

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2008-70592
(P2008-70592A)

(43) 公開日 平成20年3月27日(2008.3.27)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード(参考)
G09G 3/36 (2006.01)	G09G 3/36	2H093
G02F 1/133 (2006.01)	G02F 1/133 535	5C006
G09G 3/34 (2006.01)	G09G 3/34 J	5C080
G09G 3/20 (2006.01)	G09G 3/20 612L	
	G09G 3/20 611C	

審査請求 未請求 請求項の数 20 O L (全 16 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2006-249131 (P2006-249131)
 (22) 出願日 平成18年9月14日(2006.9.14)
 (31) 優先権主張番号 10-2006-0088247
 (32) 優先日 平成18年9月12日(2006.9.12)
 (33) 優先権主張国 韓国(KR)

(71) 出願人 390019839
 三星電子株式会社
 Samsung Electronics
 Co., Ltd.
 大韓民国京畿道水原市靈通区梅灘洞416
 (74) 代理人 110000408
 特許業務法人高橋・林アンドパートナーズ
 (72) 発明者 韓 ソンイ
 大韓民国京畿道龍仁市器興邑上葛里476-3番地301号
 (72) 発明者 志村 達久
 東京都港区六本木3-1-1 六本木ティ
 ーキューブ 日本サムスン株式会社内

最終頁に続く

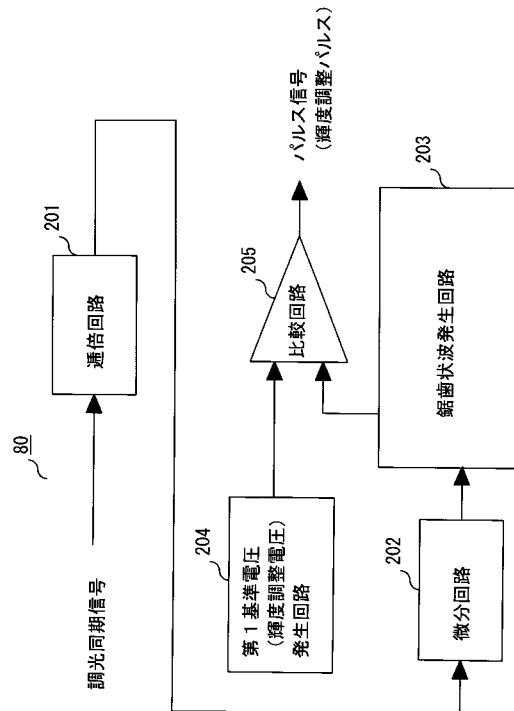
(54) 【発明の名称】 輝度調整装置及び液晶表示装置

(57) 【要約】

【課題】 調光同期信号と輝度調整パルス信号とが同期して常に固定の倍率の関係となり干渉ノイズを回避し、垂直信号の周波数が変動してもパルスデューティが変動しないとともに、出力される輝度調整パルスの周波数を可変とする。

【解決手段】 垂直信号を任意の倍数に逡倍して逡倍信号を出力する逡倍回路と、前記逡倍信号を微分する微分回路と、前記微分回路から出力される信号によりコンデンサに蓄えられた電荷の充放電を行い、前記逡倍信号の周波数が変化しても振幅が一定である鋸歯状波を発生させる鋸歯状波発生回路と、パルスデューティを決定する基準電圧を発生する輝度調整電圧発生回路と、前記鋸歯状波電圧と前記輝度調整電圧とを比較して輝度調整パルス信号を出力する比較回路とを備え、前期輝度調整電圧発生回路はその出力電圧を可変にする回路を含み、前記逡倍回路はその逡倍数を可変にする回路を含む。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

調光同期信号を入力し、前記調光同期信号を逡倍して逡倍信号を出力する逡倍回路と、前記逡倍回路に接続されて前記逡倍信号を微分する微分回路と、前記微分回路に接続されて、前記逡倍信号の周波数が変化しても振幅が一定である鋸歯状波を発生させる鋸歯状波発生回路と、前記鋸歯状波電圧の比較の対象となる第 1 基準電圧を発生する第 1 基準電圧発生回路と、前記鋸歯状波発生回路に接続されて前記鋸歯状波電圧と前記第 1 基準電圧とを比較してパルス信号を出力する比較回路とを備え、前記第 1 基準電圧発生回路はその出力電圧を可変にする回路を含み、前記調光同期信号を逡倍する逡倍回路はその逡倍数を可変にする回路を含むことを特徴とする輝度調整装置。

10

【請求項 2】

前記逡倍回路は、位相比較器とループフィルタと電圧制御発振器と分周カウンタとを有し、前記調光同期信号に同期した逡倍信号を出力することを特徴とする請求項 1 に記載の輝度調整装置。

【請求項 3】

前記微分回路は、一端に入力信号が入力され他端にコンデンサの一端が接続された第 1 の抵抗器と、一端に前記抵抗器が接続され他端にダイオードのカソードと第 2 の抵抗器の一端が接続されたコンデンサと、アノードがグラウンドに接続されカソードが前記コンデンサの他端に接続されたダイオードと、一端に前記ダイオードのカソードと前記コンデンサの他端が接続され他端がグラウンドに接続された第 2 の抵抗器とを有することを特徴する請求項 1 に記載の輝度調整装置。

20

【請求項 4】

前記鋸歯状波発生回路は、第 2 基準電圧を発生する第 2 基準電圧発生回路と、第 3 基準電圧を発生する第 3 基準電圧発生回路と、出力電流が入力電圧に制御される電圧制御電流源と、前記電圧制御電流源から出力される電流を充電するコンデンサと、前記微分回路の出力がベースに接続され、前記コンデンサがコレクタに接続され、エミッタがグラウンドに接続されたトランジスタと、前記トランジスタのコレクタ電圧が正入力端子に入力され、前記第 2 基準電圧が負入力端子に入力されて、前記トランジスタのコレクタ電圧と前記第 2 基準電圧とを比較した結果を出力する第 1 のオペアンプと、前記第 1 のオペアンプの出力に接続された抵抗器とコンデンサとから構成される積分回路と、正入力端子には前記積分回路の出力が入力されて、負入力端子には前記第 3 基準電圧が抵抗器を介して入力されて、出力端子から並列に接続された抵抗器とコンデンサとを介して負入力端子に負帰還が掛けられ、かつ、出力端子が前記電圧制御電流源に接続された第 2 のオペアンプとを有し、前記微分回路の出力信号によって前記トランジスタが作動して前記コンデンサの充放電を行い前記トランジスタのコレクタに鋸歯状波を発生させることを特徴とする請求項 1 に記載の輝度調整装置。

30

40

【請求項 5】

前記鋸歯状波電圧と前記第 1 基準電圧とを比較してパルス信号を出力する比較回路は、第 3 のオペアンプから構成され、前記鋸歯状波電圧が前記第 3 のオペアンプの正入力端子に

50

入力され、前記第 1 基準電圧が前記第 3 のオペアンプの負入力端子に入力されて、前記パルス信号を出力する

ことを特徴とする請求項 1 に記載の輝度調整装置。

【請求項 6】

前記第 1 基準電圧発生回路と、前記第 3 のオペアンプの正入力端子との間に前記第 1 基準電圧を調整するレベルシフタを備える

ことを特徴とする請求項 1 に記載の輝度調整装置。

【請求項 7】

前記レベルシフタは、前記第 1 基準電圧発生回路から出力される前記第 1 基準電圧を分圧する 2 つの抵抗器の抵抗値と、第 4 のオペアンプの負帰還に使用する抵抗器の抵抗値の選択によって、出力される電圧レベルを調整することを特徴とする請求項 6 に記載の輝度調整装置。

10

【請求項 8】

液晶表示部と、

前記電圧生成部からの前記 2 種のゲート電圧の組み合わせからなるゲート信号を液晶表示部のゲート線に印加するゲート駆動部と、

前記電圧生成部からの前記階調電圧群の内から、必要な輝度と反転制御に応じて選択した階調電圧をデータ線に印加するデータ駆動部とを有する液晶表示板と、

階調電圧群と 2 種のゲート電圧とを生成する電圧生成部と、

R G B 映像信号及びその表示を制御する入力制御信号を受けて、調光同期信号を含む複数の制御信号を生成し、映像信号を前記液晶表示部の動作条件に合うように適切に処理し、前記複数の制御信号を出力する信号制御部と、

20

複数の放電管から構成されるランプ部と、

前記複数の放電管に交流高電圧を供給する 1 つ以上のインバータと、

前記調光同期信号を入力し、前記調光同期信号を逡倍して逡倍信号を出力する逡倍回路と、

前記逡倍回路に接続されて前記逡倍信号を微分する微分回路と、

前記微分回路に接続されて前記微分回路から出力される信号によりコンデンサに蓄えられた電荷の充放電を行い、前記逡倍信号の周波数が変化しても振幅が一定である鋸歯状波を発生させる鋸歯状波発生回路と、

30

前記鋸歯状波電圧の比較の対象となる第 1 基準電圧を発生する第 1 基準電圧発生回路と、

前記鋸歯状波発生回路に接続されて前記鋸歯状波電圧と前記第 1 基準電圧とを比較してパルス信号を出力する比較回路とを備え、

前記第 1 基準電圧発生回路はその出力電圧を可変にする回路を含み、

前記調光同期信号を逡倍する逡倍回路はその逡倍数を可変にする回路を含む

輝度調整装置と

を備えることを特徴とする液晶表示装置。

【請求項 9】

前記逡倍回路は、

位相比較器とループフィルタと電圧制御発振器と分周カウンタとを有し、前記調光同期信号に同期した逡倍信号を出力することを特徴とする請求項 8 に記載の液晶表示装置。

40

【請求項 10】

前記微分回路は、

一端に入力信号が入力され他端にコンデンサの一端が接続された第 1 の抵抗器と、

一端に前記抵抗器が接続され他端にダイオードのカソードと第 2 の抵抗器の一端が接続されたコンデンサと、

アノードがグランドに接続されカソードが前記コンデンサの他端に接続されたダイオードと、

一端に前記ダイオードのカソードと前記コンデンサの他端が接続され他端がグランドに接続された第 2 の抵抗器と

50

を有することを特徴する請求項 8 に記載の液晶表示装置。

【請求項 1 1】

前記鋸歯状波発生回路は、

第 2 基準電圧を発生する第 2 基準電圧発生回路と、

第 3 基準電圧を発生する第 3 基準電圧発生回路と、

出力電流が入力電圧に制御される電圧制御電流源と、

前記電圧制御電流源から出力される電流を充電するコンデンサと、

前記微分回路の出力がベースに接続され、前記コンデンサがコレクタに接続され、エミッタがグランドに接続されたトランジスタと、

前記トランジスタのコレクタ電圧が正入力端子に入力され、前記第 2 基準電圧が負入力端子に入力されて、前記トランジスタのコレクタ電圧と前記第 2 基準電圧とを比較した結果を出力する第 1 のオペアンプと、

前記第 1 のオペアンプの出力に接続された抵抗器とコンデンサとから構成される積分回路と、

正入力端子には前記積分回路の出力が入力されて、負入力端子には前記第 3 基準電圧が抵抗器を介して入力されて、出力端子から並列に接続された抵抗器とコンデンサとを介して負入力端子に負帰還が掛けられ、かつ、出力端子が前記電圧制御電流源に接続された第 2 のオペアンプと

を有し、

前記微分回路の出力信号によって前記トランジスタが作動して前記コンデンサの充放電を行い前記トランジスタのコレクタに鋸歯状波を発生させる

ことを特徴とする請求項 8 に記載の液晶表示装置。

【請求項 1 2】

前記鋸歯状波電圧と前記第 1 基準電圧とを比較してパルス信号を出力する比較回路は、第 3 のオペアンプから構成され、前記鋸歯状波電圧が前記第 3 のオペアンプの正入力端子に入力され、前記第 1 基準電圧が前記第 3 のオペアンプの負入力端子に入力されて、前記パルス信号を出力する

ことを特徴とする請求項 8 に記載の液晶表示装置。

【請求項 1 3】

前記第 1 基準電圧発生回路と、前記第 3 のオペアンプの正入力端子との間に前記第 1 基準電圧を調整するレベルシフタを備える

ことを特徴とする請求項 8 に記載の液晶表示装置。

【請求項 1 4】

前記レベルシフタは、前記第 1 基準電圧発生回路から出力される前記第 1 基準電圧を分圧する 2 つの抵抗器の抵抗値と、第 4 のオペアンプの負帰還に使用する抵抗器の抵抗値の選択によって、出力される電圧レベルを調整することを特徴とする請求項 1 3 に記載の液晶表示装置。

【請求項 1 5】

前記パルス信号は、反転信号と比反転信号とに分割されて、前記放電管の点滅時期が隣接するランプ相互で反転する請求項 8 に記載の液晶表示装置。

【請求項 1 6】

前記調光同期信号は、約 60 Hz であることを特徴とする請求項 8 に記載の液晶表示装置。

【請求項 1 7】

前記調光同期信号は、約 50 Hz であることを特徴とする請求項 8 に記載の液晶表示装置。

【請求項 1 8】

前記調光同期信号は、垂直同期開始信号であることを特徴とする請求項 8 に記載の液晶表示装置。

【請求項 1 9】

10

20

30

40

50

その用途が、液晶モニターである請求項 8 乃至請求項 18 の何れか一に記載の液晶表示装置。

【請求項 20】

その用途が、液晶テレビである請求項 8 乃至請求項 18 の何れか一に記載の液晶表示装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、表示装置の調光同期信号に同期して光源の明るさ（輝度）を調整する回路を有する輝度調整装置及びこれを備える液晶表示装置に関する。

10

【背景技術】

【0002】

液晶表示装置のバックライト光源として一般に冷陰極管が使用される。バックライトの輝度調整は、冷陰極管を周期的に点滅させて、その点灯時間と消灯時間との時間比率（デューティ比）を変化させて冷陰極管の平均の明るさを調整することによって行われる。点灯時間に対して消灯時間が短いときには輝度は高く、逆に点灯時間に対して消灯時間が長いときには輝度は低い。冷陰極管の点灯時間と消灯時間とのデューティ比は、冷陰極管を駆動するインバータ回路のパルス信号のデューティ比により調整される。

【0003】

このパルス信号（以下、「輝度調整パルス」という）の調整方法にはいくつかの方法があるが、一例として差動増幅器（オペアンプ）を使用する従来の方法を説明する。

20

【0004】

図 7 は、従来 of 輝度調整パルス発生回路図である。基準電圧発生回路 701 から出力される基準電圧を、抵抗器 702 を介してオペアンプ 704 の正入力端子に入力される。オペアンプ 704 の出力は、抵抗器 705 とコンデンサ 706 で構成される積分回路 710 に接続されるとともに、抵抗器 703 を介してオペアンプ 704 の正入力端子に正帰還される。また、積分回路 710 のノード saw 711 から負入力端子に負帰還が掛けられるとともに、オペアンプ 707 の負入力端子に入力される。他方で、輝度調整電圧発生回路 708 から出力される輝度調整電圧がレベルシフト 709 を通じてオペアンプ 707 の正入力端子に入力される。

30

【0005】

図 8 (a) ~ (d) は、図 7 に示した従来 of 輝度調整パルス発生回路の各ノードのタイミングチャート図である。図 8 (a) は、オペアンプ 704 の出力ノード 712 の電圧波形を示した図である。図 8 (b) は、オペアンプの正入力端子ノード REF 713 の電圧波形及び積分回路 710 のノード saw 711 の電圧波形を示した図である。図 8 (c) は、前記ノード saw 711 の電圧波形及びオペアンプ 707 の正入力端子ノード A-DIMi 714 の電圧波形を示した図である。図 8 (d) は、オペアンプ 707 の出力ノード 715 の電圧波形を示した図である。

【0006】

図 8 (a) に示したオペアンプ 704 のパルス出力 801 を抵抗器 705 とコンデンサ 706 とで構成される積分回路 710 で積分し、ノード saw 711 には、図 8 (b) に示すような、ほぼ直線的に変化する三角波の電圧波形 802 を得る。ノード saw 711 は、オペアンプ 704 の負入力端子に帰還し、オペアンプ 704 の正入力端子に入力される基準電圧 803 と比較される。オペアンプ 704 は、抵抗器 703 と抵抗器 702 とで正帰還され、ノード saw 711 の電圧 802 がノード REF 713 の電圧 803 に達する度にオペアンプ 704 の出力電圧 801 が反転し、それに伴いノード REF 713 の電圧 803 も変化する。オペアンプ 704 の出力電圧 801 が HI レベルのときには積分回路 710 は、抵抗器 705 を通じてコンデンサ 706 を充電し、ノード saw 711 の電圧 802 は、単調に増加する。オペアンプ 704 の出力電圧 801 が HI であるから、正帰還を受けるノード REF 713 の電圧 803 も HI レベルとなる。この状態でノード sa

40

50

w 7 1 1 の電圧 8 0 2 がノード R E F 7 1 3 の電圧 8 0 3 を超えるとオペアンプ 7 0 4 の出力は反転し L O W レベルとなり、積分回路 7 1 0 のコンデンサ 7 0 6 に充電された電荷を、抵抗器 7 0 5 を通じて放電する方向に転じる。以上の動作を繰り返しノード s a w 7 1 1 には三角波形が得られる。

【 0 0 0 7 】

次に輝度調整電圧発生回路で発生された輝度調整電圧は、ユーザが制御する輝度レベルで D C 電圧としてオペアンプ 7 0 7 の正入力端子に入力される。オペアンプ 7 0 7 の正入力端子ノード A - D I M i 7 1 4 の電圧 8 0 4 とノード s a w 7 1 1 の電圧 8 0 2 とをオペアンプ 7 0 7 で比較して出力に輝度調整パルス電圧 8 0 5 が得られる。

【 0 0 0 8 】

一般に液晶パネルへの表示映像信号の垂直駆動信号に輝度調整パルスの周波数を同期させることにより、干渉ノイズの発生や輝度ムラを防止している。しかしながら、上記した従来の回路は、コンデンサ 7 0 6 などのバラツキや温度ドリフトなどにより安定に設計することは困難であり、また、垂直駆動信号に同期させようとした場合、従来の構成では入力される調光同期信号の周波数が変化したときに、前記積分回路の抵抗、コンデンサの値で決定される時定数が固定であるため、前記積分回路から出力される三角波の振幅が変化し、一定の直流電圧である前記調光制御電圧と前記三角波と比較して、出力される前記調光制御パルスのデュ - ティ比が変化して、バックライトの明るさが変化するという課題を有していた。

【 0 0 0 9 】

また、液晶パネルへの表示映像信号の垂直駆動信号と輝度調整パルスの周波数との間にズレが生じ干渉ノイズが発生するという問題点があった。特に、液晶パネルへの表示映像信号の垂直駆動信号と輝度調整パルスの周波数とが公倍数や公約数の関係であって、かつ、完全に固定されずにズレを生じさせたときに干渉ノイズが顕著になる。

【 0 0 1 0 】

そこで、例えば、特開平 2 0 0 3 - 1 7 3 8 9 2 号のような調光制御装置が提案されている。図 9 は、その調光制御装置の回路図である。

【 0 0 1 1 】

図 9 に示す調光制御装置は、コンデンサ C 5 と充電電流を供給するトランジスタ Q 4 によって構成される積分手段と、調光同期信号によって、前記コンデンサ C 5 の充電電圧を放電するリセット手段 (C 4 、 R 7 、 D 1 からなる微分回路とトランジスタ Q 3) と、基準電圧発生手段と、オペアンプ I C 2 によって前記コンデンサ C 5 の充電電圧と前記基準電圧を比較した結果出力されるパルス信号を R 1 0 と C 6 とで積分し、前記トランジスタ Q 4 の制御端子にフィ - ドバックさせる手段とを備え、オペアンプ I C 1 によって前記コンデンサ C 5 の充電電圧と調光制御電圧とを比較し得られた調光制御パルスを出力する手段を有し、前記コンデンサ C 5 の充電電圧波形は直線性の良好で振幅を一定に保たれた鋸歯状波であって、出力される前記調光制御パルスのデュ - ティ比は、調光制御電圧に比例して設定可能となっている。これにより、調光同期信号の周波数が変化しても、前記液晶ディスプレイの表示駆動周期とバックライトの点滅周期との不一致による輝度ムラが発生せず、また、前記調光制御電圧に比例したデュ - ティ比に設定されるため、バックライトの明るさを安定化させることができる。

【 0 0 1 2 】

しかしながら、上記特開平 2 0 0 3 - 1 7 3 8 9 2 号によって提案される調光制御装置は、出力される調光制御パルスの周波数が調光同期信号と同一の周波数しか得られないという問題があった。

【特許文献 1】特開平 7 - 1 9 1 2 9 8 号公報

【特許文献 2】特開平 2 0 0 3 - 1 7 3 8 9 2 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 3 】

10

20

30

40

50

本発明は、調光同期信号の周波数と輝度調整パルスの周波数とが同期して常に固定の倍率となつて干渉によるノイズを回避し、かつ、調光同期信号の周波数変動しても輝度調整パルスのデューティ比は変化しないとともに、逡倍回路による逡倍数の制御によって出力される輝度調整パルスの周波数を変えることができる輝度調整装置を備えた液晶表示装置を提供する。

【課題を解決するための手段】

【0014】

一実施形態に係る本発明の輝度調整装置は、調光同期信号を入力し、前記調光同期信号を逡倍して逡倍信号を出力する逡倍回路と、前記逡倍回路に接続されて前記逡倍信号を微分する微分回路と、前記微分回路に接続されて、前記逡倍信号の周波数変化しても振幅が一定である鋸歯状波を発生させる鋸歯状波発生回路と、前記鋸歯状波電圧の比較の対象となる第1基準電圧を発生する第1基準電圧発生回路と、前記鋸歯状波発生回路に接続されて前記鋸歯状波電圧と前記第1基準電圧とを比較してパルス信号を出力する比較回路とを備え、前記第1基準電圧発生回路はその出力電圧を可変にする回路を含み、前記調光同期信号を逡倍する逡倍回路はその逡倍数を可変にする回路を含むことを特徴としている。

10

【0015】

また、一実施形態に係る本発明の液晶表示装置は、液晶表示部と、前記電圧生成部からの前記2種のゲート電圧の組み合わせからなるゲート信号を液晶表示部のゲート線に印加するゲート駆動部と、前記電圧生成部からの前記階調電圧群の内から、必要な輝度と反転制御に応じて選択した階調電圧をデータ線に印加するデータ駆動部とを有する液晶表示部と、階調電圧群と2種のゲート電圧とを生成する電圧生成部と、RGB映像信号及びその表示を制御する入力制御信号を受けて、調光同期信号を含む複数の制御信号を生成し、映像信号を前記液晶表示部の動作条件に合うように適切に処理し、前記複数の制御信号を出力する信号制御部と、複数の放電管から構成されるランプ部と、前記複数の放電管に交流高電圧を供給する1つ以上のインバータと、前記調光同期信号を入力し、前記調光同期信号を逡倍して逡倍信号を出力する逡倍回路と、前記逡倍回路に接続されて前記逡倍信号を微分する微分回路と、前記微分回路に接続されて前記微分回路から出力される信号によりコンデンサに蓄えられた電荷の充放電を行い、前記逡倍信号の周波数変化しても振幅が一定である鋸歯状波を発生させる鋸歯状波発生回路と、前記鋸歯状波電圧の比較の対象となる第1基準電圧を発生する第1基準電圧発生回路と、前記鋸歯状波発生回路に接続されて前記鋸歯状波電圧と前記第1基準電圧とを比較してパルス信号を出力する比較回路とを備え、前記第1基準電圧発生回路はその出力電圧を可変にする回路を含み、前記調光同期信号を逡倍する逡倍回路はその逡倍数を可変にする回路を含む輝度調整装置とを備えることを特徴としている。

20

30

【発明の効果】

【0016】

本発明の液晶表示装置によれば、調光同期信号の周波数と輝度調整パルスの周波数とが同期して常に固定の倍率となつて干渉によるノイズを回避し、かつ、調光同期信号の周波数変動しても輝度調整パルスのデューティ比は変化しないとともに、逡倍回路による逡倍数の制御によって出力される輝度調整パルスの周波数を変えることができる。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0017】

本発明の実施の形態について、以下、図面を参照して説明する。但し、本発明は多くの異なる態様で実施することが可能であり、以下に示す実施の形態及び実施例の記載内容に限定して解釈されるものではない。

【0018】

図1は本発明の1実施形態に係る液晶表示装置のブロック図である。図1に示すように、本発明の1実施形態に係る液晶表示装置1は、液晶表示部10及びこれに連結されたゲート駆動部20とデータ駆動部30を含む液晶表示板90と、ゲート駆動部20及びデータ駆動部30に連結された電圧生成部60と、液晶表示部10に光を照射するランプ部40

50

と、ランプ部 40 に連結されているインバータ 50、輝度調整装置 80、そしてインバータ 50 及び輝度調整装置 80 を制御する信号制御部 70 を含む。なお、本発明の 1 実施形態に係る液晶表示装置は、液晶表示部 10 及びこれに連結されたゲート駆動部 20 とデータ駆動部 30 とが 1 つの液晶表示板上に配置されているが、液晶表示部 10 とゲート駆動部 20 とデータ駆動部 30 とがそれぞれ別個の基板上に形成されてもよい。

【0019】

電圧生成部 60 は画素の透過率に関連している階調電圧群 V_{gray} と 2 種のゲート電圧 V_{gate} を生成する。階調電圧 V_{gray} は二組に分類されて二組のうち一組は共通電圧 V_{com} に対してプラスの値を有し、もう一組はマイナスの値を有する。ゲート電圧 V_{gate} はゲートオン電圧とゲートオフ電圧を含む。

10

【0020】

ゲート駆動部 20 は、液晶表示部 10 のゲート線に連結され電圧生成部 60 からのゲートオン電圧とゲートオフ電圧の組み合わせからなるゲート信号をゲート線に印加する。

【0021】

データ駆動部 30 は、液晶表示部 10 のデータ線に連結され電圧生成部 60 からの階調電圧 V_{gray} の内から、必要な輝度と反転制御に応じて、選択したデータ電圧をデータ線に印加する。

【0022】

信号制御部 70 は外部のグラフィック制御機（図示せず）から、RGB 映像信号及びその表示を制御する入力制御信号、例えば、垂直同期信号 V_{sync} と水平同期信号 H_{sync} 、メインクロック CLK 、データイネーブル信号 DE などの提供を受ける。信号制御部 70 は入力制御信号に基づいて各種の制御信号 $CONT$ を生成し、映像信号 RGB_{data} を液晶表示部 10 の動作条件に合うように適切に処理したのち制御信号 $CONT$ をゲート駆動部 20 とデータ駆動部 30 に送り、処理した映像信号 RGB_{data} はデータ駆動部 30 に送る。

20

【0023】

制御信号 $CONT$ はゲートオン電圧 V_{on} の出力時期を制御するゲートクロック信号 CPV 及びゲートオン電圧 V_{on} の幅を限定する出力イネーブル信号 OE などを含む。制御信号 $CONT$ はさらに、水平周期の開始を知らせる水平同期開始信号 STH とデータ線に当該データ電圧を印加させるためのロード信号（命令） $LOAD$ 、共通電圧 V_{com} に対するデータ電圧の極性（以下、“共通電圧に対するデータ電圧の極性”を“データ電圧の極性”という。）を反転させる反転信号 RVS 及びデータクロック信号 $HCLK$ などを含む。

30

【0024】

データ駆動部 30 は信号制御部 70 からの制御信号 $CONT$ によって一つの行（通常は水平走査線に相当）の画素に対応する映像データを順次に受信し、電圧生成部 60 からの階調電圧 V_{gray} のうちの各映像データに対応する電圧を選択することによって、映像データを液晶に印加するデータ電圧に変換する。

【0025】

ゲート駆動部 20 は信号制御部 70 からの制御信号 $CONT$ によって電圧生成部 60 からのゲートオン電圧をゲート線に印加して、このゲート線に連結された全ての画素のスイッチング素子 Q を導通させる。

40

【0026】

一つのゲート線にゲートオン電圧が印加され、これに連結された一つの行のスイッチング素子 Q 全部が導通している間（この期間を“1H”または“1水平周期”といい、水平同期信号 H_{sync} 、データイネーブル信号 DE 、ゲートクロック CPV の一周期と同じである。）、データ駆動部 20 は全データ線 $D1-Dm$ に対応して各データ電圧を供給する。データ線 $D1-Dm$ に供給されたデータ電圧は導通したスイッチング素子 Q を通じて該当画素に印加される。

【0027】

50

輝度調整装置 80 は、信号制御部 70 からの調光同期信号（例えば垂直同期開始信号 S T V）を利用して、パルス信号を発生させ、インバータ 50 に供給する。インバータ 50 でパルス信号は、ランプ点灯正弦波電圧のオンオフを制御してランプ部 40 を点滅させる。

【0028】

図 2 は、本発明の 1 実施形態に係る液晶表示装置 1 に使用される輝度調整装置 80 のブロック図である。図 2 に示す輝度調整装置 80 は、信号制御部 70 から調光同期信号を受けて、これを逡倍する逡倍回路 201 と、前記逡倍信号を微分する微分回路 202 と、前記微分回路から出力される信号によりコンデンサに蓄えられた電荷の充放電を行い、前記逡倍信号の周波数の変化によっても振幅が一定である鋸歯状波を発生させる鋸歯状波発生回路 203 と、前記鋸歯状波電圧と比較してパルスデューティを決定する第 1 基準電圧（輝度調整電圧）を発生する第 1 基準電圧（輝度調整電圧）発生回路 204 と、前記鋸歯状波電圧と前記第 1 基準電圧とを比較して輝度調整パルス信号を出力する比較回路 205 とから構成される。

10

【0029】

本発明の 1 実施形態に係る液晶表示装置 1 に使用される輝度調整装置 80 は、信号制御部 70 から受ける調光同期信号を垂直同期開始信号 S T V 信号とする。本発明の 1 実施形態に係る液晶表示装置 1 に使用される輝度調整装置 80 は、この垂直同期開始信号 S T V を受けてこれを逡倍するが、本発明の別の実施形態として、垂直同期開始信号 S T V ではなく、垂直同期信号 V s y n c を受けてこれを逡倍または分周してもよく、また水平同期信号 H s y n c を受けてこれを逡倍してもよい。

20

【0030】

調光同期信号として垂直同期信号 V s y n c 又は垂直同期開始信号 S T V を使用する場合、その周波数は N T S C 方式の映像信号のときは約 60 H z であり、P A L または S E C A M 方式の映像信号のときは約 50 H z である。

【0031】

図 3 は、図 2 のブロック図をさらに詳細にした概略回路図である。逡倍回路 201 は、位相比較器 301、ループフィルタ 302、電圧制御発振器（V C O）303、分周カウンタ 304 から構成されるいわゆる P L L 回路である。

【0032】

微分回路 202 は、抵抗器 305、コンデンサ 306、ダイオード 307、抵抗器 305 及び 308 とから構成され、コンデンサ 306 と抵抗器 308 の値により時定数が決定される。

30

【0033】

鋸歯状波発生回路 203 は、抵抗器 309、310、311 と P N P トランジスタ 312 とから構成される電圧制御電流源 313 と、電圧制御電流源 313 から供給される電流を充電するコンデンサ 314 と、微分回路の出力信号の立ち上がりによってコンデンサ 314 に充電された電荷を放電するトランジスタ B J T 1 と、第 2 基準電圧発生回路 315 と、第 1 のオペアンプ 316 と、第 1 のオペアンプ 316 の出力に接続された抵抗器 317 とコンデンサ 318 とから構成される積分回路 319 と、第 3 基準電圧発生回路 320 と、第 2 のオペアンプ 321 と、第 2 のオペアンプ 321 から負入力端子に帰還される抵抗器 322、323 とコンデンサ 324 とから構成される。

40

【0034】

第 1 基準電圧発生回路 204 の詳しい構成については図示しないが、安定した調整可能な D C 電圧を発生する回路であればよく、例えば、定電圧源を可変抵抗器で分圧した電圧を出力する回路や、数種の抵抗値とスイッチングトランジスタとにより分圧比を選択可能なようにして数種の電圧値を選択的に出力する回路としてもよい。

【0035】

比較回路 205 は、第 3 のオペアンプ 325 であり、正入力端子はコンデンサ 314 に接続され、負入力端子は、第 1 基準電圧発生回路に接続され、ノード S A W 327 の電圧と第 1 基準電圧発生回路から出力される基準となる D C 電圧を比較した結果を一定のデュー

50

ティ比のパルス信号で出力する。なお、第1基準電圧発生回路204と、比較回路205である第3のオペアンプ325の負入力端子との間に、第1基準電圧(DC電圧)を調整するためにレベルシフト回路326を設けてもよい。

【0036】

図4は、垂直同期開始信号STVの周波数が高いときの各ノードの電圧波形を示したタイミングチャート図である。図5は、垂直同期開始信号STVの周波数が低いときの各ノードの電圧波形を示したタイミングチャート図である。図4(a)及び図5(a)は、いずれも垂直同期開始信号STVの電圧波形を示した図である。図4(b)及び図5(b)は、いずれも逡倍回路201を構成する電圧制御発振器(VCO)303の出力信号の電圧波形を示した図であり、垂直同期開始信号STVの10倍に相当する周波数が出力されている。図4(c)及び図5(c)は、いずれも逡倍回路201を構成する分周カウンタの一方の出力信号の電圧波形 $N \times STV$ を示した図であり、VCO303の出力信号周波数の $1/4$ であって、垂直同期開始信号STVの 2.5 倍($N = 2.5$)に相当する周波数の信号の電圧波形を示した図である。図4(d)及び図5(d)は、いずれもトランジスタBJT1のベースに入力される微分回路202の出力信号の電圧波形である。図4(e)及び図5(e)は、いずれも第3のオペアンプ325の負入力端子に入力される第1基準電圧A-DIMIの電圧波形と正入力端子に入力されるノードSAW327の電圧波形を示した図である。図4(f)及び図5(f)は、いずれも第3のオペアンプ325の出力電圧波形を示した図である。

10

【0037】

図4(a)及び図5(a)に示すように、垂直同期信号STVの周波数は図4(a)では高く、5(a)では低い。しかし、垂直同期信号STVの周波数の高低によらずに、図4(e)及び図5(e)に示す第3のオペアンプ325の正入力端子に入力されるノードSAW327の電圧波形の振幅は一定である。従って、図4(e)及び図5(e)に示す第3のオペアンプ325の負入力端子に入力される第1基準電圧A-DIMIのDC電圧が不変であれば、図4(f)及び図5(f)に示す出力される輝度調整パルスのデューティ比は、一定である。

20

【0038】

図1に示した信号制御部70から出力される垂直同期開始信号STVは、その1倍を含む固定の倍数となるように、逡倍回路201で逡倍される。逡倍回路は、いわゆるPLLを用いた周波数シンセサイザであり、信号制御部70から出力される垂直同期開始信号STVと、ループ内の電圧制御発振器(VCO)303と分周カウンタ304で分周された出力との位相差が一定になるよう、ループ内電圧制御発振器(VCO)303にフィードバック制御をかけて発振をさせる。このPLL回路を用いることで、信号制御部70から出力される垂直同期開始信号STVに同期し、あるいは固定の倍数となる周波数信号出力を得ることができる。

30

【0039】

逡倍数は任意に設定することが可能であり、決定された逡倍数に基づき、分周カウンタ304の分周比は設定される。図3及び図4では、逡倍数を 2.5 倍に設定された例を示している。位相比較器301は、信号制御部70から出力される垂直同期開始信号STVの位相と分周カウンタ304の他方の出力信号の位相とを比較し、位相差分をパルス状の位相差信号として出力する。次に、ループフィルタ(積分回路/LPF)302は、このパルス状の位相差信号の高周波成分を遮断し直流化して、制御電圧として電圧制御発振器に入力する。位相差がなくなるまで、同様の動作が行われる。VCO303出力からの信号位相が進んでいれば発振周波数を下げて位相を遅らせ、発振器出力が遅れていれば発振周波数を上げて位相を進め、垂直同期開始信号STVと分周カウンタ304の他方の出力信号との位相差が零となるようにVCOを制御する。

40

【0040】

逡倍回路201から出力される信号は、パルス信号であるため、このパルス信号の立ち上がりエッジを検出すべく、微分回路202が設けられている。

50

【0041】

この微分回路202で検出されたエッジをトランジスタBJT1のベースに印加することで、トランジスタBJT1のスイッチング動作が行われる。トランジスタBJT1のコレクタに接続されたコンデンサ314は、電圧制御電流源313から供給される一定電流が充電され、微分回路202で検出されたエッジがトランジスタBJT1のベースに印加され、トランジスタBJT1がオンすることで、充電された電荷が放電される。

【0042】

このようにして、ノードSAW327の電圧波形は、図4(e)及び図5(e)に示すように鋸歯状波となる。ノードSAW327の鋸歯状波は、第1のオペアンプ316の正入力端子に入力され、負入力端子に入力される第2基準電圧発生回路で出力される基準電圧と比較された結果が、パルス信号として出力される。

10

【0043】

このパルス信号は積分回路319により平滑化される。平滑化された信号は、第2のオペアンプ321の正入力端子に入力され、負入力端子に入力される第3基準電圧発生回路で発生された基準電圧と比較されて、第2のオペアンプ321の出力で電圧制御電流源313を制御する。

【0044】

第2のオペアンプ321の動作によって、正入力端子に入力される電圧は、第3基準電圧発生回路により発生される基準電圧となるように安定化される。すなわち、第2のオペアンプ321の動作によって、正入力端子に入力されるノードHOLD328の電圧が一定電圧に保持されるため、第1のオペアンプ316の出力矩形波の平均値は一定となり、その結果としてノードSAW327の振幅は、コンデンサ314の容量の変化や、垂直同期開始信号STVの周波数や、さらには、逡倍回路による逡倍数による影響を受けずに、常に一定の振幅を保つ。

20

【0045】

以上のように、ノードSAW327の鋸歯状波は、その周波数如何にかかわらず、一定の振幅であるため、第3のオペアンプ325によって第1基準電圧発生回路から出力される基準(閾値)となるDC電圧A-DIMIと比較すると、第3のオペアンプ325の出力ノード329に出力される輝度調整パルス信号は、垂直同期開始信号STVの周波数や、さらには、逡倍回路による逡倍数による影響を受けずに依存その基準(閾値)となるDC電圧のレベルでデューティ比が固定されるパルス信号となる。

30

【0046】

また、本発明の1実施形態に係る液晶表示装置に使用される輝度調整装置は、前記したとおり逡倍回路201を備えているので、インバータの点滅周期を変動させ輝度を変えたい場合には、逡倍回路の逡倍数を変えることによって、点滅周期を変えることができる。

【0047】

なお、第3のオペアンプ325の負入力端子に入力される第1基準電圧発生回路から出力される基準(閾値)となるDC電圧A-DIMIを調整するために、レベルシフト回路を設けてもよい。図6は、レベルシフト回路326の一例を示した図である。第1基準電圧発生回路から出力された電圧は抵抗器601、602により分圧され抵抗器603を介して第4のオペアンプ604の負入力端子に入力される。第4のオペアンプ604の正入力端子には第4基準電圧発生回路605から出力される基準電圧が入力されて、第4のオペアンプ604の出力からは抵抗器606を介して負帰還が掛けられる。このレベルシフト回路326において、抵抗器601、602、603、606のいずれかを可変抵抗器として調整することにより、第1基準電圧を調整することが可能となる。

40

【0048】

以上をまとめると、本発明の1実施形態に係る液晶表示装置は、調光同期信号、例えば液晶パネルへの表示映像信号の垂直同期周波数と、輝度調整パルスの周波数との関係が常に設定した所望の倍率で固定されて同期するので、干渉によるノイズを回避することが可能となり、また、逡倍回路による逡倍数の制御によって出力される輝度調整パルスの周波数

50

をえることができる。

【図面の簡単な説明】

【0049】

【図1】本発明の1実施形態に係る液晶表示装置のブロック図。

【図2】本発明の1実施形態に係る輝度調整装置のブロック図。

【図3】本発明の1実施形態に係る輝度調整装置の概略回路図。

【図4】垂直同期開始信号の周波数が高いときの本発明の1実施形態に係る輝度調整装置のタイミングチャート図。

【図5】垂直同期開始信号の周波数が低いときの本発明の1実施形態に係る輝度調整装置のタイミングチャート図。

【図6】レベルシフト回路の回路図。

【図7】従来の輝度調整装置の回路図。

【図8】従来の輝度調整パルス発生回路のタイミングチャート図。

【図9】従来の別の調光制御装置の回路図。

【符号の説明】

【0050】

A - D I M i 基準電圧（輝度調整電圧）

B J T 1、3 1 2 トランジスタ

1 液晶表示装置

1 0 液晶表示部

2 0 ゲート駆動部

3 0 データ駆動部

4 0 ランプ部

5 0 インバータ

6 0 電圧生成部

7 0 信号制御部

8 0 輝度調整装置

9 0 液晶表示板

2 0 1 逓倍回路

2 0 2 微分回路

2 0 3 鋸歯状波発生回路

2 0 4 第1基準電圧発生回路（輝度調整電圧発生回路）

2 0 5 比較回路

3 0 1 位相比較器

3 0 2 ループフィルタ

3 0 3 電圧制御発振器

3 0 4 分周カウンタ

3 0 5、3 0 8、3 0 9、3 1 0、3 1 1、3 1 7、3 2 2、3 2 3、6 0 1、6 0 2

、6 0 3、6 0 6 抵抗器

3 0 6、3 1 4、3 1 8、3 2 4 コンデンサ

3 0 7 ダイオード

3 1 3 電圧制御電流源

3 1 5 第2基準電圧発生回路

3 1 6 第1のオペアンプ

3 1 9 積分回路

3 2 0 第3基準電圧発生回路

3 2 1 第2のオペアンプ

3 2 5 第3のオペアンプ

3 2 6 レベルシフト回路

3 2 7 ノード S A W

10

20

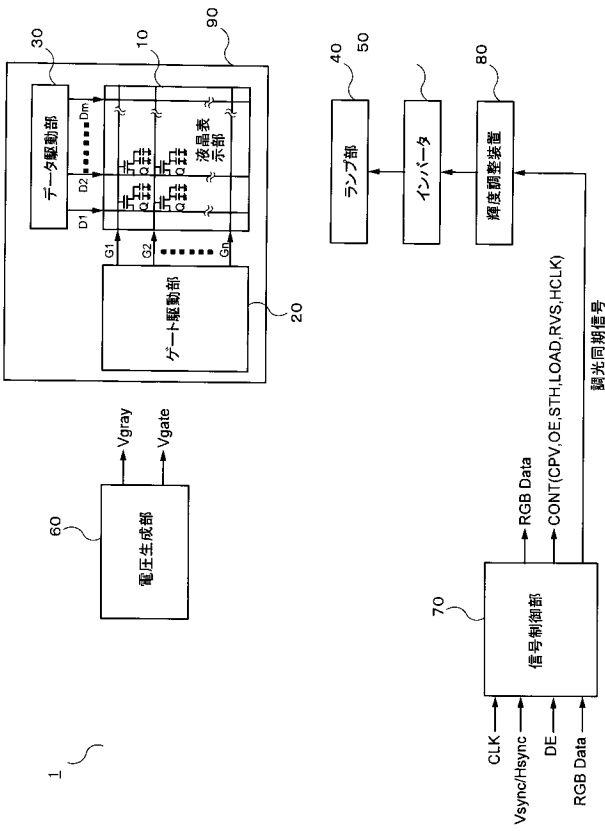
30

40

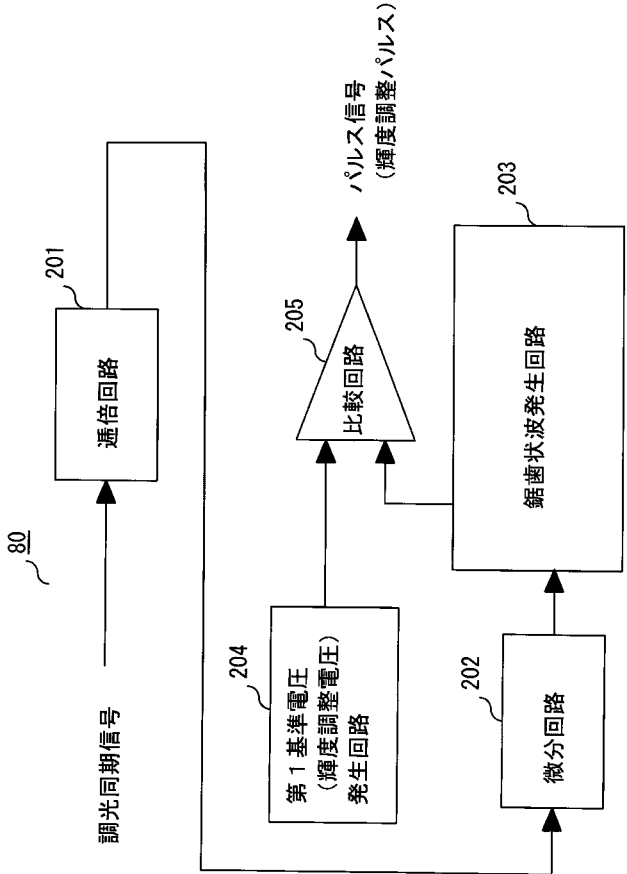
50

- 3 2 8 ノードHOLD
- 3 2 9 出力ノード
- 6 0 4 第4のオペアンプ
- 6 0 5 第4基準電圧発生回路

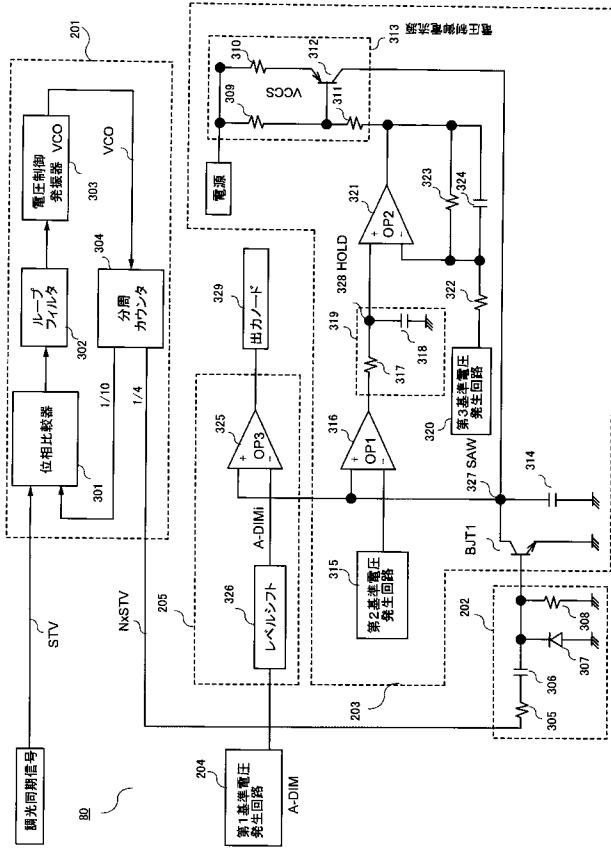
【 図 1 】



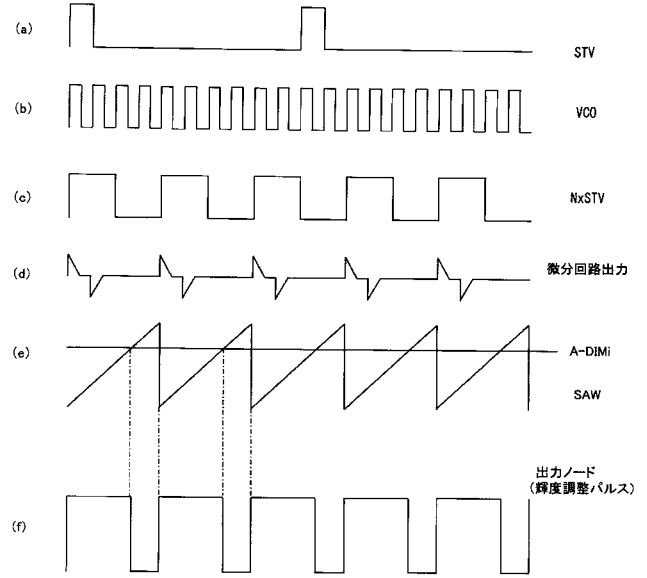
【 図 2 】



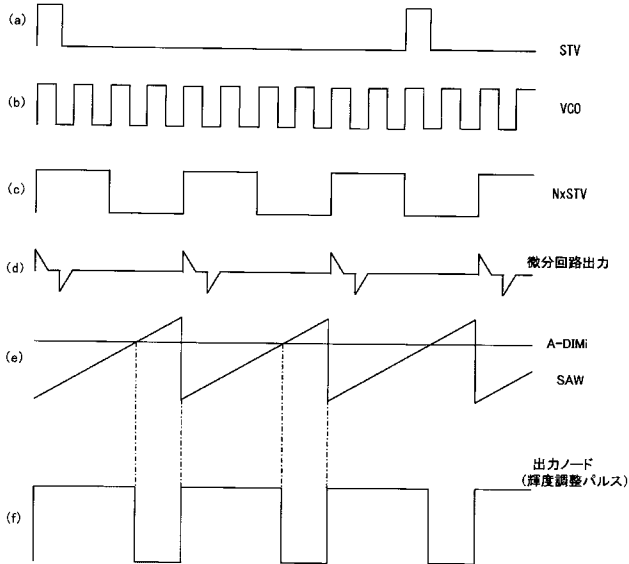
【図3】



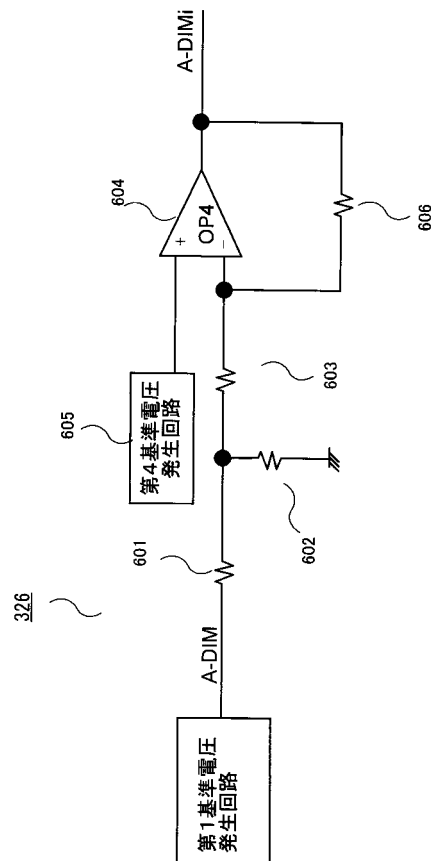
【図4】



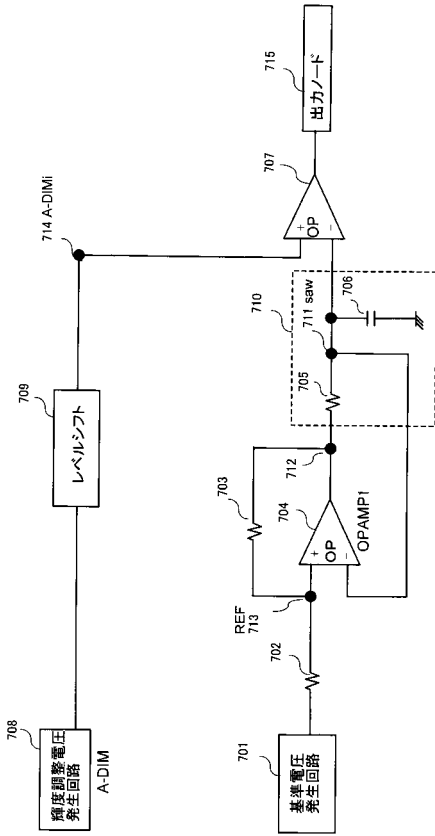
【図5】



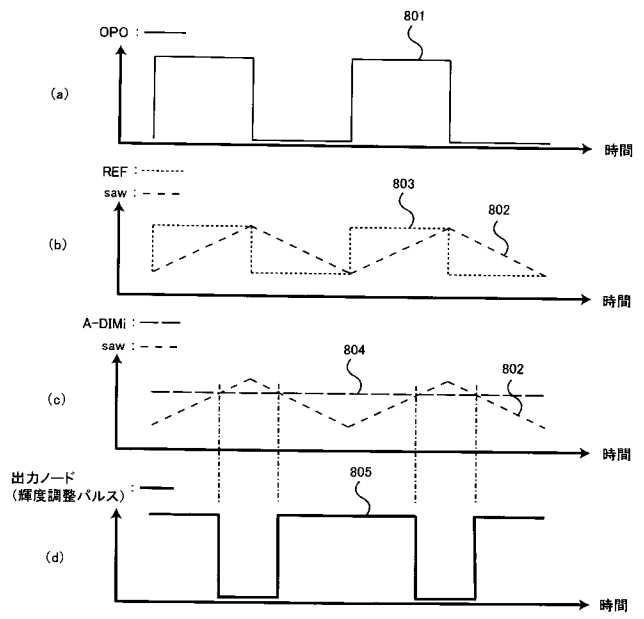
【図6】



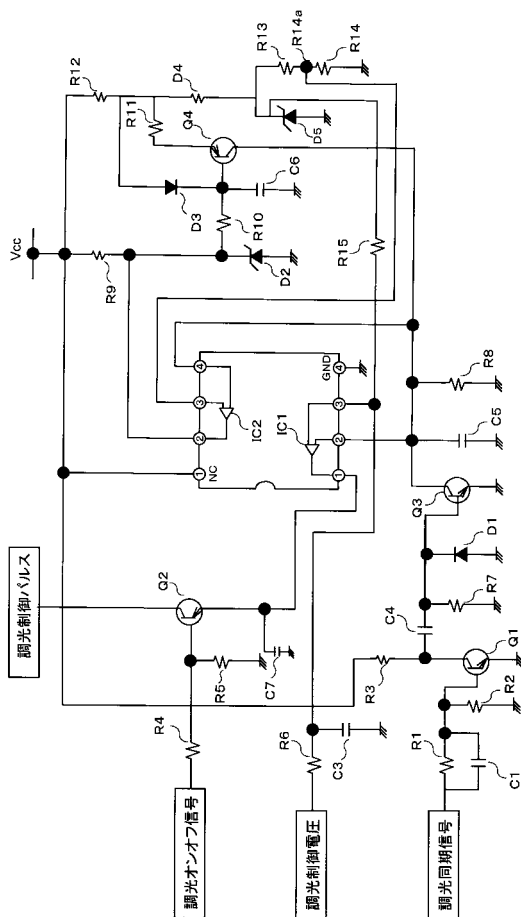
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.

F I

テーマコード(参考)

G 0 9 G 3/20 6 4 2 C

(72)発明者 仙石 修

東京都港区六本木3 - 1 - 1 六本木ティーキューブ 日本サムスン株式会社内

Fターム(参考) 2H093 NC21 NC44 NC49 ND02 ND05 ND09 ND10 ND15 ND60 NE06

NH15

5C006 AF21 AF54 AF64 AF71 BB12 BB16 BF14 BF27 BF42 EA01

FA27 FA31

5C080 AA10 BB05 DD04 DD12 EE28 FF11 FF12 JJ02 JJ03 JJ04

专利名称(译)	<无法获取翻译>		
公开(公告)号	JP2008070592A5	公开(公告)日	2009-11-05
申请号	JP2006249131	申请日	2006-09-14
[标]申请(专利权)人(译)	三星电子株式会社		
申请(专利权)人(译)	三星电子株式会社		
[标]发明人	韓ソンイ 志村達久 仙石修		
发明人	韓 ソンイ 志村 達久 仙石 修		
IPC分类号	G09G3/36 G02F1/133 G09G3/34 G09G3/20		
CPC分类号	H05B41/3927		
FI分类号	G09G3/36 G02F1/133.535 G09G3/34.J G09G3/20.612.L G09G3/20.611.C G09G3/20.642.C		
F-TERM分类号	2H093/NC21 2H093/NC44 2H093/NC49 2H093/ND02 2H093/ND05 2H093/ND09 2H093/ND10 2H093/ND15 2H093/ND60 2H093/NE06 2H093/NH15 5C006/AF21 5C006/AF54 5C006/AF64 5C006/AF71 5C006/BB12 5C006/BB16 5C006/BF14 5C006/BF27 5C006/BF42 5C006/EA01 5C006/FA27 5C006/FA31 5C080/AA10 5C080/BB05 5C080/DD04 5C080/DD12 5C080/EE28 5C080/FF11 5C080/FF12 5C080/JJ02 5C080/JJ03 5C080/JJ04 2H193/ZD32 2H193/ZD34		
优先权	1020060088247 2006-09-12 KR		
其他公开文献	JP2008070592A		

摘要(译)

调光同步信号和亮度调节脉冲信号是同步的，并且始终具有固定的放大率关系以避免干扰噪声，即使垂直信号的频率改变，脉冲占空比也不会改变，并且输出亮度调节脉冲的频率是可变的。乘法电路，用于将垂直信号乘以任意倍数并输出乘法信号；差分电路，用于对乘法信号进行差分；以及从差分电路输出的电荷，用于对电容器中存储的电荷进行充电。锯齿波产生电路，即使通过放电使倍增信号的频率变化，也产生振幅恒定的锯齿波；亮度调整电压产生电路，其产生用于确定脉冲占空比的基准电压；以及通过将锯齿电压和亮度调节电压进行比较而输出亮度调节脉冲信号的比较电路，亮度调节电压生成电路包括使输出电压可变的电路和乘法电路。它包括一个用于改变乘法数的电路。[选择图]图2