

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4473624号
(P4473624)

(45) 発行日 平成22年6月2日(2010.6.2)

(24) 登録日 平成22年3月12日(2010.3.12)

(51) Int.Cl.

H02M 3/28 (2006.01)

F 1

H02M 3/28

E

請求項の数 4 (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願2004-107734 (P2004-107734)
 (22) 出願日 平成16年3月31日 (2004. 3. 31)
 (65) 公開番号 特開2005-295700 (P2005-295700A)
 (43) 公開日 平成17年10月20日 (2005.10.20)
 審査請求日 平成19年3月16日 (2007. 3. 16)

(73) 特許権者 000221937
 東北リコー株式会社
 宮城県柴田郡柴田町大字中名生字神明堂3
 番地の1
 (74) 代理人 100080931
 弁理士 大澤 敬
 (72) 発明者 鎌田 久浩
 宮城県柴田郡柴田町大字中名生字神明堂3
 番地の1 東北リコー株式会社内
 審査官 杉浦 貴之

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】スイッチングレギュレータ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

1 次巻線に流れる電流が断続されることにより 2 次巻線に交流起電力を誘起するトランスと、前記 2 次巻線の一方の端子に整流ダイオードを介して接続した第 1 の出力ラインと前記 2 次巻線の他方の端子に接続した第 2 の出力ラインとの間に平滑コンデンサを接続してなる整流平滑回路を備えたスイッチングレギュレータにおいて、

抵抗とコンデンサとインダクタを直列に接続したフィルタ回路を、前記第 1 の出力ラインと前記第 2 の出力ラインのうちの少なくとも一方における前記平滑コンデンサとの接続点より前記トランスの 2 次巻線側の部分と、電位が安定している導体との間に接続して設けたことを特徴とするスイッチングレギュレータ。

【請求項 2】

請求項 1 に記載のスイッチングレギュレータにおいて、前記フィルタ回路のコンデンサよりも容量の大きいコンデンサを、前記フィルタ回路に並列に接続して設けたことを特徴とするスイッチングレギュレータ。

【請求項 3】

請求項 1 又は 2 に記載のスイッチングレギュレータにおいて、前記電位の安定している導体が該スイッチングレギュレータの筐体であることを特徴とするスイッチングレギュレータ。

【請求項 4】

請求項 1 又は 2 に記載のスイッチングレギュレータにおいて、前記電位の安定している

10

20

導体が配線パターンによる導体であることを特徴とするスイッチングレギュレータ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、スイッチングレギュレータ（スイッチング電源装置ともいう）に関し、特に、トランスの2次側で整流平滑を行うスイッチングレギュレータに関する。

【背景技術】

【0002】

一般に、電磁障害と言われる現象は、何らかのノイズを発生させるノイズ発生源があり、このノイズ発生源で発生した電磁波が、導体や空間を媒体にして妨害を受ける機器に伝搬されることによって起こるものである。このように、ノイズの電磁波の伝搬には導体伝導と空間伝導があるが、周波数が高いノイズの場合には、空間伝導によって障害を発生させる頻度の方が高くなる。10

【0003】

また、近年のデジタル機器は高機能化及び高速処理化に伴ってさらなる高周波化が進んでいるが、このデジタル機器もその内部にクロック発振器、デジタルIC及びスイッチングレギュレータなどのノイズ発生源を多く備えており、これらから発生したノイズはプリント配線板の配線パターンや電源線、信号線、I/Oケーブルなどの導体を伝わって流れるとともに、それらの導体自体がアンテナとなってノイズの一部を空中に放射することになる。20

特に、それらの導体によるノイズ電流が流れる経路にインピーダンスが急に変化する部分がある場合には、そこで反射が起きて定在波が発生し、その周波数付近におけるアンテナ効率が高くなつて強力な電磁波を空間に放射してしまうことになる。

【0004】

図8は、スイッチングレギュレータの一例として他励ON-OFF方式の回路の一部を示すものである。このスイッチングレギュレータは、コアTcと1次巻線Lpと2次巻線LsからなるトランスT1と、このトランスT1の1次巻線Lpに直列に接続されたFET等によるスイッチング素子Qと、このスイッチング素子Qのスイッチングを制御する制御回路（PWM回路）3とを備えている。

そして、トランスT1は、1次巻線Lpに流れる電流がスイッチング素子Qのオン／オフによって断続されることによって、2次巻線Lsに交流電力を誘起する。30

【0005】

このトランスT1の1次巻線Lpの両端子a, b間に、ダイオードDsと直列に抵抗RsとコンデンサCsとの並列回路を接続して構成したスナバ回路を接続して、1次巻線Lpに流れる電流が断続される際に発生する逆起電圧を吸収するようしている。

【0006】

このトランスT1の2次側には、2次巻線Lsの一方の端子cにアノードを接続したダイオードDrと、そのダイオードDrのカソードに接続した第1の出力ライン1と2次巻線Lsの他方の端子dに接続した第2の出力ライン2との間に平滑用コンデンサCrを接続した整流平滑回路を備えており、2次巻線Lsに誘起された交流電力を整流・平滑した直流電力を、出力端子8a, 8b間に接続される負荷に供給する。40

そして、第2の出力ライン2とフレームグラウンド5との間にコンデンサCを接続して、トランスTcの2次側に発生するノイズをフレームグラウンド5へ落とすようしている。

【0007】

また、入力端子4a, 4b間に供給されるトランスT1の1次側の電源は、商用周波数の交流を整流・平滑した直流であつてもよいし、近年では分散化電源が普及している関係で始めから直流である場合や、脈流のある電圧の場合など種々考えられる。商用交流電源から入力を受けるスイッチングレギュレータの場合には、通常その入力部にフィルター回路が設けられており、それによりノーマルモード・ノイズとコモンモード・ノイズの両方50

を低減させるようにしている。

【0008】

しかし、近年はスイッチングレギュレータに対する要求が多様化していることや、使用機器が高機能化していること、また、使用機器から見たスイッチングレギュレータのインピーダンスが相対的に低いことから、スイッチングレギュレータは外来ノイズの電磁波の影響を受けやすくなっているのが実状である。また、スイッチングレギュレータ自体においても、エナジースタや高調波電流規制、また多様な高機能化、高出力化が進んできており、ますます電磁障害を発生しやすい状況にある。

【0009】

そこで、例えば特許文献1に見られるように、トランスの1次側の発振元と2次側のアースラインとの間にコンデンサを接続することによって、スイッチング素子のスイッチングに伴って発生するノイズをその発生源のすぐ近くで効果的に減衰させる方法が提案されている。10

また、特許文献2には、トランスの1次側と2次側にそれぞれコンデンサの一端を接続し、それらの他端の接地線を結合してまとめて接地し、ノーマルモード・ノイズやコモンモード・ノイズを低減させるようにしたものが開示されている。

【0010】

しかし、図8におけるコンデンサCや、特許文献1あるいは特許文献2におけるノイズ除去用のコンデンサは、回路配線が有するインダクタンス成分と協働してある周波数のノイズ成分に対しては共振状態となってしまい、かえって電磁波を強く放射してしまうという問題がある。20

そこで、本発明者は先に、特許文献3に開示しているようにコンデンサに直列に抵抗を接続して共振状態のQをダンプするようにしたフィルタ回路を、トランスの1次側とフレームグラウンドとの間に接続して電磁波ノイズを効果的に抑制することを提案している。

【0011】

【特許文献1】特開平6-98539号公報

【特許文献2】実公平6-19320号公報

【特許文献3】特開平9-271165号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

しかしながら、上述したように多種多様化するスイッチングレギュレータが、その負荷となる使用機器から見てノイズ電磁波の影響を受けやすくなっている実情を考慮すると、トランスの2次側においてさらに効果的にノイズを低減させるようにする必要がある。

この発明は、このような背景に鑑みてなされたものであり、スイッチングレギュレータにおけるトランスの2次側単独でも広い帯域の電磁波ノイズを効果的に低減できるようにすることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0013】

この発明は、1次巻線に流れる電流が断続されることにより2次巻線に交流起電力を誘起するトランスと、その2次巻線の一方の端子に整流ダイオードを介して接続した第1の出力ラインと2次巻線の他方の端子に接続した第2の出力ラインとの間に平滑コンデンサを接続してなる整流平滑回路を備えたスイッチングレギュレータにおいて、上記の目的を達成するため、次のようにフィルタ回路を設けたものである。

【0014】

すなわち、抵抗とコンデンサとインダクタを直列に接続したフィルタ回路を、前記第1の出力ラインと前記第2の出力ラインのうちの少なくとも一方における前記平滑コンデンサとの接続点より前記トランスの2次巻線側の部分と電位が安定している導体との間に接40

50

続して設ける。

また、上記フィルタ回路のコンデンサよりも容量の大きいコンデンサを、上記フィルタ回路に並列に接続して設けるとよい。

さらに、上記電位の安定している導体が、このスイッチングレギュレータの筐体であってもよいし、配線パターンによる導体であってもよい。

【発明の効果】

【0015】

この発明によるスイッチングレギュレータは、トランスの2次側の平滑コンデンサの手前でフィルタ回路によりノイズ電流を電位の安定した導体へ落とすことができるので、トランスの2次巻線の周辺に形成されてノイズを放射する電流ループを小さくすることができ、またフィルタ回路が抵抗とコンデンサとインダクタを直列に接続して構成されているため、電流ループのインダクタンス成分との協働によってある周波数によって共振状態が生じたとしても、そのQがダンプされているので共振を弱めて電磁障害を効果的に低減することができる。10

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

以下、この発明を実施するための最良の形態を図面に基づいて具体的に説明する。

〔第1の実施の形態〕

図1は、この発明によるスイッチングレギュレータの第1の実施の形態の構成を示す回路図である。この図1乃至図6までの各図において、前述した従来例の図8と対応する部分には同じ符号を付してあり、それらの詳細な説明は省略する。20

この図1に示すスイッチングレギュレータは、他励ON-OFF方式の構成のDC-DCコンバータ2であり、フィルタ回路を除く回路構成は図8に示した従来のスイッチングレギュレータと同様である。

【0017】

そして、トランスT1の2次巻線Lsの一方の端子cに整流ダイオードDrを介して接続された第1の出力ライン1における平滑コンデンサCrとの接続点pよりトランスT1の2次巻線Ls側の部分と、電位が安定している導体によるフレームグランド5との間に、抵抗R1とコンデンサC1とインダクタ(コイル)L1を直列に接続した第1のフィルタ回路6を接続して設けている。30

また、2次巻線Lsの他方の端子dに接続された第2の出力ライン2における平滑コンデンサCrとの接続点qよりトランスT1の2次巻線Ls側の部分とフレームグランド5との間に、抵抗R2とコンデンサC2とインダクタ(コイル等の誘導素子)L2を直列に接続した第2のフィルタ回路7を接続して設けている。

この実施形態では、電位が安定している導体によるフレームグランド5を、このスイッチングレギュレータの金属製の筐体としている。

【0018】

すなわち、図1において破線で囲んで示す部分が電磁波ノイズを除去あるいは抑制するためのフィルタ回路部分である。なお、第1のフィルタ回路6と第2のフィルタ回路7の両方を設けた方がよいが、そのいずれか一方を設けるだけでもよい。40

また、整流ダイオードDrは、2次巻線Ls一方の端子cにアノードを接続し、カソードに第1の出力ライン1を接続して正の直流電圧を出力するようにしているが、2次巻線Ls一方の端子cにカソードを接続し、アノードに第1の出力ライン1を接続して負の直流電圧を出力するようにしてもよい。

【0019】

このスイッチングレギュレータの動作について以下に説明する。

入力端子4a, 4b間には、例えば商用電源の交流を全波整流回路で整流し、平滑回路によって平滑した直流が供給され、トランスT1の1次巻線Lpに電流を流す。その電流が、制御回路3によってスイッチング素子Qがオン/オフされることによって断続され、それによってトランスT1の2次巻線Lsに交流起電力が誘起される。50

【0020】

その交流電力を、整流ダイオードDrによって整流し、平滑コンデンサCrによって平滑して、出力端子8a, 8b間に接続される負荷（使用機器）に直流電力を供給する。

そして、制御回路3がスイッチング素子Qをオン／オフ制御するパルスのデューティを増減することによって、スイッチング素子Qのオン時間を変化させ、出力電圧を制御することができる。

【0021】

この実施形態における第1, 第2のフィルタ回路6, 7は、以下に説明するように、このスイッチングレギュレータにおけるトランジスタT1の2次側において発生するノイズを効果的に低減することができる。

10

すなわち、スイッチングレギュレータの動作時には、上述したようにスイッチング素子Qのスイッチング制御によってトランジスタT1の1次巻線Lpに流れる電流が断続され、2次巻線Lsに交流電圧が誘起され、それが整流ダイオードDrによって整流された後に平滑コンデンサCrで平滑されることによって2次直流電力として出力される。

【0022】

そのスイッチング動作によってトランジスタT1の1次側でノイズが発生するとともに、2次側に生じるサージ電圧やリング状の電圧などが各素子を通過するときにもノイズが発生する。また、トランジスタT1の2次巻線Ls、整流ダイオードDr、第1の出力ライン1、平滑コンデンサCr及び第2の出力ライン2を結ぶ回路配線で電流ループが形成されることになる。

20

【0023】

この電流ループは、実際にはプリント配線基板の配線パターンで構成される場合が多いが、結合される各構成部品の大きさ、放熱性、電極間耐圧、安全規格などの回路構成の制約から、このループ面積をゼロにすることはできず、ある程度の長さを有するループ配線を形成することになる。そして、この電流ループの配線パターンにノイズ電流が流れた場合には、配線パターンの周囲に磁束が発生して電圧が誘起されることになり、この電流ループの配線パターンがループ状のアンテナを構成して周囲の空間に対し広くノイズを放射し、強い電磁障害を発生させる原因となる。

【0024】

そこで、図8によって説明したように、この電流ループ（アンテナ）を構成する配線パターンとフレームグラウンド5との間にコンデンサだけを接続した場合、ある範囲の周波数帯域にあるノイズに対してはそのコンデンサがノイズだけを流すフィルタとして機能する。しかし、このコンデンサは、ある特定の周波数に対して、ループ配線がその長さと面積により潜在的に備えるインダクタンス成分と協働して共振状態となってしまい、しかもその共振が高いQを持っているため、ループ配線からノイズを強く放射してしまうことになる。

30

【0025】

これに対して、この実施形態における第1, 第2のフィルタ回路6, 7は、それぞれコンデンサC1, C2に直列に抵抗R1, R2を接続していることによって共振のQを下げて共振状態を弱め（Qダンプという）、放射エネルギーを低減させるようにしている。つまり、共振回路のインダクタンス成分の値をL、容量成分の値をC、抵抗成分の値をRとすると、共振時のQは次式によって求められる。

40

$$Q = L / R = 1 / CR$$

したがって、抵抗R1, R2の抵抗値を大きくすることによって、Qを効果的にダンプさせることができる。

【0026】

また、共振状態でない場合でも、第1, 第2のフィルタ回路6, 7においてノイズ電流が抵抗R1, R2を通過する際には抵抗損失として発熱して消費されるとともに、抵抗R1, R2により電位差を持たせていることでノイズを落とされた先の電位（この実施形態では筐体の電位）が引き続き安定した電位を維持することができる。

50

【0027】

また、一般にコンデンサは使用可能な帯域に限界があり、第1，第2のフィルタ回路6、7のコンデンサC1、C2についても容量が大きければQをダンプさせる効果は大きいが、容量が大きいほど部品固有の共振状態で作用効果を発揮できる帯域が下がって、フィルタ効果がなくなってしまう。そのため、抵抗R1，R2によってQをダンプさせ、コンデンサC1、C2はあまり容量を大きくせずに有効な帯域を延ばし、装置の使用状態により共振点をシフトダウンもしくはシフトアップさせ、ノイズレベルを均一化させて電磁障害を低減させる。

【0028】

また、第1フィルタ回路6は、整流ダイオードDrと第1の出力ライン1の平滑コンデンサCrとの接続点pとの間の部分とフレームグラウンド5との間に接続し、第2のフィルタ回路7は、トランジスタT1の2次巻線Lsの端子dと第2の出力ライン2の平滑コンデンサCrとの接続点qとの間の部分とフレームグラウンド5との間に接続しているので、ノイズが平滑コンデンサに達する手前で安定した電位に落すことができ、電流ループの面積を実質的に小さくすることができる。10

【0029】

ここで、Kを定数、Sを電流ループの面積、Inをノイズ電流の大きさ、fをノイズ電流の周波数、dを導体厚さとした場合、電流ループの放射電解強度Eは、

$$E = K \cdot S \cdot I_n \cdot f^2 / d$$

と表すことができる。したがって、上述のように電流ループの面積を小さくすることにより、電流ループから空間に放射される輻射ノイズを弱め、電磁障害を低減させることができる。20

【0030】

以上により、この発明によるスイッチングレギュレータ1は、高機能化、高出力化されたものであっても、2次側単独で広い帯域のノイズレベルを抑え、電流ループにおける共振状態および放射電解強度を弱めることができるために、効果的に電磁障害を低減させることができる。

なお、各フィルタ回路6、7における抵抗R1、R2とコンデンサC1、C2とインダクタL1、L2をそれぞれ直列に接続する順序は、図示の順に限るものではなく、任意の順序で接続すればよく、第1のフィルタ回路6と第2のフィルタ回路7でその接続順序が異なっていても構わない。また、第1フィルタ回路6又は第2フィルタ回路7の一方だけを設けてもよいことは前述したとおりであり、装置の使用状況によってはどちらか一方のみを設けるようにしてもよい。30

【0031】

スイッチングレギュレータで問題になる周波数は、スイッチング素子やダイオード等の部品の周波数特性や経験上から、スイッチング周波数(10KHz～1MHz)から300MHz程度である。したがって、第1、第2フィルタ回路6、7のインダクタL1、L2の部品単体の自己共振点は、300MHz以上が好ましい。

しかし、特定のポイント、たとえば問題になる周波数が不要輻射の100MHzであれば、自己共振点が100MHzを越えるものであればよいし、雑音端子電圧の30MHzであれば、自己共振点が30MHzを越えるインダクタを選定すればよい。40

【0032】

また、コンデンサC1、C2は、積層フィルムコンデンサ等の高周波対応のものを選定するのが望ましい。しかし、場合によっては貫通コンデンサでもよいし、単に空隙を介して対向する導電パターンによって形成してもよい。その場合の容量は、空隙の距離と対向する導電パターンの面積によって調整することができる。そして、空隙のために周波数の特性が伸び、広い帯域で使用できるコンデンサが得られる。このコンデンサの好ましい例に関しては、後述する図6に示すコンデンサC3に関しても同様である。

抵抗はR1、R2は、純粋な抵抗成分の抵抗値のみを示すものが望ましい。そのため、炭素被膜抵抗、酸化皮膜抵抗、金属被膜抵抗などの抵抗を使用する。巻線抵抗は、インタ50

クタンス成分が大きいため使用しない方がよい。

【0033】

〔第2の実施の形態〕

次に、この発明によるスイッチングレギュレータの第2の実施の形態について説明する。図2は、そのスイッチングレギュレータの構成を示す回路図である。

この実施形態において、図1に示した第1の実施形態と異なる点は、第1，第2のフィルタ回路6，7の共通接続端を接続する先を、第1の出力ラインにおける平滑コンデンサCrとの接続点pと出力端子8aとの間、すなわち平滑コンデンサCrによって平滑されて電位が安定した部分（配線パターンによる導体）とした点だけである。

このように、第1，第2のフィルタ回路6，7の一端の接続点であるもとの電流ループ上よりも電位の安定した配線パターン上に他端を接続しても、ノイズ電流をハイインピーダンスにせずに吸収させることができる。10

【0034】

ここでいう電位の安定とは、必ずしも直流状態に近いという意味ではなく、交流状態においても安定していることをいい、インピーダンスについても同様である。各フィルタ回路6，7の両端をどのように接続するかによって生じる交流的な電位差が問題となる。もし、電流ループと各フィルタ回路6，7の接続先との間にあまり電位差がなく、抵抗損失を問題としない場合には、図示はしていないが、各フィルタ回路6，7にそれぞれ並列に抵抗を接続するようにしても有効である。そうすれば、各フィルタ回路6，7の両端間の電圧のインピーダンスを、それらの並列抵抗に強制的に押さえ込ませることになり、ノイズ低減のバランスを調整可能にする。20

【0035】

このようにして、スイッチングレギュレータが筐体を備えていないか（機器に内蔵される場合など）、樹脂等の絶縁材料製の筐体を使用する場合や、出力端子に接続される使用機器の状況によって基準電位（GND）が安定しない場合などでも、電流ループ上に発生したノイズ電流を他の電位の安定した配線パターンなどの導体へ落とすことによって、ループ面積を小さくでき、輻射ノイズの放射を低減することができる。

【0036】

さらに、各フィルタ回路6，7の共通接続端を接続できる他の導体の例としては、フレーム、シャーシ、遮蔽板、ノイズ吸収体、他の部品の取り付け金具などの金属や、回路基板内の最も安定した電位を持つプリント配線パターン、例えば5Vの電位、3Vの電位の配線パターン等を使用することもできる。要は、ノイズ電流がハイインピーダンスにならずに吸収される電位の導体であればよい。30

この場合も、第1のフィルタ回路6と第2のフィルタ回路7の一方のみを設けてもよいし、両方設ける場合にノイズ電流を落すために接続する先の導体が異なってもよい。

【0037】

〔第3の実施の形態〕

次に、この発明によるスイッチングレギュレータの第3の実施の形態について説明する。図3は、そのスイッチングレギュレータの構成を示す回路図である。

この実施形態において、図1に示した第1の実施形態と異なる点は、コンデンサC1と抵抗R1だけを直列に接続して構成した第1のフィルタ回路16と、コンデンサC2と抵抗R2だけを直列に接続して構成した第2のフィルタ回路17を、それぞれ第1のフィルタ回路6および第2のフィルタ回路7に代えて、第1の出力ライン1および第2の出力ライン2とフレームグランド5との間に接続して設けた点だけである。40

【0038】

これは、負荷として接続される使用機器の状況や実際の回路構成によっては、共振点をシフトアップあるいはシフトダウンさせるためのインダクタを備える必要がなかったり、または限りなく小さいインダクタでよいために、各フィルタ回路16，17の配線自体に潜在的に有するインダクタンス成分で十分である場合があるためである。

【0039】

50

20

30

40

50

これは逆に、各フィルタ回路 6、7 が不要なインダクタを有したり、また余計なアンテナ源となるないように回路の実装レイアウトを考慮する必要がある。また、抵抗 R 1、R 2 においてもインダクタンス成分を有する巻線抵抗などを用いないようにするのが望ましい理由である。

この場合も、第 1、第 2 のフィルタ回路 16、17 のいずれか一方のみを設けてよい。

また、図 2 に示した第 2 の実施形態における第 1、第 2 のフィルタ回路 6、7 のインダクタ L 1、L 2 の両方あるいは一方を省略してもよい。

【0040】

〔第 4 の実施の形態〕

10

次に、この発明によるスイッチングレギュレータの第 4 の実施の形態について説明する。図 4 は、そのスイッチングレギュレータの構成を示す回路図である。

この実施形態で前述の第 1 実施形態と相違するのは、自励 ON-OFF 方式の DC-DC コンバータを構成するスイッチングレギュレータであり、それによる相違点のみを説明する。その他の、構成および作用・効果は図 1 に示した第 1 の実施形態と同じであるので、説明を省略する。

【0041】

この実施形態で使用するトランス T 2 は、1 次巻線 L p と 2 次巻線 L s がコア T c に対して互いに同じ方向に巻かれている。そして、トランス T 2 の 2 次側の整流平滑回路 4 は、自励 ON-OFF 方式の DC-DC コンバータに対して力率を高くするためのチョークコイル L c と転流ダイオード D c を設けている。チョークコイル L c は、第 1 出力ライン 10 上で整流ダイオード D r のカソードと第 1 フィルタ回路 6 と接続点 e との間に直列に接続して設けている。転流ダイオード D c は、第 2 出力ライン 11 上で 2 次巻線 L s の端子 d と第 2 フィルタ回路 7 との接続点 f との間（図示の例では接続点 f と同じ点になっている）にアノードを接続し、第 1 出力ライン 10 上で整流ダイオード D r のカソードとチョークコイル L c との間にカソードを接続している。

20

【0042】

上述したようにトランス T 2 の 1 次巻線 L p と 2 次巻線 L s がコア T c に対して互いに同じ方向に巻かれているため、トランジスタ Q のオン / オフによってトランス T 2 の 1 次巻線 L p に流れる電流が断続されると、2 次巻線 L s に交流高電圧が誘起される。2 次巻線 L s の端子 c が正電位になったときに、2 次電流が整流ダイオード D r を通してチョークコイル L c に流れ平滑コンデンサ C r を充電するとともに、チョークコイル L c を励起する。

30

【0043】

2 次巻線 L s の端子 c が 0 又は負電位になって整流ダイオード D r が非導通になったとき、チョークコイル L c に蓄積された励起エネルギーが電流に再変換されて平滑コンデンサ C r と転流ダイオード D c に流れ、平滑コンデンサ C r を充電する。このようにしてトランス T 2 の 2 次巻線 L s に誘起された交流電力は整流・平滑され、出力端子 8 a、8 b に直流電力が出力される。

40

【0044】

この場合、第 1 のフィルタ回路 6 の第 1 の出力ライン 1 との接続点 e は、平滑コンデンサ C r との接続点 p とチョークコイル L c との間にする。

この実施形態によっても、第 1、第 2 のフィルタ 6、7 によるノイズ抑制あるいは低減作用は、前述した第 1 の実施形態の場合と同様である。

なお、第 1 実施形態と同様に第 1、第 2 のフィルタ回路 6、7 はどちらか一方のみ設けてよいし、抵抗 R 1、R 2 とコンデンサ C 1、C 2 とコイル L 1、L 2 の接続順を任意に変えてもよい。また、コイル L 1、L 2 の両方又は一方を省略してもよいし、ノイズを落とす接続先を筐体によるフレームグランド 5 に代えて、その他の電位の安定した配線パターンなどの導体としてもよい。

【0045】

50

〔第5の実施の形態〕

次に、この発明によるスイッチングレギュレータの第5の実施の形態について説明する。図5は、そのスイッチングレギュレータの構成を示す回路図である。

この実施形態は、上述の第4実施例と殆ど同じであり、チョークコイルLcが第1の出力ライン1ではなく第2の出力ライン2に直列に、転流ダイオードとの接続点gと整流コンデンサCrとの接続点fとの間に設けた点が相違するだけである。

この実施形態によつても、図4に示した第4実施形態と同様な整流平滑作用が得られるとともに、各フィルタ回路6、7による電磁障害の低減作用も同様に得ることができる。

その種々の変更も、第4の実施形態において説明したのと同様に可能である。

【0046】

10

次に、この発明によるスイッチングレギュレータの第6の実施の形態について説明する。図6は、そのスイッチングレギュレータの構成を示す回路図である。

この実施形態も、前述した図4による第4の実施形態と殆ど共通しており、その相違点のみを説明する。

このスイッチングレギュレータは、第2フィルタ回路7の両端子間に並列に、そのコンデンサC2よりも容量の大きいコンデンサC3を接続して設けている点だけが第4の実施形態と相違している。これにより、第2フィルタ回路C3の両端間電圧が早く平滑されて各接続点が安定した電位になり、後述するように第2フィルタ回路7のノイズを低減させる効果が向上する。

【0047】

20

なお、図6ではこのような容量の大きいコンデンサを第2フィルタ回路7にしか接続していないが、第1フィルタ回路6の両端間にも、そのコンデンサC1よりも容量の大きいコンデンサを並列に接続して設けてもよい。また、前述した各実施形態と同様に種々の変更が可能である。

【0048】

〔この発明の実施例と従来例との比較説明〕

以下、この発明による実施例のスイッチングレギュレータと従来のスイッチングレギュレータのノイズ放射レベルについて比較して説明する。

図7は、スイッチングレギュレータの作動時に発生す周波数に対するノイズの放射レベル（「ノイズレベル」と略称する）の計測値を示す線図であり、曲線Aは図8に示した従来例において発生するノイズレベル、曲線Bは図4に示したこの発明の第4の実施形態に基づく実施例において発生するノイズレベル、曲線Cは図6に示した第6の実施形態に基づく実施例において発生するノイズレベルを示している。

【0049】

30

なお、いずれの場合もスイッチングレギュレータの入力電源としては、100V、50Hzの商用交流電力を入力して、それを図示していない回路で整流・平滑した直流電力をトランスの1次側に供給し、スイッチング素子Qを130kHzのスイッチング周波数で駆動することによって、出力端子8a、8bから5V、20Aの直流電力を出力する設計となっている。

【0050】

40

この発明の第4、第6の実施形態に基づく実施例では、第1、第2のフィルタ回路6、7の各構成部品のパラメータとして、抵抗R1の抵抗値が10、抵抗R2の抵抗値が4.7、コンデンサC1、C2のキャパシタンスが1000pF、コイルL1、L2のインダクタンスが0.5μH（自己共振点は300MHz）、コンデンサC3のキャパシタンスが1μFとした。

【0051】

従来のスイッチングレギュレータでは、図7に曲線Aで示されるように、コンデンサCの容量と電流ループのインダクタンス成分とによって、130MHz付近で共振状態となり、強い輻射ノイズを放射していることが判る。そして、30NHz～300MHzの全周波数帯域でノイズレベルが大きくなっている。

50

これに対して、この発明の第4の実施形態の実施例では、曲線Bで示されているように、共振点における放射エネルギーが大きく抑えられており、かつ全周波数領域においてもノイズレベルが低減している。

【0052】

これは、第1、第2のフィルタ回路6、7を設け、その抵抗R1、R2により共振状態のQをダンプするとともに、電流ループから放射される電磁波ノイズのエネルギーを下げ、ノイズ電流が落された導体（この場合筐体）の電位が引き続き安定に維持されることによる。さらに、抵抗R1、R2等により電位差が生じることによって、ノイズ電流を抵抗損失に替え、コンデンサC1、C2によって平滑し、インダクタL1、L2によって共振点をシフトさせて、帯域全体でノイズを低減させていることにもよる。

10

【0053】

また、この場合の各フィルタ回路6、7に設けられたコイルL1、L2のインダクタは、トランスT2の2次側における不連続な電流を連続にし、ノイズ電流のピークツーピークの波高値を低減させる役割も果たしている。

さらに、この発明による第2フィルタ回路7にコンデンサC3を並列接続して追加した第6の実施形態の実施例によれば、曲線Cで示されるように、帯域全体でノイズレベルをさらに低減できることが明らかである。これは、コンデンサC3として積層コンデンサ等の大容量（この例では $1\mu F$ ）のコンデンサを使用することにより、フィルタ回路の端子間電圧をいち早く平滑させることができ、さらにノイズ低減を図ることができるためである。

20

【産業上の利用可能性】

【0054】

この発明は、高機能化デジタル機器などの電子機器に対して安定した直流電力を供給するスイッチング電源に適用することができる。回路方式も自励式、他励式にかかわらず、またON-OFF方式だけでなくON-ON方式などの各種回路方式のものに適用できる。

【図面の簡単な説明】

【0055】

【図1】この発明によるスイッチングレギュレータの第1の実施形態の構成を示す回路図である。

30

【図2】同じく第2の実施形態の構成を示す回路図である。

【図3】同じく第3の実施形態の構成を示す回路図である。

【図4】同じく第4の実施形態の構成を示す回路図である。

【図5】同じく第5の実施形態の構成を示す回路図である。

【図6】同じく第6の実施形態の構成を示す回路図である。

【図7】この発明の実施例と従来例とのノイズ周波数に対するノイズレベルを比較して示す線図である。

【図8】従来のスイッチングレギュレータの一例の構成を示す回路図である。

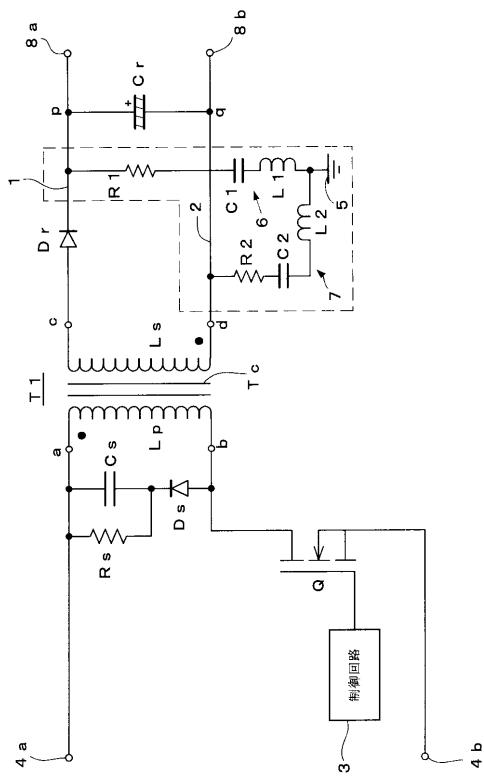
【符号の説明】

【0056】

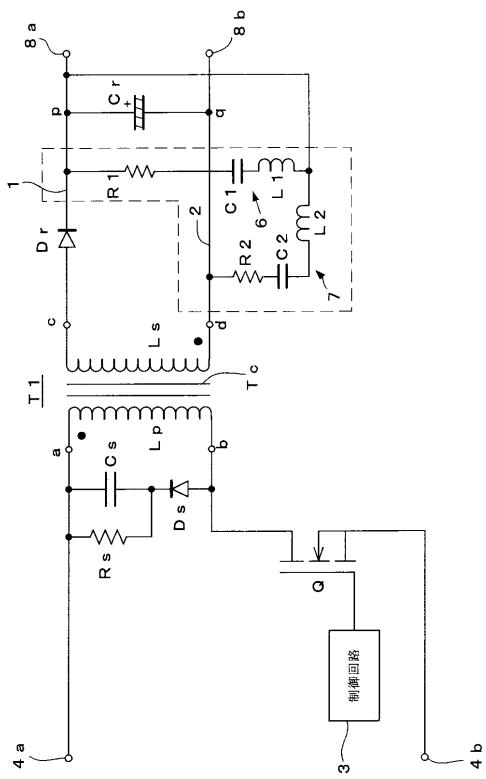
1：第1の出力ライン 2：第2の出力ライン 3：制御回路 4a，4b：入力
力端子 5：フレームグラウンド 6，16：第1のフィルタ回路 7，17：第
2のフィルタ回路 8a，8b：出力端子 T1：トランス Lp：1次巻線
Ls：2次巻線 Q：スイッチング素子 Dr：整流ダイオード Cr：平滑コン
デンサ Lc：チョークコイル Dc：転流ダイオード C1，C2，C3：フィ
ルタ回路のコンデンサ R1，R2：フィルタ回路の抵抗 L1，L2：フィルタ回
路のインダクタ

40

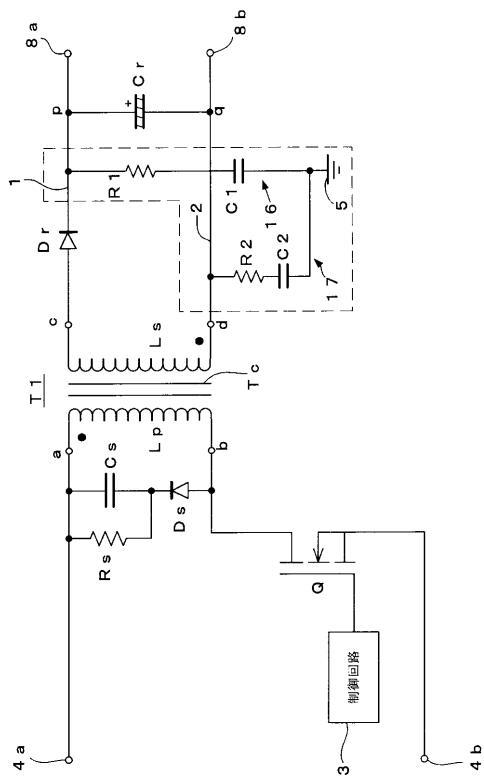
【図1】



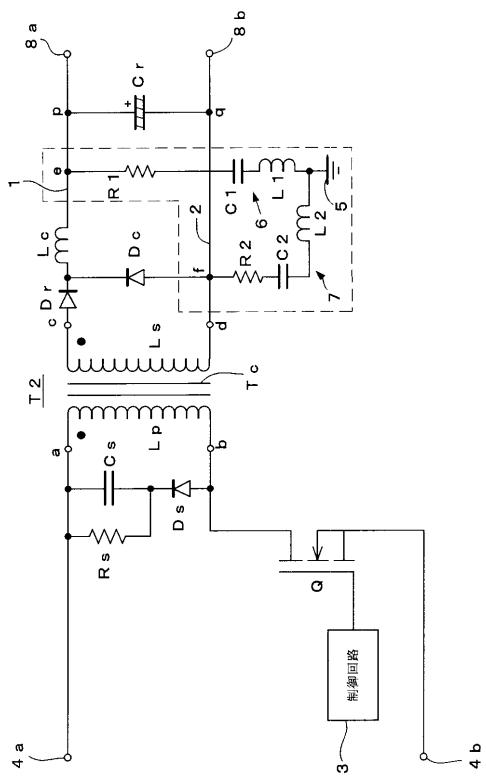
【図2】



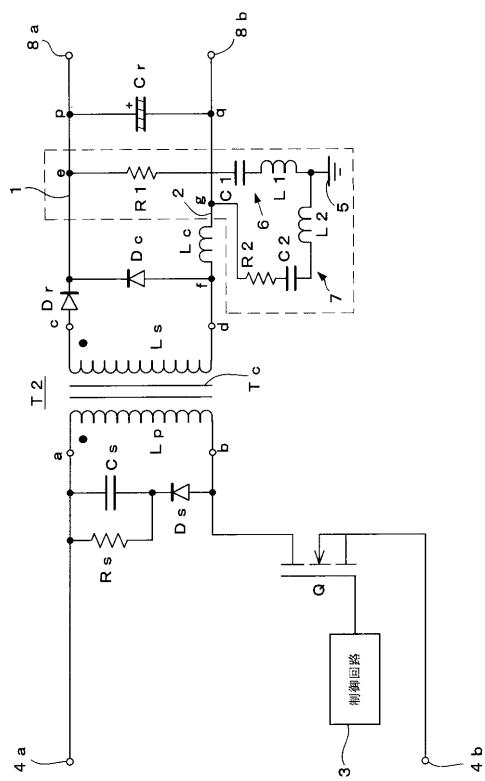
【図3】



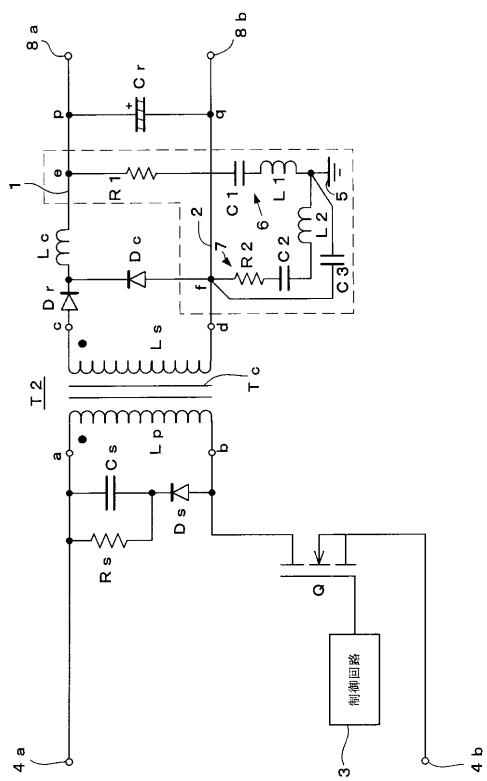
【図4】



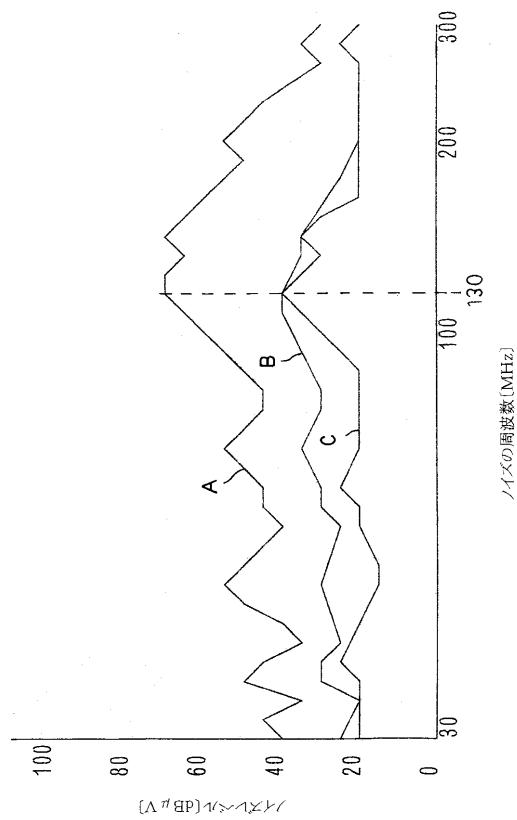
【図5】



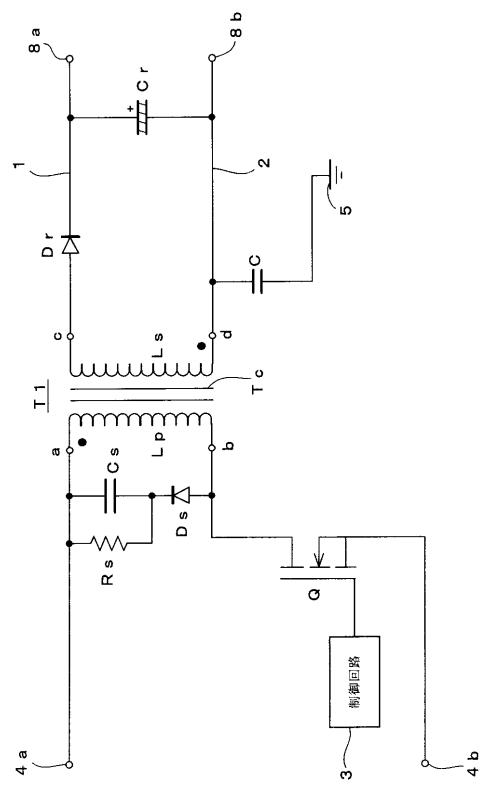
【図6】



【図7】



【図8】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開平06-006970(JP,A)
特開平02-211056(JP,A)
特開平09-271165(JP,A)
実開平03-063076(JP,U)
実開昭59-159187(JP,U)
特開平10-084669(JP,A)
特開平09-182433(JP,A)
特開平05-284732(JP,A)
特開2000-197345(JP,A)
実公平6-19320(JP,Y2)
特開平6-98539(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3 / 28