

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6144250号
(P6144250)

(45) 発行日 平成29年6月7日 (2017.6.7)

(24) 登録日 平成29年5月19日 (2017.5.19)

(51) Int.Cl.

F I

G09G 3/3233 (2016.01)

G09G 3/30 (2006.01)

G09G 3/20 (2006.01)

G09G 3/3233

G09G 3/30 J

G09G 3/20 611H

G09G 3/20 642A

G09G 3/20 624B

請求項の数 5 (全 19 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2014-256831 (P2014-256831)
 (22) 出願日 平成26年12月19日 (2014.12.19)
 (65) 公開番号 特開2016-9185 (P2016-9185A)
 (43) 公開日 平成28年1月18日 (2016.1.18)
 審査請求日 平成26年12月19日 (2014.12.19)
 (31) 優先権主張番号 10-2014-0079255
 (32) 優先日 平成26年6月26日 (2014.6.26)
 (33) 優先権主張国 韓国 (KR)

(73) 特許権者 501426046
 エルジー ディ스플레이 カンパニー リ
 ミテッド
 大韓民国 ソウル、ヨンドゥンポグ、ヨ
 ウィーテロ 128
 (74) 代理人 100109726
 弁理士 園田 吉隆
 (74) 代理人 100101199
 弁理士 小林 義教
 (72) 発明者 キム, テガン
 大韓民国 413-837, キョンギド
 , パジュシ, ヤダンドン, ハンビッ
 ト マウル 2 ダンジ ヒューマンビル
 レイク パレス アpartment, 2
 01-2304

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 駆動素子の電气的特性の偏差を補償することができる有機発光表示装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

OLED、当該OLEDの発光量を制御する駆動TFET、をそれぞれ含み、
 データラインの内のいずれか一つ、ゲートラインの内のいずれか一つ、及びセンシング
 ラインの内のいずれか一つ、にそれぞれ接続された複数の画素が形成された表示パネルと

、
 センシング駆動時、1ラインセンシングオンタイムに対応するセンシング用ゲートパ
 スを生成した後、行順次方式で前記ゲートラインに順次供給するゲート駆動回路と、

前記センシング駆動時、前記1ラインセンシングオンタイム内で、センシング用のデー
 タ電圧を生成して、前記データラインに供給する複数のDACと、前記センシングライン
 を介して入力される前記画素のそれぞれの駆動TFETのソース - ドレイン間の電流を積分
 する複数の電流積分器と、前記電流積分器の出力を順次デジタル処理してデジタルセン
 シング値を出力するADCを含むデータ駆動回路と、

前記ゲート駆動回路と、前記データ駆動回路の動作を制御して、前記1ラインセンシ
 グオンタイム内で、第1レベルのセンシング用データ電圧による第1ソース - ドレイン電
 流値を積分した後、第2レベルの前記センシング用データ電圧による第2ソース - ドレイン
 電流値を積分するタイミングコントローラを備え、

前記1ラインセンシングオンタイム内の、前記第1レベルのセンシング用データ電圧と
 、前記第2レベルのセンシング用データ電圧とは、その大きさが異なり、

前記タイミングコントローラは、前記センシング用データ電圧の大きさに応じて、前記

10

20

1 ラインセンシングオンタイム内に生成される第 1 及び第 2 センシング & サンプリング期間でのセンシング期間の長さを互いに異なるように制御する、すなわち前記センシング期間の長さは、前記センシング用データ電圧の大きさに反比例するように調整されることを特徴とする有機発光表示装置。

【請求項 2】

前記第 1 レベルは、全体の階調区間において、所定範囲の低階調電流値と所定範囲の高階調電流値のいずれか 1 つに対応する電圧の大きさで入力され、

前記第 2 レベルは、前記全体の階調区間において、前記所定範囲の低階調電流値と前記所定範囲の高階調電流値の残りの一つに対応する電圧の大きさで入力されることを特徴とする、請求項 1 に記載の有機発光表示装置。

10

【請求項 3】

前記タイミングコントローラは、前記ゲート駆動回路の動作を制御して、前記センシング用ゲートパルスのオンパルス区間が、前記 1 ラインセンシングオンタイム内に 2 つ以上含まれるように、前記センシング用ゲートパルスをマルチパルスの形で生成することを特徴とする、請求項 1 に記載の有機発光表示装置。

【請求項 4】

前記電流積分器に含まれる積分キャパシタの静電容量を調整するための静電容量制御部をさらに含み、

前記積分キャパシタは、アンプの反転入力端に並列接続された複数のキャパシタを含み、前記キャパシタのそれぞれの他端は、互いに異なる静電容量調整用スイッチを介して、前記アンプの出力端に接続され、

20

前記タイミングコントローラは、前記 A D C から入力されるデジタルセンシング値を分析して、前記静電容量制御部の動作を制御して、A D C の下限値及び上限値に対応するデジタルセンシング値に応じて、前記静電容量調整用スイッチをオン/オフさせるためのスイッチング制御信号を生成することを特徴とする、請求項 1 に記載の有機発光表示装置。

【請求項 5】

前記 A D C の入力電圧範囲を決定する、A D C の基準電圧を調整するためのプログラマブル電圧調整 I C をさらに含み、

前記タイミングコントローラは、デジタルセンシング値を分析して、前記プログラマブル電圧調整 I C の動作を制御して、A D C の下限値及び上限値に対応するデジタルセンシング値に応じて、前記 A D C の基準電圧を調整できることを特徴とする、請求項 1 に記載の有機発光表示装置。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、有機発光表示装置に関し、特に、駆動素子の電気的特性の偏差を補償することができる有機発光表示装置に関する。

【背景技術】

【0002】

アクティブマトリクス型の有機発光表示装置は、自ら発光する有機発光ダイオード (Organic Light Emitting Diode: 以下、「O L E D」という) を含み、応答速度が速く、発光効率、輝度、及び視野角が大きいという利点がある。

40

【0003】

自発光素子である O L E D は、アノード電極及びカソード電極と、これらの間に形成された有機化合物層 (H I L、H T L、E M L、E T L、E I L) を含む。有機化合物層は、正孔注入層 (Hole Injection layer、H I L)、正孔輸送層 (Hole transport layer、H T L)、発光層 (Emission layer、E M L)、電子輸送層 (Electron transport layer、E T L) 及び電子注入層 (Electron Injection layer、E I L) からなる。アノード電極とカソード電極に駆動電圧が印加されると、正孔輸送層 (H T L) を通過した正孔と電子輸送層 (E T L) を通過した電子が発光層 (E M L) に移動して励起子を形成し、その

50

結果、発光層 (E M L) が可視光を発生する。

【 0 0 0 4 】

有機発光表示装置は、O L E Dをそれぞれ含む画素をマトリックス形態に配列し、ビデオデータの階調に応じて画素の輝度を調節する。画素それぞれは、自身のゲート電極とソース電極との間にかかる電圧 (V_{gs}) に応じて、O L E Dに流れる駆動電流を制御する駆動素子、すなわち、駆動T F T (Thin Film Transistor) を含む。しきい値電圧、移動度などの駆動T F Tの電気的特性は、駆動時間の経過に応じて劣化して、画素ごとに偏差が生じることがある。駆動T F Tの電気的特性が画素ごとに変われば、同じビデオデータに対して画素間の輝度が変化するため、所望する画像実現が難しい。

【 0 0 0 5 】

駆動T F Tの電気的特性の偏差を補償するために、内部補償方式と外部補償方式が知られている。内部補償方式は、駆動T F T間のしきい値電圧偏差を画素回路内部で自動的に補償する。内部補償のためにはO L E Dに流れる駆動電流が、駆動T F Tのしきい値電圧に関係なく決定されるようにしなければならないので、画素回路の構成が非常に複雑である。さらに、内部補償方式は、駆動T F T間の移動度偏差を補償するには不適合である。

【 0 0 0 6 】

外部補償方式は、駆動T F Tの電気的特性 (しきい値電圧、移動度) に対応するセンシング電圧を測定し、このセンシング電圧に基づいて、外部回路でビデオデータを変調することにより、電気的特性の偏差を補償する。最近では、このような外部補償方式の研究が盛んに行われている。

【 0 0 0 7 】

従来の外部補償方式において、データ駆動回路は、センシングラインを介して各画素からセンシング電圧を直接入力し、このセンシング電圧をデジタルセンシング値に変換した後、タイミングコントローラに伝送する。タイミングコントローラは、デジタルセンシング値に基づいて、デジタルビデオデータを変調して、駆動T F Tの電気的特性の偏差を補償する。

【 0 0 0 8 】

駆動T F Tは電流素子であるため、その電気的特性は、一定のゲート - ソース間電圧 (V_{gs}) に応じて、ドレイン - ソース間に流れる電流 (I_{ds}) の大きさに代弁される。ところが、従来の外部補償方式のデータ駆動回路は、駆動T F Tの電気的特性をセンシングするために、駆動T F Tに流れる電流 (I_{ds}) を直接センシングするのではなく、その電流 (I_{ds}) に対応する電圧値をセンシングする。

【 0 0 0 9 】

例えば、本願出願人により出願された出願番号第 1 0 - 2 0 1 3 - 0 1 3 4 2 5 6 号、第 1 0 - 2 0 1 3 - 0 1 4 9 3 9 5 号などにより提案された外部補償方式では、駆動T F Tをソースフォロワー (Source Follower) 方式で動作させた後、センシングラインのキャパシター (寄生キャパシター) に貯蔵される電圧 (駆動T F Tのソース電圧) をデータ駆動回路でセンシングする。この外部補償方式は、駆動T F Tのしきい値電圧偏差を補償するために、ソースフォロワー (Source Follower) 方式で動作される駆動T F T (D T) のソース電極電位がセチュレーション (saturation state) されるとき、(つまり、駆動T F T (D T) の電流 (I_{ds}) がゼロになる時) のソース電圧をセンシングする。そして、この外部補償方式は、駆動T F Tの移動度の偏差を補償するために、ソースフォロワー (Source Follower) 方式で動作される駆動T F T (D T) のソース電極電位がセチュレーション状態に到達する前の線形状態の値をセンシングする。

【 0 0 1 0 】

このような従来の外部補償方式には、以下のような問題がある。

【 0 0 1 1 】

第一に、従来の外部補償方式は、駆動T F Tに流れる電流をセンシングラインの寄生キャパシターを用いて、ソース電圧に変更して記憶した後、このソース電圧をセンシングする。このとき、センシングラインの寄生容量は相対的に大きく、さらに表示パネルの表示

10

20

30

40

50

負荷に応じて、寄生容量の大きさが変動することがある。このように電流が蓄積される寄生容量の大きさがセンシングラインの間に変わると、正確なセンシング値の獲得が難しい。

【 0 0 1 2 】

第二に、従来の外部補償方式は、電圧センシング方式をとるので、駆動 T F T のソース電圧がセチュレーションされるまでに多くの時間がかかるなど、センシング値取得にかかる時間が非常に長い。特に、センシングラインの寄生容量が大きい場合は、センシング可能な電圧レベルに電流を流すために多くの時間がかかり、このような問題は、低階調センシングにおいてさらに悪化する。

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 1 3 】

したがって、本発明の目的は、駆動素子の電気的特性の偏差をセンシングするにあたり、センシング時間を削減し、センシングの精度を向上させる、有機発光表示装置を提供することにある。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 1 4 】

前記目的を達成するために、本発明の実施の形態に係る有機発光表示装置は、O L E D、当該O L E Dの発光量を制御する駆動 T F T をそれぞれ含み、データラインのいずれか一つと、ゲートラインのいずれか一つ、及びセンシングラインのいずれか一つに、それぞれ接続された複数の画素が形成された表示パネルと、センシング駆動時、1ラインセンシングオンタイムに対応するセンシング用ゲートパルスを生じた後、行順次方式で、前記ゲートラインに順次供給するゲート駆動回路と、前記センシング駆動時、前記1ラインセンシングオンタイム内で、センシング用データ電圧を生じて、前記データラインに供給する複数のD A Cと、前記センシングラインを介して入力される、前記画素のそれぞれの駆動 T F T のソースドレイン間の電流を積分する複数の電流積分器と、前記電流積分器の出力を順次デジタル処理して、デジタルセンシング値を出力するA D Cを含むデータ駆動回路と、前記ゲート駆動回路と前記データ駆動回路の動作を制御して、前記1ラインセンシングオンタイム内で、第1レベルの前記センシング用データ電圧による第1ソース - ドレイン電流値を積分した後、第2レベルの前記センシング用データ電圧による第2ソース - ドレイン電流値を積分するタイミングコントローラを備える。

【 0 0 1 5 】

前記第1レベルは、全体の階調区間で所定範囲の低階調電流値と所定範囲の高階調電流値のいずれか1つに対応する電圧の大きさで入力され、前記第2レベルは、前記すべての階調区間で前記所定範囲の低階調電流値と前記所定範囲の高階調電流値の残りの一つに対応する電圧の大きさで入力される。

【 0 0 1 6 】

前記タイミングコントローラは、前記ゲート駆動回路の動作を制御して、前記センシング用ゲートパルスのオンパルス区間が、前記1ラインセンシングオンタイム内に2つ以上含まれるように、前記センシング用ゲートパルスをマルチパルスの形で生成する。

前記タイミングコントローラは、前記センシング用データ電圧の大きさに応じて、前記第1及び第2センシング&サンプリング期間でのセンシング期間を互いに異なるように制御し、前記センシング期間は、前記センシング用データ電圧の大きさに反比例するように調整される。

【 0 0 1 7 】

前記電流積分器に含まれた積分キャパシタの静電容量 (capacitance) を調整するための静電容量制御部をさらに含み、前記積分キャパシタは、アンプの反転入力端に並列接続された複数のキャパシタを含み、前記キャパシタのそれぞれの他端は、互いに異なる容量調整用スイッチを介して前記アンプの出力端子に接続され、前記タイミングコントローラは、前記A D Cから入力される前記デジタルセンシング値に対する分析結果に基

10

20

30

40

50

づいて、前記静電容量制御部の動作を制御して、前記静電容量調整用スイッチをオン/オフさせるためのスイッチング制御信号を生成する。

【 0 0 1 8 】

前記 A D C の入力電圧範囲を決定する、A D C の基準電圧を調整するためのプログラマブル電圧調整 I C をさらに含み、前記タイミングコントローラは、前記デジタルセンシング値に対する分析結果に基づいて、前記プログラマブル電圧調整 I C の動作を制御して、前記 A D C の基準電圧を調整する。

【発明の効果】

【 0 0 1 9 】

本発明は、駆動素子の電気的特性の偏差をセンシングするにあたり、電流積分器を用いた電流センシング方式を介して、低電流及び高速センシングを実現して、センシング時間を大幅に減らすことができる。さらに、本発明は、1ラインセンシングオンタイム内で、画素のそれぞれについて、マルチタイムセンシングを実行して、センシングの精度を大幅に向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 0 】

【図 1】本発明の実施の形態に係る有機発光表示装置を示す図である。

【図 2】図 1 の表示パネルに形成された画素アレイと、電流センシング方式を実現するためのデータドライバ I C の構成を示す図である。

【図 3】本発明の電流センシング方式が適用される画素とセンシングユニットの接続構造、及びセンシング原理を示す図である。

【図 4】本発明の電流センシング方式が適用される画素とセンシングユニットの接続構造、及びセンシング原理を示す図である。

【図 5】センシング性能向上のために、本発明で提案するマルチタイム電流センシング方式の一駆動波形及び駆動手順を示す図である。

【図 6】センシング性能向上のために、本発明で提案するマルチタイム電流センシング方式の一駆動波形及び駆動手順を示す図である。

【図 7】本発明において提案するマルチタイム電流センシング方式の他の駆動波形を示す図である。

【図 8】パワーオン時の補償フローを示す図である。

【図 9】リアルタイム駆動時の補償フローを示す図である。

【図 10 A】パワーオン時の所定の初期非表示期間、有効表示期間、垂直ブランク期間などを示す図である。

【図 10 B】パワーオン時の所定の初期非表示期間、有効表示期間、垂直ブランク期間などを示す図である。

【図 11】本発明のマルチタイム電流センシング方式において表示されることができる A D C のオーバーレンジ (over range) の状況を示す図である。

【図 12】A D C のオーバーレンジ (over range) 現象を防止することができる方法を示す図である。

【図 13】A D C のオーバーレンジ (over range) 現象を防止することができる他の方法を示す図である。

【図 14】A D C のオーバーレンジ (over range) 現象を防止することができる他の方法を示す図である。

【図 15】A D C のオーバーレンジ (over range) 現象を防止することができる他の方法を示す図である。

【図 16】ルックアップテーブルを用いた補償方式の一例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 2 1 】

以下、図 1 ~ 図 16 を参照して本発明の好適な実施の形態について説明する。

【 0 0 2 2 】

10

20

30

40

50

図 1 は、本発明の実施の形態に係る有機発光表示装置を示し、図 2 は図 1 の表示パネルに形成された画素アレイを示す。

【 0 0 2 3 】

図 1 及び図 2 を参照すると、本発明の実施の形態に係る有機発光表示装置は、表示パネル 1 0、タイミングコントローラ 1 1、データ駆動回路 1 2、ゲート駆動回路 1 3、及びメモリ 1 6 を備える。

【 0 0 2 4 】

表示パネル 1 0 には、複数のデータラインとセンシングライン (1 4 A、1 4 B) と、複数のゲートライン 1 5 が交差され、この交差領域ごとに画素 (P) がマトリックス形態に配置される。

10

【 0 0 2 5 】

各画素 (P) は、データライン 1 4 A のいずれか 1 つ、センシングラインの 1 4 B のいずれか 1 つ、そしてゲートライン 1 5 のいずれか 1 つ、に接続される。各画素 (P) は、ゲートライン 1 5 を介して入力されるゲートパルスに応答して、データ電圧供給ライン 1 4 A と電氣的に接続され、データ電圧供給ライン 1 4 A からデータ電圧の入力を受け、センシングライン 1 4 B を介してセンシング信号を出力する。

【 0 0 2 6 】

画素 (P) のそれぞれは、図示しない電源生成部から、高電位駆動電圧 (E V D D) と低電位駆動電圧 (E V S S) の供給を受ける。本発明の画素 (P) は、外部補償のために O L E D、駆動 T F T、第 1 及び第 2 スイッチ T F T、及びストレージキャパシタを含むことができる。画素 (P) を構成する T F T は p 型で実現される、または、n 型で実現される。また、画素 (P) を構成する T F T の半導体層は、アモルファスシリコンまたは、ポリシリコンまたは、酸化物を含むことができる。

20

【 0 0 2 7 】

画素 (P) のそれぞれは、画像を実現するためのノーマル駆動時と、センシング値獲得のためのセンシング駆動時に、互いに異なるように動作することができる。センシング駆動はノーマル駆動に先立って、所定時間の間実行される、または、ノーマル駆動中の垂直ブランク期間において実行される。ことができる。

【 0 0 2 8 】

ノーマル駆動は、タイミングコントローラ 1 1 の制御下で、データ駆動回路 1 2 と、ゲート駆動回路 1 3 のノーマル動作から行うことができる。センシング駆動は、タイミングコントローラ 1 1 の制御下で、データ駆動回路 1 2 と、ゲート駆動回路 1 3 のセンシング動作からなることができる。そして、センシング結果に基づいて、偏差補償のための補償データを導出する動作と、補償データを用いて、デジタルビデオデータを変調する動作は、タイミングコントローラ 1 1 で実行される。

30

【 0 0 2 9 】

データ駆動回路 1 2 は、少なくとも一つ以上のデータドライバ I C (Integrated Circuit) (S D I C) を含む。データドライバ I C (S D I C) には、各データライン 1 4 A に接続された複数のデジタル - アナログコンバータ (以下、D A C) と、各センシングライン 1 4 B に接続された複数のセンシングユニットと、センシングユニットの出力端に共通に接続された A D C が含まれている。

40

【 0 0 3 0 】

データドライバ I C (S D I C) の D A C は、ノーマル駆動時のタイミングコントローラ 1 1 から印加されるデータタイミング制御信号 (D D C) に基づいて、デジタルビデオデータ (R G B) を画像実現用のデータ電圧に変換してデータライン 1 4 A に供給する。一方、データドライバ I C (S D I C) の D A C は、センシング駆動時のタイミングコントローラ 1 1 から印加されるデータタイミング制御信号 (D D C) に基づいて、センシング用のデータ電圧を生成してデータライン 1 4 A に供給する。

【 0 0 3 1 】

データドライバ I C (S D I C) の各センシングユニットは、センシングライン 1 4 B

50

を介して入力される画素 (P) のセンシング信号、すなわち、駆動 T F T のソース - ドレイン間の電流を積分する電流積分器 (C I) と、電流積分器 (C I) の出力をサンプリング及びホールディングするサンプリング部 (S H) を含む。データドライバ I C (S D I C) の A D C は、サンプリング部 (S H) の出力を順次にデジタル処理してタイミングコントローラ 1 1 に伝送する。

【 0 0 3 2 】

ゲート駆動回路 1 3 は、ノーマル駆動時、ゲート制御信号 (G D C) に基づいて画像表示用のゲートパルスを生じた後、行順次方式 (L # 1、L # 2、...) でゲートライン 1 5 に順次供給する。ゲート駆動回路 1 3 は、センシング駆動時、ゲート制御信号 (G D C) に基づいて、センシング用ゲートパルスを生じた後、行順次方式 (L # 1、L # 2、...) にゲートラインに 1 5 に順次供給する。センシング用ゲートパルスは、画像表示用のゲートパルスに比べてオンパルス区間が広いことがある。センシング用ゲートパルスのオンパルス区間は 1 ラインセンシングオンタイム内に、一個 (図 6 参照)、または複数 (図 7 参照) 含めることができる。ここで、1 ラインセンシングオンタイムとは、1 行の画素ライン (L # 1、L # 2、...) の画素を同時にセンシングするために割くスキャン時間を意味する。

【 0 0 3 3 】

タイミングコントローラ 1 1 は、垂直同期信号 (V s y n c)、水平同期信号 (H s y n c)、ドットクロック信号 (D C L K) と、データイネーブル信号 (D E) などのタイミング信号に基づいて、データ駆動回路 1 2 の動作タイミングを制御するためのデータ制御信号 (D D C) と、ゲート駆動回路 1 3 の動作タイミングを制御するためのゲート制御信号 (G D C) を生成する。タイミングコントローラ 1 1 は、所定の参照信号 (駆動電源イネーブル信号、垂直同期信号、データイネーブル信号) に基づいて、ノーマル駆動とセンシング駆動を区別し、それぞれの駆動に合わせて、データ制御信号 (D D C) とゲート制御信号 (G D C) を生成する。さらに、タイミングコントローラ 1 1 は、センシング駆動に必要な追加の制御信号 (図 3 の R S T、S A M、H O L D など) を生成することができる。

【 0 0 3 4 】

タイミングコントローラ 1 1 は、センシング駆動時、センシング用データ電圧に対応するデジタルデータをデータ駆動回路 1 2 に伝送することができる。タイミングコントローラ 1 1 は、センシング駆動時、データ駆動回路 1 2 から伝送されるデジタルセンシング値 (S D) を、あらかじめ記憶された補償アルゴリズムに適用して、しきい値電圧偏差 (V t h) と移動度偏差 (K) を導出した後、その偏差を補償することができる補償データをメモリ 1 6 に記憶する。

【 0 0 3 5 】

タイミングコントローラ 1 1 は、ノーマル駆動時の、メモリ 1 6 に記憶された補償データを参照して、画像を実現するためのデジタルビデオデータ (R G B) を変調した後、データ駆動回路 1 2 に伝送する。

【 0 0 3 6 】

図 3 及び図 4 は、本発明の電流センシング方式が適用される、画素 (P) とセンシングユニットの接続構造、及びセンシング原理を示す。

【 0 0 3 7 】

図 3 及び図 4 は、電流センシング方式の駆動理解を助けるための一例に過ぎない。本発明の電流センシングが適用される画素構造及びその駆動タイミングは、さまざまな変形が可能であるため、本発明の技術的思想は、この実施の形態に限定されない。

【 0 0 3 8 】

図 3 を参照すると、本発明の画素 (P I X) は、O L E D、駆動 T F T (Thin Film Transistor) (D T)、ストレージキャパシタ (C s t)、第 1 スイッチ T F T (S T 1)、及び第 2 スイッチ T F T (S T 2) を備えることができる。

【 0 0 3 9 】

OLEDは、第2ノード(N2)に接続されたアノード電極と、低電位駆動電圧(EVSS)の入力端に接続されたカソード電極と、アノード電極とカソード電極との間に位置する有機化合物層を含む。駆動TF T(DT)は、ゲート-ソース間電圧(Vgs)に応じて、OLEDに入力される電流量を制御する。駆動TF T(DT)は、第1ノード(N1)に接続されたゲート電極、高電位駆動電圧(EVDD)の入力端に接続されたドレイン電極、及び第2ノード(N2)に接続されたソース電極とを備える。ストレージキャパシタ(Cst)は、第1ノード(N1)と第2ノード(N2)との間に接続される。第1スイッチTF T(ST1)は、ゲートパルス(SCAN)にตอบสนองしてデータ電圧供給ライン14A上のデータ電圧(Vdata)を第1ノード(N1)に印加する。第1スイッチTF T(ST1)は、ゲートライン15に接続されたゲート電極、データ電圧供給ライン14Aに接続されたドレイン電極、及び第1ノード(N1)に接続されたソース電極とを備える。第2スイッチTF T(ST2)は、ゲートパルス(SCAN)にตอบสนองして、第2ノード(N2)とセンシングライン(14B)との間の電流の流れをスイッチングする。第2スイッチTF T(ST2)は、第2ゲートライン(15D)に接続されたゲート電極、センシングライン(14B)に接続されたドレイン電極、及び第2ノード(N2)に接続されたソース電極とを備える。

10

【0040】

本発明のセンシングユニットに属する電流積分器(CI)は、センシングライン(14B)に接続されて、センシングライン(14B)から駆動TF Tのソース-ドレイン間電流(I_{ds})の入力を受ける反転入力端子(-)、基準電圧(Vpre)の入力を受ける非反転入力端子(+)、積分値(Vsen)を出力する出力端子を含むアンプ(AMP)と、アンプ(AMP)の反転入力端子(-)と出力端子との間に接続された積分キャパシター(Cfb)と、積分キャパシター(Cfb)の両端に接続された第1スイッチ(SW1)を含む。

20

【0041】

そして、本発明のセンシングユニットに属するサンプリング部(SH)は、サンプリング信号(SAM)の信号に応じてスイッチングされる第2スイッチ(SW2)、ホールディング信号(HOLD)信号に応じてスイッチングされる第3スイッチ(SW3)、及び第2スイッチ(SW2)と第3スイッチ(SW3)との間に一端が接続され、他端が基底電圧源(GND)に接続されたホールディングキャパシター(Ch)を含む。

30

【0042】

図4には、同じ行に配置された画素をセンシングするために、センシング用ゲートパルス(SCAN)のオンパルス区間で定義される1ラインセンシングオンタイム内で、画素のそれぞれに1回センシング波形が示されている。図4を参照すると、センシング駆動は、初期化期間(Tinit)、センシング期間(Tsen)、及びサンプリング期間(Tsam)を含む。

【0043】

初期化期間(Tinit)において、第1スイッチ(SW1)のターンオンにより、アンプ(AMP)は、利得が1であるユニットゲインバッファとして動作する。初期化期間(Tinit)において、アンプ(AMP)の入力端子(+、-)と出力端子、センシングライン(14B)、及び第2ノード(N2)は、すべて基準電圧(Vpre)に初期化される。

40

【0044】

初期化期間(Tinit)中に、データドライバIC(SDIC)のDACを介してセンシング用データ電圧(Vdata-SEN)が第1ノード(N1)に印加される。それに応じて、駆動TF T(DT)には、第1ノード(N1)と第2ノード(N2)の電位差{(Vdata-SEN-Vpre)}に対応するソース-ドレイン間電流(I_{ds})が流れて安定化される。しかし、初期化期間(Tinit)中にアンプ(AMP)は、継続してユニットゲインバッファとして動作するので、出力端子の電位は基準電圧(Vpre)に維持される。

50

【 0 0 4 5 】

センシング期間 (T s e n) において、第 1 スイッチ (S W 1) のターンオフにより、アンプ (A M P) は、電流積分器 (C I) で動作して、駆動 T F T (D T) に流れるソース - ドレイン間電流 (I d s) を積分する。センシング期間 (T s e n) において、アンプ (A M P) の反転入力端子 (-) に流入される電流 (I d s) によって積分キャパシター (C f b) の両端の電位差は、センシング時間が経過すればするほど、つまり蓄積される電流値 (I d s) が増加するほど大きくなる。ところが、アンプ (A M P) の特性上、反転入力端子 (-) と非反転入力端子 (+) は、仮想接地 (Virtual Ground) を介してショートされ、互いに電位差が 0 なので、センシング期間 (T s e n) で、反転入力端子 (-) の電位は、積分キャパシター (C f b) の電位差の増加にかかわらず、基準電圧 (V p r e) に維持される。その代わりに、積分キャパシター (C f b) の両端の電位差に対応してアンプ (A M P) の出力端子の電位が低くなる。このような原理で、センシング期間 (T s e n) で、センシングライン (1 4 B) を介して流される電流 (I d s) は、積分キャパシター (C f b) を介して電圧値の積分値 (V s e n) に生成される。電流積分器出力値 (V o u t) の立ち下がりの傾きは、センシングライン (1 4 B) を介して流される電流量 (I d s) が大きいほど増加するので、積分値 (V s e n) の大きさは、前記電流量 (I d s) が大きいほど、むしろ小さくなる。センシング期間 (T s e n) において、積分値 (V s e n) は、第 2 スイッチ (S W 2) を経由してホールディングキャパシター (C h) に貯蔵される。

10

【 0 0 4 6 】

サンプリング期間 (T s a m) において、第 3 スイッチ (S W 3) がターンオンされると、ホールディングキャパシタ (C h) に貯蔵された積分値 (V s e n) が、第 3 スイッチ (S W 3) を経由して、A D C に入力される。積分値 (V s e n) は、A D C からのデジタルセンシング値 (S D) に変換された後、タイミングコントローラ 1 1 に伝送される。デジタルセンシング値 (S D) は、タイミングコントローラ 1 1 で駆動 T F T のしきい値電圧偏差 (V t h) と移動度偏差 (K) を導出するために使用される。タイミングコントローラ 1 1 には、積分キャパシター (C f b) の静電容量、基準電圧値 (V p r e) 、センシング時間値 (T s e n) が予めデジタルコードで記憶されている。したがって、タイミングコントローラ 1 1 は、積分値 (V s e n) のデジタルコードのデジタルセンシング値 (S D) から駆動 T F T (D T) に流れるソース - ドレイン間の電流 ($I d s = C f b * V / t$ 、ここで、 $V = V p r e - V s e n$ 、 $t = T s e n$) を計算することができる。

20

30

タイミングコントローラ 1 1 は、駆動 T F T (D T) に流れるソース - ドレイン間電流 (I d s) を補償アルゴリズムに適用して、偏差値 (しきい値電圧偏差 (V t h) と移動度偏差 (K)) と偏差補償のための補償データ ($V t h + V t h$ 、 $K + K$) を導出する。補償アルゴリズムは、ルックアップテーブルまたは、計算ロジックで実現することができる。

【 0 0 4 7 】

このような本発明の電流積分器 (C I) に含まれる積分キャパシター (C f b) の静電容量は、センシングラインに存在する寄生容量に比べて数百分の 1 ほどと小さく、本発明の電流センシング方式は、センシング可能な積分値 (V s e n) まで電流 (I d s) を流すためにかかる時間が、従来の電圧センシング方式に比べて大幅に短くなる。さらに、従来の電圧センシング方式では、しきい値電圧センシング時の駆動 T F T のソース電圧がセチュレーションされた後に、その電圧をセンシング電圧でサンプリングしたため、センシング時間が非常に長くなったが、本発明の電流センシング方式では、しきい値電圧及び移動度センシング時の電流センシングを介して短い時間内に駆動 T F T のソース - ドレイン電流を積分し、その積分値をサンプリングすることができ、センシング時間を大幅に短縮することができる。

40

【 0 0 4 8 】

また、本発明の電流積分器 (C I) に含まれる積分キャパシター (C f b) は、センシ

50

ングラインの寄生キャパシターとは異なり、表示負荷に応じて貯蔵値が変動せず、キャリブレーションが容易で、正確なセンシング値の獲得が可能である。

【0049】

このように、本発明の電流センシング方式は、従来の電圧センシング方式に比べて、低電流センシングが可能であり、また、高速センシングが可能という利点がある。低電流及び高速センシングが可能であるため、本発明の電流センシング方式は、センシング性能を向上するために、1ラインセンシングオンタイム内で、画素のそれぞれについて、複数回センシングすることも可能である。

図5及び図6は、センシング性能向上のために、本発明で提案するマルチタイム電流センシング方式の一駆動波形と駆動手順を示す。図7は、本発明で提案するマルチタイム電流センシング方式の他の駆動波形を示す。図5～図7において、本発明のマルチタイム電流センシングは、2回の電流センシングが例示されているが、本発明の技術的思想は、3回以上の電流センシングにも適用することができる。

【0050】

図5及び図6を参照すると、センシング用ゲートパルス(SCAN)のオンパルス区間の1つに対応する1ラインセンシングオンタイム内で、同じ画素を対象に、センシング及びサンプリング動作を、2回行うことができる。このため、タイミングコントローラ11は、駆動回路12、13の動作を制御して、1ラインセンシングオンタイム内に、第1レベル(LV1)のセンシング用データ電圧(Vdata-SEN)による第1ソース-ドレイン電流値(I_{ds1})を積分する、第1センシング&サンプリング期間(S&S1)と、第2レベル(LV2)のセンシング用データ電圧(Vdata-SEN)による第2ソース-ドレイン電流値(I_{ds2})を積分する、第2センシング&サンプリング期間(S&S2)を含むことができる。そして、タイミングコントローラ11は、第1及び第2センシング&サンプリング期間(S&S1、S&S2)の前に、それぞれ初期化期間(T_{init})を設けることができる。

【0051】

第1レベル(LV1)と第2レベル(LV2)のセンシング用データ電圧(Vdata-SEN)は、互いに同じ電圧とすることができるが、異なる電圧とすることが、センシング性能を向上させるために好適である。第1レベル(LV1)は、全体の階調区間で所定範囲の低階調電流値(I_{ds1})に対応する電圧であり、第2レベル(LV2)は、前記全体階調区間で所定範囲の高階調電流値(I_{ds2})に対応する電圧とすることができる、これと反対とすることもできる。

すなわち、前記第1レベル(LV1)は、全体の階調区間で所定範囲の低階調電流値と所定範囲の高階調電流値の内いずれか1つに対応する電圧の大きさとしてことができ、前記第2レベル(LV2)は、前記全体階調区間で、前記所定範囲の低階調電流値と前記所定範囲の高階調電流値の内、残りの一つに対応する電圧とすることができる。

【0052】

1次初期化期間(T_{init})において、図4の初期化期間(T_{init})と同じ動作、つまり初期化動作及びソース-ドレイン間の電流(I_{ds})安定化動作が、1回実行される。

【0053】

第1センシング&サンプリング期間(S&S1)では、図4のセンシング期間(T_{sen})とサンプリング期間(T_{sam})のような動作、第1ソース-ドレイン電流値(I_{ds1})をセンシングして、1次積分し、1次積分値(V_{sen1})をサンプリングして、1回ADC処理した後、第1デジタルセンシング値を内部ラッチに記憶する。

【0054】

2次初期化期間(T_{init})は、図4の初期化期間(T_{init})と同じ動作、つまり初期化動作及びソース-ドレイン間の電流(I_{ds})の安定化動作が2回実行される。

【0055】

第2センシング&サンプリング期間(S&S2)では、図4のセンシング期間(T_{se}

10

20

30

40

50

n)とサンプリング期間(T_{sam})のような動作、第2ソース-ドレイン電流値(I_{ds2})をセンシングして、2次積分し、2次積分値(V_{sen2})をサンプリングして、2次ADC処理した後、第2デジタルセンシング値を内部ラッチに記憶する。

【0056】

ここで、第1及び第2センシング&サンプリング期間($S \& S1$ 、 $S \& S2$)にそれぞれ含まれるセンシング期間(T_{sen})の長さは、互いに同一である。

【0057】

タイミングコントローラ11は、第1及び第2デジタルセンシング値に基づいて、第1及び第2ソース-ドレイン電流値(I_{ds1} 、 I_{ds2})を計算し、計算ロジックまたはルックアップテーブルを用いて、所望する偏差値(V_{th} 、 K)を導出することができる。

10

【0058】

計算ロジックを用いる時、タイミングコントローラ11は、計算された第1及び第2ソース-ドレイン電流値(I_{ds1} 、 I_{ds2})を、それぞれOLED電流を数式($I_{ds} = K(V_{gs} - V_{th})^2$)に適用して、2つの電流の数式($I_{ds1} = K(V_{gs1} - V_{th})^2$ 、 $I_{ds2} = K(V_{gs2} - V_{th})^2$)を得、この数式を演算して、当該画素のしきい値電圧(V_{th})を先に計算した後、その値を前記OLED電流の数式のいずれか1つに代入して、移動度(K)を計算することができる。そして、計算されたしきい値電圧(V_{th})と移動度(K)を、あらかじめ記憶された基準値と比較して、所望する偏差値(V_{th} 、 K)を導出することができる。

20

【0059】

ルックアップテーブルを用いる時、タイミングコントローラ11は、計算された第1及び第2ソース-ドレイン電流値(I_{ds1} 、 I_{ds2})を、予め記憶された基準電流値と比較して、第1及び第2電流偏差値を計算し、第1及び第2電流偏差値をそれぞれリードアドレスにして、しきい値電圧の偏差値(V_{th})と移動度偏差値(K)を導出することができる。通常、駆動TFTのソース-ドレイン電流が低階調区間では、しきい値電圧の変化に多く影響を受け、高階調区間では、移動度の変化に多く影響を受けることが知られている。したがって、タイミングコントローラ11は、図16に示すように、相対的に小さな第1ソース-ドレイン電流値(I_{ds1})に基づいて、しきい値電圧の偏差値(V_{th})を導出することができ、相対的に大きな第2ソース-ドレイン電流値(I_{ds2})に基づいて移動度の偏差値(K)を導出することができる。

30

【0060】

一方、タイミングコントローラ11は、第1及び第2センシング&サンプリング期間($S \& S1$ 、 $S \& S2$)に対し、同じ安定化条件を付与するために、ゲート駆動回路13の動作を制御し、図7のように、センシング用ゲートパルス($SCAN$)のオンパルス区間が、1ラインセンシングオンタイム内に2つ以上含まれるように、センシング用ゲートパルス($SCAN$)をマルチパルスの形で生成することができる。前記安定化条件には、ゲート遅延、データの充電ディレイなどを含むことができる。

【0061】

図8は、パワーオン時の補償フローを示し、図9は、リアルタイム駆動時の補償フローを示す。図10A及び図10Bは、パワーオン時の所定の初期非表示期間、有効表示期間、垂直ブランク期間などを示す。

40

【0062】

図8の補償フローは、ノーマル駆動に先立つ、所定の初期非表示期間($X1$)中のすべての画素に対して実行されるセンシング駆動を含む。図9の補償フローは、ノーマル駆動中の垂直ブランク期間(BP)において、1画素の行に対して実行されるセンシング駆動を含む。

【0063】

ここで、初期の非表示期間($X1$)は、図10Aに示すように、駆動電源イネーブル信号(PON)の印加時点から数十~数百フレーム経過するまでの非表示期間として定義す

50

ることができる。そして、垂直ブランク期間（ＢＰ）は、図１０Ａ及び図１０Ｂに示すように、画像が表示される有効表示期間（ＡＰ）との間の非表示期間として定義することができる。初期非表示期間（Ｘ１）と垂直ブランク期間（ＢＰ）においては、データライン信号（ＤＥ）が発生されず、それに応じて、画像表示用のデータ電圧は垂直ブランク期間（ＢＰ）から画素に供給されない。

【００６４】

図８を参照して、初期非表示期間（Ｘ１）中の補償フローを再度概略的に説明すると、本発明は、パワーオン時に、以前の補償時記憶されたしきい値電圧（ V_{th} ）と移動度（ K ）をメモリから読み出す。続いて、本発明は、各画素の行に対して、行順次方式の前述したマルチタイムの電流センシング方式を適用して、複数のデジタルセンシング値を獲得し、このデジタルセンシング値にもとづいて、現在のしきい値電圧（ V_{th} ）と移動度（ K ）を導出する。続いて、本発明は、導出された現在のしきい値電圧（ V_{th} ）と移動度（ K ）を、メモリから読み出されるしきい値電圧（ V_{th} ）及び移動度（ K ）とそれぞれ比較して、しきい値電圧偏差値（ V_{th} ）と移動度偏差値（ K ）を導出した後、偏差値を補償することができる補償データ（ $V_{th} + V_{th}$ 、 $K + K$ ）をメモリに記憶する。

10

【００６５】

図９を参照して、ノーマル駆動中の垂直ブランク期間（ＢＰ）において、１画素行ずつ実行される補償フローを再度概略的に説明すると、本発明は、垂直ブランク期間（ＢＰ）から、直前の補償時に記憶されたしきい値電圧（ $V_{th}(n-1)$ ）と移動度（ $K(n-1)$ ）をメモリから読み出す。続いて、本発明は、各画素の行に対して、行順次方式の前述したマルチタイム電流センシング方式を適用して、複数のデジタルセンシング値を獲得し、このデジタルセンシング値に基づいて、現在のしきい値電圧（ V_{th} ）と移動度（ K ）を導出する。続いて、本発明は、導出された現在のしきい値電圧（ V_{th} ）と移動度（ K ）を、メモリから読み出されるしきい値電圧（ $V_{th}(n-1)$ ）と移動度（ $K(n-1)$ ）とそれぞれ比較して、しきい値電圧偏差値（ V_{th} ）と移動度偏差値（ K ）を導出した後、偏差値を補償することができる補償データ（ $V_{th} + V_{th}$ 、 $K + K$ ）をメモリに記憶する。

20

【００６６】

図１１は、本発明のマルチタイム電流センシング方式で表示されることができるＡＤＣのオーバーレンジ（over range）の状況を示す。

30

【００６７】

ＡＤＣは、アナログ信号をデジタル信号形式のデータに変換する特殊な符号器である。ＡＤＣはその入力電圧範囲、すなわち、センシングレンジが決まっている。ＡＤＣの電圧範囲は、ＡＤ変換の分解能に応じて異なるが、通常、 E_{vref} （ＡＤＣ基準電圧）～ $E_{vref} + 3V$ に設定することができる。ここで、ＡＤ変換の分解能とは、アナログ入力電圧をデジタル値に変換することができるビットの値を指示する。ＡＤＣに入力されるアナログ信号がＡＤＣの入力範囲を超える場合、ＡＤＣの出力値は、入力電圧範囲の下限値にアンダーフロー（underflow）したり、または、入力電圧範囲の上限値にオーバーフロー（overflow）したりすることがある。

40

【００６８】

本発明は、マルチタイム電流センシング方式に基づいて、各画素ごとに少なくとも２回以上のセンシング過程を介して、互いに異なる大きさのアナログ積分値（ V_{sen} ）を生成する。前述したように、電流積分器（ＣＩ）に流される電流値（ I_{ds} ）が大きい場合には、出力される積分値（ V_{sen} ）の大きさは小さくなり、逆に電流積分器（ＣＩ）に流される電流値（ I_{ds} ）が小さい場合には、出力される積分値（ V_{sen} ）の大きさは大きくなる。したがって、さまざまな大きさの積分値の（ V_{sen} ）の中の一部がＡＤＣの入力範囲を超えることがある。

【００６９】

図１１を用いてさらに説明すると、ＡＤＣの入力範囲が２Ｖ～５Ｖのとき、第１電流値

50

(I_{ds1}) による 1 次積分値 (V_{sen1}) が 4 V、第 1 電流値 (I_{ds1}) より大きい第 2 電流値 (I_{ds2}) に基づく 2 次積分値 (V_{sen2}) が 1.5 V である場合を仮定する。

【0070】

1 次積分値 (V_{sen1}) である 4 V は、ADC の入力範囲 (2 V ~ 5 V) に属するので、正常に出力することができるのに対し、2 次積分値 (V_{sen2}) である 1.5 V は ADC の入力範囲 (2 V ~ 5 V) 外となるので、それに近い入力電圧範囲 (2 V ~ 5 V) の下限値 (2 V) にアンダーフローされて出力される。

【0071】

このように ADC のオーバーレンジ (over range) 現象が発生する場合、センシングの精度が落ちる。したがって、ADC のオーバーレンジ (over range) 現象を防止する追加の方法が要求される。

10

【0072】

図 12 は、ADC のオーバーレンジ (over range) 現象を防止する一方法を示している。

【0073】

本発明は、マルチタイム電流センシング方式において、図 12 に示すように、電流積分器 (CI) 出力値 (V_{out}) の立ち下がりの傾きが相対的に大きい第 1 センシング & サンプルング期間 (S & S1) では、電流積分器 (CI) 出力値 (V_{out}) の立ち下がりの傾きが相対的に小さい第 2 センシング & サンプルング期間 (S & S2) に比べ、1 次積分値 (V_{sen1}) がアンダーフローする可能性が高い。

20

【0074】

この場合、本発明は、第 1 センシング & サンプルング期間 (S & S1) でのセンシング期間 (T_{sen1}) を、第 2 センシング & サンプルング期間 (S & S2) でのセンシング期間 (T_{sen2}) に比べて減らすことで、1 次積分値 (V_{sen1}) を 2 V から 3.5 V へと上向きに調整して、1 次積分値 (V_{sen1}) が ADC の入力電圧範囲 (2 V ~ 5 V) を満足するように補正することができる。

【0075】

図 13 ~ 図 15 は、ADC のオーバーレンジ (over range) 現象を防止する他の方法を示す。

30

【0076】

図 13 を参照すると、本発明は、タイミングコントローラ 11 の制御下で、電流積分器 (CI) に含まれる積分キャパシター (Cfb) の静電容量を調整するための容量制御部 22 をさらに含む。積分キャパシター (Cfb) は、アンプ (AMP) の反転入力端子 (-) に並列接続された複数のキャパシター (Cfb1、Cfb2、Cfb3) を含むが、キャパシター (Cfb1、Cfb2、Cfb3) それぞれの他端は、互いに異なる容量調整用スイッチ (S1、S2、S3) を介して、アンプ (AMP) の出力端に接続することができる。積分キャパシター (Cfb) の合成静電容量は、オンされる静電容量調整用スイッチ (S1、S2、S3) の数に応じて決定される。

【0077】

40

タイミングコントローラ 11 は、デジタルセンシング値 (SD) を分析して、ADC の下限値及び上限値と同じデジタルセンシング値 (SD) の比率に応じて、静電容量制御部 22 の動作を制御して適切なスイッチング制御信号を生成する。静電容量調整用スイッチ (S1、S2、S3) は、静電容量制御部 22 から入力されるスイッチング制御信号に応じてオン/オフされる。積分キャパシター (Cfb) の合成静電容量が大きいほど、電流積分器ユニット (CI) の出力値 (V_{out}) の立ち下がりの傾きは小さくなり、逆に、積分キャパシター (Cfb) の合成静電容量が小さいほど、電流積分器ユニット (CI) の出力値 (V_{out}) の立ち下がりの傾きは大きくなる。

【0078】

したがって、タイミングコントローラ 11 は、静電容量制御部 22 を介して、ターン・

50

オンされる静電容量調整用スイッチ（ $S1$ 、 $S2$ 、 $S3$ ）の数を制御することにより、ADCの出力値が入力電圧範囲の下限値でアンダーフロー（underflow）する場合には、積分キャパシター（ Cfb ）の合成静電容量を増加させ、逆にADCの出力値が入力電圧範囲の上限値でオーバーフロー（overflow）する場合には、積分キャパシター（ Cfb ）の合成静電容量を減少させることができる。

【0079】

積分キャパシター（ Cfb ）の合成静電容量を制御することにより、ADCのオーバーレンジ状況が防止される一例が図14に示されている。本発明のマルチタイム電流センシング方式において、図14に示すように、電流積分器（ CI ）の出力値（ $Vout$ ）の立ち下がりの傾きが相対的に大きい第2センシング&サンプリング期間では、電流積分器（ CI ）の出力値（ $Vout$ ）の立ち下がりの傾きが相対的に小さい第1センシング&サンプリング期間に比べて、2次積分値（ $Vsen2$ ）がアンダーフローする可能性が高い。

10

【0080】

この場合、本発明は、第2センシング&サンプリング期間中に動作する積分キャパシター（ Cfb ）の合成静電容量（ $3pF$ ）を、第1センシング&サンプリング期間中に動作する積分キャパシター（ Cfb ）の合成静電容量（ $1.5pF$ ）に比べて2倍増やすことで、1次積分値（ $Vsen1$ ）を $2V$ から $4V$ に上向きに調整し、2次積分値（ $Vsen2$ ）がADCの入力電圧範囲（ $2V \sim 5V$ ）を満足するように補正することができる。

【0081】

一方、図13を参照すると、本発明は、タイミングコントローラ11の制御下に、ADC基準電圧（ E_{vref} ）を調整するためのプログラマブル電圧調整IC24をさらに含むことができる。

20

【0082】

タイミングコントローラ11は、デジタルセンシング値（ SD ）を分析して、ADCの下限値及び上限値と同じデジタルセンシング値（ SD ）の比率に応じて、プログラマブル電圧調整IC24の動作を制御して、ADC基準電圧（ E_{vref} ）を調整することができる。

【0083】

ADC基準電圧（ E_{vref} ）を調整することにより、ADCのオーバーレンジ状況が防止される一例が、図15に示されている。本発明のマルチタイム電流センシング方式において、図15に示すように、電流積分器（ CI ）の出力値（ $Vout$ ）の立ち下がりの傾きが相対的に大きい第2センシング&サンプリング期間では、電流積分器（ CI ）の出力値（ $Vout$ ）の立ち下がりの傾きが相対的に小さい第1センシング&サンプリング期間に比べて、2次積分値（ $Vsen2$ ）がアンダーフローする可能性が高い。

30

【0084】

この場合、本発明は、1次積分値（ $Vsen1$ ）である $4V$ をデジタル処理する際のADC基準電圧（ E_{vref} ）は、元の $2V$ を保持し、2次積分値（ $Vsen2$ ）である $2V$ をデジタル処理する際のADC基準電圧（ E_{vref} ）は、元の $2V$ から $0V$ に下向きに調整する。このような下向き調整により、2次積分値（ $Vsen2$ ） $2V$ はADCの入力電圧範囲（ $0V \sim 3V$ ）を十分に満足することになる。

40

【0085】

前述したように、本発明は、駆動素子の電気的特性の偏差をセンシングするにあたり、電流積分器を用いた電流センシング方式を介して、低電流及び高速センシングを実現して、センシング時間を大幅に減らすことができる。さらに、本発明は、1ラインセンシングオンタイム内で、画素のそれぞれについて、マルチタイムセンシングを実行して、センシングの精度を大幅に向上させることができる。

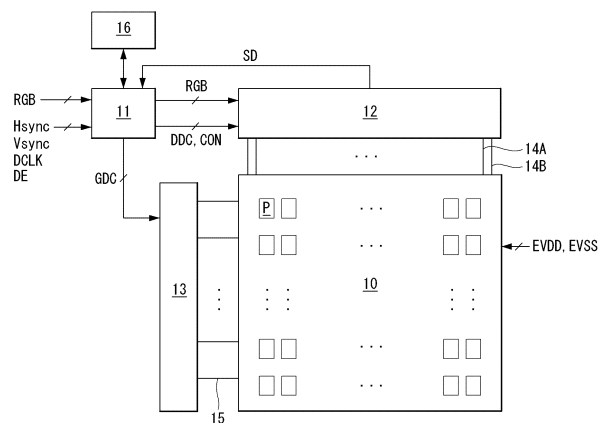
【0086】

以上説明した内容を介して、当業者であれば、本発明の技術思想を逸脱しない範囲で、多様な変更及び修正が可能であることを分かるであろう。したがって、本発明の技術的範囲は、明細書の詳細な説明に記載された内容に限定されるものではなく、特許請求の範囲

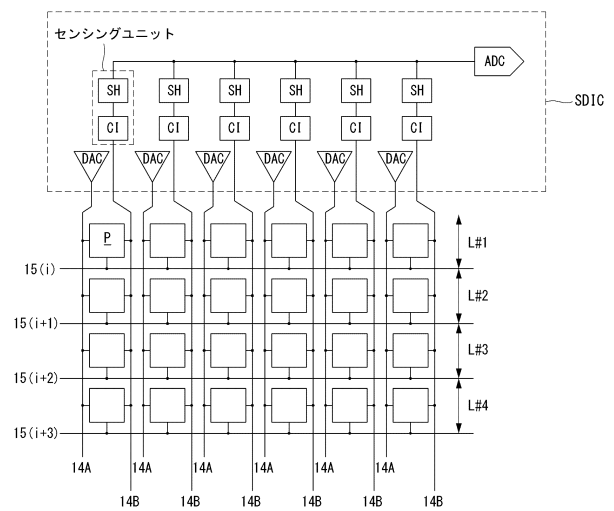
50

の記載によって定められるべきである。

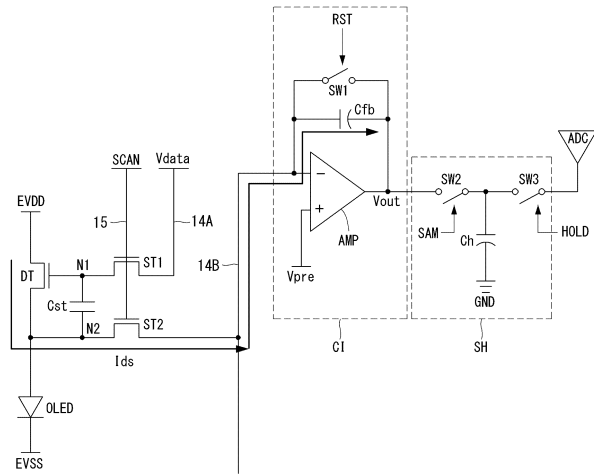
【図 1】



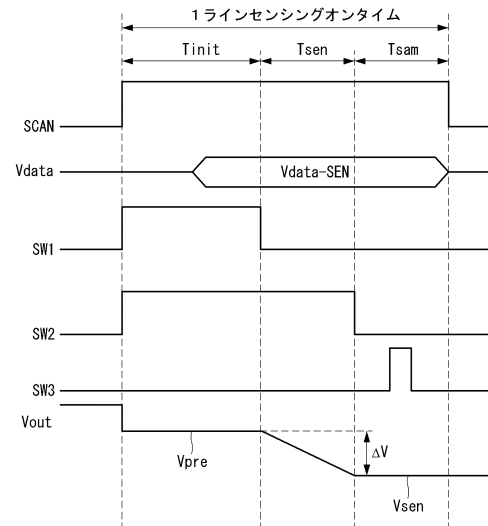
【図 2】



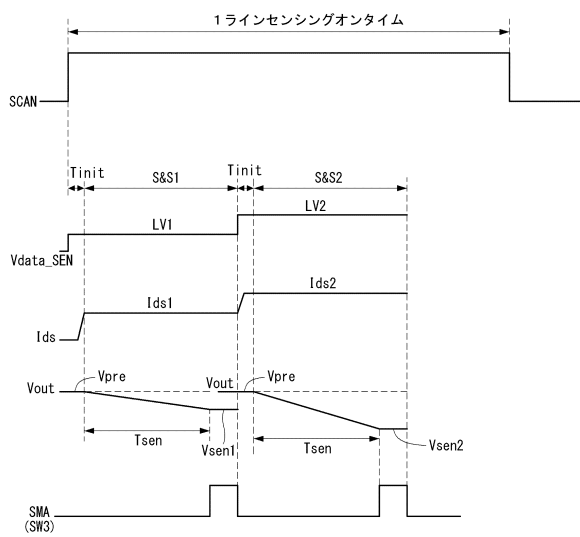
【図 3】



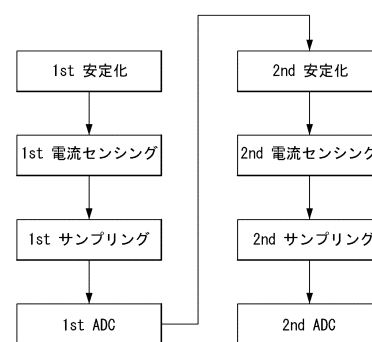
【図 4】



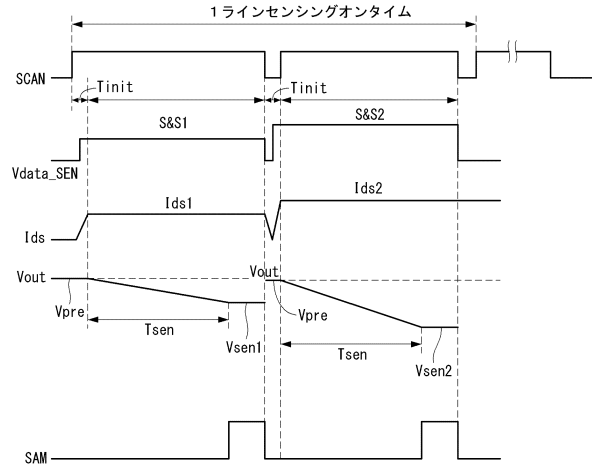
【図 5】



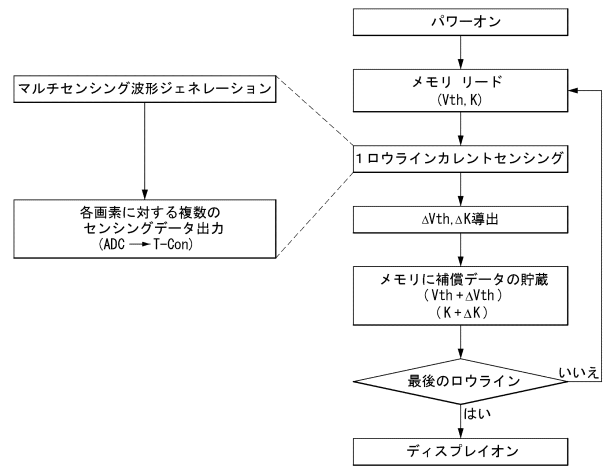
【図 6】



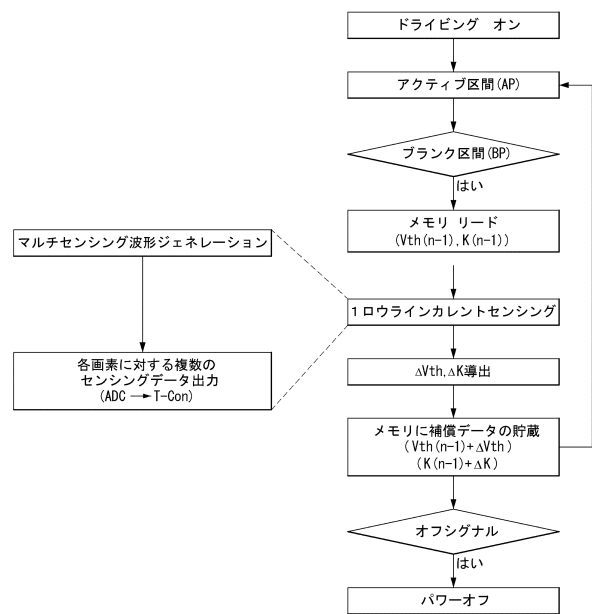
【図 7】



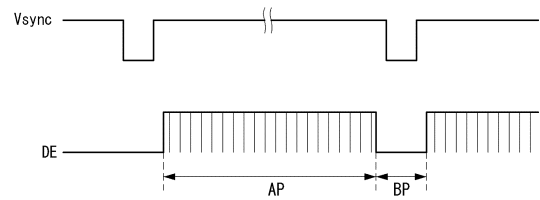
【図 8】



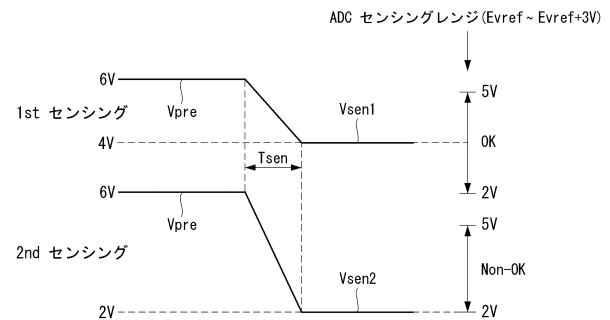
【図 9】



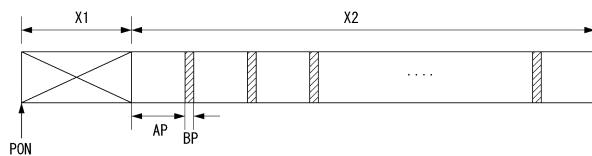
【図 10 B】



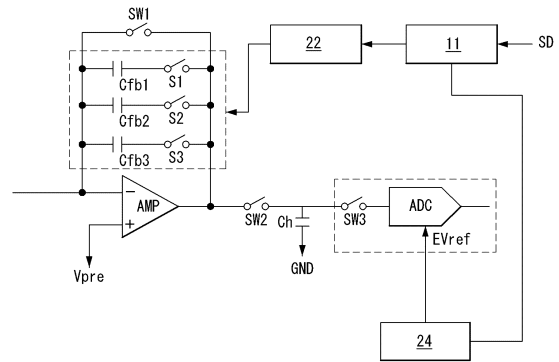
【図 11】



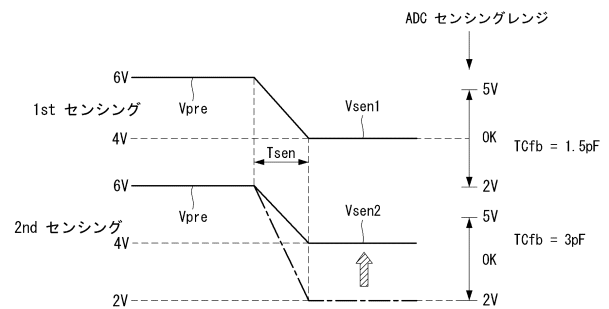
【図 10 A】



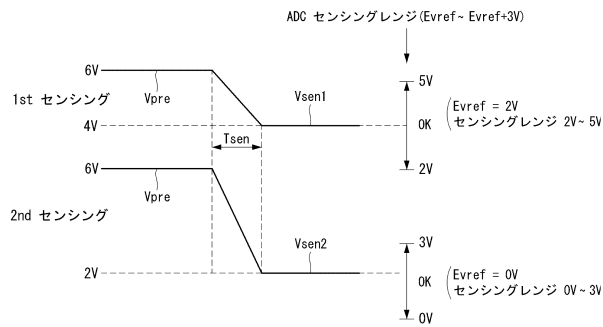
【 図 1 3 】



ADC センシングレンジ (Evref ~ Evref+3V)



ADC センシングレンジ (Evref ~ Evref+3V)



フロントページの続き

(51)Int.Cl.

F I

G 0 9 G	3/20	6 2 3 C
G 0 9 G	3/20	6 2 3 D
G 0 9 G	3/20	6 2 2 D
G 0 9 G	3/20	6 2 4 Z
G 0 9 G	3/20	6 1 2 E
G 0 9 G	3/20	6 2 1 F

(72)発明者 キム, ジュンヒョン

大韓民国 1 5 6 - 8 2 7, ソウル, ドンジャクク, サダン 1ドン, ナムブスンワンロ
2 6 3ギル, サンヨン ハッピールーム, 4 0 2

(72)発明者 ユン, ジンハン

大韓民国 6 2 1 - 1 9 0, キョンサンナム - ド, キメシ, サムバンドン 6 5 9 - 1 4

審査官 橋本 直明

(56)参考文献 特開 2 0 1 0 - 2 8 1 8 7 2 (J P , A)

特開 2 0 0 4 - 3 4 7 7 4 9 (J P , A)

特表 2 0 1 4 - 5 1 0 2 9 5 (J P , A)

特開 2 0 1 0 - 2 8 1 8 7 4 (J P , A)

国際公開第 2 0 0 9 / 0 7 5 1 2 9 (W O , A 1)

特開 2 0 0 7 - 2 5 6 7 3 3 (J P , A)

特開 2 0 0 4 - 1 9 2 0 0 0 (J P , A)

特開平 1 1 - 2 1 9 1 4 6 (J P , A)

特開 2 0 1 5 - 0 7 9 2 4 1 (J P , A)

特開 2 0 1 5 - 1 3 2 8 1 6 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl., D B名)

G 0 9 G 3 / 3 2 3 3

G 0 9 G 3 / 2 0

G 0 9 G 3 / 3 0

专利名称(译)	一种有机发光显示装置，能够补偿驱动元件的电特性的偏差		
公开(公告)号	JP6144250B2	公开(公告)日	2017-06-07
申请号	JP2014256831	申请日	2014-12-19
[标]申请(专利权)人(译)	乐金显示有限公司		
申请(专利权)人(译)	Eruji显示有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	Eruji显示有限公司		
[标]发明人	キムテガン キムジュンヒョン ユンジンハン		
发明人	キム, テガン キム, ジュンヒョン ユン, ジンハン		
IPC分类号	G09G3/3233 G09G3/30 G09G3/20		
CPC分类号	G09G3/006 G09G3/3225 G09G3/3233 G09G3/3275 G09G2310/027 G09G2310/0291 G09G2310/08 G09G2320/0285 G09G2320/029 G09G2320/045 G09G2330/12 G09G3/3258 G09G3/3291 G09G2300 /0819 G09G2300/0828 G09G2320/0223		
FI分类号	G09G3/3233 G09G3/30.J G09G3/20.611.H G09G3/20.642.A G09G3/20.624.B G09G3/20.623.C G09G3 /20.623.D G09G3/20.622.D G09G3/20.624.Z G09G3/20.612.E G09G3/20.621.F G09G3/3266 G09G3 /3275 G09G3/3291		
F-TERM分类号	5C080/AA06 5C080/BB05 5C080/DD05 5C080/DD08 5C080/EE29 5C080/FF03 5C080/FF11 5C080 /JJ02 5C080/JJ03 5C080/JJ04 5C080/JJ05 5C080/JJ07 5C380/AA01 5C380/AB06 5C380/AB21 5C380 /AB22 5C380/AB23 5C380/BA19 5C380/BA38 5C380/BA39 5C380/BB04 5C380/BC01 5C380/BC20 5C380/CA12 5C380/CA32 5C380/CA53 5C380/CA54 5C380/CB01 5C380/CC26 5C380/CC27 5C380 /CC33 5C380/CD013 5C380/CE08 5C380/CE20 5C380/CF13 5C380/CF20 5C380/CF27 5C380/CF44 5C380/CF48 5C380/CF49 5C380/CF51 5C380/DA02 5C380/DA39 5C380/DA47 5C380/DA49 5C380 /EA02 5C380/EA05 5C380/FA03 5C380/FA21 5C380/FA28		
审查员(译)	Naoaki桥本		
优先权	1020140079255 2014-06-26 KR		
其他公开文献	JP2016009185A		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

提供一种有机发光显示器，其在感测驱动元件的电特性的变化时提供更短的感测时间和更高的感测精度。有机发光显示器包括具有多个像素的显示面板，栅极驱动电路和数据驱动电路。栅极驱动电路在感测操作中产生对应于感测导通时间的一行的感测栅极脉冲，并且以线序方式将其顺序地提供给栅极线（15）。数据驱动电路包括多个电流积分器（CI），其执行通过感测线输入的每个像素的驱动TFT（DT）的源极 - 漏极电流的积分和顺序数字化电流积分器的输出的ADC。（CI）输出数字感应值。时序控制器控制栅极驱动电路和数据驱动电路的操作，使得在一行感测导通时间，第一和第二源极 - 漏极电流内的相应感测和采样周期中执行第一和第二源极 - 漏极电流的积分。由感测第一级和第二级的数据电压引起。

(51) Int. Cl.			F 1		
G O G G	3/3233	(2016. 01)	G O G G	3/3233	
G O G G	3/30	(2006. 01)	G O G G	3/30	J
G O G G	3/20	(2006. 01)	G O G G	3/20	6 1 1 H
			G O G G	3/20	6 4 2 A
			G O G G	3/20	6 2 4 B
			請求項の数 5 (全 19 頁) 最終頁に続く		
(21) 出願番号			特願2014-256831 (P2014-256831)		
(22) 出願日			平成26年12月19日 (2014. 12. 19)		
(65) 公開番号			特開2016-9185 (P2016-9185A)		
(43) 公開日			平成28年1月18日 (2016. 1. 18)		
審査請求日			平成26年12月19日 (2014. 12. 19)		
(31) 優先権主張番号			10-2014-0079255		
(32) 優先日			平成26年6月26日 (2014. 6. 26)		
(33) 優先権主張国			韓国 (KR)		
(73) 特許権者			501426046		
			エルジー ディスプレイ カンパニー リ		
			ミテッド		
			大韓民国 ソウル、ヨンドゥンボング、ヨ		
(74) 代理人			ウィーテロ 1 2 8		
			100109726		
			弁理士 園田 吉隆		
(74) 代理人			100101199		
			弁理士 小林 義教		
(72) 発明者			キム, テガン		
			大韓民国 4 1 3 - 8 3 7, キョンギド		
			, バジュシ, ヤダンドン, ハンピッ		
			ト マウル 2 ダンジ ヒューマンビル		
			レイク バレス アpartment, 2		
			O 1 - 2 3 O 4		
			最終頁に続く		

(54) 【発明の名称】 駆動素子の電気的特性の偏差を補償することができる有機発光表示装置