

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第6290085号
(P6290085)

(45) 発行日 平成30年3月7日 (2018.3.7)

(24) 登録日 平成30年2月16日 (2018.2.16)

(51) Int. Cl.

F I

H O 5 B 37/02 (2006.01)

H O 2 M 3/155 (2006.01)

H O 5 B 37/02 J

H O 2 M 3/155 P

請求項の数 15 (全 14 頁)

(21) 出願番号	特願2014-532539 (P2014-532539)	(73) 特許権者	516043960
(86) (22) 出願日	平成24年9月28日 (2012. 9. 28)		フィリップス ライティング ホールディ ング ビー ヴィ
(65) 公表番号	特表2014-532261 (P2014-532261A)		オランダ国 5 6 5 6 アーエー アイン トホーフェン ハイ テク キャンパス 4 5
(43) 公表日	平成26年12月4日 (2014. 12. 4)	(74) 代理人	110001690
(86) 国際出願番号	PCT/IB2012/055180		特許業務法人M&Sパートナーズ
(87) 国際公開番号	W02013/046160	(72) 発明者	エルフェリッヒ レインホルド
(87) 国際公開日	平成25年4月4日 (2013. 4. 4)		オランダ国 5 6 5 6 アーエー アイン ドホーフェン ハイ テク キャンパス ビルディング 4 4
審査請求日	平成27年9月18日 (2015. 9. 18)		
(31) 優先権主張番号	61/541, 343		
(32) 優先日	平成23年9月30日 (2011. 9. 30)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 能動コンデンサ回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

1 以上の L E D を有する L E D ユニットを駆動するためのドライバ装置において使用する能動コンデンサ回路であって、

結合端子であって、これら結合端子の間に結合されるべき前記 L E D ユニットを駆動する駆動電圧及び駆動電流を供給するための結合端子と、

前記結合端子の間に結合されて、周期的入力電流を前記駆動電流に変換する出力電力段と、

前記出力電力段のコンデンサ出力端子と前記結合端子との間に結合された低周波コンデンサと、

前記駆動電圧のフィードバック及び前記低周波コンデンサを経るコンデンサ電流から得られる制御信号を使用することにより前記出力電力段を制御する制御ユニットと、

を有し、

前記出力電力段は、前記コンデンサ出力端子を介して、前記周期的入力電流の一部で前記低周波コンデンサを充電することと、前記低周波コンデンサの放電電流を前記周期的入力電流に加えることとを交互に繰り返すことにより、前記周期的入力電流を前記駆動電流に変換するように構成され、

前記制御ユニットは、前記コンデンサ電流を前記駆動電圧から決定される基準コンデンサ電流に従うように制御する第 1 フィードバックループを有する、
能動コンデンサ回路。

【請求項 2】

前記制御ユニットが、前記基準コンデンサ電流を、前記駆動電圧をハイパスフィルタ処理すると共に該ハイパスフィルタ処理された駆動電圧を駆動電圧増幅係数により増幅することによって決定する、請求項 1 に記載の能動コンデンサ回路。

【請求項 3】

前記制御ユニットが、前記駆動電圧増幅係数を前記結合端子の間に結合されるべき前記 LED ユニットの動抵抗の電圧降下に依存して決定する、請求項 2 に記載の能動コンデンサ回路。

【請求項 4】

前記制御ユニットが、前記低周波コンデンサの両端間のコンデンサ電圧を基準コンデンサ電圧の周りで振れるように制御するための第 2 フィードバックループを有する、請求項 1 に記載の能動コンデンサ回路。

10

【請求項 5】

前記制御ユニットが、前記基準コンデンサ電圧を前記低周波コンデンサの電圧定格に対して決定する、請求項 4 に記載の能動コンデンサ回路。

【請求項 6】

前記第 1 フィードバックループ及び前記第 2 フィードバックループは、前記第 1 フィードバックループが内側制御信号を導出するための内側ループを形成すると共に前記第 2 フィードバックループが外側制御信号を導出するための外側ループを形成するように縦続接続され、

20

前記制御ユニットが、前記基準コンデンサ電流を、前記駆動電圧をハイパスフィルタ処理すると共に該ハイパスフィルタ処理された駆動電圧を駆動電圧増幅係数により増幅し、前記増幅された駆動電圧から前記外側制御信号を減算することによって決定する、請求項 4 に記載の能動コンデンサ回路。

【請求項 7】

前記制御ユニットが、前記基準コンデンサ電流を前記第 1 フィードバックループにおいて前記コンデンサ電流を制御するために使用する前に、該基準コンデンサ電流に変調信号を加算する、請求項 1 に記載の能動コンデンサ回路。

【請求項 8】

前記制御ユニットが、前記変調信号を前記駆動電圧及び / 又は前記コンデンサ電圧から決定する、請求項 7 に記載の能動コンデンサ回路。

30

【請求項 9】

前記出力電力段が、双方向コンバータを有する、請求項 1 に記載の能動コンデンサ回路。

【請求項 10】

前記双方向コンバータは、双方向ブーストコンバータ、双方向バックコンバータ又は双方向バックブーストコンバータである、請求項 9 に記載の能動コンデンサ回路。

【請求項 11】

前記制御ユニットが、前記双方向コンバータを準矩形波モードで動作するように制御する、請求項 9 又は 10 に記載の能動コンデンサ回路。

40

【請求項 12】

前記双方向コンバータが、該双方向コンバータのスイッチングノードと結合端子との間に結合された出力インダクタ、及び前記結合端子の間に結合された出力コンデンサを有する、請求項 9 又は 10 に記載の能動コンデンサ回路。

【請求項 13】

1 以上の LED を有する LED ユニットを駆動するためのドライバ装置であって、外部電源から周期的電源電圧を入力するための電力入力端子と、前記電力入力端子に結合されて、前記周期的電源電圧を駆動電圧に変換すると共にコンバータ出力端子に中間電流を出力する入力コンバータ段と、

該入力コンバータ段の前記コンバータ出力端子に前記結合端子が結合される請求項 1 な

50

いし 1 2 の何れか一項に記載の能動コンデンサ回路と、
を有するドライバ装置。

【請求項 1 4】

前記制御ユニットが、前記出力電力段の双方向コンバータを、前記入力コンバータ段による周期的入力電流の周波数よりも高いスイッチング周波数で動作するように制御する、請求項 1 3 に記載のドライバ装置。

【請求項 1 5】

照明装置であって、
外部電源から周期的電源電圧を入力するための電力入力端子と、
該電力入力端子に結合されて、前記周期的電源電圧を駆動電圧に変換すると共に、コン
バータ出力端子において中間電流を出力する入力コンバータ段と、
該入力コンバータ段の前記コンバータ出力端子に前記結合端子が結合される請求項 1 な
いし 1 2 の何れか一項に記載の能動コンデンサ回路と、
前記結合端子に結合される、それぞれが 1 以上の L E D を有する 1 以上の L E D ユニッ
トを有する照明アセンブリと、
を有する照明装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、負荷、特に 1 以上の L E D を有する L E D ユニットを駆動するドライバ装置で使用するための能動コンデンサ回路に関する。本発明は、更に、負荷を駆動するためのドライバ装置にも関する。更に、本発明は照明装置にも関する。

【背景技術】

【0002】

レトロフィット電球等のオフライン用途のための L E D ドライバの分野では、他の関連するフィチャの中でも、高効率、高電力密度、長寿命、高力率及び低価格にうまく対処するための解決策が要求される。実際のところ全ての既存の解決策はどれかの要件に妥協しているが、提案されるドライバ回路は、現在及び将来の主電源の規則に準拠しながら、主電源を当該 L E D により要求される形に適切に整えることが必須である。力率が特定の限界以上に維持される場合に、知覚可能な照明のフリッカ（ちらつき）が最大値（好ましくはゼロ）を越えないことを保証することが極めて重要である。

【0003】

更に、オフラインコンバータでは、高力率及び低高調波歪を達成するために、主電源からのエネルギーは、しばしば、供給される電圧波形に比例して同期的に取り出される必要がある。この課題を負荷に供給されるべきエネルギーの適切な形態に妥協せずに最良に達成するために、独立した前調整段を備えた電力コンバータのアーキテクチャが従来は採用されている。

【0004】

主電源サイクル（又は給電サイクル、即ち主電源電圧又は給電電圧のサイクル）を通して出力電力を一定に維持しながら高力率を得るために、典型的には、2 つの直列接続された電力段が採用される。これらのアーキテクチャにおいて、第 1 段は主電源電流を整形し、第 2 段は負荷に対する電力変換を実行する。

【0005】

それにも拘わらず、複雑さ及びコストに関係する理由で、上記 2 つの段のうちの何れかが実質的に組み込まれ得ないような、従来単段として知られている簡略化された電力伝達機構の解決策が採用されている。このような簡略化の結果として、上述した要件が大きく妥協され得、及び / 又はコンバータの性能が特に寸法、信頼性及び寿命の点で大きく悪化される。後者は、通常、一定した出力電力供給が保証されねばならない場合に負荷に対し

て並列に嵩張る低周波蓄積コンデンサを用いる必要性に主に起因する。

【 0 0 0 6 】

単段の解決策は、文献では普通に見られる。1つの参照例は、Robert Erickson及びMichael MadiganによるIEEE Proceedings of the Applied Power Electronics Conferences and Expositions, 1990, pp. 792-801の“Design of a simple high-power-factor rectifier based on the flyback converter”なる名称の論文に見られる。

【 0 0 0 7 】

2段方法と単段方法との間の途中の中間的解決策は、前調整器が組み込まれた単段コンバータである。このような解決策は、負荷及び主電源の両要件に準拠しながら、部品点数の低減及び高電力密度を特徴とすることができる。単一電力変換段を備えた他の実施態様は、不連続導通モードで動作するブーストコンバータを組み込むことにより高力率（H P F）を可能にする。これらのコンバータは、実際には、上述した2つの電力変換段を組み合わせている。

【 0 0 0 8 】

典型的に、1以上のLEDを有するLEDユニット等の負荷を駆動するためのドライバ装置の高力率動作は、大きなフィルタコンデンサが使用されたとしても、強い100Hzの出力電流リップルを発生する。これらのフィルタは、急峻なIV（電流対電圧）特性（“ダイオード特性”とも称される）を持つLED負荷に並列に使用された場合、殆ど効果がない。電気自動車及び光起電力システムからは、負荷とコンデンサとの間のdc/dc変換器が（超）コンデンサの利用を改善することが知られている。

【 0 0 0 9 】

Proceeding of the APEC 2010, pp.2314-2320のQ. Hu及びR. Zaneによる“A 0.9 PF LED Driver with Small LED Current Ripple Based on Series-input Digitally-controlled Converter”は、第1電力段の出力に接続される第2電力段として双方向ステップダウンコンバータを使用する2段LEDドライバを記載しており、上記第2電力段はLED負荷に120Hzのコンデンサを接続する。

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 1 0 】

本発明の目的は、特には1以上のLEDを有するLEDユニット等の負荷を駆動するドライバ装置に使用するための能動コンデンサ回路であって、典型的にオフラインで駆動されるLED負荷と並列に使用されているような、大きな電解コンデンサの使用を回避すると共に、最近の電力LEDの小さな動抵抗においても実質的に100/120Hzのリップル/フリッカを生じない（例えば、<1%）能動コンデンサ回路を提供することである。

【 0 0 1 1 】

本発明の他の目的は、負荷を駆動するためのドライバ装置及び照明装置を提供することである。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 1 2 】

本発明の第1態様においては、能動コンデンサ回路が提供され、該能動コンデンサ回路は、

- これらの間に結合されるべき負荷を駆動する駆動電圧及び/又は駆動電流を供給するための結合端子と、
- これら結合端子の間に結合されて、周期的電流を上記駆動電流に変換する出力電力段と、
- 該出力電力段のコンデンサ出力端子と結合端子との間に結合された低周波コンデンサと、
- 上記駆動電圧のフィードバック、上記低周波コンデンサの両端間のコンデンサ電圧及び/又は該低周波コンデンサを経るコンデンサ電流から得られる制御信号を使用して上記

出力電力段を制御する制御ユニットと、
を有する。

【 0 0 1 3 】

本発明の他の態様においてはドライバ装置が提供され、該ドライバ装置は、
- 外部電源から周期的電源電圧を入力するための電力入力端子と、
- 上記電力入力端子に結合されて、上記周期的電源電圧を駆動電圧に変換すると共にコンバータ出力端子に中間電流を出力する入力コンバータ段と、
- 上記入力コンバータ段のコンバータ出力端子に結合された本発明による能動コンデンサ回路と、
を有する。

10

【 0 0 1 4 】

本発明の更に他の態様においては照明装置が提供され、該照明装置は、
- 1以上の照明ユニット、特に1以上のLEDを備えたLEDユニットを有する照明アセンブリと、
- 該照明アセンブリを駆動するための、提案されたドライバ装置と、
を有する。

【 0 0 1 5 】

本発明の好ましい実施態様は従属請求項に記載されている。尚、請求項に記載されるドライバ装置及び請求項に記載される照明装置は、請求項に記載された能動コンデンサ回路であって従属請求項に記載されたものと同様の及び/又は同一の好ましい実施態様を有することが理解されるべきである。

20

【 0 0 1 6 】

提案される能動コンデンサ回路は、負荷（例えば、1以上のLED又はLEDパッケージ）に対して並列に結合されるか、又は負荷に組み込まれると共に、小さなコンデンサが接続される（負荷に組み込むこともできる）モジュールを呈する。対照的に、殆どの従来の方法においては、電力段は縦続接続される。

【 0 0 1 7 】

更に、提案された能動コンデンサ回路は、独立した、極めて小型の高次ローパスフィルタエレメント（即ち、負荷から第1段の全てのAC成分を効果的に除去する）と考えることができる。しかしながら、一実施態様において、当該スペクトルの幾つかの帯域は通過されて、幾らかのレベルの負荷変調を可能にすることもできる。

30

【 0 0 1 8 】

先に引用したQ. Hu及びR. Zaneにより開示されたドライバによれば、第1段及び第2段の両方とも負荷に対して並列である。この従来技術に対する提案された能動コンデンサ回路の利点は、該提案された能動コンデンサ回路が大幅に向上された性能で単独で、即ち受動フィルタ回路のように動作することができることにある。このような動作は、モジュール性、集積性及び既存の出力フィルタ回路の容易な置換のようなプラグ&プレイ的使用を容易にする。更に、負荷電流又は他の電力段電流の測定も、如何なる電力段との信号接続も必要としない。

【 0 0 1 9 】

好ましくは、前記コンデンサ電流及び/又はコンデンサ電圧を制御するために、本発明によれば1以上のフィードバックループ、特に2つの縦続接続されたフィードバックループが設けられる。特に、好ましい実施態様によれば、前記制御ユニットは上記コンデンサ電流を基準コンデンサ電流に従うように制御するための第1フィードバックループを有する。好ましくは、該制御ユニットは、前記駆動電圧をハイパスフィルタ処理すると共に該ハイパスフィルタ処理された駆動電圧を駆動電圧増幅係数により増幅することによって該駆動電圧から上記基準コンデンサ電流を決定するよう構成される。更に、一実施態様では、該制御ユニットは前記結合端子間に結合されるべき前記負荷の動抵抗の電圧降下に依存して上記駆動電圧増幅係数を決定するよう構成される。

40

【 0 0 2 0 】

50

当該能動コンデンサ回路が 1 以上の LED を駆動するためのドライバ装置に使用されると仮定すると、LED 技術（及び駆動電流）に依存して、LED は理想電圧源及び直列抵抗（後者は動抵抗と呼ばれる）からなると見なすことができる。従って、負荷の動抵抗の電圧降下に依存して上記駆動電圧増幅係数を決定することは、当該制御をどうにかして LED に対して、プリセット値（ハードウェア若しくはソフトウェア）により適合し、自動的に（適応的に）適合し又は全く適合しないようにすることができることを意味する。

【 0 0 2 1 】

他の実施態様によれば、上記制御ユニットは上記コンデンサ電圧を基準コンデンサ電圧の周りで振れるように制御するための第 2 フィードバックループを有する。好ましくは、該制御ユニットは上記基準コンデンサ電圧を前記低周波コンデンサの電圧定格に対して決定するように構成される。

10

【 0 0 2 2 】

殆どの又は全ての主電源リップルを効果的に濾波するために、上記コンデンサは好ましくは少なくともエネルギー $E_{capmin} > P_o / (2 P I_{fm})$ を蓄積することができるものとし、ここで、 P_o は出力電力であり、 f_m は主電源の周波数である。しかしながら、このようなコンデンサは 100% のリップル（平均電圧に対するピークの比は 2 である）を生じる。許容誤差及び経年変化に対処すると共に、出力電力段における部品のストレスを緩和するために、該コンデンサは好ましくは幾らか高い蓄積容量 $E_{capat} = N * E_{capmin}$ を示すようにする。この結果、約 $V_{pk} / V_{avg} = 2 / (1 + (1 - 1 / N))$ のピーク対平均電圧が得られる。例えば $N = 2$ は $V_{pk} / V_{avg} = 1.2$ を意味する。実用的な比は、好ましくは、1.05 と 1.3 との間に入る。

20

【 0 0 2 3 】

好ましくは、先に簡単に述べたように、前記第 1 フィードバックループ及び第 2 フィードバックループは、第 1 フィードバックループが内側制御信号を導出するための内側ループを形成すると共に第 2 フィードバックループが外側制御信号を導出するための外側ループを形成するように、縦続接続される。更に、好ましくは、前記基準コンデンサ電流は、前記駆動電圧をハイパスフィルタ処理し、該ハイパスフィルタ処理された駆動電圧を駆動電圧増幅係数により増幅し、該増幅され且つハイパスフィルタ処理された駆動電圧から上記外側制御信号を減算することによって、該駆動電圧から決定される。

【 0 0 2 4 】

30

縦続接続することの利点は、2 つの制御動作、即ち負荷電流を一定にするための制御及び蓄積コンデンサ電圧を所定の限界内に留めるための制御を別個に処理することができることである。上記第 1 フィードバックループ（内側ループ）の利点は、出力電力段内で容易に測定可能である前記コンデンサ電流を制御することにより負荷電流が定常状態動作において実質的に一定になることである。第 2 フィードバックループ（外側ループ）の利点は、第 1 に入力コンバータ段の定常状態電流リップル（ハイパスフィルタ処理された負荷電圧を介して）及び第 2 に平均コンデンサ電圧を考慮に入れることにより前記基準電流を容易に導出することができ、そのようにすることにより、入力コンバータ段の電流の過渡状態（例えばオン/オフ）に対処することもできることである。

【 0 0 2 5 】

40

一実施態様において、前記制御ユニットは、前記基準コンデンサ電流を第 1 制御ループにおいて前記コンデンサ電流を制御するために使用する前に、該基準コンデンサ電流に変調信号を加算するように構成される。好ましくは、該制御ユニットは上記変調信号を前記駆動電圧及び/又は前記コンデンサ電圧から決定するように構成される。該変調信号は、通常は、例えばデータを目に見えない光変動を介して送信するために使用される外部信号である。目に見える歪を回避するために、即ち当該光応答を上記変調信号に等しくさせるために、該変調信号に事前補償のためのフィードフォワード伝達関数を適用することができ、その結果、基準電流結合点に注入される修正された変調信号が得られる。

【 0 0 2 6 】

当該能動コンデンサ回路の用途の種類及び負荷の種類に主に依存して、前記出力電力段

50

の種々の構成が存在する。好ましい実施態様によれば、該出力電力段は、特に双方向ブーストコンバータ、双方向バックコンバータ又は双方向バックブーストコンバータ等の双方向コンバータを有する。例えば、該双方向コンバータの双方向ブーストコンバータとしての構成の場合、当該コンバータは該双方向コンバータのスイッチングノードと結合端子との間に結合された出力インダクタ、及び前記結合端子の間に結合された出力コンデンサを有する。

【0027】

有利には、前記制御ユニットは上記双方向コンバータを準矩形波モードで動作するように制御するよう構成される。この構成は、ZVS（ゼロ電圧スイッチング）を得ることを可能にし、従って高いスイッチング周波数（例えば、 $> 1\text{ MHz}$ ）を高い効率でさえも可能にする。

10

【0028】

他の実施態様において、上記制御ユニットは上記双方向コンバータを、提案されたドライバ装置の好ましい実施態様において設けられる入力コンバータ段よりも高い（好ましくは、大幅に高い）スイッチング周波数で動作するように制御するよう構成される。この構成は、該入力コンバータ段の出力フィルタを完全に省略することを可能にする。

【0029】

Bogdan Bucheru, Ionel Dan Jitaru, Delta Energy Systems, USA, PCIM Europe 2011, 17-19 May 2011, Nuremberg, Germanyの“Single Stage Isolated PFC with AC Line Ripple Steering”なる論文は、低周波数リップルのステアリングのための解決策を提供する電力アーキテクチャを開示している。しかしながら、この開示されたアーキテクチャは、本発明とは異なり、出力電圧制御（電流ではない）を備えた充電器回路及び第1及び第2段の特定の組み合わせを示すもので、両段の組み合わせ制御を用いている。特に、第1段は、該第1段の出力電圧を制御する第2段のコンデンサ電圧を制御する。

20

【0030】

本発明の更に他の態様によれば、照明装置が提供され、該照明装置は、

- 外部電源から周期的電源電圧を入力するための電力入力端子と、
- 該電力入力端子に結合されて、上記周期的電源電圧を駆動電圧に変換すると共に、コンバータ出力端子において中間電流を出力する入力コンバータ段と、
- 該入力コンバータ段のコンバータ出力端子に結合される結合端子であって、これら結合端子の間に結合されるべき負荷を駆動するための駆動電圧及び/又は駆動電流を供給する結合端子と、
- 上記結合端子の間に結合されて、周期的電流を上記駆動電流に変換する出力電力段と、
- 該出力電力段のコンデンサ出力端子と結合端子との間に結合される低周波コンデンサと、
- 上記出力電力段を、上記駆動電圧のフィードバック、上記低周波コンデンサの両端間のコンデンサ電圧及び/又は該低周波コンデンサを経るコンデンサ電流から得られる制御信号を使用して制御する制御ユニットと、
- 上記結合端子に結合された、特に1以上のLEDを有するLEDユニット等の1以上の照明ユニットを有する照明アセンブリと、

を有する。

30

40

【0031】

従って、本発明の照明装置の種々の実施態様によれば、前記制御ユニット及び/又は出力電力段は当該能動コンデンサ回路又は照明アセンブリの一部であり得る。

【0032】

本発明の更に他の態様によれば、前記入力コンバータ段は当該照明装置の一部ではない。即ち、提案された照明装置は、

- 外部電源から周期的電源電圧を入力するための電源入力端子と、
- これら電力入力端子に結合される結合端子であって、これら結合端子の間に結合され

50

るべき負荷を駆動するための駆動電圧及び／又は駆動電流を供給する結合端子と、

- これら結合端子の間に結合されて、周期的電流を上記駆動電流に変換する出力電力段と、
- 該出力電力段のコンデンサ出力端子と結合端子との間に結合された低周波コンデンサと、
- 上記出力電力段を、上記駆動電圧のフィードバック、上記低周波コンデンサの両端間のコンデンサ電圧及び／又は該低周波コンデンサを経るコンデンサ電流から得られる制御信号を使用して制御する制御ユニットと、
- 上記結合端子に結合された、特に1以上のLEDを有するLEDユニット等の1以上の照明ユニットを有する照明アセンブリと、

を有する。

10

【0033】

従って、本発明の照明装置の種々の実施態様によれば、前記制御ユニット及び／又は出力電力段は当該能動コンデンサ回路又は照明アセンブリの一部であり得る。

【0034】

本発明の上記及び他の態様は、後述する実施態様から明らかとなり斯かる実施態様を参照して解説されるであろう。

【図面の簡単な説明】

【0035】

【図1】図1は、既知のドライバ装置の概略図を示す。

20

【図2】図2は、提案された能動コンデンサ回路の一実施態様を含む、提案されたドライバ装置の第1実施態様の概略図を示す。

【図3】図3は、提案されたドライバ装置の第1実施態様の概略図を示す。

【図4】図4は、提案された能動コンデンサ回路の一実施態様の回路図を示す。

【図5】図5は、提案された能動コンデンサ回路の他の実施態様の回路図を示すもので、提案された制御ユニットの一実施態様の詳細を示している。

【図6】図6は、提案された能動コンデンサ回路の他の実施態様の回路図を示すもので、提案された制御ユニットの他の実施態様の詳細を示している。

【図7】図7は、図5に示す制御ユニットにより制御された、図2又は3に示すドライバ装置における種々の信号の信号図を示す。

30

【図8】図8は、図6に示す制御ユニットにより制御された、図2又は3に示すドライバ装置における種々の信号の信号図を示す。

【発明を実施するための形態】

【0036】

図1は、外部電源20（例えば、主電源電圧供給部）に接続された既知のLEDドライバ装置10の概略図を示す。該ドライバ装置10は、入力コンバータ段12（電力供給ユニットPSUとも呼ぶ）及び外部負荷（例えば、1以上のLED23を有する）に並列に結合された出力フィルタコンデンサ14を有している。入力コンバータ段12は電源電流 i_S 及び周期的電源電圧 v_S を、負荷に供給される駆動電流（又は出力電流） i_D 及びコンデンサ電流 i_C の和に等しい中間電流 i_{PSU} に変換する。電力出力端子16, 17の間の駆動電圧 v_D はコンデンサ電圧 v_C に等しい。

40

【0037】

ここで、平均出力電流 i_D は好ましくは入力コンバータ段12により例えば負荷電流フィードバックを用いて制御される。この目的のために、（オプションの）電流センサを負荷に設けることができ、該センサは入力コンバータ段12に接続される。従って、平均出力電力は能動コンデンサ回路により調整されることはない。

【0038】

図2は、提案されたドライバ装置30の第1実施態様の概略図を示し、該ドライバ装置は入力コンバータ段32（入力電力段とも呼ぶ）と、既知のドライバ装置10のコンデンサ14を置換する提案された能動コンデンサ回路40の一実施態様とを含んでいる。入力

50

コンバータ段 3 2 は、前記既知のドライバ装置の入力コンバータ段 1 2 と同一又は類似のものである。しかしながら、能動コンデンサ回路 4 0 は、入力コンバータ段を有さないドライバ装置を含む他のドライバ装置に使用することもできることに注意されたい。電力入力端子 3 3 , 3 4 において、電源ユニット 2 0 は上記入力コンバータ段 3 2 のコンバータ入力端子に結合されている。入力コンバータ段 3 2 のコンバータ出力端子 3 5 , 3 6 には、提案された能動コンデンサ回路 4 0 が結合されている。ここでも、平均出力電流 i_D は好ましくは入力コンバータ段 3 2 により、例えば負荷電流をフィードバックすることによって制御されるものとし、この目的のために、負荷には入力コンバータ段 3 2 に接続された（オプションの）電流センサを設けることができる。

【 0 0 3 9 】

10

提案された能動コンデンサ回路 4 0 は、入力コンバータ段 3 2 のコンバータ出力端子 3 5 , 3 6 に結合されて周期的入力電流（この実施態様では、中間電流 i_{PSU} ）を入力するための結合端子 4 1 , 4 2 を有している。更に、上記結合端子 4 1 , 4 2 には、これら結合端子 4 1 , 4 2 の間に結合される負荷 2 3 を駆動するための駆動電圧 v_D 及び駆動電流 i_D が供給され、これら結合端子は当該ドライバ装置 3 0 の電力出力端子に対応する。

【 0 0 4 0 】

提案された能動コンデンサ回路 3 0 は、更に、上記結合端子 4 1 , 4 2 の間に結合されて上記周期的入力電流 i_{PSU} を上記駆動電流 i_D に変換するための出力電力段 5 0 を有している。該出力電力段 5 0 は、特に、電力段電流 i_A を受け取る。低周波コンデンサ 4 6 が、上記出力電力段 5 0 のコンデンサ出力端子 4 8 と結合端子 4 2 との間に結合されている。

20

【 0 0 4 1 】

最後に、制御ユニット 6 0 が、出力電力段 5 0 を、駆動電圧 v_D のフィードバック、低周波コンデンサ 4 6 の両端間のコンデンサ電圧 v_C 及び / 又は該低周波コンデンサ 4 6 を経るコンデンサ電流 i_C から得られる制御信号 S_d を使用することによって制御するために設けられている。

【 0 0 4 2 】

図 2 に示された実施態様では出力電力段 5 0 は能動コンデンサ回路 4 0 内に含まれているが、図 3 に示す代替実施態様において、出力電力段 5 0 は、負荷 2 2 ' に組み込まれている、即ち図 3 に示されるドライバ装置 3 0 ' のものではない外部エレメントの一部である。更に（図示されていないが）、更に他の実施態様では、出力電力段 5 0 のみならず制御ユニット 6 0 も負荷 2 2 ' に組み込まれるか、又は制御ユニットのみ（出力電力段 5 0 は含まない）が負荷 2 2 ' に組み込まれる。

30

【 0 0 4 3 】

入力電力段 3 2 の力率 1 の動作のために、中間電流 i_{PSU} は図 7 に示されるように 1 0 0 % の 1 0 0 H z のリップルを示す。

【 0 0 4 4 】

図 4 は、図 2 及び 3 に示したドライバ装置 3 0 , 3 0 ' の実施態様に使用することが可能な出力電力段の一実施態様 5 0 a を有する提案された能動コンデンサ回路の一実施態様 4 0 a の回路図を示す。該出力電力段 5 0 a は、好ましくは負荷として低電圧 L E D を有する場合に使用される双方向ブーストコンバータを備えている。ブースト（昇圧）変換は、L E D 電圧が一層高いコンデンサ電圧に昇圧変換されるコンデンサ充電フェーズを指す一方、コンデンサ放電フェーズの間においてコンデンサ電圧は L E D 電圧に降圧（バック）変換される。高電圧 L E D の場合、好ましくは、双方向バックコンバータが使用される。バックブーストコンバータ等の他の双方向コンバータも、他の実施態様において使用することができる。

40

【 0 0 4 5 】

当該双方向ブーストコンバータは 2 つのスイッチング素子 5 1 , 5 2 を有し、これらスイッチング素子は、前記コンデンサ出力端子 4 8 と結合端子 4 2 との間に直列に結合されると共に、これらの間に介挿されたスイッチングノード 5 3 を形成している。更に、上記

50

スイッチングノード53と結合端子41との間には高周波インダクタ(チョーク)54が結合されている。上記結合端子の間には高周波コンデンサ(入力フィルタコンデンサ)55が結合されている。ドライバ56は、上記スイッチング素子51, 52を制御ユニット60から入力される制御信号Sdに基づいて制御する。該ドライバ56は、この実施態様では好ましくはゲートドライバであり、該ゲートドライバはスイッチング素子51, 52により形成されるハーフブリッジインバータのゲートを駆動するために使用されると共に、スイッチングパターンSdに従う。Sdは、通常、駆動信号であり、該駆動信号は本例では当該出力電力段のインバータのためのPWMスイッチングパターンであり、平均のスイッチングノード電圧を決定する。

【0046】

好ましくは、該コンバータはゼロ電圧スイッチング(ZVS)を得るために準矩形波モードで動作され、かくして、高スイッチング周波数(例えば、 $> 1\text{MHz}$)を高効率で可能にする。斯かるスイッチング周波数は、更に、チョーク54及び入力フィルタコンデンサ55の統合も可能にするが、これらは外部に配置することもできる。更に、入力電力段32のスイッチング周波数よりも大幅に高いスイッチング周波数は、好ましくは入力電力段32に含まれる出力フィルタを完全に省略することも可能にする。

【0047】

図5は能動コンデンサ回路の他の実施態様40bの回路図を示すもので、提案された制御ユニットの一実施態様60bの詳細を図示している。図5に示した制御方式を用いれば、負荷22(LED)を経るリップル電流は、コンデンサ46がゼロリップル動作に必要なとされるエネルギー $E_{\text{capmin}} > P_o / (2 \cdot P \cdot f_m)$ により示される理論的最小値と同程度に極めて小さいか又は該理論的最小値より僅かに大きい程度であっても実質的に除去することができ、ここで、上記 f_m は主電源周波数である。

【0048】

図6は能動コンデンサ回路の他の実施態様40cの回路図を示すもので、提案された制御ユニットの他の実施態様60cの詳細を図示している。図5の例におけるのと同様に、LED電流 i_D は1Aであり、電源電流のリップル振幅 i_A も1Aである。コンデンサ46は $22\mu\text{F}$ であり、約5Vから35Vの電圧の振れを示す。該例において、図1に示した回路における 10mF (6.3V)コンデンサは依然として20%のリップルを生じるであろう。

【0049】

制御ユニット60b, 60cは、各々、2つの縦続接続されたフィードバックループを有している。核となるのは、電流 i_C を基準電流 $i_{C\text{ref}}$ に従うように制御する(減算ユニット62)内側フィードバックループ61である。該基準電流 $i_{C\text{ref}}$ は、前記駆動電圧 v_D から、ハイパスフィルタ63におけるハイパスフィルタ処理及び増幅器64における比例増幅係数により導出され、該比例増幅係数は負荷の動抵抗の電圧降下が小さくなるにつれ、それに応じて大きくなる。次いで、制御信号Sd(内側制御信号とも呼ぶ)がPIコントローラ65において発生される。外側フィードバックループ66はコンデンサ電圧 v_C をプリセット値 $v_{C\text{mean_ref}}$ の周りで振れるように制御し、該プリセット値はコンデンサの電圧定格に関するものであり得る。他のPIコントローラ67が補正信号(外側制御信号とも呼ぶ)を発生する。該制御戦略に関しては、負荷に供給される平均(DC)電流が依然として入力電力段32により制御されていることに注意することが重要である。更に、該能動コンデンサは負荷電流のみからリップルを除去する。

【0050】

図6に示す制御ユニット60cにおいては、追加の変調ユニット69が設けられ、該変調ユニットにより加算ユニット68において変調信号 $i_{D\text{mod}}$ が基準電流 $i_{C\text{ref}}$ に加算される。該変調ユニット69は、好ましくは、電圧 v_D 及び v_C に依存する乗算器を有する。この乗算器は i_C の i_{LED} に対する関係を補償する。図8は、約 1kHz の変調信号 $i_{D\text{mod}}$ から得られる波形を示す。

【0051】

10

20

30

40

50

この用途において、低変調周波数（例えば、1 kHz）の場合、一実施態様では入力電力段 3 2 と負荷 2 2 との間に好ましくは追加のインダクタ（図示略）が設けられ、当該変調電流が該入力電力段 3 2 を介して流れることを防止する。この場合、負荷 2 2 の当該能動コンデンサ回路 4 0 c に対する相対的に小さな誘導的接続も有利である。

【 0 0 5 2 】

上記変調信号 i_{Dmod} は外部信号（例えば、目に見えない光変動を介してデータを送信するために使用される）である。可視的歪を防止するために、即ち光の応答を i_{Dmod} に等しくするために、 i_{Dmod} にフィードフォワード伝達関数を適用して i_{Dmod_1} を生じさせることができ（即ち、 $i_{Dmod_1} = i_{Dmod} * v_D / v_C$ ）、該 i_{Dmod_1} が基準電流ノード（即ち、加算ユニット 6 8）に注入される。

10

【 0 0 5 3 】

上述したとおり、図 7 は図 5 に示す制御ユニットにより制御された図 2 又は 3 に示すドライバ装置における種々の信号の信号図を示し、図 8 は図 6 に示す制御ユニットにより制御された図 2 又は 3 に示すドライバ装置における種々の信号の信号図を示す。駆動電流は一定であるので、駆動電圧 v_D （明示的には示されていない）は基本的に一定値である。電流 i_D の小さな変化のみが残存し、該変化はかなり小さな動抵抗を介して v_D の小さな電圧変化となり、これが、電流 i_C が辿る形状を示す。

【 0 0 5 4 】

典型的な単段高力率ドライバに対して、本発明により克服される問題は：

- 大きなコンデンサの場合でも生じる出力電流の大きなリップルで、LED の利用を悪化させ、見えるフリッカを生じさせる；
 - 電解コンデンサの大きな体積及び寿命の限界；
 - ホットスワップ問題（負荷に受動コンデンサのみが接続される場合、該コンデンサは、とにかく有効にするには、典型的に非常に大きくなり（前述したように）、この結果、突入電流が大きくなる）及び調光信号に対する低い応答時間；
- を含む。

20

【 0 0 5 5 】

前述した Hu 及び Zane の論文に開示されたコンバータに対して、本発明は、単独で又は負荷（例えば、LED パッケージ）に組み込まれて使用することができる個別のモジュールを提供する。入力電力段に対する制御ユニットの接続（組み合わせ制御のための）は必要とされず、電源及び / 又は負荷電流の測定しか必要とされない。

30

【 0 0 5 6 】

負荷電流（例えば LED 電流）の変調（“コード化光”）に関しては、追加の部品は必要とされず、高い変調比及び高い変調周波数においても光変調による付加的損失は存在しない。

【 0 0 5 7 】

更に、本発明の好ましい実施態様によれば、フィードバック制御が、ハイパスフィルタ処理された負荷電圧（駆動電圧）からコンデンサ電流に対する基準を導出する。追加の入力が、該基準に対して、“コード化光”のために使用することができるような電流変調へ変換する信号を追加することを可能にする。

40

【 0 0 5 8 】

本発明は、好ましくは、消費者用及び業務用ドライバ、特に業務用単段 HPF 無フリッカ LED ドライバに適用される。当該能動コンデンサ回路は LED パッケージにおける付加価値システムとして使用することができる（小型フィルタコンデンサ無しで又はと共に）。更に、該能動コンデンサ回路は独立モジュールとして使用することができる（小型フィルタコンデンサ無しで又はと共に）。更に、本発明は OLED を駆動するために使用することもできる。

【 0 0 5 9 】

以上、本発明を図面及び上記記載において詳細に図示及び説明したが、斯かる図示及び説明は解説的又は例示的であって限定するものではないと見なされるべきである。即ち、

50

本発明は開示された実施態様に限定されるものではない。開示された実施態様に対する他の変形は、当業者であれば、請求項に記載された本発明を実施する際に、図面、当該開示内容及び添付請求項の精査から理解し実施することができる。

【 0 0 6 0 】

尚、請求項において、“有する”なる文言は他の構成要素又はステップを排除するものではなく、単数形は複数を排除するものでもない。また、単一のエレメント又は他のユニットは、請求項に記載された幾つかの品目の機能を満たすことができる。また、特定の手段が相互に異なる従属請求項に記載されているという単なる事実は、これら手段の組み合わせを有利に使用することができないということを示すものではない。

【 0 0 6 1 】

また、請求項における如何なる符号も、当該範囲を限定するものと見なしてはならない。

10

【 図 1 】

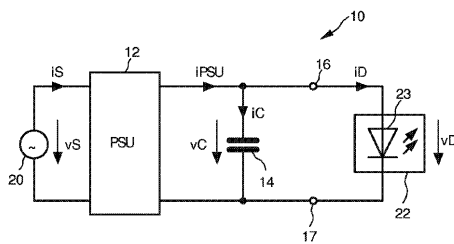


FIG. 1

【 図 3 】

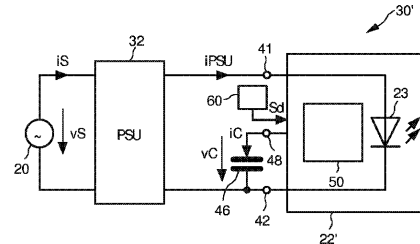


FIG. 3

【 図 2 】

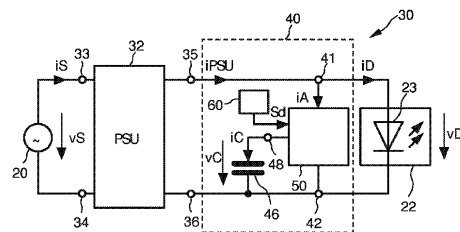


FIG. 2

【 図 4 】

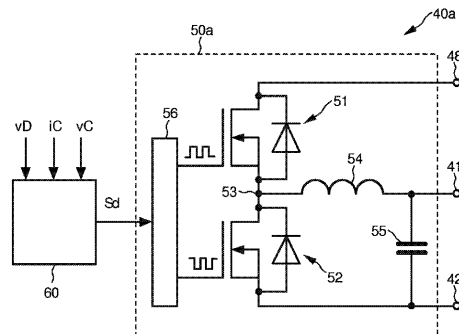


FIG. 4

【 図 5 】

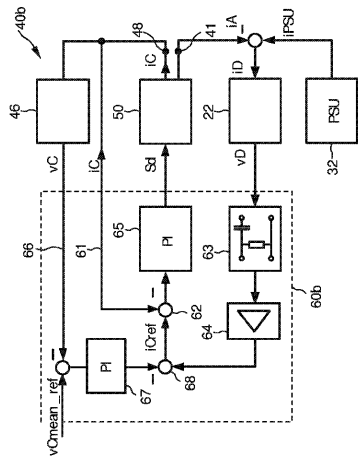


FIG. 5

【 図 6 】

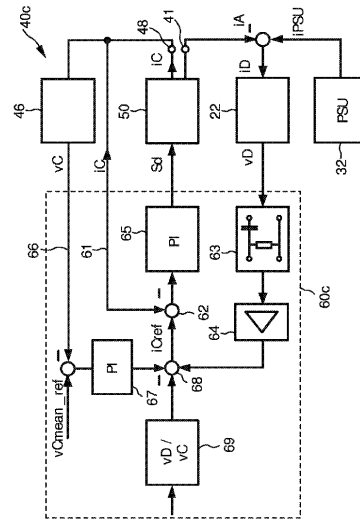


FIG. 6

【圖 7】

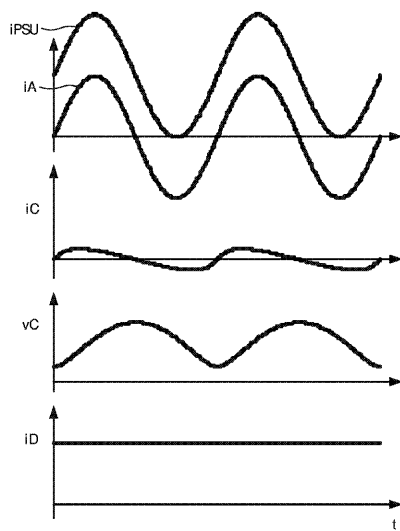


FIG. 7

【 図 8 】

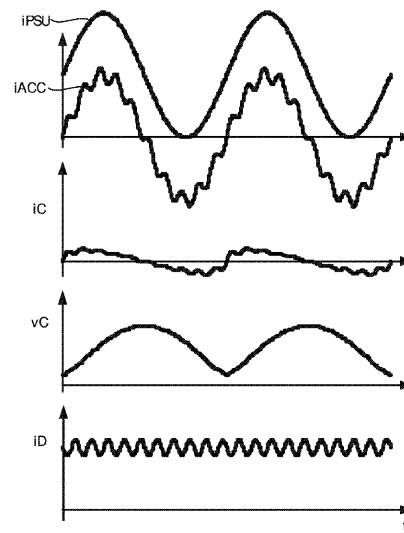


FIG. 8

フロントページの続き

(72)発明者 ロベズ トニ

オランダ国 5 6 5 6 アーエー アインドーフェン ハイ テック キャンパス ビルディング
4 4

審査官 杉浦 貴之

(56)参考文献 特開 2 0 0 7 - 0 9 7 2 5 8 (J P , A)

国際公開第 2 0 1 1 / 0 2 7 8 1 6 (W O , A 1)

特開平 0 6 - 2 4 5 5 4 3 (J P , A)

特開 2 0 1 1 - 1 9 3 6 5 3 (J P , A)

浅井信幸、北条昌秀、大西徳生、平滑用キャパシタのアクティブ制御、平成 1 5 年電気学会全国
大会講演論文集、日本、2 0 0 3 年 3 月 1 7 日、4 - 0 7 8 , 1 1 5 頁

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

H 0 5 B 3 7 / 0 2

H 0 2 M 3 / 1 5 5