(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第4354803号
(P4354803)
(45)発行日　平成21年10月28日(2009.10.28)　(24)登録日　平成21年8月7日(2009.8.7)

(51)Int.Cl.　F I
H05B 41/282 (2006.01)　H05B 41/29　C

請求項の数 8　(全 11 頁)

(21)出願番号	特願2003-501245 (P2003-501245)
(86)(22)出願日	平成14年5月29日 (2002.5.29)
(65)公表番号	特表2004-527896 (P2004-527896A)
(43)公表日	平成16年9月9日 (2004.9.9)
(86)国際出願番号	PCT/IB2002/001930
(87)国際公開番号	WO2002/098185
(87)国際公開日	平成14年12月5日 (2002.12.5)
審査請求日	平成17年5月26日 (2005.5.26)
(31)優先権主張番号	09/872,422
(32)優先日	平成13年5月31日 (2001.5.31)
(33)優先権主張国	米国(US)

(73)特許権者　590000248
コーニンクレッカ　フィリップス　エレクトロニクス　エヌ　ヴィ
オランダ国　５６２１　ベーアー　アインドーフェン　フルーネヴァウツウェッハ　１
(74)代理人　100082005
弁理士　熊倉　禎男
(74)代理人　100067013
弁理士　大塚　文昭
(74)代理人　100065189
弁理士　宍戸　嘉一
(74)代理人　100088694
弁理士　弟子丸　健

最終頁に続く

(54)【発明の名称】放電ランプ駆動用安定器

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
－交流電圧電源に結合する入力端子と、
－前記入力端子に結合され、前記交流電圧電源により供給される交流電圧から直流電圧を発生させる交流－直流変換器と、
－ランプ電流を発生する、前記交流－直流変換器に結合された直流－交流変換器であって、第１スイッチング手段と、この第１スイッチング手段に結合され、この第１スイッチング手段を導通及び非導通にする第１制御回路と、この第１スイッチング手段に結合されたランプ接続端子及び第１インダクタの直列回路とを有する当該直流－交流変換器と
を具える放電ランプ駆動用安定器において、
前記第１制御回路は、前記第１インダクタを流れる電流が高周波三角形波形を有し、この電流が各高周波周期中にゼロ値に達するように、前記第１インダクタを流れる電流を臨界不連続モードを用いて制御するように構成されていることを特徴とする放電ランプ駆動用安定器。
【請求項２】
請求項１に記載の放電ランプ駆動用安定器において、前記交流－直流変換器が、第２インダクタと、第２スイッチング手段と、この第２スイッチング手段に結合され、この第２スイッチング手段を導通及び非導通とする第２制御回路とを有し、前記第２制御回路は、前記第２インダクタを流れる電流が高周波三角形波形を有し、この電流が各高周波周期中にゼロ値に達するように、前記第２インダクタを流れる電流を臨界不連続モードを用いて

制御するように構成されていることを特徴とする放電ランプ駆動用安定器。
【請求項３】
請求項１又は２に記載の放電ランプ駆動用安定器において、前記第１インダクタを流れる電流の平均値が実質的に方形の波形となるようにした放電ランプ駆動用安定器。
【請求項４】
請求項１～３のいずれか一項に記載の放電ランプ駆動用安定器において、前記直流‐交流変換器がフィルタを有している放電ランプ駆動用安定器。
【請求項５】
請求項２に記載の放電ランプ駆動用安定器において、前記第２インダクタを流れる電流の平均値が正弦波形状を有するとともに前記交流電圧電源により供給される交流電圧とほぼ同相となるようにしてある放電ランプ駆動用安定器。
【請求項６】
請求項５に記載の放電ランプ駆動用安定器において、前記交流‐直流変換器がフィルタを有している放電ランプ駆動用安定器。
【請求項７】
請求項１に記載の放電ランプ駆動用安定器において、前記直流‐交流変換器が、前記第１インダクタを流れる電流がゼロレベルにある時を測定するのに可飽和変圧器を有している放電ランプ駆動用安定器。
【請求項８】
請求項２に記載の放電ランプ駆動用安定器において、前記交流‐直流変換器が、前記第２インダクタを流れる電流がゼロレベルにある時を測定するのに可飽和変圧器を有している放電ランプ駆動用安定器。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、照明装置用の安定器、特に放電ランプ用の電子安定器に関するものである。
【０００２】
一般的に入手しうる最も効率の良い電気照明源は、低圧及び高圧の気体放電ランプである。これらの例には高輝度放電（ＨＩＤ）ランプが含まれる。これらの種類のランプは代表的に、放電管内に封入されたガスを利用し、このガスは電気信号により励起された際に光を放出する。
【０００３】
電子安定器には代表的にスイッチングトランジスタが含まれており、これはエネルギーをランプ駆動に適した形態に変換するのに高いスイッチング周波数を利用している。ＨＩＤランプの場合、ランプを低周波（例えば、１００Hz）の電流方形波で駆動するのが一般的である。この種類の電子安定器は、ランプに供給する電力を調整するのに選択したデューティーサイクルを用いてトランジスタをスイッチ‐オン及びスイッチ‐オフしている。特に、安定器が生じる電力は代表的に、スイッチングトランジスタのデューティーサイクルにより決定され、デューティーサイクルが大きくなればなるほど、駆動電流の振幅が高くなり、より多くの電力を要し、より明るい光出力が得られる。
【０００４】
図１は、米国特許第 6,225,755号明細書に記載された従来技術を示す。この図１によれば、出力光源Vout は入力電圧Vinにより図示の安定器制御回路を経て駆動される。このようなシステムでは、ブリッジトランジスタＭ３及びＭ４のスイッチングサイクルは電源入力電圧と同期している。スイッチングトランジスタＭ１、Ｍ２、Ｍ５及びＭ６は高周波で動作させられ、電源から取出される電流を整形して、電源と同期するランプに電流の方形波を供給するようになっている。
【０００５】
動作に当っては、スイッチングトランジスタＭ１～Ｍ６は互いに共同して動作し、スイッチングトランジスタＭ１、Ｍ２、Ｍ５及びＭ６は高周波パルス幅変調モード（ＰＷＭ）

で動作して出力光源Vout を駆動する。このような構成では、インダクタＬ１を通る電流iL1 は、トランジスタＭ１及びＭ２のスイッチングにより正弦波電流がインダクタＬ１に存在するように調整される。正弦波電流は、所定の倍率を乗じて入力電圧Ｖinを追従する。同様に、インダクタＬ２を通る電流iL2 は、トランジスタＭ５及びＭ６のスイッチングにより方形波電流がインダクタＬ２に存在するように調整される。

【０００６】

入力から取出される電力を制御するためには、インダクタＬ１を通る電流を監視する必要があり、スイッチングトランジスタＭ１及びＭ２に適用するデューティーサイクルを、帰還ループを経て適切に調整して、適切な振幅を得る必要がある。

【０００７】

図１Ａは、図１のインダクタＬ１を流れる電流を、スイッチングトランジスタＭ１のスイッチング状態に重ねて示す。図１Ａに示すように、インダクタＬ１を通る電流は、いかなるスイッチングサイクルに対しても、スイッチングトランジスタＭ１及びＭ２の高周波スイッチングサイクルに関連するスイッチングサイクルに対してもほぼ一定である。

【０００８】

同様に、出力に生じる電力を制御するために、インダクタＬ２を通る電流を監視する必要があり、スイッチングトランジスタＭ５及びＭ６に適用するデューティーサイクルを、帰還ループを経て適切に調整して、適切な振幅を得る必要がある。

【０００９】

米国特許第 5,917,290号明細書の回路構成によれば、従来技術の問題の多くが解決されるが、米国特許第 5,917,290号が依然として解決できない２つの問題がある。第１に、前述したように、インダクタＬ１を流れる電流の振幅、従って、入力から取出される電力の大きさはトランジスタを急速にスイッチ・オフ及びスイッチ・オンさせることにより制御される。米国特許第 5,917,290号に記載されているように及びその他の従来技術のシステムで行われているように、これらのトランジスタを特定の順序でスイッチ・オフ及びスイッチ・オンさせると、安定器で大きな電力損失が生じる。インダクタＬ２及びスイッチングトランジスタＭ５及びＭ６に対しても同様な状態が存在する。従って、この従来の構成は所望のものよりも有効ではない。

【００１０】

第２に、インダクタＬ１を流れる電流を特定のＡＣ電圧に整合させるために用いる技術は帰還ループである。特に、インダクタＬ１を流れる電流を監視し、この電流をエラー用増幅器に供給し、このエラー用増幅器の出力を用いてトランジスタのデューティーサイクルを調整し、インダクタＬ１を流れる電流を増大又は減少させて所望値にする。インダクタＬ２を流れる電流に対しても同様な帰還ループを用いる必要がある。インダクタＬ１及びＬ２を流れる電流を常に監視したり、帰還ループを用いたりするには、追加の素子（図１には図示せず）が必要となり、これにより安定器回路の複雑性及び価格を高める。

【００１１】

上述した点からして、照明装置を駆動する安定器の制御をより廉価に達成しうるようにする必要がある。

【００１２】

本発明によれば、従来技術の上述した問題及びその他の問題を解決するとともに、技術的な向上を達成する。入力段及び出力段の双方の臨界不連続モード（ＣＤＣＭ；critical discontinuous mode ）動作を用いて電子安定器を駆動する。ＣＤＣＭでは、入力インダクタＬ１を通る電流がスイッチ・オン及びスイッチ・オフされ、各高周波スイッチングサイクル中に三角形の波形を形成するようにこの電流が上昇及び降下するようにする。これら三角形の頂点の包絡線は所望の波形を描いており、濾波後に生じる実際の波形は所望の方形波である。

【００１３】

ＣＤＣＭ及び一定の充電時間を用いることにより、入力電流の振幅は電源電圧の所定の部分を追従する。システムが三角形の波形を維持しうるようにするには、入力インダクタ

電流のゼロ交点を測定する必要があるだけである。入力電流を絶えず監視する従来技術の帰還ループは不必要となり、その代わり簡単なゼロ交点センサが用いられる。好適な例では、スイッチングのタイミングを正しく設定することにより損失のないスイッチングが行われるようにＰＷＭスイッチをスイッチ・オン及びスイッチ・オフさせる。

【００１４】

好適な他の例では、インダクタ電流がゼロに到達し、スイッチング時間を適切にする時を監視するために、可飽和変圧器を加える。インダクタ電流のゼロ交点を監視するのに要する複雑性は、インダクタ電流の値を絶えず監視し、その値を調整のために帰還する場合の複雑性に比べ著しく低く、従って、回路の複雑性及び価格が低減する。

【００１５】

同様に、ＣＤＣＭを用いることにより、出力電流の振幅は、スイッチングトランジスタＭ３及びＭ４のスイッチングにより制御して電源電圧とともに極性が変化する直流母線電圧をそのまま追従する。この場合も、インダクタ電流のゼロ交点を測定する必要があるだけであり、従って、帰還ループが不要となる。スイッチング時間を適正に設定することにより、損失のないスイッチングを達成しうる。

【００１６】

本発明の更なる利点及び機能は、図面を用いた以下の実施例の説明から明らかとなるであろう。

【００１７】

図２は、本発明の一実施例を示す回路である。図２の構成の回路は、キャパシタ２０１と並列に接続された入力電圧源２００と、可飽和変圧器Ls１に結合されたインダクタＬ１とを有する。２つのスイッチングトランジスタＭ１及びＭ２が、入力段から安定器へ電流を供給するのを制御する。可飽和変圧器Ls１は、インダクタＬ１におけるインダクタ電流のゼロ交点を測定し、以下に説明するようにシステムのタイミングを制御する作用をする。

【００１８】

図３は、入力段を僅か詳細に示しており、各トランジスタは図示するように、それぞれ関連の寄生キャパシタンス３０１及び３０２と、本体ダイオード３０３及び３０４とを有している。

【００１９】

本発明によれば、スイッチングトランジスタＭ１及びＭ２に固有のキャパシタンス及びダイオードを、損失がないようにスイッチングしうる共振回路網を形成する目的で、有利に利用する。

【００２０】

次に、安定器のタイミング及び動作を図３～８につき説明する。ＰＷＭ信号のスイッチングサイクルは１つだけ示してある。更に、図３及び４は安定器の入力段のみを示すものであり、図２（の右半分）に示す出力段は入力段とほぼ同様に動作する。

【００２１】

図２を参照するに、Ｖinが正の場合、スイッチングトランジスタＭ４が閉成する。高周波スイッチングサイクルの初期の動作段階中は、スイッチングトランジスタＭ２が閉成している。この閉成したスイッチングトランジスタＭ２は、大地からインダクタＬ１への短絡回路を形成する。その結果、電圧Ｖinの全体がインダクタＬ１の両端間に存在する。インダクタＬ１を流れる電流は、この段階で直線的に増大している。この段階を図５～８の時間線図に図式的に示す。これらの図において、段階１は、その期間中インダクタＬ１を流れる電流が直線的に上昇していることを示している。スイッチングトランジスタＭ２は大地に対する短絡回路として有効に作用するため、図６に示すように、図１の点Ｖx1における電圧は段階１中ゼロである。

【００２２】

段階２中は、スイッチングトランジスタＭ２が開放し、点Ｖx1と大地との間の電流路を遮断する。インダクタＬ１を通る電流iL1 が流れ続けようとする為、この電流は、図３に

より明瞭に示すように、スイッチングトランジスタＭ１及びＭ２のそれぞれの寄生キャパシタンス３０１及び３０２間に分離される。この段階２中は、寄生キャパシタンス３０１が放電し始め、寄生キャパシタンス３０２が充電し始め、これにより点Ｖx1における電圧をＶbus まで上昇させる。

【００２３】

段階２のタイミングを図５～８に示す。時間軸は図８の底部に段階の番号で示すように分割してある。特に、電流iL1 は、スイッチングトランジスタＭ２が開放する前に流れていたように流れ続けようとする。図６は、段階２中にキャパシタンス３０１が放電し、キャパシタンス３０２が充電する傾向にある為、点Ｖx1における電圧は図６に示すようにほぼ直線的に接地電圧からＶbus まで上昇する。図７及び８はこの段階２中のスイッチングトランジスタＭ２及びＭ１の状態をそれぞれ示す。

【００２４】

点Ｖx1における電圧がＶbus にほぼ到達した瞬時に、段階３に入る。この段階３はスイッチングトランジスタＭ１が閉成されることにより開始され、このトランジスタの閉成によりインダクタＬ１の両端間の電圧をＶin－Ｖbus に等しくする。Ｖbus はＶinよりも大きくする（例えば、Ｖin＝１２０Ｖ（ｒｍｓ）に対しＶbus ＝２００Ｖにする）必要がある為、段階３中では、インダクタＬ１の両端間の電圧は負となる。その結果、電流iL1 は図５に示すように直線的に減少し始める。更に、点Ｖx1における電圧は、図６に示すようにこの電流の減少中ほぼ一定に維持される。又、段階３の終了時に電流iL1 はほぼゼロに達する。電流がゼロに達するのは、図３に示すLs1 のような簡単な検出器により検出しうる。電流iL1 がゼロに又は僅かに負に達すると、段階４に入る。

【００２５】

段階４は、スイッチングトランジスタＭ１を開放することにより開始される。これにより、電流iL1 が負になっている間に点Ｖx1における電圧を減少させる。点Ｖx1における電圧が接地電圧付近のその最低値に到達すると、スイッチングトランジスタＭ２が再び閉成でき、サイクルが再び開始される。このタイミングも図５～８に示してある。

【００２６】

段階４では、本質的に、インダクタＬ１とキャパシタンス３０１及び３０２とにより共振回路網が形成されている。この共振回路網が発振し、インダクタＬ１を流れる電流が負になると、キャパシタンス３０１が充電され、キャパシタンス３０２が放電される。これにより、点Ｖx1における既知の電圧を電圧Ｖbus から接地電圧まで減少させる。

【００２７】

スイッチングが無損失となるようにするには、スイッチングトランジスタＭ１及びＭ２の両端間の電圧がゼロになった際に、これらトランジスタのターン・オン又はターン・オフが達成されるようにする。このことは、スイッチングトランジスタＭ１の場合、点Ｖx1における電圧がＶbus にある際にスイッチングトランジスタＭ１がスイッチ・オンし、このスイッチングトランジスタＭ１の両端間に電圧降下が生じないようにする必要があることを意味する。上述したことは、スイッチングトランジスタＭ２の場合、点Ｖx1における電圧が接地電圧にある際にスイッチングトランジスタＭ２がスイッチ・オンし、このスイッチングトランジスタＭ２の両端間に電圧降下が生じないようにする必要があることを意味する。

【００２８】

しかし、図４の回路の解析から明らかなように、点Ｖx1における電圧は実際に、接地電圧とは僅かに異なる値に到達しうることに注意すべきである。特に、キャパシタンス３０１及び３０２が充電及び放電する際に、点Ｖx1における電圧が到達する値は、実際には、２Ｖin－Ｖbus であり、これは接地電圧よりも僅かに大きいか又は小さい。しかし、点Ｖx1における電圧が接地電圧よりも低くなる傾向にある場合には、この電圧はダイオード３０４により接地電圧にクランプされる。或いはまた、点Ｖx1における電圧が接地電圧付近まで降下するが、接地電圧に到達しない場合には、スイッチングは点Ｖx1における電圧の最小値で行なって損失を最小にする必要がある。ゼロよりも僅かに大きい値でのスイッチ

ングは無損失ではないが、それにもかかわらず、損失を最小にする。

【００２９】

更なる改善により、点Ｖx1における電圧がスイッチング時に常にゼロに復帰するようにする。この点については、電流iL1 が段階４へのスイッチング前に僅かに負になるまで、図５～８に示す段階３に留まらせ、従って、点Ｖx1における電圧がゼロになる時が必ず存在するようにし、従って、無損失のスイッチングを達成するようにすることができる。

【００３０】

主としてスイッチングトランジスタＭ５及びＭ６より成る安定器の出力段は、上述した入力部分に対し説明したのと同様に動作する。図９Ａ～９Ｄは、スイッチングトランジスタＭ５及びＭ６の動作や、図２に示す点Ｖx2における電圧及び電流iL2 に関連する時間線図を示す。前述したところから明らかなように、安定器の出力部分の動作及びタイミングは入力部分のものに類似している。図９Ａ～９Ｄは図５～８にそれぞれ対応する。

【００３１】

動作に当って、図９に段階１で示す状態中は、スイッチングトランジスタＭ５が閉成しているとともにスイッチングトランジスタＭ６が開放している。インダクタＬ２の両端間の電圧はＶbus －Ｖout である。その結果、電流iL2 は直線的に増大する。予め規定した時間（段階１）後に、スイッチングトランジスタＭ５がターン・オフ（すなわち、開放）し、その結果、出力段が図９の段階２に入る。この段階２では、スイッチングトランジスタＭ５が開放している為、電流iL2 はスイッチングトランジスタＭ５及びＭ６内に存在する寄生キャパシタンス間に分割される。安定器の入力部分につき説明したように、スイッチングトランジスタＭ６の寄生キャパシタンスが放電し、スイッチングトランジスタＭ５の寄生キャパシタンスが充電する。これにより、点Ｖx2における電圧を図９Ｂに示すように接地電圧に向けて降下させる。点Ｖx2における電圧が接地電圧に又はその付近に到達すると、スイッチングトランジスタＭ６内の本体ダイオードが点Ｖx2における電圧を接地電圧にクランプさせ、スイッチングトランジスタＭ６はターン・オンしうるようになる。この段階でのスイッチングトランジスタＭ６のターン・オンはほぼ無損失である。その理由は、点Ｖx2における電圧が接地電圧に降下することは、段階２の終了時にスイッチングトランジスタＭ６の両端間に電圧降下がないことを意味しる為である。この時点でのスイッチングトランジスタＭ６の閉成はほぼ無損失のスイッチングとなる。点Ｖx2における電圧が正確に接地電圧にない時点でスイッチングが行われる場合でも、このことは単に、完全に無損失とならずに僅かな損失がスイッチングに含まれるであろうことを意味するにすぎないことに注意すべきである。しかし、完全に無損失にならなくても、本発明の殆どの利点は依然として達成される。

【００３２】

図９の時間線図を参照するに、段階３に入ると、スイッチングトランジスタＭ６はほぼ無損失状態で閉成される。電流iL2 は、図９Ａに示すように直線的に減少し始める。電流iL2 がゼロ（又は極めて僅かに負の値）に到達すると、スイッチングトランジスタＭ６が開放し、回路は段階４に入る。

【００３３】

この段階４では、スイッチングトランジスタＭ６が開放する。この段階４中では、電流iL2 が僅かに負となり、これにより、スイッチングトランジスタＭ６の寄生キャパシタンスを充電させるとともにスイッチングトランジスタＭ５の寄生キャパシタンスを放電させる。その結果、点Ｖx2における電圧が図示のようにＶbus にクランプされる。実際には、点Ｖx2における電圧はＶout の２倍のピーク値に到達し、この値はＶbus よりも大きくも、小さくもしうる。Ｖout の２倍の値がＶbus よりも大きい場合には、スイッチングトランジスタＭ５の本体ダイオードが点Ｖx2における電圧をＶbus にクランプする。点Ｖx2における電圧がＶbus に到達しない場合には、スイッチングトランジスタＭ５を点Ｖx2における電圧のピーク値時にスイッチ・オンさせ、これにより損失を最小にすることができる。

【００３４】

安定器の入力部分につき説明したのと同様に、段階４に入る前に電流iL2 を負にすることができることにも注意すべきである。電流iL2 が負になった後にスイッチングが行われると、インダクタＬ２に付加的なエネルギーが蓄積され、これにより点Ｖx2における電圧が常にＶbus に到達するようにし、スイッチングトランジスタＭ５は常に無損失状態でスイッチングさせることができる。

【００３５】

上述したところから明らかなように、出力段のスイッチングトランジスタＭ５及びＭ６が入力段のスイッチングトランジスタＭ１及びＭ２とほぼ同様に動作するという点で、本発明による回路は対称的である。更に、電圧Ｖinが負であると、スイッチングトランジスタＭ３がオンであり、スイッチングトランジスタＭ４がオフであり、回路は上述したのと同様に動作する。この場合、スイッチングトランジスタＭ１及びＭ２の役割が互いに逆となり、従って電流iL1 の極性が反転する。同様に、スイッチングトランジスタＭ５及びＭ６の役割も互いに逆となり、電流iL2 の極性が反転する。極性が相違するだけで、回路は、Ｖin＞０の場合に上述したのとほぼ同様に動作する。

【００３６】

本発明は上述した実施例に限定されず、幾多の変更を加え得るものである。これらの変更は請求の範囲に含まれるべきものである。

【図面の簡単な説明】

【００３７】

【図１】照明装置を駆動する従来の安定器を示す回路図である。

【図１Ａ】代表的な従来の安定器回路により得られるスイッチング波形及び誘導電流波形を重ねて示す波形図である。

【図２】本発明の一実施例を示す回路図である。

【図３Ａ】本発明の一実施例のある所定の回路状態を示す線図である。

【図３Ｂ】説明用波形図である。

【図４Ａ】本発明の一実施例の他の回路状態を示す線図である。

【図４Ｂ】説明用波形図である。

【図５】本発明を用いた場合に入力インダクタを流れる電流の波形図である。

【図６】本発明を用いた際の、ある回路点における電圧を時間の関数として示す波形図である。

【図７】本発明の一部を構成するスイッチングトランジスタの動作タイミングの一例を示す波形図である。

【図８】他のスイッチングトランジスタの動作タイミングを示す波形図である。

【図９】図２の出力段のスイッチングトランジスタに関連する動作タイミングの一例を図５～６と同様にして示す波形図である。

【図１】

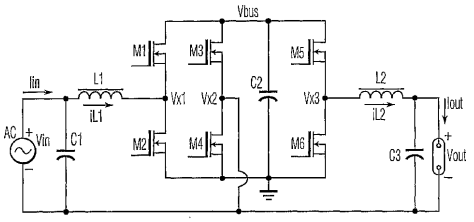


FIG. 1

【図１Ａ】

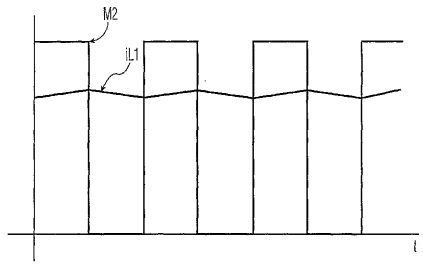


FIG. 1A

【図２】

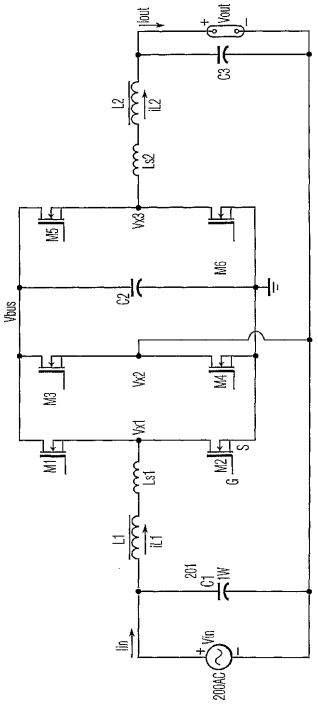


FIG. 2

【図３Ａ】

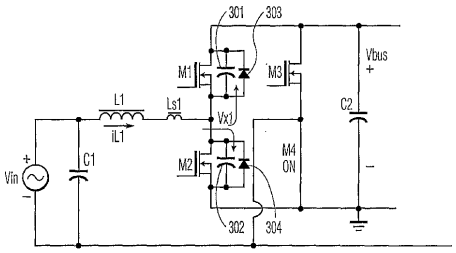


FIG. 3A

【図３Ｂ】

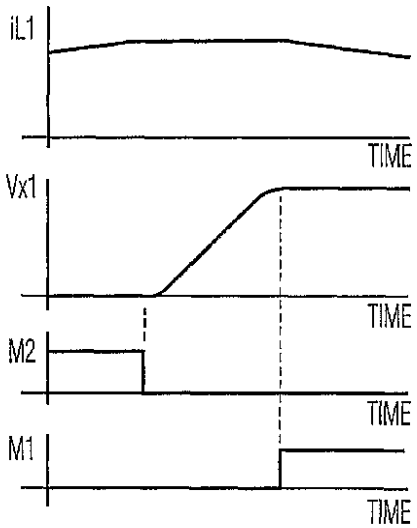


FIG. 3B

【図４Ａ】

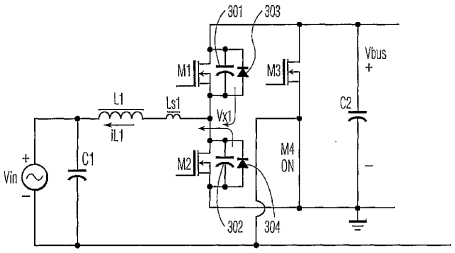


FIG. 4A

【図４Ｂ】

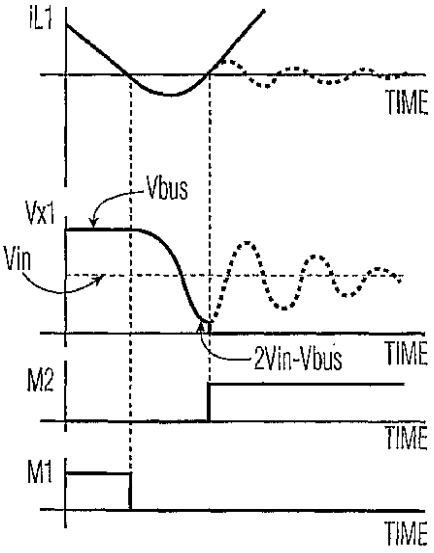


FIG. 4B

【図５】

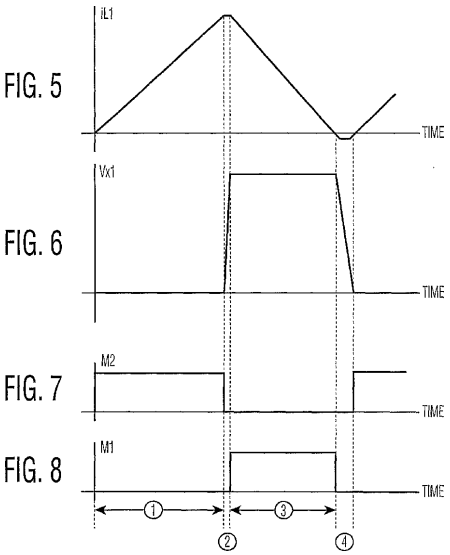


FIG. 5
FIG. 6
FIG. 7
FIG. 8

【図６】

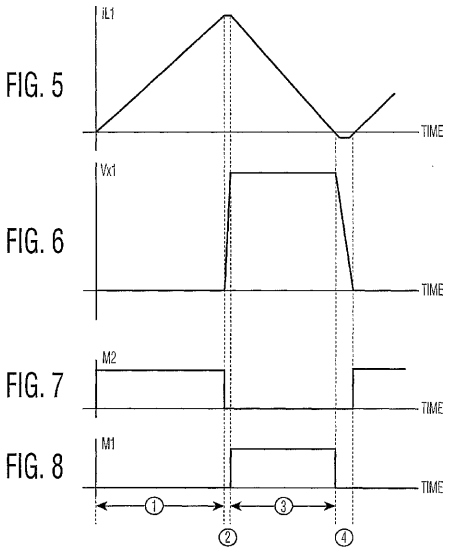
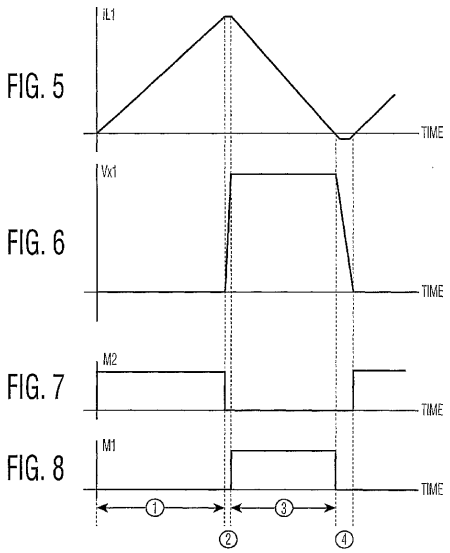
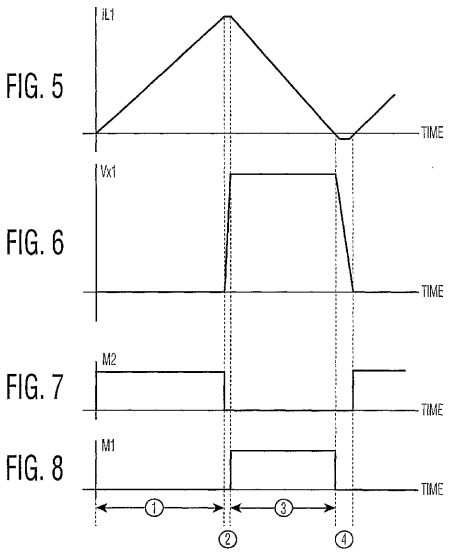


FIG. 5
FIG. 6
FIG. 7
FIG. 8

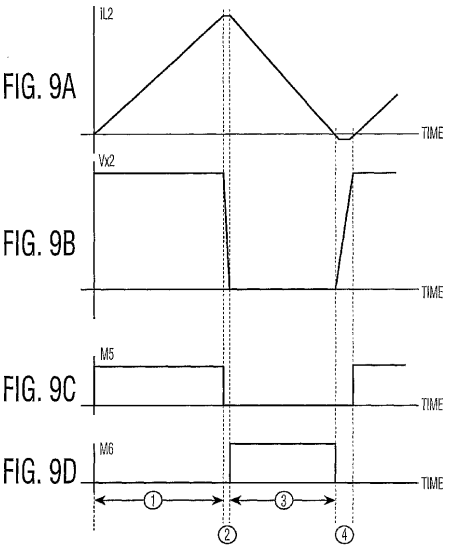
【図７】


FIG. 5
iL1
TIME
FIG. 6
Vx1
TIME
FIG. 7
M2
TIME
FIG. 8
M1
TIME
①
②
③
④

【図８】


FIG. 5
iL1
TIME
FIG. 6
Vx1
TIME
FIG. 7
M2
TIME
FIG. 8
M1
TIME
①
②
③
④

【図９】


FIG. 9A
iL2
TIME
FIG. 9B
Vx2
TIME
FIG. 9C
M5
TIME
FIG. 9D
M6
TIME
①
②
③
④

フロントページの続き

(74)代理人 100103609
弁理士 井野 砂里
(74)代理人 100072051
弁理士 杉村 興作
(72)発明者 エリク ベー シェン
オランダ国 ５６５６ アーアー アインドーフェン プロフ ホルストラーン ６

審査官 宮崎 光治

(56)参考文献 特開平０１－２１７８８７（ＪＰ，Ａ）
特開平０４－３３７２９１（ＪＰ，Ａ）
特開平０６－１９６２７４（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
H05B41/14-41/16
H05B41/24-41/298