

(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2017-11993

(P2017-11993A)

(43) 公開日 平成29年1月12日(2017.1.12)

(51) Int.Cl.			F I			テーマコード (参考)		
B60L	11/18	(2006.01)	B60L	11/18	E	5G503		
H02J	7/10	(2006.01)	H02J	7/10	B	5H030		
H02M	7/48	(2007.01)	H02J	7/10	H	5H125		
H01M	10/48	(2006.01)	H02M	7/48	Y	5H770		
H01M	10/44	(2006.01)	H01M	10/48	P			

審査請求 有 請求項の数 7 O L (全 16 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2016-155182 (P2016-155182)
 (22) 出願日 平成28年8月8日 (2016.8.8)
 (62) 分割の表示 特願2013-27264 (P2013-27264) の分割
 原出願日 平成25年2月15日 (2013.2.15)

(71) 出願人 509186579
 日立オートモティブシステムズ株式会社
 茨城県ひたちなか市高場2520番地
 (74) 代理人 100100310
 弁理士 井上 学
 (74) 代理人 100098660
 弁理士 戸田 裕二
 (74) 代理人 100091720
 弁理士 岩崎 重美
 (72) 発明者 山井 広之
 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内
 (72) 発明者 齋藤 隆一
 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内
 最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 充電器

(57) 【要約】

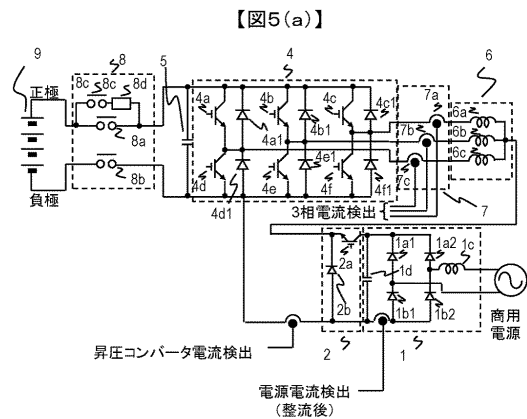
【課題】

バッテリーを充電することが必要なシステムにおいて、充電器を内蔵する場合、システムの容積や重量が増加してしまう。

【解決手段】

3相インバータ回路と、直流電流を供給するバッテリーと、降圧コンバータと、前記3相インバータ回路の出力に接続された前記交流モータと、を備え、前記降圧コンバータの入力は、整流回路を通して商用電源に接続され、前記降圧コンバータの出力の一端は、前記交流モータの巻線中性点に接続され、前記降圧コンバータの出力の他端は、前記3相インバータ回路の入力に接続され、前記3相インバータ回路を構成する第1トランジスタ及び第1ダイオードと、前記交流モータの巻線とにより昇圧コンバータを構成する。

【選択図】 図5(a)



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

バッテリーから直流電流が供給され交流モータを駆動するための 3 相インバータ回路と、
降圧コンバータと、
前記 3 相インバータ回路の出力に接続された前記交流モータと、を備え、
前記降圧コンバータの入力は、整流回路を通して商用電源に接続され、
前記降圧コンバータの出力の一端は、前記交流モータの巻線中性点に接続され、
前記降圧コンバータの出力の他端は、前記 3 相インバータ回路の入力に接続され、
前記 3 相インバータ回路を構成する第 1 トランジスタ及び第 1 ダイオードと、前記交流
モータの巻線とにより昇圧コンバータを構成することを特徴とするバッテリー充電器。 10

【請求項 2】

請求項 1 に記載のバッテリー充電器において、
前記降圧コンバータの正極出力は、前記交流モータの巻線中性点に接続され、
前記降圧コンバータの負極出力は、前記 3 相インバータ回路の負極入力と接続されるこ
とを特徴とするバッテリー充電器。

【請求項 3】

請求項 1 に記載のバッテリー充電器において、
前記降圧コンバータの負極出力は、前記交流モータの巻線中性点に接続され、
前記降圧コンバータの正極出力は、前記 3 相インバータ回路の正極入力と接続されるこ
とを特徴とするバッテリー充電器。 20

【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 のいずれかに記載のバッテリー充電器において、
前記商用電源の電圧瞬時値を検出する電源電圧検出手段と、
前記バッテリーの電圧値を検出するバッテリー電圧検出手段と、
前記電源電圧検出手段が検出した電圧値と前記バッテリー電圧検出手段が検出した電圧
値の大小を比較する比較手段と、を備え、
前記比較手段による比較の結果、
前記電源電圧検出手段が検出した電圧値が前記バッテリー電圧検出手段が検出した電圧
値よりも高い場合は、前記降圧コンバータの第 3 トランジスタをオンオフ動作し、 30
前記電源電圧検出手段が検出した電圧値が前記バッテリー電圧検出手段が検出した電圧
値よりも低い場合は、前記降圧コンバータの前記第 3 トランジスタを常時オンとすると共
に、前記 3 相インバータ回路のトランジスタをオンオフ制御し、前記交流モータの各相巻
線電流が略同じになるように制御するための切り換え手段を有することを特徴とするバッ
テリー充電器。

【請求項 5】

請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載のバッテリー充電器において、
前記商用電源の電流値を検出する電源電流検出手段を備え、
前記電源電流検出手段が検出した電流値を、前記商用電源と同じ周波数で、かつ所定振
幅の正弦波に追従するように制御する手段を有することを特徴とするバッテリー充電器。 40

【請求項 6】

請求項 5 に記載のバッテリー充電器において、
前記交流モータの各相モータ巻線に流れる電流を検出するモータ電流検出手段を備え、
前記降圧コンバータの動作時は、前記電源電流検出手段による検出値を基にコンバータ
制御を行い、
前記降圧コンバータの非動作時は、前記モータ電流検出手段による検出値を基に前記 3
相インバータ回路のトランジスタ制御を行うことを特徴とするバッテリー充電器。

【請求項 7】

請求項 1 乃至 6 のいずれかに記載のバッテリー充電器において、
前記 3 相インバータ回路の各相トランジスタのスイッチングタイミングに P W M 周期の 50

略 1 / 3 の位相差を設定することを特徴とするバッテリー充電器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は充電器の構成に関する。

【背景技術】

【0002】

バッテリーなどの直流電源を変換して、交流電源を得るシステムが種々、商品化されている。また、地球環境保護の観点から、最近になってプラグインハイブリッド車や電気自動車の実用化が進んでいる。

10

【0003】

これらは一定距離を、外部電源で予め充電したバッテリー電源を入力とした電動モータにより走行するもので、温室効果ガス(CO₂)の低減効果が高い特徴がある。

【0004】

電動モータにはもっぱら、効率面で優れる3相同期モータや3相誘導モータが採用され、それを駆動するための交流電源を得る手段として、3相インバータ回路が同じく採用される。

【0005】

また、こうした車両では空調機(エアコン)のコンプレッサーも従来のエンジン駆動に変えて、バッテリー駆動が必要となるためインバータ回路と電動モータが、その駆動源として採用される。

20

【0006】

バッテリー電源は外部に設置された急速充電回路により、充電が可能であるが、利便性のため、車両に専用の充電器を搭載し、必要に応じて、これを商用電源に接続することでバッテリー充電が行えるようになっている。

【0007】

こうした車載充電器は、例えば、図8(a)に示す特許文献1に記載の回路構成がある。これは商用電源を整流するダイオードブリッジ回路、前記整流回路の出力電圧を昇圧するとともに、その入力電流の導通幅を広げ、力率を高める昇圧コンバータ回路、そして、所定の充電電圧に調整する降圧コンバータ回路で構成される。この構成は、昇圧コンバータの制御により、電源電流を低歪に制御でき、降圧コンバータによりバッテリー電圧に応じた所定の充電電圧に制御できる特徴がある。

30

【0008】

また、充電動作を行う際に、前記インバータ回路を構成するトランジスタとダイオードの回路構成をコンタクタにより、特許文献1記載の回路構成に切り換える構成が特許文献2に記載されている。これには、充電器用に新たにトランジスタ並びにダイオードを追加する必要がないという特徴がある。

【0009】

特許文献3記載の構成は、前記インバータ回路の出力に、商用電源に接続した整流回路出力の正極ラインを、導通、遮断するトランジスタを介して、接続するとともに、インバータ回路と整流回路出力の負極ライン同士を接続している。インバータ回路を構成する所定のトランジスタと共に、整流回路出力の正極ラインに設けた前記トランジスタをオンオフ制御することで、前記インバータに接続された誘導モータのコイル電流を制御することで、バッテリーの充電を実現している。この構成によれば、コンタクタを追加することなく、整流回路の他にトランジスタを1つ追加することで充電回路を構成することができる特徴がある。

40

【先行技術文献】

【特許文献】

【0010】

【特許文献1】特開2011-250598号広報

50

【特許文献2】特開2012-90458号広報

【特許文献3】特開平7-87616号広報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

しかし、特許文献1では充電器用に新たに追加する部品が多くあり、これに対して、特許文献2の発明によれば、特許文献1の構成をそのまま追加する場合に比べ、トランジスタとダイオードの追加を解消できているが、複数のコンタクタの追加が必要である。

【0012】

また、特許文献3記載の構成は、誘導モータに回転力を発生させないために、該コイル電流は直流に制御する必要がある。すなわち、整流器の出力電流を自由に制御することができない不都合がある。加えて、誘導モータに代えて、同期モータなどの磁石モータが前記インバータに接続されたシステムに適用する場合、コイル電流を直流に制御しても、回転子位置に応じた回転力が発生する不都合も生じる。

【0013】

更に、整流回路出力の正極ラインに設けた前記トランジスタは、充電動作時には常時オンオフ制御をしているため、スイッチング損失が増加し、効率が低下する課題もある。

【課題を解決するための手段】

【0014】

上記課題を解決するために、

交流モータを駆動するための3相インバータ回路と、該回路に直流電源を供給するバッテリーを有するシステムにおいて、充電用の回路として、降圧コンバータの後段に、昇圧コンバータを接続した構成の昇降圧コンバータ回路を採用した。

【0015】

そして、インバータの何れか1相の出力とインバータの入力に、昇降圧コンバータ回路の出力をそれぞれ接続し、前記昇降圧コンバータ回路は降圧コンバータの後段に、昇圧コンバータを接続した。この構成により、昇圧コンバータの平滑コンデンサをインバータ回路に予め備わったコンデンサと共有でき、充電器用の追加部品を少なくできる。更に、モータ巻線へ電流を流すことなく、充電制御ができる。

【0016】

また、充電用の回路として、降圧コンバータの後段に、昇圧コンバータを接続した構成の昇降圧コンバータ回路を採用すれば、インバータに接続されたモータの巻線中性点とインバータの入力に、降圧コンバータ回路の出力をそれぞれ接続し、インバータ回路のトランジスタ、平滑コンデンサ、インバータに接続されたモータ巻線を利用し、昇圧コンバータ動作させることで、充電器を実現でき、追加部品を減らすことができる。

【0017】

そして、各相モータ巻線電流の平均電流を同一に制御することで、モータに回転力を発生させることなく、充電制御が可能となる。

【発明の効果】

【0018】

本発明により、インバータ回路を有するシステムに対して、充電器を構成する場合、半導体素子やコンタクタなどの追加部品を少なくできる。

【図面の簡単な説明】

【0019】

【図1(a)】本発明の充電器を構成する昇降圧コンバータ回路図である。

【図1(b)】本発明の充電器を構成する昇降圧コンバータ回路図である。

【図2(a)】インバータ回路と昇降圧コンバータ回路を接続した本発明の充電器構成を示す回路図である。

【図2(b)】インバータ回路と昇降圧コンバータ回路を接続した本発明の充電器構成を示す回路図である。

10

20

30

40

50

【図 2 (c)】インバータ回路と昇降圧コンバータ回路を接続した本発明の充電器構成を示す回路図である。

【図 3 (a)】本発明の制御に必要な、電源電圧、電源電流、バッテリー電圧波形と充電器動作中の昇降圧動作の切替りを示す模式図である。

【図 3 (b)】本発明の制御に必要な、電源電圧、電源電流、バッテリー電圧波形と充電器動作中の昇降圧動作の切替りを示す模式図である。

【図 4】本発明の充電器を制御するための構成例を示す図である。

【図 5 (a)】インバータ回路と昇降圧コンバータ回路を接続した本発明の充電器構成を示す回路図である。

【図 5 (b)】3 相のモータ巻線に大きさと方向が同じ電流を通電した際に、モータ固定子と回転子の間のギャップに生じる磁束鎖工数ベクトルを示す図である。

【図 5 (c)】インバータ回路と昇降圧コンバータ回路を接続した本発明の充電器構成を示す回路図である。

【図 6】本発明の充電器を制御するための構成例を示す図である。

【図 7 (a)】本発明の充電器を制御するためのクロック信号並びに、それに基づき 3 相トランジスタの各相スイッチングタイミングに $T/3$ の位相差を持たせた場合に、モータ中性点に流れる電流を模式的に示した図である。

【図 7 (b)】各相スイッチングタイミングを所定の位相差に設定するための回路例を示した図である。

【図 8 (a)】従来の充電器を構成する昇降圧コンバータ回路図である。

【図 8 (b)】インバータ回路と昇降圧コンバータ回路を接続した従来の充電器構成を示す回路図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 2 0 】

以下、この発明の充電器の動作及び、効果について、実施例を基に図面を用いながら詳細に説明する。

【実施例 1】

【 0 0 2 1 】

本発明の充電回路構成を図 1 (a) に示す。電源に接続されたダイオード全波整流回路 1、そして、その整流出力電圧をオンオフ制御して、電圧を調整するためのトランジスタ 2 a のコレクタが前記ダイオード全波整流回路 1 を構成するダイオード 1 a 1、1 a 2 のカソードに接続される、一方、該トランジスタ 2 a のエミッタはインダクタ 2 c に接続される。インダクタ 2 c の他方の接続端はコンデンサ 2 d に接続される。インダクタ 2 c、コンデンサ 2 d はトランジスタ 2 a のオンオフに伴うリップル電圧を平滑化するためのフィルタである。前記ダイオード全波整流回路 1 を構成するダイオード 1 b 1、1 b 2 のアノードは負極ラインに接続され、整流回路 1 とは別のダイオード 2 b のアノードをこの負極ラインに、そのカソードを前記トランジスタ 2 a のエミッタにそれぞれ接続する。これは、前記トランジスタ 2 a がオフした際に、インダクタ 2 c の電流を還流させることで、サージ電圧の発生を防止し、トランジスタ 2 a の保護する役割を果たす。これら 2 a から 2 d により降圧コンバータ 2 を構成している。

【 0 0 2 2 】

前記ダイオード全波整流回路 1 は、それを構成するダイオード 1 a 1、1 a 2 のカソードとダイオード 1 b 1、1 b 2 のアノードに接続するコンデンサ 1 d、また、ダイオード 1 a 1 のアノードとダイオード 1 b 1 のカソードの接続点を商用電源に接続すると共に、ダイオード 1 a 2 のアノードとダイオード 1 b 2 のカソードの接続点にインダクタ 1 c の一端を接続し、他端は商用電源の残った接続点に接続するインダクタ 1 c を含んでいる。

【 0 0 2 3 】

これらインダクタ 1 c、コンデンサ 1 d はコンバータの夫々のトランジスタをスイッチングする際に生じる電流リップルを吸収するフィルタである。なお、商用電源にある系統インピーダンス ($100 \mu\text{H}$ 程度のインダクタ) を利用して、インダクタ 1 c を別途追加す

10

20

30

40

50

ることなく、前記フィルタ効果を得ても良い。

【0024】

降圧コンバータ2を構成するインダクタ2cとコンデンサ2dの接続点はインダクタ3cに接続し、インダクタ3cの他端の接続点はトランジスタ3aのコレクタに接続する。トランジスタ3aのエミッタは負極ラインに接続し、トランジスタ3aのオンオフ制御により、インダクタ3cの電流を調整する。トランジスタ3aのコレクタとインダクタ3cの接続点はダイオード3bを通して、コンデンサ3dに接続される。コンデンサ3dの他方の接続端は負極ラインに接続する。ダイオード3bはカソードをコンデンサ3dに、そのアノードをトランジスタ3aのコレクタに接続し、インダクタ3cの電流をトランジスタ3aがオフ期間に、コンデンサ3dに流し、トランジスタ3aがオンの期間に、コンデンサ3d両端が短絡状態になることを防止する役割を果たす。コンデンサ3dによりトランジスタ3aのオンオフに伴うリップルを平滑化して、所定の出力電圧を得ることができる。これら3aから3dにより昇圧コンバータ3を構成している。

10

【0025】

ここで、図1(a)において、降圧コンバータ2に設けたフィルタ回路を構成するインダクタ2cとコンデンサ2dは、昇圧コンバータ3の構成にあるインダクタ3cとコンデンサ3dにより、同様の効果を果たすことができるので、図1(b)のように回路構成を簡単化できる。また、図示は省略するが、トランジスタ2a、インダクタ3c、ダイオード3bは負極ラインに直列に挿入することもできる。例えば、ダイオード3bはトランジスタ3aのエミッタにそのカソードを、コンデンサにそのアノードを接続しても良い。インダクタ3cはトランジスタ3aのエミッタとダイオード2bのアノードの間に挿入しても良い。

20

【0026】

図1(b)に更に、負極ラインに新たに別のダイオード、インダクタ、トランジスタすべてもしくは、いずれかを追加することもできる。

【0027】

さて、図1(b)の構成の充電回路の負極ラインをインバータ回路の負極ラインと、前記充電回路のダイオード3bのカソードを例えば、インバータ回路のU相出力端子に接続する。そして、図1(b)のコンデンサ3dはインバータ回路に接続されたコンデンサ5により、同様の平滑化効果が期待できる。つまり、昇圧コンバータ3のコンデンサ3dが担っていた充放電動作が、インバータ回路に接続されたコンデンサ5により行われる。したがってコンデンサ3dの省略が可能のため、図2(a)のように部品数を低減(コンデンサ1つ削減)できる。

30

【0028】

ここで、充電回路を接続するインバータ回路4並びに、その周辺部品について、その構成を説明する。インバータ回路4は4aから4fの6つのトランジスタと、各トランジスタのコレクタにカソードが、エミッタにアノードがそれぞれ接続される6つのダイオード4a1から4f1で構成される。トランジスタ4aのエミッタとトランジスタ4dのコレクタは接続され、この接続点がU相出力となる。そして、トランジスタ4aのコレクタには正の直流電圧をトランジスタ4dのエミッタには負の直流電圧を印加することで、トランジスタ4aと4dを排他的にオンオフ制御することで、U相出力電圧を正、もしくは、負に制御することができる。

40

【0029】

そして、トランジスタ4bと4eのペアによりV相出力、トランジスタ4cと4fのペアによりW相出力をそれぞれ得ている。U、V、W相の出力は3相モータに接続する。また、各相の電流を制御するために、インバータ回路4の出力と3相モータ6を接続する線に流れる電流を検出するセンサ7a、7b、7cを設ける。

【0030】

インバータ回路4の各トランジスタのオンオフに伴うリップルを平滑化するためのコンデンサ5の一端がトランジスタ4a、4b、4cのコレクタに、他端がトランジスタ4d、

50

4 e、4 f のエミッタに接続する。

【0031】

インバータ回路4に直流電圧を供給するバッテリー9はコンタクタ8を介して、前記コンデンサ5の両端に接続する。

【0032】

コンタクタ8 aはバッテリーの正電圧側とコンデンサの1端の間に、コンタクタ8 bはバッテリーの負電圧側とコンデンサの他端の間に、それぞれ直列に接続する。

【0033】

コンタクタ8 aの両端には、コンタクタ8 cと抵抗8 dの直列回路を並列に接続する。

【0034】

コンタクタ8 a、8 bにより、どちらか一方が故障した場合にも、確実にバッテリーとの接続を遮断するための2重系を構成している。コンタクタ8 cと抵抗8 dはコンタクタ8 aをオン状態にする前に操作し、抵抗8 dにより、緩やかに、コンデンサ5を充電し、大きなラッシュ電流の発生を防止する。

【0035】

図8(a)の従来の充電回路を、バッテリー9、コンタクタ8、コンデンサ5、インバータ回路4、3相モータ6で構成されたシステムに接続した従来システムを図8(b)に示す。なお、図8(a)の降圧コンバータのコンデンサはインバータ回路4に接続したコンデンサ5で共有化した。しかし、昇圧コンバータの平滑コンデンサは残ったままであり、図2(a)と対比して、部品数が多い。

【実施例2】

【0036】

次に、図2(b)を用い更に好ましい本発明の実施形態を説明する。

【0037】

図2(b)は図2(a)のトランジスタ3 aの役目をインバータ回路4のトランジスタ4 dに、ダイオード3 bの役目をインバータ回路4のダイオード4 a 1にそれぞれ持たせることで、トランジスタ3 aとダイオード3 bを省略し、更なる部品数低減が実現できる。

【0038】

図8(a)に示す従来の充電回路に本発明で開示した接続方法を適用しても、こうした半導体スイッチの削減は実施できない。具体的には、充電回路の降圧コンバータを構成するインダクタを直列になるように接続する必要があるため、インダクタの後段にあるトランジスタやダイオードを、インバータ回路4のものと共有化することが構成上できない。

【0039】

一方、図1(a)または、(b)に示す本発明で採用した充電回路の出力部は、直列にはダイオード3 bが入るのみであり、これはインバータ回路4のダイオードと直列に接続される。従って、ダイオード3 bを省略することが可能となる。また、ダイオード3 bを省略すればトランジスタ3 aはインバータ回路4のトランジスタとコレクタ、エミッタをそれぞれ並列接続になる、従って、トランジスタ3 aが省略可能となる。

【0040】

なお、図2(b)の構成に変えて、図2(c)の構成を採用することもできる。

【0041】

この場合、図2(b)ではトランジスタ4 dをスイッチング制御したが、図2(c)ではトランジスタ4 aをスイッチング制御することで図2(a)のトランジスタ3 aの役目を果たすことができる。

【0042】

また、本実施例では、インバータ3相出力の内、U相に充電回路の1端を接続する構成を例示したが、これに代えてV相、W相のいずれか1つを採用することができる。

【0043】

この場合、スイッチング制御するトランジスタは充電回路の1端を接続したアームのも

10

20

30

40

50

のとする。

【0044】

配線や端子の構造的配置に応じて、上記のように接続点を、選択することで、機器の小型化を図る効果を得ることができる。

【実施例3】

【0045】

図2(b)の構成を制御する好ましい方法を図3並びに、図4を用いて、説明する。

【0046】

図3(a)は整流回路1により全波整流された電源電圧と充電対象のバッテリー電圧を示している。

【0047】

日本では商用電源電圧実効値は、単相は100Vもしくは、200Vである。仮に、プラグインハイブリッド自動車のバッテリー充電を例に考え、単相200V(波高値282V)から受電して、240Vまで放電したバッテリーを充電する場合の例が図3(a)である。

【0048】

図を参照すると、バッテリー電圧が電源電圧より、高い期間と低い期間があることがわかる。従来の充電回路では、バッテリー電圧に関わらず、一旦、昇圧コンバータを制御し、商用電源の波高値より高い直流電圧を、平滑コンデンサ両端に得て、これを降圧コンバータにより、バッテリー電圧に適した電圧に下げることによって充電を行えた。

【0049】

しかし、本発明は起点となる図1(a)の構成を参照してわかるように、商用電源電圧は降圧コンバータに入力されるため、電源電圧の波高値より低い電圧しか得ることができない。

【0050】

これを降圧コンバータの出力に接続された昇圧コンバータにて、バッテリー電圧に適した電圧に上げることで充電は可能ではあるが、次の2つの問題点がある。

【0051】

まず、降圧コンバータの入力電源電圧が、その出力電圧より低い領域では電流が電源から流れない。従って、電源から流れる電流の波形歪を抑える目的で、通流幅を広くするためには、出力電圧を入力電圧に比べ、十分下げる必要がある。そして、こうした事情により、通電幅を100%に広げることが原理的にはできない。これが、第1の不都合である。

【0052】

降圧コンバータの電圧を昇圧コンバータ制御して、所定の充電電圧を得ることは可能であるが、バッテリーを短時間で充電したい場合には、可能な限り高い電力をバッテリーに供給することが好ましい。例えば、商用電源の容量を5kWで電力契約している場合、他の負荷を使わない場合は5kWで充電を行うケースで考えてみよう。

【0053】

通流幅を広げるために、降圧コンバータの出力直流電圧を100Vと制御した、この際の通流幅は77%程度になる。そして、5kWで充電を行う場合には、50A(=5[kW]/100[V])の充電電流になるように昇圧コンバータを制御する必要がある。従来の充電器で、例えば、昇圧コンバータを300V出力になるように制御すれば、それを受けて充電するための降圧コンバータは17A(=5[kW]/300[V])に制御すればよい。ここで例示した電流は、コンバータを構成するためのインダクタを流れるため、本発明の充電回路では、より大電流に対応した大型のインダクタが必要になる。加えて、インダクタやトランジスタに流れる電流による損失が従来の充電回路より大きくなる。これが、第2の不都合である。

【0054】

そこで、本発明の充電回路として、図1(b)の構成を採用する。この構成は、前述の

10

20

30

40

50

通り、降圧コンバータを構成するためのインダクタ 2 c、コンデンサ 2 b を省略し、昇圧コンバータを構成するためのインダクタ 3 c、コンデンサ 3 b と共有化している。この結果、降圧コンバータと昇圧コンバータを選択的に動作させることができる。この特徴を使い、次のように、制御を実施する。

【 0 0 5 5 】

電源電圧並びに、バッテリー電圧を検出し、それぞれの検出値を比較し、電源電圧がバッテリー電圧より低い期間では、図 1 (b) のトランジスタ 3 a をオンオフして、昇圧コンバータ動作させ、電源から電流を流す。この際、トランジスタ 2 a は常時オンにすればよい。一方、電源電圧がバッテリー電圧より高い期間では、トランジスタ 2 a をオンオフ制御して、降圧コンバータ動作をさせ、電源から流れる電流を調整する。なお、この期間、トランジスタ 3 a は常時オフする。

10

【 0 0 5 6 】

この方式を採用することで、電源電流は原理的に 1 0 0 % の通流幅に制御が可能で、整流回路 1 に設けたリップル電流吸収用コンデンサ 1 d に流れる電流を無視できると仮定した場合には、インダクタ 3 c に流れる電流実効値は、電源電流実効値と同じとなる。うすなわち、先の例では、インダクタに流れる電流は、 $2.5 \text{ A} (= 5 [\text{kW}] / 200 [\text{V}])$ となる。

【 0 0 5 7 】

ところで、先の説明で、従来充電回路の降圧コンバータのインダクタに流れる電流は 1.7 A と説明したが、その前の昇圧コンバータのインダクタに流れる電流は $2.5 \text{ A} (= 5 [\text{kW}] / 200 [\text{V}])$ となる。本発明の充電器は充電のための電流が流れるインダクタの数が従来に比べ、少なく、延いては損失が小さい。

20

【 実施例 4 】

【 0 0 5 8 】

次に、本発明の充電回路の電流制御法について、図 2 (b)、図 3 (b) 並びに図 4 を用いて説明する。前述の通り、図 1 (b) のトランジスタ 3 a、ダイオード 3 b はそれぞれ、図 2 (b) のトランジスタ 4 d、ダイオード 4 a と読み替えればよい。すなわち、図 2 (b) において昇圧コンバータ 3 のトランジスタはトランジスタ 4 d、降圧コンバータ 2 のトランジスタはトランジスタ 2 a である。

【 0 0 5 9 】

図 3 (b) は好ましい整流後の電源電流を電源電圧と合わせて、示している。図示のように制御すれば、整流前の電源電流は電源電圧と同相の正弦波状に制御することができる。これにより、例えば、欧州の電源高調波規制 I E C 6 1 0 0 0 をクリアすることが可能となり。更には、略 1 0 0 % の力率運転ができるため、入力電流を極小化でき、延いては、省電力化を達成できる。

30

【 0 0 6 0 】

図 4 は図 2 (b) の回路を制御するための構成を例示している。バッテリー電圧検出値と整流後の電源電圧検出値を減算器 4 1 に入力し、その結果 (差分) をヒステリシスコンパレータ 4 2 に入力している。コンパレータ 4 2 は電源電圧検出値がバッテリー電圧より小さい場合にロジックレベル “ 1 ” を出力する。そうでない場合には、ロジックレベル “ 0 ” を出力する。これは、トランジスタのゲートへ向かう信号を出力する OR ゲート 4 7 と AND ゲート 4 8 に入力される。従って、OR ゲート出力はロジックレベルが “ 1 ” の間は、残りの入力レベルに関わらず、ロジックレベル “ 1 ” を出力し続ける。故に、電源電圧検出値がバッテリー電圧より小さい場合には、OR ゲート出力も接続先である降圧コンバータのトランジスタ 2 a をオンする。また、この期間は、AND ゲート 4 8 の出力は、他のロジック信号に応答して、出力が変化する。

40

【 0 0 6 1 】

図 3 (b) に示す整流後の電源電流指令値と図 2 (b) に示す線路部に設けたセンサより得られる昇圧コンバータ電流検出値が減算器 4 4 に入力され、その結果 (差分) が、ヒステリシスコンパレータ 4 6 へと与えられる。コンパレータ 4 6 は指令値が検出値を上回

50

るとロジック出力“1”を、そうでない場合には“0”を出力する。ANDゲート48には、この出力が入力され、電源電圧検出値がバッテリー電圧より小さい場合には、コンパレータ46の出力に应答して、昇圧コンバータトランジスタ4dがオンオフ制御される。

【0062】

また、図3(b)に示す整流後の電源電流指令値と図2(b)に示す線路部に設けたセンサより得られる電源電流検出(整流後)値が減算器43に入力され、その結果(差分)が、ヒステリシスコンパレータ45へと与えられる。コンパレータ45は指令値が検出値を上回るとロジック出力“1”を、そうでない場合には“0”を出力する。ORゲート47には、この出力が入力され、電源電圧検出値がバッテリー電圧より大きい場合には、コンパレータ45の出力に应答して、降圧コンバータトランジスタ2aがオンオフ制御される。

10

【0063】

以上から、図4の構成を採用すれば、電源電圧とバッテリー電圧の大小に応じて、昇圧または、降圧コンバータのトランジスタを選択的にオンオフ制御し、所定の電流に制御できることがわかる。

【0064】

ここで、コンパレータに設定するヒステリシス幅内は、出力が変化しない不感帯である。よって、該コンパレータでトランジスタをオンオフ制御すると、制御された電流は指令値を中心に、ヒステリシス幅に相当する電流リップルを有する。すなわち、コンパレータ45、46のヒステリシス幅を調整し、リップルを適正值に設定することができる。

20

【0065】

一方、コンパレータ42のヒステリシス幅は降圧、昇圧制御モード切替え時のチャタリングを防止する様にその大きさを決定すればよい。

【0066】

なお、電流検出用のセンサを2箇所を設定しているのは、昇圧、降圧コンバータモードに応じ、検出箇所を使い分けることで、整流回路1に設けたリップル電流除去用コンデンサ1dに流れる電流の影響を排除できる。波形歪を抑える必要がない場合には、どちらか一方のセンサ信号で制御を行ってもよい。

【0067】

さて、充電回路として動作させる場合の、インバータ回路4のトランジスタ4b、4c、4e、4fは常時オフに制御する。トランジスタ4aは常時オフでも構わないが、MOSFETなどをトランジスタに採用する場合には、トランジスタ4dと排他的にオンオフ制御することで、効率改善を期待できるので、そうした場合には、適宜オンオフ制御を行うようにしてもよい。

30

【0068】

この様に制御すれば、インバータ回路4のV相、W相の出力は開放状態(トランジスタとそれに並列接続されたダイオード共にオフの状態)を維持できるため、インバータ回路4の出力に接続されたモータ巻線に電流が流れることがない。

【0069】

逆に、インバータ動作させる場合には、充電回路のトランジスタ2aを常時オフにする。インバータ回路4のダイオード4d1とインダクタ3cとダイオード2bの直列回路が並列に接続されているが、トランジスタ4a、4dのオンオフに伴いダイオードを流れる急峻に変化する還流電流はインダクタ3cがあるためブロックされて、ダイオード2bに流れることなく、ダイオード4d1に全て流れる。従って、コンタクタなどで充電回路を遮断するような付加回路が本発明では不要である。

40

【実施例5】

【0070】

ここでは、本発明の変形例を図5、図6を用いて説明する。図2(b)と図6(a)の構成を対比して分かるように、充電回路の出力のインダクタ3cを、モータ巻線の中性点に接続した。そして、モータ巻線は、インダクタンスを有するのでインダクタ3c(点線

50

で図示)を省略したものである。

【0071】

そして、昇圧コンバータ動作時には、トランジスタ4d、4e、4fを各相電流が略同じになるように制御を行う。これにより、巻線電流によりモータ内に発生する各相鎖交磁束数 i_u 、 i_v 、 i_w は 120° 位相差でその大きさは同じベクトルとなる。このベクトル和はゼロである故に、充電時にモータ巻線を使うがモータ回転力が発生しない。

【0072】

降圧コンバータ動作時も3相巻線インピーダンスが同じであれば、同一電流に分流する。また、実際にはインピーダンスに差があるが、数%程度であれため、それによる磁束レベルはきわめて、小さく、モータ回転を召致する力にはならない。

10

【0073】

図6は図4の回路を拡張して、図5(a)の充電器を動作させるための回路例を示している。V相のトランジスタを制御するための減算器61、コンパレータ63、ANDゲート65が追加している。減算器には、整流後の電源電流指令値とV相電流検出値が入力され、その結果に应答して、ロジック信号を出力するコンパレータ63の出力が、バッテリーと電源電圧に应答して、モードを切り換えるためのロジック信号と共にANDゲート65に入力する。そして、このANDゲート65はV相トランジスタのゲートに向けて信号を出力している。

【0074】

W相についても、そのトランジスタを制御するための減算器62、コンパレータ64、ANDゲート66を追加している。

20

【0075】

U相については、電流検出値をU相電流検出に代えており、そのほかは図4と同じ構成である。

【0076】

なお、図5(a)の回路の他には図5(c)のように充電器をモータ中性点に接続することができる。

【実施例6】

【0077】

図7は図5(a)の制御を行うにあたって、電源電流のリプルを同じスイッチング周波数で小さくする例を示している。

30

【0078】

図6のANDゲート48、65、66の出力を各々NOTゲート74、75、76を通し、SRフリップフロップ71、72、73のリセット入力Rに与え、図示を省略したクロック源から得られるPWM周期Tに対して、 $T/3$ 位相のずれたクロック波形を図7(b)のように得て、前記SRフリップフロップ71、72、73のセット入力Sに与える。これにより、クロックの入力毎に、前記フリップフロップはセットされ、その出力はロジックレベル“1”となり、コンパレータ48、65、66の出力が“0”となった時点で、対応する前記フリップフロップはリセットされ、その出力はロジックレベル“0”となる。

40

【0079】

この結果、各相の電流は図7(a)の様にクロック入力のタイミングでトランジスタがオンし、電流が増加する。そして、電流が指令値に到達(コンパレータのヒステリシス幅は0にセットした例を示している)した時点で、トランジスタはオフして、電流は減衰する。

【0080】

この3相波形は、中性点で合成され、図示のようにそのリプル周波数は $3/T$ となり、そのリプル幅が小さくできる。

【0081】

実施例を示して本発明の動作や効果を示した、制御に関しては、コンパレータやロジッ

50

ク回路を用いたものを例示したが、マイクロコンピュータを使ったソフトウェアベースのデジタル制御を採用することも可能である。従来公知の電流制御方式が種々あり、実施例で示した指令と検出電流の大小を比較する瞬時値制御以外の方式を採用できることは言うまでもない。

【 0 0 8 2 】

また、本発明の充電器は、車載用のほかに、3相モータとインバータを駆動源に採用した充電式掃除機などの家庭用機器にも採用することができる。

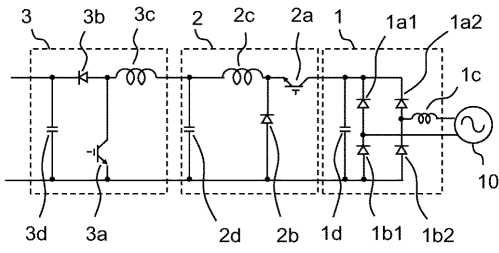
【 符号の説明 】

【 0 0 8 3 】

- | | | |
|---|--------------|----|
| 1 | フィルタを含む整流回路 | 10 |
| 2 | 降圧コンバータ回路 | |
| 3 | 昇圧コンバータ回路 | |
| 4 | インバータ回路 | |
| 5 | 平滑コンデンサ | |
| 6 | 3相モータ | |
| 7 | 3相電流センサ | |
| 8 | コンタクタユニット | |
| 9 | バッテリー | |
| 1 a 1、1 a 2、1 b 1、1 b 2、2 b、3 b、4 a 1、4 b 1、4 c 1、4 d 1、4 e 1、4 f 1 | ダイオード | 20 |
| 2 a、3 a、4 a、4 b、4 c、4 d、4 e、4 f | トランジスタ | |
| 1 c、2 c、3 c | インダクタ | |
| 1 d、2 d、3 d | コンデンサ | |
| 6 a、6 b、6 c | 各相モータ巻線 | |
| 7 a、7 b、7 c | 各相電流センサ | |
| 8 a、8 b、8 c | コンタクタ | |
| 8 d | 突入電流防止用抵抗器 | |
| 4 1、4 3、4 4、6 1、6 2 | 減算器 | |
| 4 2、4 5、4 6、6 3、6 4 | ヒステリシスコンパレータ | |
| 4 7 | ORゲート | 30 |
| 4 8、6 5、6 6 | ANDゲート | |
| 7 1、7 2、7 3 | SRフリップフロップ | |
| 7 4、7 5、7 6 | NOTゲート | |

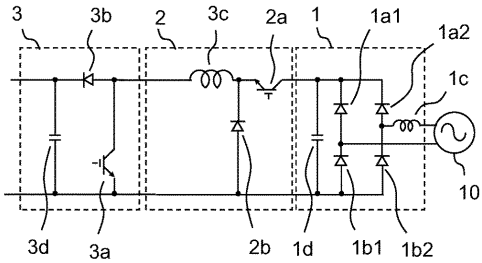
【図1(a)】

【図1(a)】



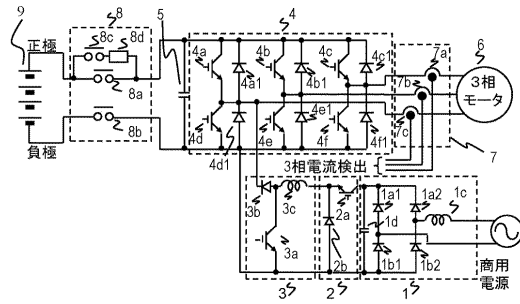
【図1(b)】

【図1(b)】



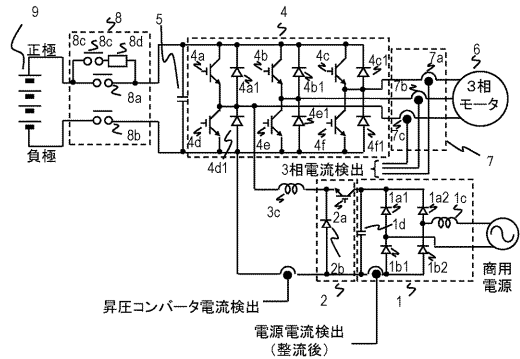
【図2(a)】

【図2(a)】



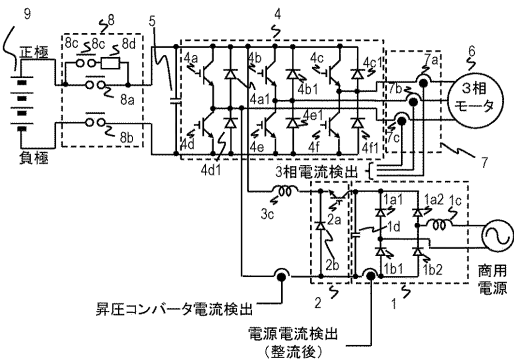
【図2(b)】

【図2(b)】



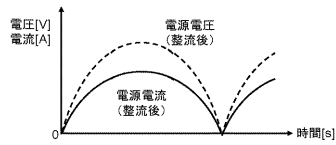
【図2(c)】

【図2(c)】



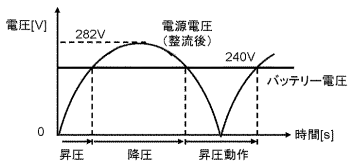
【図3(b)】

【図3(b)】



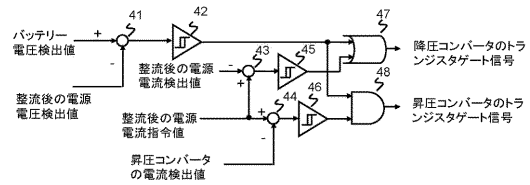
【図3(a)】

【図3(a)】

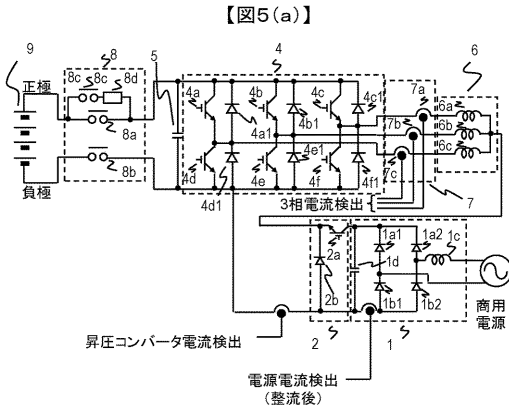


【図4】

【図4】

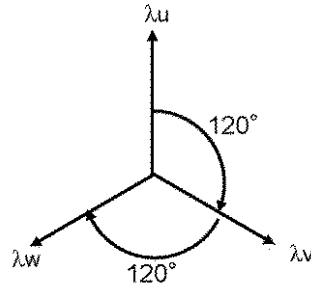


【図5(a)】

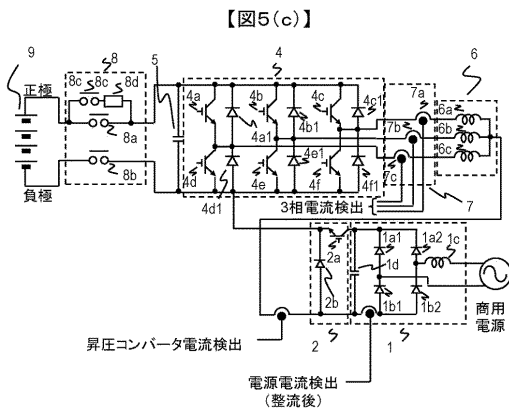


【図5(b)】

【図5(b)】

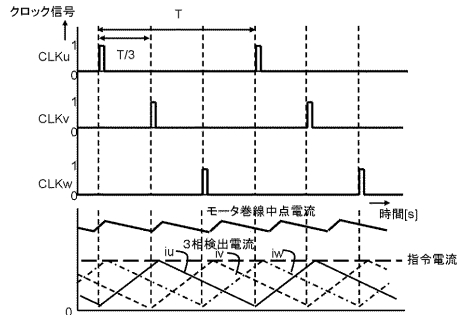


【図5(c)】



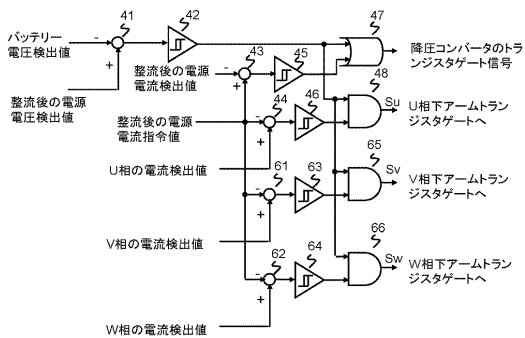
【図7(a)】

【図7(a)】



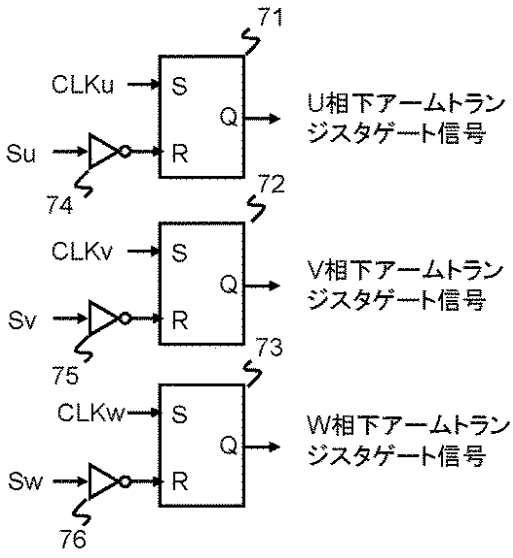
【図6】

【図6】



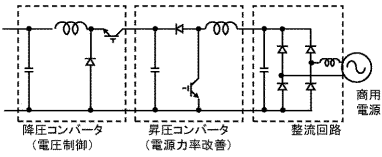
【図7(b)】

【図7(b)】



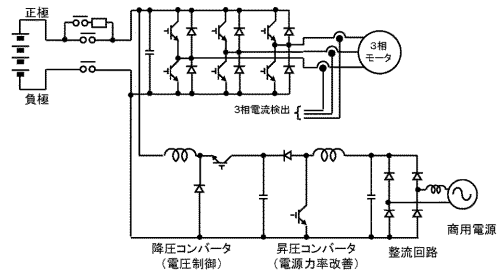
【図8(a)】

【図8(a)】



【図8(b)】

【図8(b)】



 フロントページの続き

(51)Int.Cl.				F I				テーマコード(参考)
H 0 2 J	7/00	(2006.01)		H 0 1 M	10/44			Q
				H 0 2 J	7/10			P
				H 0 2 J	7/00			P

Fターム(参考)	5G503	AA01	BA01	BB01	CA01	CA11	DA16	FA06	GB03	GB06
	5H030	AS08	BB01	BB10	FF43	FF44				
	5H125	AA01	AC12	AC22	BB02	BB05	BC21	DD02	EE02	EE23
			FF16							
	5H770	AA05	AA09	BA02	CA01	CA02	CA06	CA10	DA03	DA41
		FA04	GA13	GA14	GA17	HA02W	HA02Y	HA03W	JA17W	KA01W