

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

電圧電源に接続するための入力端子と、
 発光ダイオードアレイに接続するための出力端子と、
 前記入力端子と前記出力端子との間に接続された直流 - 直流変換器と
 を具える発光ダイオードアレイ給電回路であって、前記直流 - 直流変換器には、
 誘導性素子と、
 一方向性素子と、
 前記誘導性素子及び前記一方向性素子に結合されたスイッチング素子と、
 前記スイッチング素子の制御電極に結合され、前記スイッチング素子を高周波で導通及び 10
 非導通にすることにより当該直流 - 直流変換器を臨界的な不連続モードで動作させるよう
 にする高周波制御信号を発生する制御回路であって、前記出力端子を通る電流を予め決定
 した値に制御する制御手段が設けられた当該制御回路と
 が設けられている発光ダイオードアレイ給電回路において、
 前記制御手段が、前記高周波制御信号の各高周波周期中に前記スイッチング素子が導通状
 態に維持されている期間 T_{on} を制御するための、前記入力端子と前記出力端子とに結合
 された手段を有し、前記期間 T_{on} は、前記入力端子間に存在する電圧 V_{in} 及び前記出
 力端子間に存在する電圧 V_{out} の関数である数式に比例するようにしたことを特徴と
 する発光ダイオードアレイ給電回路。

【請求項 2】

20

請求項 1 に記載の発光ダイオードアレイ給電回路において、前記直流 - 直流変換器はアッ
 プコンバータであり、前記期間 T_{on} は V_{out} / V_{in}^2 に比例している発光ダイ
 オードアレイ給電回路。

【請求項 3】

請求項 1 に記載の発光ダイオードアレイ給電回路において、前記直流 - 直流変換器はダウ
 ンコンバータであり、前記期間 T_{on} は $V_{out} / (V_{out} - V_{in})^2$ に比例
 している発光ダイオードアレイ給電回路。

【請求項 4】

請求項 1 に記載の発光ダイオードアレイ給電回路において、前記直流 - 直流変換器は、変
 圧比を N とした変圧器を有するフライバックコンバータであり、前記期間 T_{on} は $(V_{in} + V_{out} / N) V_{in}^2$ に比例している発光ダイオードアレイ給電回路。 30

【請求項 5】

請求項 2 又は 4 に記載の発光ダイオードアレイ給電回路において、前記制御手段が、 V_{in}^2 に比例する電流を発生する電流源を具えている発光ダイオードアレイ給電回路。

【請求項 6】

請求項 5 に記載の発光ダイオードアレイ給電回路において、前記電流源が、前記入力端子
 に結合された第 1 の分圧器と、この第 1 の分圧器に結合された第 1 のツェナーダイオード
 と、この第 1 のツェナーダイオードに結合されたスイッチング素子とを具えている発光ダイ
 オードアレイ給電回路。

【請求項 7】

40

請求項 6 に記載の発光ダイオードアレイ給電回路において、前記電流源が、第 2 のツェナ
 ーダイオードを具えている発光ダイオードアレイ給電回路。

【請求項 8】

請求項 5 ~ 7 のいずれか一項に記載の発光ダイオードアレイ給電回路において、前記制御
 手段が更に、

前記電流源に結合されたキャパシタと、

比較器と

を具え、この比較器が、

前記キャパシタに結合された第 1 比較器入力端子と、

発光ダイオードアレイ給電回路の前記出力端子に結合された第 2 の分圧器の出力端子に結 50

合された第２比較器入力端子と、
前記スイッチング素子の制御電極に結合された比較器出力端子と
を有している発光ダイオードアレイ給電回路。

【請求項９】

請求項１～８のいずれか一項に記載の発光ダイオードアレイ給電回路において、前記制御回路には、前記出力端子を通る電流の振幅をほぼ方形波変調する手段が設けられている発光ダイオードアレイ給電回路。

【請求項１０】

発光ダイオードアレイより成るバックライトと、請求項１～９のいずれか一項に記載の発光ダイオードアレイ給電回路とが設けられた液晶表示ユニット。

10

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は、
電圧電源に接続するための入力端子と、
発光ダイオード（ＬＥＤ）アレイに接続するための出力端子と、
前記入力端子と前記出力端子との間に接続された直流－直流変換器と
を具える発光ダイオードアレイ給電回路であって、前記直流－直流変換器には、
誘導性素子と、
一方向性素子と、
前記誘導性素子及び前記一方向性素子に結合されたスイッチング素子と、
前記スイッチング素子の制御電極に結合され、前記スイッチング素子を高周波で導通及び
非導通にすることにより当該直流－直流変換器を臨界的な不連続モードで動作させるよう
にする高周波制御信号を発生する制御回路であって、前記出力端子を通る電流を予め決定
した値に制御する制御手段が設けられた当該制御回路と
が設けられている、発光ダイオードアレイに給電する発光ダイオードアレイ給電回路に関
するものである。

20

【０００２】

本発明は更に、ＬＥＤアレイより成るバックライトを具えている液晶表示ユニットにも関
するものである。

30

【０００３】

【従来の技術】

上述した種類の発光ダイオードアレイ給電回路は周知である。臨界的な不連続モードでの
動作とは、誘導性素子を通る電流が制御信号の各周期の開始時及び終了時に零（ゼロ）に
等しくなり、制御信号の各周期中に零以外の値になることを意味する。この動作モードに
より効率が高くなる。その理由は、一方向性素子における電力損失が大幅に削減される為
である。既知の変換器では、出力端子を通る電流を制御する制御手段は、帰還が行われる
電流制御ループより成っている。この場合、電流の実際値が測定され、これが比較器によ
り所望値と比較され、この比較器がエラー信号を発生し、このエラー信号により制御信号
を調整して出力端子を通る電流の実際値が所望値にほぼ等しくなるようにする。このよう
な制御ループの利点は、電流の値を極めて正確に制御しうるようになるということにある
。しかし、制御ループは多数の素子を有する為に制御ループは高価であり、制御ループの
動作は比較的ゆっくりしているという欠点がある。更に、出力端子と直列に配置されたオ
ーム抵抗の両端間の電圧を測定することにより、電流の実際値を測定する場合には、制御
ループによりかなりの電力消費をも生ぜしめる。

40

【０００４】

【発明が解決しようとする課題】

本発明の目的は、上述した欠点を回避した、出力電流制御用手段を具える回路を提供する
ことにある。

【０００５】

50

【課題を解決するための手段】

本発明によれば、頭書に記載した種類の発光ダイオードアレイ給電回路において、前記制御手段が、前記高周波制御信号の各高周波周期中に前記スイッチング素子が導通状態に維持されている期間 T_{on} を制御するための、前記入力端子と前記出力端子とに結合された手段を有し、前記期間 T_{on} は、前記入力端子間に存在する電圧 V_{in} 及び前記出力端子間に存在する電圧 V_{out} の関数である数式に比例するようにしたことを特徴とする。

【0006】

本発明による発光ダイオードアレイ給電回路における制御手段は、比較的簡単且つ廉価に実現しうる。この制御手段は、発光ダイオードアレイ給電回路の入力電圧又は出力電圧の変化を比較的迅速に相殺し、出力端子を通る電流をほぼ一定のレベルに制御することを確かめた。更に、本発明による発光ダイオードアレイ給電回路における制御手段は多量の電力を消費しない。

【0007】

本発明による発光ダイオードアレイ給電回路においては、種々の型の直流 - 直流変換器を用いることができる。直流 - 直流変換器をアップコンバータとし、制御手段が、 T_{on} を V_{out} / V_{in}^2 に比例して制御する手段を有するようにする場合に、良好な結果が得られた。同様に、直流 - 直流変換器をダウンコンバータとして構成することができ、制御手段は、 T_{on} を $V_{out} / (V_{out} - V_{in})^2$ に比例して制御する手段を有するようにしうる。直流 - 直流変換器を、変圧比が N である変圧器を有するフライバックコンバータとし、制御手段は、 T_{on} を $(V_{in} + V_{out} / N) V_{in}^2$ に比例して制御する手段を有するようにすることによっても良好な結果が得られた。

【0008】

制御手段が、 V_{in}^2 に比例する電流を発生する電流源を具えている本発明による発光ダイオードアレイ給電回路の例でも良好な結果が得られた。このような電流源は、これが、前記入力端子に結合された第1の分圧器と、この第1の分圧器に結合された第1のツェナーダイオードと、この第1のツェナーダイオードに結合されたスイッチング素子とを具えているようにした場合に、簡単且つ信頼的に実現しうる。好適例では、電流源が第2ツェナーダイオードを有する。この第2ツェナーダイオードは、制御手段が2つの異なる値の入力電圧（例えば、12V及び24V）に対し T_{on} を $1 / V_{in}^2$ に比例するよう

にするのを可能にする。制御回路は電流源に加えて、

前記電流源に結合されたキャパシタと、

比較器と

を具え、この比較器が、

前記キャパシタに結合された第1比較器入力端子と、

発光ダイオードアレイ給電回路の前記出力端子に結合された第2の分圧器の出力端子に結合された第2比較器入力端子と、

前記スイッチング素子の制御電極に結合された比較器出力端子と

を有しているようにするのが好ましい。

【0009】

本発明による発光ダイオードアレイ給電回路により動作されるLEDアレイの光出力を制御したい場合には、制御回路に、前記出力端子を通る電流の振幅をほぼ方形波変調する変調手段を設けるのが好ましい。この変調手段は、LEDを通る電流を変調の各周期の一部中スイッチオフさせ、残りの部分中スイッチオンさせる。LEDが電流を流す変調の各周期の期間を調整することにより、LEDの光出力を調整しうる。本発明による発光ダイオードアレイ給電回路における制御手段による、出力端子を通る電流のフィードフォワード制御は比較的迅速である為、変調手段は制御回路内に設けることができる。帰還を有する電流制御ループが設けられた殆どの既知の発光ダイオードアレイ給電回路では、変調手段を制御回路内に設けることができない。その理由は、制御ループの動作があまりにも遅い為である。実際には、変調手段は、通常（半導体）スイッチとこのスイッチを駆動する駆

10

20

30

40

50

動回路とを有する“チョッパ”の形態で実現する必要があった。スイッチは、発光ダイオードアレイ給電回路の出力電流を“チョッピング”することにより変調を実現している。このようなチョッパは比較的高価であり、妨害波を発生し、給電回路の効率を例えばハードスイッチングにより低減させる。更に、妨害波の遮蔽、減衰、給電回路の費用及び複雑性の増大に対処する必要がしばしばある。本発明による発光ダイオードアレイ給電回路に含まれる制御手段により実現される出力電流の迅速な制御によれば、制御回路の一部である変調手段により出力電流の変調を有効にする。従って、変調手段は比較的廉価であり、妨害波を生ぜしめず、発光ダイオードアレイ給電回路の効率を低減させない。

【0010】

本発明による発光ダイオードアレイ給電回路は、LEDアレイより成るバックライトを具えるLCDに用いるのに特に適していることを確かめた。

【0011】

【発明の実施の形態】

以下に図面を参照して本発明の実施例を説明する。

図1において、 K_1 及び K_2 は電圧電源に接続するための入力端子である。これら入力端子 K_1 及び K_2 は誘導性素子 L とスイッチング素子 Q_1 との直列回路により互いに接続されている。スイッチング素子 Q_1 はオーム抵抗 R_1 とキャパシタ C_1 との直列回路により、且つダイオード D_{01} とキャパシタ C_2 との直列回路により分路されている。本例では、ダイオード D_{01} が一方向性素子を構成している。キャパシタ C_2 の両端には出力端子 K_3 及び K_4 がそれぞれ接続されている。出力端子 K_3 及び K_4 間にはLEDアレイ $LEDA$ が接続されている。スイッチング素子 Q_1 の制御電極はスイッチング素子 Q_2 を介して回路部分 I の出力端子に接続されている。回路部分 I は、出力端子 K_3 及び K_4 を経て流れる電流を、予め決定した値に制御する手段 I を構成する。回路部分 I の入力端子は、入力端子 K_1 、出力端子 K_3 及び回路部分 C の出力端子にそれぞれ接続されている。回路部分 C は、いつスイッチング素子 Q_1 を導通させる必要があるかを制御する回路部分である。この回路部分 C の入力端子は、入力端子 K_1 と、誘導性素子 L 及びスイッチング素子 Q_1 の共通接続端子とにそれぞれ接続されている。スイッチング素子 Q_2 の制御電極は回路部分 $IIIa$ の出力端子に接続されている。図1では、この接続を破線で示してある。回路部分 $IIIa$ の入力端子は光センサ LS に結合されている。光センサ LS と、回路部分 $IIIa$ と、スイッチング素子 Q_2 とが相俟って、出力端子を介して流れる電流の振幅をほぼ方形波変調する手段 II を構成する。誘導性素子 L と、スイッチング素子 Q_1 と、キャパシタ C_1 及び C_2 と、オーム抵抗 R_1 と、ダイオード D_{01} と、光センサ LS と、回路部分 $IIIa$ 、 C 及び I と、スイッチング素子 Q_2 とが相俟って、アップコンバータ型の直流-直流変換器を構成している。光センサ LS と、回路部分 $IIIa$ 、 C 、 I と、スイッチング素子 Q_2 とが相俟って、スイッチング素子 Q_1 を高周波で導通及び非導通にして直流-直流変換器を臨界的な不連続モードで動作させるようにする高周波制御信号発生用制御回路を構成する。

【0012】

図1に示す回路の動作は以下の通りである。

入力端子 K_1 及び K_2 を電圧電源に接続し、回路部分 $IIIa$ がスイッチング素子 Q_2 を導通状態に制御すると、制御回路は、直流-直流変換器が臨界的な不連続モードで動作するように、スイッチング素子 Q_1 を高周波で導通及び非導通にする。前述したように、このことは、誘導性素子 L を流れる電流の振幅が制御信号の各周期の開始時及び終了時にほぼ零になることを意味する。その結果、直流電流が出力端子 K_3 及び K_4 を流れ、LEDアレイ $LEDA$ が発光する。

【0013】

制御回路はスイッチングを以下のようにして制御する。キャパシタ C_1 (及びスイッチング素子 Q_1 の一部である寄生キャパシタ) が存在する為、誘導性素子 L を流れる電流の方向(極性)が、制御信号の各周期の終了時に極めて短い時間の間変化する。その結果

、極めて小さい振幅の電流がキャパシタ C_1 から入力端子 K_1 へ向かう方向に流れる。これにより、スイッチング素子 Q_1 と誘導性素子 L との共通接続端子を入力端子 K_1 におけるよりも高い電位にする。回路部分 CC がこの状態を検出して回路部分 I を動作させ、この回路部分 I がスイッチング素子 Q_1 を導通状態にするとともに、 V_{in} を入力端子間の電圧とし V_{out} を出力端子間の電圧とした場合に V_{out} / V_{in}^2 に比例する期間 T_{on} 中このスイッチング素子 Q_1 を導通状態に維持するようにする。期間 T_{on} 中、誘導性素子 L を流れる電流は値 I_{peak} まで直線的に増大する。 I_{peak} の値に対しては、以下の式が成り立つ。

$$I_{peak} = V_{in} \cdot T_{on} / L_o$$

ここに、 L_o は誘導性素子 L の誘導率である。

10

【0014】

期間 T_{on} の終了時に、スイッチング素子 Q_1 が回路部分 I により非導通とされる。制御信号の周期における残りの部分中に、誘導性素子 L を流れる電流の振幅がほぼ零まで直線的に減少する。その結果、誘導性素子 L を流れる電流の形状は三角形となり、従って、制御信号の各周期中に誘導性素子 L を流れる電流の平均値は $I_{peak} / 2$ に等しくなる。その結果、直流 - 直流変換器が消費する電力 P_{in} は以下の式を満足する。

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{peak} / 2$$

【0015】

直流 - 直流変換器による電圧変換が損出なく行われるものとする、直流 - 直流変換器により LED アレイに供給される電力 ($V_{out} \cdot I_{out}$) は、直流 - 直流変換器が消費する電力に等しくなる。すなわち、

$$V_{in} \cdot I_{peak} / 2 = V_{out} \cdot I_{out}$$

となる。ここに、 I_{out} は出力端子 K_3 及び K_4 を経て流れる電流である。

20

【0016】

上の式から次式を容易に取出すことができる。

$$T_{on} = I_{out} \cdot 2 \cdot L_o \cdot V_{out} / V_{in}^2$$

【0017】

この式から明らかなように、期間 T_{on} が V_{out} / V_{in}^2 に比例する値に制御される場合には、電流 I_{out} を一定値に維持しうる。従って、図 1 に示す回路の出力電流 I_{out} は、入力電圧 V_{in} 又は出力電圧 V_{out} が変化した場合に殆ど変化しない状態に保たれる。

30

【0018】

動作中は、スイッチング素子 Q_2 が、スイッチング素子 Q_1 を制御する制御信号の周波数よりも著しく低い周波数でスイッチオン及びスイッチオフされる。スイッチング素子 Q_2 が非導通である変調周期の部分中では、出力端子を流れる電流 I_{out} の振幅は零である。その結果、出力端子を流れる電流 I_{out} の振幅はほぼ方形波変調される。 LED アレイの光出力は光センサ LS により監視され、この光出力の平均値を表わす信号が回路部分 $IIIA$ により発生される。この回路部分 $IIIA$ では、この平均値が、同じくこの回路部分 $IIIA$ により発生され光出力の所望平均値を表わす基準信号と比較される。スイッチング素子 Q_2 の導通状態を制御する信号のデューティサイクル、換言すれば、出力電流振幅の変調のデューティサイクルは、この比較の結果に応じて調整される。その結果、光出力の平均値はほぼ一定のレベルに制御される。スイッチング素子 Q_2 が (変調の各周期において) 導通状態にされると、回路部分 I により行われる出力電流のフィードフォワード制御は、出力電流 I_{out} の振幅が比較的短い時間でほぼ零から一定値まで増大しうるようにするのに充分迅速に行われることに注意すべきである。電流帰還を含む、よりゆっくりした制御ループと相違して、出力電流 I_{out} の振幅を変調する手段 III を制御回路の一部とし、妨害を生ぜしめ効率を減少させる“チョッパ”を省略しうるようにするのがこの迅速な制御である。

40

【0019】

図 2 は、図 1 に示す実施例の回路部分 I をより詳細に示す。図 2 において、端子 K_5 は

50

入力端子 K_1 に接続され、端子 K_6 は入力端子 K_2 に接続され、動作中電圧 V_{in} が端子 K_5 及び K_6 間に存在する。端子 K_5 及び K_6 はオーム抵抗 R_{01} 及び R_{03} の直列回路により、且つオーム抵抗 R_{05} 、ツェナーダイオード D_{03} 、トランジスタ Q_{03} 及びキャパシタ C_3 の直列回路により相互接続されている。オーム抵抗 R_{03} はツェナーダイオード D_{02} により分路されている。オーム抵抗 R_{03} とツェナーダイオード D_{02} との共通接続端子はトランジスタ Q_{03} のベース電極に接続されている。端子 K_5 はオーム抵抗 R_{02} によりトランジスタ Q_{03} のエミッタ電極に接続されている。キャパシタ C_3 はスイッチング素子 Q_4 により分路される。スイッチング素子 Q_4 の制御電極は回路部分 CC の出力端子に接続されている。オーム抵抗 R_{01} 、 R_{02} 、 R_{03} 及び R_{05} と、ツェナーダイオード D_{02} 及び D_{03} と、トランジスタ Q_{03} とは、これらが相俟って V_{in}^2 に比例する電流を生じるように構成する。端子 K_8 は出力端子 K_3 に接続される。この端子 K_8 は、オーム抵抗 R_{07} 及び R_{10} の直列回路により端子 K_6 にも接続されている。動作中、この直列回路の両端間に電圧 V_{out} が存在する。オーム抵抗 R_{07} とオーム抵抗 R_{10} との共通接続端子は比較器 $COMP$ の第1入力端子に接続されている。トランジスタ Q_{03} とキャパシタ C_3 との共通接続端子は比較器 $COMP$ の第2入力端子に接続されている。 K_7 はスイッチング素子 Q_1 の制御電極に結合される比較器出力端子である。

【0020】

図2に示す回路部分 I の動作は以下の通りである。

スイッチング素子 Q_1 を導通させる必要があることを回路部分 CC が検出すると、この回路部分の出力端子における電圧が低レベルから高レベルに変化し、スイッチング素子 Q_4 が導通し、キャパシタ C_3 が放電される。その結果、比較器 $COMP$ の第2入力端子に存在する電圧がこの比較器の第1入力端子に存在する電圧よりも低くなり、比較器出力端子 K_7 に存在する電圧が高レベルとなり、スイッチング素子 Q_1 が導通する。キャパシタ C_3 が放電されると直ちに、スイッチング素子 Q_4 が再び非導通となり、 V_{in}^2 に比例する電流を供給する電流源がキャパシタ C_3 を充電する。キャパシタ C_3 の両端間の電圧が比較器 $COMP$ の第1入力端子における電圧よりも低い限り、比較器出力端子における電圧は高レベルにあり、スイッチング素子 Q_1 が導通状態に維持される。キャパシタ C_3 の両端間の電圧が比較器 $COMP$ の第1入力端子における電圧に等しくなると、比較器出力端子における電圧が低レベルになり、従って、スイッチング素子 Q_1 が非導通となる。キャパシタ C_3 を充電する電流は V_{in}^2 に比例し、比較器の第1入力端子における電圧は V_{out} に比例する為、 T_{on} は V_{out} / V_{in}^2 に比例するようになる。電流源は、12V及び24Vのような V_{in} の2つの異なる値に対し用いるのに適するように設計する。 V_{in} の2つの異なる値のうちの低い方の値では、ツェナーダイオード D_{02} のみが導通し、ツェナーダイオード D_{03} は導通しない。従って、電流源により供給される電流はオーム抵抗 R_{02} を通る電流である。 V_{in} の2つの異なる値のうちの高い方の値では、双方のツェナーダイオードが導通しており、電流源により供給される電流はオーム抵抗 R_{02} 及び R_{05} の双方を通る電流の合計となる。

【0021】

図2の回路部分 I における電流源は、これが供給する電流が正確ではないが近似で V_{in}^2 に比例するように設計することに注目すべきである。更に、 V_{in} はしばしば、バッテリーにより供給され、従って、制限された範囲に互ってしか変化しない。その結果、電流源は、 V_{in} の平均値からあまり相違しない（例えば、多くとも10%又は20%しか相違しない） V_{in} の値に対し V_{in}^2 にほぼ比例する電流を供給する必要があるだけである。例えば、 V_{in} の平均値が12Vに等しくなるように設計した電流源の場合で最も実際的な場合には、電流源が $10.8V < V_{in} < 13.2V$ の範囲内の V_{in} の値に対し V_{in}^2 にほぼ比例する電流を供給すれば完全に満足するものである。同様に、12V及び24Vのような V_{in} の2つの異なる値に対し設計する場合には、例えば、 $10.8V < V_{in} < 13.2V$ の範囲内の V_{in} の値と $21.6V < V_{in} < 26.4V$ の範

囲内の V_{in} の値とに対し電流源が V_{in}^2 にほぼ比例する電流を供給しさえすれば満足な結果が得られる。

【 0 0 2 2 】

図 1 及び図 2 に示す回路の実例では、 V_{in} の 10 % の変化により生ぜしめる出力電流 I_{out} の変化は 3 % よりも少ないことを確かめた。同様に、 V_{in} の 20 % の変化により生ぜしめる出力電流 I_{out} の変化は 5 % よりも少ない。手段 I が存在しない、換言すれば、スイッチング素子 Q_1 の T_{on} が変化しないままに保たれてしまう場合には、入力電圧 V_{in} が 10 % 変化することにより、出力電流 I_{out} を 20 % 変化せしめてしまい、入力電圧 V_{in} が 20 % 変化することにより、出力電流 I_{out} を 40 % 変化せしめてしまう。

【図面の簡単な説明】

【図 1】アップコンバータ型の直流 - 直流変換器を有し、LED アレイが接続された本発明による回路の実施例を示す回路図である。

【図 2】図 1 の実施例の一部を詳細に示す回路図である。

【符号の説明】

LEDA LEDアレイ

L S 光センサ

I 回路部分

C C 回路部分

III a 回路部分

COMP 比較器

10

20

【 圖 1 】

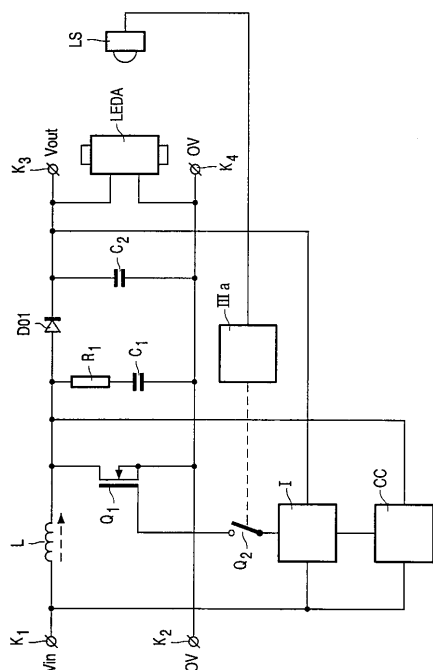


FIG. 1

【圖 2】

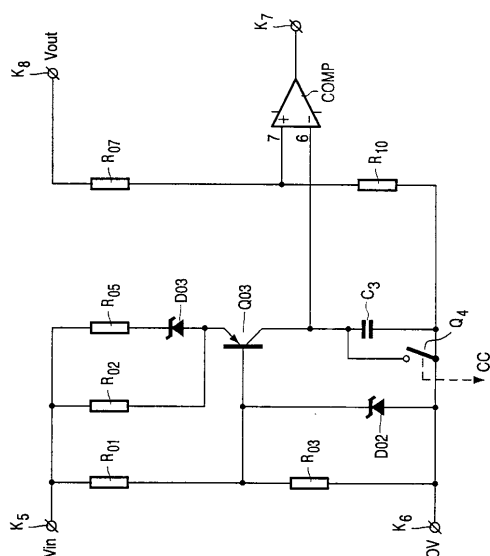


FIG. 2

フロントページの続き

(51)Int.Cl. ⁷	F I	テーマコード(参考)
H 0 2 M 3/155	G 0 9 G 3/36	
H 0 2 M 3/28	H 0 2 M 3/155	J
	H 0 2 M 3/28	J

(72)発明者 ヨハネス マテウス テオドルス ランベルトゥス クレッセンス
オランダ国 5 6 8 0 アーカー ベスト デ レイン 2

(72)発明者 ヨーゼフ ペートルス エマニュエル デ クレイガー
オランダ国 5 6 8 0 アーカー ベスト デ レイン 2

(72)発明者 エングベルト ベルナルド ゲラルド ネイホフ
オランダ国 5 6 8 0 アーカー ベスト デ レイン 2

F ターム(参考) 5C006 AF46 AF51 AF53 AF54 AF63 AF69 AF84 BB29 BF14 BF25
BF39 BF46 EA01 FA47
5C080 AA07 AA10 BB05 BB09 DD04 EE28 JJ03
5F041 AA09 AA24 BB03 BB06 BB08 BB09 BB10 BB11 BB22 BB23
BB24 BB25 BB26 BB32 FF11
5H730 AA14 AS02 AS11 BB13 BB14 BB43 BB57 DD04 EE57 EE58
EE59 FD01 FD11 FD61 FG01

专利名称(译)	发光二极管阵列馈电电路和液晶显示单元		
公开(公告)号	JP2004048011A	公开(公告)日	2004-02-12
申请号	JP2003192840	申请日	2003-07-07
[标]申请(专利权)人(译)	鲁米少照明Yuesu LLC 美国露明光学公司		
申请(专利权)人(译)	Rumiresu照明Yuesu LLC		
[标]发明人	マルセルヨハネスマリアバックス ヨハネスマテウステオドルスランベルトゥスクレッセン ヨーゼフペートルスエマニュエルデクレイガー エングベルトベルナルドゲラルドネイホフ		
发明人	マルセル ヨハネス マリア バックス ヨハネス マテウス テオドルス ランベルトゥス クレッセン ヨーゼフ ペートルス エマニュエル デクレイガー エングベルト ベルナルド ゲラルド ネイホフ		
IPC分类号	G09G3/36 G02F1/133 G09G3/14 G09G3/20 G09G3/34 H01L33/00 H02M3/155 H02M3/28 H05B33/08		
CPC分类号	H05B45/10 H05B45/37		
FI分类号	H01L33/00.J G09G3/14.J G09G3/20.642.C G09G3/20.642.P G09G3/34.J G09G3/36 H02M3/155.J H02M3/28.J		
F-TERM分类号	5C006/AF46 5C006/AF51 5C006/AF53 5C006/AF54 5C006/AF63 5C006/AF69 5C006/AF84 5C006/BB29 5C006/BF14 5C006/BF25 5C006/BF39 5C006/BF46 5C006/EA01 5C006/FA47 5C080/AA07 5C080/AA10 5C080/BB05 5C080/BB09 5C080/DD04 5C080/EE28 5C080/JJ03 5F041/AA09 5F041/AA24 5F041/BB03 5F041/BB06 5F041/BB08 5F041/BB09 5F041/BB10 5F041/BB11 5F041/BB22 5F041/BB23 5F041/BB24 5F041/BB25 5F041/BB26 5F041/BB32 5F041/FF11 5H730/AA14 5H730/AS02 5H730/AS11 5H730/BB13 5H730/BB14 5H730/BB43 5H730/BB57 5H730/DD04 5H730/EE57 5H730/EE58 5H730/EE59 5H730/FD01 5H730/FD11 5H730/FD61 5H730/FG01 5C380/AA03 5C380/BA01 5C380/BA28 5C380/CE01 5C380/CF41 5C380/CF43 5C380/CF45 5C380/CF46 5C380/CF51 5C380/CF61 5F141/AA09 5F141/AA24 5F141/BB03 5F141/BB06 5F141/BB08 5F141/BB09 5F141/BB10 5F141/BB11 5F141/BB22 5F141/BB23 5F141/BB24 5F141/BB25 5F141/BB26 5F141/BB32 5F141/FF11 5F241/AA09 5F241/AA24 5F241/BB07 5F241/BC03 5F241/BC10 5F241/BC13 5F241/BC14 5F241/BC24 5F241/BD04 5F241/FF11		
优先权	2002077826 2002-07-10 EP		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

要解决的问题：加快控制操作，避免干扰波和效率损失。开关元件的导通时间与数学公式成比例，该数学公式是输入端子之间存在的电压 V_{in} 和输出端子之间存在的电压 V_{out} 的函数。在上变频器中，通过使开关元件的导通时间与 V_{out} / V_{in}^2 成比例，来执行输出电流的前馈控制。[选型图]图1

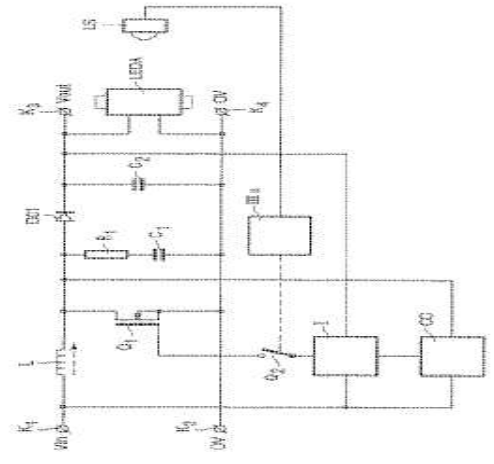


FIG. 1