

(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2007-97389
(P2007-97389A)

(43) 公開日 平成19年4月12日(2007.4.12)

(51) Int. Cl.	F I		テーマコード (参考)		
HO2M 7/48 (2007.01)	HO2M 7/48	F	5H006		
HO2M 7/12 (2006.01)	HO2M 7/12	B	5H007		

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願2006-165598 (P2006-165598)	(71) 出願人	000005234 富士電機ホールディングス株式会社 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号
(22) 出願日	平成18年6月15日(2006.6.15)	(74) 代理人	100133167 弁理士 山本 浩
(31) 優先権主張番号	特願2005-249112 (P2005-249112)	(72) 発明者	藤本 久 東京都日野市富士町1番地 富士電機アド バンストテクノロジー株式会社内
(32) 優先日	平成17年8月30日(2005.8.30)	(72) 発明者	山田 隆二 東京都日野市富士町1番地 富士電機アド バンストテクノロジー株式会社内
(33) 優先権主張国	日本国(JP)	(72) 発明者	吉岡 康哉 東京都日野市富士町1番地 富士電機アド バンストテクノロジー株式会社内

最終頁に続く

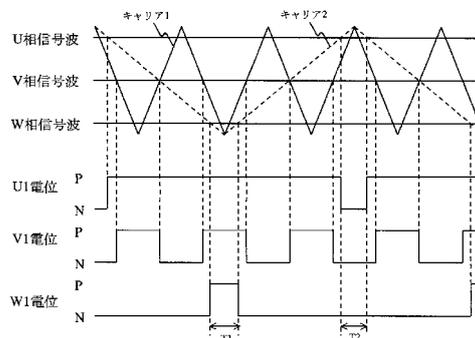
(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 2アーム変調と同様の平均スイッチング周波数の低減を、出力電位のステップ状の変化を伴わずに実現できるため、大型のコモンモードフィルタや絶縁変圧器が不要となり、装置の小型化と軽量化を達成できる。また、ソフトスタート時や負荷投入遮断等による出力過渡変動時の出力歪みを抑制することが可能となる。

【解決手段】 三相交流電圧を直流電圧に変換、または直流電圧を三相交流電圧に変換する電力変換装置において、前記交流電圧の位相または瞬時値に応じて、異なる周波数の搬送波を用いてパルス幅変調を行い、前記交流電圧の相電圧のゼロクロス付近では第1の周波数の搬送波を、前記交流電圧の相電圧のピーク付近では第1の周波数よりも低い値の第2の周波数の搬送波を用いてパルス幅変調を行う。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

半導体スイッチにより構成され、信号波 - 搬送波比較方式パルス幅変調制御によって三相交流電圧を直流電圧に変換、または直流電圧を三相交流電圧に変換する電力変換装置において、

前記交流電圧の位相または瞬時値に応じて、異なる周波数の搬送波を用いてパルス幅変調を行い、前記交流電圧の相電圧のゼロクロス付近では第1の周波数の搬送波を、前記交流電圧の相電圧のピーク付近では第1の周波数よりも低い値の第2の周波数の搬送波を用いてパルス幅変調を行うことを特徴とした電力変換装置。

【請求項 2】

前記第1の周波数は、第2の周波数に対し、整数かつ奇数倍とすることを特徴とした請求項1に記載の電力変換装置。

10

【請求項 3】

半導体スイッチにより構成され、信号波 - 搬送波比較方式パルス幅変調制御によって三相交流電圧を直流電圧に変換、または直流電圧を三相交流電圧に変換する電力変換装置において、

搬送波に同期して信号波を補正することにより、単一の周波数の搬送波を用いて請求項1または請求項2と同様のパルス幅変調動作をさせることを特徴とした電力変換装置。

【請求項 4】

変換装置の出力指令が所定の値を超えた期間にのみ請求項1から請求項3に記載のパルス幅変調を行うことを特徴とした電力変換装置。

20

【発明の詳細な説明】

【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の損失低減のためのパルス幅変調(PWM)制御に関する。

【背景技術】

【0002】

図6に制御対象となる電力変換装置として三相直流 - 交流変換回路の構成例を、図7にそのパルス幅変調方法の例として、正弦波 - 三角波変調方式を示す。図6において、1および2は直流電源、3~8は半導体スイッチ、9~11はACリアクトル、12~14はコンデンサである。また15はコモンモードリアクトル、16~18は接地コンデンサ、19は装置の対地寄生キャパシタンスである。

30

図7において、正弦波状の各相信号波と三角波の搬送波(キャリア)を比較し、結果に応じて図6のスイッチング素子3~8をオン・オフする。

即ち、U相信号波>キャリアの期間で半導体スイッチ3を、U相信号波<キャリアの期間で半導体スイッチ4を、V相信号波>キャリアの期間で半導体スイッチ5を、V相信号波<キャリアの期間で半導体スイッチ6を、W相信号波>キャリアの期間で半導体スイッチ7を、W相信号波<キャリアの期間で半導体スイッチ8を、それぞれオンする。

U1、V1、W1各点の電位は半導体スイッチ3、5、7がそれぞれオンのときP点電位に等しく、半導体スイッチ4、6、8がそれぞれオンのときN点電位に等しい。

40

U1、V1、W1各点間の電圧は方形波状となるが、これをリアクトル9~11とコンデンサ12~14からなるLCフィルタで平滑することにより、正弦波電圧を交流出力端子U、V、W各点間に得る。この方法は正弦波変調方式として広く知られている。

【0003】

半導体スイッチはオン、オフ動作すなわちスイッチングにともないスイッチング損失を発生する。スイッチング損失が大きいと装置の変換効率の低下と冷却装置の大型化を招くが、スイッチング損失を低減するためにスイッチング周波数を下げると波形制御性能の低下を招く。

なお、図7においては図を見やすくするために、信号波とキャリアとは比較的近い周波数

50

で描かれているが、実際には信号波は数10～数100Hz、キャリアは5kHz～50kHz程度とするのが一般的である。

また、制御性能の低下を最低限としつつスイッチング周波数を下げる方法として、図8に示す2アーム変調方式がある。これは、各相信号波のいずれか1つがキャリアの振幅を超えるよう操作を加えることで、その相のスイッチングが一定期間休止するようにし、平均スイッチング周波数が低くなるようにするものである。たとえば、図7の変調方式において、U相信号波の正のピーク付近では半導体スイッチ3のオンデューティは100%に近くなり、負のピーク付近では半導体スイッチ4のオンデューティが100%に近くなる。スイッチングの波形に対する影響はデューティ50%で最も大きく、これから外れるに従い小さくなる。このためスイッチングを休止してしまっても波形制御性能はそれほど低下しない。

10

【0004】

この操作による電位の変化が各相間の電圧に現れないよう、即ち各信号波間の差が正弦波になるように他の相の信号波の値も同時に操作するので、出力線間電圧は正弦波に保たれる。2アーム変調方式は、たとえば特許文献1に示されている。

また、スイッチング周波数を切替える方法として、キャリアを変更する方式がある。キャリアを変更する手法自体は、たとえば特許文献2、特許文献3に示されているが、特許文献2においてはフィードバック制御により連続的にキャリア周波数を変えるので、本発明の対象装置では後述のキャリアの山谷の不一致を生じるため適当でない。また特許文献3では出力電流に応じてキャリアを切り替えており、本発明の特徴である電圧波形への影響が小さいタイミングでキャリア周波数を低減するという配慮がなされていないので、電圧波形に対する制御性能低下が避けられない。

20

【特許文献1】特開平1-274668号公報

【特許文献2】特開平3-52565号公報

【特許文献3】特開2002-314345号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

図7に示す正弦波変調方式と図8に示す2アーム変調方式では、線間電圧は等しくなるが、各相の電位(たとえば図6におけるM点に対する電位)の挙動が異なったものとなる。

30

図6におけるM点に対するU1、V1、W1点の電位は、スイッチングに伴い高周波で変動するが、2アーム変調方式では、さらに信号波のステップ状の変化によって、ステップ状の電位変動が重畳する。これはスイッチングによるものよりも低い周波数成分を含む。スイッチング周波数成分の電位変動はコモンモードリアクトル15、接地コンデンサ16～18からなるコモンモードフィルタで除去することが可能であるが、ステップ状の電位変動を除去するには、低周波成分に対応したコモンモードフィルタ、または絶縁変圧器が必要となり、いずれの場合も大幅な外形、質量の増加を伴う。たとえば電子機器のような負荷では、大きな電位変動があると、大地との間に流れる漏洩電流により誤動作を生じる危険性が高い。この理由により2アーム変調方式は電子機器等を負荷とする装置には適用が困難であり、専ら電動機等の電位変動が問題になりにくい負荷を対象とした装置に用いられている。

40

【課題を解決するための手段】

【0006】

第1の発明では、半導体スイッチにより構成され、信号波-搬送波比較方式パルス幅変調制御によって三相交流電圧を直流電圧に変換、または直流電圧を三相交流電圧に変換する電力変換装置において、前記交流電圧の位相または瞬時値に応じて、異なる周波数の搬送波を用いてパルス幅変調を行い、前記交流電圧の相電圧のゼロクロス付近では第1の周波数の搬送波を、前記交流電圧の相電圧のピーク付近では第1の周波数よりも低い値の第2の周波数の搬送波を用いてパルス幅変調を行う。

第2の発明では、第1の発明において、第1の周波数は、第2の周波数に対し、整数かつ

50

奇数倍とする。

第3の発明では、半導体スイッチにより構成され、信号波 - 搬送波比較方式パルス幅変調制御によって三相交流電圧を直流電圧に変換、または直流電圧を三相交流電圧に変換する電力変換装置において、搬送波に同期して信号波を補正することにより、単一の周波数の搬送波を用いて第1の発明および第2の発明と同様のパルス幅変調動作をさせる。

【0007】

第4の発明では、変換装置出力指令が所定の値を超えた期間のみ上述の第1の発明から第3の発明を実施する。

【発明の効果】

【0008】

本発明では、2アーム変調と同様の平均スイッチング周波数の低減を、出力電位のステップ状の変化を伴わずに実現できるため、大型のコモンモードフィルタや絶縁変圧器が不要となり、装置の小型化と軽量化を達成できる。また、ソフトスタート時や負荷投入遮断等による出力過渡変動時の出力歪みを抑制することが可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0009】

本発明の要点は、周波数が異なり、その周波数比率が奇数倍である二つのキャリアを用いてパルス幅変調制御し、一時的にも各相電位の大小関係が逆転することがなく、W1とU1間またはW1とV1間の電圧が片極性となるようにパルス幅変調結果を各相の半導体スイッチに分配することにより、ACリアクトル9~11のリプルを最小限にすることである。

【実施例1】

【0010】

図1に本発明の第1の実施例を示す。これは、信号波の1周期から、U、W相が正および負のピーク付近、V相がゼロクロス付近のタイミング部分を取り出したものである。

V相はキャリア1に、U相およびW相はキャリア1に対し3倍の周期のキャリア2によってパルス幅変調を行う。即ち、デューティが50%付近で波形への影響が大きいV相は高周波でスイッチングを行うことで波形の制御性能を確保し、50%からはずれたU相およびW相ではV相よりスイッチング周波数を下げることで、制御性能をなるべく損なわない範囲で平均スイッチング周波数を下げるようにしている。

ここでキャリア2の周期をキャリア1の周期の3倍とした理由は、2つのキャリアを同期させ、かつキャリアの山(正のピーク)とキャリアの谷(負のピーク)が一致するようにするためである。これは以下の理由による。

【0011】

図1のタイミングでは、各相の電位はU相>V相>W相の関係にある。ここでW1電位がPに等しい期間(T1)においてはU1、V1の電位もPに等しく、他の期間ではW1電位はNであるのでW1電位が他の相を上回る期間がない。同様にU1電位がNとなる期間(T2)においてはV1、W1の電位もNに等しく、U1電位が他の相を下回る期間がない。このように、一時的にも各相電位の大小関係が逆転することがなく、W1とU1間またはW1とV1間の電圧が片極性となるのでACリアクトル9~11のリプルを最小限にできる。

キャリアの山または谷が不一致の場合、たとえばT1においてキャリア1が谷ではなく山になった場合、V1はN点電位となり、本来の線間電圧と逆極性の電位差がV1-W1間に発生する。これによってW1とV1間の電圧は両極性となり、ACリアクトル9~11のリプルが大きくなる。

【0012】

キャリア2の周期をキャリア1の周期の偶数倍、たとえば2倍とすると、キャリアの山または谷のどちらかが不一致となることが避けられない。キャリア1、2の周期が整数倍の関係にないときはキャリアの山谷の不一致が発生するのは言うまでもない。

この制御は、各信号波ごとにキャリアを設け、その周波数を信号波の大きさまたは位相により切り替えるか、常に2種類のキャリアと比較した上でどちらかの比較結果を選択することによって可能となる。

10

20

30

40

50

交流電圧が三相の場合、キャリア2に基づき制御する範囲を、信号波の位相が正負のピーク±60°以内、または信号波の瞬時値が振幅の0.5倍以上とすると、少なくとも1つの相がキャリア1に基づき制御されるため、波形制御性能の低下を最低限に留めることができる。

【0013】

この制御により発生する電位変動の周波数の範囲は、キャリア2の周波数以上であり、2アーム変調のステップ状の電位変動に含まれる周波数成分より十分高いものとなる。

【実施例2】

【0014】

図2に本発明の第2の実施例を示す。図2(a)は第1図と同じ変調方法であるが、図2(b)に示すように、キャリアの周波数を変えずに信号波を操作することで同じ比較結果を得ることができる。たとえばU相において、キャリアの周期を3倍にすることは

10

(1) 信号波<キャリアとなる回数が元のキャリアのピーク3回のうち1回となる。

(2) 1回あたりの信号波<キャリアとなる期間は3倍となる。

ということになるので、

(イ) キャリアの3周期の内2周期は元の信号波にかかわらず、新たな信号波をキャリア振幅またはそれ以上とする。

(ロ) キャリアの3周期の内1周期は、元の信号波とキャリア振幅との差Aを3倍した値を、キャリア振幅から差し引いた値を新たな信号波とする。

以上の操作により、キャリアの周期を変えたのと等しい結果を得ることができる。

20

【0015】

ワンチップマイコン等を制御装置に用いる場合、内蔵タイマを利用してパルス幅変調制御を行う場合が多いが、マイコンの機能の制約上、2つのキャリアを設けることが困難な場合がある。この実施例によれば、このような場合にも所望の動作が可能となる。

【実施例3】

【0016】

一般に、電力変換装置の起動時は、出力をゼロから傾斜を持って定格まで出力する、いわゆるソフトスタートを行う。実施例1及び実施例2のパルス幅変調方法を適用した状態で、ソフトスタートを行うと、低出力領域で出力歪が発生し、負荷に悪影響を及ぼす可能性がある。以下に理由を説明する。

30

3相フルブリッジ回路において、V相が第1の周波数の搬送波(キャリア1)によりパルス幅変調(PWM)し、U相とW相は第2の周波数の搬送波(キャリア2、キャリア1の3倍周期)によりパルス幅変調(PWM)する場合の各相のゲート信号を図4、図5に示す。

図4は出力制御指令が定格近傍にある場合の各相のゲート信号を示している。図中の下部に第1の搬送波のピーク-ピーク期間内に発生するスイッチング回数を示している。スイッチング回数が“2”の部分は2相が波形制御を行なっている期間であり、スイッチング回数が“1”の部分は1相のみが波形制御を行なっている期間である。図5は出力制御指令が低出力領域にある場合の各相のゲート信号を示している。図4と図5を比較すると明らかなように、低出力領域では、1相のみが波形制御を行なう期間が多くなっている。

40

通常、波形制御ゲインや変換装置の回路定数は定格出力状態において調整を行なうため、低出力領域では制御性能が低下し出力歪が増加してしまう。

特に、ソフトスタート時には出力制御指令の過渡期に前記スイッチングモードが混在する期間があるため更に出力歪を増幅する可能性がある。

【0017】

この問題を解決するための制御ブロック図を図3に示す。以下に、その動作を説明する。

出力基準 V^* と出力検出 V の偏差を減算器21で求め、後段の電圧調節器(AVR)22に入力し、出力制御信号を得る。出力制御信号はPWM回路23で、キャリア発生器31の出力である第1の搬送波(キャリア1)とキャリア発生器32の出力である第2の搬送

50

波(キャリア2、キャリア1より低い周波数)によりパルス幅変調(PWM)される。電圧調節器(AVR)22の出力制御信号は更に比較信号設定器33の出力1、比較信号設定器34の出力2と各々比較される。1および2はゲート信号を第1の搬送波によりパルス幅変調(PWM)した信号とするか、第2の搬送波によりパルス幅変調(PWM)した信号とするかを判断するための比較レベルであり、 > 1 もしくは < 2 の場合、第2の搬送波によるPWM信号を切替スイッチ29で選択する。比較信号(1、2)を適切な値に設定することにより、低出力時には全ての相が第1の搬送波(キャリア1)によりPWM信号が決定され、出力歪は抑制される。また、定格近傍においては第2の搬送波(キャリア2)によりPWM信号が決定され、変換装置のスイッチング損失を低減することが出来る。

10

【産業上の利用可能性】

【0018】

本発明は、交流-直流変換回路や直流-交流変換回路を用いる無停電電源装置、直流電源装置、交流安定化電源装置などへの適用が可能である。

【図面の簡単な説明】

【0019】

【図1】本発明の第1実施例の動作タイムチャートを示す。

【図2】本発明の第2実施例の動作タイムチャートを示す。

【図3】本発明の第3の実施例を示す制御回路図を示す。

【図4】図3の第1の動作説明図を示す。

20

【図5】図3の第2の動作説明図を示す。

【図6】制御対象となる三相直流-交流変換回路の構成例を示す。

【図7】正弦波-三角波変調の原理図を示す。

【図8】2アーム変調の原理図を示す。

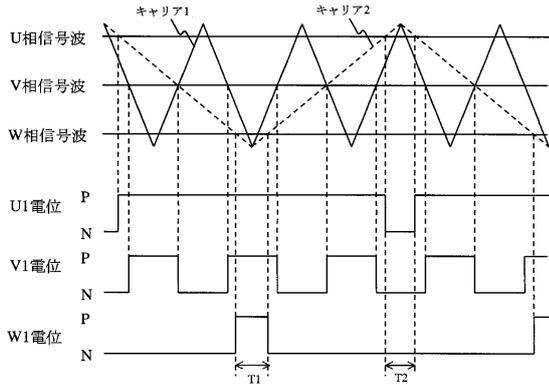
【符号の説明】

【0020】

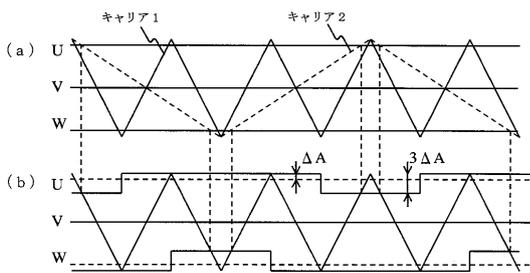
- | | |
|-------------------|-----------------|
| 1、2・・・直流電源 | 3～8・・・半導体スイッチ |
| 9～11・・・ACリアクトル | 12～14・・・コンデンサ |
| 15・・・コモンモードリアクトル | 16～18・・・接地コンデンサ |
| 19・・・対地寄生キャパシタンス | |
| 21・・・減算器 | 22・・・電圧調節器(AVR) |
| 23・・・PWM回路 | 24・・・判定回路 |
| 25、26、27、28・・・比較器 | 29・・・切替スイッチ |
| 30・・・論理積回路 | 31、32・・・キャリア発生器 |
| 33、34・・・比較信号設定器 | |

30

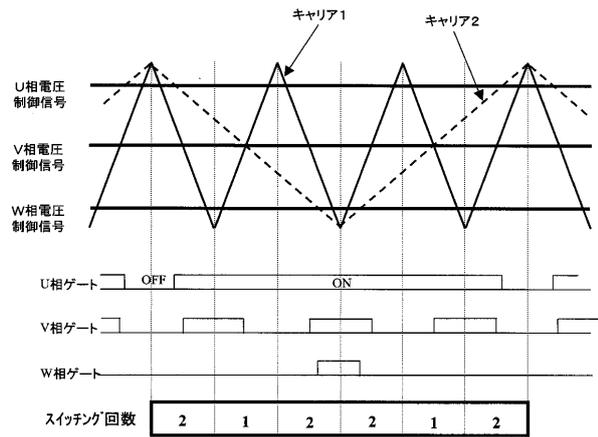
【 図 1 】



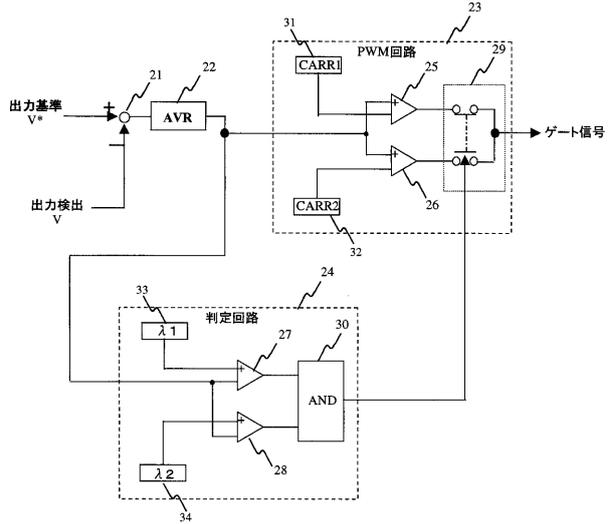
【 図 2 】



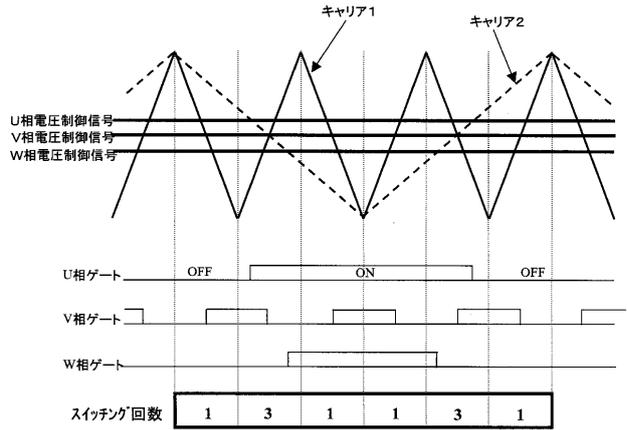
【 図 4 】



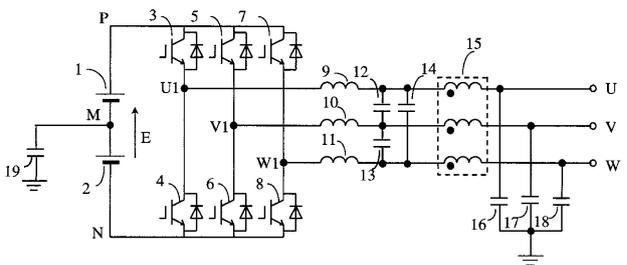
【 図 3 】



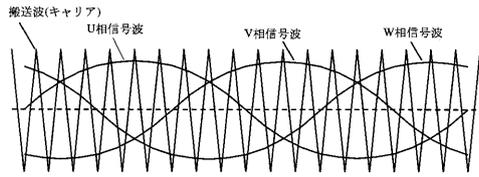
【 図 5 】



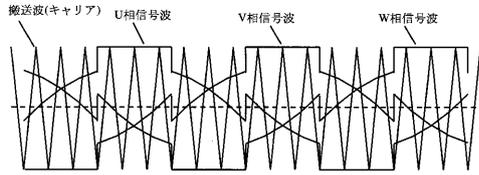
【 図 6 】



【 図 7 】



【 図 8 】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H006 AA05 CA01 CB08 CC03 DB01 DC04
5H007 AA06 CA01 CB05 CC23 DA06 DB01 DC05 EA14