

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5428254号
(P5428254)

(45) 発行日 平成26年2月26日(2014.2.26)

(24) 登録日 平成25年12月13日(2013.12.13)

(51) Int. Cl.		F I	
HO 1 L 33/00	(2010.01)	HO 1 L 33/00	J
HO 2 M 3/07	(2006.01)	HO 2 M 3/07	J
HO 5 B 37/02	(2006.01)	HO 5 B 37/02	J

請求項の数 5 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2008-230692 (P2008-230692)	(73) 特許権者	000006220
(22) 出願日	平成20年9月9日(2008.9.9)		ミツミ電機株式会社
(65) 公開番号	特開2010-67673 (P2010-67673A)		東京都多摩市鶴牧2丁目11番地2
(43) 公開日	平成22年3月25日(2010.3.25)	(74) 代理人	100090033
審査請求日	平成23年8月11日(2011.8.11)		弁理士 荒船 博司
		(74) 代理人	100093045
			弁理士 荒船 良男
		(72) 発明者	松田 裕樹
			東京都多摩市鶴牧2丁目11番地2 ミツミ電機株式会社内
		(72) 発明者	山中 祐司
			東京都多摩市鶴牧2丁目11番地2 ミツミ電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 LED駆動装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

入力電圧を昇圧して出力可能であって昇圧率を段階的に切り替え可能な昇圧回路からの電圧によって複数の発光ダイオードにそれぞれ流す所定の駆動電流を生成し出力するLED駆動装置であって、

前記複数の発光ダイオードの各アノード端子電圧またはカソード端子電圧を監視する監視回路を備え、

前記監視回路が、前記複数の発光ダイオードのアノード - カソード端子間電圧の少なくとも1つが前記複数の発光ダイオードのうち最も順方向電圧の大きなダイオードの順方向電圧よりも小さくなったことを検出した場合に、前記昇圧回路の昇圧率を高い方へ切り替えるように構成され、

前記監視回路は、

前記複数の発光ダイオードの各アノード端子電圧またはカソード端子電圧を制御端子に受ける並列形態の複数のトランジスタと、

該複数のトランジスタの共通ドレイン端子に接続された定電流源と、

前記共通ドレイン端子と前記定電流源との接続点の電位を判定する電位判定手段と、を備え、前記複数のトランジスタのソース端子は前記昇圧回路の出力電圧が供給されるノードに接続され、

前記昇圧回路の出力電圧の低下に応じ前記複数のトランジスタのいずれか一つが他のトランジスタと異なる状態になることによって、前記接続点の電位が判定レベルを越えたこ

とに基づいて検出信号を出力するように構成されていることを特徴とするLED駆動装置

【請求項2】

発光ダイオードをそれぞれ接続可能な複数の外部端子と、電池電圧を入力電圧として受け昇圧した電圧を出力可能であって昇圧率を段階的に切り替え可能な昇圧回路と、該昇圧回路からの電圧を受けて複数の発光ダイオードにそれぞれ流す所定の駆動電流を生成する複数の定電流回路と、を備え、1つの半導体チップ上に形成されたLED駆動装置であって、

前記複数の発光ダイオードの各アノード端子電圧またはカソード端子電圧を監視する監視回路を備え、

10

前記監視回路が、前記複数の発光ダイオードのアノード-カソード端子間電圧の少なくとも1つが前記複数の発光ダイオードのうち最も順方向電圧の大きなダイオードの順方向電圧よりも小さくなったことを検出した場合に、前記昇圧回路の昇圧率を高い方へ切り替えるように構成され、

前記監視回路は、

前記複数の発光ダイオードの各アノード端子電圧またはカソード端子電圧を制御端子に受ける並列形態の複数のトランジスタと、

該複数のトランジスタの共通ドレイン端子に接続された定電流源と、

前記共通ドレイン端子と前記定電流源との接続点の電位を判定する電位判定手段と、を備え、前記複数のトランジスタのソース端子は前記昇圧回路の出力電圧が供給されるノードに接続され、

20

前記昇圧回路の出力電圧の低下に応じ前記複数のトランジスタのいずれかが他のトランジスタと異なる状態になることによって、前記接続点の電位が判定レベルを越えたことに基づいて検出信号を出力するように構成されていることを特徴とするLED駆動装置

【請求項3】

前記監視回路は、前記電位判定手段として、前記接続点の電位を論理しきい値により判定するインバータ回路を備えていることを特徴とする請求項2に記載のLED駆動装置。

【請求項4】

前記監視回路の後段には、該監視回路の出力をラッチするラッチ回路が設けられていることを特徴とする請求項2または3に記載のLED駆動装置。

30

【請求項5】

前記昇圧回路は、その出力電圧が2段階に切り替え可能に構成され、前記監視回路の出力にのみ基づいて前記昇圧回路の出力電圧が切り替えられるように構成されていることを特徴とする請求項2~4のいずれかに記載のLED駆動装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、LEDを発光駆動するLED駆動装置、さらには液晶モニタ等のバックライトに使用されるWLED(白色発光ダイオード)を駆動するLED駆動装置に関し、特に入力電圧を昇圧して出力するチャージポンプを備えたチャージポンプ方式のLED駆動装置に利用して好適な技術に関する。

40

【背景技術】

【0002】

携帯電話機等の携帯用電子機器においては、表示用の液晶パネルのバックライトにWLEDが使用されている。従来、WLEDの駆動電圧を発生する電源装置には、昇圧型のスイッチングレギュレータを使用したLED駆動装置と、充電した容量の端子電圧を切り替えたり充電した電荷を他の容量に転送したりすることで昇圧した電圧を出力するチャージポンプ方式のLED駆動装置(LEDドライバ)が知られている。

【0003】

50

いずれのLEDドライバにおいても、昇圧した電圧をLEDに印加し、LEDに定電流を流す定電流駆動が行われている。チャージポンプ方式のLEDドライバに関する発明としては、例えば特許文献1に記載されているものがある。

【特許文献1】特開2006-254641号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

電池を電源とし電池電圧を昇圧してLED駆動電圧を生成するLEDドライバにおいては、電池電圧の低下によるLEDの明るさの低下が問題となる。スイッチングレギュレータ方式のLEDドライバにおいては、LEDに流れる駆動電流を電圧に変換して制御回路にフィードバックして、インダクタ(コイル)に間歇的に電流を流すスイッチング素子を例えばPWM駆動して駆動電流を一定に保つフィードバック制御が行われるので、電池電圧の低下に伴うLEDの明るさの低下が防止される。

10

【0005】

一方、チャージポンプ方式のLEDドライバにおいては、電池電圧の低下に伴うLEDの明るさの低下を防止するためチャージポンプの昇圧率の切替えが行なわれている。また、従来、この昇圧率の切替えは、入力電圧(電池電圧)を監視して所定のレベル以下になったら昇圧率を高くするという方法が一般的であった。

【0006】

しかしながら、入力電圧を監視して例えば昇圧率を3段階に切り替える方式にあっては、昇圧率を2倍から1.5倍に切り替える際の効率の変化が昇圧率を1.5倍から1倍に切り替える際の効率の変化よりも大きいため、トータルの電力効率が悪くなるという不具合がある。

20

【0007】

そこで、特許文献1のLEDドライバにおいては、入力電圧の他にLEDの電圧を監視して昇圧率を切り替えるように構成している。しかし、電圧の監視には電圧比較器(コンパレータ)が必要であり、その数は監視する電圧の数およびLEDの数が多くなるほど多くなる。具体的には、LEDの数が6個の場合、入力電圧 V_{in} と基準電圧(3V)とを比較するコンパレータ40の他に、6個のLEDのカソード電圧と基準電圧 V_{ref} とを比較する6個のコンパレータ41~46と、これらのコンパレータの出力の論理和をとる5個のORゲート51~55が必要である(特許文献1の図5参照)。そのため、回路規模が大きくなりチップサイズひいてはチップコストの増大を招くという課題がある。

30

【0008】

また、LEDの数が4個の場合には、図5のように、LED1とLED2の電圧同士を直接比較するコンパレータCMP1、LED3とLED4の電圧同士を直接比較するコンパレータCMP2、CMP1とCMP2の出力に基づいてLED1とLED2のうち高い方の電圧とLED3とLED4のうち高い方の電圧を選択して比較するコンパレータCMP3、CMP3の出力に基づいてLED1~LED4のうち最も高い電圧と基準電圧 V_{ref} とを比較するコンパレータCMP4を設ける方法も考えられる。

【0009】

40

しかしながら、図5のトーナメント方式で決定する回路方式にあっても、LEDの数と同数のコンパレータが必要であり、回路規模が大きくなってしまふ。なお、図5において、S1, S2; S3, S4; S5, S6はセレクトアとして機能するMOSFETである。また、図5においては、LED1~LED4に接続される定電流源を省略してある。

【0010】

この発明は上記のような課題に着目してなされたもので、その目的とするところは、LEDの電圧を監視して昇圧回路の昇圧率の切替えタイミングを検出するLED駆動装置において、回路規模を大幅に増大させることなく昇圧率の切替えタイミングを検出できるようにすることにある。

【0011】

50

この発明の他の目的は、チャージポンプ方式の昇圧回路を備え複数の発光ダイオードを点灯駆動するLED駆動装置において、いずれかの発光ダイオードのアノード-カソード端子間電圧が最大順方向電圧よりも小さくなって一部の発光ダイオードの点灯が停止されるのを回避できるようにすることにある。

【課題を解決するための手段】

【0012】

上記目的を達成するため本発明は、入力電圧を昇圧して出力可能であって昇圧率を段階的に切り替え可能な昇圧回路からの電圧によって複数の発光ダイオードにそれぞれ流す所定の駆動電流を生成し出力するLED駆動装置において、前記複数の発光ダイオードの各アノード端子電圧またはカソード端子電圧を監視する監視回路を設け、前記監視回路が、前記複数の発光ダイオードのアノード-カソード端子間電圧の少なくとも1つが前記複数の発光ダイオードのうち最も順方向電圧の大きなダイオードの順方向電圧よりも小さくなったことを検出した場合に、前記昇圧回路の昇圧率を高い方へ切り替えるように構成したものである。

10

【0013】

より具体的には、発光ダイオードをそれぞれ接続可能な複数の外部端子と、電池電圧を入力電圧として受け昇圧した電圧を出力可能であって昇圧率を段階的に切り替え可能な昇圧回路と、該昇圧回路からの電圧を受けて複数の発光ダイオードにそれぞれ流す所定の駆動電流を生成する複数の定電流回路と、を備え、1つの半導体チップ上に形成されたLED駆動装置において、前記複数の発光ダイオードの各アノード端子電圧またはカソード端子電圧を監視する監視回路を設け、前記監視回路が、前記複数の発光ダイオードのアノード-カソード端子間電圧の少なくとも1つが前記複数の発光ダイオードのうち最も順方向電圧の大きなダイオードの順方向電圧よりも小さくなったことを検出した場合に、前記昇圧回路の昇圧率を高い方へ切り替えるように構成した。

20

【0014】

上記した構成によれば、入力電圧が下がって昇圧回路の出力電圧が低下していずれかの発光ダイオードのアノード-カソード端子間電圧が最大順方向電圧よりも小さくなると、昇圧回路の昇圧率が高い方へ切り替えられて高い電圧が出力されるようになるため、複数の発光ダイオードの一部のダイオードの点灯が停止されるのを回避することができるようになる。

30

【0015】

ここで、望ましくは、前記監視回路は、前記複数の発光ダイオードの各アノード端子電圧またはカソード端子電圧を制御端子に受ける並列形態の複数のトランジスタと、該複数のトランジスタの共通ドレイン端子に接続された定電流源と、前記共通ドレイン端子と前記定電流源との接続点の電位を判定する電位判定手段と、を備え、前記複数のトランジスタのソース端子は前記昇圧回路の出力電圧が供給されるノードに接続され、前記昇圧回路の出力電圧の低下に応じ前記複数のトランジスタのいずれか一つが他のトランジスタと異なる状態になることによって、前記接続点の電位が判定レベルを越えたことに基づいて検出信号を出力するように構成する。

【0016】

これにより、複数の発光ダイオードごとに電圧比較回路を設けたり、接続する発光ダイオードの数と同数の電圧比較回路を設けることなく、いずれかの発光ダイオードのアノード-カソード端子間電圧が最大順方向電圧よりも小さくなったことを検出することができるため、回路規模を大幅に増大させることなく昇圧率の切替えタイミングを検出できるようになる。

40

【0017】

また、望ましくは、前記監視回路に、前記接続点の電位を論理しきい値により判定するインバータ回路を設ける。インバータ回路の代わりに電圧比較回路で監視レベルの電位を判定することもできるが、インバータ回路は電圧比較回路よりも少ない素子数で構成することができるため、より一層、回路規模を低減することができるとともに、消費電力も減

50

らすことができる。

【0018】

さらに、望ましくは、前記監視回路の後段には、該監視回路の出力をラッチするラッチ回路を設ける。これにより、昇圧回路の昇圧率が高くなることで昇圧回路の出力電圧が高くなり監視回路の出力が非検出状態に変わろうとしたときに一旦検出した状態を保持することができる、昇圧回路が不安定な動作状態になるのを防止することができる。

【0019】

また、望ましくは、前記昇圧回路は、その出力電圧が2段階に切り替え可能に構成され、前記監視回路の出力にのみ基づいて前記昇圧回路の出力電圧が切り替えられるように構成する。昇圧回路の昇圧率の切り替えは、発光ダイオードのアノード端子もしくはカソード端子の電圧監視結果と、入力電圧の監視結果とに基づいて行うこともできるが、監視回路の出力にのみ基づいて切り替えを行うようにすることによって、入力電圧を検出する電圧比較回路が不要となり、一層、回路規模を低減することができる。

【発明の効果】

【0020】

本発明に従うと、LEDの電圧を監視して昇圧回路の昇圧率の切替えタイミングを検出するLED駆動装置において、回路規模を大幅に増大させることなく昇圧率の切替えタイミングを検出できるようになる。また、複数の発光ダイオードを点灯駆動するLED駆動装置において、いずれかの発光ダイオードのアノード-カソード端子間電圧が最大順方向電圧よりも小さくなって一部の発光ダイオードの輝度が低下もしくは点灯が停止されるのを回避できるという効果がある。

【発明を実施するための最良の形態】

【0021】

以下、本発明の好適な実施の形態を図面に基づいて説明する。

【0022】

図1は、本発明を適用したLED駆動装置の第1の実施形態を示す。なお、特に限定されるものではないが、この実施形態では、図1において太線で囲まれている部分は、一つの半導体チップ上に半導体集積回路(以下、白色LEDドライバICと称する)10として形成され、4個の白色LEDが上記白色LEDドライバIC10に外付け素子として接続され、LED1~LED4のカソード端子はそれぞれ接地電位GNDに接続されている。また、白色LEDドライバIC10には、ICの内部回路と共にチャージポンプ方式の昇圧回路を構成するため、2個の外付け容量素子(コンデンサ)C1, C2を接続可能な外部端子C1+, C1-; C2+, C2-が設けられている。

【0023】

本実施形態の白色LEDドライバIC10は、リチウムイオン電池などの電池20から電池電圧が入力電圧Vinとして印加される入力端子VINと、該入力端子VINに印加された入力電圧Vinを1.5倍に昇圧して出力可能な昇圧回路を構成するチャージポンプ11と、チップ全体を制御する制御ロジック12と、4個の白色発光ダイオードを接続可能なダイオード接続端子LED1~LED4とを有する。制御ロジック12は、IC外部から入力される制御信号とIC内部の信号とに基づいて、チャージポンプなどIC内部の回路を制御する信号を生成する。

【0024】

上記チャージポンプ11は、上記外付け容量素子C1, C2と、これらの容量素子C1, C2の充電、放電並びに容量素子間の電荷の転送や電圧の伝達を行うスイッチ素子(図示省略)と、発振回路OSCからの発振信号に基づいてスイッチ素子を制御するクロック信号を生成するクロック生成回路(図示省略)などから構成され、オン、オフするスイッチ素子を適宜選択制御して電荷の転送や電圧の伝達のパスを切り替えることで、1倍出力または1.5倍昇圧出力が可能にされている。

【0025】

具体的には、チャージポンプ11は、1倍出力モードの場合には入力電圧Vinをその

10

20

30

40

50

まま出力端子へ伝達する。また、1.5倍昇圧モードの場合には、図3(A)に示すように、一方の容量C1を、接地電位基準に入力電圧V_{in}に充電した後、図3(B)に示すように、2つの容量C1, C2を並列状態に接続して、容量C1の充電電荷をC2に分配してV_{in}/2充電状態にするとともに、C1, C2のグランド側端子にV_{in}を印加する。これによって、 $(V_{in} + V_{in}/2) = 1.5V_{in}$ に昇圧された電圧が生成される。上記図3(A)と(B)の状態を交互に繰り返すことによって、電荷の転送により1.5倍に昇圧された電圧V_{OUT}が出力される。

【0026】

また、本実施形態の白色LEDドライバIC10は、上記チャージポンプ11より出力された電圧V_{OUT}を電源電圧としてダイオード接続端子LED1~LED4へ駆動電流を出力する定電流源CS1~CS4と、IC内部に必要な基準電圧(定電圧)を発生する基準電圧発生回路13と、該基準電圧発生回路13で発生された基準電圧V_{ref}を受けて基準となる電流を生成する定電流回路および前記定電流源CS1~CS4のトランジスタとカレントミラー回路を構成するトランジスタなどからなる定電流制御回路14とを有する。

10

【0027】

定電流源CS1~CS4は、定電流制御回路14内では基準電圧発生回路からの電圧に基づいて生成された電流を電圧に変換し、その電圧に基づいて電圧-電流変換して定電流を作り出すことにより、電源電圧としての電圧V_{OUT}が変化しても、定電流制御回路14の定電流に比例した電流を生成し、それをLEDの駆動電流として端子LED1~LED4へ出力することで、白色発光ダイオードを定電流駆動することができる。

20

【0028】

さらに、本実施形態の白色LEDドライバIC10は、端子LED1~LED4の電圧すなわち端子LED1~LED4に接続されている各白色発光ダイオードのアノード電圧を監視して昇圧率の切替えタイミングを検出する監視回路15と、該監視回路15の出力をラッチするラッチ回路16とを備える。ラッチ回路16の出力信号BMCに応じて前記チャージポンプ11は、1倍出力または1.5倍昇圧出力を行う。

【0029】

監視回路15の出力をラッチするラッチ回路16を設けることによって、昇圧率が高くなることでチャージポンプの出力電圧が高くなり監視回路の出力が非検出状態に変わって元の状態に戻り、チャージポンプ11が1倍出力モードと1.5倍昇圧モードを繰り返す発振状態になるのを防止することができる。また、ノイズ等により監視ノードの電位が変動しても一旦検出した状態を保持し、チャージポンプ11が発振状態になるのを回避することができる。

30

【0030】

監視回路15は、電圧V_{OUT}が供給されるノードにそれぞれソース端子が接続され、ゲート端子が上記端子LED1~LED4に接続された4個のPチャネルMOSFET(絶縁ゲート型電界効果トランジスタ:以下、MOSトランジスタと称する)Q1~Q4と、Q1~Q4の共通ドレイン端子と接地点との間に接続されたNチャネルMOSトランジスタQ5と、定電流源CS0と直列に接続されQ5とゲート共通接続されたMOSトランジスタQ0と、Q1~Q4の共通ドレインとQ5との接続ノードN1の電位を受ける電位判定手段としてのインバータINV1およびその出力を反転するインバータINV2とから構成されている。

40

【0031】

上記MOSトランジスタQ0はゲートとドレインが結合されたいわゆるダイオード結合とされ、定電流源CS0からの定電流I0を電圧に変換する。このトランジスタQ0とQ5のゲート端子同士が接続されることによってQ0, Q5はカレントミラー回路を構成し、Q5にはQ0とQ5のサイズ比に比例した電流が流れる。これにより、Q5は定電流素子として機能する。

【0032】

50

Q5の代わりに抵抗を使用することも可能であるが、半導体チップ上の抵抗はそのばらつきがMOSトランジスタのばらつきよりも大きいため、抵抗を使用すると、インバータINV1による相対的な判定レベルのずれが大きくなるので、定電流素子の方が好ましい。電位判定手段としてのインバータINV1は、その電源電圧が変化しない場合、CMOSインバータを使用することで設計が容易となるが、チャージポンプの出力電圧VOUTのように変化する電圧を電源電圧とする場合には、CMOSインバータを使用すると論理しきい値も変化することを考慮して設計をする必要がある。また、インバータINV1としてMOSトランジスタと定電流源とを直列に接続した構成のものを使用して、論理しきい値が電源電圧基準あるいは接地電位基準で決まるようにしてもよい。

【0033】

この実施形態では、特に限定されるものではないが、定電流I0が約1 μ A、Q0とQ5のサイズ比Nが例えば「1」となるように設計されている。さらに、この実施形態の監視回路15は、トランジスタQ1~Q4のうち一つでもオフ状態になるとノードN1の電位がインバータINV1の論理しきい値を跨いで変化するとともに、外部端子LED1~LED4の電位がこれらの端子に接続される発光ダイオードのうち最も順方向電圧の高いものの順方向電圧よりも小さくなるとQ1~Q4のうち対応するトランジスタがオフするように、監視回路15を構成するトランジスタの定数が設計されている。

【0034】

ここで、監視回路15の設計思想を説明する。現在市場に提供されている白色発光ダイオードは、順方向電圧Vfにばらつきを有しており、順方向電圧Vf以上の電圧がアノード端子に印加されないとダイオードは発光しない。そのため、上記実施形態のように、複数の白色発光ダイオードをカソードコモンに接続して、定電流回路によって各アノード端子からそれぞれ駆動電流を流し込んで発光させる場合、定電流回路の電源電圧が下がりダイオードのアノード電圧が下がると最も順方向電圧の高いものから発光しなくなる。その結果、白色発光ダイオードをバックライトとする液晶モニタでは、表示のむらが生じてしまう。

【0035】

そこで、セットメーカは、できるだけ順方向電圧の揃ったダイオードを使用するように努力するが、それでもばらつき避けられない。一般には、使用するダイオードの順方向電圧の許容範囲を設定し、最小順方向電圧よりも大きく最大順方向電圧よりも小さいダイオードを選別して使用することとなる。従って、LEDドライバICのダイオード接続端子の電位が最大順方向電圧よりも小さくなった場合にそれを検出してアノード電圧を高くするように制御すれば、電圧低下によるダイオードの発光停止を回避することができる。上記実施形態のLEDドライバICでは、このような考えの下で上記監視回路15が設計されている。

【0036】

次に、監視回路15の動作を詳しく説明する。上記実施形態のLEDドライバICにおいては、入力電圧Vinを供給する電池電圧が充分高い場合には、チャージポンプ11は入力電圧Vinをそのまま出力電圧VOUTとして、定電流源CS1~CS4および監視回路15へ供給する。このとき、出力電圧VOUTは十分に高くVOUT-LED端子間電圧も大きいので、監視回路15のPチャンネルMOSトランジスタQ1~Q4はすべてオン状態になる。そのため、ノードN1の電位はインバータINV1の論理しきい値よりも低い状態になり、インバータINV2の出力はロウレベルとなる。

【0037】

その後、電池電圧が下がるとVOUT-LED端子間電圧も小さくなるが、このときVOUT-LED端子間電圧は順方向電圧が最も大きいダイオードが接続されている端子の電位とVOUTとの電位差が最も小さくなる。そして、順方向電圧が最大のものが接続されているLED端子電圧が順方向電圧よりも小さくなると、Q1~Q4のうちその端子に対応したトランジスタがオフ状態になる。すると、Q1~Q4全体に流れる電流が減少してノードN1の電位が低くなり、インバータINV1の論理しきい値を越えると、インバ

10

20

30

40

50

ータINV2の出力はロウレベルに変化する。

【0038】

これによって、ラッチ回路16がラッチ動作して出力がハイレベルとなり、チャージポンプ11が1倍出力モードから1.5倍昇圧モードに切り替わる。その結果、チャージポンプ11の出力電圧VOUTが高くなり、電圧低下によるダイオードの発光停止が回避される。

【0039】

なお、チャージポンプ11の出力電圧VOUTが高くなると、監視回路15内のトランジスタQ1～Q4は再び全部がオンの状態になってインバータINV2の出力が反転するが、ラッチ回路16が前の状態を保持しているため、1.5倍昇圧モードから元の1倍出力モードに戻ることはない。ラッチ回路16は、チップ外部より入力されるイネーブル信号によってラッチが解除されるように構成することができる。

10

【0040】

図2には、本発明を適用した白色LEDドライバICの第2の実施形態が示されている。第1の実施形態の白色LEDドライバICは電流出力型のドライバであるのに対し、第2の実施形態の白色LEDドライバICは、電流引込み型のドライバである。

【0041】

この実施形態においては、チャージポンプ11の出力電圧VOUTを出力する端子OUTがチップに設けられ、この出力端子OUTに4個の白色発光ダイオードのアノード端子が共通に接続され、各ダイオードのカソード端子がLED接続用端子LED1～LED4にそれぞれ接続されている。そして、チップ内部には、上記LED接続用端子LED1～LED4からそれぞれダイオードの駆動電流を引き込むための定電流源CS1～CS4が設けられている。

20

【0042】

また、基準電圧発生回路13で発生された基準電圧Vrefを受けて基準となる電流を生成する定電流回路14aおよび該定電流回路により生成された定電流を折り返すMOSトランジスタQ11, Q12からなるカレントミラー回路14bが設けられ、Q12のドレイン電流を前記定電流源CS1～CS4へ供給することにより、ダイオードの駆動電流を生成するように構成されている。図2の定電流回路14aとカレントミラー回路14bを合わせたものが図1の定電流制御回路14に相当する。

30

【0043】

さらに、本実施形態においては、LED接続用端子LED1～LED4の電位を入力とする昇圧率切替え回路17が設けられている。この昇圧率切替え回路17は、図1における監視回路15とラッチ回路16とを合わせた回路に相当する。ただし、本実施形態における監視回路は図1における監視回路15と上下対称な構成すなわちPチャネルMOSトランジスタQ1～Q4の代わりにNチャネルMOSトランジスタを、NチャネルMOSトランジスタQ0, Q5の代わりにPチャネルMOSトランジスタを使用するとともに、Q1～Q4のソース端子を接地点に接続し、Q0, Q5のソース端子を出力端子に接続した構成とされる。

【0044】

回路の動作は、図1のものと同様であり、出力電圧VOUTと端子LED1～LED4の電圧との電位差が、これらに接続されている発光ダイオードのうち最も順方向電圧の高いものよりも小さくなるとQ1～Q4のうち対応するトランジスタがオフするように動作する。これにより、電池電圧がある程度下がるとチャージポンプ11が1倍出力モードから1.5倍昇圧モードに切り替わり、チャージポンプ11の出力電圧VOUTが高くなって、電圧低下によるダイオードの発光停止が回避される。

40

【0045】

図4には、本発明を適用した白色LEDドライバICの第3の実施形態が示されている。

【0046】

50

前記実施形態では、チャージポンプを1倍出力と1.5倍昇圧出力とに切替え可能に構成したのに対し、この第3の実施形態は、チャージポンプ11を1倍出力と1.5倍昇圧出力と2倍昇圧出力の3段階に切替え可能に構成した。また、入力電圧 V_{in} のレベルを参照電圧 V_{ref} と比較して検出する電圧比較回路CMPを設け、該電圧比較回路CMPの出力と第1の実施形態で説明した監視回路15の出力とに基づいて、チャージポンプ11の昇圧率を切り替えるように構成した。

【0047】

昇圧率の切替えは、例えば監視回路15の出力と電圧比較回路CMPの出力が共にロウレベルのときは1倍出力とし、監視回路15の出力または電圧比較回路CMPの出力の一方がハイレベルに変化したときは1.5倍昇圧とし、監視回路15の出力と電圧比較回路CMPの出力が共にハイレベルのときは2倍昇圧に切り替えるように制御すれば良い。なお、チャージポンプの2倍昇圧出力は、例えば2つのコンデンサを共に接地電位基準で入力電圧 V_{in} まで充電した後、接地電位が印加されていた端子を入力電圧 V_{in} に切り替えて昇圧(ブースト)することで得ることができる。

【0048】

以上本発明者によってなされた発明を実施形態に基づき具体的に説明したが、本発明は前記実施形態に限定されるものではない。例えば、前記実施形態では、駆動可能な発光ダイオードの数が4個であるドライバICを示したが、発光ダイオードの数が5個以上である場合にも適用することができる。

【0049】

また、前記実施形態では、監視回路15をMOSトランジスタで構成したが、バイポーラ・トランジスタで構成することも可能である。さらに、前記実施形態では、監視回路15の後段のラッチ回路16をチップ外部より入力されるイネーブル信号によってラッチ解除できるように構成すると説明したが、制御ロジック12が、図示しない入力電圧検出回路からの信号等により、入力電圧が十分に高くなったことを検知した場合に、ラッチ回路16をリセットしてラッチを解除するように構成してもよい。

【産業上の利用可能性】

【0050】

以上の説明では、本発明を液晶モニタのバックライトとして使用される白色発光ダイオードを点灯するLEDドライバICに適用した例を説明したが、本発明にそれに限定されるものではなく、昇圧した電圧を発生し出力電流を制御したいICに広く利用することができる。

【図面の簡単な説明】

【0051】

【図1】本発明を適用したLED駆動装置(LEDドライバIC)の第1の実施形態を示すブロック構成図である。

【図2】本発明を適用したLED駆動装置(LEDドライバIC)の第2の実施形態を示すブロック構成図である。

【図3】実施形態のLEDドライバICにおけるチャージポンプの1.5倍昇圧の動作原理を示す回路説明図である。

【図4】本発明を適用したLED駆動装置(LEDドライバIC)の第3の実施形態における昇圧率切替え回路の具体例を示す回路構成図である。

【図5】本発明に先立って検討したLEDドライバにおけるLED端子電圧監視回路の一例を示す回路構成図である。

【符号の説明】

【0052】

- 10 LEDドライバIC
- 11 チャージポンプ
- 12 制御ロジック
- 13 基準電圧発生回路

10

20

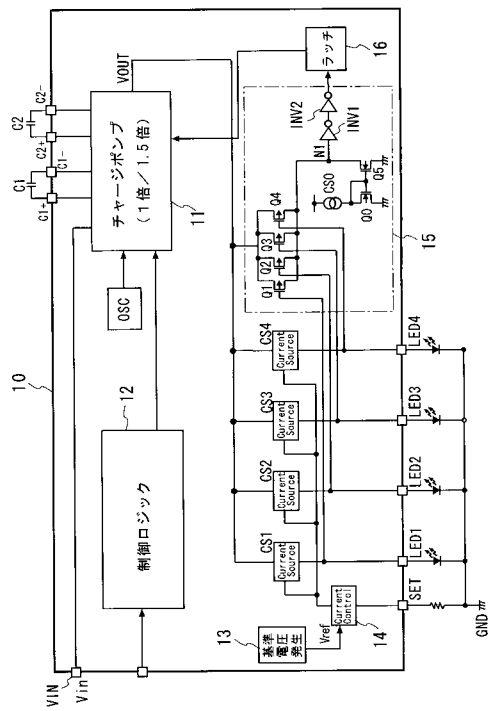
30

40

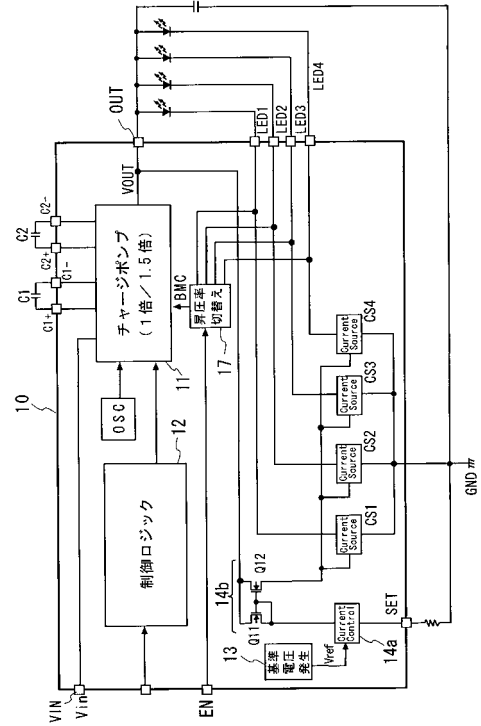
50

- 14 定電流制御回路
- 15 監視回路
- 16 ラッチ回路
- 17 昇圧率切替え回路
- OSC 発振回路
- CS0 ~ CS4 定電流源
- LED1 ~ LED4 発光ダイオード接続端子

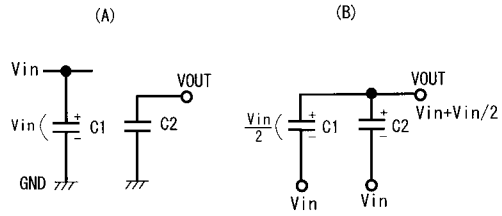
【図1】



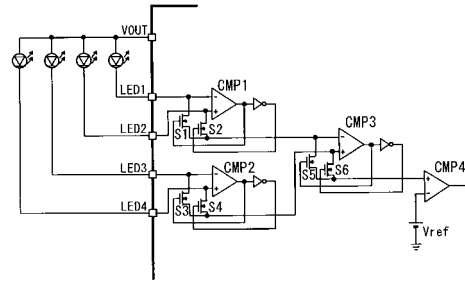
【図2】



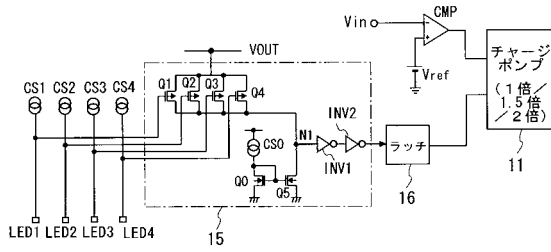
【図3】



【図5】



【図4】



フロントページの続き

(72)発明者 小松 雅樹
東京都多摩市鶴牧2丁目11番地2 ミツミ電機株式会社内

審査官 高椋 健司

(56)参考文献 特開2007-295775(JP,A)
特開2008-060253(JP,A)
特開平08-329677(JP,A)
特開平10-111487(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H01L 33/00 - 33/64
H02M 3/00 - 3/44
H05B 37/00 - 39/10