(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3755042号
(P3755042)
(45)発行日　平成18年3月15日(2006.3.15)　(24)登録日　平成18年1月6日(2006.1.6)

(51)Int.Cl.			F I		
H02M	3/28	(2006.01)	H02M	3/28	V
H02M	3/338	(2006.01)	H02M	3/338	A
H02M	7/06	(2006.01)	H02M	7/06	G

請求項の数 3　(全 10 頁)

(21)出願番号　特願平9-125513
(22)出願日　平成9年5月15日(1997.5.15)
(65)公開番号　特開平10-70882
(43)公開日　平成10年3月10日(1998.3.10)
審査請求日　平成16年4月30日(2004.4.30)
(31)優先権主張番号　196 19 751.1
(32)優先日　平成8年5月15日(1996.5.15)
(33)優先権主張国　ドイツ(DE)

(73)特許権者　597063509
ドイチェ　トムソン－ブラント　ゲゼルシャフト　ミット　ベシュレンクテル　ハフツング
ドイツ連邦共和国　フィリンゲン－シュヴェニンゲン　Ｄ－７８０４８　ヘルマン－シュヴェアー－シュトラーセ３
(74)代理人　100081813
弁理士　早瀬　憲一
(72)発明者　ステファン　ローレル
ドイツ連邦共和国　アルディンゲン　Ｄ－７８５５４　オーベレ　フェルベン　シュトラーセ　３５

最終頁に続く

(54)【発明の名称】モード切換え電源

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

変圧器（ＬＰ０３）の一次巻線（９，２，１）に加えられる電圧を周期的に切り換えるスイッチングトランジスタ（ＴＰ２０）、スイッチング段（ＴＰ２２、ＴＰ２３）、上記スイッチングトランジスタ（ＴＰ２０）を動作するためのベース電流回路網（ＲＰ１９、ＤＰ１９、ＲＰ２１、ＣＰ２３、ＣＰ２４）、２次電圧（ＵＢ，ＵＡ，ＵＸ）を安定させるための制御段（ＴＰ３４）を有し、上記スイッチングトランジスタ（ＴＰ２０）は動作の間に、スイッチオン位相、オフ位相、及び発振位相を有するとともに、上記制御段（ＴＰ３４）を介し、かつ上記ベース電流回路網(ＲＰ１９、ＤＰ１９、ＲＰ２１、ＣＰ２３、ＣＰ２４)を与えるためのベース電流巻線（６，７）を介して自律的に発振するモード切換え電源において、

順方向に少なくとも１つのダイオード（ＤＰ３７、ＤＰ３８）を有し、かつ上記スイッチングトランジスタ（ＴＰ２０）のスイッチオン遅延を間接的に決定する（ＴＰ２２、ＴＰ２３）ための抵抗器（ＲＰ３７）を有する受動回路網が、前記制御段（ＴＰ３４）と並列に配置されることを特徴とするモード切換え電源。

【請求項２】

請求項１に記載のモード切換え電源において、

上記受動回路網は、少なくとも１つのダイオード（ＤＰ３７、ＤＰ３８）と直列に接続された抵抗器（ＲＰ３７）を含み、かつ該抵抗器（ＲＰ３７）の大きさは上記スイッチオン遅延が上記発振の第１の周期のほぼ最小値で生じるような大きさであることを特徴とす

るモード切換え電源。
【請求項３】
請求項２に記載のモード切換え電源において、
上記スイッチオン遅延は上記第１の周期の最小値の少し前に生じることを特徴とするモード切換え電源。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【発明の属する技術分野】
この発明はモード切換え電源に関し、特に、変圧器の一次巻線に加えられる電圧を周期的に切り換えるスイッチングトランジスタ、スイッチング段、スイッチングトランジスタを動作するためのベース電流回路網、２次電圧を安定させるための制御段を有するものに関するものである。
【０００２】
【従来の技術】
このようなモード切換え電源はフライバックコンバータ原理で動作し、その原理ではスイッチングトランジスタはスイッチオン（switched-on ）位相の間に切り換えられ（switched through）、磁化はその結果変圧器において増強され、かつスイッチングトランジスタはスイッチオフ（switched-off）位相の間にオフに切り換えられ、また磁化は変圧器の接続された巻線を介して再びもとの状態へ消散される。スイッチングトランジスタのスイッチオン損失を低減するために、モード切換え電源はさらにまた、スイッチングトランジスタがコレクターエミッタ電圧の発振の電圧最小値において切り換えられ（switched through）る、発振位相（oscillation phase ）を有する。
【０００３】
【発明が解決しようとする課題】
ところで、この型のモード切換え電源は、例えば、ドイツ特許出願DE4431783 及びjournal Electronic World + Wireless World, 1995年11月, 1058～1063ページにおいて開示されている。これらはそれぞれ、モード切換え電源のスイッチング周波数を予め定める発振器を含んでいる。
【０００４】
この発明は、上記課題に鑑みてなされたもので、発振器を有さないモード切換え電源であり、広い入力電圧範囲にわたって安定した動作を有し、またスイッチングトランジスタのスイッチオン損失が最小であるモード切換え電源を得ることを目的とする。
【０００５】
【課題を解決するための手段】
この発明（請求項１）に係るモード切換え電源は、変圧器（ＬＰ０３）の一次巻線（９，２，１）に加えられる電圧を周期的に切り換えるスイッチングトランジスタ（ＴＰ２０）、スイッチング段（ＴＰ２２、ＴＰ２３）、上記スイッチングトランジスタ（ＴＰ２０）を動作するためのベース電流回路網（ＲＰ１９、ＤＰ１９、ＲＰ２１、ＣＰ２３、ＣＰ２４）、２次電圧（ＵＢ，ＵＡ，ＵＸ）を安定させるための制御段（ＴＰ３４）を有し、上記スイッチングトランジスタ（ＴＰ２０）が動作の間に、スイッチオン位相、オフ位相、及び発振位相を有するとともに、上記制御段（ＴＰ３４）を介し、かつ上記ベース電流回路網(ＲＰ１９、ＤＰ１９、ＲＰ２１、ＣＰ２３、ＣＰ２４)を与えるためのベース電流巻線（６，７）を介して自律的に発振するモード切換え電源において、順方向に少なくとも１つのダイオード（ＤＰ３７、ＤＰ３８）を有し、かつ上記スイッチングトランジスタ（ＴＰ２０）のスイッチオン遅延を間接的に決定する（ＴＰ２２、ＴＰ２３）ための抵抗器（ＲＰ３７）を有する受動回路網を、前記制御段（ＴＰ３４）と並列に配置したものである。
【０００６】
また、この発明（請求項２）は、請求項１に記載のモード切換え電源において、上記受動回路網が少なくとも１つのダイオード（ＤＰ３７、ＤＰ３８）と直列の抵抗器（ＲＰ３

７）を含み、かつ上記抵抗器（ＲＰ３７）の大きさが上記スイッチオン遅延が上記発振の第１の周期のほぼ最小値で生じるような大きさであるものである。

【０００７】

また、この発明（請求項３）は、請求項２に記載のモード切換え電源において、上記スイッチオン遅延が上記第１の周期の最小値の少し前に生じるものである。

【００１３】

【発明の実施の形態】

まず、本発明の概略について説明する。

この発明によるモード切換え電源のスイッチングトランジスタは、オンに切り換わる間に高抵抗抵抗器，一次巻線，及びキャパシタを通って段階的に切り換わる。この後、モード切換え電源は変圧器におけるさらなる一次巻線を通って自律的に発振し、２次電圧を調整するために制御回路によって制御される。モード切換え電源の動作のために、いかなる付加的な自走発振器を設ける必要もない。始動回路は大変高いインピダンスを持つよう設計されるので、通常の動作の間、少量の電力しか消費しない。

【００１４】

モード切換え電源は、負荷の機能として、スイッチングトランジスタのスイッチング周波数を変化させる。例えば、通常の動作において、モード切換え電源は約５０～１００ｋＨｚの周波数で、また低損失スタンドバイモードにおいては約２０ｋＨｚで発振する。スイッチングトランジスタはスタンドバイモードにおいて、非常に短時間（＞２００ｋＨｚ）だけオンに切り換えられるので、モード切換え電源は、スイッチングトランジスタを規定された時間オンに切り換える付加的な回路網を備えている。

【００１５】

スイッチングトランジスタは、制御回路と並列の受動回路網によってコレクタ電圧の第１の発振の最小値或いは最小値の少し前で、規定された方法において切り換えられる。その結果、スイッチングトランジスタのスイッチオン損失は最小となる。

【００１６】

モード切換え電源は非常に少数の能動素子しか要求せず、それゆえ非常に費用効率が良い。該モード切換え電源は変動する入力電圧，及び変動する負荷に対してさえも高い安定性を有する。スイッチングトランジスタにおける低スイッチング損失の結果、この電源の周波数は、スイッチングトランジスタにおける同じ総電力損失を有するために、従来のフライバックコンバータ電源の場合におけるよりはるかに高く設計することが可能である。この高い周波数は、同じ送信電力に対して、より小さい変圧器サイズを可能とする。

【００１７】

さらに、モード切換え電源は、始動位相（starting phase）において、通常動作におけるよりも、スイッチングトランジスタに対する、より小さい最大コレクタ電流を可能にする、いわゆるソフトスタート回路を含む。ソフトスタート回路はフライバック電圧を介して制御されるので、始動位相（starting phase）におけるような小さいコレクタ電流だけが、２次電圧（特にシステム電圧）上で短絡があった場合においても可能であり、その結果、スイッチングトランジスタは過熱に対して保護される。

【００１８】

この発明は、特に、テレビジョン受信機，及びビデオレコーダに用いることができる。

以下、この発明の好ましい実施の形態について、模式的回路図を参照して説明する。

図１は本発明に従って設計されたモード切換え電源の回路図を示す。

図１における回路図は、ブリッジ整流器がＡＣ電圧の整流用ダイオードＴＰ０１～ＴＰ０４を持ってそれから接続される、主要電圧接続ＡＣダウンストリームを示している。この整流された電圧は、変圧器ＬＰ０３の接続点９，１を有する第１の一次巻線、スイッチングトランジスタＴＰ２０のコレクターエミッタパス、及び電流検出のための低抵抗抵抗器ＲＰ２０に印加される。変圧器ＬＰ０３は、接続点３，４，５を有する第２の一次巻線、及び接続点６，７，８を有する第３の一次巻線を有し、さらに安定化した２次電圧ＵＢ，±ＵＡ，及びＵＸを生成するための２次巻線１１～１７を有する。これらは、例えば、ビ

デオ部、オーディオ部，及び電子回路を供給するためにテレビジョン受信機において用いられる。

【００１９】

モード切換え電源は、フライバックコンバータ原理で動作し、スイッチオン位相、オフ位相、さらにオフ位相後の発振位相を有する。スイッチ切り換え位相の間、電流は一次巻線９，１において増大され、変圧器ＬＰ０３において磁化を生成する。ある磁化レベルが確立された後、スイッチングトランジスタＴＰ２０はオフに切り換えられる。次に続くオフ位相において、変圧器ＬＰ０３の磁化は２次巻線１１～１７に伝送され、これにより消散される。スイッチオン位相からオフ位相への遷移の間、第２の一次巻線３，４，５上，及び第３の一次巻線６，７，８上に存在する電位はそれぞれ入れ換えられる。

【００２０】

ダンピングキャパシタＣＰ２１は、スイッチングトランジスタＴＰ２０のコレクタ，及びエミッタと並列に接続される。このキャパシタＣＰ２１は、オフに切り換える間のスイッチングスパイクを避けるために用いられ、スイッチングトランジスタＴＰ２０がオフに切り換えられる時、充電される。もし変圧器ＬＰ０３の磁化がオフ位相において特定の値以下に落ちると、そのとき発振が一次巻線１，９とキャパシタＣＰ２１の間で生じる。これは、オフ位相に続く発振位相を特徴づけるものである。この発振位相の間、スイッチングトランジスタＴＰ２０のコレクタ電圧は、周期的に、主電圧，巻数比及び２次負荷に依存して、発振の最小値において０から１５０Ｖの電圧に落ちる。第１の最小値は、発振はこの時最大値であり、電力移送に用いられない発振時間は最小であるので、スイッチングトランジスタＴＰ２０を切り換えるための最適時間である。

【００２１】

スイッチングトランジスタＴＰ２０のベースは、以下の要件を満たさなくてはならないベース電流回路網によって駆動される。その要件とは、即ち、一方で、スイッチングトランジスタＴＰ２０の良い飽和のためにスイッチオン（switched-on ）位相の間、十分に高い正のベース電流を供給しなければならず、また、他方では、急速なオフ切り換えのための高い負のベース電流、及びスイッチングトランジスタＴＰ２０のオフ位相の間の負のベース電圧を供給しなければならない。スイッチ切り換え（switched-through）位相の間のベース電流は、第３の一次巻線６，７，８の順方向巻線６，７を介し、ダイオードＤＰ１９及び低抵抗抵抗器ＲＰ１９及びＲＰ２１を介して、供給される。

【００２２】

スイッチングトランジスタＴＰ２０は、トランジスタＴＰ２２及びＴＰ２３により、スイッチング段を介してオフに切り換えられる。これらのトランジスタＴＰ２２及びＴＰ２３は、抵抗器ＲＰ２６，ＲＰ２８，及びＲＰ２９を介して共に接続され、大変速い切り換えを行なうダーリントン回路を形成する。スイッチングトランジスタＴＰ２０のコレクターエミッタ電流がスイッチ切り換え（switched-through）位相において次第に増加する場合、抵抗器ＲＰ２０にわたる電圧は同時に上昇する。トランジスタＴＰ２２及びこれによりトランジスタＴＰ２３は、抵抗器ＲＰ２０にわたる約０．７Ｖの電圧以上で切り換えられる。トランジスタＴＰ２３が切り換わるとき、スイッチングトランジスタＴＰ２０のエミッタ及びベースは、キャパシタＣＰ２３の接続点に接続され、その結果として、その負の電荷及び電圧は、大きな負のベース電流の結果として、大変速くスイッチングトランジスタＴＰ２０を不飽和にし、そしてこれによりそれ（スイッチングトランジスタＴＰ２０）を大変速く完全にオフに切り換える。キャパシタＣＰ２３は、各スイッチ切り換え（switched-through）位相の間、第２の一次巻線３，４，５及びダイオードＤＰ１２及びＤＰ２３を介して、再び充電される。

【００２３】

２次電圧ＵＢ，±ＵＡ及びＵＸは、一次側の制御段によって安定化される。トランジスタＴＰ３４に供給するための正の電圧ＶＣＣは、この目的のために、ダイオードＤＰ３１及びＤＰ３２を介して、オフ位相において、一次巻線７，８から抜き取られる。このトランジスタＴＰ３４は、キャパシタＣＰ２２に対し、電圧ＶＣＣに依存するオフセット電流を

供給する。ＣＰ２２上の電圧は、この直流電流により生じる電圧，及び電流測定抵抗器ＲＰ２０にわたる電圧の付加により生じる。キャパシタＣＰ２２上の電圧がほぼ０．７Ｖに達すると、そのときトランジスタＴＰ２２及びこれによりトランジスタＴＰ２３はオンに切り換えられ、これによりスイッチングトランジスタＴＰ２０は、すでに上記で述べたように、オフに切り換えられる。

【００２４】

発振の第１の最小値でのスイッチングトランジスタＴＰ２０のスイッチングオン時間を正確に決定するために、受動回路網は制御段ＴＰ３４と並列に接続され、該受動回路網はダイオードＤＰ３７，ＤＰ３８，及び抵抗器ＲＰ３７を有し、またオフ位相が終わったあとは、巻線接続点８を介してトランジスタＴＰ２２に正の電流を供給する。

【００２５】

変圧器ＬＰ０３における磁化がオフ位相において減衰するとき、逆電圧は低減され、全ての順方向電圧は上昇する。正電圧はこの時、接続点６で得られ、これによりダイオードＤＰ１９を介してスイッチングトランジスタＴＰ２０のベースをオンに切り換えるための正の電流は、ＲＰ１９において与えられる。第３の一次巻線６，７，８の接続点８での電圧が０Ｖを下回り、ダイオードＤＰ３７，ＤＰ３８及び抵抗器ＲＰ３７のためにＴＰ２２においてもはや電流が流れていなくても、ＴＰ２２及び２３は、それらが飽和しているために、オンに切り換えられたままである。スイッチングトランジスタＴＰ２０は、トランジスタＴＰ２２，及びＴＰ２３がオフに切り換わったのちまで、切り換えられない。整合（マッチング）が最適である場合、この切り換えはＴＰ２０のコレクタ電圧の発振の最小値で行なわれる。

【００２６】

モード切換え電源をオンに切り換えるために、抵抗チェーンＲＰ０５，ＲＰ０６及びＲＰ０７がブリッジ整流器ＤＰ０１～ＤＰ０４の正の接続点とキャパシタＣＰ２３の正の接続点との間に接続される。さらに、キャパシタＣＰ２４はまた、抵抗器ＲＰ１９及びダイオードＤＰ１９と並列に接続される。抵抗チェーンＲＰ０５～ＲＰ０７は、動作の間でさえこれらの抵抗器において生じる損失を低く抑えるために、大変高い抵抗を有し、それゆえトランジスタＴＰ２０を始動位相（starting phase）においてオンに切り換えるのに充分ではない。それゆえ正のフィードバックがモード切換え電源を始動するのに用いられ、モード切換え電源はオンに切り換えられるとき、少しの電流が、抵抗チェーンＲＰ０５～ＲＰ０７を通って、キャパシタＣＰ２３を介してスイッチングトランジスタＴＰ２０のベースへと流れ、その結果、小さいコレクタ電流を生成する。この電流は第１の一次巻線９，１を介して流れ、その結果、第３の一次巻線６，７に小さい誘導電圧を生じ、これはさらにキャパシタＣＰ２４を介してスイッチングトランジスタＴＰ２０のベースをオンに切り換える電流となる。このようにして生成されるコレクタ電流の増加は、変圧器ＬＰ０３における磁化をさらに増大させ、またスイッチングトランジスタＴＰ２０が、それが完全に開くまで、この正のフィードバックにより段階的に切り換えられる。整流された（或いは整流されていない）主電圧からの（ＲＰ０５～０７を介した）始動電流は、より大きいキャパシタ（ＣＰ２４）により大幅に低減されることができる。この始動回路は、発振位相を有するモード切換え電源に限らず、他のフライバックコンバータ電源にも用いることができる。

【００２７】

さらに、モード切換え電源は、ダイオードＤＰ２５及びキャパシタＣＰ２５と直列に接続される抵抗器ＲＰ２５及びＲＰ２７からなる、いわゆるソフトスタート回路を含み、キャパシタＣＰ２５は二つの抵抗ＲＰ２５及びＲＰ２７とアースの間に接続され、該ソフトスタート回路はキャパシタＣＰ２２を巻線６に接続する。キャパシタＣＰ２２の両側に生成される電圧は、最大の許容コレクタ電流（ＲＰ２０を通って検知される）を、フライバック電圧に比例して、増加する。この回路は、ソフトスタートを生成し、２次電圧が短絡した場合に、最小のコレクタ電流を生成する。

【００２８】

スタンドバイモードにおいて、モード切換え電源の２次側の電力出力は、例えば３Ｗ以下と大変小さい。スイッチングトランジスタＴＰ２０のスイッチ切り換え時間は、そのとき、例えばほぼ２００ｎｓと大変短いであろう。これは大変高い周波数に相当し、その周波数でスイッチングトランジスタＴＰ２０は大変まずく切り換えられ、従って高い電力損失を持つ。スタンドバイモードにおいてスイッチングトランジスタＴＰ２０のスイッチオン（switched-on ）位相を最適化するために、抵抗器ＲＰ３８及びキャパシタＣＰ３８からなる受動回路網は、制御段ＴＰ３４と並列に配置される。スイッチングトランジスタＴＰ２０が切り換えられる時、１ターン（turn）８上の電圧は負である。キャパシタＣＰ３８はこの時、キャパシタＣＰ２２及びトランジスタＴＰ２２から負の電流を引き出す。その結果、トランジスタＴＰ２２は一時的に完全にオフに切り換えられ、スイッチングトランジスタＴＰ２０は切り換えられる（switched-through）。ＴＰ２０のための良い切り換え動作は、スイッチングトランジスタＴＰ２０のスイッチオン（switched-on ）位相を１μｓ以上まで長くすることにより達成され、或いはそうでなければ、必要以上のエネルギーが変圧器ＬＰ０３において蓄積されなければならないであろう。このことはスイッチング周波数をほぼ２０ｋＨｚまで低減する。スイッチングトランジスタの最小スイッチオン期間を生成するためのこの回路網は、発振位相を有するモード切換え電源に限らず、他のフライバックコンバータ電源にも用いることができる。

【００２９】

ここで提案されたこの発明は、ドイツ特許出願DE4431783 において述べられた特許出願のさらなる展開である。この発明は、広い入力電圧範囲，及び負荷電圧範囲にわたるかなりの改善された安定性を持ち、さらに、かなり少ない素子で組み立てられる。動作の間にモード切換え電源において生じる損失は、同様に大変低く、かつ変圧器の寸法は低減される。

【００３０】

図１におけるモード切換え電源における重要な要素のディメンジョンは、以下の通りである。

抵抗器 R／Ohm:		キャパシタ C：		
RP05	120 k	CP10	100	μF
RP06	120 k	CP21	470	pF
RP07	120 k	CP22	1.5	nF
RP12	0.22	CP23	100	μF
RP23	0.33	CP24	10	nF
RP19	39	CP25	1	μF
RP20	1	CP31	32	μF
RP21	4.7	CP38	10	pF
RP22	4k7			
RP25	1k	DP33	ZPD24	
RP26	1k	DP34	ZPD6U8	
RP27	8k2			
RP28	10			
RP29	1k			
RP32	1k			
RP33	3k			
RP34	1k			
RP35	3k			
RP36	3k9			
RP37	15k			
RP38	10k			
RP44	0.33			

【００３１】
【発明の効果】
以上のように本発明（請求項１）によれば、変圧器（ＬＰ０３）の一次巻線（９，２，１）に加えられる電圧を周期的に切り換えるスイッチングトランジスタ（ＴＰ２０）、スイッチング段（ＴＰ２２、ＴＰ２３）、上記スイッチングトランジスタ（ＴＰ２０）を動作するためのベース電流回路網（ＲＰ１９、ＤＰ１９、ＲＰ２１、ＣＰ２３、ＣＰ２４）、２次電圧（ＵＢ，ＵＡ，ＵＸ）を安定させるための制御段（ＴＰ３４）を有し、上記スイッチングトランジスタ（ＴＰ２０）が動作の間に、スイッチオン位相、オフ位相、及び発振位相を有するとともに、上記制御段（ＴＰ３４）を介し、かつ上記ベース電流回路網(ＲＰ１９、ＤＰ１９、ＲＰ２１、ＣＰ２３、ＣＰ２４)を与えるためのベース電流巻線（６，７）を介して自律的に発振するモード切換え電源において、順方向に少なくとも１つのダイオード（ＤＰ３７、ＤＰ３８）を有し、かつ上記スイッチングトランジスタ（ＴＰ２０）のスイッチオン遅延を間接的に決定する（ＴＰ２２、ＴＰ２３）ための抵抗器（ＲＰ３７）を有する受動回路網を、前記制御段（ＴＰ３４）と並列に配置したので、スイッチングトランジスタのスイッチオン損失を最小とできる効果がある。
【００３２】

また、この発明（請求項２）によれば、請求項１に記載のモード切換え電源において、上記受動回路網が少なくとも１つのダイオード（ＤＰ３７、ＤＰ３８）と直列の抵抗器（ＲＰ３７）を含み、かつ上記抵抗器（ＲＰ３７）の大きさが上記スイッチオン遅延が上記発振の第１の周期のほぼ最小値で生じるような大きさであるものとしたから、スイッチングトランジスタのスイッチオン損失を最小とできる効果がある。

【００３３】

また、この発明（請求項３）によれば、請求項２に記載のモード切換え電源において、上記スイッチオン遅延が上記第１の周期の最小値の少し前に生じるものとしたから、スイッチングトランジスタのスイッチオン損失を最小とできる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図１】この発明の一実施の形態によるモード切換え電源の回路図である。

【符号の説明】

ＴＰ２０　スイッチングトランジスタ
９　一次巻線
２　一次巻線
１　一次巻線
ＬＰ０３　変圧器
ＴＰ２２　スイッチング段（トランジスタ）
ＴＰ２３　スイッチング段（トランジスタ）
ＲＰ１９　ベース電流回路網（抵抗器）
ＤＰ１９　ベース電流回路網（ダイオード）
ＲＰ２１　ベース電流回路網（抵抗器）
ＣＰ２３　ベース電流回路網（キャパシタ）
ＣＰ２４　ベース電流回路網（キャパシタ）
ＴＰ２０　スイッチングトランジスタ
ＴＰ３４　制御段
ＵＢ　二次電圧
ＵＡ　二次電圧
ＵＸ　二次電圧
６　ベース電流巻線
７　ベース電流巻線

【図１】

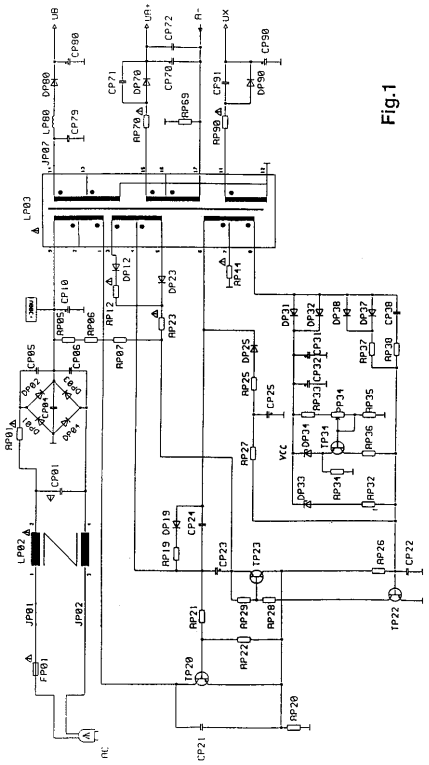

Fig.1

フロントページの続き

(72)発明者　ヤンーパウル　ロウベル
ドイツ連邦共和国　フィリンゲン　D－７８０５０　ローゲンバッハ　シュトラーセ　５
(72)発明者　ペーター　シャルラッハ
ドイツ連邦共和国　フィリンゲンーシュヴェニンゲン　D－７８０５０　ニーデレ　シュトラーセ　２９

審査官　川端　修

(56)参考文献　特開平０８－１１６６７１（ＪＰ，Ａ）
特開平０８－０９８５２５（ＪＰ，Ａ）
実開平０４－０７６１８９（ＪＰ，Ｕ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
H02M 3/28
H02M 3/338
H02M 7/06