

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-104995

(P2004-104995A)

(43) 公開日 平成16年4月2日(2004.4.2)

(51) Int. Cl.⁷

B60L 9/18
H02M 7/48
H02P 7/63

F I

B60L 9/18 A
H02M 7/48 F
H02M 7/48 Q
H02P 7/63 302K

テーマコード (参考)

5H007
5H115
5H576

審査請求 有 請求項の数 1 O L (全 23 頁)

(21) 出願番号 特願2003-355981 (P2003-355981)
(22) 出願日 平成15年10月16日 (2003.10.16)
(62) 分割の表示 特願2003-322577 (P2003-322577)
の分割
原出願日 平成4年6月4日 (1992.6.4)

(71) 出願人 000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地
(74) 代理人 100099302
弁理士 笹岡 茂
(74) 代理人 100099298
弁理士 伊藤 修
(72) 発明者 仲田 清
茨城県日立市久慈町4026番地 株式
会社日立製作所日立研究所内
(72) 発明者 棚町 徳之助
茨城県日立市久慈町4026番地 株式
会社日立製作所日立研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

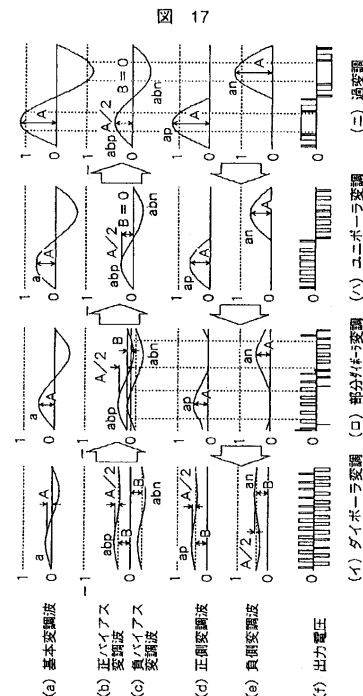
(57) 【要約】

【課題】 3レベルインバータの出力電圧をゼロから最大まで制御可能で、インバータ出力電圧を連続かつスムーズに行える3レベルのパルス発生制御を実現し、不連続音を防止することにある。

【解決手段】

直流を正、負、中間電圧である3レベルの電位を有する交流相電圧に変換する電力変換器と、該変換器の出力側に接続された交流電動機を加減速制御する制御装置を備えた電気車の電力変換装置において、加減速制御における低速域では、前記変換器の出力電圧基本波の半周期の全域に亘り、正と負の電圧パルスを中間電圧を介して交互に出力する第1のパルス幅変調制御領域と、加減速制御における高速域では、前記変換器の出力電圧基本波の半周期内に、同一極性の複数の電圧パルスを連続して出力する第1の期間と、当該第1の期間の前後に正と負の電圧パルスを中間電圧を介して交互に出力する第2の期間とを有する第2のパルス幅変調制御領域とを備える。

【選択図】 図17



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数のスイッチング素子のスイッチング制御により直流を正、負、中間電圧である 3 レベルの電位を有する交流相電圧に変換する電力変換器と、該電力変換器のスイッチング素子を制御し、該電力変換器の出力側に接続された交流電動機を加減速制御する制御装置を備えた電気車の電力変換装置において、

前記加減速制御における低速域では、前記電力変換器の出力電圧基本波の半周期の全域に亘り、前記正と負の電圧パルスを実記中間電圧を介して交互に出力する第 1 のパルス幅変調制御領域と、前記加減速制御における高速域では、前記電力変換器の出力電圧基本波の半周期内に、同一極性の複数の電圧パルスを連続して出力する第 1 の期間と、当該第 1 の期間の前後に前記正と負の電圧パルスを実記中間電圧を介して交互に出力する第 2 の期間とを有する第 2 のパルス幅変調制御領域とを備えてなることを特徴とする電気車の電力変換装置。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流を交流または交流を直流に変換する電力変換装置の改良に関し、特に、電気車の電力変換装置の出力電圧の制御に関する。

【背景技術】

20

【0002】

3 レベルインバータは、直流電源電圧（架線電圧）を直列接続されたコンデンサで 2 つの直流電圧に分圧することにより、高電位、中間電位及び低電位の 3 つの電圧レベルを作り、主回路スイッチング素子のオン・オフ動作により、これら 3 レベルの電圧をインバータ出力端子に選択的に導出するものであり、次のような特徴を備えている。

すなわち、出力電圧パルスのステップ数が増加することにより、見かけ上のスイッチング周波数が高められ、歪の少ない出力を得られる。素子に印加される電圧が 2 レベルに比べて約半減するため、比較的耐圧のスイッチング素子を使える。素子印加電圧の減少に伴い、素子まわりの発生損失を低減できる等である。

ところで、上記 3 レベルインバータの出力電圧パルスの発生制御法として、以下のような方式がある。

30

(1) ニュー デベロップメント オブ 3 レベル ピーダブリュエム ストラ テジーズ「New Developments of 3 - Level PWM Strategies」(EPE '89 Record, 1989) の 412 頁、図 1 (非特許文献 1) には、ダイポラ変調（出力電圧の半周期内にパルスをゼロ電圧を介して正負交互に出力することにより出力電圧を表現）と呼ばれる変調方式、ユニポラ変調（出力電圧の半周期中に単一極性のパルスを出力することにより出力電圧を表現）と呼ばれる変調方式及び上記ダイポラ変調とユニポラ変調を 1 周期中に混在させる変調方式（以下、本明細書では、部分ダイポラ変調と称する）が提案されている。

(2) ピーダブリュエム システム イン パワー コンバーターズ：アン エク ステーション オブ ザ サブハーモニック メソッド「PWM Systems in Power Converters: An Extension of the "Subharmonic" method」(IEEE Transaction on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI - 28, No. 4, November 1981) の 316 頁、図 2 (b) (非特許文献 2) には、出力電圧の半周期が複数の単一極性のパルスで構成され、この中央部分からパルス間のスリットを埋めるようにパルス数を減少させることにより出力電圧を表現する変調方式（以下、本明細書では過変調と称する）が提案されている。

40

(3) スタディ オブ 2 アンド 3 レベル プリカルキュレイティド モデュレー

50

シヨonz「Study of 2 and 3 - Level Precalculated Modulations」(EPE '91 Record, 1991)の411頁、
 図16(非特許文献3)には、0から100%まで出力電圧をカバーするための出力電圧
 パルス発生制御方法が提案されている。

【0003】

【非特許文献1】「New Developments of 3 - Level PWM
 Strategies」(EPE '89 Record, 1989)の412頁、図1

【非特許文献2】「PWM Systems in Power Converters
 : An Extension of the "Subharmonic" method」
 (IEEE Transaction on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IEC
 I - 28, No. 4, November 1981)の316頁、図2(b)

【非特許文献3】「Study of 2 and 3 - Level Precalculated Modulations」(EPE '91 Record, 1991)の4
 11頁、図16

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

ところで、例えば鉄道車両のような用途に3レベルインバータを用いる場合、広範囲に
 わたる速度制御を実現するため、ゼロ電圧から電圧利用率が100%に達する最大電圧(20
 出力電圧の半周期内に単一のパルスしか存在しない電圧領域であり、以下、1パルスと呼
 ぶ。)まで、インバータ出力電圧の基本波を連続に、かつ、インバータ出力電圧の高調波
 をスムーズに制御できることが要求される。

ところで、上記従来技術(1)は、ゼロを含む微小電圧が制御可能なダイポーラ変調、
 中速領域(中電圧)をカバーするユニポーラ変調手段、最大電圧をカバーする1パルスま
 までを切替えているので、ゼロ電圧から最大電圧を出力することができ、基本波の連続性も
 保ちうるが、ユニポーラ変調と1パルスとの切替え時に出力電圧の高調波が不連続になり
 、周波数の急激で大きな変化による騒音が発生するという問題があった。

また、上記従来技術(2)に示された技術では、ゼロ電圧から最大電圧を表現すること
 ができないという問題があった。

ところで、上記従来技術(1)は、出力電圧の基本波を連続制御させるため、基本波の
 位相及び電圧に対応したパルスデータをメモリに記憶させ、このデータに基づいて各変調
 に対応したパルス列を出力するものであるため制御が複雑である。さらに、上記従来技術
 (3)は、ユニポーラ変調において、基本波の半周期に存在するパルスの数を切替える変
 調方式であるため、制御の複雑化を招くという問題がある。

さらに、上記従来技術は、変調方式やパルス数を切替えるときに不快な不連続音が発生
 するという問題があった。

本発明の課題は、3レベルインバータの出力電圧をゼロから最大まで制御可能で、イン
 バータ出力電圧を連続かつスムーズに行える3レベルのパルス発生制御を実現し、3レベ
 ルインバータを電気車に搭載したときに発生する不連続音を防止することにある。

【課題を解決するための手段】

【0005】

上記課題を解決するために、複数のスイッチング素子のスイッチング制御により直流を
 正、負、中間電圧である3レベルの電位を有する交流相電圧に変換する電力変換器と、該
 電力変換器のスイッチング素子を制御し、該電力変換器の出力側に接続された交流電動機
 を加減速制御する制御装置を備えた電気車の電力変換装置において、前記加減速制御にお
 ける低速域では、電力変換器の出力電圧基本波の半周期の全域に亘り、正と負の電圧パル
 スを中間電圧を介して交互に出力する第1のパルス幅変調制御領域と、前記加減速制御に
 おける高速域では、電力変換器の出力電圧基本波の半周期内に、同一極性の複数の電圧パ
 ルスを連続して出力する第1の期間と、当該第1の期間の前後に正と負の電圧パルスを中

10

20

30

40

50

間電圧を介して交互に出力する第2の期間とを有する第2のパルス幅変調制御領域とを備えてなる。

【発明の効果】

【0006】

本発明によれば、インバータ出力電圧をゼロ電圧から最大電圧まで連続的かつスムーズに調整することが可能となり、また、パルス発生制御系を簡略化することができ、電気車に適用すると、低騒音な電気車を提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0007】

以下、本発明の概要を表1及び図1から図3を用いて説明した後、実施例1を図1及び図4から図13を用い、実施例2を図14及び図15から図19を用いて説明する。

3レベルインバータ(NPCインバータともいう)は、直流電源電圧(電気車の場合は架線電圧)を直列接続されたコンデンサで2つの直流電圧に分圧することにより、高電位、中間電位及び低電位の3つの電圧レベルを作り、主回路スイッチング素子のオン・オフ動作により、これら3レベルの電圧をインバータ出力端子に選択的に導出するものである。

【実施例1】

【0008】

この主回路構成の一例として、鉄道用電気車に適用した場合の基本構成(3相の場合)を図1に示す。

図1において、4は直流電圧源である直流架線(電車線)、50は直流リアクトル、51及び52は直流電圧源4の電圧から中間電位点O(以下、中性点と呼ぶ)を作り出すため分割配置したクランプコンデンサである。7a、7b及び7cは自己消弧可能なスイッチング素子より構成され、このスイッチング素子に与えるゲート信号に応じて高電位点電圧(P点電圧)、中性点電圧(O点電圧)及び低電位点電圧(N点電圧)を選択的に出力するスイッチングユニットである。この例では、スイッチングユニット7aは70から73の自己消弧可能なスイッチング素子(ここではIGBTとしたが、GTO、トランジスタ等でも良い)、74から77の還流用整流素子、78及び79の補助整流素子より構成する。また、負荷は誘導電動機6の場合を示した。スイッチングユニット7b及び7cも、7aと同様の構成である。

【0009】

ここではまず、U相のスイッチングユニット7aを例にとり、その基本的な動作を表1を用いて説明する。

【0010】

【表1】

出力モード	モードP	モードO	モードN
出力状態	高電位点電位出力	中性点電位出力	低電位点電位出力
導通状態	70	ON	OFF
	71	ON	ON
	72	OFF	ON
	73	OFF	OFF
出力電圧 e_u	$+E_d/2$ (Vcp)	0	$-E_d/2$ (-Vcn)
等価回路 (1相分)			
SW開数	Sp	1	0
	Sn	0	0
		0	1

別

10

20

30

40

50

なお、以下では、クランプコンデンサ 5 1 および 5 2 の電圧 v_{cp} , v_{cn} は完全平滑で $E_d / 2$ に分圧された直流電圧とし、中性点 (0 点) は仮想的に接地されているものとする。また、ことわりのない限り、出力電圧はインバータ出力相電圧を指すものとする。

スイッチングユニット 7 a を構成するスイッチング素子 7 0 から 7 3 は、表 1 に示すように 3 通りの導通パターンに従いオン・オフ動作する。すなわち、直流側の P 点電位を出力する出力モード P では、7 0 , 7 1 がオン , 7 2 , 7 3 がオフで、出力電圧は $E_d / 2$ となり、中性点電位を出力する出力モード O では、7 1 , 7 2 がオン , 7 0 , 7 3 がオフで、出力電圧としてゼロ電位が出力され、N 点電位を出力する出力モード N では、7 0 , 7 1 がオフ , 7 2 , 7 3 がオンで、出力電圧は $- E_d / 2$ となる。

10

表 1 中に各出力モードにおける主回路 1 相分 (スwitching ユニットとクランプコンデンサ) の等価回路を示した。スイッチングユニットは、等価的に 3 方向の切換えスイッチと見なせる。ここで、素子の導通状態を 1 , 0 の 2 値で表わすスイッチング関数 S_p , S_n を用いると、

出力モード P のとき $S_p = 1$, $S_n = 0$

出力モード O のとき $S_p = 0$, $S_n = 0$

出力モード N のとき $S_p = 0$, $S_n = 1$

と表現できる。このとき、スイッチング関数 S_p , S_n と、スイッチング素子 7 0 , 7 1 , 7 2 , 7 3 に与えるゲート信号 G_{pu} , G_{px} , G_{nx} , G_{nu} (オフ信号を 0 , オン信号を 1 とする) の関係は、次式で表せる。

20

【 0 0 1 1 】

【 数 1 】

$$\begin{cases} G_{pu} = S_p \\ G_{px} = S_n \\ G_{nx} = S_p \\ G_{nu} = S_n \end{cases}$$

… (数 1)

従って、各相毎に 2 つのスイッチング関数 S_p , S_n を用意することにより、スイッチング素子の導通状態を決定することができる。このスイッチング関数 S_p , S_n は、パルス幅変調 (PWM) 制御により、出力電圧 e_u が正弦波状になるように決定される。

30

なお、3 レベルインバータの主回路の詳細は、特開昭 5 1 - 4 7 8 4 8 号公報 , 特開昭 5 6 - 7 4 0 8 8 号公報などに記載されている。

【 0 0 1 2 】

ところで、電気車のように限られた電源電圧で、可変電圧可変周波数 (VVVF) 領域から定電圧可変周波数 (CVVF) 領域に亘る広範囲の速度制御を行う場合、図 2 の実線で示すような出力電圧特性が要求される。すなわち、低速度領域ではインバータ周波数にほぼ比例して出力電圧を調整 (この領域を VVVF 制御領域と呼ぶ) することにより、電動機内の磁束をほぼ一定に保ち、所定のトルクを確保し、また、高速度領域ではインバータの最大出力電圧を維持したまま引き続きインバータ周波数を上昇 (この領域を CVVF 制御領域と呼ぶ) させることにより、限られた電圧で電圧利用率を最大として高速運転を実現するものである。

40

しかしながら、従来から知られているユニポーラ変調方式では、インバータ周波数が低く、微小な出力電圧の制御が要求される領域 (VVVF 制御領域の起点付近) では、スイッチング素子の最小オン時間によって定まる最小出力パルス幅よりも小さな電圧パルスを実現することができず、図 2 の破線で示すように、指令より大きな電圧を出力してしまうことになる。

例えば、インバータ出力電圧の電圧パルスが全てスイッチング素子の最小オン時間 T_{on} により定まる最小パルス幅である場合を考えると、このときの出力電圧実効値 E は、

【 0 0 1 3 】

50

【数 2】

$$E \approx 2 F_c T_{on} E_{max}$$

… (数 2)

ここに、 F_c : キャリア周波数
 で与えられ、これよりも小さな電圧は制御できない。ここで、 E_{max} は 180° 通流の方形波電圧の実効値であり、

【0014】

【数 3】

$$E_{max} = (\sqrt{2}/\pi) E_d$$

… (数 3)

10

で与えられ、3レベルインバータの最大出力電圧もほぼこの E_{max} に一致する。

上記(数 2)によれば、 $F_c = 500 \text{ kHz}$, $T_{on} = 100 \mu\text{s}$ のとき、 $E = 0.1 E_{max}$ であり、この場合、最大出力電圧 E_{max} の 10% 以下の電圧は制御できないことになる。そのため、ユニポーラ変調だけでは制御可能な出力電圧の下限値が制限され、連続的な電圧制御が困難であるという問題があった。

【0015】

これを解決するためには、ダイポーラ変調(ダイポーラモード)が有効であるが、従来技術では、このダイポーラ変調からユニポーラ変調(ユニポーラモード)に移行する際に注意が必要であった。

20

一方、ユニポーラ変調で出力し得る最大電圧 E は、理想的な正弦波変調の限界点(変調率 $A = 1$)で

【0016】

【数 4】

$$E = (\pi/4) E_{max} \approx 0.785 E_{max}$$

… (数 4)

であり、スイッチング素子の最小オフ時間 T_{off} を考慮した場合には、

【0017】

【数 5】

$$E \approx (\pi/4) (1 - F_c T_{off}) E_{max}$$

… (数 5)

30

ここに、 F_c : キャリア周波数

となる。例えば、 $F_c = 500 \text{ Hz}$, $T_{off} = 200 \mu\text{s}$ のとき、 $E = 0.707 E_{max}$ であり、この場合には、最大出力電圧 E_{max} の約 70% までしかカバーできないことになる。この時、1パルスモードのパルス幅を調整できないとすると、基本波が不連続となり、また、1パルスモードのパルス幅が調整可能とすると、パルスの幅を小さくして連続性を保とうとするため、今度は、高調波の連続性が失われてしまう。

40

この電圧範囲をカバーする変調方式は種々考えられるが、パルス発生制御の容易さ、ユニポーラ変調との整合性、出力電圧に含まれる高調波の連続性等の観点から過変調(過変調モード)が最も効果的であるといえる。過変調領域では、出力電圧半周期の電圧パルス列の中央部分(基本波瞬時値のピーク付近)におけるパルス間の狭幅スリットを徐々に埋めることにより、出力電圧を1パルス付近まで拡大することを可能としている。

【0018】

過変調制御の極限、すなわち、変調率が極めて大きい領域では、出力電圧の半周期に1つのパルスしか存在しない、いわゆる1パルスモードに移行し、このときの出力電圧はほぼ E_{max} に達する。しかしながら、このままでは過変調から1パルス、あるいは1パルス

50

から過変調への移行タイミングは、変調率やキャリア周波数に依存するため、このタイミングを任意に設定できず、この間にヒステリシスを設けると、基本波電圧の連続性が損なわれる。

そこで、過変調制御から、過変調の延長ではないパルス幅制御（つまり、変調率を無限大としない1パルスモードの作りかた）による電圧制御が可能な1パルス制御に移行させる。これにより、過変調と1パルス制御の間で、所定のタイミングでの移行を可能とし、基本波電圧の連続的な移行が実現される。

【0019】

これら一連の移行制御を連続的に行うことにより、要求される出力電圧に対応したパルスモードを選択しながら、ゼロ電圧から最大電圧まで連続的にしかも高精度で安定した出力電圧を得る。

10

すなわち、図2に示すように、誘導電動機6を図示のように $V/F = \text{一定}$ で制御すると、起動時から F_1 までダイポラ変調を用い、インバータ周波数が F_1 に達した時点でユニポラ変調領域に移行し、 F_2 で過変調領域、さらに F_3 で1パルス領域に順次移行させる。

【0020】

以上の考えを、統一した電圧指令に基づいて実現を可能とした変調波の一例を図3に示す。

出力電圧の基本波成分に比例した基本変調波 a は、上位の電流制御手段からのインバータ周波数指令 F_i^* と出力電圧指令 E^* に基づいて次式より作成する。

20

【0021】

【数6】

$$a = A \sin \theta \quad \dots \text{(数6)}$$

ここに、 A ：変調率， t ：時間， θ ：位相（ $= 2\pi F_i^* t$ ）

ここで、正弦波変調領域における変調率 A （ $0 < A < 1$ ）は、次式で与えられる。

【0022】

【数7】

$$A = 2 \sqrt{2} E^* E_{\max} / E_d \quad \dots \text{(数7)}$$

30

この基本変調波 a は、ダイポラ変調，ユニポラ変調とも全く同一であり、過変調では後で説明するように変調率 A の算出方法が異なる以外は、やはり同じである。

【0023】

ダイポラ変調とユニポラ変調の間を連続的に移行できるようにするため、ここでは、次式に示す正負バイアス変調波 a_{bp} ， a_{bn} を設ける。

【0024】

【数8】

$$\begin{cases} a_{bp} = a / 2 + B \\ a_{bn} = a / 2 - B \end{cases} \quad \dots \text{(数8)}$$

40

ダイポラ変調制御では、上記 a_{bp} ， a_{bn} がそのまま正側変調波 a_p と負側変調波 a_n となる。

【0025】

【数 9】

$$\begin{cases} a_p = a_{hp} \\ a_n = -a_{bn} \end{cases} \quad \dots \text{(数 9)}$$

なお、ここではスイッチング関数 S_p , S_n の作成を簡便化するため、 a_p , a_n とともに正となるように設定している。最終的に、出力電圧のパルス幅は、 a_p , a_n の大きさに比例して設定され、ダイポラ変調の場合には、正負パルスをはば 180° ずつずらして制御する。

【0026】

ユニポラ変調では、正負変調波 a_p , a_n は、

【0027】

【数 10】

$$a_p = \begin{cases} a_{bp} + a_{bn} = A \sin \theta & (a > 0) \\ 0 & (a \leq 0) \end{cases} \quad \dots \text{(数 10)}$$

【0028】

【数 11】

$$a_n = \begin{cases} 0 & (a \geq 0) \\ -(a_{bp} + a_{bn}) = -A \sin \theta & (a < 0) \end{cases} \quad \dots \text{(数 11)}$$

で与えられる。

スイッチング素子の最小オフ時間が無視できるほど小さい場合には、 a_p , a_n の瞬時値が 1 以上のとき最大のパルスを出力する（後述の過変調）。

ここで、バイアス B の設定は移行制御において極めて重要であることがわかる。 B の値によりダイポラ変調領域とユニポラ変調領域との移行制御が実現され、

(a) $A/2 < B < 0.5$ のとき ダイポラ変調

(b) $B = 0$ のとき ユニポラ変調

となる。

一方、過変調制御では、変調率 A を 1 以上まで高め、出力電圧の半周期の中央部分のパルス間のスリット（ゼロ電圧出力期間）を抑制して、出力電圧を向上させる。

さらに電圧指令を高めた場合には、過変調モードから 1 パルスモードに移行する。この動作については、以下の実施例の中で説明する。

このように、ダイポラ変調、ユニポラ変調及び過変調を統一した電圧指令に基づいて実現し、最大出力となる 1 パルスまでの連続移行制御が可能となる。

【0029】

以下、上記考え方を実現する実施例 1 の構成を説明する。

図 1 は、前述のスイッチングユニットを制御して、3 レベルの電位を有する交流電圧を出力するパルス幅変調装置の例である。

図 1 において、1 は出力電圧関連情報及び移行制御情報に従ってダイポラ変調波形、あるいはユニポラ変調波形、あるいは過変調波形を出力する多パルス発生手段、2 は出力電圧関連情報に従って 1 パルス波形を出力 (1 パルスモード) する 1 パルス発生手段、3 は各 PWM モードを連続的に移行させる移行制御手段である。移行制御手段 3 の出力であるゲート信号は、図示しないゲートアンプを介して各相のスイッチングユニット内のスイッチング素子に与えられ、オン・オフ制御される。これら多パルス発生手段 1、1 パルス発生手段 2、及び移行制御手段 3 から構成されるパルス幅変調手段が本発明の特徴部分である。

なお、この例では、パルス幅変調手段に取り込まれる出力電圧関連情報は、上位の電流

10

20

30

40

50

制御手段 8 から与えられる。この電流制御手段 8 は、電流指令から電流調節手段 8 1 によって誘導電動機 6 のすべり周波数指令 F_{s^*} を作成（電流指令値と実電動機電流との偏差による）し、誘導電動機 6 に取り付けられた回転周波数検出手段 6 1 によって検出された誘導電動機の回転周波数 F_r と前記 F_{s^*} とを加えてインバータ周波数指令 F_{i^*} を作成する。

さらに、この F_{i^*} と 3 レベルインバータの直流電圧 E_d （PN 間電圧で、クランプコンデンサ電圧の和 $v_{cp} + v_{cn}$ に等しい）に基づいて、出力電圧設定手段 8 2 は出力電圧指令 E^* を作成する。

この出力電圧設定手段 8 2 は、 E_d が低い場合（ $E_d = E_{d1}$ ）には傾きを大きく、 E_d が高い場合（ $E_d = E_{d3}$ ）には傾きを小さく設定し、常に出力電圧が要求通りとなるようにして、図 2 に示した出力電圧特性を実現するものである。これら電流制御手段は、出力電圧の瞬時値を出力するものであっても良い。

10

【0030】

上記パルス幅変調手段の構成と動作について、図 4 から図 11 を用いて詳細に説明する。

図 4 に、パルス幅変調手段の全体構成例を示す。ここで、多パルス発生手段 1 は、基本変調波発生手段 1 1，バイアス重畳手段 1 2，正負分配手段 1 3，基準信号発生手段 1 4、及びパルス発生手段 1 5 から構成される。

基本変調波発生手段 1 1 は、出力電圧関連情報として受け取ったインバータ周波数指令 F_{i^*} を位相演算手段 1 1 2 によって時間積分することにより位相 θ を求め、この θ における正弦値 $\sin \theta$ を求める。一方、出力電圧関連情報の 1 つである電圧指令 E^* から振幅設定手段 1 1 1 により基本変調波の振幅 A （変調率）を演算出力し、 $1/2$ したのち $\sin \theta$ と掛け合わせて振幅が $A/2$ の瞬時の基本変調波 $a/2$ を作成して出力する。バイアス重畳手段 1 2 は、この $a/2$ に移行制御手段 3 の多パルス移行制御手段 3 1 からのバイアス B を加算及び減算し、2 本の正負バイアス変調波 a_{bp} 及び a_{bn} を作成して出力する。

20

【0031】

ここで、ダイポーラ変調とユニポーラ変調との間の連続的移行はバイアス B の設定による。図 5 に、このバイアス B を設定することにより行うダイポーラ/ユニポーラ移行制御手段 3 1 1 の構成例を示す。ダイポーラ/ユニポーラ移行制御手段 3 1 1 は、出力電圧指令 E^* を 3 1 1 a で 4 倍することにより変調率 A を求め、バイアス発生手段 3 1 1 b でこの変調率 A に応じたバイアス B を決定する。すなわち、変調率 A が小さく微小な出力電圧が要求されるところでは $B = B_0$ （ただし、 $B_0 = A/2$ ）に設定し、 $A = A_1$ に達したところで $B = 0$ とする。 $A = A_1$ のときの出力電圧が式（2）に示される電圧よりも大きくなるように A_1 をあらかじめ決めておけば、ゼロを含む微小電圧からの電圧制御が可能となる。

30

さらに、上記正負バイアス変調波 a_{bp} ， a_{bn} を、正負分配手段 1 3 によって、 a_{bp} ， a_{bn} のうち正の部分は a_p に、 a_{bp} ， a_{bn} のうち負の部分は a_n に分配・合成することにより、ダイポーラ変調からユニポーラ変調にかけての出力電圧基本波成分の連続性を維持した正負変調波 a_p ， a_n が作成される。

この正負変調波 a_p ， a_n に基づいて、パルス発生手段 1 5 は、パルス発生周期が $2T_o$ のスイッチング関数 S_p ， S_n を生成する。基準信号発生手段 1 4 が、スイッチング周波数指令 F_{sw^*} に従い、パルス発生周期 T_o を定める。ここで、 F_{sw^*} と T_o の関係は次式で表せる。

40

【0032】

【数 1 2】

$$T_o = 1 / (2 F_{sw^*})$$

…（数 1 2）

【0033】

50

パルス発生手段 15 のパルス発生動作を図 6 を用いて説明する。

図 6 において、パルスタイミング設定手段 151 は、 a_p , a_n , a_{off} , T_o (a_n , a_{off} については後述する) に基づいて、 S_p の立上がりタイミング T_{pup} 、及び S_n の立下がりタイミング T_{ndn} を次式より求める (処理 1)。

【0034】

【数 13】

$$T_{pup} = \begin{cases} T_o & (a_p < a_{on}) \\ (1 - a_p) T_o & (a_{on} \leq a_p \leq a_{off}) \\ 0 & (a_p > a_{off}) \end{cases} \quad \dots (数13)$$

10

【0035】

【数 14】

$$T_{ndn} = \begin{cases} 0 & (a_n < a_{on}) \\ a_n T_o & (a_{on} \leq a_n \leq a_{off}) \\ T_o & (a_n > a_{off}) \end{cases} \quad \dots (数14)$$

次の周期では、 S_p の立下がりのタイミング T_{pdn} 及び S_n の立上がりのタイミング T_{nup} を処理 1 と同様に求める (処理 2)。

20

【0036】

【数 15】

$$T_{pdn} = \begin{cases} 0 & (a_p < a_{on}) \\ a_p T_o & (a_{on} \leq a_p \leq a_{off}) \\ T_o & (a_p > a_{off}) \end{cases} \quad \dots (数15)$$

【0037】

【数 16】

$$T_{nup} = \begin{cases} T_o & (a_n < a_{on}) \\ (1 - a_n) T_o & (a_{on} \leq a_n \leq a_{off}) \\ 0 & (a_n > a_{off}) \end{cases} \quad \dots (数16)$$

30

上記の処理 1 と処理 2 を交互に行うことにより、スイッチング関数 S_p , S_n が作成される。

ここで、 a_{on} , a_{off} は、スイッチング素子の最小オン時間 T_{on} 及び最小オフ時間 T_{off} から定まる値であり、

【0038】

【数 17】

$$\begin{cases} a_{on} = T_{on} / (2 T_o) \\ a_{off} = 1 - T_{off} / (2 T_o) \end{cases} \quad \dots (数17)$$

40

で与えられる。すなわち、図 7 (S_p の例) に示すように、オンパルス幅 T_{won} 、及びオフパルス幅 T_{woff} は、

【0039】

【数 18】

$$\begin{cases} T_{won} = T_o - (T_{pup} - T_{pdn}) \\ T_{woff} = T_o + (T_{pup} - T_{pdn}) \end{cases} \quad \dots \text{(数 18)}$$

となり、図 8 の破線で示す特性を持つ。ここで、オンパルス幅 T_{won} がスイッチング素子によって定められた最小オン時間 T_{on} 以下とならないように、また、オフパルス幅 T_{woff} がスイッチング素子によって定められた最小オフ時間 T_{off} 以下とならないように、図 8 の実線で示す特性とする。これを実現するため、図 6 のパルスタイミング設定手段 151 の機能を付加した。これによって発生する出力電圧基本波成分の不連続は極めて小さいため、無視しても差し支えない。 10

【0040】

なお、 a_{off} は出力電圧基本波成分の不連続が無視できる範囲内においては可変可能であり、ユニポーラ変調から過変調への移行タイミングとして、ユニポーラ/過変調移行制御手段 312 から与えている。もし、 a_{off} を一定に設定した場合には、パルス発生をより簡略化できる。

すなわち、パルスタイミング設定手段 151 が自動的にユニポーラから過変調に移行させるので a_{off} を出力するユニポーラ/過変調移行制御手段 312 を設ける必要がない。

スイッチング関数発生手段 152 は、周期 T_o の基準信号を発生し、これに同期して上記 T_{pup} 、 T_{ndn} または T_{pdn} 、 T_{nup} を基に、 S_p 、 S_n をセットする。 20

【0041】

過変調時のスイッチング関数の一例を図 9 に示す。 a_p の瞬時値 A_p が a_{off} を越えるとスイッチング関数 S_p のパルス間のスリット(図 9(c)のハッチング部分)を埋める。この埋められたスリット幅はスイッチング素子の最小オフ時間 T_{off} よりも小さく、1~2 個程度ずつ徐々になくなるため、出力電圧の基本波にはほとんど影響を与えない。

【0042】

パルスタイミング設定手段 151 をソフトウェアで実現する場合のフローチャートを図 10 に示す。

ところで、過変調制御では、出力電圧半周期の中央部分のパルス間のスリットを埋めることにより最大電圧状態を維持し、変調波のゼロクロス近傍のみで PWM 制御を行っている。そのため、この領域では変調率 A と実際に出力される出力電圧が非線形となり、変調率 A を直線的に増加させても、出力電圧はこれに追従して直線的に増加しない。 30

そこで、変調率 A の設定を非線形化することにより、過変調時の出力電圧の線形化を図る。すなわち、PWM 制御部分でのスイッチング周波数が十分に高いものとするれば、出力電圧の基本波実効値 E と変調率 A の関係は次式で表せる。

【0043】

【数 19】

$$E \approx \frac{1}{2} \left\{ A \sin^{-1} \frac{1}{A} + \sqrt{1 - A^{-2}} \right\} E_{max} \quad \dots \text{(数 19)}$$

従って、上式の関係からあらかじめ E^* と A の関係を算出しておき、図 11 に示す振幅設定手段 111 を構成することにより、出力電圧を E^* に対して直線的に調整できる。その結果、特に 1 パルスに近い高電圧域での電圧制御性を向上できる。

【0044】

さらに電圧指令を高めた場合には、移行制御手段 3 の切換えスイッチ 32 の働きにより、過変調モードから 1 パルスモードに移行する。切換えスイッチ 32 は、多パルス移行制御手段 31 の出力の 1 つである S_{PM} が

$$\begin{aligned} S_{PM} = 0 \text{ のとき} & \quad \text{多パルス側} \\ S_{PM} = 1 \text{ のとき} & \quad \text{1パルス側} \end{aligned}$$

10

20

30

40

50

に切換えられる。図 1 2 に、1 パルス / 多パルス切換え制御手段 3 1 3 の一例を示す。この例では、電圧指令 E^* が E_{1P} を越えたとき多パルスモードから 1 パルスモードへ移行させ、 E^* が E_{MP} より小さくなったとき 1 パルスモードから多パルスモードへ移行させるようにヒステリシスを設けている。これにより、不用意な PWM モードの移行を抑制し、過渡変動の少ない安定した出力電圧が得られるようにしている。

1 パルス発生手段 2 は、位相演算手段 2 1、及びパルス発生手段 2 2 から構成される。位相演算手段 2 1 の動作は 1 1 1 と全く同じでよく、2 1 を省略して 1 1 1 の出力を利用してよい。

【0045】

パルス発生手段 2 2 の構成例を図 1 3 に示す。3 レベル PWM では 2 レベル PWM と異なり、1 パルス制御時にパルス幅の制御により出力電圧の調整が行える。そこで、電圧指令 E^* から、パルスの立ち上がりのタイミング位相、及び立ち下がりのタイミング位相を

【0046】

【数 2 0】

$$\begin{cases} \alpha = \cos^{-1} E^* \\ \beta = \pi - \cos^{-1} E^* \end{cases} \quad \dots \text{(数 2 0)}$$

で求める。この、を位相を基準にしてセットし、 S_p 、 S_n を作成、出力することにより、1 パルス波形を実現する。

【0047】

このように、ダイポラ変調、ユニポラ変調及び過変調を統一した電圧指令に基づいて実現し、最大出力となる 1 パルスまでの連続移行制御が可能となる。

本実施例では、出力電圧をゼロ電圧から最大電圧まで連続的かつスムーズに調整することが可能となり、さらに、高精度で安定した出力電圧を提供できる効果がある。

【0048】

ところで、図 4 に示した実施例 1 では、上記多パルス発生手段の出力パルス列をインバータ周波数と非同期で発生させ、1 パルス発生手段の出力パルスをインバータ周波数と同期させて制御している。

この理由は、多パルス領域において同期式を採用している前述した従来技術では、第 1 に位相の管理のための制御が複雑、第 2 に何らかの制御の要請から出力電圧指令を正弦波から歪ませる必要がある場合（図 1 において、インバータ周波数 F_{i^*} や出力電圧指令 E^* が電気車制御上の要請により調整されている場合等）出力電圧指令を忠実に再現できないという問題がある。

つまり、第 1 の問題は、同期式は、インバータ周波数の整数倍のパルスを出力させるため、各パルスモード毎に位相と発生パルスの関係を有するテーブルを備え、パルスモードとインバータ周波数から得られる位相とからパルス発生位相を読み出して出力するようにしている。この位相の管理に要する計算量やパルスモードごとのメモリは膨大なものとなり、制御の複雑化を招いてしまう。

また、第 2 の問題は、従来技術に示された同期式は、90°分のパルスデータをもっているが、データは出力電圧が正弦波になるよう作成されているので、出力電圧を指令通りに正確に表現しえないという問題がある。

【0049】

そこで、本実施例では、多パルスモードにおけるパルスの発生をインバータ周波数とは非同期にすることによりこれらの解決を図った。

すなわち、第 1 の問題に対しては、パルスの発生のためにインバータ周波数に拘束されずに独立してパルスを発生させることができる。つまり、図 4 において、スイッチング周波数指令 F_{sw^*} をインバータ周波数指令 F_{i^*} とは独立に設定することができる（図 4、基

10

20

30

40

50

準発生14はインバータ周波数に独立している)。

このため、パルス発生のための複雑な制御手続きを要しなく、制御を簡略化することができる。

また、第2の問題に対しては、非同期式であると、位相毎にデータを持つ必要がなくなり、瞬時の電圧指令に相当するパルスを出力することができるようになったので、歪正弦波であっても忠実に表現することができる。また、上記したように位相演算等に関する制御が簡略した分、逐次電圧指令に相当したパルスを出力するための演算を行うことができるようになり、演算周期を短くすることができるので、さらに忠実度を増すことができる。

また、非同期式にすると、スイッチング周波数がインバータ周波数に依存しないため、スイッチング周波数の変化を最小限にすることができ、同期式にみられるパルスモード切換え前後における音質の変化(異音,不快音)を最小限にすることができるという効果もある。

【0050】

また、上記実施例は3レベルインバータを例にとって説明したが、2レベルインバータや3レベル以上の多レベルインバータにおいても同様である。

【実施例2】

【0051】

ところで、比較的低い周波数でスイッチングを行うGTOサイリスタのようなスイッチング素子の場合は、出力電圧高調波の内、スイッチング周波数に依存して発生する側帯波成分とインバータ周波数の基本波成分との干渉が発生することがある。これを避けるため、多パルス発生手段のPWMモードの内、ダイポラ変調モードとユニポラ変調モードをインバータ周波数に対して非同期とし、過変調モード,1パルスモードを同期とする(図14)。

このような構成とすることにより、過変調時においてもより安定した電圧を供給可能となる。

図14は、本発明の実施例2を示す。

【0052】

図15に、多パルス移行制御の一例を示す。図15には多パルス移行制御手段31のみを示した。これは、4種のPWMモードをインバータ周波数指令 F_i^* と電圧指令 E^* の両方に依存して移行させるものである。すなわち、 $F_i^* < F_1$ かつ $E^* < E_1$ のときダイポラ変調、 $F_i^* > F_1$ かつ $E^* < E_1$ のときユニポラ変調、 $E^* < E_2$ のとき過変調、 $E^* > E_2$ かつ $E^* < E_3$ のとき1パルスとする。これにより、例えば回生起動時や再力行時のように、周波数が高い高速域で出力電圧をソフトスタートする場合においても、ダイポラ変調 ユニポラ変調 過変調 1パルスという移行条件が満足され、安定した電圧立ち上げが可能となる。また、低周波領域で常にダイポラ変調制御となるため、ユニポラ変調の場合のような特定スイッチング素子への電流集中を回避できる。

【0053】

次に、実施例2について説明する。

実施例1を拡張して、図16に示すように、ダイポラ変調とユニポラ変調の間に、両変調波形が混在する部分ダイポラ変調を導入すれば、さらに、出力電圧とスイッチング周波数のスムーズさを増すことができる。

【0054】

出力電圧指令波形の一例を図17に示す。図17において、(口)以外は図3と全く同じである。以下、この部分ダイポラについて説明する。

バイアス重畳と正負分配の効果により、バイアスBがダイポラ変調でもユニポラ変調でもない範囲($0 < B < A/2$)に設定されたとしても、基本変調波の要求通りの電圧を過不足なく再現することが可能である。この場合、出力電圧のピーク付近はユニポラ変調で、すそ野はダイポラ変調である部分ダイポラ変調となる。このときの正側変調波 a_p 及び負側変調波 a_n は、

10

20

30

40

50

【 0 0 5 5 】

【 数 2 1 】

$$a_p = \begin{cases} a_{bp} & (a_{bp} > 0, a_{bn} < 0) \\ a_{bp} + a_{bn} & (a_{bp} > 0, a_{bn} > 0) \\ 0 & (a_{bp} \leq 0) \end{cases} \quad \dots (数21)$$

【 0 0 5 6 】

【 数 2 2 】

$$a_n = \begin{cases} -a_{bn} & (a_{bp} > 0, a_{bn} < 0) \\ -(a_{bp} + a_{bn}) & (a_{bp} < 0, a_{bn} < 0) \\ 0 & (a_{bn} \geq 0) \end{cases} \quad \dots (数22)$$

10

となる。($a_p - a_n$) が常に基本変調波 a に一致し、出力電圧基本波の瞬時値の連続性も維持されることがわかる。

上記性質を利用して、変調率 A の増加に従ってバイアス B を徐々に減少させれば、ダイポラ変調からユニポラ変調まで部分ダイポラ変調を介して連続的に移行できる。当然ながら、その逆も可能である。

【 0 0 5 7 】

20

ダイポラ / ユニポラ移行制御手段の一例を図 18 に示す。図 18 の実線で示したようにバイアス B を設定すれば、 $0 < A < A_1$ の領域ではダイポラ変調、 $A_1 < A < A_2$ の領域では部分ダイポラ変調、 $A > A_2$ の領域ではユニポラ変調となる。この場合、ダイポラ変調とユニポラ変調の切換え時に電動機からの異音が生じないため、装置の低騒音化に有効である。

【 0 0 5 8 】

図 18 を応用すると、図 19 に示すように、領域毎に PWM モードを管理できる。図 19 は、多パルス移行制御手段 31 のみを示した。

これは、5 種の PWM モードをインバータ周波数指令 F_i^* と電圧指令 E^* の両方に依存して移行させるものである。すなわち、 $F_i^* < F_0$ かつ $E^* < E_0$ のときダイポラ変調、 $F_0 < F_i^* < F_1$ かつ $E_0 < E^* < E_1$ のとき部分ダイポラ変調、 $F_i^* > F_1$ かつ $E_1 < E^* < E_2$ のときユニポラ変調、 $E_2 < E^* < E_3$ のとき過変調、 $E^* > E_3$ のとき 1 パルスとする。これにより、例えば回生起動時や再力行時のように、周波数が高い高速域で出力電圧をソフトスタートする場合においても、ダイポラ変調 → 部分ダイポラ変調 → ユニポラ変調 → 過変調 → 1 パルスという移行条件が満足され、安定した電圧立ち上げが可能となる。また、空転再粘着時においても回生起動時と同様の効果が挙げられる。さらに、いかなる運転状態においても、パルスモード切換え時の電動機からの異音の発生を最小限に止められる効果がある。

30

【 0 0 5 9 】

図 20 に、インバータ周波数とスイッチング周波数の関係を示す。

40

ところで、鉄道車両用電気車制御装置に用いられるインバータでは、インバータ周波数 F_i^* の可変範囲は $0 \sim 300$ Hz 程度である。出力電圧が最大となるインバータ周波数 F_{cv} は、インバータ周波数可変上限の $1/5 \sim 1/3$ で、 F_{cv} の上限は約 100 Hz 程度である。非同期でパルスを発生する際に、スイッチング周波数周りに発生する高調波と、インバータ周波数の基本波との干渉による出力電流の変動を避けるには、 F_{cv} の 10 倍程度のスイッチング周波数、つまり 1 kHz 以上のスイッチング周波数が必要となる。

さらに、騒音（前述の異音等）低減には、スイッチング周波数の変動を最小限に押さえることが効果的であり、過変調の導入により、多パルス領域でのスイッチング周波数の変動を $1 \sim 2 F_i$ 以内に行うことができる。

当然ながら、マイクロプロセッサ等を用いれば、上記パルス幅変調手段の一部または全

50

てをプログラム化して、ソフトウェア的に実現することも可能である。

【0060】

図21に、図4のパルス幅変調手段におけるパルスの立ち上げ、立ち下げタイミングの演算までをソフトウェアで実現するためのフローチャートの一例を示す。

以上は全て誘導電動機負荷の場合を例にとって説明したが、これに限らず他の交流電動機においても同様の効果が期待できる。また、以上は全てインバータを対象とした説明であったが、これらのインバータの出力端子をリアクタンス要素を介して交流電源と接続し、交流を直流に変換する自励式コンバータとして動作させることも可能である。この場合も、インバータの場合と同様の効果が期待できる。

【0061】

なお、以上は3レベルインバータの場合について述べたが、本発明の考え方は3レベル以上の多レベルインバータにおいても対応可能である。

【産業上の利用可能性】

【0062】

本発明は、インバータ出力電圧をゼロ電圧から最大電圧まで連続的かつスムーズに調整することが可能となり、また、パルス発生制御系を簡略化することができ、電気車に適用すると、低騒音な電気車を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0063】

【図1】本発明の実施例1を示す構成図。

【図2】出力電圧特性とPWMモードの関係を説明する図。

【図3】多パルス領域でのPWMモード連続移行のための変調波の説明図。

【図4】図1の構成の詳細説明図。

【図5】ダイポラ/ユニポラ移行制御手段の一例を示す図。

【図6】多パルス発生手段におけるパルス発生手段の一例を示す図。

【図7】オン・オフパルス幅の関係を示す波形図。

【図8】オン・オフパルス幅の特性を示す図。

【図9】過変調波形の一例を示す図。

【図10】ソフトウェアによるパルスタイミング設定手段のフローチャートを示す図。

【図11】振幅設定手段の一構成例を示す図。

【図12】多パルス/1パルス切替制御手段の一例を示す図。

【図13】1パルス発生手段の一例を示す図。

【図14】本発明の実施例2の一構成例を示す図。

【図15】移行制御手段の一例を示す図。

【図16】他のPWMモードを含む場合の出力電圧特性とPWMモードの関係図。

【図17】他のPWMモードの変調波を説明する図。

【図18】他のPWMモードを実現する移行制御手段の構成図。

【図19】移行制御手段の一例を示す図。

【図20】インバータ周波数とスイッチング周波数の関係を説明する図。

【図21】ソフトウェアによるパルス幅変調手段のフローチャートを示す図。

【符号の説明】

【0064】

1 ... 多パルス発生手段、2 ... 1パルス発生手段、3 ... 移行制御手段、4 ... 直流架線、6 ... 誘導電動機、7a, 7b, 7c ... スwitchングユニット、8 ... 電流制御手段、11 ... 基本変調波発生手段、12 ... バイアス重畳手段、13 ... 正負分配手段、14 ... 基準信号発生手段、15 ... パルス発生手段、21 ... 位相演算手段、22 ... パルス発生手段、31 ... 多パルス移行制御手段、32 ... 切替えスイッチ、50 ... 直流リアクトル、51, 52 ... クランプコンデンサ、61 ... 回転周波数検出手段

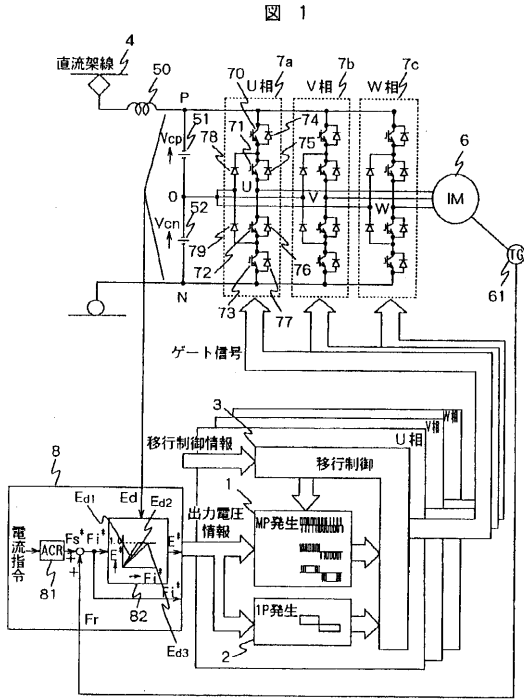
10

20

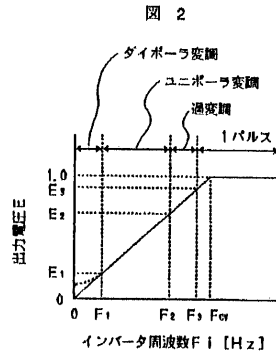
30

40

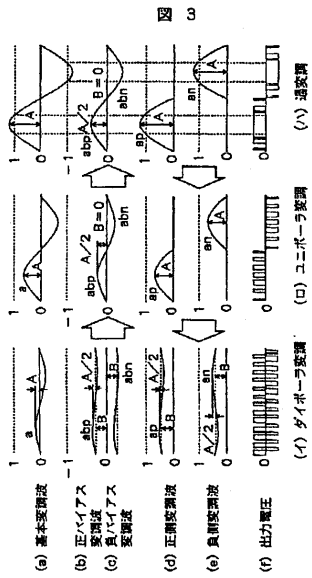
【 図 1 】



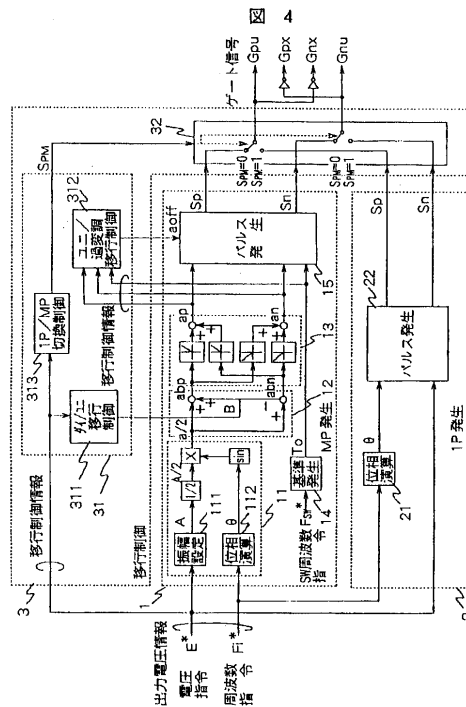
【 図 2 】



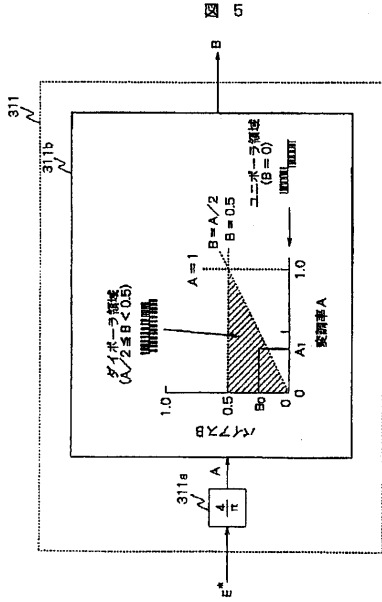
【 図 3 】



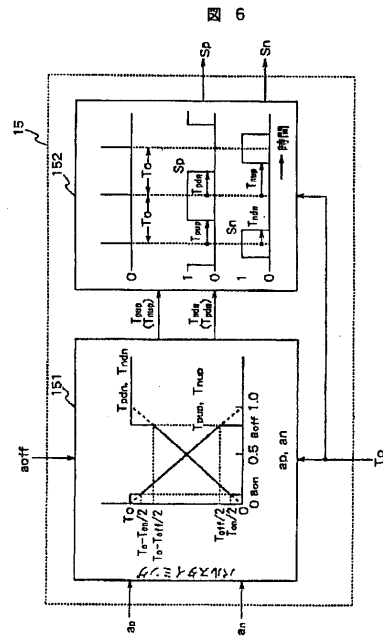
【 図 4 】



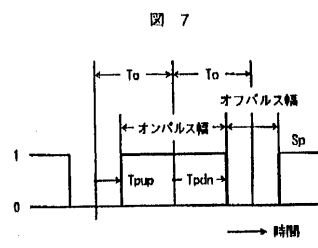
【 図 5 】



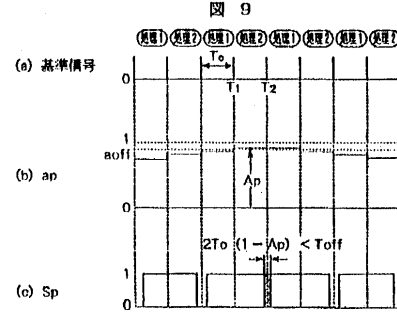
【 図 6 】



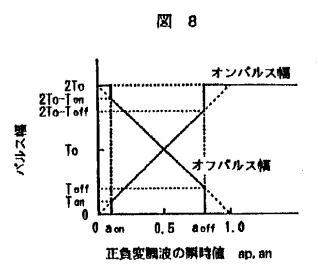
【 図 7 】



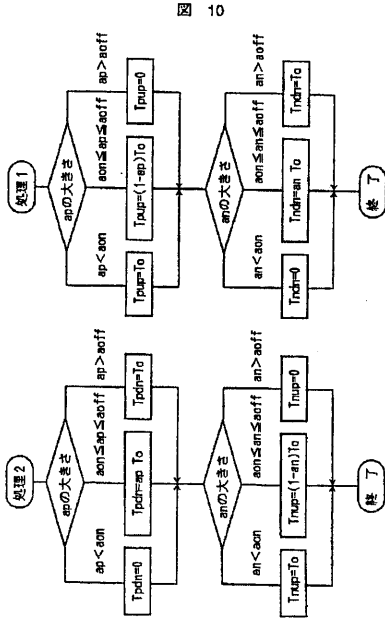
【 図 9 】



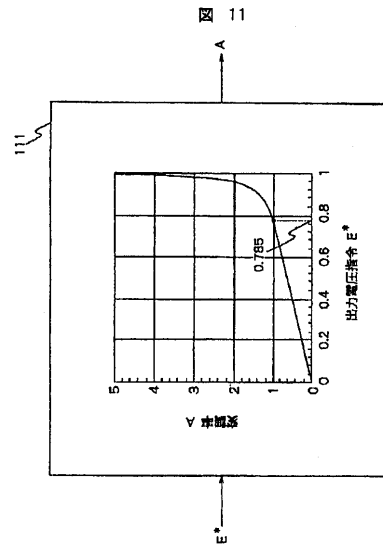
【 図 8 】



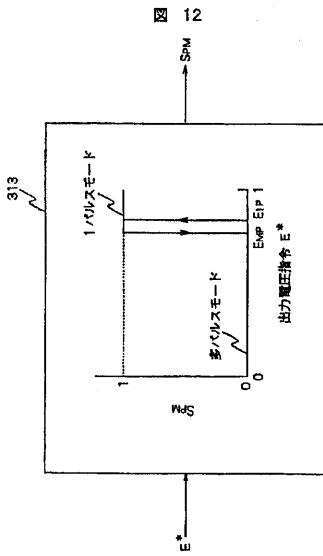
【 図 1 0 】



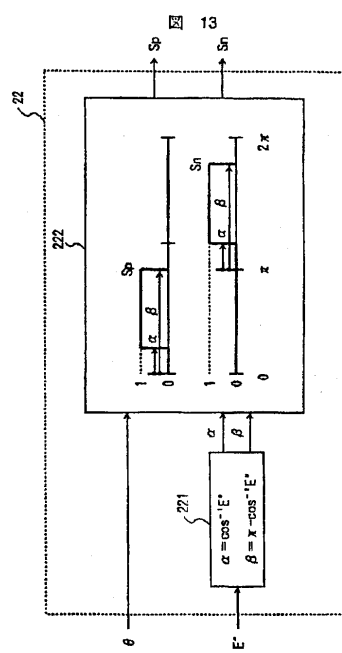
【 図 1 1 】



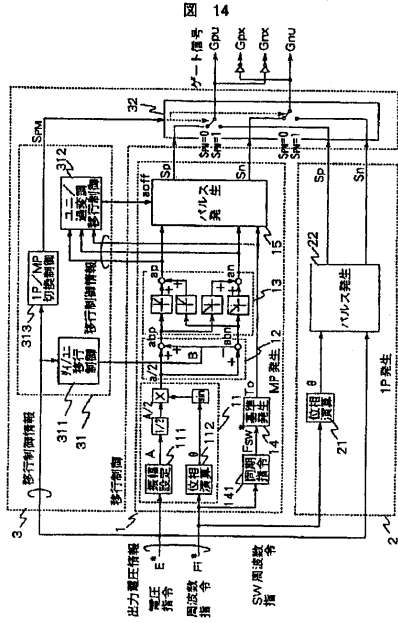
【 図 1 2 】



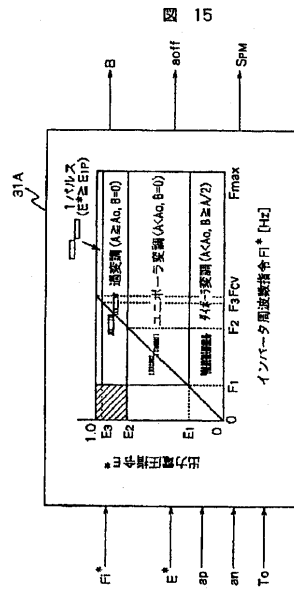
【 図 1 3 】



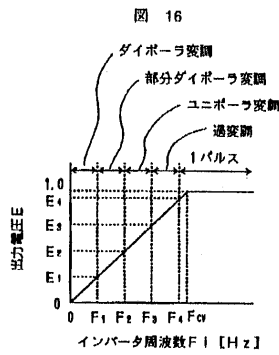
【 図 14 】



【 図 15 】



【 図 16 】



【 図 17 】

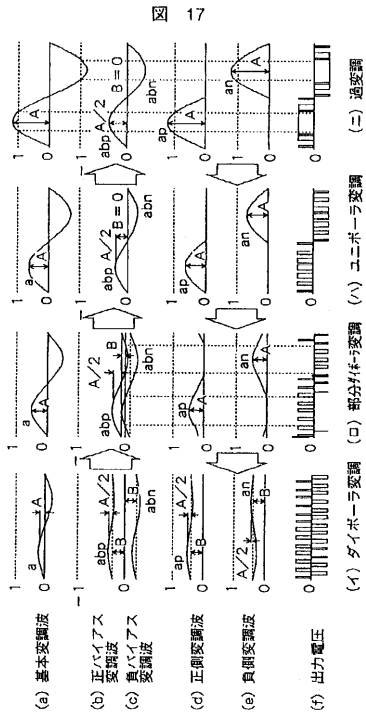
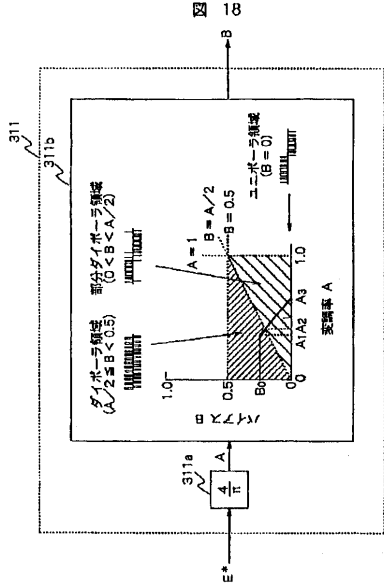


図 16

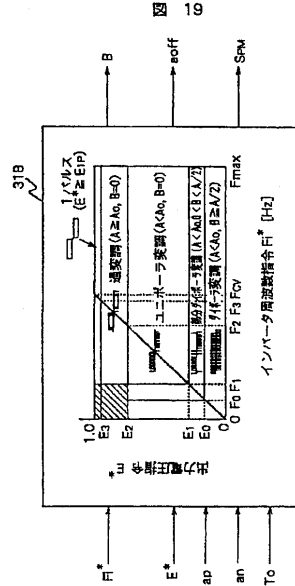
図 17

(イ) ダイボラ変調 (ロ) 部分ダイボラ変調 (ハ) ユニボラ変調 (ニ) 過変調

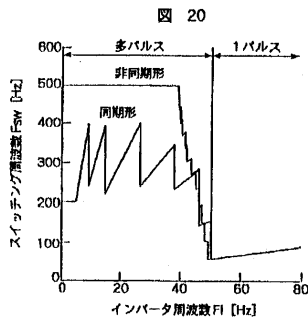
【図 18】



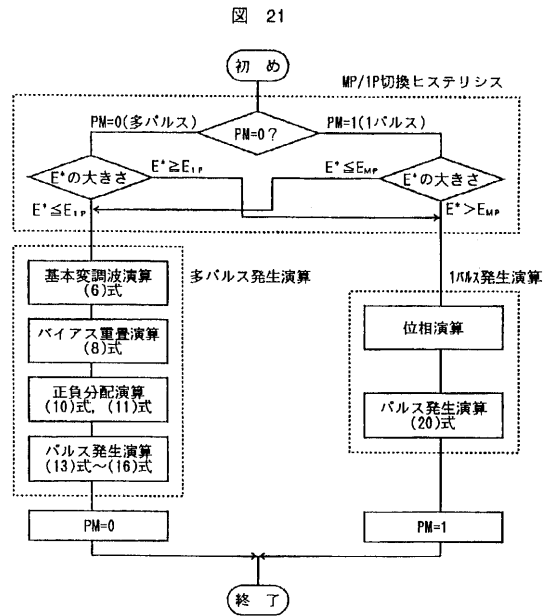
【図 19】



【図 20】



【図 21】



【手続補正書】

【提出日】平成15年11月17日(2003.11.17)

【手続補正1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数のスイッチング素子のスイッチング制御により直流を正、負、中間電圧である3レベルの電位を有する交流相電圧に変換する電力変換器と、該電力変換器のスイッチング素子を制御し、該電力変換器の出力側に接続された交流電動機を加減速制御する制御装置を備えた電力変換装置において、

前記加減速制御における低速域では、前記電力変換器の出力相電圧の基本波の半周期に複数の単一極性のパルス列を前記電力変換器の相に発生させるユニポーラ変調モード領域と、前記加減速制御における高速域では、前記電力変換器の出力相電圧の基本波の半周期に同一極性の単一のパルスを有し、当該単一のパルスのパルス幅を前記電力変換器の出力相電圧の基本波が大きくなるに従い広げるように制御する過変調モード領域とを備えてなることを特徴とする電気車の電力変換装置。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0001

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0001】

本発明は、直流を交流または交流を直流に変換する電力変換装置の改良に関し、特に、電力変換装置の出力電圧の制御に関する。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0005

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0005】

上記課題を解決するために、複数のスイッチング素子のスイッチング制御により直流を正、負、中間電圧である3レベルの電位を有する交流相電圧に変換する電力変換器と、電力変換器のスイッチング素子を制御し、電力変換器の出力側に接続された交流電動機を加減速制御する制御装置を備えた電力変換装置において、加減速制御における低速域では、電力変換器の出力相電圧の基本波の半周期に複数の単一極性のパルス列を電力変換器の相に発生させるユニポーラ変調モード領域と、加減速制御における高速域では、電力変換器の出力相電圧の基本波の半周期に同一極性の単一のパルスを有し、当該単一のパルスのパルス幅を電力変換器の出力相電圧の基本波が大きくなるに従い広げるように制御する過変調モード領域とを備えてなる。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0006

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0006】

本発明によれば、インバータ出力電圧を連続的かつスムーズに調整することができ、3レベルインバータによる交流電動機の可変速制御において、特に加減速期間でのインバー

タ出力電圧の連続性が得られるので、不連続な騒音、異音を防止することができる。また、本発明を電気車に適用すると、低騒音な電気車を提供することができる。

フロントページの続き

- (72)発明者 中村 清
茨城県日立市久慈町4 0 2 6番地 株式会社日立製作所日立研究所内
- (72)発明者 照沼 睦弘
茨城県日立市久慈町4 0 2 6番地 株式会社日立製作所日立研究所内
- (72)発明者 鈴木 優人
茨城県日立市久慈町4 0 2 6番地 株式会社日立製作所日立研究所内
- (72)発明者 筒井 義雄
茨城県日立市久慈町4 0 2 6番地 株式会社日立製作所日立研究所内
- (72)発明者 豊田 瑛一
茨城県ひたちなか市市毛1 0 7 0番地 株式会社日立製作所水戸工場内
- Fターム(参考) 5H007 BB06 CA01 CB05 CC01 CC04 DA06 DB02 DC03 EA03 EA09
5H115 PA05 PC01 PG01 PU09 PV09 PV23 QE02 QE03 SE10 T013
T030
5H576 AA01 BB04 CC01 DD04 EE03 EE13 FF07 FF08 HA02 HB01
LL03 LL24

【要約の続き】

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載

【部門区分】第7部門第4区分

【発行日】平成17年6月16日(2005.6.16)

【公開番号】特開2004-104995(P2004-104995A)

【公開日】平成16年4月2日(2004.4.2)

【年通号数】公開・登録公報2004-013

【出願番号】特願2003-355981(P2003-355981)

【国際特許分類第7版】

B 6 0 L 9/18

H 0 2 M 7/48

H 0 2 P 7/63

【F I】

B 6 0 L 9/18 A

H 0 2 M 7/48 F

H 0 2 M 7/48 Q

H 0 2 P 7/63 3 0 2 K

【手続補正書】

【提出日】平成15年11月17日(2003.11.17)

【手続補正1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数のスイッチング素子のスイッチング制御により直流を正、負、中間電圧である3レベルの電位を有する交流相電圧に変換する電力変換器と、該電力変換器のスイッチング素子を制御し、該電力変換器の出力側に接続された交流電動機を加減速制御する制御装置を備えた電力変換装置において、

前記加減速制御における低速域では、前記電力変換器の出力相電圧の基本波の半周期に複数の単一極性のパルス列を前記電力変換器の相に発生させるユニポーラ変調モード領域と、前記加減速制御における高速域では、前記電力変換器の出力相電圧の基本波の半周期に同一極性の単一のパルスを有し、当該単一のパルスのパルス幅を前記電力変換器の出力相電圧の基本波が大きくなるに従い広げるように制御する過変調モード領域とを備えてなることを特徴とする電気車の電力変換装置。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】発明の名称

【補正方法】変更

【補正の内容】

【発明の名称】電力変換装置

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0001

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0001】

本発明は、直流を交流または交流を直流に変換する電力変換装置の改良に関し、特に、

電力変換装置の出力電圧の制御に関する。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0005

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0005】

上記課題を解決するために、複数のスイッチング素子のスイッチング制御により直流を正、負、中間電圧である3レベルの電位を有する交流相電圧に変換する電力変換器と、電力変換器のスイッチング素子を制御し、電力変換器の出力側に接続された交流電動機を加減速制御する制御装置を備えた電力変換装置において、加減速制御における低速域では、電力変換器の出力相電圧の基本波の半周期に複数の単一極性のパルス列を電力変換器の相に発生させるユニポーラ変調モード領域と、加減速制御における高速域では、電力変換器の出力相電圧の基本波の半周期に同一極性の単一のパルスを有し、当該単一のパルスのパルス幅を電力変換器の出力相電圧の基本波が大きくなるに従い広げるように制御する過変調モード領域とを備えてなる。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0006

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0006】

本発明によれば、インバータ出力電圧を連続的かつスムーズに調整することができ、3レベルインバータによる交流電動機の可変速制御において、特に加減速期間でのインバータ出力電圧の連続性が得られるので、不連続な騒音、異音を防止することができる。また、本発明を電気車に適用すると、低騒音な電気車を提供することができる。