

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5416228号
(P5416228)

(45) 発行日 平成26年2月12日(2014.2.12)

(24) 登録日 平成25年11月22日(2013.11.22)

(51) Int.Cl.

F I

G09G 3/30 (2006.01)
G09G 3/20 (2006.01)G09G 3/30 J
G09G 3/20 642A
G09G 3/20 641Q
G09G 3/20 641D
G09G 3/20 670J

請求項の数 9 (全 28 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2011-552987 (P2011-552987)
 (86) (22) 出願日 平成22年2月25日(2010.2.25)
 (65) 公表番号 特表2012-519880 (P2012-519880A)
 (43) 公表日 平成24年8月30日(2012.8.30)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2010/025354
 (87) 国際公開番号 W02010/101760
 (87) 国際公開日 平成22年9月10日(2010.9.10)
 審査請求日 平成24年11月8日(2012.11.8)
 (31) 優先権主張番号 12/396,662
 (32) 優先日 平成21年3月3日(2009.3.3)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

早期審査対象出願

(73) 特許権者 510048417
 グローバル・オーエルイーディー・テクノ
 ロジー・リミテッド・ライアビリティ・カ
 ンパニー
 GLOBAL OLED TECHNOL
 OGY LLC.
 アメリカ合衆国、バージニア州、ハーンド
 ン、パーク・センター・ロード 1387
 3、スイート 330
 13873 Park Center R
 oad, Suite 330, Her
 ndon, VA 20171, Uni
 ted States of Ameri
 ca

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 エレクトロルミネッセント (EL) サブピクセル内の駆動トランジスタのゲート電極に駆動トランジスタ制御信号を与えるための装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第1の電極及び第2の電極を備えるエレクトロルミネッセント(EL)エミッターを有し、かつ第1の供給電極、第2の供給電極及びゲート電極を備える駆動トランジスタを備えるエレクトロルミネッセント(EL)サブピクセルであって、前記駆動トランジスタの前記第2の供給電極は、前記ELエミッターに電流を流すために、該ELエミッターの前記第1の電極に電気的に接続される、エレクトロルミネッセントサブピクセルと、

前記駆動トランジスタの前記第1の供給電極に電気的に接続される第1の電圧供給源と

、前記ELエミッターの前記第2の電極に電気的に接続される第2の電圧供給源と、

前記駆動トランジスタの前記ゲート電極に電気的に接続される試験電圧源と、

前記第1の電圧供給源、前記第2の電圧供給源及び前記試験電圧源の電圧を制御し、前記駆動トランジスタを線形領域において動作させるための電圧コントローラと、

種々の時点において前記駆動トランジスタの前記第1の供給電極及び前記第2の供給電極を通して流れる電流を測定し、前記駆動トランジスタ及び前記ELエミッターの或る期間にわたる動作によって引き起こされる該駆動トランジスタ及び該ELエミッターの特性の変動を表すステータス信号を与えるための測定回路であって、前記電流は、前記駆動トランジスタが前記線形領域において動作している間に測定される、測定回路と、

線形コード値を与える手段と、

前記ステータス信号に応答して前記線形コード値を変更し、前記駆動トランジスタ及び

10

20

前記 E L エミッターの特性の変動を補償するための補償器と、

前記駆動トランジスタの前記ゲート電極を駆動するために、変更済み線形コード値に
応答して駆動トランジスタ制御信号を生成するためのソースドライバと、
を備え、前記 E L サブピクセル内の前記駆動トランジスタの前記ゲート電極に前記駆動ト
ランジスタ制御信号を与えるための装置であって、

前記測定回路は、

前記第 1 の供給電極及び前記第 2 の供給電極を通して流れる前記駆動電流の関数である
ミラー電流を生成するための第 1 の電流ミラーと、

前記第 1 の電流ミラーにバイアス電流を流して該第 1 の電流ミラーのインピーダンスを
下げるための第 2 の電流ミラーと

10

を含み、

前記駆動トランジスタの線形動作領域において、経時変化していない前記 E L エミッタ
ーと経時変化した前記 E L エミッターとの間の測定電流の変化を測定する、装置。

【請求項 2】

前記 E L エミッターは O L E D エミッターからなる、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 3】

前記駆動トランジスタは低温ポリシリコントランジスタからなる、請求項 1 に記載の装
置。

【請求項 4】

前記測定回路を、前記第 1 の供給電極及び前記第 2 の供給電極を通して流れる電流に選
択的に電氣的に接続するためのスイッチをさらに備える、請求項 1 に記載の装置。

20

【請求項 5】

前記測定回路はさらに、前記ミラー電流に応答して、電圧信号を生成するための電流 /
電圧コンバータと、該電圧信号に応答して、前記ステータス信号を前記補償器に与える手
段とを含む、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 6】

前記駆動トランジスタ制御信号は電圧からなる、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 7】

前記測定される電流は、前記 E L エミッターから光を放射するために必要とされる電流
として選択されるしきい値電流よりも小さい、請求項 1 に記載の装置。

30

【請求項 8】

前記測定回路は、パネル製造時に得られた、経時変化していない電流測定値であるター
ゲット信号及び直近の測定時に得られた経時変化した電流測定値を格納するためのメモリ
をさらに備える、請求項 1 に記載の装置。

【請求項 9】

前記補償器は、前記線形コード値を変更して、変更済み線形コード値を生成し、前記駆
動トランジスタ及び前記 E L エミッターの特性の変動を補償する、請求項 1 に記載の装置
。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

40

【0001】

本発明はエレクトロルミネッセントエミッターを通して流れる電流を供給するための駆
動トランジスタに加えられる信号の制御に関する。

【背景技術】

【0002】

コンピューティング、エンターテイメント及び通信のための情報ディスプレイとして、
フラットパネルディスプレイへの関心は高い。たとえば、エレクトロルミネッセント (E
L) エミッターは何年にもわたって知られており、最近になって市販のディスプレイデ
バイスにおいて用いられるようになった。そのようなディスプレイは、アクティブマトリッ
クス制御方式及びパッシブマトリックス制御方式の両方を利用し、複数のサブピクセルを

50

利用することができる。各サブピクセルは、E Lエミッターと、E Lエミッターを流れる電流を駆動するための駆動トランジスタを含む。サブピクセルは通常2次元のアレイに配列され、サブピクセル毎に1つの行アドレス及び列アドレスがあり、サブピクセルにはデータ値が関連付けられる。単一E Lサブピクセルを照明及びユーザーインターフェースの用途に用いることもできる。E Lサブピクセルは、コーティング可能な無機発光ダイオード、量子ドット、及び有機発光ダイオード(O L E D)を含む、種々のエミッター技術を用いて作製することができる。

【0003】

有機発光ダイオード(O L E D)技術のようなエレクトロルミネッセント(E L)技術は、白熱ランプ及び蛍光灯のような他の技術よりもルミナンス及び消費電力に関して優れた利点を提供する。しかしながら、E Lサブピクセルは経時的に性能が劣化するという難点がある。サブピクセルの寿命にわたって高品質の光放射を提供するために、この劣化を補償しなければならない。

10

【0004】

E Lエミッターの光出力はエミッターを流れる電流に概ね比例するので、E Lサブピクセル内の駆動トランジスタは通常、ゲート-ソース間電圧 V_{gs} に応答する電圧制御式の電流源として構成される。L C Dディスプレイにおいて用いられるソースドライバに類似のソースドライバが、駆動トランジスタに制御電圧を与える。ソースドライバは、所望のコード値をアナログ電圧に変換し、駆動トランジスタを制御することができる。より高いビット深度を有する線形ソースドライバが入手可能になりつつあるが、コード値と電圧との間の関係は通常非線形である。非線形のコード値-電圧関係は、O L E Dの場合、特徴的なL C D S形状(たとえば、米国特許第4,896,947号において示される)とは異なる形状を有するが、要求されるソースドライバ電子回路は、2つの技術間で非常によく似ている。L C DソースドライバとE Lソースドライバとの間の類似性に加えて、米国特許第5,034,340号においてTanaka他によって教示されるように、L C Dディスプレイ及びE Lディスプレイは通常同じ基板、すなわちアモルファスシリコン(a - S i)上に製造される。アモルファスS iは安価であり、大きなディスプレイに加工するのが容易である。

20

【0005】

劣化モード

30

しかしながら、アモルファスシリコンは準安定性である。すなわちa - S i T F Tのゲートに電圧バイアスが印加されるのに応じて、経時的に、そのしきい値電圧(V_{th})がシフトし、それにより、そのI - V曲線がシフトする(Kagan & Andry編「Thin-film Transistors」(New York: Marcel Dekker, 2003. Sec. 3.5, pp. 121-131))。 V_{th} は通常順方向バイアス下で経時的に上昇するので、経時的には、 V_{th} シフトによって、平均してディスプレイが薄暗くなる。

【0006】

a - S i T F Tが不安定であることに加えて、最新のE Lエミッターは自らも不安定である。たとえば、O L E Dエミッターでは、O L E Dエミッターを通して電流が流れるのに応じて、経時的に、その順方向電圧(V_{oled})が上昇し、その効率(通常 cd/A で測定される)が低下する(Shinar編「Organic Light-Emitting Devices: a survey」(New York: Springer-Verlag, 2004. Sec. 3.4, pp. 95-97))。効率の損失によって、一定の電流で駆動される場合であっても、ディスプレイは経時的に平均して薄暗くなる。さらに、通常のO L E Dディスプレイ構成では、O L E Dは駆動トランジスタのソースに取り付けられる。この構成では、 V_{oled} が上昇すると、トランジスタのソース電圧が上昇することになり、 V_{gs} 、それゆえ、O L E Dエミッターを通して流れる電流(I_{oled})が減少し、それにより、経時的に薄暗くなる。

40

【0007】

これら3つの作用(V_{th} シフト、O L E D効率損失及び V_{oled} 上昇)によって、O L E DサブピクセルはそのO L E Dサブピクセルを通して流れる電流に比例する速度で、経時

50

的に輝度を喪失する (V_{th} シフトが一次的な作用であり、 V_{oled} シフトは二次的な作用であり、OLE D効率損失は三次的な作用である)。それゆえ、規定された出力をその寿命にわたって保持するために、サブピクセルは、経時変化を補償されなければならない。

【0008】

従来技術

3つの経時変化作用のうちの1つ又は複数を補償することが知られている。一次的な作用であり、印加されるバイアスによって逆方向にも作用する V_{th} シフトについて考えるとき (Mohan他著「Stability issues in digital circuits in amorphous silicon technology」(Electrical and Computer Engineering, 2001, Vol. 1, pp. 583-588))、補償方式は概ね4つのグループ: ピクセル内補償、ピクセル内測定、パネル内測定及び逆方向バイアスに分けられる。

10

【0009】

ピクセル内 V_{th} 補償方式は、サブピクセルに付加回路を追加して、 V_{th} シフトが生じるのに応じて補償する。たとえば、非特許文献1においてLee他は、所望のデータ電圧を印加する前にサブピクセルの V_{th} を該サブピクセルのストレージキャパシタ上に格納することによって V_{th} シフトを補償する、7トランジスタ、1キャパシタ(7T1C)サブピクセル回路を教示している。このような方法は V_{th} シフトを補償するが、 V_{oled} 上昇又はOLE D効率損失を補償することはできない。これらの方法は、従来の2T1C電圧駆動サブピクセル回路に比べて、さらに複雑なサブピクセル、及びさらに大きなサブピクセル電子回路サイズを必要とする。要求される機構が細くなるほど、製造誤差の影響を受けやすくなるので、サブピクセルが複雑になると、歩留まりが低下する。通常の底面発光構成では特に、サブピクセル電子回路の全サイズが大きくなると、アパーチャ比、すなわち、光を放射するサブピクセルのパーセンテージが減少するので、消費電力が増加する。一定の電流では、OLE Dの光放射は面積に比例するので、アパーチャ比が小さなOLE Dエミッターほど、アパーチャ比が大きなOLE Dと同じ輝度を生成するのに多くの電流を必要とする。さらに、小さな面積において電流が大きくなるほど、OLE Dエミッター内の電流密度が増加し、 V_{oled} 上昇及びOLE D効率損失を加速させる。

20

【0010】

ピクセル内測定 V_{th} 補償方式は、各サブピクセルに付加回路部を追加して、 V_{th} シフトを表す値を測定できるようにする。その後、パネル外の回路部がその測定値を処理し、各サブピクセルの駆動を調整して、 V_{th} シフトを補償する。たとえば、特許文献1においてNathan他は、4トランジスタピクセル回路を教示しており、その回路によれば、TF T劣化データを所与の電圧条件下での電流として、又は所与の電流条件下での電圧として測定できるようになる。特許文献2においてNara他は、サブピクセルに切替トランジスタを追加して、そのトランジスタを検査インターコネクに接続することを教示している。特許文献3においてKimura他は、サブピクセルに補正TF Tを追加してEL劣化を補償することを教示している。これらの方法はピクセル内 V_{th} 補償方式の不都合な点を共有するが、そのうちのいくつかは、 V_{oled} シフト又はOLE D効率損失をさらに補償することができる。

30

【0011】

ピクセル内測定 V_{th} 補償方式は、パネルの設計を変更することなく、パネルの周囲に回路部を追加して測定し、測定値を処理する。たとえば、特許文献4においてNaugler他は、駆動トランジスタの種々のゲート電圧においてOLE Dエミッターを通して流れる電流を測定し、補償するために用いられる予め計算されたルックアップテーブル上の点を特定することを教示している。しかしながら、この方法は多数のルックアップテーブルを必要とし、著しい量のメモリを消費する。さらに、この方法は、補償をディスプレイ駆動電子回路において通常実行される画像処理と統合するという問題を認識していない。

40

【0012】

逆方向バイアス V_{th} 補償方式は、或る形の逆方向電圧バイアスを用いて、 V_{th} を或る開始点にシフトバックする。これらの方法は、 V_{oled} 上昇又はOLE D効率損失を補償する

50

ことはできない。たとえば、特許文献5においてLo他は、アクティブマトリックスピクセル回路内のストレージキャパシタの基準電圧を調整して、各フレーム間で駆動トランジスタに逆方向バイアスをかけることを教示している。フレーム内、又はフレーム間で逆方向バイアスをかけることによって目に見えるアーティファクトは防止されるが、デューティサイクル、それゆえ、ピーク明度は減少する。逆方向バイアス法は、パネルの平均 V_{th} シフトを補償することができ、ピクセル内補償法よりも消費電力の増加は少ないが、より複雑な外部電源を必要とし、付加的なピクセル回路部又は信号線を必要とする可能性があり、他のサブピクセルよりも大きく色あせた個々のサブピクセルを補償しない場合がある。

【0013】

V_{oled} シフト及びOLED効率損失について考えるとき、Arnold他等による特許文献6は、OLEDエミッターの経時変化を補償する方法の一例である。この方法は、エミッター輝度の全変化がOLEDエミッター内の変化によって引き起こされると仮定する。しかしながら、その回路内の駆動トランジスタがa-Siから形成されるとき、使用するとトランジスタのしきい値電圧も変化するので、この仮定は有効ではない。それゆえ、Arnoldの方法は、トランジスタが経時変化作用を示す回路では、サブピクセル経時変化を完全には補償しない。さらに、逆方向バイアスのような方法を用いて、a-Siトランジスタしきい値電圧シフトを軽減するとき、逆方向バイアス作用を適切に追跡/予測しなければ、又はOLED電圧変化若しくはトランジスタしきい値電圧変化を直に測定しなければ、OLED効率損失の補償は信頼性がなくなる可能性がある。

【0014】

たとえば、特許文献7においてYoung他によって教示されるように、代替の補償方法は各サブピクセルの光出力を直に測定する。そのような方法は、3つ全ての経時変化要因における変化を補償することができるが、非常に高精度の外部光センサーを必要とするか、又はサブピクセル内に内蔵光センサーを必要とする。外部光センサーが、デバイスのコストを高め、デバイスを複雑にするのに対して、内蔵光センサーは、サブピクセルを複雑にし、電子回路サイズを大きくするのに加えて、結果として性能低下も伴う。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0015】

【特許文献1】米国特許出願公開第2006/0273997号明細書

【特許文献2】米国特許第7,199,602号明細書

【特許文献3】米国特許第6,518,962号明細書

【特許文献4】米国特許出願公開第2008/0048951号明細書

【特許文献5】米国特許第7,116,058号明細書

【特許文献6】米国特許第6,995,519号明細書

【特許文献7】米国特許第6,489,631号明細書

【非特許文献】

【0016】

【非特許文献1】Lee他著「A New a-Si:H TFT Pixel Design Compensating Threshold Voltage Degradation of TFT and OLED」(SID 2004 Digest, pp. 264-274)

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0017】

それゆえ、これらの難点を克服してELサブピクセル劣化を補償するために、補償を改善することが引き続き必要とされている。

【課題を解決するための手段】

【0018】

本発明によれば、第1の電極及び第2の電極を備えるエレクトロルミネッセント(EL)エミッターを有し、かつ第1の供給電極、第2の供給電極及びゲート電極を備える駆動トランジスタを備えるエレクトロルミネッセント(EL)サブピクセルであって、前記駆

10

20

30

40

50

動トランジスタの前記第2の供給電極は、前記E Lエミッターに電流を流すために、該E Lエミッターの前記第1の電極に電氣的に接続される、エレクトロルミネッセントサブピクセルと、前記駆動トランジスタの前記第1の供給電極に電氣的に接続される第1の電圧供給源と、前記E Lエミッターの前記第2の電極に電氣的に接続される第2の電圧供給源と、前記駆動トランジスタの前記ゲート電極に電氣的に接続される試験電圧源と、前記第1の電圧供給源、前記第2の電圧供給源及び前記試験電圧源の電圧を制御し、前記駆動トランジスタを線形領域において動作させるための電圧コントローラーと、種々の時点において前記駆動トランジスタの前記第1の供給電極及び前記第2の供給電極を通して流れる電流を測定し、前記駆動トランジスタ及び前記E Lエミッターの或る期間にわたる動作によって引き起こされる該駆動トランジスタ及び該E Lエミッターの特性の変動を表すステータス信号を与えるための測定回路であって、前記電流は、前記駆動トランジスタが前記線形領域において動作している間に測定される、測定回路と、線形コード値を与える手段と、前記ステータス信号に応答して前記線形コード値を変更し、前記駆動トランジスタ及び前記E Lエミッターの特性の変動を補償するための補償器と、前記駆動トランジスタの前記ゲート電極を駆動するために、変更済み線形コード値に**10** 応答して駆動トランジスタ制御信号を生成するためのソースドライバと、を備え、前記E Lサブピクセル内の前記駆動トランジスタの前記ゲート電極に前記駆動トランジスタ制御信号を与えるための装置であって、前記測定回路は、前記第1の供給電極及び前記第2の供給電極を通して流れる前記駆動電流の関数であるミラー電流を生成するための第1の電流ミラーと、前記第1の電流ミラーにバイアス電流を流して該第1の電流ミラーのインピーダンスを下げるための第2 **20** の電流ミラーとを含み、前記駆動トランジスタの線形動作領域において、経時変化していない前記E Lエミッターと経時変化した前記E Lエミッターとの間の測定電流の変化を測定する、装置が提供される。

【発明の効果】

【0019】

本発明は駆動トランジスタ制御信号を与える実効的な方法を提供する。この方法は、補償を実行するために1つの測定しか必要としない。この方法は、任意のアクティブマトリックスサブピクセルに適用することができる。ルックアップテーブル(LUT)を用いて信号を非線形から線形に変更することによって制御信号の補償が単純化されているので、補償を線形電圧領域において行なうことができる。この方法は、複雑なピクセル回路部又は外部測定デバイスを必要とすることなく、 V_{th} シフト、 V_{oled} シフト及びOLED効率損を補償する。この方法は、サブピクセルのアーチャ比を減少させない。この方法は、サブピクセルの通常の動作に影響を及ぼさない。トランジスタの線形動作領域において動作している間に、E Lサブピクセルの特性を測定することによって、改善されたS/N(信号/雑音)が得られる。

【図面の簡単な説明】

【0020】

【図1】本発明を実施するためのディスプレイシステムのブロック図である。

【図2】図1のブロック図の詳細図である。

【図3】図2の測定回路を動作させるためのタイミング図である。 **40**

【図4A】 V_{th} シフトを示す、経時変化していないサブピクセル及び経時変化したサブピクセルの代表的なI-V特性曲線である。

【図4B】 V_{th} シフト及び V_{oled} シフトを示す、経時変化していないサブピクセル及び経時変化したサブピクセルの代表的なI-V特性曲線である。

【図5A】図1の補償器のハイレベルデータフロー図である。

【図5B】補償器の詳細なデータフロー図の(2つのうちの)第1の部分である。

【図5C】補償器の詳細なデータフロー図の(2つのうちの)第2の部分である。

【図6】領域変換ユニット及び補償器の効果を表すジョーンズダイアグラムである。

【図7】経時的な補償測定の頻度を示す代表的なプロット図である。

【図8】パーセント電流の関数としてパーセント効率を示す代表的なプロット図である。 **50**

【図 9】本発明によるサブピクセルの詳細図である。

【図 10】経時的な OLED 電圧の改善のプロット図である。

【図 11】OLED 効率と、OLED 製造後経過時間と、OLED 駆動電流密度との間の関係を示すグラフである。

【発明を実施するための形態】

【0021】

本発明は、有機発光ダイオード (OLED) サブピクセルのような、EL サブピクセルの駆動トランジスタ及びエレクトロルミネッセント (EL) エミッターの劣化を補償する。一実施形態において、本発明は、アクティブマトリックス OLED パネル上の全てのサブピクセルの V_{th} シフト、 V_{oled} シフト及び OLED 効率損を補償する。

10

【0022】

以下で行なわれる検討では、最初にシステム全体について考える。その後、サブピクセルの電気的な詳細に進み、その後、サブピクセルを測定するための電気的な詳細に進む。次に、補償器が測定値を如何に使用するかを論じる。最後に、一実施形態、たとえば、コンシューマ製品において、工場から寿命まで、このシステムが如何に実施されるかを記述する。

【0023】

概説

図 1 は本発明のディスプレイシステム 10 のブロック図を示す。非線形入力信号 11 は、EL サブピクセル内の EL エミッターからの特定の光強度を指示する。この信号 11 は、ビデオ復号器、画像処理経路、又は別の信号源から到来することができ、デジタル又はアナログとすることができ、非線形又は線形に符号化することができる。たとえば、非線形入力信号は、sRGB コード値 (IEC 61966-2-1:1999+A1) 又は NTSC 輝度 (luma) 電圧とすることができ、どのような信号源及び信号形式であっても、その信号は、変換器 12 によって、デジタル形式に、かつ線形電圧のような線形領域に優先的に変換されることができ、それについては、「領域間処理及びビット深度」において下記でさらに検討される。変換の結果は線形コード値になり、そのコード値は指示される駆動電圧を表すことができる。

20

【0024】

補償器 13 は線形コード値を受信し、その線形コード値は、EL サブピクセルから指示される特定の光強度に対応することができる。むらによって引き起こされる駆動トランジスタ及び EL エミッター内の変動、並びに EL サブピクセル内の駆動トランジスタ及び EL エミッターの或る期間にわたる動作によって引き起こされる駆動トランジスタ及び EL エミッター内の変動の結果として、EL サブピクセルは一般的に、線形コード値に応じて、指示された光強度を生成しなくなる。補償器 13 は、EL サブピクセルが指示された輝度を生成することになる変更済み線形コード値を出力し、それにより、駆動トランジスタ及び EL エミッターの或る期間にわたる動作によって引き起こされる駆動トランジスタ及び EL エミッターの特性の変動、並びに駆動トランジスタ及び EL エミッターの特性のサブピクセル間の変動を補償する。補償器の動作は、「実施態様」において下記でさらに検討される。

30

40

【0025】

補償器 13 からの変更済み線形コード値はソースドライバ 14 に渡され、ソースドライバはデジタル/アナログコンバータとすることができ、ソースドライバ 14 は、変更済み線形コード値に回答して、駆動トランジスタ制御信号を生成し、その信号は、アナログ電圧若しくはアナログ電流、又はパルス幅変調波形のようなデジタル信号とすることができる。好ましい実施形態では、ソースドライバ 14 は、線形入力-出力関係を有するソースドライバ、又はそのガンマ電圧が概ね線形な出力を生成するように設定される、従来の LCD ソースドライバ若しくは OLED ソースドライバとすることができる。後者の場合、線形性から逸脱すると、結果の品質に影響が及ぼされることになる。また、ソースドライバ 14 は、たとえば、同じ譲受人に譲渡される Kawabe による国際公開第 2005/11

50

6971号において教示されるような、時分割（デジタル駆動）ソースドライバとすることもできる。デジタル駆動ソースドライバからのアナログ電圧は、補償器からの出力信号に応じた時間の長さだけ、光出力を指示する所定のレベルに設定される。対照的に、従来のソースドライバは、或る決まった長さの時間（一般的には、フレーム全体）だけ、補償器からの出力信号に依存するレベルのアナログ電圧を与える。ソースドライバは、1つ又は複数の駆動トランジスタ制御信号を同時に出力することができる。パネルは、それぞれ一度に1つのサブピクセルのための駆動トランジスタ制御信号を出力する、複数のソースドライバを有することが好ましい。

【0026】

ソースドライバ14によって生成される駆動トランジスタ制御信号は、ELサブピクセル15に与えられる。この回路は、「ディスプレイ構成要素の説明」において下記で検討される。アナログ電圧がELサブピクセル15内の駆動トランジスタのゲート電極に与えられると、駆動トランジスタ及びELEミッターを通して電流が流れ、ELEミッターが光を放射する。一般的に、ELEミッターを通して流れる電流とエミッターの光出力の輝度との間には線形の関係があり、駆動トランジスタに印加される電圧とELEミッターを通して流れる電流との間には非線形の関係がある。それゆえ、1フレーム中にELEミッターによって放射される光の全量は、ソースドライバ14からの電圧の非線形関数とすることができる。

【0027】

ELサブピクセルを通して流れる電流は、「データ収集」において下記でさらに検討されるように、電流測定回路16によって特定の駆動条件下で測定される。ELサブピクセルのための測定された電流は、補償器に、指示された駆動信号を調整するために必要とする情報を提供する。これは、「アルゴリズム」において下記でさらに検討する。

【0028】

ディスプレイ構成要素の説明

図9は、OLEDエミッターのようなELEミッターに電流を流すELサブピクセル15、及び関連回路部を示す。ELサブピクセル15は、駆動トランジスタ201と、ELEミッター202と、オプションでストレージキャパシタ1002及び選択トランジスタ36とを備える。第1の電圧供給源211（「PVDD」）は正とすることができ、第2の電圧供給源206（「Vcom」）は負とすることができる。ELEミッター202は、第1の電極207及び第2の電極208を有する。駆動トランジスタは、ゲート電極203と、駆動トランジスタのドレインすることができる第1の供給電極204と、駆動トランジスタのソースとすることができる第2の供給電極205とを有する。オプションでは選択トランジスタ36を通して、駆動トランジスタ制御信号をゲート電極203に与えることができる。駆動トランジスタ制御信号は、ストレージキャパシタ1002に格納することができる。第1の供給電極204は、第1の電圧供給源211に電氣的に接続される。第2の供給電極205は、ELEミッターに電流を流すために、ELEミッター202の第1の電極207に電氣的に接続される。ELEミッターの第2の電極208は、第2の電圧供給源206に電氣的に接続される。電圧供給源は通常ELパネル外に配置される。電氣的接続は、スイッチ、バス線、導通トランジスタ、又は電流のための経路を提供することができる他のデバイス若しくは構造を通して行なうことができる。

【0029】

本発明の1つの実施形態では、第1の供給電極204は、PVDDバス線1011を通して第1の電圧供給源211に電氣的に接続され、第2の電極208は、シートカソード1012を通して第2の電圧供給源206に電氣的に接続され、選択トランジスタ36がゲート線34によってアクティブにされると、列線32aにわたって、ソースドライバ14によってゲート電極203に駆動トランジスタ制御信号が与えられる。

【0030】

図2は、システム10との関連でELサブピクセル15を示しており、そのシステムは、図1に示されるような、非線形入力信号11、コンバータ12、補償器13及びソース

10

20

30

40

50

ドライバ14を含む。上記のように、駆動トランジスタ201は、ゲート電極203と、第1の供給電極204と、第2の供給電極205とを有する。ELエミッター202は、第1の電極207及び第2の電極208を有する。そのシステムは、電圧供給源211及び206を有する。

【0031】

漏れを無視すると、同じ電流、すなわち、駆動電流が、第1の電圧供給源211から、第1の供給電極204及び第2の供給電極205を通り、ELエミッター電極207及び208を通して、第2の電圧供給源206まで流れる。駆動電流は、ELエミッターが光を放射するものになる電流である。それゆえ、電流は、この駆動電流経路内の任意の点で測定することができる。第1の電圧供給源211において、ELパネル外で電流を測定し、ELサブピクセルを複雑にしないようにすることができる。駆動電流は本明細書において I_{ds} と呼ばれ、駆動トランジスタのドレイン端子及びソース端子を通して流れる電流である。

10

【0032】

データ収集

ハードウェア

さらに図2を参照すると、パネル上にあるどの特殊な電子回路にも頼ることなく、ELサブピクセル15の電流を測定するために、本発明は、電流ミラーユニット210、相関ダブルサンプリング(CDS)ユニット220、並びにオプションでアナログ/デジタルコンバータ(ADC)230及びステータス信号生成ユニット240を含む測定用回路16を用いる。

20

【0033】

ELサブピクセル15は、駆動トランジスタ201のゲート電極203上の測定基準ゲート電圧(図4A 510)に対応する電流において測定される。この電圧を生成するために、測定するときに、ソースドライバ14が試験電圧源としての役割を果たし、ゲート電極203に測定基準ゲート電圧を与える。選択されるしきい値電流よりも小さな測定電流に対応する測定基準ゲート電圧を選択することによって、都合の良いことに、測定をユーザの目に見えないようにしておくことができる。選択されるしきい値電流は、ELエミッターから目に見えるほどの光を放射するために必要とされる電流よりも小さくなるように、たとえば、 1.0 nA 以下になるように選択することができる。測定が行なわれるまで、測定電流はわからないので、測定基準ゲート電圧は、モデル化によって、選択されるしきい値電流未満の選択されたヘッドルームパーセンテージである予想電流に対応するように選択することができる。

30

【0034】

電流ミラーユニット210は、電圧供給源211に取り付けられているが、駆動電流経路内の任意の場所に取り付けることができる。第1の電流ミラー212が、スイッチ200を通して、ELサブピクセル15に駆動電流を供給し、その出力213においてミラー電流を生成する。ミラー電流は、駆動電流に等しいか、又は駆動電流の関数とすることができる。たとえば、ミラー電流を駆動電流の倍数とし、付加的な測定システム利得を与えることができる。第2の電流ミラー214及びバイアス供給源215は、第1の電流ミラー212にバイアス電流を印加し、パネルから見た第1の電流ミラーのインピーダンスを下げて、測定回路の反応速度を有利に上げる。この回路は、測定回路に電流が引き込まれることから生じる電流ミラーの電圧変化に起因して測定される、ELサブピクセルを通る電流の変化も低減する。これは、電流に応じて駆動トランジスタ端子における電圧を変更する可能性がある単純な検出抵抗器のような、他の電流測定オプションよりも信号対雑音比を有利に改善する。最後に、電流/電圧(I/V)コンバータ216が、第1の電流ミラーからのミラー電流を、さらに処理するために電圧信号に変換する。 I/V コンバータ216は、トランスインピーダンス増幅器又はローパスフィルタを含むことができる。

40

【0035】

スイッチ200は、リレー又はFETとすることができ、測定用回路を、駆動トランジ

50

スタ 201 の第 1 の電極及び第 2 の電極を通して流れる駆動電流に選択的に電氣的に接続することができる。測定中に、スイッチ 200 は、測定を可能にするために第 1 の電圧供給源 211 を第 1 の電流ミラー 212 に電氣的に接続することができる。通常動作中に、スイッチ 200 は、第 1 の電圧供給源 211 を、第 1 の電流ミラー 212 ではなく、第 1 の供給電極 204 に直に電氣的に接続することができ、それにより、測定用回路を駆動電流の流れから除去することができる。これにより、測定回路部は、パネルの通常動作に影響を及ぼさなくなる。また、これによって、電流ミラー 212 及び 214 内のトランジスタのような、測定回路の構成要素のサイズを、動作電流のためにではなく、測定電流のためだけに決めることができるようになるので有利である。通常動作は一般的に、測定よりもはるかに多くの電流を引き込むので、これにより、測定回路のサイズ及びコストを大幅に削減できるようになる。

10

【0036】

サンプリング

電流ミラーユニット 210 によって、単一の時点における EL サブピクセルのための電流を測定できるようになる。信号対雑音比を改善するために、一実施形態において、本発明は相関ダブルサンプリングを用いる。

【0037】

ここで図 3 を参照し、図 2 も参照すると、EL サブピクセル 15 がオフであるとき、測定 49 が行なわれる。したがって、その EL サブピクセルは暗電流を引き込んでいるが、それは 0 又はわずかな漏れ量とすることができる。暗電流が 0 でない場合には、EL サブピクセル 15 の電流の測定と混同しないようにできることが好ましい。時刻 1 において、EL サブピクセル 15 が起動され、測定回路 16 を用いて、その電流 41 が測定される。具体的には、測定されるのは、電流ミラーユニット 210 からの電圧信号であり、それは、上記で検討されたように、第 1 及び第 2 の電流供給源を通して流れる駆動電流 I_{ds} を表す。電流を表す電圧信号を測定することを、明確にするために、「電流を測定する」と言う。電流 41 は、第 1 のサブピクセルからの電流と、暗電流との和である。第 1 の測定値 41 と暗電流測定値 49 との間の差 43 が、第 2 のサブピクセルによって引き込まれる電流である。この方法によれば、サブピクセルの整定時間が許す限り迅速に、測定を行なうことができるようになる。

20

【0038】

再び図 2 を参照し、図 3 も参照すると、相関ダブルサンプリングユニット 220 が、測定された電流をサンプリングして、ステータス信号を生成する。ハードウェアでは、電流ミラーユニット 210 からの対応する電圧信号を図 2 のサンプルアンドホールドユニット 221 及び 222 内にラッチすることによって、電流が測定される。電圧信号は、I/V コンバータ 216 によって生成される電圧信号とすることができる。差動増幅器 223 が、連続するサブピクセル測定値間の差をとる。サンプルアンドホールドユニット 221 の出力は、差動増幅器 223 の正端子に電氣的に接続され、ユニット 222 の出力は、増幅器 223 の負端子に電氣的に接続される。たとえば、電流 49 が測定されるとき、その測定値はサンプルアンドホールドユニット 221 内にラッチされる。その後、電流 41 が測定される（ユニット 221 内にラッチされる）前に、ユニット 221 の出力が第 2 のサンプルアンドホールドユニット 222 内にラッチされる。その後、電流 41 が測定される。これにより、ユニット 222 内に電流 49 が残り、ユニット 221 内に電流 41 が残る。したがって、差動増幅器の出力、すなわち、ユニット 221 内の値からユニット 222 内の値をマイナスしたものは、電流 41（を表す電圧信号）から電流 49（を表す電圧信号）をマイナスしたもの、すなわち、差 43 である。種々の駆動レベル（ゲート電圧又は電流密度）において連続して測定を行ない、そのサブピクセルのための I-V 曲線を形成することができる。

30

40

【0039】

差動増幅器 223 のアナログ又はデジタル出力は補償器 13 に直に与えることができる。代替的には、アナログ/デジタルコンバータ 230 が、好ましくは、差動増幅器 223

50

の出力をデジタル化して、補償器 13 にデジタル測定データを与えることができる。

【0040】

測定回路 16 は、好ましくは、ステータス信号生成ユニット 240 を含むことができ、ステータス信号生成ユニットは、差動増幅器 223 の出力を受信し、さらに処理を実行して、ELサブピクセルのためのステータス信号を与える。ステータス信号はデジタル又はアナログとすることができる。図 5B を参照すると、ステータス信号生成ユニット 240 が、明確にするために、補償器 13 との関連で示される。種々の実施形態において、ステータス信号生成ユニット 240 は、サブピクセルについてのデータを保持するためのメモリ 619 を含むことができる。

【0041】

本発明の第 1 の実施形態では、電流差、たとえば、43 を、対応するサブピクセルのためのステータス信号とすることができる。この実施形態では、ステータス信号生成ユニット 240 は、電流差に関する一次変換を実行することができるか、又はそれを変更せずに渡すことができる。測定基準ゲート電圧においてサブピクセルを通して流れる電流 (43) は、サブピクセル内の駆動トランジスタ及び EL エミッターの特性に依存し、それゆえ、意味があるように、それらの特性を表す。電流差 43 はメモリ 619 に格納することができる。

【0042】

第 2 の実施形態では、メモリ 619 が EL サブピクセル 15 のターゲット信号 $i_{0,611}$ を格納する。また、メモリ 619 は、EL サブピクセルの直近の電流測定値 $i_{1,612}$ も格納し、それは、サブピクセルのための測定回路によって直近に測定された値とすることができる。また、測定値 612 は、複数の測定値の平均、測定値の経時的な指数重み付け移動平均、又は当業者に明らかである他の平滑化方法の結果とすることもできる。ターゲット信号 $i_{0,611}$ 及び現在の測定値 $i_{1,612}$ を、以下に説明されるように比較して、パーセント電流 613 を与えることができ、パーセント電流は、EL サブピクセルのためのステータス信号とすることができる。サブピクセルのためのターゲット信号は、そのサブピクセルの現在の測定値とすることができる、それゆえ、パーセント電流は、それぞれの駆動トランジスタ及び EL エミッターの或る期間にわたる動作によって引き起こされる駆動トランジスタ及び EL エミッターの特性の変動を表すことができる。

【0043】

メモリ 619 は、RAM、フラッシュメモリのような不揮発性 RAM、及び EEPROM のような ROM を含むことができる。一実施形態では、 i_0 の値は EEPROM に格納され、 i_1 の値はフラッシュに格納される。

【0044】

雑音源

実際には、電流波形はきれいなステップではない可能性があるので、波形が安定するのを待った後にのみ測定を行なうことができる。各サブピクセルを何度も測定し、合わせてその平均をとることもできる。そのような測定は、連続して、又は別々の測定パスにおいて行なうことができる。電圧供給源 206 と 211 との間のキャパシタンスは、安定時間に加算することができる。このキャパシタンスは、通常の動作において一般的であるように、パネルに内在するか、外部キャパシタによって与えることができる。測定を行なう間に外部キャパシタを電氣的に切断するために用いることができるスイッチを設けることが有利となる場合がある。

【0045】

任意の電圧供給源での雑音が、電流測定値に影響を及ぼす。たとえば、ゲートドライバが行を非アクティブにするために用いる電圧供給源 (多くの場合に、VGL 又は Voff と呼ばれ、通常約 -8VDC である) での雑音は選択トランジスタを介して駆動トランジスタに容量性結合し、その電流に影響を及ぼす可能性があり、それにより、電流測定値の雑音を多くする。パネルが複数の電源領域、たとえば、分割供給面を有する場合には、それらの領域はパラレルに測定することができる。そのような測定は、領域間で雑音を分離

10

20

30

40

50

し、測定時間を短縮することができる。

【0046】

ソースドライバが切り替わる時はいつでも、雑音過渡現象が、電力供給面、及び個々のサブピクセルに結合して、測定雑音を引き起こす可能性がある。この雑音を低減するために、ソースドライバからの制御信号は、一定に保つことができる。これによってソースドライバ過渡雑音が除去される。

【0047】

電流安定性

これまでの検討では、一旦、サブピクセルがオンになり、或る電流に整定すると、その列の残りの部分に対してその電流のままであると仮定する。その仮定を破る可能性がある2つの作用が、ストレージキャパシタ漏れ及びサブピクセル内作用である。

【0048】

図9を参照すると、ELサブピクセル15内の選択トランジスタ36の漏れ電流が、ストレージキャパシタ1002上の電荷を徐々に放出する可能性があり、駆動トランジスタのゲート電圧201、ひいては、引き込まれる電流が変化する。さらに、列線32が経時的に値を変化させている場合には、それはAC成分を有し、それゆえ、選択トランジスタの寄生キャパシタンスを通してストレージキャパシタに結合する可能性があり、ストレージキャパシタの値、ひいては、サブピクセルによって引き込まれる電流が変化する。

【0049】

ストレージキャパシタの値が安定している場合であっても、サブピクセル内作用が測定を損なう可能性がある。一般的なサブピクセル内作用はサブピクセルの自己発熱であり、それは、サブピクセルによって引き込まれる電流を経時的に変化させる可能性がある。a - S i T F T のドリフト移動度は温度の関数である。温度が上昇すると、移動度が大きくなる (Kagan & Andry, op. cit., sec. 2.2.2, pp. 42 - 43)。電流が、駆動トランジスタを通して流れるとき、駆動トランジスタ内及びELデバイス内の電力損により、サブピクセルが加熱されるので、トランジスタの温度が上昇し、それゆえ、移動度が大きくなる。さらに、熱は V_{oled} を下げる。OLEDが駆動トランジスタのソース端子に取り付けられる場合は、これにより、駆動トランジスタの V_{gs} が上昇する可能性がある。これらの作用によって、トランジスタを通して流れる電流量が増加する。通常の動作では、パネルが表示している画像の平均的な表示内容に基づいて、パネルが平均温度に安定することができるので、自己発熱は些細な作用である可能性がある。しかしながら、サブピクセル電流を測定するとき、自己発熱は測定を損なう可能性がある。

【0050】

自己発熱作用及び同様の雑音シグネチャを生成する任意の他のサブピクセル内作用を補正するために、自己発熱を特徴付けて、各サブピクセルの既知の自己発熱成分から減算することができる。

【0051】

自己発熱、及び電力損に起因する誤差は、低い測定基準ゲート電圧を選択することにより低減することができるが (図4A 510)、電圧を高くするほど、信号対雑音比が改善される。これらの要因のバランスを保つために、パネル設計毎に測定基準ゲート電圧を選択することができる。

【0052】

アルゴリズム

図4Aを参照すると、I - V曲線501は、経時変化前のサブピクセルの測定された特性である。I - V曲線502は、経時変化後のサブピクセルの測定された特性である。曲線501、及び502は、異なる電流レベルにおける同一の電圧差503、504、505、及び506によって示されるように、主に水平方向のシフトによって分離される。すなわち、経時変化の主な作用は、ゲート電圧軸上で一定の量だけI - V曲線をシフトすることである。これは、MOSFET飽和領域の駆動トランジスタの式、 $I_d = K (V_{gs} - V_{th})^2$ に従う (Lurch, N. Fundamentals of electronics, 2e. New York: John Wiley &

10

20

30

40

50

Sons, 1971, pg. 110) : 駆動トランジスタが動作すると、 V_{th} は増加し、そして、 V_{th} が増加すると、それに応じて V_{gs} が増加して、 I_d を一定に保持する。それゆえ、 V_{gs} を一定にする結果として、 V_{th} が増加すると、 I_{ds} が小さくなる。

【0053】

測定基準ゲート電圧510において、経時変化していないサブピクセルは、点511で表される電流を生成した。しかしながら、経時変化したサブピクセルは、そのゲート電圧において、点512aで表される、より低い電流量を生成した。点511及び521aは、異なる時間において取り込まれる同じサブピクセルの2つの測定値とすることができる。例えば、点511は、製造時の測定値とすることができ、点512aは、顧客がいくらか使用した後の測定値とすることができる。点512aにおいて表される電流は、電圧513（点512b）で駆動されるときに、経時変化していないサブピクセルであれば生成していたので、電圧シフト V_{th} 514は、電圧510と513との間の電圧差として計算される。したがって、電圧シフト514は、経時変化した曲線を経時変化していない曲線に戻すために必要とされるシフトである。この例では、 V_{th} 514は、2V弱である。その際、 V_{th} シフトを補償し、経時変化したサブピクセルを経時変化していないサブピクセルが有したのと同じ電流に駆動するために、電圧シフト514が、指示された全ての駆動電圧（線形コード電圧）に加算される。さらに処理するために、電流512aを電流511で割った値として、パーセント電流が計算される。したがって、経時変化していないサブピクセルは、100%電流を有することになる。パーセント電流は、本発明によるいくつかのアルゴリズムにおいて用いられる。極端な環境雑音によって引き起こされる場合があるような、任意の負の電流読み値511は、0にクリップされるか、又は無視することができる。パーセント電流は常に測定基準ゲート電圧510において計算されることに留意されたい。

【0054】

一般的に、経時変化したサブピクセルの電流は、経時変化していないサブピクセルの電流よりも高いか、又は低い可能性がある。例えば、温度が高くなるほど、多くの電流が流れるので、高温環境におけるわずかに経時変化したサブピクセルは、低温環境における経時変化していないサブピクセルよりも多くの電流を引き込む可能性がある。本発明の補償アルゴリズムは、いずれの場合も取り扱うことができる： V_{th} 514は、正である可能性も、負である可能性もある（又は、経時変化していないピクセルの場合は0）。同様に、パーセント電流は、100%より大きい可能性も、小さい可能性もある（又は、経時変化していないピクセルの場合に、厳密に100%）。

【0055】

V_{th} シフトに起因する電圧差は、全ての電流で同じであるので、 $I-V$ 曲線上のいずれか1つの点を測定して、この差を求めることができる。一実施形態では、高いゲート電圧において測定が行われ、測定の信号対雑音比を高めることが有利であるが、曲線上の任意のゲート電圧を用いることができる。

【0056】

V_{oled} シフトは、二次的な経時変化作用である。ELデバイスが動作するのに応じて、 V_{oled} がシフトし、それにより、経時変化した $I-V$ 曲線がもはや経時変化していない曲線の単なるシフトではなくなる。これは、 V_{oled} が電流と共に非線形に上昇するためであり、 V_{oled} シフトが及ぼす影響は、高電流では低電流とは異なるであろう。この作用によって、 $I-V$ 曲線は水平方向に伸長し、かつシフトする。 V_{oled} シフトを補償するために、異なる駆動レベルにおいて2回の測定を行い、曲線がどのくらい伸長したかを求めることができるか、又は負荷をかけてOLEDの通常の V_{oled} シフトを特徴付けて、開ループで V_{oled} の寄与を推定できるようにする。いずれも、許容可能な結果を生成することができる。

【0057】

図4Bを参照すると、経時変化していないサブピクセルの $I-V$ 曲線501及び経時変化したサブピクセルの $I-V$ 曲線502が片対数目盛において示される。成分550は、

V_{th} シフトに起因し、成分552は、 V_{oled} シフトに起因する。 V_{oled} シフトは、測定手段を備えたOLEDサブピクセルを、長時間にわたって通常の入力信号によって駆動し、 V_{th} 及び V_{oled} を周期的に測定することによって特徴付けることができる。2つの測定は、測定手段を備えたサブピクセル上に、OLEDとトランジスタとの間にプローブ点を設けることによって、別々に行うことができる。この特徴付けを用いて、パーセント電流を、 V_{th} シフトに対してだけではなく、適切な V_{th} 及び V_{oled} に対してマッピングすることができる。

【0058】

一実施形態では、ELエミッター202（図9）は、駆動トランジスタ201のソース端子に接続される。したがって、 V_{oled} の任意の変化が、駆動トランジスタのソース端子における電圧 V_s 、それゆえ、駆動トランジスタの V_{gs} を変更するので、 I_{ds} に直に影響を及ぼす。

【0059】

好ましい実施形態では、ELエミッター202は、たとえば、PMOS非反転構成において、駆動トランジスタ201のドレイン端子に接続され、その構成では、OLEDアノードは駆動トランジスタドレインに結合される。したがって、OLEDが駆動トランジスタのドレイン・ソース間経路と直列に接続されるので、 V_{oled} が上昇すると、駆動トランジスタ201の V_{ds} が変化する。しかしながら、最新のOLEDエミッターは、所与の量の経時変化の場合に、旧式のエミッターよりもはるかに小さな V_{oled} を有し、 V_{ds} 変化の大きさ、それゆえ、 I_{ds} 変化の大きさを低減する。

【0060】

図10は、その寿命にわたる白色OLEDの場合の通常電圧上昇 V_{oled} のプロットを示す（T50、すなわち、20mA/cm²において測定される50%輝度まで）。このプロットは、OLED技術が改善されるのに応じて、 V_{oled} が減少することを示す。この V_{oled} の減少により、 V_{ds} 変化が減少する。図4Aを参照すると、経時変化したサブピクセルの電流512aは、 V_{oled} が小さな最新のOLEDエミッターの場合の方が、 V_{oled} が大きな旧式のエミッターの場合よりも、電流511にはるかに近い。それゆえ、最新のOLEDエミッターの場合、旧式のエミッターの場合よりも、はるかに高感度の電流測定が要求される可能性がある。しかしながら、より高感度の測定ハードウェアは費用がかかる可能性がある。

【0061】

特別な測定感度のための要件は、電流を測定する間に、駆動トランジスタを線形の動作領域において動作させることによって緩和することができる。電子回路技術分野において既知であるように、薄膜トランジスタは、2つの異なる動作モード：線形（ $V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$ ）及び飽和（ $V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$ ）において、感知できるほどの電流を流す（Lurch, op. cit., p. 111）。ELの応用例では、駆動トランジスタは通常飽和領域において動作し、 V_{ds} 変動が電流に及ぼす影響を低減する。しかしながら、線形動作領域では、

$$I_{ds} = K [2 (V_{gs} - V_{th}) V_{ds} - V_{ds}^2]$$

であり（Lurch, op. cit., pg. 112）、電流 I_{ds} は V_{ds} に大きく依存する。図9に示されるように、

$$V_{ds} = (P V D D - V_{com}) - V_{oled}$$

であるので、線形領域における I_{ds} は V_{oled} に大きく依存する。それゆえ、駆動トランジスタ201の線形動作領域において電流を測定することは、飽和領域において同じ測定を行なうのに比べて、新品のOLEDエミッター（511）と経時変化したOLEDエミッター（512a）との間の測定電流の変化の大きさを大きくするので好都合である。

【0062】

それゆえ、本発明の一実施形態は、電圧コントローラーを含む。上記のように電流を測定する間に、電圧コントローラーは、第1の電圧供給源211及び第2の電圧供給源206のための電圧を制御し、試験電圧源として動作するソースドライバ14からの駆動トランジスタ制御信号を制御して、駆動トランジスタ201を線形領域において動作させるこ

10

20

30

40

50

とができる。たとえば、PMOS非反転構成では、電圧コントローラーは、PVDV電圧及び駆動トランジスタ制御信号を一定の値に保持し、Vcom電圧を上昇させて、V_{gs}を低減することなく、V_{ds}を低減することができる。V_{ds}がV_{gs} - V_{th}未満に降下するとき、駆動トランジスタは線形領域において動作していることになり、測定を行なうことができる。電圧コントローラーは、補償器内に収容することができる。また、電圧コントローラー及びシーケンスコントローラーが協調して測定中にトランジスタを線形領域において動作させる限り、電圧コントローラーは、シーケンスコントローラーとは別に設けることもできる。

【0063】

OLED効率損失は三次的な経時変化作用である。OLEDが経時変化すると、その効率が低下し、同じ電流量がもはや同じ量の光を生成しなくなる。光学センサー又は付加的な電子回路を必要とすることなく、これを補償するために、OLED効率損失をV_{th}シフトの関数として特徴付けることができ、光出力をその以前のレベルに戻すために必要とされる余分な電流の量を推定できるようにする。測定手段を備えたOLEDサブピクセルを、長時間にわたって通常の入力信号によって駆動し、種々の駆動レベルにおいてV_{th}、V_{oled}及びI_{ds}を周期的に測定することによって、OLED効率損失を特徴付けることができる。効率はI_{ds} / V_{oled}として計算することができ、その計算結果を、V_{th}又はパーセント電流と関連付けることができる。V_{th}シフトは簡単に逆にすることができるがOLED効率損失は簡単に逆にすることができないので、その特徴付けは、V_{th}シフトが常に順方向であるときに、より実効的な結果を達成することに留意されたい。V_{th}シフトが逆にされる場合には、OLED効率損失をV_{th}シフトと関連付けるのは複雑になる可能性がある。さらに処理するために、上記のパーセント電流の計算と同じようにして、経時変化した効率を新品の効率で割った値として、パーセント効率を計算することができる。

【0064】

図8を参照すると、種々の駆動レベルにおけるパーセント電流の関数としてパーセント効率の実験プロットが示されており、実験データの直線の当てはめ、たとえば、90も合わせて示される。そのプロットが示すように、任意の所与の駆動レベルにおいて、効率はパーセント電流に線形に関連付けられる。この線形モデルによって、実効的な開ループ効率補償が可能である。

【0065】

駆動トランジスタ及びELエミッターの動作に起因する経時的なV_{th}及びV_{oled}シフト並びにOLED効率損失を補償するために、ステータス信号生成ユニット240の上記の第2の実施形態を用いることができる。測定基準ゲート電圧510においてサブピクセル電流を測定することができる。点511における経時変化していない電流がターゲット信号i₀611である。直近の経時変化したサブピクセルの電流測定値512aが、直近の電流測定値i₁612である。パーセント電流613がステータス信号である。パーセント電流613は0（故障したピクセル）、1（変化無し）、1未満（電流損）、又は1より大きい値（電流利得）とすることができる。一般的に、直近の電流測定値は、好ましくはパネル製造時に得られた電流測定値とすることができるターゲット信号よりも低いので、0と1との間にある。

【0066】

実施態様

図5Aを参照すると、補償器13の一実施形態が示される。補償器13への入力は線形コード値602であり、それは、ELサブピクセル15のための指示される駆動電圧を表すことができる。補償器13は、その線形コード値を変更して、ソースドライバのための変更済み線形コード値を生成し、それは、たとえば、補償済み電圧出力603とすることができる。補償器13は、4つの主なブロック：サブピクセルの製造後経過時間を求める（61）、オプションでOLED効率を補償する（62）、製造後経過時間に基づいて補償を決定する（63）及び補償する（64）を含むことができる。ブロック61及び62は主にOLED効率補償に関連し、ブロック63及び64は主に電圧補償、具体的には、

V_{th} / V_{oled} 補償に関連する。

【0067】

図5Bはブロック61及び62の拡大図である。上記のように、格納されるターゲット信号 i_{0611} 及び格納される直近の測定値 i_{1612} が読み出され、パーセント電流613、すなわち、サブピクセルのためのステータス信号が計算される。

【0068】

パーセント電流613は次の処理ステージ63に送出され、パーセントOLED効率614を求めるためにモデル695にも入力される。モデル695は効率614を出力し、その効率は、直近の測定時に所与の電流の場合に放射された光の量を、製造時にその電流の場合に放射された光の量で割った値である。電流利得があるピクセルの場合、効率損失を計算するのは難しい可能性があるので、1より大きな任意のパーセント電流は1、すなわち無損失の効率を生成することができる。OLED効率が指示される電流に依存する場合、破線の矢印によって示されるように、モデル695は線形コード値602の関数とすることもできる。モデル695への入力として線形コード値602を含むか否かは、パネル設計の寿命試験及びモデル化によって決定することができる。

【0069】

図11を参照すると、本発明者らは、効率が一般的に電流密度及び製造後経過時間の関数であることに気がついている。図11の各曲線は、電流密度 I_{ds} をエミッター面積で割った値と、特定の時点まで経時変化したOLEDの場合の効率 (L_{oled} / I_{ds}) との関係を示す。製造後経過時間は、当該技術分野において既知であるT表記を用いて凡例において示される。たとえば、T86は、たとえば、 $20 \text{ mA} / \text{cm}^2$ の試験電流密度における86%効率を意味する。

【0070】

図6Bを再び参照すると、それゆえ、モデル695は、電流密度及び製造後経過時間を補償するための指数項（又は何らかの他の実施態様）を含む。電流密度は、指示される電圧を表す線形コード値602に線形に関連付けられる。それゆえ、モデル695がその一部である補償器13は、ステータス信号（613）及び線形コード値（602）の両方に応答して線形コード値を変更し、ELサブピクセル内の駆動トランジスタ及びELEミッターの特性の変動、そして具体的には、ELサブピクセル内のELEミッターの効率の変動を補償することができる。

【0071】

同時に、補償器は、線形コード値602、たとえば、指示される電圧を受信する。この線形コード値602は、所望の電流621を求めるために製造時に測定されたパネルの元のI-V曲線691に通される。所望の電流の場合の光出力をその製造時の値に戻すために、演算628において、これがパーセント効率614で除算される。結果として生成されるブースト電流は、その後、曲線691の反転である曲線692に通され、効率損失がある場合に、どの指示電圧が望まれる光の量を生成するかを判断する。曲線692からの値は、効率調整済み電圧622として次のステージに渡される。

【0072】

効率補償が望まれない場合には、線形コード値602は、オプションのバイパス経路626として示されるように、変更されずに効率調整済み電圧622として次のステージに送られる。効率補償が望まれているか否かに関わらずパーセント電流613は計算されるが、パーセント効率614は計算不要である。

【0073】

図5Cは、図5Aのブロック63及び64の拡大図である。それは、先行するステージから、パーセント電流613及び効率調整済み電圧622を受信する。ブロック63「補償を得る」は、反転I-V曲線692を通してパーセント電流613をマッピングし、その結果を測定基準ゲート電圧（510）から減算し（図4A 513）、 V_{th} シフト V_{th631} を見つける。ブロック64「補償する」は演算633を含み、その演算は、式1に与えられるように、補償済み電圧出力603を計算する。

$$V_{out} = V_{in} + V_{th} (1 + (V_{g,ref} - V_{in})) \quad (\text{式 1})$$

ただし、 V_{out} は、補償済み電圧出力 6 0 3 であり、 V_{th} は電圧シフト 6 3 1 であり、

α はアルファ値 6 3 2 であり、 $V_{g,ref}$ は測定基準ゲート電圧 5 1 0 であり、 V_{in} は効率的な調整済み電圧 6 2 2 である。補償済み電圧出力は、ソースドライバのための変更済み線形コード値として表すことができ、駆動トランジスタ及び E L エミッターの或る期間にわたる動作によって引き起こされる駆動トランジスタ及び E L エミッターの特性の変動を補償する。

【 0 0 7 4 】

直線的な V_{th} シフトの場合、 α は 0 であり、演算 6 3 3 は、効率調整済み電圧 6 2 2 に V_{th} シフト量を加算することに簡約される。任意の特定のピクセルの場合に、新たな測定が行なわれるまで、加算する量は一定である。この場合、演算 6 3 3 において加算する電圧は、測定が行なわれた後に予め計算することができ、ブロック 6 3 及び 6 4 を、格納された値を探索し、それを加算することに短縮できるようになる。これは、ロジックを大幅に節約することができる。

【 0 0 7 5 】

領域間処理及びビット深度

当該技術分野において既知の画像処理経路は通常非線形コード値 (NL CV)、すなわち、輝度に対して非線形の関係を有するデジタル値を生成する (Giorgianni & Madden 著「Digital Color Management: encoding solutions」(Reading, Mass.: Addison-Wesley, 1998. Ch. 13, pp. 283-295))。非線形出力を用いることは、通常のソースドライバの入力領域に一致し、かつコード値精度範囲を人の目の精度範囲に一致させる。しかしながら、 V_{th} シフトは電圧領域動作であるので、線形電圧空間において実施されることが好ましい。ソースドライバを使用し、ソースドライバの前に領域変換を実行して、非線形領域画像処理経路を線形領域補償器と実効的に統合することができる。この検討はデジタル処理に関するものであるが、アナログ又はデジタル/アナログ混在システムにおいても同様の処理を実行できることに留意されたい。また、補償器は、電圧以外の線形空間において動作できることに留意されたい。たとえば、補償器は線形電流空間において動作することができる。

【 0 0 7 6 】

図 6 を参照すると、象限 I 1 2 7 において領域変換ユニット 1 2、そして象限 I I 1 3 7 において補償器 1 3 の効果に関するジョーンズダイアグラム表示が示される。この図は、これらのユニットの数学的な効果を示しており、それらのユニットが如何に実現されるかを示すものではない。これらのユニットの実施態様はアナログ又はデジタルとすることができ、ルックアップテーブル又は関数を含むことができる。象限 I は領域変換ユニット 1 2 の動作を表す。軸 7 0 1 上の、非線形コード値 (NL CV) とすることができ、非線形入力信号が、変換 7 1 1 を通してマッピングすることによって変換され、軸 7 0 2 上に線形コード値 (LC V) を形成する。象限 I I は補償器 1 3 の動作を表す。軸 7 0 2 上の LC V が 7 2 1 及び 7 2 2 のような変換を通してマッピングされ、軸 7 0 3 上に変更済み線形コード値 (CL CV) を形成する。

【 0 0 7 7 】

象限 I を参照すると、領域変換ユニット 1 2 がサブピクセル毎にそれぞれの NL CV を受信し、それを LC V に変換する。この変換は、輪郭化及び粒状の黒い染み (crushed blacks) のような目に見える不快なアーティファクトを避けるのに十分な分解能を用いて実行されるべきである。デジタルシステムでは、NL CV 軸 7 0 1 は、図 6 に示されるように、量子化することができる。量子化された NL CV の場合、LC V 軸 7 0 2 は、2 つの隣接する NL CV 間の変換 7 1 1 の最も小さな変化を表すのに十分な分解能を有するはずである。これは、NL CV ステップ 7 1 2 及び対応する LC V ステップ 7 1 3 として示される。LC V は、その名の通りに線形であるので、LC V 軸 7 0 2 全体の分解能は、ステップ 7 1 3 を表すのに十分にすべきである。それゆえ、画像情報の損失を避けるために、LC V は、NL CV よりも細かい分解能を用いて規定できることが好ましい。その分解能

は、ナイキストサンプリング定理から類推して、ステップ 713 の 2 倍とすることができる。

【0078】

変換 711 は、経時変化していないサブピクセルのための理想的な変換である。それは、任意のサブピクセル又はパネル全体の経時変化との関係を持たない。具体的には、変換 711 は、いかなる V_{th} 、 V_{oled} 又は OLED の効率変化によっても変更されない。全ての色に対して 1 つの変換が存在することができるか、又は色毎に 1 つの変換が存在することができる。領域変換ユニットは、変換 711 を通して、画像処理経路を補償器から切り離し、2 つが情報を共有する必要なく一緒に動作できるようにするので好都合である。これは、両方の実施態様を簡単にする。領域変換ユニット 12 は、LCD ソースドライバに類似のルックアップテーブル又は関数として実施することができる。

10

【0079】

象限 II を参照すると、補償器 13 が、LCV を変更済み線形コード値 (CLCV) に変更する。図 6 は簡単な事例であり、一般性を失うことなく、直線的な V_{th} シフトを補正する。直線的な V_{th} シフトは、LCV から CLCV への直線的な電圧シフトによって補正することができる。他の経時変化作用は、「実施態様」において上記で説明されたように取り扱うことができる。

【0080】

変換 721 は、経時変化したサブピクセルの場合の補償器の挙動を表す。この場合、CLCV は LCV と同じとすることができる。変換 722 は、経時変化したサブピクセルの場合の補償器の挙動を表す。この場合、CLCV は、LCV に該当のサブピクセルの V_{th} シフトを表すオフセットをプラスしたものとすることができる。結果として、補償のためのヘッドルームを与えるために、CLCV は一般的に、LCV よりも大きな範囲を必要とすることになる。たとえば、サブピクセルが、新品であるときには 256 LCV を必要とし、その寿命にわたる最大シフトが 128 LCV である場合には、大きく経時変化したサブピクセルの補償をクリップするのを避けるために、CLCV は、最大で $384 = 256 + 128$ までの値を表すことができる必要がある。

20

【0081】

図 6 は、領域変換ユニット及び補償器の作用の 1 つの完全な例を示す。図 6 の一点鎖線の矢印に従うと、3 の NLCV が、象限 I において示されるように、領域変換ユニット 12 によって、変換 711 を通して 9 の LCV に変換される。経時変化していないサブピクセルの場合、補償器 13 は、象限 II において示されるように、変換 721 を通してそれを 9 の CLCV として渡すことになる。12 CLCV に類似の V_{th} シフトを有する経時変化したサブピクセルの場合、9 の LCV は、変換 722 を通して、 $9 + 12 = 21$ の CLCV に変換されることになる。

30

【0082】

一実施形態では、画像処理経路からの NLCV は 9 ビット幅である。LCV は 11 ビット幅である。非線形入力信号から線形コード値への変換は、LUT 又は関数によって実行することができる。補償器は、所望の電圧を表す 11 ビット線形コード値を取り込み、12 ビット変更済み線形コード値を生成し、ソースドライバ 14 に送る。その後、ソースドライバ 14 は、変更済み線形コード値に応答して、EL サブピクセルの駆動トランジスタのゲート電極を駆動することができる。補償器は、補償のためのヘッドルームを与えるために、すなわち、電圧範囲 78 を電圧範囲 79 に拡張し、同時に、最小線形コード値ステップ 713 の場合に必要とされるように、新たな拡張された範囲にわたって同じ分解能を保持するために、その入力よりも、その出力において大きなビット深度を有することができる。補償器出力範囲は、変換 721 の範囲より下に、かつその上に拡張することができる。

40

【0083】

パネルの設計寿命にわたって最大の V_{th} シフト、 V_{oled} 上昇及び効率損失がどの程度あるかを判断するために各パネル設計を特徴付けることができ、補償器及びソースドライ

50

バは、補償するだけの十分な範囲を有することができる。この特徴付けは、標準的なトランジスタ飽和領域 I_{ds} の式を介して、要求される電流から要求されるゲートバイアス及びトランジスタ寸法に進むことができ、その後、経時的な $a - S i$ 劣化のための当該技術分野において知られている種々のモデルを介して、経時的な V_{th} シフトに進むことができる。

【 0 0 8 4 】

動作の流れ

パネル設計特徴付け

このセクションは、特定の O L E D パネル設計の大量生産との関連で説明される。大量生産を開始する前に、その設計を特徴付けることができる。加速寿命試験を実行することができ、種々のレベルまで経時変化した種々のサンプル基板上の種々の色の種々のサブピクセルに対して $I - V$ 曲線を測定することができる。必要とされる測定の数及びタイプ、並びに経時変化レベルの数及びタイプは、特定のパネルの特性による。これらの測定値を用いて、値アルファ () を計算することができ、測定基準ゲート電圧を選択することができる。アルファ (図 5 C 項 6 3 2) は、経時的な直線シフトからの偏差を表す値である。0 の 値は、たとえば、 V_{th} シフトのみの場合に当てはまるように、全ての経時変化が電圧軸上で直線的なシフトであることを示す。測定基準ゲート電圧 (図 4 A 5 1 0) は、補償のために経時変化信号測定が行なわれる電圧であり、許容可能な S / N 比を与えつつ、かつ電力損を低く抑えるように選択することができる。

【 0 0 8 5 】

値は最適化によって計算することができる。一例が表 1 に与えられる。複数の経時変化条件下で、複数のゲート電圧において V_{th} を測定することができる。その後、各 V_{th} と測定基準ゲート電圧 5 1 0 における V_{th} との間で、 V_{th} 差が計算される。各ゲート電圧と測定基準ゲート電圧 5 1 0 との間で V_g 差が計算される。その後、式内の V_{th} として測定基準ゲート電圧 5 1 0 における適切な V_{th} を用いて、かつ $(V_{g,ref} - V_{in})$ として適切な計算されたゲート電圧差を用いて、測定毎に式 1 の内項、 $V_{th} \cdot (V_{g,ref} - V_{in})$ を計算して、予測される V_{th} 差を生成することができる。その後、値を繰返し選択して、予測される V_{th} 差と計算された V_{th} 差との間の誤差を低減し、好ましくは数学的に最小限にすることができる。誤差は、最大差又は R M S 差として表すことができる。 V_g 差の関数としての V_{th} 差の最小二乗当てはめのような、当該技術分野において既知である代替の方法を用いることもできる。

【 0 0 8 6 】

10

20

30

【表 1】

V_g	ΔV_{th}		V_g 差		ΔV_{th} 差		予測される ΔV_{th} 差		誤差	
	1日目	8日目	1日目	8日目	1日目	8日目	1日目	8日目	1日目	8日目
ref=13.35	0.96	2.07	0	0	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
12.54	1.05	2.17	0.81	0.09	0.1	0.04	0.08	0.05	0.02	
11.72	1.1	2.23	1.63	0.14	0.16	0.08	0.17	0.06	-0.01	
10.06	1.2	2.32	3.29	0.24	0.25	0.16	0.33	0.08	-0.08	
			$V_{g, ref} - V_{in}$				$\alpha = 0.0491$		max = 0.08	

表 1: α 計算の例

【0087】

及び測定基準ゲート電圧に加えて、特徴付けによって、上記のように、 V_{th} シフトの関数としての V_{oled} シフト、 V_{th} シフトの関数としての効率損失、サブピクセル当たりの自己発熱成分、最大 V_{th} シフト、 V_{oled} シフト及び効率損失、並びに非線形／線形変換及び補償器において必要とされる分解能も決定することができる。必要とされる分解能は、同じ譲受人に譲渡される同時係属の米国特許出願公開第2008/0252653号のようなパネル校正手順に関連して特徴付けることができ、その開示は本明細書に援用される。下記で「現場において」で説明されるように、特徴付けによって、現場において特徴付け測定を行なうための条件、及び特定のパネル設計の場合に、ステータス信号生成ユニッ

10

20

30

40

50

ト 2 4 0 のどの実施形態を使用すべきであるかも決定することができる。これら全ての決定は、当業者が行うことができる。

【 0 0 8 8 】

大量生産

設計が特徴付けられると、大量生産を開始することができる。製造時に、ステータス信号生成ユニット 2 4 0 の選択された実施形態に従って、生産されるサブピクセル毎に適切な値が測定される。たとえば、I - V 曲線及びサブピクセル電流を測定することができる。現実的な I - V 曲線を形成するだけの十分な駆動電圧において電流を測定することができる。I - V 曲線における任意の誤差が結果に影響を及ぼす可能性がある。測定基準ゲート電圧においてサブピクセル電流を測定して、ターゲット信号 $i_{0.611}$ を与えることができる。I - V 曲線及び基準電流は、サブピクセルに関連付けられる不揮発性メモリに格納され、現場に送られる。

10

【 0 0 8 9 】

現場において

現場に出ると、サブピクセルは、如何に激しく駆動されるかによって決まる速度で経時変化する。しばらくして、サブピクセルが、補償される必要があるほど十分にシフトした。その時点を見断する方法が、以下において検討される。

【 0 0 9 0 】

補償するために、補償測定が行なわれ、適用される。補償測定値は、測定基準ゲート電圧におけるサブピクセルの電流からなる。測定値は、上記の「アルゴリズム」において説明されるように適用される。測定値は格納されるので、次の時点に測定が行なわれるまで、そのサブピクセルが駆動されるときにはいつでも適用することができる。

20

【 0 0 9 1 】

補償測定は、所望により、頻繁に行なうことも、稀にしか行なわないこともできる。通常の範囲は、8 時間に一度から 4 週間に一度とすることができる。図 7 は、パネルの動作時間の関数としての、補償測定が行なわれるべき頻度の一例を示す。この曲線は一例にすぎない。実際には、その設計の加速寿命試験を通して、任意の特定のサブピクセル設計について、この曲線を決定することができる。測定頻度は、駆動トランジスタ及び E L エミッターの特性の経時的な変化速度に基づいて選択することができる。パネルが新品であるときには、いずれのシフトも速いので、パネルが新品であるときには、古いときよりも、頻繁に補償測定を行なうことができる。補償測定を行なう時点を見断する複数の方法がある。たとえば、或る所与の駆動電圧において動作中であるサブピクセルによって引き込まれる電流を測定し、同じ測定の以前の結果と比較することができる。別の例では、温度、周囲光のような、パネルに影響を及ぼす環境要因を測定することができ、たとえば、周囲温度が或るしきい値よりも大きく変化している場合には、補償測定を行なうことができる。

30

【 0 0 9 2 】

たとえば、図 2 に示される E L サブピクセル 1 5 は、N チャネル駆動トランジスタ及び非反転 E L 構造のためのものある。E L エミッター 2 0 2 は、第 2 の供給電極 2 0 5 に関連付けられ、その電極は駆動トランジスタ 2 0 1 のソース電極であり、ゲート電極 2 0 3 上の電圧が高いほど、多くの光出力を指示し、電圧供給源 2 1 1 は、第 2 の電圧供給源 2 0 6 に対して正であるので、電流は 2 1 1 から 2 0 6 に流れる。しかしながら、本発明は、P チャネル又は N チャネル駆動トランジスタ、及び非反転（共通カソード）又は反転（共通アノード）E L エミッターの任意の組み合わせに適用することができる。これらの場合の回路に対する適切な変更は当該技術分野において既知である。

40

【 0 0 9 3 】

好ましい実施形態では、本発明は、有機発光ダイオード（O L E D）を含むサブピクセルにおいて用いられ、それらの有機発光ダイオードは、限定はしないが、Tang 他による米国特許第 4, 7 6 9, 2 9 2 号及び VanSlyke 他による米国特許第 5, 0 6 1, 5 6 9 号において開示されるような、小分子又は高分子 O L E D から構成される。有機発光ダイオ

50

ド材料の多くの組み合わせ及び変形を用いて、そのようなパネルを製造することができる。図2を参照すると、E Lエミッター202がO L E Dエミッターであるとき、E Lサブピクセル15はO L E Dサブピクセルである。本発明は、O L E D以外のE Lエミッターにも当てはまる。他のE Lエミッタータイプの劣化モードは、本明細書において記述される劣化モードとは異なる可能性があるが、それでも、本発明の測定、モデル化及び補償技法を適用することができる。

【0094】

上記の実施形態は、時間の関数として安定していない(a - S i等)任意のアクティブマトリックスバックプレーンに適用することができる。たとえば、有機半導体材料及び酸化亜鉛から形成されるトランジスタは、時間の関数として変化することが知られており、それゆえ、この同じ手法をこれらのトランジスタにも適用することができる。さらに、本発明はトランジスタの経時変化から独立して、E Lエミッターの経時変化を補償することができるので、本発明は、低温ポリシリコン(L T P S) T F Tのような、経時変化しないトランジスタを用いるアクティブマトリックスバックプレーンにも適用することができる。L T P Sバックプレーンでは、駆動トランジスタ201及び選択トランジスタ36は低温ポリシリコントランジスタである。

【符号の説明】

【0095】

- 10 システム
- 11 非線形入力信号
- 12 線形領域へのコンバータ
- 13 補償器
- 14 ソースドライバ
- 15 E Lサブピクセル
- 16 電流測定回路
- 32 列線
- 34 ゲート線
- 36 選択トランジスタ
- 41 電流
- 43 差
- 49 電流
- 61 ブロック
- 62 ブロック
- 63 ブロック
- 64 ブロック
- 78 電圧範囲
- 79 電圧範囲
- 90 直線の当てはめ
- 127 象限
- 137 象限
- 200 スイッチ
- 201 駆動トランジスタ
- 202 E Lエミッター
- 203 ゲート電極
- 204 第1の供給電極
- 205 第2の供給電極
- 206 電圧供給源
- 207 第1の電極
- 208 第2の電極
- 210 電流ミラーユニット

10

20

30

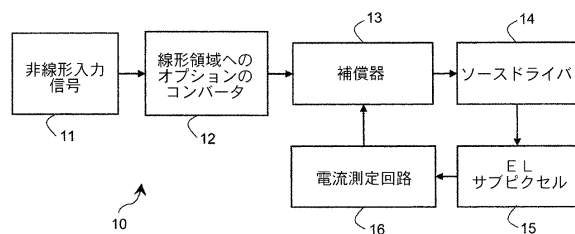
40

50

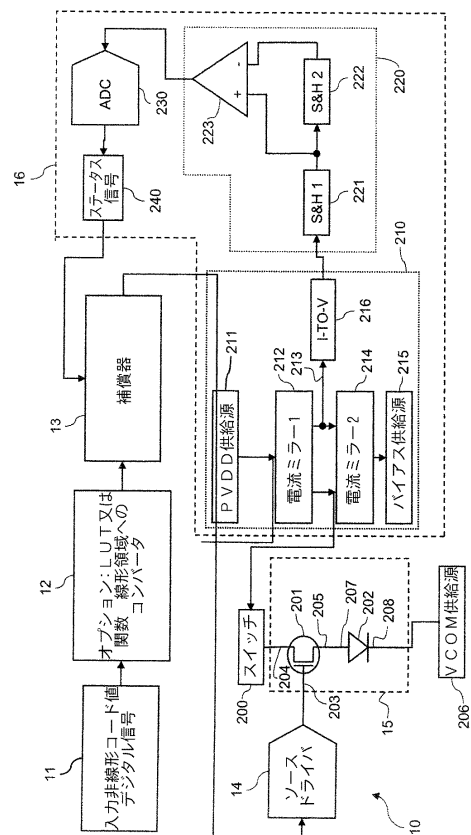
2 1 1	電圧供給源	
2 1 2	第 1 の電流ミラー	
2 1 3	第 1 の電流ミラー出力	
2 1 4	第 2 の電流ミラー	
2 1 5	バイアス供給源	
2 1 6	電流 / 電圧コンバータ	
2 2 0	相関ダブルサンプリングユニット	
2 2 1	サンプルアンドホールドユニット	
2 2 2	サンプルアンドホールドユニット	
2 2 3	差動増幅器	10
2 3 0	アナログ / デジタルコンバータ	
2 4 0	ステータス信号生成ユニット	
5 0 1	経時変化していない I - V 曲線	
5 0 2	経時変化した I - V 曲線	
5 0 3	電圧差	
5 0 4	電圧差	
5 0 5	電圧差	
5 0 6	電圧差	
5 1 0	測定基準ゲート電圧	
5 1 1	電流	20
5 1 2 a	電流	
5 1 2 b	電流	
5 1 3	電圧	
5 1 4	電圧シフト	
5 5 0	電圧シフト	
5 5 2	電圧シフト	
6 0 2	線形コード値	
6 0 3	補償済み電圧	
6 1 1	電流	
6 1 2	電流	30
6 1 3	パーセント電流	
6 1 4	パーセント効率	
6 1 5	むら補正利得項	
6 1 6	むら補償オフセット項	
6 1 9	メモリ	
6 2 1	電流	
6 2 2	電圧	
6 2 6	ブロック	
6 2 8	演算	
6 3 1	電圧シフト	40
6 3 2	アルファ値	
6 3 3	演算	
6 9 1	I - V 曲線	
6 9 2	I - V 曲線の反転	
6 9 5	モデル	
7 0 1	軸	
7 0 2	軸	
7 0 3	軸	
7 1 1	変換における最小の変化	
7 1 2	ステップ	50

7	1	3		ステップ
7	2	1		変換
7	2	2		変換
1	0	0	2	ストレ
1	0	1	1	バス線
1	0	1	2	シート

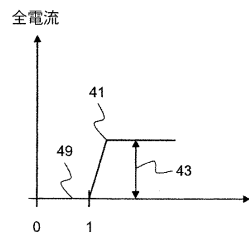
【 図 1 】



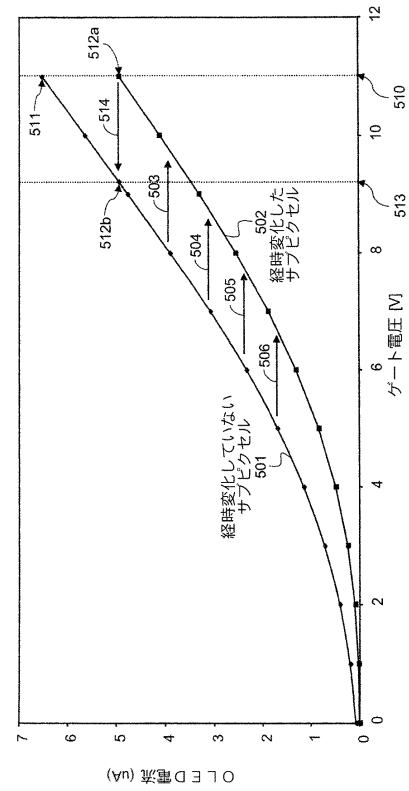
【圖 2】



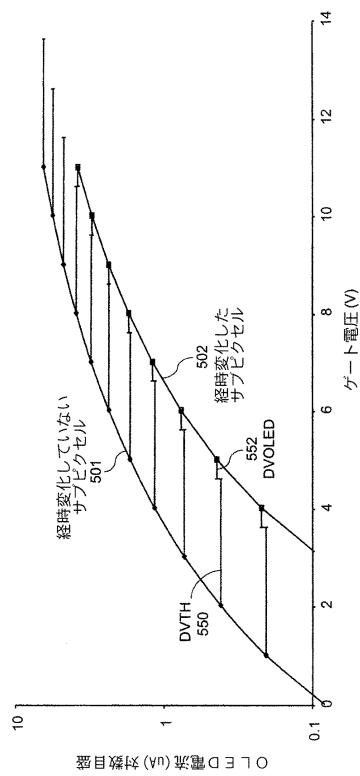
【図 3】



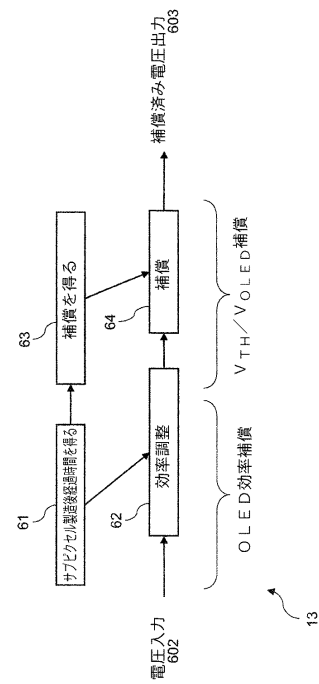
【図 4 A】



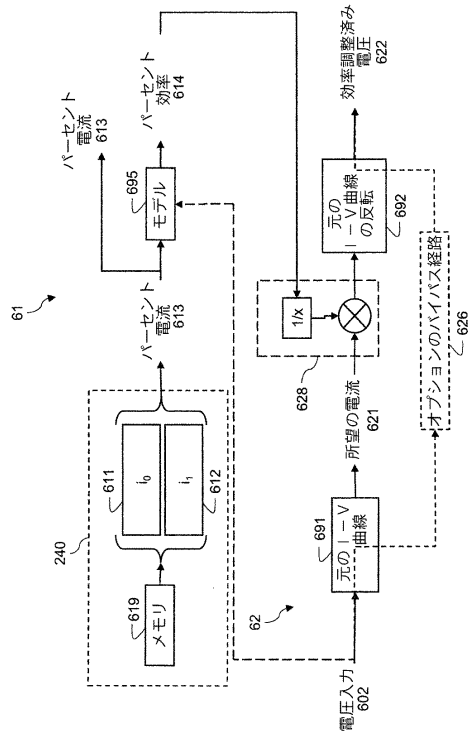
【図 4 B】



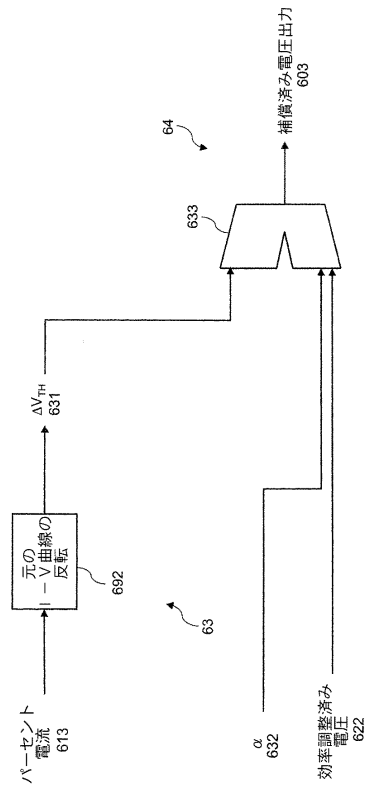
【図 5 A】



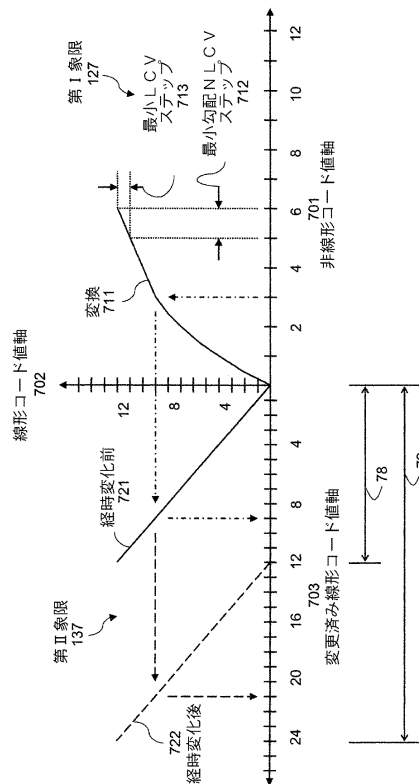
【 図 5 B 】



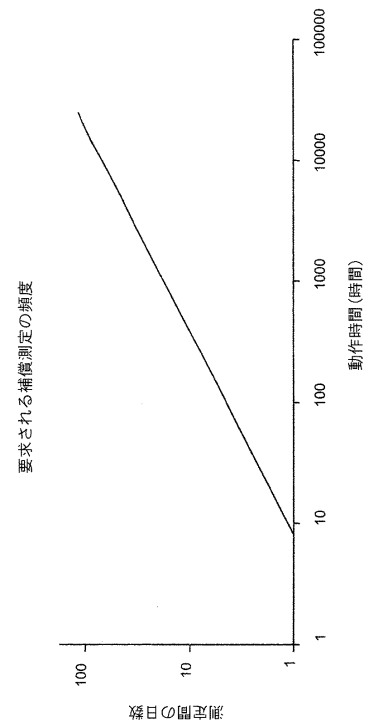
【 図 5 C 】



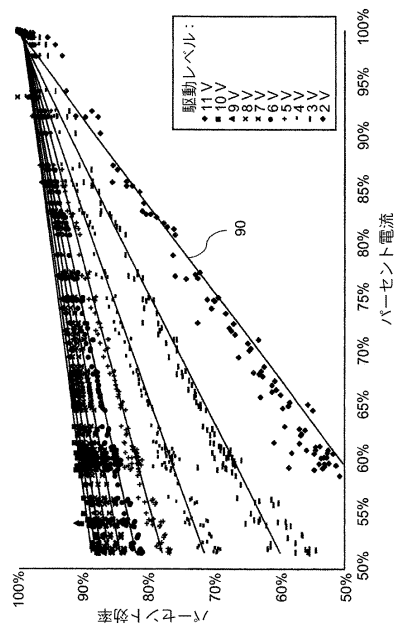
【 図 6 】



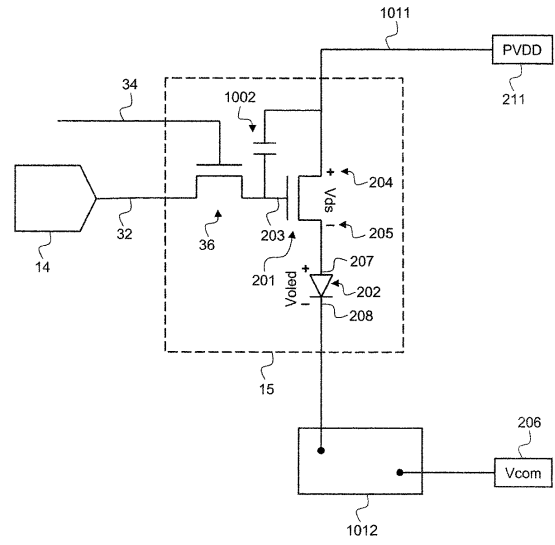
【 図 7 】



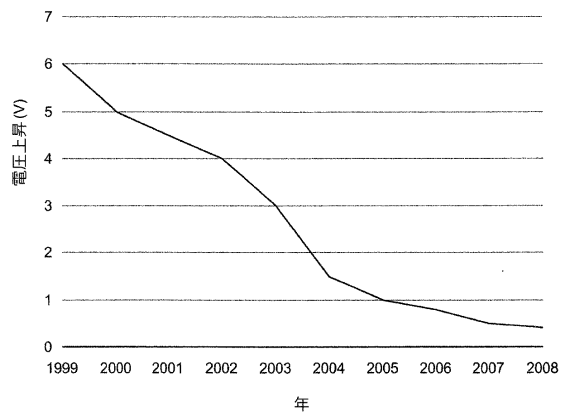
【図 8】



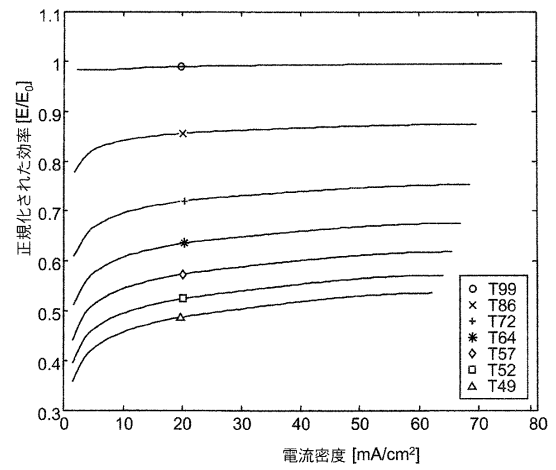
【図 9】



【図 10】



【図 11】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
G 0 9 G 3/20 6 3 1 V

(74)代理人 100110423
弁理士 曾我 道治

(74)代理人 100111648
弁理士 梶並 順

(74)代理人 100147566
弁理士 上田 俊一

(72)発明者 リーヴィー、チャールズ・アイ
アメリカ合衆国、ニューヨーク州、ロチェスター、ステイト・ストリート 343、ケアオヴ・イ
ーストマン・コダック・カンパニー

(72)発明者 ハイマー、ジョン・ダブリュー
アメリカ合衆国、ニューヨーク州、ロチェスター、シュトラoup・ロード 226

審査官 小川 浩史

(56)参考文献 米国特許出願公開第2009/0160740(US,A1)
米国特許出願公開第2008/0122760(US,A1)
特開2005-64001(JP,A)
特開2005-64053(JP,A)
米国特許出願公開第2010/0123699(US,A1)
特表2012-509503(JP,A)
特表2011-508260(JP,A)
特表2010-511204(JP,A)
特開2002-229513(JP,A)
特開2003-195813(JP,A)
特開2007-235627(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)
G 0 9 G 3 / 2 0 - 3 / 3 8

专利名称(译)	一种用于向电致发光 (EL) 子像素中的驱动晶体管的栅极提供驱动晶体管控制信号的装置		
公开(公告)号	JP5416228B2	公开(公告)日	2014-02-12
申请号	JP2011552987	申请日	2010-02-25
[标]申请(专利权)人(译)	全球OLED TECH		
申请(专利权)人(译)	全球豪迪E.科技有限责任公司		
当前申请(专利权)人(译)	全球豪迪E.科技有限责任公司		
[标]发明人	リーヴィーチャールズアイ ハイマージョンダブリュー		
发明人	リーヴィー、チャールズ・アイ ハイマー、ジョン・ダブリュー		
IPC分类号	G09G3/30 G09G3/20		
CPC分类号	G09G3/3233 G09G2300/0842 G09G2320/0233 G09G2320/029 G09G2320/0295 G09G2320/043 G09G2320/045 G09G2360/16		
FI分类号	G09G3/30.J G09G3/20.642.A G09G3/20.641.Q G09G3/20.641.D G09G3/20.670.J G09G3/20.631.V		
代理人(译)	Kajinami秩序 上田俊一		
审查员(译)	小川博		
优先权	12/396662 2009-03-03 US		
其他公开文献	JP2012519880A JP2012519880A5		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

诸如有机发光二极管 (OLED) 子像素的电致发光 (EL) 子像素被补偿老化效应，例如阈值电压 V_{th} 偏移，EL电压 V_{oled} 偏移和OLED效率损失。在一个或多个测量参考栅极电压下测量子像素的驱动电流，以形成表示子像素的驱动晶体管和EL发射极的特性的状态信号。在驱动晶体管操作的线性区域中进行电流测量以改善诸如现代LTPS PMOS OLED显示器的系统中的信噪比，其在其寿命期间具有相对小的 V_{oled} 偏移并且因此由于通道长度而具有相对小的电流变化。调制。还抑制了各种噪声源以进一步增加信噪比。

