

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流を整流して得られる脈流 DC 電圧を持つ入力電流をスイッチングしてフライバックパルスを生じ、これを生成して入力脈流電圧に対して安定化された降圧の DC 電圧を得る力率改善 DC / DC コンバータにおいて、

第 1 のコイル、前記脈流 DC 電圧のラインと前記第 1 のコイルとの間に設けられた第 1 のスイッチ回路および前記第 1 のコイルに流れる電流を受け取る順方向に挿入された第 1 の整流素子とを有する直列回路と、

前記第 1 のスイッチ回路を経た前記入力電流を基準電位のラインに流すシャント回路と、前記基準電位のラインと前記第 1 のコイルの一端との間に設けられ前記シャント回路に流れる前記入力電流が遮断されたときに発生する前記フライバックパルスによる電流の還流回路を形成する第 2 の整流素子と、

前記第 1 のコイルに流れる電流を前記第 1 の整流素子を介して受け取る一端が出力端子に接続された第 1 のコンデンサとを備え、

前記第 1 のスイッチ回路を前記入力電流の周波数よりも高い所定の周波数で ON あるいは OFF し、前記脈流 DC 電圧と前記出力端子の電圧に応じて、ON している前記第 1 のスイッチを OFF にしあるいは OFF している前記第 1 のスイッチ回路を ON にして、前記第 1 のスイッチを OFF にしたタイミングで前記フライバックパルスを生じさせて、前記出力端子の電圧が実質的に一定になるように制御するとともに前記第 1 のスイッチ回路が ON しているときに前記脈流 DC 電圧に実質的に比例した前記入力電流を前記シャント回路を介して前記基準電位のラインに流す制御をする力率改善 DC / DC コンバータ。

【請求項 2】

前記シャント回路は、前記第 1 のコイルの電流出力側の端子と前記基準電位のラインとの間に接続された第 2 のスイッチ回路あるいは前記第 1 のコイルの電流入力側の端子と前記基準電位のラインとの間に接続された第 2 のコイルで構成される請求項 1 記載の力率改善 DC / DC コンバータ。

【請求項 3】

さらに、所定の検出信号に応じて前記第 1 のスイッチ回路を OFF あるいは ON にして前記出力端子の電圧が実質的に一定になるように制御しかつ前記脈流 DC 電圧に実質的に比例した前記入力電流を前記シャント回路を介して前記基準電位のラインに流す制御をする制御回路とを備え、前記制御回路は、基準電圧発生回路と、この基準電圧発生回路の電圧と前記出力端子の電圧との差の電圧と前記前記入力脈流電圧とを受けて受けてこれらの電圧値の乗算値を前記所定の検出信号として発生する乗算回路とを有している請求項 2 記載の力率改善 DC / DC コンバータ。

【請求項 4】

前記シャント回路は、前記第 2 のスイッチ回路とこれに直列に接続された抵抗とを有し、前記基準電位のラインはグラウンドラインであり、前記第 2 の整流素子は、前記基準電位のラインと前記コイルの電流入力側の端子との間に設けられ、前記制御回路は、IC であって、前記第 1 および第 2 のスイッチ回路を同時に ON し、この ON しているときに前記抵抗の端子から得られる信号と前記検出信号とに応じて前記第 1 および第 2 のスイッチ回路を同時に OFF する請求項 3 記載の力率改善 DC / DC コンバータ。

【請求項 5】

前記シャント回路は、前記第 2 のコイルを有し、さらに、この第 2 のコイルに流れる電流値を検出する抵抗を有し、前記基準電位のラインはグラウンドラインであり、前記第 2 の整流素子は、前記基準電位のラインと前記第 1 のコイルの電流出力側の端子との間に設けられ、前記制御回路は、IC であって、前記第 1 のスイッチ回路を ON してこの ON しているときに前記抵抗の端子から得られる信号と前記検出信号とに応じて前記第 1 のスイッチ回路を OFF する請求項 3 記載の力率改善 DC / DC コンバータ。

【請求項 6】

前記第 1 および第 2 の整流素子の少なくとも 1 つは、これら第 1 および第 2 の整流素子が

10

20

30

40

50

順方向に電流を流すときに ON にされるスイッチング素子で構成される請求項 2 記載の力率改善 DC / DC コンバータ。

【請求項 7】

交流を整流して得られる脈流 DC 電圧を持つ入力電流をスイッチングしてフライバックパルスを生じ、入力脈流電圧に対して安定化された降圧の DC 電圧を得る力率改善を有する電源装置から電力が供給される電子装置において、

前記 DC / DC コンバータは、

第 1 のコイル、前記脈流 DC 電圧のラインと前記第 1 のコイルとの間に設けられた第 1 のスイッチ回路および前記第 1 のコイルに流れる電流を受ける順方向に挿入された第 1 の整流素子とを有する直列回路と、

10

前記第 1 のスイッチ回路を経た前記入力電流を基準電位のラインに流すシャント回路と、前記基準電位のラインと前記第 1 のコイルの一端との間に設けられ前記シャント回路に流れる前記入力電流が遮断されたときに発生する前記フライバックパルスによる電流の還流回路を形成する第 2 の整流素子と、

前記第 1 のコイルに流れる電流を前記第 1 の整流素子を介して受ける一端が出力端子に接続された第 1 のコンデンサとを備え、

前記第 1 のスイッチ回路を前記入力電流の周波数よりも高い所定の周波数で ON あるいは OFF し、前記脈流 DC 電圧と前記出力端子の電圧に応じて、ON している前記第 1 のスイッチを OFF にしあるいは OFF している前記第 1 のスイッチ回路を ON にして、前記第 1 のスイッチを OFF にしたタイミングで前記フライバックパルスを生じさせて、前記出力端子の電圧が実質的に一定になるように制御するとともに前記第 1 のスイッチ回路が ON しているときに前記脈流 DC 電圧に実質的に比例した前記入力電流を前記シャント回路を介して前記基準電位のラインに流す制御をするものである電子装置。

20

【請求項 8】

前記シャント回路は、前記第 1 のコイルの電流出力側の端子と前記基準電位のラインとの間に接続された第 2 のスイッチ回路あるいは前記第 1 のコイルの電流入力側の端子と前記基準電位のラインとの間に接続された第 2 のコイルで構成される請求項 7 記載の電子装置。

【請求項 9】

さらに、所定の検出信号に応じて前記第 1 のスイッチ回路を OFF あるいは ON にして前記出力端子の電圧が実質的に一定になるように制御しかつ前記脈流 DC 電圧に実質的に比例した前記入力電流を前記シャント回路を介して前記基準電位のラインに流す制御をする制御回路とを備え、前記制御回路は、基準電圧発生回路と、この基準電圧発生回路の電圧と前記出力端子の電圧との差の電圧と前記前記入力脈流電圧とを受けて受けてこれらの電圧値の乗算値を前記所定の検出信号として発生する乗算回路とを有している請求項 8 記載の電子装置。

30

【請求項 10】

前記シャント回路は、前記第 2 のスイッチ回路とこれに直列に接続された抵抗とを有し、前記基準電位のラインはグラウンドラインであり、前記第 2 の整流素子は、前記基準電位のラインと前記コイルの電流入力側の端子との間に設けられ、前記制御回路は、IC であって、前記第 1 および第 2 のスイッチ回路を同時に ON し、この ON しているときに前記抵抗の端子から得られる信号と前記検出信号とに応じて前記第 1 および第 2 のスイッチ回路を同時に OFF する請求項 9 記載の電子装置。

40

【請求項 11】

前記シャント回路は、前記第 2 のコイルを有し、さらに、この第 2 のコイルに流れる電流値を検出する抵抗を有し、前記基準電位のラインはグラウンドラインであり、前記第 2 の整流素子は、前記基準電位のラインと前記第 1 のコイルの電流出力側の端子との間に設けられ、前記制御回路は、IC であって、前記第 1 のスイッチ回路を ON してこの ON しているときに前記抵抗の端子から得られる信号と前記検出信号とに応じて前記第 1 のスイッチ回路を OFF する請求項 9 記載の電子装置。

50

【請求項 1 2】

前記第 1 および第 2 の整流素子の少なくとも 1 つは、これら第 1 および第 2 の整流素子が順方向に電流を流すときに ON にされるスイッチング素子で構成される請求項 8 記載の電子装置。

【発明の詳細な説明】**【0001】****【発明の属する技術分野】**

この発明は、力率改善 DC / DC コンバータおよびこれを用いる電子装置に関し、詳しくは、商用交流電源からの電力を直流に変換して電子装置に供給するシステムにおける力率改善コンバータにおいて、その直流出力を想定される交流入力電圧のピーク値よりも高い電圧に設定しなくても済み、高圧耐圧部品を使用しなくても済むような力率改善コンバータの電源装置の改良に関する。

10

【0002】**【従来技術】**

従来、交流電源から電力が供給される電子装置、例えば、サーバなどの電子システムでは、その内部で低電圧の直流電源を必要とするために商用電源から直接またはトランスを介した交流電流をダイオードなどの整流回路で整流し、キャパシタ等で構成される平滑回路で平滑化して、DC / DC コンバータに供給している。さらに、この DC / DC コンバータの出力を必要とする DC 電圧までシリーズレギュレータやスイッチングレギュレータ等により降圧することが行われる。

20

一般的にコンデンサインプットと呼ばれる整流平滑方式で、交流を直流に変換する直流電源回路では、主スイッチの投入時に突入電流を発生したり、入力電圧のピーク付近で瞬間的に大きな電流を吸収するために、力率が悪く、高調波雑音の原因となり、近年、それが問題となっている。

このため力率改善コンバータがインバータ式エアコンディショナーや家庭用コンピュータなど電化製品や情報機器に幅広く導入されつつある。

【0003】

力率改善コンバータとは、アクティブフィルタとも呼ばれる回路技術であり、基本的には、ブリッジに構成したダイオードなどのスイッチ素子からなる整流回路で交流を整流して得た電力の脈流 DC 電流を、高周波でスイッチングしてフライバックパルスを得て、それを直流定電圧に変換する非絶縁昇圧型のコンバータである。この点で、通常の降圧型スイッチングレギュレータとは相違する。

30

この力率改善コンバータの制御は、出力の直流電圧が 定になるようにすると同時に、入力脈流電圧に実質的に比例して電流をグランド側へと流して電力を消費するようにして脈流を吸収する制御する。具体的には、直流出力電圧をある基準値と比較し、その比較の結果得られる電圧値と、交流整流回路から入力される脈流入力電圧の乗算値に応じて非絶縁昇圧型スイッチングコンバータのスイッチングトランジスタをスイッチング制御するものである。

【0004】**【発明が解決しようとする課題】**

40

このような従来構成の力率改善コンバータは、実質的に昇圧コンバータであるが故に、フライバックパルスを得るコイル（インダクタ）の入力側の端子は、フライバック発生時点で整流回路から入力される脈流入力電圧のピーク値を必ず超えていなければならない。そうしないと、コイルを経て電力用のコンデンサ側に昇圧した電力を蓄積することができない。

例えば、ワールドワイドな電源装置として、このような電源装置を設計した場合、交流入力電圧の範囲を 80 V ~ 260 V の範囲のものとするれば、想定される脈流のピーク電圧は、そのルート 2 倍の約 366 V にも達する。そのため、力率改善コンバータの出力（そのフライバックパルスの電圧）は、それ以上、例えば、385 V 前後に設定して設計しなければならない。

50

このような高い電圧が電源回路で発生すると、危険性が増大したり、低電圧部品に比べ高価で大型かつ低性能な高圧耐圧部品を使用しなければならなくなる問題がある。

この発明の目的は、このような従来技術の問題点を解決するものであって、直流出力を想定される交流入力電圧のピーク値よりも高い電圧に設定しなくても済み、高圧耐圧部品を使用しなくても済む力率改善コンバータの電源装置およびこの電源装置を用いる電子装置を提供することにある。

【0005】

【課題を解決するための手段】

このような目的を達成するためのこの発明の力率改善コンバータの電源装置および電子装置の特徴は、交流を整流して得られる脈流DC電圧を持つ入力電流をスイッチングしてフライバックパルスを生じさせて入力脈流電圧に対して安定化された降圧のDC電圧を得る力率改善DC/DCコンバータにおいて、

第1のコイル、脈流DC電圧のラインと第1のコイルとの間に設けられた第1のスイッチ回路および第1のコイルに流れる電流を受ける順方向に挿入された第1の整流素子とを有する直列回路と、第1のスイッチ回路を経た入力電流を基準電位のラインに流すシャント回路と、基準電位のラインと第1のコイルの一端との間に設けられシャント回路に流れる入力電流が遮断されたときに発生するフライバックパルスによる電流の還流路を形成する第2の整流素子と、第1のコイルに流れる電流を第1の整流素子を介して受ける一端が出力端子に接続された第1のコンデンサとを備えていて、

第1のスイッチ回路を入力電流の周波数よりも高い所定の周波数でONあるいはOFFし、脈流DC電圧と出力端子の電圧に応じて、ONしている第1のスイッチをOFFにしあるいはOFFしている第1のスイッチ回路をONにして、第1のスイッチをOFFにしたタイミングでフライバックパルスを生じさせて、出力端子の電圧が実質的に一定になるように制御するとともに第1のスイッチ回路がONしているときに脈流DC電圧に実質的に比例した入力電流をシャント回路を介して基準電位のラインに流す制御をするものである。

【0006】

【発明の実施の形態】

このように、この発明では、第1のコイルの入力側端子と入力側の脈流電圧のラインとの間に第1のスイッチ回路を設けて、脈流DC電圧を持つ入力電流を基準電位のラインに流すシャント回路に流れる電流が遮断されたときに発生するフライバックパルスの電流の還流路を、基準電位のラインとシャント回路の一端との間に設けられた第2の整流素子で形成し、フライバックパルスが発生したときに第1のスイッチ回路をOFFにしてコイルの入力側端子と入力側の脈流電圧のラインとを切り離すようにしている。

そして、フライバックパルス発生時には、フライバック電流が還流するコイルの端子は、第2の整流素子により基準電位ラインに接続されているので、基準電位ラインの電位に近い電圧になる。一方、発生するフライバックパルスは、コイルの出力端側の電圧が基準となるので、入力側の脈流電圧のラインのピーク電圧より低いフライバックパルスを生じさせることができる。

これにより、コイルの出力側の電圧は、入力側の脈流電圧のピーク電圧より低い任意の電圧に設定でき、出力側以降の回路に高い電圧が加わらなくても済む。

その結果、高圧耐圧部品を使用しなくても済む力率改善コンバータの電源装置およびこの電源装置を用いる電子装置を容易に実現できる。

【0007】

【実施例】

図1は、この発明の力率改善DC/DCコンバータを適用した実施例の電源装置のブロック図、図2は、図1の電源装置を利用する無停電電源システムの一例の説明図、図3は、力率改善コンバータのコイルの入力端子と出力端子の電圧波形図、図4は、Zeta型力率改善コンバータを適用したこの発明の他の実施例の電源装置のブロック図である。なお、各図において、同一の構成要素は同一の符号で示す。それらの重複しての説明は省略する

10

20

30

40

50

。

まず、図 2 において、10 は、無停電電源システムで動作するサーバの例であって、11 は、そのサーバ電源ブロック（電源装置）、15 は、サーバ電源ブロック 11 から電力の供給を受けて動作するサーバ本体、22 は、サーバ電源ブロック 11 から電力の供給を受けて動作する周辺機器の例としての LCD ディスプレイである。

サーバ電源ブロック 11 において、12 は、力率改善コンバータであり、交流整流回路 1 と非絶縁型昇降圧コンバータ 2 とで構成されている。12a は、その電力供給ラインである。そして、12b は、共通接地ラインであるボディアースラインである。

【0008】

このサーバ電源ブロック 11 は、コネクタ（コンセント + プラグ）11a を介して商用 AC 電源 AC 200V の電源入力ライン 21 に接続され、このラインを介して入力された電力を力率改善コンバータ 12 にて、例えば、直流 48V の電圧の電力に変換して共通直流電力ライン 12a に送出する。共通直流電力ライン 12a の電力は、ATX 仕様（ATX 規格）の電源回路であるスイッチングレギュレータ等の絶縁 DC / DC コンバータ 13 に加えられ、例えば、DC 1.2V, DC 5V, DC 3.3V, -DC 5V, -DC 12V の各電圧の電力として生成され、ATX 仕様のコネクタ 14 を介してサーバ本体 15 に供給される。

無停電電源システムとして、商用 AC 電源が遮断されたときには、二次電池ユニット 20 から電力が供給される。そのために電力供給ライン 12a には、充電回路 17 と放電回路 18 を介して複数の二次電池が積層された組み電池 19 が接続されている。組み電池 19 は、通常は、力率改善コンバータ 12 から充電回路 17 を介して充電されて DC 48V の電圧が保持されるように制御され、商用 AC 電源の停電時には、放電回路 18 を介して絶縁 DC / DC コンバータ 13 に電力を供給する。これによりサーバ本体 15 ならびに LCD ディスプレイ 22 は停電の影響を受けることなく動作する。

なお、LCD ディスプレイ 22 は、その電力供給ライン 12a とボディアースライン 12b とに接続された絶縁 DC / AC コンバータ 16 を介して AC 100V の電力が供給される。

【0009】

二次電池ユニット 20 に供給される電力は、非絶縁型昇降圧コンバータ 2 を介して供給されるが、これには、高電圧が加わらず、脈流が少ない電流であることが充電電池を保護し、長持ちさせる条件である。そのために、出力側を高電圧に設定しないで済む力率改善コンバータ 12 が利用される。

この力率改善コンバータ 12 は、図 1 に示すように、交流整流回路 1 と非絶縁型昇降圧コンバータ 2 とで構成されている。

交流整流回路 1 は、いわゆるダイオードブリッジの全波整流回路であり、コネクタ 11a を介して入力された商用 AC 電源として AC 200V の電圧の電力を小容量のフィルムキャパシタ 23 にて急峻な高調波ノイズを減少させた上で、脈流ライン 1a に送出する。

非絶縁型昇降圧コンバータ 2 は、この脈流を持つ直流電圧の電力を受けてそれをスイッチングすることで、昇降圧をして DC 48V の電力を電力用のコンデンサ Co に蓄積する。

【0010】

非絶縁型昇降圧コンバータ 2 は、n チャンネルの MOS トランジスタ Tr1 からなるスイッチ回路 3 とこれを駆動する高いドライブ電圧を発生する昇圧型 DC / DC コンバータからなるハイサイドドライバ 4、そしてブロッキング発振をさせるトランス（ブロッキングトランス）5、n チャンネルの MOS トランジスタ Tr2 からなるスイッチ回路 6、ダイオード D1, D2、シャント抵抗 R、電力用のコンデンサ Co、そして IC 化されたコントローラ 7 とからなる。

8a は、出力端子であり、電力供給ライン 12a に接続されている。8b は、は、グラウンドライン 8 が接続されたグラウンド端子であり、共通接地ラインであるボディアースライン 12b に接続されている。

なお、シャント抵抗 R は、グラウンドライン 8 に流す電流値を検出するために挿入された抵

10

20

30

40

50

抗である。このシャント抵抗 R の電圧を検出することにより入力脈流電圧に実質的に比例した入力電流を消費する制御をコントローラ 7 が行う。

【0011】

ここで、スイッチ回路 3 とブロッキングトランス 5 (その一次巻線) とダイオード $D1$ とはこの順での直列回路となっていて、この直列回路が脈流ライン 1 a と出力端子 8 a との間に接続されている。ダイオード $D2$ は、スイッチ回路 3 とブロッキングトランス 5 との接続点 A とグラウンドライン 8 との間に接続されている。また、コンデンサ $C0$ は、出力端子 8 a とグラウンドライン 8 との間に接続されている。さらに、コントローラ 7 の駆動パルスがスイッチ回路 6 (トランジスタ $Tr2$ のゲート) とハイサイドドライバ 4 とに供給され、前記の駆動パルスがハイサイドドライバ 4 により高い駆動電圧に変換されてトランジスタ $Tr1$ のゲートに供給される。

10

【0012】

コントローラ 7 の内部には、基準電圧 V_{ref} を発生する基準電圧発生回路 7 a と、誤差増幅器 7 b、乗算回路 7 c、そしてブロッキング発振制御回路 7 d とを有し、脈流電圧をモニタする信号ライン 9 a、出力端子 8 a の電圧をモニタする信号ライン 9 b、ブロッキングトランス 5 の二次巻線からの信号ライン 9 c、ブロッキングトランス 5 の一次巻線に流れる電流をシャントするシャント抵抗 R の端子電圧を受ける信号ライン 9 d からそれぞれの電圧信号を受けて、これら電圧信号に応じてスイッチ回路 3 とスイッチ回路 6 との ON 期間を出力電圧とシャント抵抗 R の端子電圧に応じて制御する。

なお、シャント抵抗 R の端子電圧は、ブロッキングトランス 5 の一次巻線に流れる電流をモニタするものであり、実際には、その電流に対応する信号に相当する。また、スイッチ回路 6 とシャント抵抗 R とは、ブロッキングトランス 5 (その一次巻線) に流れる脈流の入力電流をグラウンド GND (グラウンドライン 8) へとシャントするシャント回路になっている。

20

さらに、トランジスタ $Tr1$, $Tr2$ のソース - ドレインに沿って順方向に並列に設けられたダイオードは、ボディダイオードである。

【0013】

コントローラ 7 は、ブロッキング発振制御回路 7 d とブロッキングトランス 5 とスイッチ回路 6 とシャント抵抗 R とにより高周波でスイッチ回路 3 とスイッチ回路 6 とをスイッチングするブロッキング発振回路を形成している。

30

ブロッキング発振制御回路 7 d は、信号ライン 9 c からブロッキングトランス 5 の二次巻線からの信号を受けてそれを正帰環信号として駆動ライン 9 に駆動パルスを発生してスイッチ回路 6 を ON させてブロッキング発振をさせる。すなわち、信号ライン 9 c は、ブロッキングトランス 5 の一次巻線に流れる電流が臨界動作状態になったタイミングでトリガ信号を取り出すラインである。

スイッチ回路 6 の ON 期間にその駆動パルスをスイッチ回路 3 にも加えることでこれらを同時に ON させる。このことで、これらスイッチ回路 3, 6 の ON 期間に応じて、ブロッキングトランス 5 の一次巻線に流れる電流値が増加するので、この ON 期間を制御することで一次巻線に流れる電流、言い換えれば、脈流入力電流を制御する。

すなわち、これらスイッチ回路 3, 6 の OFF するタイミングを駆動パルスのパルス幅で制御することで、フライバックパルスの電圧値を制御すると同時に、ブロッキングトランス 5 の一次巻線に流れる電流が脈流となっているので、この脈流に比例した電流を、スイッチ回路 6 を介してグラウンドライン 8 へと流す制御をする。それにより脈流の電流の吸収ができる。

40

そこで、ブロッキング発振制御回路 7 d は、ブロッキング発振により ON させたスイッチ回路 3 とスイッチ回路 6 とを乗算回路 7 c の出力を受けて OFF させる。

【0014】

乗算回路 7 c の出力は、脈流電圧をモニタする信号ライン 9 a の電圧と、出力端子 8 a の電圧と基準電圧 V_{ref} との差の電圧信号 S のかけ算値として発生させる。ここで、差の電圧信号 S は、基準電圧発生回路 7 a と、これと出力端子 8 a の電圧を受ける誤差増幅器 7

50

b の出力として発生する。

このように、シャント抵抗 R の端子電圧と出力端子 8 a の電圧とがそれぞれ帰還されて、出力端子の電圧が一定の電圧、例えば、48 V になるようにそれぞれの ON 期間が制御され、かつ、脈流の吸収が行われる。出力端子 8 a が 48 V (目標電圧) より下がったときには、スイッチ回路 3 とスイッチ回路 6 との ON 期間をその低下電圧値に応じて長くし、かつ、ブロッキングトランス 5 に流れる電流を大きくして、スイッチ回路 6 を OFF したときのフライバックパルスの電圧を高くする。出力端子 8 a の電圧が実質的に 48 V (目標電圧) にあるときには、ON/OFF が停止される。さらに、ブロッキングトランス 5 を経てシャント抵抗 R に流れる電流は、前記の乗算値により脈流に比例した電流値のところで高周波数の駆動パルスにより遮断される。

10

【0015】

ここで、トランジスタのスイッチ回路 3 およびスイッチ回路 6 が ON すると、脈流ライン 1 a から入力された電力は、トランジスタのスイッチ回路 3、接続点 A (コイル入力側)、ブロッキングトランス 5 の一次巻線、接続点 B (コイル出力側)、トランジスタのスイッチ回路 6、シャント抵抗 R、グラウンドライン 8 を経る電流ループを形成する。このとき、ブロッキングトランス 5 の一次巻線 (コイル) に流れ込んだ電流は、その電流値に応じた磁気エネルギーとしてこれに蓄積される。

次いで、トランジスタのスイッチ回路 3, 6 が OFF になると、ブロッキングトランス 5 の一次巻線 (コイル) に蓄積された磁気エネルギーは電流に変換されて流れ出し、接続点 B、ダイオード D1、電力用コンデンサ C_o の陽極、出力端子 8 a、出力端子 8 a に接続された電力供給ライン 12 a、これに接続された負荷回路、ボディアースライン 12 b、グラウンドライン 8、ダイオード D2、ブロッキングトランス 5 の一次巻線に戻る電流ループを形成する。

20

【0016】

このように、スイッチ回路 3 とスイッチ回路 6 とが OFF したときには、ブロッキングトランス 5 の一次巻線に流れるフライバックパルス電流は、ダイオード D1、コンデンサ C_o、グラウンドライン 8、ダイオード D2 による閉回路を流れる。すなわち、ダイオード D2 は、フライバックダイオードである。そこで、スイッチ回路 3 とブロッキングトランス 5 との接続点 A の電圧は、グラウンド電位から 1 V_f (ベース - エミッタ重方向降下電圧 = 0.7 V) に維持される。

30

この実施例では、ブロッキングトランス 5 の一次巻線 (コイル) の入力側 (接続点 A) の電圧である昇圧基準電圧が脈流ライン 1 a ではなく、実質的にダイオード D2 で接続された接続点 A になっている。このことによって一次巻線出力側 (接続点 B) に発生するフライバックパルスは、これが基準の電圧となり、脈流ライン 1 a のピーク電圧に制限されることなく、自由に、例えば、48 V に設定することができる。

【0017】

このように、この実施例では、力率改善コンバータの昇圧コイル (ブロッキングトランス 5 の一次巻線) に電力エネルギーを蓄積するときには、脈流電圧のライン 1 a とコイルの間にあるスイッチ回路 3 を ON にし、かつ、コイルとグラウンドライン 8 との間にあるスイッチ回路 6 を ON する。反対にコイルに蓄積された電力エネルギーを出力するときには、これら二つのスイッチ回路を OFF する。この OFF のとき、コイルに蓄積された電力エネルギーは、グラウンドライン 8 とを結ぶ整流素子 (ダイオード D2) を経由してコイルに戻るため、コイルの脈流ライン側の極である昇圧の電圧基準 (接続点 A, コイルの入力端子の電圧) は、スイッチ回路を経由した実質的なループの電圧基準となる。これにより、入力の脈流電圧によらずに、出力電圧を自由に設定することが可能になり、脈流のピーク電圧よりもコイル (ブロッキングトランス 5 の一次巻線) の出力端子 (接続点 B) は、低い電圧に設定することができる。

40

【0018】

図 3 は、力率改善コンバータのブロッキングトランス 5 の一次巻線 (コイル) の入力端子である接続点 A と出力端子である接続点 B (一次巻線とダイオード D1 との接続点) の電

50

圧波形図である。

図3(a)は、駆動ライン9に出力される駆動パルスであり、そのパルス幅は、出力端子8aの電圧と入力脈流電圧とに応じて変化する。図3(b)は、コイル(ブロッキングトランス5の一次巻線)の出力端子(接続点B)に発生するフライバックパルスであり、図3(c)は、コイル(ブロッキングトランス5の一次巻線)の入力端子(接続点A)の電圧波形である。

(c)に示すように、コイルの入力端子となる接続点Aの電圧波形は、AC200Vの場合、そのピーク電圧の366Vを越えることはない。また、コイルの出力端子である接続点Bの電圧波形は、48V程度の値に維持される。

これに対して、一般的な力率改善コンバータのコイルの入力端子と出力端子の電圧波形図は、図3(d)は、一般的な力率改善コンバータのコイルの入力側の電圧波形であり、(e)は、そのコイルの出力端子の電圧波形であり、これらはともに360V以上の高い電圧になる。

10

【0019】

図3(c)に示すように、ブロッキングトランス5の一次巻線の入力側端子に瞬間的に加えられる電圧は、入力電圧を整流したピーク値を越えることはなく、その平均的な電圧値は、グラウンド電位に近いものとなる。また、図3(b)に示すように、ブロッキングトランス5の一次巻線の出力側端子は、目標電圧か、これより少し高いフライバックパルスが瞬間的に加えられるだけであるので、これも高電圧になることはない。これより非絶縁型昇降圧コンバータ2より後段の回路に高電圧が加わることはなくなる。

20

したがって、出力電圧を想定される交流電圧のピーク値よりも低く設定した力率改善コンバータ12を具えた図2の交流入力サーバ10は、高電圧による各種危険性が減少するとともに、そのサーバ電源ブロック11は、小型高性能で廉な低電圧用部品の使用が可能となる。

なお、この例では自励式制御を例としたためブロッキングトランス5の二次巻線の信号ライン9cが必要となっているが、所定の周期のクロックCLK等でON信号を外部から加えてスイッチ回路3を所定の周期でONさせるような他励式の発振回路を用いる、例えば、図4に示すような制御回路では、信号ライン9cが不要であることは言うまでもない。また、このような制御により入力の脈流電圧と実質的に比例した電流を吸収して定電圧の直流に変換することが可能となるので力率が改善される。

30

【0020】

ところで、ハイサイドドライバ4は、チャージポンプ回路等を用いた昇圧回路を具えるトランジスタスイッチ駆動回路とすることができる。

なお、詳細は説明しないが、交流整流回路1のダイオード、ダイオードD1、D2の少なくとも1つをトランジスタ素子のスイッチ回路に置き換えて、ダイオードがONするのと実質的に同様の条件でこのトランジスタをONさせる制御を行うことによりさらにより効率が高い回路とすることができる。言い換えれば、これらダイオードは、ここでは、所定のタイミングでON/OFFするスイッチング素子が使用できる。

【0021】

図4は、昇降圧コンバータとしてよく知られたZeta型コンバータを応用した実施例例である。

40

Zeta型昇降圧コンバータ2aは、ハイサイドドライバ4で駆動されるスイッチ回路3、コア付きコイル50、コンデンサC2、コイル51、ダイオードD1、ダイオードD3、出力コンデンサCo、グラウンドライン8に直列に挿入されたシャント抵抗R1、IC化されたコントローラ70からなる。

なお、グラウンドライン8は、抵抗R1、グラウンドライン8cを介して端子8bに接続されている。

コントローラ70には、抵抗R1により電流をモニタする検出信号ライン9d、脈流電圧のモニタ信号ライン9a、出力電圧モニタの信号ライン9bが接続されている。この例では、高周波駆動の他励発振型の制御回路ブロックを示したため図2の例では必要であった

50

コイルからの臨界状態をモニタする信号ライン 9 c は不用である。

この昇降圧コンバータでは、図 1 のブロッキングトランス 5 に換えてコア付きコイル 5 0 が設けられ、ダイオード D 2 の位置にはこれに換えて脈流入力電流をシャントするシャント回路を構成するコイル 5 1 が設けられている。また、接続点 A とコイル 5 0 との間に電力用のコンデンサ C 2 が挿入され、スイッチ回路 6 とシャント抵抗 R の直列回路の位置には、これに換えて、図 1 のダイオード D 2 が挿入され、コイル 5 1 に流れるフライバック電流の帰還路を形成している。

【 0 0 2 2 】

コントローラ 7 0 は、ブロッキング発振制御回路 7 d に換えて内部に駆動パルスを発生する駆動制御回路 7 1 が設けられ、スイッチ回路 3 が ON / OFF 駆動される。高周波による所定の周波数での ON 駆動に応じて、コイル 5 1、グラウンドライン 8 へと電流が流れて、コイル 5 1 にエネルギーが蓄積される。このとき同時に、コンデンサ C 2 に蓄積されている電荷がコイル 5 0、ダイオード D 1、コンデンサ C o と電流が流れてコンデンサ C o に電荷（電力）が供給される。スイッチ回路 3 の OFF 時には、コイル 5 1 の出力側にフライバックパルスが発生してコイル 5 1 に蓄積されたエネルギーが電流として、グラウンドライン 8、ダイオード D 2、コイル 5 0 を介してコンデンサ C 2 へと流れ、これに電荷が蓄積されてコイル 5 1 の入力側に帰還する。

これがスイッチ回路 3 の ON / OFF に応じて高周波で繰り返される。

なお、OFF のタイミングは、図 1 と同様に乗算回路 7 c の出力を受けて、脈流 DC 電圧に実質的に比例した入力電流をグラウンドライン 8 へと流すように設定されている。

【 0 0 2 3 】

駆動制御回路 7 1 は、抵抗 R 1 の端子電圧を受けて、コイル 5 1 に流れる電流を監視して、コイル 5 1 に流れる電流が脈流に比例した電流となったときに、スイッチ回路 3 を OFF する駆動パルスを発生して駆動ライン 9 に出力する。

する。

この Zeta 型回路は、コイル 5 1 が接続点 A とグラウンドライン 8 の間に挿入されているので、直流的には、グラウンド電位に近いものになる。また、コイル 5 0 の出力側である接続点 B の電圧は、図 1 と同様に、グラウンド電位から 0 . 7 V 程度を基準として発生するフライバックパルスの電圧に抑えられているので、コンデンサ C o 側へは、高い電圧が加わらないで済む。なお、この Zeta 型回路は、コイルが 2 つ必要であり、電力用のコンデンサ C 2

【 0 0 2 4 】

以上説明したきたが、実施例では、スイッチ回路 3（あるいはスイッチ回路 3 およびスイッチ回路 6）を入力電流よりも高い所定の周波数で ON するとともに脈流 DC 電圧と出力端子の電圧（コンデンサ C o の端子の電圧）に応じて出力端子の電圧が実質的に一定になるようにスイッチ回路 3（あるいはスイッチ回路 3 およびスイッチ回路 6）を OFF し、かつ、スイッチ回路 3（あるいはスイッチ回路 3 およびスイッチ回路 6）が ON しているときに前記脈流 DC 電圧に実質的に比例した入力電流をグラウンドライン 8（基準電位のライン）に流す制御をしてるが、スイッチ回路 3（あるいはスイッチ回路 3 およびスイッチ回路 6）の ON / OFF 制御はこれと逆になっていてもよい。

すなわち、スイッチ回路 3（あるいはスイッチ回路 3 およびスイッチ回路 6）を入力電流よりも高い所定の周波数で OFF するとともにフライバックパルスを発生し、脈流 DC 電圧と出力端子の電圧（コンデンサ C o の端子の電圧）に応じて出力端子の電圧が実質的に一定になるようにスイッチ回路 3（あるいはスイッチ回路 3 およびスイッチ回路 6）を ON しかつスイッチ回路 3（あるいはスイッチ回路 3 およびスイッチ回路 6）が ON しているときに前記脈流 DC 電圧に実質的に比例した入力電流をグラウンドライン 8（基準電位のライン）に流す制御をしてもよい。

【 0 0 2 5 】

また、実施例では、グラウンドラインへと落とす電流を検出する抵抗を、図 1 では、スイッチ回路 6 と直列に挿入し、図 4 では、グラウンドラインに挿入しているが、この抵抗は、ス

10

20

30

40

50

スイッチ回路 3 が ON しているときに、グラウンドラインへと落とす電流を検出するものならば、どこに挿入されてもよい。

さらに、実施例では、電子装置としてサーバの例を挙げているが、電子装置はサーバに限定されるものではない。また、スイッチ回路として n チャネル MOS トランジスタの例を挙げているが、スイッチ素子は、バイポーラトランジスタであってもよく、さらにトランジスタ素子に限定されるものではない。

【 0 0 2 6 】

【 発明の効果 】

以上の説明のとおり、この発明では、第 1 のコイルの入力側端子と入力側の脈流電圧のラインとの間に第 1 のスイッチ回路を設けて、脈流 DC 電圧を持つ入力電流を基準電位のラインに流すシャント回路に流れる電流が遮断されたときに発生するフライバックパルスの電流の還流路を、基準電位のラインとシャント回路の一端との間に設けられた第 2 の整流素子で形成し、フライバックパルスが発生したときに第 1 のスイッチ回路を OFF にしてコイルの入力側端子と入力側の脈流電圧のラインとを切り離すようにしている。

その結果、高圧耐圧部品を使用しなくても済む力率改善コンバータの電源装置およびこの電源装置を用いる電子装置を容易に実現できる。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 図 1 は、この発明の力率改善 DC / DC コンバータを適用した 実施例の電源装置のブロック図である。

【 図 2 】 図 2 は、図 1 の電源装置を利用する無停電電源システムの一例の説明図である。

【 図 3 】 図 3 は、力率改善コンバータのコイルの入力端子と出力端子の電圧波形図である。

【 図 4 】 図 4 は、Zeta 型力率改善コンバータを適用したこの発明の他の実施例の電源装置のブロック図である。

【 符号の説明 】

1 ... 交流整流回路、 1 a ... 脈流ライン、
 2 ... 非絶縁型昇降圧コンバータ、
 3 , 6 ... スwitch回路、 4 ... ハイサイドドライバ、
 5 ... トランス (ブロッキングトランス)、
 7 ... コントローラ、
 8 a ... 出力端子、 8 b ... グラウンドライン、
 1 0 ... サーバ、 1 1 ... サーバ電源ブロック (電源装置)、 1 1 ... コネクタ、
 1 2 ... 力率改善コンバータ、 1 2 a ... 電力供給ライン、
 1 2 b ... ボディアースライン、
 1 3 ... 絶縁 DC / DC コンバータ、 1 4 ... コネクタ、
 1 5 ... サーバ本体、
 2 2 ... LCD ディスプレイ、
 1 7 ... 充電回路、 1 8 ... 放電回路、
 1 9 ... 組み電池、 2 0 ... 二次電池ユニット、
 Tr 1 , Tr 2 ... MOS トランジスタ、
 D 1 , D 2 ... ダイオード、 R ... 抵抗、 C 1 , C o ... コンデンサ。

10

20

30

40

