



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2018-0072183
(43) 공개일자 2018년06월29일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

G09G 3/3233 (2016.01)

(52) CPC특허분류

G09G 3/3233 (2013.01)

G09G 2230/00 (2013.01)

(21) 출원번호 10-2016-0175481

(22) 출원일자 2016년12월21일

심사청구일자 없음

(71) 출원인

엘지디스플레이 주식회사

서울특별시 영등포구 여의대로 128(여의도동)

(72) 발명자

이용곤

서울특별시 노원구 광운로2나길 30, 2동 209호 (월계동, 동신아파트)

이동욱

경기도 고양시 일산동구 무궁화로 7-45, 804호 (장항동)

(74) 대리인

특허법인천문

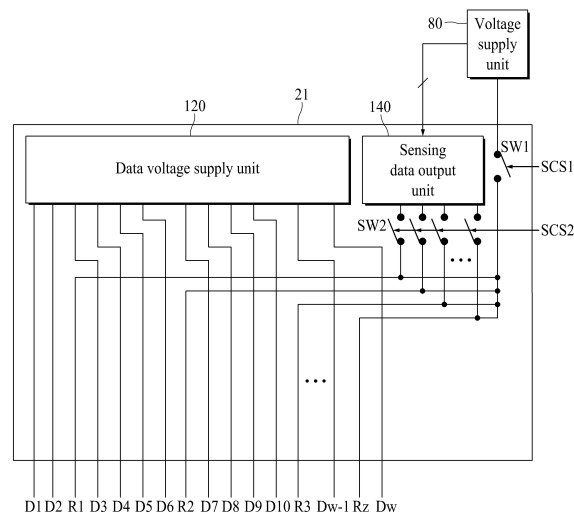
전체 청구항 수 : 총 10 항

(54) 발명의 명칭 유기 발광 표시 장치와 그의 구동 방법

(57) 요약

본 발명의 일 예는 유기 발광 다이오드의 열화를 보상하기 위한 구동 트랜지스터의 소스 전압이 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위를 벗어나는 것을 방지할 수 있는 유기 발광 표시 장치와 그의 구동 방법에 관한 것이다. 본 발명의 일 예는 센싱 모드에서 센싱되는 구동 트랜지스터의 소스 전압이 센싱 전압 범위 내에 포함되도록 센싱 타이밍을 제어한다. 이에 따라, 본 발명의 일 예는 구동 트랜지스터의 소스 전압이 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위를 벗어나는 경우를 방지할 수 있다.

대 표 도 - 도3



(52) CPC특허분류

G09G 2300/0828 (2013.01)

G09G 2300/0842 (2013.01)

G09G 2320/041 (2013.01)

G09G 2320/043 (2013.01)

명세서

청구범위

청구항 1

데이터 라인들, 스캔 라인들, 및 레퍼런스 전압 라인들에 접속되며, 유기 발광 다이오드를 각각 포함하는 화소들이 마련된 디스플레이 패널;

상기 레퍼런스 전압 라인들을 통해 상기 화소들의 소정의 전압들을 센싱하여 디지털 데이터인 센싱 데이터로 출력하는 아날로그-디지털 컨버터; 및

상기 화소들 각각이 발광하는 표시 모드에서 상기 레퍼런스 전압 라인들에 레퍼런스 전압을 공급하는 레퍼런스 전압 생성부를 구비하고,

상기 아날로그-디지털 컨버터는,

상기 센싱을 수행하는 센싱 타이밍을 상기 디스플레이 패널의 온도에 기초하여 가변시키는, 유기 발광 표시 장치.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

정상적인 센싱 타이밍에서의 센싱 전압이 상기 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위를 초과하는 경우, 상기 센싱 타이밍을 앞당기는, 유기 발광 표시 장치.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 디스플레이 패널의 온도를 측정하고, 측정한 온도 정보를 상기 아날로그-디지털 컨버터로 공급하는 타이밍 컨트롤러를 더 포함하는, 유기 발광 표시 장치.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 센싱을 수행하는 경우는 문턱 전압 보상 모드, 전자 이동도 보상 모드, 및 열화 보상 모드 중 어느 하나의 모드인, 유기 발광 표시 장치.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

정상적인 센싱 타이밍에서의 센싱 전압이 상기 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위를 초과하는 경우, 상기 구동 트랜지스터의 게이트 전압의 크기를 감소시키는, 유기 발광 표시 장치.

청구항 6

데이터 라인들, 스캔 라인들, 및 레퍼런스 전압 라인들에 접속되며, 유기 발광 다이오드를 각각 포함하는 화소들이 마련된 디스플레이 패널을 구비하는 유기 발광 표시 장치의 구동 방법에 있어서,

상기 화소들 각각이 발광하는 표시 모드에서 상기 레퍼런스 전압 라인들에 레퍼런스 전압을 공급하는 단계; 및

상기 레퍼런스 전압 라인들을 통해 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위 사이에서 상기 레퍼런스 전압 라인들을 통해 상기 화소들의 소정의 전압들을 센싱하여 디지털 데이터인 센싱 데이터로 출력하는 단계를 포함하고,

상기 센싱을 수행하는 센싱 타이밍을 상기 디스플레이 패널의 온도에 기초하여 가변하는 유기 발광 표시 장치의

구동 방법.

청구항 7

제 6 항에 있어서,

정상적인 센싱 타이밍에서의 센싱 전압이 상기 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위를 초과하는 경우, 상기 센싱 타이밍을 앞당기는, 유기 발광 표시 장치의 구동 방법.

청구항 8

제 6 항에 있어서,

상기 디스플레이 패널의 온도를 측정하고, 측정된 온도 정보를 이용하여 상기 센싱 타이밍을 가변하는, 유기 발광 표시 장치의 구동 방법.

청구항 9

제 6 항에 있어서,

상기 센싱을 수행하는 경우는 문턱 전압 보상 모드, 전자 이동도 보상 모드, 및 열화 보상 모드 중 어느 하나의 모드인, 유기 발광 표시 장치의 구동 방법.

청구항 10

제 6 항에 있어서,

정상적인 센싱 타이밍에서의 센싱 전압이 상기 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위를 초과하는 경우, 상기 구동 트랜지스터의 게이트 전압의 크기를 감소시키는, 유기 발광 표시 장치의 구동 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명의 일 예는 유기 발광 표시 장치와 그의 구동 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 정보화 사회가 발전함에 따라 화상을 표시하기 위한 표시 장치의 활용이 증가하고 있다. 최근에는 액정 표시 장치(LCD: Liquid Crystal Display), 플라즈마 표시 장치(PDP: Plasma Display Panel), 유기 발광 표시 장치(OLED: Organic Light Emitting Display)와 같은 여러 가지 표시 장치가 활용되고 있다. 이들 중에서 유기 발광 표시 장치는 빠른 응답속도를 가짐과 동시에 자발광에 따라 저계조 표현력의 극대화가 가능하여 차세대 디스플레이로 각광받고 있다.

[0003] 유기 발광 표시 장치는 데이터 라인들, 스캔 라인들, 데이터 라인들과 스캔 라인들의 교차부에 형성된 다수의 서브 화소들을 구비하는 디스플레이 패널, 스캔 라인들에 스캔 신호들을 공급하는 스캔 구동부, 및 데이터 라인들에 데이터 전압들을 공급하는 데이터 구동부를 포함한다. 서브 화소들 각각은 유기 발광 다이오드(organic light emitting diode), 게이트 전극의 전압에 따라 유기 발광 다이오드에 공급되는 전류의 양을 조절하는 구동 트랜지스터(transistor), 스캔 라인의 스캔 신호에 응답하여 데이터 라인의 데이터 전압을 구동 트랜지스터의 게이트 전극에 공급하는 스캔 트랜지스터를 포함한다.

[0004] 구동 트랜지스터의 문턱 전압(threshold voltage)은 유기 발광 표시 장치의 제조시의 공정 편차 또는 장기간 구동으로 인한 구동 트랜지스터의 열화 등의 원인으로 인하여 화소마다 달라질 수 있다. 즉, 화소들에 동일한 데이터 전압을 인가하는 경우 유기 발광 다이오드에 공급되는 전류는 동일하여야 하나, 화소들 사이의 구동 트랜지스터의 문턱 전압의 차이로 인하여 화소들에 동일한 데이터 전압을 인가하더라도 유기 발광 다이오드에 공급되는 전류가 화소마다 달라질 수 있다. 또한, 유기 발광 다이오드 역시 장기간 구동으로 인한 열화될 수 있으며, 이 경우 유기 발광 다이오드의 휘도가 화소마다 달라질 수 있다. 이에 따라, 화소들에 동일한 데이터 전압을 인가하더라도, 유기 발광 다이오드가 발광하는 휘도가 화소마다 달라질 수 있다. 이를 해결하기 위해, 구동 트랜지스터의 문턱 전압과 전자 이동도, 및 유기 발광 다이오드의 열화를 보상하는 보상 방법이 제안되었

다.

[0005] 구동 트랜지스터의 문턱 전압과 전자 이동도, 및 유기 발광 다이오드의 열화는 외부 보상 방법에 의해 보상될 수 있다. 외부 보상 방법은 화소에 미리 설정된 데이터 전압을 공급하고, 미리 설정된 데이터 전압에 따라 구동 트랜지스터의 소스 전압을 소정의 센싱 라인을 통해 센싱하며, 아날로그-디지털 컨버터(analog digital converter)를 이용하여 센싱된 전압을 디지털 데이터인 센싱 데이터로 변환하고, 센싱 데이터에 따라 화소에 공급될 디지털 비디오 데이터를 보상하는 방법이다.

[0006] 한편, 구동 트랜지스터의 소스 전압은 디스플레이 패널의 온도에 의해 상승량 및 상승 속도가 달라진다. 특히, 디스플레이 패널의 온도가 높을 경우, 구동 트랜지스터의 소스 전압이 상승한다. 센싱 타이밍 시점을 동일하게 유지하는 경우, 유기 발광 다이오드의 열화를 보상하기 위한 구동 트랜지스터의 소스 전압이 아날로그-디지털 컨버터의 센싱할 수 있는 전압 범위를 벗어날 수 있다. 이 경우, 유기 발광 다이오드의 열화를 제대로 보상할 수 없다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0007] 본 발명의 일 예는 발명의 배경이 되는 기술에서 설명한 바와 같이, 유기 발광 다이오드가 온도에 따라 특성이 변하여 결국 센싱 데이터에 영향을 주게 되는 문제를 해결하고자 한다. 구체적으로, 본 발명의 일 예는 특정 온도에서 센싱시 ADC 범위를 넘어서면 올바른 센싱 데이터를 적용할 수 없는 문제를 방지할 수 있는 유기 발광 표시 장치와 그의 구동 방법을 제공하고자 한다.

과제의 해결 수단

[0008] 본 발명의 일 예에 따른 유기 발광 표시 장치는 데이터 라인들, 스캔 라인들, 및 레퍼런스 전압 라인들에 접속되며, 유기 발광 다이오드를 각각 포함하는 화소들이 마련된 디스플레이 패널, 레퍼런스 전압 라인들을 통해 화소들의 소정의 전압들을 센싱하여 디지털 데이터인 센싱 데이터로 출력하는 아날로그-디지털 컨버터, 및 화소들 각각이 발광하는 표시 모드에서 레퍼런스 전압 라인들에 레퍼런스 전압을 공급하는 레퍼런스 전압 생성부를 구비한다. 본 발명의 일 예에 따른 아날로그-디지털 컨버터는 센싱을 수행하는 센싱 타이밍을 디스플레이 패널의 온도에 기초하여 가변시킨다.

[0009] 본 발명의 일 예에 따른 유기 발광 표시 장치의 구동 방법은 데이터 라인들, 스캔 라인들, 및 레퍼런스 전압 라인들에 접속되며, 유기 발광 다이오드를 각각 포함하는 화소들이 마련된 디스플레이 패널을 구비하는 유기 발광 표시 장치의 구동 방법에 관한 것이다. 본 발명의 일 예에 따른 유기 발광 표시 장치의 구동 방법은 화소들 각각이 발광하는 표시 모드에서 레퍼런스 전압 라인들에 레퍼런스 전압을 공급하는 단계 및 레퍼런스 전압 라인들을 통해 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위 사이에서 레퍼런스 전압 라인들을 통해 화소들의 소정의 전압들을 센싱하여 디지털 데이터인 센싱 데이터로 출력하는 단계를 포함한다. 본 발명의 일 예에 따른 유기 발광 표시 장치의 구동 방법은 센싱을 수행하는 센싱 타이밍을 디스플레이 패널의 온도에 기초하여 가변한다.

발명의 효과

[0010] 본 발명의 일 예에 따른 유기 발광 표시 장치는 유기 발광 다이오드의 온도 범위 별로 열화 전 센싱 데이터인 초기 데이터를 저장한다. 초기 데이터는 레퍼런스 데이터로 정의할 수 있으며, 유기 발광 다이오드의 열화 전에 측정되어 내부의 메모리에 저장된다. 본 발명의 일 예에 따른 유기 발광 표시 장치는 온도에 따라 해당 온도 범위에 해당하는 초기 데이터와 센싱 조건을 내부의 메모리로부터 불러 온다. 이후, 불러온 해당 온도 조건의 센싱 조건으로 센싱 작업을 수행한다. 궁극적으로, 본 발명의 일 예는 센싱 조건에 기초하여 센싱되는 구동 트랜지스터의 소스 전압이 센싱 전압 범위 내에 포함되도록 센싱 타이밍을 제어하거나, 구동 트랜지스터에 공급되는 전압을 감소시키도록 제어한다.

[0011] 이에 따라, 본 발명의 일 예에 따른 유기 발광 표시 장치에서는 유기 발광 다이오드가 온도에 따라 특성이 변하더라도 센싱 데이터에 영향을 주는 문제가 발생하지 않는다. 특히, 본 발명의 일 예는 다른 범위의 온도에서 센싱 작업을 수행하는 경우에도 ADC 범위를 넘지 않도록 해당 온도 범위에 맞는 센싱 데이터를 적용할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0012] 도 1은 본 발명의 일 예에 따른 유기 발광 표시 장치를 보여주는 블록도이다.

도 2는 도 1의 디스플레이 패널의 하부 기관, 소스 드라이브 IC들, 타이밍 컨트롤러, 외부 보상 회로, 연성 필름들, 소스 인쇄 회로 보드, 연성 케이블, 및 제어 인쇄 회로 보드를 보여주는 일 예시도면이다.

도 3은 도 2의 소스 드라이브 IC를 상세히 보여주는 블록도이다.

도 4는 도 1의 화소를 상세히 보여주는 회로도이다.

도 5는 표시 모드에서 화소에 공급되는 스캔 신호와 센싱 신호, 제1 및 제2 스위치들에 공급되는 제1 및 제2 스위치 제어 신호들, 및 구동 트랜지스터의 게이트 전압과 소스 전압을 보여주는 파형도이다.

도 6a 및 도 6b는 표시 모드에서 제1 및 제2 기간들 동안 화소의 동작을 보여주는 예시도면들이다.

도 7은 제1 센싱 모드에서 화소에 공급되는 스캔 신호와 센싱 신호, 제1 및 제2 스위치들에 공급되는 제1 및 제2 스위치 제어 신호들, 및 구동 트랜지스터의 게이트 전압과 소스 전압을 보여주는 파형도이다.

도 8a 내지 도 8c는 제1 센싱 모드에서 제1 내지 제3 기간들 동안 화소의 동작을 보여주는 예시도면들이다.

도 9는 제1 센싱 모드에서 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위의 일 예를 보여주는 그래프이다.

도 10은 제2 센싱 모드에서 화소에 공급되는 스캔 신호와 센싱 신호, 제1 및 제2 스위치들에 공급되는 제1 및 제2 스위치 제어 신호들, 및 구동 트랜지스터의 게이트 전압과 소스 전압을 보여주는 파형도이다.

도 11a 및 도 11b는 제2 센싱 모드에서 제1 내지 제2 기간들 동안 화소의 동작을 보여주는 예시도면들이다.

도 12는 제2 센싱 모드에서 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위의 일 예를 보여주는 그래프이다.

도 13은 제3 센싱 모드에서 화소에 공급되는 스캔 신호와 센싱 신호, 스위치에 공급되는 스위치 제어 신호, 및 구동 트랜지스터의 게이트 전압과 소스 전압을 보여주는 파형도이다.

도 14a 내지 도 14d는 제3 센싱 모드에서 제1 내지 제4 기간들 동안 화소의 동작을 보여주는 예시도면들이다.

도 15는 제3 센싱 모드에서 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위의 일 예를 보여주는 그래프이다.

도 16은 제3 센싱 모드에서 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위의 다른 예를 보여주는 그래프이다.

도 17은 제1 내지 제3 센싱 모드에서 온도 별 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위의 다른 예를 보여주는 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0013] 명세서 전체에 걸쳐서 동일한 참조번호들은 실질적으로 동일한 구성요소들을 의미한다. 이하의 설명에서, 본 발명의 핵심 구성과 관련이 없는 경우 및 본 발명의 기술분야에 공지된 구성과 기능에 대한 상세한 설명은 생략될 수 있다. 본 명세서에서 서술되는 용어의 의미는 다음과 같이 이해되어야 할 것이다.

[0014] 본 발명의 이점 및 특징, 그리고 그것들을 달성하는 방법은 첨부되는 도면과 함께 상세하게 후술되어 있는 일 예들을 참조하면 명확해질 것이다. 그러나 본 발명은 이하에서 개시되는 일 예들에 한정되는 것이 아니라 서로 다른 다양한 형태로 구현될 것이며, 단지 본 일 예들은 본 발명의 개시가 완전하도록 하며, 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 발명의 범주를 완전하게 알려주기 위해 제공되는 것이며, 본 발명은 청구항의 범주에 의해 정의될 뿐이다.

[0015] 본 발명의 일 예를 설명하기 위한 도면에 개시된 형상, 크기, 비율, 각도, 개수 등은 예시적인 것이므로 본 발명이 도시된 사항에 한정되는 것은 아니다. 명세서 전체에 걸쳐 동일 참조 부호는 동일 구성 요소를 지칭한다. 또한, 본 발명을 설명함에 있어서, 관련된 공지 기술에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우 그 상세한 설명은 생략한다.

[0016] 본 명세서에서 언급된 '포함한다', '갖는다', '이루어진다' 등이 사용되는 경우 '~만'이 사용되지 않는 이상 다른 부분이 추가될 수 있다. 구성 요소를 단수로 표현한 경우에 특별히 명시적인 기재 사항이 없는 한 복수를 포함하는 경우를 포함한다.

[0017] 구성 요소를 해석함에 있어서, 별도의 명시적 기재가 없더라도 오차 범위를 포함하는 것으로 해석한다.

[0018] 위치 관계에 대한 설명일 경우, 예를 들어, '~상에', '~상부에', '~하부에', '~옆에' 등으로 두 부분의 위치 관

계가 설명되는 경우, '바로' 또는 '직접'이 사용되지 않는 이상 두 부분 사이에 하나 이상의 다른 부분이 위치할 수도 있다.

- [0019] 시간 관계에 대한 설명일 경우, 예를 들어, '~후에', '~에 이어서', '~다음에', '~전에' 등으로 시간적 선후 관계가 설명되는 경우, '바로' 또는 '직접'이 사용되지 않는 이상 연속적이지 않은 경우도 포함할 수 있다.
- [0020] 제1, 제2 등이 다양한 구성요소들을 서술하기 위해서 사용되나, 이들 구성요소들은 이들 용어에 의해 제한되지 않는다. 이들 용어들은 단지 하나의 구성요소를 다른 구성요소와 구별하기 위하여 사용하는 것이다. 따라서, 이하에서 언급되는 제1 구성요소는 본 발명의 기술적 사상 내에서 제2 구성요소일 수도 있다.
- [0021] "X축 방향", "Y축 방향" 및 "Z축 방향"은 서로 간의 관계가 수직으로 이루어진 기하학적인 관계만으로 해석되어서는 아니 되며, 본 발명의 구성이 기능적으로 작용할 수 있는 범위 내에서보다 넓은 방향성을 가지는 것을 의미할 수 있다.
- [0022] "적어도 하나"의 용어는 하나 이상의 관련 항목으로부터 제시 가능한 모든 조합을 포함하는 것으로 이해되어야 한다. 예를 들어, "제 1 항목, 제 2 항목 및 제 3 항목 중에서 적어도 하나"의 의미는 제 1 항목, 제 2 항목 또는 제 3 항목 각각 뿐만 아니라 제 1 항목, 제 2 항목 및 제 3 항목 중에서 2개 이상으로부터 제시될 수 있는 모든 항목의 조합을 의미할 수 있다.
- [0023] 본 발명의 여러 일 예들의 각각 특징들이 부분적으로 또는 전체적으로 서로 결합 또는 조합 가능하고, 기술적으로 다양한 연동 및 구동이 가능하며, 각 일 예들이 서로에 대하여 독립적으로 실시 가능할 수도 있고 연관 관계로 함께 실시할 수도 있다.
- [0024] 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 일 예를 상세히 설명하기로 한다.
- [0025] 도 1은 본 발명의 일 예에 따른 유기 발광 표시 장치를 보여주는 블록도이다. 도 2는 도 1의 디스플레이 패널의 하부 기판, 소스 드라이브 IC들, 타이밍 컨트롤러, 외부 보상 회로, 연성 필름들, 소스 인쇄 회로 보드, 연성 케이블, 및 제어 인쇄 회로 보드를 보여주는 일 예시도면이다. 도 3은 도 2의 소스 드라이브 IC를 상세히 보여주는 블록도이다.
- [0026] 도 1 내지 도 3을 참조하면, 본 발명의 일 예에 따른 유기 발광 표시 장치는 디스플레이 패널(10), 데이터 구동부(20), 연성 필름(22)들, 스캔 구동부(40), 소스 인쇄 회로 보드(50), 타이밍 컨트롤러(60), 외부 보상 회로(70), 레퍼런스 전압 생성부(80), 연성 케이블(91), 및 제어 인쇄 회로 보드(90)를 포함한다.
- [0027] 디스플레이 패널(10)은 표시 영역(AA)과 표시 영역(AA)의 주변에 마련된 비표시 영역(NDA)을 포함한다. 표시 영역(AA)은 화소(P)들이 형성되어 화상을 표시하는 영역이다. 디스플레이 패널(10)에는 데이터 라인들(D1~Dm, m은 2 이상의 양의 정수), 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rp, p는 2 이상의 양의 정수), 스캔 라인들(S1~Sn, n은 2 이상의 양의 정수), 및 센싱 신호 라인들(SE1~SEn)이 마련된다. 데이터 라인들(D1~Dm)과 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rp)은 스캔 라인들(S1~Sn)과 센싱 신호 라인들(SE1~SEn)과 교차될 수 있다. 데이터 라인들(D1~Dm)과 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rp)은 서로 나란할 수 있다. 스캔 라인들(S1~Sn)과 센싱 신호 라인들(SE1~SEn)은 서로 나란할 수 있다.
- [0028] 화소(P)들 각각은 데이터 라인들(D1~Dm) 중 어느 하나, 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rp) 중 어느 하나, 스캔 라인들(S1~Sn) 중 어느 하나, 및 센싱 신호 라인들(SE1~SEn) 중 어느 하나에 접속될 수 있다. 디스플레이 패널(10)의 화소(P)들 각각은 도 4와 같이 유기 발광 다이오드(organic light emitting diode, OLED)와 유기 발광 다이오드(OLED)에 전류를 공급하기 위한 다수의 트랜지스터들을 포함할 수 있다. 표시 영역의 화소(P)들 각각에 대한 자세한 설명은 도 4를 결부하여 후술한다.
- [0029] 데이터 구동부(20)는 도 2와 같이 다수의 소스 드라이브 IC(21)들을 포함할 수 있다. 소스 드라이브 IC(21)들 각각은 연성 필름(22)들 각각에 실장될 수 있다. 연성 필름(22)들 각각은 테이프 캐리어 패키지(tape carrier package) 또는 칩 온 필름(chip on film)일 수 있다. 연성 필름(22)들 각각은 휘어지거나 구부러질 수 있다. 연성 필름(22)들 각각은 하부 기판(11)과 소스 인쇄 회로 보드(50)에 부착될 수 있다. 연성 필름(22)들 각각은 이방성 도전 필름(anisotropic conductive flim)을 이용하여 TAB(tape automated bonding) 방식으로 하부 기판(11)상에 부착될 수 있으며, 이로 인해 소스 드라이브 IC(21)들은 데이터 라인들(D1~Dm)에 연결될 수 있다. 소스 인쇄 회로 보드(50)는 연성 케이블(91)에 의해 제어 인쇄 회로 보드(90)에 연결될 수 있다.
- [0030] 소스 드라이브 IC(21)들 각각은 도 3과 같이 데이터 전압 생성부(120), 아날로그-디지털 컨버터(analog digital converter)(140), 및 스위치(SW)를 포함할 수 있다. 도 3에서는 설명의 편의를 위해, 하나의 소스 드라이브

IC(21)가 $w(w$ 는 $1 \leq w \leq m$ 을 만족하는 양의 정수) 개의 데이터 라인들(D1~Dw)과 $z(z$ 는 $1 \leq z \leq p$ 을 만족하는 양의 정수) 개의 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rz)에 접속되는 것을 중심으로 설명하였다.

- [0031] 데이터 전압 생성부(120)는 데이터 라인들(D1~Dw)에 접속되어 데이터 전압들을 공급한다. 데이터 전압 생성부(120)는 타이밍 컨트롤러(60)로부터 보상 비디오 데이터(CDATA), 제1 내지 제3 센싱 비디오 데이터(PDATA1, PDATA2, PDATA3) 중 어느 하나와 데이터 타이밍 제어 신호(DCS)를 입력 받는다.
- [0032] 데이터 전압 생성부(120)는 표시 모드에서 데이터 타이밍 제어 신호(DCS)에 따라 보상 비디오 데이터(CDATA)를 발광 데이터 전압들로 변환하여 데이터 라인들(D1~Dw)에 공급한다. 표시 모드는 화소(P)들이 발광하여 화상을 표시하는 모드이다. 발광 데이터 전압은 화소(P)의 유기 발광 다이오드(OLED)를 소정의 휘도로 발광하기 위한 전압이다.
- [0033] 데이터 전압 생성부(120)는 제1 센싱 모드에서 데이터 타이밍 제어 신호(DCS)에 따라 제1 센싱 비디오 데이터(PDATA1)를 제1 센싱 데이터 전압으로 변환하여 데이터 라인들(D1~Dw)에 공급한다. 제1 센싱 모드는 화소(P)들 각각의 구동 트랜지스터의 문턱 전압을 보상하기 위해 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압을 센싱하는 문턱 전압 보상 모드이다.
- [0034] 데이터 전압 생성부(120)는 제2 센싱 모드에서 데이터 타이밍 제어 신호(DCS)에 따라 제2 센싱 비디오 데이터(PDATA2)를 제2 센싱 데이터 전압으로 변환하여 데이터 라인들(D1~Dw)에 공급한다. 제2 센싱 모드는 화소(P)들 각각의 구동 트랜지스터의 전자 이동도를 보상하기 위해 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압을 센싱하는 모빌리티 보상 모드이다.
- [0035] 데이터 전압 생성부(120)는 제3 센싱 모드에서 데이터 타이밍 제어 신호(DCS)에 따라 제3 센싱 비디오 데이터(PDATA3)를 제3 센싱 데이터 전압으로 변환하여 데이터 라인들(D1~Dw)에 공급한다. 제3 센싱 모드는 화소(P)들 각각의 유기 발광 다이오드의 열화를 보상하기 위해 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압을 센싱하는 열화 보상 모드이다.
- [0036] 아날로그-디지털 컨버터(140)는 제1 내지 제3 센싱 모드들에서 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rz)로부터 센싱되는 전압들을 디지털 데이터인 센싱 데이터(SD)로 변환하여 외부 보상 회로(70)로 출력한다.
- [0037] 아날로그-디지털 컨버터(140)가 센싱할 수 있는 전압 범위는 미리 정해져 있다. 하지만, 디스플레이 패널(10)의 온도에 따라 센싱되는 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압의 범위는 상이하다. 특히, 온도가 상승하는 경우 구동 트랜지스터(DT)이 소스 전압 또한 상승하게 된다. 따라서, 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압이 상승하여 아날로그-디지털 컨버터(140)가 센싱할 수 있는 전압 범위를 초과하게 된다. 이 경우, 아날로그-디지털 컨버터(140)가 센싱할 수 있는 전압 범위 내에서 센싱 작업을 수행할 수 있도록 센싱 타이밍을 제어할 수 있다.
- [0038] 보다 구체적으로, 아날로그-디지털 컨버터(140)는 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압이 아날로그-디지털 컨버터(140)가 센싱할 수 있는 전압 범위를 초과하기 이전 시점에 센싱을 수행할 수 있도록 센싱 작업을 수행하는 센싱 타이밍을 앞당길 수 있다. 센싱 타이밍은 타이밍 컨트롤러(60)에서 설정한다. 타이밍 컨트롤러(60)는 디스플레이 패널(10)의 온도를 센싱하고, 온도에 따라 센싱 타이밍을 제어할 수 있다. 특히, 타이밍 컨트롤러(60)는 디스플레이 패널(10)의 온도가 상승하는 경우 아날로그-디지털 컨버터(140)가 센싱 작업을 수행하는 센싱 타이밍을 앞당기도록 제어할 수 있다.
- [0039] 제1 내지 제3 센싱 모드들마다 센싱되는 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압의 범위는 상이하다. 따라서, 아날로그-디지털 컨버터(140)의 센싱 전압 범위는 제1 내지 제3 센싱 모드들 각각에서 최적화되도록 제1 내지 제3 센싱 모드들에서 서로 다르게 설정될 수 있다.
- [0040] 제1 스위치(SW1)는 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rz)과 레퍼런스 전압 생성부(80) 사이에 접속되어 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rz)과 레퍼런스 전압 생성부(80) 사이의 접속을 스위칭한다. 제1 스위치(SW1)는 타이밍 컨트롤러(60)로부터 입력되는 제1 스위치 제어 신호(SCS1)에 의해 턴-온 및 턴-오프될 수 있다. 제1 스위치(SW1)가 제1 스위치 제어 신호(SCS1)에 의해 턴-온되는 경우 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rz)은 레퍼런스 전압 생성부(80)에 접속되므로, 레퍼런스 전압 생성부(80)의 레퍼런스 전압이 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rz)에 공급될 수 있다.
- [0041] 제2 스위치(SW2)들은 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rz)과 아날로그-디지털 컨버터(140) 사이에 접속되어 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rz)과 아날로그-디지털 컨버터(140) 사이의 접속을 스위칭한다. 제2 스위치(SW2)들은 타이밍 컨트롤러(60)로부터 입력되는 제2 스위치 제어 신호(SCS2)에 의해 턴-온 및 턴-오프될 수 있다. 제2 스위치(SW2)들이 제2 스위치 제어 신호(SCS2)에 의해 턴-온되는 경우 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rz)은 아날로그-디지털 컨버

터(140)에 접속되므로, 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rz) 각각을 통해 화소(P)들 각각의 구동 트랜지스터의 소스 전압이 센싱될 수 있다.

[0042] 스캔 구동부(40)는 스캔 신호 출력부(41)와 센싱 신호 출력부(42)를 포함한다. 스캔 신호 출력부(41)는 스캔 라인들(S1~Sn)에 접속되어 스캔 신호들을 공급한다. 스캔 신호 출력부(41)는 타이밍 컨트롤러(60)로부터 입력되는 스캔 타이밍 제어 신호(SCS)에 따라 스캔 라인들(S1~Sn)에 스캔 신호들을 공급한다.

[0043] 센싱 신호 출력부(42)는 센싱 신호 라인들(SE1~SEn)에 접속되어 센싱 신호들을 공급한다. 센싱 신호 출력부(42)는 타이밍 컨트롤러(60)로부터 입력되는 센싱 타이밍 제어 신호(SENCS)에 따라 센싱 신호 라인들(SE1~SEn)에 센싱 신호들을 공급한다.

[0044] 스캔 신호 출력부(41)와 센싱 신호 출력부(42)는 다수의 트랜지스터들을 포함하여 GIP(Gate driver In Panel) 방식으로 디스플레이 패널(10)의 비표시 영역(NDA)에 직접 형성될 수 있다. 또는, 스캔 신호 출력부(41)와 센싱 신호 출력부(42)는 구동 칩(chip) 형태로 형성되어 디스플레이 패널(10)에 접속되는 연성 필름(미도시)상에 실장될 수 있다.

[0045] 타이밍 컨트롤러(60)는 외부 보상 회로(70)로부터 보상 비디오 데이터(CDATA) 또는 센싱 비디오 데이터(PDATA)와 타이밍 신호들을 입력받는다. 타이밍 신호들은 수직 동기 신호(vertical sync signal), 수평 동기 신호(horizontal sync signal), 데이터 인에이블 신호(data enable signal), 및 도트 클럭(dot clock)을 포함할 수 있다.

[0046] 타이밍 컨트롤러(60)는 데이터 구동부(20), 스캔 신호 출력부(41), 및 센싱 신호 출력부(42)의 동작 타이밍을 제어하기 위한 타이밍 제어 신호들을 생성한다. 타이밍 제어 신호들은 데이터 구동부(20)의 동작 타이밍을 제어하기 위한 데이터 타이밍 제어 신호(DCS), 스캔 신호 출력부(41)의 동작 타이밍을 제어하기 위한 스캔 타이밍 제어 신호(SCS), 및 센싱 신호 출력부(42)의 동작 타이밍을 제어하기 위한 센싱 타이밍 제어 신호(SENCS)를 포함한다.

[0047] 타이밍 컨트롤러(60)는 보상 비디오 데이터(CDATA) 또는 센싱 비디오 데이터(PDATA)와 데이터 타이밍 제어 신호(DCS)를 데이터 구동부(20)로 출력한다. 타이밍 컨트롤러(60)는 스캔 타이밍 제어 신호(SCS)를 스캔 신호 출력부(41)로 출력하고, 센싱 타이밍 제어 신호(SENCS)를 센싱 신호 출력부(42)로 출력한다. 또한, 타이밍 컨트롤러(60)는 데이터 구동부(20)의 스위치(SW)를 제어하기 위한 스위치 제어 신호(SCS)를 출력할 수 있다.

[0048] 타이밍 컨트롤러(60)는 유기 발광 표시 장치를 표시 모드, 제1 내지 제3 센싱 모드들 중 어느 하나로 제어할 수 있다. 표시 모드는 화소(P)들에 보상 비디오 데이터(CDATA)에 따른 발광 데이터 전압들을 공급함으로써 화소(P)들을 발광시키는 모드이다.

[0049] 제1 센싱 모드는 화소(P)들에 제1 센싱 비디오 데이터(PDATA1)에 따른 제1 센싱 데이터 전압들을 공급하고, 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rp)을 통해 화소(P)들의 소정의 전압들을 센싱하는 모드이다. 제1 센싱 모드는 화소(P)들 각각의 구동 트랜지스터의 문턱 전압을 보상하기 위해 구동 트랜지스터의 소스 전압을 센싱하는 모드이다. 제1 센싱 모드에서 센싱된 구동 트랜지스터의 소스 전압은 아날로그-디지털 컨버터(140)에 의해 제1 센싱 데이터(SD1)로 변환되어 외부 보상 회로(70)의 메모리에 저장될 수 있다. 제1 센싱 모드는 유기 발광 표시 장치의 전원이 오프되기 전에 수행될 수 있으나, 이에 한정되지 않는다.

[0050] 제2 센싱 모드는 화소(P)들에 제2 센싱 비디오 데이터(PDATA2)에 따른 제2 센싱 데이터 전압들을 공급하고, 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rp)을 통해 화소(P)들의 소정의 전압들을 센싱하는 모드이다. 제2 센싱 모드는 화소(P)들 각각의 구동 트랜지스터의 전자 이동도를 보상하기 위해 구동 트랜지스터의 소스 전압을 센싱하는 모드이다. 제2 센싱 모드에서 센싱된 구동 트랜지스터의 소스 전압은 아날로그-디지털 컨버터(140)에 의해 제2 센싱 데이터(SD2)로 변환되어 외부 보상 회로(70)의 메모리에 저장될 수 있다. 제2 센싱 모드는 유기 발광 표시 장치의 전원이 켜지자마자 수행되거나, 유기 발광 표시 장치의 전원이 켜진 상태에서 소정의 주기로 수행될 수 있다.

[0051] 제3 센싱 모드는 화소(P)들에 제3 센싱 비디오 데이터(PDATA3)에 따른 제3 센싱 데이터 전압들을 공급하고, 레퍼런스 전압 라인들(R1~Rp)을 통해 화소(P)들의 소정의 전압들을 센싱하는 모드이다. 제3 센싱 모드는 화소(P)들 각각의 유기 발광 다이오드의 열화를 보상하기 위해 화소(P)들 각각의 구동 트랜지스터의 소스 전압을 센싱하는 모드이다. 제3 센싱 모드에서 센싱된 구동 트랜지스터의 소스 전압은 아날로그-디지털 컨버터(140)에 의해 제3 센싱 데이터(SD3)로 변환되어 외부 보상 회로(70)의 메모리에 저장될 수 있다. 제3 센싱 모드는 유기 발광 표시 장치의 전원이 켜진 상태에서 소정의 주기로 수행될 수 있다.

- [0052] 제1 내지 제3 센싱 비디오 데이터(PDATA1, PDATA2, PDATA3)는 서로 다른 데이터이거나 동일한 데이터일 수 있다.
- [0053] 외부 보상 회로(70)는 제1 내지 제3 센싱 데이터(SD1, SD2, SD3)를 이용하여 디지털 비디오 데이터(DATA)를 보정할 보정 데이터를 생성한다. 외부 보상 회로(70)는 디지털 비디오 데이터(DATA)에 보정 데이터를 적용하여 보상 비디오 데이터(CDATA)를 생성한다. 외부 보상 회로(70)는 보상 비디오 데이터(CDATA)를 타이밍 컨트롤러(60)로 출력한다.
- [0054] 외부 보상 회로(70)는 제1 내지 제3 센싱 데이터(SD1, SD2, SD3)를 저장하는 메모리를 포함할 수 있다. 외부 보상 회로(70)의 메모리는 EEPROM(electrically erasable programmable read-only memory)과 같은 비휘발성 메모리일 수 있다. 외부 보상 회로(70)는 타이밍 컨트롤러(60)에 내장될 수 있다.
- [0055] 레퍼런스 전압 생성부(80)는 레퍼런스 전압을 생성하여 소스 드라이브 IC(21)들에 공급한다. 레퍼런스 전압 생성부(80)는 제1 내지 제3 센싱 모드들 각각에서 아날로그-디지털 컨버터(140)의 센싱 전압 범위 설정을 위한 제1 내지 제3 로우 전압들 중 어느 하나와 제1 내지 제3 하이 전압들 중 어느 하나를 선택하여 아날로그-디지털 컨버터(140)로 출력한다. 레퍼런스 전압 생성부(80)는 레퍼런스 전압 이외에도 유기 발광 표시 장치의 구동에 필요한 구동 전압들을 생성하여 필요한 구성들에 공급할 수 있다.
- [0056] 타이밍 컨트롤러(60), 외부 보상 회로(70), 및 레퍼런스 전압 생성부(80)는 제어 인쇄 회로 보드(90)에 실장될 수 있다. 제어 인쇄 회로 보드(90)는 연성 케이블(91)에 의해 소스 인쇄 회로 보드(50)에 연결될 수 있다.
- [0057] 이상에서 살펴본 바와 같이, 본 발명의 일 예에 따른 유기 발광 표시 장치는 센싱 모드에서 센싱된 제1 내지 제3 센싱 데이터(SD1, SD2, SD3)를 이용하여 디지털 비디오 데이터(DATA)를 보상 비디오 데이터(CDATA)로 변환한다. 그 결과, 본 발명의 일 예는 화소들 각각의 구동 트랜지스터의 문턱 전압과 전자 이동도, 및 유기 발광 다이오드의 열화를 보상할 수 있다. 표시 모드에서 화소(P)의 동작은 도 5, 도 6a, 및 도 6b를 결부하여 후술하고, 제1 센싱 모드에서 화소(P)의 동작은 도 7, 도 8a 내지 도 8c, 및 도 9를 결부하여 후술한다. 제2 센싱 모드에서 화소(P)의 동작은 도 10, 도 11a, 도 11b, 및 도 12를 결부하여 후술한다. 제3 센싱 모드에서 화소(P)의 동작은 도 13, 도 14a, 도 14b, 도 15, 및 도 16을 결부하여 후술한다.
- [0058] 도 4는 도 1의 화소를 상세히 보여주는 회로도이다.
- [0059] 도 4에서는 설명의 편의를 위해 제 j (j 는 $1 \leq j \leq m$ 을 만족하는 양의 정수) 데이터 라인(D_j), 제 u (u 는 $1 \leq u \leq p$ 을 만족하는 양의 정수) 레퍼런스 전압 라인(R_u), 제 k (k 는 $1 \leq k \leq n$ 을 만족하는 양의 정수) 스캔 라인(S_k), 및 제 k 센싱 신호 라인(SE_k)에 접속된 서브 화소, 레퍼런스 전압 생성부(80), 데이터 전압 생성부(120), 아날로그-디지털 컨버터(140), 제 u 레퍼런스 전압 라인(R_u)과 레퍼런스 전압 생성부(80) 사이에 접속된 스위치(SW)만을 도시하였다.
- [0060] 도 4를 참조하면, 디스플레이 패널(10)의 화소(P)는 유기 발광 다이오드(OLED), 구동 트랜지스터(DT), 제1 및 제2 스위칭 트랜지스터들(ST1, ST2), 및 스토리지 커패시터(C_{st})를 포함할 수 있다.
- [0061] 유기 발광 다이오드(OLED)는 구동 트랜지스터(DT)를 통해 공급되는 전류에 따라 발광한다. 유기 발광 다이오드(OLED)는 애노드 전극(anode electrode), 정공 수송층(hole transporting layer), 유기 발광층(organic light emitting layer), 전자 수송층(electron transporting layer), 및 캐소드 전극(cathode electrode)을 포함할 수 있다. 유기 발광 다이오드(OLED)는 애노드 전극과 캐소드 전극에 전압이 인가되면 정공과 전자가 각각 정공 수송층과 전자 수송층을 통해 유기 발광층으로 이동되며, 유기 발광층에서 서로 결합하여 발광하게 된다. 유기 발광 다이오드(OLED)의 애노드 전극은 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극에 접속되고, 캐소드 전극은 제1 전원보다 낮은 제2 전원이 공급되는 제2 전원 라인(ESL)에 접속될 수 있다.
- [0062] 구동 트랜지스터(DT)는 게이트 전극과 소스 전극의 전압 차에 따라 제1 전원 라인(EVL)으로부터 유기 발광 다이오드(OLED)로 흐르는 전류를 조정한다. 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극은 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)의 제1 전극에 접속되고, 소스 전극은 유기 발광 다이오드(OLED)의 애노드 전극에 접속되며, 드레인 전극은 제1 전원 라인(EVL)에 접속될 수 있다.
- [0063] 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)는 제 k 스캔 라인(S_k)의 제 k 스캔 신호에 의해 턴-온되어 제 j 데이터 라인(D_j)을 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극에 접속시킨다. 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)의 게이트 전극은 제 k 스캔 라인(S_k)에 접속되고, 제1 전극은 제1 구동 트랜지스터(DT1)의 게이트 전극에 접속되며, 제2 전극은 제 j 데이터 라인(D_j)에 접속될 수 있다.

- [0064] 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)는 제k 센싱 신호 라인(SEk)의 제k 센싱 신호에 의해 턴-온되어 제u 레퍼런스 전압 라인(Ru)을 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극에 접속시킨다. 제2 스위칭 트랜지스터(ST3)의 게이트 전극은 제k 센싱 신호 라인(SEk)에 접속되고, 제1 전극은 제u 레퍼런스 전압 라인(Ru)에 접속되며, 제2 전극은 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극에 접속될 수 있다.
- [0065] 제1 및 제2 스위칭 트랜지스터들(ST1, ST2) 각각의 제1 전극은 소스 전극이고, 제2 전극은 드레인 전극일 수 있으나, 이에 한정되지 않음에 주의하여야 한다. 즉, 제1 및 제2 스위칭 트랜지스터들(ST1, ST2) 각각의 제1 전극은 드레인 전극이고, 제2 전극은 소스 전극일 수 있다.
- [0066] 스토리지 커패시터(Cst)는 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극과 소스 전극 사이에 형성된다. 스토리지 커패시터(Cst)는 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전압과 소스 전압의 차전압을 저장한다.
- [0067] 구동 트랜지스터(DT)와 제1 및 제2 스위칭 트랜지스터들(ST1, ST2)은 박막 트랜지스터(thin film transistor)로 형성될 수 있다. 또한, 도 4에서는 구동 트랜지스터(DT)와 제1 및 제2 스위칭 트랜지스터들(ST1, ST2)이 N 타입 MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)으로 형성된 것을 중심으로 설명하였으나, 이에 한정되지 않는 것에 주의하여야 한다. 구동 트랜지스터(DT)와 제1 및 제2 스위칭 트랜지스터들(ST1, ST2)은 P 타입 MOSFET으로 형성될 수도 있다. 이 경우 도 5, 도 7, 도 10 및 도 13의 타이밍도는 P 타입 MOSFET의 특성에 맞게 적절하게 수정될 수 있다.
- [0068] 도 5는 표시 모드에서 화소에 공급되는 스캔 신호와 센싱 신호, 스위치에 공급되는 스위치 제어 신호, 및 구동 트랜지스터의 게이트 전압과 소스 전압을 보여주는 파형도이다.
- [0069] 도 5를 참조하면, 표시 모드에서 1 프레임 기간은 제1 기간(t1)과 제2 기간(t2)을 포함할 수 있다. 제1 기간(t1)은 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극에 발광 데이터 전압(EVdata)을 공급하고, 소스 전극을 레퍼런스 전압(VREF)으로 초기화하는 기간이다. 제2 기간(t2)은 구동 트랜지스터(DT)의 전류(Ids)에 따라 유기 발광 다이오드(OLED)가 발광하는 기간이다. 제1 기간(t1)은 1 수평 기간일 수 있다. 1 수평 기간은 1 수평 라인의 화소(P)들에 데이터 전압들이 공급되는 기간을 가리킨다.
- [0070] 제k 스캔 라인(Sk)의 제k 스캔 신호(SCANK)와 제k 센싱 신호 라인(SEk)의 제k 센싱 신호(SENSk)는 제1 기간(t1) 동안 게이트 온 전압(Von)으로 공급되고, 제2 기간(t2) 동안 게이트 오프 전압(Voff)으로 공급된다. 화소(P)의 제1 및 제2 스위칭 트랜지스터들(ST1, ST2)은 게이트 온 전압(Von)에 의해 턴-온되고, 게이트 오프 전압(Voff)에 의해 턴-오프될 수 있다.
- [0071] 제1 스위치 제어 신호(SCS1)는 제1 및 제2 기간들(t1, t2) 동안 제1 로직 레벨 전압(V1)으로 공급될 수 있다. 제2 스위치 제어 신호(SCS2)는 제1 및 제2 기간들(t1, t2) 동안 제2 로직 레벨 전압(V2)으로 공급될 수 있다. 제1 및 제2 스위치들(SW1, SW2) 각각은 제1 로직 레벨 전압에 의해 턴-온되고, 제2 로직 레벨 전압에 의해 턴-오프될 수 있다.
- [0072] 도 6a 및 도 6b는 표시 모드에서 제1 및 제2 기간들 동안 화소의 동작을 보여주는 예시도면들이다. 이하에서는, 도 5, 도 6a 및 도 6b를 결부하여 표시 모드에서 화소(P)의 동작을 상세히 살펴본다.
- [0073] 표시 모드의 제1 및 제2 기간들(t1, t2) 동안 제1 스위치(SW1)는 제1 로직 레벨 전압(V1)의 제1 스위치 제어 신호(SCS1)에 의해 턴-온되고, 제2 스위치(SW2)는 제2 로직 레벨 전압(V2)의 제2 스위치 제어 신호(SCS2)에 의해 턴-오프된다. 이로 인해, 표시 모드에서는 제u 기준 전압 라인(Ru)에 레퍼런스 전압 생성부(80)로부터 레퍼런스 전압(VREF)이 공급된다.
- [0074] 첫 번째로, 도 6a와 같이 제1 기간(t1) 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)는 제k 스캔 라인(Sk)으로 공급되는 게이트 온 전압(Von)의 제k 스캔 신호(SCANK)에 의해 턴-온된다. 제1 기간(t1) 동안 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)는 제k 센싱 신호 라인(SEk)으로 공급되는 게이트 온 전압(Von)의 제k 센싱 신호(SENSk)에 의해 턴-온된다. 제1 기간(t1) 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)의 턴-온으로 인해 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극에는 제j 데이터 라인(Dj)의 발광 데이터 전압(EVdata)이 공급된다. 제1 기간(t1) 동안 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)의 턴-온으로 인해 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극에는 제u 레퍼런스 전압 라인(Ru)의 레퍼런스 전압(VREF)이 공급된다.
- [0075] 두 번째로, 도 6b와 같이 제2 기간(t2) 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)는 제k 스캔 라인(Sk)으로 공급되는 게이트 오프 전압(Voff)의 제k 스캔 신호(SCANK)에 의해 턴-오프된다. 제2 기간(t2) 동안 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)는 제k 센싱 신호 라인(SEk)으로 공급되는 게이트 오프 전압(Voff)의 제k 센싱 신호(SENSk)에 의해 턴-오프된다.

프된다.

- [0076] 제2 기간(t_2) 동안 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전압(V_g)과 소스 전압(V_s) 간의 전압 차에 따른 전류(I_{ds})는 유기 발광 다이오드(OLED)로 흐른다. 이로 인해, 유기 발광 다이오드(OLED)는 발광한다. 이하에서는, 설명의 편의를 위해 "구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전압(V_g)과 소스 전압(V_s) 간의 전압 차에 따라 구동 트랜지스터(DT)를 통해 흐르는 전류(I_{ds})"를 "구동 트랜지스터의 전류(I_{ds})"로 정의한다.
- [0077] 이상에서 살펴본 바와 같이, 본 발명의 일 예는 표시 모드에서 발광 데이터 전압(EV_{data})을 화소(P)에 공급한다. 발광 데이터 전압(EV_{data})은 센싱 모드에서 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압을 센싱한 후 디지털 비디오 데이터(DATA)를 보상한 보상 비디오 데이터(CDATA)에 따라 생성된 데이터 전압이다. 그 결과, 본 발명의 일 예는 화소(P)의 유기 발광 다이오드(OLED)를 구동 트랜지스터(DT)의 문턱 전압에 의존하지 않는 구동 트랜지스터(DT)의 전류(I_{ds})에 따라 발광할 수 있다. 따라서, 본 발명의 일 예는 화소(P)들의 휘도 균일도를 높일 수 있다.
- [0078] 도 7은 제1 센싱 모드에서 화소에 공급되는 스캔 신호와 센싱 신호, 제1 및 제2 스위치들에 공급되는 제1 및 제2 스위치 제어 신호들, 및 구동 트랜지스터의 게이트 전압과 소스 전압을 보여주는 파형도이다.
- [0079] 도 7을 참조하면, 제1 센싱 모드에서 1 프레임 기간은 제1 내지 제3 기간들(t_1' ~ t_3')을 포함할 수 있다. 제1 기간(t_1')은 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극을 레퍼런스 전압(V_{REF})으로 초기화하는 기간이다. 제2 기간(t_2')은 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극에 제1 센싱 데이터 전압(SV_{data1})을 공급하는 기간이다. 제3 기간(t_3')은 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압을 센싱하는 기간이다.
- [0080] 제k 스캔 라인(Sk)의 제k 스캔 신호($SCAN_k$)는 제2 및 제3 기간들(t_2' , t_3') 동안 게이트 온 전압(V_{on})으로 공급된다. 도 7에서는 제k 스캔 라인(Sk)의 제k 스캔 신호($SCAN_k$)가 제1 기간(t_1') 동안 게이트 오프 전압(V_{off})으로 공급되는 것을 예시하였으나, 게이트 온 전압(V_{on})으로 공급될 수도 있다. 제k 센싱 신호 라인(SE_k)의 제k 센싱 신호($SENS_k$)는 제1 내지 제3 기간들(t_1' ~ t_3') 동안 게이트 온 전압(V_{on})으로 공급된다. 화소(P)의 제1 및 제2 스위칭 트랜지스터들(ST_1 , ST_2)은 게이트 온 전압(V_{on})에 의해 턴-온되고, 게이트 오프 전압(V_{off})에 의해 턴-오프될 수 있다.
- [0081] 제1 스위치 제어 신호(SCS_1)는 제1 기간(t_1') 동안 제1 로직 레벨 전압(V_1)으로 공급되고, 제2 및 제3 기간들(t_2' , t_3') 동안 제2 로직 레벨 전압(V_2)으로 공급된다. 제2 스위치 제어 신호(SCS_2)는 제1 및 제2 기간들(t_1' , t_2') 동안 제2 로직 레벨 전압(V_2)으로 공급되고, 제3 기간(t_3') 동안 제1 로직 레벨 전압(V_1)으로 공급된다. 제1 및 제2 스위치들(SW_1 , SW_2) 각각은 제1 로직 레벨 전압에 의해 턴-온되고, 제2 로직 레벨 전압에 의해 턴-오프될 수 있다.
- [0082] 이 때 센싱 중에 디스플레이 패널(10)의 온도를 측정하고, 측정된 온도에 대응하여 센싱 타이밍을 제어하는 과정이 동시에 발생한다. 센싱 과정에서 센싱 타이밍을 제어하는 원리는 상술한 문턱 전압 센싱 과정에 적용될 수 있다. 그러나 이에 한정되지 않으며, 센싱 과정에서 센싱 타이밍을 제어하는 원리는 앞으로 소개할 전자 이동도 센싱 및 OLED 열화 센싱에도 동일하게 적용될 수 있다. 이에 따라, OLED 표시 장치에서 적용되는 모든 센싱 과정에서 디스플레이 패널(10)의 온도 증가에 따른 센싱의 오류를 방지할 수 있다.
- [0083] 도 8a 내지 도 8c는 제1 센싱 모드에서 제1 내지 제3 기간들 동안 화소의 동작을 보여주는 예시도면들이다. 이하에서는, 도 7 및 도 8a 내지 도 8c를 결부하여 제1 센싱 모드에서 화소(P)의 동작을 상세히 살펴본다.
- [0084] 첫 번째로, 도 8a와 같이 제1 기간(t_1') 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST_1)는 제k 스캔 라인(Sk)으로 공급되는 게이트 오프 전압(V_{off})의 제k 스캔 신호($SCAN_k$)에 의해 턴-오프되고, 제2 스위칭 트랜지스터(ST_2)는 제k 센싱 신호 라인(SE_k)으로 공급되는 게이트 온 전압(V_{on})의 제k 센싱 신호($SENS_k$)에 의해 턴-온된다. 제1 기간(t_1') 동안 제1 스위치(SW_1)는 제1 로직 레벨 전압(V_1)의 제1 스위치 제어 신호(SCS_1)에 의해 턴-온되며, 제2 스위치(SW_2)는 제2 로직 레벨 전압(V_2)의 제2 스위치 제어 신호(SCS_2)에 의해 턴-오프된다.
- [0085] 제1 기간(t_1') 동안 제1 스위치(SW_1)의 턴-온으로 인해 제u 기준 전압 라인(R_u)에는 레퍼런스 전압 생성부(80)로부터 레퍼런스 전압(V_{REF})이 공급된다. 제1 기간(t_1') 동안 제2 스위칭 트랜지스터(ST_2)의 턴-온으로 인해 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극에는 제u 레퍼런스 전압 라인(R_u)의 레퍼런스 전압(V_{REF})이 공급된다. 즉, 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극은 레퍼런스 전압(V_{REF})으로 초기화된다.
- [0086] 두 번째로, 도 8b와 같이 제2 기간(t_2') 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST_1)는 제k 스캔 라인(Sk)으로 공급되는 게이트 온 전압(V_{on})의 제k 스캔 신호($SCAN_k$)에 의해 턴-온되고, 제2 스위칭 트랜지스터(ST_2)는 제k 센싱 신호

라인(SE_k)으로 공급되는 게이트 온 전압(V_{on})의 제k 센싱 신호(SENS_k)에 의해 턴-온된다. 제2 기간(t₂') 동안 제1 스위치(SW1)는 제2 로직 레벨 전압(V₂)의 제2 스위치 제어 신호(SCS2)에 의해 턴-오프되며, 제2 스위치(SW2)는 제2 로직 레벨 전압(V₂)의 제2 스위치 제어 신호(SCS2)에 의해 턴-오프된다.

[0087] 제2 기간(t₂') 동안 제1 스위치(SW1)의 턴-오프로 인해 제u 기준 전압 라인(R_u)에는 레퍼런스 전압(VREF)이 공급되지 않는다. 또한, 제2 기간(t₂') 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)가 턴-온되므로, 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극에는 제1 센싱 데이터 전압(SVdata1)이 공급된다.

[0088] 제2 기간(t₂') 동안 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극과 소스 전극 간의 전압 차(V_{gs}=SVdata1-VREF)가 구동 트랜지스터(DT)의 문턱 전압(threshold voltage, V_{th})보다 크기 때문에, 구동 트랜지스터(DT)는 게이트 전극과 소스 전극 간의 전압 차(V_{gs})가 문턱 전압(V_{th})에 도달할 때까지 전류를 흘리게 된다. 이로 인해, 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압은 도 7과 같이 "SVdata1-V_{th}"까지 상승한다. 즉, 제2 기간(t₂') 동안 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극에 구동 트랜지스터(DT)의 문턱 전압이 센싱된다.

[0089] 세 번째로, 도 8c와 같이 제3 기간(t₃') 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)는 제k 스캔 라인(S_k)으로 공급되는 게이트 온 전압(V_{on})의 제k 스캔 신호(SCAN_k)에 의해 턴-온되고, 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)는 제k 센싱 라인(SE_k)으로 공급되는 게이트 온 전압(V_{on})의 제k 센싱 신호(SENS_k)에 의해 턴-온된다. 제3 기간(t₃') 동안 제1 스위치(SW1)는 제2 로직 레벨 전압(V₂)의 제2 스위치 제어 신호(SCS2)에 의해 턴-오프되며, 제2 스위치(SW2)는 제1 로직 레벨 전압(V₁)의 제2 스위치 제어 신호(SCS2)에 의해 턴-온된다.

[0090] 제3 기간(t₃') 동안 제2 스위치(SW2)의 턴-온으로 인해 제u 기준 전압 라인(R_u)은 아날로그-디지털 컨버터(140)에 접속된다. 제3 기간(t₃') 동안 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)의 턴-온으로 인해 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극은 제u 레퍼런스 전압 라인(R_u)을 통해 아날로그-디지털 컨버터(140)에 접속된다. 따라서, 아날로그-디지털 컨버터(140)는 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압, 즉, "SVdata1-V_{th}"를 센싱할 수 있다.

[0091] 이상에서 살펴본 바와 같이, 본 발명의 일 예는 제1 센싱 모드에서 구동 트랜지스터(DT)의 문턱 전압이 반영된 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압 "SVdata1-V_{th}"를 센싱할 수 있다.

[0092] 한편, 제1 센싱 모드는 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극에 제1 센싱 데이터 전압(SVdata1)을 인가하고 있는 상태에서 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극과 소스 전극 간의 전압 차(V_{gs})가 문턱 전압(V_{th})에 도달할 때까지 전류를 흘림으로써, 도 7과 같이 "SVdata1-V_{th}"까지 상승한 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압을 센싱하는 모드이다. 이에 따라, 도 9와 같이 제1 센싱 모드에서 센싱되는 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s)은 거의 제1 센싱 데이터 전압(SVdata1) 근처의 전압 레벨까지 상승한다. 따라서, 아날로그-디지털 컨버터(140)의 센싱 전압 범위는 제1 센싱 모드에서 레퍼런스 전압(VREF)보다 높은 제1 로우 전압(VL1)과 제1 하이 전압(VH1) 사이에서 설정될 수 있다. 아날로그-디지털 컨버터(140)는 제1 센싱 모드에서 센싱 전압 범위 설정을 위해 레퍼런스 전압 생성부(80)로부터 제1 로우 전압(VL1)과 제1 하이 전압(VH1)을 입력받을 수 있다. 도 9에서는 제1 로우 전압(VL1)이 3V이고, 제1 하이 전압(VH1)이 6V인 것을 예시하였으나, 이에 한정되지 않는다.

[0093] 한편, 도 9에서 도시한 바와 같이, 디스플레이 패널(10)의 온도가 크게 변화하는 경우, 아날로그-디지털 컨버터(140)의 센싱 전압 범위를 벗어난 범위로 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s)이 상승하여, 에러 전압(V_{err})이 될 수 있다. 디스플레이 패널(10)의 온도가 지나치게 낮은 경우, 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s)은 제1 로우 전압(VL1)보다 낮은 전압까지만 상승할 수 있다. 이와 반대로, 디스플레이 패널(10)의 온도가 지나치게 높은 경우, 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s)은 제1 하이 전압(VH1)보다 높은 전압까지 상승할 수도 있다.

[0094] 도 10은 제2 센싱 모드에서 화소에 공급되는 스캔 신호와 센싱 신호, 제1 및 제2 스위치들에 공급되는 제1 및 제2 스위치 제어 신호들, 및 구동 트랜지스터의 게이트 전압과 소스 전압을 보여주는 파형도이다.

[0095] 도 10을 참조하면, 제2 센싱 모드에서 1 프레임 기간은 제1 및 제2 기간들(t₁", t₂")을 포함할 수 있다. 제1 기간(t₁")은 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극을 레퍼런스 전압(VREF)으로 초기화하는 기간이다. 제2 기간(t₂")은 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극에 제2 센싱 데이터 전압(SVdata2)을 인가하고, 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압을 센싱하는 기간이다.

[0096] 제k 스캔 라인(S_k)의 제k 스캔 신호(SCAN_k)는 제2 기간(t₂") 동안 게이트 온 전압(V_{on})으로 공급된다. 도 10에서는 제k 스캔 라인(S_k)의 제k 스캔 신호(SCAN_k)가 제1 기간(t₁") 동안 게이트 오프 전압(V_{off})으로 공급되는 것을 예시하였으나, 게이트 온 전압(V_{on})으로 공급될 수도 있다. 제k 센싱 신호 라인(SE_k)의 제k 센싱 신호(SENS_k)는 제1 및 제2 기간들(t₁", t₂") 동안 게이트 온 전압(V_{on})으로 공급된다. 화소(P)의 제1 및 제2 스위칭 트랜지스터들(ST1, ST2)은 게이트 온 전압(V_{on})에 의해 턴-온되고, 게이트 오프 전압(V_{off})에 의해 턴-오프될

수 있다.

- [0097] 제1 스위치 제어 신호(SCS1)는 제1 기간(t1") 동안 제1 로직 레벨 전압(V1)으로 공급되고, 제2 기간(t2") 동안 제2 로직 레벨 전압(V2)으로 공급된다. 제2 스위치 제어 신호(SCS2)는 제1 기간(t1") 동안 제2 로직 레벨 전압(V2)으로 공급되고, 제2 기간(t2") 동안 제1 로직 레벨 전압(V1)으로 공급된다. 제1 및 제2 스위치들(SW1, SW2) 각각은 제1 로직 레벨 전압에 의해 턴-온되고, 제2 로직 레벨 전압에 의해 턴-오프될 수 있다.
- [0098] 도 11a 및 도 11b는 제2 센싱 모드에서 제1 내지 제2 기간들 동안 화소의 동작을 보여주는 예시도면들이다. 이 하에서는, 도 10, 도 11a, 및 도 11b를 결부하여 제2 센싱 모드에서 화소(P)의 동작을 상세히 살펴본다.
- [0099] 첫 번째로, 도 11a와 같이 제1 기간(t1") 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)는 제k 스캔 라인(Sk)으로 공급되는 게이트 오프 전압(Voff)의 제k 스캔 신호(SCANK)에 의해 턴-오프되고, 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)는 제k 센싱 신호 라인(SEk)으로 공급되는 게이트 온 전압(Von)의 제k 센싱 신호(SENSk)에 의해 턴-온된다. 제1 기간(t1") 동안 제1 스위치(SW1)는 제1 로직 레벨 전압(V1)의 제1 스위치 제어 신호(SCS1)에 의해 턴-온되며, 제2 스위치(SW2)는 제2 로직 레벨 전압(V2)의 제2 스위치 제어 신호(SCS2)에 의해 턴-오프된다.
- [0100] 제1 기간(t1") 동안 제1 스위치(SW1)의 턴-온으로 인해 제u 기준 전압 라인(Ru)에는 레퍼런스 전압 생성부(80)로부터 레퍼런스 전압(VREF)이 공급된다. 제1 기간(t1") 동안 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)의 턴-온으로 인해 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극에는 제u 레퍼런스 전압 라인(Ru)의 레퍼런스 전압(VREF)이 공급된다. 즉, 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극은 레퍼런스 전압(VREF)으로 초기화된다.
- [0101] 두 번째로, 도 11b와 같이 제2 기간(t2") 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)는 제k 스캔 라인(Sk)으로 공급되는 게이트 온 전압(Von)의 제k 스캔 신호(SCANK)에 의해 턴-온되고, 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)는 제k 센싱 신호 라인(SEk)으로 공급되는 게이트 온 전압(Von)의 제k 센싱 신호(SENSk)에 의해 턴-온된다. 제2 기간(t2") 동안 제1 스위치(SW1)는 제2 로직 레벨 전압(V2)의 제1 스위치 제어 신호(SCS1)에 의해 턴-오프되며, 제2 스위치(SW2)는 제1 로직 레벨 전압(V1)의 제2 스위치 제어 신호(SCS2)에 의해 턴-온된다.
- [0102] 제2 기간(t2") 동안 제1 스위치(SW1)의 턴-오프로 인해 제u 기준 전압 라인(Ru)에는 레퍼런스 전압(VREF)이 공급되지 않는다. 또한, 제2 기간(t2") 동안 제2 스위치(SW2)의 턴-온으로 인해 기준 전압 라인(Ru)은 아날로그-디지털 컨버터(140)에 접속된다. 제2 기간(t2") 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)의 턴-온으로 인해 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극에는 제2 센싱 데이터 전압(SVdata2)이 공급된다. 제2 기간(t2") 동안 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)의 턴-온으로 인해 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극은 제u 레퍼런스 전압 라인(Ru)을 통해 아날로그-디지털 컨버터(140)에 접속된다.
- [0103] 제2 기간(t2") 동안 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극과 소스 전극 간의 전압 차(Vgs=SVdata2-VREF)가 구동 트랜지스터(DT)의 문턱 전압(threshold voltage, Vth)보다 크기 때문에, 구동 트랜지스터(DT)는 전류를 흘리게 된다. 도 10의 제2 기간(t2")은 도 7의 제2 기간(t2')에 비해 짧다.
- [0104] 이때, 구동 트랜지스터(DT)의 전류는 수학식 1과 같이 정의될 수 있다.

수학식 1

$$I_{ds} = \frac{K \times Cox \times W/L}{2} \times (V_{gs} - V_{th})^2$$

- [0105]
- [0106] 수학식 1에서, "Ids"는 구동 트랜지스터(DT)의 전류, "K"는 전자 이동도, "Cox"는 절연막의 커패시턴스, "W"는 구동 트랜지스터(DT)의 채널 폭, "L"은 구동 트랜지스터(DT)의 채널 길이를 의미한다.
- [0107] 구동 트랜지스터(DT)의 전류는 수학식 1과 같이 구동 트랜지스터(DT)의 전자 이동도(K)에 비례하므로, 제2 기간(t2") 동안 구동 트랜지스터(DT)의 소스전압(Vs)의 상승량은 구동 트랜지스터(DT)의 전자 이동도(K)에 비례한다. 즉, 구동 트랜지스터(DT)의 전자 이동도가 클수록 제2 기간(t2") 동안 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(Vs)의 상승량은 더욱 커진다.
- [0108] 결국, 제2 기간(t2") 동안 구동 트랜지스터(DT)의 전자 이동도(K)에 따라 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(Vs)의 상승량이 달라지며, 도 9에서는 전자 이동도(K)에 따른 소스 전압(Vs)의 상승량을 α로 정의하였다. 구동

트랜지스터(DT)의 소스 전압은 전자 이동도(K)에 따라 도 9와 같이 "VREF+ α "까지 상승한다. 따라서, 제2 기간(t_2) 동안 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극에 구동 트랜지스터(DT)의 전자 이동도(K)가 반영된 전압이 센싱된다.

[0109] 이상에서 살펴본 바와 같이, 본 발명의 일 예는 제2 센싱 모드에서 구동 트랜지스터(DT)의 전자 이동도(K)가 반영된 구동 트랜지스터의 소스 전압 "VREF+ α "를 센싱할 수 있다.

[0110] 한편, 제2 센싱 모드는 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극에 제2 센싱 데이터 전압(SVdata2)을 인가하고 있는 상태에서 소정의 짧은 기간 동안 구동 트랜지스터의 소스 전압(V_s)의 상승량을 센싱하는 모드이다. 이에 따라, 도 12와 같이 제2 센싱 모드에서 센싱되는 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s)은 레퍼런스 전압(VREF)보다 높은 레벨을 갖는다. 하지만, 제2 센싱 모드에서 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s)의 상승량은 제1 센싱 모드에서 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s)의 상승량에 비해 작다. 따라서, 아날로그-디지털 컨버터(140)의 센싱 전압 범위는 제2 센싱 모드에서 레퍼런스 전압(VREF)보다 높고 제1 로우 전압(VL1)보다 낮은 제2 로우 전압(VL2)과 제1 하이 전압(VH1)보다 낮은 제2 하이 전압(VH2) 사이에서 설정될 수 있다. 아날로그-디지털 컨버터(140)는 제2 센싱 모드에서 센싱 전압 범위 설정을 위해 레퍼런스 전압 생성부(80)로부터 제2 로우 전압(VL2)과 제2 하이 전압(VH2)을 입력받을 수 있다. 도 12에서는 제2 로우 전압(VL2)이 0.5V이고, 제2 하이 전압(VH2)이 3.5V인 것을 예시하였으나, 이에 한정되지 않는다.

[0111] 여기에서, 디스플레이 패널(10)의 온도에 따라서 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s)의 상승량이 변화한다. 특히, 디스플레이 패널(10)의 온도가 정상적으로 디스플레이 패널(10)이 구동하는 정격 온도보다 높을 경우, 아날로그-디지털 컨버터(140)의 센싱 전압 범위를 벗어날 정도로 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s)이 상승한다. 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s)이 아날로그-디지털 컨버터(140)의 센싱 전압 범위를 벗어난 타이밍에 센싱을 하는 경우, 센싱 값에 오류가 발생하게 된다.

[0112] 디스플레이 패널(10)의 온도가 높아지는 경우, 제2 기간(t_2)보다 앞당겨 센싱 타이밍을 설정하여야 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s)이 아날로그-디지털 컨버터(140)의 센싱 전압 범위를 벗어나지 않는다. 센싱 타이밍은 상술한 바와 같이 타이밍 컨트롤러(60) 내부의 설정을 변경하여 제어할 수 있다. 센싱 타이밍을 제1 기간(t_1)의 시작 시점 후, 제2 기간(t_2)의 시작 전 시점으로 설정할 수 있다.

[0113] 또는, 본 발명의 다른 예에 따른 유기 발광 표시 장치는 온도가 상승하는 경우, 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s) 자체를 감소시켜 아날로그-디지털 컨버터(140)의 센싱 전압 범위를 벗어나지 못하도록 할 수도 있다. 이와 같이 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s) 자체를 감소시키는 것은 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전압(V_g)의 크기를 감소시킴으로써 구현할 수 있다. 게이트 전압(V_g)의 크기가 감소하면, 소스 전압(V_s)의 크기 또한 감소하게 된다. 이에 따라, 온도가 증가하더라도 소스 전압(V_s)의 크기가 아날로그-디지털 컨버터(140)의 센싱 전압 범위를 벗어나지 못하게 된다.

[0114] 도 13은 제3 센싱 모드에서 화소에 공급되는 스캔 신호와 센싱 신호, 스위치에 공급되는 스위치 제어 신호, 및 구동 트랜지스터의 게이트 전압과 소스 전압을 보여주는 파형도이다.

[0115] 도 13을 참조하면, 제3 센싱 모드에서 1 프레임 기간은 제1 내지 제4 기간들(t_1+ , t_2+ , t_3+ , t_4+)을 포함할 수 있다. 제1 기간(t_1+)은 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극에 제3 센싱 데이터 전압(SVdata3)을 공급하고, 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극을 레퍼런스 전압(VREF)으로 초기화하는 기간이다. 제2 기간(t_2+)은 유기 발광 다이오드(OLED)의 열화 정도에 따라 구동 트랜지스터(DT)의 게이트-소스간 전압을 스토리지 커패시터(Cst)에 저장하는 열화 인지 기간이며, 제3 기간(t_3+)은 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극을 레퍼런스 전압(VREF)으로 초기화하는 기간이다. 제4 기간(t_4+)은 구동 트랜지스터(DT)의 게이트-소스간 전압에 따라 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s)을 센싱하는 기간이다.

[0116] 제k 스캔 라인(S_k)의 제k 스캔 신호(SCANK)는 제2 기간(t_2+) 동안 게이트 온 전압(V_{on})으로 공급되고, 제3 및 제4 기간들(t_3+ , t_4+) 동안 게이트 오프 전압(V_{off})으로 공급된다. 도 13에서는 제k 스캔 라인(S_k)의 제k 스캔 신호(SCANK)가 제1 기간(t_1+) 동안 게이트 온 전압(V_{on})으로 공급되는 것을 예시하였으나, 게이트 오프 전압(V_{off})으로 공급될 수도 있다. 제k 센싱 신호 라인(SEK)의 제k 센싱 신호(SENSK)는 제1, 제3, 및 제4 기간들(t_1+ , t_3+ , t_4+) 동안 게이트 온 전압(V_{on})으로 공급되고, 제2 기간(t_2+) 동안 게이트 오프 전압(V_{off})으로 공급된다. 화소(P)의 제1 및 제2 스위칭 트랜지스터들(ST1, ST2)은 게이트 온 전압(V_{on})에 의해 턴-온되고, 게이트 오프 전압(V_{off})에 의해 턴-오프될 수 있다.

[0117] 제1 스위치 제어 신호(SCS1)는 제1 및 제3 기간들(t_1+ , t_3+) 동안 제1 로직 레벨 전압(V1)으로 공급되고, 제4

기간(t_4) 동안 제2 로직 레벨 전압(V_2)으로 공급된다. 도 13에서는 제1 스위치 제어 신호(SCS1)가 제2 기간(t_2) 동안 제1 로직 레벨 전압(V_1)으로 공급되는 것을 예시하였으나, 제2 로직 레벨 전압(V_2)으로 공급될 수도 있다. 제2 스위치 제어 신호(SCS2)는 제1 내지 제3 기간들(t_1 , t_2 , t_3) 동안 제2 로직 레벨 전압(V_2)으로 공급되고, 제4 기간(t_4) 동안 제1 로직 레벨 전압(V_1)으로 공급된다. 제1 및 제2 스위치들(SW1, SW2) 각각은 제1 로직 레벨 전압에 의해 턴-온되고, 제2 로직 레벨 전압에 의해 턴-오프될 수 있다.

[0118] 도 14a 내지 도 14c는 제3 센싱 모드에서 제1 내지 제4 기간들 동안 화소의 동작을 보여주는 예시도면들이다.

[0119] 첫 번째로, 도 14a와 같이 제1 기간(t_1) 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)는 제k 스캔 라인(S_k)으로 공급되는 게이트 온 전압(V_{on})의 제k 스캔 신호(SCANK)에 의해 턴-온되고, 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)는 제k 센싱 신호 라인(SEK)으로 공급되는 게이트 온 전압(V_{on})의 제k 센싱 신호(SENSK)에 의해 턴-온된다. 제1 기간(t_1) 동안 제1 스위치(SW1)는 제1 로직 레벨 전압(V_1)의 제1 스위치 제어 신호(SCS1)에 의해 턴-온되며, 제2 스위치(SW2)는 제2 로직 레벨 전압(V_2)의 제2 스위치 제어 신호(SCS2)에 의해 턴-오프된다.

[0120] 제1 기간(t_1) 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)의 턴-온으로 인해 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극에는 제3 센싱 데이터 전압(SVdata3)이 공급된다. 또한, 제1 기간(t_1) 동안 제1 스위치(SW1)의 턴-온으로 인해 제u 기준 전압 라인(R_u)에는 레퍼런스 전압 생성부(80)로부터 레퍼런스 전압(VREF)이 공급된다. 제1 기간(t_1) 동안 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)의 턴-온으로 인해 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극에는 제u 레퍼런스 전압 라인(R_u)의 레퍼런스 전압(VREF)이 공급된다. 즉, 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극은 레퍼런스 전압(VREF)으로 초기화된다.

[0121] 두 번째로, 도 14b와 같이 제2 기간(t_2) 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)는 제k 스캔 라인(S_k)으로 공급되는 게이트 온 전압(V_{on})의 제k 스캔 신호(SCANK)에 의해 턴-온되고, 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)는 제k 센싱 신호 라인(SEK)으로 공급되는 게이트 오프 전압(V_{off})의 제k 센싱 신호(SENSK)에 의해 턴-오프된다.

[0122] 제2 기간(t_2) 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)의 턴-온으로 인해 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극에는 제3 센싱 데이터 전압(SVdata3)이 공급된다. 또한, 제2 기간(t_2) 동안 제2 스위치(SW1)의 턴-오프로 인해 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극에는 레퍼런스 전압(VREF)이 공급되지 않는다.

[0123] 제2 기간(t_2) 동안 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극과 소스 전극 간의 전압 차($V_{gs} = SVdata3 - VREF$)가 구동 트랜지스터(DT)의 문턱 전압(threshold voltage, V_{th})보다 크기 때문에, 구동 트랜지스터(DT)는 전류를 흘리게 된다.

[0124] 한편, 유기 발광 다이오드(OLED)가 장기간 구동되는 경우 유기 발광 다이오드(OLED)는 열화될 수 있으며, 이로 인해 유기 발광 다이오드(OLED)의 발광 휘도가 감소할 수 있다. 유기 발광 다이오드(OLED)가 열화되는 경우, 유기 발광 다이오드(OLED)의 구동 전압이 상승한다. 이로 인해, 도 13과 같이 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전극에 동일한 데이터 전압을 인가하더라도 유기 발광 다이오드(OLED)가 열화된 경우 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압은 유기 발광 다이오드(OLED)가 열화되기 전보다 더 높아지게 된다. 이로 인해, 유기 발광 다이오드(OLED)가 열화된 경우 구동 트랜지스터(DT)의 게이트-소스간 전압(V_{gs2})은 유기 발광 다이오드(OLED)가 열화되기 전 구동 트랜지스터(DT)의 게이트-소스간 전압(V_{gs1})보다 작아지게 된다. 도 13에서는 유기 발광 다이오드(OLED)가 열화되기 전 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전압(V_g)과 소스 전압(V_s)을 실선으로 도시하였으며, 유기 발광 다이오드(OLED)가 열화된 후 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전압(V_g)과 소스 전압(V_s)을 점선으로 도시하였다.

[0125] 이 때, 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전압(V_g)과 소스 전압(V_s)은 디스플레이 패널(10)의 온도에 의해 변화한다. 보다 구체적으로, 디스플레이 패널(10)의 온도가 상승하는 경우, 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전압(V_g)과 소스 전압(V_s) 또한 상승하게 된다. 이러한 현상을 완화시키고자, 본 발명의 일 예에 따른 유기 발광 표시 장치는 디스플레이 패널(10)의 온도가 상승하는 경우, 게이트 전압(V_g)과 소스 전압(V_s)을 감소시킨다.

[0126] 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전압(V_g)을 감소시키는 경우, 디스플레이 패널(10)의 온도가 임계 온도 이상인 경우에도 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(V_s)이 아날로그-디지털 컨버터(140)의 전압 센싱 범위를 벗어나지 않는다.

[0127] 세 번째로, 도 14c와 같이 제3 기간(t_3) 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)는 제k 스캔 라인(S_k)으로 공급되는 게이트 오프 전압(V_{off})의 제k 스캔 신호(SCANK)에 의해 턴-오프되고, 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)는 제k 센싱 신호 라인(SEK)으로 공급되는 게이트 온 전압(V_{on})의 제k 센싱 신호(SENSK)에 의해 턴-온된다. 제3 기간(t_3) 동안 제1 스위치(SW1)는 제1 로직 레벨 전압(V_1)의 제1 스위치 제어 신호(SCS1)에 의해 턴-온되며, 제2 스위치

(SW2)는 제2 로직 레벨 전압(V2)의 제2 스위치 제어 신호(SCS2)에 의해 턴-오프된다.

- [0128] 제3 기간(t_{3+}) 동안 제1 스위치(SW1)의 턴-온으로 인해 제u 기준 전압 라인(Ru)에는 레퍼런스 전압 생성부(80)로부터 레퍼런스 전압(VREF)이 공급된다. 제3 기간(t_{3+}) 동안 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)의 턴-온으로 인해 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극에는 제u 레퍼런스 전압 라인(Ru)의 레퍼런스 전압(VREF)이 공급된다. 즉, 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극은 레퍼런스 전압(VREF)으로 초기화된다. 또한, 스토리지 커패시터(Cst)에 의해 구동 트랜지스터(DT)의 게이트-소스간 전압(Vgs)은 유지되므로, 도 13과 같이 구동 트랜지스터(DT)의 게이트 전압(Vg)은 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(Vs)의 변화량만큼 낮아질 수 있다.
- [0129] 네 번째로, 도 14d와 같이 제4 기간(t_{4+}) 동안 제1 스위칭 트랜지스터(ST1)는 제k 스캔 라인(Sk)으로 공급되는 게이트 오프 전압(Voff)의 제k 스캔 신호(SCANK)에 의해 턴-오프되고, 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)는 제k 센싱 신호 라인(SEk)으로 공급되는 게이트 온 전압(Von)의 제k 센싱 신호(SENSk)에 의해 턴-온된다. 제4 기간(t_{4+}) 동안 제1 스위치(SW1)는 제2 로직 레벨 전압(V2)의 제1 스위치 제어 신호(SCS1)에 의해 턴-오프되고, 제2 스위치(SW2)는 제1 로직 레벨 전압(V1)의 제2 스위치 제어 신호(SCS2)에 의해 턴-온된다.
- [0130] 제4 기간(t_{4+}) 동안 구동 트랜지스터(DT)는 게이트-소스간 전압(Vgs)에 따라 전류를 흘리게 되며, 이로 인해 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압은 상승한다. 하지만, 유기 발광 다이오드(OLED)가 열화된 경우 구동 트랜지스터(DT)의 게이트-소스간 전압(Vgs2)은 유기 발광 다이오드(OLED)가 열화되기 전 구동 트랜지스터(DT)의 게이트-소스간 전압(Vgs1)보다 작다. 그러므로, 제4 기간(t_{4+}) 동안 유기 발광 다이오드(OLED)가 열화된 경우 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(Vs)의 상승량은 유기 발광 다이오드(OLED)가 열화되기 전 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(Vs)의 상승량에 비해 적다. 예를 들어, 도 13과 같이 유기 발광 다이오드(OLED)가 열화되기 전 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(Vs)은 제4 기간(t_{4+}) 동안 " $VREF + \beta$ "까지 상승하는 반면에, 유기 발광 다이오드(OLED)가 열화된 경우 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(Vs)은 제4 기간(t_{4+}) 동안 " $VREF + \gamma$ ($\beta > \gamma$)"까지 상승할 수 있다.
- [0131] 제4 기간(t_{4+}) 동안 제2 스위치(SW2)의 턴-온으로 인해 제u 기준 전압 라인(Ru)은 아날로그-디지털 컨버터(140)에 접속된다. 제4 기간($t_{4'}$) 동안 제2 스위칭 트랜지스터(ST2)의 턴-온으로 인해 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전극은 제u 레퍼런스 전압 라인(Ru)을 통해 아날로그-디지털 컨버터(140)에 접속된다. 따라서, 아날로그-디지털 컨버터(140)는 구동 트랜지스터(DT)의 소스 전압(Vs), 즉 " $VREF + \beta$ " 또는 " $VREF + \gamma$ "를 센싱할 수 있다.
- [0132] 도 17은 제 1 내지 제3 센싱 모드에서 온도 별 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위의 다른 예를 보여주는 그래프이다.
- [0133] 본 발명의 일 예에 따른 아날로그-디지털 컨버터(140)에는 제1 시점(t_1) 이후에 센싱 전압이 공급되기 시작하여, 센싱 전압 정보를 추출하기 시작한다. 또한, 본 발명의 일 예에 따른 아날로그-디지털 컨버터(140)는 정상적인 경우 제2 시점(t_2)을 센싱 타이밍으로 설정하여, 제2 시점(t_2)에서의 전압 레벨을 기준으로 센싱 작업을 수행한다. 본 발명의 일 예는 센싱 모드를 수행하는 과정에서, 고온에서 아날로그-디지털 컨버터(140)의 센싱 전압 범위를 벗어나는 센싱 전압이 발생하는 현상을 방지하고자 한다. 예를 들어, 아날로그-디지털 컨버터(140)의 센싱 전압 범위는 0.5V에서 3.5V로 설정되어 있다. 정상적인 디스플레이 패널(10)의 온도는 25℃이다. 이 때는 최종적인 센싱 전압이 3.5V 이하이다. 따라서 제2 시점(t_2)을 센싱 타이밍으로 설정하여도 정상적인 센싱 작업을 수행할 수 있다.
- [0134] 그러나 35℃의 디스플레이 패널(10)에서는 최종적인 센싱 전압이 3.5V를 초과하게 되며, 제2 시점(t_2)에서 센싱 전압이 3.5V이다. 디스플레이 패널(10)의 온도가 높은 경우 센싱 전압이 더 빠르게 상승하게 되므로, 35℃보다 높은 고온 상태의 디스플레이 패널(10)의 경우에는 제2 시점(t_2)에서 센싱 전압이 3.5V를 갖는다. 따라서, 35℃보다 높은 고온 상태의 디스플레이 패널(10)에서는 제2 시점(t_2)을 센싱 타이밍으로 설정하는 경우 정상적인 센싱 작업을 수행할 수 없다.
- [0135] 본 발명의 일 예는 고온의 디스플레이 패널(10)에서는 제1 시점(t_1)과 제2 시점(t_2)의 사이인 제3 시점(t_3)을 센싱 타이밍 시점으로 설정한다. 본 발명의 일 예는 센싱 타이밍 시점을 앞당겨서, 제3 시점(t_3)의 센싱 전압 레벨을 기준으로 센싱 작업을 수행한다. 제3 시점(t_3)은 타이밍 컨트롤러(60)에서 디스플레이 패널(10)의 온도에 따라 설정할 수 있다. 제3 시점(t_3)에서의 센싱 전압 레벨은 아날로그-디지털 컨버터(140)의 센싱 전압 범위 내에 포함되도록 설정된다. 이에 따라, 센싱 시 아날로그-디지털 컨버터(140)의 센싱 전압 범위 내의 값을 센싱할 수 있다.
- [0136] 본 발명의 일 예는 센싱 모드에서 센싱되는 구동 트랜지스터의 소스 전압이 센싱 전압 범위 내에 포함되도록 센

싱 타이밍을 제어한다. 이에 따라, 본 발명의 일 예는 구동 트랜지스터의 소스 전압이 아날로그-디지털 컨버터의 센싱 전압 범위를 벗어나는 경우를 방지할 수 있다.

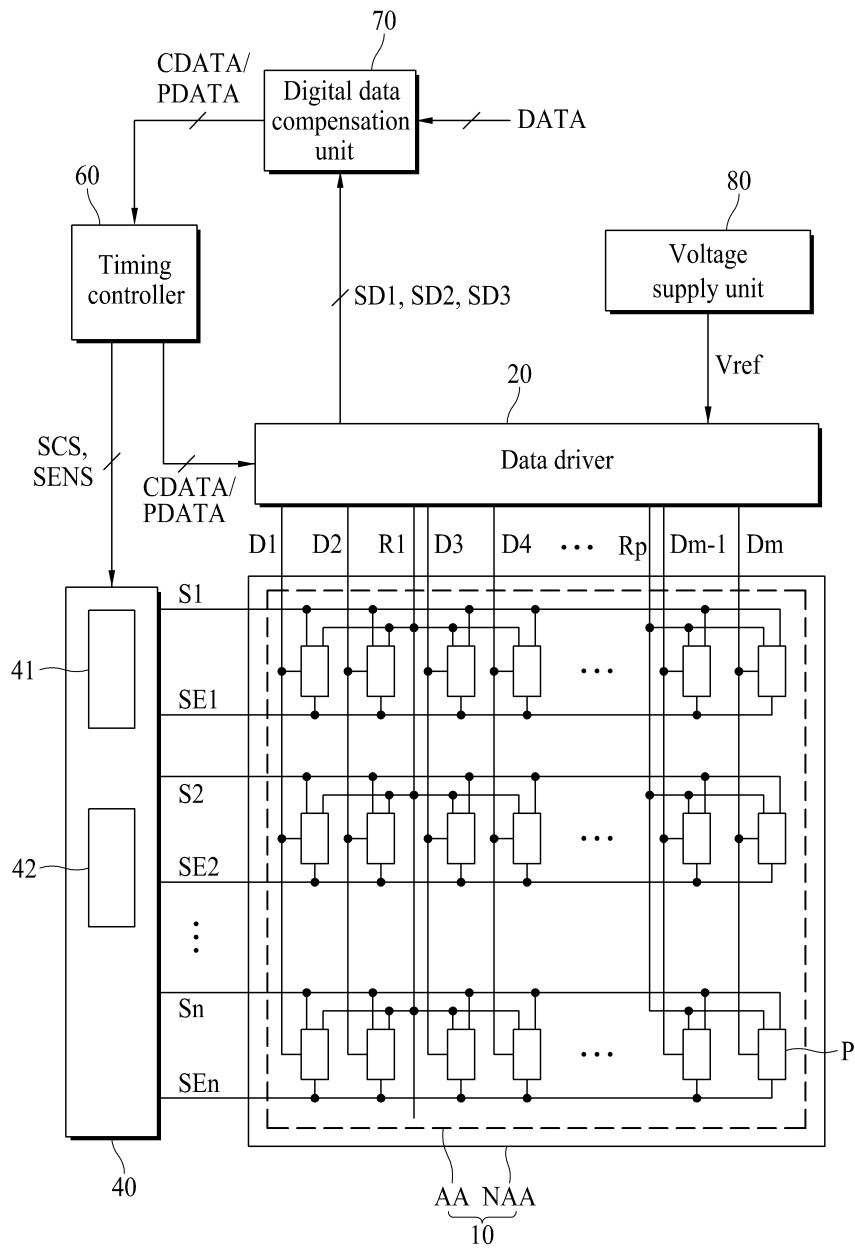
[0137] 이상 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 일 예들을 더욱 상세하게 설명하였으나, 본 발명은 반드시 이러한 일 예로 국한되는 것은 아니고, 본 발명의 기술사상을 벗어나지 않는 범위 내에서 다양하게 변형 실시될 수 있다. 따라서, 본 발명에 개시된 일 예들은 본 발명의 기술 사상을 한정하기 위한 것이 아니라 설명하기 위한 것이고, 이러한 일 예에 의하여 본 발명의 기술 사상의 범위가 한정되는 것은 아니다. 그러므로, 이상에서 기술한 일 예들은 모든 면에서 예시적인 것이며 한정적이 아닌 것으로 이해해야만 한다. 본 발명의 보호 범위는 청구 범위에 의하여 해석되어야 하며, 그와 동등한 범위 내에 있는 모든 기술 사상은 본 발명의 권리 범위에 포함되는 것으로 해석되어야 할 것이다.

부호의 설명

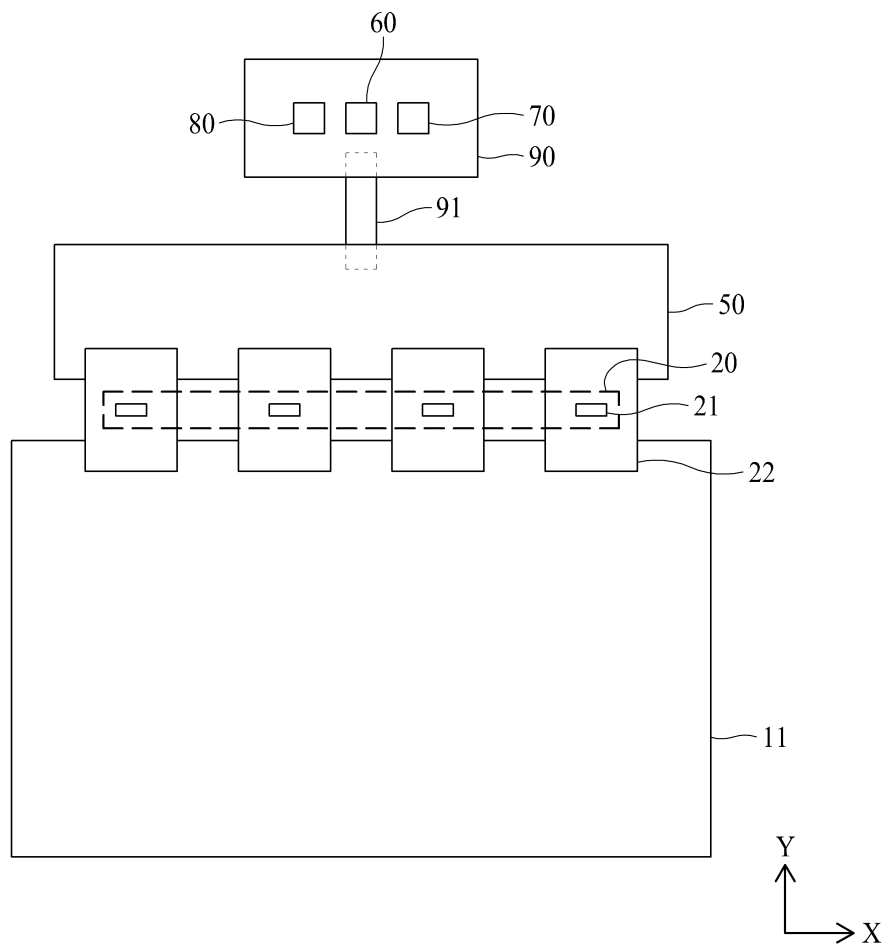
[0138] 10: 디스플레이 패널 20: 데이터 구동부
21: 소스 드라이브 IC 22: 연성 필름
40: 스캔 구동부 41: 스캔 신호 출력부
42: 센싱 신호 출력부 50: 소스 인쇄 회로 보드
60: 타이밍 컨트롤러 70: 외부 보상 회로
80: 레퍼런스 전압 생성부 90: 제어 인쇄 회로 보드
91: 연성 케이블 120: 데이터 전압 생성부
140: 아날로그-디지털 컨버터

도면

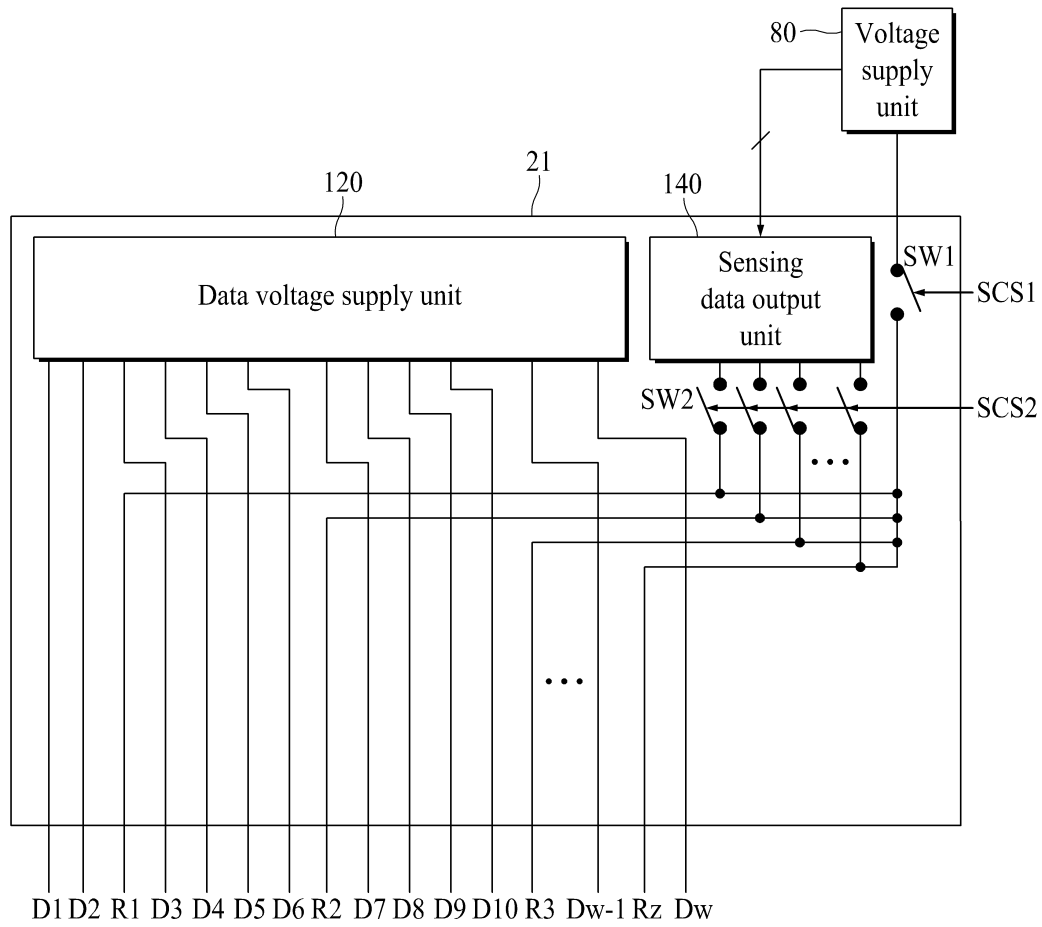
도면1



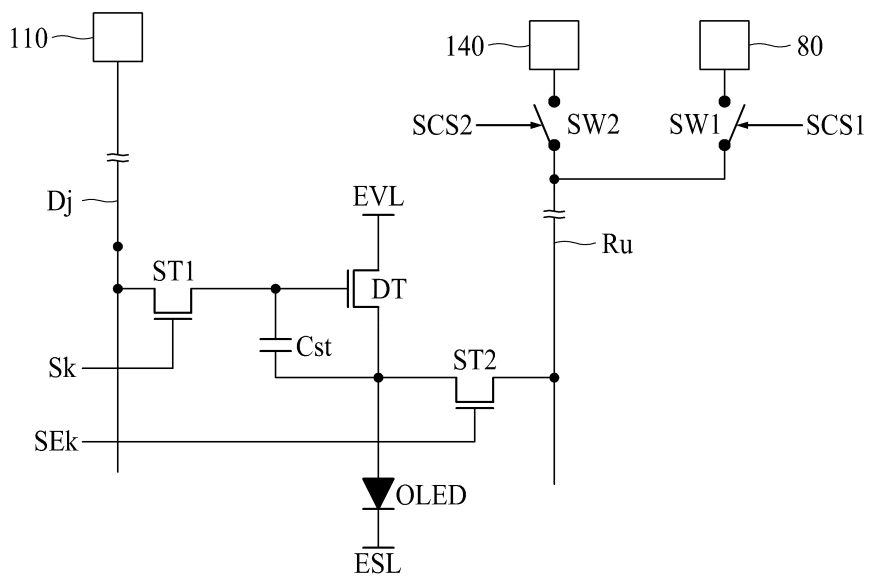
도면2



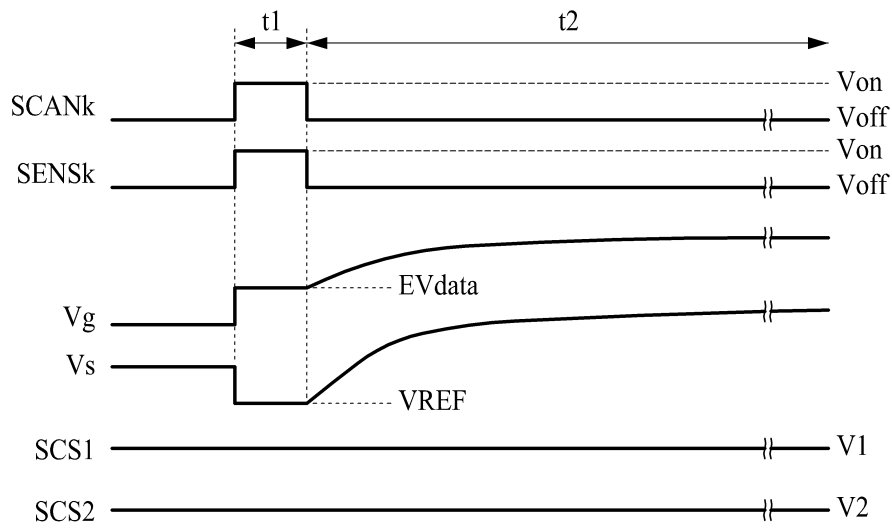
도면3



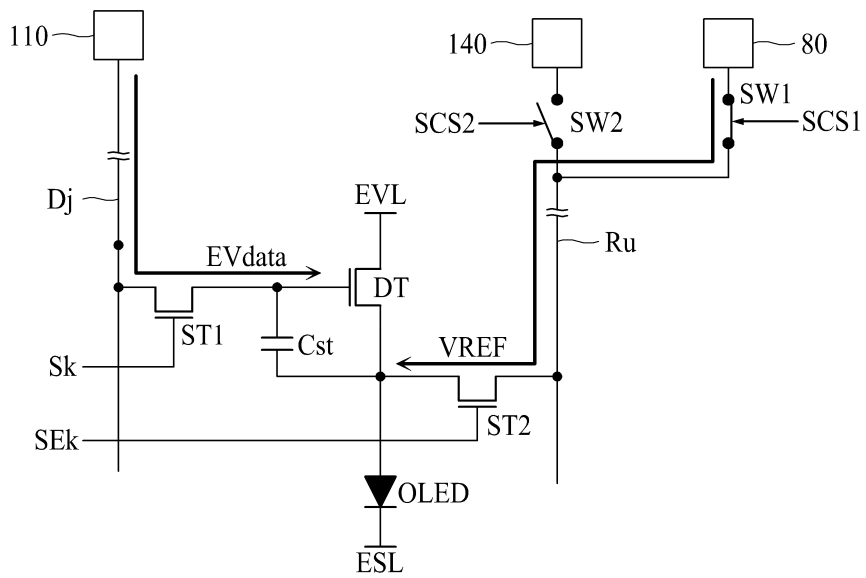
도면4



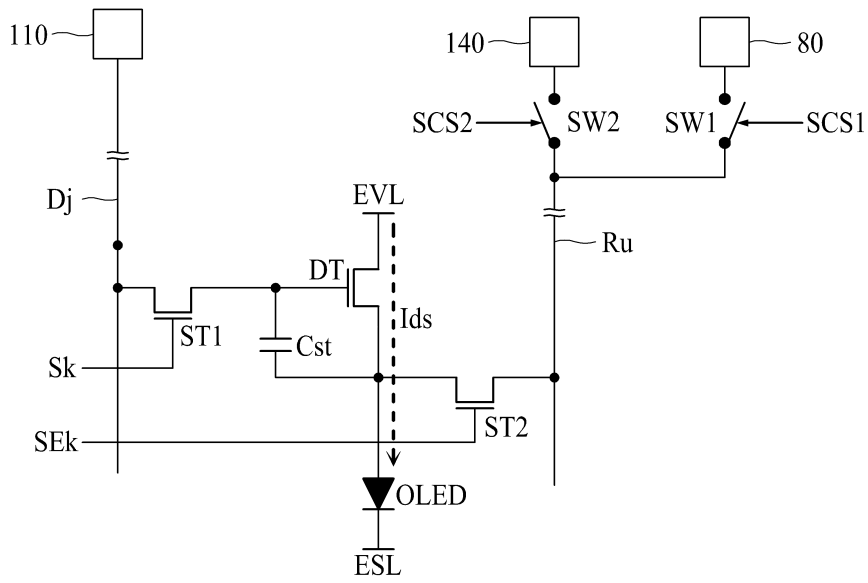
도면5



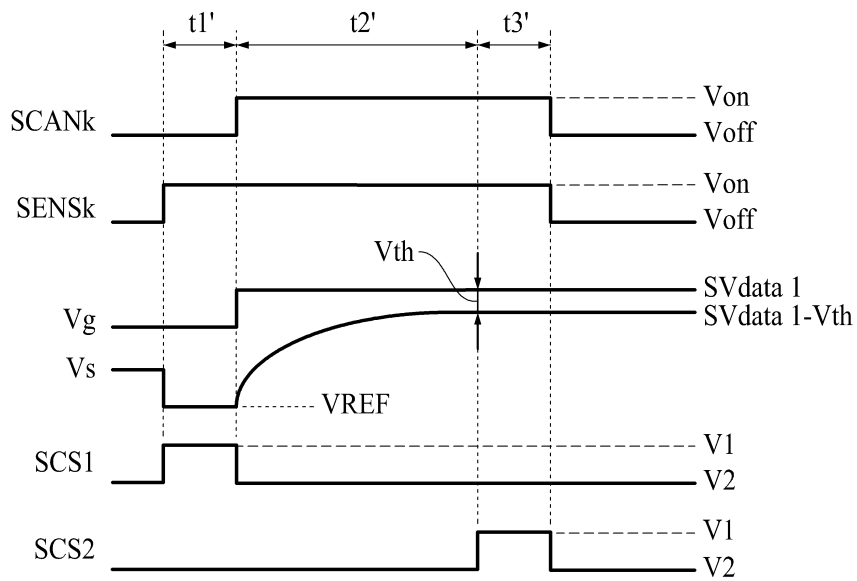
도면6a



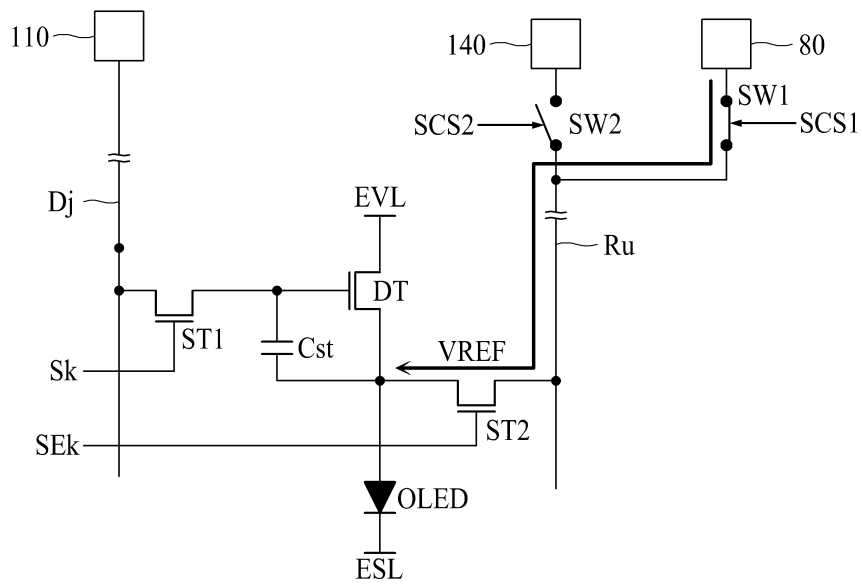
도면6b



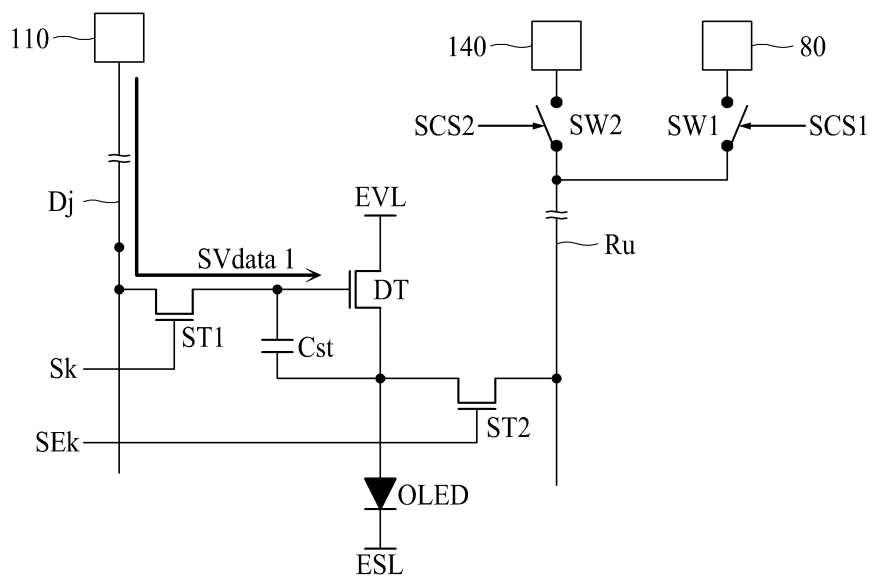
도면7



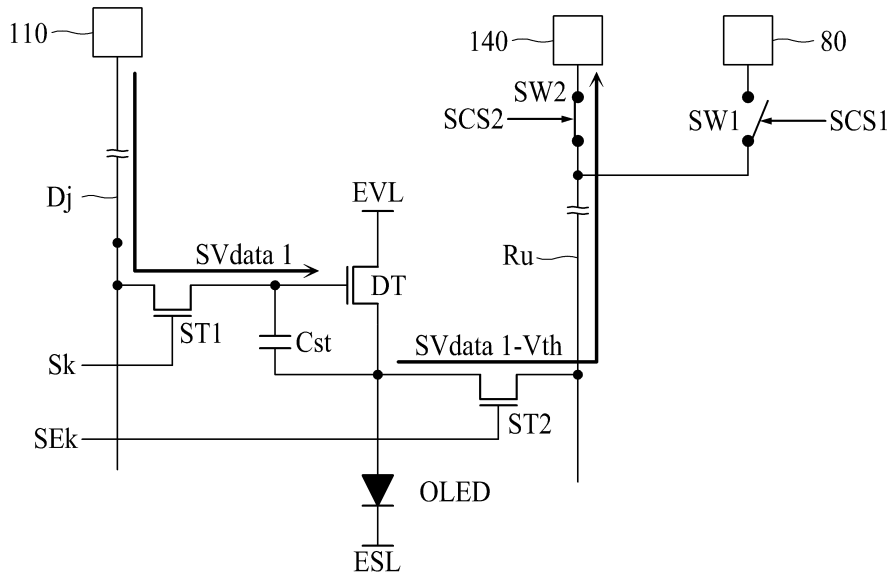
도면 8a



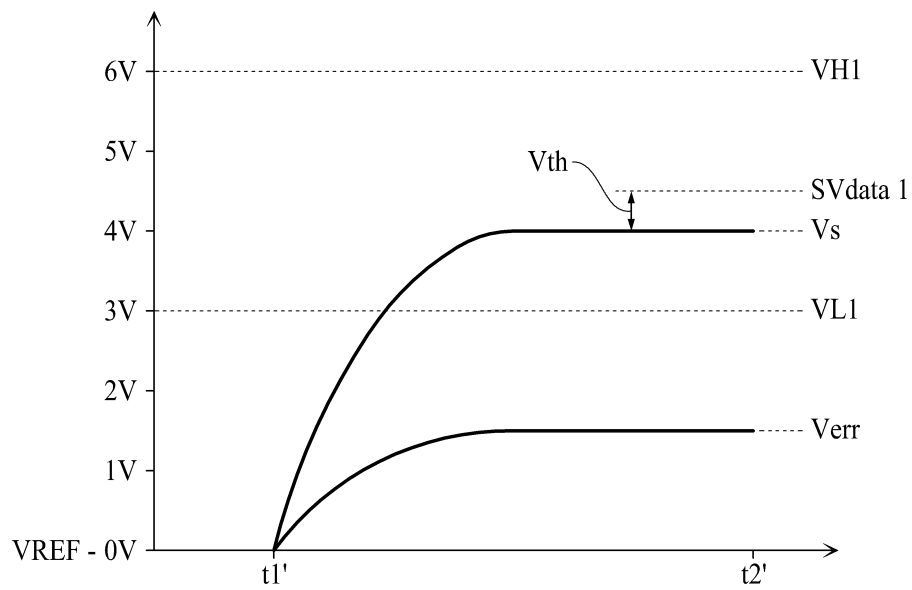
도면8b



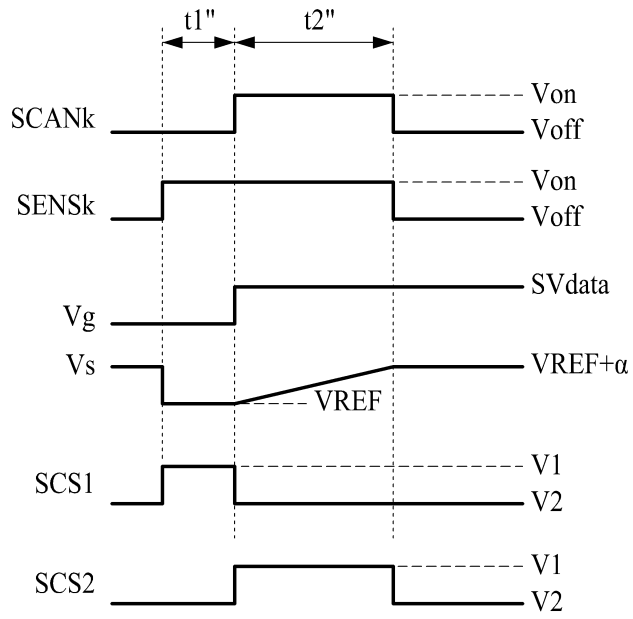
도면8c



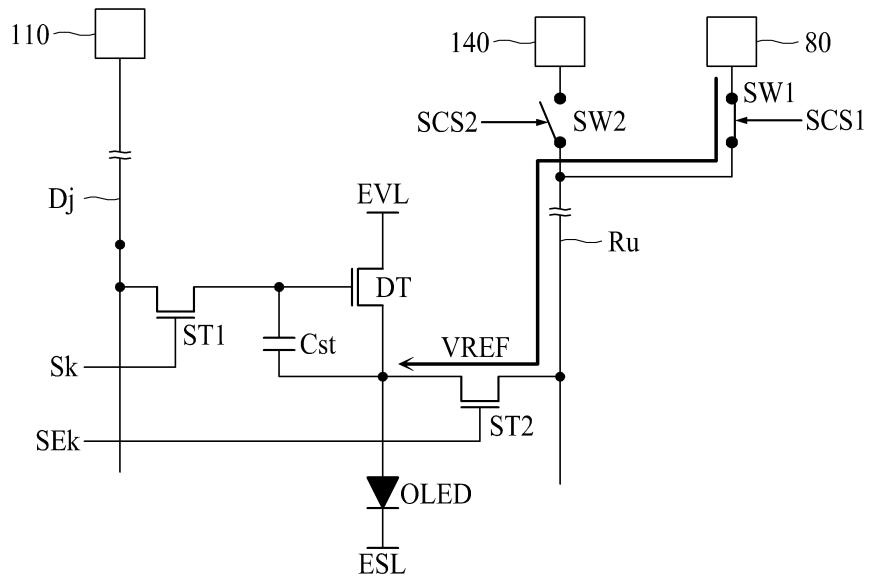
도면9



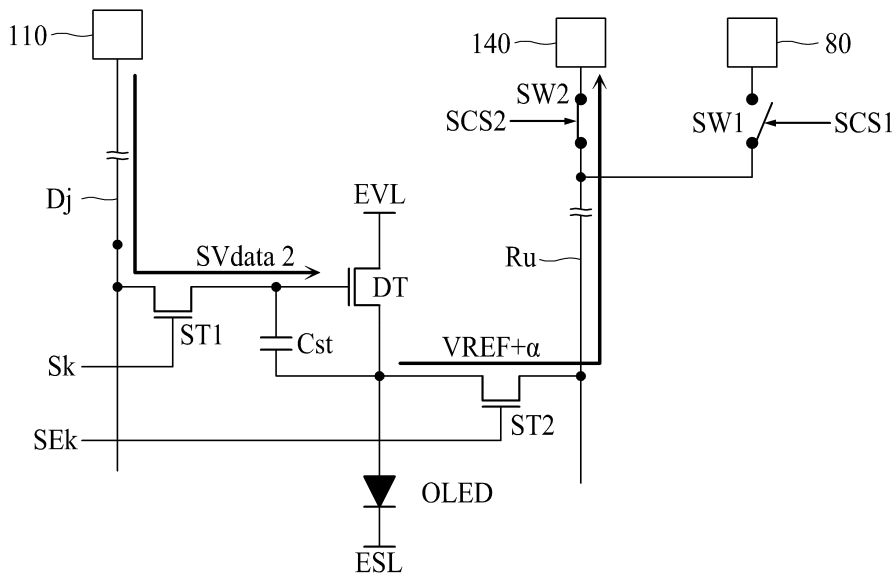
도면10



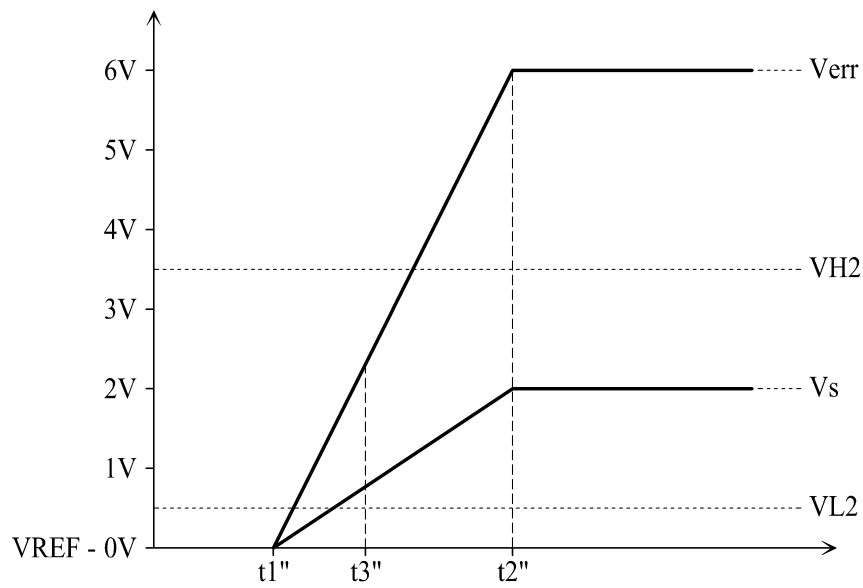
도면11a



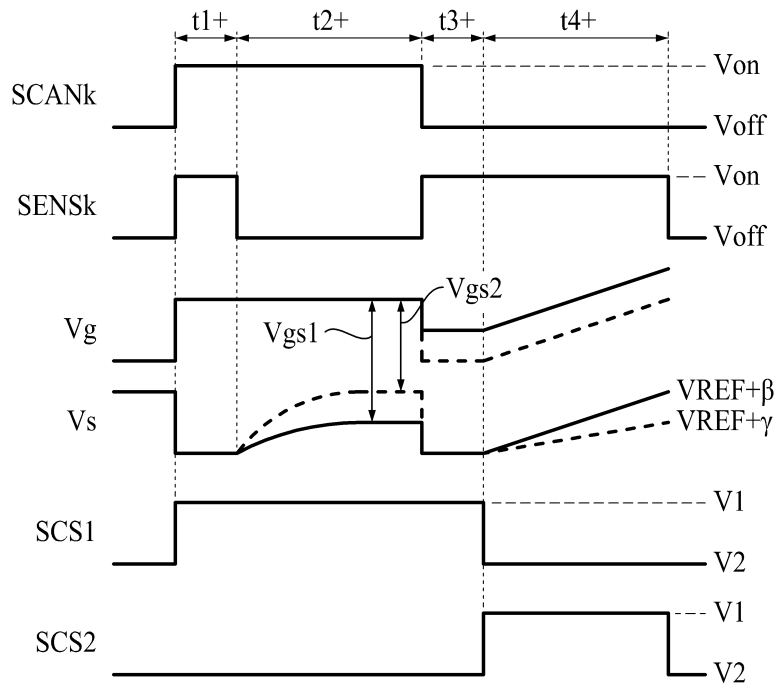
도면11b



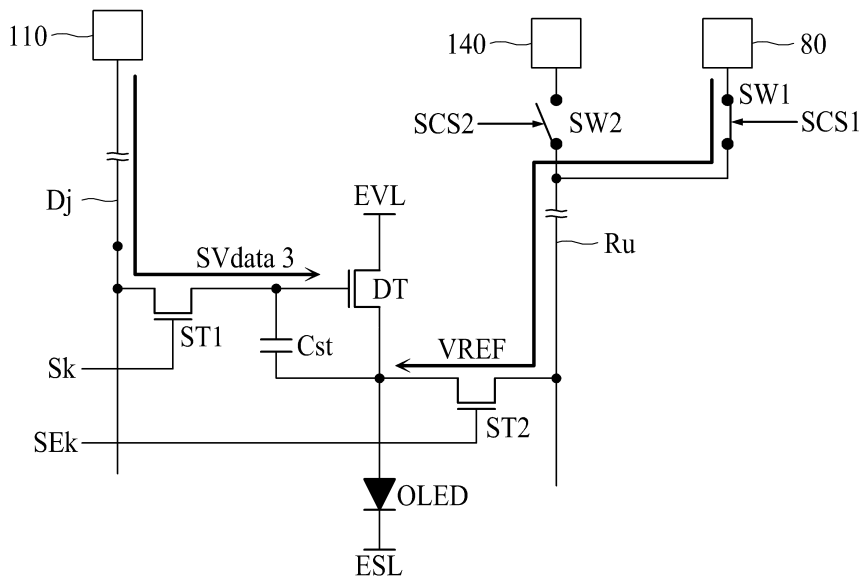
도면12



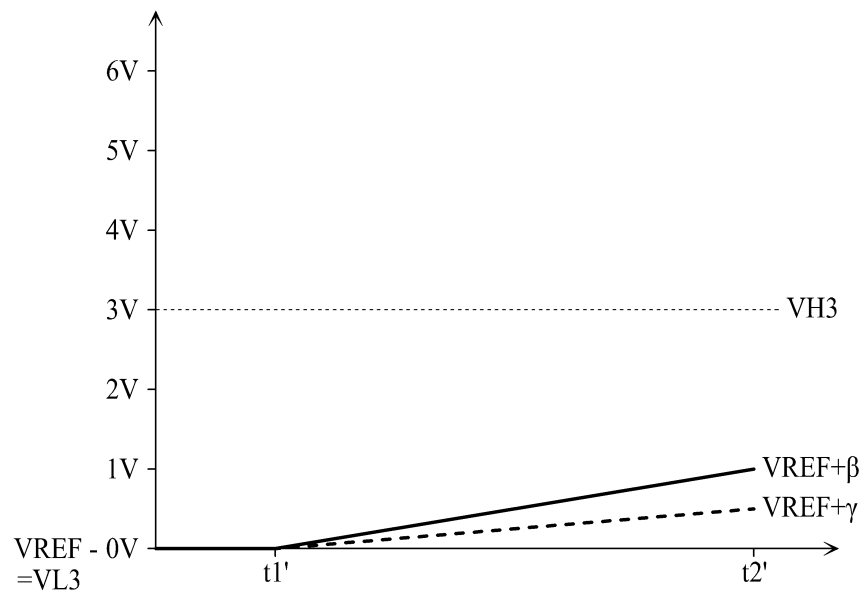
도면13



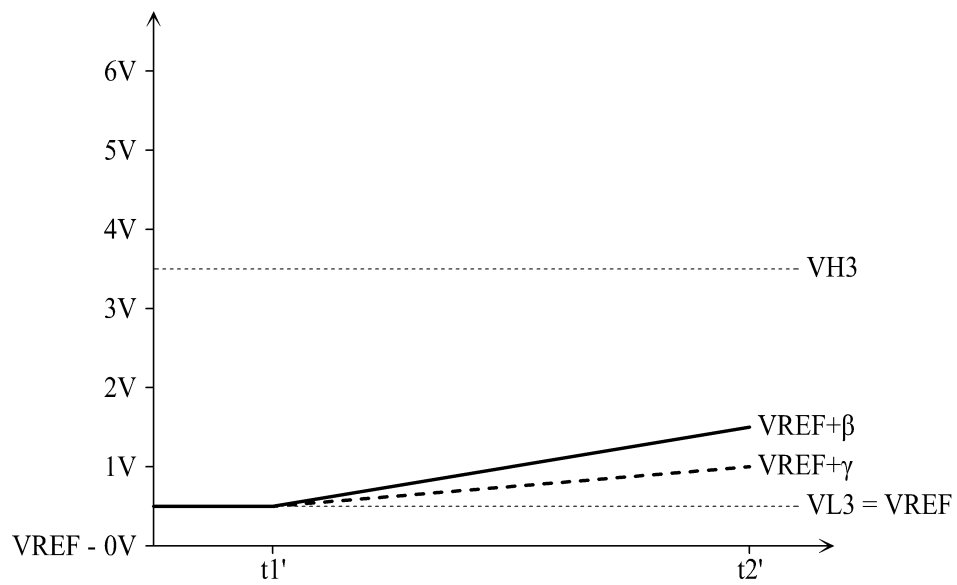
도면14a



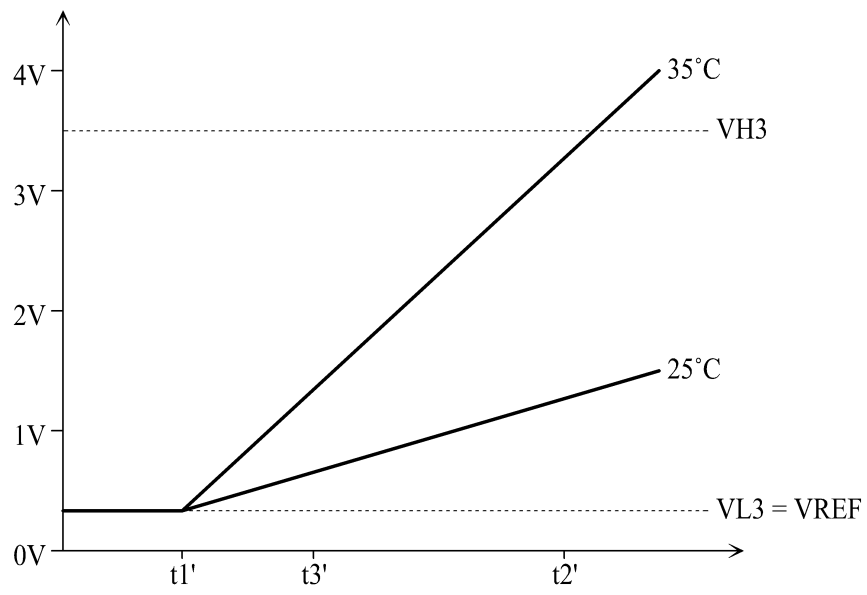
도면15



도면16



도면17



专利名称(译)	OLED显示装置及其驱动方法		
公开(公告)号	KR1020180072183A	公开(公告)日	2018-06-29
申请号	KR1020160175481	申请日	2016-12-21
[标]申请(专利权)人(译)	乐金显示有限公司		
申请(专利权)人(译)	LG显示器有限公司		
[标]发明人	YONGKON LEE 이용곤 DONG UK LEE 이동욱		
发明人	이용곤 이동욱		
IPC分类号	G09G3/3233		
CPC分类号	G09G3/3233 G09G2320/043 G09G2300/0828 G09G2320/041 G09G2300/0842 G09G2230/00 G09G3/3208 G09G3/3266 G09G3/3291 G09G2300/0426 G09G2300/0819 G09G2310/08 G09G2320/0295 G09G2330/028 G09G2320/0693 G09G2330/12		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

本发明的一个示例涉及有机发光显示装置及其驱动方法，其可以防止用于补偿有机发光二极管的劣化的驱动晶体管的源极电压偏离模数转换器的感测电压范围。本发明的一个例子是一种传感方法控制感测定时，使得驱动晶体管的源极电压包括在感测电压范围内。因此，本发明的一个示例可以防止驱动晶体管的源极电压超过模数转换器的感测电压范围。

