

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4744301号
(P4744301)

(45) 発行日 平成23年8月10日(2011.8.10)

(24) 登録日 平成23年5月20日(2011.5.20)

(51) Int.Cl.		F I		
HO2M 7/48	(2007.01)	HO2M	7/48	H
HO5B 41/24	(2006.01)	HO2M	7/48	M
		HO5B	41/24	K

請求項の数 13 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2005-517341 (P2005-517341)	(73) 特許権者	000116024
(86) (22) 出願日	平成17年1月27日(2005.1.27)		ローム株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2005/001557		京都府京都市右京区西院溝崎町2 1 番地
(87) 国際公開番号	W02005/071825	(74) 代理人	100085501
(87) 国際公開日	平成17年8月4日(2005.8.4)		弁理士 佐野 静夫
審査請求日	平成19年12月11日(2007.12.11)	(74) 代理人	100134555
(31) 優先権主張番号	特願2004-17929 (P2004-17929)		弁理士 林田 英樹
(32) 優先日	平成16年1月27日(2004.1.27)	(72) 発明者	福本 憲一
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		京都府京都市右京区西院溝崎町2 1 番地
			ローム株式会社内
		審査官	安池 一貴

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直流-交流変換装置、そのコントローラIC、及びその直流-交流変換装置を用いた電子機器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

一次巻線と少なくとも1つの二次巻線とを持つ変圧器と、
直流電源から前記一次巻線に第1方向及び第2方向に電流を流すための半導体スイッチ回路と、

前記二次巻線に接続された負荷に流れる電流を検出する電流検出回路と、

前記二次巻線に接続された負荷に印加される電圧を検出する電圧検出回路と、

前記電流検出回路による電流検出信号と電流基準信号とに基づいて電流誤差信号を発生する電流誤差信号発生回路と、

前記電圧検出回路による電圧検出信号と電圧基準信号とに基づいて電圧誤差信号を発生する電圧誤差信号発生回路と、

前記電流誤差信号と前記電圧誤差信号との大きさに応じて帰還信号を形成する帰還信号形成回路と、

前記帰還信号に応じて前記半導体スイッチ回路をスイッチングするための駆動信号を形成するスイッチ駆動回路と、

前記直流電源の直流電源電圧が急上昇したときに、前記負荷へ供給される電力が小さくなるように、前記帰還信号を変化させる帰還信号制御回路と、

を備えることを特徴とする、直流-交流変換装置。

【請求項2】

前記スイッチ駆動回路は、三角波信号発生回路によって発生された三角波信号と前記帰

還信号とが入力され、それら三角波信号と帰還信号とを比較してPWM信号を発生するPWM信号発生回路を有することを特徴とする、請求項1記載の直流-交流変換装置。

【請求項3】

前記帰還信号形成回路は、前記電流誤差検出信号を制御入力とする電流誤差制御用トランジスタと、前記電流誤差制御用トランジスタと並列接続され、前記電圧誤差検出信号を制御入力とする電圧誤差制御用トランジスタとを有し、前記並列接続した箇所から前記帰還信号が出力されることを特徴とする、請求項1または2に記載の直流-交流変換装置。

【請求項4】

前記帰還信号制御回路は、前記直流電源電圧が入力され、その直流電源電圧を微分して電圧急変信号を出力する電圧急変検出回路と、前記帰還信号の電位点と所定電位点との間に接続されており、前記電圧急変信号によって制御される低減回路とを有することを特徴とする、請求項1乃至3のいずれかに記載の直流-交流変換装置。

10

【請求項5】

前記低減回路はトランジスタスイッチと抵抗との直列回路を含み、前記電圧急変検出回路はキャパシタと抵抗との直列回路を含むことを特徴とする、請求項4記載の直流-交流変換装置。

【請求項6】

変圧器の一次巻線に直流電源から第1方向及び第2方向に電流を流すための半導体スイッチ回路を駆動して、前記変圧器の二次巻線に接続された負荷へ交流電力を供給するためのコントローラICであって、

20

前記負荷に流れる電流に応じた電流検出信号と電流基準信号とに基づいて発生される電流誤差信号と、前記負荷に印加される電圧に応じた電圧検出信号と電圧基準信号とに基づいて発生される電圧誤差信号との、大きさに応じて帰還信号を形成する帰還信号形成回路と、

前記帰還信号に応じて前記半導体スイッチ回路をスイッチングするための駆動信号を形成するスイッチ駆動回路を備え、

前記帰還信号は、前記直流電源の直流電源電圧が急上昇したときに、前記負荷へ供給される電力が小さくなるように、変化されることを特徴とする、コントローラIC。

【請求項7】

前記スイッチ駆動回路は、三角波信号発生回路によって発生された三角波信号と前記帰還信号とが入力され、それら三角波信号と帰還信号とを比較してPWM信号を発生するPWM信号発生回路を有することを特徴とする、請求項6記載のコントローラIC。

30

【請求項8】

前記帰還信号形成回路は、前記電流誤差検出信号を制御入力とする電流誤差制御用トランジスタと、前記電流誤差制御用トランジスタと並列接続され、前記電圧誤差検出信号を制御入力とする電圧誤差制御用トランジスタとを有し、前記並列接続した箇所から前記帰還信号が出力されることを特徴とする、請求項6または7に記載のコントローラIC。

【請求項9】

変圧器の一次巻線に直流電源から第1方向及び第2方向に電流を流すための半導体スイッチ回路を駆動して、前記変圧器の二次巻線に接続された負荷へ交流電力を供給するためのコントローラICであって、

40

前記負荷に流れる電流に応じた電流検出信号と電流基準信号とに基づいて発生される電流誤差信号と、前記負荷に印加される電圧に応じた電圧検出信号と電圧基準信号とに基づいて発生される電圧誤差信号との、大きさに応じて帰還信号を形成する帰還信号形成回路と、

前記帰還信号に応じて前記半導体スイッチ回路をスイッチングするための駆動信号を形成するスイッチ駆動回路と、

前記直流電源の直流電源電圧が急上昇したときに、前記負荷へ供給される電力が小さくなるように、前記帰還信号を変化させる帰還信号制御回路と、

を備えることを特徴とする、コントローラIC。

50

【請求項 10】

前記帰還信号制御回路は、前記直流電源電圧が入力され、その直流電源電圧を微分して電圧急変信号を出力する電圧急変検出回路と、前記帰還信号の電位点と所定電位点との間に接続されており、前記電圧急変信号によって制御される低減回路とを有することを特徴とする、請求項 9 記載のコントローラ IC。

【請求項 11】

前記低減回路はトランジスタスイッチと抵抗との直列回路を含み、前記電圧急変検出回路はキャパシタと抵抗との直列回路を含むことを特徴とする、請求項 9 または 10 に記載のコントローラ IC。

【請求項 12】

電池と、該電池の直流電圧が入力され交流出力を発生する請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の直流 - 交流変換装置と、該直流 - 交流変換装置の交流出力により駆動される発光装置とを備えることを特徴とする、電子機器。

【請求項 13】

前記発光装置は、CCFLであることを特徴とする、請求項 12 記載の電子機器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

本発明は、電気機器付属の電源アダプターや、電池（以下、バッテリー）などの直流電源から、負荷を駆動するための交流電圧を発生する直流 - 交流変換装置（以下、インバータという）、そのコントローラ IC、及びそのインバータを用いた電子機器に関する。

【背景技術】

ノートパソコンの液晶モニター、液晶テレビ受像機、カーナビ用表示装置などの液晶ディスプレイのバックライト光源として、冷陰極蛍光灯（CCFL）が用いられるようになってきている。この CCFL は、通常の熱陰極蛍光灯とほぼ同様の高い効率と長い寿命を持っており、そして、熱陰極蛍光灯が持っているフィラメントを省いている。

この CCFL を起動及び動作させるためには、高い交流電圧を必要とする。例えば、起動電圧は約 1000V（実効値；以下、交流電圧について同じ）であり、動作電圧は約 600V である。この高い交流電圧を、インバータを用いて、ノートパソコンや液晶テレビ受像機などの直流電源から発生させる。

CCFL に交流電力を供給するためのインバータとして、4 つの半導体スイッチを用いてフルブリッジ（Hブリッジ）型の CCFL 用インバータが提案されている（特開 2002 - 233158 号公報；以下、特許文献 1）。このインバータでは、変圧器の一次巻線に、共振用キャパシタを直列に介して、Hブリッジの出力端を接続し、変圧器の二次巻線に負荷を接続する。Hブリッジを構成する 4 つの半導体スイッチのうちの、第 1 組の 2 つの半導体スイッチにより変圧器の一次巻線に第 1 方向の電流経路を形成し、第 2 組の 2 つの半導体スイッチにより変圧器の一次巻線に第 2 方向の電流経路を形成する。

そして、変圧器の二次巻線に流れる負荷電流を制御回路に帰還し基準電圧と比較することにより、固定された同一パルス幅で、そのパルスの相対位置が制御された（即ち、デューティ比が制御された）制御信号を発生する。その制御信号を、Hブリッジの半導体スイッチ回路に供給し、負荷への供給電力を調整している。また、変圧器の二次巻線の電圧を検出するようにし、所定値以上の過電圧を検出したときにインバータの動作を停止させるようにして、過電圧保護を行うようにしている。また、負荷電流が所定値以下になると、デューティ比を最小限に設定するようにして、過電圧の発生を防止するようにしている。

この種のインバータでは、その電源として、通常はバッテリーが用いられる。そのバッテリーへの充電などのために電源アダプターが用いられることが多い。この電源アダプターをバッテリーに接続したり、或いはバッテリーから外したときに、インバータに供給される電源電圧が急変（急上昇、或いは急低下）することがある。また、そのバッテリーに接続される他の負荷、例えば車載用でのブレーキ回路等、の負荷量が急変したときにも電源電圧が急変することがある。

特許文献 1 のインバータでは、電源電圧が急上昇したときに、電流フィードバック制御

10

20

30

40

50

に多少の時間遅れがあるから、その間は表示状態が一瞬明るくなる。したがって、表示画面を見ている人に違和感を与えてしまう。また、その間は負荷電流が急激に増加することになるから、CCFLなどの負荷に余計なダメージを与えることになってしまう。

また、電源電圧が急低下（急減）したときには、負荷電流もそれに連れて減少する。特許文献1のインバータでは、その負荷電流が所定値以下まで減少すると、CCFLの消灯（或いは断線）による過電圧発生への対策として、半導体スイッチ回路のデューティ比が最小限に設定されてしまう。このインバータを用いている電子機器が例えば寒冷地など使用条件の厳しい場所で使用されている場合等には、CCFLの負荷電流が元に回復せずに、インバータの動作をシャットダウンしてしまうことがある。

そこで、本発明は、二次巻線が負荷に接続される変圧器の一次巻線に設けた半導体スイッチ回路の各スイッチをパルス幅変調（以下、PWM）制御などにより定電流制御するインバータにおいて、電源電圧の急変（急上昇や急低下）に伴う、表示状態の違和感や過大電流の発生を抑制し、或いはインバータ動作のシャットダウンなどの発生を防止することができるインバータを提供することを目的とする。また、そのインバータに用いるコントローラICを提供することを目的とする。また、そのインバータとそれにより駆動される発光装置を備えた電子機器を提供することを目的とする。

【発明の開示】

本発明のインバータは、一次巻線と少なくとも1つの二次巻線とを持つ変圧器と、
直流電源からその一次巻線に第1方向及び第2方向に電流を流すための半導体スイッチ回路と、

その二次巻線に接続された負荷に流れる電流を検出する電流検出回路と、
その二次巻線に接続された負荷に印加される電圧を検出する電圧検出回路と、
その電流検出回路による電流検出信号と電流基準信号とに基づいて電流誤差信号を発生する電流誤差信号発生回路と、
その電圧検出回路による電圧検出信号と電圧基準信号とに基づいて電圧誤差信号を発生する電圧誤差信号発生回路と、
その電流誤差信号とその電圧誤差信号との大きさに応じて帰還信号を形成する帰還信号形成回路と、

その帰還信号に応じてその半導体スイッチ回路をスイッチングするための駆動信号を形成するスイッチ駆動回路を備える。

本発明のコントローラICは、変圧器の一次巻線に直流電源から第1方向及び第2方向に電流を流すための半導体スイッチ回路を駆動して、その変圧器の二次巻線に接続された負荷へ交流電力を供給するためのコントローラICであって、

その負荷に流れる電流に応じた電流検出信号と電流基準信号とに基づいて発生される電流誤差信号と、その負荷に印加される電圧に応じた電圧検出信号と電圧基準信号とに基づいて発生される電圧誤差信号との、大きさに応じて帰還信号を形成する帰還信号形成回路と、

その帰還信号に応じてその半導体スイッチ回路をスイッチングするための駆動信号を形成するスイッチ駆動回路を備える。

また、本発明のインバータ及びコントローラICにおいて、そのスイッチ駆動回路は、三角波信号発生回路によって発生された三角波信号とその帰還信号とが入力され、それら三角波信号と帰還信号とを比較してPWM信号を発生するPWM信号発生回路を有する。

また、その帰還信号形成回路は、その電流誤差検出信号を制御入力とする電流誤差制御用トランジスタと、その電流誤差制御用トランジスタと並列接続され、その電圧誤差検出信号を制御入力とする電圧誤差制御用トランジスタとを有し、その並列接続した箇所からその帰還信号が出力される。

また、その直流電源の直流電源電圧が急上昇したときに、その負荷へ供給される電力が小さくなるように、その帰還信号を変化させる帰還信号制御回路を備える。

また、その帰還信号制御回路は、その直流電源電圧が入力され、その直流電源電圧を微分して電圧急変信号を出力する電圧急変検出回路と、その帰還信号の電位点と所定電位点

10

20

30

40

50

との間に接続されており、その電圧急変信号によって制御される低減回路とを有する。また、その低減回路はトランジスタスイッチと抵抗との直列回路を含み、その電圧急変検出回路はキャパシタと抵抗との直列回路を含む。

本発明の電子機器は、電池と、この電池の直流電圧が入力され交流出力を発生する本発明のインバータと、このインバータの交流出力により駆動される発光装置とを備える。また、その発光装置は、CCFLであることを特徴とする。

本発明によれば、CCFLなどの負荷に供給される電流及び電圧をフィードバックして、それぞれ電流誤差信号と電圧誤差信号を形成し、それらの大きさに基づいて帰還信号FBを形成する。これにより、直流電源電圧の急減時にも帰還信号FBによって、負荷への電流及び電圧を自動的に回復させる。したがって、従来のようにインバータ動作のシャットダウンなどが発生することを防止できる。

10

また、直流電源電圧が急上昇したときに負荷へ供給される電力が小さくなるように、負荷への電流や電圧の変化を待たずに、直接に帰還信号FBを変化させる。これにより、表示状態の変化を抑制して違和感の発生を少なくできるし、過大電流の発生を抑制して負荷などへ与えるダメージを小さくできる。

また、帰還信号FBの変化は、直流電源電圧の急変を微分回路で検出して低減回路を動作させるだけでよい。したがって、簡単な構成で実現することが出来る。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態に係るインバータの全体構成図

【図2】図1のためのコントローラICの内部構成図

20

【図3】電源電圧が急変したときの動作を説明する図

【発明を実施するための最良の形態】

以下、図面を参照して、本発明の直流電源から、負荷を駆動するための交流電圧を発生するインバータ、そのコントローラIC、及びそのインバータを用いた電子機器の実施例について説明する。

図1は、絶縁変圧器、フルブリッジ（Hブリッジ）の半導体スイッチ回路を用いて、PWM制御する本発明の実施の形態に係るインバータの全体構成を示す図である。図2は、そのためのインバータ制御用のコントローラICの内部構成を示す図である。なお、半導体スイッチ回路はハーフブリッジでもよい。

図1において、第1スイッチであるP型MOSFET（以下、PMOS）101と第2スイッチであるN型MOSFET（以下、NMOS）102とで、変圧器TRの一次巻線105への第1方向の電流経路を形成する。また、第3スイッチであるPMOS103と第4スイッチであるNMOS104とで、変圧器TRの一次巻線105への第2方向の電流経路を形成する。これらのPMOS101、103、NMOS102、104は、それぞれボディダイオード（即ち、バックゲートダイオード）を有している。このボディダイオードにより、本来の電流経路と逆方向の電流を流すことができる。なお、ボディダイオードと同様の機能を果たすダイオードを別に設けてもよい。

30

バッテリーBATの直流電源電圧VCCがPMOS101、103、NMOS102、104を介して変圧器TRの一次巻線105に供給され、その2次巻線106に巻線比に応じた高電圧が誘起される。この誘起された高電圧が冷陰極蛍光灯FLに供給されて、冷陰極蛍光灯FLが点灯する。

40

バッテリーBATは、商用電源10を入力とするアダプターADPが接続されたときに、アダプターADPから充電される。アダプターADPは、バッテリー充電回路（チャージャー）を内蔵しており、バッテリーBATを放電状態（例えば、12V）からフル充電状態（例えば、16V）へ充電する。

バッテリーBATからは、本発明のインバータ装置のみでなく、その他の電装部品（他回路）へも直流電源電圧VCCを供給する。

帰還信号制御回路160は、直流電源電圧VCCが急激に減少したことを検出して、帰還信号を制御する回路である。

キャパシタ111、キャパシタ112は、抵抗117、抵抗118とともに、冷陰極蛍

50

光灯FLに印加される電圧を検出して、コントローラIC200にフィードバックするものである。抵抗114,抵抗115は、冷陰極蛍光灯FLに流れる電流を検出して、コントローラIC200にフィードバックするものである。また、キャパシタ111は、そのキャパシタンスと変圧器TRのインダクタンス成分とで共振させるためのものである。この共振には冷陰極蛍光灯FLの寄生キャパシタンスも寄与する。113,116,119,120は、ダイオードである。また、151,152は電源電圧安定用のキャパシタである。

コントローラIC200は複数の入出力ピンを有している。第1ピン1Pは、PWMモードと間欠動作(以下、バースト)モードの切替端子である。その第1ピン1Pには、外部からそれらモードの切替及びバーストモード時のデューティ比を決定するデューティ信号DUTYが入力される。第2ピン2Pは、バーストモード発振器(BOSC)の発振周波数設定容量接続端子である。その第2ピン2Pには、設定用キャパシタ131が接続され、そこにバースト用三角波信号BCTが発生する。

第3ピン3Pは、PWMモード発振器(OSC)の発振周波数設定容量接続端子である。この第3ピン3Pには、設定用キャパシタ132が接続され、そこにPWM用三角波信号CTが発生する。第4ピン4Pは、第3ピン3Pの充電電流設定抵抗接続端子である。この第4ピン4Pには、設定用抵抗133が接続され、その電位RTと抵抗値に応じた電流が流れる。第5ピン5Pは、接地端子であり、グランド電位GNDにある。

第6ピン6Pは、第3ピン3Pの充電電流設定抵抗接続端子である。この第6ピン6Pには、設定用抵抗134が接続される。そして、内部回路の制御によりこの抵抗134が設定用抵抗133に並列に接続されるかあるいは切り離される。その第6ピン6Pの電位SRTは、グランド電位GNDか、第4ピン4Pの電位RTになる。第7ピン7Pは、タイマラッチを設定するための設定容量接続端子である。この第7ピン7Pには、内部の保護動作の動作時限を決定するためのキャパシタ135が接続され、キャパシタ135の電荷に応じた電位SCPが発生する。

第9ピン9Pは、抵抗140を介して、冷陰極蛍光灯FLに流れる電流に応じた電流検出信号(以下、検出電流)ISが入力される。その検出電流ISが、第1誤差増幅器に入力される。第8ピン8Pは、第1誤差増幅器出力端子である。この第8ピン8Pと第9ピン9Pとの間にキャパシタ136が接続される。第8ピン8Pの電位が帰還電圧FBとなり、PWM制御のための制御電圧になる。以下、各電圧は、特に断らない限り、グランド電位を基準としている。

第10ピン10Pは、第2誤差増幅器用入力端子である。この第10ピン10Pには、抵抗139を介して、冷陰極蛍光灯FLに印加される電圧に応じた電圧検出信号(以下、検出電圧)VSが入力される。その検出電圧VSが、第2誤差増幅器に入力される。第10ピン10Pには、キャパシタ137が第8ピン8Pとの間に接続される。

第11ピン11Pは、起動及び起動時間設定端子である。この第11ピン11Pには、抵抗143とキャパシタ142により、起動信号STが遅延された信号STBが印加される。第12ピン12Pは、スロースタート設定容量接続端子である。この第12ピン12Pには、キャパシタ141がグランドとの間に接続され、起動時に徐々に上昇するスロースタート用の電圧SSが発生する。

第13ピン13Pは、同期用端子であり、他のコントローラICと協働させる場合に、それと接続される。第14ピン14Pは、内部クロック入出力端子であり、他のコントローラICと協働させる場合に、それと接続される。

第15ピン15Pは、外付けFETドライブ回路のグランド端子である。第16ピン16Pは、NMOS102のゲート駆動信号N1を出力する端子である。第17ピン17Pは、NMOS104のゲート駆動信号N2を出力する端子である。第18ピン18Pは、PMOS103のゲート駆動信号P2を出力する端子である。第19ピン19Pは、PMOS101のゲート駆動信号P1を出力する端子である。第20ピン20Pは、電源電圧VCCを入力する電源端子である。

コントローラIC200の内部構成を示す図2において、OSCブロック201は、第

10

20

30

40

50

3ピン3Pに接続されたキャパシタ132と第4ピン4Pに接続された抵抗133、134により決定されるPWM三角波信号CTを発生し、PWM比較器214に供給する。OSCブロック201はまた、PWM三角波信号CTに同期した内部クロックを発生し、ロジックブロック203に供給する。

BOSCブロック202は、バースト用三角波信号発振回路であり、第2ピン2Pに接続されたキャパシタ131により決定されるバースト用三角波信号BC Tを発生する。バースト用三角波信号BC Tの周波数は、PWM三角波信号CTの周波数より、著しく低く設定される(BC T周波数<CT周波数)。第1ピン1Pに供給されるアナログ(直流電圧)のデューティ信号DUTYとバースト用三角波信号BC Tを比較器221で比較する。この比較器221の比較出力でオア回路239を介して、NPNトランジスタ(以下、NPN)234を駆動する。なお、第1ピン1Pにデジタル(PWM形式)のデューティ信号DUTYが供給される場合には、第2ピン2Pに抵抗を接続しBOSCブロック202からバースト用所定電圧を発生させる。

10

ロジックブロック203は、PWM制御信号などが入力され、所定のロジックにしたがってスイッチ駆動信号を生成する。出力ブロック204は、ロジックブロック203からのスイッチ駆動信号にしたがって、ゲート駆動信号P1、P2、N1、N2を生成し、PMOS101、103、NMOS102、104のゲートに印加する。

スロースタートブロック205は、起動信号STが入力され、キャパシタ142、抵抗143により緩やかに上昇する電圧STBである比較器217への入力とその基準電圧Vref6を越えると、比較器217の出力により起動する。比較器217の出力は、ロジックブロック203を駆動可能にする。なお、249は、反転回路である。また、比較器217の出力により、オア回路243を介してフリップフロップ(FF)回路242をリセットする。スタートブロック205が起動すると、スロースタート電圧SSが徐々に上昇し、PWM比較器214に比較入力として入力される。したがって、起動時には、PWM制御は、スロースタート電圧SSにしたがって行われる。

20

なお、起動時に、比較器216は、入力が基準電圧Vref5を越えた時点で、オア回路247を介して、NMOS246をオフする。これにより、抵抗134を切り離し、PWM用三角波信号CTの周波数を変更する。また、オア回路247には、比較器213の出力も入力される。

第1誤差増幅器211は、冷陰極蛍光灯FLの電流に比例した検出電流ISと、基準電圧(電流基準信号)Vref2(例、1.25v)とを比較し、その誤差に応じた出力によって、定電流源I1に接続されたNPN235を制御する。このNPN235のコレクタは第8ピン8Pに接続されており、この接続点(即ち、第8ピン8P)の電位が帰還電圧FBとなり、PWM比較器214に比較入力として入力される。

30

PWM比較器214では、三角波信号CTと、帰還電圧FBあるいはスロースタート電圧SSの低い方の電圧とを比較して、PWM制御信号を発生し、アンド回路248を介してロジックブロック203に、供給する。起動終了後の定常状態では、三角波信号CTと帰還電圧FBとが比較され、設定された電流が冷陰極蛍光灯FLに流れるように自動的に制御される。

なお、第8ピン8Pと第9ピン9Pとの間には、キャパシタ136が接続されているから、帰還電圧FBは滑らかに増加あるいは減少する。したがって、PWM制御はショックなく、円滑に行われる。

40

第2誤差増幅器212は、冷陰極蛍光灯FLの電圧に比例した検出電圧VSと、基準電圧(電圧基準信号)Vref3(例、1.25v)とを比較し、その誤差に応じた出力により、ダブルコレクタの一方が定電流源I1に接続されたダブルコレクタ構造のNPN238を制御する。このNPN238のコレクタはやはり第8ピン8Pに接続されているから、検出電圧VSによっても帰還電圧FBが制御される。なお、帰還電圧FBが基準電圧Vref1(例、3v)を越えると、PNPトランジスタ(以下、PNP)231がオンし、帰還電圧FBの過上昇を制限する。

比較器215は、電源電圧VCCを抵抗240、241で分圧した電圧と基準電圧Vr

50

e f 7 (例、2.2V)とを比較し、電源電圧VCCが所定値に達した時点でその出力を反転し、オア回路243を介してFF回路242をリセットする。

比較器218は、スロースタート電圧SSを基準電圧Vref8(例、2.2V)と比較し、電圧SSが大きくなるとアンド回路244及びオア回路239を介してNPN234をオンする。NPN234のオンにより、ダイオード232が電流源I2により逆バイアスされ、その結果第1誤差増幅器211の通常動作を可能にする。なお、ダイオード237及びPNP236は、過電圧制限用である。

比較器219は、ダブルコレクタの他方が定電流源I3に接続されたNPN23が第2誤差増幅器212によりオンされると、その電圧が基準電圧Vref9(例、3.0V)より低下し、比較出力が反転する。比較器220は、帰還電圧FBを基準電圧Vref10(例、3.0V)と比較し、帰還電圧FBが高くなると、比較出力が反転する。比較器219、220の出力及び比較器218の出力の反転信号をオア回路245を介してタイマーブロック206に印加し、所定時間を計測して出力する。このタイマーブロック206の出力により、FF242をセットし、このFF回路242のQ出力によりロジックブロック203の動作を停止する。

次に、以上のように構成されるインバータの動作、特に電源電圧VCCが急変したときの動作を図3を参照して説明する。

図3は、帰還信号制御回路160の内部回路を詳しく記載するとともに、電源電圧VCCが急変したときの動作に特に関係する部分を図1及び図2から抜き出した説明用の図面である。したがって、全体の回路動作を見るときには、図1、図2も参照することになる。

本発明のインバータにおいて、直流電源電圧VCCはバッテリーBATから供給される。このバッテリーBATは、商用電源10を入力とするアダプターADPが接続されたときに、アダプターADPから充電される。したがって、直流電源電圧VCCは、フル充電状態(例えば、16V)の電圧から、放電状態(例えば、12V)の電圧まで変動する。

アダプターADPは任意の時点で接続されたり、あるいは除かれたりする。バッテリーBATがある程度放電している状態でアダプターADPが接続されると、電源電圧VCCはその時点で急激に上昇する。また、バッテリーBATの充電の途中でアダプターADPが除かれると、電源電圧VCCはその時点で急激に低下する。その電源電圧VCCの上昇あるいは低下の程度は、アダプターADPとバッテリーBATとの接続構成や、アダプターADPに通常含まれているチャージャーの性能にもよる。しかし、何れにしてもアダプターADPの接続や除外に伴って電源電圧の急激な変動を生じることになる。

また、バッテリーBATからは、本発明のインバータ装置のみでなく、その他の負荷(電装部品)へも直流電源電圧VCCを供給している。これらの他の負荷の負荷量が急変したときにも、その負荷量の急変の影響を受けて直流電源電圧VCCがやはり変動してしまう。

本発明のインバータでは、このような直流電源電圧VCCの急変(急上昇や急低下)に伴って、従来のインバータで発生していた、表示状態の違和感や過大電流の発生を抑制し、或いはインバータ動作のシャットダウンを防止する。

図3において、帰還信号制御回路160は、直流電源電圧VCCが急激に上昇したことを検出して、帰還信号FBを制御する回路である。この帰還信号制御回路160は、直流電源電圧VCCが入力され、その直流電源電圧VCCをキャパシタ161と抵抗162との直列回路を含む電圧急変検出回路で微分する。そして、直流電源電圧VCCが急上昇したときに、キャパシタ161と抵抗162との直列接続点から電圧急変信号を出力する。また、帰還信号FBの電位点と所定電位点(グランド電位)との間に可変抵抗164とトランジスタスイッチ163との直列回路を含む低減回路を設けている。そのトランジスタスイッチ163が、電圧急変信号によってオンに制御される。

本発明のインバータでは、動作開始時には、PWM比較器214の2つの(-)入力端子の一方に入力される帰還電圧FBは、電源電圧VCCが供給されて、定電流源I1、NPN235、NPN238を含む共通化回路(帰還信号形成回路)により高い値(上限値

10

20

30

40

50

)になる。

このため、PWM比較器214では、徐々に上昇するスロースタート電圧SSと三角波信号CTとが比較され、スロースタート電圧SSの値に応じたPWM制御信号PWM1が出力される。なお、PWM比較器214は、三角波信号CTがスロースタート電圧SSと帰還電圧FBを下回っているときに、HレベルのPWM制御信号PWMを出力する。このPWM制御信号PWMに基づいてロジックブロック203、出力ブロック204にてゲート駆動信号P1～N2が形成され、MOSFET101～104に供給されて、インバータ動作が行われる。

インバータの負荷である冷陰極蛍光灯FLは、印加される電圧が所定の値になるまでは点灯しないから、スロースタートの最初の段階では出力電圧がスロースタート電圧SSの上昇に連れて上昇する。したがって、従来のように、上限値にある帰還電圧FBにしたがって過大な出力電圧Vo(例えば、2000～2500V)が冷陰極蛍光灯FLに印加されることがない。また、過大な出力電圧Voの印加に伴う、突入電流の発生もないから、冷陰極蛍光灯FLやインバータの主回路部品(MOSFET101～104、変圧器TR、電池BATなど)に与える損傷やストレスを著しく低減する。

出力電圧、出力電流が検出され、その検出電圧VS、検出電流ISが第1誤差増幅器211、第2誤差増幅器212で基準電圧(電流基準信号)Vref2、基準電圧(電圧基準信号)Vref3と比較され、その比較出力でNPN235、NPN238を制御する。NPN235、NPN238が制御されるようになると、帰還電圧FBが上限値から低下してくる。

出力電圧が上昇し、起動電圧(約1000V)に達すると、出力電流が流れ始めて冷陰極蛍光灯FLが点灯すると共に、出力電圧は動作電圧(約600V)に低下する。この時点においても、過大な突入電流が流れることはない。そして、出力電流が徐々に上昇する一方、出力電圧はほぼ一定の動作電圧に維持される。また、帰還電圧FBは、出力電圧あるいは出力電流が上昇し、NPN235、NPN238が制御されるようになると、帰還用のキャパシタ136、137を介した帰還作用により、上限値から徐々に低下してくる。

スロースタート電圧SSが上昇すると共に、出力電流が増加して帰還電圧FBが低下してくる。帰還電圧FBがスロースタート電圧SSと等しくなった時点において、PWM比較器214での三角波信号CTとの比較対象が、それまでのスロースタート電圧SSから帰還電圧FBに移る。これによりスロースタートが終了し、定常動作状態になる。

定常動作状態では、出力電流は基準電圧(電流基準信号)Vref2で決まる所定値に一定制御される。冷陰極蛍光灯FLの明るさは、それに流れる電流により決まり、この電流を維持するためにほぼ一定の動作電圧が印加される。したがって、出力電圧は、起動時に冷陰極蛍光灯FLを点灯するために高い電圧が印加され、一旦点灯した後は低い動作電圧でよい。このため、定常状態では、帰還電圧FBは、出力電流に基づいて決定される。

本発明のインバータが定常状態で動作している時に、アダプターADPがバッテリーBATから外されたり、あるいは他の負荷の負荷量が急増する等によって、電源電圧VCCが急減(急低下)する場合を考える。

電源電圧VCCの急減によって、負荷電流が減少する。従来インバータでは、その負荷電流が所定値以下まで減少すると、CCFLの消灯(或いは断線)による過電圧発生への対策としてデューティ比が最小限に設定されてしまう。このことによって、このインバータを用いている電子機器が例えば寒冷地など使用条件の厳しい場所で使用されている場合等には、CCFLの負荷電流が元に回復せずに、インバータの動作をシャットダウンしてしまうことがあった。

本発明では、電流検出回路による電流検出信号ISに基づいてキャパシタ136、抵抗140、第1誤差増幅器211等からなる電流誤差信号発生回路によって電流誤差信号を発生する。また、電圧検出回路による電圧検出信号VSに基づいてキャパシタ137、抵抗139、第2誤差増幅器212等からなる電圧誤差信号発生回路によって電圧誤差信号を発生する。

10

20

30

40

50

そして、定電流源 I 1、電流誤差信号により制御される電流制御用 NPN 235、電圧制御信号により制御される電圧制御用 NPN 238 を含む帰還信号形成回路によって、帰還電圧 FB が、電流誤差信号と電圧誤差信号との大きさに応じて、形成される。実際の運転状態では、帰還電圧 FB は、電流誤差信号の大きさか、電圧誤差信号の大きさのいずれかに応じて、形成される。

その帰還信号 FB に応じて半導体スイッチ回路である MOSFET 101 ~ 104 をスイッチングするための駆動信号 P1 ~ N2 を形成するスイッチ駆動回路を備えている。このスイッチ駆動回路には、三角波信号発生回路 201 や PWM 比較器 214 などが設けられ、三角波信号 CT と帰還信号 FB とを比較して PWM 信号を発生する PWM 信号発生回路を有している。

10

したがって、本発明では、電源電圧 VCC の急減によって負荷電流が減少した場合には、従来のように電流制限することなく、電流帰還作用によって電流値を回復するように動作する。したがって、シャットダウンといった不都合な状態に陥ることはない。なお、電流帰還作用に少しの時間遅れが生じて一瞬間だけ輝度が低下するが、この時間遅れはきわめて短時間であり、かつ輝度の一瞬の低下は目視に与える影響が少ないので、表示画面の視認上では問題を生じない。

本発明において、電流減少が例えば負荷回路の断（開放）により発生した場合には、電圧帰還作用によって、出力電圧を電圧基準信号で決まる所定値に制御する。したがって、過電圧発生といった事態も発生しない。

次に、本発明のインバータが定常状態で動作している時に、アダプター ADP がバッテリー BAT に接続されたり、あるいは他の負荷の負荷量が急減する等によって、電源電圧 VCC が急上昇する場合を想定する。

20

電源電圧 VCC が急上昇すると、帰還信号制御回路 160 のキャパシタ 161 と抵抗 162 の直列回路を含む微分回路で、その電源電圧 VCC が急上昇したことを検出し、微分出力を発生する。この微分出力によってトランジスタ 163 がオンし、第 8 ピン 8P を可変抵抗 164 を介してグランドに接続する。

電源電圧 VCC が急上昇した場合にも、電流帰還作用によって電流値を所定値に回復するように動作する。しかし、その回復するまでに、電流フィードバック制御に多少の時間遅れがあるから、従来のインバータでは、その間は表示状態が一瞬明るくなり、見ている人に違和感を与えてしまっていた。また、その時間遅れの間には負荷電流が急激に増加することになるから、CCFL などの負荷に余計なダメージを与えていた。

30

本発明では、電流フィードバック制御を待つことなく、電源電圧 VCC が急上昇したことを検出して、フィードフォワード制御で直ちに帰還電圧 FB を所定時間だけ所定値に低減する。

この帰還電圧 FB を低減する所定時間はキャパシタ 161 と抵抗 162 を含む微分回路の時定数を調整することにより設定できる。また、帰還電圧 FB を低減する所定レベルは抵抗 164 の抵抗値を調整することにより設定できる。

また、所定時間が経過して、オンしていたトランジスタ 163 がオフすると、その時点での帰還電圧 FB から、キャパシタ 136、抵抗 140、第 1 誤差増幅器 211 等を含む電流フィードバック制御ループでのフィードバック制御によって、通常の定電流制御による帰還電圧 FB へと移っていく。この間の帰還電圧 FB の変化は比較的小さくすることができる。

40

このように帰還信号制御回路 160 を設けることにより、直流電源電圧 VCC が急上昇したときに負荷へ供給される電力が大きくなるようにフィードフォワード制御して、直接に帰還信号 FB を低い方へ変化させる。したがって、表示状態の変化を抑制して違和感の発生を少なくできるし、且つ過大電流の発生を抑制して負荷などへ与えるダメージを小さくできる。

なお、帰還信号制御回路 160 は、実施例で説明したようにコントローラ IC 200 の外部に設けることに代えて、コントローラ IC の内部に作り込むようにしてもよい。また、キャパシタ 136、137 及び抵抗 139、140 も、コントローラ IC 200 の外部

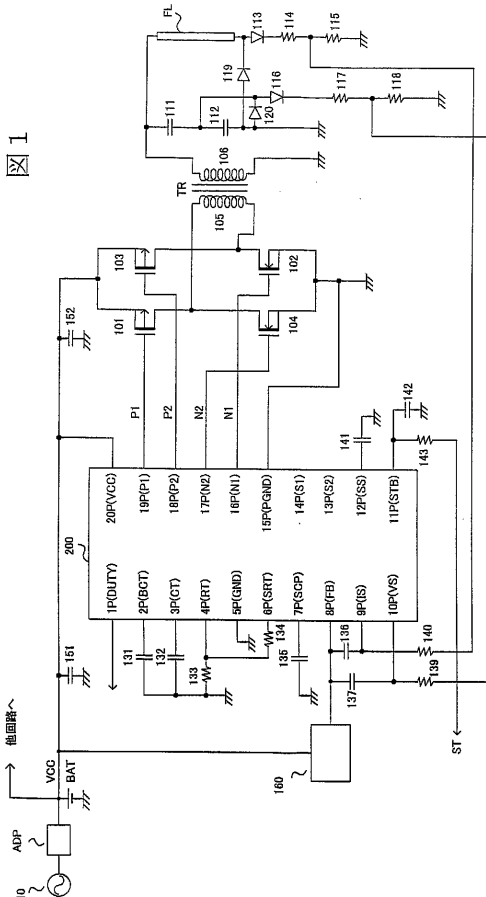
50

に設けることに代えて、コントローラICの内部に作り込むようにしてもよい。

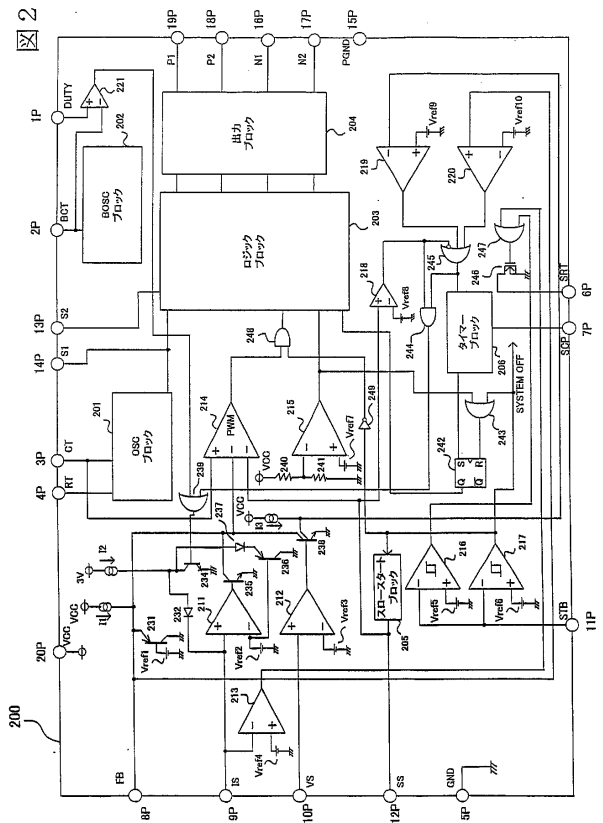
【産業上の利用可能性】

本発明に係るインバータ、そのコントローラIC、及びそのインバータを用いた電子機器は、ノートパソコンの液晶モニター、液晶テレビ受像機、カーナビ用表示装置などの液晶ディスプレイのバックライト光源に、好適に用いることができる。

【図1】

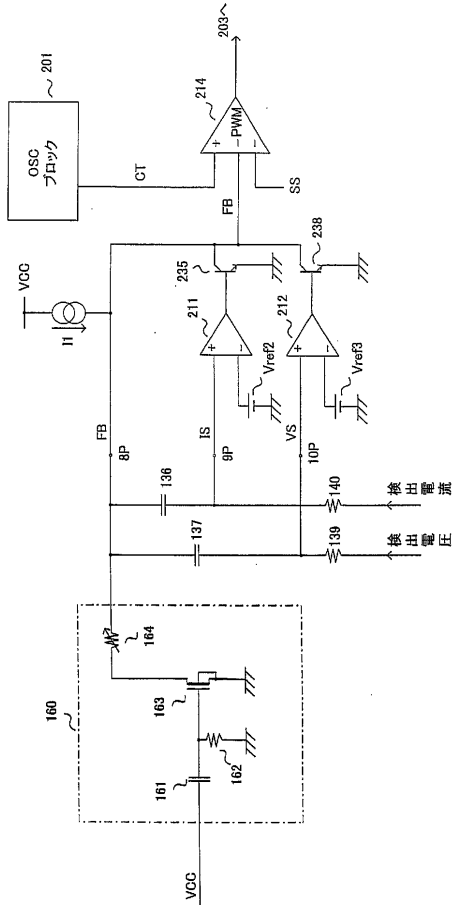


【図2】



【 3 】

3



フロントページの続き

(56)参考文献 国際公開第2003/081963(WO, A1)
特開平07-095410(JP, A)
実開平03-014980(JP, U)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/48

H05B 41/24