



특허청구의 범위

청구항 1

- (a) 제 1 및 제 2 전극을 갖는 EL 이미터를 갖고, 제 1 서플라이 전극, 제 2 서플라이 전극 및 게이트 전극을 갖는 드라이브 트랜지스터를 가지며, 드라이브 트랜지스터의 제 2 서플라이 전극은 EL 이미터에 전류를 인가하기 위해 EL 이미터의 제 1 전극에 전기연결되는 전계발광(EL) 서브픽셀과,
 - (b) 드라이브 트랜지스터의 제 1 서플라이 전극에 전기연결된 제 1 전압 서플라이와,
 - (c) EL 이미터의 제 2 전극에 전기연결된 제 2 전압 서플라이와,
 - (d) 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극에 전기연결된 테스트 전압 서플라이와,
 - (e) 제 1 전압 서플라이, 제 2 전압 서플라이 및 선형영역에 드라이브 트랜지스터를 동작시키기 위한 테스트 전압 소스의 전압을 제어하기 위한 전압 컨트롤러와,
 - (f) 시간에 걸쳐 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터의 동작에 의해 야기된 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터의 특징에서의 변화를 나타내는 상태신호를 제공하기 위해 다른 시간에서 드라이브 트랜지스터의 제 1 및 제 2 서플라이 전극을 지나는 전류를 측정하기 위한 측정회로와,
 - (g) 선형 코드값을 제공하기 위한 수단과,
 - (h) 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터의 특징에서의 변화를 보상하기 위해 상태신호에 응답해 선형 코드값을 변경하기 위한 보상기와,
 - (i) 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극을 구동하기 위해 변경된 선형 코드값에 응답해 드라이브 컨트롤 신호를 발생하기 위한 소스 드라이버를 구비하고,
- 드라이브 트랜지스터가 선형영역에서 동작하는 동안 전류가 측정되는 전계발광(EL) 서브픽셀에 있는 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극에 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 제공하기 위한 장치.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

EL 이미터는 OLED 이미터인 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극에 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 제공하기 위한 장치.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

드라이브 트랜지스터는 저온 폴리실리콘 트랜지스터인 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극에 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 제공하기 위한 장치.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

측정회로를 제 1 및 제 2 서플라이 전극을 지나는 전류흐름에 선택적으로 전기연결하기 위한 스위치를 더 포함하는 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극에 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 제공하기 위한 장치.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

측정회로는 제 1 및 제 2 서플라이 전극을 지나는 드라이브 전류의 함수인 미러전류를 발생하기 위한 제 1 미러전류와 상기 제 1 미러전류의 임피던스를 줄이기 위해 제 1 전류미러에 바이어스 전류를 인가하기 위한 제 2 전류미러를 포함하는 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극에 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 제공하기 위한 장치.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

측정회로는 전압신호를 발생하기 위해 미리전류에 응답하는 전류-전압 컨버터와 상태신호를 보상기에 제공하기 위해 전압신호에 응답하는 수단을 더 포함하는 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극에 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 제공하기 위한 장치.

청구항 7

제 1 항에 있어서,

드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호는 전압인 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극에 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 제공하기 위한 장치.

청구항 8

제 1 항에 있어서,

측정된 전류는 선택된 임계전류보다 적은 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극에 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 제공하기 위한 장치.

청구항 9

제 1 항에 있어서,

측정회로는 타겟신호와 가장 최근의 전류측정을 저장하기 위한 메모리를 더 포함하는 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극에 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 제공하기 위한 장치.

청구항 10

제 1 항에 있어서,

보상기는 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터의 특징에서의 변화를 보상하기 위한 선형 코드값에 응답해 선형 코드값을 더 변경하는 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극에 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 제공하기 위한 장치.

명세서

기술분야

[0001] 본 발명은 전계발광 이미터를 통해 전류를 공급하는 드라이브 트랜지스터에 가해지는 신호의 제어에 관한 것이다.

배경기술

[0002] 플랫패널 디스플레이 디바이스는 컴퓨팅, 오락, 및 통신용 정보 디스플레이로서 관심이 많다. 예컨대, 전계발광(EL) 이미터들이 수년 간 알려져 왔고, 상업용 디스플레이 디바이스에 사용되고 있다. 이런 디스플레이는 액티브 매트릭스 및 패시브 매트릭스 제어구성 모두를 이용하고 복수의 서브픽셀들을 이용할 수 있다. 각 서브픽셀은 EL 이미터와 상기 EL 이미터를 통해 전류를 구동시키기 위한 드라이브 트랜지스터를 포함한다. 서브픽셀은 일반적으로 각 서브픽셀에 대한 행 어드레스와 열 어드레스를 갖고, 서브픽셀에 대한 데이터 값을 갖는 2차원 어레이로 배열되어 있다. 단일 EL 서브픽셀도 또한 광인터페이스 및 사용자 인터페이스 애플리케이션에 이용될 수 있다. EL 서브픽셀은 코팅가능한 무기 발광다이오드, 양자 도트, 및 유기 발광다이오드(OLED)를 포함한 다양한 이미터 기술들을 이용해 제조될 수 있다.

[0003] 유기 발광다이오드(OLED) 기술과 같은 전계발광(EL) 기술들은 백열등 및 형광등과 같이 다른 기술들보다 휘도 및 소비전력에 이점을 제공한다. 그러나 EL 서브픽셀은 시간이 지나면서 성능이 열화된다. 서브픽셀의 수명 내내 고품질의 발광을 제공하기 위해, 이 열화는 보상되어야 한다.

[0004] EL 이미터의 광출력은 이미터를 지나는 전류에 대략 비례하므로, EL 서브픽셀에서 드라이브 트랜지스터는 일반

적으로 게이트-소스 전압(V_{gs})에 응답하는 전압제어 전류소스로 구성된다. LCD 디스플레이에 사용된 소스 드라이버와 유사한 소스 드라이버가 컨트롤 전압을 드라이브 트랜지스터에 제공한다. 소스 드라이버는 소정의 코드값을 아날로그 전압으로 변환시켜 드라이브 트랜지스터를 제어한다. 더 큰 비트 깊이를 갖는 선형 소스 드라이버가 이용될 수 있으나, 코드값과 전압 간의 관계는 일반적으로 비선형이다. 비선형 코드값 대 전압 관계는 (미국 특허 No. 4,896,947에 도시된) 특징적인 LCD S형과는 OLEDs에 대해 형태가 다르나, 필요한 소스 드라이버 전자 장치들은 두 기술들 간에 매우 유사하다. LCD와 EL 소스 드라이버 간의 유사함 이외에, LCD 디스플레이와 EL 디스플레이는 일반적으로 동일한 기관, 즉, 타나카 등(Tanaka et al.)의 미국특허 No. 5,034,340에 개시된 바와 같이 비정질 실리콘(a-Si)에 제조된다. 비정질 Si는 저렴하고 대형 디스플레이들로의 공정이 용이하다.

[0005] 열화모드

[0006] 그러나, 비정질 실리콘은 준안정적이다: 시간이 지나면서, 전압 바이어스가 a-Si TFT의 게이트에 인가됨에 따라, 임계전압(V_{th})이 변위되고, 이에 따라, I-V 곡선을 변위시킨다(Kagan & Andry, ed. Thin-film Transistors. New York: Marcel Dekker, 2003. Sec. 3.5, pp. 121-131). V_{th} 는 일반적으로 순 바이어스 하에서 시간이 지남에 따라 증가하므로, 시간에 걸쳐, V_{th} 변위는 평균적으로 디스플레이를 어둡게 한다.

[0007] a-Si TFT 불안정 이외에, 현대의 EL 이미터들은 자신의 불안정성을 갖고 있다. 예컨대, OLED 이미터에서, 시간이 지나면서, 전류가 OLED 이미터를 통해 흐를 때, 순 바이어스(V_{oled})가 증가하고 (일반적으로 cd/A 단위로 측정되는) 효율은 감소한다(Shinar, ed. Organic Light-Emitting Devices: a survey. New York: Springer-Verlag, 2004. Sec. 3.4, pp. 95-97). 효율의 손실은 일정한 전류로 구동되더라도 시간이 지나면서 평균적으로 디스플레이를 어둡게 한다. 추가로, 일반적인 OLED 디스플레이 형태에서, OLED는 드라이브 트랜지스터의 소스에 부착된다. 이런 형태에서, V_{oled} 의 상승은 트랜지스터의 소스 전압을 증가시키고 V_{gs} 와 이에 따라 OLED 이미터를 지나는 전류(I_{oled})를 낮추어, 시간이 지남에 따라 어두워지게 한다.

[0008] 이들 3개 효과들(V_{th} 변위, OLED 효율손실, 및 V_{oled} 상승)로 OLED 픽셀은 OLED 서브픽셀을 통해 흐르는 전류에 비례하는 비율로 시간이 지남에 따라 휘도를 잃게 된다. (V_{th} 변위가 1차 효과이고, V_{oled} 변위가 2차 효과이며, OLED 효율손실이 3차 효과이다.) 그러므로, 서브픽셀은 수명내내 특정 출력을 유지하기 위해 노화에 대해 보상되어야 한다.

[0009] 종래 기술

[0010] 3개 노화효과 중 하나 이상을 보상하는 것이 공지되어 있다. V_{th} 변위, 1차 효과 및 인가된 바이어스로 가역될 수 있는 효과(모한 등(Mohan et al.), "Stability issues in digital circuits in amorphous silicon technology," Electrical and Computer Engineering, 2001, Vol. 1, pp. 583-588)를 고려한, 보상 방식은 일반적으로 인-픽셀(in-pixel) 보상, 인-픽셀 측정, 인-패널(in-pannel) 측정, 및 역 바이어스의 4개 그룹으로 나누어진다.

[0011] 인-픽셀 V_{th} 보상 방식은 발생한 V_{th} 변위를 보상하기 위해 각 서브픽셀에 추가회로를 부가한다. 예컨대, 리 등(Lee et al.)의 논문("A New a-Si:H TFT Pixel Design Compensating Threshold Voltage Degradation of TFT and OLED", SID 2004 Digest, pp. 264-274)은 소정의 데이터 전압을 인가하기 전에 서브픽셀의 저장 커패시터에 각 서브픽셀의 V_{th} 를 저장함으로써 V_{th} 변위를 보상하는 7 트랜지스터, 1 커패시터(7T1C)를 개시하고 있다. 이와 같은 방법들은 V_{th} 변위를 보상하나 V_{oled} 상승 또는 LED 효율손실을 보상할 수 없다. 이들 방법은 종래 2T1C 전압-구동 서브픽셀 회로에 비해 서브픽셀 복잡도 증가와 서브픽셀 전자장치 크기 증가를 필요로 한다. 필요로 하는 더 미세한 특징들은 제조 에러에 더 취약하기 때문에 높아진 서브픽셀 복잡도는 수율을 저하시킨다. 특히 일반적인 하단방출 형태에서, 서브픽셀 전자장치의 증가된 총 크기는 광을 방출하는 각 서브픽셀의 퍼센트 인 개구비를 감소시키기 때문에 소비전력을 증가시킨다. OLED의 발광은 정해진 전류에서는 면적에 비례하므로, 더 작은 개구비를 갖는 OLED 이미터는 더 큰 개구비를 갖는 OLED와 동일한 휘도를 발생하기 위해 더 많은 전류를 필요로 한다. 추가로, 더 작은 면적에서 더 큰 전류는 OLED 이미터에서 전류밀도를 증가시키며, 이는 V_{oled} 상승 또는 LED 효율손실을 가속시킨다.

[0012] 인-픽셀 측정 V_{th} 보상 방식은 V_{th} 변위를 나타내는 값이 측정되게 각 서브픽셀에 추가 회로를 부가한다. 그런

후, 오프-패널 회로가 측정을 진행하고 V_{th} 변위를 보상하기 위해 각 서브픽셀의 드라이버를 조절한다. 가령, 나탄 등(Nathan et al.)의 미국특허출원 공개공보 No. 2006/0273997은 TFT 열화 데이터가 주어진 전압조건하에서 전류 또는 주어진 전류조건 하에서 전압으로서 측정되게 하는 4트랜지스터 픽셀을 개시하고 있다. 나라 등(Nara et al.)의 미국특허 No. 7,199,602는 감시 연결부에 연결하도록 스위칭 트랜지스터를 서브픽셀에 추가하는 것을 개시하고 있다. 기무라 등(Kimura et al.)의 미국특허 No. 6,518,962는 EL 열화를 보상하기 위해 서브픽셀에 보정 TFT를 추가하는 것을 개시하고 있다. 이들 방법은 인-픽셀 V_{th} 보상 방식의 단점을 공유하나, 몇몇은 부가적으로 V_{oled} 상승 또는 OLED 효율손실을 보상할 수 있다.

[0013] 인-픽셀 측정 V_{th} 보상 방식은 패널의 설계를 변경하지 않고도 측정을 하고 처리하도록 패널 주위에 회로를 부가한다. 예컨대, 노글러 등(Naugler et al.)의 미국특허출원 공개공보 No. 2008/0048951은 보상을 위해 사용되는 사전계산된 룩업테이블(lookup table)상의 한 지점의 위치를 결정하기 위해 드라이브 트랜지스터의 다양한 게이트 전압들에서 OLED 이미터를 지나는 전류를 측정하는 것을 개시하고 있다. 그러나, 이 방법은 매우 많은 룩업테이블들을 필요로 하며 상당한 양의 메모리를 소모한다. 또한, 이 방법은 디스플레이 드라이브 전자장치에서 일반적으로 수행되는 이미지 처리에 따른 보상을 통합하는 문제를 인식하지 못한다.

[0014] 역 바이어스 V_{th} 보상 방식은 몇몇 형태의 역 전압 바이어스를 이용해 V_{th} 를 어떤 시작점으로 다시 변위시킨다. 이들 방법은 V_{oled} 상승 또는 OLED 효율손실을 보상할 수 없다. 예컨대, 로 등(Lo et al.)의 미국특허 No. 7,116,058은 각 프레임 사이에 드라이브 트랜지스터를 역 바이어스시키기 위해 액티브 매트릭스 픽셀 회로에 저장 커패시터의 기준전압을 변경하는 것을 개시하고 있다. 프레임내에 또는 프레임 사이에 역 바이어스를 인가함으로써 시각적 인공물들이 방지되나, 듀티 사이클을 저하시키고 이에 따라 피크 밝기가 떨어진다. 역 바이어스 방법은 인-픽셀 보상방법보다 소비전력 증가가 덜한 패널의 평균 V_{th} 변위를 보상할 수 있으나, 더 복잡한 외부 전원들을 필요로 하고, 추가 픽셀회로 또는 신호라인들을 필요로 할 수 있으며, 다른 것보다 더 심하게 쇠약해진 개개의 서브픽셀들을 보상할 수 없다.

[0015] V_{oled} 변위 및 OLED 효율손실을 고려한, 아놀드 등(Arnold et al.)의 미국특허 No. 6,995,519는 OLED 이미터의 노화를 보상하는 방법의 일예이다. 이 방법은 이미터 휘도에서 전체 변화가 OLED 이미터의 변화에 의해 야기된 것으로 가정한다. 그러나, 회로에서 드라이브 트랜지스터가 a-Si로 형성될 경우, 트랜지스터의 임계 전압도 또한 사용에 따라 변화하므로 이 가정은 타당하지 않다. 따라서, 아놀드의 방법은 트랜지스터가 노화 효과를 나타내는 회로에서 서브픽셀 노화에 대한 완전한 보상을 제공하지 못한다. 추가로, 역 바이어스와 같은 방법들이 a-Si 트랜지스터 임계 전압 변위를 완화시키는데 사용될 경우, OLED 효율손실의 보상은 역 바이어스 효과의 적절한 추적/예상 또는 OLED 전압변화 또는 트랜지스터 임계 전압변화를 직접 측정하지 않고는 실현불가능할 수 있다.

[0016] 다른 보상 방법은 영 등(Young et al.)의 미국특허 No. 6,489,631에 개시된 바와 같이 직접적으로 서브픽셀의 광출력을 측정한다. 이런 방법은 모두 3개의 노화요인들의 변화를 보상할 수 있으나, 매우 고정밀도의 외부 광센서나 서브픽셀내 집적된 광센서들을 필요로 한다. 외부 광센서는 비용과 디바이스의 복잡도를 더하는 한편, 집적된 광센서는 서브픽셀 복잡도와 전자장치 크기를 늘려, 이에 수반해 성능을 저하시킨다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0017] 따라서, EL 서브픽셀 열화를 보상하기 위해 이런 난점을 극복하도록 보상을 향상할 지속적인 필요가 있다.

과제의 해결 수단

[0018] 본 발명에 따르면,

[0019] (a) 제 1 및 제 2 전극을 갖는 EL 이미터를 갖고, 제 1 서플라이 전극, 제 2 서플라이 전극 및 게이트 전극을 갖는 드라이브 트랜지스터를 가지며, 드라이브 트랜지스터의 제 2 서플라이 전극은 EL 이미터에 전류를 인가하기 위해 EL 이미터의 제 1 전극에 전기연결되는 전계발광(EL) 서브픽셀과,

[0020] (b) 드라이브 트랜지스터의 제 1 서플라이 전극에 전기연결된 제 1 전압 서플라이와,

[0021] (c) EL 이미터의 제 2 전극에 전기연결된 제 2 전압 서플라이와,

- [0022] (d) 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극에 전기연결된 테스트 전압 서플라이와,
- [0023] (e) 제 1 전압 서플라이, 제 2 전압 서플라이 및 선형영역에 드라이브 트랜지스터를 동작시키기 위한 테스트 전압 소스의 전압을 제어하기 위한 전압 컨트롤러와,
- [0024] (f) 시간에 걸쳐 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터의 동작에 의해 야기된 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터의 특징에서의 변화를 나타내는 상태신호를 제공하기 위해 다른 시간에서 드라이브 트랜지스터의 제 1 및 제 2 서플라이 전극을 지나는 전류를 측정하기 위한 측정회로와,
- [0025] (g) 선형 코드값을 제공하기 위한 수단과,
- [0026] (h) 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터의 특징에서의 변화를 보상하기 위해 상태신호에 응답해 선형 코드값을 변경하기 위한 보상기와,
- [0027] (i) 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극을 구동하기 위해 변경된 선형 코드값에 응답해 드라이브 컨트롤 신호를 발생하기 위한 소스 드라이버를 구비하고,
- [0028] 드라이브 트랜지스터가 선형영역에서 동작하는 동안 전류가 측정되는 전계발광(EL) 서브픽셀에 있는 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극에 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 제공하기 위한 장치가 제공된다.
- [0029] 본 발명은 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 제공하기 위한 효과적인 방법을 제공한다. 이는 보상을 수행하기 위해 단 한번의 측정을 필요로 한다. 이는 임의의 액티브 매트릭스 서브픽셀에 적용될 수 있다. 컨트롤 신호의 보상은 상기 보상이 선형 전압 영역에 있을 수 있도록 비선형에서 선형으로 신호를 바꾸기 위한 룩업테이블(LUT)을 이용해 간략화되었다. 복잡한 픽셀회로 또는 외부측정 디바이스 필요없이 V_{th} 변위, V_{oled} 변위 및 OLED 효율손실을 보상한다. 이는 서브픽셀의 개구비를 저하시키지 않는다. 이는 서브픽셀의 정상동작에 전혀 영향을 주지 않는다. 트랜지스터 동작의 선형영역에서 동작하면서 EL 서브픽셀의 특징의 측정들을 취함으로써 향상된 S/N(신호/노이즈)이 얻어진다.

발명의 효과

- [0030] 본 발명의 내용에 포함됨.

도면의 간단한 설명

- [0031] 도 1은 본 발명의 실행을 디스플레이 시스템의 블록도이다.
- 도 2는 도 1의 블록도의 상세한 형태의 개략도이다.
- 도 3은 도 2의 측정회로를 동작하는 타이밍 도표이다.
- 도 4a는 V_{th} 변위를 나타낸 비노화 및 노화 서브픽셀의 대표적 I-V 특정곡선이다.
- 도 4b는 V_{th} 및 V_{oled} 변위를 나타낸 비노화 및 노화 서브픽셀의 대표적 I-V 특정곡선이다.
- 도 5a는 도 1의 보상기의 높은 수준의 데이터플로우 도표이다.
- 도 5b는 보상기의 상세한 데이터플로우 도표의 (2부 중) 1부이다.
- 도 5c는 보상기의 상세한 데이터플로우 도표의 (2부 중) 2부이다.
- 도 6은 도메인 변환유닛과 보상기의 효과에 대한 존스-다이아그램도이다.
- 도 7은 시간에 걸쳐 보상측정의 빈도를 나타낸 도표이다.
- 도 8은 본 발명의 함수로서 퍼센트 효율을 나타낸 도표이다.
- 도 9는 본 발명에 따른 서브픽셀의 상세 개략도이다.
- 도 10은 시간에 걸쳐 OLED 전압의 향상 도표이다.
- 도 11은 OLED 효율, OLED 노화, OLED 드라이브 전류밀도 간의 관계를 나타낸 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0032] 본 발명은 드라이브 트랜지스터 및 유기 발광다이오드(OLED) 서브픽셀과 같은 EL 서브픽셀의 전계발광(EL) 이미터의 열화를 보상한다. 일실시예에서, 액티브 매트릭스 OLED 패널상의 모든 서브픽셀들의 V_{th} 변위, V_{oled} 변위, 및 OLED 효율손실을 보상한다.
- [0033] 먼저 따라야 할 논의는 시스템을 전체적으로 고려한다. 그런 후, 서브픽셀의 전기적 세부사항들과 뒤이어 서브픽셀을 측정하기 위한 전기적 세부사항들로 진행된다. 다음 어떻게 보상기가 측정을 이용하는지를 다룬다. 마지막으로, 일실시예에서, 예컨대, 공장으로부터 수명이 다한 소비제에서 이 시스템이 어떻게 구현되는지 기술한다.
- [0034] **개요**
- [0035] 도 1은 본 발명의 시스템(10)의 블록도를 도시한 것이다. 비선형 입력신호(11)는 EL 서브픽셀에서 EL 이미터로부터 특정 광강도를 명령한다. 이 신호(11)는 비디오 디코더, 이미지 처리경로, 또는 또 다른 신호소스로부터 오거나, 디지털 혹은 아날로그일 수 있으며, 비선형적으로 또는 선형적으로 코딩될 수 있다. 예컨대, 비선형 입력신호는 sRGB 코드값(IEC 61966-2-1:1999+A1) 또는 NTSC 루마 전압(luma voltage)일 수 있다. 소스와 포맷이 무엇이든지 간에, 신호는 컨버터(12)에 의해 우선적으로 디지털 형태로 그리고 선형 전압과 같이 선형 도메인으로 변환될 수 있으며, 이는 아래의 "크로스-도메인 처리 및 비트 깊이"에 더 상세히 거론되어 있다. 변환 결과는 명령된 드라이브 전압을 나타낼 수 있는 선형 코드값이 된다.
- [0036] 보상기(13)는 선형 코드값을 수신하며, 상기 코드값은 EL 서브픽셀로부터 명령된 특정 광강도에 해당할 수 있다. 시간에 걸쳐 EL 서브픽셀에서 무라(mura) 및 드라이드 트랜지스터와 EL 이미터의 동작에 의해 야기된 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터에서 변화의 결과로서, EL 서브픽셀은 일반적으로 선형 코드값에 응답한 명령된 광강도를 발생하지 못한다. 보상기(13)는 EL 서브픽셀이 명령된 광강도를 발생하게 하는 변경된 선형 코드값을 출력함으로써 시간에 걸쳐 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터의 동작에 의해 야기된 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터 특징의 변화와, 서브픽셀 마다 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터 특징의 변화를 보상한다. 보상기의 동작은 하기의 "수단"에서 더 논의된다.
- [0037] 보상기(13)로부터 변경된 선형 코드값이 디지털-아날로그 컨버터일 수 있는 소스 드라이버(14)로 보내어 진다. 소스 드라이버(14)는 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 발생하며, 이 신호는 변경된 선형 코드값에 응답한 아날로그 전압 또는 전류 혹은 펄스폭 변조 파형과 같이 디지털 신호일 수 있다. 바람직한 실시예에서, 소스 드라이버(14)는 선형 입출력 관계를 갖는 소스 드라이버이거나 감마 전압이 대략 선형 출력을 발생하도록 설정된 종래 LCD 또는 OLED 소스 드라이버일 수 있다. 종래 LCD 또는 OLED 소스 드라이버인 경우, 선형으로부터의 임의의 편차가 결과의 품질에 영향을 끼친다. 소스 드라이버(14)는 또한 공통으로 양도된 가와베(Kawabe)의 WO 2005/116971에 개시된 바와 같은 시분할(디지털-드라이브) 소스 드라이버일 수 있다. 디지털-드라이브 소스 드라이버로부터 아날로그 전압은 보상기로부터 출력신호에 따른 시간량 동안 광출력을 명령하는 기절정된 레벨로 설정된다. 대조적으로 종래 소스 드라이버는 정해진 시간량(일반적으로 전체 프레임)동안 보상기로부터의 출력신호에 따른 레벨로 아날로그 전압을 제공한다. 소스 드라이버는 하나 이상의 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 동시에 출력할 수 있다. 패널은 바람직하게는 복수의 소스 드라이버들을 가지며, 각각은 한번에 한 서브픽셀에 대해 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 출력한다.
- [0038] 소스 드라이버(14)에 의해 발생된 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호가 EL 서브픽셀(15)에 제공된다. 이 회로는 하기에 "디스플레이 소자 설명"에 논의될 것이다. 아날로그 전압이 EL 서브픽셀(15)에 있는 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극에 제공되면, 전류가 상기 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터를 통해 흘러, EL 이미터가 광을 방출하게 한다. 일반적으로 EL 이미터를 지나는 전류와 이미터의 광출력의 휘도 간에는 일반적으로 선형 관계가 있고, 드라이브 트랜지스터에 인가된 전압과 EL 이미터를 지나는 전류 간에는 비선형 관계가 있다. 따라서, 프레임 동안 EL 이미터에 의해 방출된 광의 총량은 소스 드라이버(14)로부터 전압의 비선형 함수일 수 있다.
- [0039] EL 서브픽셀을 통해 흐르는 전류는 하기의 "데이터 수집"에서 더 논의될 바와 같이 전류측정회로(16)에 의해 특정 구동조건하에서 측정된다. EL 서브픽셀에 대해 측정된 전류는 명령된 드라이브 신호를 조절하는데 필요한 정보가 보상기에 제공된다. 이는 하기에 "알고리즘"에서 더 거론될 것이다.
- [0040] **디스플레이 소자 설명**
- [0041] 도 9는 OLED 이미터와 같은 EL 이미터 및 관련 회로에 전류를 가하는 EL 서브픽셀(15)을 도시한 것이다. EL 서브픽셀(15)은 드라이브 트랜지스터(201), EL 이미터(202), 및 선택적으로 저장 커패시터(1002)와 셀렉트 트랜지스터(36)를 포함한다. 제 1 전압 서플라이(211)("PVDD")는 양일 수 있고, 제 2 전압 서플라이(206)("Vcom")는

음일 수 있다. EL 이미터(202)는 제 1 전극(207)과 제 2 전극(208)을 갖는다. 드라이브 트랜지스터는 게이트 전극(203), 드라이버 트랜지스터의 드레인일 수 있는 제 1 서플라이 전극(204), 및 드라이버 트랜지스터의 소스일 수 있는 제 2 서플라이 전극(205)을 갖는다. 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호가 선택적으로 셀렉트 트랜지스터(36)를 통해 게이트 전극(203)에 제공된다. 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호는 저장 커패시터(1002)에 저장될 수 있다. 제 1 서플라이 전극(204)은 제 1 전압 서플라이(211)에 전기연결되어 있다. 제 2 서플라이 전극(205)은 EL 이미터(202)의 제 1 전극(207)에 전기연결되어 EL 이미터에 전류를 가한다. EL 이미터(202)의 제 2 전극(208)은 제 2 전압 서플라이(206)에 전기연결되어 있다. 전압 서플라이들은 일반적으로 EL 패널에 떨어져 위치되어 있다. 스위치, 버스라인, 도전 트랜지스터, 또는 전류에 경로를 제공할 수 있는 다른 디바이스나 구조를 통해 전기연결이 이루어질 수 있다.

[0042] 본 발명의 일 실시예에서, 제 1 서플라이 전극(204)은 PVDD 버스라인(1011)을 통해 제 1 전압 서플라이(211)에 전기연결되고, 제 2 전극(208)은 시트 캐소드(sheet cathode)(1012)를 통해 제 2 서플라이 전극(206)에 전기연결되며, 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호는 셀렉트 트랜지스터(36)가 게이트 라인(34)에 의해 활성화될 경우 열라인(32) 양단에 소스 드라이버(14)에 의해 게이트 전극(203)에 제공된다.

[0043] 도 2는 도 1에 도시된 바와 같이 비선형 입력신호(11), 컨버터(12), 보상기(13) 및 소스 드라이버(14)를 포함한 시스템(10)과 관련한 EL 서브픽셀(15)을 도시한 것이다. 상술한 바와 같이, 드라이브 트랜지스터(201)는 게이트 전극(203), 제 1 서플라이 전극(204) 및 제 2 서플라이 전극(205)을 갖는다. EL 이미터(202)는 제 1 전극(207)과 제 2 전극(208)을 갖는다. 시스템은 전압 서플라이(211 및 206)를 갖는다.

[0044] 누설을 무시하면, 동일한 전류, 즉, 드라이브 전류가 제 1 전압 서플라이(211)로부터 제 1 서플라이 전극(204) 및 제 2 서플라이 전극(205)을 통해 EL 이미터 전극(207 및 208)을 거쳐 제 2 전압 서플라이(206)로 지나다. 드라이브 전류는 EL 이미터가 광을 방출하게 하는 것이다. 그러므로, 전류는 드라이브 전류 경로에 있는 임의의 지점에서 측정될 수 있다. 전류는 EL 서브픽셀의 복잡도를 줄이기 위해 제 1 전압 서플라이(211)에서 EL 패널에서 떨어져 측정될 수 있다. 드라이브 전류는 본 명세서에서 드라이브 트랜지스터의 드레인 및 소스 단자를 통과하는 전류(I_{ds})를 말한다.

[0045] **데이터 수집**

[0046] **하드웨어**

[0047] 도 2를 참조하면, 패널상에 임의의 특별한 전자장치에 의존하지 않고도 EL 서브픽셀의 전류를 측정하기 위해, 본 발명은 전류 미러유닛(210), 상관된 이중샘플링(CDS) 유닛(220), 및 선택적으로 아날로그-디지털 컨버터(ADC)(230)와 상태신호 발생유닛(240)을 포함하는 측정회로(16)를 이용한다.

[0048] EL 서브픽셀(15)은 드라이브 트랜지스터(201)의 게이트 전극(203)상의 측정기준 게이트 전압(도 4a의 510)에 해당하는 전류에서 측정된다. 이 전압을 발생하기 위해, 전류 측정시, 소스 드라이버(14)는 테스트 전압소스로서 작동하고 측정 기준 게이트 전압을 게이트 전극(203)에 제공한다. 측정은 선택된 임계전류 미만인 측정 전류에 해당하는 측정기준 게이트 전압을 선택함으로써 이점적으로 사용자에게 보이지 않게 유지될 수 있다. 선택된 임계전류는 EL 이미터로부터 분명한 광을 방출하기 위해 필요한 것보다 더 적게, 예컨대, 1.0 nit 이하로 선택될 수 있다. 측정된 전류는 측정이 취해질 때까지 알지 못하기 때문에, 선택된 임계 전류 아래의 선택된 헤드룸(headroom) 퍼센트인 기대전류에 해당하도록 모델링함으로써 측정기준 게이트 전압이 선택될 수 있다.

[0049] 전류 미러유닛(210)은 드라이브 전류경로내 임의의 곳에 부착될 수 있으나 전압 서플라이(211)에 부착된다. 제 1 전류미러(212)는 스위치(200)를 통해 드라이브 전류를 EL 서브픽셀(15)에 공급하고, 출력(213)에 미러 전류를 발생한다. 미러전류는 드라이브 전류 또는 드라이브 전류의 함수와 같을 수 있다. 예컨대, 미러전류는 추가 측정시스템 이득을 제공하기 위해 드라이브 전류의 배수일 수 있다. 제 2 전류미러(214)와 바이어스 서플라이(215)는 제 1 전류미러(212)에 바이어스 전류를 가하여 패널 관점에서 보면 제 1 전류미러의 임피던스를 줄여, 이점적으로, 측정회로의 응답속도를 높인다. 이 회로는 또한 측정회로의 전류 인출로 인해 발생한 전류미러에서의 전압 변화로 인해 측정된 EL 서브픽셀을 통해 전류의 변화를 줄인다. 이는 이점적으로 전류에 따른 드라이브 트랜지스터 단자에서의 전압을 변화시킬 수 있는 간단한 센스 저항기와 같은 다른 전류측정 옵션들보다 신호 대 노이즈비를 향상시킨다. 마지막으로, 전류-전압(I-V) 컨버터(216)가 제 1 전류로부터의 미러전류를 다른 처리를 위해 전압 신호로 변환시킨다. I-V 컨버터(216)는 트랜스임피던스 증폭기 또는 저역통과필터를 포함할 수 있다.

[0050] 릴레이 또는 FET일 수 있는 스위치(200)가 선택적으로 드라이브 트랜지스터(201)의 제 1 및 제 2 전극을 통해 측정회로를 드라이브 전류 흐름에 전기연결할 수 있다. 측정동안, 스위치(200)는 제 1 전압 서플라이(211)를 제

1 전류미터(212)에 전기연결해 측정을 가능하게 할 수 있다. 정상 동작동안, 스위치(200)는 제 1 전압 서플라이(211)를 제 1 전류미터(212)에 보다는 직접 제 1 서플라이 전극(204)에 전기연결할 수 있어, 드라이브 전류 흐름에서 측정회로를 제거한다. 이는 패널의 정상동작시 측정회로가 전혀 영향을 받지 않게 한다. 이는 이점적으로 전류미터(211 및 214)에 있는 트랜지스터와 같은 측정 회로의 구성부품들이 동작전류가 아니라 측정전류용으로만 소정 크기로 되게 한다. 정상동작은 일반적으로 측정보다 훨씬 더 많은 전류를 인출하므로, 이는 측정회로의 크기와 비용에 상당한 절감을 가능하게 한다.

[0051] 샘플링

[0052] 전류미터유닛(210)은 시간상의 한 지점에서 한 EL 서브픽셀에 대한 전류의 측정을 가능하게 한다. 신호 대 노이즈비를 향상시키기 위해, 일실시예로, 본 발명은 상관된 이중샘플링을 이용한다.

[0053] 도 3 및 또한 도 2를 참조하면, EL 서브픽셀(15)이 오프되어 있을 때 측정(49)이 취해진다. 따라서, 이는 0 또는 단지 누설량일 수 있는 암전류를 인출한다. 암전류가 0이 아닌 경우, 바람직하게는 EL 서브픽셀(15)의 전류 측정으로 혼동이 방지될 수 있다. 시간(1)에서, EL 서브픽셀(15)이 활성화되고, 전류(41)가 측정회로(16)로 측정된다. 특히, 측정되는 것은 전류미터유닛(20)으로부터 나온 전압신호이며, 이는 상술한 바와 같이 제 1 및 제 2 전압 서플라이를 통하는 드라이브 전류(I_{ds})를 나타내며, 전류를 나타내는 전압신호를 측정하는 것을 명확히 하기 위해 "전류 측정"이라고 한다. 전류(41)는 제 1 서브픽셀과 암전류로부터의 전류 합이다. 제 1 측정(41)과 암전류 측정(49) 간의 차(43)는 제 2 서브픽셀에 의해 인출된 전류이다. 이 방법은 서브픽셀의 결정 시간이 허용되는 만큼 빠르게 측정이 취해지게 한다.

[0054] 도 2 및 또한 도 3을 다시 참조하면, 상관된 이중 샘플링 유닛(220)이 측정된 전류를 샘플링하여 상태 신호를 발생한다. 하드웨어에서, 도 2의 전류미터유닛(210)으로부터 샘플 및 홀드 유닛(221 및 222)으로 해당 전압신호를 래칭함으로써 전류가 측정된다. 전압 신호는 I-V 컨버터(216)에 의해 발생된 신호들일 수 있다. 차동 증폭기(223)가 연속한 서브픽셀 측정들 간의 차를 취한다. 샘플 및 홀드 유닛(221)의 출력은 차동 증폭기(223)의 양 단자에 전기연결되고 유닛(222)의 출력은 증폭기(223)의 음 단자에 전기연결된다. 예컨대, 전류(49)가 측정될 때, 측정은 샘플 및 홀드 유닛(221)에 래치된다. 그런 후, 전류(41)가 측정되기(유닛(221)에 래치되기) 전에, 유닛(222)의 출력이 제 2 샘플 및 홀드 유닛(222)에 래치된다. 그런 후, 전류(41)가 측정된다. 이는 유닛(222)에 전류(49)를 그리고 유닛(221)에 전류(41)를 남긴다. 이에 따라, 유닛(221)에서의 값 빼기 유닛(222)에서의 값인 차동 증폭기의 출력은 (나타난 전압신호인) 전류(41) 빼기 (나타난 전압신호인) 전류(49) 혹은 차(43)이다. 측정은 다양한 드라이브 레벨들(게이트 전압 또는 전류 밀도)에서 연속으로 취해져 서브픽셀에 대한 I-V 곡선을 형성한다.

[0055] 차동 증폭기(223)의 아날로그 또는 디지털 출력은 보상기(13)에 직접 제공될 수 있다. 대안으로, 아날로그-디지털 컨버터(230)가 바람직하기로는 차동 증폭기(223)의 출력을 디지털화하여 보상기(13)에 디지털 측정 데이터를 제공할 수 있다.

[0056] 측정회로(16)는 바람직하게는 차동 증폭기(223)의 출력을 수신하고 EL 서브픽셀에 상태신호를 제공하기 위한 처리를 더 수행하는 상태신호 발생유닛(240)을 포함할 수 있다. 상태신호는 디지털 또는 아날로그일 수 있다. 도 5b를 참조하면, 상태신호 발생유닛(240)은 명확히 하기 위해 보상기(13)와 관련해 도시되어 있다. 다양한 실시예에서, 상태신호 발생유닛(240)은 서브픽셀에 대한 데이터를 보유하기 위해 메모리(619)를 포함할 수 있다.

[0057] 본 발명의 제 1 실시예에서, 전류 차, 예컨대 (43)이 해당 서브픽셀에 대한 상태신호일 수 있다. 이 실시예에서, 상태신호 발생유닛(240)은 전류 차에 선형 변환을 수행할 수 있거나 변경되지 않게 보내질 수 있다. 측정기준 게이트 전압에서 서브픽셀을 통과한 전류(43)는 드라이브 트랜지스터의 특징 및 서브픽셀에서 EL 이미터에 따르며, 따라서 의미 있게 이를 나타낸다. 전류 차(43)는 메모리(619)에 저장될 수 있다.

[0058] 제 2 실시예에서, 메모리(619)는 EL 서브픽셀(15)에 대한 타겟신호(i_0)(611)를 저장한다. 메모리(619)는 또한 EL 서브픽셀의 가장 최근의 전류측정(i_1)(612)을 저장하며, 상기 측정은 서브픽셀에 대한 측정회로에 의해 가장 최근에 측정된 값일 수 있다. 측정(612)은 또한 많은 측정들의 평균, 시간에 걸쳐 지수함수적으로 가중화된 측정의 이동평균(moving average) 또는 당업자에 명백한 다른 완화 방법의 결과일 수 있다. 타겟신호(i_0)(611)와 전류측정(i_1)(612)은 EL 서브픽셀에 대한 상태신호일 수 있는 퍼센트 전류(613)를 제공하기 위해 후술된 바와 같이 비교될 수 있다. 서브픽셀에 대한 타겟신호는 서브픽셀의 전류 측정일 수 있고 따라서 퍼센트 전류는 시간에 걸쳐 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터의 동작에 의해 야기된 드라이브 트랜지스터 및 EL 이미터의 특징의

변화를 나타낼 수 있다.

[0059] 메모리(619)는 RAM, 플래시 메모리와 같은 비휘발성 RAM, 및 EEPROM과 같은 ROM을 포함할 수 있다. 일실시예에서, i_0 값은 EEPROM에 저장되고 i_1 값은 플래시에 저장된다.

[0060] 노이즈의 소스

[0061] 특히, 전류 파형은 온전한 층계와는 다를 수 있어, 파형이 안정되길 기다린 후에야만 측정이 취해질 수 있다. 각 서브픽셀의 수 회 측정이 또한 행해지고 함께 평균될 수 있다. 이런 측정은 연속적으로 또는 별도의 측정시도로 행해질 수 있다. 전압 서플라이(206 및 211)간의 커패시턴스가 정정시간(settling time)에 추가될 수 있다. 이 커패시턴스는 패널에 고유하거나 정상동작에서 통상적인 바와 같이 외부 커패시터에 의해 제공될 수 있다. 측정을 하면서 외부 커패시터를 전기단절시키는데 사용될 수 있는 스위치를 제공하는 것이 이점적일 수 있다.

[0062] 임의의 전압 서플라이의 노이즈는 전류 측정에 영향을 준다. 예컨대, 게이트 드라이버가 (종종 VGL 또는 Voff라 하며, 일반적으로 약 -8VDC인) 행들을 비활성화시키는데 사용하는 전압 서플라이에 대한 노이즈는 셀렉트 트랜지스터 양단에 정전용량적으로 드라이브 트랜지스터에 결합되고 전류에 영향을 줄 수 있어, 전류측정이 더 노이즈가 많이 나게 한다. 패널이 다수의 전원영역들, 예컨대, 스플릿 서플라이(split supply) 면을 갖는다면, 이들 영역들은 나란히 측정될 수 있다. 이런 측정은 영역들 간에 노이즈를 격리시키고 측정시간을 줄일 수 있다.

[0063] 소스 드라이버가 스위치될 때마다, 노이즈 과도전류가 전압 서플라이 면과 개개의 서브픽셀들에 결합될 수 있어, 측정 노이즈를 유발한다. 이 노이즈를 줄이기 위해, 소스 드라이버 밖의 컨트롤 신호는 일정하게 유지될 수 있다. 이는 소스 드라이버의 과도전류 노이즈를 제거한다.

[0064] 전류 안정성

[0065] 여태까지의 논의는 서브픽셀이 온되고 소정 전류에 안정된 후, 열(column)의 나머지에 대해 그 전류에서 변함없는 것을 가정한다. 상기 가정을 위반할 수 있는 2가지 효과는 저장-커패시터 누출 및 픽셀내 효과들이다.

[0066] 도 9를 참조하면, 서브픽셀(15)에서 셀렉트 트랜지스터(36)의 누출 전류는 저장 커패시터(1002)상의 전하를 점차적으로 빼낼 수 있어, 드라이브 트랜지스터(201)의 게이트 전압과 이에 따라 인출되는 전류를 변경시킨다. 추가로, 열라인(32)이 시간에 걸쳐 값을 바꾸면, AC 성분을 가지며 이에 따라 셀렉트 트랜지스터의 기생 커패시턴스를 통해 저장 커패시터상에 결합될 수 있어, 저장 커패시터의 값과 이에 따라 서브픽셀에 의해 인출된 전류를 변경시킨다.

[0067] 저장 커패시터의 값이 안정적이라도, 서브픽셀내 효과들이 측정을 망칠 수 있다. 공통된 서브픽셀내 효과는 서브픽셀의 자기가열(self heating)로서, 이는 시간에 걸쳐 서브픽셀에 의해 인출된 전류를 변경시킬 수 있다. a-Si TFT의 드리프트 이동도는 온도의 함수로서, 증가한 온도가 이동도를 높인다(카간 및 앤드리(Kagan & Andry), op. cit., sec. 2.2.2, pp 42-43). 드라이브 트랜지스터를 통해 전류가 흐름으로써, 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터에서 소비전력이 서브픽셀을 가열시켜, 트랜지스터의 온도와 이에 따른 이동도를 증가시킨다. 추가로, 열은 V_{oled} 를 낮춘다; OLED가 드라이브 트랜지스터의 소스 단자에 부착되어 있는 경우, 이는 드라이브 트랜지스터의 V_{gs} 를 높일 수 있다. 이들 효과는 트랜지스터를 통해 흐르는 전류량을 증가시킨다. 정상동작 하에서, 자기가열은 작은 영향일 수 있는데, 이는 패널이 디스플레이하는 이미지의 평균 컨텐츠를 바탕으로 한 평균 온도로 안정화될 수 있기 때문이다. 그러나, 서브픽셀 전류 측정시, 자기가열은 측정을 망칠 수 있다.

[0068] 자기가열 효과와 유사한 노이즈 시그니처를 발생하는 임의의 다른 서브픽셀내 효과들을 보정하기 위해, 상기 자기가열은 특징되고 각 서브픽셀의 알고 있는 자기가열 성분에서 빼질 수 있다.

[0069] 자기가열로 인한 오차와 소비전력은 낮은 측정기준 게이트 전압(도 4a, 510)을 선택함으로써 줄어든 수 있으나, 더 높은 전압은 신호 대 노이즈 비를 향상시킨다. 측정기준 게이트 전압은 이들 요인들을 균형 맞추기 위해 각 패널 설계에 대해 선택될 수 있다.

[0070] 알고리즘

[0071] 도 4a를 참조하면, I-V 곡선(501)은 노화 전 서브픽셀의 측정된 특징이다. I-V 곡선(502)은 노화 후 서브픽셀의 측정된 특징이다. 곡선(501 및 502)은 다른 곡선 레벨에서의 동일한 전압차(503, 504, 505, 및 506)로 도시된 바와 같이 주로 수평 이동에 의해 분리된다. 즉, 노화의 주요 영향은 일정량만큼 게이트 전압 측상의 I-V 곡선

을 이동시키는 것이다. 이는 MOSFET 포화영역 드라이브 트랜지스터 방정식, $I_d = K(V_{gs} - V_{th})^2$ (Lurch, N. Fundamentals of electronics, 2e. New York: John Wiley & Sons, 1971, pg. 110)과 일치한다: 드라이브 트랜지스터가 작동되고, V_{th} 가 증가된다; V_{th} 가 증가됨에 따라, V_{gs} 도 I_d 를 일정하게 유지하기 위해 따라서 증가된다. 그러므로, 일정한 V_{gs} 는 V_{th} 가 증가됨에 따라 I_d 를 낮추게 된다.

[0072] 측정기준 게이트 전압(510)에서, 미노화 서브픽셀은 점(511)에서 나타나는 전류를 발생한다. 그러나, 노화 서브픽셀은 점(512a)에 나타나는 낮은 전류량을 게이트 전압에서 발생한다. 점(511 및 512a)은 다른 시간에서 취한 동일 서브픽셀의 2개 측정일 수 있다. 예컨대, 점(511)은 측정시간에서 측정일 수 있고 점(512a)은 소비자에 의한 소정의 사용 후 측정일 수 있다. 점(512a)에 나타난 전류는 전압(513)(점 512b)으로 구동될 때 미노화 서브픽셀에 의해 발생된 것일 수 있어, 전압(510 및 513) 간의 전압차로서 전압 변위(ΔV_{th})(514)가 계산된다. 따라서, 전압 변위(514)는 노화곡선을 다시 미노화 곡선으로 가져오는데 필요한 변위이다. 이 예에서, ΔV_{th} (514)는 불과 2 볼트 미만이다. 그런 후, ΔV_{th} 변위를 보상하고 미노화 서브픽셀과 같은 전류로 노화 서브픽셀을 구동하기 위해, 전압차(514)가 모든 명령된 드라이브 전압(선형 코드값)에 추가된다. 다른 공정을 위해, 퍼센트 전류는 또한 전류(512a) 나누기 전류(511)로서 계산된다. 따라서, 미노화 서브픽셀은 100% 전류를 갖는다. 퍼센트 전류는 본 발명에 따르면 여러 알고리즘에 사용된다. 극한 환경의 노이즈에 의해 야기될 수 있는 임의의 음의 전류 리딩(511)은 0으로 클리핑될 수 있거나 무시될 수 있다. 퍼센트 전류는 측정기준 게이트 전압(510)으로 항상 계산되는 것에 유의하라.

[0073] 일반적으로, 노화 서브픽셀의 전류는 미노화 서브픽셀의 전류보다 더 높거나 더 낮을 수 있다. 예컨대, 더 높은 온도는 더 많은 전류를 흐르게 해, 고온 환경에서 약간 노화된 서브픽셀이 냉온 환경에서 미노화 서브픽셀보다 더 많은 전류를 인출할 수 있다. 본 발명의 보상 알고리즘은 어느 한 경우를 다룰 수 있다; ΔV_{th} (514)는 양이거나 음(또는 미노화 픽셀의 경우 0)일 수 있다. 마찬가지로, 퍼센트 전류는 100%보다 더 크거나 미만(또는 미노화 픽셀의 경우 정확히 100%)일 수 있다.

[0074] V_{th} 변위로 인한 전압차가 모든 전류에서 같기 때문에, I-V 곡선상의 임의의 한 지점이 상기 전압차를 결정하기 위해 측정될 수 있다. 일실시예에서, 높은 게이트 전압으로 측정이 행해져 이점적으로 측정의 신호 대 노이즈 비를 증가시키나, 곡선상의 임의의 게이트 전압이 사용될 수 있다.

[0075] V_{oled} 변위는 2차 노화효과이다. EL 이미터가 동작됨으로써, V_{oled} 변위로 노화 I-V곡선이 더 이상 간단한 미노화 곡선 변위가 아니게 된다. 이는 왜냐하면 V_{oled} 가 전류에 비선형적으로 증가하기 때문에, V_{oled} 변위는 낮은 전류와는 달리 높은 전류에 영향을 준다. 이 영향은 I-V 곡선이 수평으로 스트레칭 및 변위하게 한다. V_{oled} 변위를 보상하기 위해, 얼마나 많은 곡선이 스트레칭되었는지 결정하기 위해 다른 드라이브 레벨에서 2개 측정이 취해질 수 있거나, 개방루프 방식으로 V_{oled} 기여의 평가를 가능하게 하도록 부하를 받는 OLEDs의 일반적인 V_{oled} 변위가 측정될 수 있다. 둘 다 허용가능한 결과를 발생할 수 있다.

[0076] 도 4b를 참조하면, 미노화 서브픽셀 I-V 곡선(501)과 노화 서브픽셀 I-V 곡선(502)이 세미로그 스케일(semilog scale)로 도시되어 있다. 성분(550)은 V_{th} 변위로 인한 것이고, 성분(552)은 V_{oled} 변위로 인한 것이다. V_{oled} 변위는 오랜 시간주기 동안 일반적인 입력신호로 설비된 OLED 서브픽셀을 구동하고, 주기적으로 V_{th} 및 V_{oled} 를 측정하는 것을 특징으로 할 수 있다. 2 측정은 OLED와 트랜지스터 사이에 설비된 서브픽셀상의 프로브 점을 제공함으로써 별개로 행해질 수 있다. 이 특징을 이용해, 퍼센트 전류는 V_{th} 변위만으로 보다는 적절한 ΔV_{th} 및 ΔV_{oled} 로 맵핑될 수 있다.

[0077] 일실시예에서, EL 이미터(202)(도 9)는 드라이브 트랜지스터(201)의 소스 단자에 연결되어 있다. 따라서, V_{oled} 에서의 임의의 변화는 드라이브 트랜지스터의 소스 단자에서 전압(V_s)과 이에 따라 드라이브 트랜지스터의 전압(V_{gs})을 변경시키므로 I_{ds} 에 직접 영향을 준다.

[0078] 바람직한 실시예에서, EL 이미터(202)는, 가령, OLED 양극이 드라이브 트랜지스터 드레인에 연결된 PMOS 논인버터 구성에서, 드라이브 트랜지스터(201)의 드레인 단자에 연결되어 있다. 따라서, OLED가 드라이브 트랜지스터의 드레인-소스 경로와 직렬 연결되어 있어, V_{oled} 상승은 드라이브 트랜지스터(201)의 전압(V_{ds})을 변경시킨다.

그러나, 현대 OLED 이미터는 소정의 노화량에 대해 구 이미터보다 훨씬 더 적은 V_{oled} 를 가지며, V_{ds} 변화와 이에 따른 I_{ds} 변화의 크기를 줄인다.

[0079] 도 10은 수명에 걸쳐($20\text{mA}/\text{cm}^2$ 에서 측정된 50% 휘도인 T50일 때까지) 백색 OLED에 대해 일반적인 전압상승 ΔV_{oled} 의 도표를 도시한 것이다. 이 도표는 OLED 기술이 향상됨에 따라 ΔV_{oled} 의 감소를 나타내고 있다. 이 감소된 ΔV_{oled} 는 V_{ds} 변화를 줄인다. 도 4a를 참조하면, 노화 서브픽셀에 대한 전류(512a)는 더 큰 ΔV_{oled} 를 갖는 구 이미터에 대한 전류보다 더 작은 ΔV_{oled} 를 갖는 현대 OLED 이미터에 대한 전류(511)에 훨씬 더 가깝다. 그러므로, 구 이미터보다 현대 OLED 이미터에 훨씬 더 민감한 전류측정이 요구될 수 있다. 그러나, 더 민감한 측정 하드웨어는 고가일 수 있다.

[0080] 가외의 측정 감도 요건은 전류측정을 하면서 동작의 선형영역에 있는 드라이브 트랜지스터를 동작시킴으로써 완화될 수 있다. 전자공학 분야에 알려진 바와 같이, 박막 트랜지스터는 2개의 다른 동작방법들, 즉, 선형($V_{ds} < V_{gs} - V_{th}$) 및 포화($V_{ds} \geq V_{gs} - V_{th}$)(Lurch, op. cit., p. 111)로 적절한 전류를 통전시킨다. EL 애플리케이션에서, 드라이브 트랜지스터는 전류에 대한 V_{ds} 변화 효과를 줄이기 위해 포화영역에서 일반적으로 동작된다. 그러나, 하기의

[0081]
$$I_{ds} = K[2(V_{gs} - V_{th})V_{ds} - V_{ds}^2]$$

[0082] (Lurch, op. cit., pg. 112) 동작의 선형영역에서, 전류 I_{ds} 는 V_{ds} 에 크게 따른다. 도 9에 도시된 바와 같이,

[0083]
$$V_{ds} = (PVDD - V_{com}) - V_{oled}$$

[0084] 선형영역에서 I_{ds} 는 V_{oled} 에 크게 따른다. 그러므로, 드라이브 트랜지스터(201)의 동작의 선형영역에서 전류측정을 함으로써 포화영역에서 같은 측정을 취하는 것에 비해 새 OLED 이미터(511)와 노화 OLED 이미터(512a) 간에 측정된 전류의 변화 크기를 이점적으로 높인다.

[0085] 따라서, 본 발명의 일 실시예는 전압 컨트롤러를 포함한다. 상술한 바와 같이 전류를 측정하는 한편, 전압 컨트롤러는 제 1 전압 서플라이(211)와 제 2 전압 서플라이(206)에 대한 전압을 제어할 수 있고, 소스 드라이버(14)로부터의 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호는 테스트 전압소스로서 동작해, 선형영역에 있는 드라이브 트랜지스터(201)를 동작시킨다. 예컨대, PMOS 논인버터 형태에서, 전압 컨트롤러는 PVDD 전압과 드라이브 트랜지스터 컨트롤 신호를 일정한 값으로 유지하고 V_{gs} 를 줄이지 않고도 V_{ds} 를 줄이도록 V_{com} 전압을 증가시킬 수 있다. V_{ds} 가 $V_{gs} - V_{th}$ 아래로 떨어지면, 드라이브 트랜지스터는 선형영역에서 동작하며 측정이 취해질 수 있다. 전압 컨트롤러는 보상기내에 포함될 수 있다. 이는 2개가 측정동안 선형영역에서 트랜지스터들을 동작시키기 위해 협동하는 한 시퀀스 컨트롤러로부터 별도로 제공될 수 있다.

[0086] OLED 효율손실은 제 3의 노화효과이다. OLED가 노화됨에 따라, 효율이 줄어들고 동일한 전류량이 동일한 광량을 더 이상 만들지 못한다. 광학 센서 또는 추가 전자장치들 필요없이 이를 보상하기 위해, V_{th} 변위의 함수로서 OLED 효율손실은 이전 레벨로 광출력을 복귀하는데 필요한 가외의 전류량의 평가를 허용하며 특징될 수 있다. OLED 효율손실은 긴 시간주기 동안 일반적인 입력신호로 설비된 OLED 서브픽셀을 구동하고, 다양한 구동 레벨에서 V_{th} , V_{oled} , 및 I_{ds} 를 주기적으로 측정함으로써 특징될 수 있다. 효율은 I_{ds}/V_{oled} 로서 계산될 수 있고, 상기 계산은 V_{th} 또는 퍼센트 전류와 상관될 수 있다. 이 특징은 V_{th} 변위가 항상 순방향일 때 가장 효과적인 결과를 달성하는데, 이는 V_{th} 변위가 쉽게 가역될 수 있으나 OLED 효율손실은 그렇지 않기 때문인 것을 주목하라. V_{th} 변위가 가역되면, V_{th} 변위와 상관되는 OLED 효율손실은 복잡해질 수 있다. 다른 처리를 위해, 퍼센트 효율은 상술한 퍼센트 전류의 계산과 유사하게 노화 효율을 새 효율로 나눈 것으로 계산될 수 있다.

[0087] 도 8을 참조하면, 선형 피트들, 예컨대 실험적 데이터에 대해 90개를 갖는 다양한 드라이브 레벨에서 퍼센트 전류의 함수로서 퍼센트 효율의 실험적 도표를 도시한 것이다. 도표에 도시된 바와 같이, 임의의 주어진 드라이브 레벨에서, 효율은 퍼센트 전류에 선형으로 비례한다. 이 선형모델은 효과적인 개방루프 효율보상을 가능하게 한다.

[0088] 시간에 걸쳐 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터의 동작으로 인한 V_{th} 와 V_{oled} 변위 및 OLED 효율손실을 보상하기

위해, 상태신호 발생유닛(240)의 상기 제 2 실시예가 사용될 수 있다. 서브픽셀 전류는 전류기준 측정유닛(510)에서 측정될 수 있다. 점(511)에서 미노화 전류는 타겟신호(i_0)(611)이다. 가장 최근에 노화된 서브픽셀의 전류측정(512a)은 가장 최근의 전류측정(i_1)(612)이다. 퍼센트 전류(613)는 상태신호이다. 퍼센트 전류(613)은 0 (데드 픽셀), 1(변화 없음), 1 미만(전류손실) 또는 1 보다 클(전류이득) 수 있다. 일반적으로 0 내지 1 사이에 있는데, 이는 가장 최근의 전류 측정이 타겟 신호보다 낮기 때문이며, 이는 바람직하게는 패널 제조시 취한 전류측정일 수 있다.

[0089] 수단

[0090] 도 5a를 참조하면, 보상기(13)의 실시예가 도시되어 있다. 보상기(13)로의 입력은 선형 코드값(602)이며, 이는 EL 서브픽셀(15)에 대한 명령된 드라이브 전압을 나타낼 수 있다. 보상기(13)는 소스 드라이버에 대한, 예컨대, 보상된 전압출력(603)일 수 있는 변경된 선형 코드값을 발생하기 위해 선형 코드값을 변화시킨다. 보상기(13)는 서브픽셀의 노화를 결정하는 단계(61)와, 선택적으로 OLED 효율을 보상하는 단계(62)와, 노화를 바탕으로 보상을 결정하는 단계(63)와, 보상하는 단계(64)를 포함할 수 있다. 블록(61 및 62)은 주로 OLED 효율보상에 관한 것이고 블록(63 및 64)은 주로 전압 보상, 특히, V_{th}/V_{oled} 보상에 관한 것이다.

[0091] 도 5b는 블록(61 및 62)의 분해도이다. 상술한 바와 같이, 저장된 타겟신호(i_0)(611)와 저장된 가장 최근의 전류신호(i_1)(612)가 검색되고, 서브픽셀에 대한 상태신호인 퍼센트 전류(613)가 계산된다.

[0092] 퍼센트 전류(613)는 다음 처리단계(63)로 보내지고, 또한 퍼센트 OLED 효율(614)을 결정하기 위해 모델(695)에 입력된다. 모델(695)은 제조시 전류에 대해 방출된 광량으로 나눈 가장 최근 측정의 시간 때 소정 전류에 대해 방출된 광량인 효율(614)을 출력한다. 1 보다 큰 임의의 퍼센트 전류는 1 또는 무손실 효율을 산출할 수 있는데, 이는 효율손실이 전류를 얻은 픽셀들에 대해 계산하기가 어려울 수 있기 때문이다. 모델(695)은 또한 OLED 효율이 명령된 전류에 따르는 경우 대시 화살표로 나타낸 바와 같이 선형 코드값(602)의 함수일 수 있다. 패널 설계의 수명 테스트 및 모델링에 의해 모델(695)로의 입력으로서 선형 코드값(602)을 포함할지 여부가 결정될 수 있다.

[0093] 도 11을 참조하면, 본 발명자는 효율이 일반적으로 전류밀도뿐만 아니라 노화의 함수인 것을 발견했다. 도 11에서 각 곡선은 이미터 면적으로 나눈 전류밀도(I_{ds})와 특정 지점에 노화된 OLED의 효율(I_{oled}/I_{ds}) 간의 관계를 나타낸다. 노화는 해당기술분야에 공지된 T 표시를 이용해 범례에 나타나 있다. T86은 예컨대 20mA/cm²의 테스트 전류밀도에서 86% 효율을 의미한다.

[0094] 도 5b를 참조하면, 모델(695)은 그러므로 전류밀도 및 노화를 보상하기 위해 지수항(또는 몇몇 다른 수단)을 포함할 수 있다. 전류밀도는 명령된 전압을 나타내는 선형 코드값(602)과 선형 관계이다. 따라서, 모델(695)이 일부인 보상기(13)는 드라이브 트랜지스터와 EL 서브픽셀에서 EL 이미터의 특징에서의 변화를 보상하기 위해 그리고 특히 EL 서브픽셀에서 EL 이미터의 효율의 변화를 보상하기 위해 상태신호(613)와 선형 코드값(602) 모두에 응답해 선형 코드값을 변경시킬 수 있다.

[0095] 대등하게, 보상기는 선형 코드값(602), 예컨대, 명령된 전압을 수신한다. 이 선형 코드값(602)은 소정 전류(621)를 결정하기 위해 제조시 측정된 패널의 원래 I-V 곡선(691)을 지난다. 이는 소정 전류에 대한 광출력을 제조시간 값으로 복귀시키기 위해 동작(628)시 퍼센트 효율(614)로 나누어진다. 그런 후, 결과적으로 발생한 상승된 전류는 명령된 전압이 효율손실이 있는 상태에서 원하는 광량을 발생할 것을 결정하도록 곡선(691)의 역인 곡선(692)을 지난다. 곡선(692) 밖의 값은 효율조절전압(622)으로서 다음 단계로 보내진다.

[0096] 효율보상이 필요하지 않으면, 선형 코드값(602)은 선택적 우회경로(626)로 나타낸 바와 같이 효율조절전압(622)으로서 다음 단계로 불변인 채 보내진다. 효율보상이 필요하다라도 퍼센트 전류(613)가 계산되나, 퍼센트 효율(614)은 그럴 필요가 없다.

[0097] 도 5c는 도 5a의 블록(63 및 64)의 분해도이다. 이전 단계로부터 퍼센트 전류(613)와 효율조절전압(622)을 수신한다. "보상 획득"인 블록(63)은 역 I-V 곡선(692)을 통해 퍼센트 전류를 맵핑하는 단계와, V_{th} 변위(ΔV_{th} 631)를 찾기 위해 측정기준 게이트 전압(510)으로부터 결과(도 4a, 513)를 빼는 단계를 포함한다. "보상"인 블록(64)은 아래의 수학적 식 1에 주어진 바와 같이 보상 전압출력(603)을 계산하는 연산(633)을 포함한다:

수학식 1

$$V_{out} = V_{in} + \Delta V_{th}(1 + \alpha(V_{g,ret} - V_{in}))$$

[0098]

[0099]

여기서, V_{out} 은 보상 전압출력값(603)이고, ΔV_{th} 는 전압변위(631)이며, α 는 알파값(632)이고, $V_{g,ref}$ 는 측정기준 게이트 전압(510)이며, V_{in} 은 효율조절전압(622)이다. 보상 전압출력은 소스 드라이버에 대한 변경된 선형 코드 값으로 표현될 수 있고, 시간에 걸쳐 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터의 동작에 의해 야기된 드라이브 트랜지스터와 EL 이미터의 특징에서의 변화를 보상한다.

[0100]

곧은 V_{th} 변위에 대해, α 는 0이고, 연산(633)은 V_{th} 변위를 효율조절전압(622)에 추가하는 것이 줄어든다. 임의의 특정한 서브픽셀에 대해, 추가량은 새 측정이 취해질 때까지 일정하다. 이것이 그러할 경우, 연산(633)에 추가되는 전압은 측정이 취해진 후 사전계산될 수 있어, 블록(63 및 64)이 저장된 값을 찾거나 추가하지 못하게 한다. 이는 상당한 로직을 절감할 수 있다.

[0101]

크로스 도메인(cross domain) 처리 및 비트 깊이

[0102]

해당기술분야에 공지된 이미지 처리 경로는 일반적으로 비선형 코드값(NLCVs), 즉, 휘도에 대해 비선형관계를 갖는 디지털 값이다(Giorgianni & Madden. Digital Color Management: encoding solutions. Reading, Mass.: Addison-Wesley, 1998. Ch. 13, pp. 283-295). 비선형 출력을 이용함으로써 일반적인 소스 드라이버의 입력 도메인이 일치되고, 코드값 정밀도 범위가 사람 눈의 정밀도 범위에 일치된다. 그러나, V_{th} 변위는 전압 도메인 동작이므로, 바람직하게는 선형전압 공간에서 구현된다. 소스 드라이버가 사용될 수 있고, 선형 도메인 보상기와 비선형 도메인 이미지 처리 경로를 효과적으로 통합하기 위해 소스 드라이버 전에 도메인 변환이 수행될 수 있다. 이 논의는 디지털 처리에 대한 것이나, 유사한 처리가 아날로그 또는 디지털/아날로그 시스템에서 수행될 수 있음에 유의하라. 또한 보상기는 전압보다는 선형공간에서 동작될 수 있음에 유의하라. 예컨대, 보상기는 선형 전류공간에서 동작될 수 있다.

[0103]

도 6을 참조하면, I 사분면(127)에 있는 도메인 변환유닛(12)과 II 사분면(137)에 있는 보상기(13)의 효과의 존스 다이어그램 표현이 도시되어 있다. 이 도면은 이들 유닛들이 어떻게 실행되는가가 아니라 이들 유닛들의 수학적 효과를 나타낸 것이다. 이들 유닛의 실행은 아날로그 또는 디지털일 수 있고, 룩업테이블 또는 함수를 포함할 수 있다. I 사분면은 도메인 변환유닛(12)의 동작을 나타낸 것이다: 축(701)상에서 비선형 코드값(NLCVs)일 수 있는 비선형 입력신호가 상기 신호들을 변환(711)을 통해 맵핑함으로써 변환되어 축(702)상에 선형 코드값(LCVs)을 형성한다. II 사분면은 보상기(13)의 동작을 나타낸다: 축(702)상에 LCVs가 721 및 722와 같은 변환을 통해 맵핑되어 축(703)상에 변환된 선형 코드값(CLCVs)을 형성한다.

[0104]

I 사분면을 참조하면, 도메인 변환유닛(12)이 각 서브픽셀에 대해 각각의 NLCVs를 수신하고 이들을 LCVs로 변환시킨다. 이 변환은 외곽 및 크러쉬 블랙(crushed black)과 같은 불쾌한 시각적 인위물을 방지하기 위해 충분한 해상도로 수행되어야 한다. 디지털 시스템에서, NLCV 축(701)은 도 6에 나타낸 바와 같이 양자화될 수 있다. 양자화된 NLCVs에 대해, LCV 축(702)은 2개의 인접한 NLCVs 사이의 변환(711)시 가장 작은 변화를 나타내기에 충분한 해상도를 가져야 한다. 이것이 NLCV 단계(712)와 이에 따른 LCV 단계(713)에 나타나 있다. LCVs는 정의에 의해 선형이므로, 전체 LCV 축(702)의 해상도는 단계(713)를 나타내기에 충분해야 한다. 따라서, LCVs는 이미지 정보의 손실을 막기 위해 NLCVs보다 더 정밀한 해상도로 정의될 수 있다. 해상도는 나이퀴스트 샘플링 정리(Nyquist sampling theorem)와 유사하게 단계(713)의 해상도의 2배일 수 있다.

[0105]

변환(711)은 미노화 서브픽셀에 대해 이상적인 변환이다. 이는 전체적으로 임의의 서브픽셀 또는 패널의 노화와 전혀 관계없다. 특히, 변환(711)은 V_{th} , V_{oled} , 또는 OLED 효율변화로 인해 변경되지 않는다. 모든 컬러들에 대한 하나의 변환 또는 각 컬러에 대한 하나의 변환이 있을 수 있다. 변환(711)을 통해 도메인 변환유닛은 보상기로부터 이미지 처리 경로를 이점적으로 결합해제하여 정보를 공유해야 하지 않고도 보상기와 변환유닛이 함께 동작하게 한다. 이는 둘 다의 실행을 간단히 한다. 도메인 변환유닛(12)은 룩업테이블 또는 LCD 소스 드라이버와 유사한 기능으로 실행될 수 있다.

[0106]

II 사분면을 참조하면, 보상기(13)는 LCVs를 변경된 선형 코드값(CLCVs)으로 바꾼다. 도 6은 간단한 경우인 보편

성을 잃지 않고 직선 V_{th} 변위에 대한 보정을 나타낸 것이다. 직선 V_{th} 변위는 LCVs로부터 CLCVs까지 직선 전압 변위에 의해 보정될 수 있다. 다른 노화효과들도 "수단"에 상술한 바와 같이 처리될 수 있다.

[0107] 변환(721)은 미노화 서브픽셀에 대한 보상기의 행동을 나타낸 것으로, CLCV가 LCV와 동일할 수 있다. 변환(722)은 노화 서브픽셀에 대한 보상기의 행동을 나타낸 것으로, CLCV가 LCV 더하기 해당 서브픽셀의 V_{th} 변위를 나타내는 오프셋일 수 있다. 따라서, CLCVs는 일반적으로 보상용 헤드를 제공하기 위해 LCVs보다 더 큰 범위를 필요로 한다. 예컨대, 서브픽셀이 새것일 경우 256개의 LCVs를 필요로 하고, 수명에 대한 최대 변위가 128 LCVs인 경우, CLCVs는 심하게 노화된 서브픽셀의 보상을 클리핑하는 것을 막기 위해 $384=256+128$ 까지 값을 나타낼 수 있을 필요가 있다.

[0108] 도 6은 도메인 변환유닛과 보상기의 효과의 완전한 예를 도시한 것이다. 도 6에서 일점쇄선 화살표를 따른 3의 NLCV는 I 사분면에 나타난 바와 같이 도메인 변환유닛(12)에 의한 변환(711)을 통해 9의 LCV로 변환된다. 미노화 서브픽셀에 대해, 보상기(13)는 II 사분면에 나타난 바와 같이 변환(721)을 통해 9의 CLCV로 보내진다. 12 CLCVs와 유사한 V_{th} 변위를 갖는 노화 서브픽셀에 대해, 9의 LCV는 변환(722)을 통해 $9+12=21$ 의 CLCV로 변환된다.

[0109] 일실시예에서, 이미지 처리 경로로부터 NLCVs는 9비트 폭이다. LCVs는 11 비트 폭이다. 비선형 입력신호로부터 선형 코드값으로의 변환은 LUT 또는 함수에 의해 수행될 수 있다. 보상기는 11비트 소정의 전압을 나타내는 선형 코드값에서 취해지고 12비트의 변경된 선형 코드값을 발생해 소스 드라이버(14)로 보낼 수 있다. 그런 후, 소스 드라이버(14)는 변경된 선형 코드값에 응답해 EL 서브픽셀의 드라이브 트랜지스터의 게이트 전극을 구동시킬 수 있다. 보상기는 입력보다 출력에 더 큰 비트 깊이를 가지며, 보상용 헤드를 제공하고, 즉, 전압범위(78)를 전압범위(79)로 확장하고, 동시에 최소 선형 코드값 단계(713)에 필요한 바와 같이 새로운 확장된 범위에 걸쳐 동일한 해상도를 유지하도록 한다. 보상기 출력은 변환(721) 범위 위 아래로 확장될 수 있다.

[0110] 각 패널 설계는 최소 V_{th} 변위, V_{oled} 상승 및 효율손실이 패널의 설계 수명을 넘는 것을 결정하도록 특징될 수 있고, 보상기 및 소스 드라이버는 보상을 위해 충분한 범위를 가질 수 있다. 이 특징은 표준 트랜지스터 포화영역(I_{ds}) 방정식을 통해 필요한 전류에서 필요한 게이트 바이어스 및 트랜지스터 치수로, 그런 후 시간에 걸친 a-Si 열화에 대한 해당기술분야에 공지된 다양한 모델들을 통해 시간에 걸쳐 V_{th} 변위로 진행될 수 있다.

[0111] 동작 시퀀스

[0112] 패널 설계 특징

[0113] 이 부분은 특정 OLED 이미터 설계의 대량생산에 관하여 작성되어 있다. 대량생산 시작 전에, 설계가 특징될 수 있다: 가속화된 수명 테스트가 수행될 수 있고, 다양한 수준들로 노화된 다양한 샘플 기관들 상의 다양한 컬러들의 다양한 서브픽셀들에 대해 I-V 곡선이 측정될 수 있다. 요구된 측정 및 노화 레벨의 수와 타입은 특정 패널의 특징에 따른다. 이들 측정으로, 알파(α) 값이 계산될 수 있고 측정기준 게이트 전압이 선택될 수 있다. 알파(도 5c의 항(632))는 시간에 걸친 직선 변위로부터의 편차를 나타낸 값이다. 0의 알파(α) 값은 모든 노화가, 예컨대, V_{th} 변위만의 경우인 것처럼 전압 측상에서 적선 변위인 것을 나타낸다. 측정기준 게이트 전압(도 4a, 510)은 보상을 위해 노화신호측정이 취해지는 전압이고, 허용가능한 S/N비를 제공하고 소비전력을 낮게 유지하도록 선택될 수 있다.

[0114] α 값은 최적화로 계산될 수 있다. 예가 표 1에 주어지 있다. ΔV_{th} 는 많은 노화 조건들하의 많은 게이트 전압들에서 측정될 수 있다. 그런 후, 각 ΔV_{th} 및 측정기준 게이트 전압(510)에서 ΔV_{th} 간의 ΔV_{th} 차가 계산된다. V_g 차는 게이트 전압과 측정기준 게이트 전압(510) 사이에서 계산된다. 수학적 1의 안쪽 항, $\Delta V_{th} \cdot \alpha \cdot (V_{g,ref} - V_{in})$ 이 수학적에서 ΔV_{th} 처럼 측정기준 게이트 전압(510)에서 적절한 ΔV_{th} 를 이용하고, $(V_{g,ref} - V_{in})$ 처럼 적절한 계산된 게이트 전압차를 이용해 각 측정에 대해 계산되어 예상된 ΔV_{th} 차를 산출할 수 있다. 그리고 나서, α 값이 예상된 ΔV_{th} 차와 계산된 ΔV_{th} 차 사이의 오차를 줄이고 바람직하게는 수학적으로 최소화하기 위해 반복적으로 선택될 수 있다. 오차는 최대 차 또는 RMS 차로 표현될 수 있다. V_g 차의 함수로서 ΔV_{th} 차의 최소자승 피팅과 같이 해당기술분야에 공지된 다른 방법들도 또한 사용될 수 있다.

표 1

	ΔV_{th}		V_g 차	ΔV_{th} 차		예상된 ΔV_{th} 차		오차	
V_g	1일	8일		1일	8일	1일	8일	1일	8일
ref = 13.35	0.96	2.07	0	0	0	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
			$V_{g,ref} - V_{i_n}$			$\alpha = 0.0491$		max = 0.08	

표 1: α 계산의 예

α 및 측정기준 게이트 전압 이외에, 상술한 바와 같이, 특징은 또한 V_{th} 변위의 함수로서 V_{oled} 변위, V_{th} 변위의 함수로서 효율손실, 서브픽셀당 자기가열 성분, 최대 V_{th} 변위와 효율손실, 및 비선형-선형 변환 및 보상기에 필요한 해상도를 결정할 수 있다. 필요한 해상도는 동계류중인 공통으로 양도된 미국특허출원 공개공보 2008/0252653와 같이 패널 캘리브레이션 절차와 결부해 특징될 수 있으며, 상기 문헌의 개시는 본 명세서에 합체되어 있다. 특징은 또한 하기의 "현장에서"에 기술된 바와 같이 현장에서 특징 측정을 하기 위한 조건들 및 특정 패널 설계용으로 이용하기 위해 상태신호 발생유닛(240)의 어떤 실시예를 결정한다. 모든 이들 결정들은 당업자에 의해 행해질 수 있다.

대량생산

설계가 특징되면, 대량생산이 시작될 수 있다. 제조시, 상태신호 발생유닛(240)의 선택된 실시예에 따라 발생된 각 서브픽셀에 대해 적절한 값이 측정된다. 예컨대, I-V 곡선 및 서브픽셀 전류가 측정될 수 있다. 전류는 실제 I-V 곡선을 만들기 위해 충분한 드라이브 전압에서 측정될 수 있다; 상기 I-V 곡선에서 임의의 오차가 결과에 영향을 줄 수 있다. 서브픽셀 전류가 타겟신호(i_0)(611)를 제공하기 위해 측정기준 게이트 전압에서 측정될 수 있다. I-V 곡선과 기준전류가 서브픽셀에 연결된 비휘발성 메모리에 저장되고 현장에 보내진다.

현장에서

언젠가 현장에서, 서브픽셀은 구동되기 얼마나 어려운가에 의해 결정된 비율로 노화된다. 소정의 시간 후 서브픽셀은 보상이 필요할 만큼 충분히 멀리 변위된다; 그 시간을 결정하는 방법은 하기에 고려된다.

보상하기 위해, 보상측정이 취해지고 적용된다. 보상측정은 측정기준 게이트 전압에서 서브픽셀의 전류이다. 측정은 상기 "알고리즘"에 기술된 바와 같이 적용된다. 측정이 저장되어 서브픽셀이 구동될 때마다 다음번 측정이 취해질 때까지 적용될 수 있다.

보상측정은 필요에 따라 자주 또는 드물게 취해질 수 있다; 일반적인 범위는 매 8시간마다 한번에서 매 4주마다 한번일 수 있다. 도 7은 패널이 얼마나 오래 활성화되는지의 함수로서 얼마나 자주 보상측정이 취해져야 할 수 있는지의 일예를 도시한 것이다. 이 곡선은 단지 예이다: 실제로, 이 곡선은 설계의 가속화된 수명 테스트를 통해 임의의 특정 서브픽셀 설계에 대해 결정될 수 있다. 측정 빈도는 시간에 걸쳐 드라이브 트랜지스터 및 EL 이미터의 특징에서 변화율을 기초로 선택될 수 있다; 패널이 새것일 경우 변위가 모두 더 빠르므로, 보상측정은 패널이 지난 것보다 새것일 경우 더 자주 취해질 수 있다. 언제 보상측정을 할 것인지를 결정하는 많은 방법들이 있다. 예컨대, 소정의 주어진 드라이브 전압에서 서브픽셀에 의해 인출된 전류가 측정되고 동일한 측정의 이전 결과의 비교될 수 있다. 또 다른 예에서, 온도 및 주변광과 같이 패널에 영향을 주는 환경적 요인들이 측정되고, 가령, 주변온도가 소정 임계치보다 더 많이 변하면 보상측정이 취해질 수 있다.

예컨대, 도 2에 도시된 EL 서브픽셀(15)은 N-채널 드라이브 트랜지스터와 논인버터 EL 구조에 대한 것이다. EL 이미터(202)는 드라이브 트랜지스터(201)의 소스인 제 2 서플라이 전극(205)에 연결되고, 게이트 전극(203)상에 더 높은 전압들이 더 많은 광출력을 명령하며, 전압 서플라이(211)는 제 2 전압 서플라이(206)보다 더 양이므로, 전류가 211에서 206으로 흐른다. 그러나, 본 발명은 P 또는 N 채널 드라이브 트랜지스터 및 논인버터

(공통음극) 또는 인버터(공통양극) EL 이미터의 임의의 조합에도 적용될 수 있다. 이들 경우에 대한 회로의 적절한 변형들은 해당기술분야에 잘 알려져 있다.

[0125] 바람직한 실시예에서, 본 발명은 탕 등(Tang et al.)의 미국특허 No. 4,769,292 및 반슬리케 등(VanSlyke et al.) 등의 미국특허 No. 5,061,569에 개시되어 있으나 이에 국한되지 않는 작은 분자 또는 폴리머 OLEDs로 구성된 유기발광다이오드(OLED)를 포함하는 서브픽셀에 이용된다. 이런 패널을 제조하기 위해 유기발광재료의 많은 조합과 변형들이 사용될 수 있다. 도 2를 참조하면, EL 이미터(202)가 OLED 이미터이면, EL 서브픽셀(15)은 OLED 서브픽셀이다. 본 발명은 또한 OLEDs와는 다른 EL 이미터에 적용된다. 다른 EL 이미터 타입들의 열화 방식은 본 명세서에 기술된 열화방식과 다를 수 있으나, 본 발명의 측정, 모델링 및 보상기술이 여전히 적용될 수 있다.

[0126] 상기 실시예들은 시간의 함수로서 안정적이지 않은 임의의 액티브 매트릭스 백플레인(가령 a-Si)에 적용될 수 있다. 예컨대, 유기반도체 재료 및 아연 산화물로 형성된 트랜지스터가 시간의 함수로서 변하는 것이 알려져 있고 이에 따라 동일한 접근이 이들 트랜지스터들에 적용될 수 있다. 더욱이, 본 발명은 트랜지스터 노화에 무관하게 EL 이미터 노화를 보상할 수 있기 때문에, 본 발명은 또한 저온 폴리실리콘(LTPS) TFTs와 같이 노화하지 않은 트랜지스터들을 갖는 액티브 매트릭스 백플레인에도 적용될 수 있다. LTPS 백플레인 상에서, 드라이브 트랜지스터(201)와 셀렉트 트랜지스터(36)는 저온 폴리실리콘 트랜지스터이다.

부호의 설명

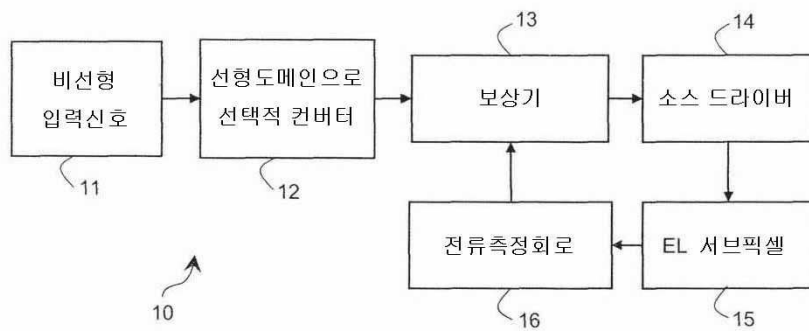
[0127]	10	시스템
	11	비선형 입력신호
	12	전압 도메인 컨버터
	13	보상기
	14	소스 드라이버
	15	EL 서브픽셀
	16	전류측정 회로
	32	컬럼 라인
	34	게이트 라인
	36	셀렉트 트랜지스터
	41	측정
	43	차
	49	측정
	61	블록
	62	블록
	63	블록
	64	블록
	78	전압범위
	79	전압범위
	90	선형피트
	127	사분면
	137	사분면
	200	스위치

201	드라이브 트랜지스터
202	EL 이미터
203	게이트 전극
204	제 1 서플라이 전극
205	제 2 서플라이 전극
206	전압 서플라이
207	제 1 전극
208	제 2 전극
210	전류미러유닛
211	전압 서플라이
212	제 1 전류미러
213	제 1 전류미러 출력
214	제 2 전류미러
215	바이어스 서플라이
216	전류-전압 컨버터
220	상관된 이중샘플링 유닛
221	샘플-홀드유닛
222	샘플-홀드유닛
223	차동 증폭기
230	아날로그 디지털 컨버터
240	상태신호 발생유닛
501	미노화 I-V 곡선
502	노화 I-V 곡선
503	전압차
504	전압차
505	전압차
506	전압차
510	측정기준 게이트 전압
511	전류
512a	전류
512b	전류
513	전압
514	전압 변위
550	전압 변위
552	전압 변위
602	선형 코드값

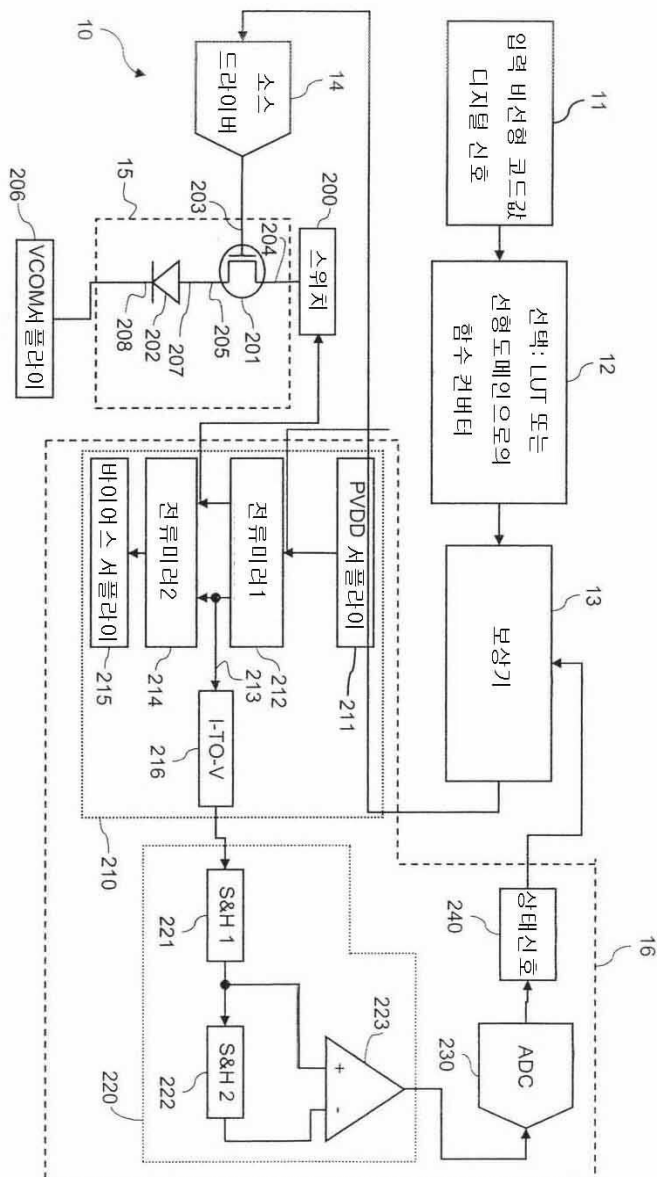
603	보상전압
611	전류
612	전류
613	퍼센트 전류
614	퍼센트 효율
615	무라-상관 이득항
616	무라-상관 오프셋항
619	메모리
621	전류
622	전압
626	블록
628	동작
631	전압 변위
632	알파값
633	동작
691	I-V 곡선
692	I-V 곡선의 역
695	모델
701	축
702	축
703	축
711	변환시 가장 작은 변화
712	단계
713	단계
721	변환
722	변환
1002	저장 커패시터
1011	버스라인
1012	시트 캐소드(sheet cathode)

도면

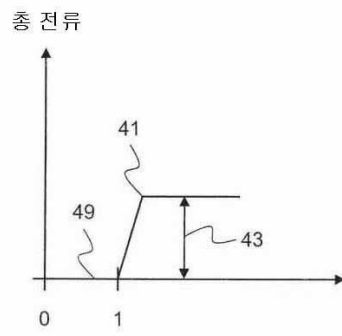
도면1



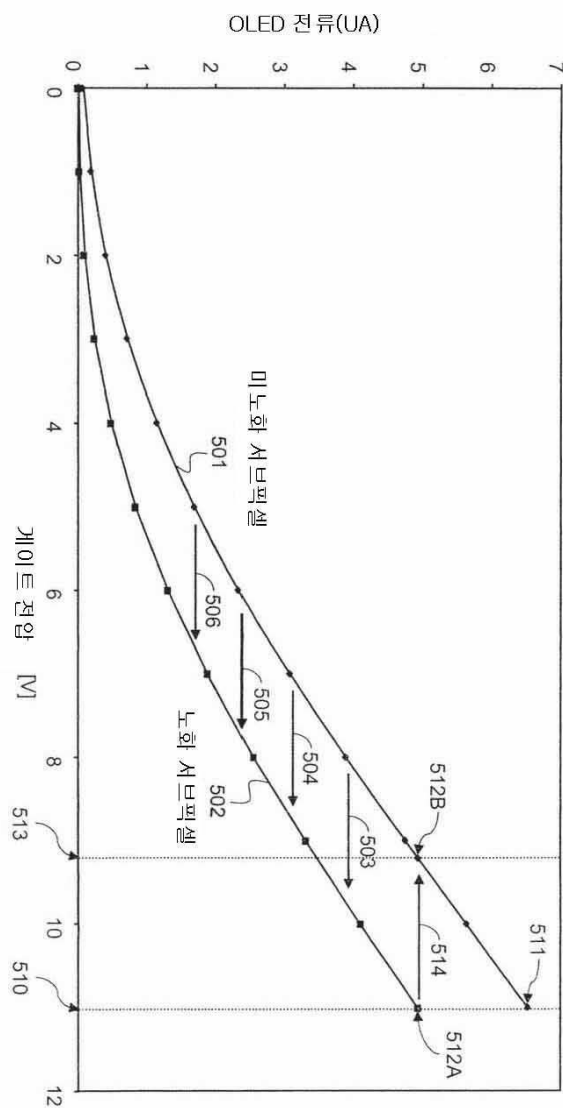
도면2



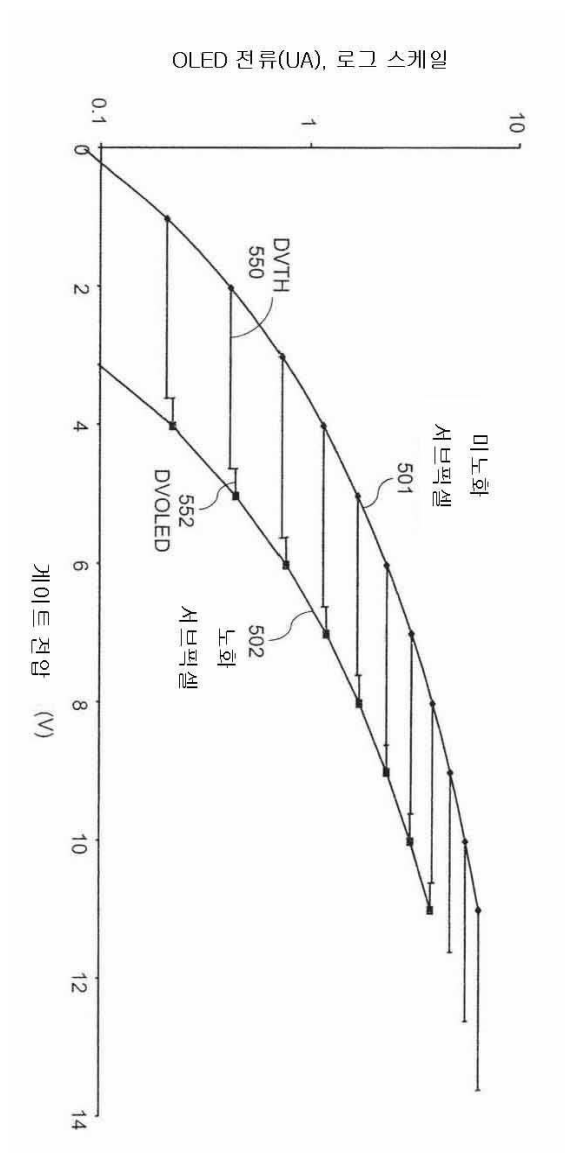
도면3



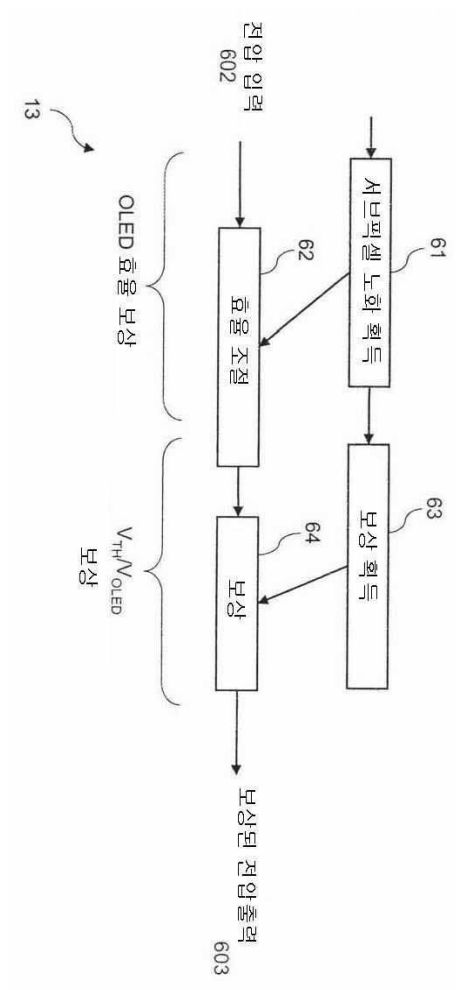
도면4a



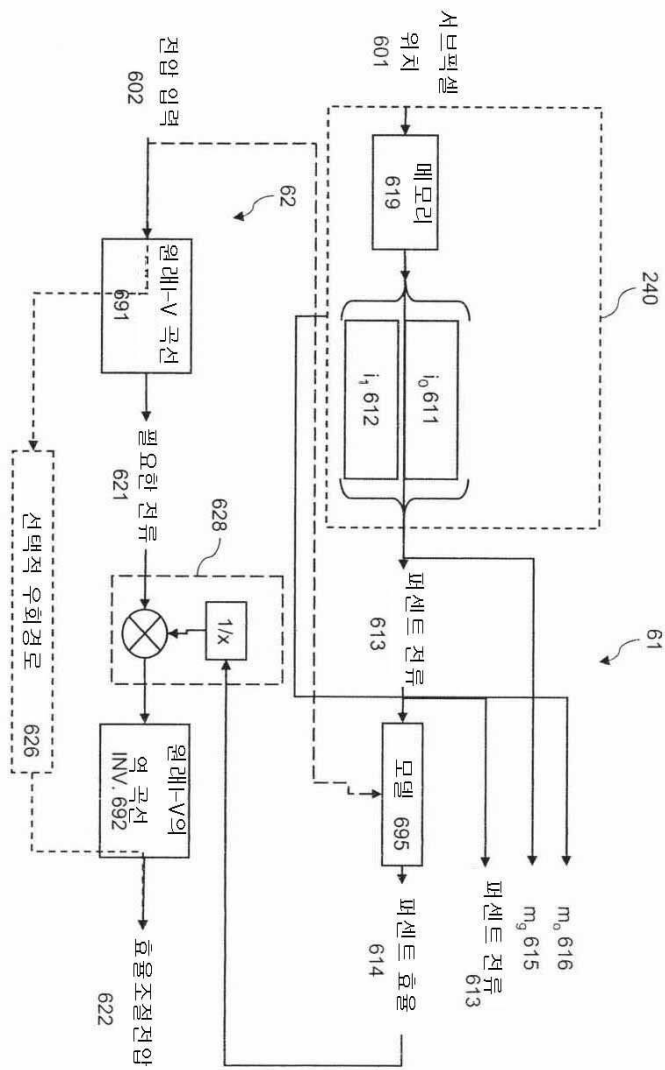
도면4b



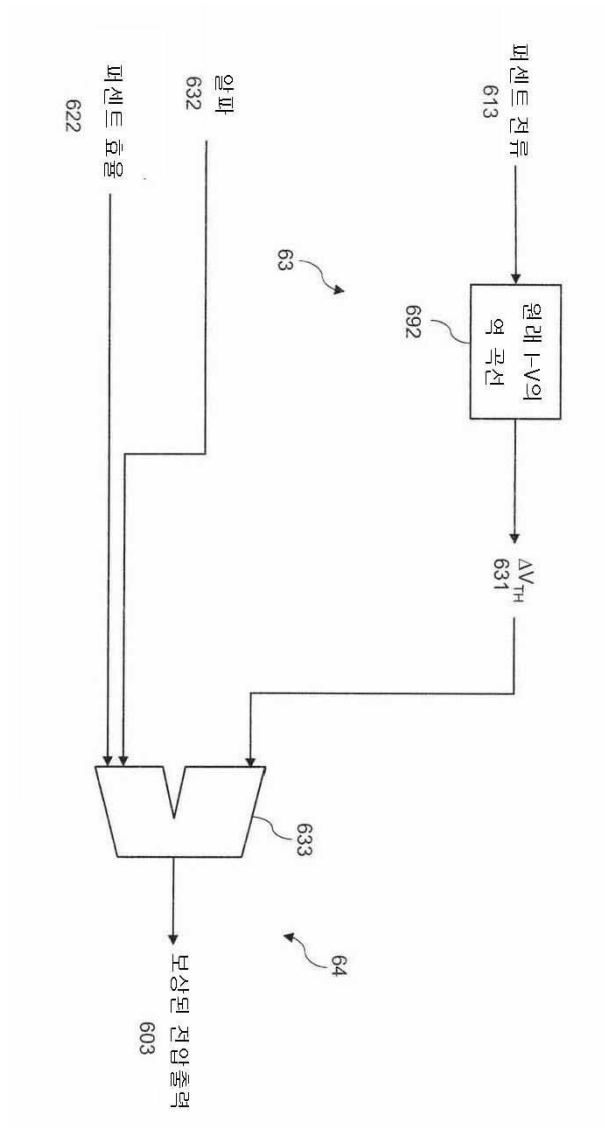
도면5a



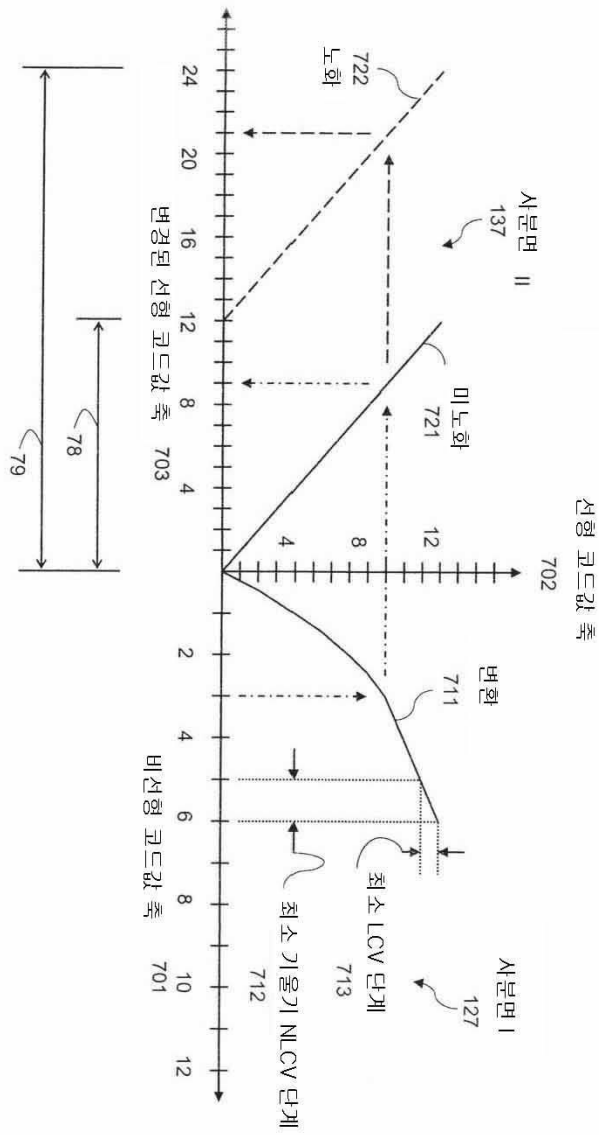
도면5b



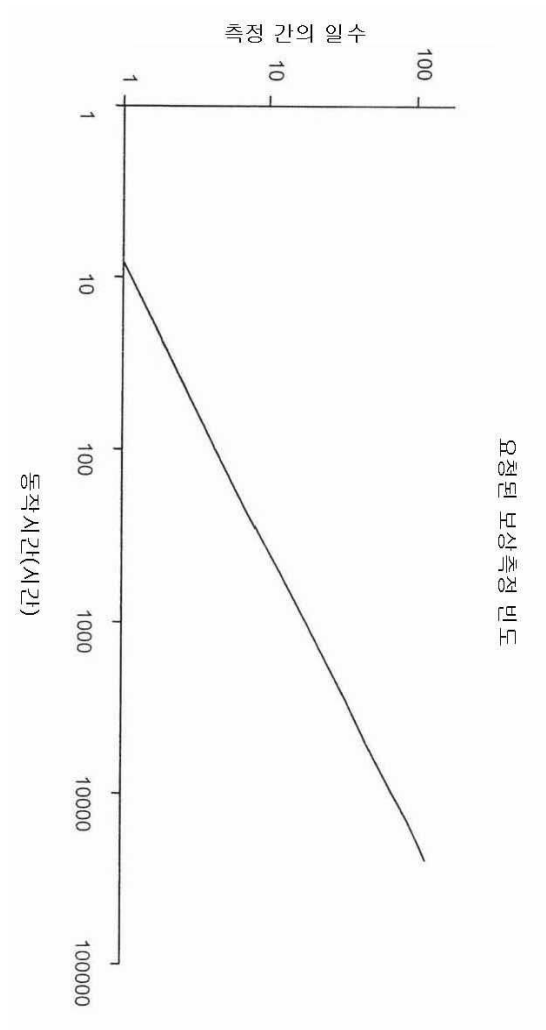
도면5c



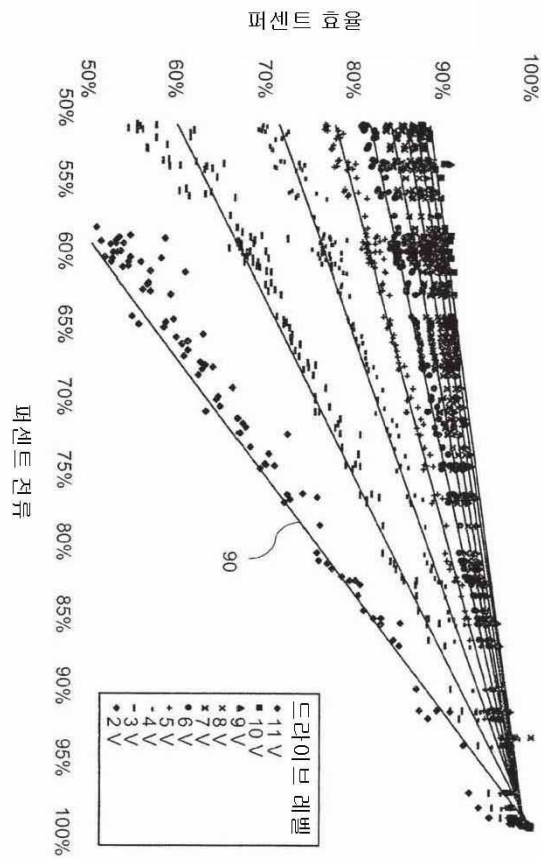
도면6



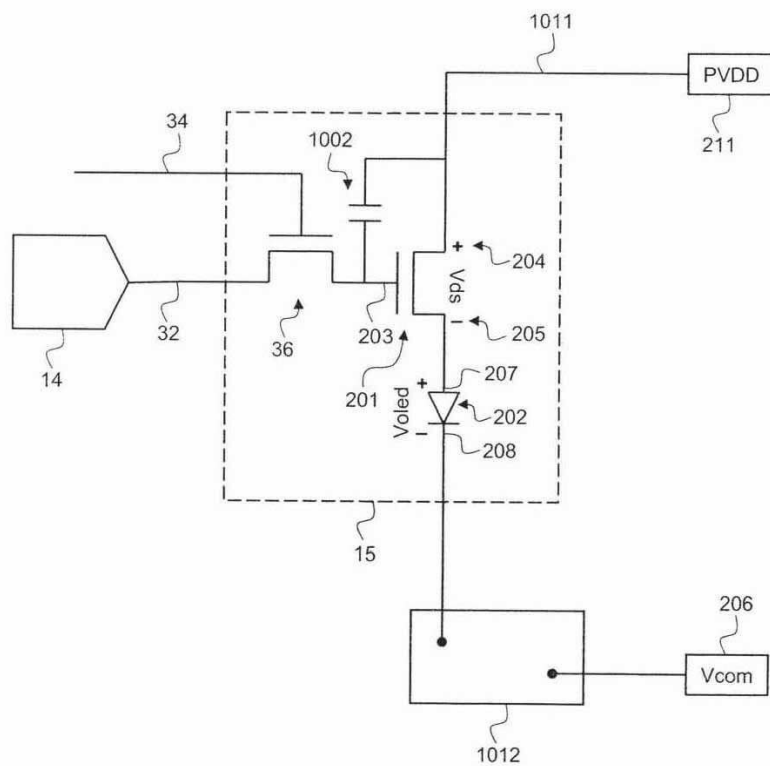
도면7



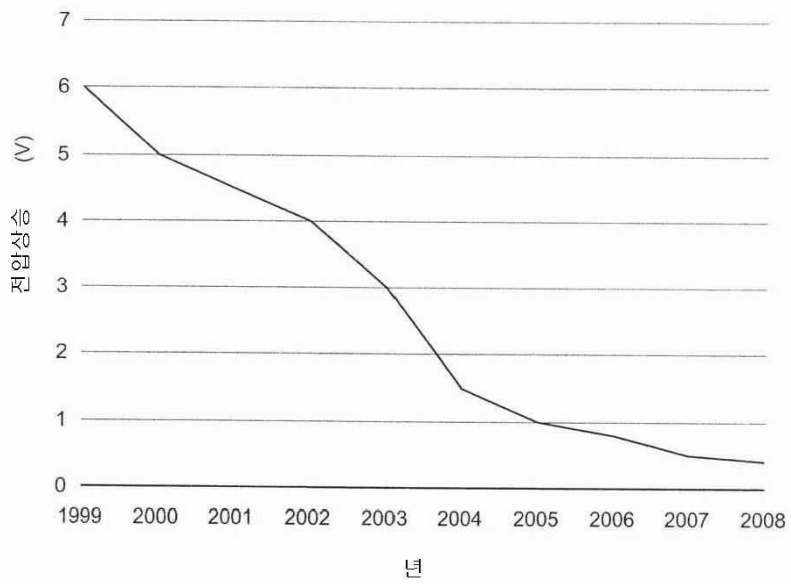
도면8



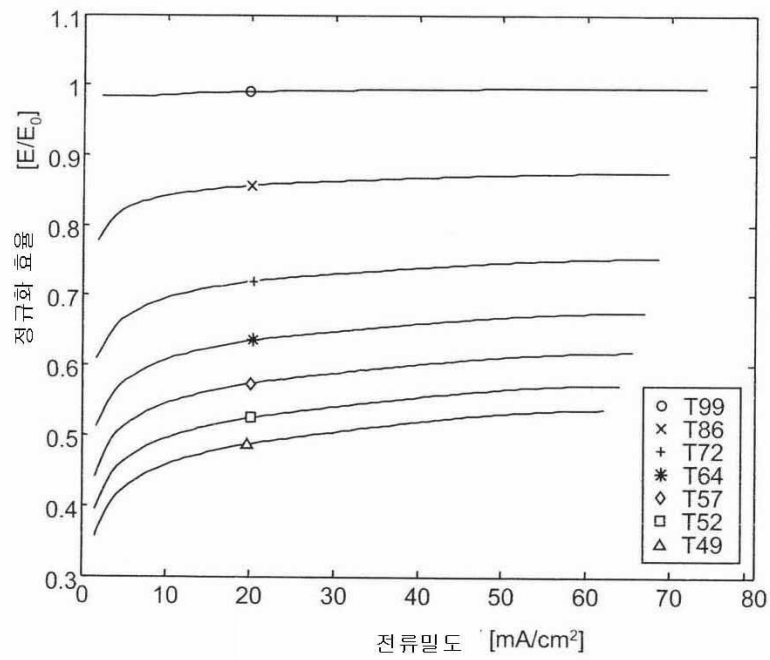
도면9



도면10



도면11



专利名称(译)	电致发光子像素补偿驱动信号		
公开(公告)号	KR1020110123278A	公开(公告)日	2011-11-14
申请号	KR1020117023071	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)	글로벌오엘이디테크놀로지엘엘씨		
当前申请(专利权)人(译)	글로벌오엘이디테크놀로지엘엘씨		
[标]发明人	LEVEY CHARLES I 리베이찰스아이 HAMER JOHN W 해머존더블유		
发明人	리베이찰스아이 해머존더블유		
IPC分类号	G09G3/30		
CPC分类号	G09G3/3233 G09G2300/0842 G09G2320/0233 G09G2320/029 G09G2320/0295 G09G2320/043 G09G2320/045 G09G2360/16		
代理人(译)	Gimyongin		
优先权	12/396662 2009-03-03 US		
其他公开文献	KR101298161B1		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

与根据本发明的有机发光二极管 (OLED) 子像素一样的电场 (EL) 子像素被补偿关于临界电压 V_{th} 位移, 以及诸如 EL 电压 V_{oled} 位移和 OLED 损失的老化效应。效率。在至少一个制制标准栅极电压中测量状态信号, 其中子像素的驱动电流表示子像素的驱动晶体管和 EL 发射极的特性。为了提高信噪比, 系统中的通道长度调制如当前 LTPS PMOS OLED 显示器具有相对较小的电流变化, 因此上游侧的 g_{ad} 在整个寿命期间被采用。 V_{oled} 位移在驱动晶体管动作的线性区域中相对较小。为了提高信噪比, 还抑制了各种噪声源。

