

(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
2010年10月21日(21.10.2010)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2010/119929 A1

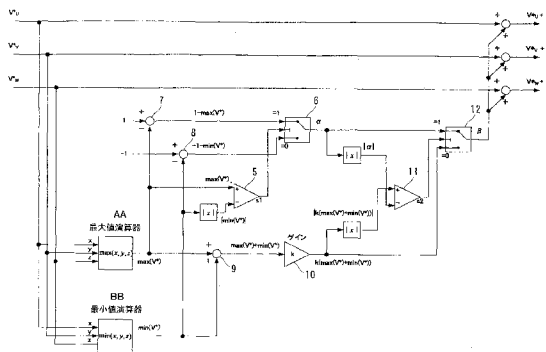
- (51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2007.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2010/056786
- (22) 国際出願日: 2010年4月15日(15.04.2010)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2009-099491 2009年4月16日(16.04.2009) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 株式会社明電舎(MEIDENSHA CORPORATION) [JP/JP]; 〒1410032 東京都品川区大崎2丁目1番1号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 宗島 正和 (MUNESHIMA, Masakazu). 山本 康弘 (YAMAMOTO, Yasuhiro). 佐々木 悠 (SASAKI, Yu). 須貝 拓也 (SUGAI, Takuya). 紫垣 顕 (SHIGAKI, Akira).
- (74) 代理人: 橋本 剛, 外 (HASHIMOTO, Takeshi et al.); 〒1040044 東京都中央区明石町1番29号 掖済会ビル S H I G A 内外国特許事務所内 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, 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, IS, JP, KE, KG, KM, 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, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, 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, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (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, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ,

[続葉有]

(54) Title: METHOD OF CONTROLLING POWER CONVERSION DEVICE

(54) 発明の名称: 電力変換装置の制御方法

[図2]



AA MAXIMUM VALUE CALCULATOR
 BB MINIMUM VALUE CALCULATOR
 K GAIN

(57) Abstract: A method of controlling a power conversion device, wherein switching loss is suppressed, voltage precision is improved, and sudden changes in noise are suppressed by switching the modulation method. An amount-of-compensation α is to be calculated in a correction-term adding unit (1), wherein the amount-of-compensation α will correspond to a signal generated by comparing the absolute values of the maximum value [$\max(V^*)$] and the minimum value [$\min(V^*)$], and selecting a [$1 - \max(V^*)$] signal when the maximum value [$\max(V^*)$] is greater, and selecting a [$-1 - \min(V^*)$] signal when the absolute value of the minimum value [$\min(V^*)$] is greater. In addition, gain k is multiplied to a signal that had the maximum value [$\max(V^*)$] added to the minimum value [$\min(V^*)$], [$\max(V^*) + \min(V^*)$], generating a triangular-wave shaped signal [$k(\max(V^*) + \min(V^*))$] that synchronizes with the amount-of-compensation α . An amount-of-compensation β , which is generated by selecting between this triangular-wave shaped signal [$k(\max(V^*) + \min(V^*))$] and the amount-of-compensation α , the one with a smaller absolute value, is added to the voltage command values V_u^* , V_v^* , and V_w^* .

(57) 要約:

[続葉有]



WO 2010/119929 A1



CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, 添付公開書類:
TD, TG).

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

【課題】スイッチング損失を抑制し、電圧精度を向上させるとともに、変調方式の切り替えにより騒音が急変することを抑制する。【解決手段】補正項加算部 1 において、最大値 $\max(V^*)$ と最小値 $\min(V^*)$ の絶対値とを比較し、最大値 $\max(V^*)$ の方が大きい場合は $1 - \max(V^*)$ 信号を選択し、最小値 $\min(V^*)$ の絶対値の方が大きい場合は $-1 - \min(V^*)$ 信号を選択して生成した信号に相当する補正量 α を演算する。また、最大値 $\max(V^*)$ と最小値 $\min(V^*)$ とを加算した信号 $\max(V^*) + \min(V^*)$ にゲイン k を乗算し、補正量 α と同期した三角波状の $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号を生成する。この三角波状の $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号と補正量 α とのうち絶対値の小さい方を選択することで生成した補正量 β を電圧指令値 V_u^*, V_v^*, V_w^* に加算する。

明 細 書

発明の名称：電力変換装置の制御方法

技術分野

[0001] 本発明は、交流 - 直流変換または、直流 - 交流変換を行う電力変換装置において、損失低減を行うパルス幅変調（PWM）制御に関する。

背景技術

[0002] 電力変換装置（例えば、三相インバータ等）において、半導体スイッチ素子のオンオフ動作、つまりスイッチングを行うとスイッチング損失が発生する。このスイッチング損失が大きい場合、電力変換装置の効率低下や、発生した熱を冷却するための冷却装置により電力変換装置が大型化するなどの問題が生じる。逆に、スイッチング損失を低減させるためにスイッチング周波数を下げた場合、スイッチング回数が減少するため、波形制御性能が低下（すなわち、基本波に対する高調波の割合が増加）する。

[0003] その解決策として、波形制御性能の低下を最小限に抑制しつつスイッチング周波数を下げる2アーム変調方式が従来から知られている。これは、三相の電圧指令値のうち一相の電圧指令値が三角波キャリアの振幅値以上になるように各相の電圧指令値を補正することにより、一つの相の半導体スイッチ素子のスイッチングを一定期間停止するようにし、3相における平均スイッチング周波数を低くする方法である（特許文献1）。

[0004] 図13に2アーム変調方式における三相の電圧指令値と三角波キャリアとのタイムチャート、図14（a）に3アーム変調方式における三相電圧指令値のタイムチャート、図14（b）に2アーム変調方式に用いる補正量 α のタイムチャート、図14（c）に2アーム変調方式における電圧指令値のタイムチャートを示す。なお、ここでは各相の電圧指令値の変調率を m とする。

[0005] 図14（a）に示すように、三相電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* において、例えば、電圧指令値 V_u^* はA区間に最大値となり、電圧指令値 V_w^* はB区間に最小

値となる。このA区間、B区間において1つの相の半導体スイッチ素子のスイッチングを休止させるためには、Aの区間では $1 - V_u^*$ 、Bの区間では $1 - V_w^*$ となるように算出した補正量 α （図14（b）の波形）を三相の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* にそれぞれ加算すればよい。この結果、図14（c）に示す $V_u^* + \alpha$ 、 $V_v^* + \alpha$ 、 $V_w^* + \alpha$ の波形のように、 60° 区間毎に常に何れか1つの相の電圧指令値が三角波キャリアの振幅値以上となり、半導体スイッチ素子がスイッチングを休止することとなる。このように、三相電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に補正量 α を加算することにより、2アーム変調方式の電圧指令値 $V_u^* + \alpha$ 、 $V_v^* + \alpha$ 、 $V_w^* + \alpha$ を生成することができる。

[0006] また、2アーム変調方式と3アーム変調方式との切り替えを行うモータ制御装置が特許文献2に開示されている。

先行技術文献

特許文献

[0007] 特許文献1：特開昭59-139871号公報

特許文献2：特開2007-151344号公報（段落[0056]～[0065]、第2図、第4図、第5図）

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] 3アーム変調方式と2アーム変調方式とを比較すると、同一周波数の三角波キャリアで変調した場合には、2アーム変調方式は3アーム変調方式よりもスイッチング損失が小さい。そのため、2アーム変調方式を用いた方が高効率であるが、以下に示す問題点がある。

[0009] まず、三相の電圧指令値の変調率 m が小さい時の3アーム変調方式と2アーム変調方式とのゲート信号（スイッチング動作）を比較する。図15に電圧指令値の変調率 $m = 0.1$ の時に3アーム変調方式を用いた場合の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* とU相ゲート信号 G_u とのタイムチャートを示し、図16に電圧指令値の変調率 $m = 0.1$ の時に2アーム変調方式を用いた場合の電

圧指令値 $V_u^* + \alpha$, $V_v^* + \alpha$, $V_w^* + \alpha$ と U 相ゲート信号 G_u とのタイムチャートを示す。

[0010] 図 15 に示す 3 アーム変調方式では、電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* の振幅が小さいため、これを三角波比較して得られるゲート信号 G_u の波形は全てパルス幅が大きい（オンデューティが 45 ~ 55 % の）波形となる。

[0011] 一方、図 16 に示す 2 アーム変調方式では、1 つの相（例えば、U 相）の半導体スイッチ素子のスイッチングを休止している期間に、他の 2 つの相（例えば、V 相、W 相）の電圧指令値の振幅が大きくなるため、ゲート信号 G_u には細かいパルス幅（つまり、オンデューティが 10 % 以下）の期間が見られる。

[0012] 一般的な電力変換装置は、同一相の上下アームの半導体スイッチ素子が同時にオンとなることを回避するためにゲート信号にデッドタイムを設け、半導体スイッチ素子がオンオフを切り替えるタイミングを遅らせている。しかしながら、2 アーム変調方式を採用した場合、変調率 m がさらに小さくなると、ゲート信号の波形もパルス幅（オンデューティ）がさらに小さくなる期間が生じるため、デッドタイムを設けてオンオフ動作ができなくなり、電圧誤差が生じる恐れがある。そのため、電圧指令値の変調率 m が小さい時には、3 アーム変調方式を用いた方が電圧誤差は少なくなる。

[0013] 次に、電圧指令値の変調率 m が大きい時の 3 アーム変調方式と 2 アーム変調方式とのゲート信号（スイッチング動作）を比較する。図 17 に電圧指令値の変調率 $m = 1$ の時に 3 アーム変調方式を用いた場合の電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* と U 相ゲート信号 G_u とのタイムチャートを示し、図 18 に電圧指令値の変調率 $m = 1$ の時に 2 アーム変調方式を用いた場合の電圧指令値 $V_u^* + \alpha$, $V_v^* + \alpha$, $V_w^* + \alpha$ と U 相ゲート信号 G_u とのタイムチャート示す。

[0014] 図 17 に示す 3 アーム変調方式では、U 相の電圧指令値 V_u^* が小さい期間に、ゲート信号 G_u のパルス幅（オンデューティ）が極端に小さくなる。一方、図 18 に示す 2 アーム変調方式では、ゲート信号 G_u にスイッチングを休止する期間が存在するが、その他の期間はゲート信号 G_u の波形はある程度のパル

ス幅が存在し、図 17 に示す 3 アーム変調方式のゲート信号 G_{ij} のようにパルス幅が小さくなる期間は見られない。

[0015] したがって、電圧指令値の変調率 m が大きい時には、3 アーム変調方式よりも 2 アーム変調方式を用いた方がデッドタイムによる電圧誤差の影響が少ないため電圧精度が高く、さらに、2 アーム変調方式は平均スイッチング周波数が低いため効率も良い。しかしながら、2 アーム変調方式は 3 アーム変調方式よりも平均スイッチング周波数が低いため、騒音が問題となっている。

[0016] そこで、電圧指令値の変調率 m が小さい時には 3 アーム変調方式に、電圧指令値の変調率 m が大きい時には 2 アーム変調方式に切替える方式が容易に考えられるが、単純に 2 つの変調方式を切り替えた場合、平均スイッチング周波数の急変に伴い騒音が急変するという問題が生じる。

[0017] また、特許文献 2 は変調方式を切替えるものであるが、上記のような電圧指令値の変調率の違いによる問題を解決できるものではない。

[0018] 以上示したようなことから、電力変換装置においては、スイッチング損失を抑制し、電圧精度を向上させるとともに、変調方式の切り替えにより騒音が急変することを抑制することが課題となる。

課題を解決するための手段

[0019] 本発明に係る電力変換装置の制御方法は、交流 - 直流変換あるいは直流 - 交流変換を行う電力変換装置に備えられた半導体スイッチ素子に対して、電圧指令値を PWM 変調するゲート信号生成部により得られたゲート信号を出力する電力変換装置の制御方法であって、ゲート信号生成部に備えられた補正項加算部において、多相の電圧指令値のうち最大となる電圧指令値と多相の電圧指令値のうち最小となる電圧指令値の絶対値とを比較し、前記最大となる電圧指令値の方が大きい場合は、三角波キャリアの最大値から前記最大となる電圧指令値を減算した信号を選択し、前記最小となる電圧指令値の絶対値の方が大きい場合は、三角波キャリアの最小値から前記最小となる電圧指令値を減算した信号を選択して生成した信号に相当する第一補正量を演算

し、多相の電圧指令値のうち最大となる電圧指令値と最小となる電圧指令値を加算した信号にゲインを乗算して前記第一補正量と同期した三角波状の信号を生成し、この三角波状の信号と第一補正量とのうち絶対値の小さい方を選択することで生成した第二補正量を多相の電圧指令値にそれぞれ加算して補正電圧指令値を演算し、この補正電圧指令値をPWM変調して得られたゲート信号を前記半導体スイッチ素子に出力することを特徴とする。

[0020] また、本発明に係る電力変換装置の制御方法の一態様は、前記ゲインは、電圧指令値の変調率に応じて可変とすることを特徴とする。

[0021] また、本発明に係る電力変換装置の制御方法の一態様は、前記第一補正量と同期した三角波状の信号は、多相の電圧指令値のうち最大となる電圧指令値と最小となる電圧指令値を加算した信号に、ゲインと電力変換装置の負荷率を乗算した値とすることを特徴とする。

[0022] また、本発明に係る電力変換装置の制御方法の一態様は、前記負荷率は、ローパスフィルタによって高調波成分が減衰され、ソフトスタート回路によって時間変化率が抑制された信号とすることを特徴とする。

発明の効果

[0023] 以上の説明で明らかなように、本発明によれば、電圧指令値の変調率が小さい時には3アーム変調方式を、電圧指令値の変調率が大きくなるに連れて3アーム変調方式から2アーム変調方式へ連続的に変調方式を変化させることが可能である。

[0024] また、本発明は2アーム変調方式と3アーム変調方式とを組み合わせることができ、2アーム変調方式のみの場合と比べて騒音を低減させることが可能となる。さらに、単純に電圧指令値の変調率が小さい時は3アーム変調方式に、電圧指令値の変調率が大きい時は2アーム変調方式に切り替えた場合と比べて、発生する騒音の急変を抑制することが可能となる。

[0025] 加えて、電圧指令値の変調率が大きい時には、2アーム変調方式と同様の波形となるため、スイッチング休止区間を生じさせることができ、スイッチング損失を低減させることが可能である。

図面の簡単な説明

- [0026] [図1]実施形態 1, 2におけるゲート信号生成部の一例を示す構成図。
- [図2]実施形態 1, 2における補正項加算部 1の一例を示す構成図。
- [図3]補正項加算部 1の各部の信号波形の一例を示すタイムチャート。
- [図4] 3アーム変調方式の電圧指令値, $k(\max(V^*) + \min(V^*))$, 補正量 α , β の一例を示すタイムチャート。
- [図5]実施形態 1における電圧指令値の変調率 m を増加させた時の各信号波形の一例を示すタイムチャート。
- [図6]電圧指令値の変調率 $m = 0.1$ の時に実施形態 1の変調方式を用いた場合の補正電圧指令値 $V_u^* + \beta$ と U相ゲート信号 G_u の一例を示すタイムチャート。
- [図7]電圧指令値の変調率 $m = 1$ の時に実施形態 1の変調方式を用いた場合の補正電圧指令値 $V_u^* + \beta$ と U相ゲート信号 G_u の一例を示すタイムチャート。
- [図8]実施形態 2における電圧指令値の変調率 m を増加させた時の各信号波形の一例を示すタイムチャート。
- [図9]スイッチング損失の説明図。
- [図10]実施形態 3における補正項加算部 1の一例を示す構成図。
- [図11]実施形態 3における負荷率 l を増加させた時の各信号波形の一例を示すタイムチャート。
- [図12]実施形態 4におけるゲイン乗算部 10および負荷率乗算器 13の一例を示す構成図。
- [図13] 2アーム変調方式における三相の電圧指令値と三角波キャリアの一例を示すタイムチャート。
- [図14] 3アーム変調方式における電圧指令値と、2アーム変調方式に用いる補正量と三相の電圧指令値の一例を示すタイムチャート。
- [図15]電圧指令値の変調率 $m = 0.1$ の時に3アーム変調方式を用いた場合の電圧指令値とゲート信号の一例を示すタイムチャート。
- [図16]電圧指令値の変調率 $m = 0.1$ の時に2アーム変調方式を用いた場合

の電圧指令値とゲート信号の一例を示すタイムチャート。

[図17] 電圧指令値の変調率 $m=1$ の時に3アーム変調方式を用いた場合の電圧指令値とゲート信号の一例を示すタイムチャート。

[図18] 電圧指令値の変調率 $m=1$ の時に2アーム変調方式を用いた場合の電圧指令値とゲート信号の一例を示すタイムチャート。

発明を実施するための形態

[0027] [実施形態1]

[0028] 図1に示すように、交流 - 直流変換あるいは直流 - 交流変換を行う電力変換装置（例えば、三相インバータ）に備えられた半導体スイッチ素子に対して、電圧指令値をPWM変調して得られるゲート信号を出力するゲート信号生成部には、三相の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が入力される。そして、補正項加算部1において、図2に示すようにその三相の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に対して、第2補正量（以下、補正量 β と称する）をそれぞれ加算することにより、補正電圧指令値 $V_u^* + \beta$ 、 $V_v^* + \beta$ 、 $V_w^* + \beta$ を生成し、それぞれ比較器2に出力する。図1における比較器2以降のNOT回路3、デッドタイム発生回路4の動作については、周知技術であるため、詳細な説明は省略する。

[0029] 次に、図2を基に補正項加算部1の内部における動作を説明する。

[0030] まず、2アーム変調方式の電圧指令値 $V_u^* + \alpha$ 、 $V_v^* + \alpha$ 、 $V_w^* + \alpha$ を算出するための第1補正量（以下、補正量 α と称する）の演算方法について説明する。

[0031] 最大値演算器 $\max(x, y, z)$ は、電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を入力し、この電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の中から最大となる電圧指令値を選択した最大値 $\max(V^*)$ を出力する。同様に、最小値演算器 $\min(x, y, z)$ は電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を入力し、この電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の中から最小となる電圧指令値を選択した最小値 $\min(V^*)$ を出力する。そして、比較器5は、前記最大値 $\max(V^*)$ と前記最小値 $\min(V^*)$ の絶対値 $|\min(V^*)|$ とを比較し、最大値 $\max(V^*)$ が絶対値 $|\min(V^*)|$ よりも大きければ $s_1 = 1$ 、絶対値 $|\min(V^*)|$ が最大値 $\max(V^*)$

)よりも大きければ $s_1 = 0$ となる信号 s_1 をスイッチ 6 に出力し、スイッチ 6 の判定に用いる。

[0032] ここで、最大値演算器 $\max(x, y, z)$ 、最小値演算器 $\min(x, y, z)$ から出力される最大値 $\max(V^*)$ 、最小値 $\min(V^*)$ は減算器 7、8 にもそれぞれ入力され、その減算器 7、8 において $1 - \max(V^*)$ と $-1 - \min(V^*)$ をそれぞれ演算し、その信号をスイッチ 6 に出力する。スイッチ 6 は比較器 5 から入力される信号 s_1 が $s_1 = 1$ の期間は $1 - \max(V^*)$ を、 $s_1 = 0$ の期間は $-1 - \min(V^*)$ を補正量 α として選択して出力する。このスイッチ 6 から出力される補正量 α の波形は、図 14 (b) に示す 2 アーム変調方式の用いる補正量 α の波形に相当する。

[0033] ただし、ここで説明した補正量 α の演算方法は一例であり、その他の演算方法により補正量 α を演算してもよい。

[0034] 次に、本実施形態 1 の電圧指令値 $V_u^* + \beta$ 、 $V_v^* + \beta$ 、 $V_w^* + \beta$ を算出するための補正量 β の演算方法について説明する。

[0035] まず、前記最大値演算器 $\max(x, y, z)$ から出力された最大値 $\max(V^*)$ と最小値演算器 $\min(x, y, z)$ から出力された最小値 $\min(V^*)$ とが加算器 9 により加算される。この加算された $\max(V^*) + \min(V^*)$ 信号はゲイン乗算器 10 においてゲイン k が乗算され、 $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号として出力される。

[0036] 次に、スイッチ 6 から出力された補正量 α の絶対値 $|\alpha|$ と、ゲイン乗算器 10 から出力された $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号の絶対値 $|k(\max(V^*) + \min(V^*))|$ と、が比較器 11 に入力される。そして、比較器 11 は絶対値 $|\alpha|$ と絶対値 $|k(\max(V^*) + \min(V^*))|$ とを比較し、絶対値 $|k(\max(V^*) + \min(V^*))|$ の方が絶対値 $|\alpha|$ よりも大きければ $s_2 = 1$ 、絶対値 $|\alpha|$ の方が絶対値 $|k(\max(V^*) + \min(V^*))|$ よりも大きければ $s_2 = 0$ となる信号 s_2 をスイッチ 12 に出力し、スイッチ 12 の判定に用いる。

[0037] ここで、スイッチ 6 から出力された補正量 α とゲイン乗算器 10 から出力

された $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号はスイッチ 12 に入力され、スイッチ 12 は比較器 11 から出力される信号 s_2 が $s_2 = 1$ の期間は補正量 α を、 $s_2 = 0$ の期間は $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ を選択する。このように構成することにより、補正量 α と $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号のうち絶対値が小さい方を選択する動作が実現できる。

[0038] 最後に、スイッチ 12 から出力される信号を、本実施形態 1 の変調方式に用いる補正量 β として三相の電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* にそれぞれ加算し、補正電圧指令値 $V_u^* + \beta$, $V_v^* + \beta$, $V_w^* + \beta$ を算出する。以上が本実施形態 1 における電圧指令値の補正の原理である。

[0039] ここで、図 2 の補正項加算部 1 について、図 3 における補正項加算部 1 の各部の信号波形の一例を示すタイムチャートを基に説明する。

[0040] 図 3 (a) は、変調率を m とした場合の三相の電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* の一例を示すタイムチャートである。この電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* は最大値演算器 $\max(x, y, z)$ および最小値演算器 $\min(x, y, z)$ により、図 3 (b) のタイムチャートに示すような最大値 $\max(V^*)$ および最小値 $\min(V^*)$ が演算される。そして、比較器 5 において、図 3 (c) に示すように最大値 $\max(V^*)$ と最小値の絶対値 $|\min(V^*)|$ との比較が行われる。この時、比較器 5 から出力される信号 s_1 は、図 3 (d) に示すように、最大値 $\max(V^*)$ の方が絶対値 $|\min(V^*)|$ よりも大きい期間は $s_1 = 1$ となり、絶対値 $|\min(V^*)|$ の方が最大値 $\max(V^*)$ よりも大きい期間は $s_1 = 0$ となる。

[0041] また、減算器 7, 8 から出力される信号 $1 - \max(V^*)$, $-1 - \min(V^*)$ は、それぞれ図 3 (e) に示す波形となる。そして、スイッチ 6 において、信号 s_1 が $s_1 = 0$ の期間は $-1 - \min(V^*)$, $s_1 = 1$ の期間は $1 - \max(V^*)$ が選択され、図 3 (f) に示すような補正量 α が出力される。

[0042] 一方、加算器 9 から出力された $\max(V^*) + \min(V^*)$ 信号は、図 3 (g) に示すように、補正量 α と同期した三角波状の波形となる。これに、

ゲイン乗算器 10においてゲイン k が乗算された $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号も補正量 α と同期した波形の信号となる。

[0043] そして、比較器 11において、 $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号の絶対値 $|k(\max(V^*) + \min(V^*))|$ と、補正量 α の絶対値 $|\alpha|$ との比較が、図 3 (h) に示すように行われる。この時、比較器 11から出力される信号 s_2 は、図 3 (i) に示すように、絶対値 $|k(\max(V^*) + \min(V^*))|$ の方が絶対値 $|\alpha|$ よりも大きい期間は $s_2 = 1$ となり、絶対値 $|\alpha|$ の方が絶対値 $|k(\max(V^*) + \min(V^*))|$ よりも大きい期間は $s_2 = 0$ となる。

[0044] また、 $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ と補正量 α は、それぞれ図 3 (j) に示す波形となる。そして、スイッチ 12において、信号 s_2 が $s_2 = 1$ の期間は補正量 α 、 $s_2 = 0$ の期間は $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ が選択され、図 3 (k) 示すような補正量 β が出力される。

[0045] 最後に、本実施形態 1 の変調方式に用いる補正量 β を電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に加算すると、図 3 (l) に示すような補正電圧指令値 $V_u^* + \beta$ 、 $V_v^* + \beta$ 、 $V_w^* + \beta$ となる。したがって、図 1 の補正項加算部 1 を図 2 に示すように構成し、三角波比較によってゲート信号を生成してスイッチ素子をオンオフさせればよい。

[0046] 次に、変調率 m 、ゲイン k と電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 、補正量 α 、補正量 β の関係を図 4 に基づいて説明する。

[0047] 図 4 (a) に変調率 $m = 0.5$ の時の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* のタイムチャート、図 4 (b) にゲイン $k = 2$ 、変調率 $m = 0.5$ の時の補正量 α と $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ とのタイムチャート、図 4 (c) にゲイン $k = 2$ 、変調率 $m = 0.5$ の時の補正量 β のタイムチャートを示す。

[0048] ゲイン $k = 2$ 、変調率 $m = 0.5$ の場合、図 4 (a) の U 相電圧指令値 V_u^* を例にすると、最大値となる A 点では $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号も最大値となり、その値は下記 (1) 式で求められる。

[数1]

$$\frac{m \cdot k}{2} = 0.5 \dots (1)$$

[0049] また、A点における補正量 α の値は下記(2)式により求めることができる。

[数2]

$$1 - m = 0.5 \dots (2)$$

[0050] 図4(c)に示す補正量 β は、スイッチ12において $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ と補正量 α とのうち絶対値の小さい方を選択して出力している。ゲイン $k=2$ の時のA点における $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ と補正量 α との関係は下記(3)式あるいは下記(4)式となる。すなわち、変調率 $m \leq 0.5$ の時は下記(3)式の関係となり、補正量 β には $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号が選択される。

[数3]

$$\frac{m \cdot k}{2} \leq 1 - m \dots (3)$$

[0051] 一方、変調率 $m > 0.5$ の時は、下記(4)式に示すような関係となり、A点における補正量 β には補正量 α の最小振幅値が選択される。

[数4]

$$\frac{m \cdot k}{2} > 1 - m \dots (4)$$

[0052] また、B点においても符号が変わるだけであるため、(3)式、(4)式の関係となる。その他の相についても同様である。

[0053] ところで、前述したとおり補正量 β には、補正量 α と $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ のうち絶対値の小さい方が選択される。ゲイン $k=2$ 、変調率 $m > 0.5$ の場合に、この演算を1周期について行くと、補正量 β には図

3 (k) に示すように、ゼロクロス付近の期間は $k (\max (V^*) + \min (V^*))$ が、それ以外の期間は補正量 α が選択される。

[0054] 以上示したことから、ゲイン k を変更すれば、 $k (\max (V^*) + \min (V^*))$ の頂点と補正量 α の最小振幅値との関係を任意に変更できることがわかる。これにより、3アーム変調方式と2アーム変調方式の割合を制御することができる。

[0055] 次に、変調率 m を0から1.15まで一定の傾きで増加させた時のU相補正電圧指令値 $V_u^* + \beta$ を説明する。図5 (a) に変調率 m を0から1.15まで一定の傾きで増加させた時のU相電圧指令値 V_u^* のタイムチャート、図5 (b) に補正量 α と $k (\max (V^*) + \min (V^*))$ 信号のタイムチャート、図5 (c) に補正量 β のタイムチャート、図5 (d) に本実施形態1のU相補正電圧指令値 $V_u^* + \beta$ のタイムチャートを示す。なお、ゲイン $k = 2$ とする。

[0056] 図5 (a)、図5 (b) に示すように、電圧指令値 V_u^* の変調率 m が大きくなるに連れて、2アーム変調方式の補正量 α の振幅は小さくなり、一方、 $k (\max (V^*) + \min (V^*))$ 信号の振幅は大きくなっていく。

[0057] 変調率 $m \leq 0.5$ の期間では、図4 (b) および図5 (b) に示すように、補正量 α と $k (\max (V^*) + \min (V^*))$ 信号はゼロクロスおよび $k (\max (V^*) + \min (V^*))$ の最大値または最小値となる点で等しくなる。そのため、補正量 α と $k (\max (V^*) + \min (V^*))$ との絶対値の小さい方を補正量 β として選択すると、補正量 β には $k (\max (V^*) + \min (V^*))$ が選択される。

[0058] 変調率 $m > 0.5$ からは、 $k (\max (V^*) + \min (V^*))$ 信号の最大値または最小値の絶対値は補正量 α の絶対値よりも大きくなる。そのため、補正量 α と $k (\max (V^*) + \min (V^*))$ 信号の絶対値の小さい方を選択すると、補正量 β の値には、2アーム変調方式に用いる補正量 α と $k (\max (V^*) + \min (V^*))$ 信号とが混在することとなる。

[0059] 変調率 m がさらに大きくなるに連れて、補正量 β には2アーム変調方式に

用いられる補正量 α が選択される割合が増加していき、変調率 m が1.15の時には補正量 β に選択される信号は全て補正量 α となり、変調方式が完全に2アーム変調方式となる。

[0060] このような補正量 β をU相電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に加算することにより、変調率 m が大きくなるに連れて3アーム変調方式から2アーム変調方式へと連続的に変調方式を変化させることが可能となる。

[0061] 次に、本実施形態1の変調方式を用いた場合におけるゲート信号 G_u のパルス波形を説明する。

[0062] 図6に電圧指令値の変調率 $m=0.1$ の時に本実施形態1の変調方式を用いた場合の補正電圧指令値 $V_u^*+\beta$ 、 $V_v^*+\beta$ 、 $V_w^*+\beta$ とU相ゲート信号 G_u のタイムチャート、図7に電圧指令値の変調率 $m=1$ の時に本実施形態1の変調方式を用いた場合の補正電圧指令値 $V_u^*+\beta$ 、 $V_v^*+\beta$ 、 $V_w^*+\beta$ とU相ゲート信号 G_u のタイムチャートを示す。なお、ゲイン $k=2$ とする。

[0063] 図6に示す変調率 $m=0.1$ の時ににおける本実施形態1の変調方式では、図15に示す3アーム変調方式と同様に、U相ゲート信号 G_u にパルス幅（オンデューティ）が小さい波形は見られない。図7に示す変調率 $m=1$ の時ににおける本実施形態1の変調方式では、図18に示す2アーム変調方式と同様に、U相ゲート信号 G_u にデッドタイムによりオンオフ動作ができなくなり電圧誤差が生じる程のパルス幅が小さい波形は見られない。また、スイッチング休止期間が生じるためスイッチング損失を低減させることができる。

[0064] 本実施形態1のように補正項加算部1を構成することにより、電圧指令値の変調率 m が小さい時には3アーム変調方式を、電圧指令値の変調率 m が大きくなるに連れて3アーム変調方式から2アーム変調方式へと連続的に変調方式を変化させることが可能である。

[0065] また、本実施形態1の変調方式は、2アーム変調方式と3アーム変調方式とを組み合わせているため、2アーム変調方式のみの場合と比べて騒音を低減させることが可能となる。さらに、単純に電圧指令値の変調率 m が小さい時は3アーム変調方式を採用し、電圧指令値の変調率 m が大きい時は2アーム

ム変調方式を採用した場合と比べて、発生する騒音の急変を抑制することが可能となる。

[0066] さらに、電圧指令値の変調率 m が大きい時は、ゲート信号が2アーム変調方式と同様の波形となりスイッチング休止区間が生じるため、スイッチング損失を低減させることが可能となる。

[0067] 加えて、三相電圧指令値を極座標変換し位相と振幅情報を得て変調方式の演算を行うなどの複雑な演算を用いずに、簡単なアナログ回路または、FPGA等の簡単なデジタル回路で三相の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* から直接補正を行うことが可能である。

[実施形態2]

[0068] 実施形態1の変調方式は、補正量 β を三相の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に加算し、ゼロ相電圧（すなわち、対地電圧）を変動させることで補正している。しかしながら、対地電圧の変動が増加すると漏れ電流が問題となる。そこで、本実施形態2では、実施形態1の変調方式におけるゲイン k を変調率 m に応じて可変とする。

[0069] ここで、ゲイン k を変調率 m に応じて可変とした場合の具体例を説明する。図8（a）に変調率 m を0から1.15まで一定の傾きで増加させた時のU相電圧指令値 V_u^* のタイムチャート、図8（b）に補正量 α と $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号のタイムチャート、図8（c）にゲイン k のタイムチャート、図8（d）に補正量 β のタイムチャート、図8（e）に本実施形態2のU相補正電圧指令値 $V_u^* + \beta$ のタイムチャートを示す。

[0070] 図8（c）に示すように、3アーム変調方式が採用される期間（電圧指令値の変調率 m が小さい期間）においては、ゲイン $k=0$ としておき、変調率 $m=0.5$ からゲイン k を一定の傾きで増加させていく。ここでは、電圧指令値の変調率 $m=1$ （2アーム変調方式の領域）となった時点でゲイン $k=2$ となるようにゲイン k を増加させ、それ以降は変調率 m が増加してもゲイン k は一定とする。

[0071] このように、変調率 m に応じてゲイン k に重み付けをすることにより、変

調率 m が小さい期間には完全な3アーム変調とすることができる。また、本実施形態2は補正量 β の振幅値を実施形態1よりも抑制することが可能となり、漏れ電流を低減できる。

[0072] また、本実施形態2のような変調方式を適用することにより、実施形態1と同様の作用効果を奏する。

[実施形態3]

[0073] 実施形態2では、変調率 m の大きさによって3アーム変調方式と2アーム変調方式の割合を変化させるが、本実施形態3では変調率 m だけでなく、変調率 m および電力変換装置の負荷率 l に応じて3アーム変調方式と2アーム変調方式の割合を変化させる。

[0074] 電力変換装置の主な損失は、導通損失とスイッチング損失とに分類される。図9にスイッチング損失の説明図を示す。また、下記(5)式に1スイッチング当たりの損失 w_{sw} を、下記(6)式に単位時間当たりのスイッチング損失 W_{sw} を示す。ここでは、分かりやすくするために、電圧 v と電流 i は、図9に示すように直線的に変化するものとする。

[数5]

$$w_{sw} = \int_0^{t_{sw}} v \cdot i dt [J] \cdot \cdot \cdot (5)$$

[0075] [数6]

$$W_{sw} = f_{sw} \cdot \int_0^{t_{sw}} v \cdot i dt [W] \cdot \cdot \cdot (6)$$

[0076] このような場合、スイッチング損失 T_{sw} の間に損失するエネルギー w_{sw} は上記(5)式となる。また、上記(6)式で表されるように、単位時間当たりのスイッチング損失 W_{sw} は電流 i の大きさに比例する。そのため、負荷率 l が低く半導体スイッチ素子に流れる電流 i が小さい場合、スイッチング損失 W_{sw} はあまり問題とならない。

[0077] 一方、負荷率 l が高く半導体スイッチ素子に流れる電流 i が大きい場合、

スイッチング損失 W_{sw} もそれに従って増大する。そこで、負荷率 l が低い期間
は、スイッチング損失 W_{sw} が問題とならないため3アーム変調方式として騒音
や高調波成分の低減を図り、負荷率 l が高い期間では2アーム変調方式とし
てスイッチング損失 W_{sw} の低減を図る。

- [0078] 図10は本実施形態3における補正項加算部1の一例を示す構成図である。
本実施形態3における電力変換装置の制御方法は、負荷率 l を考慮した操
作量 β を電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* に加えることにより補正電圧指令値 $V_u^* + \beta$,
 $V_v^* + \beta$, $V_w^* + \beta$ を生成する。
- [0079] 具体的には、ゲイン乗算器10から出力された $k(\max(V^*) + \min(V^*))$
(V^*)信号に対して、負荷率乗算器13で電力変換装置の負荷率 l が乗算
され、 $k l(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号が算出される。 $k l(\max(V^*) + \min(V^*))$
信号は2アーム変調方式で問題となる電圧の急峻
な変化に傾きを持たせるために加えられる信号である。
- [0080] そして、比較器11の一方の入力端子には、負荷率乗算器13で算出され
た $k l(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号の絶対値 $|k l(\max(V^*) + \min(V^*))|$
が入力される。また、スイッチ12には、負荷率乗算器
13で算出された $k l(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号が入力される。
- [0081] 補正量 β は、スイッチ12において、補正量 α と $k l(\max(V^*) + \min(V^*))$
(V^*)信号の絶対値の小さい方を選択することで生成される。スイッ
チ12の切り替えは、補正量 α と $k l(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号
の絶対値を比較し、 $|\alpha| < |k l(\max(V^*) + \min(V^*))|$ の期
間は $s_2 = 1$ が選択され、 $|\alpha| \geq |k l(\max(V^*) + \min(V^*))|$
の期間は $s_2 = 0$ が選択される。この補正量 β を電圧指令値 V^* に加えるこ
とで補正電圧指令値 $V^* + \beta$ を生成する。その他は、実施形態1と同様である
。
- [0082] ここで、本実施形態3の具体例を説明する。図11(a)に電圧指令値 V_u^*
, V_v^* , V_w^* のタイムチャート、図11(b)に補正量 α と $k l(\max(V^*) + \min(V^*))$
(V^*)信号のタイムチャート、図11(c)に補正量 β のタイ

ムチャート、図11(d)に負荷率 l のタイムチャート、図11(e)に本実施形態3の補正電圧指令値 $V_u^* + \beta$ 、 $V_v^* + \beta$ 、 $V_w^* + \beta$ のタイムチャートを示す。ここでは例として、ゲイン $k = 1.8$ 、変調率 $m = 0.85$ としている。

[0083] 図11(b)、(d)に示すように、負荷率 l が大きくなるにつれて、 $k l (\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号の振幅も大きくなる。図11(c)に示す補正量 β は、補正量 α と $k l (\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号の絶対値の小さい方を選択することで生成される信号である。そのため、補正量 α と $k l (\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号の絶対値の小さい方を補正量 β として選択すると、負荷率 l が小さい期間は、 $k l (\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号のみが選択される。

[0084] また、負荷率 l が大きい期間は、 $k l (\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号の最大値または最小値の絶対値は補正量 α の絶対値よりも大きくなる。そのため、補正量 α と $k l (\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号の絶対値の小さい方を補正量 β として選択すると、2アーム変調方式に用いる補正量 α と $k l (\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号とが混在することとなる。

[0085] 本実施形態3の方法で算出された補正量 β を電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に加算することにより、負荷率 l が小さい期間は3アーム変調方式、負荷率 l が大きい期間は2アーム変調方式というように、負荷率 l によって、3アーム変調方式と2アーム変調方式とを切り替えることが可能となる。

[0086] その結果、負荷率 l が低い期間はスイッチング損失 W_{sw} も小さいため3アーム変調とし、騒音や高調波成分の低減を図ることが可能となる。また、負荷率 l が大きい期間は2アーム変調とし、スイッチング損失 W_{sw} の低減を図ることができる。

[0087] さらに、実施形態1、2と同様の作用効果を奏する。

[0088] 本実施形態3は、例えば、負荷率 l の変化が緩やかな太陽光PCSなどの電力変換装置に適用することが考えられる。

[実施形態4]

- [0089] 実施形態3では、負荷率 I を $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号に単純に乗算している。しかしながら、無停電電源装置や瞬低補償装置等は停電発生時等に急激に負荷率 I が上昇する。このように、負荷率 I が急激に変化する電力変換装置に、実施形態3の制御方法を用いた場合、負荷率 I の急変時に、3アーム変調方式から2アーム変調方式に急激に切り替わる。その結果、装置に対して強いストレスを与えてしまうこととなる。
- [0090] そこで、本実施形態4では、図12に示すように、負荷率 I をローパスフィルタLPFとソフトスタート回路14を介して負荷率乗算器13に出力し、 $k(\max(V^*) + \min(V^*))$ 信号に乗算させる。その他の構成は実施形態3と同様であるため、説明を省略する。
- [0091] 前記ローパスフィルタLPFは負荷率 I に含まれる高調波成分を減衰し、負荷率 I の基本波成分のみを出力する。また、前記ソフトスタート回路14は、出力の時間変化率を所定値以下に抑制し、出力を除々に大きくする。
- [0092] その結果、負荷率 I が急変したとしても、負荷率乗算器13に入力される信号は、図11(d)に示す波形のように、その変化を緩やかにすることが可能となる。そのため、3アーム変調方式から2アーム変調方式に徐々に移行させることができ、装置への負担を軽減することができる。
- [0093] また、本実施形態4によれば、実施形態1~3と同様の作用効果を奏する。
- [0094] なお、本実施形態4は、例えば、負荷率 I の変化が急激な無停電電源装置や瞬低補償装置などに適用することが考えられる。
- [0095] 以上、本発明において、記載された具体例に対してのみ詳細に説明したが、本発明の技術思想の範囲で多彩な変形および修正が可能であることは、当業者にとって明白なことであり、このような変形および修正が特許請求の範囲に属することは当然のことである。
- [0096] 例えば、実施形態1~4では、三相の電圧指令値に対して補正を行う方法について説明したが、電圧指令値は三相以上の多相であれば適用可能である。

符号の説明

[0097] 1…補正項加算部

V^*_U, V^*_V, V^*_W …電圧指令値

$G_U, G_V, G_W, G_X, G_Y, G_Z$ …ゲート信号

α, β …補正量

k …ゲイン

$\max(V^*)$ …電圧指令値の最大値

$\min(V^*)$ …電圧指令値の最小値

請求の範囲

[請求項1] 交流 - 直流変換あるいは直流 - 交流変換を行う電力変換装置に備えられた半導体スイッチ素子に対して、電圧指令値をPWM変調するゲート信号生成部により得られたゲート信号を出力する電力変換装置の制御方法であって、

ゲート信号生成部に備えられた補正項加算部において、

多相の電圧指令値のうち最大となる電圧指令値と多相の電圧指令値のうち最小となる電圧指令値の絶対値とを比較し、

前記最大となる電圧指令値の方が大きい場合は、三角波キャリアの最大値から前記最大となる電圧指令値を減算した信号を選択し、

前記最小となる電圧指令値の絶対値の方が大きい場合は、三角波キャリアの最小値から前記最小となる電圧指令値を減算した信号を選択して生成した信号に相当する第一補正量を演算し、

多相の電圧指令値のうち最大となる電圧指令値と最小となる電圧指令値を加算した信号にゲインを乗算して前記第一補正量と同期した三角波状の信号を生成し、

この三角波状の信号と第一補正量とのうち絶対値の小さい方を選択して生成した第二補正量を多相の電圧指令値にそれぞれ加算して補正電圧指令値を演算し、

この補正電圧指令値をPWM変調して得られたゲート信号を前記半導体スイッチ素子に出力することを特徴とする電力変換装置の制御方法。

[請求項2] 前記ゲインは、電圧指令値の変調率に応じて可変とすることを特徴とする請求項1記載の電力変換装置の制御方法。

[請求項3] 前記第一補正量と同期した三角波状の信号は、
多相の電圧指令値のうち最大となる電圧指令値と最小となる電圧指令値を加算した信号に、ゲインと電力変換装置の負荷率を乗算した値とすることを特徴とする請求項1または2記載の電力変換装置の制御

方法。

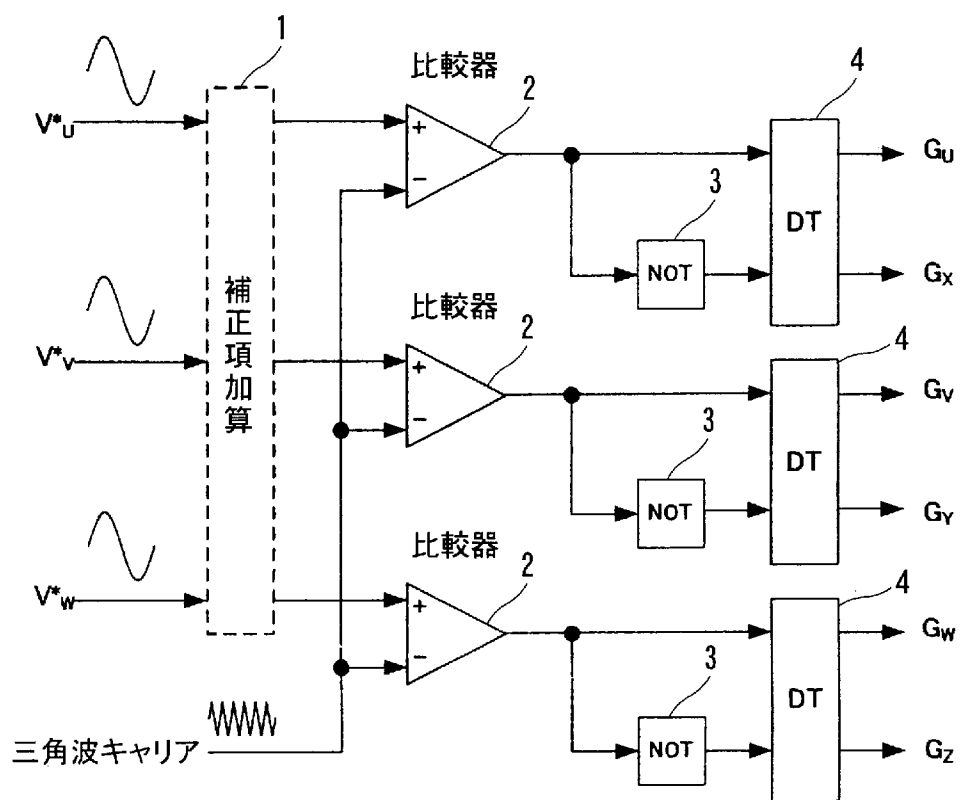
[請求項4]

前記負荷率は、

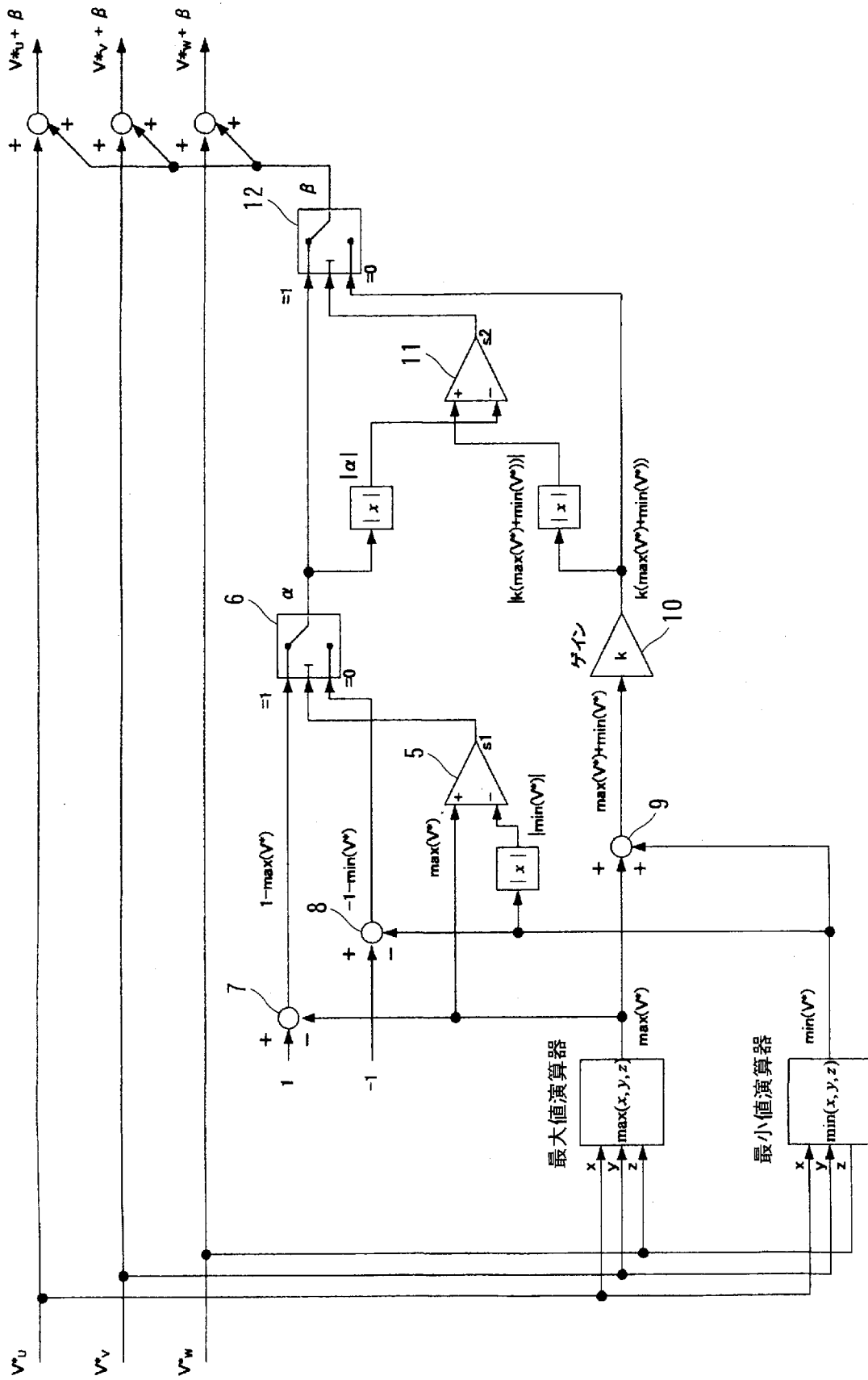
ローパスフィルタによって高調波成分が減衰され、

ソフトスタート回路によって時間変化率が抑制された信号とすることを特徴とする請求項3記載の電力変換装置の制御方法。

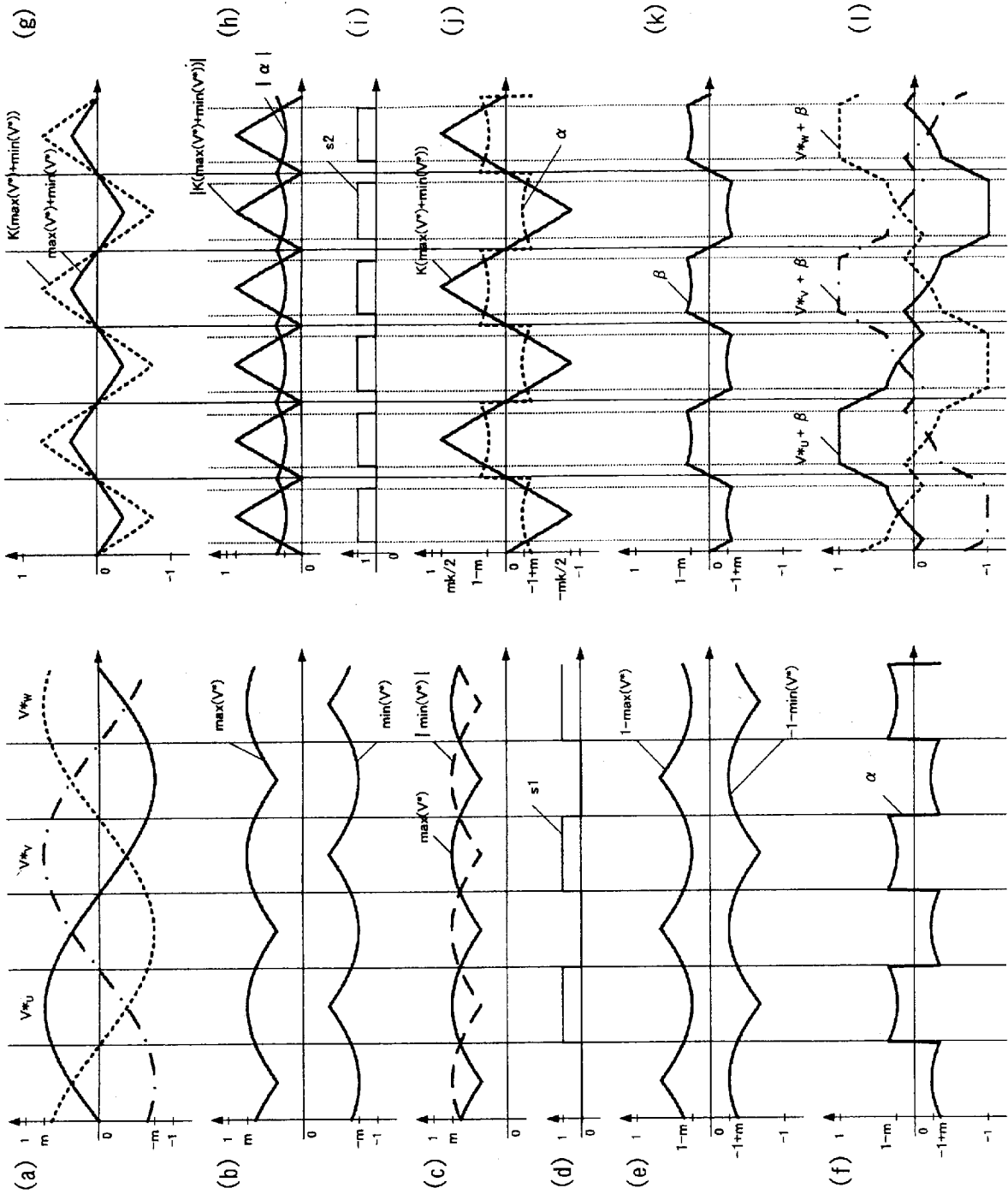
[図1]



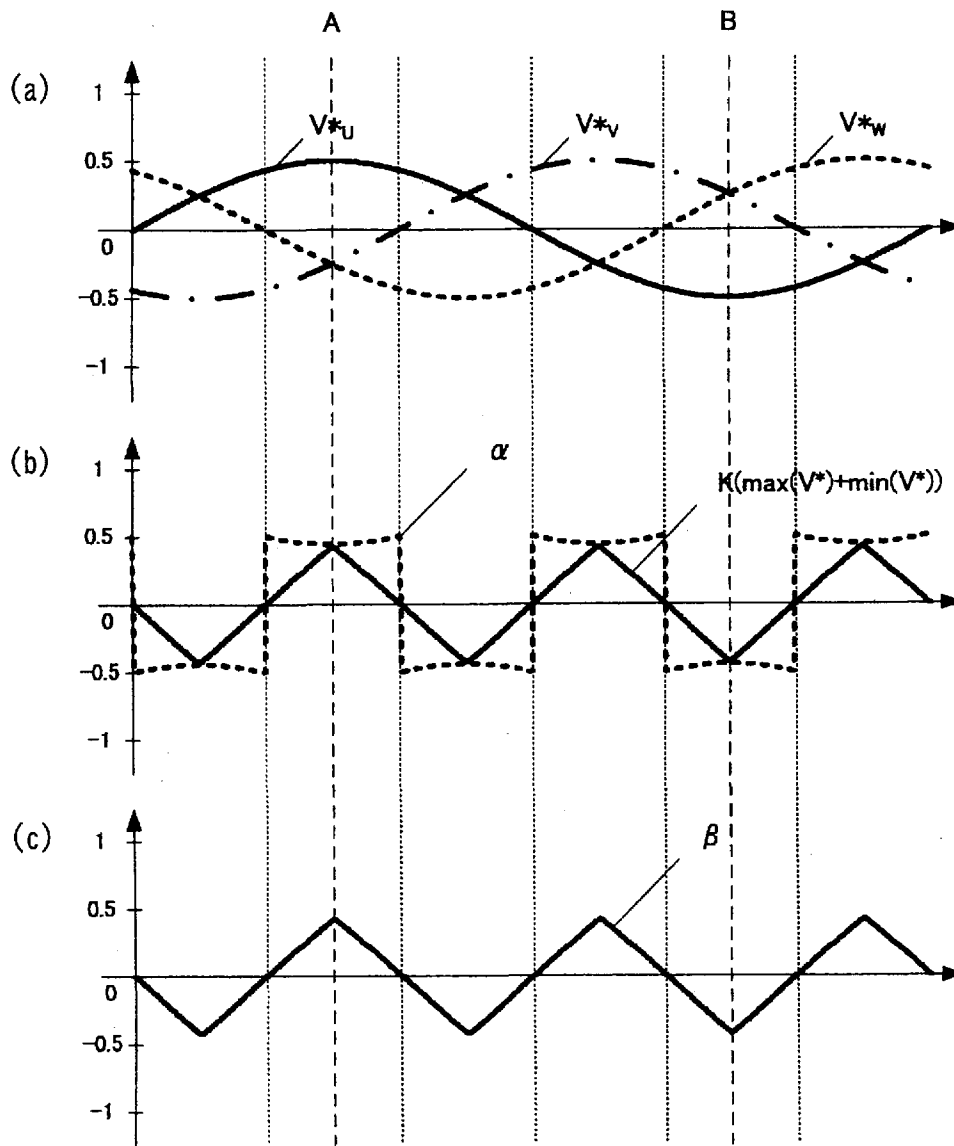
[図2]



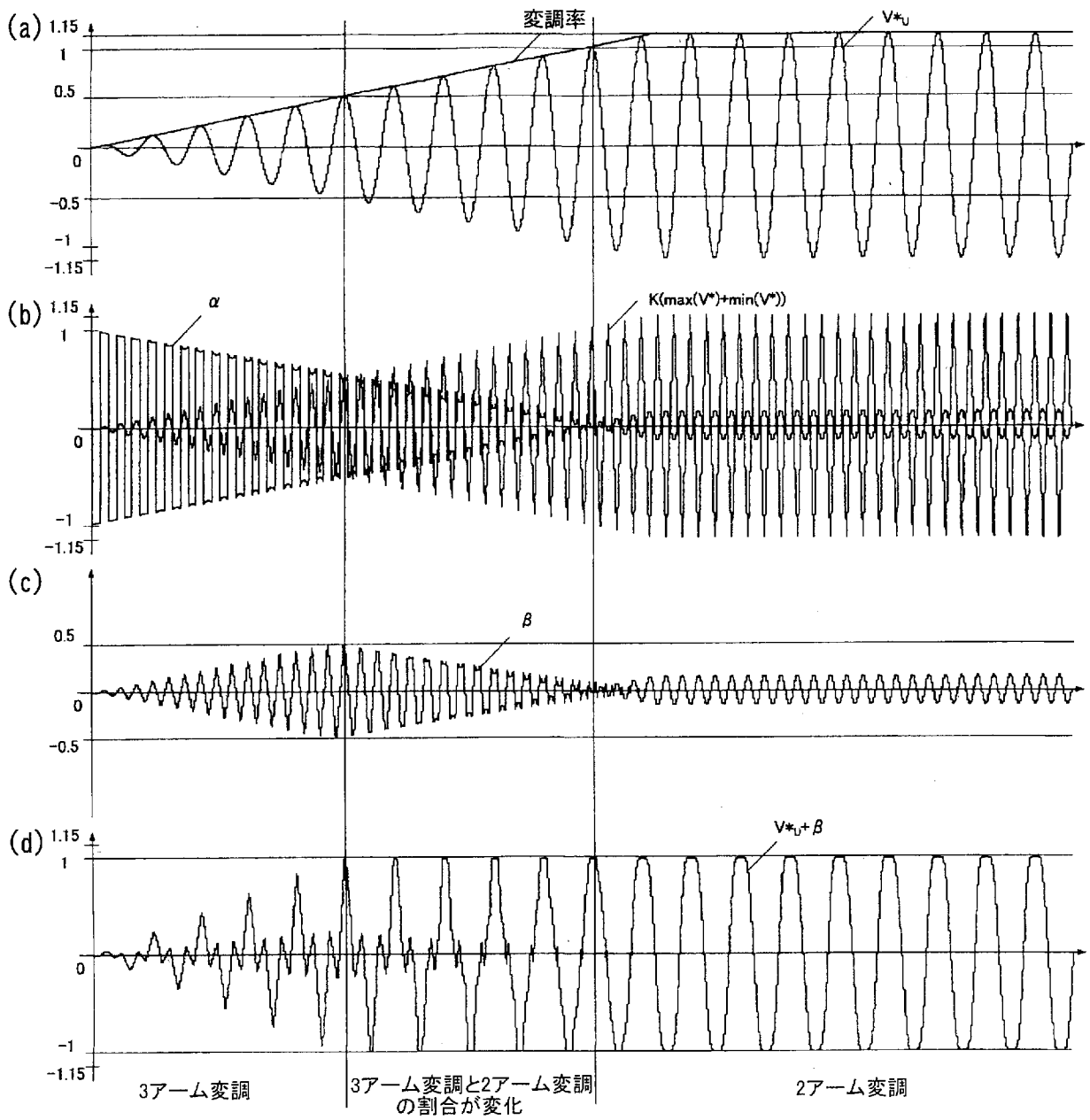
[3]



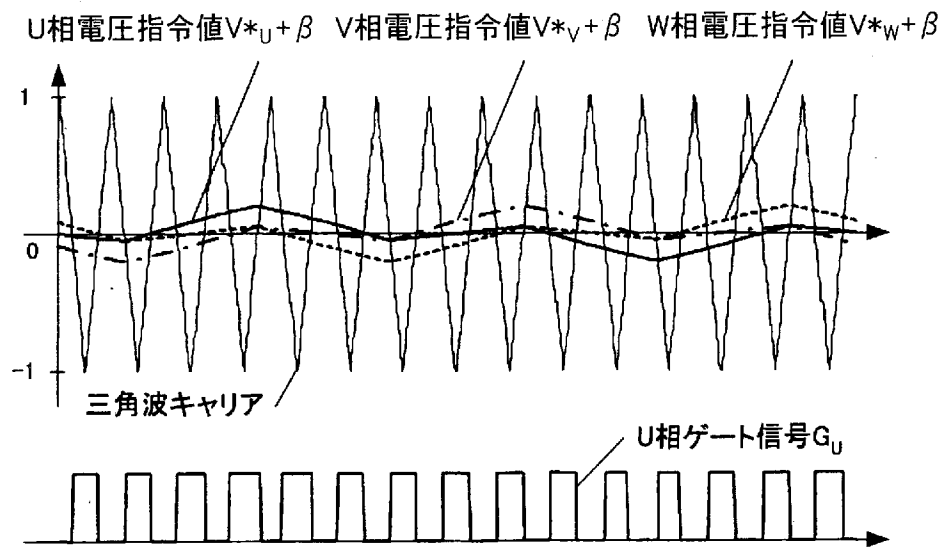
[図4]



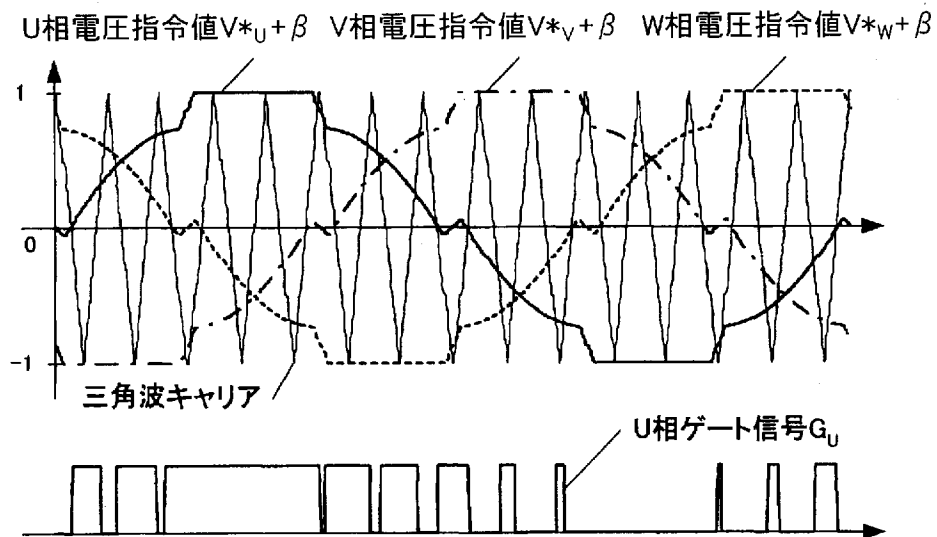
[図5]



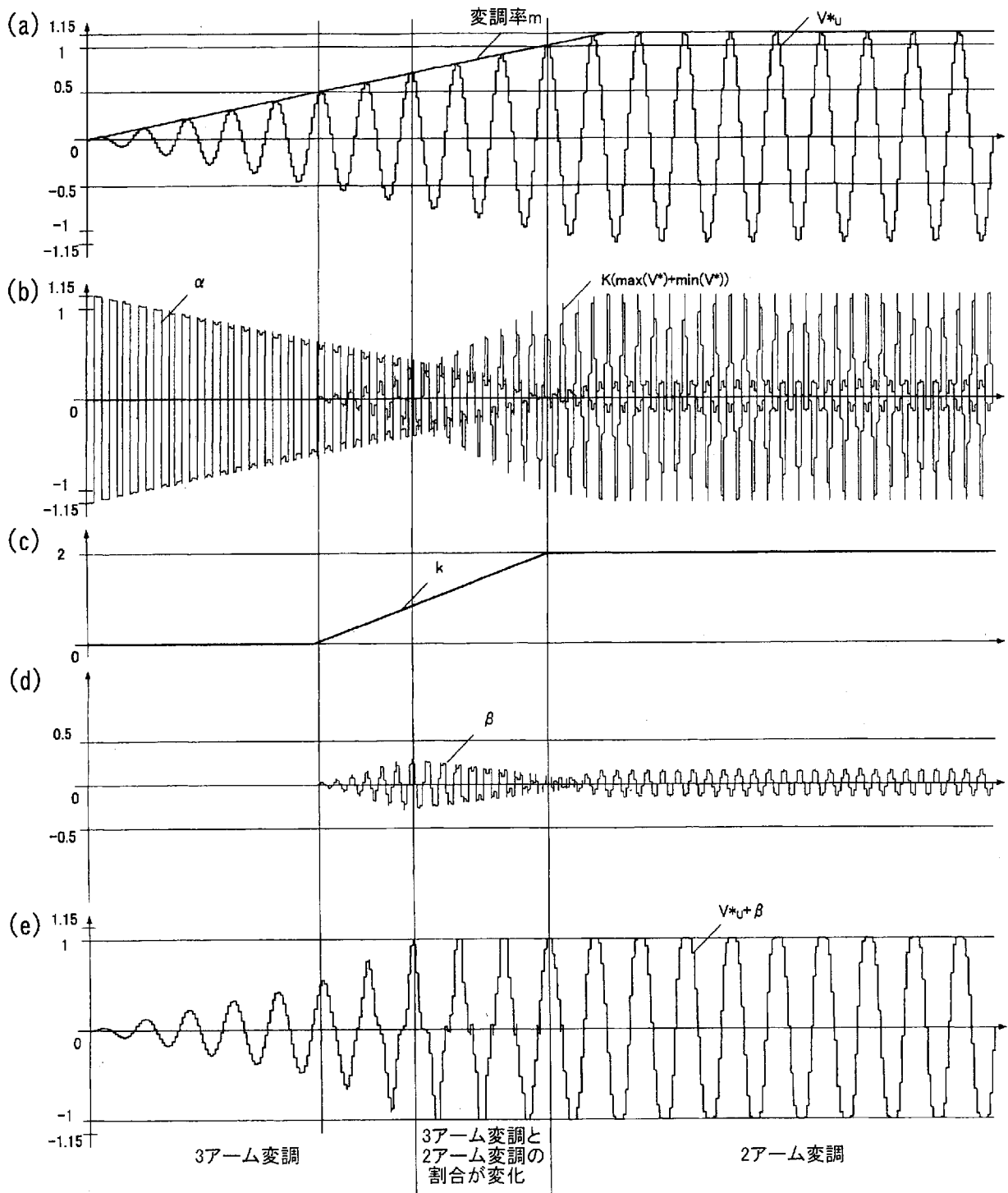
[図6]



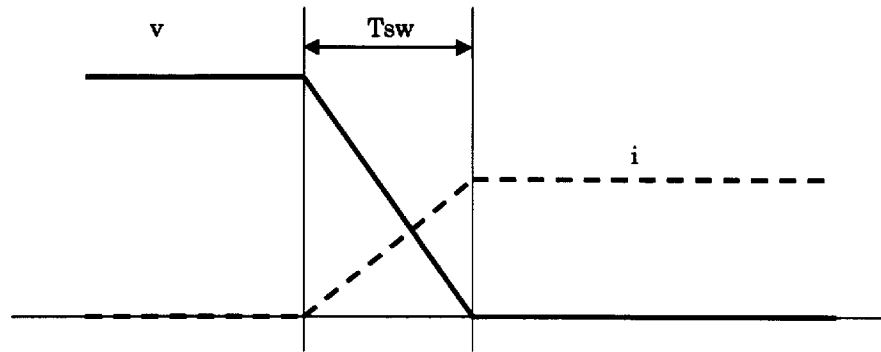
[図7]



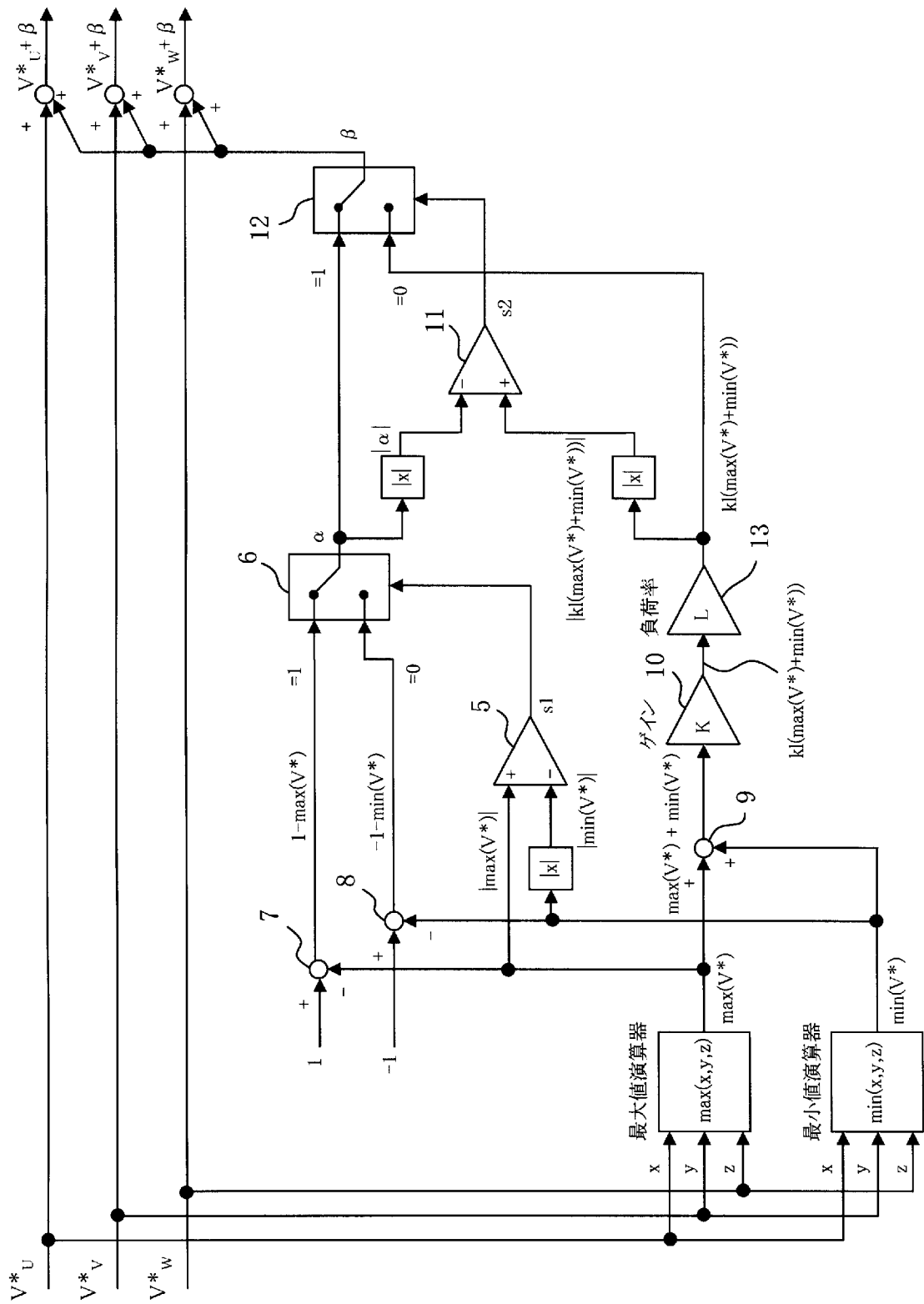
[図8]



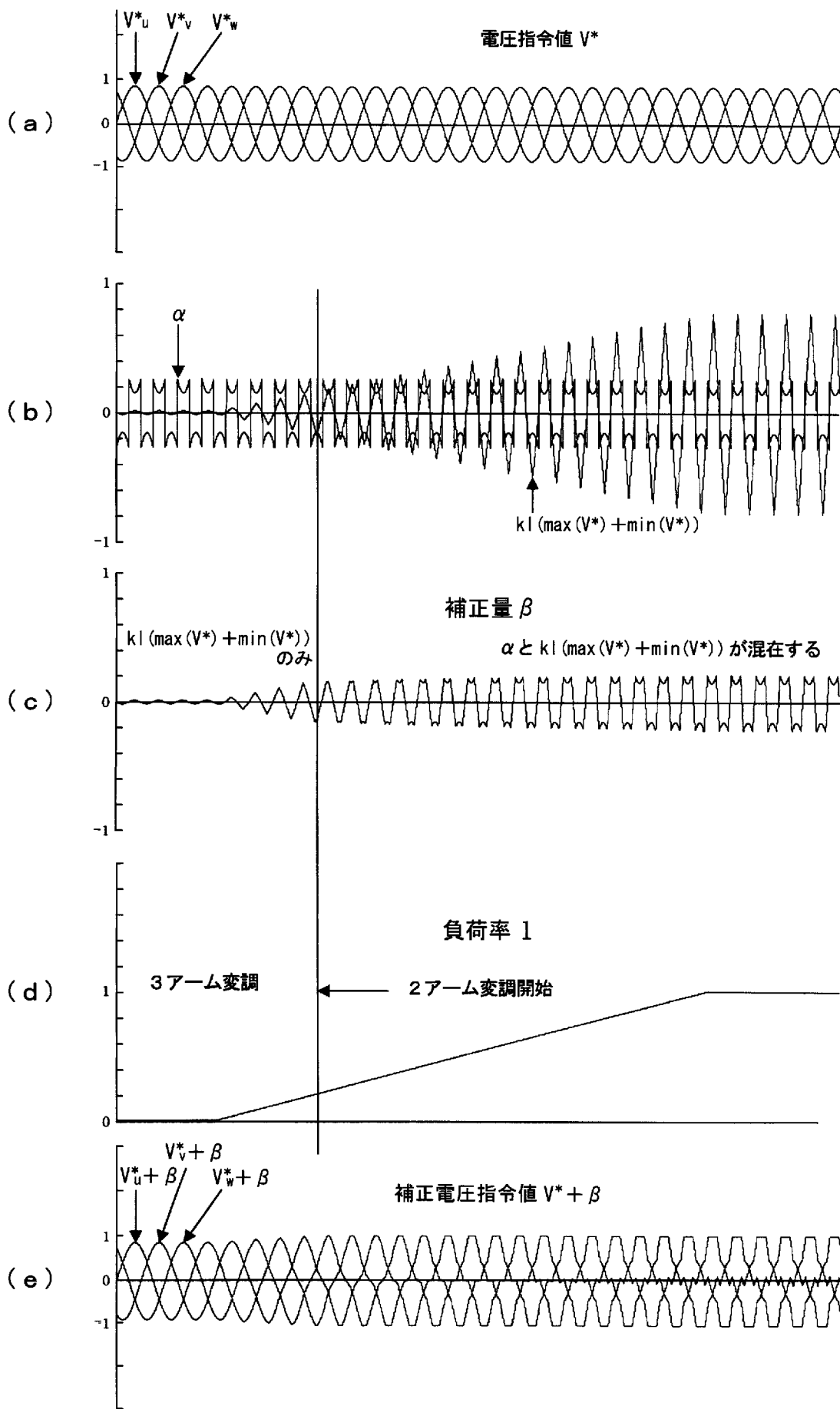
[図9]



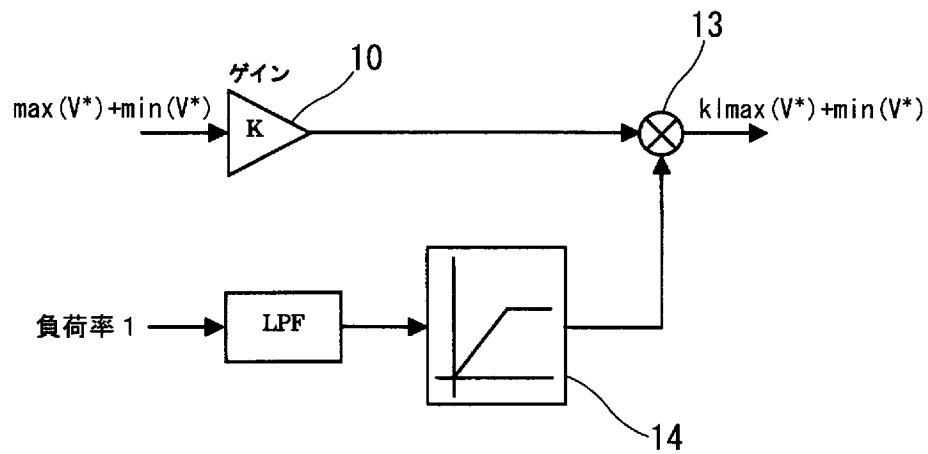
[図10]



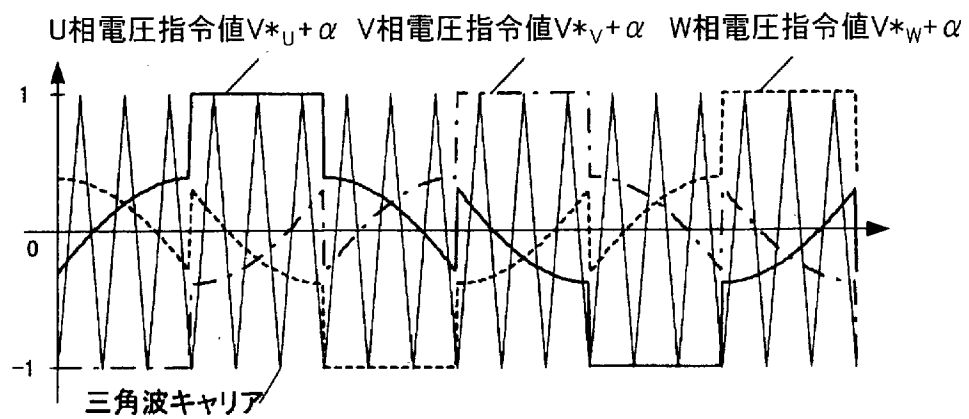
[図11]



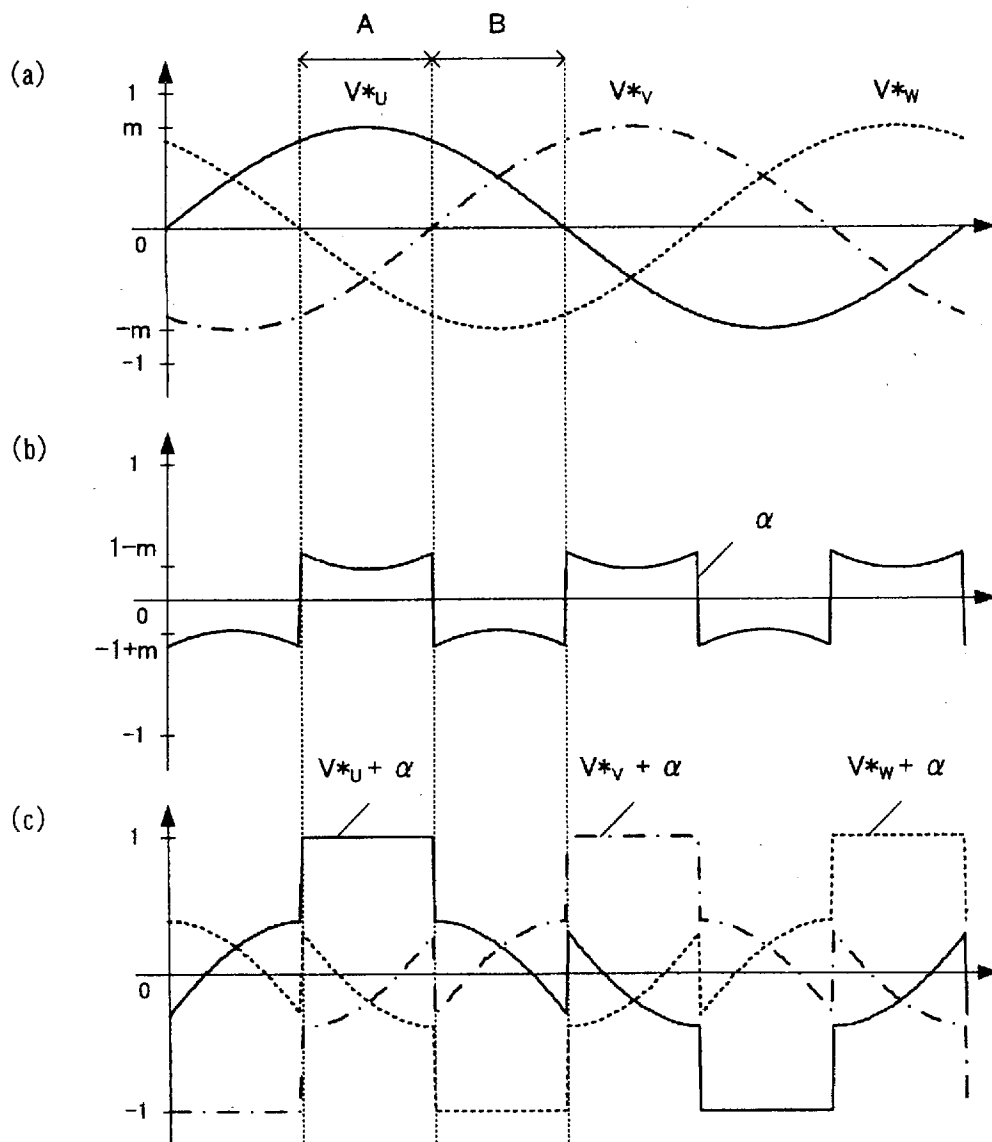
[図12]



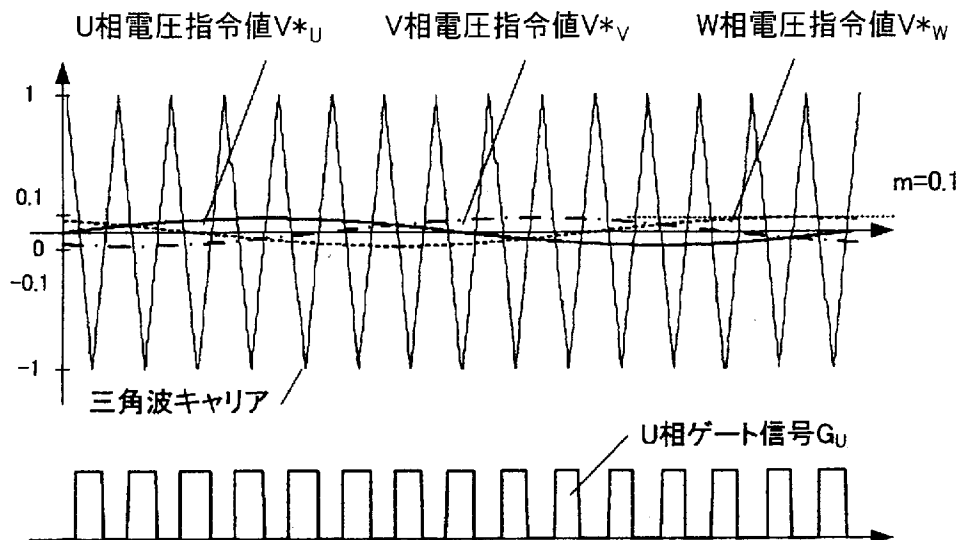
[図13]



[図14]

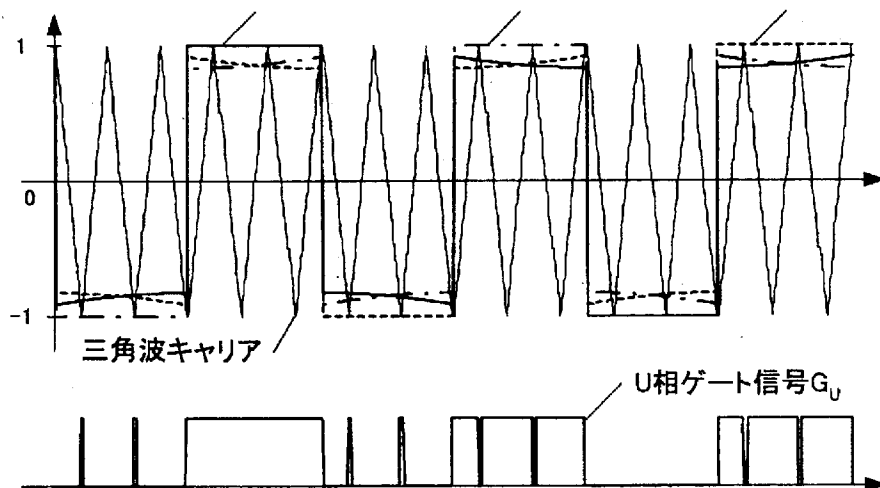


[図15]



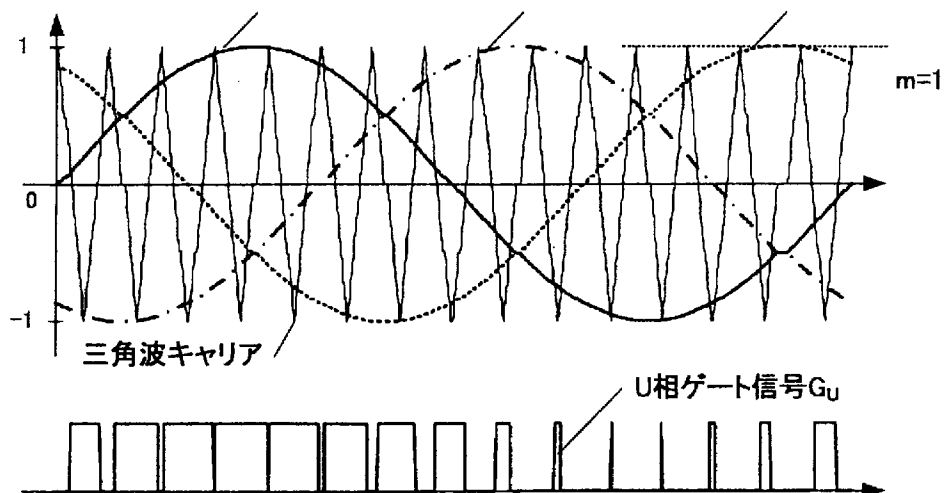
[図16]

U相電圧指令値 $V^*_u + \alpha$ V相電圧指令値 $V^*_v + \alpha$ W相電圧指令値 $V^*_w + \alpha$

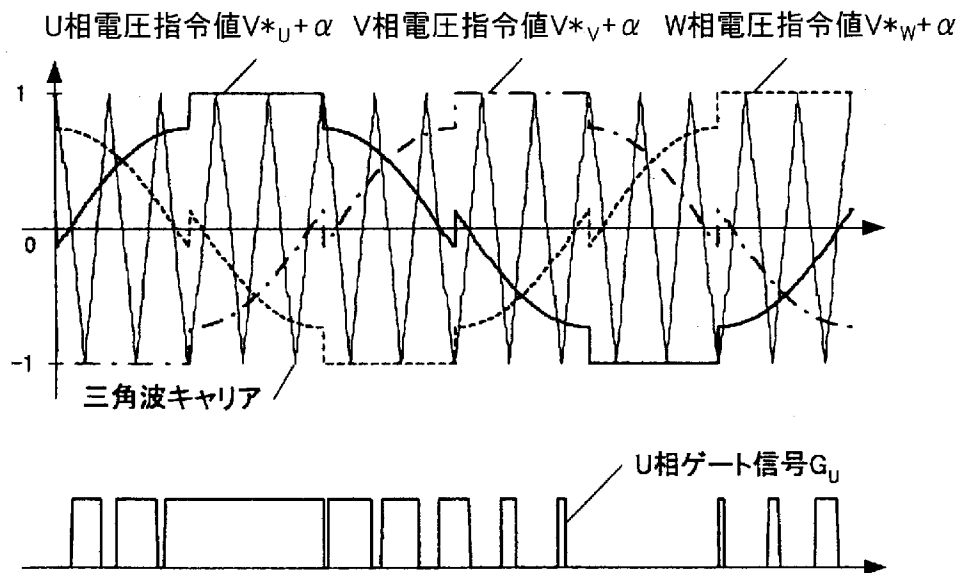


[図17]

U相電圧指令値 V^*_u V相電圧指令値 V^*_v W相電圧指令値 V^*_w



[図18]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2010/056786

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

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)

H02M7/48

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	1996-2010
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2010	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2010

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 1-274669 A (Fuji Electric Co., Ltd.), 02 November 1989 (02.11.1989), page 2, lower right column, line 2 to page 3, lower left column, line 14; fig. 1 (Family: none)	1-4
A	JP 5-199796 A (Meidensha Corp.), 06 August 1993 (06.08.1993), paragraphs [0013] to [0029]; fig. 1 to 4 & US 5623192 A & EP 0661796 A1 & WO 95/02921 A1 & DE 69322400 T2 & CA 2142618 A1 & CN 1097529 A	1-4
A	JP 2004-48885 A (Mitsubishi Electric Corp.), 12 February 2004 (12.02.2004), paragraphs [0007] to [0064]; fig. 1 to 14 (Family: none)	1-4

 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
05 July, 2010 (05.07.10)Date of mailing of the international search report
13 July, 2010 (13.07.10)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2010/056786

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 63-290170 A (Mitsubishi Electric Corp.), 28 November 1988 (28.11.1988), page 4, upper left column, line 6 to page 5, upper right column, line 12; fig. 1 to 9 & US 4847743 A & DE 3817338 A1 & KR 91-0001047 B1	1-4
A	WO 01/65675 A1 (Yaskawa Electric Corp.), 07 September 2001 (07.09.2001), page 1, line 9 to page 3, line 5; fig. 1, 2 & JP 3844060 B2 & US 2003/0137857 A1 & EP 1261123 A1 & DE 60130972 T2 & TW 504891 B & CN 1406409 A	1-4

特許協力条約

PCT

国際調査報告

(法8条、法施行規則第40、41条)
〔PCT18条、PCT規則43、44〕

出願人又は代理人 の書類記号 P10MED006W0	今後の手続きについては、様式PCT/ISA/220 及び下記5を参照すること。	
国際出願番号 PCT/J P 2 0 1 0 / 0 5 6 7 8 6	国際出願日 (日.月.年) 1 5 . 0 4 . 2 0 1 0	優先日 (日.月.年) 1 6 . 0 4 . 2 0 0 9
出願人(氏名又は名称) 株式会社明電舎		

国際調査機関が作成したこの国際調査報告を法施行規則第41条(PCT18条)の規定に従い出願人に送付する。
この写しは国際事務局にも送付される。

この国際調査報告は、全部で 3 ページである。

この調査報告に引用された先行技術文献の写しも添付されている。

1. 国際調査報告の基礎

a. 言語に関し、この国際調査は以下のものに基づき行った。

出願時の言語による国際出願

出願時の言語から国際調査のための言語である _____ 語に翻訳された、
この国際出願の翻訳文(PCT規則12.3(a)及び23.1(b))

b. この国際調査報告は、PCT規則91の規定により国際調査機関が認めた又は国際調査機関に通知された明らかな誤りの訂正を考慮して作成した(PCT規則43.6の2(a))。

c. この国際出願は、ヌクレオチド又はアミノ酸配列を含んでいる(第I欄参照)。

2. 請求の範囲の一部の調査ができない(第II欄参照)。

3. 発明の単一性が欠如している(第III欄参照)。

4. 発明の名称は 出願人が提出したものを承認する。

次に示すように国際調査機関が作成した。

5. 要約は 出願人が提出したものを承認する。

第IV欄に示されているように、法施行規則第47条第1項(PCT規則38.2)の規定により国際調査機関が作成した。出願人は、この国際調査報告の発送の日から1月以内にこの国際調査機関に意見を提出することができる。

6. 図面に関して

a. 要約書とともに公表される図は、

第 2 図とする。 出願人が示したとおりである。

出願人は図を示さなかったため、国際調査機関が選択した。

本図は発明の特徴を一層よく表しているため、国際調査機関が選択した。

b. 要約とともに公表される図はない。

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

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 (IPC))

Int.Cl. H02M7/48

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	1971-2010年
日本国実用新案登録公報	1996-2010年
日本国登録実用新案公報	1994-2010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 1-274669 A (富士電機株式会社) 1989.11.02, 第2頁右下欄第2行-第3頁左下欄第14行, 図1 (ファミリーなし)	1-4
A	JP 5-199796 A (株式会社明電舎) 1993.08.06, 【0013】-【0029】, 図1-4 & US 5623192 A & EP 0661796 A1 & WO 95/02921 A1 & DE 69322400 T2 & CA 2142618 A1 & CN 1097529 A	1-4

 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

05.07.2010

国際調査報告の発送日

13.07.2010

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)

櫻田 正紀

3V

2917

電話番号 03-3581-1101 内線 3357

C (続き) . 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 2004-48885 A (三菱電機株式会社) 2004.02.12, 【0007】 - 【0064】, 図 1-14 (ファミリーなし)	1 - 4
A	JP 63-290170 A (三菱電機株式会社) 1988.11.28, 第 4 頁左上欄第 6 行 - 第 5 頁右上欄第 12 行, 図 1-9 & US 4847743 A & DE 3817338 A1 & KR 91-0001047 B1	1 - 4
A	WO 01/65675 A1 (株式会社安川電機) 2001.09.07, 第 1 頁第 9 行 - 第 3 頁第 5 行, 図 1, 2 & JP 3844060 B2 & US 2003/0137857 A1 & EP 1261123 A1 & DE 60130972 T2 & TW 504891 B & CN 1406409 A	1 - 4