

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5837305号
(P5837305)

(45) 発行日 平成27年12月24日(2015.12.24)

(24) 登録日 平成27年11月13日(2015.11.13)

(51) Int.Cl.

H02M 3/28 (2006.01)

F 1

H02M 3/28

K

請求項の数 16 外国語出願 (全 24 頁)

(21) 出願番号 特願2011-22528 (P2011-22528)
 (22) 出願日 平成23年2月4日 (2011.2.4)
 (65) 公開番号 特開2011-167058 (P2011-167058A)
 (43) 公開日 平成23年8月25日 (2011.8.25)
 審査請求日 平成26年1月30日 (2014.1.30)
 (31) 優先権主張番号 12/702,963
 (32) 優先日 平成22年2月9日 (2010.2.9)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(73) 特許権者 501315784
 パワー・インテグレーションズ・インコーポレーテッド
 アメリカ合衆国、95138・カリフォルニア州・サン・ホゼ・ヘリヤー・アベニュー
 ・5245
 (74) 代理人 110001195
 特許業務法人深見特許事務所
 (72) 発明者 ユーリ・ガクノキ
 アメリカ合衆国、95138 カリフォルニア州、サン・ノゼ、グレンイーグルス・サークル、5973

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】スイッチモード電源のためのコントローラおよびスイッチモード電源

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

スイッチモード電源のためのコントローラであって、前記コントローラは、電源の入力電圧のゼロ交差条件が存在する時間の長さを表すゼロ交差信号を生成するよう結合されたゼロ交差検出器を含み、

前記入力電圧は調光器出力電圧であり、前記コントローラはさらに、

ゼロ交差信号に応じて前記調光器出力電圧の位相角を表す位相カウントを生成するよう結合されたカウンタを含み、位相カウントに応答して基準信号が生成され、

前記コントローラはさらに、

システムクロックを供給するようカウンタに結合されたライン同期発振器をさらに含み、システムクロックは、入力電圧の周波数とは無関係に入力電圧のハーフラインサイクル毎に一定のサイクルカウントを有し、

前記コントローラはさらに、

フィードバック信号および前記基準信号を受信するよう結合されたフィードバック基準回路を含み、前記フィードバック信号は電源の出力を表し、前記コントローラは、ゼロ交差条件が存在する時間の長さに応じて基準信号を調整するよう適合されており、前記コントローラはさらに、

電源の出力を調整するために、フィードバック基準回路の出力に応じて電源に含まれるスイッチの切換を制御するよう結合された駆動信号発生器を含む、コントローラ。

【請求項 2】

10

20

ゼロ交差検出器は、入力電圧を表す電圧検知信号とゼロ交差基準との比較に応じて、ゼロ交差信号を生成する、請求項 1 に記載のコントローラ。

【請求項 3】

ゼロ交差信号は、電源の入力電圧の大きさがゼロ交差電圧しきい値未満である場合にゼロ交差条件が存在することを示す、請求項 1 に記載のコントローラ。

【請求項 4】

ゼロ交差検出器は、電流検知信号とゼロ交差基準との比較に応じてゼロ交差信号を生成し、電流検知信号はスイッチを通って流れるスイッチ電流を表す、請求項 1 に記載のコントローラ。

【請求項 5】

前記コントローラはさらに、

位相カウントに応じて基準信号を生成するよう結合されたデジタル - アナログコンバータ (D A C) を含む、請求項 1 に記載のコントローラ。

【請求項 6】

デジタル - アナログコンバータは、

複数の電流源と、

複数のスイッチとを含み、各スイッチは、それぞれの電流源に結合され、位相カウントのそれぞれの 2 進数に応じて基準電流信号に電流を供給するようそれぞれの電流源を結合するよう構成されており、基準信号は基準電流信号を表す、請求項 5 に記載のコントローラ。

【請求項 7】

複数の電流源はバイナリ重み付けされた電流源である、請求項 6 に記載のコントローラ。

【請求項 8】

位相カウントがオフセット量よりも少ない場合に、オフセットブロックの出力が 0 となるように、非ゼロオフセット量を与えるようデジタル - アナログコンバータに結合されたオフセットブロックをさらに含む、請求項 5 に記載のコントローラ。

【請求項 9】

ライン同期発振器は、ゼロ交差信号に応じてクロック信号の周波数を調整する、請求項 1 に記載のコントローラ。

【請求項 10】

コントローラおよびスイッチが集積回路に含まれる、請求項 1 に記載のコントローラ。

【請求項 11】

スイッチモード電源であって、

スイッチと、

スイッチに結合され、調光器出力電圧を受信するよう結合されたエネルギー転送要素と、調光器出力電圧に応じて電源の出力を調整するようスイッチに結合されたコントローラとを含み、前記コントローラは、

調光器出力電圧のゼロ交差条件が存在する時間の長さを表すゼロ交差信号を生成するよう結合されたゼロ交差検出器と、

ゼロ交差信号に応じて前記調光器出力電圧の位相角を表す位相カウントを生成するよう結合されたカウンタを含み、位相カウントに応答して基準信号が生成され、

前記コントローラはさらに、

システムクロックを供給するようカウンタに結合されたライン同期発振器をさらに含み、システムクロックは、入力電圧の周波数とは無関係に入力電圧のハーフラインサイクル毎に一定のサイクルカウントを有し、

前記コントローラはさらに、

フィードバック信号および基準信号を受信するよう結合されたフィードバック基準回路とを含み、フィードバック信号は電源の出力を表し、コントローラは、ゼロ交差条件が存在する時間の長さに応じて基準信号を調整するよう適合され、前記コントローラはさら

10

20

30

40

50

に、

電源の出力を調整するために、フィードバック基準回路の出力に応じてスイッチの切換を制御するよう結合された駆動信号発生器を含む、スイッチモード電源。

【請求項 1 2】

位相角を有する調光器出力電圧を供給するようエネルギー転送要素に結合された調光器回路をさらに含む、請求項1 1に記載の電源。

【請求項 1 3】

調光器回路はトライアック調光器回路である、請求項1 2に記載の電源。

【請求項 1 4】

電源の出力は発光ダイオードのアレイを含む負荷に結合されることとなる、請求項1 1 10に記載の電源。

【請求項 1 5】

ゼロ交差検出器は、調光器出力電圧を表す電圧検知信号とゼロ交差基準との比較に応じてゼロ交差信号を生成する、請求項1 1に記載の電源。

【請求項 1 6】

ゼロ交差信号は、調光器出力電圧の大きさがゼロ交差電圧しきい値未満である場合、ゼロ交差条件が存在することを示す、請求項1 1に記載の電源。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0 0 0 1】

20

発明の背景

1 . 発明の分野

本発明は一般に電源に関し、より特定的には、調光器回路とともに用いられる電源に関する。

【背景技術】

【0 0 0 2】

2 . 関連技術の検討

電子機器は、動作するのに電力を用いる。スイッチモード電源は、高効率、小型および軽量であるために、一般的に、今日の多くの電子機器への電力供給に用いられている。従来のコンセントから高圧交流電流が供給される。スイッチング電源において、高圧交流(a c)入力は、エネルギー転送要素を通して十分に調整された直流(d c)出力を与えるように変換される。スイッチモード電源制御回路は、通常、1つ以上の出力量を表す1つ以上の入力を検知し、出力を閉ループで制御することによって出力調節を行なう。動作時に、スイッチを利用して、デューティサイクル(典型的には全スイッチング期間に対するスイッチのオン時間の比率)を変化させるか、切換え頻度を変化させるか、または、スイッチモード電源におけるスイッチの単位時間当たりパルスの数を変化させることによって、所望の出力を与える。

【0 0 0 3】

照明実用例に対してある種の調光を行う場合、トライアック調光器回路は、典型的には、a c入力電圧の一部を除去して、白熱ランプに供給された電圧および電流の量を制限する。これは位相調光として公知である。というのも、度の単位で測定されたわずかな周期のa c入力電圧の観点から欠落した電圧の位置を指定することがしばしば好都合であるからである。一般に、a c入力電圧は正弦波であり、a c入力電圧の周期はフルラインサイクルと称される。そのため、a c入力電圧のサイクルの半分はハーフラインサイクルと称される。周期全体は360度を有しており、ハーフラインサイクルは180度を有している。典型的には、位相角は、各ハーフラインサイクルのうち(0度の基準値から)何度分を調光器回路が除去するかについての基準となる。このため、ハーフラインサイクルのうちトライアック調光器回路によって除去される半分のa c入力電圧は、90度の位相角に相当する。別の例においては、ハーフラインサイクルのうち除去される4分の1のa c入力電圧が、45度の位相角に相当し得る。

30

40

50

【発明の概要】**【発明が解決しようとする課題】****【0004】**

位相角調光は、変更された a c 入力電圧を直接受取る白熱ランプで十分に作用するが、典型的には発光ダイオード（L E D）ランプの場合には問題を引き起こす。L E Dランプでは、調整された電流および電圧を a c 電力線から供給するのに調整電源が必要とされる。従来の調整電源コントローラは、典型的には、トライアック調光器回路による一部の a c 入力電圧の除去に対しては所望のとおりには反応しない。調整電源は、典型的には、a c 入力電圧の歪みを無視するよう設計されている。これらの目的は、低入力電圧によってそれら調整電源が完全に遮断されるまで、一定の調整された出力を送達することである。
従来の調整電源では L E D ランプが調光されない可能性があった。L E D ランプ用の電源が、所望の態様でトライアック調光器回路からの電圧を認識し、これに応答するよう特別に設計されていない限り、トライアック調光器は、L E D ランプの点滅、高位相角での L E D ランプの閃光および L E D ランプの色ずれなどの許容できない結果をもたらす可能性がある。このため、電源が備え得る改善された従来の電源コントローラは、要求される調光量を決定するために、調光器回路出力の平均値（換言すると、トライアック調光器回路が a c 入力電圧の一部を除去した後の a c 入力電圧の平均値）を直接検知することにより、トライアック調光器回路に応答するよう設計されている。一般に、調光器回路出力が有するより小さな平均値は、a c 入力電圧のうち除去された大部分と、このため、より大きな位相角とに相当することとなる。改善された従来の電源コントローラはこの関係を利用して、間接的に位相角を決定し、電源出力の調整量を変更する。しかしながら、このようにして間接的に位相角を測定することにより、検出された調光量（これにより、電源出力の調整量）が、a c 入力電圧の変動の影響を受ける。換言すると、調光器回路出力の平均値を介して測定された位相角の精度は、a c 入力電圧の変動に依存している。

【0005】

本発明のいくつかの実施例の上記および他の局面、特徴および利点が添付の図面と関連して提示される以下のより特定的な説明からより明らかになるであろう。

【図面の簡単な説明】**【0006】**

【図 1】本発明の実施例に従う、コントローラを利用する調光器回路を備えた例示的なスイッチング電源を示す機能ブロック図である。
30

【図 2 A】本発明の実施例に従う、図 1 のスイッチング電源の例示的な整流された入力電圧波形を示す図である。

【図 2 B】本発明の実施例に従う、図 2 A の例示的な整流された入力電圧の区間と対応するゼロ交差信号とを示す図である。

【図 3 A】本発明の実施例に従う、スイッチング電源の別の例示的な整流された入力電圧波形を示す図である。

【図 3 B】本発明の実施例に従う、図 3 A の例示的な整流された入力電圧の区間と対応するゼロ交差信号とを示す図である。

【図 4】本発明の実施例に従う、コントローラの機能ブロック図である。

【図 5】本発明の実施例に従う、図 4 のデジタル - アナログコンバータの機能ブロック図である。

【図 6】図 4 のカウンタの例示的なカウントを示す表である。

【図 7】本発明の実施例に従う、図 4 の例示的なライン同期発振器の機能ブロック図である。

【発明を実施するための形態】**【0007】****詳細な説明**

図面のいくつかの図全体を通して、対応の参照番号は対応の構成要素を示す。当業者は、図中の要素が簡潔さおよび明瞭さのために図示されており、必ずしも縮尺通りには描か

10

20

30

40

50

れていないことを認めるであろう。たとえば、図中の要素のうちいくつかの寸法は、本発明のさまざまな実施例の理解を向上させるのを助けるために他の要素に対して誇張されているかもしれない。また、商業的に見込みのある実施例において有用であるかまたは必要となり、一般的であるが十分に理解される要素は、本発明のこれらのさまざまな実施例の図ができるだけ遮られないようにするために、しばしば示されていない。

【 0 0 0 8 】

調光回路の位相角測定のためのコントローラおよび電源についての実施例を本明細書中に記載する。以下の説明では、実施例を完全に理解できるようにするために、数多くの具体的な詳細を述べる。しかしながら、具体的な詳細のうち1つ以上がなくても、または他の方法、構成要素、材料などを用いて、本発明中に記載の技術を実践可能であることが当業者には明らかであろう。他の例では、いくつかの局面を曖昧にすることを回避するため、周知の構造、材料または動作を詳細に示したり説明したりしていない。

10

【 0 0 0 9 】

この明細書を通じて、「一実施例」、「ある実施例」、「一例」、または「ある例」に対する参照は、実施例または例と関連して説明される特定的な特徴、構造、または特性が本発明の少なくとも一実施例に含まれることを意味する。したがって、「一実施例では」、「ある実施例では」、「一例」、または「ある例」という、この明細書を通じてさまざまな場所に現われる文言は、必ずしも同じ実施例または例をすべて指しているわけではない。さらに、特定的な特徴、構造、または特性は、1つ以上の実施例または例において任意の好適な組合せおよび／または副次的組合せで組合されてもよい。さらに、ここで与えられる図は当業者への説明を目的としたものであり、図面は必ずしも縮尺通りに描かれており、縮尺は明示されていない。

20

【 0 0 1 0 】

位相調光に用いられる場合、発光ダイオード（LED）の場合も含めて、位相調光器回路は、典型的には、ハーフラインサイクルごとにa c入力電圧の一部を除去して、LEDに供給される電圧および電流の量を制限する。上述のように、典型的には、位相角は、各ハーフラインサイクルのうち何度分を調光器回路が除去するかについての基準となる。たとえば、a c入力電圧のハーフラインサイクルは合計180度であってもよい。このため、ハーフラインサイクルのうち調光器回路によって除去される半分のa c入力電圧は、90度の位相角に相当する。別の例においては、ハーフラインサイクルのうち除去される4分の1のa c入力電圧が、45度の位相角に相当し得る。

30

[0 0 1 1]

本発明の実施例については、位相角は、より正確に測定を行なうために、a c 入力電圧のゼロ交差によって直接測定される。ゼロ交差は、概して、a c 入力電圧がいつゼロ電圧と交差するかを示すものである。換言すると、ゼロ交差は、a c 入力電圧の大きさがいつ正から負へ、または負から正に変化するかを示す。しかしながら、ゼロ交差は、概して、信号がいつ実質的にゼロ電圧付近になるかを示すものでもあり得る。調光器回路の出力のゼロ交差の持続時間（換言すると、調光器回路がa c 入力電圧の一部を除去した後のa c 入力電圧）を決定することにより、施される調光の量に加えて、調光器回路が利用中であることが電源コントローラに信号で伝えられるだろう。本発明の実施例においては、出力調光器回路のゼロ交差の持続時間を決定することにより、位相角が直接測定されることとなる。このため、測定された位相角および検出される調光量は、a c 入力電圧の変動にさほど影響されないだろう。

40

【 0 0 1 2 】

まず図1を参照すると、例示的なスイッチング電源100の機能的ブロック図が図示される。これは、ac入力電圧 V_{AC} 102、調光器回路104、調光器出力電圧 V_{DO} 106、整流器108、整流された電圧 V_{RECT} 110、1次巻線114および2次巻線116を備えたエネルギー転送要素T1 112、スイッチSP 118、入力帰線120、クランプ回路122、フィルタコンデンサ C_F 124、整流器D1 126、出力コンデンサC1 128、出力量 U_o 、出力電圧 V_o 、出力電流 I_o 、フィードバック回路132、フィード

50

ードバック信号 U_{FB} 134、コントローラ 136、駆動信号 138、電流検知入力信号 140、電圧検知入力信号 142 およびスイッチ電流 I_D 144 を含む。同様に図 1 には、スイッチング電源 100 の出力に結合された負荷 130 も図示される。図 1 に図示される例示的なスイッチング電源 100 は、一般的に、本発明の教示から利するであろうスイッチング電源トポロジの一例であるフライバックレギュレータとして構成される。しかしながら、スイッチング電源レギュレータの他の公知のトポロジおよび構成も本発明の教示から利するであろうことが認められる。

【0013】

スイッチング電源 100 は未調整入力電圧から負荷 130 に出力電力を与える。一実施例では、入力電圧は a c 入力電圧 V_{AC} 102 である。別の実施例では、入力電圧は、整流された電圧 V_{RECT} 110 などの整流された a c 入力電圧である。図示のとおり、調光器回路 104 は a c 入力電圧 V_{AC} 102 を受け、調光器出力電圧 V_{DO} 106 を生成する。一実施例においては、調光器回路 104 はトライアック位相調光器などの位相調光回路であってもよい。調光器回路 104 はさらに整流器 108 に結合し、整流器 108 が調光器出力電圧 V_{DO} 106 を受ける。整流器 108 は整流された電圧 V_{RECT} 110 を出力する。一実施例においては、整流器 108 はブリッジ整流器であってもよい。整流器 108 はさらにエネルギー転送要素 T1_112 に結合している。本発明のいくつかの実施例においては、エネルギー転送要素 T1_112 は結合されたインダクタであり得る。他の実施例においては、エネルギー転送要素 T1_112 は変圧器であり得る。図 1 の例では、エネルギー転送要素 T1_112 は 2 つの巻線、すなわち 1 次巻線 114 と 2 次巻線 116 とを含む。しかしながら、エネルギー転送要素 T1_112 は 3 つ以上の巻線を有してもよいことが認められるべきである。1 次巻線 114 はスイッチ SP_118 にさらに結合され、これがさらに入力帰線 120 に結合される。一実施例においては、スイッチ SP_118 は、金属酸化物半導体電界効果トランジスタ (MOSFET) などのトランジスタであり得る。別の例においては、コントローラ 136 は、モノリシック集積回路として実現されてもよく、または離散的な電気的構成要素もしくは離散的および集積された構成要素の組合せによって実現されてもよい。コントローラ 136 およびスイッチ SP_118 はハイブリッドまたはモノリシック集積回路のいずれかとして製造される集積回路 146 の一部を形成し得る。

【0014】

さらに、図 1 の実施例のクランプ回路 122 は、エネルギー転送要素 T1_112 の 1 次巻線 114 の両端に結合されるように図示される。フィルタコンデンサ C_F 124 は 1 次巻線 114 およびスイッチ SP_118 の両端に結合し得る。換言すると、フィルタコンデンサ C_F 124 は整流器 108 および入力帰線 120 に結合し得る。エネルギー転送要素 T1_112 の 2 次巻線 116 は整流器 D1_126 に結合される。図 1 の例では、整流器 D1_126 はダイオードとして例示される。しかしながら、いくつかの実施例では、整流器 D1_126 は、同期整流器として用いられるトランジスタであってもよい。出力コンデンサ C1_128 および負荷 130 の両者とも図 1 では整流器 D1_126 に結合されるものとして示される。出力が負荷 130 に与えられ、調整された出力電圧 V_o 、調整された出力電流 I_o 、またはこの 2 つの組合せのいずれかとして与えられ得る。一実施例においては、負荷 130 は発光ダイオード (LED) アレイであり得る。

【0015】

スイッチモード電源 100 はさらに、出力量 U_o として例示される出力を調整するための回路を含む。概して、出力量 U_o は、出力電圧 V_o 、出力電流 I_o 、またはこれら 2 つの組合せのいずれかである。フィードバック回路 132 はスイッチモード電源 100 の出力からの出力量 U_o を検知するために結合され、フィードバック信号 U_{FB} 134 を生成する。他の実施例においては、フィードバック信号 U_{FB} が、出力量 U_o を表す変圧器の入力側の 1 つ以上の量を検知することによって得られてもよい。フィードバック回路 132 は、コントローラ 136 がフィードバック信号 U_{FB} 134 を受信するように、コントローラ 136 の端子にさらに結合される。コントローラ 136 は、電流検知入力信号 140 を受信

10

20

30

40

50

するための端子をさらに含む。電流検知入力信号 140 は、スイッチ S P 118 のスイッチ電流 I_D 144 を表わす。さらに、スイッチ S P 118 はコントローラ 136 から駆動信号 138 を受信する。加えて、コントローラ 136 はまた、電圧検知入力信号 142 を受信するための端子を含み得る。図 1 の例においては、電圧検知入力信号 142 は、整流された電圧 V_{RECT} 110 を表している。しかしながら、他の実施例においては、電圧検知信号 142 が調光器出力電圧 V_{DO} 106 を表す可能性もある。

【0016】

動作時に、図 1 のスイッチング電源 100 は、a c 入力電圧 V_{AC} 102 などの未調整入力から負荷 130 に出力電力を与える。調光器回路 104 は、スイッチング電源 100 の負荷 130 が L E D アレイである場合に利用され、電源に送達される電力の量を制限し得る。その結果、L E D アレイの負荷に送達される電流が制限され、L E D アレイが調光する。上述のとおり、調光器回路 104 はトライアック調光器回路などの位相調光器回路であってもよい。調光器回路 104 は、a c 入力電圧 V_{AC} 102 がゼロ電圧と交差する際に、a c 入力電圧 V_{AC} 102 を切り離す。所与の時間量の後、調光器回路 104 は、電源 100 に a c 入力電圧 V_{AC} 102 を再接続する。換言すると、調光器回路 104 は、a c 入力電圧 V_{AC} 102 の位相を中断してもよい。求められる調光の量に応じて、調光器回路 104 は、a c 入力電圧 V_{AC} 102 が電源から切り離される時間の量を制御する。概して、求められる調光がより多いと、調光器回路 104 が a c 入力電圧 V_{AC} 102 を切り離す期間がより長くなる。さらには以下に説明するように、位相角は、調光回路 104 が a c 入力電圧 V_{AC} 102 を切り離している期間を測定することによって決定されてもよい。

【0017】

調光器回路 104 は、整流器 108 が受取った調光器出力電圧 V_{DO} 106 を生成する。整流器 108 は整流された電圧 V_{RECT} 110 を生成する。フィルタコンデンサ C_F 124 はスイッチ S P 118 からの高周波電流をフィルタリングする。他の適用例については、フィルタコンデンサ C_F 124 は、実質的に d c 電圧がエネルギー転送要素 T 1 112 に印加されるように十分に大きいものであってもよい。しかしながら、力率改善 (P F C) を有する電源については、小さなフィルタコンデンサ C_F 124 を利用して、エネルギー転送要素 T 1 112 に印加される電圧が実質的に整流された電圧 V_{RECT} 110 に従うことを利用可能にし得る。そのため、フィルタコンデンサ C_F 124 の値は、フィルタコンデンサ C_F 124 の電圧が a c 入力電圧 V_{AC} 102 の各ハーフラインサイクルの間に実質的に 0 に達するように選択され得る。または、換言すると、フィルタコンデンサ C_F 124 の電圧は、調光器出力電圧 V_{DO} 106 の正の大きさに実質的に従う。そのため、コントローラ 136 は、フィルタコンデンサ C_F 124 上の電圧（換言すると、整流された電圧 V_{REC} 110）を検知することにより、調光器回路 104 が電源 100 から a c 入力電圧 V_{AC} 102 をいつ切り離すかを検出し得る。別の実施例においては、コントローラ 136 が、スイッチ電流 I_D 144 を検知することにより、調光器回路 104 が電源 100 から a c 入力電圧 V_{AC} 102 をいつ切り離すかを検出し得る。

【0018】

スイッチング電源 100 はエネルギー転送要素 T 1 112 を利用して 1 次巻線 114 と 2 次巻線 116 との間で電圧を転送する。クランプ回路 122 は 1 次巻線 114 に結合されて、スイッチ S P 118 の最大電圧を制限する。スイッチ S P 118 は駆動信号 138 に応答して開閉される。閉じられたスイッチは電流を導通し得、オンとみなされる一方で、開いたスイッチは電流を導通することができず、オフとみなされることが一般的に理解される。いくつかの実施例では、スイッチ S P 118 はトランジスタであり得、スイッチ S P 118 およびコントローラ 136 は集積回路 146 の一部を形成し得る。動作において、スイッチ S P 118 のスイッチングは、整流器 D 1 126 において脈動電流を発生させる。整流器 D 1 126 の電流は出力コンデンサ C 1 128 によってフィルタリングされ、負荷 130 において、実質的に一定の出力電圧 V_o 、出力電流 I_o 、またはその 2 つの組合せを発生させる。

【0019】

10

20

30

40

50

フィードバック回路 132 は、電源 100 の出力量 U_o を検知して、コントローラ 136 にフィードバック信号 $U_{FB} 134$ を与える。フィードバック信号 $U_{FB} 134$ は電圧信号または電流信号であってもよく、出力量 U_o に関する情報をコントローラ 136 に与える。さらに、コントローラ 136 は、スイッチ SP 118 におけるスイッチ電流 $I_D 144$ を中継する電流検知入力信号 140 を受ける。スイッチ電流 $I_D 144$ は、たとえば、離散的な抵抗器の両端の電圧、またはトランジスタが導通しているときのトランジスタの両端の電圧など、さまざまな態様で検知され得る。加えて、コントローラ 136 は、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ の値を中継する電圧検知入力信号 142 を受信し得る。整流された電圧 $V_{RECT} 110$ は、たとえば抵抗分割器などによってさまざまな方法で検知され得る。

10

【0020】

コントローラ 136 は、電流検知入力信号 140 によって与えられるスイッチ電流 $I_D 144$ 、または電圧検知入力信号 142 によって与えられる整流された電圧 $V_{RECT} 110$ 、またはこれら 2 つの組合せを利用することによって位相角を決定し得る。たとえば、コントローラ 136 は、調光器回路 104 が電源 100 から a c 入力電圧 $V_{AC} 102$ を切り離している時間の長さを測定する。換言すると、コントローラ 136 は、調光器出力電圧 $V_{DO} 106$ および整流された電圧 $V_{RECT} 110$ がゼロ電圧に実質的に等しくなっている時間の長さを測定する。位相角を測定するために、コントローラ 136 は、調光器出力電圧 $V_{DO} 106$ および整流された電圧 $V_{RECT} 110$ がゼロ電圧と実質的に等しくなっている時間の長さを、ハーフラインサイクルの時間の長さで割る。さらに以下に説明するように、コントローラ 136 は、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ がしきい電圧 V_{TH} 未満となるかを決定することにより、調光器出力電圧 $V_{DO} 106$ および整流された電圧 $V_{RECT} 110$ がいつ実質的にゼロ電圧に等くなるかを決定する。加えて、コントローラ 136 は、カウンタを利用して、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ がしきい電圧 V_{TH} 未満である時間の長さを測定してもよい。

20

【0021】

コントローラ 136 は駆動信号 140 を出力し、さまざまなシステム入力に応答してスイッチ SP 118 を動作させ、出力量 U_o を所望の値に実質的に調整する。一実施例では、駆動信号 138 は、論理ハイの区間および論理ローの区間の長さが異なる矩形パルス波形であり得る。論理ハイの値は閉じたスイッチに対応し、論理ローは開いたスイッチに対応する。別の実施例においては、駆動信号が、実質的に固定長の論理ハイ（または ON）パルスから構成されてもよく、発振器サイクルの数ごとに ON パルスの数を変更することによって調整されてもよい。

30

【0022】

次いで図 2 A を参照すると、スイッチング電源 100 の整流された電圧 $V_{RECT} 110$ の例示的な波形の図が示されており、これは、ハーフラインサイクル $T_{HL} 202$ 、しきい電圧 $V_{TH} 204$ 、ピーク電圧 $V_P 206$ および区間 210 を含む。図 2 B は、区間 210 および対応するゼロ交差信号 212 を示す。コントローラは、ゼロ交差信号 212 を利用して、位相角を測定し、その後、電源の出力の調整量を変更する。

40

【0023】

一般的に、a c 入力電圧 $V_{AC} 102$ は正弦波形であり、a c 入力電圧 $V_{AC} 102$ の周期はフルラインサイクルと称される。数学的には、 $V_{AC} = V_P \sin(2\pi f_L t)$ である。 $V_P 206$ が a c 入力電圧 $V_{AC} 102$ のピーク電圧であり、 f_L がライン入力電圧の周波数である。または、換言すると、 f_L は a c 入力電圧 $V_{AC} 102$ の周波数である。フルラインサイクルはライン周波数 f_L の逆数であるか、または数学的にはフルラインサイクル = $1 / f_L$ であることが認められるべきである。さらに、ハーフラインサイクル $T_{HL} 202$ はライン周波数の 2 倍の逆数であるか、または数学的には、

【0024】

【数1】

$$T_{HL} = \frac{1}{2f_L}$$

【0025】

である。整流された電圧 $V_{RECT} 110$ は、整流器 108 および調光回路 104 の合成出力である。図 2 A の例については、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ の各ハーフラインサイクル $T_{HL} 202$ の始まりは、調光器回路 104 が電源から a c 入力電圧 $V_{AC} 102$ をいつ切り離すかに対応しており、実質的にゼロ電圧に等しくなっている。調光器回路 104 が a c 入力電圧 $V_{AC} 102$ を再度電源に接続すると、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ が実質的に a c 入力電圧 $V_{AC} 102$ の正の大きさに従う。または数学的には、 $V_{RECT} = |V_{DO}|$ となる。
10

【0026】

いくつかの実施例については、しきい電圧 $V_{TH} 204$ は実質的に 0 に等しくなる。他の実施例については、しきい電圧 $V_{TH} 204$ は、実質的に、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ のピーク電圧 $V_p 206$ の 5 分の 1 となる。一例においては、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ のピーク電圧 $V_p 206$ が実質的に 125 V と等しければ、しきい電圧 $V_{TH} 204$ は実質的に 25 V と等しくなる。別の実施例においては、しきい電圧 $V_{TH} 204$ は、実質的に、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ のピーク電圧 $V_p 206$ の 4 分の 1 となる。しきい電圧 $V_{TH} 204$ の値がゼロ電圧に近ければ近いほど、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ が実質的にゼロに等しいということをゼロ交差信号 212 がより正確に示すことが認識されるはずである。
20 しかしながら、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ の値がゼロ電圧に近ければ近いほど、コントローラ 136 の実施例が、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ の値を検知することがより難しくなる可能性がある。特に、コントローラ 136 は、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ がゼロ電圧であるかまたはゼロ電圧付近である場合に、電流検知信号 140 によって供給されるスイッチ電流 $I_D 144$ を介して、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ の値を検知するのが幾分困難になる可能性がある。このため、コントローラ 136 の実施例は、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ の値がゼロ電圧であるかまたはゼロ電圧付近である場合に、ゼロ電圧条件の検知を可能にするよう非ゼロしきい電圧 $V_{TH} 204$ を有していてもよい。加えて、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ は、1つにはフィルタコンデンサ $C_F 124$ の選択された値のせいで
30 、0 に達しないかもしれない。

【0027】

図 2 B は、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ および対応するゼロ交差信号 212 の区間 210 を示す。本発明の実施例は、ゼロ交差信号 212 を利用して、電源 100 についての位相角と、さらには調光量とを決定する。整流された電圧 $V_{RECT} 110$ がしきい電圧 $V_{TH} 204$ 未満である場合、ゼロ交差信号 212 は、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ がしきい電圧 $V_{TH} 204$ 未満であることを示す状態にある。ゼロ交差信号 212 は、論理ハイの区間および論理ローの区間を有する矩形パルス波形をなしている。図 2 B に示される例については、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ がしきい電圧 $V_{TH} 204$ 未満である場合、ゼロ交差信号 212 の値は論理ハイとなる。整流された電圧 $V_{RECT} 110$ がしきい電圧 $V_{TH} 204$ よりも大きい場合、ゼロ交差信号 212 の値は論理ローとなる。上述のとおり、調光器回路 104 が a c 入力電圧 $V_{AC} 102$ を再度電源 100 に接続すると、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ は a c 入力電圧 $V_{AC} 102$ の正の大きさに従う。このため、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ がいつゼロ電圧付近になるかを決定することは、a c 入力電圧 $V_{AC} 102$ がいつ 0 電圧と交差するかを検出することに相当し、このため、「ゼロ交差」と称される。
40

【0028】

しかしながら、調光器回路 104 が a c 入力電圧 $V_{AC} 102$ を電源から切り離すので、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ の後続部分は実質的に 0 に等しくなる。そのため、ゼロ交差信号 212 は、整流された電圧 $V_{RECT} 110$ がしきい電圧 $V_{TH} 204$ 未満であることを示す状態となる。図 2 B に示される例については、ゼロ交差信号 212 は論理ハイ値になる
50

だろう。位相角は、各ハーフラインサイクル T_{HL} 2 0 2 のうち a c 入力電圧 V_{AC} 1 0 2 から何度分を調光器回路が除去するかについての基準となる。したがって、整流された電圧 V_{RECT} 1 1 0 がしきい電圧 V_{TH} 2 0 4 未満である（すなわち、この例においては論理ハイ）であることを示す状態にゼロ交差信号 2 1 2 がある時間の長さを測定することによって、コントローラ 1 3 6 は位相角を測定し得る。図 2 B については、ゼロ交差信号が論理ハイ値である時間の長さは T_z 2 1 8 で表され、この明細書中では、ゼロ交差パルス幅 T_z 2 1 8 と称される。本発明の実施例に従うと、（度で表された）位相角は、ゼロ交差パルス幅 T_z 2 1 8 をハーフラインサイクル T_{HL} 2 0 2 で割ることによって計算され得る。または、数学的には、

【 0 0 2 9 】

10

【 数 2 】

$$(度で表される)位相角 = \frac{T_z}{T_{HL}}(180)$$

【 0 0 3 0 】

となる。上述のとおり、典型的な調光システムは、調光器回路が a c 入力電圧の一部を除去した後、a c 入力電圧の平均値を測定することにより調光量を決定する。調光器回路出力のうちより小さな平均値はより広い位相角に相当するだろう。そのため、典型的なコントローラはこの関係を利用して、位相角を間接的に決定し、かつ電源の出力調整量を変更する。しかしながら、このように間接的に位相角を測定することによって、検出された調光量（および、これにより電源の出力調整量）は、a c 入力電圧の変動に影響されることとなる。換言すると、調光器回路出力の平均値を介して測定された位相角の精度は、a c 入力電圧の変動に依存することとなる。ゼロ交差パルス幅 T_z 2 1 8 の長さをカウントし、それをハーフラインサイクル T_{HL} 2 0 2 と比較することにより、コントローラ 1 3 6 は、調光器回路 1 0 4 の位相角を計算し、a c 入力電圧 V_{AC} 1 0 2 の形状や a c 入力電圧 V_{AC} 1 0 2 の変動とは無関係に必要な調光量を決定し得る。このため、コントローラ 1 3 6 は位相角および調光量をより正確に決定することができ、測定された位相角は、a c 入力電圧の変動にさほど影響されないだろう。

20

【 0 0 3 1 】

求められる調光量は、調光器回路 1 0 4 が電源から a c 入力電圧 V_{AC} 1 0 2 を切り離している時間の長さに相当する。調光器回路 1 0 4 が、求められる調光量に関する情報を調光器回路 1 0 4 に供給する入力（図示せず）をも含むことが認識されるべきである。調光器回路 1 0 4 が a c 入力電圧 V_{AC} 1 0 2 を電源から切り離している期間が長ければ長いほど、整流された電圧 V_{RECT} 1 1 0 はより長期間にわたって実質的にゼロ電圧と等しくなる。結果として、ゼロ交差パルス幅 T_z 2 1 8 の長さは、調光器回路 1 0 4 および対応する位相角によって与えられる調光量に相当する。

30

【 0 0 3 2 】

さらに以下に説明するように、コントローラ 1 3 6 は、カウンタを用いてゼロ交差パルス幅 T_z 2 1 8 の長さを決定する。カウンタは、ゼロ交差信号 2 1 2 が図 2 B において開始時間 t_{START} 2 1 4 で示される論理ハイ値にパルスすると、カウントし始める。カウンタは、ゼロ交差信号 2 1 2 が図 2 B において停止時間 t_{STOP} 2 1 6 で示される論理ロー値にパルスすると、カウントを停止する。カウンタから出力される停止時間 t_{STOP} 2 1 6 のカウントは、ゼロ交差パルス幅 T_z 2 1 8 の長さの測定の一例である。本発明の一実施例においては、カウンタがハーフラインサイクル T_{HL} 2 0 2 の長さにわたってカウントを続けてもよく、コントローラが位相角を決定してもよい。本発明の別の実施例においては、コントローラ 1 3 6 は、ハーフラインサイクル T_{HL} 2 0 2 についての固定されたカウントを利用する。たとえば、コントローラ 1 3 6 は、ハーフラインサイクル T_{HL} 2 0 2 から 3 2 0 のカウントについての総カウントを固定してもよい。ハーフラインサイクル T_{HL} 2 0 2 についての総カウントが固定されると、起こり得る位相の角度が各々、ゼロ交差パルス幅 T_z 2 1 8 の特定のカウントに固定されることとなる。ハーフラインサイクル T_{HL} 2

40

50

0 2当たりの総カウントは、1カウント当たりの百分率誤差が容認できる許容レベルに収まるように選択され得る。ハーフラインサイクル T_{HL} 2 0 2当たりの総カウントが大きければ大きいほど、1カウント当たりの百分率誤差、または数学的には、

【0033】

【数3】

$$(百分率で表される)1カウント当たりの誤差 = \frac{1}{M}(100)$$

【0034】

がより小さくなる。この場合、Mは、ハーフラインサイクル T_{HL} 2 0 2についての総カウントである。ハーフラインサイクル T_{HL} 2 0 2についての総カウントが100に等しければ、1カウント当たりの百分率誤差は1%になるだろう。ハーフラインサイクル T_{HL} 2 0 2についての総カウントが320カウントと等しければ、1カウント当たりの百分率誤差が0.31%になるだろう。以下にさらに説明するように、図4および図5は、コントローラ136が如何に位相角を決定し、決定された位相角を用いて調光を容易にするかを示している。

【0035】

次いで図3Aを参照すると、ハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2、しきい電圧 V_{TH} 3 0 4、ピーク電圧 V_p 3 0 6および区間311を含む、整流された電圧 V_{RECT} 3 1 0の別の例示的な波形が示される。図3Bは、整流された電圧 V_{RECT} 3 1 0および対応するゼロ交差信号312の区間311を示す。ハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2、しきい電圧 V_{TH} 3 0 4およびピーク電圧 V_p 3 0 6は、図2Aおよび図2Bにおいて示されるハーフラインサイクル T_{HL} 2 0 2、しきい電圧 V_{TH} 2 0 4およびピーク電圧 V_p 2 0 6のさらなる例であり得る。

【0036】

整流された電圧 V_{RECT} 3 1 0の例示的な波形は、図2Aに示される整流された電圧 V_{RECT} 1 1 0に類似している。図2Aの例においては、整流された電圧 V_{RECT} 1 1 0は、トライアック調光器などの調光器回路104がすべてのハーフラインサイクル T_{HL} 2 0 2の開始時にa c入力電圧 V_{AC} 1 0 2を切り離した結果、得られるものである。しかしながら、図3Aおよび図3Bに示される整流された電圧 V_{RECT} 3 1 0は、調光器回路104がすべてのハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2の終わりにa c入力電圧 V_{AC} 1 0 2を切り離した結果、得られるものである。この結果、整流された電圧 V_{RECT} 3 1 0は、ハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2の終わりにはゼロ電圧と実質的に等しくなる。ハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2の開始時に、整流された電圧 V_{RECT} 3 1 0は、調光器回路104が電源100からa c入力電圧 V_{AC} 1 0 2を切り離すまで、実質的にa c入力電圧 V_{AC} 1 0 2の正の大きさに従う。整流された電圧 V_{RECT} 3 1 0の値は、次いで、次のハーフラインサイクルの開始まで実質的にゼロ電圧にまで低下する。

【0037】

図3Bは、整流された電圧 V_{RECT} 3 1 0および対応するゼロ交差信号312の区間311を示す。本発明の実施例は、ゼロ交差信号312を利用して、電源100についての位相角と、さらには調光量とを決定する。整流された電圧 V_{RECT} 3 1 0がしきい電圧 V_{TH} 3 0 4未満である場合、ゼロ交差信号312はゼロ交差条件が存在することを示している。図3Bの例については、整流された電圧 V_{RECT} 3 1 0がしきい電圧 V_{TH} 3 0 4未満である場合、ゼロ交差信号312の値は論理ハイ値とされる。整流された電圧 V_{RECT} 3 1 0がしきい電圧 V_{TH} 3 0 4よりも大きい場合、ゼロ交差信号312の値は論理ロー値とされる。

【0038】

上述のとおり、ゼロ交差信号312が、ゼロ交差条件が存在することを示している論理ハイ値である時間の長さは、ゼロ交差パルス幅 T_z 3 1 8と称される。ゼロ交差パルス幅 T_z 3 1 8の長さは、調光器回路104によって示される調光量および位相角を測定するのに利用される。本発明の実施例に従うと、位相角は、ゼロ交差パルス幅 T_z 3 1 8をハ

10

20

30

40

50

ーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2 と比較することによって計算され得る。または数学的には、以下のとおりである。

【0039】

【数4】

$$(度で表される)位相角 = \frac{T_z}{T_{HL}}(180)$$

【0040】

ゼロ交差パルス幅 T_z 3 1 8 の長さをカウントし、ゼロ交差パルス幅 T_z 3 1 8 をハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2 の長さと比較することにより、コントローラ 1 3 6 は、調光器回路 1 0 4 の位相角を計算し、a c 入力電圧 V_{AC} 1 0 2 の形状や a c 入力電圧 V_{AC} 1 0 2 の変動とは無関係に、必要とされる調光量を決定し得る。

【0041】

コントローラ 1 3 6 はカウンタを用いて、ゼロ交差パルス幅 T_z 3 1 8 の長さを決定し得る。カウンタは、ゼロ交差信号 3 1 2 が図 3 B において開始時間 t_{START} 3 1 4 で示される論理ハイ値にパルスすると、カウントを始める。カウンタは、ゼロ交差信号 3 1 2 が図 3 B において停止時間 t_{STOP} 3 1 6 で示される論理ロー値にパルスすると、カウントを停止する。カウンタから出力される停止時間 t_{STOP} 3 1 6 でのカウントは、ゼロ交差パルス幅 T_z 3 1 8 の測定の一例である。本発明の一実施例においては、カウンタがハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2 の長さにわたってカウントを続けてもよく、コントローラは、位相角を決定するために、ゼロ交差パルス幅 T_z 3 1 8 のカウントをハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2 のカウントと比較してもよい。本発明の別の実施例においては、コントローラ 1 3 6 は、ハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2 について固定されたカウントを利用する。たとえば、コントローラ 1 3 6 は、ハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2 から 3 2 0 のカウントについての総カウントを固定し得る。ハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2 についての総カウントが固定されると、起こり得る位相の角度は各々、ゼロ交差パルス幅 T_z 3 1 8 の特定のカウントに固定されることとなる。ハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2 当たりの総カウントは、1 カウント当たりの百分率誤差が容認できる許容レベルに収まるように選択され得る。ハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2 当たりの総カウントが大きければ大きいほど、1 カウント当たりの百分率誤差、または数学的には、

【0042】

【数5】

$$(百分率で表される)1カウント当たりの誤差 = \frac{1}{M}(100)$$

【0043】

がより小さくなる。この場合、M は、ハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2 についての総カウントである。ハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2 についての総カウントが 1 0 0 に等しければ、1 カウント当たりの百分率誤差は 1 % になるだろう。ハーフラインサイクル T_{HL} 3 0 2 についての総カウントが 3 2 0 カウントと等しければ、1 カウント当たりの百分率誤差が 0 . 3 1 % になるだろう。以下にさらに説明するように、図 4 および図 5 は、コントローラ 1 3 6 が如何に位相角を決定し、決定された位相角を用いて調光を容易にするかを示している。

【0044】

図 4 をさらに参照すると、コントローラ 1 3 6 の機能ブロック図が示される。ここでは、フィードバック信号 U_{FB} 1 3 4、駆動信号 1 3 8、電流検知入力信号 1 4 0、電圧検知入力信号 1 4 2、ゼロ交差検出器 4 0 2、発振器 4 0 4、システムクロック信号 4 0 5、カウンタ 4 0 6、オプションのオフセットブロック 4 0 7、デジタル - アナログコンバータ (D / A コンバータ 4 0 8)、増幅器 4 1 0、ゼロ交差信号 4 1 2、駆動論理ブロック 4 1 4 (すなわち駆動信号発生器)、ゼロ交差基準 4 1 6、および基準電圧 4 1 8 が含まれる。

10

20

30

40

50

れる。ゼロ交差信号 412 は、図 2B および図 3B に示されるゼロ交差信号の一例である。図 4 は、如何にコントローラ 136 が位相角を測定し、この位相角を利用して基準電圧 418 を変更することにより電源 100 の出力の調光を容易にするかを例示している。

【0045】

フィードバック信号 U_{FB} 134、駆動信号 138、電流検知入力信号 140 および電圧検知入力信号 142 は、上述のとおり結合および機能する。コントローラ 136 はさらに、電流検知入力信号 140 およびゼロ交差基準 416 に結合しこれらを受信するゼロ交差検出器 402 を含む。ゼロ交差検出器 402 はまた、電圧検知入力信号 142 を受信し得る。ゼロ交差基準 416 は（しきい電圧 $V_{TH}204$ および 304 として説明される）しきい電圧 V_{TH} を表わし、ゼロ交差検出器 402 はゼロ交差信号 412 を出力する。上述のとおり、ゼロ交差信号 412 は、いつゼロ交差条件が存在するか、または換言すると、整流された電圧 $V_{RECT}110$ がいつしきい電圧 V_{TH} を下回るかを示す。ゼロ交差信号 412 は、論理ハイ区間および論理ロー区間の長さが変化する矩形パルス波形である。ゼロ交差信号 412 の連続した立上がりエッジ間の長さはハーフラインサイクル T_{HL} と実質的に等しい。加えて、論理ハイ区間の時間の長さは、ゼロ交差パルス幅 T_z と実質的に等しい。一実施例においては、ゼロ交差検出器 402 が、整流された電圧 $V_{RECT}110$ に関する情報を電圧検知信号 142 から得、ゼロ交差検出器 402 が、電圧検知信号 142 およびゼロ交差基準 416 を利用してゼロ交差信号を生成する。別の実施例においては、ゼロ交差検出器 402 が、電流検知信号 140 によって与えられるスイッチ電流 I_D144 から、整流された電圧 $V_{RECT}110$ に関する情報を受取る。また、ゼロ交差検出器 402 は、電流検知信号 140 およびゼロ交差基準 416 を利用してゼロ交差信号を生成する。さらなる実施例においては、ゼロ交差検出器 402 が、整流された電圧 $V_{RECT}110$ に関する情報を電圧検知信号 142 および電流検知信号 140 の両方から受取って、電流検知信号 140、電圧検知信号 142 およびゼロ交差基準 416 を利用してゼロ交差信号を生成する。

【0046】

スイッチ S P 118 が ON である場合のスイッチ S P 118 の電圧と電流との関係は、

【0047】

【数 6】

$$V(t) = L_p \frac{di(t)}{dt}$$

【0048】

と表すこともでき、この場合、 L_p は、1 次巻線 114 のインダクタンスである。不連続導通モード (DCM : discontinuous conduction mode) で動作する電源については、いずれのスイッチングサイクル中のこの関係も、

【0049】

【数 7】

$$V_{AC} = L_p \frac{I_{PEAK}}{t_{ON}}$$

【0050】

と表すことができ、この場合、 I_{PEAK} はスイッチ電流 I_D144 のピーク値であり、 t_{ON} がスイッチ S P 118 のオン時間となる。しかしながら、一スイッチングサイクルにおいては、オン時間 t_{ON} がハーフラインサイクル T_{HL} に比べて小さいので、 V_{AC} の値が定数とみなされる可能性がある。図 1 に示される例については、

【0051】

【数8】

$$V_{RECT} = L_p \frac{I_{PEAK}}{t_{ON}}$$

【0052】

であり、こうして、ゼロ交差検出器402は、スイッチ電流 I_D 144から整流された電圧 V_{RECT} 110の値を決定し得る。コントローラ136は、スイッチSP118がDCMにおいてONである場合にスイッチSP118の電圧と電流との関係を利用して、しきい電圧 V_{TH} (204および304)に対応させるようゼロ交差電流しきい値 I_{zc} およびゼロ交差時間しきい値 t_{zc} を固定し得る。または数学的には以下のとおりである。

10

【0053】

【数9】

$$V_{TH} = L_p \frac{I_{zc}}{t_{zc}}$$

【0054】

ゼロ交差検出器402は、スイッチ電流 I_D 144のピーク値がいつゼロ交差電流しきい値 I_{zc} 未満となるかを判定することによって、整流された電圧 V_{RECT} 110がしきい電圧 V_{TH} (204および304)未満であると判断し得る。一実施例については、ゼロ交差基準416の一例としてゼロ交差電流しきい値 I_{zc} が挙げられる。

20

【0055】

ゼロ交差検出器402はカウンタ406に結合し、カウンタ406はゼロ交差信号412を受信する。加えて、カウンタ406は発振器404に結合し、発振器404からシステムクロック信号405を受信する。一実施例においては、発振器404はライン同期発振器であり、その一例を、図7を参照して以下により詳細に説明する。一実施例においては、システムクロック信号405は、論理ハイ区間および論理ロー区間の長さが異なっている矩形パルス波形である。連続した立上がりエッジ間の時間の長さは、発振器周期 T_{osc} と実質的に等しい。発振器周波数 f_{osc} はハーフライン周波数 f_{HL} の倍数となるよう選択され得るか、または数学的には、 $f_{osc} = M f_{HL}$, $M > 1$ となる。この場合、Mは正の整数である。換言すると、ハーフラインサイクル T_{HL} ($T_{HL} = 1 / f_{HL}$)は発振器周期の倍数、 T_{osc} ($T_{osc} = 1 / f_{osc}$)、または数学的には、

30

【0056】

【数10】

$$T_{osc} = \frac{1}{M} T_{HL}, M > 1$$

【0057】

となる。上述のとおり、Mの値はまた、ハーフラインサイクル T_{HL} 当たりの総カウントを指している。本発明の一実施例の場合、Mの値は320である。一実施例においては、発振器404はさらに、ゼロ交差検出器402に結合し、ゼロ交差信号412を受信する。さらに以下に説明するように、発振器404はゼロ交差信号412を利用して、ハーフラインサイクル T_{HL} 、または換言すると、ハーフライン周波数 f_{HL} を決定し得る。発振器404がライン同期発振器である場合、発振器404はMの値が実質的に一定になるよう発振器周波数 f_{osc} を調整し得る。

40

【0058】

カウンタ406は、発振器404から受信したシステムクロック信号405に応じて増分するバイナリカウンタである。換言すると、カウンタ406は、発振器404のサイクル毎に増分するバイナリカウンタである。カウンタ406は、ゼロ交差信号412(図2Bおよび図3Bに関しては、開始時間 t_{START} 214および314として示される)立上がりエッジからカウントを始める、カウンタ406は、ゼロ交差パルス幅 T_z の長さにわ

50

たってカウントし続ける。一実施例においては、カウンタ406は、次いで、ゼロ交差信号の（図2Bおよび図3Bに関しては、停止時間 t_{STOP} 216および316として示される）次の立下がりエッジでカウントを停止する。次いで、カウンタ406の内部カウントが、ビットB1からBNとしてオフセットブロック407に出力される。この明細書中では、ビットB1からBNを位相カウントと称する。一例においては、B1は最下位ビット（LSB : least significant bit）であり、BNは最上位ビット（MSB : most significant bit）である。一実施例においては、カウンタ406は、ゼロ交差信号412の立下がりエッジで0にリセットされる。別の実施例においては、カウンタ406はゼロ交差信号412の立上がりエッジからカウントを始め、ゼロ交差パルス幅 T_z の長さにわたってカウントし続ける。次の立下がりエッジにおいて、カウンタ406は、内部カウントを、この明細書中では位相カウントと称されるビットB1からBNとして、オフセットブロック407に転送する。しかしながら、カウンタ406は、ゼロ交差信号412の次の立上がりエッジまでその内部カウントをリセットしない。一実施例においては、カウンタ406は、非同期カウンタまたは同期カウンタを形成するよう配置された複数のフリップフロップである。本発明の実施例に従うと、カウンタ406から出力された位相カウント（B1からBN）は位相角を表している。具体的には、カウンタ406から出力された位相カウント（B1からBN）は、ハーフラインサイクル T_{HL} 毎の総カウントが固定されている場合の位相角を表している。または、換言すると、カウンタ406から出力された位相カウント（B1からBN）は、
10

【0059】

【数11】

20

$$T_{osc} = \frac{1}{M} T_{HL}$$

【0060】

である場合の位相角を表している。ここで、Mは実質的に一定である。一実施例においては、ハーフラインサイクル T_{HL} 毎の総カウントが320カウントに設定されている。または、換言すると、Mは320に等しい。一例においては、90度の位相角は、ハーフラインサイクル T_{HL} の半分の間だけac入力電圧VAC102を切り離す調光器回路104に対応するものであるが、160の位相カウントまでカウントするカウンタ406に相当するものとなるだろう。別の例においては、45度の位相角は、ハーフラインサイクル T_{HL} の4分の1の間だけac入力電圧VAC102を切り離す調光器回路104に対応するものであるが、80の位相カウントまでカウントするカウンタ406に相当するものとなるだろう。
30

【0061】

図6はカウンタ406の例示的なカウントを示す表600である。上述のとおり、カウンタ406は、ゼロ交差信号412が論理ハイ値である場合、システムクロック信号405のサイクル毎に増分する。0の内部カウント値に関して、ビットB1、B2およびB3は論理ロー値となる。1の内部カウント値に関して、ビットB1は論理ハイ値であり、ビットB2およびB3は論理ロー値のままである。値7の内部カウントに関して、ビットB1、B2およびB3は論理ハイ値である。表600は3ビットカウンタを示しているが、如何なるビットの数がカウンタ406に含まれてもよいことが認識されるはずである。
40

【0062】

再び図4を参照すると、カウンタ406は、オプションのオフセットブロック407に結合し、オフセットブロック407は位相カウント（B1からBN）を受信する。オフセットブロック407は、位相カウント（B1からBN）がオフセット量よりも少ない場合にコントローラ136が調光を検出せず、かつ基準電圧 V_{REF} 418が同じ値のままとなるようにオフセット量を与える。位相カウント（B1からBN）がオフセット量よりも大きい場合、コントローラは調光を検出せず、基準電圧 V_{REF} 418が位相カウント（B1からBN）が増加するのに応じて低減する。オフセットブロック407は位相カウント（
50

B 1 から B N) を受信し、オフセット位相カウント (B I T 1 から B I T K) を出力する。位相カウント (B 1 から B N) がオフセット量よりも少ない場合、オフセットブロック 4 0 7 は実質的に 0 に等しいバイナリ出力を出力する。または、換言すると、オフセット位相カウント (B I T 1 から B I T K) は、実質的に 0 に等しい。位相カウント (B 1 から B N) がオフセット量よりも大きい場合、オフセットブロック 4 0 7 の出力は、位相カウント (B 1 から B N) から引かれたオフセット量のバイナリ値である。換言すると、オフセット位相カウント (B I T 1 から B I T K) は、位相カウント (B 1 から B N) から引かれたオフセット量と実質的に等しい。本発明の一実施例においては、オフセット量は 6 4 であってもよい。上述のとおり、一実施例においては、コントローラ 1 3 6 は、ハーフラインサイクル T_{HL} の総カウントを 3 2 0 ($M = 3 2 0$) に等しくなるよう設定する。
3 2 0 を総カウントとして利用し、6 4 のオフセット量を利用すると、コントローラ 1 3 6 は、3 6 度未満の位相角 (位相角 = $(6 4 / 3 2 0) (1 8 0 \text{ 度})$) に対する調光を検出しない。6 4 (オフセット量) プラス 2 5 6 が 3 2 0 に等しくなるので、一実施例においては、カウンタ 4 0 6 がバイナリカウンタである場合、3 2 0 が総カウントとして選択されてもよい。一実施例においては、カウンタ 4 0 6 は、($2^8 = 2 5 6$ であるので) 2 5 6 および ($2^6 = 6 4$ であるので) 6 4 までカウントし得る 8 ビットのバイナリカウンタを利用してよい。

【 0 0 6 3 】

オフセット量は、(図 2 B および図 3 B においてはしきい電圧 $V_{TH} 2 0 4$ および 3 0 4 として示される) しきい電圧 V_{TH} が正の非ゼロ値である場合に発生するオフセットに部分的に相互に関連する。換言すると、ゼロ交差パルス幅 $T_z 2 1 8$ はしきい電圧 V_{TH} の値のせいで長さが最小となり、このため、コントローラ 1 3 6 は、調光器回路 1 0 4 がゼロ交差パルス幅 T_z の最小長よりも長い時間の長さにわたって a c 入力電圧 $V_{AC} 1 0 2$ を切り離すまで、いずれの調光も検出しない。換言すると、オフセットブロック 4 0 7 におけるオフセット量は、部分的にゼロ交差パルス幅 T_z の最小長に相当する。オフセットが 6 4 である例においては、ゼロ交差パルス幅 T_z の最小長は、6 4 までカウントするカウンタ 4 0 6 に相当する。加えて、オフセット量は、調光の誤検出につながる恐れのある a c 入力電圧 $V_{AC} 1 0 2$ の如何なる突然の変動にも対応するよう選択され得る。

【 0 0 6 4 】

オフセットブロック 4 0 7 は D / A コンバータ 4 0 8 に結合し、D / A コンバータ 4 0 8 はオフセット位相カウント (B I T 1 から B I T K) を受信する。以下にさらに説明するように、D / A コンバータ 4 0 8 は受信したオフセット位相カウント (B I T 1 から B I T K) を基準電圧 $V_{REF} 4 1 8$ に変換する。一実施例においては、オフセット位相カウント (B I T 1 から B I T K) が高ければ高いほど、基準電圧 $V_{REF} 4 1 8$ が低くなる。コントローラ 1 3 6 がオフセットブロック 4 0 7 を利用しない場合、D / A コンバータ 4 0 8 は位相カウント (B 1 から B N) を基準電圧 $V_{REF} 4 1 8$ に変換する。本発明の一実施例においては、オフセットブロック 4 0 7 がカウンタ 4 0 6 に一体化されてもよい。本発明の別の実施例においては、オフセットブロック 4 0 7 は D / A コンバータ 4 0 7 に一体化されてもよい。

【 0 0 6 5 】

D / A コンバータ 4 0 8 はさらに、増幅器 4 1 0 が基準電圧 $V_{REF} 4 1 8$ を受信するように、増幅器 4 1 0 とも称されるフィードバック基準回路に結合している。増幅器 4 1 0 はまた、フィードバック信号 $U_{FB} 1 3 4$ を受信する。フィードバック信号 $U_{FB} 1 3 4$ は、電源 1 0 0 の出力量 U_o に関する情報をコントローラに 1 3 6 を供給する。一実施例においては、基準電圧 $V_{REF} 4 1 8$ が増幅器 4 1 0 の反転入力で受信され、フィードバック信号 $U_{FB} 1 3 4$ が増幅器 4 1 0 の非反転入力で受信される。増幅器 4 1 0 (すなわちフィードバック基準回路) の出力はさらに、駆動論理ブロック 4 1 4 に結合している。駆動論理ブロックはまた、電流検知入力信号 1 4 0 に結合して、これを受信する。上述のとおり、電流検知入力信号 1 4 0 はスイッチ電流 $I_D 1 4 4$ を表している。増幅器 4 1 0 の出力および他のさまざまなパラメータを利用して、駆動論理ブロック 4 1 4 は駆動信号 1 3 8 を

10

20

30

40

50

出力して、スイッチ S P 118 を作動させて、出力量 U_o を所望の値になるよう調整する。一実施例においては、出力量 U_o の所望の値は、基準電圧 $V_{REF} 418$ によって部分的に決定される。そのため、コントローラ 136 はゼロ交差信号 412 を通じて位相角を測定し、その後、LED 負荷の調光を容易にするよう基準電圧 $V_{REF} 418$ を変更する。

【0066】

さらに図 5 を参照すると、例示的なデジタル - アナログコンバータ (D/A コンバータ) 408 の機能ブロック図が示される。ここでは、基準電圧 $V_{REF} 418$ 、電流源 504、506、508 および 510、スイッチ S1、S2、S3 および SK、抵抗器 R1 512、基準接地 514、ならびに基準電流 $I_{REF} 516$ が含まれている。オフセットプロック 407 も、位相カウント (B1 から BN) およびオフセット位相カウント (BIT1 から BITK) とともに図 5 に示される。
10

【0067】

D/A コンバータ 408 はオフセットプロック 407 からオフセット位相カウント (BIT1 から BITK) を受信する。一実施例においては、オフセットプロック 407 は、図 4 を参照して上に説明したとおり、オフセット量を提供する。カウンタ 406 によって与えられる位相カウント (B1 から BN) が、オフセット量よりも少ない場合、コントローラ 136 は、調光器回路 104 が電源 100 の出力を調光しているとは判断しない。このため、オフセットプロック 407 の出力は、実質的に 0 に等しいバイナリ出力となる。または、換言すると、オフセットプロックから出力された BIT1 から BITK はすべて、論理ロー値である。しかしながら、位相カウント (B1 から BN) がオフセットプロック 407 によって与えられるオフセット量よりも大きければ、コントローラ 136 は、電源 100 の出力を調光しなければならないと判断し、D/A コンバータ 408 は、より高い位相カウント (B1 から BN) がより小さな基準電圧 $V_{REF} 418$ に相当するように基準電圧 $V_{REF} 418$ を変更することとなる。しかしながら、位相カウント (B1 から BN) がオフセットプロック 407 によって与えられるオフセット量よりも大きい場合、オフセットプロック 407 によって出力されたオフセット位相カウント (BIT1 から BITK) は、位相カウント (B1 から BN) から引かれたオフセット量のバイナリ値となる。
20

【0068】

オフセット位相カウントはビット BIT1 から BITK として図 5 に例示されている。一例においては、BIT1 は最下位ビット (LSB) であり、BITK は最上位ビット (MSB) である。D/A コンバータ 408 はさらに、基準電圧 $V_{REF} 418$ を供給するためのスイッチ S1、S2、S3 および SK によって結合された電流源 504、506、508 および 510 を含む。D/A コンバータ 408 が K 個の電流源およびスイッチ (K は正の整数である) を含み得ることが認識されるべきである。図 5 に示される例においては、電流源 504、506、508 および 510 によって供給される電流の値は、それが関連付けられるオフセット位相カウント (BIT1 から BITK) のビットに応じて重み付けされる。たとえば、BIT1 は、スイッチ S1 が電流源 504 から I_{1X} の電流を供給することを可能にしたり不可能にしたりするよう結合されている。BIT2 は、スイッチ S2 が電流源 506 から I_{2X} の電流を供給することを可能にしたり不可能にしたりするよう結合されている。BITK については、スイッチ SK が電流源 510 から $I_{(2^K)X}$ の電流 X を供給することを可能にしたり不可能にしたりするよう結合されている。図 5 に図示のとおり、電流源 506 からの電流 I_{2X} は、電流源 504 からの電流 I_{1X} の値の 2 倍である。図 5 の例においては、電流源 510 からの電流 $I_{(2^K)X}$ は、電流源 504 からの電流 I_{1X} の値よりも 2^K 倍大きい値である。一例においては、オフセットプロック 407 から出力されたビット BIT1 から BITK のうちのいずれかについての論理ハイ値 (1) は、開いた (換言すると、使用不可能な) スイッチに対応し、オフセットプロック 407 から出力されたビット BIT1 から BITK のうちのいずれかについての論理ロー値 (0) は、閉じた (換言すると、使用可能な) スイッチに対応するだろう。図示のとおり、電流源 504、506、508 および 510 は、電流が基準接地 514 に流れるように結合されている。加えて、抵抗 R1 512 は、SK を介するスイッチ S1 と基準接地 514 と
30
40
50

の間で結合されている。電流源 504、506、508 または 510 から使用可能ないずれかの電流源によって与えられる電流を合計して、抵抗器 R1～512 を介して基準電流 I_{REF} 516 を供給する。抵抗器 R1～512 にわたる結果として得られる電圧降下は基準電圧 V_{REF} 418 となる。そのため、D/A コンバータ 408 内のスイッチ (S1 から S8) がすべて使用可能になると、基準電圧 V_{REF} 418 がその最高値となる。または、換言すると、オフセットブロック 407 のオフセット位相カウント (BIT1 から BIT8) のバイナリ値が実質的に 0 に等しい場合、基準電圧 V_{REF} 418 がその最高値となる。図示される D/A コンバータの実施例にはデジタル入力をアナログ電圧出力に変換するためにバイナリ重み付けされた電流源が含まれているが、当業者であれば、開示された発明に従ってフィードバック情報を適切に変更するための基準値として使用するためにアナログ出力が適切な形式で提供された限りにおいては、開示されている特定の DAC 構造の代わりに、デジタル入力を変動するアナログ出力に変換するための周知の構造および技術のいずれをも使用できたであろうことを認識するだろう。

【0069】

ここで図 7 を参照すると、例示的なライン同期発振器 700 の機能ブロック図が本発明の教示に従って示される。図示のとおり、ライン同期発振器 700 はクロック周波数発生器 702、サイクルカウント計算器 704、クロック周波数調整器 705、システムクロック信号 706、カウント信号 710、周波数ハーフラインサイクル信号 F_{HL} 708 および周波数調整信号 F_{ADJ} 712 を含む。ライン同期発振器 700 およびシステムクロック信号 706 が、それぞれ、図 4 に関連付けて示された発振器 404 およびシステムクロック信号 405 の一例であることが認識されるべきである。以下にさらに説明するように、本発明の実施例については、ライン同期発振器 700 は、a.c 入力電圧 V_{AC} 102 の周波数の変動に係らず、サイクルカウント N が a.c 入力電圧 V_{AC} 102 のハーフラインサイクル T_{HL} 毎に実質的に一定になるようにシステムクロック信号 706 の周波数（換言すると、周期）を調整する。加えて、ライン同期発振器 700 は、さまざまな a.c ライン周波数を有する領域におけるコントローラ 136 の使用を容易にする。たとえば、英国における a.c 入力電圧 V_{AC} 102 の周波数は 50 ヘルツ (Hz) であり、米国における a.c 入力電圧 V_{AC} 102 の周波数は 60 Hz である。コントローラ 136 は両方の国で利用可能である。というのも、ライン同期発振器 700 が a.c 入力電圧 V_{AC} 102 の周波数にかかわらず実質的に一定のサイクルカウント N を与えるからである。

【0070】

動作時に、ライン同期発振器 700 が、周波数ハーフラインサイクル信号 F_{HL} 708 に応じてシステムクロック信号 706 を出力する。一実施例においては、ゼロ交差信号 412 が周波数ハーフラインサイクル信号 F_{HL} 708 として利用されてもよい。周波数ハーフラインサイクル信号 F_{HL} 708 は、a.c 入力電圧 V_{AC} 102 の周波数に関する情報をライン同期発振器 700 に与える。または、換言すると、周波数ハーフラインサイクル信号 F_{HL} 708 は、ハーフライン周波数 f_{HL} およびハーフラインサイクル T_{HL} ($T_{HL} = 1 / f_{HL}$) の長さに関する情報をライン同期発振器 700 に与える。動作時に、システムクロック信号 706 が a.c 入力電圧 V_{AC} 102 のハーフラインサイクル T_{HL} 毎に一定のサイクルカウント N を有するよう同期される。これを実現するために、システムクロック信号 706 の周波数は、システムクロック信号 706 のサイクルカウント N が a.c 入力電圧 V_{AC} 102 に同期されたままとなるように調整される。システムクロック信号 706 の周波数はまた、発振器周波数 f_{osc} とも称され得る。

【0071】

サイクルカウント N が一定でない場合、ハーフライン周波数 f_{HL} の変動によってサイクルカウント N が変化することとなる。上述のとおり、発振器周波数 f_{osc} はハーフライン周波数 f_{HL} の倍数であるか、または数学的には、 $f_{osc} = M f_{HL}$, $M > 1$ となる。この場合、M は正の整数である。換言すると、ハーフラインサイクル T_{HL} ($T_{HL} = 1 / f_{HL}$) は発振器周期の倍数、 T_{osc} ($T_{osc} = 1 / f_{osc}$)、または数学的には、

【0072】

10

20

30

40

50

【数12】

$$T_{osc} = \frac{1}{M} T_{HL}, M > 1$$

【0073】

となる。一実施例においては、Mは実質的に所望のサイクルカウント N_{DES} と等しい。（周波数ハーフラインサイクル信号 $F_{HL}708$ によって表わされる）a c 入力電圧 $V_{AC}102$ の周波数が低下するか、または換言すると、ハーフライン周波数 f_{HL} が低下した場合、システムクロック信号206の周波数（換言すると発振器周波数 f_{osc} ）が同じままであれば、サイクルカウントNがハーフラインサイクル T_{HL} を越えて増大する可能性がある。
同様に、ハーフライン周波数 f_{HL} が増大した場合、システムクロック信号206の周波数（換言すると発振器周波数 f_{osc} ）が同じままであれば、サイクルカウントNはハーフラインサイクル T_{HL} よりも低下する可能性がある。一例においては、ライン同期発振器700の設計中に、所望のサイクルカウント N_{DES} が、a c 入力電圧 $V_{AC}102$ のハーフラインサイクル T_{HL} 毎に200にまでプリセットされる可能性がある。ライン同期発振器700は、この例に従って、a c 入力電圧 $V_{AC}102$ のハーフラインサイクル T_{HL} についてのサイクルカウントNが200になるように、システムクロック信号706の周波数（換言すると発振器周波数 f_{osc} ）を調整し得る。一実施例においては、所望のサイクルカウント N_{DES} は320であってもよく、ライン同期発振器700は、ハーフラインサイクル T_{HL} についてのサイクルカウントNが実質的に320に等しくなるようにシステムクロック信号706の周波数（換言すると発振器周波数 f_{osc} ）を調整し得る。上述のとおり、（所望のサイクルカウント N_{DES} とも称される）ハーフラインサイクル $T_{HL}202$ 毎の総カウントは、カウント毎の百分率誤差が容認できる許容レベルに収まるように選択され得る。ハーフラインサイクル $T_{HL}202$ 毎の総カウントが大きければ大きいほど、カウント毎の百分率誤差が小さくなる。または数学的には、
10
20

【0074】

【数13】

$$(百分率で表される)1カウント当たりの誤差 = \frac{1}{N_{DES}}(100)$$

30

【0075】

となる。一実施例においては、64（オフセット量）プラス256が320に等しくなるので、カウンタ406がバイナリカウンタである場合、320が所望のサイクルカウント N_{DES} として選択されてもよい。一実施例においては、カウンタ406は、（ $2^8 = 256$ であるので）256および（ $2^6 = 64$ であるので）64までカウントし得る8ビットのバイナリカウンタを利用してよい。

【0076】

図示のとおり、サイクルカウント計算器704は周波数ハーフラインサイクル信号 $F_{HL}708$ を受信し、a c 入力電圧 $V_{AC}102$ の周波数（換言すると、周波数ハーフラインサイクル信号 $F_{HL}708$ によって与えられるハーフライン周波数 f_{HL} ）に応じてシステムクロック信号706のサイクルの数を計算する。一例においては、サイクルカウント計算器704において以下の式を用いて、電流ハーフラインサイクル中のサイクルカウントを決定する。
40

【0077】

【数14】

$$N = \frac{C}{f_{HL}}$$

【0078】

50

ここでは、Nは、a c 入力電圧 V_{AC} 1 0 2 の現在のハーフライン周波数 f_{HL} についての計算されたサイクルカウントであり、Cは定数である。動作時に、カウント計算器 7 0 4 が、電流サイクルカウントNと所望のサイクルカウント N_{DES} との間の違いを表すカウント信号 7 1 0 をクロック周波数調整器 7 0 6 に出力する。たとえば、サイクルカウントNが2 4 0に等しく、所望のサイクルカウント N_{DES} が2 0 0に等しい場合、カウント信号 7 1 0 は4 0の値を表す可能性がある。クロック周波数調整器 7 0 5 はサイクルカウント計算器 7 0 4 に結合し、カウント信号 7 1 0 を受信する。カウント信号 7 1 0 があれば、クロック周波数調整器 7 0 5 は、所望のサイクルカウント N_{DES} を維持するのにシステムクロック 7 0 2 に必要な周波数の変化を決定することができる。

【0079】

10

動作時に、クロック周波数調整器 7 0 5 は、カウント信号 7 1 0 に応じて周波数調整信号 F_{ADJ} 7 1 2 を出力する。たとえば、所望のサイクルカウント N_{DES} が2 0 0に設定される場合、クロック周波数調整器 7 0 6 は、サイクルカウントNが実質的に所望のサイクルカウント N_{DES} に等しくなるように、システムクロック信号 7 0 6 の周波数を増大または低減させるよう指示する周波数調整信号 F_{ADJ} 7 1 2 を出力する。一例においては、クロック周波数調整器 7 0 5 が含み得るデジタル - アナログコンバータD A Cは、カウント信号 7 1 0 をデジタル値として受信し、出力周波数調整信号 F_{ADJ} 7 1 2 をアナログ値として出力し得る。一例においては、周波数調整信号 F_{ADJ} 7 1 2 は、カウント信号 7 1 0 に応じて決定された値を有する電流であってもよい。

【0080】

20

図示のとおり、クロック周波数発生器 7 0 2 はクロック周波数調整器 7 0 5 に結合して、周波数調整信号 F_{ADJ} 7 1 2 を受信する。一例においては、クロック周波数発生器 7 0 2 は、可変周波数発振器、電流制御発振器、電圧制御発振器、デジタル制御発振器などであってもよい。動作時に、クロック周波数発生器 7 0 2 は、ハーフラインサイクル T_{HL} 每に一定の所望のサイクルカウント N_{DES} を維持するために、周波数の異なるシステムクロック信号 7 0 6 を出力する。このようにして、ライン同期発振器 7 0 0 は、システムクロック信号 7 0 6 が(周波数ハーフラインサイクル信号 F_{FL} 7 0 8 を表す) a c 入力電圧 V_{AC} 1 0 2 と同期することを可能にする。換言すると、ハーフラインサイクル T_{HL} 每のシステムクロック信号 7 0 6 のサイクルカウントNは、上述のとおり、システムクロック信号 7 0 6 の周波数(換言すると発振器周波数 f_{osc})を調整することにより、一定の値に維持される。

30

【0081】

この明細書中に開示される本発明を、具体的な実施例、例およびその応用例を用いて説明してきたが、当業者であれば、特許請求の範囲に規定される本発明の範囲から逸脱することなく、多数の変更および変形を加えることができるだろう。

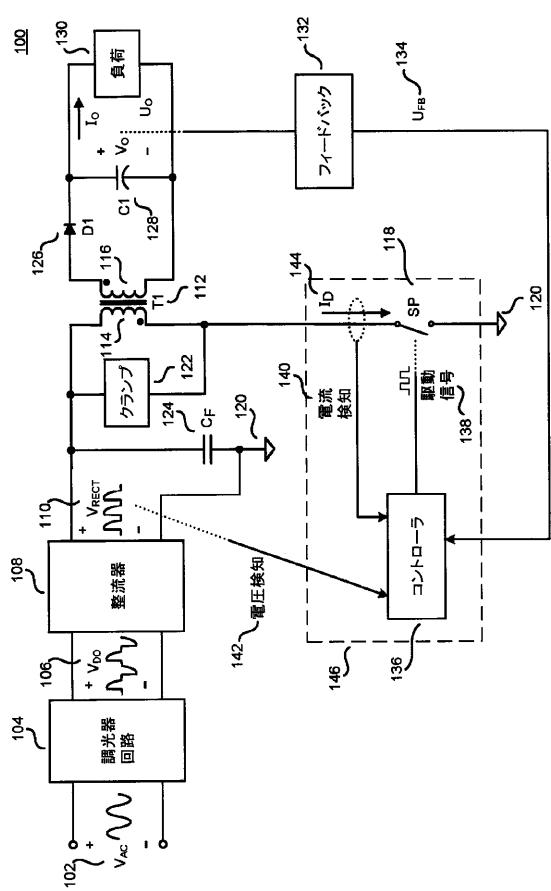
【符号の説明】

【0082】

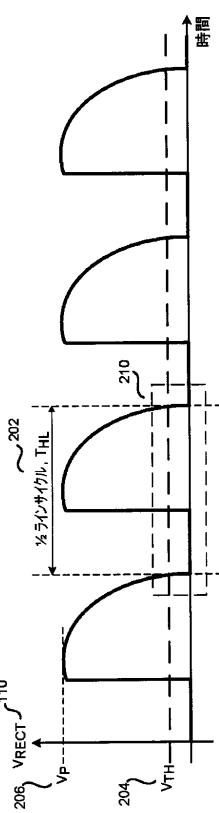
1 0 0 スイッチング電源、1 0 2 a c 入力電圧 V_{AC} 、1 0 4 調光器回路、1 0 6 調光器出力電圧 V_{DO} 、1 0 8 整流器、1 1 0 整流された電圧 V_{RECT} 、1 1 4 1次巻線、1 1 6 2次巻線。

40

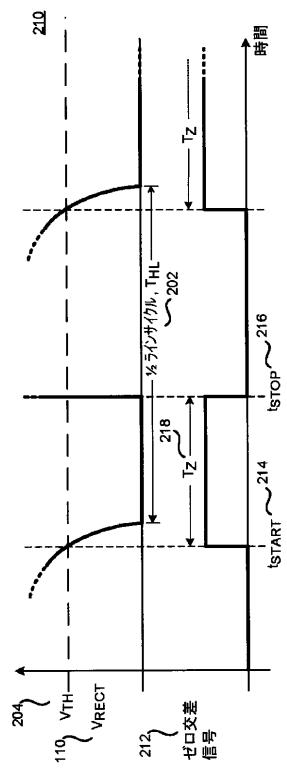
【図 1】



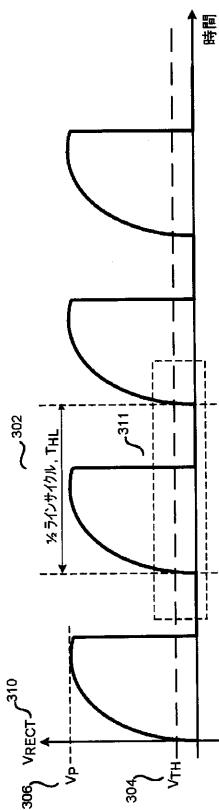
【図 2 A】



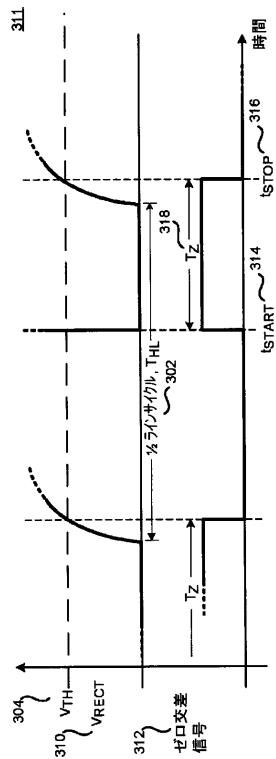
【図 2 B】



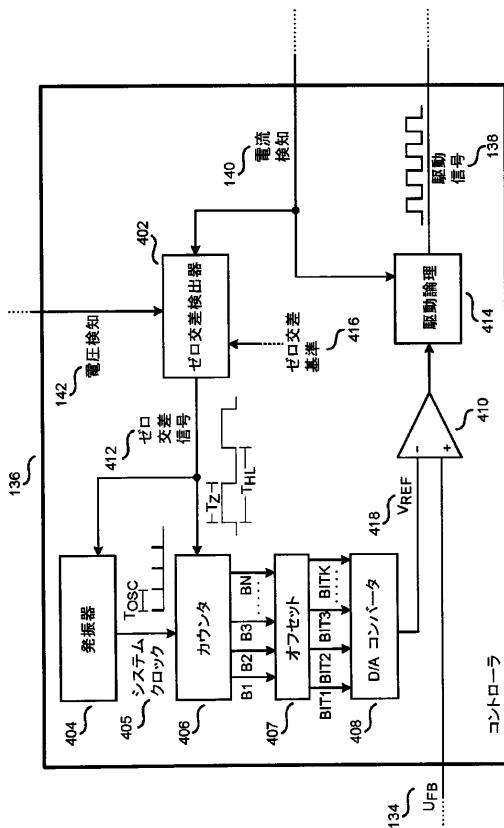
【図 3 A】



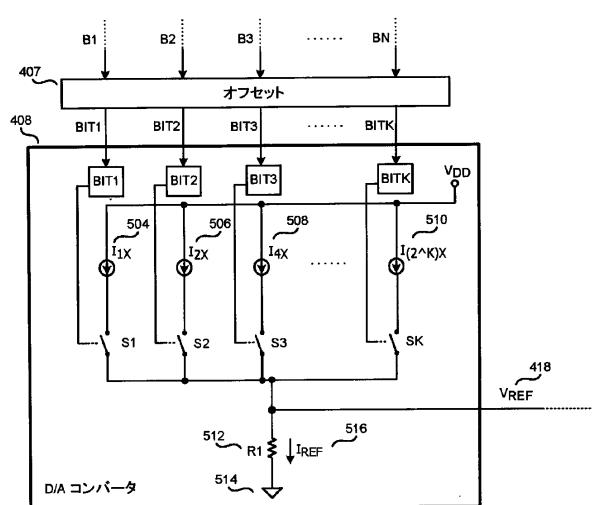
【図3B】



【図4】



【図5】

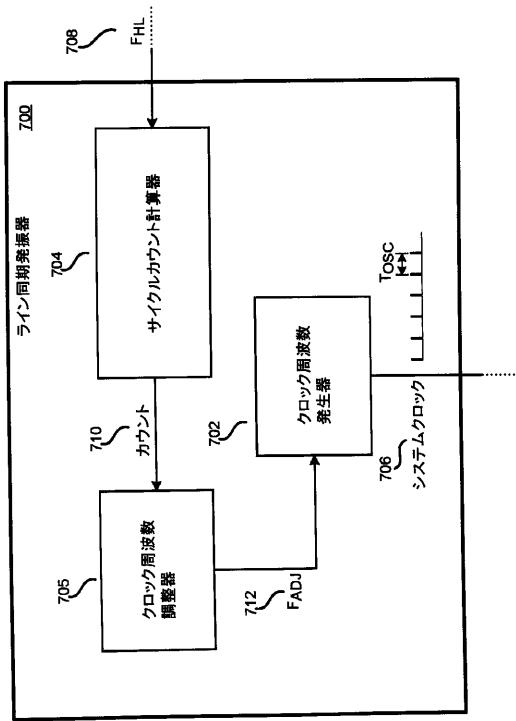


【図6】

600

値	B1	B2	B3
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
5	1	0	1
6	0	1	1
7	1	1	1

【図7】



フロントページの続き

(72)発明者 ミンミン・モウ

アメリカ合衆国、95014 カリフォルニア州、クバチーノ、セレスト・サークル、20735

(72)発明者 ティツィアーノ・パストーレ

イタリア、20052 モンツァ、ピア・アリストイデ・デ・アンティキ、1

審査官 三澤 哲也

(56)参考文献 国際公開第2010/008709 (WO, A1)

米国特許出願公開第2005/0052298 (US, A1)

特開2001-268531 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/00 - 3/44