

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5061343号
(P5061343)

(45) 発行日 平成24年10月31日(2012.10.31)

(24) 登録日 平成24年8月17日(2012.8.17)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 7/48 (2007.01) HO2M 7/48 F

請求項の数 5 (全 16 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2006-246182 (P2006-246182) (22) 出願日 平成18年9月11日 (2006.9.11) (65) 公開番号 特開2008-72773 (P2008-72773A) (43) 公開日 平成20年3月27日 (2008.3.27) 審査請求日 平成21年7月24日 (2009.7.24)</p> <p>特許権者において、権利譲渡・実施許諾の用意がある。</p>	<p>(73) 特許権者 304020292 国立大学法人徳島大学 徳島県徳島市新蔵町2丁目24番地 (72) 発明者 大西 ▲徳▼生 徳島県徳島市南常三島町2丁目1番地 徳島大学大学院ソシオテクノサイエンス研究部内</p> <p>審査官 安池 一貴</p>
---	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

逆導通機能を持つスイッチ素子を2つ直列に接続するスイッチ回路をレグとすると、3つのレグが並列接続され、並列接続点が直流側端子であり、各レグにおけるスイッチ素子の直列接続点が交流側端子である直流-交流電力変換回路をPWM制御するための電力変換制御方法において、

前記直流-交流電力変換回路のスイッチ素子に出力するPWM信号の基準となる信号であり、前記直流-交流電力変換回路の3つのレグそれぞれに対応する信号を指令信号とするとき、

2つの任意の目標関数 f_A および f_B の入力に対して、該目標関数 f_A および f_B のそれぞれに逆位相の関数であり任意の倍率である補助関数 f_{A2} および f_{B2} を決定し、1つのレグに対応する指令信号を、前記補助関数 f_{A2} および f_{B2} の重ね合わせに基づき決定し、残り2つのレグに対応する指令信号を、それぞれ、前記目標関数 f_A と前記補助関数 f_{B2} との重ね合わせと、前記目標関数 f_B と前記補助関数 f_{A2} との重ね合わせに基づき決定する指令信号演算工程を、含むことを特徴とする電力変換制御方法。

【請求項2】

前記指令信号演算工程において、前記2つの任意の目標関数 f_A および f_B の周波数が同じであることを特徴とする請求項1記載の電力変換制御方法。

【請求項3】

10

20

前記指令信号演算工程において、前記それぞれの指令信号の決定に、前記目標関数の第3調波を共通項として重ね合わせる工程を含むことを特徴とする請求項2記載の電力変換制御方法。

【請求項4】

前記指令信号演算工程において、前記それぞれの指令信号の決定に、前記目標関数の第5調波を共通項として重ね合わせる工程を含むことを特徴とする請求項2記載の電力変換制御方法。

【請求項5】

前記指令信号演算工程において、前記2つの補助関数 f_A^2 および f_B^2 の振幅が零であることを特徴とする請求項1~4のいずれか1項に記載の電力変換制御方法。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、単相インバータモジュールを2つ用いた電力変換を、1つの三相インバータモジュールにて行うための電力変換制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

インバータモジュールを用いた電力変換は、近年の世の中を支える重要な技術であり、多彩な制御方法、制御目的が提案されている。

【0003】

パワーエレクトロニクスの世界では、直流から交流に変換するためのスイッチ素子をひとまとめにした回路をインバータモジュールと呼ぶ。また、このインバータモジュールは、スイッチ信号の与え方により交流から直流への変換動作、すなわちコンバータ動作をさせることができるため、コンバータ動作を行うものであっても、インバータモジュールと呼ぶのが一般的である。

20

本明細書では、インバータ動作、コンバータ動作に関らず、逆導通機能を持つスイッチ素子を2つ直列に接続するスイッチ回路をレグとする場合に、レグが複数個並列接続される回路をインバータモジュールと定義する。また、このレグが2つ並列接続される回路を単相インバータモジュールと定義し、同様にこのレグが3つ並列接続される回路を三相インバータモジュールと定義する。

30

【0004】

単相-単相電力変換を扱う場合、通常、上流側で「交流から直流への電力変換」に単相インバータモジュールを1つ、下流側での「直流から交流への電力変換」に単相インバータモジュールをもう1つ用い、計2つの単相インバータモジュールで電力変換を行っている。なお、2つの単相インバータモジュールの直流側は、上流側と下流側とで共通である。

【0005】

また、上記と同様に、直流側を共通として、2つの単相インバータモジュールが接続されるとき、直流側を電源として、2つの単相インバータモジュールそれぞれを介して2つの単相交流出力を発生する「直流から交流への電力変換」や、またその逆で、2つの交流電源から1つの直流電源に変換する「交流から直流への電力変換」が知られている。

40

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

上述のように、直流側を共通として2つの単相インバータモジュールを接続する回路は、「交流の単相-単相電力変換」、「直流から交流への電力変換」、および「交流から直流への電力変換」に利用できるが、単相インバータモジュールを2つ必要とする。本発明は、インバータモジュールを2つ用いることなく、広く普及している三相インバータモジュールを1つ用いるだけで、「交流の単相-単相電力変換」、「直流から交流への電力変換」、および「交流から直流への電力変換」を実現することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

50

【 0 0 0 7 】

上記した課題を解決して、本発明の目的を達成するために、本発明は、逆導通機能を持つスイッチ素子を2つ直列に接続するスイッチ回路をレグとすると、3つのレグが並列接続され、並列接続点が直流側端子であり、各レグにおけるスイッチ素子の直列接続点が交流側端子である直流 - 交流電力変換回路をPWM制御するための電力変換制御装置において、前記直流 - 交流電力変換回路のスイッチ素子にPWM信号を出力するPWM制御手段と、前記PWM制御手段に、前記直流 - 交流電力変換回路の3つのレグそれぞれに対応する指令信号を出力する指令信号演算手段と、を備え、前記PWM制御手段は、前記指令信号に基づいてPWM信号を決定し、前記指令信号演算手段は、2つの任意の目標関数 f_A および f_B の入力に対して、該目標関数 f_A および f_B のそれぞれに逆位相の関数であり任意の倍率である補助関数 f_{A2} および f_{B2} を決定し、前記3つの指令信号のうち、1つのレグに対応する指令信号を、前記補助関数 f_{A2} および f_{B2} の重ね合わせに基づき決定し、残り2つのレグに対応する指令信号を、それぞれ、前記目標関数 f_A と前記補助関数 f_{B2} との重ね合わせと、前記目標関数 f_B と前記補助関数 f_{A2} との重ね合わせに基づき決定することを特徴とする。

10

【 0 0 0 8 】

また、本発明の好ましい態様によれば、前記指令信号演算手段は、前記2つの任意の目標関数 f_A および f_B の周波数が同じであることが望ましい。

【 0 0 0 9 】

また、本発明の好ましい態様によれば、前記指令信号演算手段において、前記それぞれの指令信号の決定に、前記目標関数の第3調波または第5調波を共通項として重ね合わせることが望ましい。

20

【 0 0 1 0 】

また、本発明の好ましい態様によれば、前記指令信号演算手段は、前記2つの補助関数 f_{A2} および f_{B2} の振幅が零であることが望ましい。

【 0 0 1 1 】

上記した課題を解決して、本発明の目的を達成するために、本発明は、逆導通機能を持つスイッチ素子を2つ直列に接続するスイッチ回路をレグとすると、3つのレグが並列接続され、並列接続点が直流側端子であり、各レグにおけるスイッチ素子の直列接続点が交流側端子である直流 - 交流電力変換回路をPWM制御するための電力変換制御用プログラムにおいて、前記直流 - 交流電力変換回路のスイッチ素子に出力するPWM信号の基準となる信号であり、前記直流 - 交流電力変換回路の3つのレグそれぞれに対応する信号を指令信号とするとき、コンピュータを、2つの任意の目標関数 f_A および f_B の入力に対して、該目標関数 f_A および f_B のそれぞれに逆位相の関数であり任意の倍率である補助関数 f_{A2} および f_{B2} を決定し、1つのレグに対応する指令信号を、前記補助関数 f_{A2} および f_{B2} の重ね合わせに基づき決定し、残り2つのレグに対応する指令信号を、それぞれ、前記目標関数 f_A と前記補助関数 f_{B2} との重ね合わせと、前記目標関数 f_B と前記補助関数 f_{A2} との重ね合わせに基づき決定する指令信号演算手段として機能させることを特徴とする電力変換制御方法であることを特徴とする。

30

【 0 0 1 2 】

また、本発明の好ましい態様によれば、前記コンピュータを前記指令信号演算手段として機能させる電力変換制御用方法は、前記2つの任意の目標関数 f_A および f_B の周波数が同じであることが望ましい。

40

【 0 0 1 3 】

また、本発明の好ましい態様によれば、前記コンピュータを前記指令信号演算手段として機能させる電力変換制御用方法は、前記それぞれの指令信号の決定に、前記目標関数の第3調波または第5調波を共通項として重ね合わせることが望ましい。

【 0 0 1 4 】

また、本発明の好ましい態様によれば、前記コンピュータを前記指令信号演算手段として機能させる電力変換制御用方法は、前記2つの補助関数 f_{A2} および f_{B2} の振幅が零で

50

あることが望ましい。

【0015】

上記した課題を解決して、本発明の目的を達成するために、本発明は、逆導通機能を持つスイッチ素子を2つ直列に接続するスイッチ回路をレグとすると、3つのレグが並列接続され、並列接続点が直流側端子であり、各レグにおけるスイッチ素子の直列接続点が交流側端子である直流 - 交流電力変換回路をPWM制御するための電力変換制御方法において、前記直流 - 交流電力変換回路のスイッチ素子に出力するPWM信号の基準となる信号であり、前記直流 - 交流電力変換回路の3つのレグそれぞれに対応する信号を指令信号とすると、2つの任意の目標関数 f_A および f_B の入力に対して、該目標関数 f_A および f_B のそれぞれに逆位相の関数であり任意の倍率である補助関数 f_{A2} および f_{B2} を決定し、1つのレグに対応する指令信号を、前記補助関数 f_{A2} および f_{B2} の重ね合わせに基づき決定し、残り2つのレグに対応する指令信号を、それぞれ、前記目標関数 f_A と前記補助関数 f_{B2} との重ね合わせと、前記目標関数 f_B と前記補助関数 f_{A2} との重ね合わせに基づき決定する指令信号演算工程を含むことを特徴とする。

10

【0016】

また、本発明の好ましい態様によれば、前記指令信号演算工程は、前記2つの任意の目標関数 f_A および f_B の周波数が同じであることが望ましい。

【0017】

また、本発明の好ましい態様によれば、前記指令信号演算工程は、前記それぞれの指令信号の決定に、前記目標関数の第3調波または第5調波を共通項として重ね合わせることが望ましい。

20

【0018】

また、本発明の好ましい態様によれば、前記指令信号演算工程は、前記2つの補助関数 f_{A2} および f_{B2} の振幅が零であることが望ましい。

【発明の効果】

【0019】

本発明の電力変換制御方法を用いれば、単相インバータモジュール2つを用いて行っていた「交流の単相 - 単相電力変換」、「直流から交流への電力変換」、および「交流から直流への電力変換」を、三相インバータモジュール1つで実現できる。

【発明を実施するための最良の形態】

30

【0020】

以下、図面を参照して本発明の実施方法を説明する。なお、これにより本発明が限定されるものではない。

【0021】

(実施の形態1)

インバータモジュールにPWM信号を与える場合、同一レグ内の2つのスイッチ素子へのPWM信号はオンオフを反転させることが基本であり、PWM信号は1つのレグに対して1つ決定すれば当業者にとって容易にPWM制御を実現できる。

また、各レグに対応したPWM信号は、任意の基準波形に対する三角波比較やヒステリシス比較などによりPWM信号に変換することができる。このため、インバータモジュールをどのように運転するかは、PWM制御における任意の基準波形を、各レグに対してどのような波形とするかにかかる。すなわち、任意の基準波形をPWM制御に対する指令信号と考えることができ、この指令信号を各レグに対してどのように決定するかがインバータモジュールのPWM制御の要となる。

40

【0022】

本発明は、三相インバータモジュール1台を用いて、単相インバータモジュール2台で行っていた「交流の単相 - 単相電力変換」、「直流から交流への電力変換」、および「交流から直流への電力変換」を行う場合、1つのレグを共通として、2つのレグから構成される2つの単相インバータモジュールを仮想して、それぞれの単相インバータモジュールで電力変換を行うことが基本となる。本発明の三相インバータモジュール1台にて電力変換

50

を行う概略図を図 1 に示す。また、従来の単相インバータモジュール 2 台を用いた電力変換の概略を図 1 8 に示す。図中、1 1 は直流電力、1 2 a および 1 2 b は交流電力、1 3 は P W M 信号を出力する P W M 制御手段であり、1 5 は P W M 制御手段への指令信号を決定する指令信号演算手段、1 4 は 3 相インバータモジュール、1 6 a および 1 6 b は、3 相インバータモジュールにおいて 1 つのレグを共通とする仮想的な単相インバータモジュールであり、1 3 と 1 5 を含む 1 0 0 が本発明の電力変換制御装置である。また、図 1 8 における 1 0 は単相インバータモジュールである。図 1 において本発明は、1 6 a および 1 6 b が示すように、1 つのレグが共通であることから、仮想的な 2 つの単相インバータモジュールに完全に独立した動作をさせることができない、すなわち各レグに対応する指令信号を単純に決定できない制約が生じる。

10

【 0 0 2 3 】

このことに対し、図 2 に示すように、一つの共通のレグに対する指令信号を、3 相インバータモジュールの直流側の中性点 O に対して 0 [V] 一定とすることで、仮想的な単相インバータモジュールにとって線間電圧の最大振幅が、直流側電圧 E d [V] の半分の E d / 2 [V] となる、指令信号を残り 2 つのレグに対して独立して与えることができる。なお、図中、1 7 は交流電源または負荷、1 8 a、1 8 b、1 8 c はレグであり、1 8 c は共通のレグである。

【 0 0 2 4 】

(実施の形態 2)

実施の形態 1 に示した 1 つの共通のレグに対する指令信号として 0 [V] 一定の指令信号を決定する方法の他に、残り 2 つのレグにとって都合が良く、何らかの値を持った信号を 1 つの共通のレグに対する指令信号として決定することが考えられる。

20

共通のレグではない残り 2 つのレグにとって都合の良い指令信号を導くには、図 1 9 に示すように、単相インバータモジュールの制御において、1 つのレグに対する指令信号として任意の目標関数を決定した後、その目標関数と逆位相で任意の倍率である補助関数を決定し、この補助関数をもう一方のレグに対する指令信号とすることで、単相インバータモジュールの交流側の最大振幅を増加させる考え方を原理として利用する。

【 0 0 2 5 】

図 1 9 に示す技術を、1 つのレグが共通であり 2 つの仮想的な単相インバータモジュールを構成する 3 相インバータモジュールの制御に用いる場合、上記の補助関数を共通のレグに対する指令信号とすることが考えられるが、共通のレグに対する指令信号は、2 つの仮想的な単相インバータモジュールの両方にとって、共通の補助関数となる必要がある。このため、実施の形態 2 では、仮想的な 2 つの単相インバータモジュールそれぞれについて別々に求めた補助関数を重ね合わせて、2 つにとって共通の補助関数とすることを基本の考え方とする。

30

【 0 0 2 6 】

上記の具体的な実現方法について、図を用いて説明する。図 3 に示すように、二つの仮想的な単相インバータモジュールにて共通でないレグをレグ A およびレグ B とし、共通のレグをレグ C としたとき、レグ A での目標とする波形を目標関数 f A とし、レグ B での目標とする波形を目標関数 f B とし、それぞれの目標関数と逆位相であり任意の倍率の関数である補助関数 f A 2 および f B 2 を決定し、この目標関数 f A および f B と補助関数 f A 2 および f B 2 を用いて各レグに対する指令信号を決定する。なお、補助関数 f A 2 および f B 2 は、例えば下記式 (1) により表すことができる。

40

【 0 0 2 7 】

【数 1】

$$\begin{aligned} f_{A2} &= -k \cdot f_A \\ f_{B2} &= -l \cdot f_B \end{aligned} \quad \dots (1)$$

(k および l は任意の定数)

50

【0028】

この補助関数 f_{A2} および f_{B2} を用い、共通のレグであるレグ C に対する指令信号 F_C は、補助関数 f_{A2} および f_{B2} の重ね合わせを用いて決定し、残り 2 つのレグ A およびレグ B に対する指令信号 F_A および F_B は、各レグの目標関数と自身のレグではない補助関数との重ね合わせを用いて決定する。指令信号 F_A 、 F_B 、および F_C は、例えば下記式 (2) により表すことができる。

【0029】

【数 2】

$$F_A = f_{A1} + f_{B2}$$

$$F_B = f_{B1} + f_{A2}$$

$$F_C = f_{A2} + f_{B2} \quad \dots (2)$$

10

【0030】

なお、式 (2) に式 (1) を代入すると、下記式 (3) となる。

【0031】

【数 3】

$$F_A = f_{A1} + (-l \cdot f_{B1})$$

$$F_B = f_{B1} + (-k \cdot f_{A1})$$

$$F_C = (-k \cdot f_{A1}) + (-l \cdot f_{B1})$$

$$\dots (3)$$

20

【0032】

こうして求めた指令信号の具体的な波形例を同図 3 中に示す。 f_A 、 f_B の正弦波波形に対し、 F_A 、 F_B 、 F_C はいびつとなるが、 F_A から共通レグの F_C を差し引いた $F_A - F_C$ の値や、 F_B から F_C を差し引いた $F_B - F_C$ の値が f_A 、 f_B に比例した正弦波波形となっていることが確認できる。

なお、任意定数 k および l の大きさや、目標関数 f_A および f_B の大きさは、指令信号 F_A 、 F_B 、および F_C が、PWM 制御における直流側電圧により実現可能な上限値を超えない値に設定する必要がある。特に、目標関数 f_A および f_B の周波数が異なる場合は、目標関数および補助関数の重ねあわせにより、部分的に上限値を超えてしまう恐れがあるため、目標関数 f_A および f_B を小さめに設定する必要がある。なお、実施の形態 1 は、実施の形態 2 における任意定数 k および l を零と設定し、補助関数が零となる場合である。

30

【0033】

(実施の形態 3)

実施の形態 2 において、2 つの目標関数の周波数が同じ場合の例を図 4 および図 5 に示す。なお、比例定数 k 及び l は、ともに 0.5 とする。実施の形態 1 に示す制御方法では、仮想的な単相インバータモジュールにとって、線間電圧の最大振幅が $E_d / 2$ [V] に限られてしまうが、図 4 に示すように、目標関数の周波数が同じであれば、目標関数の振幅を ± 1 に設定しても、指令信号 F_A 、 F_B 、および F_C を ± 1 以内で実現することができる。かつ、線間電圧の目安となる $F_A - F_C$ の値や、 $F_B - F_C$ の値において ± 1 を上回る値をとることができる。すなわち、2 つの目標関数の周波数が同じ場合は、線間電圧の最大振幅を $E_d / 2$ [V] 以上とすることができる。

40

【0034】

(実施の形態 4)

実施の形態 2 において、前記式 (3) の指令信号 F_A 、 F_B 、および F_C に、目標関数の調波 f_X を重ね合わせることで、指令信号 F_A 、 F_B 、および F_C の正弦波のピークを抑

50

えることができる。この時の指令信号は、下記式(4)となる。特に、指令信号 F_A 、 F_B 、および F_C が均等にバランスしている3相交流では、式(3)において、 f_X として第3調波を重ね合わせることで、指令信号 F_A 、 F_B 、および F_C のピークを的確に抑えることができ、2相の場合は、第5調波を重ね合わせることで指令信号 F_A 、 F_B のピークを抑えることができる。結果として、線間電圧の最大振幅をさらに上げることができる。

【0035】

【数4】

$$\begin{aligned} F_A &= f_A + (-l \cdot f_B) + f_X \\ F_B &= f_B + (-k \cdot f_A) + f_X \\ F_C &= (-k \cdot f_A) + (-l \cdot f_B) + f_X \\ &\dots (4) \end{aligned}$$

10

【0036】

(実施の形態5)

図6に、本発明の制御を組入れた電力変換システムの実現例を示す。図中14は三相インバータモジュールであり、3相インバータモジュールのスイッチ素子に与えるPWM信号は13のPWM制御手段が決定して出力する。13のPWM制御手段は、15の指令信号演算手段が決定した指令信号(F_A 、 F_B 、 F_C)を基に、三角波比較によりPWM信号を決定する。

20

15の指令信号演算手段は、前記(3)式や(4)式に基づき、目標関数 f_A および f_B や、補助関数の倍率を指定する定数の k および l を用いて指令信号 F_A 、 F_B 、および F_C を決定する。なお、指令信号演算手段15における演算作業は、例えば、コンピュータに、前記(3)式や(4)式に基づき、目標関数 f_A および f_B や、補助関数の倍率を指定する定数の k および l を用いて指令信号 F_A 、 F_B 、および F_C を決定するプログラムを実行させることにより、実現することができる。

【0037】

ここで、目標関数 f_A は、3相インバータモジュール14のA相の電流 i_a を電流検出器23により検出し、その検出値を、その電流の目標値 i_{ar} と比較して偏差を求め、その偏差をPI調節器24に通すことにより決定する。

30

なお、電流の目標値 i_{ar} は、3相インバータモジュール14の直流側の電圧検出器19の検出値 E_d と、電圧目標値 E_{dr} との偏差をPI調節器20に通した値を I_{ar} とし、 I_{ar} を関数発生器21により発生した任意の正弦波と掛け算器22により掛け合わせることで、振幅 I_{ar} の電流目標値 i_{ar} として決定する。ここで、電圧目標値 E_{dr} は、3相インバータモジュール14の直流側に充放電させるか否かで設定値が異なるが、通常の電力変換動作では、動作させたい電圧の一定値を設定することが基本となる。また、関数発生器21では、3相インバータモジュール14のA相に接続される交流回路25から検出した同期信号26(1)をもとに、任意の位相(1)の正弦波関数($\sin(\omega t + \theta)$)を発生する。すなわち、電流目標値 i_{ar} は、 $I_{ar} \cdot \sin(\omega t + \theta)$ となる。

40

【0038】

一方、目標関数 f_B は、3相インバータモジュール14のB相の電流 i_b を電流検出器31により検出し、その検出値を、その電流の目標値 i_{br} と比較して偏差を求め、その偏差をPI調節器27に通して決定することが、目標関数 f_A のときと同様であるが、電流の目標値 i_{br} の決定の仕方が f_A と異なる。 f_B の場合、電流目標値 i_{br} の振幅 I_{br} についても、関数発生器28にて任意に決定する。このとき、振幅 I_{br} は、B相にて目標とする電流の向きに応じて、符号を反転することができる。ただし、周波数については、B相に接続する交流回路29と、同期信号30(2)により同期する必要がある。

50

すなわち、関数発生器 28 では、任意の位相を 2 とすると、 $I_{br} \cdot \sin(2t + 2)$ の目標電流値 i_{br} を発生する。

【0039】

以下、本発明の方法の実施例を説明する。

【実施例 1】

【0040】

図 7 に示すシミュレーション回路により、本発明の電力変換動作を確認した。図 7 中、使用される記号は、前記 (3) 式において、 f_A が e_{ao} に対応し、 f_B が e_{bo} に対応する。また、 F_A が e_{Ao} 、 F_B が e_{Bo} 、 F_C が e_{Co} に対応し、定数 k は k に、定数 l は $1 - k$ に対応している。また、 e_{o1} は C 相から A 相への線間電圧、 e_{o2} は C 相から B 相への線間電圧を示している。

10

【0041】

図 8 は、定数 k を 0.5 一定とし、目標関数 e_{ao} および e_{bo} が、振幅、位相、および周波数 (60 Hz) とともに一致する場合の電力変換動作のシミュレーション結果を示す。なお、 e_{o1} および e_{o2} の文字の上に直線を引いたものは、 e_{o1} および e_{o2} の平均値を表す。

この図より、 $60 \text{ Hz} - 60 \text{ Hz}$ の単相 - 単相電力変換動作を確認できる。

【0042】

図 9 は、図 8 と同じく、目標関数 e_{ao} および e_{bo} が、振幅、位相、および周波数 (60 Hz) が一致するが、定数 k を 1.0 一定 (すなわち、 $l = 1 - k = 0$ 一定) とした場合の電力変換動作のシミュレーション結果を示す。

20

この図より、定数 k と l の値を均等としなかった場合においても、 $60 \text{ Hz} - 60 \text{ Hz}$ の単相 - 単相電力変換動作を確認できる。

【0043】

図 10 は、目標関数 e_{ao} を目標関数 e_{bo} の逆位相で振幅を 0.2 倍とした場合 (周波数は 60 Hz で一致) であり、定数 k を 0.2 とした場合の電力変換動作のシミュレーション結果を示す。

この図より、定数 k と l の値を均等とせず、目標関数 e_{ao} と e_{bo} についても均等にしなかった場合においても、 $60 \text{ Hz} - 60 \text{ Hz}$ の単相 - 単相電力変換動作を確認できる。

【実施例 2】

30

【0044】

図 11 に、実施例 1 をもとに、目標関数 e_{ao} と e_{bo} の振幅と周波数が同じで位相が異なり、定数 k および l を 0 [V] 一定とした場合の電力変換動作のシミュレーション結果を示す。なお、この場合は、図 7 に示すシミュレーション回路において定数 k および l の入力を 0 [V] にすることで実現できる。図 11 より、 e_{Co} が 0 [V] 一定となる、 e_{o1} および e_{o2} の 2 相出力電力変換動作を確認できる。

【0045】

図 12 に、図 11 に比べて目標関数 e_{ao} と e_{bo} の振幅をともに 0.89 倍し、周波数と位相差の条件が同じで、定数 k を 0.5 (すなわち $l = 1 - k = 0.5$ であり、図 7 のシミュレーション回路そのまま) とした場合の電力変換動作のシミュレーション結果を示す。図 12 より、 e_{Co} が e_{Ao} や e_{Bo} と同じ周波数の正弦波となり、 e_{o1} および e_{o2} の 2 相出力電力変換動作を確認できる。なお、このとき、目標関数 e_{ao} および e_{bo} の振幅が図 11 のときに比べて小さいにも関わらず、 e_{o1} および e_{o2} の平均出力を、図 11 よりも高く実現できており、 e_{Co} の決定が的確に行われていることを確認できる。

40

【実施例 3】

【0046】

図 13 に、実施例 2 の図 12 から派生して、 e_{Ao} 、 e_{Bo} 、および e_{Co} に、前記式 (4) に示す目標関数の任意の調波を重ね合わせた制御 (すなわち共通 (common) 項の重ね合わせ制御) を行ったときの電力変換動作のシミュレーション結果を示す。図中 e

50

e_{cm} が、前記(4)式に基づき重ね合わせた関数で、目標関数 e_{ao} の6%の第5調波(5倍の周波数で、振幅が0.06倍)である。このことにより、目標関数 e_{ao} と e_{bo} の振幅は図12の0.89から0.94へアップさせることができる。図13より、2相出力動作の電力変換において、 e_{cm} の重ね合わせを行っても電力変換動作が的確に行われていることを確認できる。

【実施例4】

【0047】

図14に、実施例1の単相-単相電力変換をもとに、目標関数 e_{ao} と e_{bo} の周波数が異なる場合の電力変換動作のシミュレーション結果を示す。なお、目標関数 e_{ao} の周波数は60Hz、 e_{bo} の周波数は50Hzとし、定数 k は0.5とする。

10

この図より、周波数が異なる60Hz-50Hzの単相-単相電力変換が実現できていることが確認できる。なお、この場合、目標関数 e_{ao} および e_{bo} の振幅は、 e_{Ao} 、 e_{Bo} 、および e_{Co} が1を超えない制限から、0.675以下に制限されてしまう。

【実施例5】

【0048】

図15に、実施例2の図12をもとに、3相出力の電力変換を行った場合の動作波形のシミュレーション結果を示す。なお、定数 k は0.5である。目標関数 e_{ao} と e_{bo} は振幅と周波数が同じで、 120° の位相差をもつ関数であり、その結果、 e_{Ao} 、 e_{Bo} 、および e_{Co} が 120° ごとの位相差をもってバランスし、A相とB相の線間電圧を e_{o3} とすると、 e_{o1} 、 e_{o2} 、 e_{o3} の3出力の平均出力がバランスして3相出力となっていることが確認できる。

20

図16に、図15の3相出力の場合に加え、 e_{Ao} 、 e_{Bo} 、および e_{Co} に、前記式(4)を適用して第3調波を重ね合わせた制御を行った電力変換動作のシミュレーション結果を示す。図中 e_{cm} が、重ね合わせた第3調波で、目標関数 e_{ao} を0.2倍の振幅とした関数である。この図より、3相出力が得られ、目標関数の20%の第3調波を重ね合わせることにより、目標関数 e_{ao} および e_{bo} の振幅を1.34まで上げられ、 e_{o1} 、 e_{o2} 、および e_{o3} の振幅を線間電圧の200Vまで上げられることが確認できる。

【実施例6】

【0049】

図17に、実施例1の60Hz-60Hzの単相-単相電力変換動作を図6の制御システムとして働かせたときの動作波形を示す。ただし、図6における交流回路25には、60Hz交流電源を接続し、交流回路29には負荷としてコンデンサインプット形整流回路を接続し、目標関数 f_B は、交流負荷で必要とする大きさの交流出力電圧を出力する基準電圧 e_{bo} を与えている。コンデンサインプット形整流回路には、歪み波形の交流負荷電流 i_{o2} が流れるが、交流電源に接続された電流 i_{o1} は正弦波電流となり、負荷電流 i_{o2} の電流波形歪みが補償されており、アクティブフィルタとしての動作が確認できる。

30

【図面の簡単な説明】

【0050】

【図1】本発明の実施の形態1に係る電力変換の概略図である。

【図2】本発明の実施の形態1に係る指令信号の概略図である。

40

【図3】本発明の実施の形態2に係る指令信号の概略図である。

【図4】本発明の実施の形態3に係る指令信号の概略図その1である。

【図5】本発明の実施の形態3に係る指令信号の概略図その2である。

【図6】本発明の実施の形態5に係る電力変換システムの概略図である。

【図7】本発明の実施例1に係るシミュレーション回路である。

【図8】本発明の実施例1に係るシミュレーション結果である。

【図9】本発明の実施例1に係るシミュレーション結果である。

【図10】本発明の実施例1に係るシミュレーション結果である。

【図11】本発明の実施例2に係るシミュレーション結果である。

【図12】本発明の実施例2に係るシミュレーション結果である。

50

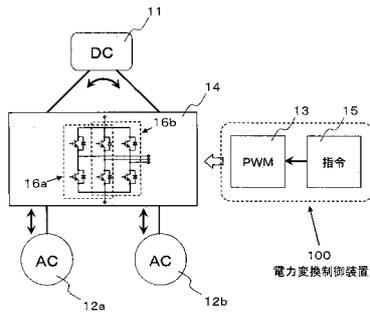
- 【図 1 3】本発明の実施例 3 に係るシミュレーション結果である。
 【図 1 4】本発明の実施例 4 に係るシミュレーション結果である。
 【図 1 5】本発明の実施例 5 に係るシミュレーション結果である。
 【図 1 6】本発明の実施例 5 に係るシミュレーション結果である。
 【図 1 7】本発明の実施例 6 に係るシミュレーション結果である。
 【図 1 8】実施の形態 1 に係る本発明との比較技術の概略図である。
 【図 1 9】本発明の実施の形態 2 の基礎となる動作原理の概略図である。

【符号の説明】

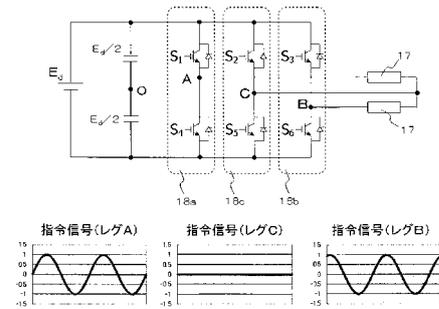
【 0 0 5 1 】

1 0 ... 単相インバータモジュール	10
1 1 ... 直流電力	
1 2 a、1 2 b ... 交流電力	
1 3 ... P W M 制御手段	
1 4 ... 3 相インバータモジュール	
1 5 ... 指令信号演算手段	
1 6 a、1 6 b ... 仮想的な単相インバータモジュール	
1 7 ... 交流電源	
1 8 a ... レグ A	
1 8 b ... レグ B	
1 8 c ... レグ C	20
1 9 ... 電圧検出器 (直流側)	
2 0 ... P I 調節器	
2 1 ... 関数発生器	
2 2 ... 掛け算器	
2 3 ... 電流検出器 (A 相)	
2 4 ... P I 調節器	
2 5 ... 交流回路	
2 6 ... 同期信号 (1)	
2 7 ... P I 調節器	
2 8 ... 関数発生器	30
2 9 ... 交流回路	
3 0 ... 同期信号 (2)	
3 1 ... 電流検出器 (B 相)	
1 0 0 ... 電力変換制御装置	

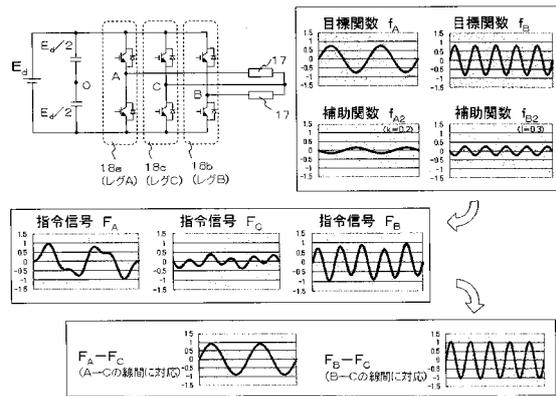
【図1】



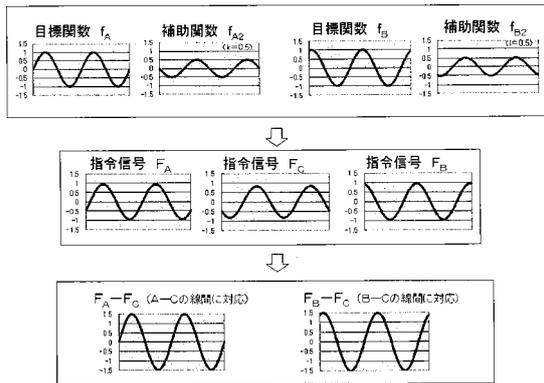
【図2】



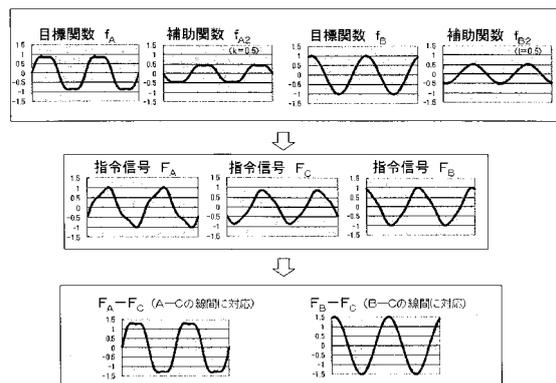
【図3】



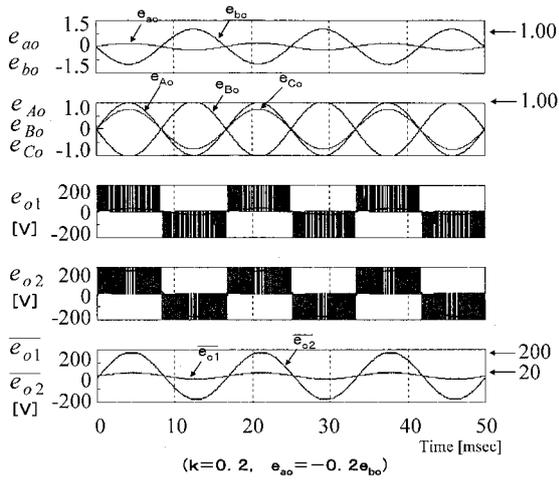
【図4】



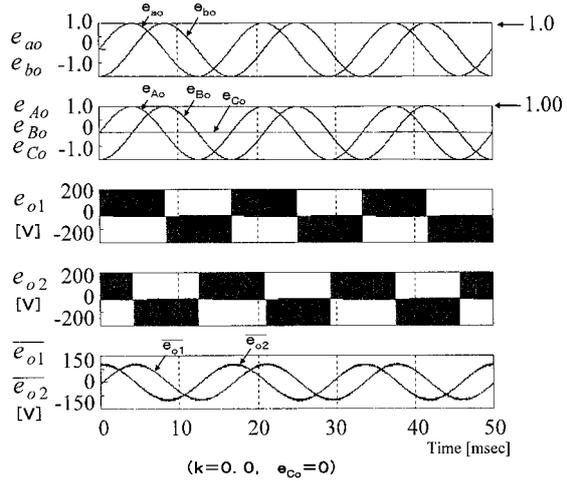
【図5】



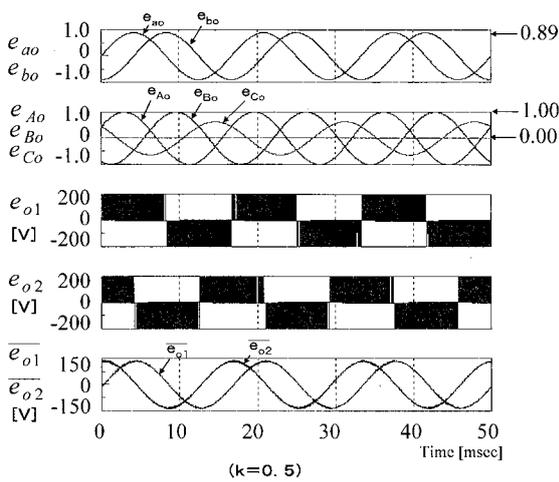
【 図 1 0 】



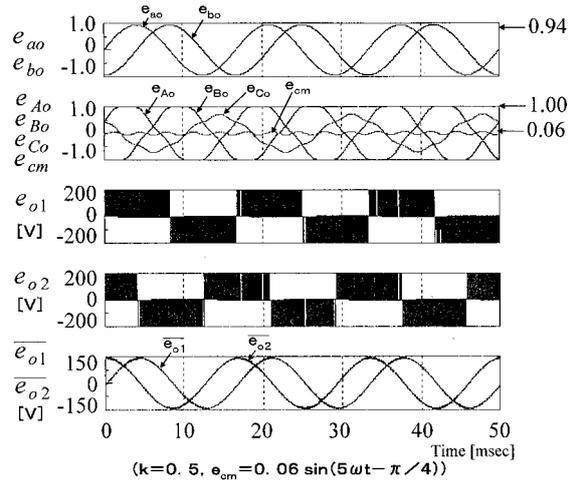
【 図 1 1 】



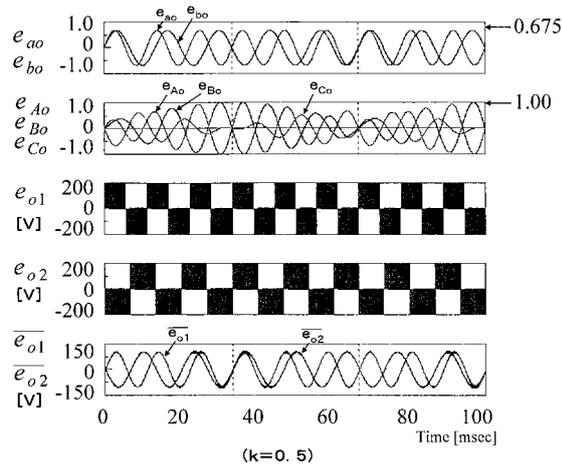
【 図 1 2 】



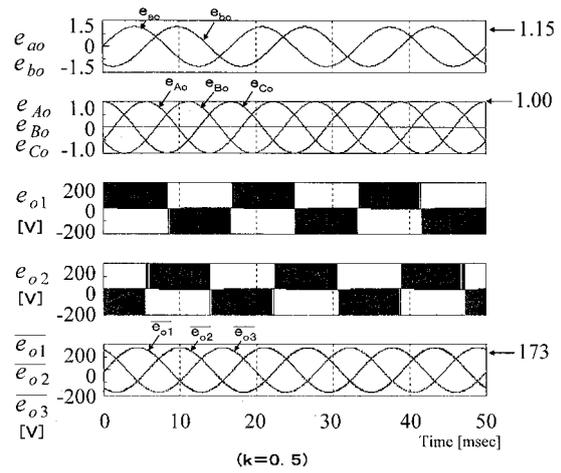
【 図 1 3 】



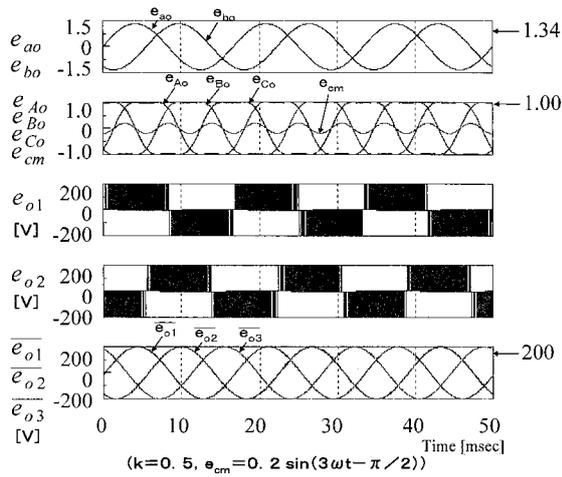
【 図 1 4 】



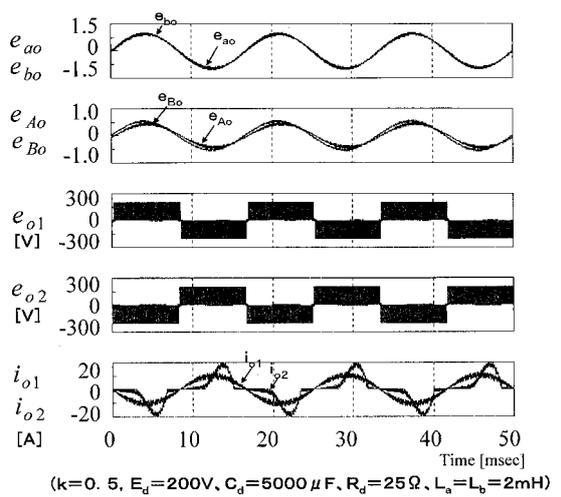
【 図 1 5 】



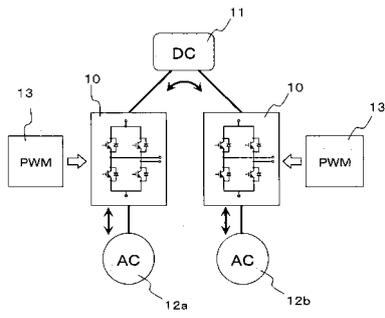
【 図 1 6 】



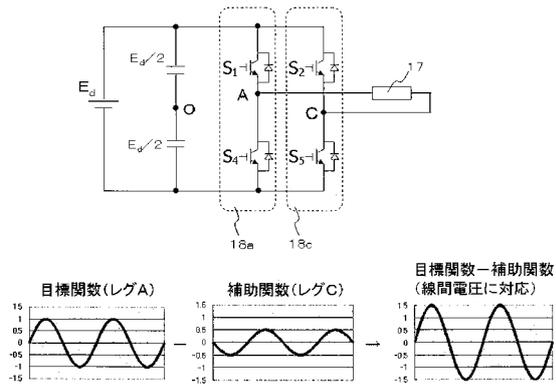
【 図 1 7 】



【図18】



【図19】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平07-163153(JP,A)
特開平08-140360(JP,A)
特開平10-084679(JP,A)
特開昭62-239868(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 7/48