



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2008-0028334
(43) 공개일자 2008년03월31일

(51) Int. Cl.

G09G 3/30 (2006.01) G09G 3/32 (2006.01)
G09G 3/20 (2006.01) G01R 19/00 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2007-0097310

(22) 출원일자 2007년09월27일

심사청구일자 2007년09월27일

(30) 우선권주장

JP-P-2006-00260650 2006년09월26일 일본(JP)

JP-P-2007-00083360 2007년03월28일 일본(JP)

(71) 출원인

가시오계산기 가부시킴가이사

일본국 도쿄도 시부야구 혼마치 1쵸메 6반 2고

(72) 발명자

오구라 준

일본국 도쿄도 하무라시 사카에쵸 3쵸메 2반 1고

가시오계산기 가부시킴가이사 하무라기쥬췌센터내

(74) 대리인

김문중, 손은진

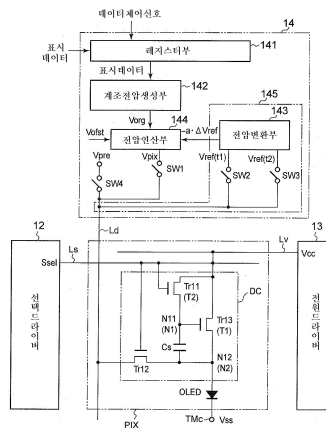
전체 청구항 수 : 총 25 항

(54) 표시구동장치 및 표시구동장치의 구동방법 및, 표시장치 및 표시장치의 구동방법

(57) 요약

표시데이터에 따른 매우 적합한 휘도계조로 발광소자 OLED를 발광시킨다. 데이터드라이버(14)는 프리차지기간 중, 데이터라인 Ld를 통하여 프리차지전압 Vpre를 커패시터 Cs에 인가한다. 프리차지전압의 인가의 종료 후, 과도응답기간 Ttrs 중의 다른 타이밍으로 전압변환부(143)는, 제 1 참조전압 Vref(t1)과, 제 2 참조전압 Vref(t2)을 판독하고, 각 참조전압의 차분으로부터 보상전압 $a \cdot \Delta V_{ref}$ 를 생성한다. 전압연산부(144)는 보상전압 $a \cdot \Delta V_{ref}$ 에 의거하여 계조전압생성부(142)가 생성한 표시데이터에 따른 값을 갖는 원계조전압 Vorg을 보상한다. 이에 따라, 전압연산부(144)는 발광구동용 트랜지스터 Tr13의 소자특성의 변동량에 대응하는 보정계조전압 Vpix를 생성하고, 데이터라인 Ld에 인가한다.

대표도 - 도10



특허청구의 범위

청구항 1

공급된 전류에 따른 계조로 발광하는 발광소자와,

데이터라인을 통하여 인가된 전압에 따른 전류를 상기 발광소자에 공급하는 화소구동회로와,

상기 데이터라인을 통하여 상기 화소구동회로에 소정의 프리차지전압을 인가하는 프리차지전압원과,

상기 프리차지전압원에 의한 프리차지전압의 인가 후, 소정의 과도응답기간 내의 다른 타이밍으로 상기 데이터라인의 전압을 복수회 판독하는 전압판독부와,

상기 다른 타이밍으로 판독된 상기 데이터라인의 전압간의 차분전압에 의거하여 상기 화소구동회로 고유의 소자특성에 대응하는 전압값을 갖는 보정계조신호를 생성하고, 상기 화소구동회로에 인가하는 보정계조신호생성부를 구비하는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 발광소자를 소망의 휘도계조로 발광시키기 위한 상기 화소구동회로 고유의 소자특성에 의존하지 않는 전압값을 갖는 원계조전압을 생성하는 원계조전압생성부를 구비하는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 보정계조신호생성부는 상기 원계조전압과, 상기 차분전압에 의거하여 생성되는 제 1 보상전압과, 상기 화소구동회로 고유의 소자특성에 의거하여 결정되는 제 2 보상전압에 의거하여 상기 보정계조신호를 생성하는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

상기 보정계조신호생성부는 상기 원계조전압과, 상기 제 1 보상전압과, 상기 제 2 보상전압을 연산하여 상기 보정계조신호를 생성하기 위한 연산회로를 갖는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 발광소자에 흑표시를 시키기 위한 흑계조전압을 상기 화소구동회로에 인가하기 위한 흑계조전압원을 구비하며,

상기 흑계조전압원과 상기 데이터라인을 소정의 타이밍으로 접속하기 위한 스위치를 구비하는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 6

제 1 항에 있어서,

상기 데이터라인을 상기 전압판독부, 상기 보정계조신호생성부 및 상기 프리차지전압원 각각에 소정의 타이밍으로 접속하기 위한 접속경로전환스위치를 구비하는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 7

제 6 항에 있어서,

상기 전압판독부는 상기 화소구동회로에 상기 프리차지전압이 인가되고, 상기 접속경로전환스위치에 의해 상기 프리차지전압원과 상기 데이터라인이 차단된 후, 상기 데이터라인의 전압이 상기 화소구동회로 고유의 수렴전압값에 수렴하는 시간보다도 짧은 시간을 갖는 상기 과도응답기간 내의 다른 타이밍으로 상기 데이터라인의 전압

을 복수회 판독하는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 8

제 7 항에 있어서,

상기 프리차지전압원은 상기 접속경로전환스위치에 의해 상기 프리차지전압원과 상기 데이터라인을 접속했을 때에, 상기 화소구동회로 고유의 상기 수렴전압값보다도 절대값이 큰 전압값을 갖는 상기 프리차지전압을 인가하는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 9

제 6 항에 있어서,

상기 접속경로전환스위치에 의해 상기 프리차지전압원과 상기 데이터라인을 접속해서 상기 화소구동회로에 상기 프리차지전압을 인가하는 동작과, 상기 접속경로전환스위치에 의해 상기 전압판독부와 상기 데이터라인을 접속해서 상기 화소구동회로 고유의 소자특성에 대응하는 상기 데이터라인의 전압을 상기 과도응답기간 내의 다른 타이밍으로 복수회 판독하는 동작과, 상기 접속경로전환스위치에 의해 상기 보정계조신호생성부와 상기 데이터라인을 접속해서 상기 보정계조신호를 상기 화소구동회로에 인가하는 동작을 소정의 기간 내에 실행하는 제어부를 추가로 구비하는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 10

제 1 항에 있어서,

상기 화소구동회로에 상기 보정계조전압을 인가하는 것을 나타내는 선택신호를 선택라인을 통하여 인가하고, 상기 화소구동회로를 선택상태로 하는 선택드라이버와,

상기 발광소자와 상기 화소구동회로를 1조로 한 복수의 표시화소가 매트릭스형상으로 배치된 표시패널을 구비하며,

상기 복수의 표시화소는 행방향 및 열방향에 나열하여 배열되고,

상기 데이터라인은 상기 복수의 표시화소 중의 상기 열방향을 따라서 배열된 복수의 표시화소의 상기 화소구동회로와 접속하며,

상기 선택라인은 상기 복수의 표시화소 중의 상기 행방향을 따라서 배열된 복수의 표시화소의 상기 화소구동회로와 접속하는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 11

제 1 항에 있어서,

상기 화소구동회로는 상기 발광소자에 직렬로 접속된 구동트랜지스터를 구비하고,

상기 화소구동회로 고유의 소자특성의 변동량은 상기 구동트랜지스터의 임계값 전압의 변동량인 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 12

제 1 항에 있어서,

상기 화소구동회로는 상기 발광소자에 직렬로 접속된 구동트랜지스터와, 상기 구동트랜지스터와 상기 데이터라인 사이에 접속된 선택트랜지스터와, 상기 구동트랜지스터를 다이오드 접속상태로 하는 다이오드 접속용 트랜지스터를 구비하는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 13

제 12 항에 있어서,

상기 화소구동회로는,

상기 구동트랜지스터의 전류로의 일단측에 소정의 타이밍으로 전위가 전환 설정되는 전원전압이 접속되는 동시

에, 상기 구동트랜지스터의 전류로의 타단측에 상기 발광소자의 일단이 접속되며,
 상기 선택트랜지스터의 전류로의 일단측에 상기 구동트랜지스터의 상기 전류로의 타단측이 접속되는 동시에, 상기 선택트랜지스터의 전류로의 타단측에 상기 데이터라인이 접속되고,
 상기 다이오드 접속용 트랜지스터의 전류로의 일단측에 상기 전원전압이 접속되는 동시에, 상기 다이오드 접속용 트랜지스터의 전류로의 타단측에 상기 구동트랜지스터의 제어단자가 접속되며,
 상기 선택트랜지스터 및 상기 다이오드 접속용 트랜지스터의 제어단자가 상기 선택라인에 공통으로 접속되고,
 상기 발광소자의 타단이 일정한 기준전압으로 접속되어 있는 구성인 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 14

제 11 항에 있어서,

상기 구동트랜지스터의 제어단자와 전류로의 한쪽 단자의 사이에 보유시키는 전압은 상기 발광소자를 소망의 휘도계조로 발광시키기 위한 상기 화소구동회로 고유의 소자특성에 의존하지 않는 제 1 전압성분과, 상기 구동트랜지스터의 임계값 전압의 소정수배로 이루어지는 제 2 전압성분의 합에 의해 정해지며, 또한 상기 제 2 전압성분을 정하는 소정수배가 1.05 이상으로 설정되어 있는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 15

제 11 항에 있어서,

상기 보정계조신호 중, 적어도 하나의 휘도계조를 지시하는 상기 보정계조신호에 의해 상기 구동트랜지스터의 제어단자와 전류로의 한쪽 단자의 사이에 보유시키는 전압은 상기 발광소자를 소망의 휘도계조로 발광시키기 위한 상기 화소구동회로 고유의 소자특성에 의존하지 않는 제 1 전압 성분과, 상기 구동트랜지스터의 임계값 전압의 소정수배로 이루어지는 제 2 전압성분의 합에 의해 정해지는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 16

제 11 항에 있어서,

상기 보정계조신호에 의해 상기 구동트랜지스터의 제어단자와 전류로의 한쪽 단자의 사이에 보유시키는 전압에 의거하여 상기 구동트랜지스터의 상기 전류로를 통하여 상기 발광소자에 흐르는 구동전류는, 상기 발광소자를 발광시키는 모든 휘도계조에 있어서, 상기 구동트랜지스터의 임계값 전압의 변동에 동반하는 전류값의 변동량이 상기 구동트랜지스터의 임계값 전압의 변동이 발생하지 않은 초기상태에 있어서의 최대전류값의 2% 이내가 되도록 상기 선택트랜지스터의 소자사이즈 및 상기 선택신호의 전압이 설정되어 있는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 17

제 1 항에 있어서,

상기 보정계조신호생성부는 상기 다른 타이밍으로 판독된 상기 데이터라인의 전압간의 차분전압과 상기 화소구동회로에 보유시키는 전압에 의거하여 상기 화소구동회로 고유의 전압특성에 대응하는 전압값을 갖는 보정계조신호를 생성하고, 상기 화소구동회로에 인가하는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 18

공급된 전류에 따른 계조로 발광하는 발광소자와,

데이터라인을 통하여 인가된 전압에 따른 전류를 상기 발광소자에 공급하는 화소구동회로와,

상기 데이터라인을 통하여 상기 화소구동회로에 소정의 프리차지전압을 인가하는 프리차지전압원과,

상기 프리차지전압원에 의한 프리차지전압의 인가 후, 소정의 과도응답기간 내의 다른 타이밍으로 상기 데이터라인의 전압을 복수회 판독하는 전압판독부와,

상기 다른 타이밍으로 판독된 상기 데이터라인의 전압간의 차분전압과 상기 화소구동회로에 보유시키는 전압에 의거하여 상기 화소구동회로 고유의 전압특성에 대응하는 전압값을 갖는 보정계조신호를 생성하고, 상기 화소구

동회로에 인가하는 보정계조신호생성부를 구비하는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 19

제 18 항에 있어서,

상기 발광소자를 소망의 휘도계조로 발광시키기 위한 상기 화소구동회로 고유의 전압특성에 의존하지 않는 전압값을 갖는 원계조전압을 생성하는 원계조전압생성부를 구비하는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 20

제 19 항에 있어서,

상기 보정계조신호생성부는 상기 원계조전압과, 상기 차분전압 및 상기 화소구동회로 고유의 전압특성에 의거하여 생성되는 보상전압에 의거하여 상기 보정계조신호를 생성하는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 21

제 20 항에 있어서,

상기 보정계조신호생성부는 상기 원계조전압과 상기 보상전압을 연산해서 상기 보정계조신호를 생성하기 위한 연산회로를 갖는 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 22

제 18 항에 있어서,

상기 화소구동회로는 상기 발광소자에 직렬로 접속된 구동트랜지스터를 구비하고,

상기 화소구동회로 고유의 전압특성은 상기 구동트랜지스터의 제어단자와 전류로의 한쪽 단자의 사이에 보유시키는 전압의 변화에 의거하는 것인 것을 특징으로 하는 표시장치.

청구항 23

데이터라인을 통하여 화소구동회로에 소정의 프리차지전압을 인가하고,

상기 프리차지전압의 인가 후, 상기 데이터라인의 전압이 상기 화소구동회로 고유의 수렴전압값에 수렴하는 시간보다도 짧은 시간을 갖는 과도응답기간 내의 다른 타이밍으로 상기 데이터라인의 전압을 복수회 판독하며,

상기 다른 타이밍으로 판독된 상기 데이터라인의 전압간의 차분전압에 의거하여 상기 화소구동회로 고유의 소자특성에 대응하는 전압값을 갖는 보정계조신호를 생성하고,

생성한 보정계조신호를 상기 화소구동회로에 인가하며,

데이터라인을 통하여 인가된 전압에 따른 전류를 상기 화소구동회로로부터 발광소자에 공급하는 것을 특징으로 하는 표시장치의 구동방법.

청구항 24

데이터라인을 통하여 발광소자에 접속된 화소구동회로에 소정의 프리차지전압을 인가하는 프리차지전압원과,

상기 프리차지전압원에 의한 프리차지전압의 인가 후, 소정의 과도응답기간 내의 다른 타이밍으로 상기 데이터라인의 전압을 복수회 판독하는 전압판독부와,

상기 다른 타이밍으로 판독된 상기 데이터라인의 전압간의 차분전압에 의거하여 상기 화소구동회로 고유의 소자특성에 대응하는 전압값을 갖는 보정계조신호를 생성하고, 상기 화소구동회로에 인가하는 보정계조신호생성부를 구비하는 것을 특징으로 하는 표시구동장치.

청구항 25

데이터라인을 통하여 발광소자에 접속된 화소구동회로에 소정의 프리차지전압을 인가하고,

상기 프리차지전압의 인가 후, 소정의 과도응답기간 내의 다른 타이밍으로 상기 데이터라인의 전압을 복수회 판독하며,

상기 다른 타이밍으로 판독된 상기 데이터라인의 전압간의 차분전압에 의거하여 상기 화소구동회로 고유의 소자 특성에 대응하는 전압값을 갖는 보정계조신호를 생성하고,

생성한 보정계조신호를 상기 화소구동회로에 인가하는 것을 특징으로 하는 표시구동장치의 구동방법.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

<1> 본 발명은 표시구동장치 및 표시구동장치의 구동방법 및, 표시장치 및 표시장치의 구동방법에 관한 것이다.

배경 기술

<2> 유기EL(electroluminescence)소자, 무기EL소자, 발광다이오드(LED) 등의 전류구동형의 발광소자를 매트릭스형상으로 배열한 표시패널을 구비하는 표시장치가 존재한다.

<3> 예를 들면, 일본국 특개평 8-330600호 공보는 전압신호에 의해서 전류제어된 액티브 매트릭스형의 구동표시장치를 개시한다. 이 구동표시장치는 화상데이터에 따른 전압신호가 게이트에 인가되었을 때에 유기EL소자에 전류를 흘리는 전류제어용 박막 트랜지스터와, 이 전류제어용 박막 트랜지스터의 게이트로의 전압신호의 공급을 온(ON) 또는 오프(OFF)로 하는 스위칭용 박막 트랜지스터가 화소마다 설치되어 있다. 일본국 특개평 8-330600호 공보가 개시하는 구동표시장치는 전류제어용 박막 트랜지스터의 게이트에 인가되는 전압신호의 전압값에 의해 유기EL소자가 발광했을 때의 휘도계조를 제어한다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

<4> 그러나 일반적으로 트랜지스터의 임계값 전압은 시간의 경과에 동반해서 변동한다. 그로 인해, 일본국 특개평 8-330600호 공보의 구동표시장치에 있어서도, 시간의 경과에 동반하여 유기EL소자에 전류를 공급하는 전류제어용 박막 트랜지스터의 임계값 전압이 변동한다. 이에 따라, 유기EL소자에 흐르는 전류의 값이 변동하고, 유기EL소자가 발광했을 때의 휘도계조가 변동할 우려가 있다.

<5> 본 발명은 상기 문제점에 감안하여 이루어진 것이며, 발광소자에 발광용의 전류를 공급하는 트랜지스터의 임계값 전압이 변동한 경우라도 발광소자의 계조가 변동하지 않는 표시장치를 제공하는 것을 목적으로 한다.

과제 해결수단

<6> 상기 과제를 해결하기 위해, 본 발명에 관련되는 표시장치는,

<7> 공급된 전류에 따른 계조로 발광하는 발광소자와,

<8> 데이터라인을 통하여 인가된 전압에 따른 전류를 상기 발광소자에 공급하는 화소구동회로와,

<9> 상기 데이터라인을 통하여 상기 화소구동회로에 소정의 프리차지전압을 인가하는 프리차지전압원과,

<10> 상기 프리차지전압원에 의한 프리차지전압의 인가 후, 소정의 과도응답기간 내의 다른 타이밍으로 상기 데이터라인의 전압을 복수회 판독하는 전압판독부와,

<11> 상기 다른 타이밍으로 판독된 상기 데이터라인의 전압간의 차분전압에 의거하여 상기 화소구동회로 고유의 소자 특성에 대응하는 전압값을 갖는 보정계조신호를 생성하고, 상기 화소구동회로에 인가하는 보정계조신호생성부를 구비한다.

<12> 또한, 상기 과제를 해결하기 위해, 본 발명의 표시장치에 그 특징적인 동작을 실행하게 하기 위한 구동방법을 제공한다.

<13> 또, 상기 과제를 해결하기 위해, 본 발명에 관련되는 표시구동장치는,

<14> 데이터라인을 통하여 발광소자에 접속된 화소구동회로에 소정의 프리차지전압을 인가하는 프리차지전압원과,

- <15> 상기 프리차지전압원에 의한 프리차지전압의 인가 후, 소정의 과도응답기간 내의 다른 타이밍으로 상기 데이터 라인의 전압을 복수회 관측하는 전압관측부와,
- <16> 상기 다른 타이밍으로 관측된 상기 데이터라인의 전압간의 차분전압에 의거하여 상기 화소구동회로 고유의 소자 특성에 대응하는 전압값을 갖는 보정계조신호를 생성하고, 상기 화소구동회로에 인가하는 보정계조신호생성부를 구비한다.
- <17> 또한, 상기 과제를 해결하기 위해, 본 발명의 표시구동장치에 그 특징적인 동작을 실행하게 하기 위한 구동방법을 제공한다.

효 과

- <18> 본 발명에 따르면, 유기EL소자에 발광용의 전류를 공급하는 트랜지스터의 임계값 전압이 변동한 경우라도 소망의 휘도계조로 발광소자를 발광시킬 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

- <19> 이하, 본 발명의 실시형태에 관련되는 표시장치 및 표시구동장치를 설명한다. 본 실시형태는 본 발명의 표시장치를 전류구동형의 발광소자를 사용하여 화상을 표시하는 표시장치(1)에 적용하는 예이다. 이 발광소자는 임의의 발광소자라도 좋은데, 이하에서는 유기EL소자인 경우에 대해 설명한다.
- <20> 우선, 본 실시형태의 표시장치(1)가 갖는 표시화소 PIX에 대해 설명한다. 도 1에 나타내는 바와 같이, 표시화소 PIX는 화소구동회로 DC와, 유기EL소자 OLED를 구비한다. 화소구동회로 DC는 트랜지스터 T1, 트랜지스터 T2, 커패시터 Cs를 갖는다. 트랜지스터 T1 및 트랜지스터 T2의 소자 구조나 특성 등은 임의인데, 이하에서는 n채널형의 박막 트랜지스터를 적용한다.
- <21> 트랜지스터 T1은 유기EL소자 OLED를 발광 구동시키기 위한 n채널형의 박막 트랜지스터(이하, 「구동트랜지스터」라 한다)이다. 구동트랜지스터 T1은 드레인단자가 전원단자 TMv에 접속되고, 소스단자가 접점 N2에 접속되며, 게이트단자가 접점 N1에 접속된다. 이 전원단자 TMv에는 화소구동회로 DC의 동작상태에 따라 다른 전압값을 갖는 전원전압 Vcc가 인가된다.
- <22> 보유티랜지스터 T2는 드레인단자가 전원단자 TMv(구동트랜지스터 T1의 드레인단자)에 접속되고, 소스단자가 접점 N1에 접속되며, 게이트단자가 제어단자 TMh에 접속된다. 제어단자 TMh에는 보유제어신호 Shld가 인가된다.
- <23> 커패시터 Cs는 구동트랜지스터 T1의 게이트단자와 소스단자의 사이(접점 N1과 접점 N2의 사이)에 접속된다. 커패시터 Cs는 구동트랜지스터 T1의 게이트-소스단자간에 형성되는 기생용량이라도, 그 기생용량에 용량소자를 병렬로 접속한 것이라도 좋다.
- <24> 유기EL소자 OLED는 유기EL소자이며, 공급된 전류에 따른 계조로 발광한다. 유기EL소자 OLED는 애노드단자가 접점 N2에 접속되고, 캐소드단자 TMc에 기준전압 Vss가 인가된다. 이 기준전압 Vss의 값은 일정하다. 또, 이 접점 N2에 접속된 데이터단자 Tmd에는 표시데이터의 계조값에 대응하는 데이터전압 Vdata가 인가된다.
- <25> 다음으로, 상기 구성을 갖는 표시화소 PIX의 제어방법에 대해 설명한다.
- <26> 화소구동회로 DC는 표시데이터의 계조값에 따른 전압을 커패시터 Cs에 인가하고, 커패시터 Cs를 충전한다(이하, 「기입동작」이라 한다). 기입동작의 종료 후, 커패시터 Cs는 기입된 전압을 보유한다(이하, 「보유동작」이라 한다). 또한, 커패시터 Cs가 보유하는 충전전압에 의거하여 유기EL소자 OLED에 표시데이터의 계조에 따른 계조 전류가 흐르고, 유기EL소자 OLED가 발광한다(이하, 「발광동작」이라 한다). 유기EL소자 OLED가 발광했을 때의 휘도계조는 표시데이터의 계조에 대응하고 있다.
- <27> 화소구동회로 DC는 도 2에 나타내는 바와 같이, 상기한 기입동작, 보유동작, 발광동작을 차례차례 실행한다. 이하, 표시화소 PIX에 각 동작을 실행시키기 위한 조건에 대해 설명한다.
- <28> (기입동작)
- <29> 기입동작에서는 커패시터 Cs에 표시데이터의 계조값에 따른 전압을 기입한다. 이때, 유기EL소자 OLED는 발광하지 않는 소등상태에 있다. 화소구동회로 DC에 의한 기입동작 동안, 구동트랜지스터 T1은 도 4a에 나타내는 동작특성을 나타낸다.
- <30> 도 4a 중에 실선으로 나타내는 특성선 SPw는 구동트랜지스터 T1에 적용한 n채널형의 박막 트랜지스터를 다이오

드 접속했을 때의 드레인-소스간 전압 V_{ds} 와 드레인-소스간 전류 I_{ds} 의 초기상태에 있어서의 관계를 나타낸다. 특성선 SPw 상의 점 PMw는 구동트랜지스터 T1의 동작점이다. 과전으로 나타내는 특성선 SPw2는 구동트랜지스터 T1에서 구동이력에 동반하여 특성변화가 발생했을 때의 특성이다. 도 4a에 나타내는 바와 같이, 드레인-소스간 전압 V_{ds} 는 임계값 전압 V_{th} 와 전압 V_{eff_gs} 의 합이며, 이하의 수식 (1)에 나타내는 관계에 있다.

$$<31> \quad V_{ds}=V_{th}+V_{eff_gs} \quad (1)$$

<32> 특성선 SPw 상에서 드레인-소스간 전압 V_{ds} 가 임계값 전압 V_{th} (게이트-소스간의 임계값 전압=드레인-소스간의 임계값 전압)을 넘으면, 드레인-소스간 전류 I_{ds} 는 드레인-소스간 전압 V_{ds} 의 증가에 동반하여 비선형적으로 증가한다. 또, 드레인-소스간 전압 V_{ds} 중, 도 4a 중의 V_{eff_gs} 는 실효적으로 드레인-소스간 전류 I_{ds} 를 형성하는 전압이다.

<33> 또, 도 2에 나타내는 기입동작 중, 유기EL소자 OLED의 구동전류와 구동전압의 사이에서는 도 4b에 나타내는 특성을 나타낸다. 도 4b 중에 실선으로 나타내어진 특성선 SPe는 초기상태에 있어서의 유기EL소자 OLED의 애노드-캐소드간에 인가되는 구동전압 V_{oled} 와, 애노드-캐소드 사이에 흐르는 구동전류 I_{oled} 의 관계를 나타낸다. 특성선 SPe에 있어서, 구동전압 V_{oled} 가 임계값 전압 V_{th_oled} 를 넘으면, 구동전류 I_{oled} 는 구동전압 V_{oled} 의 증가에 동반해서 비선형적으로 증가한다. 또, 도 4b 중의 특성선 SPe2는 유기EL소자 OLED의 구동이력에 동반해서 특성이 변화했을 때의 구동전압 V_{oled} 와 구동전류 I_{oled} 의 관계의 한 예를 나타낸다.

<34> 도 3a에 나타내는 바와 같이, 기입동작 중, 보유티랜지스터 T2의 제어단자 TMh에 온 레벨(하이레벨 H)의 보유제어신호 Shld를 인가하고, 보유티랜지스터 T2를 온으로 한다. 이에 따라, 구동트랜지스터 T1의 게이트-드레인간을 접속(단락)하고, 구동트랜지스터 T1을 다이오드 접속상태로 설정한다. 또한, 전원단자 TMv에는 기입동작용의 제 1 전원전압 V_{ccw} 가 인가되고, 데이터단자 Tmd에는 표시데이터의 계조값에 대응하는 데이터전압 V_{data} 가 인가된다.

<35> 이때, 구동트랜지스터 T1의 드레인-소스간에는 드레인-소스간의 전위차 ($V_{ccw}-V_{data}$)에 따른 전류 I_{ds} (이하, 「기대값 전류」라 한다)가 흐른다. 데이터전압 V_{data} 는 이 기대값 전류 I_{ds} 가 유기EL소자 OLED를 표시데이터의 계조값에 따른 휘도계조로 발광시키기 위해 필요한 전류값을 얻기 위한 전압값으로 설정된다. 또, 이때, 구동트랜지스터 T1은 게이트-드레인간이 단락되어 다이오드 접속의 상태에 있다. 그로 인해, 도 3b에 나타내는 바와 같이, 구동트랜지스터 T1의 드레인-소스간 전압 V_{ds} 는 게이트-소스간 전압 V_{gs} 에 동등하고, 이하의 수식 (2)로 나타내어진다. 또한, 커패시터 Cs에는 이 게이트-소스간 전압 V_{gs} 가 기입된다(충전된다).

$$<36> \quad V_{ds}=V_{gs}=V_{ccw}-V_{data} \quad (2)$$

<37> 다음으로, 제 1 전원전압 V_{ccw} 에 대해 설명한다. 구동트랜지스터 T1은 n채널형의 트랜지스터이다. 그로 인해, 구동트랜지스터 T1의 드레인-소스간 전류 I_{ds} 가 흐르는 조건으로서, 게이트전위가 소스전위보다도 고전위(플러스)인 것이 필요하다. 도 3b에 나타내는 바와 같이, 게이트전위는 드레인전위(제 1 전원전압 V_{ccw})에 동등하고, 소스전위는 데이터전압 V_{data} 에 동등하다. 그로 인해, 드레인-소스간 전류 I_{ds} 가 흐를 때는 이하의 수식 (3)이 성립할 필요가 있다.

$$<38> \quad V_{data}<V_{ccw} \quad (3)$$

<39> 유기EL소자 OLED를 소등시키기 위한 조건은 유기EL소자 OLED의 애노드단자에 있어서의 전압과 캐소드단자 Tmc에 있어서의 전압의 차가 유기EL소자 OLED의 발광 임계값 전압 V_{th_oled} 이하로 되는 것이다. 도 3b에 나타내는 바와 같이, 접점 N2는 유기EL소자 OLED의 애노드단자에 접속되어 있다. 또, 접점 N2는 데이터단자 Tmd에 접속되어 있고, 데이터전압 V_{data} 가 인가된다.

<40> 한편, 캐소드단자 Tmc에는 일정한 값을 갖는 기준전압 V_{ss} 가 인가된다.

<41> 즉, 기입동작 중, 유기EL소자 OLED를 소등시키기 위해서는 데이터전압 V_{data} 와 기준전압 V_{ss} 의 차가 유기EL소자 OLED의 발광 임계값 전압 V_{th_oled} 이하이면 좋다. 이때, 접점 N2의 전위 V_{data} 는 이하의 수식 (4)를 만족시키고 있다. 또한, 기준전압 V_{ss} 를 접지전위 0V로 설정한 경우에는 수식 (4)는 이하의 수식 (5)로 나타내어진다.

$$<42> \quad V_{data}-V_{ss}\leq V_{th_oled} \quad (4)$$

$$<43> \quad V_{data}\leq V_{th_oled} \quad (5)$$

<44> 즉, 기입동작 중, 커패시터 Cs에 구동트랜지스터 T1의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 가 기입되고, 또한 유기EL소자 OLED를 소등시켜 두기 위해서는 상기한 수식 (2)와 수식 (5)로부터 이하의 수식 (6)에 나타내는 관계가 성립되

는 것이 필요하게 된다.

<45> $V_{ccw} - V_{gs} \leq V_{th_oled}$ (6)

<46> 또한, 구동트랜지스터 $Tr13$ 을 다이오드 접속했을 때에 게이트-소스간 전압 V_{gs} 에 대해 성립되는 수식 (1)의 관계($V_{gs} = V_{ds} = V_{th} + V_{eff_gs}$)를 수식 (6)에 대입하여 이하의 수식 (7)이 얻어진다.

<47> $V_{ccw} \leq V_{th_oled} + V_{th} + V_{eff_gs}$ (7)

<48> 실효적으로 드레인-소스간 전류 I_{ds} 를 형성하는 전압 $V_{eff_gs} = 0$ 일 때에는 수식 (7)은 이하의 수식 (8)로 나타내어진다. 이 수식 (8)이 나타내는 바와 같이, 기입동작 중, 기입레벨인 제 1 전원전압 V_{ccw} 의 값은 발광 임계값 전압 V_{th_oled} 와 구동트랜지스터 T1의 임계값 전압 V_{th} (게이트-소스간의 임계값 전압=드레인-소스간의 임계값 전압)의 합 이하로 설정할 필요가 있다.

<49> $V_{ccw} \leq V_{th_oled} + V_{th}$ (8)

<50> 일반적으로, 도 4a에서 나타낸 구동트랜지스터 T1의 특성이나, 도 4b에서 나타낸 유기EL소자의 특성은 구동이력에 동반해서 변화한다. 이하에서는, 기입동작에 있어서의 구동이력에 동반하는 구동트랜지스터 T1 및 유기EL소자 OLED의 특성변화의 영향에 대해 설명한다.

<51> 우선, 구동트랜지스터 T1의 특성부터 설명한다. 도 4a에 나타내는 바와 같이, 구동트랜지스터 T1의 임계값 전압은 구동이력에 따라서 초기상태의 임계값 전압 V_{th} 보다도 임계값 전압의 변화량 ΔV_{th} 만큼 증대한다. 또, 구동이력에 동반해서 임계값 전압이 변동했을 때의 특성선 $SPw2$ 는 초기의 특성선 SPw 를 고전압측으로 거의 평행 이동한 특성이 된다. 이때, 표시데이터의 계조값에 따른 계조전류(드레인-소스간 전류 I_{ds})를 얻기 위해서는 데이터전압 V_{data} 를 임계값 전압의 변화량 ΔV_{th} 만큼 증대시킬 필요가 있다.

<52> 다음으로, 기입동작 중의 유기EL소자 OLED에 있어서의 특성변화의 영향을 설명한다. 일반적으로, 유기EL소자의 저항은 구동이력에 따라서 높아진다. 이때, 도 4b에 나타내는 바와 같이, 유기EL소자 OLED의 저항변화 후의 특성선 $SPe2$ 에서는 저항변화 전의 초기의 특성선 SPe 와 비교하여 구동전압 V_{oled} 의 증가에 대해서 구동전류 I_{oled} 가 증가하는 비율(증가율)이 감소한다.

<53> 저항이 높아진 경우라도 유기EL소자 OLED를 표시데이터의 계조값에 따른 휘도계조로 발광시키려면, 그 계조값에 따른 구동전류 I_{oled} 를 유기EL소자 OLED에 공급하면 좋다. 그와 같은 구동전류 I_{oled} 를 공급하려면, 구동전압 V_{oled} 를 특성선 $SPe2$ 에 있어서의 전압과 특성선 SPe 에 있어서의 전압의 차분전압만큼 증대시키면 좋다. 또한, 이 차분전압은 구동전류 I_{oled} 가 최대값 I_{oled_max} 일 때 최대값 ΔV_{oled_max} 가 된다. 상기한 조건을 만족시키는 설정하에서 기입동작을 종료하면, 표시화소 PIX는 보유동작을 실행한다.

<54> (보유동작)

<55> 보유동작 중은 도 5a에 나타내는 바와 같이, 제어단자 TMh 에 오프레벨(로레벨 L)의 보유제어신호 $Shld$ 를 인가한다. 이에 따라, 보유트랜지스터 T2는 오프로 되고, 구동트랜지스터 T1의 게이트-드레인간의 전기접속을 차단한다. 그로 인해, 구동트랜지스터 T1의 다이오드 접속이 해제되고, 커패시터 Cs 로의 충전이 정지된다. 도 5b에 나타내는 바와 같이, 커패시터 Cs 는 기입동작 중에 충전된 구동트랜지스터 T1의 드레인-소스간의 전압 V_{ds} (=게이트-소스간 전압 V_{gs})를 보유한다.

<56> 구동트랜지스터 T1의 다이오드 접속을 해제했을 때의 드레인-소스간 전압 V_{ds} 와 드레인-소스간 전류 I_{ds} 의 관계는 도 6 중의 실선으로 나타낸 특성선 SPh 에 따른다. 이때, 게이트-소스간 전압 V_{gs} 는 일정한 값(예를 들면, 보유동작 중에 커패시터 Cs 에 보유된 전압의 값)으로 보유된다.

<57> 도 6 중의 특성선 SPw 는 도 4a에서 나타낸 기입동작 중의 특성선 SPw 와 실질적으로 동일하고, 구동트랜지스터 T1을 다이오드 접속했을 때의 특성을 나타낸다. 특성선 SPh 와 특성선 SPw 의 교점은 보유시의 동작점 PMh 가 된다. 도 6 중의 특성선 SPo 는 특성선 SPw 가 나타내는 전압 V_{gs} 로부터 임계값 전압 V_{th} 를 감한 관계를 나타낸다. 특성선 SPo 와 특성선 SPh 의 교점 Po 에 있어서의 드레인-소스간 전압 V_{ds} 의 값은 핀치오프전압 V_{po} 를 나타낸다.

<58> 구동트랜지스터 T1이 특성선 SPh 에 따라서 동작할 때, 드레인-소스간 전압 V_{ds} 가 0V에서 핀치오프전압 V_{po} 에 이르기까지의 영역은 불포화영역이다. 불포화영역에서는 드레인-소스간 전압 V_{ds} 의 증대에 동반하여 드레인-소스간 전류 I_{ds} 가 증대한다. 또, 전압 V_{ds} 가 핀치오프전압 V_{po} 이상의 영역은 포화영역이다. 포화영역에서는 드레인-소스간 전압 V_{ds} 가 증대해도 드레인-소스간 전류 I_{ds} 가 거의 변화하지 않는다.

- <59> 또한, 보유제어신호 Shld의 온레벨로부터 오프레벨로의 전환은 전원전압 Vcc를 기입동작용의 제 1 전원전압 Vccw로부터 발광동작용의 제 2 전원전압 Vcce로 전환할 때(보유동작으로부터 발광동작으로 이행할 때)에 실행해도 좋다. 상기한 조건을 만족시키는 설정하에서 보유동작을 종료하면, 표시화소 PIX는 발광동작을 실행한다.
- <60> **(발광동작)**
- <61> 도 7a에 나타내는 바와 같이, 발광동작 중은 상기한 보유동작에 계속해서 보유트랜지스터 T2의 제어단자 TMh에 오프레벨(로레벨 L)의 보유제어신호 Shld를 인가한다. 이때, 구동트랜지스터 T1의 다이오드 접속은 해제되어 있다. 전원단자 TMv에는 기입동작용의 제 1 전원전압 Vccw에 대신하여 발광동작용의 제 2 전원전압 Vcce가 단자전압 Vcc로서 인가된다. 이 제 2 전원전압 Vcce는 제 1 전원전압 Vccw보다도 고전위이다.
- <62> 이에 따라, 도 7b에 나타내는 바와 같이, 게이트-소스간 전압 Vgs의 값에 따른 전류 Ids가 구동트랜지스터 T1의 드레인-소스 사이에 흐른다. 또한, 이 전류 Ids는 유기EL소자 OLED에 공급되고, 유기EL소자 OLED가 전류 Ids의 값에 따른 휘도로 발광한다. 발광동작 중, 전류 Ids를 일정하게 유지하려면, 게이트-소스간 전압 Vgs를 일정하게 유지하면 좋다. 그로 인해, 예를 들면, 게이트-소스간에 커패시터 Cs가 보유하는 전압(보유동작기간에서 발광동작기간까지 커패시터 Cs에 충전된 전압)을 인가하면 좋다.
- <63> 발광동작 중, 게이트-소스간 전압 Vgs를 일정하게 했을 때, 유기EL소자 OLED는 도 8a 중의 실선으로 나타내어진 부하선 SPe에 따라서 동작한다. 부하선 SPe는 전원단자 TMv와 유기EL소자 OLED의 캐소드단자 Tmc 사이의 전위차(Vcce-Vss)의 값을 기준으로 하여 유기EL소자 OLED의 구동전압 Voled와 구동전류 Ioled의 관계를 반전해서 나타내고 있다. 또, 도 8a 중의 특성선 SPh는 도 6에서 나타낸 보유동작 중의 특성선 SPh와 실질적으로 동일하다.
- <64> 도 8a에 나타내는 바와 같이, 보유동작으로부터 발광동작으로 이행한 경우, 구동트랜지스터 T1의 동작점은 보유동작 중의 동작점 PMh로부터 발광동작 중의 동작점 Pme(보유동작 중의 특성선 SPh와 유기EL소자 OLED의 부하선 SPe의 교점)로 이동한다. 이 동작점 Pme는 도 8a에 나타내는 바와 같이, 전원단자 TMv와 유기EL소자의 캐소드단자 Tmc 사이의 전위차(Vcce-Vss)가 구동트랜지스터 T1의 드레인-소스간과 유기EL소자 OLED의 애노드-캐소드간으로 분배되는 포인트이다. 즉, 발광동작 중의 동작점 Pme에서는 도 7b에 나타내는 바와 같이, 구동트랜지스터 T1은 드레인-소스간에 전압 Vds가 인가된 상태에 있고, 유기EL소자 OLED는 애노드-캐소드간에 구동전압 Voled가 인가된 상태에 있다.
- <65> 기입동작 중의 구동트랜지스터 T1의 드레인-소스 사이에 흐르는 기대값 전류 Ids와 발광동작시의 유기EL소자 OLED에 공급되는 구동전류 Ioled를 일치시키면, 유기EL소자 OLED는 표시데이터의 계조값에 따른 휘도계조로 발광한다. 그러기 위해서는 발광동작 중의 구동트랜지스터 T1의 동작점 Pme를 도 8a에 나타내는 포화영역 내에 유지하면 좋다.
- <66> 한편, 유기EL소자 OLED의 구동전압 Voled는 표시계조가 가장 높을 때에 최대값 Voled_max가 된다. 즉, 유기EL소자 OLED를 표시데이터의 계조값에 따른 휘도계조로 발광시키기 위해서는 발광동작용의 제 2 전원전압 Vcce가 이하의 수식 (9)의 관계를 만족시키도록 설정하면 좋다. 또한, 수식 (9)의 좌변은 상기한 전원단자 TMv와 유기EL소자 OLED의 캐소드단자 Tmc 사이에 인가된 전압이다. 또한, 유기EL소자 OLED의 캐소드단자에 인가되는 기준전압 Vss를 접지전위 0V로 설정하면, 수식 (9)는 이하의 수식 (10)으로 나타내어진다.
- <67>
$$Vcce - Vss \geq Vpo + Voled_max \quad (9)$$
- <68>
$$Vcce \geq Vpo + Voled_max \quad (10)$$
- <69> 다음으로, 발광동작 중의 유기EL소자 OLED에 있어서의 특성변화의 영향을 설명한다. 도 4b에서 나타낸 바와 같이, 유기EL소자 OLED는 구동이력에 따라서 저항이 높아지고, 구동전압 Voled에 대한 구동전류 Ioled의 증가율은 감소한다. 이때, 도 8b에 나타내는 바와 같이, 유기EL소자 OLED의 부하선 SPe의 기울기가 완만하게 된다. 즉, 구동이력에 따라서 유기EL소자 OLED의 부하선은 부하선 SPe→SPe2→SPe3으로 변화한다. 이것에 동반하여 구동트랜지스터 T1의 동작점은 특성선 SPh위를 Pme→Pme2→Pme3으로 변화한다.
- <70> 구동트랜지스터 T1의 동작점이 포화영역 내에 존재하는 동안(Pme→Pme2), 구동전류 Ioled는 기입동작 중의 기대값 전류 Ids의 값을 유지한다. 그러나 동작점이 불포화영역(Pme2→Pme3)에 존재할 경우, 구동전류 Ioled는 기입동작 중의 기대값 전류 Ids보다도 감소한다. 구동전류 Ioled가 감소하면, 발광소자가 표시데이터의 계조값에 따른 휘도계조보다도 낮은 계조로 발광하여 버린다.
- <71> 도 8b의 예에서는, 핀치오프점 Po는 불포화영역과 포화영역의 경계에 존재한다. 그로 인해, 발광동작 중의 동

작점 PMe와 핀치오프점 Po 사이의 전위차는 유기EL소자의 저항이 높아졌을 때에 발광동작 중의 구동전류 Ioled를 유지하기 위한 보상마진이 된다. 환언하면, 구동전류 Ioled의 전류값에 대응하는 보상마진은 핀치오프점의 궤적 SPo과 유기EL소자의 부하선 SPe 사이에 있어서의 특성선 SPh상의 전위차가 된다. 또한, 보상마진은 구동전류 Ioled가 증대하면 감소한다. 또, 보상마진은 전원단자 TMv와 유기EL소자 OLED의 캐소드단자 TMc 사이에 인가된 전압(Vcce-Vss)이 증대하면 증대한다.

<72> 상기한 실시예에서는 트랜지스터의 전압에 의해 각 발광소자의 휘도계조를 제어한다(이하, 「전압계조제어」라 한다). 이때, 미리 정해진 트랜지스터의 드레인-소스간 전압 Vds와 드레인-소스간 전류 Ids의 초기의 특성에 의해 데이터전압 Vdata를 설정한다. 그러나 이와 같은 수법에 의해 데이터전압 Vdata를 설정하면, 구동이력에 따라서 임계값 전압 Vth가 증대한다. 그로 인해, 발광소자에 공급되는 구동전류가 표시데이터(데이터전압)에 대응하지 않게 되고, 발광소자가 매우 적합한 휘도계조로 발광하지 않게 된다. 특히, 트랜지스터로서 비결정성 트랜지스터를 적용한 경우, 소자특성이 현저하게 변동한다.

<73> n채널형 비결정성 실리콘 트랜지스터에서는 구동이력이나 경시변화에 동반하여, 게이트절연막으로의 캐리어 트랩이 발생한다. 이 캐리어 트랩에 의해 게이트전계가 상쇄되고, 드레인-소스간 전압 Vds와 드레인-소스간 전류 Ids 사이의 특성에 있어서, 임계값 전압 Vth가 증대한다. 도 4a의 예에서는, 기입동작 중에 초기상태의 특성선 SPw로부터 고전압측의 특성선 SPw2로 시프트한다. 이에 따라, 드레인-소스간 전압 Vds를 일정하게 했을 때에, 드레인-소스간 전류 Ids는 감소하고, 발광소자의 휘도가 저하한다. 또한, 도 4a에서 나타낸 예에서는 비결정성 트랜지스터는 게이트절연막 두께가 300nm(3000Å), 채널폭이 500μm, 채널길이가 6.28μm, 임계값 전압이 2.4V로 설계되어 있다.

<74> 트랜지스터의 소자특성이 변동할 경우, 주로 임계값 전압 Vth가 증대한다. 소자특성의 변동 후, 드레인-소스간 전압 Vds와 드레인-소스간 전류 Ids의 관계를 나타내는 특성선 SPw2는 초기상태에 있어서의 특성선 SPw를 거의 평행 이동한 상태가 된다. 그로 인해, 초기의 특성선 SPw의 드레인-소스간 전압 Vds에 초기의 임계값 전압 Vth의 변화량 ΔVth에 대응하는 일정한 전압(이하, 「오프셋전압 Vofst」라 한다)을 가산하는 것으로, 변동 후의 특성선 SPw2에 거의 일치하는 특성이 얻어진다. 즉, 화소구동회로 DC로의 표시데이터의 기입동작 중, 구동트랜지스터 T1의 소스단자(접점 N2)에 특성선 SPw 상의 드레인-소스간 전압 Vds와 오프셋전압 Vofst를 가산한 전압(이하, 「보정계조전압 Vpix」라 한다)을 인가한다.

<75> 이에 따라, 임계값 전압 Vth의 변동에 기인하는 소자특성의 변화를 보상할 수 있다. 즉, 표시데이터에 따른 값을 갖는 발광구동전류 Iem을 유기EL소자 OLED에 공급할 수 있다. 공급된 유기EL소자 OLED는 표시데이터에 따른 휘도계조로 발광한다.

<76> (실시형태 1)

<77> 이하, 상기한 표시화소 PIX에 의해 화상을 표시하는 실시형태 1의 표시장치(1)에 대해 설명한다. 우선, 표시장치(1)의 구성을 설명한다. 도 9에 나타내는 바와 같이, 표시장치(1)는 표시영역(11), 선택드라이버(12), 전원드라이버(13), 데이터드라이버(표시구동장치, 14), 제어부(15), 표시신호생성회로(16), 표시패널 (17)을 구비한다.

<78> 표시영역(11)은 복수의 선택라인 Ls와, 복수의 데이터라인 Ld와, 복수의 표시화소 PIX를 구비한다. 각 선택라인 Ls는 표시영역(11)의 행방향(도 9 중의 좌우방향)에 배치되어 있다. 각 선택라인 Ls는 서로 평행이다. 각 데이터라인 Ld는 표시영역(11)의 열방향(도 9 중의 상하방향)에 배치되어 있다. 각 데이터라인 Ld는 서로 평행이다. 각 표시화소 PIX는 각 선택라인 Ls와 각 데이터라인 Ld의 각 교점 근방에 n행×m열(n, m: 플러스의 상수)로 격자형상으로 배치되어 있다.

<79> 선택드라이버(12)는 각 선택라인 Ls에 소정의 타이밍으로 선택신호 Ssel을 공급한다. 이 선택신호 Ssel은 커패시터 Cs에 표시데이터의 계조값에 따른 전압을 기입해야 할 표시화소 PIX를 지시하는 신호이다. 선택드라이버(12)는 IC (Integrated Circuit)칩, 트랜지스터의 어느 하나로 구성되어도 좋다.

<80> 전원드라이버(13)는 선택라인 Ls에 병행해서 행방향에 배치된 복수의 전원전압라인 Lv에 소정의 타이밍으로 소정의 전압레벨의 전원전압 Vcc를 공급한다.

<81> 데이터드라이버(표시구동장치, 14)는 각 데이터라인 Ld에 소정의 타이밍으로 보정계조전압 Vpix(Vpix(i), Vpix(i+1) 등)를 인가한다.

<82> 제어부(15)는 표시신호생성회로(16)로부터 공급되는 타이밍신호에 의거하여 각부의 동작을 제어하기 위한 신호

를 생성하고, 각부에 공급한다. 예를 들면, 제어부(15)는 선택드라이버(12)의 동작을 제어하기 위한 선택제어 신호, 전원드라이버(13)의 동작을 제어하기 위한 전원제어신호, 데이터드라이버(14)의 동작을 제어하기 위한 데이터제어신호를 공급한다.

- <83> 표시신호생성회로(16)는 표시장치(1)의 외부로부터 입력되는 영상신호에 의거하여 표시데이터(휘도계조데이터)를 생성하고, 데이터드라이버(14)에 공급한다. 또, 표시신호생성회로(16)는 생성한 표시데이터에 의거하여 표시영역(11)에 화상을 표시하기 위한 타이밍신호(예를 들면, 시스템 클록 등)를 추출하고, 제어부(15)에 공급한다. 이 타이밍신호는 표시신호생성회로(16)가 생성하도록 해도 좋다.
- <84> 표시패널(17)은 표시영역(11), 선택드라이버(12), 데이터드라이버(14)가 설치된 기관이다. 이 기관상에 전원드라이버(13)가 설치되어도 좋다. 또, 표시패널(17)에 데이터드라이버(14)의 일부가 설치되고, 나머지 부분이 표시패널(17)의 외부에 설치되어도 좋다. 이때, 표시패널(17) 내의 데이터드라이버(14)의 일부는 IC칩으로 구성되어도, 트랜지스터로 구성되어도 좋다.
- <85> 표시패널(17)의 중앙에는 각 표시화소 PIX가 격자형상으로 배열된 표시영역(11)이 배치되어 있다. 각 표시화소 PIX는 표시영역(11)의 위쪽 영역에 배치된 그룹과, 아래쪽 영역에 배치된 그룹으로 분별되어 있다. 각 그룹에 포함되는 표시화소 PIX는 각각 분기한 전원전압라인 Lv에 접속되어 있다. 또한, 실시형태 1에서는 위쪽 영역의 그룹에 1~(n/2)행째(여기에서는, n은 짝수)의 표시화소 PIX가 포함되는 것으로 한다. 또, 아래쪽 영역의 그룹에 (n/2+1)~n행째의 표시화소 PIX가 포함되는 것으로 한다.
- <86> 위쪽 영역 그룹의 각 전원전압라인 Lv는 제 1 전원전압라인 Lv1에 접속되어 있다. 아래쪽 영역 그룹의 각 전원전압라인 Lv는 제 2 전원전압라인 Lv2에 접속되어 있다. 제 1 전원전압라인 Lv1과 제 2 전원전압라인 Lv2는 전원드라이버(13)에 독립으로 접속되어 있다. 이로 인해, 전원전압 Vcc가 제 1 전원전압라인 Lv1을 통하여 1~(n/2)행째의 표시화소 PIX에 공통으로 인가된다. (n/2+1)~n행째의 표시화소 PIX에는 전원전압 Vcc가 제 2 전원전압라인 Lv2를 통하여 공통으로 인가된다. 전원드라이버(13)가 제 1 전원전압라인 Lv1을 통하여 전원전압 Vcc를 인가하는 타이밍과 제 2 전원전압라인 Lv2를 통하여 전원전압 Vcc를 인가하는 타이밍과는 다르다.
- <87> 도 9에서 나타낸 표시화소 PIX는 도 10에 나타내는 바와 같이, 화소구동회로 DC와 유기EL소자 OLED를 구비한다. 화소구동회로 DC는 트랜지스터 Tr11, 선택트랜지스터 Tr12, 구동트랜지스터 Tr13, 커패시터 Cs를 갖는다. 이 트랜지스터 Tr11은 도 1에서 나타낸 보유티랜지스터 T2에 대응하고, 구동트랜지스터 Tr13은 도 1에서 나타낸 구동트랜지스터 T1에 대응한다. 또한, 각 트랜지스터 Tr11~Tr13은 임의의 종류의 트랜지스터로 좋은데, 이하에서는 모두 n채널형의 전계효과형 트랜지스터를 적용한다.
- <88> 보유티랜지스터 Tr11은 구동트랜지스터 Tr13을 다이오드 접속시키기 위한 트랜지스터이다. 보유티랜지스터 Tr11은 게이트단자가 선택라인 Ls에 접속되고, 드레인단자가 전원전압라인 Lv에 접속되며, 소스단자가 접점 N11에 접속된다. 선택라인 Ls에는 선택신호 Ssel이 인가된다. 이 선택신호 Ssel은 도 2에서 나타낸 보유제어신호 Shld와 동일하다.
- <89> 도 10에 나타내는 선택트랜지스터 Tr12는 게이트단자가 선택라인 Ls에 접속되고, 소스단자가 데이터라인 Ld에 접속되며, 드레인단자가 접점 N12에 접속된다. 이 접점 N12는 도 1에서 나타낸 접점 N2에 대응한다. 또, 구동트랜지스터 Tr13은 게이트단자가 접점 N11에 접속되고, 드레인단자가 전원전압라인 Lv에 접속되며, 소스단자가 접점 N12에 접속된다. 접점 N11은 도 1에서 나타낸 접점 N1에 대응한다.
- <90> 커패시터 Cs는 도 1에서 나타낸 Cs와 동일하다. 도 10에 나타내는 커패시터 Cs는 접점 N11과 접점 N12의 사이(구동트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간)에 접속된다. 유기EL소자 OLED는 애노드단자가 접점 N12에 접속되고, 캐소드단자 Tmc에 일정한 기준전압 Vss가 인가된다.
- <91> 기입동작 중, 표시데이터의 계조값에 대응하는 보정계조전압 Vpix가 화소구동회로 DC 내의 커패시터 Cs에 인가된다. 이때, 보정계조전압 Vpix, 기준전압 Vss, 발광동작용에 전원전압라인 Lv에 인가되는 고전위의 전원전압 Vcc(Vcce)는 상기한 수식 (3)~(10)의 관계를 만족시키고 있다. 그로 인해, 기입 중은, 유기EL소자 OLED는 소등한 상태에 있다. 또한, 화소구동회로 DC는 도 10에서 나타낸 구성에 한하지 않고, 도 1에서 나타낸 각 소자에 대응하는 소자를 가지며, 구동트랜지스터 T1의 전류로 위에 전류구동형의 발광소자 OLED가 직렬로 설치되어 있으면, 임의로 구성되어도 좋다. 발광소자는 유기EL소자 OLED에 한하지 않고, 발광다이오드 등의 다른 전류구동형의 발광소자이어도 좋다.
- <92> 선택드라이버(12)는 예를 들면, 시프트레지스터, 출력회로부(출력버퍼)로 구성된다. 시프트레지스터는 제어부(15)로부터의 선택제어신호에 의거하여 각 행의 선택라인 Ls에 대응하는 시프트신호를 차례차례 출력한다. 출

력회로부는 이 시프트신호의 레벨을 소정의 선택레벨(하이레벨 H 또는 로레벨 L)로 변환한다. 변환 후, 출력회로부는 각 행의 선택라인 Ls에 선택신호 Ssel로서 소정의 타이밍으로 차례차례 출력한다.

<93> 예를 들면, 선택드라이버(12)는 도 13에 나타내는 선택기간 Tsel(프리차지기간 Tpre, 과도응답기간 Ttrs, 기입기간 Twrt를 포함한 기간) 중, 각 행의 표시화소 PIX가 접속된 선택라인 Ls에 하이레벨의 선택신호 Ssel을 공급한다. 선택드라이버(12)는 각 행마다 소정의 타이밍으로 선택신호 Ssel을 공급하고, 각 행의 표시화소 PIX를 차례차례 선택상태로 설정한다. 선택드라이버(12)를 구성하는 트랜지스터는 화소구동회로 DC 내의 각 트랜지스터 Tr11~Tr13에 적용한 트랜지스터와 동일해도 좋다.

<94> 전원드라이버(13)는 제어부(15)로부터의 전원제어신호에 의거하여, 선택기간 Tsel 중, 각 전원전압라인 Lv에 저전위의 전원전압 $V_{cc}(=V_{ccw})$ 를 인가한다. 또, 전원드라이버(13)는 발광기간 중, 각 전원전압라인 Lv에 고전위의 전원전압 $V_{cc}(=V_{cce})$ 를 인가한다. 도 9의 예에서는 전원드라이버(13)는 위쪽 영역의 그룹에 포함되는 표시화소 PIX의 동작 중, 이들의 표시화소 PIX에 제 1 전원전압라인 Lv1을 통하여 전원전압 Vcc를 인가한다. 또, 전원드라이버(13)는 위쪽 영역의 그룹에 속하는 표시화소 PIX의 동작 중, 제 2 전원전압라인 Lv2를 통하여 전원전압 Vcc를 인가한다.

<95> 전원드라이버(13)는 타이밍생성기와 출력회로부를 구비하고 있어도 좋다. 타이밍생성기는 제어부(15)로부터의 전원제어신호에 의거하여, 각 전원전압라인 Lv에 대응하는 타이밍신호를 생성한다. 타이밍생성기는, 예를 들면 시프트신호를 차례차례 출력하는 시프트레지스터 등이다. 또, 출력회로부는 타이밍신호를 소정의 전압레벨(전압값 V_{ccw} 및 V_{cce})로 변환하고, 이 전압레벨에 따른 전원전압 Vcc를 각 전원전압라인 Lv에 인가한다. 전원전압라인 Lv의 수가 적으면, 전원드라이버(13)는 표시패널(17)은 아니고 제어부(15)에 설치되어도 좋다.

<96> 데이터드라이버(표시구동장치, 14)는 표시신호생성회로(16)로부터 공급되는 표시화소 PIX마다의 표시데이터(휘도계조)에 대응하는 신호전압(원계조전압 Vorg)을 생성하고, 보정한다. 데이터드라이버(14)는 원계조전압 Vorg의 보정에 의해 각 표시화소 PIX에 설치된 구동트랜지스터 Tr13의 소자특성(임계값 전압)에 대응하는 보정계조전압 Vpix를 생성한다. 생성 후, 데이터드라이버(14)는 보정계조전압 Vpix를 데이터라인 Ld를 통하여 각 표시화소 PIX에 인가한다.

<97> 도 10에 나타내는 바와 같이, 데이터드라이버(14)는 레지스터부(141), 계조전압생성부(142), 전압변환부(143), 전압연산부(144), 전환스위치 SW1~SW4를 구비한다. 계조전압생성부(142), 전압연산부(144), 전환스위치 SW1~SW4는 각 열의 데이터라인 Ld에 각각 설치되고, 데이터드라이버(14) 전체에서는 m개 설치되어 있다.

<98> 또, 전압판독부(145)는 전압변환부(143), 전환스위치(SW2, SW3)를 구비한다. 전압변환부(143), 전환스위치(SW2, SW3)는 데이터라인 Ld에 접속되어 있다. 또한, 데이터라인 Ld에서 각 전환스위치 SW1~SW4까지의 배선저항 및 용량은 서로 거의 동등하게 되도록 구성되어 있다. 이로 인해, 데이터라인 Ld에 의한 전압강하는 각 전환스위치 SW1~SW4의 어느 것에 대해서도 거의 동등하게 된다.

<99> 레지스터부(141)는 시프트레지스터와 데이터레지스터를 갖는다. 시프트레지스터는 제어부(15)로부터의 데이터제어신호에 의거하여 시프트신호를 차례차례 출력한다. 데이터레지스터는 출력된 시프트신호에 의거하여 휘도계조데이터를 차례차례 획득하고, 각 열에 설치된 계조전압생성부(142)에 병렬적으로 전송한다. 데이터레지스터는 휘도계조데이터의 획득시, 표시영역(11) 상의 1행분의 표시화소 PIX에 대응하는 데이터를 획득한다.

<100> 계조전압생성부(142)는 원계조전압 Vorg를 생성하고, 출력한다. 이 원계조전압 Vorg는 표시화소 PIX마다의 표시데이터(휘도계조)에 따른 값을 가지며, 각 유기EL소자 OLED의 휘도계조를 지시하는 전압이다. 또한, 원계조전압 Vorg는 유기EL소자 OLED의 애노드-캐소드간에 인가되기 때문에, 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 V_{th} 에 의존하지 않는다. 구동트랜지스터 Tr13이 도 4a에서 나타낸 특성선 SPw에 따라서 동작할 경우, 계조전압생성부(142)는 이 원계조전압 Vorg와 임계값 전압 V_{th} 를 가산한 전압의 절대값($|Vorg+V_{th}|$)을 데이터라인 Ld에 출력한다. 이때, 전원전압라인 Lv와 데이터라인 Ld 사이의 전위차에 의해 표시데이터에 따른 휘도계조로 유기EL소자 OLED를 발광시키는 전류가 트랜지스터 Tr13에 흐른다.

<101> 기입동작 중, 계조전압생성부(142)는 전원전압라인 Lv로부터 데이터라인 Ld로 전류가 흐를 경우, 원계조전압 Vorg와 임계값 전압 V_{th} 를 가산한 전압에 -1을 곱하고, 출력한다. 또, 데이터라인 Ld로부터 전원전압라인 Lv로 전류가 흐를 경우, 계조전압생성부(142)는 원계조전압 Vorg와 임계값 전압 V_{th} 를 가산했을 때의 전압에 계수를 곱하는 일 없이 출력한다. 또한, 원계조전압 Vorg는 표시데이터의 휘도계조가 높아질수록 높은 플러스전압이 되도록 설정되어 있다.

<102> 계조전압생성부(142)는, 예를 들면 DAC(Digital to Analogue Converter)와 출력회로를 구비하고 있어도 좋다.

DAC는 도시하지 않는 전력공급부로부터 공급되는 계조기준전압에 의거하여 표시데이터의 디지털신호전압을 아날로그신호전압으로 변환한다. 또한, 이 계조기준전압은 휘도계조값의 수에 따른 기준전압이다. 출력회로는 DAC에서 변환한 아날로그신호전압을 소정의 타이밍으로 원계조전압 Vorg로서 출력한다.

<103> 전압변환부(143)는 데이터라인 Ld에 소정의 프리차지전압을 인가한다. 인가의 종료 후, 과도응답기간(자연완화기간) 중, 각 데이터라인 Ld를 통하여 커패시터 Cs의 전압을 복수의 다른 타이밍으로 판독한다. 도 12의 예에서는 전압변환부(143)는 제 1 판독타이밍 t1에 있어서 제 1 참조전압 Vref(t1)을 판독하고, 제 2 판독타이밍 t2에 있어서 제 2 참조전압 Vref(t2)를 판독한다.

<104> 판독 후, 전압변환부(143)는 트랜지스터 Tr13의 특성변동 후의 임계값 전압을 추정하기 위한 계수 a를 정한다. 또, 전압변환부(143)는 제 1 참조전압 Vref(t1)과 제 2 참조전압 Vref(t2)의 차분 ΔV_{ref} 를 구한다. 계속해서, 전압변환부(143)는 계수 a와 차분 ΔV_{ref} 를 곱함으로써 제 1 보상전압 $a \cdot \Delta V_{ref}$ 를 생성하고, 전압연산부(144)에 출력한다.

<105> 도 10의 예에서는 기입동작 중에 데이터라인 Ld를 흐르는 전류는 데이터라인 Ld로부터 데이터드라이버(14)로 흐르도록 설정된다. 그로 인해, 제 1 보상전압 $a \cdot \Delta V_{ref}$ 는 $a \cdot \Delta V_{ref} < V_{ccw} - V_{th1} - V_{th2}$ 가 되도록 설정된다. Vth1은 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압이며, Vth2는 트랜지스터 Tr12의 임계값 전압이다. 이때, 전원전압라인 Lv로부터 트랜지스터 Tr13의 드레인-소스간, 트랜지스터 Tr12의 드레인-소스간, 데이터라인 Ld를 통하여 전류가 흐른다.

<106> 전압연산부(144)는 계조전압생성부(142)로부터의 원계조전압 Vorg와, 전압변환부(143)로부터의 제 1 보상전압 $a \cdot \Delta V_{ref}$ 와, 미리 설정된 제 2 보상전압 Vofst를 가감산한다. 계조전압생성부(142)가 DAC를 구비하고 있는 경우, 이 가감산은 아날로그신호의 상태에서 처리된다. 또한, 제 2 보상전압 Vofst는 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 Vth의 출력변동특성 등에 의거하여 설정된다. 계속해서, 전압연산부(144)는 가감산에 의해 구한 전압을 보정계조전압 Vpix로서 데이터라인 Ld에 출력한다. 기입동작 중이면, 전압연산부(144)는, 예를 들면 이하의 수식 (11)을 만족시키도록 보정계조전압 Vpix를 설정한다.

<107>
$$V_{pix} = a \cdot \Delta V_{ref} - V_{org} + V_{ofst} \quad (11)$$

<108> 각 전환스위치 SW1~SW4는 제어부(15)로부터의 데이터제어신호에 의거하여 각각 온 또는 오프를 전환한다. 전환스위치 SW1은 전압연산부(144)에 의한 데이터라인 Ld로의 보정계조전압 Vpix의 인가를 온 또는 오프로 한다. 전환스위치 SW2, SW3은 전압변환부(143)가 데이터라인 Ld의 전압을 판독하는 동작을 온 또는 오프로 한다. 전환스위치 SW2와 SW3은 각각 다른 타이밍으로 동작한다. 전환스위치 SW4는 데이터라인 Ld로의 프리차지전압 Vpre의 인가를 온 또는 오프로 한다.

<109> 제어부(15)는 선택드라이버(12), 전원드라이버(13), 데이터드라이버(14)를 제어하고, 각 드라이버를 소정의 타이밍으로 동작시킨다. 선택드라이버(12)는 표시화소 PIX를 차례차례 선택상태로 설정한다. 전원드라이버(13)는 각 전원전압라인 Lv에 전원전압 Vcc를 인가한다. 데이터드라이버(14)는 보정계조전압 Vpix를 각 표시화소 PIX에 공급한다.

<110> 각 표시화소 PIX의 화소구동회로 DC는 제어부(15)의 제어하에서 일련의 구동제어동작을 실행한다. 이 구동제어동작은 보정계조전압설정동작(프리차지동작, 과도응답, 참조전압판독동작)과, 기입동작과, 보유동작과, 발광동작으로 구성된다. 구동제어동작에 의해 화소구동회로 DC는 표시영역(11)에 영상신호에 의거하는 화상정보를 표시시킨다.

<111> 표시신호생성회로(16)는 표시장치(1)의 외부로부터 입력된 영상신호에 포함되는 휘도계조신호를 추출한다. 추출 후, 표시신호생성회로(16)는 그 휘도계조신호를 표시영역(11)의 1행분마다 데이터드라이버(14)에 공급한다. 영상신호가 화상을 표시하는 타이밍을 정의하는 타이밍신호를 포함할 경우, 표시신호생성회로(16)는 타이밍신호를 추출하고, 제어부(15)에 출력해도 좋다. 이때, 제어부(15)는 타이밍신호가 정의하는 타이밍에 의거하여 각 드라이버에 각 제어신호를 출력한다.

<112> **(표시장치의 구동방법)**

<113> 다음으로, 표시장치(1)의 구동방법을 설명한다. 또한, 이하에서는, 표시영역(11, n행×m열)위의 위치(i, j)위에 배치된 각 표시화소 PIX를 표시화소 PIX(i, j)로 나타낸다($1 \leq i \leq n$, $1 \leq j \leq m$).

<114> 도 11에 나타내는 바와 같이, 실시형태 1의 표시장치(1)의 구동방법은 선택과정, 비선택상태전환과정, 비선택상태보유과정, 전원전압전환과정, 발광과정으로 구성된다. 각 과정은 각 표시화소 PIX에 있어서 실행되는 동작이

며, 표시영역 (11) 전체에서는 각 표시화소 PIX가 독립해서 각 과정의 동작을 실행한다. 이 선택과정은 도 13에 나타내는 동작(프리차지동작, 보정계조전압설정동작, 기입동작)을 실행하는 과정이다. 또, 비선택상태보유과정은 도 2에서 나타낸 보유동작을 실행하는 과정이며, 발광과정은 도 2에서 나타낸 발광동작을 실행하는 과정이다.

- <115> 도 12에 나타내는 바와 같이, 표시장치(1)는 소정의 사이클기간 Tcyc마다 일련의 동작을 반복한다. 사이클기간 Tcyc는, 예를 들면 1개의 표시화소 PIX가 1프레임 화상의 1화소분을 표시하는데 요하는 기간으로 설정된다. 실시형태 1에서는 사이클기간 Tcyc는 1행분의 표시화소 PIX가 영상프레임 1행분의 화상을 표시하는데 요하는 기간으로 설정된다.
- <116> 우선, 선택기간 Tsel 내의 보정기간 Tdet에 있어서, 프리차지동작이 실행된다. 프리차지동작에 있어서, 전압변환부(143)는 각 열의 데이터라인 Ld에 소정의 프리차지전압 Vpre를 인가한다. 이에 따라, 각 행에 전원전압라인 Lv로부터 데이터라인 Ld에 프리차지전류 Ipre가 흐른다. 그 후, 도 13에 나타내는 바와 같이, 전환스위치 SW4가 오프로 되고, 전압변환부(143)에 의한 프리차지전압 Vpre의 인가가 정지된다. 이에 따라, 프리차지동작이 종료된다. 또한, 프리차지전압 Vpre의 인가가 정지되는 타이밍은 보정기간 Tdet에 포함된다.
- <117> 또한, 프리차지전압 Vpre의 인가의 정지시부터 도 13에 나타내는 제 1 판독타이밍 t1이 경과되면, 전압변환부(143)는 제 1 참조전압 Vref(t1)을 판독한다. 계속해서, 정지시부터 도 13에 나타내는 제 2 판독타이밍 t2가 경과되면, 전압변환부(143)는 제 2 참조전압 Vref(t2)를 판독한다.
- <118> 또한, 보정계조전압설정동작에서는 계조전압생성부(142)가 표시신호생성회로(16)로부터 공급된 표시데이터에 대응하는 원계조전압 Vorg를 생성한다. 전압연산부(144)는 계조전압생성부(142)가 생성한 원계조전압 Vorg에 보정을 시행하고, 보정계조전압 Vpix를 생성한다. 전압연산부(144)가 보정계조전압 Vpix를 생성하면, 보정계조전압설정동작이 종료된다. 그 후, 기입동작이 실행된다.
- <119> 기입동작에서는 전압연산부(144)가 보정계조전압 Vpix를 각 데이터라인 Ld에 인가한다. 이에 따라, 기입전류(트랜지스터 Tr13의 드레인-소스간 전류 Ids)가 커패시터 Cs에 흐른다.
- <120> 보유동작에서는 기입동작에 의해 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에 기입된 보정계조전압 Vpix에 따른 전압(기입전류가 흐르는 정도의 전하)을 커패시터 Cs에 충전하고, 보유한다. 이하, 보유동작 중의 기간을 「보유기간 Thld」이라 한다.
- <121> 발광동작에서는 도 12에 나타내는 바와 같이, 커패시터 Cs가 보유하는 충전전압에 의거하여, 발광구동전류 Iem(Iem(i), Iem(i+1) 등)이 유기EL소자 OLED에 공급된다. 유기EL소자 OLED는 표시데이터에 따른 휘도계조로 발광한다. 이하, 발광동작 중의 기간을 「발광기간 Tem」이라 한다. 발광기간 Tem 중, 발광구동전류 Iem은 트랜지스터 Tr13의 드레인-소스간 전류 Ids에 일치하고 있는 것이 바람직하다.
- <122> 이하, i행째의 표시화소 PIX를 예를 들어, 상기한 선택동작 중의 각 동작에 대해 상세하게 설명한다. 참조전압 판독동작이나 보정계조전압설정동작은 현재 처리 중의 i행째의 표시화소 PIX와 관련되는 선택기간 Tsel 내에 실행된다.
- <123> 도 13에 나타내는 바와 같이, 보정기간 Tdet에 있어서 프리차지동작이 실행되는 기간을 「프리차지기간 Tpre」라 한다. 이 프리차지기간 Tpre 중, 전원전압라인 Lv에는 전원전압 Vccw가 인가된다. 전압변환부(143)는 각 데이터라인 Ld에 소정의 프리차지전압 Vpre를 인가한다. 이에 따라, 특정의 행(예를 들면, i행째)에 배치된 각 표시화소 PIX의 트랜지스터 Tr13에 프리차지전압 Vpre에 따른 드레인-소스간 전류 Ids가 흐른다. 커패시터 Cs는 프리차지전압 Vpre에 따른 전하를 축적한다.
- <124> 도 13에 나타내는 바와 같이, 프리차지동작이 종료될 때, 표시구동장치 DC는 전환스위치 SW4를 오프로 하고, 프리차지전압 Vpre의 인가를 정지한다. 프리차지동작종료시부터 과도응답이 시작된다. 그로 인해, 프리차지동작이 종료하는 타이밍을 이하에서는 「과도응답개시타이밍 t0」이라 한다. 또, 이하, 과도응답의 개시부터 종료까지의 기간을 「과도응답기간 Ttrs」라 한다.
- <125> 과도응답기간 Ttrs 중, 우선, 데이터드라이버(14)는 참조전압판독동작을 실행한다. 전압변환부(143)는 과도응답개시타이밍 t0으로부터의 시간경과 후, 제 1 판독타이밍 t1에 이르렀을 때에, 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에 보유되어 있는 커패시터 Cs의 충전전압을 데이터라인 Ld를 통하여 판독한다. 판독한 충전전압이 도 13에 나타내는 제 1 참조전압 Vref(t1)이 된다. 또한, 전압변환부(143)는 제 2 판독타이밍 t2에서, 도 13에 나타내는 제 2 참조전압 Vref(t2)를 판독한다. 이상으로, 참조전압판독동작이 종료된다.

- <126> 계속해서, 도 13에 나타내는 보정기간 Tdet 중에, 화소구동회로 DC는 보정계조전압생성동작을 실행한다. 보정계조전압생성동작에 있어서, 전압연산부(144)는 제 1 참조전압 Vref(t1)과 제 2 참조전압 Vref(t2)에 의거하여 보정계조전압 Vpix를 설정한다.
- <127> 도 14에 나타내는 바와 같이, 프리차지기간 Tpre 중, 전원드라이버(13)는 i행째의 표시화소 PIX에 접속된 전원전압라인 Lv에 기입동작레벨의 전원전압 Vcc(=제 1 전원전압 Vccw≤기준전압 Vss)를 인가한다. 또, 선택드라이버(12)는 i행째의 선택라인 Ls에 선택레벨(하이레벨)의 선택신호 Ssel을 인가한다. i행째의 표시화소 PIX는 선택상태로 설정된다.
- <128> 이때, i행째의 각 표시화소 PIX에 있어서, 각 트랜지스터 Tr11이 온이 되고, 각 구동트랜지스터 Tr13은 다이오드 접속상태가 된다. 이에 따라, 전원전압 Vcc(=Vccw)가 구동트랜지스터 Tr13의 드레인단자와 게이트단자(접점 N11; 커패시터 Cs의 일단측)에 인가된다. 또, 트랜지스터 Tr12도 온이 되고, 트랜지스터 Tr13의 소스단자(접점 N12; 커패시터 Cs의 타단측)가 각 열의 데이터라인 Ld에 전기적으로 접속된다.
- <129> 이 타이밍에 동기하여 제어부(15)는 데이터제어신호를 공급한다. 데이터드라이버(14)는 도 13에 나타내는 바와 같이, 전환스위치 SW1을 오프하고, 도 13에 나타내는 바와 같이, 전환스위치 SW2~SW4를 온한다. 이에 따라, 각 데이터라인 Ld를 통하여 각 커패시터 Cs에 소정의 프리차지전압 Vpre가 인가된다.
- <130> 프리차지전압 Vpre의 인가 중, 소자특성변동 후의 구동트랜지스터 Tr13의 임계값 전압의 최대값은 초기시의 임계값 전압 Vth0과 임계값 전압의 변동값 ΔVth의 최대값 ΔVth_max의 합이 된다. 또, 트랜지스터 Tr12의 드레인-소스간 전압의 최대값은 초기시의 드레인-소스간 전압 Vds12와 트랜지스터 Tr12의 저항이 높아진 것에 의한 드레인-소스간 전압 Vds12의 변동값 ΔVds12의 최대값 ΔVds12_max의 합이 된다. 또한, 도 14에 나타내는 선택트랜지스터 Tr12와 선택트랜지스터 Tr12를 제외하는 전원전압라인 Lv에서 데이터라인 Ld까지의 배선저항에 의한 전압강하분을 Vvd로 한다. 이때, 프리차지전압 Vpre는 이하의 수식 (12)을 만족시키도록 설정되어 있다. 또한, 수식 (12)의 좌변에 나타내는 전위차(Vccw-Vpre)는 선택트랜지스터 Tr12와 구동트랜지스터 Tr13에 인가되는 전압이다.
- <131>
$$Vccw-Vpre \geq (Vth0 + \Delta Vth_max) + (Vds12 + \Delta Vds12_max) + Vvd \quad (12)$$
- <132> 선택라인 Ls에 출력되는 선택신호 Ssel이 보정기간 Tdet 중에서는 플러스전압이며, 그 이외의 기간에서는 마이너스전압이라 한다. 이때, 트랜지스터 Tr12의 게이트단자에 인가되는 전압은 현저하게 플러스전압에 치우친 상태는 아니다. 이로 인해, 드레인-소스간 전압의 변동값 ΔVds12의 최대값 ΔVds12_max는 구동트랜지스터 Tr13의 임계값 전압의 변동값 ΔVth의 최대값 ΔVth_max에 비해 무시할 수 있을 정도로 작다. 이로 인해, 수식 (12)를 이하의 수식 (12a)로 나타낼 수 있다.
- <133>
$$Vccw-Vpre \geq (Vth0 + \Delta Vth_max) + Vds12 + Vvd \quad (12a)$$
- <134> 즉, 커패시터 Cs의 양단(트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간)에 프리차지전압 Vpre의 값에 따른 전압이 인가된다. 커패시터 Cs에 인가되는 전압은 구동트랜지스터 Tr13의 소자특성변동 후의 임계값 전압 Vth보다도 크다. 그로 인해, 도 14에 나타내는 바와 같이, 구동트랜지스터 Tr13은 온이 되고, 이 전압에 따른 프리차지전류 Ipre가 트랜지스터 Tr13의 드레인-소스 사이에 흐른다. 따라서, 커패시터 Cs의 양단에는 이 프리차지전류 Ipre에 의거하는 전하(프리차지전압 Vpre에 따른 전압)가 신속하게 축적된다.
- <135> 표시화소 PIX가 구비하는 화소구동장치 DC는 도 10에서 나타난 구성을 갖고 있다. 그로 인해, 데이터라인 Ld로부터 데이터드라이버 방향으로 프리차지전류 Ipre가 흐르도록 프리차지전압 Vpre는 기입동작레벨(로레벨)의 전원전압 Vccw에 대해서 마이너스전위가 되도록 설정되어 있다(Vpre < Vccw ≤ 0).
- <136> 프리차지동작에 있어서, 트랜지스터 Tr13의 소스단자에 인가되는 신호가 전류신호인 것으로 한다. 이 경우, 데이터라인 Ld가 갖는 배선용량이나 배선저항, 화소구동장치 DC에 포함되는 용량성분에 의해서 커패시터 Cs에 있어서의 전위(충전전압)의 변화가 늦어질 우려가 있다. 그러나 실시형태 1에서 인가하는 프리차지전압 Vpre는 전압신호이기 때문에, 프리차지기간 Tpre의 초기에 있어서 신속하게 커패시터 Cs를 충전할 수 있다. 이때, 도 13에 나타내는 바와 같이, 커패시터 Cs의 충전전압은 급속히 프리차지전압 Vpre에 가까워진 후, 프리차지기간 Tpre의 나머지 기간 내에 서서히 프리차지전압 Vpre에 수렴하도록 변화한다.
- <137> 또한, 프리차지기간 Tpre 중, 유기EL소자 OLED의 애노드단자(접점 N12)에 인가되는 프리차지전압 Vpre의 전압은 캐소드단자 Tmc에 인가되는 기준전압 Vss보다도 낮게 설정되어 있다. 또, 전원전압 Vccw는 기준전압 Vss 이하로 설정되어 있다. 이로 인해, 유기EL소자 OLED는 순바이어스상태가 아니기 때문에, 전류가 흐르지 않는다.

따라서, 프리차지시간 T_{pre} 중, 유기EL소자 OLED는 발광하지 않는다.

- <138> 프리차지시간 T_{pre} 종료 후의 과도응답기간 T_{trs} (자연완화기간) 중, 데이터드라이버(14)는 도 13에 나타내는 바와 같이, 전환스위치 SW1을 오프상태 그대로 유지하고, 전환스위치 SW2~SW3을 온상태 그대로 유지한다. 또, 데이터드라이버(14)는 도 13에 나타내는 바와 같이, 전환스위치 SW4를 온으로부터 오프로 전환한다. 이에 따라, 데이터라인 Ld나 선택상태에 있는 i행째의 표시화소 PIX(화소구동회로 DC)로의 프리차지전압 V_{pre} 의 인가를 차단한다.
- <139> 이때, 도 15에 나타내는 바와 같이, 트랜지스터 Tr11 및 Tr12는 온 상태를 유지한다. 그로 인해, 화소구동회로 DC는 데이터라인 Ld와의 전기적인 접속상태는 유지되는데, 데이터라인 Ld로의 전압의 인가는 차단된다. 이에 따라, 커패시터 Cs의 타단자측(접점 N12)은 임피던스가 높은 상태로 설정된다.
- <140> 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간(커패시터 Cs의 양단)에는 상기한 프리차지동작에 의해, 트랜지스터 Tr13의 변동 후의 임계값 전압 $V_{th0} + \Delta V_{th_max}$ 이상의 전위차가 유지된다. 그로 인해, 도 15에 나타내는 바와 같이, 트랜지스터 Tr13은 온 상태를 유지하고, 전원전압라인 Lv로부터 트랜지스터 Tr13을 통하여 과도전류 I_{ref} 가 흐른다. 또, 과도응답기간 T_{trs} (자연완화기간) 중, 도 13에 나타내는 바와 같이, 트랜지스터 Tr13의 소스단자측(접점 N12; 커패시터 Cs의 타단측)의 전위가 드레인단자측(전원전압라인 Lv측)의 전위에 가까워지도록 서서히 상승하여 간다. 이에 동반해서 트랜지스터 Tr12를 통하여 전기적으로 접속되어 있는 데이터라인 Ld의 전위도 서서히 상승한다.
- <141> 과도응답기간 T_{trs} 중, 커패시터 Cs에 축적된 전하의 일부가 방전하기 때문에 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 는 저하한다. 이로 인해, 데이터라인 Ld의 전위는 프리차지전압 V_{pre} 로부터 트랜지스터 Tr13의 변동 후의 임계값 전압 $V_{th0} + \Delta V_{th}$ 에 수렴하도록 변화한다. 과도응답기간 T_{trs} 가 길면, 전위차($V_{ccw} - V(t)$)가 ($V_{th0} + \Delta V_{th}$)에 수렴하도록 변화한다. 여기에, $V(t)$ 는 시간 t에 동반해서 변화하는 데이터라인 Ld에 있어서의 전위이며, 도 13에 나타내는 바와 같이, 프리차지시간 T_{pre} 의 종료시점에서는 프리차지전압 V_{pre} 에 동등하다. 단, 과도응답기간 T_{trs} 가 너무 긴 경우, 선택기간 T_{sel} 이 길어지기 때문에 표시특성, 특히 동화상표시특성이 현저하게 저하한다.
- <142> 이로 인해, 실시형태 1에서는 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 가 변동 후의 임계값 전압 ($V_{th} + \Delta V_{th}$)에 수렴하는 기간보다도 짧아지도록 과도응답기간 T_{trs} 를 설정한다. 또, 과도응답기간 T_{trs} 는 선택기간 T_{sel} 중에 화소구동회로 DC가 프리차지동작이나 기입동작을 실행할 수 있도록 매우 적합하게 설정한다. 즉, 과도응답기간 T_{trs} 의 종료 타이밍(제 2 판독타이밍)은 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 가 변화하고 있는 상태에 있어서의 특정의 타이밍으로 설정된다. 또한, 과도응답기간 T_{trs} 중에도 유기EL소자 OLED는 발광하지 않는다. 유기EL소자 OLED의 애노드단자측의 접점 N12에 인가되는 전압값이 캐소드단자 Tmc에 인가되는 기준전압 V_{ss} 보다도 낮기 때문에, 순바이어스 상태가 아니기 때문이다.
- <143> 다음으로, 참조전압판독동작에 대해 설명한다. 표시장치(1)는 이 동작을 과도응답기간 T_{trs} 중에 복수회 실행한다. 이 참조전압판독동작은 도 13에서 나타난 동작과 동일하다. 즉, 전압변환부(143)는 제 1 판독타이밍 t1에 있어서, 도 15에 나타내는 전환스위치 SW2를 통하여 접속된 데이터라인 Ld의 전위(제 1 참조전압 $V_{ref}(t1)$)를 판독한다. 제 1 판독타이밍 t1은 과도응답기간 T_{trs} 의 종료시점 이외이면, 과도응답기간 T_{trs} 의 임의의 타이밍으로 좋다.
- <144> 제 1 참조전압 $V_{ref}(t1)$ 의 판독 후, 도 16에 나타내는 바와 같이, 전압판독부(145)는 전환스위치 SW2를 오프로 한다. 계속해서, 전압변환부(143)는 제 2 판독타이밍 t2에 있어서, 전환스위치 SW3을 온으로 하고, 데이터라인 Ld를 통하여 커패시터의 충전전압(제 2 참조전압 $V_{ref}(t2)$)을 판독한다. 실시형태 1에서는 이 제 2 판독타이밍 t2는 과도응답기간 T_{trs} 의 종료시점이다. 즉, 도 13에 나타내는 과도응답기간 T_{trs} 는 (제 2 판독타이밍 t2)-(과도응답개시타이밍 t0)과 동등하다. 또한, 제 2 판독타이밍 t2는 과도응답기간 T_{trs} 의 종료시에 한하지 않고, 제 1 판독타이밍 t1과 다른 과도응답기간 T_{trs} 내의 임의의 타이밍이어도 좋다.
- <145> 도 15 및 16에 나타내는 바와 같이, 데이터라인 Ld는 온 상태로 설정된 선택트랜지스터 Tr12를 통하여 구동트랜지스터 Tr13의 소스단자(접점 N12)에 접속되어 있다. 전압변환부(143)가 판독한 제 1 참조전압 $V_{ref}(t1)$ 및 제 2 참조전압 $V_{ref}(t2)$ 은 시간 t의 함수인 동시에, 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 에 대응하는 전압에 의해 정해진다.
- <146> 과도응답기간 T_{trs} 중, 이 전압 V_{gs} 는 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 V_{th} 또는 변동 후의 임계값 전압 ($V_{th0} + \Delta V_{th}$)에 따라 다르다. 그로 인해, 임계값 전압 V_{th} 또는 변동 후의 임계값 전압 ($V_{th0} + \Delta V_{th}$)는 게이트-소스

간 전압 V_{gs} 의 변화에 의거하여 거의 특정할 수 있다. 이때, 임계값 전압의 변동량 ΔV_{th} 가 증대하는 것에 동반하여 게이트-소스간 전압 V_{gs} 의 변화의 비율이 작아진다.

<147> 트랜지스터 Tr13에서는 임계값 전압 V_{th} 의 변동이 진행되는 것에 따라서, 변동량 ΔV_{th} 가 증대한다. 그로 인해, 제 2 참조전압 $V_{ref}(t_2)$ 로부터 제 1 참조전압 $V_{ref}(t_1)$ 을 감한 차분의 전압값 $\Delta V_{ref}(=V_{ref}(t_2)-V_{ref}(t_1))$; 이하, 「차분전압」이라 한다)는 작아진다. 그로 인해, 제 1 참조전압 $V_{ref}(t_1)$ 과 제 2 참조전압 $V_{ref}(t_2)$ 에 의거하여 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 V_{th} 또는 변동 후의 임계값 전압 ($V_{th0}+\Delta V_{th}$)를 특정할 수 있다.

<148> 또, 제 1 참조전압 $V_{ref}(t_1)$ 은 이하의 수식 (13a)로 나타낼 수 있고, 제 2 참조전압 $V_{ref}(t_2)$ 는 이하의 수식 (13b)로 나타낼 수 있다. 또한, 수식 (13a)에 나타내는 $V_{gs}(t_1)$ 은 제 1 판독타이밍 t_1 에 있어서의 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압이며, 수식 (13b)에 나타내는 $V_{gs}(t_2)$ 는 제 2 판독타이밍 t_2 에 있어서의 게이트-소스간 전압이다. VR은 트랜지스터 Tr12의 소스-드레인 저항에 의한 전압강하 V_{ds12} 와 배선저항 V_{vd} 에 의한 전압강하의 합이다.

<149>
$$V_{ccw}-V_{ref}(t_1)=V_{gs}(t_1)+VR \quad (13a)$$

<150>
$$V_{ccw}-V_{ref}(t_2)=V_{gs}(t_2)+VR \quad (13b)$$

<151> 즉, 과도응답기간 T_{trs} 내의 임의의 타이밍 (t_1)에서 종료 타이밍 (t_2)까지의 사이, 데이터라인 Ld에 있어서의 전위의 변화 ($V_{ref}(t_2)-V_{ref}(t_1)$)는 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압의 변화 ($V_{gs}(t_2)-V_{gs}(t_1)$)에 의존한다. 또, 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 V_{th} 는 이 변화량에 의해 특정된다.

<152> 전압변환부(143)는 판독한 제 1 참조전압 $V_{ref}(t_1)$ 및 제 2 참조전압 $V_{ref}(t_2)$ 를 버퍼를 통하여 각 전압을 보유한 후, 상기한 차분전압 ΔV_{ref} 를 구한다. 또한, 전압변환부(143)는 차분전압 ΔV_{ref} 를 반전 증폭해서 전압레벨을 변환하고, 「제 1 보상전압 $a \cdot \Delta V_{ref}$ 」로서 전압연산부(144)에 출력한다. 이상으로, 참조전압판독동작이 종료되고, 화소구동회로 DC는 표시데이터의 기입동작을 실행한다.

<153> 다음으로, 이 기입동작에 대해 설명한다. 기입동작 중, 제어부(15)는 도 10에 나타내는 전압판독부(145)가 구비하는 전환스위치 SW1~SW4에 데이터제어신호를 공급한다. 이에 따라, 도 17에 나타내는 바와 같이, 전환스위치 SW1은 온이 되고, 전환스위치 SW2~SW4는 오프가 된다. 이에 따라, 데이터라인 Ld와 전압연산부(144)가 전기적으로 접속된다. 또, 전원드라이버(13)는 기입용의 제 1 전원전압 V_{ccw} 를 출력한다.

<154> 계속해서, 도 9에 나타내는 표시신호생성회로(16)로부터의 표시데이터가 레지스터부(141)를 통하여 각 열(각 데이터라인 Ld)에 설치된 계조전압생성부(142)에 전송된다. 계조전압생성부(142)는 전송된 표시데이터로부터 기입의 대상인 표시화소 PIX(선택상태로 설정되어 있는 표시화소 PIX)의 휘도계조값을 취득한다. 또한, 계조전압생성부(142)는 휘도계조값이 제 0계조인지 아닌지를 판별한다.

<155> 휘도계조값이 제 0계조이면, 계조전압생성부(142)는 유기EL소자 OLED에 무발광동작(또는 흑표시동작)을 시키기 위한 소정의 계조전압(흑계조전압, V_{zero})을 전압연산부(144)에 출력한다. 이 흑계조전압 V_{zero} 는 도 17에 나타내는 전환스위치 SW1을 통하여 데이터라인 Ld에 인가된다. 이때, 전압연산부(144)는 차분전압 ΔV_{ref} 에 의거하는 보정처리(트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 V_{th} 의 변동에 대한 보정처리)를 실행하지 않는다. 흑계조전압 V_{zero} 는 ($-V_{zero}<V_{th}-V_{ccw}$)로 설정되어 있다. 이때, 다이오드 접속된 트랜지스터 Tr13에서는 게이트-소스간 전압 $V_{gs}(=V_{ccw}-V_{zero})$ 가 임계값 전압 V_{th} 또는 변동 후의 임계값 전압 ($V_{th0}+\Delta V_{th}$)보다도 낮아지고, $V_{gs}<V_{th}$ 가 된다. 또한, 흑계조전압 V_{zero} 는 트랜지스터 Tr12 및 Tr13의 각 임계값 전압의 변동을 억제하기 때문에 $V_{zero}=V_{ccw}$ 인 것이 바람직하다.

<156> 한편, 휘도계조값이 제 0계조가 아니면, 계조전압생성부(142)는 그 휘도계조값에 따른 전압값을 갖는 원계조전압 V_{org} 를 생성하고, 전압연산부(144)에 출력한다. 전압연산부(144)는 전압변환부(143)가 출력한 도 17에 나타내는 제 1 보상전압 $a \cdot \Delta V_{ref}$ 을 사용하고, 이 원계조전압 V_{org} 가 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 V_{th} 의 변동에 따른 전압값을 갖도록 보정한다.

<157> 전압연산부(144)는 원계조전압 V_{org} 와, 제 1 보상전압 $a \cdot \Delta V_{ref}$ 와, 제 2 보상전압 V_{ofst} 이 상기한 수식 (11)을 만족시키도록 연산한다. 이 연산은 보정계조전압 V_{pix} 를 생성하기 위해 실행된다. 또한, 제 2 보상전압 V_{ofst} 는 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 V_{th} 의 변동특성(임계값 전압 V_{th} 와 참조전압의 차분전압 ΔV_{ref} 의 관계) 등에 의거하여서 구해진다. 또, 원계조전압 V_{org} 는 표시데이터의 계조가 높아지는 것에 동반하여 전위가 높아지는 플러스전압이다.

- <158> 전압연산부(144)는 보정계조전압 V_{pix} 를 생성하면, 전환스위치 SW1을 통하여 데이터라인 Ld에 인가한다. 제 1 보상전압 $a \cdot \Delta V_{ref}$ 의 계수 a 는 플러스의 값이며, 제 2 보상전압 V_{ofst} 는 트랜지스터 Tr13의 설계에 의존한 플러스의 값이 된다($-V_{ofst} < 0$). 보정계조전압 V_{pix} 는 기입동작레벨의 전원전압 $V_{cc}(=V_{ccw} \leq \text{기준전압 } V_{ss})$ 를 기준으로 하여 상대적으로 마이너스전위가 되도록 설정되어 있다. 이로 인해, 보정계조전압 V_{pix} 는 계조가 높아지는 것에 따라서 마이너스전위측부터 낮아진다(전압신호의 진폭은 커진다).
- <159> 선택상태로 설정된 표시화소 PIX에 포함되는 트랜지스터 Tr13의 소스단자(접점 N12)에 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 V_{th} 또는 변동 후의 임계값 전압 ($V_{th0} + \Delta V_{th}$)에 따른 보상전압 ($a \cdot \Delta V_{ref} + V_{ofst}$)에 의거하여 원계조 전압 V_{org} 를 보정한 보정계조전압 V_{pix} 가 인가된다. 이로 인해, 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간(커패시터 Cs의 양단)에 보정계조전압 V_{pix} 에 따른 전압 V_{gs} 가 기입된다. 이와 같은 기입동작에서는 트랜지스터 Tr13의 게이트단자 및 소스단자에 표시데이터에 따른 전류를 흘려서 전압을 설정하는 것은 아니고, 직접 소망의 전압을 인가한다. 그로 인해, 각 단자나 접점의 전위를 신속하게 소망의 상태로 설정할 수 있다.
- <160> 또한, 기입기간 T_{wrt} 중, 유기EL소자 OLED의 애노드단자에 인가되는 보정계조전압 V_{pix} 는 캐소드단자 TMc에 인가되는 기준전압 V_{ss} 보다 낮게 설정되어 있다. 이로 인해, 유기EL소자 OLED는 역바이어스 상태에 있으며, 발광하지 않는다. 이상으로, 기입동작이 종료되고, 표시장치(1)는 보유동작을 실행한다.
- <161> 다음으로, 이 보유동작에 대해 설명한다. 도 12에 나타내는 바와 같이, 보유기간 T_{hd} 중, 선택드라이버(12)는 i 행째의 선택라인 Ls에 비선택레벨(로레벨)의 선택신호 Ssel을 인가한다. 이에 따라, 도 18에 나타내는 바와 같이, 보유트랜지스터 Tr11은 오프가 되고, 구동트랜지스터 Tr13의 다이오드 접속상태는 해제된다. 또, 비선택레벨의 선택신호 Ssel에 의해, 도 18에 나타내는 선택트랜지스터 Tr12도 오프가 되고, 트랜지스터 Tr13의 소스단자(접점 N12)와 데이터라인 Ld의 전기적인 접속이 차단된다. 이때, i 행째의 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간(커패시터 Cs의 양단)에는 임계값 전압 V_{th} 또는 변동 후의 임계값 전압 ($V_{th0} + \Delta V_{th}$)가 보상된 전압이 보유된다.
- <162> 또, 도 12에 나타내는 바와 같이, 보유기간 T_{hd} 중, 선택드라이버(12)는 $(i+1)$ 행째의 선택라인 Ls에 선택레벨(하이레벨)의 선택신호 Ssel을 인가한다. 이에 따라, $(i+1)$ 행째의 표시화소 PIX는 선택상태로 설정된다. 이후, 동일한 그룹의 최종 행의 선택기간 Tsel이 종료되기까지 각 행에 있어서, 상기한 보정계조전압설정동작과 기입동작이 실행된다. 이때, 선택드라이버(12)는 각 행의 선택라인 Ls에 선택레벨의 선택신호 Ssel을 다른 타이밍으로 차례차례 인가한다. 또한, 도 25에 나타내는 바와 같이, 이미 보정계조전압설정동작과 기입동작을 종료한 각 행의 표시화소 PIX는 전체 행의 표시화소 PIX에 보정계조전압 V_{pix} (표시데이터에 따른 전압)이 기입되기까지 보유동작을 계속한다.
- <163> 이 보유동작은, 예를 들면 각 그룹 내의 전체 표시화소 PIX를 일제히 발광시키도록 구동제어할 때에 기입동작과 발광동작의 사이에 실행된다. 이때, 도 25에 나타내는 바와 같이, 보유기간 T_{hd} 는 행마다 다르다. 도 18의 예에서는 전환스위치 SW1~SW4가 모두 오프이다. 그러나 도 12에 나타내는 바와 같이, i 행째의 표시화소 PIX가 보유동작을 실행하고 있을 때(i 행째의 보유기간 T_{hd}) $(i+1)$ 행째 이후의 표시화소 PIX는 보정계조전압설정동작과 기입동작을 병행해서 실행한다. 이로 인해, 각 행의 표시화소 PIX의 선택기간 Tsel마다 소정의 타이밍으로 각 전환스위치 SW1~SW4가 개별적으로 전환 제어된다. 이상으로, 보유동작이 종료되고, 표시화소 PIX는 발광동작을 실행한다.
- <164> 다음으로, 이 발광동작에 대해 설명한다. 도 12에 나타내는 바와 같이, 발광동작 중(발광기간 T_{em}), 선택드라이버(12)는 각 행(예를 들면, i 행째와 $(i+1)$ 행째)의 선택라인 Ls에 비선택레벨(로레벨)의 선택신호 Ssel을 인가한다. 또, 도 19에 나타내는 바와 같이, 전원드라이버(13)는 전원전압라인 Lv에 발광동작레벨의 전원전압 V_{cc} (제 2 전원전압 V_{cce})를 인가한다. 이 제 2 전원전압 V_{cce} 는 기준전압 V_{ss} 보다도 고전위의 플러스전압이다($V_{cce} > V_{ss}$).
- <165> 제 2 전원전압 V_{cce} 는 전위차 ($V_{cce} - V_{ss}$)가 트랜지스터 Tr13의 포화전압(핀치오프전압 V_{po})과 유기EL소자 OLED의 구동전압 V_{oled} 의 합보다도 커지도록 설정되어 있다. 그로 인해, 도 7 및 도 8에서 나타낸 예와 똑같이 트랜지스터 Tr13은 포화영역에서 동작한다. 또, 유기EL소자 OLED의 애노드측(접점 N12)에는 기입동작에 의해 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에 기입된 전압 ($V_{ccw} - V_{pix}$)에 따른 플러스의 전압이 인가된다. 한편, 캐소드단자 TMc에는 기준전압 V_{ss} (예를 들면, 접지전위)이 인가되기 때문에 유기EL소자 OLED는 역바이어스 상태가 된다.
- <166> 도 19에 나타내는 바와 같이, 전원전압라인 Lv로부터 트랜지스터 Tr13을 통하여 유기EL소자 OLED에 발광구동전류 I_{em} 이 흐른다. 이 발광구동전류 I_{em} 은 보정계조전압 V_{pix} 에 따른 전류값을 갖고 있기 때문에 유기EL소자는

소망의 휘도계조로 발광한다. 또한, 유기EL소자 OLED는 다음의 사이클기간 Tcyc에 있어서, 전원드라이버(13)가 기입동작레벨의 전원전압 Vcc(=Vccw)의 인가를 개시하기까지 발광동작을 계속한다.

<167> (표시장치의 구동방법)

<168> 다음으로, 상기한 표시장치(1)의 구동방법에 대해 설명한다. 도 20의 예는 데이터라인 Ld에 있어서의 전압변화이다. 이때, 화소구동회로 DC의 각 트랜지스터로서 비결정성 실리콘 트랜지스터를 적용한다. 화소구동회로 DC에 흐르는 전류를 데이터드라이버(14)측으로 끌어들이도록 데이터라인 Ld의 전압 및 전원전압 Vcc를 설정한다. 또, 프리차지전압 Vpre를 -10V로 설정한다. 또한, 선택기간 Ttrs를 35 μ sec, 프리차지기간 Tpre를 10 μ sec, 과도응답기간 Ttrs를 15 μ sec, 기입기간 Twrt를 10 μ sec로 각각 설정한다. 이 선택기간 Ttrs=35 μ sec는 표시영역(11)의 주사라인(선택라인)의 수를 480개, 프레임속도를 60fps로 했을 때에 각 주사라인에 할당되는 선택기간에 상당한다.

<169> 표시장치(1)의 구동제어동작에서는 선택기간 Tsel 중에 프리차지동작과, 참조전압판독동작과, 기입동작이 차례 차례 실행된다.

<170> 프리차지동작에서는, 데이터드라이버(14)는 전환스위치 SW4를 온으로 한다. 이에 따라, 데이터라인 Ld에 마이너스전압의 프리차지전압 Vpre(-10V)가 인가된다. 이때, 도 20에 나타내는 바와 같이, 데이터라인전압은 급격하게 저하한다. 그 후, 데이터라인전압은 데이터라인 Ld의 배선용량이나 배선저항에 기인하는 시상수에 따라 서서히 프리차지전압 Vpre에 수렴하여 간다. 이 데이터라인전압의 변화에 의해 선택상태로 설정되어 있는 행에서는 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에 프리차지전압 Vpre에 따른 게이트-소스간 전압 Vgs가 보유된다.

<171> 그 후, 과도응답개시타이밍 t0에 있어서, 데이터드라이버(14)는 전환스위치 SW4를 오프로 한다. 이때, 데이터라인 Ld로의 프리차지전압 Vpre의 인가가 차단되고, 임피던스가 높아진다. 그러나 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에는 커패시터 Cs의 충전전압에 의해 게이트-소스간 전압 Vgs가 보유되기 때문에, 트랜지스터 Tr13은 온 상태를 유지한다. 그로 인해, 트랜지스터 Tr13의 드레인-소스간에는 과도전류 Ids가 흐른다.

<172> 과도전류 Ids가 흐르고 있는 동안, 드레인-소스간 전압 Vds의 전위는 저하하고, 이 전압 Vds와 동전위의 게이트-소스간 전압 Vgs의 전위도 저하한다. 이때, 전압 Vgs는 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 Vth 또는 변동 후의 임계값 전압 (Vth0+ Δ Vth)에 가까워지도록 변화한다. 이로 인해, 트랜지스터 Tr13의 소스단자(접점 N12)의 전위가 시간의 경과에 동반하여 서서히 상승한다.

<173> 실시형태 1의 구동제어동작에서는 표시화소(화소구동회로)에 흐르는 전류를 데이터라인 Ld로부터 데이터드라이버(14)로 끌어들이는다. 이로 인해, 데이터라인 Ld의 전압은 전원전압 Vcc보다도 저전위가 되도록 마이너스전압으로 설정된다. 이때, 도 20에 나타내는 바와 같이, 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 Vgs가 낮을수록 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 Vth 또는 변동 후의 임계값 전압 (Vth0+ Δ Vth)가 높아진다.

<174> 과도응답상태에 있어서는 시간의 경과에 동반하여 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 Vgs가 임계값 전압 Vth 또는 변동 후의 임계값 전압 (Vth0+ Δ Vth)를 향해 상승한다. 그 후, 이 전압 Vgs는 도 21에 나타내는 특성선 ST1 및 ST2와 같이, 임계값 전압 Vth에 수렴하도록 변화한다. 과도응답기간 Ttrs는 전압 Vgs가 임계값 전압 Vth에 수렴하는 기간보다도 짧게 설정한다.

<175> 이때, 데이터라인전압의 시간마다의 변화는 임계값 전압 Vth의 절대값이 작을수록 게이트-소스간 전압 Vgs의 상승이 커진다. 또, 임계값 전압 Vth의 절대값이 클수록 게이트-소스간 전압 Vgs의 상승이 작아진다. 초기상태에 가까운 임계값 전압 Vth(L)의 경우, 변동 Δ Vth가 작기 때문에 전압 Vgs의 상승이 크게 변화한다. 또, 변동 Δ Vth가 큰 경우, 전압 Vgs의 상승은 작게 변화한다. 도 21의 예에서는 특성선 ST1, ST2에서 제 1 참조전압 Vref(t1) 및 제 2 참조전압 Vref(t2)를 검출한다. 검출 후, 각 특성선 ST1, ST2의 변화를 특정하고, 그 변화로부터 수렴전압인 임계값 전압 Vth(L), Vth(H)를 추정할 수 있다. 이와 같이, 제 1 참조전압 Vref(t1) 및 제 2 참조전압 Vref(t2)는 과도응답기간 Ttrs, 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 Vth의 함수가 된다.

<176> 다음으로, 구동트랜지스터 Tr13의 임계값 전압과, 제 1 참조전압과 제 2 참조전압의 차분전압 Δ Vref의 관계에 대해 설명한다. 이하의 예에서는 도 20에서 나타낸 예와 똑같이 프리차지전압 Vpre를 -10V로 설정한다. 또한, 과도응답기간 Ttrs를 15 μ sec, 과도응답개시타이밍 t0(과도응답기간 Ttrs의 개시시점)에서 제 1 판독타이밍 t1까지의 시간을 10 μ sec, 과도응답개시타이밍 t0에서 제 2 판독타이밍 t2까지의 시간을 15 μ sec로 설정한다.

<177> 또, 트랜지스터 Tr13의 구동능력으로서 드레인-소스간의 포화전류 Ids ($=K(W/L) \times (Vgs-Vth)^2$)를 산출하기 위한

상수 K 를 7.5×10^{-9} , 채널폭 W 와 길이 L 의 비를 80/6.5로 설정한다. 또한, 선택트랜지스터 Tr_{12} 의 소스-드레인 간 저항을 $13M\Omega$, 커패시터 C_s 와 화소기생용량 C_{pix} 의 합인 화소 내 용량 $C_s + C_{pix}$ 를 $1pF$ 로 한다. 데이터라인 L_d 의 기생용량 C_{para} 를 $10pF$, 데이터라인 L_d 의 배선저항 R_{data} 를 $10k\Omega$ 로 설정한다.

<178> 이때, 트랜지스터 Tr_{13} 에 있어서, 임계값 전압 V_{th} (초기의 임계값 전압 V_{th0} +임계값 전압의 변화량 ΔV_{th})와 참조전압의 차분전압 ΔV_{ref} 사이의 관계는 도 22의 특성을 나타낸다. 즉, 임계값 전압 V_{th} 가 낮을수록 차분전압 ΔV_{ref} 는 높아진다. 또, 임계값 전압 V_{th} 가 높을수록 차분전압 ΔV_{ref} 는 낮아진다. 이 특성은 거의 선형이기 때문에 차분전압 ΔV_{ref} 와 임계값 전압 V_{th} 의 관계는 이하의 수식 (14)에 나타내는 바와 같이 일차함수 $y=a \cdot x+b$ 의 형태로 나타낼 수 있다. 이 기울기 a 는 상기한 수식 (11)에서 나타낸 a 와 실질적으로 동일하다. 도 22의 예에서는 a 의 값은 대략 2이다. V_{ofst} 는 차분전압 ΔV_{ref} 를 0으로 했을 때의 임계값 전압 V_{th} (이론값)이며, 검증조건에 의해서 설정되는 고유의 전압값이다.

<179>
$$V_{th} = -a \cdot \Delta V_{ref} - V_{ofst} \quad (14)$$

<180> 기입동작에서는 데이터라인 L_d 에 보정계조전압 V_{pix} 가 인가된다. 데이터라인전압은 도 20에서 나타낸 바와 같이, 급격한 상승 후, 보정계조전압 V_{pix} 를 향해 수렴한다. 이로 인해, 선택상태로 설정되어 있는 행에 있어서, 트랜지스터 Tr_{13} 의 게이트-소스간(커패시터 C_s 의 양단)에 보정계조전압 V_{pix} 에 따른 게이트-소스간 전압 V_{gs} 가 보유된다. 전압연산부(144)는 원계조전압 V_{org} 와 제 1 보상전압 $a \cdot \Delta V_{ref}$ 와, 제 2 보상전압 V_{ofst} 를 가감산함으로써 이 보정계조전압 V_{pix} 를 생성한다. 여기에서, 원계조전압 V_{org} 는 초기상태에 있어서의 표시데이터(휘도 계조데이터)에 따른 전압값으로 설정되어 있다. 초기상태에서는 임계값 전압 V_{th} 는 변동하고 있지 않다. 그로 인해, 보정계조전압 V_{pix} 는 이하의 수식 (15)로 나타낼 수 있다.

<181>
$$V_{pix} = -|V_{org} + V_{th}| \quad (15)$$

<182> 수식 (15)를 수식 (14)에 대입하면, 상기한 수식 (11)이 얻어진다. 전압연산부(144)는 수식 (11)에 따라서 각 전압을 가감산함으로써, 임계값 전압의 변동 ΔV_{th} 에 대응해서 보상처리가 시행된 값을 갖는 보정계조전압 V_{pix} 를 생성할 수 있다. 유기EL소자 OLED가 발광하지 않는 경우, 수식 (15)에 의존하지 않고, 보정계조전압 V_{pix} 를 전원전압 V_{cc} (=발광동작레벨의 제 2 전원전압 V_{c2})로 설정하는 것이 바람직하다.

<183> 다음으로, 상기한 표시장치의 구동방법을 실현할 때의 데이터드라이버(14)의 구체적인 구성에 대해 설명한다. 도 23에 나타내는 바와 같이, 데이터드라이버(14)의 주요 부분은, 계조전압생성부(142), 전압변환부(143), 전압연산부(144), 전환스위치 $SW_1 \sim SW_4$ 를 구비한다. 또, 데이터라인 L_d 는 기생용량 C_{para} , 배선저항 R_{data} 를 갖는다.

<184> 계조전압생성부(142)는 디지털-아날로그전압변환기(이하, 「DA변환기」라 한다) V-DAC를 구비한다. 본 실시형태에서는, 이 DA변환기 V-DAC는 도 24에 나타내는 전압변환특성을 갖는다. DA변환기 V-DAC는 표시신호생성회로(16)로부터 공급된 휘도계조데이터(디지털신호)를 아날로그신호전압으로 변환한다. 변환 후의 아날로그신호전압은 원계조전압 V_{org} 이다. DA변환기 V-DAC는 이 원계조전압 V_{org} 를 전압변환부(143)에 출력한다.

<185> 또한, 도 24의 예에서는 트랜지스터 Tr_{13} 의 드레인-소스간 전류 I_{ds} 는 디지털입력계조에 거의 비례한다. 이로 인해, 유기EL소자 OLED의 발광휘도는 흐르는 전류의 값(또는, 전류밀도)에 거의 비례하고, 디지털입력에 대해서 선형인 휘도계조로 디스플레이 표시된다.

<186> 도 23에 나타내는 전압변환부(143)는 전압플로어형의 복수의 증폭회로와 복수의 반전증폭회로를 구비한다. 증폭회로에서는 OP앰프 OP11의 +측 입력단자가 전환스위치 SW_2 를 통하여 데이터라인 L_d 에 접속된다. 또, OP앰프 OP11의 출력단자가 OP앰프 OP11의 -측 입력단자에 접속된다. 또, 다른 증폭회로에서는 OP앰프 OP12의 +측 입력단자가 전환스위치 SW_3 를 통하여 데이터라인 L_d 에 접속된다. 또, OP앰프 OP12의 출력단자가 OP앰프 OP12의 -측 입력단자에 접속된다.

<187> 반전증폭회로에서는, OP앰프 OP2의 +측 입력단자는 저항 R 을 통하여 OP앰프 OP12의 출력단자에 접속된다. OP앰프 OP2의 -측 입력단자는 저항 R_1 을 통하여 OP앰프 OP11의 출력단자에 접속되는 동시에, 저항 R_2 를 통하여 OP앰프 OP2의 출력단자에 접속된다.

<188> OP앰프 OP11을 갖는 증폭회로는 제 1 참조전압 $V_{ref}(t_1)$ 의 전압레벨을 보유한다. 또, OP앰프 OP12를 갖는 증폭회로는 제 2 참조전압 $V_{ref}(t_2)$ 의 전압레벨을 보유한다. 또한, 보유용량 C_f 는 제 1 참조전압 $V_{ref}(t_1)$ 과 제 2 참조전압 $V_{ref}(t_2)$ 의 전압레벨을 보유하기 위한 용량이다.

- <189> 반전증폭회로는 제 1 참조전압 $V_{ref}(t1)$ 과 제 2 참조전압 $V_{ref}(t2)$ 의 차분전압 ΔV_{ref} 를 연산하고, 차분전압 ΔV_{ref} 의 전압극성을 반전한다. 또한, 반전증폭회로는 저항 $R2$ 와 $R1$ 의 비 $R2/R1$ 로 정해지는 전압증폭률에 따라서, 극성을 반전한 전압 $-\Delta V_{ref}$ 을 증폭한다. 증폭 후에 얻어지는 전압 $[-(R2/R1) \cdot \Delta V_{ref}]$ 가 상기한 제 1 보상전압이다. 또, 비 $R2/R1$ 은 수식 (14)에서 나타낸 기울기 a 에 상당한다. 또한, 반전증폭회로는 제 1 보상전압 $[-(R2/R1) \cdot \Delta V_{ref}]$ 를 전압연산부(144)에 출력한다.
- <190> 전압연산부(144)는 가산회로를 구비한다. 이 가산회로는 도 23에 나타내는 OP앰프 OP3을 갖는다. OP앰프 OP3의 +측 입력단자에는 저항 R 을 통하여 기준전압이 인가된다. 이 +측 입력단자는 다른 저항을 통하여 제 2 보상전압 V_{ofst} 의 외부입력단자에 접속된다. 한편, -측 입력단자는 저항 R 을 통하여 OP앰프 OP2의 출력단자에 접속된다. 이 -측 입력단자는 다른 저항을 통하여 DA변환기 V-DAC에 접속되고, 또한, 다른 저항을 통하여 OP앰프 OP3의 출력단자에 접속된다.
- <191> 전압연산부(144)는 원계조전압 V_{org} 와, 제 1 보상전압 $[-(R2/R1) \cdot \Delta V_{ref}]$ 와, 제 2 보상전압 V_{ofst} 를 가감산하고, 보정계조전압 V_{pixf} 를 생성한다. 또한, 전압연산부(144)는 이 보정계조전압 V_{pix} 를 전환스위치 SW1을 통하여 데이터라인 L_d 에 출력한다.
- <192> 각 전환스위치 SW1~SW4는 트랜지스터 스위치로 구성된다. 각 전환스위치 SW1~SW4는 제어부(15)로부터 공급되는 데이터제어신호(전환제어신호 OUT, REF1, REF2, PRE의 어느 하나)에 의거하여 온 또는 오프가 된다. 이에 따라, 데이터드라이버(14, 전압연산부(144), 전압변환부(143), 프리차지전압 V_{pre} 의 외부입력단자)와 데이터라인 L_d 의 접속이 온 또는 오프가 된다.
- <193> **(표시장치의 구동방법)**
- <194> 다음으로, 표시장치(1)에 특징적인 구동방법에 대해 설명한다. 도 9에서 나타낸 바와 같이, 실시형태 1의 각 표시화소 PIX는 표시영역(11)의 위쪽 영역에 배치된 그룹과, 표시영역(11)의 아래쪽 영역에 배치된 그룹으로 분별되어 있다. 각 그룹에 포함되는 표시화소 PIX에는 각각 다른 전원전압라인 L_{v1} 이나 L_{v2} 를 통하여 독립된 전원전압 V_{cc} 가 인가된다. 그로 인해, 각 그룹에 포함되는 복수행의 표시화소 PIX는 일제히 발광동작을 실행한다.
- <195> 이와 같은 구동방법에 있어서의, 표시화소 PIX의 동작타이밍을 설명한다. 이하에서는 도 9에서 나타낸 표시영역(11)에 12행의 표시화소가 배열되고, 각 표시화소가 1~6행째의 그룹(표시영역(11)의 위쪽 영역에 배치된 그룹)과, 7~12행째의 그룹(표시영역(11)의 아래쪽 영역에 배치된 그룹)으로 분별되어 있는 예로 설명한다. 도 25에 나타내는 바와 같이, 우선, 각 행의 표시화소 PIX에 보정계조전압설정동작(프리차지동작, 과도응답, 참조전압판독동작)과 기입동작을 차례차례 실행시킨다. 또한, 기입동작이 종료되면, 그 그룹 내의 전체 표시화소 PIX에 표시데이터에 따른 휘도계조로 일제히 발광시킨다. 이 발광동작을 그룹마다 차례차례 반복한다. 이에 따라, 표시영역(11) 상에 1화면분의 데이터가 표시된다.
- <196> 예를 들면, 1~6행째의 그룹의 각 표시화소 PIX에 제 1 전원전압라인 L_{v1} 을 통하여 저전위의 전원전압 $V_{cc}(=V_{ccw})$ 가 인가되어 있는 것으로 한다. 이때, 보정계조전압설정동작, 기입동작, 보유동작이 1행째부터 개시하여 6행째까지 각 행에서 반복 실행된다. 각 행의 표시화소 PIX에 있어서, 전압연산부(144)가 전압변환부(143)로부터 구동트랜지스터 $Tr13$ 의 임계값 전압 V_{th} 에 대응하는 제 1 보상전압 $a \cdot \Delta V_{ref}$ 를 취득한다. 또한, 표시화소 PIX에는 보정계조전압 V_{pix} 가 기입된다. 기입동작을 종료한 행의 표시화소 PIX는 보유동작으로 이행한다.
- <197> 6행째의 표시화소 PIX로의 기입동작이 종료된 타이밍으로 전원드라이버(13)는 각 표시화소 PIX에 제 1 전원전압라인 L_{v1} 을 통하여 고전위의 전원전압 $V_{cc}(=V_{cce})$ 를 인가한다. 이에 따라, 각 표시화소 PIX에 기입된 표시데이터(보정계조전압 V_{pix})에 따른 휘도계조로 이 그룹(1~6행째)에 포함되는 전체 표시화소 PIX를 일제히 발광시킨다. 이 그룹의 표시화소는 1행째의 표시화소 PIX에 다음의 보정계조전압 V_{pix} 가 설정되기까지 발광한 상태를 유지한다. 이 유지하는 기간은 1~6행째의 발광기간 T_{em} 이다. 또한, 이 구동방법에서는 6행째(위쪽 영역의 그룹의 최종 행)의 표시화소 PIX는 기입동작 후에 보유동작을 실행하는 일 없이 발광동작을 실행한다.
- <198> 한편, 1~6행째의 그룹의 각 표시화소 PIX의 기입동작이 종료된 타이밍으로 전원드라이버(13)는 7~12행째의 그룹의 각 표시화소 PIX에 제 2 전원전압라인 L_{v2} 를 통하여 기입동작용의 전원전압 $V_{cc}(=V_{ccw})$ 를 인가한다. 그리고 1~6행째의 그룹에 대해 상기한 동작과 실질적으로 동일한 동작(보정계조전압설정동작, 기입동작, 보유동작)이 7행째부터 개시하여 12행째까지 각 행에서 반복 실행된다. 또한, 이들 동작 중, 1~6행째의 그룹의 표시화소는 발광동작을 유지하고 있다.

- <199> 12행째의 표시화소 PIX로의 기입동작이 종료된 타이밍으로 전원드라이버(13)는 각 표시화소 PIX에 발광동작용의 전원전압 $V_{cc}(=V_{cce})$ 를 인가한다. 이에 따라, 이 그룹(7~12행째)의 6행분의 표시화소 PIX를 일제히 발광시킨다. 이상으로 각 그룹의 전체 행의 표시화소 PIX로의 기입이 종료된 시점에서 그 그룹 내의 전체 표시화소 PIX를 일제히 발광시킬 수 있다. 또, 각 그룹 내의 각 행의 표시화소에 보정계조전압을 설정하고 있는 동안, 및 기입전류 I_{ds} 를 흘리고 있는 동안, 그 그룹 내의 각 표시화소가 발광하지 않도록 제어할 수 있다.
- <200> 도 25의 예에서는 12행의 표시화소 PIX를 2개의 그룹으로 분별하고, 데이터드라이버(14)가 각 그룹의 표시화소를 다른 타이밍으로 발광시키도록 제어한다. 그로 인해, 1프레임기간 T_{fr} 에 차지하는 무발광동작에 의해 흑표시되는 기간의 비율(이하, 「흑삽입률」이라 한다)을 50%로 설정 가능하다. 일반적으로, 인간이 동화상을 희미함이나 번짐을 느끼는 일 없이 선명하게 시인하기 위해서는 이 흑삽입률이 30% 이상이면 좋다. 이로 인해, 본 구동방법에 따르면, 비교적 양호한 표시화질로 데이터의 표시가 가능하다.
- <201> 또한, 각 행의 표시화소를 분별하는 그룹의 수는 2개에 한하지 않고, 3 이상이어도 좋다. 또, 각 그룹에 포함되는 행은 연속하는 행에 한하지 않고, 홀수행째의 그룹과 짝수행째의 그룹으로 분별해도 좋다. 또, 전원전압 라인 L_v 는 분별된 각 그룹에 접속하는 것에 한하지 않고, 각 행에 접속해도 좋다. 이때, 각 전원전압라인에 전원전압 V_{cc} 를 독립하여 인가하는 것으로, 각 행의 표시화소 PIX를 개별적으로 발광시킬 수 있다.
- <202> 이상 설명한 바와 같이, 본 발명의 실시형태 1에 따르면, 표시데이터의 기입기간 T_{wrt} 중, 구동트랜지스터 Tr_{13} 의 게이트-소스간에 보정계조전압 V_{pix} 가 직접 인가되고, 소망의 전압이 커패시터 C_s 에 보유된다. 이 보정계조전압 V_{pix} 는 표시데이터와 구동트랜지스터의 소자특성의 변동이 보상된 전압값을 갖는다. 이에 따라, 발광소자(유기EL소자 OLED)에 흐르는 발광구동전류 I_{em} 이 보정계조전압 V_{pix} 에 의거하여 제어할 수 있고, 발광소자를 소망의 휘도계조로 발광시킬 수 있다. 즉, 전압지정(전압인가)에 의해 발광소자의 표시계조를 제어할 수 있다.
- <203> 이로 인해, 소정의 선택기간 T_{sel} 내에 표시데이터에 따른 계조신호(보정계조전압)를 각 표시화소에 신속 또한 확실하게 기입할 수 있다. 이에 따라, 본 발명의 표시장치(1)는 표시데이터의 기입부족의 발생을 억제하고, 표시데이터에 따른 매우 적합한 휘도계조로 표시화소를 발광할 수 있다.
- <204> 또한, 실시형태 1은 표시영역을 대형화한 경우, 표시영역을 더욱 정밀하게 한 경우, 저계조의 데이터를 표시할 경우, 소형의 표시영역 상에서 표시화소에 흐르는 전류가 작은 경우의 어느 것에 적용되어도, 전압지정(전압인가)에 의해 발광소자의 표시계조를 제어할 수 있다. 이 점에 있어서, 본 발명의 계조제어방법은 표시데이터에 따른 전류를 흘려서 기입동작을 실행하는(표시데이터에 따른 전압을 보유시키는) 전류지정에 의해 계조를 제어하는 방법과 비교해서 이점을 갖는다.
- <205> 실시형태 1에 따르면, 표시화소 PIX가 구비하는 화소구동회로 DC에 표시데이터를 기입하기 전에 구동트랜지스터 Tr_{13} 의 임계값 전압 V_{th} 의 변동에 대응해서 원계조전압 V_{org} 가 보상된 제 1 보상전압을 취득한다. 그 후, 기입동작에서 이 보상전압과, 검증조건에 의해서 설정되는 고유의 전압값(제 2 보상전압)에 의거하여 보정된 계조신호(보정계조전압 V_{pix})를 생성하고, 발광EL소자 OLED에 인가한다. 이에 따라, 임계값 전압의 변동의 영향이 보상되고, 각 표시화소(발광소자)가 표시데이터에 따른 적절한 휘도계조로 발광한다. 그로 인해, 각 표시화소 PIX의 발광특성의 편차를 억제할 수 있다.
- <206> 실시형태 1에 따르면, 서로 다른 판독타이밍으로 데이터라인전압(제 1 참조전압과 제 2 참조전압)을 판독하고, 판독한 각 데이터라인전압 상호의 차분전압 ΔV_{ref} 에 의거하여 보상전압을 생성한다. 이에 따라, 기준전압이 변동한 경우라도, 보상전압으로의 영향을 억제할 수 있다. 구동트랜지스터의 임계값 전압의 변동에 대응해서 매우 적합하게 보정된 계조신호(보정계조전압)를 생성할 수 있다.
- <207> 실시형태 1에 따르면, 데이터드라이버(14)가 출력하는 계조신호(보정계조신호)는 전압신호이다. 그로 인해, 기입동작 중, 트랜지스터 Tr_{13} 의 드레인-소스간 전류 I_{ds} 의 값이 작은 경우라도 신속하게 이 전류 I_{ds} 에 따른 게이트-소스간 전압 V_{gs} 를 설정할 수 있다. 이것은 트랜지스터 Tr_{13} 의 드레인-소스간 전류 I_{ds} 의 전류값을 직접 제어하여 화소의 휘도계조를 제어하는 방법과 다르다. 이로 인해, 선택기간 T_{sel} 중, 보정계조전압 V_{pix} 를 트랜지스터 Tr_{13} 의 게이트-소스간 및 커패시터 C_s 에 기입할 수 있다. 따라서, 화소구동회로 DC의 구성상, 보정계조전압 V_{pix} 생성용의 보정데이터를 격납하는 기억수단(예를 들면, 프레임메모리 등)이 불필요해진다.
- <208> 실시형태 1의 구동방법에 따르면, 복수의 표시화소에서 임계값 전압 V_{th} 가 다른 경우라도 제 1 참조전압과 제 2 참조전압으로부터 각 임계값 전압 V_{th} 를 추정하고, 각 임계값 전압 V_{th} 를 보정한다. 이에 따라, 복수의 화소를 동일한 발광특성(예를 들면, 같은 휘도)으로 동작시킬 수 있다. 예를 들면, 표시화소 A에 있어서의 트랜지스터 Tr_{13} 의 임계값 전압 V_{th_A} , 표시화소 B의 트랜지스터 Tr_{13} 의 임계값 전압 V_{th_B} 로 한다. 수식 (14)에 따라서,

구동트랜지스터 Tr13의 임계값 전압을 보상한다. 또, 각 표시화소의 트랜지스터의 드레인-소스 사이에 흐르는 전류를 IA, IB로 한다. 포화영역에 있어서, IA, IB는 각각 이하의 수식 (16), (17)로 나타내어진다. 또한, 수식 (16), (17) 중의 K는 계수이다.

$$IA = K \{ (V_{org} + V_{th_A}) - V_{th_A} \}^2 = K \cdot \{V_{org}\}^2 \quad (16)$$

$$IB = K \{ (V_{org} + V_{th_B}) - V_{th_B} \}^2 = K \cdot \{V_{org}\}^2 \quad (17)$$

이와 같이, 구동트랜지스터 Tr13의 임계값 전압의 변화량 ΔV_{th} 의 영향뿐만 아니라, 각 트랜지스터간의 임계값 특성의 편차의 영향도 보상할 수 있다. 그로 인해, 실시형태 1에 따르면, 임계값 전압 V_{th} 의 변동 ΔV_{th} 가 거의 없는 초기상태에서 표시화소 A의 임계값 전압과 표시화소 B의 임계값 전압이 다르게 있었던 경우라도 각 표시화소가 갖는 각 구동트랜지스터 Tr13의 임계값 전압의 변동이 보상되고, 균일한 표시특성이 얻어진다.

<실시형태 2>

실시형태 1에서는 각 참조전압 $V_{ref}(t1)$ 및 $V_{ref}(t2)$ 의 차분전압 ΔV_{ref} 에 의거하여 원계조전압 V_{org} 를 보정하고, 보정계조전압 V_{pix} 를 생성했다. 그리고 이 보정계조전압 V_{pix} 를 각 표시화소 PIX에 인가하는 전압지정형의 계조제어방법을 설명했다. 실시형태 1에서 나타난 계조제어방법에서는 표시화소 PIX에 기생하는 용량성분의 영향을 구동트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에 접속되는 커패시터 Cs에 의해 충분히 억제할 수 있는 것을 전제로 하고 있다. 또, 전원전압 V_{cc} 가 기입레벨로부터 발광레벨로 전환된 경우라도 커패시터 Cs에 보유된 기입전압이 변동하지 않는 것을 전제로 하고 있다.

그러나, 휴대전화 등과 같은 휴대형 전자장치에서는 패널사이즈의 소형화와 정밀한 화질이 요구되는 일이 많다. 이와 같은 요구하에서는 표시화소 PIX의 기생용량보다도 커패시터 Cs의 축적용량을 크게 설정할 수 없는 경우가 있다. 이 경우, 발광동작으로 이행했을 때에 커패시터 Cs에 충전된 기입전압이 변동하면, 구동트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 가 변동한다. 그로 인해, 발광구동전류 I_{em} 이 변동하고, 표시데이터에 따른 휘도계조로 각 표시화소가 발광하지 않는다.

이 문제를 회피하기 위해서는 보정계조전압 V_{pix} 가 구동트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 V_{th} 의 변동을 보상하는 대신에 발광구동전류 I_{em} 의 값을 보상하도록 하면 좋다. 이하, 이와 같은 동작을 실행하는 본 발명의 실시형태 2의 표시장치(1)에 대해 설명한다.

우선, 실시형태 2의 표시장치(1)의 구성을 설명한다. 실시형태 2의 표시장치(1)의 기본구성은 도 9 및 도 10에서 나타난 예와 동일하다. 즉, 도 26에 나타내는 바와 같이, 실시형태 2의 표시화소 PIX는 실시형태 1과 실질적으로 동일하다. 표시화소 PIX가 구비하는 화소구동회로 DC 내에는 발광소자 OLED에 직렬로 접속된 구동트랜지스터 Tr13, 선택트랜지스터 Tr12, 구동트랜지스터 Tr13을 다이오드 접속하기 위한 보유티랜지스터 Tr11이 포함된다.

또, 실시형태 2에서는 데이터드라이버(표시구동장치, 14)는 도 10에서 나타난 구성에 대신하여, 도 26에 나타내는 구성을 갖고 있다.

실시형태 2의 계조전압생성부(142)는 실시형태 1과 똑같이 원계조전압 V_{org} 를 생성하고, 출력한다. 이 원계조전압 V_{org} 에 대해서 소망의 휘도계조로 발광소자를 발광시키기 위해 화소구동회로(구동트랜지스터 Tr13)의 고유 전압특성이 보상된다.

데이터드라이버(14)(표시구동장치)는 도 10에서 나타난 전압변환부(143)에 대신하여, 가감산부(전압판독부, 146)와 변환부(147)를 구비한다. 또, 데이터드라이버(14)는 도 10에서 나타난 전압연산부(144)에 대신하여, 반전연산부(보정계조신호생성부, 148)를 구비한다. 또한, 데이터드라이버(14)는 전환스위치 SW5를 구비한다. 또한, 가감산부(146)와 전환스위치 SW2 및 SW3을 하나로 합쳐서 「전압판독부(149)」라고 총칭한다. 가감산부(146), 변환부(147), 반전연산부(148), 전환스위치 SW5는 각 열의 데이터라인 Ld에 각각 m조 설치되어 있다.

가감산부(전압판독부, 146)는 데이터라인 Ld에 소정의 프리차지전압 V_{pre} 를 인가한다. 가감산부(146)는 소정의 과도응답기간 T_{trs} (자연완화기간) 중, 각각 다른 타이밍으로 제 1 참조전압 $V_{ref}(t1)$ 과 제 2 참조전압 $V_{ref}(t2)$ 를 판독한다. 또, 가감산부(146)는 제 2 참조전압 $V_{ref}(t2)$ 로부터 제 1 참조전압 $V_{ref}(t1)$ 을 감하여, 차분전압 $\Delta V_{ref}(=V_{ref}(t2)-V_{ref}(t1))$ 을 구한다. 또한, 가감산부(146)는 차분전압 ΔV_{ref} 로부터 미리 설정된 오프셋 전압 V_{ofst} 를 감한 전압 ($\Delta V_{ref}-V_{ofst}$)를 변환부(147)에 출력한다.

변환부(147)는 가감산부(146)가 출력한 전압 ($\Delta V_{ref}-V_{ofst}$)에 소정의 계수 α 를 곱셈한다. 이 계수 α 는 트랜

지스터 Tr13의 특성변동 후의 임계값 전압 V_{th} 를 추정하기 위해 이용된다. 급셈 후, 변환부(147)는 얻어진 전압 $\alpha \cdot (\Delta V_{ref} - V_{ofst})$ 를 반전연산부(148)에 출력한다. 또한, 변환부(147)가 생성한 전압 $\alpha \cdot (\Delta V_{ref} - V_{ofst})$ 는 이하의 수식 (21)에 나타내는 바와 같이, 임계값 전압 V_{th} 의 소정수 β 배로서 나타낼 수 있다. 또한, 이하에서는, $\beta \cdot V_{th}$ 를 「보상전압」이라 한다.

$$\beta \cdot V_{th} = \alpha \cdot (\Delta V_{ref} - V_{ofst}) = \alpha \cdot (V_{ref}(t_2) - V_{ref}(t_1) - V_{ofst}) \quad (21)$$

반전연산부(148)는 계조전압생성부(142)로부터의 원계조전압 V_{org} 와, 변환부(147)로부터의 보상전압 $\beta \cdot V_{th}$ 를 가산하고, 보정계조전압(보정계조신호) V_{pix} 를 생성한다. 이때, 계조전압생성부(142)가 DA변환기를 구비하고 있으면, 반전연산부(148)는 원계조전압 V_{org} 와 보상전압 $\beta \cdot V_{th}$ 를 아날로그신호상태로 가산한다. 또한, 반전연산부(148)는 생성한 보정계조전압 V_{pix} 를 데이터라인 Ld를 통하여 커패시터 Cs에 충전한다(기입동작). 또한, 실시형태 2에서도 표시화소 PIX로의 기입동작 중, 기입전류가 데이터라인 Ld로부터 데이터드라이버(14)에 흐르도록 반전연산부(148)는 보정계조전압 V_{pix} 를 마이너스극성으로 설정한다. 이때, 보정계조전압 V_{pix} 는 이하의 수식 (22)를 만족시키도록 설정된다. 또한, 수식 (22) 중, $\beta > 1$, 원계조전압 $V_{org} > 0$, $V_{in} < 0$ 이다.

$$V_{pix} = -V_{in} = -V_{org} - \beta \cdot V_{th} \quad (22)$$

전환스위치 SW5는 반전연산부(148)의 출력단자와 흑계조전압 V_{zero} 를 인가하는 전원단자의 사이에 접속된다. 또한, 전환스위치 SW5의 저항 및 용량은 각 전환스위치 SW1~SW4의 저항 및 용량에 동등한 것이 바람직하다. 전환스위치 SW5는 제어부(15)로부터의 데이터제어신호에 의거하여, 온 또는 오프가 된다. 이에 따라, 전환스위치 SW5는 흑계조전압 V_{zero} 의 데이터라인 Ld로의 인가를 제어한다.

휘도계조가 제 0계조인 경우(유기EL소자 OLED가 발광하지 않는 경우), 계조전압생성부(142)는 원계조전압 V_{org} 를 출력하지 않는다. 이때, 흑계조전압 V_{zero} 가 전환스위치 SW5를 통하여 반전연산부(148)의 출력단자에 인가된다. 수식 (22)는 이하의 수식 (23)으로 나타낼 수 있다. 즉, 실시형태 2의 표시구동장치(14)는 상기한 구성을 갖음으로써 화소구동회로(구동트랜지스터 Tr13)의 고유의 전압특성이 보상되며, 또한 발광소자 OLED를 소망의 휘도계조로 발광시키기 위한 보정계조전압 V_{pix} 를 생성하고, 커패시터 Cs에 인가할 수 있다.

$$V_{pix} = -V_{in} = V_{zero} \leq V_{th} \quad (23)$$

(표시장치의 구동방법)

다음으로, 실시형태 2의 표시장치(1)의 구동방법을 설명한다. 실시형태 2에 있어서도 실시형태 1과 똑같이 우선, 보정계조전압의 설정동작을 실행한다. 가감산부(146)는 각 열의 데이터라인 Ld에 소정의 프리차지전압 V_{pre} 를 인가한다. 이에 따라, 가감산부(146)는 전원전압라인 Lv로부터 각 행의 데이터라인 Ld에 프리차지전류 I_{pre} 를 흘린다. 그 후, 가감산부(146)는 프리차지전압 V_{pre} 의 인가를 정지한다. 정지 후, 가감산부(146)는 과도응답기간 T_{trs} 중에 제 1 판독타이밍 t_1 에 이르렀을 때에 제 1 참조전압 $V_{pre}(t_1)$ 을 판독한다. 또, 가감산부(146)는 제 2 판독타이밍 t_2 에 이르렀을 때에 제 2 참조전압 $V_{pre}(t_2)$ 를 판독한다. 이 과도응답기간 T_{trs} 는 실시형태 1과 똑같이 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 가 변동 후의 임계값 전압 ($V_{th} + \Delta V_{th}$)에 수렴하는 시간보다도 짧게 설정한다.

계속해서, 반전연산부(148)는 차분전압 $\Delta V_{ref} (= V_{pre}(t_2) - V_{pre}(t_1))$ 에 의거하여 설정된 보상전압 $\beta \cdot V_{th}$ 에 따라서 원계조전압 V_{org} 를 보정한다. 반전연산부(148)는 이 보정에 의해 수식 (22)에서 나타낸 보정계조전압 V_{pix} 를 생성하고, 각 데이터라인 Ld에 인가한다. 각 표시화소 PIX에는 이 보정계조전압 V_{pix} 에 의거한 기입전류 I_{wrt} 가 흐른다. 이 기입전류 I_{wrt} 는 트랜지스터 Tr13의 드레인-소스간 전류 I_{ds} 에 상당한다.

그로 인해, 실시형태 2에서는 기입전류 I_{wrt} 를 보상할 수 있도록 구동트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 가 이하의 수식 (24)를 만족시키도록 전압 V_{gs} 를 설정한다. 수식 (24) 중의 V_{d0} 는 기입동작 중, 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에 인가되는 전압 V_{gs} 중, 지정계조(디지털비트)에 따라 변화하는 전압이다. γV_{th} 는 임계값 전압 V_{th} 에 의존하는 전압이다. 이 V_{d0} 는 제 1 보상전압에 상당하고, γV_{th} 는 제 2 보상전압에 상당한다. 또한, 수식 (24) 중의 상수 γ 는 이하의 수식 (25)로 정의된다.

$$V_{gs} = 0 - (-V_d) = V_{d0} + \gamma V_{th} \quad (24)$$

$$\gamma = 1 + (C_{gs11} + C_{gd13}) / C_s \quad (25)$$

수식 (24)를 만족시킴으로써 실시형태 2에서는 보정계조전압 V_{pix} 에 의해 발광동작 중에 트랜지스터 Tr13으로부터 유기EL소자 OLED에 흐르는 발광구동전류 I_{em} 을 보정할 수 있다. 실시형태 1에서는 보정계조전압 V_{pix} 가 트

랜지스터 Tr13의 임계값 전압 V_{th} 의 변동을 보상하고 있었던 점이 다르다. 또한, 수식 (25) 중의 C_{gs11} 은 도 27a에 나타내는 바와 같이, 접점 N11과 접점 N13 사이의 기생용량이다. C_{gd13} 은 접점 N11과 접점 N14 사이의 기생용량이다. C_{para} 는 데이터라인 Ld의 기생용량이며, C_{pix} 는 유기EL소자 OLED의 기생용량이다.

<235> 상기한 표시장치의 구동방법에서는 기입동작으로부터 발광동작으로 이행할 때, 선택라인 Ls에 인가되는 선택신호 Ssel이 하이레벨로부터 로레벨로 전환한다. 또, 전원전압라인 Lv에 인가되는 전원전압 Vcc가 로레벨로부터 하이레벨로 전환한다. 이로 인해, 구동트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압(커패시터 Cs에 보유된 전압, V_{gs})이 변동할 우려가 있다. 실시형태 2에서는 이 전압 V_{gs} 가 수식 (24)에 나타낸 관계를 만족시키고, 기입전류 I_{wrt} 를 보상하도록 설정한다.

<236> 이하, 발광동작 중에 유기EL소자 OLED에 흐르는 발광구동전류 I_{em} 을 정하는 게이트-소스간 전압 V_{gs} 를 도출한다. 또한, 이하에서는, 기입동작 중의 전원전압 $V_{cc}(=V_{ccw})$ 가 접지전위(GND)인 것으로 한다. 도 28a에 나타내는 바와 같이, 기입동작 중, 표시화소 PIX에는 선택레벨(하이레벨)의 선택신호 Ssel($=V_{sh}$)과, 기입동작용의 전원전압 $V_{cc}(=V_{ccw}=GND)$ 가 인가된다. 또한, 반전연산부(148)는 전원전압 $V_{ccw}(=GND)$ 보다도 전위가 낮은 마이너스극성의 보정계조전압 $V_{pix}(=-V_{in})$ 를 표시화소 PIX에 인가한다.

<237> 이에 따라, 트랜지스터 Tr11 및 선택트랜지스터 Tr12가 온이 되고, 구동트랜지스터 Tr13의 게이트(접점 N11)에 전원전압 $V_{ccw}(=GND)$ 가 인가된다. 또, 트랜지스터 Tr13의 소스(접점 N12)에 마이너스극성의 보정계조전압 V_{pix} 가 인가된다. 이에 따라, 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에 전위차가 발생하고, 트랜지스터 Tr13이 온이 된다. 이때, 전원전압 V_{ccw} 가 인가되는 전원전압라인 Lv로부터 데이터라인 Ld에 기입전류 I_{wrt} 가 흐른다. 이 기입전류 I_{wrt} 의 값에 따른 전압 V_{gs} (기입전압 V_d)가 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에 형성된 커패시터 Cs에 보유된다.

<238> 또한, 도 28a에 나타내는 C_{gs11}' 는 트랜지스터 Tr11의 게이트 전압(선택신호 Ssel)이 하이레벨로부터 로레벨로 변화할 때에 트랜지스터 Tr11의 게이트-소스간에 발생하는 실효 기생용량이다. 또, C_{gd13} 은 구동트랜지스터 Tr13의 소스-드레인간 전압이 포화영역에 있을 때, 트랜지스터 Tr13의 게이트-드레인간에 발생하는 기생용량이다.

<239> 한편, 도 28b에 나타내는 바와 같이, 발광동작 중에는, 선택라인 Ls에는 비선택레벨(로레벨)의 전압($-V_{sl}<0$)의 선택신호 Ssel이 인가되고, 고전위의 발광용의 전원전압 $V_{cc}(=V_{cce}$; 예를 들면, 12-15V)가 인가된다. 또, 선택트랜지스터 Tr12가 오프가 되고, 반전연산부(148)에 의한 데이터라인 Ld로의 보정계조전압 $V_{pix}(=-V_{in})$ 의 인가는 차단된다.

<240> 또, 선택라인 Ls에 전압 V_{sel} 을 갖는 선택신호 Ssel이 인가됨으로써 트랜지스터 Tr11이 오프가 되고, 트랜지스터 Tr13의 게이트(접점 N11)로의 전원전압 Vcc의 인가가 차단된다. 또, 트랜지스터 Tr13의 소스(접점 N12)로의 보정계조전압 V_{pix} 의 인가가 차단된다. 이때, 기입동작 중에 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에 발생하고 있었던 전위차 ($0-(-V_d)=V_d$)는 커패시터 Cs에 보유된다. 이로 인해, 게이트-소스간의 전위차가 V_d 인 그대로 유지되고, 트랜지스터 Tr13은 온 상태를 유지한다. 이에 따라, 게이트-소스간 전압 $V_{gs}(=V_d)$ 에 따른 발광구동전류 I_{em} 이 전원전압라인 Lv로부터 유기EL소자 OLED에 흐른다. 그리고 유기EL소자 OLED는 이 전류 I_{em} 의 값에 따른 휘도계조로 발광한다.

<241> 또한, 도 28b에 나타내는 접점 N12에 있어서의 전압 V_{oel} 은 발광동작 중의 유기EL소자 OLED의 전압(이하, 「발광전압」이라 한다)이다. C_{gs11} 은 트랜지스터 Tr11의 게이트전압(선택신호 Ssel)이 로레벨($-V_{sl}$)일 때에 게이트-소스간에 발생하는 기생용량이다. 또한, 도 28a에서 나타낸 C_{gs11}' 와 도 28b에서 나타낸 C_{gs11} 의 관계는 이하의 수식 (26)으로 나타내어진다. 또한, 수식 (26) 중의 전압 V_{sh1} 은 선택신호 Ssel의 하이레벨(V_{sh})과 로레벨($-V_{sl}$) 사이의 전위차($V_{sh}-(-V_{sl})$)이다.

$$C_{gs11}'=C_{gs11}+(1/2) \times C_{ch11} \times V_{sh}/V_{sh1} \quad (26)$$

<243> 기입동작으로부터 발광동작으로의 이행에 동반하여 선택신호 Ssel 및 전원전압 Vcc의 전압레벨이 전환된다. 이때, 기입동작 중에 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에 보유된 전압 $V_{gs}(=V_d)$ 는 수식 (27)에 따라서 변동한다. 수식 (27) 중의 c_{gd} , c_{gs} , c_{gs}' 는 각 기생용량 C_{gd} , C_{gs} , C_{gs}' 를 커패시터 Cs의 용량으로 규격화한 값이며, $c_{gd}=C_{gd}/Cs$, $c_{gs}=C_{gs}/Cs$, $c_{gs}'=C_{gs}'/Cs$ 이다. 또한, 이하에서는, 화소구동회로 DC에 인가되는 전압의 변화에 동반하여 전압 V_{gs} 가 변동하는 특성을 「화소구동회로 DC에 고유의 전압특성」이라 한다.

$$V_{gs}=\{V_d-(c_{gs}+c_{gd}) \cdot V_{oel}\}/(1+c_{gs}+c_{gd})$$

$$(245) \quad +(c_{gd} \cdot V_{cce} - c_{gs}' \cdot V_{sh1}) / (1 + c_{gs} + c_{gd}) \quad (27)$$

(246) 수식 (27)은 화소구동회로 DC에 인가되는 제어전압(선택신호 Ssel, 전원전압 Vcc)의 전환의 전후에서, 「전하량 불변의 법칙」을 적용함으로써 유도된다. 도 29a나 도 29b에 나타내는 바와 같이, 직렬로 접속된 용량성분(용량 C1, C2)에서 일단측에 인가되는 전압을 V1로부터 V1'로 변화시킨다. 이때, 변화 전에 있어서의 각 용량성분의 전하량 Q1, Q2, 변화 후에 있어서의 각 용량성분의 전하량 Q1', Q2'는 이하의 수식 (28a)~(28d)로 나타낼 수 있다.

$$(247) \quad Q1 = C1(V1 - V2) \quad (28 a)$$

$$(248) \quad Q2 = C2V2 \quad (28 b)$$

$$(249) \quad Q1' = C1(V1' - V2') \quad (28 c)$$

$$(250) \quad Q2' = C2V2' \quad (28 d)$$

(251) 수식 (28a)~(28d)에 의거하여 $-Q1 + Q2 = -Q1' + Q2'$ 를 구함으로써 용량성분 C1과 C2 사이의 접속점에 있어서의 전위 V2, V2'의 관계는 이하의 수식 (29)로 나타내어진다.

$$(252) \quad V2' = V2 - \{C1 / (C1 + C2)\} (V1 - V1') \quad (29)$$

(253) 다음으로, 표시화소 PIX(화소구동회로 DC와 유기EL소자 OLED)에 있어서 상기한 수식 (28a)~(28d), (29)로 나타낸 관계를 적용하고, 선택신호 Ssel을 전환했을 때의 트랜지스터 Tr13의 게이트(접점 N11)에 있어서의 전위 Vn11을 설명한다.

(254) 이 경우, 도 27, 28a, 28b에서 나타낸 등가회로는 도 30a, 30b에 나타내는 등가회로로 치환할 수 있다. 도 30a의 예에서는 선택라인 Ls에 선택레벨(하이레벨전압 Vsh)의 선택신호 Ssel이 인가되고, 전원전압라인 Lv에 저전위의 전원전압 Vcc(=Vccw)가 인가되어 있다. 도 30b의 예에서는 선택라인 Ls에 비선택레벨(로레벨전압 Vsl)의 선택신호 Ssel이 인가되고, 전원전압라인 Lv에 저전위의 전원전압 Vcc(=Vccw)가 인가되어 있다.

(255) 선택레벨(Vsh)의 선택신호 Ssel이 인가되어 있을 때, 도 30a에 나타낸 각 용량성분 Cgs11, Cgs11b, Cds13, Cpix, 커패시터 Cs에 보유되는 전하량은 이하의 수식 (30a)~(30d)로 나타내어진다. 또, 비선택레벨(Vsl)의 선택신호 Ssel이 인가되어 있을 때, 도 30b에 나타낸 각 용량성분 Cgs11, Cgs11b, Cds13, Cpix, 커패시터 Cs에 보유되는 전하량은 이하의 수식 (30e)~(30h)로 나타내어진다. 도 30b에 나타내는 접점 N11과 N13 사이의 용량성분 Cgs11b는 트랜지스터 Tr11의 채널 내 용량 이외의 게이트-소스간 기생용량 Cgso11이다. 또, 도 30a에 나타내는 접점 N11과 N13 사이의 용량성분 Cgs11b는 트랜지스터 Tr11의 채널용량 Cch11에 1/2을 곱한 값과 Cgs11(=Cgso11)의 합 (Cgs11=Cch11/2+Cgs11)이다.

$$(256) \quad Q1 = 0 \quad (30a)$$

$$(257) \quad Q2 = Cs \cdot Vd \quad (30b)$$

$$(258) \quad Q3 = -Cpix \cdot Vd \quad (30c)$$

$$(259) \quad Q4 = Cgs11b \cdot Vsh \quad (30d)$$

$$(260) \quad Q1' = Cgd13 \cdot V1 \quad (30e)$$

$$(261) \quad Q2' = Cs \cdot (V - V1) \quad (30f)$$

$$(262) \quad Q3' = -Cpix \cdot V \quad (30g)$$

$$(263) \quad Q4' = Cgs11 \cdot Vsh \cdot (V1 - Vsl) \quad (30h)$$

(264) 또, 도 30a, 도 30b의 예에 있어서 전하량 불변의 법칙을 적용하면, 접점 N11, 접점 N12에 있어서의 각 전하의 관계는 이하의 수식 (31a), (31b)로 나타내어진다.

$$(265) \quad -Q1 + Q2 - Q4 = -Q1' + Q2' - Q4' \quad (31a)$$

$$(266) \quad -Q2 + Q3 = -Q2' + Q3' \quad (31b)$$

(267) 상기한 수식 (30a)~(30d)에 수식 (31a)~(31b)를 적용하면, 접점 N11에 있어서의 전위 Vn11, 접점 N12에 있어서의 전위 Vn12는 이하의 수식 (32a), (32b)로 나타내어진다. 또한, 수식 (32a), (32b)에 나타내는 Cgs11', D

는 각각 이하의 수식 (33a), (33b)로 정의하고 있다.

$$\langle 268 \rangle \quad V_{n11} = -V_1 = -(C_{gs11}' \cdot C_{pix} + C_{gs11}' \cdot C_s) \cdot V_{sh1}/D \quad (32a)$$

$$\langle 269 \rangle \quad V_{n12} = -V = -V_d - (C_{gs11}' \cdot C_s) \cdot V_{sh1}/D \quad (32b)$$

$$\langle 270 \rangle \quad C_{gs11}' = C_{gs11} + (C_{ch11}' \cdot C_s) / (2 \cdot V_{sh1}) \quad (33a)$$

$$\langle 271 \rangle \quad D = C_{gd13} \cdot C_{pix} + C_{gd13} \cdot C_s + C_{gs11} \cdot C_{pix} + C_{gs11} \cdot C_s + C_s \cdot C_{pix} \quad (33b)$$

$\langle 272 \rangle$ 이와 같은 전위의 도출방법을 실시형태 2에 관련되는 기입동작으로부터 발광동작에 이르는 각 과정에 적용하고, 실시형태 2에 있어서의 표시장치(1)의 구동방법을 설명한다. 실시형태 2의 표시장치(1)의 구동방법은 도 11에서 나타낸 예와 동일하고, 선택과정, 비선택상태전환과정, 비선택상태보유과정, 전원전압전환과정, 발광과정으로 구성된다.

$\langle 273 \rangle$ 즉, 실시형태 2에 있어서, 선택과정은 선택레벨의 선택신호 Ssel을 표시화소 PIX에 보냄으로써 그 표시화소 PIX를 선택하고, 표시데이터에 따른 전압을 그 표시화소 PIX가 갖는 커패시터 Cs에 기입하는 과정이다. 비선택상태전환과정은 선택과정에 있어서 선택한 각 표시화소 PIX를 비선택상태로 하는 과정이다. 비선택상태보유과정은 비선택상태전환과정에 있어서 비선택상태로 한 표시화소 PIX가 갖는 커패시터 Cs가 충전전압을 보유하는 과정이다. 전원전압전환과정은 비선택상태보유과정에서 충전전압을 보유하고 있었던 커패시터에 접속된 구동트랜지스터 Tr13에 인가되어 있는 전원전압 Vcc를 기입동작레벨(저전위)로부터 발광동작레벨(고전위)로 전환하는 과정이다. 또한, 발광과정은 표시데이터에 따른 휘도계조로 발광소자를 발광시키는 과정이다.

$\langle 274 \rangle$ 우선, 선택과정으로부터 비선택상태전환과정으로 이행할 때의 각 점에 있어서의 전압의 변화에 대해 설명한다. 이행 전에는 도 31a에 나타내는 바와 같이, 트랜지스터 Tr11, 트랜지스터 Tr12는 고전위의 선택신호(Vsh)의 인가에 의해 온이며, 트랜지스터 Tr13의 드레인-소스간에는 기입전류 Iwrt가 흐르고 있다. 또, 접점 N11의 전위는 Vccw(접지전위)이며, 접점 N12의 전위는 -Vd이다.

$\langle 275 \rangle$ 이 상태에서 비선택레벨의 선택신호 Ssel을 트랜지스터 Tr11, 트랜지스터 Tr12에 인가하면, 도 31b에 나타내는 바와 같이, 트랜지스터 Tr11, 트랜지스터 Tr12가 온으로부터 오프로 전환된다. 전환 후의 접점 N11의 전위를 -V1, 접점 N12의 전위를 -V라 정의한다. 선택신호 Ssel이 플러스전위의 하이레벨(Vsh)로부터 마이너스전위의 로레벨(-Vsl)로 전환되었을 때, 구동트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 Vgs'는 Vd로부터 -ΔVgs만큼 전압이 변화한다. 이때, 전환 후의 전압 Vgs'(기입전압, 즉, 접점 N11의 전위 Vn11과 접점 N12의 전위 Vn12 사이의 전위차)는 이하의 수식 (34)로 나타내어진다.

$$\langle 276 \rangle \quad V_{gs}' = V_{n11} - V_{n12} = -V_1 - (-V) = V - V_1$$

$$\langle 277 \rangle \quad = V_d - (C_{gs11}' \cdot C_{pix}/D) \cdot V_{sh1} = V_d - \Delta V_{gs} \quad (34)$$

$\langle 278 \rangle$ 이 전압시프트 ΔVgs는 $C_{gs11}' \cdot C_{pix} \cdot V_{sh1}/D$ 로 나타내어진다. 비선택전환과정에 있어서의 접점 N11과 N12 사이의 용량성분 Cs'는 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 용량 이외에 형성되는 기생용량성분이다. 또, 수식 (32a), (32b), (33a), (33b)에서 나타낸 Cs는 용량성분 Cs'와, 트랜지스터 Tr13의 채널 내 용량 이외의 게이트-소스간 전압기생용량 Cgso13과, 포화영역에 있는 경우의 트랜지스터 Tr13의 채널 내 게이트-소스간 용량의 합이다. 이 채널 내 게이트-소스간 용량은 트랜지스터 Tr13의 채널용량 Cch13의 2/3이기 때문에 수식 (32a), (32b), (33a), (33b)에서 나타낸 Cs는 $C_s = C_s' + C_{gso13} + (2/3) \cdot C_{ch13}$ 이다.

$\langle 279 \rangle$ 포화영역에 있는 경우, 채널 내의 게이트-드레인간 용량은 0으로 간주할 수 있기 때문에, Cgd13은 트랜지스터 Tr13의 채널 내 용량 이외의 게이트-드레인간 용량 Csgo13뿐이다. 수식 (34)에서 나타낸 Cgs11'는 트랜지스터 Tr11의 채널 내 용량 이외의 게이트-소스간 기생용량 Cgso11과, Vds=0 때의 트랜지스터 Tr11의 채널 내 게이트-소스간 용량의 합이다. 이 채널 내 게이트-소스간 용량은 트랜지스터 Tr11의 채널용량 Cch11의 1/2과, 선택신호 Ssel의 전압비 (Vsh/Vsh1)의 적산값이다. 즉, 수식 (34)에서 나타낸 Cgs11'는 $C_{gls11}' = C_{gso11} + C_{ch11} \cdot V_{sh}/2V_{sh1}$ 이다.

$\langle 280 \rangle$ 다음으로, 표시화소 PIX의 비선택상태를 보유하는 과정(비선택상태보유과정)에 있어서의 전압변화에 대해 설명한다. 도 32a에 나타내는 바와 같이, 선택과정(기입동작)으로부터 비선택상태로 이행할 때는, 트랜지스터 Tr13는 게이트-소스간(용량성분 Cs')에 보유된 전압 Vgs'에 의거하여 온 상태를 유지한다. 이때, 접점 N12의 전위가 전원전압 Vcc(=Vccw)보다 전위가 낮은 마이너스전위(-V)이며, 트랜지스터 Tr13에서는 드레인-소스간 전류 Ids가 흐르고 있다. 또, 도 32b에 나타내는 바와 같이, 이 전류 Ids가 흐른 결과, 접점 N12에 있어서의 전위는

상승하고, 0으로 되어 있다.

<281> 트랜지스터 Tr13의 드레인전압(점점 N14의 전위)과 소스전압(점점 N12의 전위)의 차가 없어질 때까지, 이 드레인전압과 소스전압이 변화한다. 이 변화에 요하는 시간은 10수 μ sec이다. 또, 소스전위가 변화함으로써 트랜지스터 Tr13의 게이트전위 V1'는 수식 (32a), (32b), (33a), (33b)에 나타내는 관계로부터 이하의 수식 (35)에 나타내는 관계로 변화한다.

$$\text{V1}' = \{Cs / (Cgs11 + Cgd13' + Cs'')\} \cdot V$$

$$- \{(Cgs11 + Cgd13 + Cs) / (Cgs11 + Cgd13' + Cs'')\} \cdot V1 \quad (35)$$

<284> 또한, 수식(35)에 나타내는 CS''는 수식 (36a)에 나타내는 바와 같이, 상기한 Cs' 및 Cgso13에 Vds=0 때의 트랜지스터 Tr13의 채널 내 게이트-소스간 용량 Csh13의 1/2을 가산한 용량이다. 수식 (35)에 나타내는 Cgd13'는 상기한 Cgd13과 Vds=0 때의 트랜지스터 Tr13의 채널 내 게이트-소스간 용량 Cch13의 1/2의 합이다. 즉, Cgd13'는 이하의 수식 (36b)로 나타내어진다.

$$Cs'' = Cs' + Cgso13 + Cch13/2 = Cs - Cch13/6 \quad (36a)$$

$$Cgd13' = Cgd13 + Cch13/2 \quad (36b)$$

<287> 또한, 수식 (35)에 나타내는 -V1, V1'는 도 29에서 나타낸 V1, V1'가 아니고, 각각 도 32a에 있어서의 점점 N11의 전위(-V1), 도 32b에 있어서의 점점 N11의 전위(V1')이다. 비선택상태보유과정에서는 도 32b에 나타낸 점점 N11, N14간의 용량성분 Cgd13'는 트랜지스터 Tr13의 채널 내 용량 이외의 게이트-드레인간 용량 Csgo13과 트랜지스터 Tr13의 채널용량 Cch13의 1/2의 합이다. 즉, 용량성분 Cgd13'는 $Cgd13' = Cgdo13 + Cch13/2 = Cgd13 + Cch13/2$ 이다.

<288> 다음으로, 비선택상태보유과정으로부터 전원전압전환과정으로 이행하고, 또한, 전원전압전환과정으로부터 발광과정으로 이행할 때의 각 점에 있어서의 전압 변화에 대해 설명한다. 도 33a에 나타내는 바와 같이, 비선택상태보유과정에서는 트랜지스터 Tr13의 드레인-소스간의 전위차가 0이 되고, 드레인-소스간 전류 Ids가 흐르지 않게 된다. 또, 도 33b에 나타내는 바와 같이, 비선택상태보유과정으로부터 전원전압전환과정으로 이행하면, 전원전압 Vcc가 저전위(Vccw)로부터 고전위(Vcce)로 전환한다. 또한, 전원전압전환과정으로부터 발광과정으로 이행하면, 도 33c에 나타내는 바와 같이, 트랜지스터 Tr13을 통하여 유기EL소자 OLED에 발광구동전류 Iem이 흐른다.

<289> 우선, 비선택상태보유과정으로부터 전원전압전환과정으로 이행할 경우에 대해 설명한다. 이때, 도 33a에 나타내는 트랜지스터 Tr13의 드레인-소스간 전압은 전위 0에 가까워진다. 그 후, 전원전압전환과정에서 전원전압 Vcc가 저전위(Vccw)로부터 고전위(Vcce)로 전환한다. 이로 인해, 트랜지스터 Tr13의 게이트(점점 N11)의 전위 Vn11과, 소스(점점 N12)의 전위 Vn12가 상승한다. 이때의 전위 Vn11은 수식 (37a)로 나타내어지고, 전위 Vn12는 수식 (37b)로 나타내어진다. 또한, V1'', V''는 각각 도 33b에 나타내는 점점 N11의 전위 Vn11, 점점 N12의 전위 Vn12이다.

$$Vn11 = V1'' = \{1 + Cch13 \cdot (3Cs + 2Cpix) / 6D\} V'$$

$$+ (Cgd13 \cdot Cpix + Cgd13 \cdot Cs) \cdot Vcce / D \quad (37a)$$

$$Vn12 = V'' = Cgd13 \cdot Cs \cdot Vcce / D + Cch13 \cdot (Cgs11 + Cgd13 + 3Cs) / 6D \quad (37b)$$

<293> 또한, 발광과정에서는 전원전압을 전환함으로써 트랜지스터 Tr13의 게이트(점점 N11)에 발생한 전위 V1c(도 33c의 예에 있어서의 점점 N11의 전위 Vn11)는 이하의 수식 (38)로 나타내어진다.

$$Vn11 = V1c = V1'' + Cs \cdot (Vpix - V'') / (Cgd13 + Cgs11 + Cs) \quad (38)$$

<295> 상기한 수식 (34), (35), (37a), (37b), (38)에서 나타낸 각 전압을 모두 비선택상태전환과정에 있어서의 전압 부호로 개서한다. 이에 따라, 구동트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 Vgs는 이하의 수식 (39)로 나타낼 수 있다.

$$Vgs = Vn11 - Vn12 = V1c - Voel$$

$$= (Vd - \Delta Vgs)$$

$$+ \{(Cgs11 + Cgd13) / (Cs + Cgs11 + Cgd13)\} \times$$

$$\{C_{gd13} \cdot V_{ce}/(C_{gs11}+C_{gd13})-V_{oel}-V\} \quad (39)$$

<300> 여기서, 수식 (39) 중의 V는 수식 (32b)에서 나타낸 V와 동일하고, $V=V_d+(C_{gs11}' \cdot C_s/D) \cdot V_{sh1}$ 이다. 또, V_d 는 기입시의 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에 발생하는 전압이며, 수식 (32b)에서 나타낸 바와 같이 $(V_d+(C_{gs11}' \cdot C_s) \cdot V_{sh1}/D)$ 로 나타내어진다. 또, 수식 (39) 중의 전압시프트 V_{gs} 는 도 31a로부터 도 31b로 전환했을 때의 접점 N11과 접점 N12 사이의 전위차이며, 수식 (34)에서 나타낸 바와 같이 $C_{gs11}' \cdot C_{pix} \cdot V_{sh1}/D$ 로 나타내어진다.

<301> 다음으로, 상기한 수식 (39)에 의거하여 발광구동용의 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 에 대한 임계값 전압 V_{th} 의 영향을 설명한다. 수식 (39)에 있어서, ΔV_{gs} , V, D의 값을 대입함으로써 이하의 수식 (40)이 얻어진다.

$$V_{gs}=\{C_s/(C_s+C_{gs11}+C_{gd13})\} \cdot V_d+\{(C_{gs11}+C_{gd13})/(C_s+C_{gs11}+C_{gd13})\} \times \{C_{gd13} \cdot V_{ce}/(C_{gs11}+C_{gd13})-V_{oel}-C_{gs11}' \cdot V_{sh1}/(C_{gs11}+C_{gd13})\} \quad (40)$$

<304> 또한, 수식 (40)에 있어서, 각 용량성분 C_{gs11} , C_{gs11}' , C_{gd13} 을 용량성분 C_s 로 규격화함으로써, 수식 (41)이 얻어진다.

$$V_{gs}=\{V_d-(c_{gs}+c_{gd}) \cdot V_{oel}\}/(1+c_{gs}+c_{gd})+\{c_{gd} \cdot V_{ce}-c_{gs}' \cdot V_{sh1}\}/(1+c_{gs}+c_{gd}) \quad (41)$$

<306> 수식 (41) 중의 c_{gs} , c_{gs}' , c_{gd} 는 수식 (27)에서 나타낸 c_{gs} , c_{gs}' , c_{gd} 와 동일하다. 수식 (41)의 우변 제 1 항은 표시데이터에 의거하는 지정계조와 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 V_{th} 에만 의존한다. 또, 수식 (41)의 우변 제 2 항은 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 에 가산되는 상수이다.

<307> 이에 따라, 전압지정으로 임계값 전압 V_{th} 를 보상하기 위해서는 발광시에 있어서의 $(V_{gs}-V_{th})$ (발광시의 구동전류 I_{oel} 를 결정하는 값)가 임계값 전압 V_{th} 에 의존하지 않도록 기입시의 소스전위(접점 N12의 전위) $-V_d$ 를 설정하면 좋다. 예를 들면, 발광시에 있어 게이트-소스간 전압 $V_{gs}=0-(-V_d)=V_d$ 를 유지하고 있던 것이라면, $(V_{gs}-V_{th})$ 가 V_{th} 에 의존하지 않기 위해서는 $V_{gs}=V_d=V_{d0}+V_{th}$ 의 관계가 성립되도록 하면 좋다. 이때, 발광시의 구동전류 I_{oel} 은 V_{th} 에 의존하지 않는 V_{d0} 만으로 나타내어진다. 또, 발광시의 게이트-소스간 전압이 기입시의 V_{gs} 로부터 변동한 경우, $V_d=V_{d0}+\varepsilon V_{th}$ 로 하면 좋다.

<308> 수식 (41) 중의 우변 제 1 항에 있어서의 유기EL소자 OLED의 발광전압 V_{oel} 로의 의존성은 이하의 수식 (42a)~(42c)의 관계가 성립되도록 결정된다. 또한, 수식 (42a)~(42c) 중의 $f(x)$, $g(x)$, $h(x)$ 는 각각 괄호안의 변수 x 의 함수인 것을 나타낸다. 즉, 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 는 수식 (42a)에 나타내는 바와 같이 발광전압 V_{oel} 의 함수가 되도록 결정된다. 또, 발광구동전류 I_{em} 은 수식 (42b)에 나타내는 바와 같이, 이 전압 V_{gs} 와 임계값 전압 V_{th} 의 차($V_{gs}-V_{th}$)의 함수가 되도록 결정된다. 또한, 발광전압 V_{oel} 은 수식 (42c)에 나타내는 바와 같이, 발광구동전류 I_{em} 의 함수가 되도록 결정된다.

$$V_{gs}=f(V_{oel}) \quad (42a)$$

$$I_{em}=g(V_{gs}-V_{th}) \quad (42b)$$

$$V_{oel}=h(I_{em}) \quad (42c)$$

<312> 기입동작 중, 구동트랜지스터 Tr13의 소스(접점 N12)에 대해서 표시데이터에 의거하는 전압(계조전압)을 부여하기 위한 데이터전압을 V_{d0} 으로 한다. 이 데이터 전압 V_{d0} 은 상기한 바와 같이 임계값 전압 V_{th} 에 의존하지 않는 항이다. 또, 시각 T_x 에 있어서의 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압을 $V_{th}(T_x)$, 시각 T_x 보다 뒤의 시각 T_y 에 있어서의 임계값 전압을 $V_{th}(T_y)$ 로 한다. 또한, 발광동작 중의 유기EL소자 OLED의 애노드-캐소드간에 시각 T_x 에 있어서 인가되는 전압 V_{oelx} , 시각 T_y 에 있어서 인가되는 전압 V_{oely} 로 한다.

<313> 이때, $V_{th}(T_y)>V_{th}(T_x)$ 의 조건을 만족시키고, 또한 시각 T_y 와 시각 T_y 에 있어서의 유기EL소자 OLED에 인가되는 전압의 차분을 $\Delta V_{oel}=V_{oely}-V_{oelx}$ 로 한다. 임계값 전압의 변동분 ΔV_{th} 를 보상하기 위해서는 V_{th} 를 보상함으로써 ΔV_{oel} 을 한정없이 0에 접근하면 좋다. 그로 인해, 상기한 수식 (41) 중의 우변 제 1 항의 전압 V_d 를 이하의 수식 (43)과 같이 설정하면 좋다.

$$V_d=V_{d0}+(1+c_{gs}+c_{gd}) \cdot \Delta V_{th} \quad (43)$$

<315> 수식 (43)에 있어서, 변동분 ΔV_{th} 가 임계값 전압 $V_{th}=0V$ 로부터의 차라고 하면, $V_{th}=V_{th}$ 로 나타낼 수 있다.

또, $(c_{gs}+c_{gd})$ 는 설계값이기 때문에, 상수 ε 를 $\varepsilon=1+c_{gs}+c_{gd}$ 로 정의하면, 수식 (43)에서 나타난 전압 V_d 는 이하의 수식 (44)로 나타내어진다. 이 수식 (44)로부터, 상기한 수식 (24), (25)가 유도된다.

$$V_d \equiv V_{d0} + (1+c_{gs}+c_{gd}) \cdot \Delta V_{th} = V_{d0} + \varepsilon \cdot \Delta V_{th} \quad (44)$$

또, 이 수식 (44)와 수식 (41)로부터 트랜지스터 Tr_{13} 의 임계값 전압 V_{th} 에 의존하지 않는 전압관계를 나타내는 이하의 수식 (45)가 얻어진다. 또한, 수식 (45)에 있어서의 V_{oel0} 은 임계값 전압 $V_{th}=0V$ 일 때의 유기EL소자 OLED의 발광전압 V_{oel} 이다.

$$V_{gs}-V_{th} = \{V_{d0} - (c_{gs}+c_{gd}) \cdot V_{oel0}\} / (1+c_{gs}+c_{gd}) \\ + (c_{gd} \cdot V_{cce} - c_{gs}' \cdot V_{sh1}) / (1+c_{gs}+c_{gd}) \quad (45)$$

또한, 제 0계조인 흑표시상태에 있어서, 트랜지스터 Tr_{13} 의 게이트-소스간에 임계값 전압 V_{th} 이상의 전압이 인가되지 않기 위한 조건, 즉, 유기EL소자 OLED에 발광구동전류 I_{em} 이 흐르지 않기 위한 전압조건을 구한다. 이 조건은 시각 0에 있어서의 데이터 전압을 $V_{d0}(0)$ 로 했을 때에 수식 (46)으로 나타내어진다. 이에 따라, 도 26에서 나타난 데이터드라이버(14)에 있어서, 전환스위치 SW_5 를 통하여 반전연산부(148)의 출력단에 인가되는 흑계조전압 V_{zero} 를 정할 수 있다.

$$-V_{d0}(0) = V_{zero} \geq c_{gd} \cdot V_{cce} - c_{gs}' \cdot V_{sh1} \quad (46)$$

다음으로, 실시형태 2에 있어서, 기생용량에 의한 구동트랜지스터 Tr_{13} 의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 를 보상하도록 보정계조전압 $V_{pix}(=-V_{in})$ 를 설정하기 위한 조건을 설명한다. 도 11에 나타내는 각 과정의 처리가 실행됨으로써 구동트랜지스터 Tr_{13} 의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 는 다른 기생용량에 기인하여 변동한다. 이 전압 V_{gs} 의 변동량을 보상하기 위해서는 기입기간 T_{wrt} (보정계조전압 V_{pix} 가 인가되는 기간)에 있어서의 보정계조전압 V_{pix} 가 이하의 수식 (47)에 나타내는 바와 같이 설정되어 있으면 좋다. 또한, 수식 (47) 중의 V_{ds12} 는 트랜지스터 Tr_{12} 의 드레인-소스간 전압이다.

$$V_{pix} = -(V_d + V_{ds12}) = -V_{org} - \beta V_{th} \quad (47)$$

도 34에 나타내는 기입동작 중 트랜지스터 Tr_{13} 의 드레인-소스 사이에 흐르는 기입전류 I_{wrt} 는 이하의 수식 (48)로 나타낼 수 있다. 또한, 수식 (48)에 있어서, μ_{FET} 는 트랜지스터의 이동도이다. 또, C_i 는 단위면적당의 트랜지스터 게이트 용량이며, W_{13} 은 트랜지스터 Tr_{13} 의 채널폭, L_{13} 은 트랜지스터 Tr_{13} 의 채널길이이다. 또한, V_{dse13} 은 기입시에 있어서의 트랜지스터 Tr_{13} 의 유효 드레인-소스간 전압이며, V_{th13} 은 트랜지스터 Tr_{13} 의 임계값 전압이다. p 는 박막 트랜지스터의 특성에 적합한 고유의 파라미터(피팅파라미터)이다.

$$I_{wrt} = \mu_{FET} \cdot C_i \cdot (V_d - V_{th13}) \cdot V_{dse13} \cdot (W_{13}/L_{13})$$

$$\equiv p \cdot \mu_{FET} \cdot C_i \cdot (V_d - V_{th13})^2 \cdot (W_{13}/L_{13}) \quad (48)$$

또, 기입동작 중, 트랜지스터 Tr_{12} 의 드레인-소스 사이에 흐르는 기입전류 I_{wrt} 는 이하의 수식 (49)로 나타낼 수 있다. 수식 (49) 중의 V_{th12} 는 트랜지스터 Tr_{12} 의 임계값 전압이며, V_{ds12} 는 트랜지스터 Tr_{13} 의 드레인-소스간 전압이다. 또, W_{12} 는 트랜지스터 Tr_{12} 의 채널폭, L_{12} 는 트랜지스터 Tr_{12} 의 채널길이이다.

$$I_{wrt} = \mu_{FET} \cdot C_i (V_{sh} + V_d + V_{ds12} - V_{th12}) \cdot (W_{12}/L_{12}) \cdot V_{dse12} \quad (49)$$

트랜지스터 Tr_{12} 의 드레인-소스간 전압 V_{dse12} 는 수식 (48), (49)에 의거하여 이하의 수식 (50a)로 나타낼 수 있다. 또, 수식 (50a) 중의 V_{sat12} 는 기입시의 트랜지스터 Tr_{12} 의 유효 드레인-소스간 전압이며, 이하의 수식 (50b)로 나타내어진다. 또한, q 는 박막 트랜지스터의 특성에 적합한 고유의 파라미터(피팅파라미터)이다.

$$V_{dse12} = V_{ds12} / \{1 + (V_{ds12}/V_{sat12})^q\}^{(1/q)} \quad (50a)$$

$$V_{sat12} = p \cdot (V_{sh} + V_d + V_{ds12} - V_{th12}) \quad (50b)$$

일반적으로, n 채널 비결정성 실리콘 트랜지스터에서는 트랜지스터가 온 상태에 있는 시간(게이트-소스간 전압이 플러스전압인 시간)이 길수록 임계값 전압의 고전압측으로 시프트하는 양이 커지는 경향이 있다. 구동트랜지스터 Tr_{13} 은 발광기간 T_{em} 에 있어서 온이며, 이 발광기간 T_{em} 은 사이클기간 T_{cyc} 에 있어서 차지하는 비율이 크다.

그로 인해, 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압은 시간의 경과에 동반해 서 플러스전압측으로 시프트하기 때문에 트랜지스터 Tr13의 저항은 높아진다.

<333> 한편, 선택트랜지스터 Tr12는 선택기간 Tsel 중에만 온이다. 이 선택기간 Tsel은 사이클기간 Tcyc에 있어서 차지하는 비율이 작다. 그로 인해, 구동트랜지스터 Tr13과 비교하여 시간의 경과에 동반하는 임계값 전압의 시프트가 작다. 이에 따라, 보정계조전압 Vpix를 도출할 경우에, 트랜지스터 Tr12의 임계값 전압 Vth12의 변동은 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 Vth13의 변동에 대해서 무시할 수 있고, 변동하지 않는 것으로서 취급하고 있다.

<334> 상기한 수식 (48), (49)에서 나타낸 바와 같이, 기입전류 Iwrt는 p나 q의 TFT(Thin Film Transistor) 특성피팅 파라미터, 트랜지스터의 사이즈로부터 정해지는 파라미터, 트랜지스터의 게이트 두께나 비결정성 실리콘의 이동도 등의 프로세스파라미터, 선택신호가 갖는 전압 Vsh 등의 설정값에 의해 정해진다. 이로 인해, 수식 (48)에서 나타낸 Iwrt와 수식 (49)에서 나타낸 Iwrt가 동등하다고 했을 때의 등식을 수치해석함으로써, 트랜지스터 Tr12의 드레인-소스간 전압 Vds12가 구해진다. 또한, 이 전압 Vds12는 보정계조전압 Vpix와의 사이에 수식 (47)에서 나타낸 관계($V_{pix} = -V_d - V_{ds12}$)가 있기 때문에 Vds12를 정함으로써 보정계조전압 Vpix를 구할 수 있다.

<335> 기입기간 Twrt 중에 반전연산부(148)가 이 보정계조전압 Vpix를 출력하면, 트랜지스터 Tr13의 소스(접점 N12)에 -Vd가 기입된다. 이로 인해, 기입기간 Twrt 중의 트랜지스터 Tr13에서는 게이트-소스간 전압이 Vgs가 되고, 드레인-소스간 전압 $V_{ds} = 0 - (-V_d) = V_d + \varepsilon \cdot \Delta V_{th}$ 가 된다. 기입기간 Twrt 중에 이와 같은 기입전류 Iwrt를 흘림으로써 발광기간 Tem 중, 기생용량 등의 영향에 의한 임계값 전압 Vth의 시프트를 보상한 구동전류 Ioled를 유기 EL소자 OLED에 흘릴 수 있다.

<336> 다음으로, 실시형태 2에 관련되는 표시장치(1)와 표시장치(1)의 구동방법에 의한 효과에 대해 구체적인 실험결과를 참조해서 설명한다. 기입동작 중의 구동트랜지스터 Tr13의 소스(접점 N12)에 있어서의 전위(-Vd)는 수식 (24)에서 나타낸 바와 같이, 데이터전압 Vd0과 임계값 전압 Vth의 상수배(γ 배)에 의거하여 설정된다($-V_d = -V_{d0} - \gamma V_{th}$). 이 전위는, 게이트-소스간에 보유되는 전압 Vgs에 의해 설정된다. 한편, 데이터드라이버(14, 반전연산부(148))에 의해 생성되는 보정계조전압 Vpix($= -V_{in}$)는 수식 (22)에서 나타낸 바와 같이, 원계조전압 Vorg와 임계값 전압 Vth의 상수배(β 배)에 의거하여 설정된다($-V_{in} = -V_{org} - \beta V_{th}$).

<337> 이하, 데이터 전압 Vd0과 원계조전압 Vorg의 관계가 상수 γ 나 β , 임계값 전압 Vth에 의존하지 않기 위한 조건을 검증한다. 도 35에 나타내는 바와 같이, 기입동작 중의 원계조전압 Vorg의 입력데이터(지정계조)가 높아질수록 구동트랜지스터 Tr13의 소스에 표시데이터에 따른 전압(계조전압)을 부여하는 데이터전압 Vd0과 원계조전압 Vorg의 차($V_{d0} - V_{org}$)가 커진다. 예를 들면, 제 0계조(흑표시상태)에서는 데이터전압 Vd0과 원계조전압 Vorg는 어느 것이나 Vzero($= 0V$)이다. 한편, 제 255계조(최고휘도계조)에서는 데이터전압 Vd0과 원계조전압 Vorg의 차($V_{d0} - V_{org}$)는 약 1.3V이다. 이것은 인가하는 보정계조전압 Vpix가 클수록 기입전류 Iwrt가 커지고, 트랜지스터 Tr13의 소스-드레인간 전압도 커지는 것에 기인한다.

<338> 또한, 도 35의 예에서는 기입동작시의 전원전압 Vcc($= V_{ccw}$)가 접지전위 GND($= 0V$)이며, 발광동작시의 전원전압 Vcc($= V_{cce}$)가 12V이다. 선택신호 Ssel의 하이레벨(Vsh)와 로레벨(-Vs1) 사이의 전위차(전압범위) Vsh1은 27V이다. 발광구동용 트랜지스터 Tr13의 채널폭 W13이 100 μm 이며, 트랜지스터 Tr11 및 트랜지스터 Tr12의 각 채널폭 W11, W12는 모두 40 μm 이다. 또한, 표시화소 PIX의 사이즈는 129 $\mu m \times 129\mu m$ 이며, 화소의 개구율은 60%이며, 커패시터 Cs의 정전용량 600fF($= 0.6 pF$)이다.

<339> 기입동작 중의 입력데이터에 대한 보정계조전압과 임계값 전압의 관계에 대해 설명한다. 수식 (22)에 나타내는 바와 같이, 보정계조전압 Vpix($= -V_{in}$)은 상수 β 와 임계값 전압 Vth에 의존한다. 이 상수 β 를 일정하게 한 경우, 도 36에 나타내는 바와 같이, 임계값 전압 Vth가 커질수록 보정계조전압 Vpix는 이 임계값 전압 Vth만큼 낮아진다. 이 경향은 입력데이터(지정계조)의 전체 계조영역에 있어서 거의 같다.

<340> 도 36의 예에서는, 상수 $\beta = 1.08$ 로 설정한 경우, 임계값 전압 Vth를 0V→1V→3V로 변화했을 때에, 각 임계값 전압 Vth에 대한 보정계조전압 Vpix의 특성선이 저전압방향으로 거의 평행 이동한다. 또, 제 0계조(흑표시상태)에서는 임계값 전압 Vth의 값에 관련되지 않고, 보정계조전압 Vpix는 Vzero($= 0V$)이다. 또한, 도 36의 실험조건은 도 35에서 나타낸 실험조건과 동일하다.

<341> 다음으로, 발광동작에 있어서의, 입력데이터에 대한 유기EL소자 OLED의 발광구동전류 Iem과 임계값 전압 Vth의 관계에 대해 설명한다. 또한, 입력데이터의 계조수는 256이며, 최저휘도계조가 제 0계조이고, 최고휘도계조가 제 255계조이다. 수식 (22)에서 나타낸 보정계조전압 Vpix를 데이터드라이버(14)로부터 각 표시화소 PIX에 인

가한다. 이에 따라, 수식 24에서 나타낸 기입전압 $V_{gs}(=0-(-V_d)=V_{d0}+\gamma V_{th})$ 가 구동트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에 보유된다. 이때, 상수 γ 를 거의 일정하게 한 경우, 도 37a, 도 37b에 나타내는 바와 같이, 임계값 전압 V_{th} 의 값에 관련되지 않고, 거의 일정한 전류값을 갖는 발광구동전류 I_{em} 이 유기EL소자 OLED로 흘렀다. 이 경향은 입력데이터(지정계조)의 전체 계조영역에 있어서 거의 같다. 또한, 도 37a, 도 37b의 실험조건은 도 35에서 나타낸 실험조건과 동일하다.

<342> 도 37a의 예는 상수 $\gamma=1.07$, 임계값 전압 $V_{th}=1.0V$ 로 설정했을 때의 실험결과이다. 또, 도 37b의 예는 상수 $\gamma=1.05$, 임계값 전압 $V_{th}=3.0V$ 로 설정했을 때의 실험결과이다. 도 37a와 도 37b를 비교하면, 임계값 전압 V_{th} 의 값이 다름에도 관계없이 발광구동전류 I_{em} 은 거의 동일한 특성선을 나타내고 있다.

<343> 또, 이 실험결과로부터 이론값에 대한 휘도변화(휘도차)가 거의 전체 계조에 있어서 대략 1.3% 이하로 억제되는 효과가 판명되었다(이하에서는, 이 억제효과를 「 γ 효과」라 한다). 예를 들면, 도 37a에 나타내는 바와 같이, $\gamma=1.07$ 의 경우, 각 지정계조(8bit)가 63, 127, 255일 때, 각 휘도변화는 0.27%, 0.62%, 1.29%이었다. 또, 도 37b에 나타내는 바와 같이, $\gamma=1.05$ 의 경우, 각 지정계조(8bit)가 63, 127, 255일 때, 각 휘도변화는 0.27%, 0.61%, 1.27%이었다.

<344> 다음으로, 발광동작에 있어서의, 입력데이터에 대한 발광구동전류와 임계값 전압의 변동(시프트)의 관계에 대해 설명한다. 「 γ 효과」의 임계값 전압 V_{th} 의 변동량(V_{th} 시프트폭)에 대한 의존성은 상수 γ 를 일정하게 한 경우, 임계값 전압 V_{th} 의 변동폭이 커질수록 초기의 임계값 전압 V_{th} 에 있어서의 발광구동전류 I_{em} 과의 전류차가 작아지는 효과가 판명되었다.

<345> 도 38a 및 도 38b에 나타내는 바와 같이, $\gamma=1.1$ 또한 $V_{th}=1V \rightarrow 3V$ (V_{th} 시프트폭이 2V)의 경우, 각 지정계조(8bit)가 63, 127, 255일 때, 각 휘도변화는 0.24%, 0.59%, 1.29%이었다. 또, 도 38a 및 도 38c에 나타내는 바와 같이, $\gamma=1.1$ 또한 $V_{th}=1V \rightarrow 5V$ (V_{th} 시프트폭이 4V)의 경우, 각 지정계조(8bit)가 63, 127, 255일 때, 각 휘도변화는 0.04%, 0.12%, 0.27%이었다.

<346> 이에 따라, 임계값 전압 V_{th} 의 변동량(V_{th} 시프트폭)이 클수록 특성선이 이론값에 의해 근사하는 효과가 얻어지는 것이 판명되었다. 즉, 이론값에 대한 휘도변화(휘도차)가 작아지는(대략 0.3% 이하로 억제되는) 효과가 얻어지는 것이 판명되었다.

<347> 또한, 본 실시형태의 효과의 우위성을 나타내기 위해 상기한 「 γ 효과」를 가질 때의 실험결과와, 「 γ 효과」를 갖지 않을 때의 실험결과를 비교한다. 「 γ 효과」를 갖지 않을 때란, 구동트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에 수식 (24)에 나타내는 관계 ($V_{gs}=0-(-V_d)=V_{d0}+\gamma V_{th}$)에 있어서 상수 γ 에 의존하지 않는 전압 V_{th} 를 설정했을 때이다. 도 39a 및 39b에 나타내는 바와 같이, 「 γ 효과」를 갖지 않는 경우, 입력데이터에 대한 발광구동전류 및 임계값 전압의 관계는 상수 γ 에 관련되지 않고 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 V_{th} 가 높을수록 발광구동전류 I_{em} 이 작아지는 특성선을 나타냈다. 또한, 도 39a의 예는 상수 $\gamma=1.07$ 로 설정하고, 임계값 전압 $V_{th}=1.0V$ 및 3.0V로 설정했을 때의 발광구동전류 I_{em} 의 특성선이다. 도 39b의 예는 상수 $\gamma=1.05$ 로 설정하고, 임계값 전압 $V_{th}=1.0V$ 및 3.0V로 설정했을 때의 발광구동전류 I_{em} 의 특성선이다.

<348> 또, 거의 전체 계조영역에서 이론값에 대한 휘도변화(휘도차)가 1.0% 이상이며, 특히 중간계조(도 39a 및 39b의 예에서는 제 127계조) 이상에서 이론값에 대한 휘도변화가 2% 이상에 이르는 것이 판명되었다. $\gamma=1.07$ 의 경우, 각 지정계조(8bit)가 63, 127, 255일 때, 각 휘도변화는 1.93%, 2.87%, 4.13%이었다. 또, $\gamma=1.05$ 의 경우, 각 지정계조(8bit)가 63, 127, 255일 때, 각 휘도변화는 1.46%, 2.09%, 2.89%이었다.

<349> 이 휘도변화가 중간계조에 있어서 대략 2%에 이른 경우, 사용자는 화상의 인화로서 시인한다. 그로 인해, 상수 γ 에 의존하지 않는 전압 V_{gs} (기입전압; $-V_d=-V_{d0}-V_{th}$)를 커패시터 Cs에 보유한 경우, 표시화질이 열화하여 버린다. 한편, 실시형태 2에 따르면, 커패시터 Cs에 보유하는 전압은 상수 γ 를 보상한 기입전압 ($=0-(-V_d)=V_{d0}+\gamma V_{th}$)이다. 이로 인해, 도 37, 도 38에서 나타낸 바와 같이, 각 계조에 있어서, 이론값에 대한 휘도변화(휘도차)를 대폭으로 억제할 수 있다. 이에 따라, 실시형태 2의 표시장치(1)는 화상의 인화를 방지하여 매우 적합한 표시화질로 화상을 표시할 수 있다.

<350> 다음으로, 보정계조전압 V_{pix} 와 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 의 관계에 대해 설명한다. 트랜지스터 Tr13의 소스(접점 N12)와 데이터라인 Ld의 사이에는 트랜지스터 Tr12가 온 때의 저항에 의한 전위차가 존재한다. 이로 인해, 접점 N12에는 트랜지스터 Tr13의 임계값 전압 V_{th} 의 γ 배의 전압과 데이터전압 V_{d0} 를 가산한 전압이 보유된다. 이 전압을 보유하기 위해 수식 (22)에서 나타낸 바와 같이, 보정계조전압 V_{pix} 로서 임계값 전압 V_{th} 의 β 배의 전압과 원계조전압 V_{org} 를 가산한 전압이 접점 N12에 보유된다.

- <351> 이하, 수식 (22), (24)에 나타난 보정계조전압 V_{pix} 와 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 의 관계에 있어서, $V_{pix}(=V_{in})$ 에 대해서 βV_{th} 를 오프셋 했을 때의 $V_{gs}(=V_d)$ 의 변화분 γV_{th} 의 관계에 대해 검증한다.
- <352> 도 40에 나타내는 바와 같이, 임계값 전압 V_{th} 가 0V에서 3V로 변화한 경우, 보정계조전압 V_{pix} 를 정하는 상수 β 는 입력데이터(지정계조)에 대해서 일정하다. 한편, 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 를 정하는 상수 γ 는 입력데이터(지정계조)에 대해서 거의 일정한 기울기로 변화한다. 도 40의 예에서는 중간계조(계조수가 256의 경우, 제 128계조 근방)에 있어서 상수 γ 가 이상값(도 40 중의 일점쇄선)을 갖도록 $\beta=1.08$ 일 때에 $\gamma=1.097$ 로 설정하면 좋다. 상수 β 와 상수 γ 는 비교적 가까운 값으로 설정할 수 있기 때문에 실용상은 $\beta=\gamma$ 로 설정해도 좋다.
- <353> 이상의 실험결과로부터 구동트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 를 정하는 상수 $\gamma(=\beta)$ 는 1.05 이상인 것이 바람직하다. 또, 보정계조전압 V_{pix} 는 입력데이터(지정계조) 중의 적어도 1개의 계조에 있어서, 트랜지스터 Tr13의 소스(접점 N12에 보유되는 전압 V_d 가 수식 (24)에서 나타난 전압 $(-V_d0-\gamma V_{th})$ 이 되도록 설정되어 있으면 좋은 것이 판명되었다.
- <354> 또한, 이때, 임계값 전압의 변동(V_{th} 시프트)에 따른 발광구동전류 I_{em} 의 변화가 초기상태에 있어서의 최대전류 값에 대해서 대략 2% 이내가 되도록 트랜지스터 Tr13의 치수(채널폭 W 와 채널길이 L 의 비 W/L)와 선택신호 Ssel의 전압(V_{sh} 및 $-V_{sl}$)이 설정되어 있는 것이 바람직하다.
- <355> 보정계조전압 V_{pix} 는 트랜지스터 Tr13의 소스전위($-V_d$)에 트랜지스터 Tr12의 드레인-소스간 전압을 가산한 값이다. 전원전압 V_{ccw} 와 보정계조전압 V_{pix} 의 차($V_{ccw}-V_{pix}$)의 절대값이 클수록 기입동작 중에 각 트랜지스터 Tr12, Tr13의 각 드레인-소스 사이에 흐르는 전류의 값이 커진다. 이로 인해, 보정계조전압 V_{pix} 와 트랜지스터 Tr13의 소스전위($-V_d$)의 전위차가 커진다.
- <356> 단, 트랜지스터 Tr12의 드레인-소스간 전압에 의한 전압강하의 영향을 작게 하면, 임계값 전압 V_{th} 의 β 배의 효과가 그대로 「 γ 효과」에도 나타난다. 즉, 수식 (24)의 관계를 만족시키는 오프셋 전압 γV_{th} 를 설정할 수 있으면, 기입동작상태로부터 발광동작상태로 이행했을 때의 발광구동전류 I_{em} 의 값의 변동을 보상할 수 있다. 이때, 트랜지스터 Tr12의 드레인-소스간 전압의 영향을 고려할 필요가 있다.
- <357> 도 35에서 나타낸 바와 같이, 트랜지스터 Tr12의 드레인-소스간 전압이 기입동작에 있어서 최대휘도계조시(드레인-소스간 전압이 최대)일 때에 13V정도가 되도록 트랜지스터 Tr12를 설계한다. 이때, 도 40에 나타내는 바와 같이, 최저휘도계조(제 0계조)에 있어서의 상수 $\gamma(=1.07)$ 와 최고휘도계조(제 255계조)에서의 상수 $\gamma(=1.11)$ 의 차가 충분히 작기 때문에 수식 (22)에서 나타난 β 에 근사할 수 있다.
- <358> 전원전압 V_{ccw} 와 보정계조전압 V_{pix} 의 차($V_{ccw}-V_{pix}$) 중의 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간 전압 V_{gs} 의 전압 V_{d0} 이 원계조전압 V_{org} 가 된다. 또, 보정계조전압 V_{pix} 가 원계조전압 V_{org} 에 오프셋 전압 βV_{th} 를 가산해서 마이너스극성으로 한 전압으로 설정되어 있다. 기입동작 중, 이 보정계조전압 V_{pix} 가 수식 (22)를 만족시키도록 설정되어 있다. 이 경우라도, 트랜지스터 Tr12의 드레인-소스간에 있어서의 최대전압을 매우 적합하게 설정하고 있으면, 상수 γ 를 상수 β 에 근사할 수 있다. 이에 따라, 최저휘도계조로부터 최고휘도계조에 이르기까지 고정밀도로 각 계조를 표시할 수 있다.
- <359> 또한, 실험에 사용한 유기EL소자 OLED(화소사이즈 $129\mu m \times 129\mu m$, 개구율 60%)의 구동전압에 대한 화소전류의 변화특성에 대해 설명한다. 도 41에 나타내는 바와 같이, 이 유기EL소자 OLED의 화소전류는 구동전압이 마이너스전압의 영역에서는 전류값이 작고, $10 \times 10^{-3} \mu A \sim 10 \times 10^{-5} \mu A$ 오더이었다. 또, 화소전류는 구동전압이 대략 0V일 때에 값이 가장 낮고, 구동전압이 플러스전압의 영역에서는 구동전압의 상승에 동반해서 급격히 증가했다.
- <360> 또, 표시화소 PIX에 적용되는 트랜지스터의 채널 내 기생용량과 전압의 관계에 대해 설명한다. 우선, 박막 트랜지스터 TFT의 기생용량에 관해서 일반적으로 참조되는 Meyer의 용량모델에 의거하여 게이트-소스간 전압 V_{gs} 가 임계값 전압 V_{th} 보다도 큰 조건 ($V_{gs} > V_{th}$), 즉, 소스-드레인간에 채널이 형성되어 있는 조건에서의 용량과 전압의 관계(용량특성)를 나타낸다.
- <361> 박막 트랜지스터의 채널 내 기생용량 C_{ch} 에는 게이트-소스간의 기생용량 C_{gs_ch} 와 게이트-드레인간의 기생용량 C_{gd_ch} 가 있다. 각 기생용량 C_{gs_ch} 및 C_{gd_ch} 와 채널 내 기생용량 C_{ch} 의 용량비 (C_{gs_ch}/C_{ch} , C_{gd_ch}/C_{ch})는 게이트-소스간 전압 V_{gs} 와 임계값 전압 V_{th} 의 차분($V_{gs}-V_{th}$)의 사이에 소정의 특성을 갖는다.
- <362> 도 42에 나타내는 바와 같이, 전압비가 0일 때(드레인-소스간 전압 $V_{ds}=0V$), 용량비 C_{gs_ch}/C_{ch} 와 용량비 C_{gd_ch}/C_{ch} 는 동등하고, 어느 것이나 1/2이다. 전압비가 증가해서 드레인-소스간 전압 V_{ds} 가 포화영역에 이른

상태에서는 용량비 C_{gs_ch}/C_{ch} 가 대략 2/3이며, 용량비 C_{gd_ch}/C_{ch} 는 0에 점점 가까워진다.

<363> 이상 설명한 바와 같이, 실시형태 2에 따르면, 표시장치(1)는 표시화소 PIX의 기입동작시에 수식 (50a)에 나타낸 전압값을 갖는 보정계조전압 V_{pix} 를 인가한다. 그로 인해, 트랜지스터 Tr13의 게이트-소스간에 전압 V_{gs} 를 보유할 수 있다. 또한, 이 전압 V_{gs} 는 표시데이터(휘도계조값)에 대응하고 있고, 또한 화소구동회로 DC에 있어서의 전압변화의 영향을 보상하도록 설정되어 있다. 이에 따라, 발광동작 중에 유기EL소자 OLED에 공급되는 발광구동전류 I_{em} 의 전류값을 보상할 수 있다.

<364> 즉, 표시데이터에 대응하는 전류값을 갖는 발광구동전류 I_{em} 가 유기EL소자 OLED에 흐름으로써, 그 유기EL소자를 표시데이터에 따른 휘도계조로 발광시킬 수 있다. 이에 따라, 각 표시화소에 있어서의 휘도계조의 차이를 억제하여 표시품질이 우수한 표시장치를 제공할 수 있다. 또한, 실시형태 2에 대해서도 실시형태 1과 실질적으로 동일한 표시장치의 구동방법을 매우 적합하게 적용할 수 있다.

<365> 이 출원은 2006년 9월 26일에 일본국 특허청에 출원된 특원 2006-260650호, 및, 2007년 3월 28일에 일본국 특허청에 출원된 특원 2007-083360호를 기초로 하고 있으며, 해당 출원의 내용을 본원에 집어넣는 것으로 한다.

도면의 간단한 설명

<366> 도 1은 본 발명의 실시형태에 관련되는 표시장치에 적용되는 표시화소의 주요부 구성을 나타내는 도면이다.

<367> 도 2는 표시화소의 각 동작에 있어서의 신호파형을 나타내는 도면이다.

<368> 도 3a는 표시화소의 기입동작시에 있어서의 동작상태를 나타내는 도면이다.

<369> 도 3b는 표시화소의 기입동작시에 있어서의 등가회로를 나타내는 도면이다.

<370> 도 4a는 표시화소의 기입동작시에 있어서의 구동트랜지스터의 동작특성의 한 예를 나타내는 도면이다.

<371> 도 4b는 기입동작시에 있어서의 유기EL소자의 구동전류와 구동전압의 관계의 한 예를 나타내는 도면이다.

<372> 도 5a는 표시화소의 보유동작시에 있어서의 동작상태를 나타내는 도면이다.

<373> 도 5b는 표시화소의 보유동작시에 있어서의 등가회로를 나타내는 도면이다.

<374> 도 6은 표시화소의 보유동작시에 있어서의 구동트랜지스터의 동작특성을 나타내는 도면이다.

<375> 도 7a는 표시화소의 발광동작시에 있어서의 동작상태를 나타내는 도면이다.

<376> 도 7b는 표시화소의 발광동작시에 있어서의 등가회로를 나타내는 도면이다.

<377> 도 8a는 표시화소의 발광동작시에 있어서의 구동트랜지스터의 동작특성의 한 예를 나타내는 도면이다.

<378> 도 8b는 발광동작시에 있어서의 유기EL소자의 부하특성의 한 예를 나타내는 도면이다.

<379> 도 9는 실시형태 1에 있어서의 표시장치의 구성을 나타내는 블록도이다.

<380> 도 10은 실시형태 1에 있어서의 데이터드라이버 및 표시화소(화소구동회로나 발광소자)의 주요부의 구성을 나타내는 도면이다.

<381> 도 11은 선택동작에서 발광동작에 이르기까지의 각 과정을 나타내는 도면이다.

<382> 도 12는 표시장치의 구동제어에 있어서의 타이밍차트이다.

<383> 도 13은 표시장치의 선택동작에 있어서의 타이밍차트이다.

<384> 도 14는 프리차지동작에 있어서의 데이터드라이버와 표시화소의 동작상태를 나타내는 도면이다.

<385> 도 15는 제 1 참조전압의 판독동작에 있어서의 데이터드라이버와 표시화소의 동작상태를 나타내는 도면이다.

<386> 도 16은 제 2 참조전압의 판독동작에 있어서의 데이터드라이버와 표시화소의 동작상태를 나타내는 도면이다.

<387> 도 17은 표시장치의 기입동작에 있어서의 데이터드라이버와 표시화소의 동작상태를 나타내는 도면이다.

<388> 도 18은 표시장치의 보유동작에 있어서의 데이터드라이버와 표시화소의 동작상태를 나타내는 도면이다.

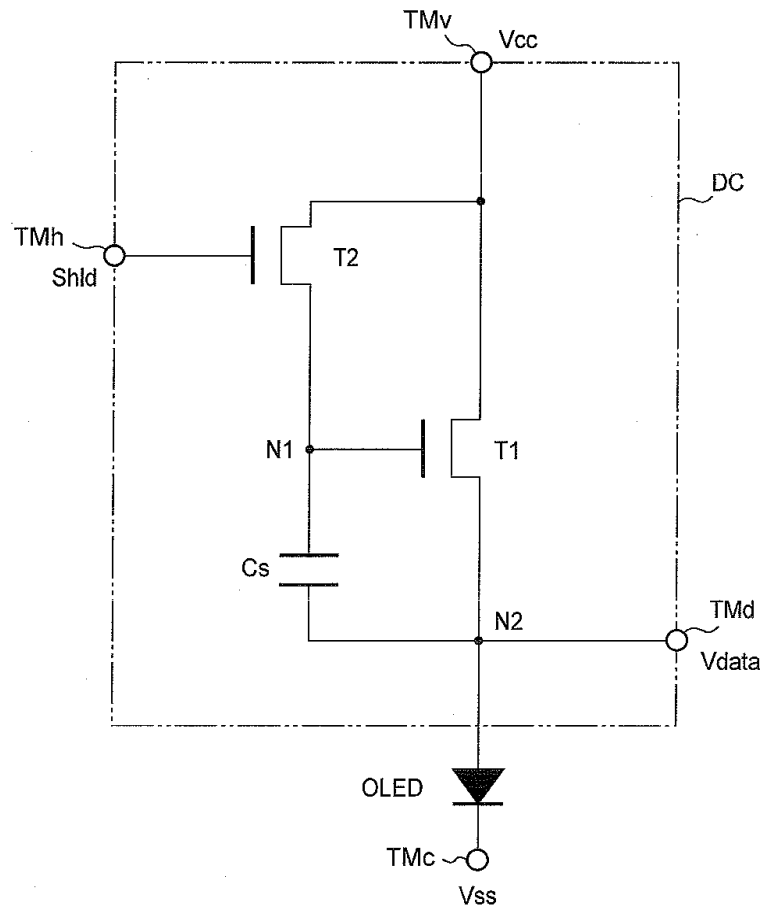
<389> 도 19는 표시장치의 발광동작에 있어서의 데이터드라이버와 표시화소의 동작상태를 나타내는 도면이다.

- <390> 도 20은 선택기간에 있어서의 데이터라인에 인가되는 전압의 한 예를 나타내는 도면이다.
- <391> 도 21은 과도응답기간에 있어서의 경과시간과 구동트랜지스터의 소스단자의 전위변화의 관계를 나타내는 도면이다.
- <392> 도 22는 구동트랜지스터의 임계값 전압과 참조전압의 차분의 관계를 나타내는 도면이다.
- <393> 도 23은 데이터드라이버의 회로구성의 한 예를 나타내는 도면이다.
- <394> 도 24는 데이터드라이버로서 적용되는 디지털-아날로그변환기의 디지털전압으로부터 아날로그전압으로 변환했을 때의 특성을 나타내는 도면이다.
- <395> 도 25는 본 실시형태의 표시영역을 구비한 표시장치의 구동방법에 있어서의 동작타이밍을 나타내는 도면이다.
- <396> 도 26은 실시형태 2에 있어서의 데이터드라이버와 표시화소(화소구동장치나 발광소자)의 주요부의 구성을 나타내는 도면이다.
- <397> 도 27a는 화소구동회로에 기생하는 용량성분을 포함한 등가회로를 나타내는 도면이다.
- <398> 도 27b는 도 27a에서 나타낸 용량성분 Cs에 대응하는 등가회로를 나타내는 도면이다.
- <399> 도 28a는 실시형태 2에 있어서의 표시화소의 기입동작시에 있어서의 등가회로를 나타내는 도면이다.
- <400> 도 28b는 실시형태 2에 있어서의 표시화소의 발광동작시에 있어서의 등가회로를 나타내는 도면이다.
- <401> 도 28c는 도 28b에서 나타낸 용량성분 Cgd13'에 대응하는 등가회로를 나타내는 도면이다.
- <402> 도 28d는 도 28b에서 나타낸 용량성분 Cs''에 대응하는 등가회로를 나타내는 도면이다.
- <403> 도 29a는 전하량 불변의 법칙을 설명하기 위한 제 1 모델을 나타내는 도면이다.
- <404> 도 29b는 전하량 불변의 법칙을 설명하기 위한 제 2 모델을 나타내는 도면이다.
- <405> 도 30a는 하이레벨의 선택신호가 인가되었을 때에 표시화소에 있어서 전하가 보유된 상태를 설명하기 위한 모델을 나타내는 도면이다.
- <406> 도 30b는 로레벨의 선택신호가 인가되었을 때에 표시화소에 있어서 전하가 보유된 상태를 설명하기 위한 모델을 나타내는 도면이다.
- <407> 도 31a는 선택과정의 등가회로에 있어서의 전압을 나타내는 도면이다.
- <408> 도 31b는 비선택상태전환과정의 등가회로에 있어서의 전압을 나타내는 도면이다.
- <409> 도 32a는 선택과정(기입동작)으로부터 비선택상태로 이행했을 때의 전압의 변화를 나타내는 도면이다.
- <410> 도 32b는 비선택상태보유과정에 있어서의 전압의 변화를 나타내는 도면이다.
- <411> 도 33a는 비선택상태보유과정의 등가회로에 있어서의 전압을 나타내는 도면이다.
- <412> 도 33b는 전원전압전환과정의 등가회로에 있어서의 전압을 나타내는 도면이다.
- <413> 도 33c는 발광과정의 등가회로에 있어서의 전압을 나타내는 도면이다.
- <414> 도 34는 기입동작시의 등가회로에 있어서의 전압을 나타내는 도면이다.
- <415> 도 35는 기입동작에 있어서의 입력데이터에 대한 데이터전압 및 원계조전압의 관계를 나타내는 도면이다.
- <416> 도 36은 기입동작에 있어서의 입력데이터에 대한 보정계조전압 및 임계값 전압의 관계를 나타내는 도면이다.
- <417> 도 37a는 발광동작에 있어서의 입력데이터에 대한 발광구동전류 및 임계값 전압의 관계의 제 1 예를 나타내는 도면이다.
- <418> 도 37b는 발광동작에 있어서의 입력데이터에 대한 발광구동전류 및 임계값 전압의 관계의 제 2 예를 나타내는 도면이다.
- <419> 도 38a는 발광동작에 있어서의 입력데이터에 대한 발광구동전류와 임계값 전압의 변동의 관계의 제 1 예를 나타내는 도면이다.

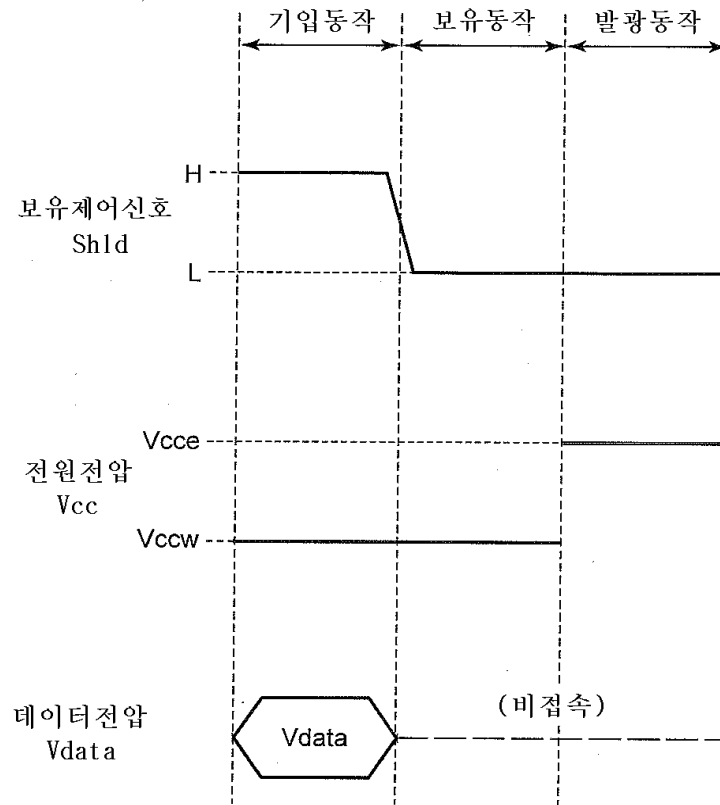
- <420> 도 38b는 발광동작에 있어서의 입력데이터에 대한 발광구동전류와 임계값 전압의 변동의 관계의 제 2 예를 나타내는 도면이다.
- <421> 도 38c는 발광동작에 있어서의 입력데이터에 대한 발광구동전류와 임계값 전압의 변동의 관계의 제 3 예를 나타내는 도면이다.
- <422> 도 39a는 「 γ 효과」를 갖지 않을 때의 입력데이터에 대한 발광구동전류와 임계값 전압의 관계의 제 1 예를 나타내는 도면이다.
- <423> 도 39b는 「 γ 효과」를 갖지 않을 때의 입력데이터에 대한 발광구동전류와 임계값 전압의 관계의 제 2 예를 나타내는 도면이다.
- <424> 도 40은 본 발명의 효과를 발생하도록 설정되는 상수와 입력데이터의 관계를 나타내는 도면이다.
- <425> 도 41은 본 발명의 효과를 확인하기 위한 실험에서 사용한 유기EL소자의 전압과 전류의 관계를 나타내는 도면이다.
- <426> 도 42는 표시화소(화소구동회로)에 사용되는 트랜지스터의 채널 내 기생용량과 전압의 관계를 나타내는 도면이다.
- <427> ※도면의 주요부분에 대한 부호의 설명
- | | |
|--------------------------------------|--------------|
| <428> 1: 표시장치 | 11: 표시영역 |
| <429> 12: 선택드라이버 | 13: 전원드라이버 |
| <430> 14: 데이터드라이버(표시구동장치) | 15: 제어부 |
| <431> 16: 표시신호생성회로 | 17: 표시패널 |
| <432> 141: 레지스터부 | 142: 계조전압생성부 |
| <433> 143: 전압변환부 | 144: 전압연산부 |
| <434> 145: 전압판독부 | 146: 가감산부 |
| <435> 147: 변환부 | 148: 반전연산부 |
| <436> 149: 전압판독부 | |
| <437> SW1, SW2, SW3, SW4, SW5: 전환스위치 | |

도면

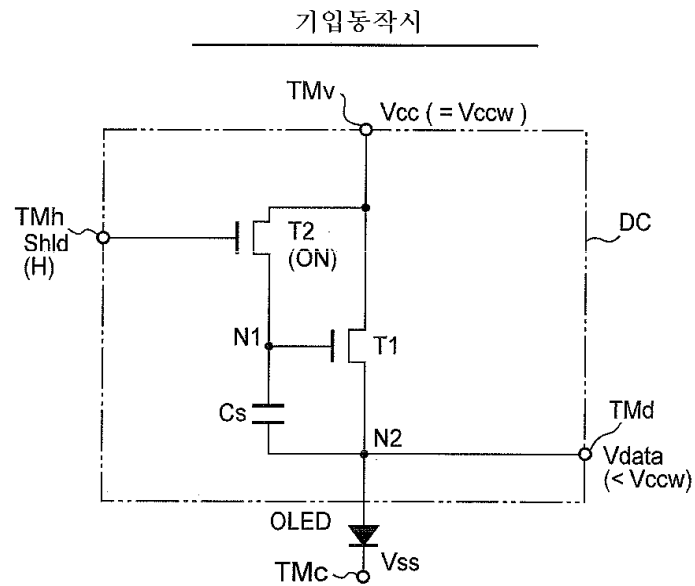
도면1



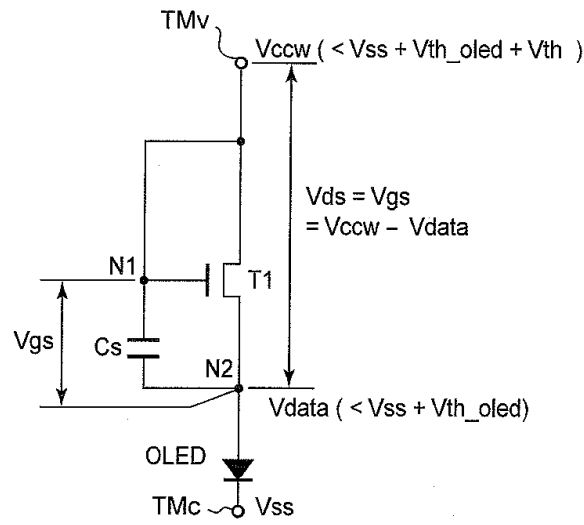
도면2



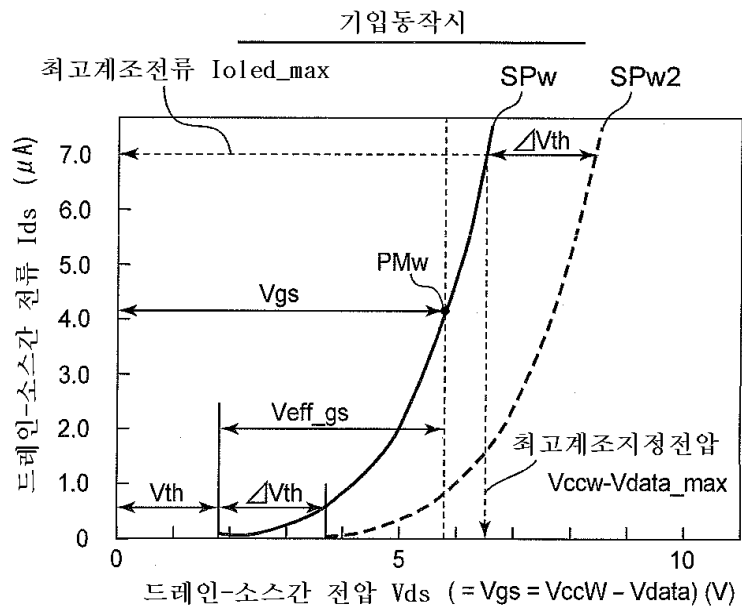
도면3a



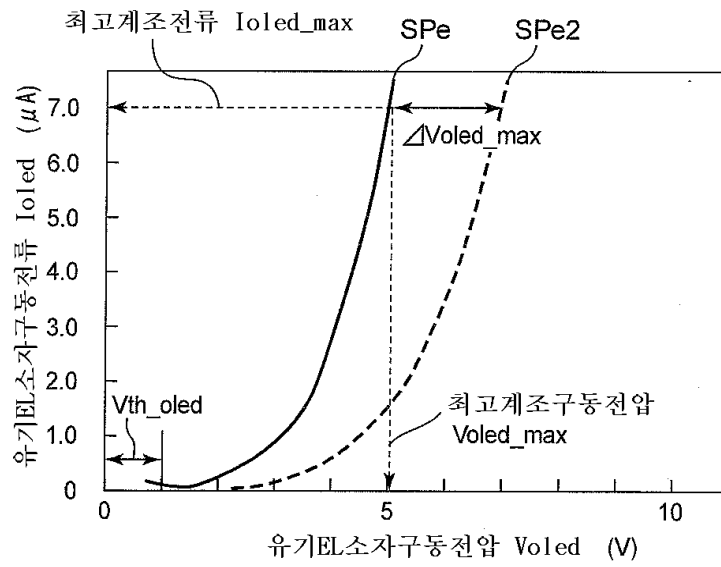
도면3b



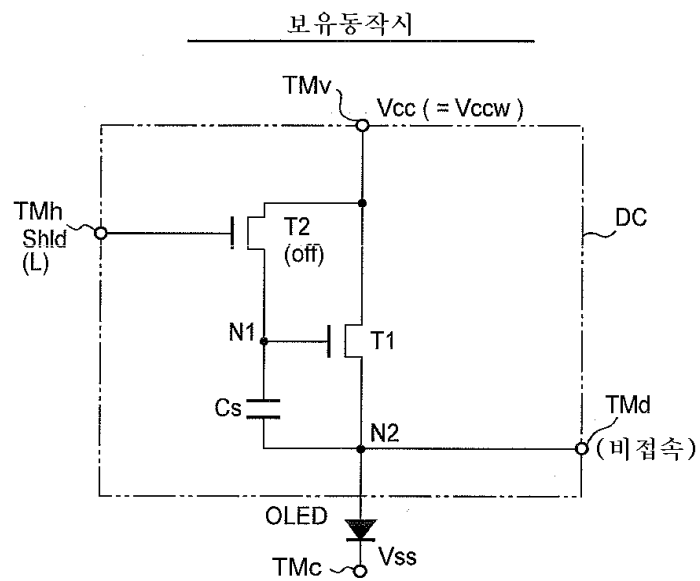
도면4a



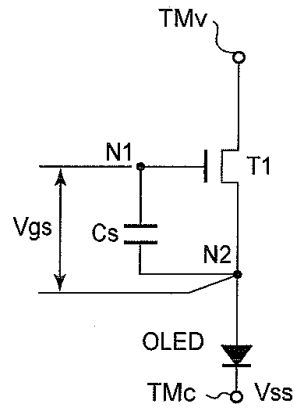
도면4b



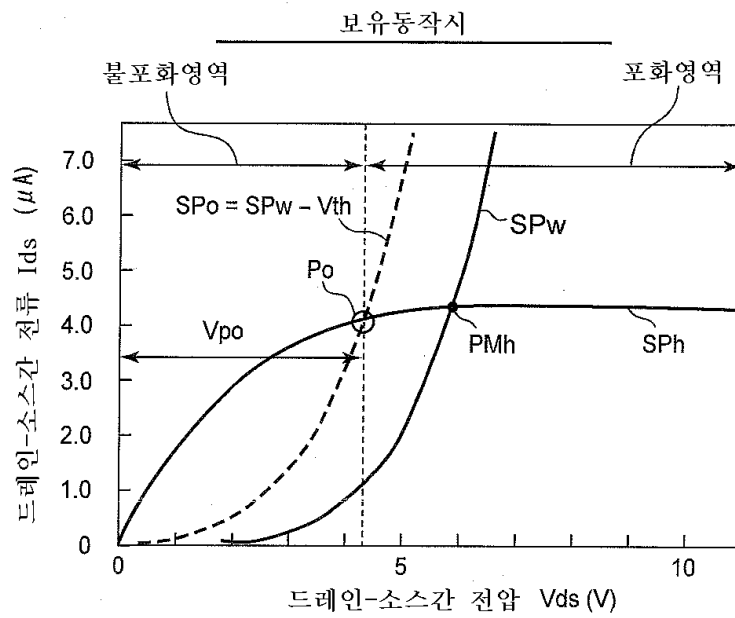
도면5a



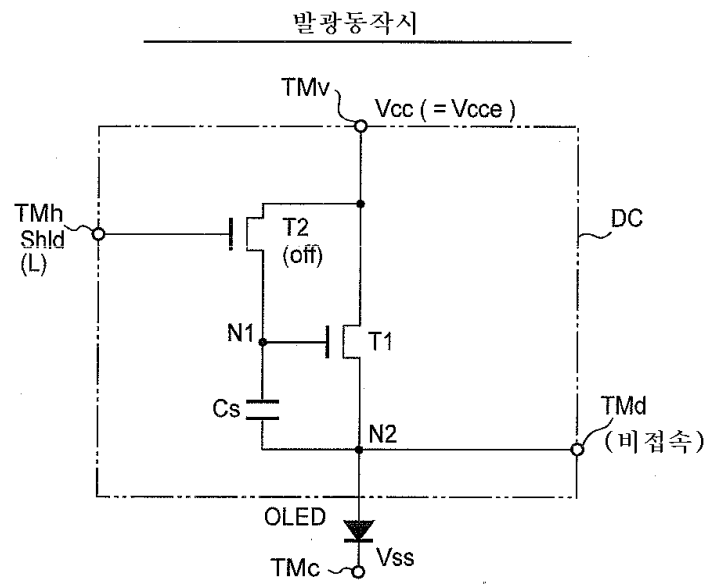
도면5b



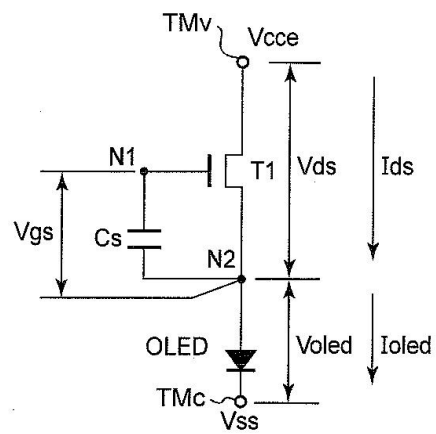
도면6



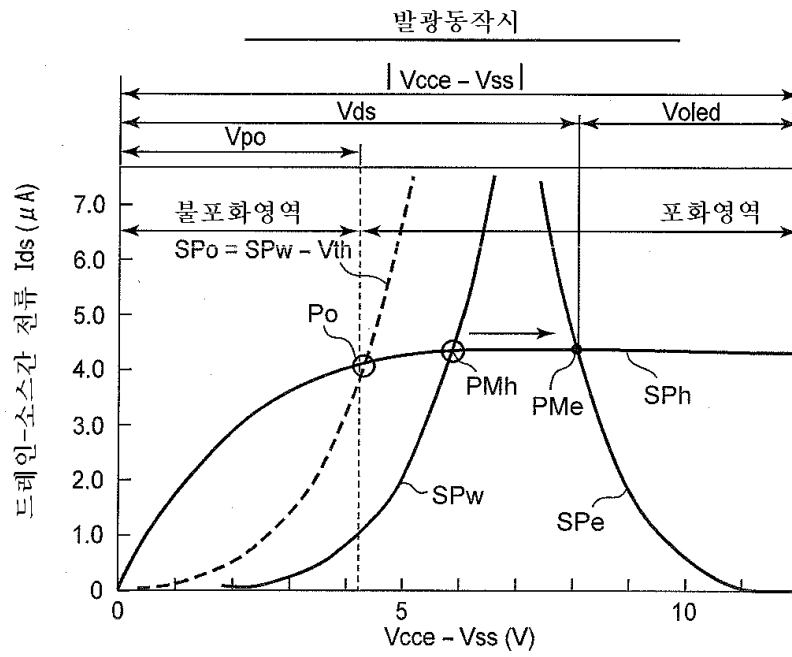
도면7a



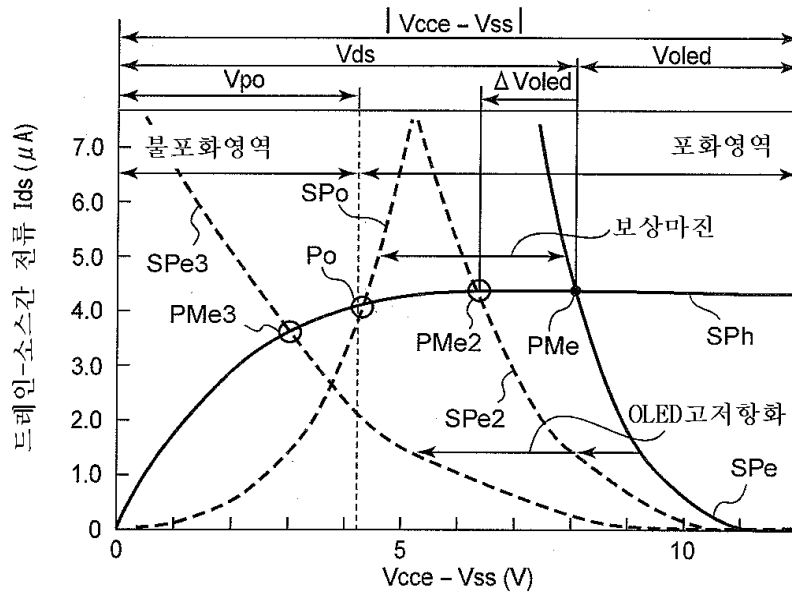
도면7b



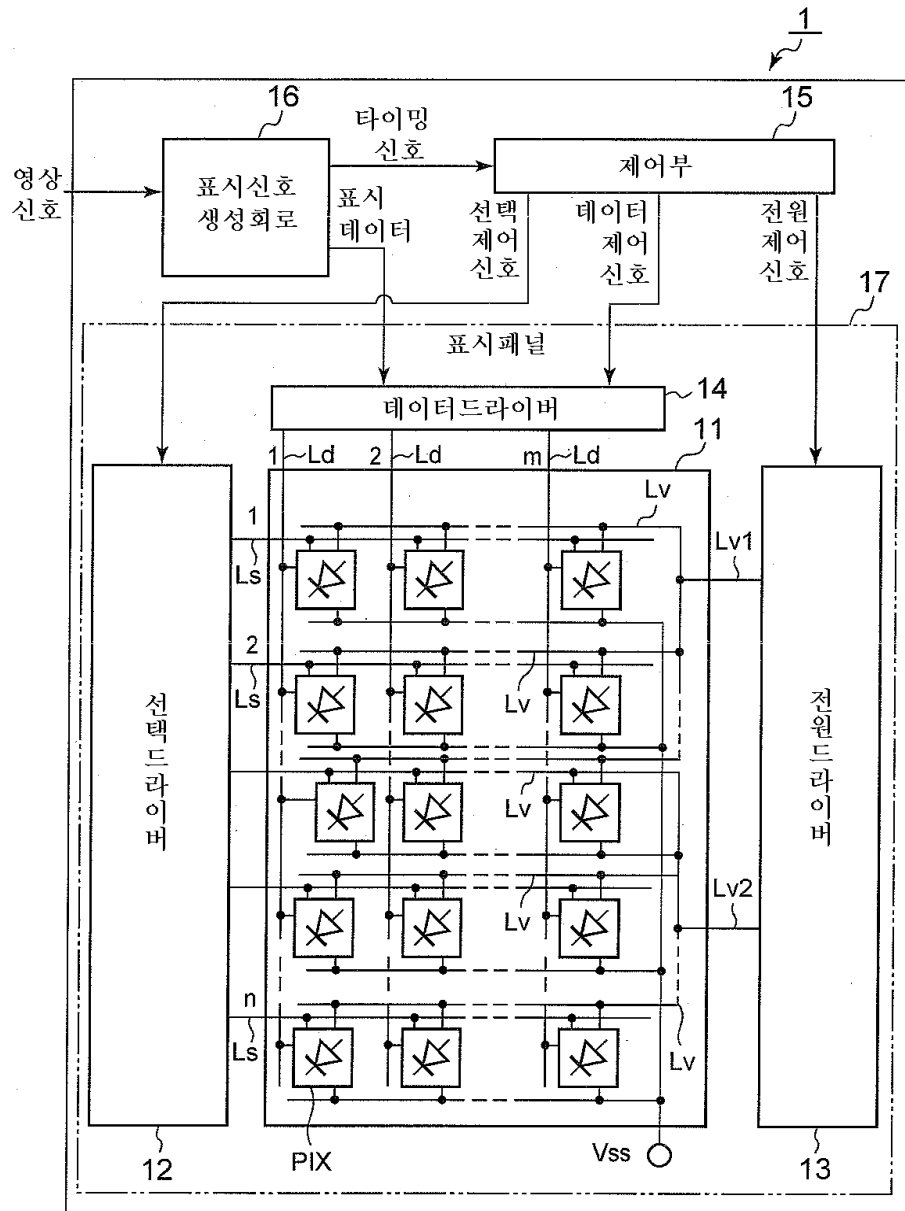
도면8a



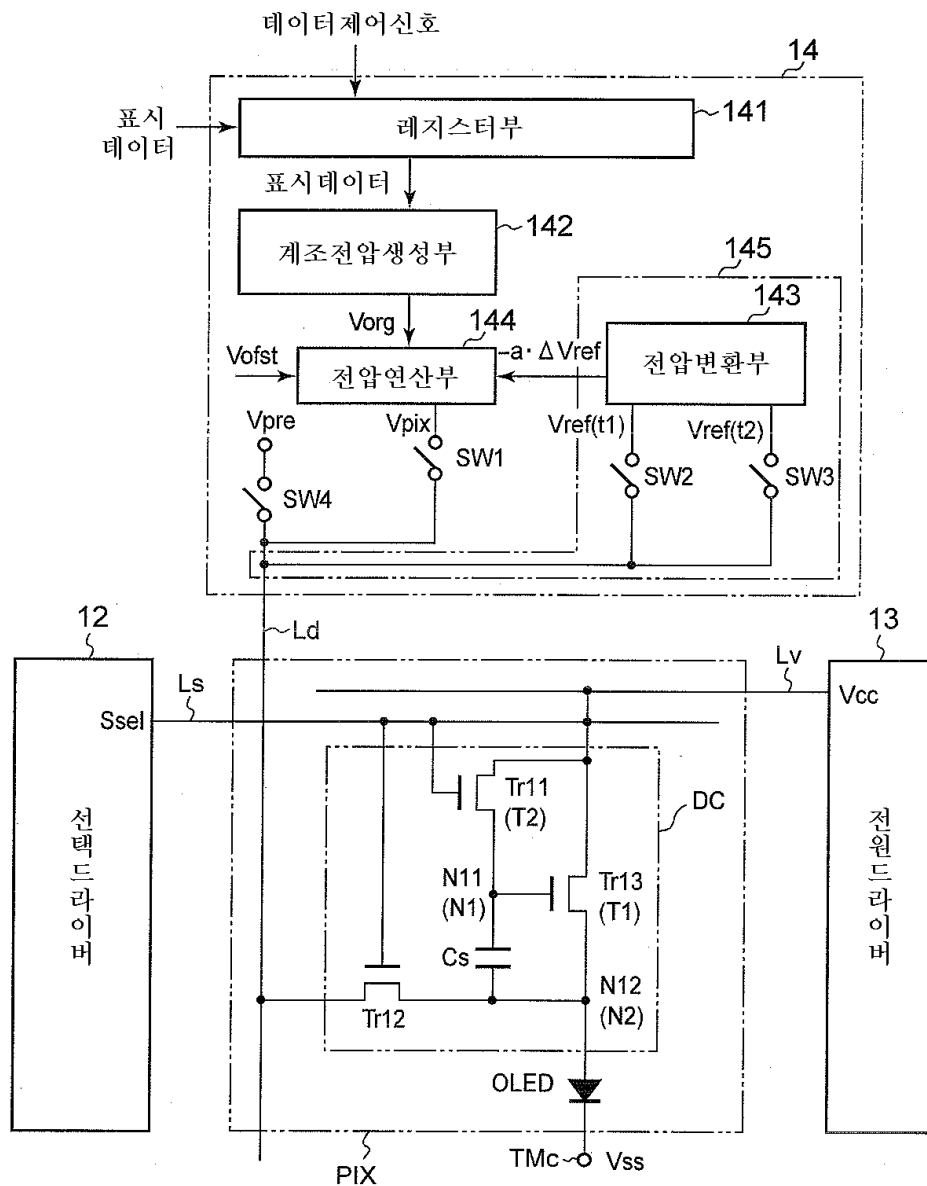
도면8b



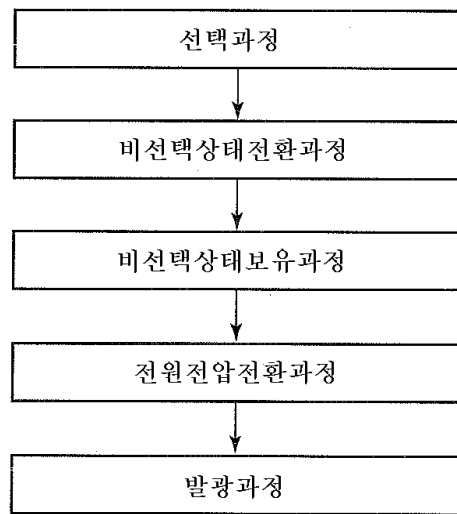
도면9



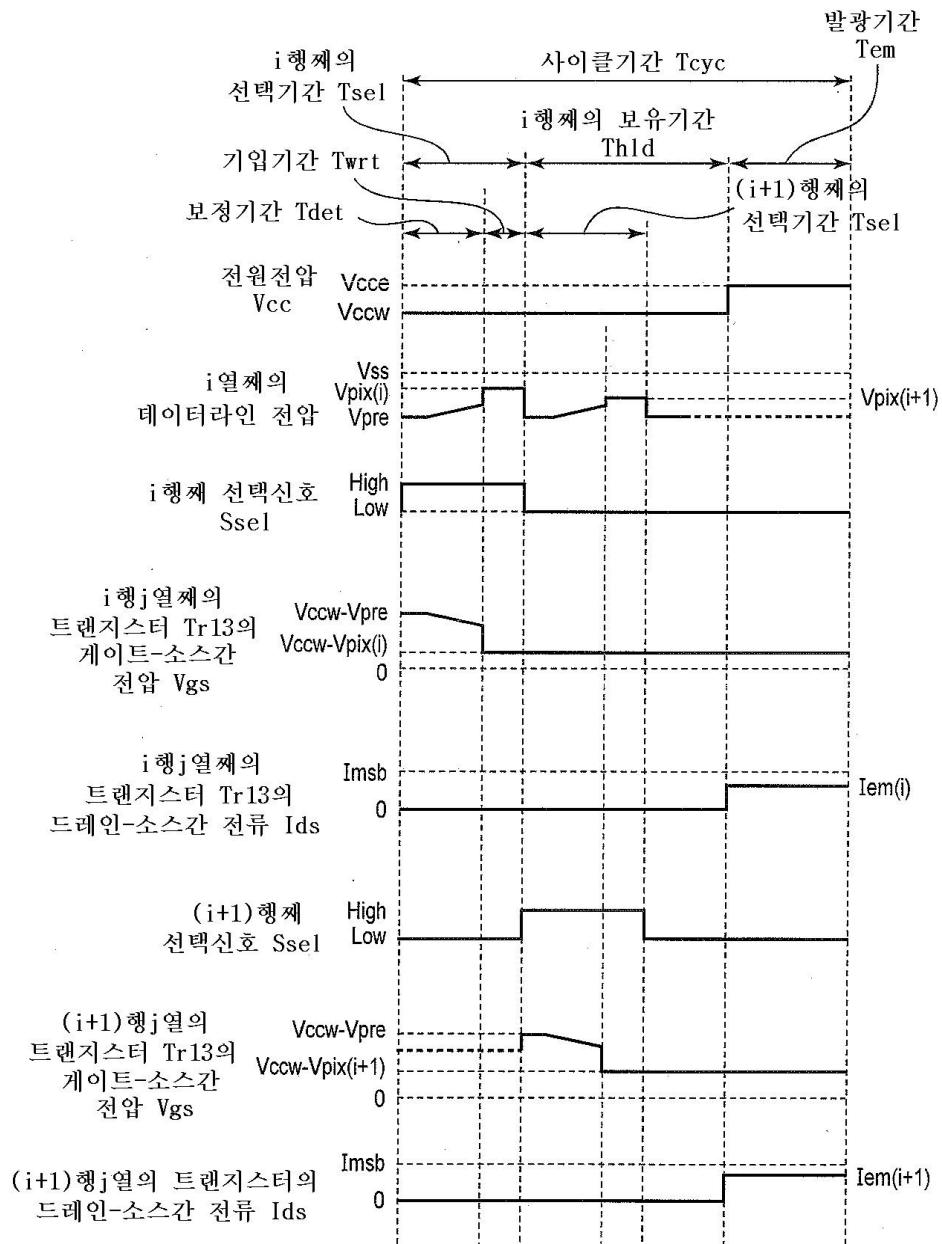
도면10



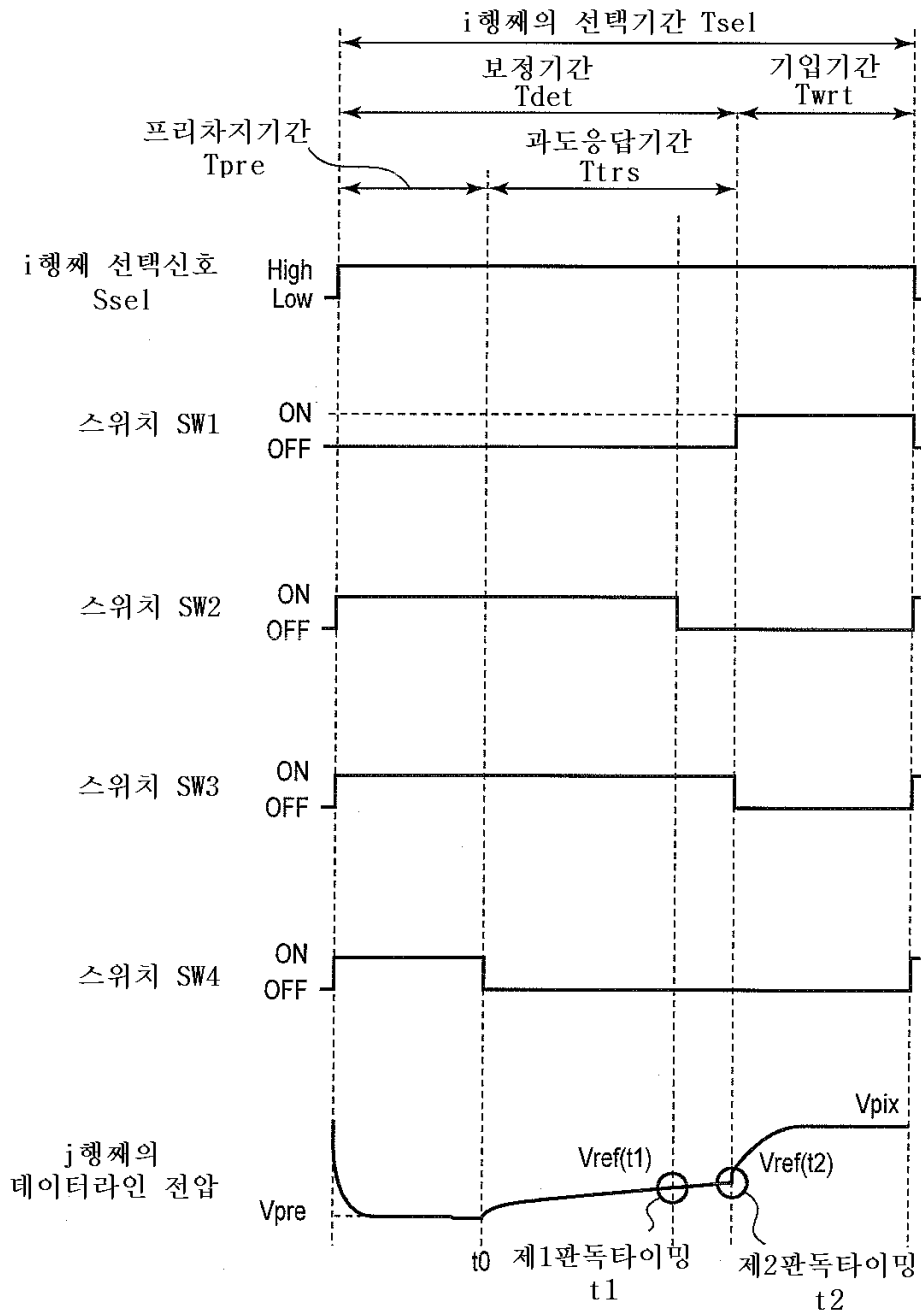
도면11



도면12

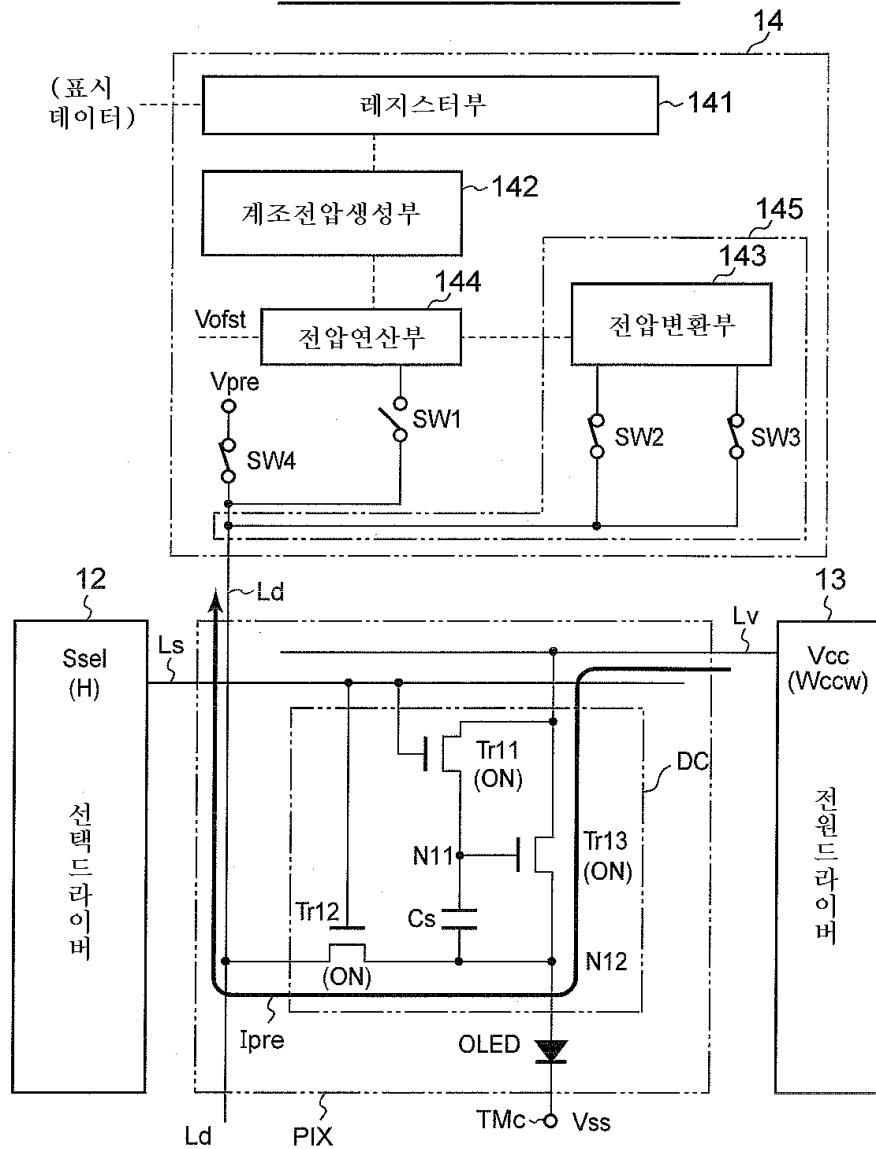


도면13



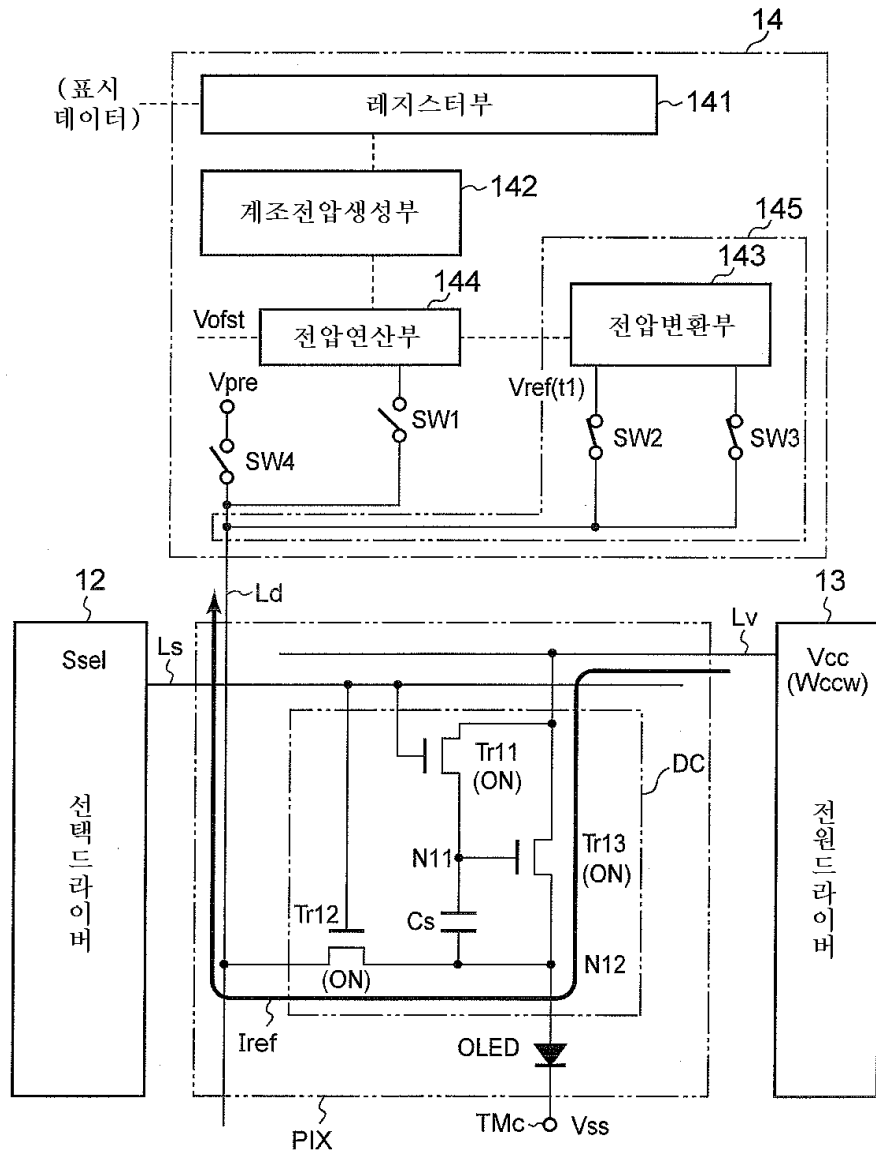
도면14

프리차지동작시



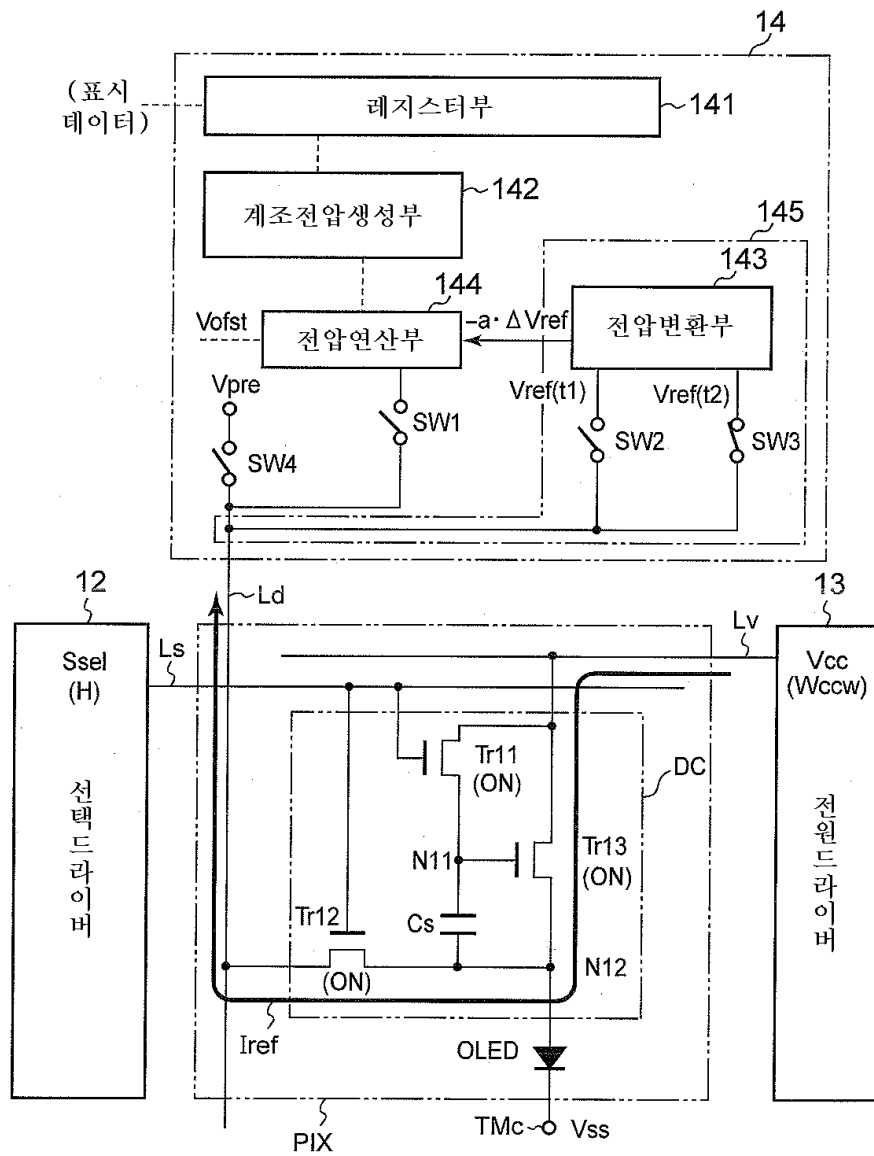
도면15

제 1 참조전압의 판독동작시

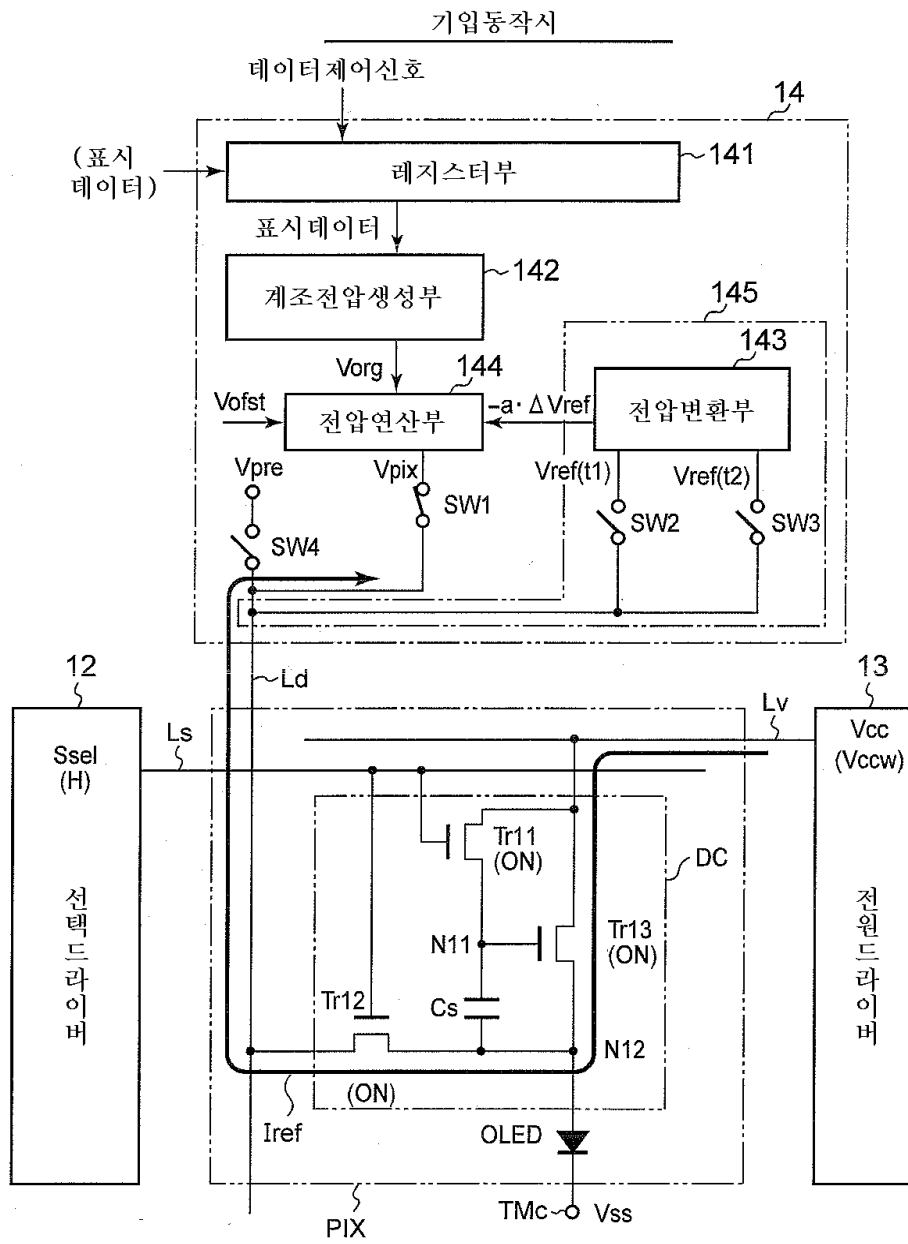


도면16

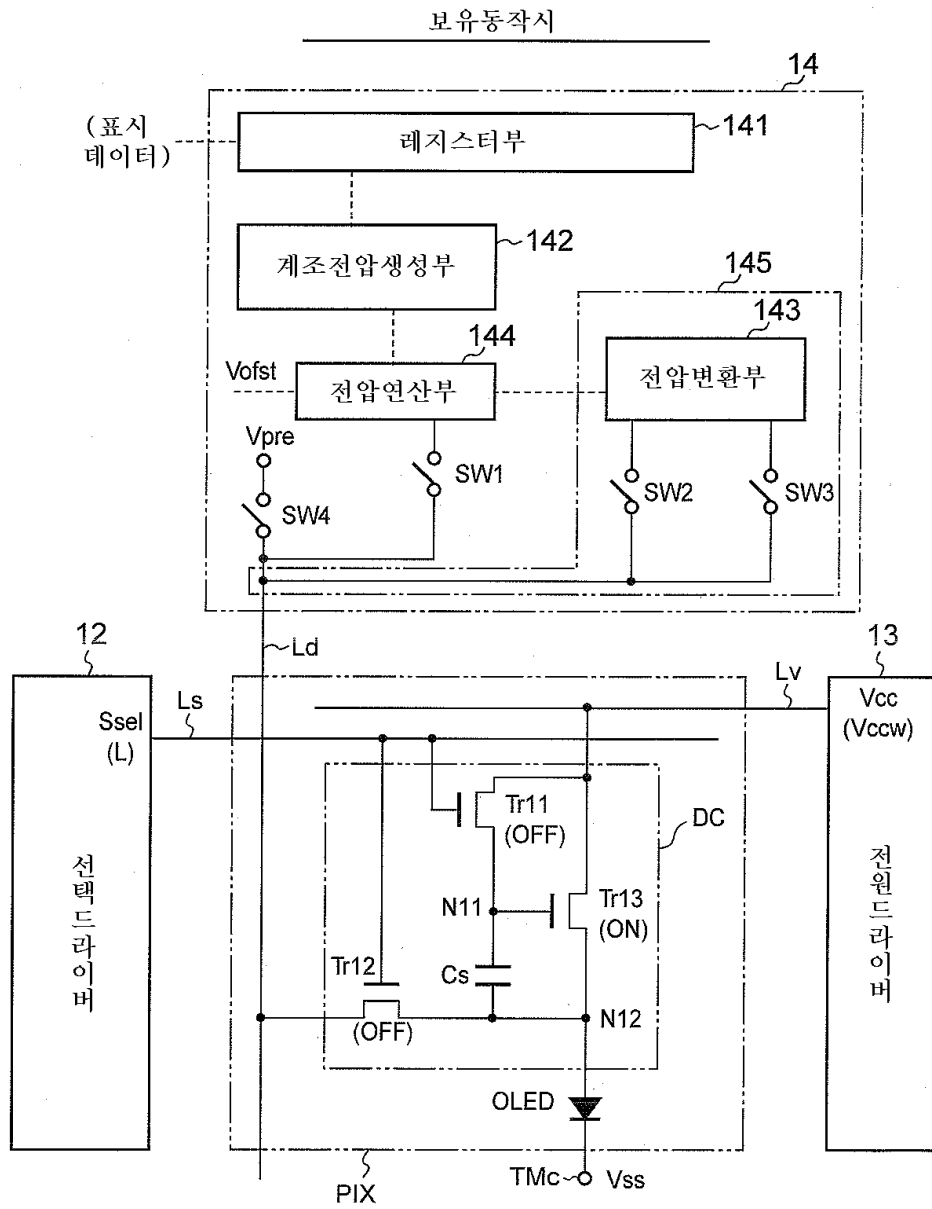
제 2 참조전압의 판독동작시



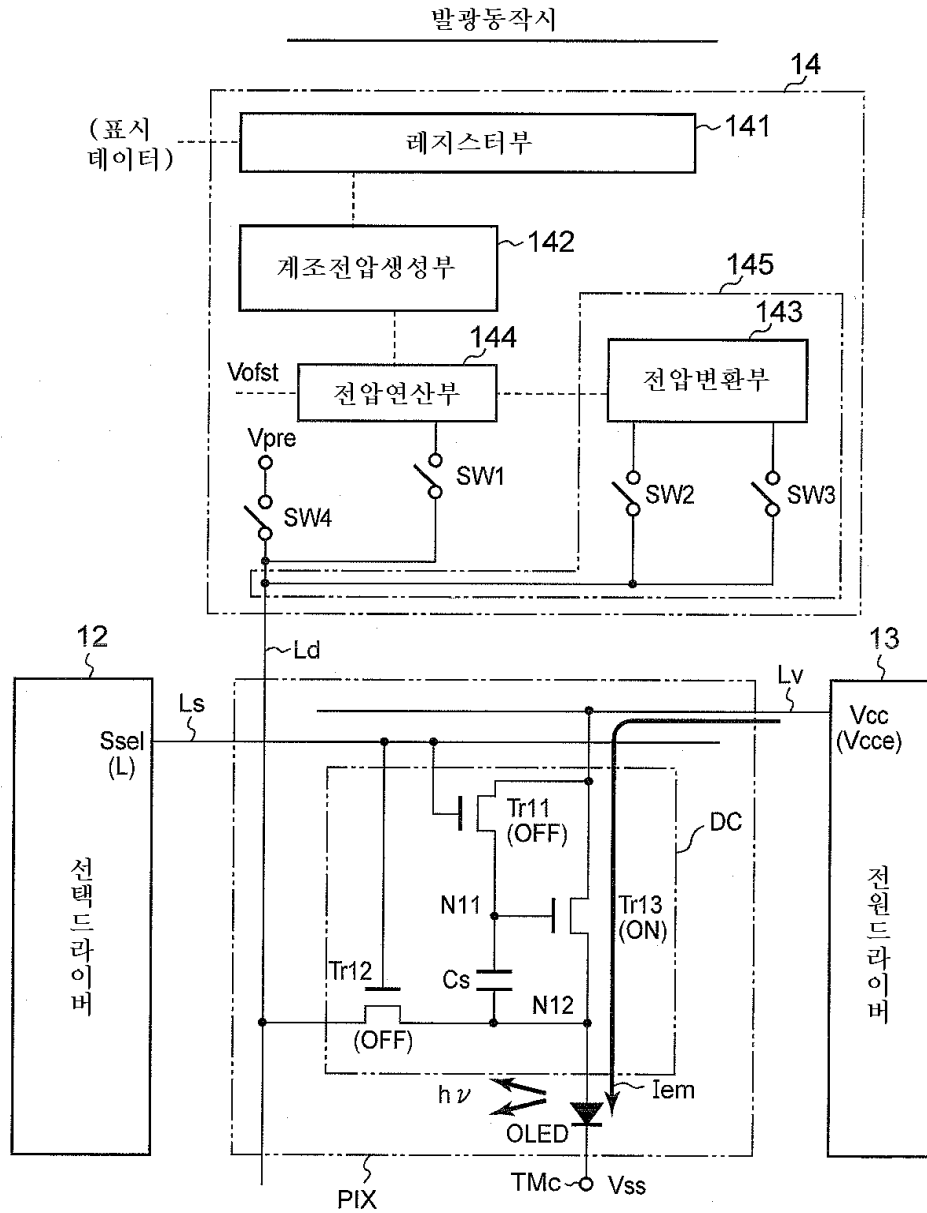
도면17



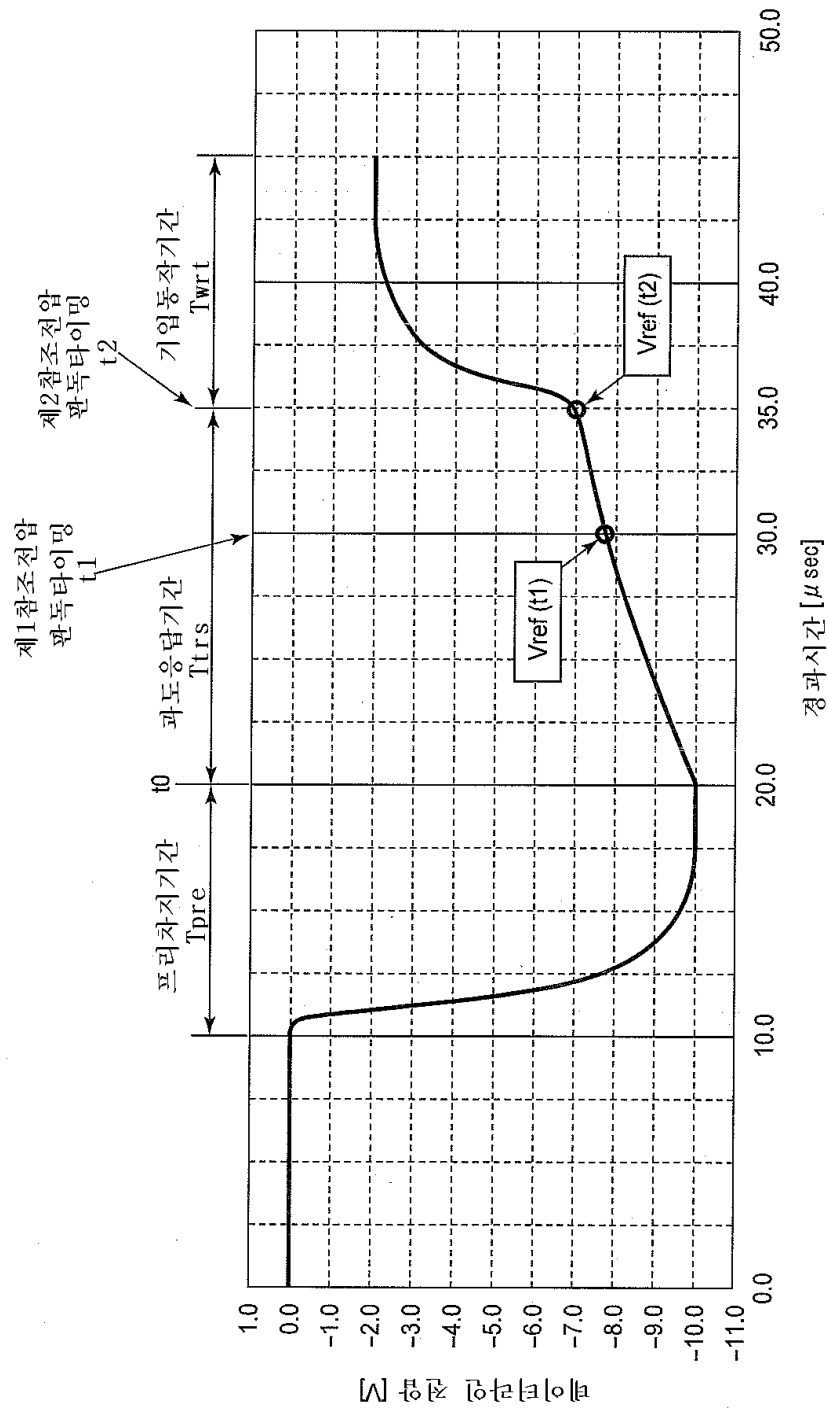
도면18



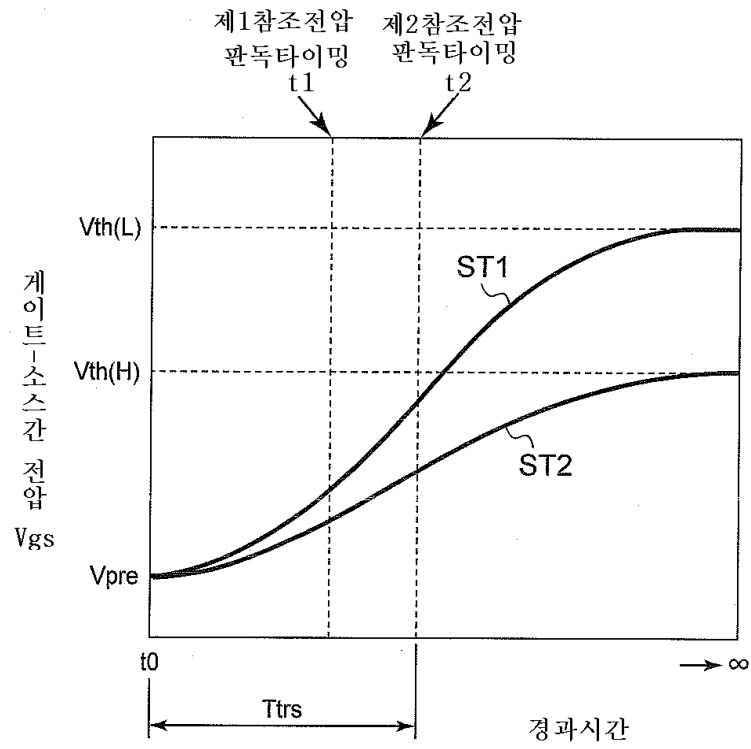
도면19



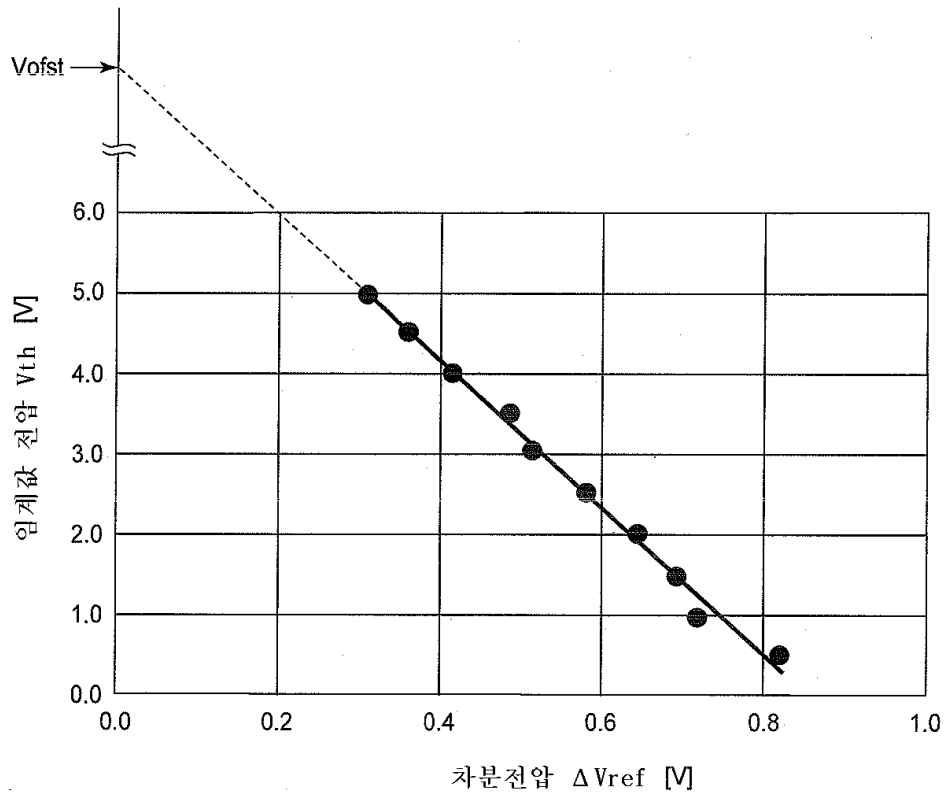
도면20



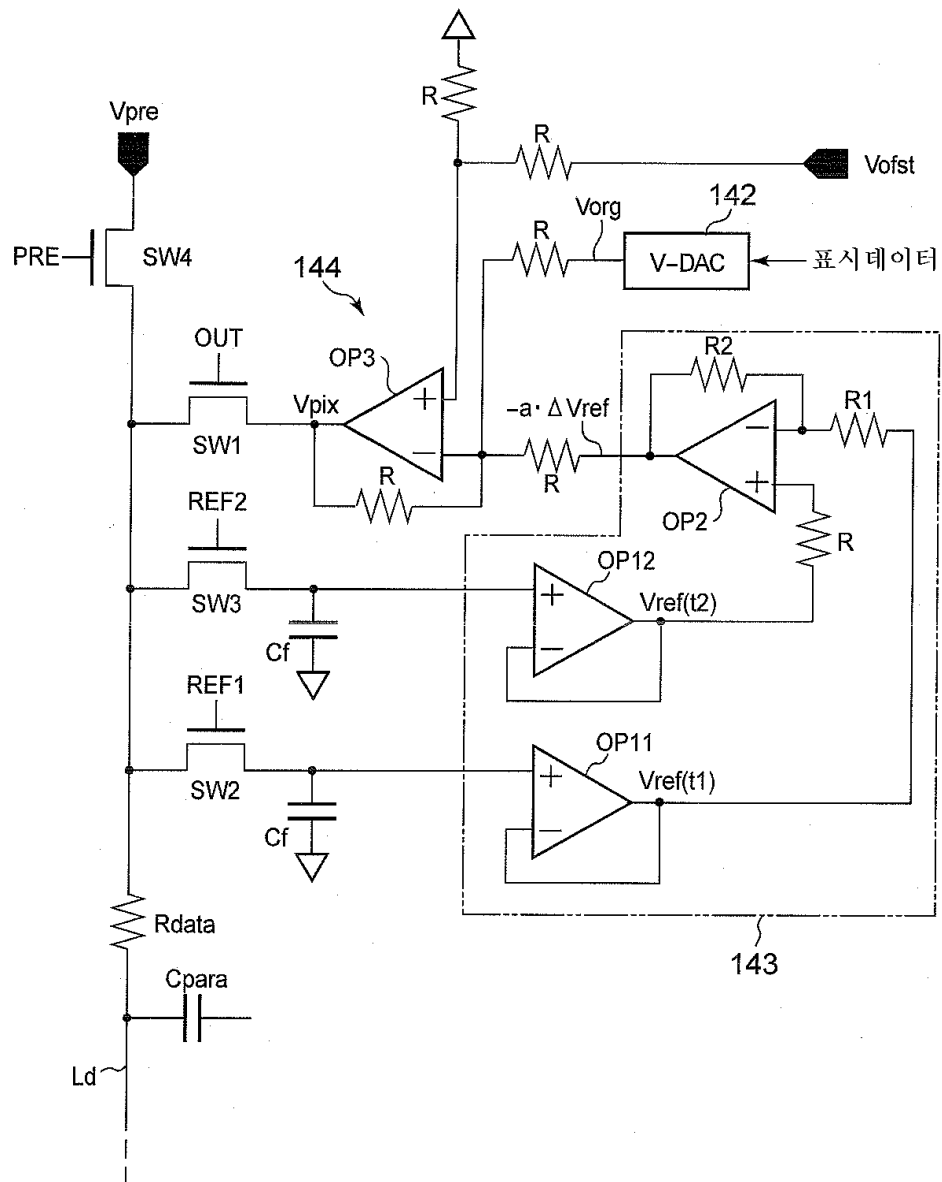
도면21



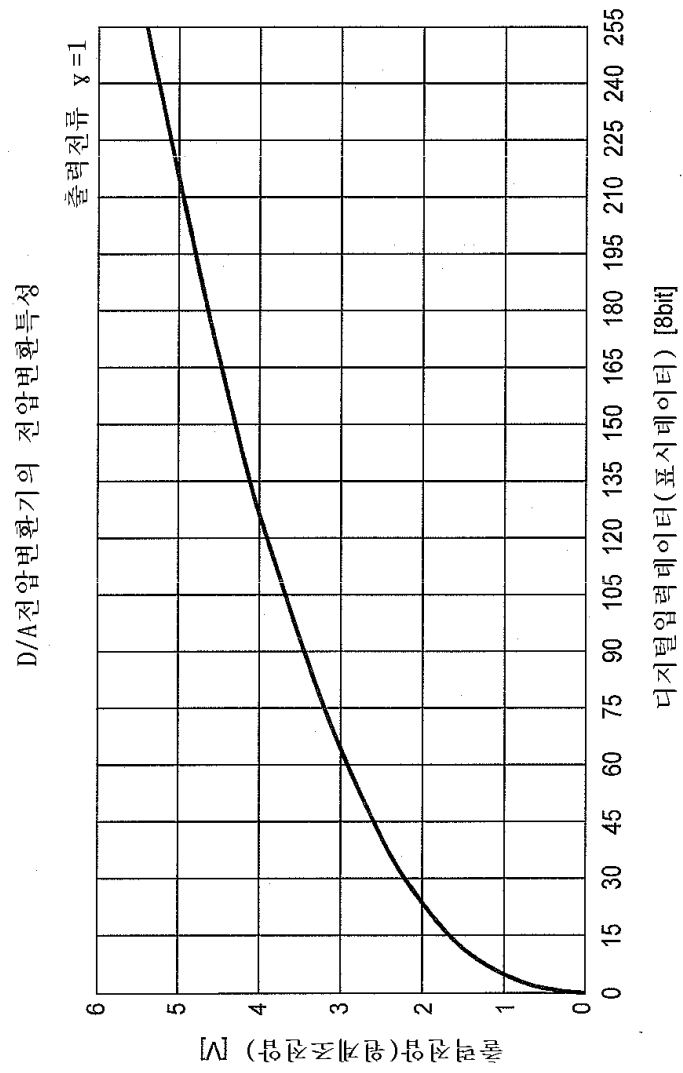
도면22



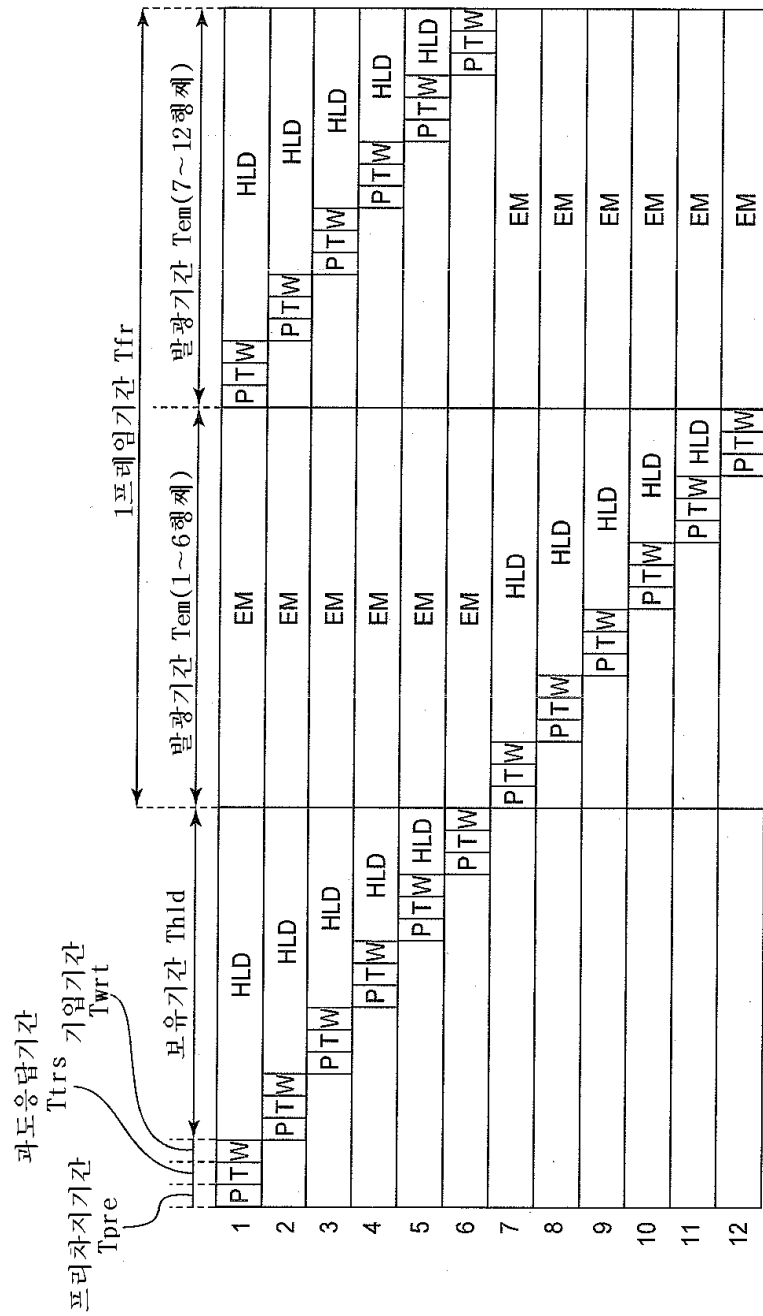
도면23



도면24

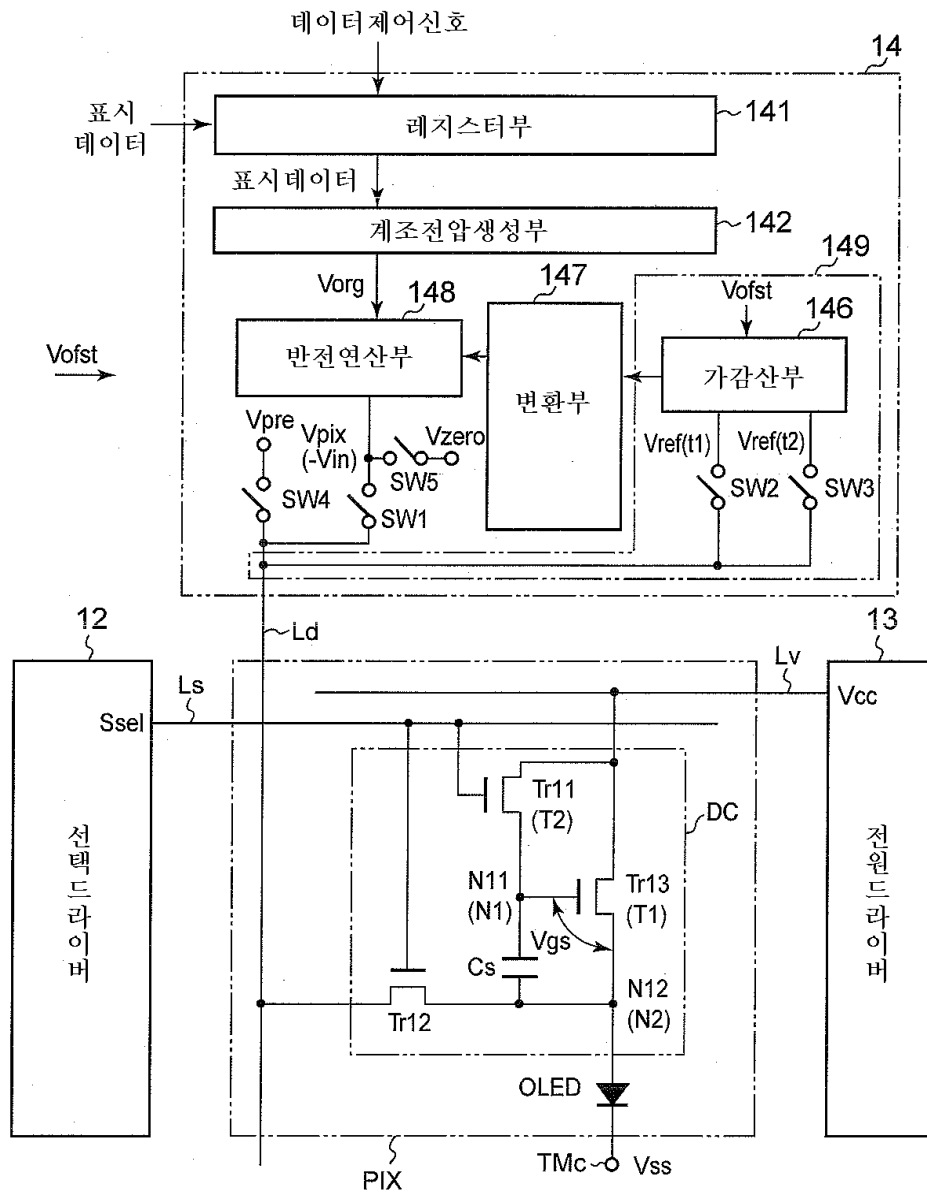


도면25

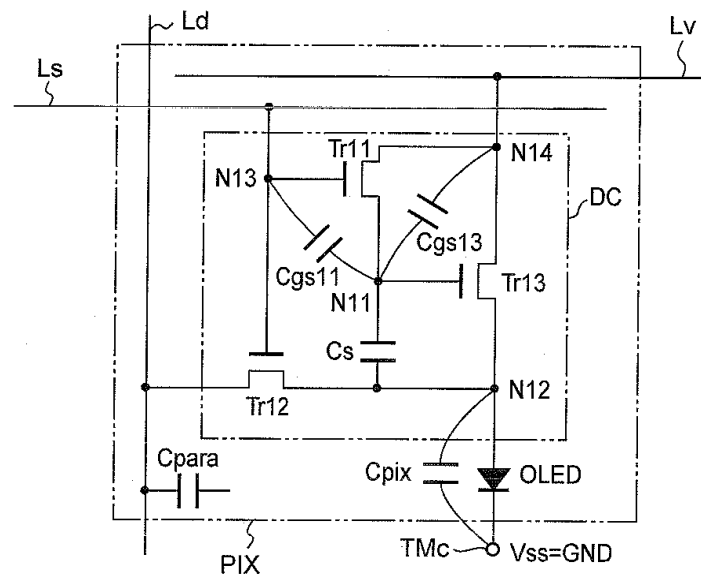


P 프리차지동작, T 과도응답, W 기입동작, HLD 보유동작, EM 발광동작

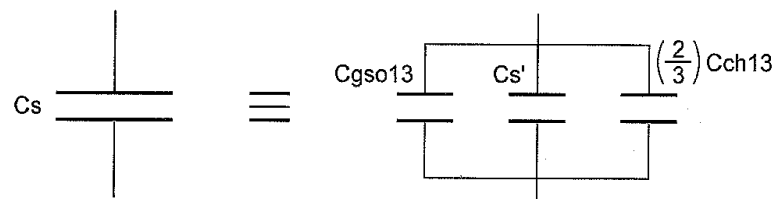
도면26



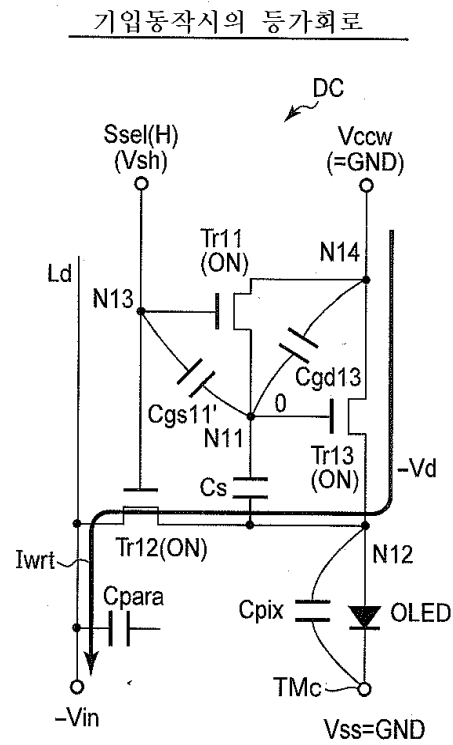
도면27a



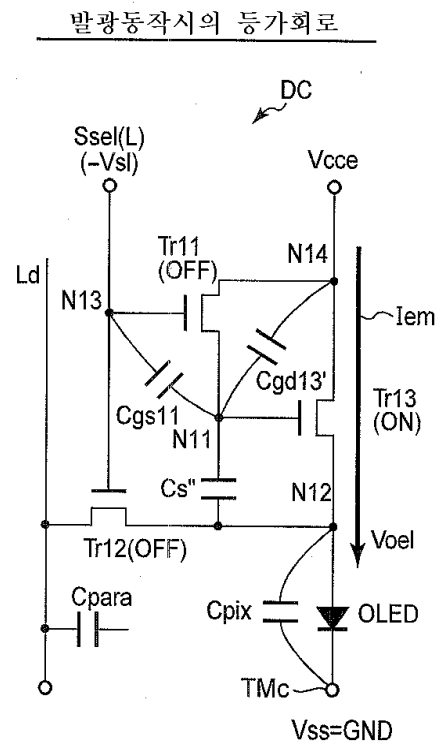
도면27b



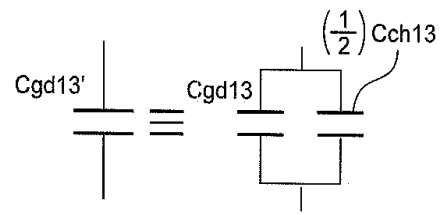
도면28a



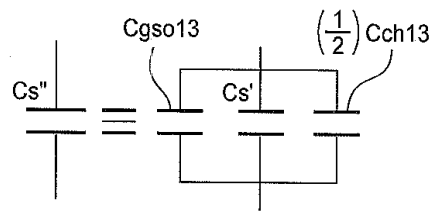
도면28b



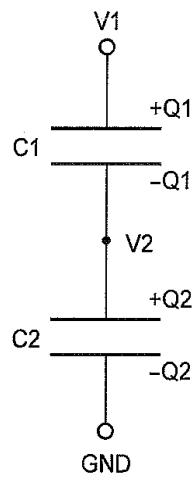
도면28c



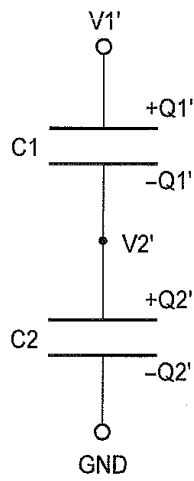
도면28d



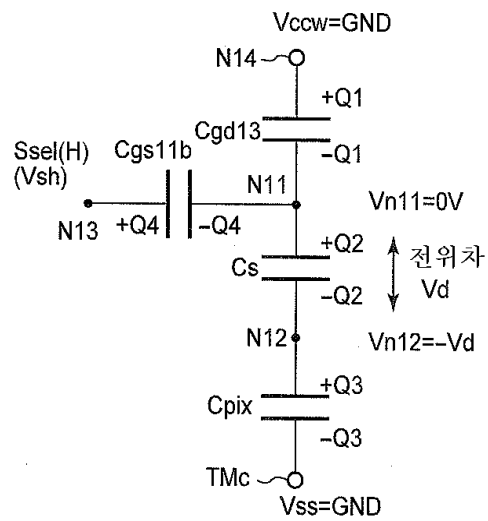
도면29a



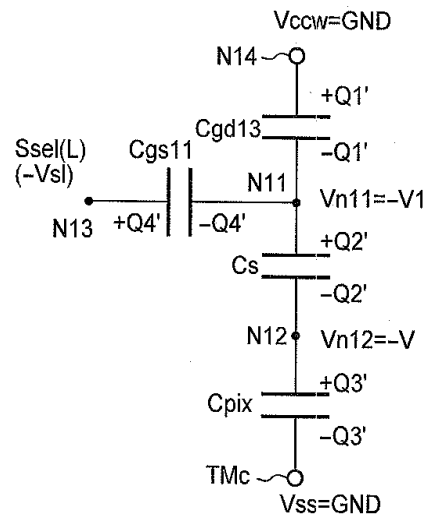
도면29b



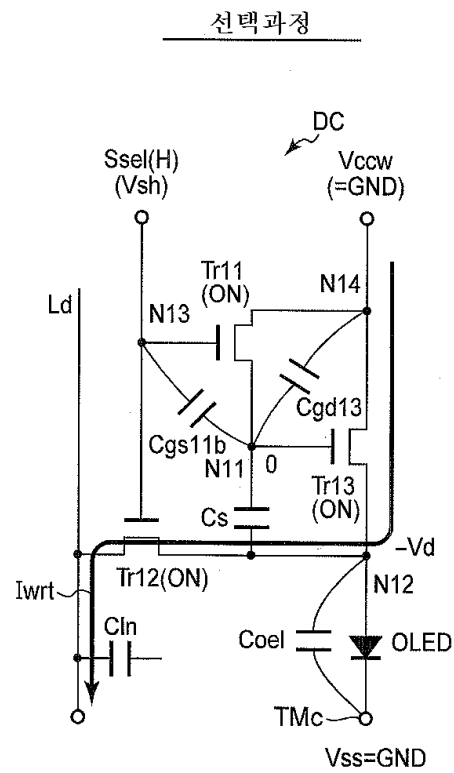
도면30a



도면30b

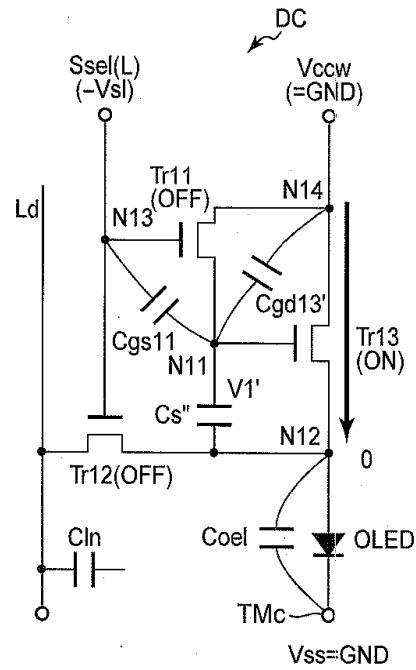


도면31a



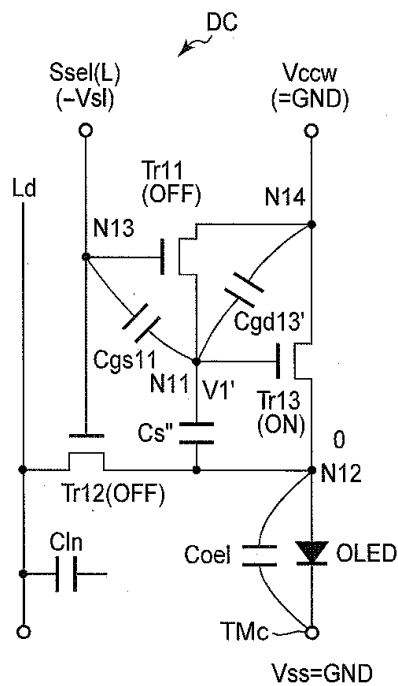
도면32b

비선택상태보유과정에 있어서의
전압의 변화

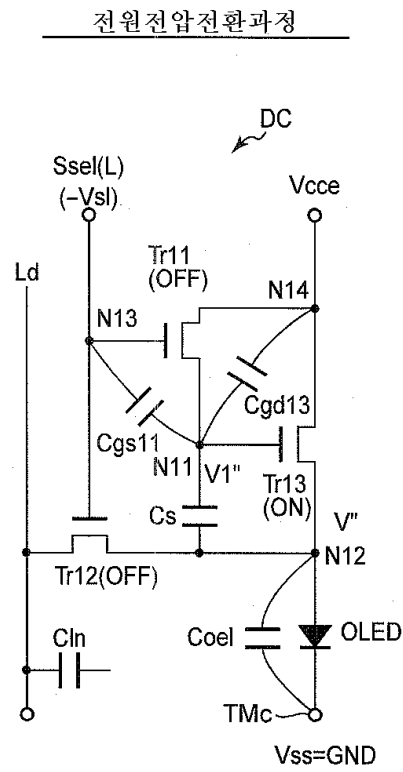


도면33a

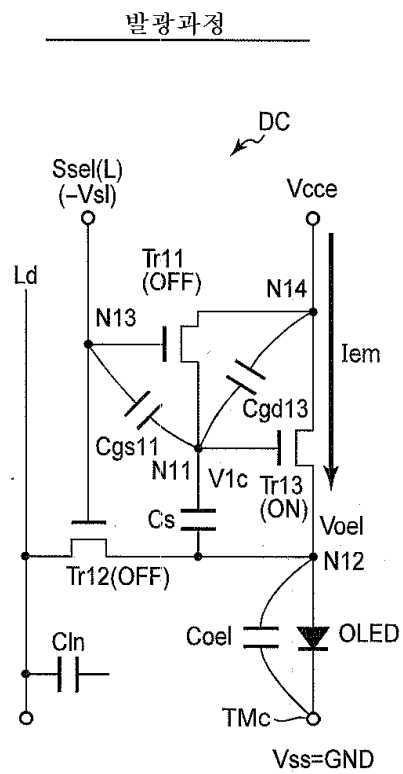
비선택상태보유과정



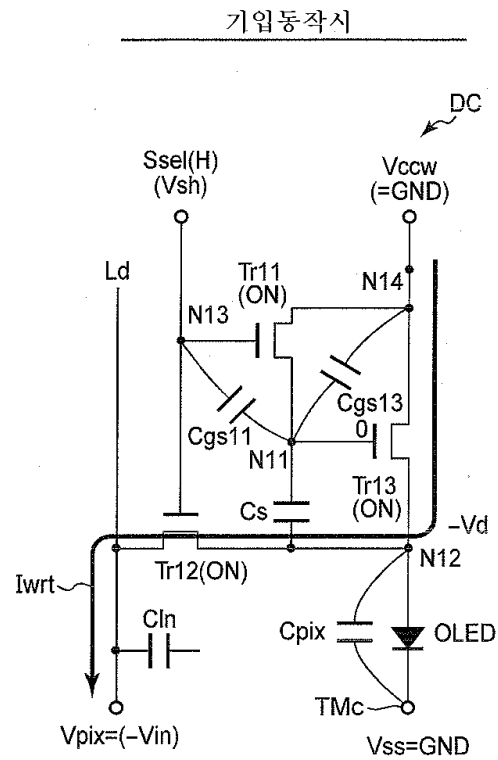
도면33b



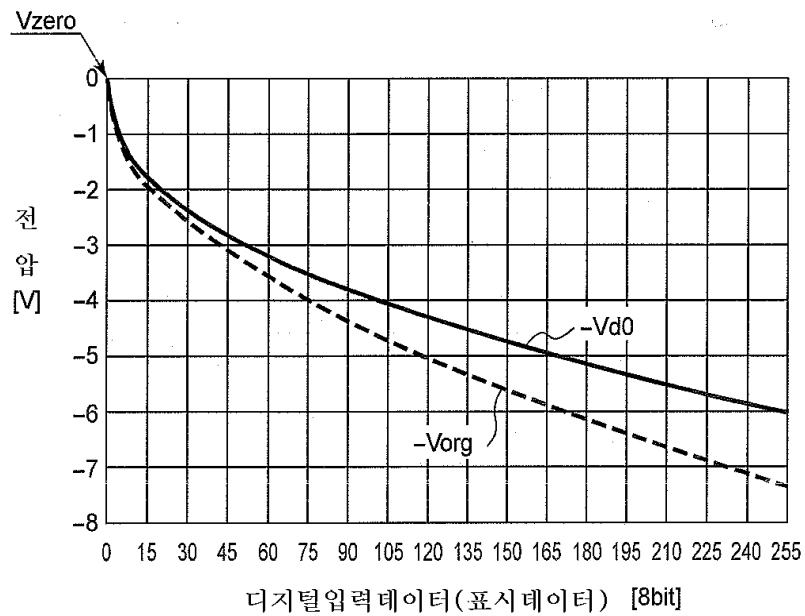
도면33c



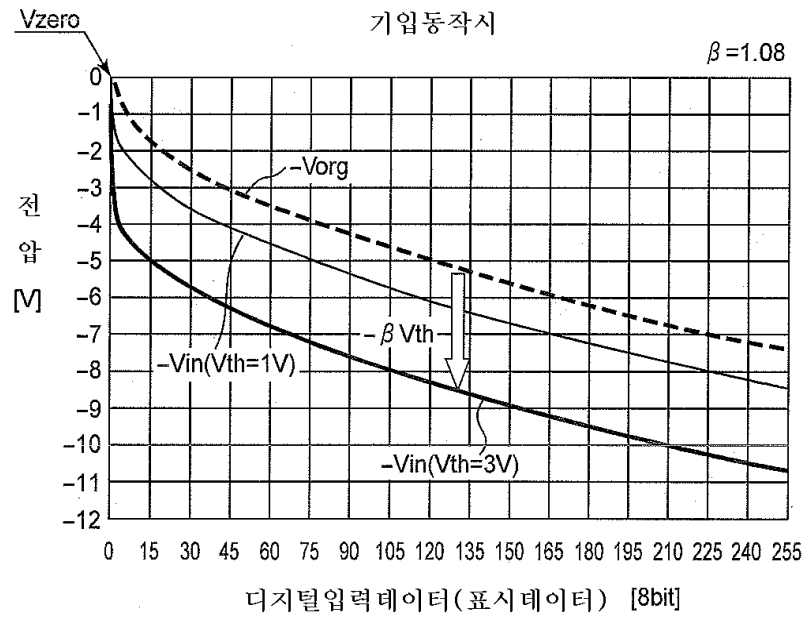
도면34



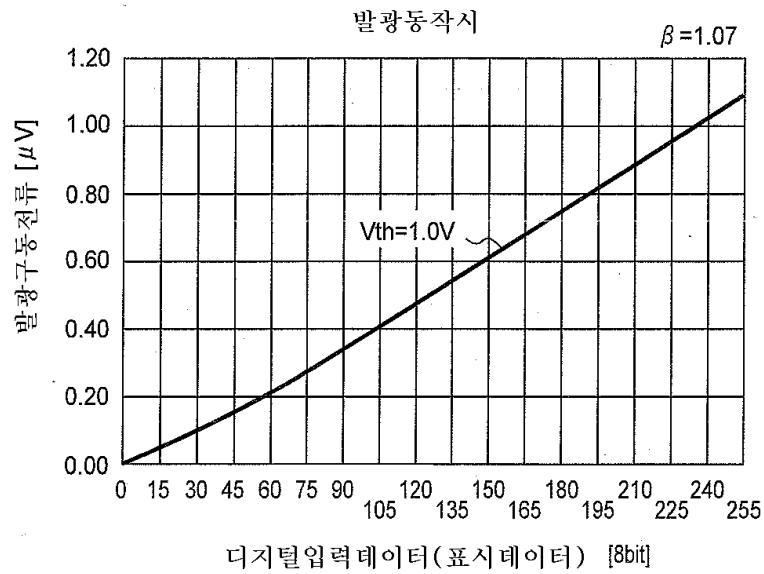
도면35



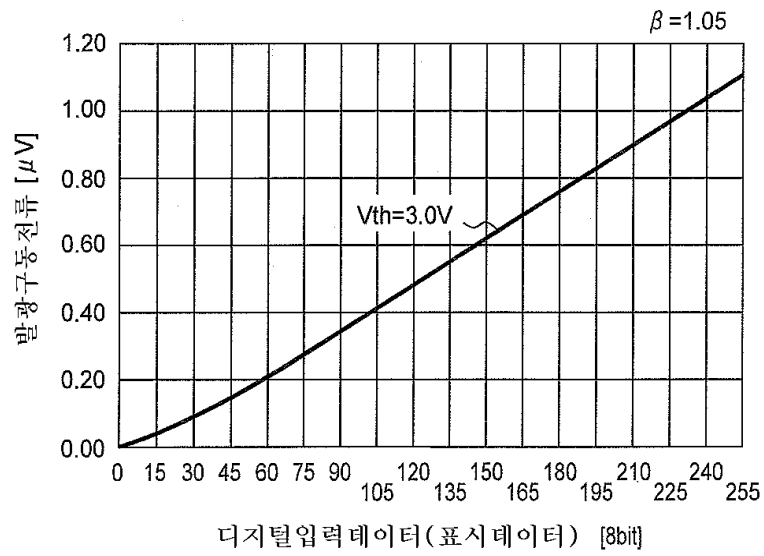
도면36



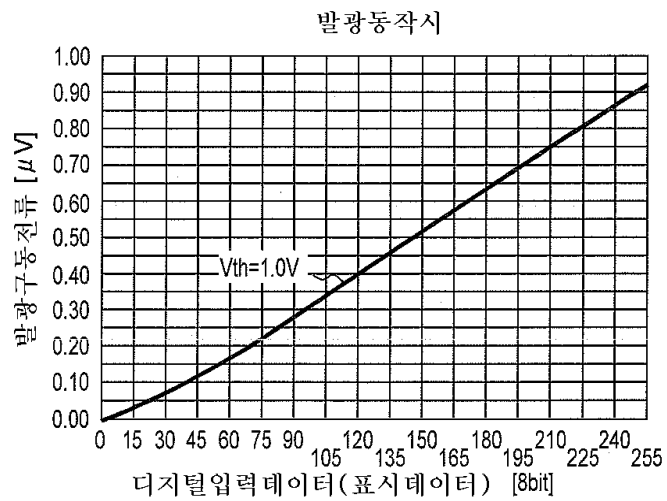
도면37a



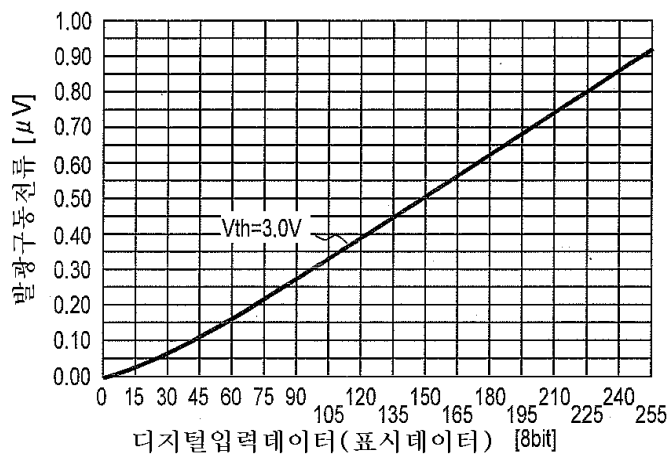
도면37b



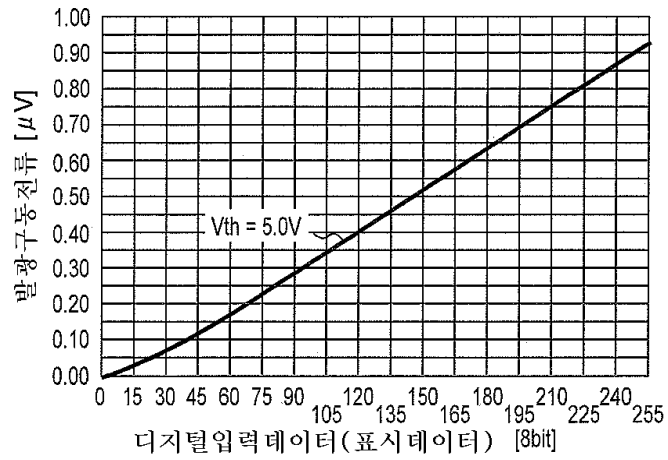
도면38a



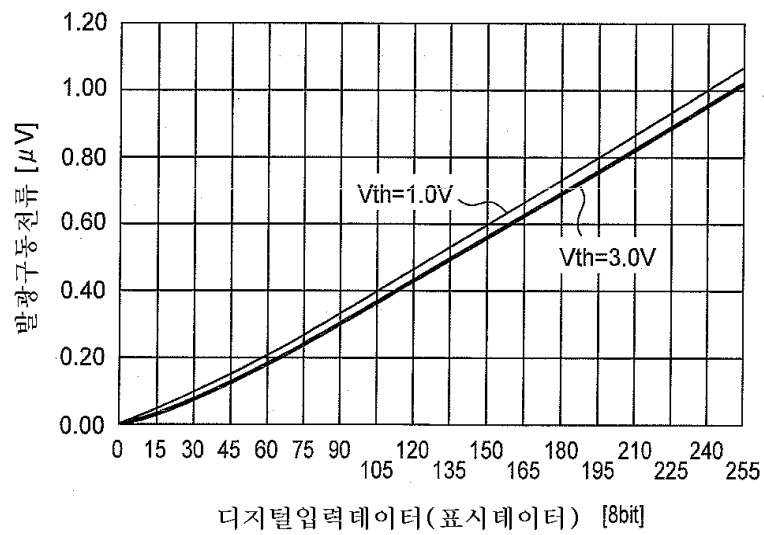
도면38b



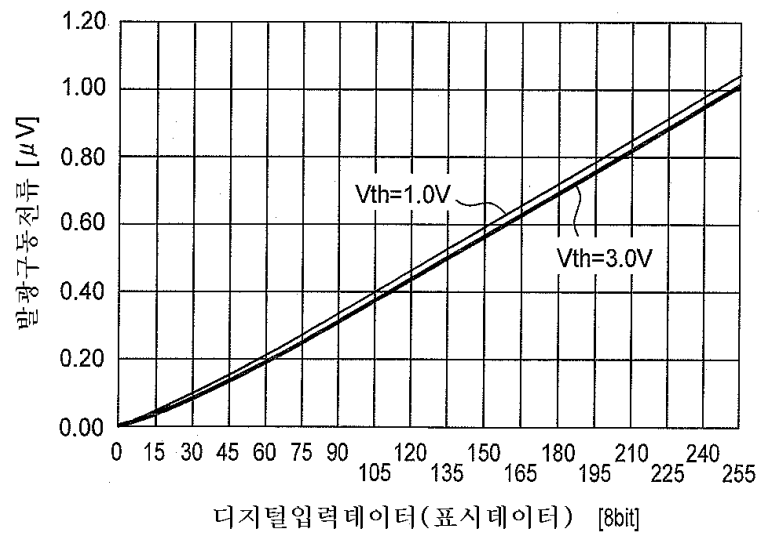
도면38c



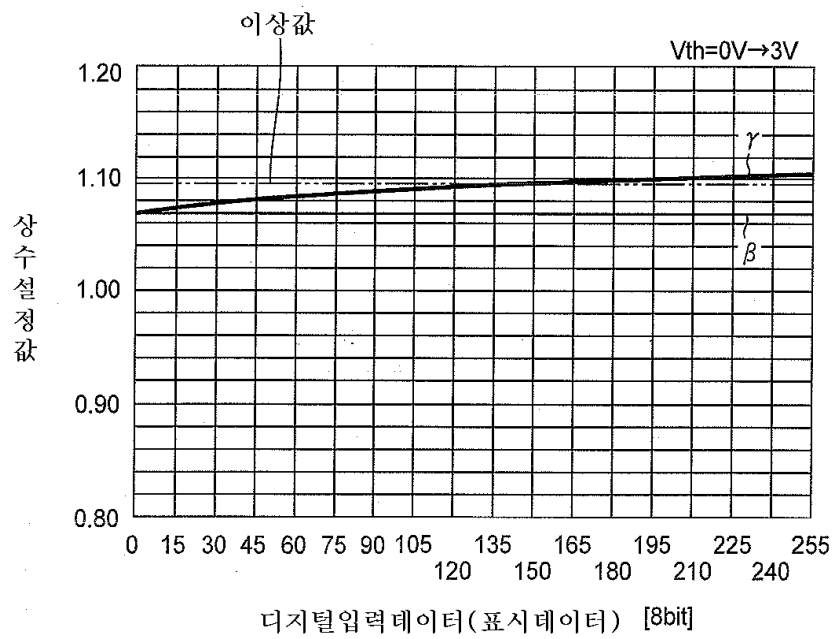
도면39a



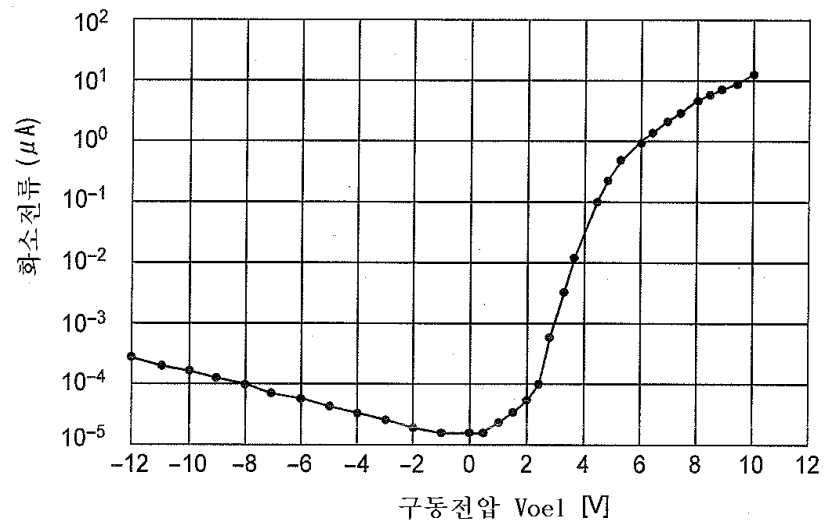
도면39b



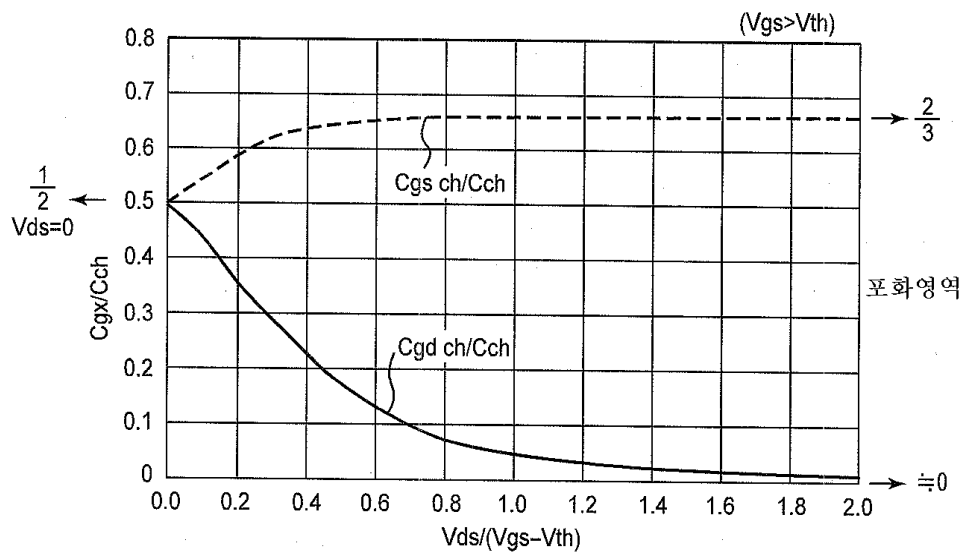
도면40



도면41



도면42



专利名称(译)	显示驱动装置，显示驱动装置的驱动方法，显示装置以及显示装置的驱动方法		
公开(公告)号	KR1020080028334A	公开(公告)日	2008-03-31
申请号	KR1020070097310	申请日	2007-09-27
[标]申请(专利权)人(译)	卡西欧计算机株式会社 西伯利亚有限公司计算关键财富		
申请(专利权)人(译)	计算关键是否西伯利亚有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	计算关键是否西伯利亚有限公司		
[标]发明人	OGURA JUN		
发明人	OGURA, JUN		
IPC分类号	G09G3/30 G09G3/32 G09G3/20 G01R19/00		
CPC分类号	G09G2320/043 G09G2320/0233 G09G3/3233		
代理人(译)	KIM JONG MUN 孙某EUN JIN		
优先权	2006260650 2006-09-26 JP 2007083360 2007-03-28 JP		
其他公开文献	KR100894586B1		
外部链接	Espacenet		

摘要(译)

根据显示数据，发光器件OLED被辐射到非常合适的亮度灰度级。在数据驱动器（14）中是预充电时段，预充电电压Vpre通过电容器Cs中的数据线Ld被授权。电压转换部分（143）将预充电电压的批准终止之后的第一参考电压Vref（t1）和第二参考电压Vref（t2）读取到瞬态响应时段Ttrs中的另一时刻。根据每个参考电压的差值产生补偿电压 $a \cdot \Delta V_{ref}$ 。补偿具有根据显示数据的值的原始灰度电压Vorg，该显示数据是基于补偿电压 $a \cdot \Delta V_{ref}$ 创建电压计算器（144），灰度电压发生器（142）。因此，对应于电压计算器（144）的校正灰度电压Vpix是用于发光驱动的晶体管Tr13的器件特性的变化。它在数据行Ld中授权。驱动方法，显示区域，选择驱动器，电源驱动器，数据驱动器，显示驱动器装置，寄存器块，灰度电压发生器，电压转换部分，电压读取部分。

