

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5480296号
(P5480296)

(45) 発行日 平成26年4月23日(2014. 4. 23)

(24) 登録日 平成26年2月21日(2014. 2. 21)

(51) Int.Cl.

F I

HO 2 M 7/219 (2006. 01)
 HO 2 M 3/335 (2006. 01)
 HO 2 M 3/28 (2006. 01)
 HO 2 J 7/00 (2006. 01)

HO 2 M 7/219
 HO 2 M 3/335 E
 HO 2 M 3/28 U
 HO 2 J 7/00 A

請求項の数 15 (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2011-547035 (P2011-547035)
 (86) (22) 出願日 平成22年1月26日(2010. 1. 26)
 (65) 公表番号 特表2012-516670 (P2012-516670A)
 (43) 公表日 平成24年7月19日(2012. 7. 19)
 (86) 国際出願番号 PCT/IB2010/050333
 (87) 国際公開番号 W02010/086788
 (87) 国際公開日 平成22年8月5日(2010. 8. 5)
 審査請求日 平成24年12月7日(2012. 12. 7)
 (31) 優先権主張番号 00136/09
 (32) 優先日 平成21年1月29日(2009. 1. 29)
 (33) 優先権主張国 スイス(CH)
 (31) 優先権主張番号 61/148, 377
 (32) 優先日 平成21年1月29日(2009. 1. 29)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(73) 特許権者 510051303
 ブルサ エレクトロニック アーゲー
 スイス ゼンヴァルト ノイドルフ 1 4
 (74) 代理人 110001210
 特許業務法人 Y K I 国際特許事務所
 (72) 発明者 クロウゼ アクセル
 スイス ネスラウ ビューエル
 審査官 安食 泰秀

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 単相および3相動作の変換器、DC電源および電池充電器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

単相および3相動作の変換器であって、

並列に接続された3つの枝路であって、それぞれが、直列の2つの整流素子を有し、前記整流素子の流れの方向は、低位端から離れる方向である、3つの枝路と、

それぞれの1つの枝路に前記2つの整流素子の間で接続された3つの主電源側コイルとを備え、

第1のコイルが、スイッチと共に前記主電源側に設けられ、前記スイッチは、3相動作時は前記第1のコイルを前記主電源に接続し、単相動作時は前記第1のコイルをコンデンサを通じて

(a) 前記低位端に、または

(b) 前記主電源側で他のコイルに

接続することを特徴とする、単相および3相動作の変換器。

【請求項 2】

請求項1に記載の変換器であって、前記第1のコイルは、3相動作時は並列に接続され、単相動作時は直列に接続される2つの部分コイルからなることを特徴とする変換器。

【請求項 3】

請求項1または2に記載の変換器であって、前記コイルは同じ向きに結合されることを特徴とする変換器。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の変換器であって、3 相動作時は、前記部分コイルは他のコイルと同じ向きに結合され、単相動作時は、一方の部分コイルは前記他のコイルと同じ向きに、他方の部分コイルは逆向きに結合されることを特徴とする変換器。

【請求項 5】

請求項 3 または 4 に記載の変換器であって、前記部分コイルと、前記他のコイルは同じ巻数を有することを特徴とする変換器。

【請求項 6】

請求項 1 から 5 のいずれかに記載の変換器であって、それぞれの 1 つのスイッチング素子が、各整流素子に逆並列に接続されることを特徴とする変換器。

【請求項 7】

変換器を備える D C 電源であって、

前記変換器は、請求項 1 から 6 のいずれかに記載の変換器の形であり、2 端子インバータに負荷側で接続され、

前記インバータは、変圧器の一次側に接続され、

前記変圧器の二次側は、2 端子整流器に接続され、

前記整流器は、負荷を接続するためのものであることを特徴とする D C 電源。

【請求項 8】

変換器を備える D C 電源であって、

前記変換器は、請求項 1 から 6 のいずれかに記載の変換器の形であり、並列または直列に接続された 2 つの 2 端子インバータに負荷側で接続され、各 2 端子インバータは、それらに並列に接続されたコンデンサを有し、

前記インバータは、2 つの変圧器のそれぞれの 1 つの一次側に接続され、

前記変圧器のそれぞれの 1 つの二次側は、2 端子整流器に接続され、各 2 端子整流器はそれぞれ、それらに並列に接続されたコンデンサを有し、

前記整流器は、並列または直列に接続され、負荷を接続するためのものであることを特徴とする D C 電源。

【請求項 9】

請求項 7 または 8 に記載の D C 電源であって、整流素子が、インバータのそれぞれの 1 つのスイッチング素子に逆並列に接続され、スイッチング素子が、整流器のそれぞれの 1 つの整流素子に逆並列に接続されることを特徴とする D C 電源。

【請求項 10】

変換器を備える電池充電器であって、前記変換器は、請求項 1 ～ 6 のいずれかに記載の変換器の形であり、蓄電池または電池を負荷側に接続するためのものであることを特徴とする電池充電器。

【請求項 11】

D C 電源を備える電池充電器であって、前記 D C 電源は、請求項 7 から 9 のいずれかに記載の D C 電源の形であり、蓄電池または電池を負荷側に接続するためのものであることを特徴とする電池充電器。

【請求項 12】

単相および 3 相動作の変換器システムであって、
変換器と、

前記変換器用の第 1 の主電源枝路であって、直列の 2 つの整流ダイオードの第 1 の組の間の点に接続された、第 1 の主電源枝路と、

前記第 1 の主電源枝路内の第 1 のチョークコイルであって、2 つの整流ダイオードの前記第 1 の組の間の前記接続点より前に配置された、第 1 のチョークコイルと、

前記変換器用の第 2 の主電源枝路であって、

直列の 2 つの整流ダイオードの第 2 の組の間の第 2 の点に接続された、第 2 の主電源枝路と、

前記第 2 の主電源枝路内の第 2 のチョークコイルであって、2 つの整流ダイオードの前記第 2 の組の間の接続の前記第 2 の点より前に配置された、第 2 のチョークコイルと、

10

20

30

40

50

前記変換器用の第3の主電源枝路と、
前記第3の主電源枝路用の2つの部分コイルと、
前記第3の主電源枝路の前記2つの部分コイル用のスイッチであって、3相変換動作の場合に前記部分コイルを前記第3の主電源枝路に並列の向きに接続する第1の位置を有し、前記第1の位置はまた、前記部分コイルを直列の2つの整流ダイオードの第3の組の間の第3の点に並列に接続する、スイッチとを備え、

前記スイッチは、単相動作の場合に、前記2つの部分コイルを前記第3の主電源枝路から分離し、前記2つの部分コイルをダイオードの前記第3の組の間に位置する前記第3の点と、前記変換器の低位端に接続されたコンデンサとの間に直列に接続する第2の位置を有することを特徴とする変換器システム。

10

【請求項13】

請求項12に記載の変換器システムであって、

3相動作時は、前記2つの部分コイルは、前記第1および第2のチョークコイルと同じ向きに結合され、単相動作時は、前記部分コイルの一方は、前記第1および第2のチョークコイルと同じ向きに結合され、前記部分コイルの他方は、前記第1および第2のチョークコイルと逆向きに結合されることを特徴とする変換器システム。

【請求項14】

請求項12に記載の変換器システムであって、

前記2つの部分コイルはそれぞれ、前記第1および第2のチョークコイルと同じ巻数を有することを特徴とする変換器システム。

20

【請求項15】

請求項12に記載の変換器システムであって、

前記変換器に接続された第1の2端子インバータと、

前記第1の2端子インバータに接続された第1の変圧器の一次側と、

前記第1の変圧器の二次側に接続された第1の2端子整流器と、

前記変換器に接続された第2の2端子インバータと、

前記第2の2端子インバータに接続された第2の変圧器の一次側と、

前記第2の変圧器の二次側に接続された第2の2端子整流器とをさらに備えることを特徴とする変換器システム。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、並列に接続された3つの枝路であって、それぞれが、直列に接続された2つの整流素子を有し、整流素子の流れの方向は、低位端から離れる方向である、3つの枝路と、それぞれの1つの枝路の2つの整流素子の間に接続された3つの主電源側コイルとを備える、単相および3相動作作用の変換器に関する。

【背景技術】

【0002】

本出願は、2009年1月29日に出願されたスイス国内出願第CH-0136/2009号に対する外国優先権の利益を主張し、また2009年1月29日に出願された米国仮出願第61/148,377号に対する優先権を主張するものであり、これらの先行出願の両方を、本明細書内に完全に同じように記載されたように、事実上その全体を本願に引用して援用する。

40

【0003】

最新の半導体技術により、比較的大きな電力用のAC電圧からDC電圧、および逆も同様の変換器が可能となっている。供給ネットワークへのフィードバックが問題となる。このようなフィードバックは、たとえばスイッチングプロセスまたは非線形な消費側により、特にたとえばトランジスタおよびサイリスタなどのパワーエレクトロニクスの構成部品による、過渡プロセスの場合に生じ得る。

50

【 0 0 0 4 】

インバータは、たとえば太陽光による直流をＡＣ電圧主電源に供給する場合など、ＤＣ電圧をＡＣ電圧に変換する場合は常に用いられる。一方、整流器は、ＤＣ電圧だけに適合する装置（たとえば電子回路）を交流主電源に接続するとき用いられる。他の使用の分野は、電池または蓄電池の充電であり、これは絶えず増大する人々の移動性とモバイル電気および電子デバイスの関連する運用により、ますます重要となっている。特に、電動自動車は、電池充電器に関して全く新しい要件を課し、なぜなら単相主電源上（通常、家庭用の）、ならびに、より大きな電力密度およびしたがってより速い充電のため３相主電源上の両方で充電が可能であるべきだからである。さらに、できるだけ短い時間で主電源から電池に比較的大きなエネルギー量（これは結局、自動車の一充電走行距離を決定する）を転送すべきである。この目的のために必要なこのような電池充電器の大きな電力は、残念ながらしばしば、従来のデバイスを用いた場合比較的大きな主電源フィードバックとなり、これは先行技術によればたとえば適当なフィルタ（たとえば吸収回路、ローパスフィルタなど）を用いて低減される。しかし、負荷（たとえば電池）での電力リップルも問題を引き起こし得る。

10

【 0 0 0 5 】

たとえば、独国特許出願公開第１０１５１１５３（Ａ１）号には、これに関連して、ＤＣ電圧より低い単相または多相ＡＣ電圧からＤＣ電圧を発生するための制御された昇圧変圧器を有する、電気自動車用の電池を充電するための装置が記載されている。充電器は、主電源フィードバックを低く保つ、主電源フィルタおよび独特の直列チョークを装備する。

20

【 0 0 0 6 】

さらに独国特許出願公開第０００００２６２４５３２（Ａ１）号は、単相主電源上のみ に設けられたコンデンサを開示しているが、抵抗およびダイオードに関連し、１つ以上のコイルに関連せず、またオプションとしての３相主電源上はない。独国特許出願公開第１０１５１１５３（Ａ１）号は、主電源入力端での非結合型のチョークと、それに続く非共振PWMインバータとを有する変換器を開示している。コンデンサの切り換えについては述べられていない。欧州特許出願公開第１６４３６２６（Ａ２）号は、チョークと組み合わせた切り換え可能なコンデンサ、およびパッシブ３相整流器を開示しているが、これらのコンデンサはチョークの主電源側ではなく「スイッチ側」に接続される（ダイオードの場合）。欧州特許出願公開第１９７１０１６（Ａ２）号は、パッシブ３相高調波フィルタとして、コンデンサと共に、結合型（フィルタ）チョークを開示している。しかし、コンデンサは切り換え可能ではなく、主電源側変換器はパッシブ整流器である。単相動作は意図されておらず、チョークは整流器のＤＣ側にある。米国特許第５２００８８７号は、パッシブ整流器に並列な切り換え可能な（ＤＣ）コンデンサを開示しており、それにもかかわらず、半分にした主電源電圧（４００から２００Ｖ）に対して同じ中間回路電圧（４００Ｖの場合など）を達成している。チョークは存在しない。

30

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 7 】

40

次に、本発明の一目的は変換器、そのような変換器を有するＤＣ電源、および単相および３相動作のそのようなＤＣ電源を有する電池充電器を提供することであり、そこでは主電源フィードバックはさらに低減され、かつ／または電力リップルは単相動作の場合に負荷から隔離される。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 8 】

本発明によれば、この目的は、特許請求項１の特徴を有する変換器、特許請求項７および８の特徴によるＤＣ電源、および特許請求項１０および１１の特徴を有する電池充電器によって達成される。

【 0 0 0 9 】

50

したがって、本発明による単相および３相動作の変換器は、
並列に接続された３つの枝路であって、それぞれが、直列に接続された２つの整流素子を有し、整流素子の流れの方向は、低位端から離れる方向である、３つの枝路と、
それぞれの１つの枝路の２つの整流素子の間に接続された３つの主電源側コイルとを備え、

第１のコイルが、スイッチと共に主電源側に設けられ、そのスイッチは、３相動作時は第１のコイルを主電源に接続し、単相動作時は第１のコイルをコンデンサを通じて

(a) 低位端に、または
(b) 主電源側で他のコイルに
接続する。

10

【００１０】

したがって、本発明によるＤＣ電源では、
本発明による変換器が、２端子インバータに負荷側で接続され、
インバータは、変圧器の一次側に接続され、
変圧器の二次側は、２端子整流器に接続され、
整流器は、負荷を接続するために設けられる。

【００１１】

したがって、さらに、本発明による代替のＤＣ電源では、
本発明による変換器は、並列または直列に接続された２つの２端子インバータに負荷側で接続され、各２端子インバータは、それらに並列に接続されたコンデンサを有し、
インバータは、２つの変圧器のそれぞれの一次側に接続され、
変圧器のそれぞれの二次側は、それぞれ２端子整流器に接続され、２端子整流器はそれぞれ、それらに並列に接続されたコンデンサを有し、
整流器は、並列または直列に接続され、負荷を接続するために設けられる。

20

【００１２】

したがって、さらに、本発明による電池充電器では、本発明による上述の２つの変換器の１つは、負荷側での蓄電池を接続するために設けられる。

【００１３】

したがって、最後に、本発明による電池充電器では、本発明によるＤＣ電源は、負荷側での蓄電池を接続するために設けられる。

30

【００１４】

第１のコイルの場合に主電源側に設けられたスイッチのために、主電源フィードバックが過大とならずに、単相モードおよび３相モードの両方で変換器を動作させることが可能となる。この目的のために、第１のコイルまたはチョークは、３相動作の場合は主電源に接続され、単相動作の場合はコンデンサを通じて低位端または他のコイルの主電源側に接続される。この回路を用いて、主電源フィードバックは、後に述べるように有効に低減される。したがって変換器はまた、特に前記ＤＣ電源用および前記電池充電器用に適している。しかしその使用は、この領域に全く限定されない。主電源フィードバックが低減されることにより、したがって特に非常に効率的な電池充電器（たとえば、電気自動車用の）を実現することが可能であり、これらはそれにもかかわらず最大主電源フィードバックに関するエネルギー供給会社の規定を満足する。最後に、負荷での、すなわちたとえば電池の電力リップルも有効に低減される。

40

【００１５】

ここで本開示に関連して、「変換器」は、整流器、インバータ、または双方向変換器を意味すると理解し得ることが指摘される。さらに「整流素子」は、たとえばダイオード、トランジスタ、サイリスタ、または他の整流素子を意味すると理解し得る。したがって、パッシブ整流器、アクティブ整流器、またはアクティブインバータが存在する。最後に「電池」は、充電式電池、蓄電池、または他の電力蓄積媒体を意味すると理解されるべきである。

【００１６】

50

本発明の有利な構成および他の発展形態は、サブクレームから、および図面の図と組み合わせた説明から明らかとなる。

【 0 0 1 7 】

第 1 のコイルが、3 相動作の場合は並列に接続され、単相動作の場合は直列に接続される 2 つの部分コイルからなるならば有利である。このようにして、単相動作の場合は高いインダクタンスが実現でき、一方、3 相の場合はインダクタンスは比較的低くなる。高いインダクタンスは、結果として電流リップルが小さくなり、コンデンサが低位端に接続されるときに用いられることが好ましい。

【 0 0 1 8 】

コイルは、同じ向きに結合されれば有利である。コイルの結合により、特に電流リップルが低くなる。したがってこの回路は、特に低い主電源フィードバックを有する。

10

【 0 0 1 9 】

また部分コイルが、3 相動作の場合は他のコイルと同じ向きに結合され、単相動作の場合は 2 つの部分コイルに分割されたコイルを用いて、他のコイルに対して一方の部分コイルは同じ向きに、他方の部分コイルは逆向きに結合されれば有利である。この結果としてコイルコアの磁気変調が低くなり、それによってより小さく設計することができる。

【 0 0 2 0 】

また、部分コイルと他のコイルが、同じ巻数をもてば有利である。このようにして、3 相動作時には、部分コイルを通る電流は、他のコイルに対して半分にすることができ、並列に接続された部分コイルは、他の 2 つのコイルと同様に動作し、これは 3 相動作の場合に 3 つすべてのコイルにおける対称な挙動となる。

20

【 0 0 2 1 】

それぞれの 1 つのスイッチング素子が、各整流素子に逆並列に接続されれば有利である。その場合には変換器は、1 つの方向のみでなく逆方向にも電気エネルギーを変換することができ、したがって原理上双方向動作、すなわち交流から直流への変換およびその逆も同様に可能となる。適したスイッチング素子は、たとえばパワーエレクトロニクスでの構成部品、特にトランジスタまたはサイリスタである。上述の変換器、すなわちパッシブ整流器、アクティブ整流器、またはアクティブインバータは、したがって任意の組み合わせにて、たとえばパッシブ整流器をアクティブインバータの組み合わせで用いることもできる。

30

【 0 0 2 2 】

最後に、本発明による DC 電源の場合に、整流素子が、インバータのそれぞれの 1 つのスイッチング素子に逆並列に接続され、スイッチング素子が、整流器のそれぞれの 1 つの整流素子に逆並列に接続されれば有利である。それにより DC 電源はインバータとしても動作することができ、したがって原理上双方向動作、すなわち交流から直流への変換およびその逆も同様に可能となる。これはこのような実施形態を、たとえば太陽光発電の領域にて、太陽光にて余剰の直流がある状態では電気エネルギーは、第 1 に電池に蓄積することができるが、第 2 には交流主電源に供給することもできることから、最適に用い得ることを意味する。次いで暗くなり、交流に対する同時の要求を生じた場合は、交流は第 1 に主電源から取ることができ（主電源が供給できる場合）、第 2 に電池からの電流を交流に変換することができ、それによりシステムに対して AC 電圧源として働くことができる。さらに、それにしたがって（運転に用いられない）電気自動車は、交流主電源用の電力バッファとしてその電池を用いて動作させることができる。適したスイッチング素子は、たとえばやはりパワーエレクトロニクスでの構成部品であり、特にパワートランジスタまたはサイリスタである。

40

【 0 0 2 3 】

ここで、本発明は、電池充電器用の変換器に関するのではなく、変換器全体に関することが明らかにされるべきである。さらに電池充電器は、単に自動車両製造での用途に関するのではなく、一般に電池充電器に関する。当業者ならここで本発明は、他の使用分野にも適することが容易に理解されよう。

50

【 0 0 2 4 】

上記の構成、および本発明の他の発展形態は、任意の形で組み合わせることができる。

【 0 0 2 5 】

本発明について、図面の概略図に示される実施例を参照して、以下により詳細に説明する。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 6 】

【図 1】本発明による変換器の第 1 の変形形態を概略的に示す図である。

【図 2】第 1 の変換器の選択されたパラメータの変化を時間の関数として示す図である。

【図 3】本発明による変換器の第 2 の変形形態を概略的に示す図である。

【図 4】第 2 の変換器の選択されたパラメータのベクトル図である。

【図 5】第 2 の変換器の選択されたパラメータの変化を時間の関数として示す図である。

【図 6】第 2 の変換器の別の変形形態の選択されたパラメータの変化を時間の関数として示す図である。

【図 7】本発明による変換器の第 3 の変形形態を概略的に示す図である。

【図 8】本発明による電池充電器の第 1 の変形形態を概略的に示す図である。

【図 9】本発明による電池充電器の第 2 の変形形態を概略的に示す図である。

【図 10】ダウン回路 DC / DC コンバータを備える、本発明による電池充電器の第 3 の変形形態を概略的に示す図である。

【図 11】DC / DC コンバータの簡略図を、時間の関数としての様々な電圧および電流の変化と共に示す図である。

【図 12】主電源側の非結合型コイルを有する簡略化した整流器を示す図である。

【図 13 a】25 % デューティサイクルでの、図 12 に示す回路の電流および電圧曲線を示す図である。

【図 13 b】50 % デューティサイクルでの、図 12 に示す回路の電流および電圧曲線を示す図である。

【図 14】主電源側の結合型コイルを有する簡略化した整流器を示す図である。

【図 15 a】25 % デューティサイクルでの、図 14 に示す回路の電流および電圧曲線を示す図である。

【図 15 b】50 % デューティサイクルでの、図 14 に示す回路の電流電圧曲線を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 2 7 】

図面の図において、同一および同様な部分は同じ参照番号で示され、機能的に同様な要素および特徴は、別段の指定がない限り、同じ参照番号であるが異なる添え字で示される。

【 0 0 2 8 】

図 1 は、本発明による変換器の変形形態 1 a を概略的に示す。変換器 1 a は、並列に接続された 3 つの枝路であって、それぞれが、直列に接続されたこの場合はダイオード D である 2 つの整流素子を有し、その流れの方向は、低位端 F P から離れる方向である、3 つの枝路と、それぞれの 1 つの枝路の 2 つのダイオード D の間に接続され、かつそれぞれ 1 つの主電源接続部 L_3 、 $L_{2/N}$ 、 L_1 に接続された 3 つのコイル L_a 、 L_b 、 L_c とを備える。第 1 のコイル L_a の場合は、主電源側にスイッチ S が設けられ、このスイッチ S は、第 1 のコイル L_a を、3 相動作の場合は主電源接続部 L_3 に接続し、単相動作の場合はコンデンサ C を通じて低位端 F P に接続する。さらに、それぞれの 1 つのスイッチング素子、この場合はトランジスタ T は、各ダイオード D に逆並列に接続される。これは基本的な本発明を実現するのに有利であり、また変換器 1 を双方向に動作できるようにするのに役立つ。

【 0 0 2 9 】

図 2 は、図 1 に示す変換器 1 a の選択されたパラメータの変化、すなわち相電流 I_{L1} の変化、コンデンサ電流 I_c の変化、コンデンサ電圧 U_c の変化、および最後にコンデンサで

10

20

30

40

50

の皮相電力 S_C の変化を時間の関数として示す。曲線は、変換器 1 a は入力端で単相モードにて動作し、それにしたがって入力端では主電源周波数の 2 倍の周波数（たとえば、100 Hz）で電力をパルス供給するが、変換器 1 a の出力端では一定の電力束が生じるように選ばれる。コンデンサ電流 I_C 、コンデンサ電圧 U_C 、したがって皮相電力 S_C は、相電流 I_{L1} の 2 倍の速さで振動することが全く明らかである。示された図において、相電流 I_{L1} は 50 Hz で振動し、したがってコンデンサ電流 I_C 、コンデンサ電圧 U_C 、および皮相電力 S_C は 100 Hz で振動する。

【0030】

最小コンデンサ電圧 U_C が低いほど、最大コンデンサ充電電流 / 放電電流 I_C は大きくなる。計算 / シミュレーションはまた、最大コンデンサ電圧 U_C でコンデンサ C に蓄積されたエネルギーの 90 % の使用のためには、最も高いコンデンサ電圧 U_C の 31.6 % の最小コンデンサ電圧 U_C が、単相動作での電力リップルを完全に補償するのに十分であることを示す。図示の実施例では、最大コンデンサ電圧 U_C は 600 V であり、最小コンデンサ電圧 U_C は 190 V（200 V に切り上げられる）である。静電容量 C は、150 μ F である。

10

【0031】

図 1 に示す変換器 1 a では、100 Hz の電流が第 1 のコイル L_a を通って流れ、一方、50 Hz の電流が他の 2 つのコイル L_b および L_c を通って流れる。したがってこれらの電流が部分的に補償する瞬間があるが、それらが加算するときもある。計算では、後者の場合は結合されたチョーク L_a 、 L_b 、 L_c を用いた状態では、共通のコアは強く飽和に駆動されることが示される。これを打ち消すためには、有利には、第 1 のコイル L_a を通る電流も 50 Hz 交流とすべきである。これは、図 3 に示す以下の回路により達成することができる。

20

【0032】

図 3 は、図 1 に示す変換器 1 a と非常に似ている変換器 1 b を示す。スイッチ S は、単相動作ではコンデンサ C を通じて第 1 のコイル L_a を接続するが、低位端 F P にではなく、その代わりに他のコイル L_b 、 L_c 、図示の実施例では第 2 のコイル L_b に接続する。

【0033】

コンデンサ C を用いることにより、第 2 相すなわち中性線 $L_{2/N}$ から、その電流が主電源電流より 45° 進んだ「第 3 相」が発生される。これは、最大振幅にて、主電源電流 I_N の一部はコンデンサ C に流れ込み、主電源電流 I_N の瞬時値がその実効値より低くなるときにコンデンサ電流 I_C がゼロになることの結果として生じる。正弦波主電源電流 I_N の場合には、最大値の 45° 後にそのようになる。

30

【0034】

図 4 はベクトル図を示し、図 5 は図 3 に示す変換器 1 b の相電圧 U_{L1} 、 U_{L2} 、および U_{L3} 、ならびに相電流 I_{L1} 、 I_{L2} 、および I_{L3} の変化を時間の関数として示す。第 3 相 L_3 は主電源側には接続されていないが、仮想的に発生された第 3 相であるのでその呼称をもつ。

【0035】

ベクトル図から、コンデンサ電圧 $U_C = U_{L2} - U_{L3}$ は、コンデンサ電流 $I_C = I_{L3}$ より 90° だけ遅れていることが明らかである（矢印の方向に留意されたい）。第 2 相電圧の場合は、中性線 $L_{2/N}$ に接続されているので、 $U_{L2} = 0$ である。示される図では、コンデンサ電圧 U_C は最も大きな強度を有する。これは有利であるが本質的ではない。システムの 45° の回転後には、コンデンサ電流 I_C は最大となるが、コンデンサ電圧 U_C はゼロとなり、したがってコンデンサ C からの電力出力もゼロとなる。さらに 90° 回転した後は、その間にコンデンサ C は電力を取得し、コンデンサ電圧 U_C は最大となるが、コンデンサ電流 I_C はゼロとなり、したがってコンデンサ C によって取り込まれる電力もゼロとなる。述べられたこれら 2 つの動作点では、瞬時主電源電力は、正弦波周期にわたって平均した主電源電力に相当し、それによりコンデンサ C はまた電力を補償する必要はない。

40

【0036】

50

主電源電流のピーク値では、コンデンサCは、 45° の位相シフトにより、その最大電圧 U_{Cmax} およびまたその最大電流 I_{Cmax} の

【数1】

$$1/\sqrt{2}$$

倍に達する。この瞬間には主電源から有効電力 P_N の2倍が取り込まれ、コンデンサCはその半分（すなわち、 P_N ）を取り込まなければならないので、以下が成り立つ。

【数2】

$$P_C = \frac{I_{Cmax} \cdot U_{Cmax}}{2} = P_N$$

10

正弦波電流の場合は、さらに以下が成り立つ。

【数3】

$$U_{Cmax} = I_{Cmax} \cdot \frac{1}{2\pi fC}$$

ここでfは主電源周波数、Cは静電容量である。

20

最後に、

【数4】

$$U_{Cmax} = \sqrt{\frac{P_N}{\pi fC}} \quad I_{Cmax} = 2\sqrt{P_N \cdot \pi fC}$$

【0037】

また図1の回路用に使われた値、すなわち $C = 150 \mu F$ 、 $f = 50 Hz$ 、および $P_N = 7360 W$ の場合は、 $U_{Cmax} = 558.9 V$ 、および $I_{Cmax} = 26.34 A$ となる。したがって最大コンデンサ電圧 U_{Cmax} は、図1に示す構成の場合（そこでは、 $200 V$ と $600 V$ の間）よりもいくらか低くなるが、コンデンサ電流 I_C は大幅に大きくなる。一定の静電容量Cでは、中間回路電圧が増加すると、電流 I_C も小さくなることができない。しかしこの欠点は、コンデンサCが第2相 $L_{2/N}$ に対する負荷を大幅に低減することにより補償され、なぜなら実際に、相電流 I_{L2} と、 $I_{L3} = I_C$ の和は、中性線 I_N を通る電流に等しいからである。第2相 I_{L2} の電流は、主電源電流 I_{L1} とコンデンサ電流 I_C の間の 45° の位相角を用いて幾何学的に計算することができる（図4も参照されたい）。余弦則によれば、

30

【数5】

$$I_{L2}^2 = I_N^2 + I_C^2 - 2I_N I_C \cos(45^\circ)$$

40

$$I_{L2} = \sqrt{I_N^2 + I_C^2 - \sqrt{2} \cdot I_N I_C}$$

【0038】

以下では、 I_{L2} および I_C に対する2つの特定の値の組み合わせを考察する。
 (a) コンデンサ電流 I_C は、第2相電流 I_{L2} に等しい
 下記が成り立つ。

【数 6】

$$IL2 = IC = I_N / \sqrt{2}$$

$$IC \cdot UC = I_N \cdot U_N$$

この結果として、

【数 7】

$$UC = \sqrt{2} \cdot U_N$$

10

$$UC_{\max} = 2 \cdot U_N$$

例： $I_N = 32 \text{ A}$ 、 $U_N = 230 \text{ V}$ 、これから $I_C = I_{L2} = 22.63 \text{ A}$ 、 $U_{C\max} = 460 \text{ V}$ となり、下記となる。

【数 8】

$$C = \frac{IC}{UC} \cdot \frac{1}{2\pi f} = \frac{I_N}{2U_N} \cdot \frac{1}{2\pi f} = 221.4 \mu\text{F}$$

20

さらなる考察により、この場合は、蓄積チョーク内のピークエネルギー値は、ピーク主電源電流のときであり、最も小さな値をとる。

(b) 電流の 2 乗 (および、したがって抵抗損失) の和は最小となる
下記が成り立つ。

【数 9】

$$\frac{d}{dIC} (IL2^2 + IC^2) = \frac{d}{dIC} (I_N^2 + 2IC^2 - \sqrt{2}I_N IC) = 4IC - \sqrt{2}I_N = 0$$

これから、下記となる。

30

【数 10】

$$IC^2 = \frac{I_N^2}{8} \qquad IS^2 = \frac{5I_N^2}{8}$$

および

【数 11】

$$UC = 2\sqrt{2} \cdot U_N \qquad UC_{\max} = 4 \cdot U_N$$

40

上記の例に対して、以下が成り立つ。

$I_C = 11.31 \text{ A}$ 、 $I_S = 25.30 \text{ A}$ 、 $U_{C\max} = 920 \text{ V}$

【数 12】

$$C = \frac{IC}{UC} \cdot \frac{1}{2\pi f} = \frac{I_N}{8U_N} \cdot \frac{1}{2\pi f} = 55.35 \mu\text{F}$$

コンデンサ電流 I_C と主電源電流 I_N の間の位相角 β は、次式から得られ、

【数 1 3】

$$\sin(\beta) = \frac{\sin(45^\circ)}{\sqrt{5}}$$

すなわち $\beta = 18.43^\circ$ となる。

【0039】

高い中間回路電圧 ($U_{Cmax} = 920V$) が必要であるため、第2の構成は実用的ではない。しかし、考察によりコンデンサCの大きさが減少するのに伴って、抵抗損失は第1の構成「 $I_C = I_S$ 」から減少することが示される。

10

【0040】

中間回路電圧ができるだけ低い主電源フィードバックを実現するために、本発明の他の有利な変形形態では、 U_{L2} はゼロに制限されず、たとえばコンデンサ電圧 U_C の半分で変調される。その結果として、 U_{L2} と U_{L3} は常に逆の位相となる。図6は、対応する電圧曲線を示す。それに加えて、中間回路中点に対する3つすべての相電圧 U_{L1} 、 U_{L2} 、および U_{L3} の平均値 U_a 、ならびにチョーク L_a 、 L_b 、および L_c 内に蓄積される総エネルギーEが示される。

【0041】

図7は、本発明の他の有利な構成、すなわち変換器1cを示し、この変換器1cは、並列に接続された3つの枝路であって、それぞれが、直列に接続された2つのダイオードを有し、その流れの方向は、低位端FPから離れる方向である、3つの枝路を有する。それぞれの1つのトランジスタTは各ダイオードDに逆並列に接続され、それぞれの1つのコンデンサ C_2 は各枝路に並列に接続される。さらに回路は、それぞれの1つの枝路の2つのダイオードDの間に接続された3つの主電源側コイル L_a 、 L_b 、 L_c を備え、第1のコイル L_a は、2つの部分コイル L_{a1} 、 L_{a2} からなり、それらは、3相動作の場合は並列に接続され、単相動作の場合は直列に接続される。さらに、コイル L_{a1} 、 L_{a2} 、 L_b 、 L_c は同じ向きに結合される。第1のコイル L_a の場合は、スイッチSが主電源側に設けられ、3相動作の場合は第1のコイル L_a を主電源に接続し(部分コイル L_{a1} および L_{a2} の並列接続)、単相動作の場合は第1のコイル L_a をコンデンサCを通じて低位端FPに接続する(部分コイル L_{a1} および L_{a2} の直列接続)。この場合はスイッチSは、部分コイル L_{a1} および L_{a2} を適切に切り換える2極リレーからなる。コンデンサCは、5つの並列部分コンデンサから形成される。

20

30

【0042】

図8は、本発明の他の変形形態を示し、すなわち図1の変換器1aが2端子インバータ2に負荷側で接続された電池充電器5aを示す。インバータ2は変圧器Tの一次側に接続され、変圧器Tの二次側は2端子整流器3に接続される。最後に、電池Bの形での負荷が整流器3に接続される。インバータ2、変圧器T、および整流器3の組み合わせは、充電電圧を任意のレベルに設定できるDC/DCコンバータを形成する。

【0043】

図9は、図1の変換器1aの代わりに図3の変換器1bがインバータ2に接続されることを除いて、原理的に図8に示す電池充電器5aと同じ設計を有する電池充電器5bを示す。

40

【0044】

最後に図10は、電池充電器5cを示し、ここでは図7の変換器1cは、直列に接続された2つの2端子インバータ2a、2bに負荷側で接続され、各2端子インバータは、それらに並列に接続されたコンデンサ C_1 、 C_2 を有する。インバータ2a、2bは、2つの変圧器 T_a 、 T_b のそれぞれの1つの一次側に接続される。変圧器 T_a 、 T_b のそれぞれ1つの二次側は、それぞれ1つの2端子整流器3a、3bと、それらに並列に接続されたコンデンサ C_3 、 C_4 とにそれぞれ接続される。整流器3a、3bは並列に接続され、フィルタ4を通じて負荷を接続するためのものとなる。変換器1cに接続された回路は、電池用の

50

充電電圧を、または逆の動作の場合は中間回路電圧を任意のレベルに設定することができるDC/DCコンバータを形成する。

【0045】

図面では、インバータ2a、2bは一次側で直列に接続され、一方、整流器3a、3bは並列に接続される。しかし直列および並列接続の4つすべての組み合わせ、すなわちたとえば、2つの並列インバータ2a、2bと2つの並列整流器3a、3bなどが考えられる。

【0046】

図10での変換器1cに接続されたDC/DCコンバータの機能について、この回路の簡略図を示す図11を参照して説明する。また、図示のDC/DCコンバータを用いて可能となる双方向動作モードを原理的に示すために、図11でのエネルギーの流れは、電池（図10には示されず、フィルタ4に接続される）から交流主電源へとなる。

10

【0047】

図11は、2つの変圧器 T_a および T_b と、変圧器 T_a および T_b の電池側にインバータ3aおよび3bによって供給される電圧 U_{i1} および U_{i2} と、変圧器 T_a および T_b に二次側に接続され、ここでは平滑コンデンサ C_1 、および C_2 を有する簡単な全波ブリッジ整流器として示される負荷側または主電源側整流器2aおよび2bとを示す。さらに、時間の関数としての電池側インバータ3aおよび3bの電圧 U_{i1} および U_{i2} 、変圧器 T_a および T_b の二次巻線を通る電流 I_1 および I_2 、および変圧器 T_a および T_b の二次巻線の電圧 U_{AC1} および U_{AC2} 、整流された電圧 U_{DC1} および U_{DC2} 、ならびに総和電圧 U_{DC} の変化を図11に示す。

20

【0048】

2つのインバータ3a、3bは、周波数に関しては同期して動作するが、対称な方形波電圧を有して90°だけオフセットされる。

【0049】

変圧器 T_a および T_b での漏洩インダクタンス L_{S1} 、 L_{S2} は、それぞれコンデンサ C_1 、および C_2 と共に共振回路を形成する。その共振周波数が正確にクロック周波数の2倍の大きさである場合は、結果として、DC電圧に重畳され、180°だけ位相シフトされた正弦波AC電圧が C_1 、および C_2 に生じる。これらの位相シフトされたDC電圧は、整流器2a、2bの直列回路によって補償され、それにより結果として事実上リップルのないDC電圧が負荷側に生じる。

30

【0050】

共振動作はまた、インバータ3aおよび3bのトランジスタ（図示の実施例ではMOSFET）が事実上無電流の形でスイッチオンおよびオフされることを確実にし、それにより損失が低減され、HF妨害が実質的に回避される。変圧器巻線内の電流の変化の範囲が適度であることにより、寄生損失効果（渦電流、表皮効果および近接効果など）も低減される。

【0051】

図示の実施例では、電池電圧は、主電源電圧または中間回路電圧よりも低いものとしている。この前提条件の下では、図示の回路のいくつかの利点が存在する。共振コンデンサ C_1 、および C_2 は、高電圧側（すなわち、ここでは主電源側）に配置されるので、それらの損失は低く、エネルギー密度は高い。さらに、高電圧側の2つの変換器の直列接続により、低損失のスイッチの使用が可能になる。

40

【0052】

コイル L_a 、 L_c の本発明による変換器の主電源フィードバックに対する働き、特にそれらが結合されたときについて以下に説明する。

【0053】

図12に本発明による利点をより良く表し分かりやすくするために、本発明による3相整流器の代わりに2つの相、この場合はAC電圧 U_{AC1} および U_{AC2} に対する整流器を示す。しかし以下の考察は、3つ以上の相にも当てはまる。2つの結合されたコイル L_a およ

50

び L_b は、主電源側で整流器に接続される。整流器のトランジスタの駆動は、対称なパルス幅変調 (P W M) によってもたらされ、すなわち P W M 信号の立ち上がりおよび立ち下がり側面は、「クロック時間」(図 1 3 a および 1 3 b の破線) に対して同じ時間差を有する。

【 0 0 5 4 】

図 1 3 a および 1 3 b は、コイル L_a および L_b の両方の接続部での電位 U_1 および U_2 、 U_{AC1} および U_{AC2} 、コイル電流 I_{La} および I_{Lb} 、および主電源側電流 I_{AC} の変化を時間の関数として示す。ここで、主電源周波数 (たとえば、5 0 H z) に比べて、図 1 3 a および 1 3 b の整流器のクロック周波数が高い (たとえば、3 3 K H z) ことにより、主電源側パラメータ U_{AC1} 、 U_{AC2} 、および I_{AC} は一定として示されていることに留意されるべきである。図 1 3 a は 2 5 % デューティサイクルの場合、および図 1 3 b は 5 0 % デューティサイクルの場合の前記パラメータの変化を時間の関数として示す。

10

【 0 0 5 5 】

チョークは、電圧 $U_{AC1} - U_1$ 、および $U_{AC2} - U_2$ を「積分」し、それにより鋸歯状または三角波電流曲線を生じる。図 1 3 a および 1 3 b から明らかなように、コイル電流 I_{La} および I_{Lb} は比較的にはば平均値の周りで変化し、それにより高いリップル電流となる。図 1 3 b から明らかなように、これは平均電流値がゼロに等しいときにも当てはまる。

【 0 0 5 6 】

図 1 4 は、図 1 2 に示した回路の変形形態を示す。ここで今度は、コイル L_a および L_b は結合される。図 1 5 a および 1 5 b は、図 1 3 a および 1 3 b と同じように様々なパラメータの変化を時間の関数として示す。

20

【 0 0 5 7 】

2 つのコイルまたはチョーク L_a および L_b は、同じ閉じたコアに巻かれる。この結果、非常に大きな主インダクタンスを生じる。実際の蓄積チョークは、漏洩インダクタンスから生じる。大きな主インダクタンスの結果として、 $U_{AC} = 0$ にて事実上電流リップルはない (図 1 5 b)。したがって本発明により、この設定は好ましい。幅の比率が 5 0 % に等しくない場合は、電圧の差 $(U_{AC1} - U_1) - (U_{AC2} - U_2)$ のみが漏洩インダクタンスによって積分される。対称な変調の結果、図 1 2 の「非結合型」の変形形態と比べて、リップル電流周波数は 2 倍となり、リップル電流振幅は半分となる。したがって本発明によれば、電流リップルは大幅に低減される。

30

【 符号の説明 】

【 0 0 5 8 】

1 a、1 c 変換器、 2、2 a、2 b インバータ、 3、3 a、3 b 整流器、 4 フィルタ、 5 a、5 c 電池充電器、 B 電池、 C コンデンサ、 D 整流素子 / ダイオード、 F P 低位端、 I_{AC} 交流、 I_C コンデンサ電流、 I_{L1} 、 I_{L3} 相電流、 I_{La} 、 I_{Lb} コイル電流、 L_1 第 1 相、 L_{2N} 第 2 相 / 中性線、 L_3 第 3 相、 L_a 第 1 のコイル / チョーク、 L_{a1} 、 L_{a2} 第 1 のコイル L_a の部分コイル、 L_b 第 2 のコイル / チョーク、 L_c 第 3 のコイル / チョーク、 L_{S1} 、 L_{S2} 漏洩インダクタンス、 R_L 負荷抵抗、 S スイッチ、 S_C コンデンサ C での皮相電力、 T トランジスタ、 T、 T_a 、 T_b 変圧器、 U_{AC} 、 U_{AC1} 、 U_{AC2} A C 電圧、 U_C コンデンサ電圧、 U_{DC} 、 U_{DC1} 、 U_{DC2} D C 電圧、 U_{L1} 、 U_{L3} 相電圧。

40

【図 1】

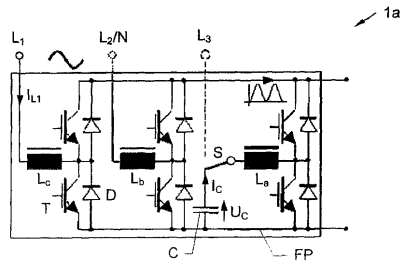


Fig. 1

【図 2】

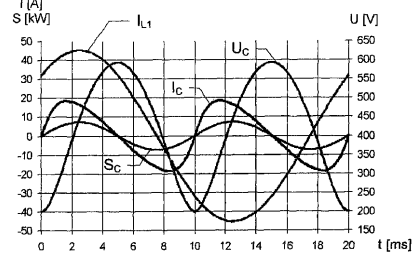


Fig. 2

【図 3】

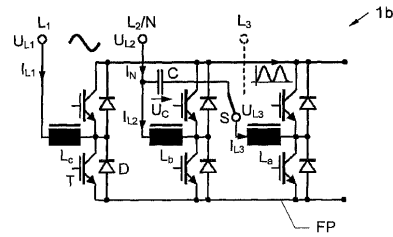


Fig. 3

【図 4】

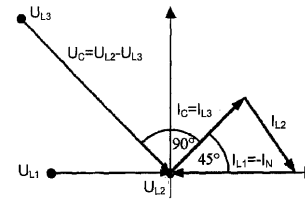


Fig. 4

【図 5】

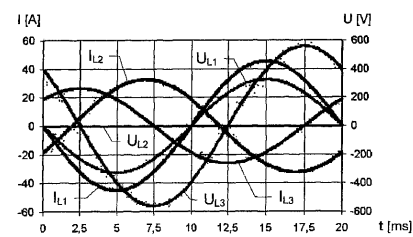


Fig. 5

【図 6】

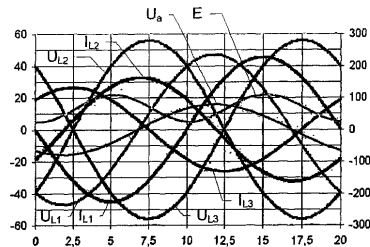


Fig. 6

【図 7】

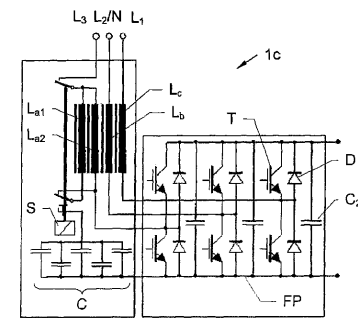


Fig. 7

【図 8】

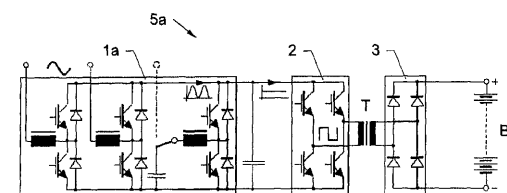


Fig. 8

【図 9】

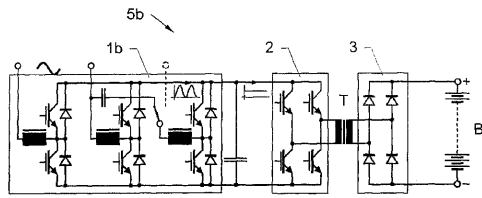


Fig. 9

【図 10】

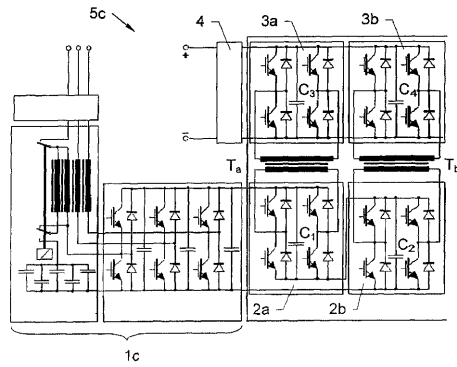


Fig. 10

【図 13 a】

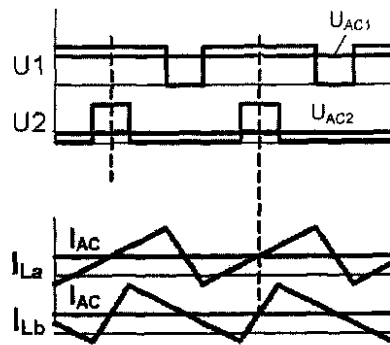


Fig. 13a

【図 11】

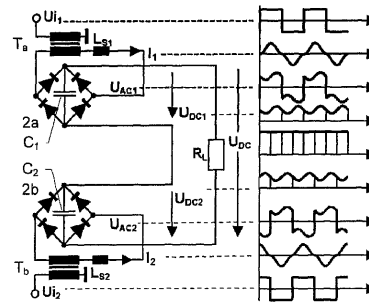


Fig. 11

【図 12】

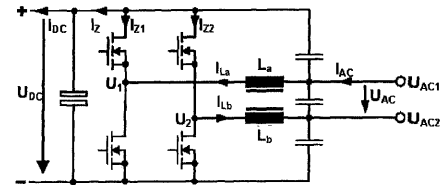


Fig. 12

【図 13 b】

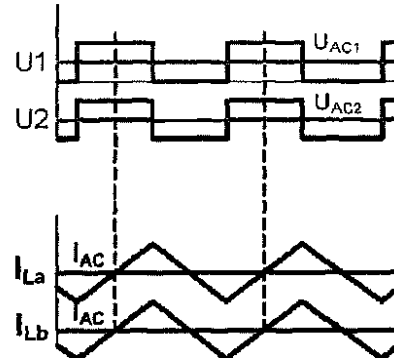


Fig. 13b

【図 14】

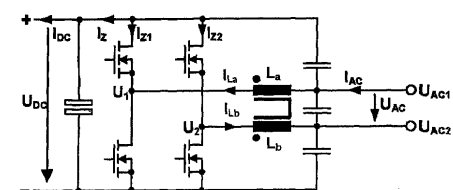


Fig. 14

【図 15 a】

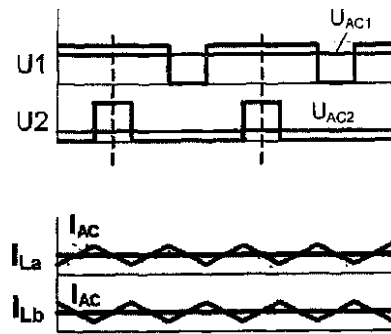


Fig. 15a

【図 15 b】

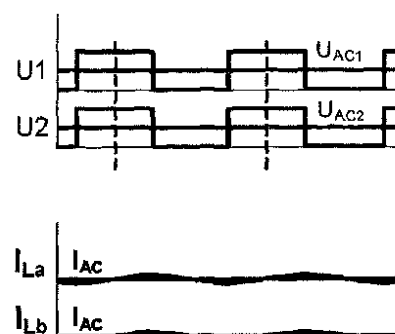


Fig. 15b

フロントページの続き

(31)優先権主張番号 01059/09
(32)優先日 平成21年7月8日(2009.7.8)
(33)優先権主張国 スイス(CH)
(31)優先権主張番号 61/228,141
(32)優先日 平成21年7月23日(2009.7.23)
(33)優先権主張国 米国(US)

(56)参考文献 特開2008-206261(JP,A)
国際公開第2005/006531(WO,A1)
特開2006-121890(JP,A)
特開2001-211645(JP,A)
特開昭62-138061(JP,A)
特開2010-74922(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 7/219
H02J 7/00
H02M 3/28
H02M 3/335