

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5477359号
(P5477359)

(45) 発行日 平成26年4月23日 (2014. 4. 23)

(24) 登録日 平成26年2月21日 (2014. 2. 21)

(51) Int. Cl.

F I

G 0 9 G 3 / 3 0 (2006. 01)

G 0 9 G 3 / 3 0 J

G 0 9 G 3 / 2 0 (2006. 01)

G 0 9 G 3 / 2 0 6 2 4 B

H 0 1 L 5 1 / 5 0 (2006. 01)

G 0 9 G 3 / 2 0 6 4 1 D

G 0 9 G 3 / 2 0 6 1 1 H

G 0 9 G 3 / 2 0 6 4 2 A

請求項の数 4 (全 25 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2011-241880 (P2011-241880)

(22) 出願日 平成23年11月4日 (2011. 11. 4)

(62) 分割の表示 特願2005-294308 (P2005-294308)
の分割

原出願日 平成17年10月7日 (2005. 10. 7)

(65) 公開番号 特開2012-68662 (P2012-68662A)

(43) 公開日 平成24年4月5日 (2012. 4. 5)

審査請求日 平成23年11月24日 (2011. 11. 24)

(73) 特許権者 000002185

ソニー株式会社

東京都港区港南1丁目7番1号

(74) 代理人 100118290

弁理士 吉井 正明

(74) 代理人 100094363

弁理士 山本 孝久

(72) 発明者 山下 淳一

東京都港区港南1丁目7番1号 ソニー株
式会社内

(72) 発明者 内野 勝秀

東京都港区港南1丁目7番1号 ソニー株
式会社内

審査官 井口 猶二

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 表示装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

サンプリングトランジスタと、サンプリングトランジスタに接続される画素容量と、画素容量に接続されるドライブトランジスタと、ドライブトランジスタに接続され電流駆動される発光素子と、一端が発光素子の一端に接続され、他端が所定の固定電位に接続されている追加容量と、
を少なくとも含む画素を複数備えており、赤色発光素子を含む画素、緑色発光素子を含む画素および青色発光素子を含む画素を備
えており、各画素の追加容量は、発光素子の容量成分の値と追加容量の値との和が一定となるよう
に、発光素子の種類に応じて異なる値を有する表示装置。

【請求項 2】

隣接して配置された、赤色発光素子を含む画素、緑色発光素子を含む画素および青色発
光素子を含む画素は、1つの組を構成し、1つの組を構成する各画素のうち、或る画素の発光素子に接続される追加容量は、該或
る画素に対応する領域と、該或る画素に隣接する画素に対応する領域とに形成されている
請求項 1 に記載の表示装置。

【請求項 3】

発光素子は、アノードおよび接地されたカソードを備えたダイオード型の発光素子から成り、

追加容量は、一端が発光素子のアノードに接続されており、他端が接地電位または電源電位に接続されている請求項 1 に記載の表示装置。

【請求項 4】

画素は、画素容量を更に含んでおり、

画素容量と追加容量は、絶縁基板上に形成された薄膜容量素子から成る請求項 1 に記載の表示装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

本発明は、画素毎に配した発光素子を電流駆動する画素回路に関する。又この画素回路がマトリクス状（行列状）に配列された表示装置であって、特に各画素回路内に設けた絶縁ゲート型電界効果トランジスタによって、有機 EL などの発光素子に通電する電流量を制御する、いわゆるアクティブマトリクス型の表示装置に関する。

【背景技術】

【0002】

画像表示装置、例えば液晶ディスプレイなどでは、多数の液晶画素をマトリクス状に並べ、表示すべき画像情報に応じて画素毎に入射光の透過強度又は反射強度を制御することによって画像を表示する。これは、有機 EL 素子を画素に用いた有機 EL ディスプレイなどにおいても同様であるが、液晶画素と異なり有機 EL 素子は自発光素子である。その為、有機 EL ディスプレイは液晶ディスプレイに比べて画像の視認性が高く、バックライトが不要であり、応答速度が高いなどの利点を有する。又、各発光素子の輝度レベル（階調）はそれに流れる電流値によって制御可能であり、いわゆる電流制御型であるという点で液晶ディスプレイなどの電圧制御型とは大きく異なる。

20

【0003】

有機 EL ディスプレイにおいては、液晶ディスプレイと同様、その駆動方式として単純マトリクス方式とアクティブマトリクス方式とがある。前者は構造が単純であるものの、大型且つ高精細のディスプレイの実現が難しいなどの問題がある為、現在はアクティブマトリクス方式の開発が盛んに行なわれている。この方式は、各画素回路内部の発光素子に流れる電流を、画素回路内部に設けた能動素子（一般には薄膜トランジスタ、TFT）によって制御するものであり、以下の特許文献に記載がある。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献 1】特開 2003 - 255856

【特許文献 2】特開 2003 - 271095

【特許文献 3】特開 2004 - 133240

【特許文献 4】特開 2004 - 029791

【特許文献 5】特開 2004 - 093682

40

【特許文献 6】特開平 10 - 214042

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

従来の画素回路は、制御信号を供給する行状の走査線と映像信号を供給する列状の信号線とが交差する部分に配され、少なくともサンプリングトランジスタと画素容量とドライブトランジスタと発光素子とを含む。サンプリングトランジスタは、走査線から供給される制御信号に応じ導通して信号線から供給された映像信号をサンプリングする。画素容量は、サンプリングされた映像信号に応じた入力電圧を保持する。ドライブトランジスタは、画素容量に保持された入力電圧に応じて所定の発光期間に出力電流を供給する。尚一般

50

に、出力電流はドライブトランジスタのチャネル領域のキャリア移動度及び閾電圧に対して依存性を有する。発光素子は、ドライブトランジスタから供給された出力電流により映像信号に応じた輝度で発光する。

【0006】

ドライブトランジスタは、画素容量に保持された入力電圧をゲートに受けてソース/ドレイン間に出力電流を流し、発光素子に通電する。一般に発光素子の発光輝度は通電量に比例している。更にドライブトランジスタの出力電流供給量はゲート電圧すなわち画素容量に書き込まれた入力電圧によって制御される。従来の画素回路は、ドライブトランジスタのゲートに印加される入力電圧を入力映像信号に応じて変化させることで、発光素子に供給する電流量を制御している。

【0007】

ここでドライブトランジスタの動作特性は以下の式1で表わされる。

$$I_{ds} = (1/2) \mu (W/L) C_{ox} (V_{gs} - V_{th})^2 \cdots \text{式1}$$

このトランジスタ特性式1において、 I_{ds} はソース/ドレイン間に流れるドレイン電流を表わしており、画素回路では発光素子に供給される出力電流である。 V_{gs} はソースを基準としてゲートに印加されるゲート電圧を表わしており、画素回路では上述した入力電圧である。 V_{th} はトランジスタの閾電圧である。又 μ はトランジスタのチャネルを構成する半導体薄膜の移動度を表わしている。その他 W はチャネル幅を表わし、 L はチャネル長を表わし、 C_{ox} はゲート容量を表わしている。このトランジスタ特性式1から明らかな様に、薄膜トランジスタは飽和領域で動作する時、ゲート電圧 V_{gs} が閾電圧 V_{th} を超えて大きくなると、オン状態となってドレイン電流 I_{ds} が流れる。原理的に見ると上記のトランジスタ特性式1が示す様に、ゲート電圧 V_{gs} が一定であれば常に同じ量のドレイン電流 I_{ds} が発光素子に供給される。従って、画面を構成する各画素に全てのレベルの映像信号を供給すれば、全画素が同一輝度で発光し、画面の均一性(ユニフォーミティ)が得られるはずである。

【0008】

しかしながら実際には、ポリシリコンなどの半導体薄膜で構成された薄膜トランジスタ(TFT)は、個々のデバイス特性にばらつきがある。特に、閾電圧 V_{th} は一定ではなく、各画素毎にばらつきがある。前述のトランジスタ特性式1から明らかな様に、各ドライブトランジスタの閾電圧 V_{th} がばらつくと、ゲート電圧 V_{gs} が一定であっても、ドレイン電流 I_{ds} にばらつきが生じ、画素毎に輝度がばらついてしまう為、画面のユニフォーミティを損なう。従来からドライブトランジスタの閾電圧のばらつきをキャンセルする機能を組み込んだ画素回路が開発されており、例えば前記の特許文献3に開示がある。

【0009】

閾電圧のばらつきをキャンセルする機能を組み込んだ画素回路は、ある程度画面のユニフォーミティを改善することが可能である。しかしながら、ポリシリコン薄膜トランジスタの特性は、閾電圧ばかりでなく移動度 μ も素子毎にばらつきがある。前述のトランジスタ特性式1から明らかな様に、移動度 μ がばらつくと、ゲート電圧 V_{gs} が一定であってもドレイン電流 I_{ds} にばらつきが出てしまう。この結果発光輝度が画素毎に変化する為画面のユニフォーミティを損なうという課題がある。

【課題を解決するための手段】

【0010】

上述した従来の技術の課題に鑑み、本発明は移動度の影響をキャンセルし、以ってドライブトランジスタが供給するドレイン電流(出力電流)のばらつきを補償可能な画素回路及び表示装置を提供することを目的とする。特に、移動度の影響をキャンセルするために必要な補正動作のマージンを確保し、以って画素回路及び表示装置の動作を安定化することを目的とする。かかる目的を達成するために以下の手段を講じた。即ち本発明は、制御信号を供給する行状の走査線と映像信号を供給する列状の信号線とが交差する部分に配され、少なくともサンプリングトランジスタと、これに接続する画素容量と、これに接続するドライブトランジスタと、これに接続する発光素子とを含み、前記サンプリングトラン

10

20

30

40

50

ジスタは、走査線から供給される制御信号に応じ導通して信号線から供給された映像信号を該画素容量にサンプリングし、前記画素容量は、該サンプリングされた映像信号に応じて該ドライブトランジスタのゲートに入力電圧を印加し、前記ドライブトランジスタは、該入力電圧に応じた出力電流を該発光素子に供給し、該出力電流は該ドライブトランジスタのチャネル領域のキャリア移動度に対して依存性を有し、前記発光素子は、該ドライブトランジスタから供給された出力電流により該映像信号に応じた輝度で発光する画素回路において、該出力電流のキャリア移動度に対する依存性を打ち消すために、該画素容量にサンプリングされる該入力電圧を補正する補正手段を備えており、前記補正手段は走査線から供給される制御信号に応じて動作し、該ドライブトランジスタから出力電流を取り出し、これを該発光素子の有する容量及び該画素容量に流し込む様にして該入力電圧を補正し、該発光素子の容量に足される追加容量を備えており、該ドライブトランジスタから取り出された出力電流の一部を該追加容量にも流し、以って該補正手段の動作に時間的な余裕を与えることを特徴とする。

【0011】

好ましくは、前記サンプリングトランジスタ、ドライブトランジスタ及び補正手段は、絶縁基板上に形成された薄膜トランジスタからなり、前記画素容量と追加容量は、該絶縁基板上に形成された薄膜容量素子からなる。又前記ドライブトランジスタは、その出力電流がチャネル領域のキャリア移動度に加え閾電圧に対しても依存性を有し、前記補正手段は、該出力電流の閾電圧に対する依存性を打ち消すために、あらかじめ該ドライブトランジスタの閾電圧を検出し、且つ該検出された閾電圧を該入力電圧に足し込む様になっている。又前記発光素子はアノード及びカソードを備えたダイオード型の発光素子からなり、アノード側が該ドライブトランジスタのソースに接続する一方カソード側が接地されており、前記追加容量は、一方の端子が該発光素子のアノードに接続し、他方の端子が、所定の固定電位に接続されている。前記追加容量の他方の端子が接続する所定の固定電位は、該発光素子のカソード側になる接地電位、画素回路の正側電源電位又は負側電源電位から選択できる。又各画素回路は、赤色発光素子、緑色発光素子又は青色発光素子のいずれかを備えており、各画素回路に形成された前記追加容量は、各色発光素子ごとに異なる容量値を有し、以って各画素回路に形成された各補正手段の動作に要する時間を均一化する。又各画素回路に形成された追加容量の容量値に不足がある場合、隣接する画素回路に形成された追加容量を利用して該不足を補うようにしている。一態様では前記補正手段は、該映像信号が該画素容量にサンプリングされている状態で該ドライブトランジスタから出力電流を取り出し、これを該画素容量に負帰還して該入力電圧を補正する。

【0012】

また本発明は、画素アレイ部とスキャナ部と信号部とを含み、前記画素アレイ部は、行状に配された走査線と列状に配された信号線と両者が交差する部分に配された行列状の画素とからなり、前記信号部は、該信号線に映像信号を供給し、前記スキャナ部は、該走査線に制御信号を供給して順次行ごとに画素を走査し、各画素は、少なくともサンプリングトランジスタと、これに接続する画素容量と、これに接続するドライブトランジスタと、これに接続する発光素子とを含み、前記サンプリングトランジスタは、走査線から供給される制御信号に応じ導通して信号線から供給された映像信号を該画素容量にサンプリングし、前記画素容量は、該サンプリングされた映像信号に応じて該ドライブトランジスタのゲートに入力電圧を印加し、前記ドライブトランジスタは、該入力電圧に応じた出力電流を該発光素子に供給し、該出力電流は該ドライブトランジスタのチャネル領域のキャリア移動度に対して依存性を有し、前記発光素子は、該ドライブトランジスタから供給された出力電流により該映像信号に応じた輝度で発光する表示装置において、各画素は、該出力電流のキャリア移動度に対する依存性を打ち消すために、該画素容量にサンプリングされる該入力電圧を補正する補正手段を備えており、前記補正手段は走査線から供給される制御信号に応じて動作し、該ドライブトランジスタから出力電流を取り出し、これを該発光素子の有する容量及び該画素容量に流し込む様にして該入力電圧を補正し、該発光素子の容量に足される追加容量を備えており、該ドライブトランジスタから取り出された出力電

流の一部を該追加容量にも流し、以って該補正手段の動作に時間的な余裕を与えることを特徴とする。

【 0 0 1 3 】

好ましくは、前記サンプリングトランジスタ、ドライブトランジスタ及び補正手段は、絶縁基板上に形成された薄膜トランジスタからなり、前記画素容量と追加容量は、該絶縁基板上に形成された薄膜容量素子からなる。又前記ドライブトランジスタは、その出力電流がチャネル領域のキャリア移動度に加え閾電圧に対しても依存性を有し、前記補正手段は、該出力電流の閾電圧に対する依存性を打ち消すために、あらかじめ該ドライブトランジスタの閾電圧を検出し、且つ該検出された閾電圧を該入力電圧に足し込む様にしている。また前記発光素子はアノード及びカソードを備えたダイオード型の発光素子からなり、アノード側が該ドライブトランジスタのソースに接続する一方カソード側が接地されており、前記追加容量は、一方の端子が該発光素子のアノードに接続し、他方の端子が、所定の固定電位に接続されている。前記追加容量の他方の端子が接続する所定の固定電位は、該発光素子のカソード側になる接地電位、該画素アレイ部の正側電源電位又は負側電源電位から選択できる。又各画素は、赤色発光素子、緑色発光素子又は青色発光素子のいずれかを備えており、各画素に形成された前記追加容量は、各色発光素子ごとに異なる容量値を有し、以って各画素に形成された各補正手段の動作に要する時間を均一化する。又各画素に形成された追加容量の容量値に不足がある場合、隣接する画素に形成された追加容量を利用して該不足を補うようにしている。一態様では前記補正手段は、該映像信号が該画素容量にサンプリングされている状態で該ドライブトランジスタから出力電流を取り出し、これを該画素容量に負帰還して該入力電圧を補正する。

【発明の効果】

【 0 0 1 4 】

本発明によれば、画素回路並びにこれを集積形成した表示装置は、例えば電圧駆動方式で閾電圧及び移動度のばらつきを補正可能な補正手段を備えている。補正手段を含んだ画素回路は複数の薄膜トランジスタ（ＴＦＴ）などで構成されており、ガラスなどの絶縁基板上に集積形成されている。本発明ではこの絶縁基板上に薄膜容量素子で追加の容量を形成している。この追加容量は発光素子の容量成分と並列に接続している。かかる構成により、移動度補正に利用するトータルの容量を大きくとることが出来る。この結果移動度のばらつき補正に要する動作時間を長く設定することが可能である。即ち移動度補正期間の設定マージンを上げることが可能となり、これにより各画素回路の補正動作の安定化を達成できる。

カラー表示装置の場合、各画素回路は赤色発光素子、緑色発光素子または青色発光素子のいずれかを備えている。一般に、発光素子は色毎に発光面積や発光材料が異なっており、これに応じて容量成分が色毎に異なっている。この場合、追加容量を各発光素子毎に変えることで、移動度補正期間を各色画素で同一に設定することが可能である。全ての画素で移動度補正動作に要する時間を共通に出来るので、画素アレイの動作制御が容易になる。

赤色（Ｒ）画素、緑色（Ｇ）画素及び青色（Ｂ）画素間でホワイトバランスをとる場合や、ＲＧＢ画素間で発光素子の特性が大きく異なる場合、ＲＧＢ画素間で必要とされる追加容量の大きさに顕著な差が生じる場合がある。このときには、ＲＢＧ画素間で追加容量の割付に工夫をすることも可能である。具体的には、ある色の画素回路に形成された追加容量の容量値に不足がある場合、隣接する別の色の画素回路に形成された追加容量を利用してその不足を補うことが出来る。これにより、ＲＧＢ画素回路を含んだ表示装置の移動度補正期間を各色画素で共通に設定することが出来る。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 5 】

【図１】本発明にかかる表示装置の基本構成を示すブロック図である。

【図２】本発明にかかる表示装置の第１実施形態を示す回路図である。

【図３】第１実施形態に含まれる画素の模式的な平面図である。

【図 4】図 2 に示した表示装置に含まれる画素回路を取り出した模式図である。

【図 5】図 4 に示した画素回路の動作説明に供するタイミングチャートである。

【図 6】図 4 に示した画素回路の動作説明に供する模式図である。

【図 7】同じく動作説明に供するグラフである。

【図 8】同じく動作説明に供する模式図である。

【図 9】図 4 に示した画素回路に含まれるドライブトランジスタの動作特性を示すグラフである。

【図 10】図 2 に示した第 1 実施形態の変形例を示す回路図である。

【図 11】本発明にかかる表示装置の第 2 実施形態を示すブロック図である。

【図 12】図 11 に示した表示装置に含まれる画素回路の動作説明に供するタイミングチャートである。 10

【図 13】同じく動作説明に供する画素回路図である。

【図 14】本発明にかかる表示装置の第 3 実施形態を示す模式的な平面図である。

【図 15】本発明にかかる表示装置の第 4 実施形態を示す模式的な平面図である。

【図 16】図 15 に示した第 4 実施形態の回路構成を示すブロック図である。

【図 17】図 16 に示した実施例の変形例を示す回路図である。

【発明を実施するための形態】

【0016】

以下図面を参照して本発明の実施の形態を詳細に説明する。図 1 は、本発明にかかる表示装置の基本構成を示す模式的なブロック図である。図示する様に、アクティブマトリクス表示装置は主要部となる画素アレイ 1 と周辺の回路部とで構成されている。周辺の回路部は水平セクタ 3、ライトスキャナ 4、ドライブスキャナ 5、補正用スキャナ 7 などを含んでいる。画素アレイ 1 は行状の走査線 WS と列状の信号線 SL と両者の交差する部分にマトリクス状に配列した画素 R、G、B とで構成されている。カラー表示を可能とする為、RGB の三原色画素を用意しているが、本発明はこれに限られるものではない。各画素 R、G、B は夫々画素回路 2 で構成されている。信号線 SL は水平セクタ 3 によって駆動される。水平セクタ 3 は信号部を構成し、信号線 SL に映像信号を供給する。走査線 WS はライトスキャナ 4 によって走査される。尚、走査線 WS と平行に別の走査線 DS 及び AZ も配線されている。走査線 DS はドライブスキャナ 5 によって走査される。走査線 AZ は補正用スキャナ 7 によって走査される。ライトスキャナ 4、ドライブスキャナ 5 及び補正用スキャナ 7 はスキャナ部を構成しており、1 水平期間毎画素の行を順次走査する。各画素回路 2 は走査線 WS によって選択された時信号線 SL から映像信号をサンプリングする。更に走査線 DS によって選択された時、サンプリングされた映像信号に応じて画素回路 2 内に含まれている発光素子を駆動する。加えて画素回路 2 は走査線 AZ によって走査された時、あらかじめ決められた補正動作を行なう。 20 30

【0017】

上述した画素アレイ 1 は通常ガラスなどの絶縁基板上に形成されており、フラットパネルとなっている。各画素回路 2 はアモルファスシリコン薄膜トランジスタ (TF T) 又は低温ポリシリコン TF T で形成されている。アモルファスシリコン TF T の場合、スキャナ部はパネルとは別の TAB などと構成され、フレキシブルケーブルにてフラットパネルに接続される。低温ポリシリコン TF T の場合、信号部及びスキャナ部も同じ低温ポリシリコン TF T で形成できるので、フラットパネル上に画素アレイ部と信号部とスキャナ部を一体的に形成できる。 40

【0018】

図 2 は、本発明にかかる表示装置の第 1 実施形態を示す回路図である。図示する様に、アクティブマトリクス表示装置は主要部となる画素アレイ 1 と周辺の回路部とで構成されている。周辺の回路部は水平セクタ 3、ライトスキャナ 4、ドライブスキャナ 5、第一補正用スキャナ 7 1、第二補正用スキャナ 7 2 などを含んでいる。画素アレイ 1 は行状の走査線 WS と列状の信号線 SL と両者の交差する部分にマトリクス状に配列した画素回路 2 とで構成されている。図では理解を容易にする為、1 個の画素回路 2 のみを拡大表示し 50

である。信号線 S_L は水平セクタ 3 によって駆動される。水平セクタ 3 は信号部を構成し、信号線 S_L に映像信号を供給する。走査線 W_S はライトスキナ 4 によって走査される。なお、走査線 W_S と平行に別の走査線 D_S 、 A_Z1 及び A_Z2 も配線されている。走査線 D_S はドライブスキナ 5 によって走査される。走査線 A_Z1 は第一補正用スキナ 7 1 によって走査される。走査線 A_Z2 は第二補正用スキナ 7 2 によって走査される。ライトスキナ 4、ドライブスキナ 5、第一補正用スキナ 7 1 及び第二補正用スキナ 7 2 はスキナ部を構成しており、1 水平期間ごと画素の行を順次走査する。各画素回路 2 は走査線 W_S によって選択されたとき信号線 S_L から映像信号をサンプリングする。さらに走査線 D_S によって選択されたとき、サンプリングされた映像信号に応じて画素回路 2 内に含まれている発光素子 E_L を駆動する。加えて画素回路 2 は走査線 A_Z1 、 A_Z2 によって走査された時、予め決められた補正動作を行う。

10

【0019】

画素回路 2 は、5 個の薄膜トランジスタ $T_{r1} \sim T_{r4}$ 及び T_{rd} と 2 個の容量素子 C_s 、 C_{sub} と 1 個の発光素子 E_L とで構成されている。一方の容量素子 C_s は画素容量である。他方の容量素子 C_{sub} は本発明に従って特に設けられた追加容量である。なお、図 2 では理解を容易にするため発光素子 E_L の容量成分を容量素子 C_{oled} として表してある。トランジスタ $T_{r1} \sim T_{r3}$ と T_{rd} は N チャンネル型のポリシリコン TFT である。トランジスタ T_{r4} のみ P チャンネル型のポリシリコン TFT である。前述したように容量素子 C_s は本画素回路 2 の画素容量を構成している。発光素子 E_L は例えばアノード及びカソードを備えたダイオード型の有機 E_L 素子である。但し本発明はこれに限られるものではなく、発光素子は一般的に電流駆動で発光する全てのデバイスを含む。

20

【0020】

画素回路 2 の中心となるドライブトランジスタ T_{rd} はそのゲート G が画素容量 C_s の一端に接続され、そのソース S が同じく画素容量 C_s の他端に接続されている。またドライブトランジスタ T_{rd} のゲート G はスイッチングトランジスタ T_{r2} を介して基準電位 V_{ss1} に接続されている。ドライブトランジスタ T_{rd} のドレインはスイッチングトランジスタ T_{r4} を介して電源電位 V_{cc} に接続されている。このスイッチングトランジスタ T_{r2} のゲートは走査線 A_Z1 に接続されている。スイッチングトランジスタ T_{r4} のゲートは走査線 D_S に接続している。発光素子 E_L のアノードはドライブトランジスタ T_{rd} のソース S に接続し、カソードは接地されている。この接地電位は V_{cath} で表される場合がある。また、ドライブトランジスタ T_{rd} のソース S と所定の基準電位 V_{ss2} との間にスイッチングトランジスタ T_{r3} が介在している。このトランジスタ T_{r3} のゲートは走査線 A_Z2 に接続している。一方サンプリングトランジスタ T_{r1} は信号線 S_L とドライブトランジスタ T_{rd} のゲート G との間に接続されている。サンプリングトランジスタ T_{r1} のゲートは走査線 W_S に接続している。追加容量 C_{sub} は一方の端子が発光素子 E_L のアノードに接続する一方、他方の端子が接地されている。したがって本実施形態では、追加容量 C_{sub} が発光素子の容量成分 C_{oled} と並列に接続されている。

30

【0021】

かかる構成において、サンプリングトランジスタ T_{r1} は、走査線 W_S から供給される制御信号 W_S に応じ導通して信号線 S_L から供給された映像信号 V_{sig} を画素容量 C_s にサンプリングする。画素容量 C_s は、サンプリングされた映像信号 V_{sig} に応じてドライブトランジスタ T_{rd} のゲート G に入力電圧 V_{gs} を印加する。ドライブトランジスタ T_{rd} は、入力電圧 V_{gs} に応じた出力電流 I_{ds} を発光素子 E_L に供給する。なおこの出力電流（ドレイン電流） I_{ds} はドライブトランジスタ T_{rd} のチャネル領域のキャリア移動度 μ に対して依存性を有する。発光素子 E_L は、ドライブトランジスタ T_{rd} から供給された出力電流 I_{ds} により映像信号 V_{sig} に応じた輝度で発光する。

40

【0022】

本発明の特徴事項として、画素回路 2 はスイッチングトランジスタ $T_{r2} \sim T_{r4}$ で構成される補正手段を備えており、出力電流 I_{ds} のキャリア移動度 μ に対する依存性を打

50

ち消すために、画素容量 C_s にサンプリングされる入力電圧 V_{gs} を補正する。具体的にはこの補正手段 ($Tr_2 \sim Tr_4$) は、走査線 AZ_1 , AZ_2 などから供給される制御信号 AZ_1 , AZ_2 などに応じて動作し、ドライブトランジスタ Tr_d から出力電流 I_{ds} を取り出し、これを発光素子 EL の有する容量 C_{oled} 及び画素容量 C_s に流し込むようにして入力電圧 V_{gs} を補正する。その際本画素回路 2 は発光素子 EL の容量 C_{oled} に足される追加容量 C_{sub} を備えており、ドライブトランジスタ Tr_d から取り出された出力電流 I_{ds} の一部を追加容量 C_{sub} にも流し、以って補正手段 ($Tr_2 \sim Tr_4$) の動作に時間的な余裕を与えている。補正手段 ($Tr_2 \sim Tr_4$) は、映像信号 V_{sig} が画素容量 C_s にサンプリングされている状態でドライブトランジスタ Tr_d から出力電流 I_{ds} を取り出し、これを画素容量 C_s に負帰還して入力電圧 V_{gs} を補正している。

10

【0023】

本実施形態の場合、ドライブトランジスタ Tr_d は、その出力電流 I_{ds} がチャネル領域のキャリア移動度 μ に加え閾電圧 V_{th} に対しても依存性を有する。補正手段 ($Tr_2 \sim Tr_4$) は、出力電流 I_{ds} の閾電圧 V_{th} に対する依存性を打ち消すために、予めドライブトランジスタ Tr_d の閾電圧 V_{th} を検出し、且つ検出された閾電圧 V_{th} を入力電圧 V_{gs} に足し込むようにしている。

【0024】

図 3 は、各画素回路 2 を構成する薄膜トランジスタ TF_T 、画素容量 C_s 及び追加容量 C_{sub} のレイアウトを示す模式的な平面図である。(A) は追加容量 C_{sub} を形成しない場合を表しており、(B) は本発明にしたがって追加容量 C_{sub} を形成した場合を表している。サンプリングトランジスタ Tr_1 、ドライブトランジスタ Tr_d 及び補正手段 ($Tr_2 \sim Tr_4$) は、絶縁基板上に形成された薄膜トランジスタ TF_T s からなり、画素容量 C_s と追加容量 C_{sub} は同じく絶縁基板上に形成された薄膜容量素子からなる。図示の例では、追加容量 C_{sub} の一方の端子はアノードコンタクトを介して画素容量 C_s に接続する一方、他方の端子は所定の固定電位に接続されている。この固定電位は、発光素子 EL のカソード側になる接地電位 V_{cath} 、画素回路 2 の正側電源電位 V_{cc} または負側電源電位 V_{ss} などから選択される。図 2 に示した実施形態では追加容量 C_{sub} の他方の端子は接地電位に接続されている。なお図 3 に示した画素回路 2 は積層構造となっており、下層に TF_T s, C_s , C_{sub} などが形成されている。上層に発光素子 EL が接続されている。理解を容易にするため、図 3 では上層の発光素子 EL が除かれている。実際には、発光素子 EL はアノードコンタクトを介して画素回路 2 側に接続することになる。

20

30

【0025】

図 4 は、図 2 に示した表示装置から画素回路 2 の部分を取り出した模式図である。理解を容易にするためサンプリングトランジスタ Tr_1 によってサンプリングされる映像信号 V_{sig} や、ドライブトランジスタ Tr_d の入力電圧 V_{gs} 及び出力電流 I_{ds} 、さらには発光素子 EL が有する容量成分 C_{oled} や追加容量 C_{sub} などを書き加えてある。以下図 4 に基づいて、本画素回路 2 の基本的な動作を説明する。

【0026】

40

図 5 は、図 4 に示した画素回路のタイミングチャートである。図 5 を参照して、図 4 に示した画素回路の動作をより具体的且つ詳細に説明する。図 5 は、時間軸 T に沿って各走査線 WS , AZ_1 , AZ_2 及び DS に印加される制御信号の波形を表してある。表記を簡略化する為、制御信号も対応する走査線の符号と同じ符号で表してある。トランジスタ Tr_1 , Tr_2 , Tr_3 は N チャンネル型なので、走査線 WS , AZ_1 , AZ_2 がそれぞれハイレベルの時オンし、ローレベルの時オフする。一方トランジスタ Tr_4 は P チャンネル型なので、走査線 DS がハイレベルの時オフし、ローレベルの時オンする。なおこのタイミングチャートは、各制御信号 WS , AZ_1 , AZ_2 , DS の波形と共に、ドライブトランジスタ Tr_d のゲート G の電位変化及びソース S の電位変化も表してある。

【0027】

50

図5のタイミングチャートではタイミングT1～T8までを1フィールド(1f)としてある。1フィールドの間に画素アレイの各行が一回順次走査される。タイミングチャートは、1行分の画素に印加される各制御信号WS, AZ1, AZ2, DSの波形を表してある。

【0028】

当該フィールドが始まる前のタイミングT0で、全ての制御線号WS, AZ1, AZ2, DSがローレベルにある。したがってNチャネル型のトランジスタTr1, Tr2, Tr3はオフ状態にある一方、Pチャネル型のトランジスタTr4のみオン状態である。したがってドライブトランジスタTrdはオン状態のトランジスタTr4を介して電源Vccに接続しているので、所定の入力電圧Vgsに応じて出力電流Idsを発光素子ELに供給している。したがってタイミングT0で発光素子ELは発光している。この時ドライブトランジスタTrdに印加される入力電圧Vgsは、ゲート電位(G)とソース電位(S)の差で表される。

10

【0029】

当該フィールドが始まるタイミングT1で、制御信号DSがローレベルからハイレベルに切り替わる。これによりトランジスタTr4がオフし、ドライブトランジスタTrdは電源Vccから切り離されるので、発光が停止し非発光期間に入る。したがってタイミングT1に入ると、全てのトランジスタTr1～Tr4がオフ状態になる。

【0030】

続いてタイミングT2に進むと、制御信号AZ1及びAZ2がハイレベルになるので、スイッチングトランジスタTr2及びTr3がオンする。この結果、ドライブトランジスタTrdのゲートGが基準電位Vss1に接続し、ソースSが基準電位Vss2に接続される。ここで $Vss1 - Vss2 > Vth$ を満たしており、 $Vss1 - Vss2 = Vgs > Vth$ とする事で、その後タイミングT3で行われるVth補正の準備を行う。換言すると期間T2～T3は、ドライブトランジスタTrdのリセット期間に相当する。また、発光素子ELの閾電圧をVthELとすると、 $VthEL > Vss2$ に設定されている。これにより、発光素子ELにはマイナスバイアスが印加され、いわゆる逆バイアス状態となる。この逆バイアス状態は、後で行うVth補正動作及び移動度補正動作を正常に行うために必要である。

20

【0031】

タイミングT3では制御信号AZ2をローレベルにし且つ直後制御信号DSもローレベルにしている。これによりトランジスタTr3がオフする一方トランジスタTr4がオンする。この結果ドレイン電流Idsが画素容量Csに流れ込み、Vth補正動作を開始する。この時ドライブトランジスタTrdのゲートGはVss1に保持されており、ドライブトランジスタTrdがカットオフするまで電流Idsが流れる。カットオフするとドライブトランジスタTrdのソース電位(S)は $Vss1 - Vth$ となる。ドレイン電流がカットオフした後のタイミングT4で制御信号DSを再びハイレベルに戻し、スイッチングトランジスタTr4をオフする。さらに制御信号AZ1もローレベルに戻し、スイッチングトランジスタTr2もオフする。この結果、画素容量CsにVthが保持固定される。この様にタイミングT3～T4はドライブトランジスタTrdの閾電圧Vthを検出する期間である。ここでは、この検出期間T3～T4をVth補正期間と呼んでいる。

30

40

【0032】

この様にVth補正を行った後タイミングT5で制御信号WSをハイレベルに切り替え、サンプリングトランジスタTr1をオンして映像信号Vsigを画素容量Csに書き込む。発光素子ELの等価容量Coleに比べて画素容量Csは十分に小さい。この結果、映像信号Vsigのほとんど大部分が画素容量Csに書き込まれる。正確には、Vss1に対するVsigの差分 $Vsig - Vss1$ が画素容量Csに書き込まれる。したがってドライブトランジスタTrdのゲートGとソースS間の電圧Vgsは、先に検出保持されたVthと今回サンプリングされた $Vsig - Vss1$ を加えたレベル($Vsig - Vss1 + Vth$)となる。以降説明簡易化の為 $Vss1 = 0V$ とすると、ゲート/ソー

50

ス間電圧 V_{gs} は図 5 のタイミングチャートに示すように $V_{sig} + V_{th}$ となる。かかる映像信号 V_{sig} のサンプリングは制御信号 WS がローレベルに戻るタイミング T_7 まで行われる。すなわちタイミング $T_5 \sim T_7$ がサンプリング期間に相当する。

【0033】

サンプリング期間の終了するタイミング T_7 より前のタイミング T_6 で制御信号 DS がローレベルとなりスイッチングトランジスタ Tr_4 がオンする。これによりドライブトランジスタ Tr_d が電源 V_{cc} に接続されるので、画素回路は非発光期間から発光期間に進む。この様にサンプリングトランジスタ Tr_1 がまだオン状態で且つスイッチングトランジスタ Tr_4 がオン状態に入った期間 $T_6 \sim T_7$ で、ドライブトランジスタ Tr_d の移動度補正を行う。即ち本実施形態では、サンプリング期間の後部分と発光期間の先頭部分とが重なる期間 $T_6 \sim T_7$ で移動度補正を行っている。なお、この移動度補正を行う発光期間の先頭では、発光素子 EL は実際には逆バイアス状態にあるので発光する事はない。この移動度補正期間 $T_6 \sim T_7$ では、ドライブトランジスタ Tr_d のゲート G が映像信号 V_{sig} のレベルに固定された状態で、ドライブトランジスタ Tr_d にドレイン電流 I_{ds} が流れる。ここで $V_{ss1} - V_{th} < V_{thEL}$ と設定しておく事で、発光素子 EL は逆バイアス状態におかれる為、ダイオード特性ではなく単純な容量特性を示すようになる。よってドライブトランジスタ Tr_d に流れる電流 I_{ds} は画素容量 C_s と発光素子 EL の等価容量 C_{oled} と追加容量 C_{sub} の三者を結合した容量 $C = C_s + C_{oled} + C_{sub}$ に書き込まれていく。これによりドライブトランジスタ Tr_d のソース電位 (S) は上昇していく。図 5 のタイミングチャートではこの上昇分を V で表してある。この上昇分 V は結局画素容量 C_s に保持されたゲート/ソース間電圧 V_{gs} から差し引かれる事になるので、負帰還をかけた事になる。この様にドライブトランジスタ Tr_d の出力電流 I_{ds} を同じくドライブトランジスタ Tr_d の入力電圧 V_{gs} に負帰還する事で、移動度 μ を補正する事が可能である。なお負帰還量 V は移動度補正期間 $T_6 \sim T_7$ の時間幅 t を調整する事で最適化可能である。

【0034】

タイミング T_7 では制御信号 WS がローレベルとなりサンプリングトランジスタ Tr_1 がオフする。この結果ドライブトランジスタ Tr_d のゲート G は信号線 SL から切り離される。映像信号 V_{sig} の印加が解除されるので、ドライブトランジスタ Tr_d のゲート電位 (G) は上昇可能となり、ソース電位 (S) と共に上昇していく。その間画素容量 C_s に保持されたゲート/ソース間電圧 V_{gs} は $(V_{sig} - V + V_{th})$ の値を維持する。ソース電位 (S) の上昇に伴い、発光素子 EL の逆バイアス状態は解消されるので、出力電流 I_{ds} の流入により発光素子 EL は実際に発光を開始する。この時のドレイン電流 I_{ds} 対ゲート電圧 V_{gs} の関係は、先のトランジスタ特性式 1 の V_{gs} に $V_{sig} - V + V_{th}$ を代入する事で、以下の式 2 のように与えられる。

$$I_{ds} = k \mu (V_{gs} - V_{th})^2 = k \mu (V_{sig} - V)^2 \cdots \text{式 2}$$

上記式 2 において、 $k = (1/2)(W/L)C_{ox}$ である。この特性式 2 から V_{th} の項がキャンセルされており、発光素子 EL に供給される出力電流 I_{ds} はドライブトランジスタ Tr_d の閾電圧 V_{th} に依存しない事が分かる。基本的にドレイン電流 I_{ds} は映像信号の信号電圧 V_{sig} によって決まる。換言すると、発光素子 EL は映像信号 V_{sig} に応じた輝度で発光する事になる。その際 V_{sig} は帰還量 V で補正されている。この補正量 V は丁度特性式 2 の係数部に位置する移動度 μ の効果を打ち消すように働く。したがって、ドレイン電流 I_{ds} は実質的に映像信号 V_{sig} のみに依存する事になる。

【0035】

最後にタイミング T_8 に至ると制御信号 DS がハイレベルとなってスイッチングトランジスタ Tr_4 がオフし、発光が終了すると共に当該フィールドが終わる。この後次のフィールドに移って再び V_{th} 補正動作、移動度補正動作及び発光動作が繰り返される事になる。

【0036】

図6は、移動度補正期間T6～T7における画素回路2の状態を示す回路図である。図示するように、移動度補正期間T6～T7では、サンプリングトランジスタTr1及びスイッチングトランジスタTr4がオンしている一方、残りのスイッチングトランジスタTr2及びTr3がオフしている。この状態でドライブトランジスタTr4のソース電位(S)は $V_{ss1} - V_{th}$ である。このソース電位Sは発光素子ELのアノード電位でもある。前述したように $V_{ss1} - V_{th} < V_{thEL}$ と設定しておく事で、発光素子ELは逆バイアス状態におかれ、ダイオード特性ではなく単純な容量特性を示す事になる。よってドライブトランジスタTrdに流れる電流Idsは画素容量Csと発光素子ELの等価容量Coleと追加容量Csubとの合成容量 $C = C_s + C_{ole} + C_{sub}$ に流れ込む事になる。換言すると、ドレイン電流Idsの一部が画素容量Csに負帰還され、移動度の補正が行われる。

10

【0037】

図7は上述したトランジスタ特性式2をグラフ化したものであり、縦軸にIdsを取り横軸にVsigを取ってある。このグラフの下方に特性式2も合わせて示してある。図7のグラフは、画素1と画素2を比較した状態で特性カーブを描いてある。画素1のドライブトランジスタの移動度μは相対的に大きい。逆に画素2に含まれるドライブトランジスタの移動度μは相対的に小さい。この様にドライブトランジスタをポリシリコン薄膜トランジスタなどで構成した場合、画素間で移動度μがばらつく事は避けられない。例えば両画素1, 2に同レベルの映像信号Vsigを書き込んだ場合、何ら移動度の補正を行わないと、移動度μの大きい画素1に流れる出力電流Ids1'は、移動度μの小さい画素2

20

【0038】

そこで本発明では出力電流を入力電圧側に負帰還させる事で移動度のばらつきをキャンセルしている。トランジスタ特性式から明らかなように、移動度が大きいとドレイン電流Idsが大きくなる。したがって負帰還量Vは移動度が大きいほど大きくなる。図7のグラフに示すように、移動度μの大きな画素1の負帰還量V1は移動度の小さな画素2の負帰還量V2に比べて大きい。したがって、移動度μが大きいほど負帰還が大きくなる事となって、ばらつきを抑制する事が可能である。図示するように、移動度μの大きな画素1でV1の補正をかけると、出力電流はIds1'からIds1まで大きく下降する。一方移動度μの小さな画素2の補正量V2は小さいので、出力電流Ids2'はIds2までそれ程大きく下降しない。結果的に、Ids1とIds2は略等しくなり、移動度のばらつきがキャンセルされる。この移動度のばらつきのキャンセルは黒レベルから白レベルまでVsigの全範囲で行われるので、画面のユニフォーム性は極めて高くなる。以上をまとめると、移動度の異なる画素1と2があった場合、移動度の大きい画素1の補正量V1は移動度の小さい画素2の補正量V2に対して小さくなる。つまり移動度が大きいほどVが大きくIdsの減少値は大きくなる。これにより移動度の異なる画素電流値は均一化され、移動度のばらつきを補正する事ができる。

30

【0039】

以下図8を参照して、上述した移動度補正の数値解析を行う。図8に示すように、トランジスタTr1及びTr4がオンした状態で、ドライブトランジスタTrdのソース電位を変数Vに取って解析を行う。ドライブトランジスタTrdのソース電位(S)をVとすると、ドライブトランジスタTrdを流れるドレイン電流Idsは以下の式3に示す通りである。

40

【数1】

$$I_{ds} = k\mu(V_{gs} - V_{th})^2 = k\mu(V_{sig} - V - V_{th})^2 \quad \text{式3}$$

50

【 0 0 4 0 】

またドレイン電流 I_{ds} と容量 $C (= C_s + C_{oled} + C_{sub})$ の関係により、以下の式 4 に示す様に $I_{ds} = dQ / dt = C dV / dt$ が成り立つ。

【 数 2 】

$$I_{ds} = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dV}{dt} \quad \text{より} \quad \int \frac{1}{C} dt = \int \frac{1}{I_{ds}} dV \quad \text{式4}$$

$$\Leftrightarrow \int_0^t \frac{1}{C} dt = \int_{-V_{th}}^V \frac{1}{k\mu(V_{sig} - V_{th} - V)^2} dV$$

$$\Leftrightarrow \frac{k\mu}{C} t = \left[\frac{1}{V_{sig} - V_{th} - V} \right]_{-V_{th}}^V = \frac{1}{V_{sig} - V_{th} - V} - \frac{1}{V_{sig}}$$

$$\Leftrightarrow V_{sig} - V_{th} - V = \frac{1}{\frac{1}{V_{sig}} + \frac{k\mu}{C} t} = \frac{V_{sig}}{1 + V_{sig} \frac{k\mu}{C} t}$$

10

【 0 0 4 1 】

式 4 に式 3 を代入して両辺積分する。ここで、ソース電圧 V 初期状態は $-V_{th}$ であり、移動度ばらつき補正時間 ($T_6 - T_7$) を t とする。この微分方程式を解くと、移動度補正時間 t に対する画素電流が以下の数式 5 のように与えられる。

20

【 数 3 】

$$I_{ds} = k\mu \left(\frac{V_{sig}}{1 + V_{sig} \frac{k\mu}{C} t} \right)^2 \quad \text{式5}$$

【 0 0 4 2 】

図 9 は、式 5 をグラフ化した図であり、縦軸に出力電流 I_{ds} を取り、横軸に映像信号 V_{sig} を取っている。パラメータとして移動度補正期間 $t = 0 \mu s$ 、 $2.5 \mu s$ 及び $5 \mu s$ の場合を設定している。さらに、移動度 μ もパラメータとして比較的大きい場合 1.2μ と比較的小さい場合 0.8μ をパラメータにとってある。加えて、 C は $C_s + C_{oled}$ のみで C_{sub} は 0 としている。 $t = 0 \mu s$ として実質的に移動度補正をかけない場合に比べ、 $t = 2.5 \mu s$ では移動度ばらつきに対する補正が十分にかかっていることがわかる。移動度補正なしでは I_{ds} に 40 % のばらつきがあったものが、移動度補正をかけると 10 % 以下に抑えられる。但し $t = 5 \mu s$ として補正期間を長くすると逆に移動度 μ の違いによる出力電流 I_{ds} のばらつきが大きくなってしまふ。この様に、適切な移動度補正を掛けるために、 t は最適な値に設定する必要がある。図 9 に示したグラフの場合、最適値は $t = 2.5 \mu s$ の近辺である。しかしながら、トランジスタのゲートに印加される制御信号 (ゲートパルス) の遅延などを考えると、 $t = 2.5 \mu s$ は必ずしも妥当ではなく、トランジスタの動作特性から考えると、 t はより長いほうが良い。ここで前述の式 5 を見ると、 t は t/C として式中含まれていることが分かる。したがって、式 5 の右辺に影響を与えることなく t を大きくする為には、 t/C の値を一定に保ちつつ、 C の値を大きくすれば良いことになる。このため、本発明では容量 C を構成する画素容量 C_s と発光素子容量 C_{oled} に加え追加容量 C_{sub} を画素回路中に導入している。この C_{sub} を加えることでトータル容量 C の値が大きくなり、その分 t も延長でき、画素回路に含まれる補正手段の時間的な動作マージンを広げることが可能になる。

30

40

【 0 0 4 3 】

以上説明したように、移動度補正期間においては、図 5 のタイミングチャートに示したとおり、ゲート電位を固定して状態でドライブトランジスタ T_{rd} に出力電流 I_{ds} を流

50

し、画素容量 C_s や発光素子容量 C_{oled} に電荷を書き込む。その出力電流 I_{ds} の値は式 5 に示した通りであり、 V_{th} の項を含まずしたがって V_{th} の影響を受けることなく移動度の補正を行える。即ち、式 5 の右辺の分母に移動度 μ を含む項を有しており、移動度 μ が大きい場合は出力電流 I_{ds} が小さくなり、逆に移動度 μ が小さい場合は出力電流 I_{ds} が大きくなることで、移動度ばらつきの補正が行われる。

【0044】

式 5 の移動度補正項では t/C を含んでいる。 t は前述したように移動度補正時間であり、 C は画素容量 C_s や発光素子容量 C_{oled} などの合成容量からなる。ここで移動度補正時間 t と出力電流をばらつきの関係は図 9 のグラフに示した通りである。前述したように、移動度補正時間 t は短すぎても、長すぎても補正効果が不十分になることがわかっていて、図 9 のグラフでは例えば $t = 2.5 \mu s$ が略最適レベルである。一方でゲートパルスの遅延などを考えると $t = 2.5 \mu s$ は短すぎる場合が多く、移動度補正時間 t を正確にコントロールすることは事実上困難である。

【0045】

そこで本発明では、前述の移動度補正調整を容易にするため、移動度補正に用いられる容量 C を増加させている。容量 C を増加させるためには、発光素子容量 C_{oled} または画素容量 C_s を大きくするか、あるいは追加容量 C_{sub} を設けることが考えられる。ここで発光素子容量 C_{oled} は、画素サイズと画素開口率に加えて発光素子を構成する有機 EL 材料などの基本特性により決定され、単純に増加させることは容易ではない。また画素容量 C_s を増加させてしまうと、信号電圧書き込み時にアノード電位の上昇が大きくなる。具体的には、アノード電位の上昇分は $C_s / (C_s + C_{oled}) \times V$ にて決定される。したがって $C_{oled} / (C_s + C_{oled})$ で表される入力信号電圧ゲインが低下してしまう。この入力電圧ゲインの低下を補うためには映像信号の振幅レベルを大きくしなければならず、その分ドライバ側に負担がかかる。そこで本発明では、容量 C を増加させる為に、TFT が集積形成されている絶縁基板上に追加容量 C_{sub} を形成し、これを C_{oled} と並列に接続する。これにより、入力ゲイン $(C_{oled} + C_{sub}) / (C_s + C_{oled} + C_{sub})$ を上げながら、トータル容量 C の値を大きくすることができ、最適な移動度補正時間 t を長く設定することができるようになり、移動度補正時間設定のマージンを上げることができる。なお第 1 実施形態の画素回路ではドライブトランジスタ T_{rd} を N チャンネル型とし、これ以外のスイッチングトランジスタは N チャンネル型と P チャンネル型を混在して用いているが、各トランジスタの特性は N チャンネルでも P チャンネルでもかまわない。

【0046】

図 10 は、図 2 に示した第 1 実施形態の変形例を示す回路図である。第 1 実施形態の場合、追加容量 C_{sub} の一方の端子は発光素子 EL のアノードに接続し、他方の端子は発光素子 EL のカソード側と同じ接地電位 V_{cat} に接続されている。これに対し本変形例は追加容量 C_{sub} の他方の端子が電源電位 V_{cc} に接続されている。この様に本発明は追加容量 C_{sub} の他方の端子が固定電位に接続されていれば良い。この固定電位は、発光素子 EL のカソード側になる接地電位 V_{cat} 、画素回路 2 の正側電源電位 V_{cc} または負側電源電位から適宜選択することが出来る。場合によっては、追加容量 C_{sub} を画素容量 C_s と並列に作成しても、トータル容量 C を増加することが出来る。しかしながらこの場合は前述したように画素容量 C_s と追加容量 C_{sub} を並列に接続することで入力信号のゲインが低下してしまう。したがって画素容量 C_s と並列に追加容量 C_{sub} を接続しない方が望ましい。

【0047】

図 11 は、本発明にかかる表示装置の第 2 実施形態を示すブロック図である。理解を容易にするため図 2 に示した第 1 実施形態と対応する部分には対応する参照番号を用いてある。本表示装置は、画素アレイ 1 とこれを囲む周辺の回路とで構成されている。周辺回路は、水平セレクト 3 とライトスキャナ 4 とドライブスキャナ 5 と第一補正用スキャナ 7 1 と第二補正用スキャナ 7 2 とを含む。画素アレイ 1 はマトリクス状に配列した画素回路 2

で構成されている。図では理解を容易にする為 1 個の画素回路 2 のみを示してある。画素回路 2 は 6 個のトランジスタ T_{r1} , T_{rd} , $T_{r3} \sim T_{r6}$ と、3 個の容量素子 C_{s1} , C_{s2} , C_{sub} と 1 個の発光素子 E_L とで構成されている。トランジスタは全て N チャンネル型である。本画素回路 2 の主要部となるドライブトランジスタ T_{rd} は、そのゲート G が各容量素子 C_{s1} , C_{s2} の一端に接続されている。一方の容量素子 C_{s1} は本画素回路 2 の出力側と入力側を結ぶ結合容量である。他方の容量素子 C_{s2} は結合容量 C_{s1} を介して映像信号が書き込まれる画素容量である。ドライブトランジスタ T_{rd} のソース S は画素容量 C_{s2} の他端に接続すると共に、発光素子 E_L に接続している。発光素子 E_L はダイオード型のデバイスであり、そのアノードがドライブトランジスタ T_{rd} のソース S に接続する一方、カソード K が接地電位 V_{cath} に接続されている。容量素子 C_{sub} は本発明に従って追加した追加容量であり、ドライブトランジスタ T_{rd} のソース S と接地電位 V_{cath} との間に接続されている。またドライブトランジスタ T_{rd} のソース S と所定の基準電位 V_{ss2} との間にスイッチングトランジスタ T_{r3} が介在している。このトランジスタ T_{r3} のゲートは走査線 AZ_2 に接続している。ドライブトランジスタ T_{rd} のドレインはスイッチングトランジスタ T_{r4} を介して電源 V_{cc} に接続されている。スイッチングトランジスタ T_{r4} のゲートは走査線 DS に接続している。加えてドライブトランジスタ T_{rd} のゲート G とドレインとの間にスイッチングトランジスタ T_{r5} が介在している。このトランジスタ T_{r5} のゲートは走査線 AZ_1 に接続している。一方入力側のサンプリングトランジスタ T_{r1} は信号線 SL と結合容量 C_{s1} の他端との間に接続されている。サンプリングトランジスタ T_{r1} のゲートは走査線 WS に接続されている。結合容量 C_{s1} の他端と所定の基準電位 V_{ss1} との間にトランジスタ T_{r6} が介在している。このトランジスタ T_{r6} のゲートは走査線 AZ_1 に接続している。

【0048】

図 12 は、図 11 に示した画素回路の動作説明に供するタイミングチャートである。時間軸 T に沿って制御信号 WS , DS , AZ_1 , AZ_2 の波形を表すと共に、ドライブトランジスタ T_{rd} のゲート電位 (G) 及びソース電位 (S) の変化も表してある。当該フィールドが開始するタイミング T_1 では、制御信号 WS , AZ_1 , AZ_2 がローレベルで、制御信号 DS のみがハイレベルである。したがって、タイミング T_1 ではスイッチングトランジスタ T_{r4} のみがオン状態にあり、残りのトランジスタ T_{r1} , T_{r3} , T_{r5} , T_{r6} はオフ状態にある。この時ドライブトランジスタ T_{rd} はオン状態にあるスイッチングトランジスタ T_{r4} を介して電源 V_{cc} に接続されているので、所定のドレイン電流 I_{ds} が発光素子 E_L に流れる為、発光状態となっている。

【0049】

タイミング T_2 になると制御信号 AZ_1 と AZ_2 とがハイレベルとなり、スイッチングトランジスタ T_{r5} , T_{r6} がオンする。ドライブトランジスタ T_{rd} のゲート G はトランジスタ T_{r5} を通して電源 V_{cc} 側に接続するので、ゲート電位 (G) は急激に上昇する。

【0050】

この後タイミング T_3 で制御信号 DS がローレベルとなり、トランジスタ T_{r4} がオフする。ドライブトランジスタ T_{rd} に対する電源供給が遮断されるので、ドレイン電流 I_{ds} は減衰していく。これによりソース電位 (S) 及びゲート電位 (G) は共に下降するが、丁度両者の電位差が V_{th} となったところで電流が流れなくなる。この時の V_{th} が画素容量 C_{s2} に保持される。画素容量 C_{s2} に保持された V_{th} はドライブトランジスタ T_{rd} の閾電圧のキャンセルに用いられる。また、スイッチングトランジスタ T_{r3} はオンしており、ドライブトランジスタ T_{rd} のソース S はトランジスタ T_{r3} を介して基準電位 V_{ss2} に接続される。この V_{ss2} は発光素子 E_L の閾電圧よりも低く設定されており、発光素子 E_L は逆バイアス状態におかれる。

【0051】

この後タイミング T_4 になったとき制御信号 AZ_1 がローレベルとなり、トランジスタ T_{r5} , T_{r6} がオフして、 C_{s2} に書き込まれた V_{th} が固定される。タイミング T_2

から T_4 まで V_{th} 補正期間($T_2 - T_4$)と呼ぶ。なお V_{th} 補正期間では Tr_6 がオンしている為、結合容量 C_{s1} の他端は所定の基準電位 V_{ss1} に保持される。

【0052】

タイミング T_5 になると制御信号 WS 及び AZ_2 がハイレベルになり、サンプリングトランジスタ Tr_1 がオンする。この結果、ドライブトランジスタ Tr_d のゲート G は結合容量 C_{s1} 及びオンしたサンプリングトランジスタ Tr_1 を介して信号線 SL に接続される。この結果映像信号が結合容量 C_{s1} を介してドライブトランジスタ Tr_d のゲート G にカップリングされ、その電位が上昇する。図13のタイミングチャートでは映像信号のカップリング分と V_{th} を合わせた電圧を V_{in} で表してある。画素容量 C_{s2} にこの V_{in} が保持された事になる。この後タイミング T_7 で制御信号 WS がローレベルに戻り、画素容量 C_{s2} に書き込まれた電位が保持固定される。この様にして映像信号が結合容量 C_{s1} を介して画素容量 C_{s2} に書き込まれる期間をサンプリング期間 $T_5 - T_7$ と呼ぶ。このサンプリング期間 $T_5 - T_7$ は通常1水平期間($1H$)に相当する。

【0053】

本実施形態では、サンプリング期間が終了するタイミング T_7 の前のタイミング T_6 で、制御信号 DS がハイレベルになる一方制御信号 AZ_2 がローレベルになる。この結果ドライブトランジスタ Tr_d のソース S が V_{ss2} から切り離される一方ドレイン側からソース S 側に向かって電流が流れる。一方サンプリングトランジスタ Tr_1 は引き続きオン状態なのでドライブトランジスタ Tr_d のゲート電位(G)は映像信号側に保持されている。この様な状態でドライブトランジスタ Tr_d に出力電流が流れるので、画素容量 C_{s2} 及び逆バイアス状態にある発光素子 EL の等価容量を充電する事になる。これによりドライブトランジスタ Tr_d のソース電位(S)は V だけ上昇し、その分だけ C_{s2} に保持されていた電圧 V_{in} が減少する。換言すると、期間 $T_6 - T_7$ の間でソース S 側の出力電流がゲート G 側の入力電圧に負帰還される。この負帰還量が V で表される。この負帰還動作により、ドライブトランジスタ Tr_d の移動度補正が行われる。

【0054】

この後タイミング T_7 で制御信号 WS がローレベルとなり、映像信号の印加が解除されると、いわゆるブートストラップ動作が行われゲート電位(G)及びソース電位(S)は両者の差($V_{in} - V$)を維持したまま上昇する。ソース電位(S)の上昇に伴い発光素子 EL の逆バイアス状態は解消されるので、出力電流 I_{ds} が発光素子 EL に流れ込み、映像信号に応じた輝度で発光が行われる。この後タイミング T_8 で当該フィールド $1f$ が終わると次のフィールドに進む。次のフィールドでも、 V_{th} 補正、信号書き込み、移動度補正の各動作を行う。

【0055】

図13は、図12に示した移動度補正期間 $T_6 - T_7$ における画素回路2の状態を表している。この画素回路2もスイッチングトランジスタ Tr_3 , Tr_4 , Tr_5 などで構成される補正手段を備えている。この補正手段は出力電流 I_{ds} のキャリア移動度 μ に対する依存性を打ち消す為、予め発光期間 $T_6 - T_8$ の前または先頭で画素容量 C_{s2} に保持された入力電圧 V_{in} (V_{gs})を補正する。この補正手段は走査線 WS 及び DS から供給される制御信号 WS , DS に応じてサンプリング期間 $T_5 - T_7$ の一部で動作し、映像信号 V_{sig} がサンプリングされている状態でドライブトランジスタ Tr_d から出力電流 I_{ds} を取り出し、これを画素容量 C_{s2} に負帰還して入力電圧 V_{gs} を補正する。加えてこの補正手段(Tr_3 , Tr_4 , Tr_5)は、出力電流 I_{ds} の閾電圧 V_{th} に対する依存性を打ち消す為に、予めサンプリング期間 $T_5 - T_7$ に先立つ期間 $T_2 - T_4$ でドライブトランジスタ Tr_d の閾電圧 V_{th} を検出し、且つ検出された閾電圧 V_{th} を入力電圧 V_{gs} に足し込む様にしてある。

【0056】

本実施形態においても、ドライブトランジスタ Tr_d はNチャネル型トランジスタでドレインが電源 V_{cc} 側に接続する一方ソース S が発光素子 EL 側に接続している。この構成において本補正手段は、サンプリング期間 $T_5 - T_7$ の後部分に重なる発光期間 T_6

10

20

30

40

50

T8の先頭部分(T6 T7)でドライブトランジスタTrdから出力電流Idsを取り出して、画素容量Cs2側に負帰還する。その際本補正手段は、発光期間の先頭部分(T6 T7)でドライブトランジスタTrdのソースS側から取り出した出力電流Idsが、発光素子ELの有する等価容量Coleと追加容量Csubに流れ込むようにしている。発光素子ELはアノード及びカソードを備えたダイオード型の発光素子からなり、アノード側がドライブトランジスタTrdのソースSに接続する一方カソード側がVcathに接地されている。本補正手段は前述したように予め発光素子ELのアノード/カソード間を逆バイアス状態にセットしておき、ドライブトランジスタTrdのソースS側から取り出した出力電流Idsが発光素子ELに流れ込む時、ダイオード型の発光素子ELを容量性素子Coleとして機能させている。その際発光素子容量Coleに追加容量Csubを接続してある。これにより出力電流Idsを流す時間を延長化でき、結果として移動度補正手段の時間的な動作マージンを拡大できる。

10

【0057】

図14は、本発明にかかる表示装置の第3実施形態を示す模式的な平面図である。図14は1セット分の赤色画素、緑色画素及び青色画素の模式的な平面図である。RGB各色の画素回路2は、各々赤色発光素子、緑色発光素子及び青色発光素子を備えている。各画素回路2に形成された追加容量Csubは、各色発光素子毎に異なる容量値を有し、以ってRGB各画素回路に形成された各補正手段の動作に要する時間を均一化している。

【0058】

一般的にRGB各色の発光素子を作るため、例えば有機EL材料を用いた発光素子では有機ELをRGB毎に塗り分けるプロセスが用いられる。RGB毎に有機EL材料や膜厚が異なるので、RGB毎の発光素子容量Coleは同じではない。また白色の有機EL発光素子を用いてこれをRGB各色のフィルタで着色する場合も、RGB各画素で開口率が異なる場合、発光素子容量ColeはやはりRGBによって異なる値を持つ。これにより何ら対策を施さない場合、移動度補正時に利用する容量CもRGBにて異なる値となってしまう。したがって前述した式5によって決まる最適な移動度補正時間tもRGB各画素によって差異が生じてしまう。よって何ら対策を施さないと、RGB全ての画素において移動度補正時間を最適に調整することは困難である。

20

【0059】

そこで本実施形態ではRGB画素間で最適移動度補正時間を共通にする為に、追加容量Csubの値をRGB毎に異なる値に設計している。発光素子容量Coleは、画素サイズと画素開口率や発光材料の基本特性により決定される為、RGB各画素でColeを同一に調整することは事実上困難である。そのため何ら対策を施さないと、移動度補正に用いる容量CもRGB毎に異なり、結果的に最適な移動度補正時間もRGB画素で異なる値となってしまう。そこで本発明では、RGB画素に追加するCsub容量値を異なる値としている。

30

【0060】

移動度補正に必要なドレイン電流が、異なる画素間で同一且つ移動度補正時間に依存しないようにする為には、異なる2つの画素で以下の式6の条件を満たす必要がある。

【数4】

40

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\frac{k'}{k}} = \frac{C'}{C} \\ \frac{V_{sig}}{V_{sig}'} = \frac{C'}{C} \end{array} \right. \quad \text{式6}$$

50

【 0 0 6 1 】

式 6 で一方の画素のパラメータと他方の画素のパラメータを区別するため、記号 ' を付けてある。一方の画素に流れる出力電流 I_{ds} と映像信号 V_{sig} の関係は以下の式 7 によって表される。この式 7 は前述した式 5 とまったく同一である。

【数 5】

$$I_{ds} = k\mu \left(\frac{1}{\frac{1}{V_{sig}} + \frac{k\mu}{C}t} \right)^2 \quad \text{式 7}$$

10

一方ドライブトランジスタのサイズ k' 、入力映像信号のレベル V_{sig}' 及び容量 C' の異なる画素に流れるドレイン電流 I_{ds}' は以下の式 8 によって表される。

【数 6】

$$I_{ds}' = k'\mu \left(\frac{1}{\frac{1}{V_{sig}'} + \frac{k'\mu}{C'}t} \right)^2 \quad \text{式 8}$$

20

ここで $I_{ds} = I_{ds}'$ となる為には、以下の式 9 が成立すればよい。

【数 7】

$$k\mu \left(\frac{1}{\frac{1}{V_{sig}} + \frac{k\mu}{C}t} \right)^2 = k'\mu \left(\frac{1}{\frac{1}{V_{sig}'} + \frac{k'\mu}{C'}t} \right)^2 \quad \text{式 9}$$

30

式 9 の両辺を解いて整理すると、以下の式 10 が得られる。

【数 8】

$$\mu \left(\frac{\sqrt{k'}}{C'} - \frac{\sqrt{k}}{C} \right) t = \frac{1}{\sqrt{k} V_{sig}} - \frac{1}{\sqrt{k'} V_{sig}'} \quad \text{式 10}$$

40

ここで式 10 で表された条件が補正時間 t に依存しない為には、以下の関係を満たす必要がある。

【数 9】

$$\frac{\sqrt{k'}}{C'} = \frac{\sqrt{k}}{C} \quad \text{かつ} \quad \frac{1}{\sqrt{k} V_{sig}} = \frac{1}{\sqrt{k'} V_{sig}'}$$

これらをまとめると、上述した式 6 が得られる。つまり C と C' は異なる V_{sig} や k に対して式 6 の条件を満たせば、補正時間 t を共通にすることが可能である。

10

【0062】

上述した式 6 において入力映像信号 V_{sig} のダイナミックレンジとドライブトランジスタ T_{rd} のサイズファクタ k がどちらも RGB 画素で同一とすると、RGB 画素間で補正時間 t を共通にする為には RGB 画素各々に形成される容量 C を同一にする必要がある。ここで $C = C_{ss} + C_{oled} + C_{sub}$ である。 C_{oled} は RGB で値が異なる。また C_{ss} 値はブートストラップゲインがあるので RGB 画素毎に大きく変更することは出来ない。基本的には共通に設定する必要がある。そこで本実施形態では RGB で値が異なる C_{sub} を作成し、 C_{oled} と並列に接続している。このとき移動度補正に用いる容量値 C は、 $C = C_{ss} + C_{oled} + C_{sub}$ である。容量 C を RGB で同一にする為、追加容量 C_{sub} の値を RGB 画素で調節する。この様にすることで式 6 が成立し、したがって移動度補正時間 t を RGB 画素間で共通に出来る。またドライブトランジスタ T_{rd} のサイズファクタ k や入力映像信号 V_{sig} のダイナミックレンジが画素毎に異なる場合も、式 6 を満たすように追加容量 C_{sub} を RGB 毎に調整することで、移動度補正に最適な時間 t を RGB 画素で同一に設定することが出来る。

20

【0063】

RGB 画素間でホワイトバランスの調整が必要な場合、前述した式 6 は以下の式 11 のように変形できる。

【数 10】

$$\begin{cases} \sqrt{\frac{k'}{k}} \alpha = \frac{C'}{C} \\ \frac{V_{sig}}{V_{sig}'} \alpha = \frac{C'}{C} \end{cases} \quad \text{式11}$$

30

ホワイトバランス調整が必要な場合 RGB 画素毎に出力電流が 倍異なると仮定する。よって $I_{ds}' = I_{ds}$ となる為には、以下の式 12 が成立する必要がある。

40

【数 11】

$$\alpha k \mu \left(\frac{1}{\frac{1}{V_{sig}} + \frac{k \mu}{C} t} \right)^2 = k' \mu \left(\frac{1}{\frac{1}{V_{sig}'} + \frac{k' \mu}{C'} t} \right)^2 \quad \text{式12}$$

式 12 の両辺を解いて、この条件が補正時間 t に依存しない為には以下の式 13 を満たす必要がある。

50

【数 1 2】

$$\frac{\sqrt{k'\alpha}}{C'} = \frac{\sqrt{k}}{C} \text{ かつ、 } \frac{1}{\sqrt{k'\alpha} V_{sig}} = \frac{1}{\sqrt{k} V_{sig}}, \quad \text{式13}$$

式 1 3 をまとめると上記の式 1 1 が得られる。つまり式 1 1 の C 及び C' は、異なる V_{sig} や k に対して式 1 1 の条件を満たすことによって、移動度補正時間 t を全ての画素にわたって共通にすることが可能である。

10

【0064】

図 1 5 は、本発明にかかる表示装置の第 4 実施形態を示す模式的な平面図である。基本的には図 1 4 で示した第 3 実施形態と類似しており、対応する部分には対応する参照番号を付して理解を容易にしている。本実施形態では、RGB 各画素回路に形成された追加容量 C_{sub} の容量値に不足がある場合、隣接する画素回路に形成された追加容量 C_{sub} を利用して不足を補うようにしている。図示の例では、赤色 (R) 画素に形成すべき追加容量 C_{sub} の容量値が不足するため、隣の緑色 (G) 画素に形成された追加容量 C_{sub} の一部を R 画素側の追加容量 C_{sub} に利用している。したがって G 画素は R 画素用の C_{sub} 容量と自身の G 画素用 C_{sub} 容量の両者を含んでいることになる。これに対し青色 (B) 画素は自身の画素領域に形成された C_{sub} 容量のみで足りている。

20

【0065】

例えばホワイトバランスを取るため RGB 画素間で出力電流のレベル設定が異なる場合、移動度補正時間 t を共通にするためには前述した式 1 1 の条件を満たす必要がある。つまり C と C' の差異がホワイトバランス調整のため大きくなりこの分 C_{sub} の値をさらに大きく取る必要が生じる。前述したように C_{sub} は絶縁基板に作成した薄膜容量素子からなる。各画素には薄膜トランジスタ TFT や別の容量素子 C_s 、配線などがあり、追加要領 C_{sub} の占有面積は限定されてしまう。このため C_{sub} の必要値が 1 画素の取り得る最大容量値よりも大きな場合は、何ら対策を施さないと最適な移動度補正時間 t を同一にすることが不可能になってしまう。そこで本実施形態では C_{sub} が不十分な画素 (ここでは R 画素) は、その隣接画素 (図示の例では G 画素) から C_{sub} の割り当てを貰い、必要な値に設定している。この様に隣接画素から C_{sub} を割り振ることでホワイトバランスが異なる画素や RGB で有機 EL 材料の特性が大きく異なる画素においても、最適な移動度補正時間 t を RGB 間で均一にすることが出来、高いユニフォームティを得ることが可能である。

30

【0066】

図 1 6 は、図 1 5 に示した R 画素の回路構成を示すブロック図である。図示するように赤色 (R) の画素回路 2 は、自身の追加容量 C_{sub} に加え、隣接する画素に形成された追加容量 C_{sub}' も利用することで、トータル容量 $C = C_s + C_{oled} + C_{sub} + C_{sub}'$ を確保している。

【0067】

図 1 7 は、図 1 6 に示した実施形態の変形例を示す回路図である。理解を容易にするため図 1 6 に示した回路と対応する部分には対応する参照番号を付してある。異なる点は、図 1 6 に示した先の例では C_{sub} 及び C_{sub}' の他方の端子が発光素子 EL のカソード側と同じ接地電位に接続されているのに対し、本変形例では C_{sub} 及び C_{sub}' の他方の端子が電源電位 V_{cc} に接続されていることである。

40

【符号の説明】

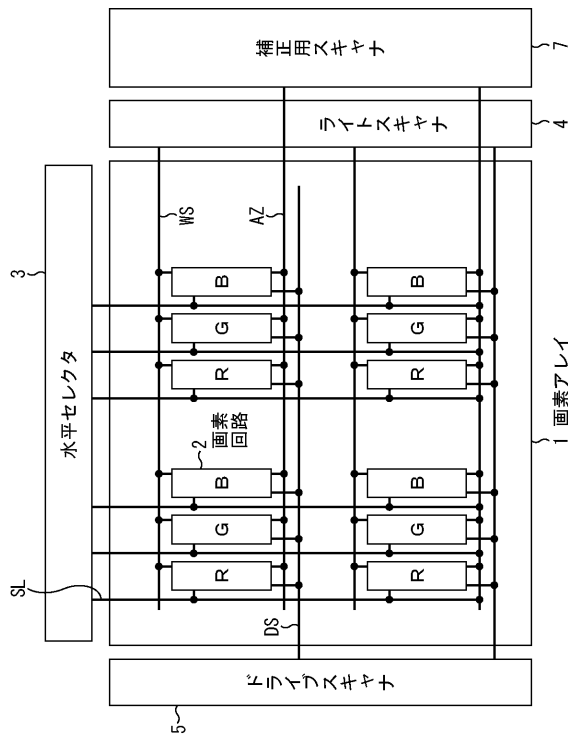
【0068】

1・・・画素アレイ、2・・・画素回路、3・・・水平セクタ、4・・・ライトスキャナ、5・・・ドライブスキャナ、7・・・補正用スキャナ、Tr1・・・サンプリングトランジスタ、Trd・・・ドライブトランジスタ、EL・・・発光素子、Cs・・・画素

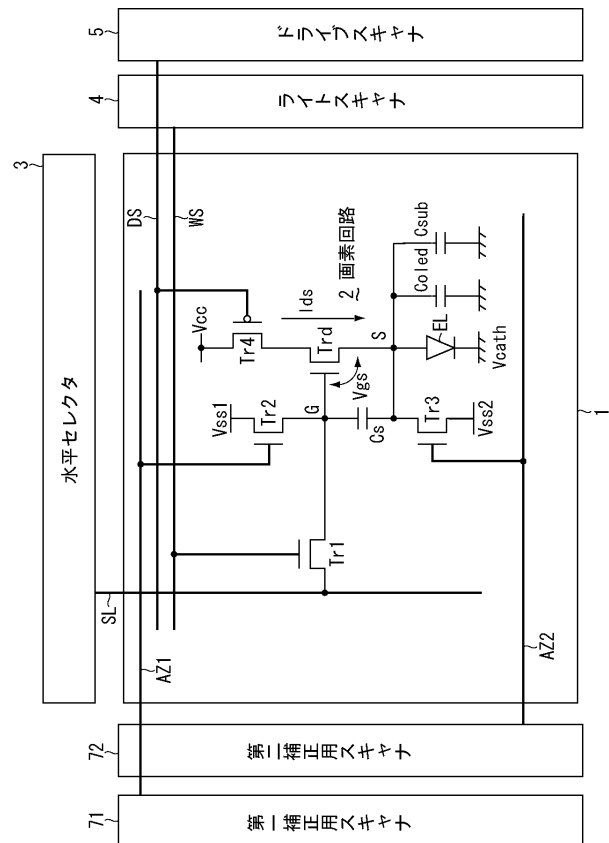
50

容量、 C_{sub} ・・・追加容量、 C_{oled} ・・・発光素子容量

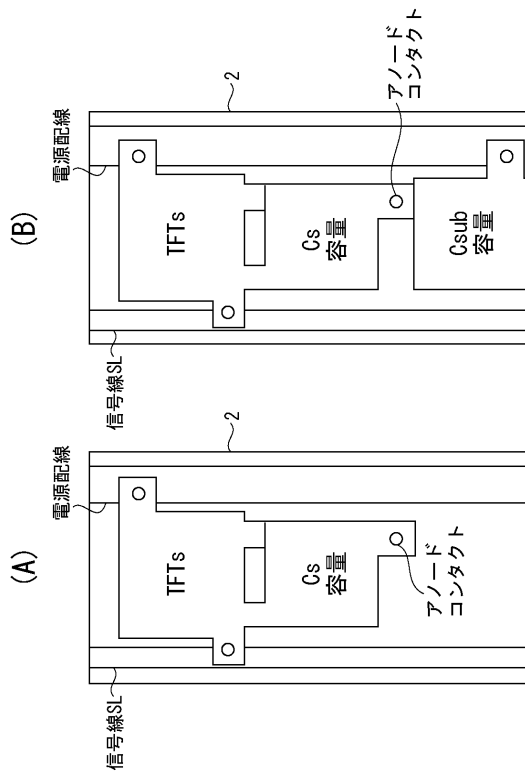
【図 1】



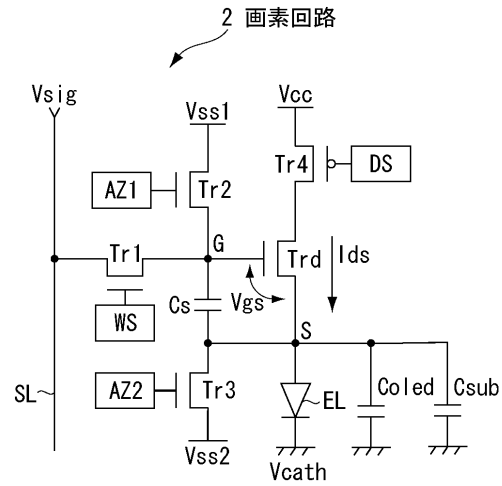
【図 2】



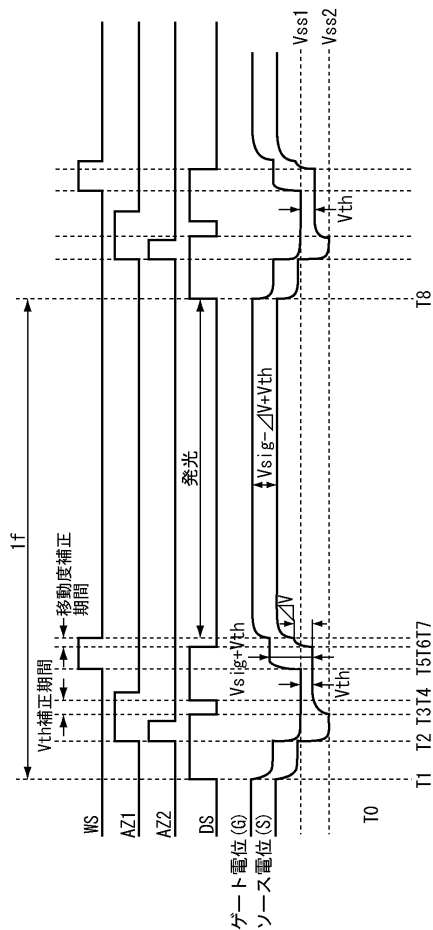
【図 3】



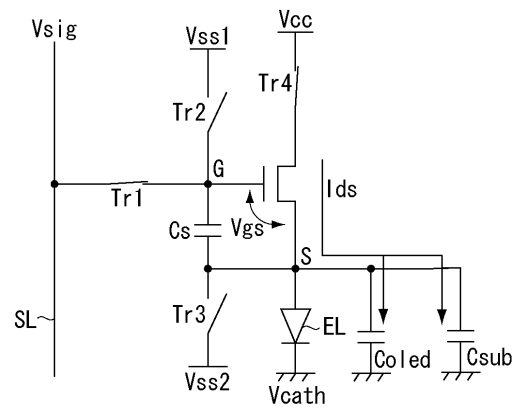
【図 4】



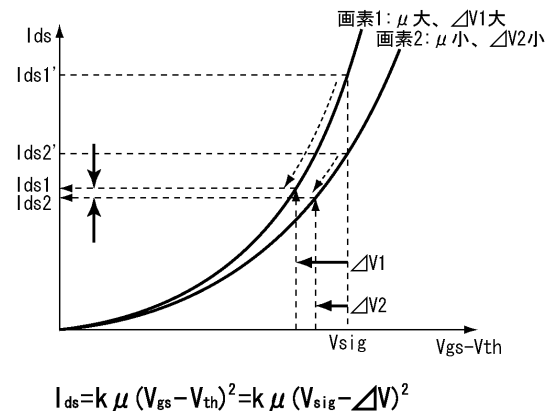
【図 5】



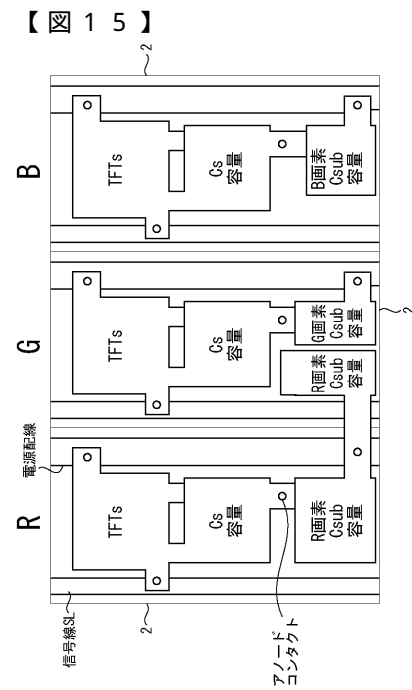
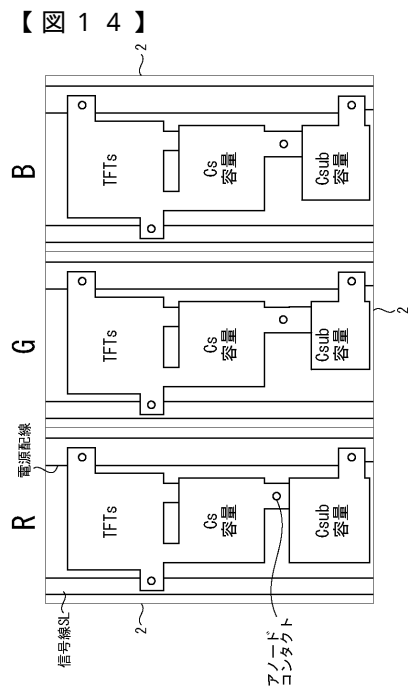
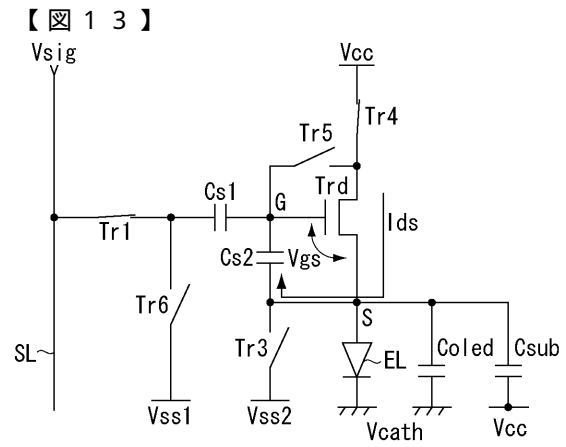
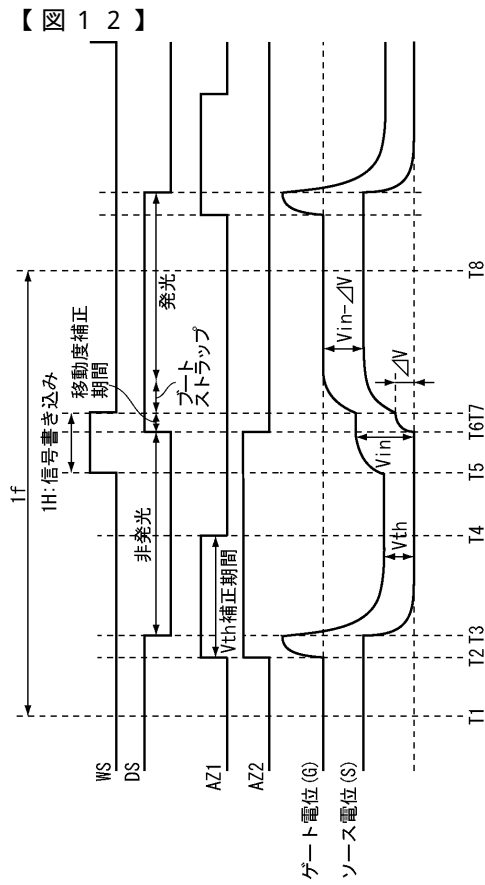
【図 6】



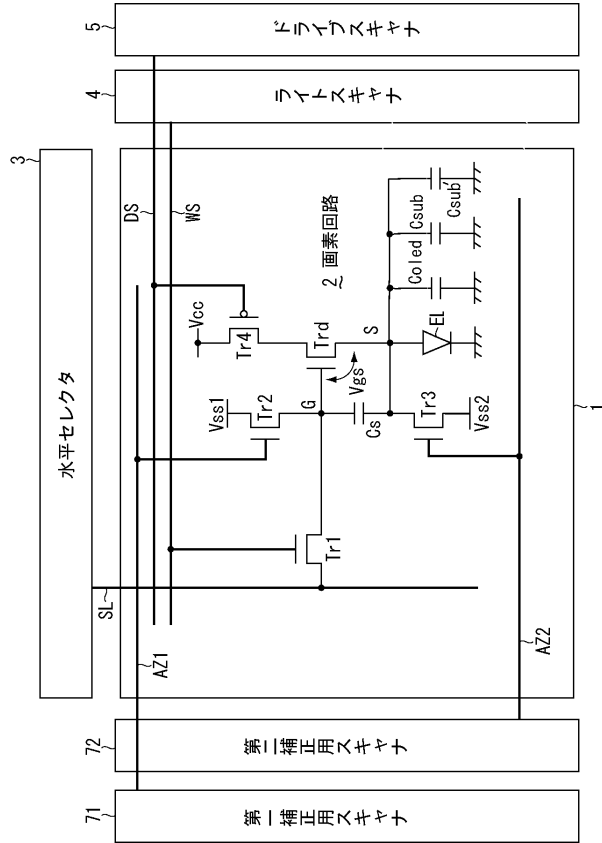
【図 7】



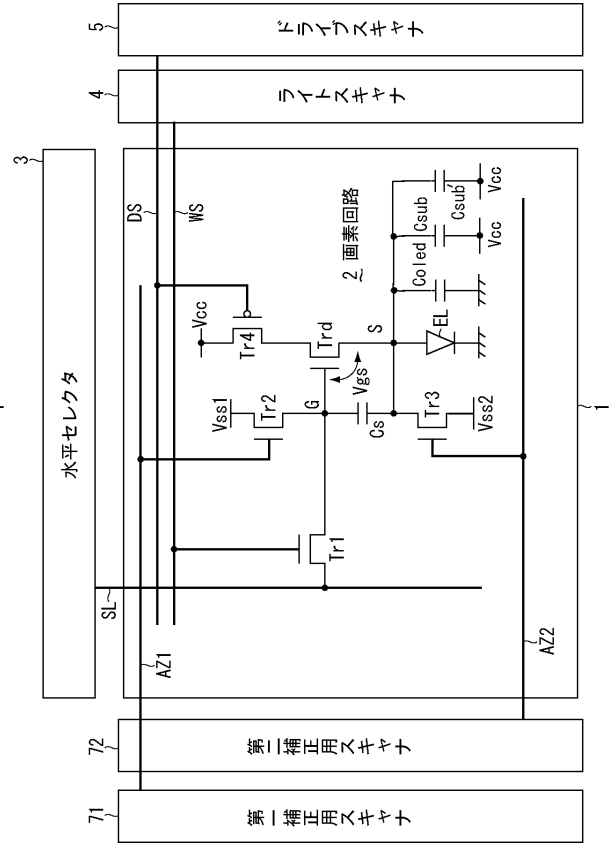
$$I_{ds} = k \mu (V_{gs} - V_{th})^2 = k \mu (V_{sig} - \Delta V)^2$$



【図 16】



【図 17】



フロントページの続き

| | | | |
|-------------|---------|-------|---------|
| (51)Int.Cl. | F I | | |
| | G 0 9 G | 3/20 | 6 1 1 J |
| | G 0 9 G | 3/20 | 6 4 2 L |
| | H 0 5 B | 33/14 | A |

(56)参考文献 特開 2 0 0 6 - 1 1 3 5 6 4 (J P , A)
特開 2 0 0 6 - 2 3 1 9 1 1 (J P , A)
特開 2 0 0 2 - 2 9 7 0 5 3 (J P , A)
特開 2 0 0 2 - 0 7 2 9 2 3 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

| | |
|---------|-----------|
| G 0 9 G | 3 / 3 0 |
| G 0 9 G | 3 / 2 0 |
| H 0 1 L | 5 1 / 5 0 |