], fig. 1 & EP 3232561 A1, claim 5, paragraphs [0019]-[0025], fig. 1 & CN 107112936 A	1-5



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
26 November 2018 (26.11.2018)Date of mailing of the international search report
04 December 2018 (04.12.2018)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/JP2018/040219

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 2012-161154 A (DENSO CORP.) 23 August 2012, entire text, all drawings & US 2012/0194109 A1, entire text, all drawings	1-5
A	WO 2014/141398 A1 (HITACHI, LTD.) 18 September 2014, entire text, all drawings (Family: none)	1-5
A	JP 2014-82901 A (TOSHIBA MITSUBISHI-ELECTRIC INDUSTRIAL SYSTEMS CORP.) 08 May 2014, entire text, all drawings (Family: none)	1-5

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2018/040219

<Regarding the subject of the search>

Claim 1 states that a zero-phase voltage instruction is generated using a two-phase modulation method and a third order harmonic component of a three-phase voltage instruction. Although the claim states that the zero-phase voltage instruction is generated using the modulation method and the third order harmonic component of a voltage instruction, the meaning of generating a voltage instruction by using a method and a harmonic component is not clear. Within the meaning of PCT Article 6, the description only supports the feature specified in claim 2, in which a zero-phase voltage instruction is generated on the basis of a combination of a zero-phase voltage based on a two-phase modulation method and a third order harmonic component.

Therefore, only the scope of the invention in claim 2 within the scope of the invention in claim 1 is disclosed within the meaning of PCT Article 5. Therefore, the invention in claim 1 outside the scope of the invention in claim 2 is not considered to be supported by the description within the meaning of PCT Article 6. Furthermore, said claim does not satisfy the requirement pertaining to clarity stipulated in PCT Article 6.

Therefore, a meaningful search could not be carried out for subjects other than the "power conversion device" for "generating a zero-phase voltage instruction on the basis of a combination of a zero-phase voltage based on a two-phase modulation method and a third order harmonic component", and thus a search was not carried out.

Furthermore, a complete search was not carried out for claims 2-5.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02M7/48(2007.01)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（I P C））

Int.Cl. H02M7/42-7/98, H02P6/00, H02P7/00, H02P27/08, H03K7/08

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	1971-2018年
日本国実用新案登録公報	1996-2018年
日本国登録実用新案公報	1994-2018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 2015-144504 A（株式会社明電舎） 2015.08.06, 段落[0025]-[0038], [0061]-[0066], 図1 & WO 2015/115223 A1	1-5
A	WO 2016/092603 A1（株式会社日立産機システム） 2016.06.16, 請求項5, 段落[0019]-[0025], 図1 & EP 3232561 A1, 請求項5, 段落[0019]-[0025], 図1 & CN 107112936 A	1-5

☒ 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

26.11.2018

国際調査報告の発送日

04.12.2018

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A/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）

小林 秀和

5 G

1159

電話番号 03-3581-1101 内線 3526

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 2012-161154 A (株式会社デンソー) 2012.08.23, 全文、全図 & US 2012/0194109 A1, 全文、全図	1-5
A	WO 2014/141398 A1 (株式会社日立製作所) 2014.09.18, 全文、全図 (ファミリーなし)	1-5
A	JP 2014-82901 A (東芝三菱電機産業システム株式会社) 2014.05.08, 全文、全図 (ファミリーなし)	1-5

〈調査の対象について〉

請求項1には、二相変調方式と前記三相電圧指令の3次高調波成分とを用いて零相電圧指令を生成すると記載されている。変調の方式と電圧指令の3次高調波成分を用いて零相電圧指令を生成する、とあるが、方式と、高調波成分を用いて、電圧指令を作成するという言葉の意味が不明瞭である。そして、PCT第6条の意味において明細書の開示により裏付けられているのは、請求項2において特定されている、二相変調方式による零相電圧と3次高調波成分との組み合わせに基づいて、零相電圧指令を生成することのみである。

したがって、PCT第5条の意味において開示されているのは、請求項1に係る発明の範囲のうち、請求項2に係る発明の範囲のみである。したがって、請求項2に係る発明の範囲以外の範囲の請求項1に係る発明は、PCT第6条の意味での明細書の開示による裏付けを欠くものと認められる。そして、PCT第6条に規定される明確性に関する要件も満たしていない。

よって、「二相変調方式による零相電圧と3次高調波成分との組み合わせに基づいて、零相電圧指令を生成する」「電力変換装置」以外については、有意義な調査を行うことができないため、調査を行わなかった。

また、請求項2－5については、完全な調査を行った。