

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5401510号  
(P5401510)

(45) 発行日 平成26年1月29日(2014.1.29)

(24) 登録日 平成25年11月1日(2013.11.1)

(51) Int.Cl.	F I	
<b>G09G 3/20 (2006.01)</b>	G09G 3/20	622E
<b>G09G 3/30 (2006.01)</b>	G09G 3/20	623H
<b>G09G 3/36 (2006.01)</b>	G09G 3/30	J
<b>H03K 17/687 (2006.01)</b>	G09G 3/36	
<b>H03K 3/356 (2006.01)</b>	H03K 17/687	A
請求項の数 3 (全 24 頁) 最終頁に続く		

(21) 出願番号	特願2011-148941 (P2011-148941)	(73) 特許権者	000153878
(22) 出願日	平成23年7月5日(2011.7.5)		株式会社半導体エネルギー研究所
(62) 分割の表示	特願2008-281436 (P2008-281436)		神奈川県厚木市長谷398番地
原出願日	平成14年5月27日(2002.5.27)	(72) 発明者	長尾 祥
(65) 公開番号	特開2012-22316 (P2012-22316A)		神奈川県厚木市長谷398番地 株式会社
(43) 公開日	平成24年2月2日(2012.2.2)	(72) 発明者	浅見 宗広
審査請求日	平成23年8月1日(2011.8.1)		神奈川県厚木市長谷398番地 株式会社
(31) 優先権主張番号	特願2001-160140 (P2001-160140)	(72) 発明者	棚田 好文
(32) 優先日	平成13年5月29日(2001.5.29)		神奈川県厚木市長谷398番地 株式会社
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		半導体エネルギー研究所内
		審査官	西島 篤宏
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ゲートドライバ及びEL表示装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

第1乃至第12のトランジスタと、  
 第1乃至第5の配線と、  
 第1乃至第4の出力線と、  
 電源線と、  
 を有するパルス出力回路を有するゲートドライバであって、  
 前記第1のトランジスタは、ゲートが前記第1の配線と電氣的に接続され、ソースまたはドレインの一方が前記第5の配線に電氣的に接続され、ソースまたはドレインの他方が前記第2のトランジスタのゲートに電氣的に接続され、  
 前記第2のトランジスタは、ソースまたはドレインの一方が前記第3の配線に電氣的に接続され、ソースまたはドレインの他方が前記第3のトランジスタのソースまたはドレインの一方と電氣的に接続され、  
 前記第3のトランジスタは、ゲートが前記第1の配線と電氣的に接続され、ソースまたはドレインの他方が前記電源線に電氣的に接続され、  
 前記第2のトランジスタのソースまたはドレインの他方が前記第1の出力線に電氣的に接続され、  
 前記第4のトランジスタは、ゲートが前記第2の配線と電氣的に接続され、ソースまたはドレインの一方が前記第1の出力線に電氣的に接続され、ソースまたはドレインの他方が前記第2のトランジスタのゲートに電氣的に接続され、

10

20

前記第 5 のトランジスタは、ソースまたはドレインの一方が前記第 4 の配線に電氣的に接続され、ソースまたはドレインの他方が前記第 6 のトランジスタのソースまたはドレインの一方と電氣的に接続され、

前記第 6 のトランジスタは、ゲートが前記第 2 の配線と電氣的に接続され、ソースまたはドレインの他方が前記電源線に電氣的に接続され、

前記第 5 のトランジスタのソースまたはドレインの他方が前記第 2 の出力線に電氣的に接続され、

前記第 7 のトランジスタは、ゲートが前記第 3 の配線と電氣的に接続され、ソースまたはドレインの一方が前記第 2 の出力線に電氣的に接続され、ソースまたはドレインの他方が前記第 8 のトランジスタのゲートに電氣的に接続され、

10

前記第 8 のトランジスタは、ソースまたはドレインの一方が前記第 1 の配線に電氣的に接続され、ソースまたはドレインの他方が前記第 9 のトランジスタのソースまたはドレインの一方と電氣的に接続され、

前記第 9 のトランジスタは、ゲートが前記第 3 の配線と電氣的に接続され、ソースまたはドレインの他方が前記電源線に電氣的に接続され、

前記第 8 のトランジスタのソースまたはドレインの他方が前記第 3 の出力線に電氣的に接続され、

前記第 10 のトランジスタは、ゲートが前記第 4 の配線と電氣的に接続され、ソースまたはドレインの一方が前記第 3 の出力線に電氣的に接続され、ソースまたはドレインの他方が前記第 11 のトランジスタのゲートに電氣的に接続され、

20

前記第 11 のトランジスタは、ソースまたはドレインの一方が前記第 2 の配線に電氣的に接続され、ソースまたはドレインの他方が前記第 12 のトランジスタのソースまたはドレインの一方と電氣的に接続され、

前記第 12 のトランジスタは、ゲートが前記第 4 の配線と電氣的に接続され、ソースまたはドレインの他方が前記電源線に電氣的に接続され、

前記第 11 のトランジスタのソースまたはドレインの他方が前記第 4 の出力線に電氣的に接続され、

前記第 1 の配線は、第 1 のクロック信号を供給することができる機能を有し、

前記第 2 の配線は、第 2 のクロック信号を供給することができる機能を有し、

前記第 3 の配線は、第 3 のクロック信号を供給することができる機能を有し、

前記第 4 の配線は、第 4 のクロック信号を供給することができる機能を有し、

前記第 5 の配線は、スタートパルス信号を供給することができる機能を有し、

前記電源線は、低電位電源を供給することができる機能を有し、

30

前記第 1 乃至第 12 のトランジスタは N チャネル型であることを特徴とするゲートドライバ。

#### 【請求項 2】

第 1 乃至第 12 のトランジスタと、

電源と、

を有する パルス出力回路を有するゲートドライバであって、

前記第 1 のトランジスタは、ゲートに第 1 の信号が入力され、ソースまたはドレインの一方が第 5 の信号が入力され、ソースまたはドレインの他方が前記第 2 のトランジスタのゲートに電氣的に接続され、

40

前記第 2 のトランジスタは、ソースまたはドレインの一方に第 3 の信号が入力され、ソースまたはドレインの他方が前記第 3 のトランジスタのソースまたはドレインの一方と電氣的に接続され、

前記第 3 のトランジスタは、ゲートに前記第 1 の信号が入力され、ソースまたはドレインの他方が前記電源と電氣的に接続され、

前記第 2 のトランジスタのソースまたはドレインの他方から第 1 の出力がされ、

前記第 4 のトランジスタは、ゲートが第 2 の信号が入力され、ソースまたはドレインの一方に前記第 1 の出力が入力され、ソースまたはドレインの他方が前記第 5 のトランジスタ

50

タのゲートに電氣的に接続され、

前記第 5 のトランジスタは、ソースまたはドレインの一方に第 4 の信号が入力され、ソースまたはドレインの他方が前記第 6 のトランジスタのソースまたはドレインの一方と電氣的に接続され、

前記第 6 のトランジスタは、ゲートが前記第 2 の信号が入力され、ソースまたはドレインの他方が電源に電氣的に接続され、

前記第 5 のトランジスタのソースまたはドレインの他方から第 2 の出力がされ、

前記第 7 のトランジスタは、ゲートが前記第 3 の信号が入力され、ソースまたはドレインの一方に前記第 2 の出力が入力され、ソースまたはドレインの他方が前記第 8 のトランジスタのゲートに電氣的に接続され、

10

前記第 8 のトランジスタは、ソースまたはドレインの一方に前記第 1 の信号が入力され、ソースまたはドレインの他方が前記第 9 のトランジスタのソースまたはドレインの一方と電氣的に接続され、

前記第 9 のトランジスタは、ゲートが前記第 3 の信号が入力され、ソースまたはドレインの他方が前記電源に電氣的に接続され、

前記第 8 のトランジスタのソースまたはドレインの他方から第 3 の出力がされ、

前記第 10 のトランジスタは、ゲートが前記第 4 の信号が入力され、ソースまたはドレインの一方が前記第 3 の出力が入力され、ソースまたはドレインの他方が前記第 11 のトランジスタのゲートに電氣的に接続され、

前記第 11 のトランジスタは、ソースまたはドレインの一方が前記第 2 の信号が入力され、ソースまたはドレインの他方が前記第 12 のトランジスタのソースまたはドレインの一方と電氣的に接続され、

20

前記第 12 のトランジスタは、ゲートが前記第 4 の信号が入力され、ソースまたはドレインの他方が前記電源に電氣的に接続され、

前記第 11 のトランジスタのソースまたはドレインの他方から第 4 の出力がされ、

前記第 1 の信号は、第 1 のクロック信号であり、

前記第 2 の信号は、第 2 のクロック信号であり、

前記第 3 の信号は、第 3 のクロック信号であり、

前記第 4 の信号は、第 4 のクロック信号であり、

前記第 5 の信号は、スタートパルス信号であり、

30

前記電源線は、低電位電源であり、

前記第 1 乃至第 12 のトランジスタは N チャンネル型であることを特徴とするゲートドライバ。

#### 【請求項 3】

請求項 1 または請求項 2 における前記ゲートドライバを有することを特徴とする E L 表示装置。

#### 【発明の詳細な説明】

#### 【技術分野】

#### 【0001】

本発明は、パルス出力回路、シフトレジスタ、および表示装置に関する。なお本明細書中、表示装置とは、画素に液晶素子を用いてなる液晶表示装置および、エレクトロルミネッセンス (E L) 素子を始めた自発光素子を用いてなる自発光表示装置を含むものとする。表示装置の駆動回路とは、表示装置に配置された画素に映像信号を入力し、映像の表示を行うための処理を行う回路を指し、シフトレジスタ、インバータ等を始めたパルス出力回路や、アンプ等を始めた増幅回路を含むものとする。

40

#### 【背景技術】

#### 【0002】

近年、ガラス基板等の絶縁体上に半導体薄膜を形成した表示装置、特に薄膜トランジスタ (以下、T F T と表記) を用いたアクティブマトリクス型表示装置は、多くの製品に利用され、普及している。T F T を使用したアクティブマトリクス型表示装置は、マトリクス

50

状に配置された数十万から数百万の画素を有し、各画素に配置されたT F Tによって各画素の電荷を制御することによって映像の表示を行っている。

【 0 0 0 3 】

さらに最近の技術として、画素を構成する画素T F Tの他に、画素部の周辺領域にT F Tを用いて駆動回路を基板上に同時形成するポリシリコンT F Tに関する技術が発展してきており、装置の小型化、低消費電力化に大いに貢献し、それに伴って、近年その応用分野の拡大が著しいモバイル情報端末の表示部等に、表示装置は不可欠なデバイスとなってきている。

【 0 0 0 4 】

一般的に、表示装置の駆動回路を構成する回路としては、Nチャンネル型T F TとPチャンネル型T F Tを組み合わせたC M O S回路が一般的に使用されている。このC M O S回路の一例として、シフトレジスタを例に挙げる。図11(A)は、シフトレジスタの一例であり、点線枠1100で囲まれた部分が1段分のパルスを出力する回路である。図11(A)は3段分を抜き出して示している。1段分の回路は、クロックインバータ1101、1103、およびインバータ1102によって構成されている。図11(B)に詳細な回路構造を示す。図11(B)において、T F T 1 1 0 4 ~ 1 1 0 7 によって、クロックインバータ1101が構成され、T F T 1 1 0 8、1109によって、インバータ1102が構成され、T F T 1 1 1 0 ~ 1 1 1 3 によって、クロックインバータ1103が構成される。

【 0 0 0 5 】

回路を構成するT F Tは、ゲート電極、ソース電極、ドレイン電極の3電極を有するが、ソース領域とドレイン領域とは、T F Tの構造上区別が出来ない。一般的なC M O S回路において、Nチャンネル型T F Tについては、ソース領域とドレイン領域のうち電位の低い方をソース電極、電位の高い方をドレイン電極として用い、Pチャンネル型T F Tについては、電位の高い方をソース電極、電位の低い方をドレイン電極として用いることが多いが、本明細書においてT F Tの接続を説明する際、ソース電極とドレイン電極との混同を避けるため、いずれか一方を第1の電極、他方を第2の電極として表記している。

【 0 0 0 6 】

回路の動作について説明する。なお、T F Tの動作については、ゲート電極に電位が与えられて不純物領域間にチャンネルが形成され、導通している状態をO N、不純物領域のチャンネルが消失して非導通となった状態をO F Fと表記する。

【 0 0 0 7 】

図11(A)(B)、および図11(C)に示したタイミングチャートを参照する。T F T 1 1 0 7、1104にはそれぞれクロック信号(以後C Kと表記)、クロック反転信号(以後C K Bと表記)が入力される。T F T 1 1 0 5、1106にはスタートパルス(以後S Pと表記)が入力される。C KがHレベル、C K BがLレベル、S PがHレベルのとき、T F T 1 1 0 6、1107がO Nし、Lレベルが出力されてT F T 1 1 0 8、1109にて構成されるインバータに入力され、反転されて出力ノード(S R o u t 1)にHレベルが出力される。その後、S PがHレベルの状態ではC KがLレベル、C K BがHレベルになると、インバータ1102およびクロックインバータ1103によって構成されたループにおいて、保持動作を行う。よって出力ノードにはHレベルが出力され続ける。次にC KがHレベル、C K BがLレベルになると、再びクロックインバータ1101で書き込み動作を行う。このとき、既にS PはLレベルとなっているので、出力ノードにはLレベルが出力される。以後、C KがLレベル、C K BがHレベルとなると再び保持動作を行い、このときの出力ノードのLレベルは、インバータ1102およびクロックインバータ1103によって構成されたループにおいて保持される。

【 0 0 0 8 】

以上が1段分の動作である。次段は、C K、C K Bの接続が逆になっており、上記とはクロック信号の極性が逆の状態と同様の動作をする。これが交互に繰り返され、以後同様に、図11(C)に示すようにサンプリングパルスが順次出力される。

## 【 0 0 0 9 】

C M O S回路の特徴としては、論理が変わる(HレベルからLレベルへ、あるいはLレベルからHレベルへ)瞬間にのみ電流が流れ、ある論理の保持中には電流が流れない(実際には微小なリーク電流の存在があるが)ため、回路全体での消費電流を低く抑えることが可能な点が挙げられる。

## 【 発明の概要 】

## 【 発明が解決しようとする課題 】

## 【 0 0 1 0 】

ところで、液晶や自発光素子を用いた表示装置の需要は、モバイル電子機器の小型化、軽量化に伴って急速にその需要が増加しているが、歩留まり等の面から、その製造コストを十分に低く抑えることが難しい。今後の需要はさらに急速に増加することは容易に予測され、そのため表示装置をより安価に供給できるようにすることが望まれている。

10

## 【 0 0 1 1 】

絶縁体上に駆動回路を作製する方法としては、複数のフォトマスクを用いて、活性層、配線等のパターンを露光、エッチングを行って作りこんでいく方法が一般的であるが、このときの工程数の多さが製造コストに直接影響しているため、可能な限り少ない工程数で製造出来ることが理想的である。そこで、従来C M O S回路によって構成されていた駆動回路を、Nチャネル型もしくはPチャネル型のいずれか一方の導電型のみでT F Tを用いて構成することが出来れば、イオンドーピング工程の一部を省略することが出来、さらにフォトマスクの枚数も削減することが出来る。

20

## 【 0 0 1 2 】

図9(A)は、一般的に用いられているC M O Sインバータ(I)と、一極性のみのT F Tを用いて構成したインバータ(II)(III)の例を示している。(II)はT F Tを負荷に用いたインバータ、(III)は抵抗を負荷に用いたインバータである。以下に、それぞれの動作について述べる。

## 【 0 0 1 3 】

図9(B)は、インバータに入力する信号の波形を示している。ここで、入力信号振幅は、Lレベル/Hレベル =  $V_{SS} / V_{DD}$  ( $V_{SS} < V_{DD}$ )とする。ここでは $V_{SS} = 0$  [V]として考える。

## 【 0 0 1 4 】

回路動作について説明する。なお、説明を明確かつ簡単にするため、回路を構成するNチャネル型T F Tのしきい値電圧は、そのばらつきがないものとして一律( $V_{thN}$ )とする。また、Pチャネル型T F Tについても同様に、一律( $V_{thP}$ )とする。

30

## 【 0 0 1 5 】

C M O Sインバータに図9(B)のような信号が入力されると、入力信号の電位がHレベルのとき、Pチャネル型T F T 9 0 1はOFFし、Nチャネル型T F T 9 0 2がONすることにより、出力ノードの電位はLレベルとなる。逆に、入力信号の電位がLレベルのとき、Pチャネル型T F T 9 0 1がONし、Nチャネル型T F T 9 0 2がOFFすることにより、出力ノードの電位はHレベルとなる(図9(C))。

## 【 0 0 1 6 】

続いて、T F Tを負荷に用いたインバータ(II)の動作について説明する。同じく図9(B)に示すような信号が入力される場合を考える。まず、入力信号がLレベルのとき、Nチャネル型T F T 9 0 4はOFFする。一方、負荷T F T 9 0 3は常に飽和動作していることから、出力ノードの電位はHレベル方向に引き上げられる。一方、入力信号がHレベルのとき、Nチャネル型T F T 9 0 4はONする。ここで、負荷T F T 9 0 3の電流能力よりも、Nチャネル型T F T 9 0 4の電流能力を十分に高くしておくことにより、出力ノードの電位はLレベル方向に引き下げられる。

40

## 【 0 0 1 7 】

抵抗を負荷に用いたインバータ(III)についても同様に、Nチャネル型T F T 9 0 6のON抵抗値を、負荷抵抗9 0 5の抵抗値よりも十分に低くしておくことにより、入力信号

50

がHレベルのときは、Nチャンネル型TFT906がONすることにより、出力ノードはLレベル方向に引き下げられる。入力信号がLレベルのときは、Nチャンネル型TFT906はOFFし、出力ノードはHレベル方向に引き上げられる。

【0018】

ただし、TFTを負荷に用いたインバータや抵抗を負荷に用いたインバータを用いる際、以下のような問題点がある。図9(D)は、TFTを負荷に用いたインバータの出力波形を示したものであるが、出力がHレベルのときに、907で示す分だけVDDよりも電位が低くなる。負荷TFT903において、出力ノード側の端子をソース、電源VDD側の端子をドレインとすると、ゲート電極とドレイン領域が接続されているので、このときのゲート電極の電位はVDDである。また、この負荷TFTがONしているための条件は、(TFT903のゲート・ソース間電圧 >  $V_{thN}$ )であるから、出力ノードの電位は、最大でも( $VDD - V_{thN}$ )までしか上昇しない。つまり、907は $V_{thN}$ に等しい。さらに、負荷TFT903とNチャンネル型TFT904の電流能力の比によっては、出力電位がLレベルのとき、908で示す分だけVSSよりも電位が高くなる。これを十分にVSSに近づけるためには、負荷TFT903に対し、Nチャンネル型TFT904の電流能力を十分に大きくする必要がある。同様に、図9(E)は抵抗を負荷に用いたインバータの出力波形を示したものであるが、負荷抵抗905の抵抗値とNチャンネル型TFT906のON抵抗の比によっては、909で示す分だけ電位が高くなる。つまり、ここに示した一極性のみのTFTを用いて構成したインバータを用いると、入力信号の振幅に対し、出力信号の振幅減衰が生ずることになる。

【0019】

本発明は、以上のような課題を鑑みてなされたものであり、一極性のみのTFTを用いて回路を構成することにより、製造工程を削減して低コストで作製が可能であり、かつ振幅減衰のない出力を得ることが出来るパルス出力回路およびシフトレジスタを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0020】

先程の図9(A)の(II)に示したTFTを負荷に用いたインバータにおいて、出力信号の振幅が正常にLレベル/Hレベル =  $VSS / VDD$ を取るための条件を考える。第1に、図10(A)のような回路において、出力信号の電位がLレベルとなるとき、その電位を十分にVSSに近づけるためには、電源VDD・出力ノード(Out)間の抵抗値に対し、電源VSS・出力ノード(Out)間の抵抗値が十分に低くなっていればよい。すなわち、Nチャンネル型TFT1002がONしている期間、Nチャンネル型TFT1001がOFFしていればよい。

【0021】

第2に、出力信号の電位がHレベルとなるとき、その電位がVDDに等しくするには、Nチャンネル型TFT1001のゲート・ソース間電圧の絶対値が $V_{thN}$ を常に上回り、かつTFT1002が確実にOFFしていればよい。つまり、出力ノードのHレベルがVDDとなる条件を満たすには、Nチャンネル型TFT1001のゲート電極の電位は( $VDD + V_{thN}$ )よりも高くなる必要がある。

【0022】

そこで、本発明では以下のような手段を講じた。図10(B)に示すように、Nチャンネル型TFT1001のゲート・ソース間に容量1003を設ける。Nチャンネル型TFT1001のゲート電極がある電位をもって浮遊状態となったとき、出力ノードの電位を上昇させると、この容量1003による容量結合によって、出力ノードの電位上昇分に伴って、Nチャンネル型TFT1001のゲート電極の電位も持ち上げられる。この効果を利用すれば、Nチャンネル型TFT1001のゲート電極の電位をVDDよりも高く(正確には( $VDD + V_{thN}$ )よりも高く)することが可能となる。よって出力ノードの電位を十分にVDDまで引き上げることが可能となる。

【0023】

なお、図10(B)において示した容量1003は、TFT1001のゲート・ソース間に寄生する容量を利用するようにしても良いし、実際に容量部分を作製しても良い。容量部分を独立して作製する場合は、活性層材料、ゲート材料、および配線材料のうちいずれか2つを用いて、間に絶縁層を挟んだ構成として作製するのが簡単であり、望ましいが、他の材料を用いて作製しても構わない。このとき、活性層を用いる場合は、活性層中に不純物添加等を行って抵抗を下げているのが望ましい。

【0024】

本発明の構成を以下に示す。

【0025】

本発明のパルス出力回路は、

第1のトランジスタ乃至第3のトランジスタと、第1の信号入力部乃至第3の信号入力部と、信号出力部と、電源とを有するパルス出力回路であって、

前記第1乃至第3のトランジスタはいずれも同一導電型であり、

前記第1のトランジスタのゲート電極は、前記第1の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第1のトランジスタの第1の電極は、前記第2の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第1のトランジスタの第2の電極は、前記第2のトランジスタのゲート電極と電氣的に接続され、

前記第2のトランジスタの第1の電極は、前記第3の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第2のトランジスタの第2の電極は、前記信号出力部と電氣的に接続され、

前記第3のトランジスタのゲート電極は、前記第1の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第3のトランジスタの第1の電極は、前記電源と電氣的に接続され、

前記第3のトランジスタの第2の電極は、前記信号出力部と電氣的に接続され、

前記第2のトランジスタのゲート電極と第1の電極との間、あるいは前記第2のトランジスタのゲート電極と第2の電極との間に容量手段を有することを特徴としている。

【0026】

本発明のパルス出力回路は、第1のトランジスタ乃至第3のトランジスタと、第1の信号入力部乃至第4の信号入力部と、信号出力部と、電源と、入力切替回路とを有するパルス出力回路であって、

前記第1乃至第3のトランジスタはいずれも同一導電型であり、

前記第1のトランジスタのゲート電極は、前記第1の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第1のトランジスタの第1の電極は、前記入力切替回路と電氣的に接続され、

前記入力切替回路は、第2の信号入力部および第3の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第1のトランジスタの第2の電極は、前記第2のトランジスタのゲート電極と電氣的に接続され、

前記第2のトランジスタの第1の電極は、前記第4の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第2のトランジスタの第2の電極は、前記信号出力部と電氣的に接続され、

前記第3のトランジスタのゲート電極は、前記第1の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第3のトランジスタの第1の電極は、前記電源と電氣的に接続され、

前記第3のトランジスタの第2の電極は、前記信号出力部と電氣的に接続され、

前記第2のトランジスタのゲート電極と第1の電極との間、あるいは前記第2のトランジスタのゲート電極と第2の電極との間に容量手段を有することを特徴としている。

【0027】

本発明のパルス出力回路は、第1のトランジスタ乃至第3のトランジスタと、第1の信号入力部乃至第4の信号入力部と、信号出力部と、電源と、入力切替回路とを有するパルス出力回路であって、

前記第1乃至第3のトランジスタはいずれも同一導電型であり、

前記第1のトランジスタのゲート電極は、前記第1の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第1のトランジスタの第1の電極は、前記入力切替回路と電氣的に接続され、

前記入力切替回路は、第2の信号入力部および第3の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第1のトランジスタの第2の電極は、前記第2のトランジスタのゲート電極と電氣

10

20

30

40

50

的に接続され、

前記第2のトランジスタの第1の電極は、前記第4の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第2のトランジスタの第2の電極は、前記信号出力部と電氣的に接続され、

前記第3のトランジスタのゲート電極は、前記第1の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第3のトランジスタの第1の電極は、前記電源と電氣的に接続され、

前記第3のトランジスタの第2の電極は、前記信号出力部と電氣的に接続され、

前記第2のトランジスタのゲート電極と第1の電極との間、あるいは前記第2のトランジスタのゲート電極と第2の電極との間に容量手段を有し、

前記入力切替回路が第1の状態のとき、前記第1のトランジスタの第1の電極は、前記第2の信号入力部と導通し、かつ前記第3の信号入力部と非導通となり、

前記入力切替回路が第2の状態のとき、前記第1のトランジスタの第1の電極は、前記第3の信号入力部と導通し、かつ前記第2の信号入力部と非導通となることを特徴としている。

#### 【0028】

本発明のパルス出力回路において、

前記入力切替回路は、

第4のトランジスタと、第5のトランジスタと、第5の信号入力部と、第6の信号入力部とを有し、

前記第4のトランジスタと、前記第5のトランジスタとは、いずれも前記第1のトランジスタ乃至前記第3のトランジスタと同一導電型であり、

前記第4のトランジスタのゲート電極は、前記第5の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第4のトランジスタの第1の電極は、前記第2の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第4のトランジスタの第2の電極は、前記第1のトランジスタの第1の電極と電氣的に接続され、

前記第5のトランジスタのゲート電極は、前記第6の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第5のトランジスタの第1の電極は、前記第3の信号入力部と電氣的に接続され、

前記第5のトランジスタの第2の電極は、前記第1のトランジスタの第1の電極と電氣的に接続され、

前記第5の信号入力部に、入力切替信号が入力され、かつ前記第6の信号入力部に、入力切替反転信号が入力されるとき、前記第4のトランジスタが導通し、かつ前記第5のトランジスタが非導通となり、

前記入力切替信号の極性が反転し、かつ前記入力切替反転信号の極性が反転するとき、前記第4のトランジスタが非導通となり、かつ前記第5のトランジスタが導通することを特徴としている。

#### 【0029】

本発明のパルス出力回路においては、

前記容量手段は、前記第2のトランジスタのゲート電極と、前記第2のトランジスタの活性層との間で形成されていても良いし、活性層材料、ゲート電極を形成する材料、あるいは配線材料のうちいずれか2つの材料の間で形成されていても良い。

#### 【0030】

本発明のパルス出力回路を用いて、

第1のクロック信号乃至第4のクロック信号と、スタートパルスとにしたがって順次サンプリングパルスを出力することを特徴とするシフトレジスタが提供される。

#### 【0031】

本発明のシフトレジスタは、

第1のクロック信号線乃至第4のクロック信号線と、スタートパルス入力線とを有し、

4n - 3段目(nは自然数、1 ≤ n)の前記パルス出力回路において、

前記第1の信号入力部は、前記第1のクロック信号線と電氣的に接続され、

前記第2の信号入力部は、n = 1のとき、前記スタートパルス入力線と電氣的に接続され、n = 1のとき、4(n - 1)段目の前記パルス出力回路の前記信号出力部と電氣的に接

10

20

30

40

50

続され、

前記第3の信号入力部は、前記第3のクロック信号線と電氣的に接続され、

4n - 2段目の前記パルス出力回路において、

前記第1の信号入力部は、前記第2のクロック信号線と電氣的に接続され、

前記第2の信号入力部は、前記4n - 3段目の前期パルス出力回路の前期信号出力部と電氣的に接続され、

前記第3の信号入力部は、前記第4のクロック信号線と電氣的に接続され、

4n - 1段目の前記パルス出力回路において、

前記第1の信号入力部は、前記第3のクロック信号線と電氣的に接続され、

前記第2の信号入力部は、前記4n - 2段目の前期パルス出力回路の前期信号出力部と電氣的に接続され、

10

前記第3の信号入力部は、前記第1のクロック信号線と電氣的に接続され、

4n段目の前記パルス出力回路において、

前記第1の信号入力部は、前記第4のクロック信号線と電氣的に接続され、

前記第2の信号入力部は、前記4n - 1段目の前期パルス出力回路の前期信号出力部と電氣的に接続され、

前記第3の信号入力部は、前記第2のクロック信号線と電氣的に接続され、

第1のクロック信号乃至第4のクロック信号と、スタートパルスとにしたがって順次サンプリングパルスを出力することを特徴としている。

【0032】

20

本発明のシフトレジスタは、

第1のクロック信号線乃至第4のクロック信号線と、スタートパルス入力線とを有し、

4n - 3段目(nは自然数、1 ≤ n)の前記パルス出力回路において、

前記第1の信号入力部は、前記第1のクロック信号線と電氣的に接続され、

前記第2の信号入力部は、n = 1のとき、前記スタートパルス入力線と電氣的に接続され、n = 1のとき、4(n - 1)段目の前記パルス出力回路の前記信号出力部と電氣的に接続され、

前記第3の信号入力部は、前記スタートパルス入力線、もしくは4n - 2段目の前記パルス出力回路の前記信号出力部のいずれか一方と電氣的に接続され、

前記第4の信号入力部は、前記第3のクロック信号線と電氣的に接続され、

30

4n - 2段目の前記パルス出力回路において、

前記第1の信号入力部は、前記第2のクロック信号線と電氣的に接続され、

前記第2の信号入力部は、前記4n - 3段目の前期パルス出力回路の前期信号出力部と電氣的に接続され、

前記第3の信号入力部は、前記スタートパルス入力線、もしくは4n - 1段目の前記パルス出力回路の前記信号出力部のいずれか一方と電氣的に接続され、

前記第4の信号入力部は、前記第4のクロック信号線と電氣的に接続され、

4n - 1段目の前記パルス出力回路において、

前記第1の信号入力部は、前記第3のクロック信号線と電氣的に接続され、

前記第2の信号入力部は、前記4n - 2段目の前期パルス出力回路の前期信号出力部と電氣的に接続され、

40

前記第3の信号入力部は、前記スタートパルス入力線、もしくは4n段目の前記パルス出力回路の前記信号出力部のいずれか一方と電氣的に接続され、

前記第4の信号入力部は、前記第1のクロック信号線と電氣的に接続され、

4n段目の前記パルス出力回路において、

前記第1の信号入力部は、前記第4のクロック信号線と電氣的に接続され、

前記第2の信号入力部は、前記4n - 1段目の前期パルス出力回路の前期信号出力部と電氣的に接続され、

前記第3の信号入力部は、前記スタートパルス入力線、もしくは4n + 1段目の前記パルス出力回路の前記信号出力部のいずれか一方と電氣的に接続され、

50

前記第4の信号入力部は、前記第2のクロック信号線と電氣的に接続され、第1のクロック信号乃至第4のクロック信号と、スタートパルスとにしたがって順次サンプリングパルスを出力することを特徴としている。

【0033】

本発明のパルス出力回路は、Nチャンネル型のトランジスタのみを用いて構成されていても良いし、Pチャンネル型のトランジスタのみを用いて構成されていても良い。

【0034】

本発明のシフトレジスタは、Nチャンネル型のトランジスタのみを用いて構成されていても良いし、Pチャンネル型のトランジスタのみを用いて構成されていても良い。

【発明の効果】

10

【0035】

本発明によって、表示装置の駆動回路および画素部を、一導電型のTFTのみによって構成した場合にも、TFTのしきい値に起因した出力パルスの振幅減衰を生ずることなく、正常な振幅の出力パルスを得ることが可能となり、表示装置の作製工程を削減することによって、低コスト化、歩留まりの向上に寄与し、より安価に表示装置の供給が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0036】

【図1】本発明のパルス出力回路を用いて構成したシフトレジスタの一形態を示す図。

【図2】図1に示したシフトレジスタを駆動するタイミングチャートを示す図。

20

【図3】本発明の一実施例である、走査方向切替機能を付加したシフトレジスタを示す図。

【図4】図3に示したシフトレジスタを駆動するタイミングチャートの一例を示す図。

【図5】本発明によって提供される表示装置における、ソース信号線駆動回路の構成例を示す図。

【図6】本発明によって提供される表示装置における、レベルシフトの回路構成の詳細図。

【図7】本発明によって提供される表示装置における、NAND回路、バッファ、サンプリングスイッチの回路構成の詳細図。

【図8】本発明の適用が可能な電子機器の例を示す図。

30

【図9】従来型CMOSインバータおよび負荷型インバータの構成と、それぞれの入出力信号の波形を示す図。

【図10】本発明のパルス出力回路の動作原理を説明する図。

【図11】従来型のシフトレジスタの回路構成とタイミングチャートを示す図。

【図12】本発明によって提供される表示装置の全体外観を示す図。

【図13】実施形態とは異なる導電型のトランジスタによって構成されたパルス出力回路を用いたシフトレジスタを示す図。

【図14】図13に示したシフトレジスタを駆動するタイミングチャートを示す図。

【図15】作製したシフトレジスタのテストピースにおけるTFTサイズおよび容量値を示す図。

40

【図16】図15に示したシフトレジスタのシミュレーション結果を示す図。

【図17】図15に示したシフトレジスタを実際に作製し、測定した結果を示す図。

【発明を実施するための形態】

【0037】

図1(A)は、本発明のシフトレジスタの概略図である。図1(A)のブロック図中、100で示されるブロックが1段分のサンプリングパルスを出力するパルス出力回路であり、このパルス出力回路を複数段連続に接続して、図1(A)に示すシフトレジスタが構成される。図1(A)に示したシフトレジスタは、第1のクロック信号線～第4のクロック信号線、およびスタートパルス入力線を有している。第1のクロック信号線～第4のクロック信号線より、それぞれ第1のクロック信号～第4のクロック信号(CK1～CK4)が入力さ

50

れ、スタートパルス入力線より、スタートパルス(S P)が入力される。

【 0 0 3 8 】

図 1 ( B ) に、ブロック 1 0 0 の詳細な回路構成を示す。T F T 1 0 1 のゲート電極および T F T 1 0 3 のゲート電極は、第 1 の信号入力部 ( C K A ) と接続されている。T F T 1 0 1 の入力電極は、第 2 の信号入力部 ( I n ) と接続され、出力電極は T F T 1 0 2 のゲート電極および、容量 1 0 4 の電極の一端と接続されている。T F T 1 0 2 の入力電極は、第 3 の信号入力部 ( C K B ) と接続されている。T F T 1 0 2 の出力電極と、T F T 1 0 3 の出力電極、および容量 1 0 4 の他の一端は、信号出力部 ( O u t ) と接続されている。T F T 1 0 3 の入力電極は、低電位側電源 ( V S S ) と接続されている。

【 0 0 3 9 】

なお、本実施形態で示す回路は、Nチャネル型 T F T のみを用いて構成したものであるが、Pチャネル型 T F T のみを用いて同様の回路を構成することも可能である。

【 0 0 4 0 】

第 1 の信号入力部 ( C K A ) に入力されるクロック信号と、第 3 の信号入力部 ( C K B ) に入力されるクロック信号とは、互いの極性が反転した信号である。また、第 1 のクロック信号に対し、第 2 のクロック信号はその位相が  $1 / 4$  周期遅れたものであり、第 3 のクロック信号は、第 2 のクロック信号に対してさらに位相が  $1 / 4$  周期遅れている。第 4 のクロック信号は、第 3 のクロック信号に対してさらに位相が  $1 / 4$  周期遅れている。つまり、第 3 のクロック信号は第 1 のクロック信号に対して、 $1 / 2$  周期の遅れをもっており、ちょうど極性が反転したものに等しい。同様に、第 4 のクロック信号は第 2 のクロック信号に対して、 $1 / 2$  周期の遅れをもっており、ちょうど極性が反転したものに等しい。

【 0 0 4 1 】

図 1 ( B ) に示したパルス出力回路を複数段連続に用いてなるシフトレジスタにおいて、第 2 の信号入力部 ( I n ) には、前段からの出力パルスが入力される。ここで、第 1 段目においては、第 2 の信号入力部 ( I n ) には、スタートパルスが入力される。

【 0 0 4 2 】

また、表 1 に示すように、 $4 n - 3$  段目 ( $n$  は自然数、 $1 \leq n$ ) において、第 1 の信号入力部 ( C K A ) には、第 1 のクロック信号が入力され、第 3 の信号入力部 ( C K B ) には、第 3 のクロック信号が入力される。 $4 n - 2$  段目 ( $n$  は自然数、 $1 \leq n$ ) において、第 1 の信号入力部 ( C K A ) には、第 2 のクロック信号が入力され、第 3 の信号入力部 ( C K B ) には、第 4 のクロック信号が入力される。 $4 n - 1$  段目において、第 1 の信号入力部 ( C K A ) には、第 3 のクロック信号が入力され、第 3 の信号入力部 ( C K B ) には、第 1 のクロック信号が入力される。 $4 n$  段目において、第 1 の信号入力部 ( C K A ) には、第 4 のクロック信号が入力され、第 3 の信号入力部 ( C K B ) には、第 1 のクロック信号が入力される。

【 0 0 4 3 】

10

20

30

【表 1】

	信号入力部 (CKA)	信号入力部 (CKB)
第4(n-1)段目	第4のクロック信号	第2のクロック信号
第4n-3段目	第1のクロック信号	第3のクロック信号
第4n-2段目	第2のクロック信号	第4のクロック信号
第4n-1段目	第3のクロック信号	第1のクロック信号
第4n段目	第4のクロック信号	第2のクロック信号
⋮	⋮	⋮

10

【0044】

つまり、本実施形態のシフトレジスタは、連続した4段のパルス出力回路を含む部分を構成単位とし、この構成単位が繰り返されてなる。また、仮にパルス出力回路の接続段数が4段以下の場合であっても、クロック信号の入力順序は、表1にしたがう。

20

【0045】

図1に示す回路図および、図2に示すタイミングチャートを用いて、回路の動作について説明する。ここで、クロック信号およびスタートパルスの電圧振幅は、Lレベル/Hレベル =  $V_{SS} / V_{DD}$ とし、このとき、 $V_{SS} < V_{DD}$ であるものとして説明する。

【0046】

<1> 1段目のパルス出力回路において、TFT101、103のゲート電極には第1のクロック信号(CK1)が入力されてHレベルとなり、TFT101、103がONする。このとき、スタートパルス(SP)はまだ入力されていないので、TFT102のゲート電極の電位はLレベルである。よって、信号出力部(Output)の電位がLレベルに確定される。

30

【0047】

<2> 次に、信号入力部(In)より入力されるスタートパルス(SP)がHレベルになると、TFT102のゲート電極の電位は、( $V_{DD} - V_{thN}$ )まで上昇した後、浮遊状態となる。これにより、TFT102がONするが、信号入力部(CKB)に入力される第3のクロック信号(CK3)はこの時点ではLレベルであり、信号出力部(Output)の電位変化はない。

【0048】

<3> 次に、第1のクロック信号(CK1)がLレベルとなり、TFT101、103がOFFする。同時に第3のクロック信号(CK3)がHレベルとなる。TFT102はすでにONしているので、信号出力部(Output)の電位は上昇する。ここで、TFT101はすでにOFFしていることから、TFT102のゲート電極は、その電位が( $V_{DD} - V_{thN}$ )のまま浮遊状態となっているが、信号出力部(Output)の電位が上昇するのに伴い、容量104の働きによって、TFT102のゲート電極の電位は、( $V_{DD} - V_{thN}$ )からさらに上昇し、( $V_{DD} + V_{thN}$ )よりも高い電位を取る。よって、信号出力部(Output)がHレベルとなったとき、その電位は $V_{DD}$ に等しくなる。

40

【0049】

<4> やがて、スタートパルス(SP)がLレベルとなる。続いて第1のクロック信号(CK1)が再びHレベルとなると、TFT101、103がONして、TFT102のゲート電極の電位はLレベルとなってOFFする。一方、TFT103がONしているので、信号出力部(Output)の電位はLレベルとなる。

50

## 【 0 0 5 0 】

以上の動作が最終段まで行われ、順次サンプリングパルスが出力される。本発明のパルス出力回路を用いて構成したシフトレジスタは、一導電型のTFTのみによって構成されているが、TFTのしきい値に起因した出力パルスの振幅減衰を生ずることなく、正常な振幅の出力パルスを得ることが出来る。また、サンプリングパルスを出力しない期間においても、信号入力部(CKA)より入力されるクロック信号がHレベルとなるたびにTFT 103がONし、信号出力部(Out)の電位をLレベルに確定する。よって信号出力部が長い期間浮遊状態とならないため、比較的動作周波数の低い回路、例えばゲート信号線駆動回路等においても用いることが出来る。

## 【 0 0 5 1 】

以下に、本発明の実施例について記載する。

## 【実施例 1】

## 【 0 0 5 2 】

図3(A)は、本発明の実施形態にて示したシフトレジスタに、走査方向反転機能を付加したものの例である。図1(A)に示した回路と比較して、入力切替信号(LR)および入力切替反転信号(RL)を追加している。

## 【 0 0 5 3 】

図3(B)は、図3(A)において、ブロック300で示される1段分のパルス出力回路の構成を詳細に示したものである。TFT 301~303および容量304で構成されるパルス出力回路は、図1(B)に示したものと同様であるが、TFT 305、306でなるスイッチ、第5の信号入力部、および第6の信号入力部とを用いて構成される入力切替回路310を有する。

## 【 0 0 5 4 】

TFT 305、306の出力電極は、いずれもTFT 301の入力電極と接続されている。TFT 305の入力電極は、第2の信号入力部(InL)と接続され、ゲート電極は第5の信号入力部(L)と電氣的に接続されている。TFT 306の入力電極は、第3の信号入力部(InR)と接続され、ゲート電極は第6の信号入力部(R)と電氣的に接続されている。第5の信号入力部(L)には入力切替信号(LR)が入力され、第6の信号入力部(R)には入力切替反転信号(RL)が入力されている。LRおよびRLは、互いに排他的にHレベルもしくはLレベルをとり、したがって本実施例の入力切替回路310は、次の2つの状態をとる。

## 【 0 0 5 5 】

第1に、LRがHレベル、RLがLレベルのとき、TFT 305がONし、かつTFT 306がOFFする。したがってTFT 301の入力電極には、第2の信号入力部(InL)から、前段のサンプリングパルスが入力される。第2に、LRがLレベル、RLがHレベルのとき、TFT 305がOFFし、TFT 306がONする。したがってTFT 301の入力電極には、第3の信号入力部(InR)から、前段のサンプリングパルスが入力される。

## 【 0 0 5 6 】

図3(A)のシフトレジスタにおいては、LRがHレベル、RLがLレベルのとき、サンプリングパルスの出力は1段目、2段目、・・・、最終段の順となり、LRがLレベル、RLがHレベルのとき、サンプリングパルスの出力は最終段、・・・、2段目、1段目の順となる。

## 【 0 0 5 7 】

また走査方向を切り替える際は、クロック信号の入力タイミングを変更する必要がある。図2に示したタイミングチャートは、順方向走査のときのものである。図4に、逆方向走査のときのタイミングチャートを示す。それぞれのクロック信号は、図2の時とは逆に、第4のクロック信号から1/4周期遅れて第3のクロック信号が入力され、さらに1/4周期遅れて第2のクロック信号が入力され、さらに1/4周期遅れて第1のクロック信号が入力される。このとき、スタートパルスの入力タイミングは、シフトレジスタに用い

10

20

30

40

50

ているパルス出力回路の段数、つまり、最初にサンプリングパルスを出すべきパルス出力回路が、どのクロック信号によって駆動されるかによって決定する。図4は、端部のパルス出力回路において、信号入力部(C K A)には第4のクロック信号が、信号入力部(C K B)には第2のクロック信号が入力される場合を例としている。

【実施例2】

【0058】

本実施例においては、一極性のみのT F Tを用いて表示装置を作製した例について説明する。

【0059】

図12は、表示装置の全体概略図である。基板1200上に、ソース信号線駆動回路1201、ゲート信号線駆動回路1202、および画素部1203を一体形成している。画素部1203において、点線枠1210で囲まれた部分が1画素である。図12の例では、液晶表示装置の画素を示しており、1個のT F T(以下、画素T F Tと表記する)によって液晶素子の一方の電極に電荷を印加する際のON、OFF制御を行っている。ソース信号線駆動回路1201およびゲート信号線駆動回路1202を駆動する信号(クロック信号、スタートパルス等)は、フレキシブルプリント基板(Flexible Print Circuit: F P C)1204を介して、外部より入力される。

【0060】

図5は、図12に示した表示装置における、ソース信号線駆動回路1201の全体構成を示した図である。このソース信号線駆動回路は、クロック信号用レベルシフタ501、スタートパルス用レベルシフタ502、シフトレジスタを構成するパルス出力回路503、NAND回路504、バッファ505、サンプリングスイッチ506を有しており、外部より入力される信号は、第1~第4のクロック信号(C K 1~C K 4)、スタートパルス(S P)、入力切替信号(L R)および入力切替反転信号(R L)、アナログ映像信号(V i d e o 1~V i d e o 12)である。この中で、第1~第4のクロック信号(C K 1~C K 4)およびスタートパルス(S P)に関しては、外部から低電圧振幅の信号として入力された直後、レベルシフタによって振幅変換を受け、高電圧振幅の信号として駆動回路に入力される。また、本実施例の表示装置におけるソース信号線駆動回路は、シフトレジスタ中の1段のパルス出力回路より出力されるサンプリングパルスが、サンプリングスイッチ506を駆動することによって、ソース信号線12列分のアナログ映像信号を同時にサンプリングしている。

【0061】

図6(A)は、クロック信号用レベルシフタ501の構成を示している。これは、互いに逆の極性を有するクロック信号(C K 1とC K 3、あるいはC K 2とC K 4)を1組とし、1入力型レベルシフタ回路を並列に配置してそれぞれ振幅変換を行い(S t a g e 1)、以後のバッファ段(S t a g e 2~S t a g e 4)では、互いの出力をそれぞれの反転入力として用いる構成をとっている。

【0062】

図6(A)に示した回路の動作について説明する。なお、ここで用いている電源の電位は、V S S、V D D 1、V D D 2の3電位であり、V S S < V D D 1 < V D D 2である。本実施例では、V S S = 0[V]、V D D 1 = 5[V]、V D D 2 = 16[V]とした。また、図6(A)において、T F T 601、603、606、608はダブルゲート構造をとっているが、これらはシングルゲートでも良いし、3つ以上のゲート電極を有するマルチゲート構造であっても良い。その他のT F Tに関しても、ゲート電極の数による制限は特に設けない。

【0063】

信号入力部(C K i n 1)より、Lレベル/Hレベル = V S S / V D D 1の振幅を有する第1のクロック信号(C K 1)が入力される。C K 1がHレベルのとき、T F T 602、604がONし、T F T 603のゲート電極の電位がLレベルとなってOFFする。ここで、T F T 602のON抵抗は、T F T 601のそれよりも十分に低く設計しておく。よ

10

20

30

40

50

ってノード には、Lレベルが現れる。CK1がLレベルのとき、TFT602、604はOFFする。よって、飽和動作しているTFT601を通じて、TFT603のゲート電極の電位はVDD2側に引き上げられ、その電位が(VDD2 - VthN)となったところでTFT601はOFFし、TFT603のゲート電極が浮遊状態となる。これによりTFT603がONし、ノード の電位はVDD2側に引き上げられる。ここで、容量605の働きにより、ノード の電位上昇に伴って、浮遊状態となっているTFT603のゲート電極の電位が引き上げられ、その電位はVDD2よりも高い電位をとり、(VDD2 + VthN)を上回ることによって、ノード に現れるHレベルはVDD2に等しくなる。よって、出力信号のLレベルはVSS、HレベルはVDD2となり、振幅変換が完了する。

10

## 【0064】

一方、信号入力部(CK in2)より、同じくVSS - VDD1の振幅を有する第3のクロック信号(CK3)が入力される。前述と同様の動作によって、TFT606~609および容量610で構成された1入力型レベルシフト回路によって振幅変換が行われ、ノード にはVSS - VDD2の振幅を有する信号が出力される。なお、ノード に現れた信号は、入力されたCK1に対して極性が反転しており、ノード に現れた信号は、入力されたCK3に対して極性が反転している。

## 【0065】

本実施例の表示装置に用いたレベルシフトは、振幅変換後のパルスに対する負荷を考慮して、レベルシフト回路(Stage1)の後に、バッファ段を設けている(Stage2 ~ Dtag e 4)。このバッファ段を構成するインバータ回路は2入力型であり、入力信号およびその反転信号を要する。2入力型を用いる理由は、低消費電力化である。前述のレベルシフト回路において、TFT602がONしているとき、TFT601~TFT602を通じて、VSS - VDD2間に貫通電流が流れる。これを2入力型を用いることによって、動作中に貫通電流が流れないようにしている。

20

## 【0066】

図6では、Stage2のインバータ回路において、TFT611のゲート電極に入力される信号と、TFT612のゲート電極に入力される信号は、互いに逆の極性を有する信号である。そこで、CK1およびCK3が、互いに極性の反転した信号であることを利用し、ノード に現れた出力信号と、ノード に現れた出力信号とを、互いの信号の反転

30

## 【0067】

インバータ回路の動作について説明する。ここでは、Stage2の一方である、TFT611~614および容量615でなるインバータ回路における動作について述べる。他のインバータ回路に関しても動作は同様である。

## 【0068】

TFT611のゲート電極に入力される信号がHレベルのとき、TFT611がONし、TFT613のゲート電極の電位はVDD2側に引き上げられ、その電位が(VDD2 - VthN)となったところでTFT611がOFFし、TFT613のゲート電極は浮遊状態となる。一方、TFT612、614のゲート電極に入力される信号はLレベルであるから、TFT612、614はOFFする。TFT613のゲート電極の電位は、(VDD2 - VthN)まで上昇しているから、TFT613はONし、ノード の電位がVDD2側に引き上げられる。ここで、前述のレベルシフト回路の動作と同様、容量615の働きにより、ノード の電位上昇に伴って、浮遊状態となっているTFT613のゲート電極の電位が引き上げられ、その電位はVDD2よりも高い電位をとり、(VDD2 + VthN)を上回ることによって、ノード に現れるHレベルはVDD2に等しくなる。

40

## 【0069】

一方、TFT611のゲート電極に入力される信号がLレベルのとき、TFT611がOFFし、TFT612、614のゲート電極にはHレベルが入力されてONする。した

50

がって、T F T 6 1 3 のゲート電極の電位は L レベルとなり、ノード には L レベルが現れる。

【 0 0 7 0 】

同様の動作により、ノード にもパルスが出力される。このとき、ノード には、ノード に現れるパルスと極性が反転したパルスが出力される。

【 0 0 7 1 】

以後、S t a g e 3、S t a g e 4 においても同様の動作によって、最終的に信号出力部 ( 3 ) および信号出力部 ( 4 ) にパルスが出力される。

【 0 0 7 2 】

図 6 ( B ) は、クロック信号の振幅変換の様子を示したものである。入力信号の振幅は、L レベル / H レベル =  $V_{SS} / V_{DD1} (0V / 5V)$  であり、出力信号の振幅は、L レベル / H レベル =  $V_{SS} / V_{DD2} (0V / 16V)$  となっている。

10

【 0 0 7 3 】

図 6 ( C ) は、スタートパルス ( S P ) 用のレベルシフタを示している。スタートパルスの場合、その反転信号を持たないことから、1 入力型のレベルシフタ回路 ( S t a g e 1 ) の出力が、1 入力型のインバータ回路 ( S t a g e 2 ) に入力され、さらに S t a g e 1 の出力と S t a g e 2 の出力とを用いて、2 入力型のインバータ回路 ( S t a g e 3 ) へと続く。回路動作に関しては、1 入力型レベルシフタ回路はクロック信号の場合と同様である。1 入力型インバータ回路に関しても、1 入力型レベルシフタ回路と比較して、入力される信号の振幅が L レベル / H レベル =  $V_{SS} / V_{DD2}$  であって、入出力パルス間の振幅変換がないことを除いて、回路内の動作は同様であるので、ここでは説明を省略する。

20

【 0 0 7 4 】

図 6 ( D ) は、スタートパルス ( S P ) の振幅変換の様子を示したものである。入力信号の振幅は、クロック信号と同様、L レベル / H レベル =  $V_{SS} / V_{DD1} (0V / 5V)$ 、出力信号の振幅は、L レベル / H レベル =  $V_{SS} / V_{DD2} (0V / 16V)$  となっている。

【 0 0 7 5 】

図 7 ( A ) は、2 入力型 N A N D 回路を示している。構成としては、1 入力型インバータ回路と類似であり、1 入力インバータ回路における信号入力部が 2 入力となり、T F T 7 0 2、7 0 3 および T F T 7 0 5、7 0 6 が直列配置されている点のみが異なる。

【 0 0 7 6 】

信号入力部 ( I n 1 ) および信号入力部 ( I n 2 ) に、ともに H レベルが入力されると、T F T 7 0 2、7 0 3、7 0 5、7 0 6 が O N し、T F T 7 0 4 のゲート電極の電位が L レベルとなって O F F し、信号出力部 ( O u t ) には L レベルが現れる。信号入力部 ( I n 1 ) および信号入力部 ( I n 2 ) のいずれか一方あるいは両方に L レベルが入力されると、T F T 7 0 4 のゲート電極と電源  $V_{SS}$  とは導通しないため、T F T 7 0 4 のゲート電極の電位は  $V_{DD2}$  側に引き上げられて O N し、さらに容量 7 0 7 の働きによって、 $(V_{DD2} + V_{thN})$  よりも高い電位をとり、信号出力部 ( O u t ) には電位  $V_{DD2}$  の H レベルが現れる。

30

【 0 0 7 7 】

図 7 ( B ) はバッファの構成を示しており、1 入力型インバータ回路 ( S t a g e 1 ) および 2 入力型インバータ回路 ( S t a g e 2 ~ S t a g e 4 ) によって構成されている。1 入力型インバータ回路、2 入力型インバータ回路とも、動作に関してはレベルシフタの項で説明したので、ここでは説明を省略する。

40

【 0 0 7 8 】

図 7 ( C ) は、サンプリングスイッチの構成を示している。信号入力部 ( 2 5 ) より、サンプリングパルスが入力され、並列配置された 1 2 個の T F T 7 3 1 が同時に制御される。1 2 個の T F T 7 3 1 の入力電極 ( 1 ) ~ ( 1 2 ) に、アナログ映像信号が入力され、サンプリングパルスが入力されたときの映像信号の電位を、ソース信号線に書き込む働きをする。

【 0 0 7 9 】

50

本実施例にて示した表示装置の駆動回路を構成する回路のうち、インバータ回路、レベルシフト回路に関しては、同発明者らにより、特願2001-133431号にて出願された発明に記載されているものと同様のものを用いている。

【0080】

本実施例にて示した表示装置は、画素部を含む表示装置全体を構成する駆動回路を、画素TFTと同一の極性を有する一極性のTFT(例えばNチャンネル型TFT)のみを用いて作製している。これにより、半導体層にP型を付与するイオンドーピング工程を省略することが可能となり、製造コストの削減や歩留まり向上に寄与することが出来る。

【0081】

また、本実施例の表示装置を構成しているTFTの極性はNチャンネル型であるが、Pチャンネル型TFTのみを用いて駆動回路および画素TFTを構成することも、本発明によって可能となる。この場合、省略されるイオンドーピング工程は、半導体層にN型を付与する工程であることを付記する。また、本発明は液晶表示装置のみならず、絶縁体上に駆動回路を一体形成して作製する半導体装置ならばいずれのものにも適用が可能である。

【実施例3】

【0082】

実施形態およびこれまでの実施例においては、Nチャンネル型のTFTのみを用いて回路を構成した例を示したが、電源電位の高低を置き換えることにより、Pチャンネル型TFTのみを用いても同様の回路が構成出来る。

【0083】

図13(A)(B)は、Pチャンネル型のTFTのみを用いて構成したシフトレジスタの例である。図13(A)に示したブロック図に関しては、図1に示したNチャンネル型のTFTのみを用いて構成したシフトレジスタと同様の構成であり、ブロック1300が、1段分のサンプリングパルスを出力するパルス出力回路である。Nチャンネル型TFTによって構成されたシフトレジスタと異なる点として、図13(B)に示すように、電源電位の高低が逆となっている。

【0084】

図14に、タイミングチャートおよび出力パルスを示す。各部の動作は、実施形態にて図1、図2を用いて説明したので、ここでは詳細な説明は省略する。図2に示したものは、ちょうどHレベルとLレベルが逆転した形となる。

【実施例4】

【0085】

今回、図15に示すようなしふとレジスタのテストピースを作製した。パルス出力回路9段をもってなる構成であり、各TFTのチャンネル長/チャンネル幅および、容量値は図15に付した通りである。

【0086】

このシフトレジスタの回路シミュレーション結果を図16に示す。動作条件として、入力信号の振幅は、Lレベル/Hレベル=0V/10Vとし、回路の電源電位も同様とした。図16の出力は、グラフ上より、第1のクロック信号(CK1)、スタートパルス(SP)、シフトレジスタ第1段出力(SROut1)、シフトレジスタ第2段出力(SROut2)、シフトレジスタ第3段出力(SROut3)、シフトレジスタ第4段出力(SROut4)である。

【0087】

図17に、実際に作製したシフトレジスタのテストピースの動作検証結果を示す。図17(A)は、グラフ上より、第1のクロック信号(CK1)、スタートパルス(SP)、シフトレジスタ第1段出力(SROut1)、シフトレジスタ第2段出力(SROut2)、シフトレジスタ第3段出力(SROut3)、シフトレジスタ第4段出力(SROut4)を示しており、図17(B)は、グラフ上より、第1のクロック信号(CK1)、スタートパルス(SP)、シフトレジスタ第6段出力(SROut6)、シフトレジスタ第7段出力(SROut7)、シフトレジスタ第8段出力(SROut8)、シフトレジ

10

20

30

40

50

スタ最終段出力(SROut9)を示している。図17(A)(B)によると、電源電圧10V、駆動周波数5MHz程度で、正常動作を確認した。

【実施例5】

【0088】

本発明は、様々な電子機器に用いられている表示装置の作製に適用が可能である。このような電子機器には、携帯情報端末(電子手帳、モバイルコンピュータ、携帯電話等)、ビデオカメラ、デジタルカメラ、パーソナルコンピュータ、テレビ、携帯電話等が挙げられる。それらの一例を図8に示す。

【0089】

図8(A)は液晶ディスプレイ(LCD)であり、筐体3001、支持台3002、表示部3003等により構成されている。本発明は、表示部3003に適用が可能である。

10

【0090】

図8(B)はビデオカメラであり、本体3011、表示部3012、音声入力部3013、操作スイッチ3014、バッテリー3015、受像部3016等により構成されている。本発明は、表示部3012に適用が可能である。

【0091】

図8(C)はノート型のパーソナルコンピュータであり、本体3021、筐体3022、表示部3023、キーボード3024等により構成されている。本発明は、表示部3023に適用が可能である。

【0092】

図8(D)は携帯情報端末であり、本体3031、スタイラス3032、表示部3033、操作ボタン3034、外部インターフェイス3035等により構成されている。本発明は、表示部3033に適用が可能である。

20

【0093】

図8(E)は音響再生装置、具体的には車載用のオーディオ装置であり、本体3041、表示部3042、操作スイッチ3043、3044等により構成されている。本発明は表示部3042に適用が可能である。また、本実施例では車載用オーディオ装置を例に挙げたが、携帯型もしくは家庭用のオーディオ装置に用いても良い。

【0094】

図8(F)はデジタルカメラであり、本体3051、表示部(A)3052、接眼部3053、操作スイッチ3054、表示部(B)3055、バッテリー3056等により構成されている。本発明は、表示部(A)3052および表示部(B)3055に適用が可能である。

30

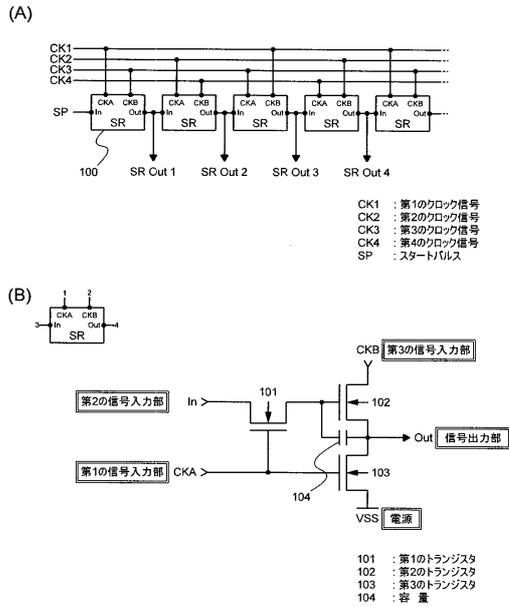
【0095】

図8(G)は携帯電話であり、本体3061、音声出力部3062、音声入力部3063、表示部3064、操作スイッチ3065、アンテナ3066等により構成されている。本発明は、表示部3064に適用が可能である。

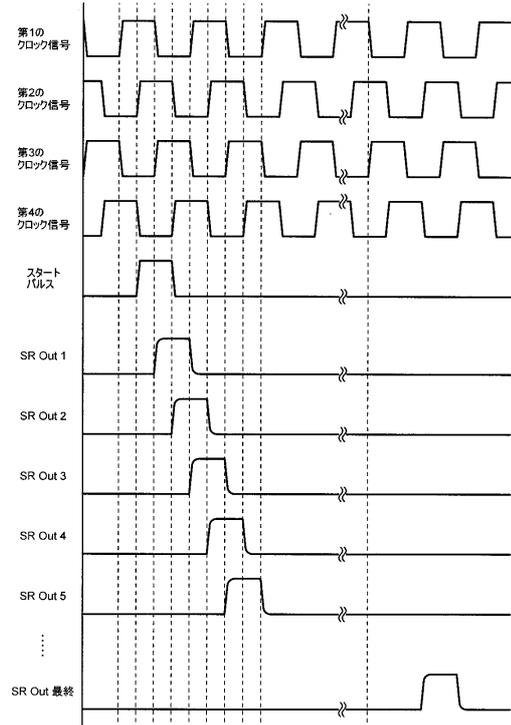
【0096】

なお、本実施例に示した例はごく一例であり、これらの用途に限定するものではないことを付記する。

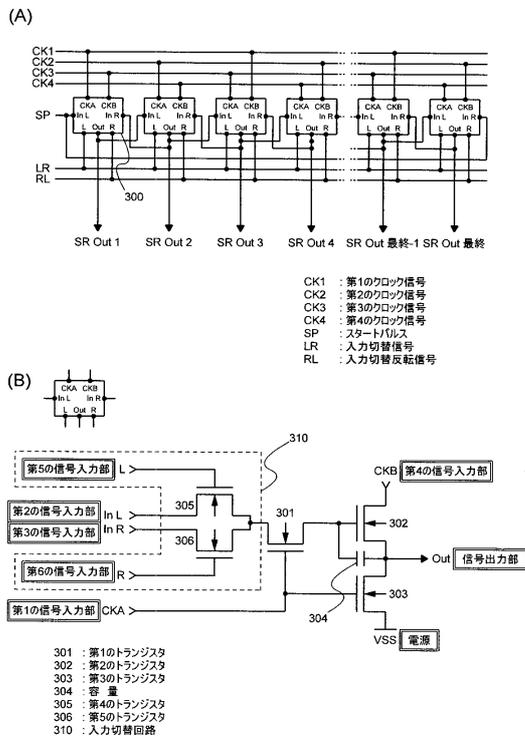
【図1】



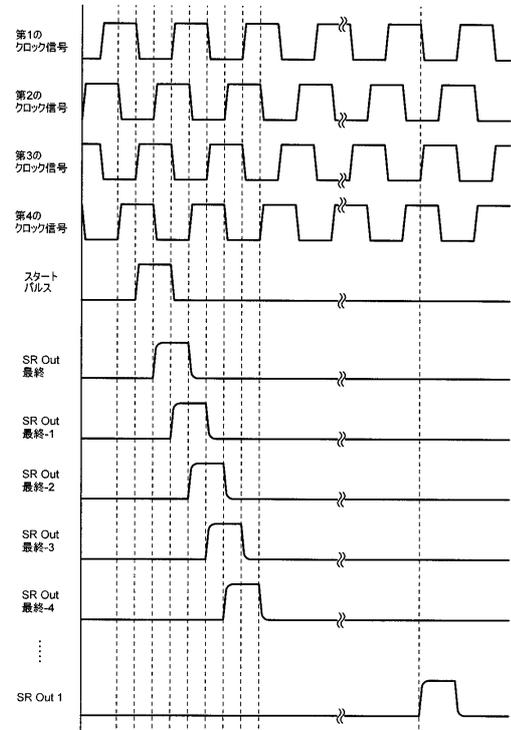
【図2】



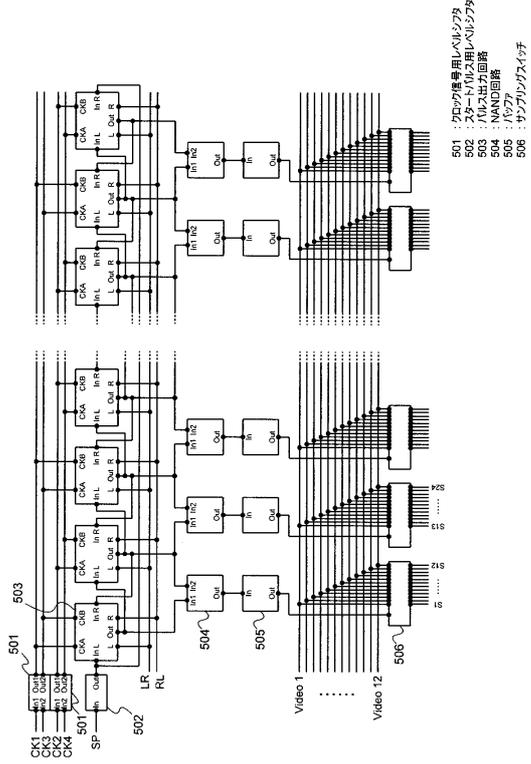
【図3】



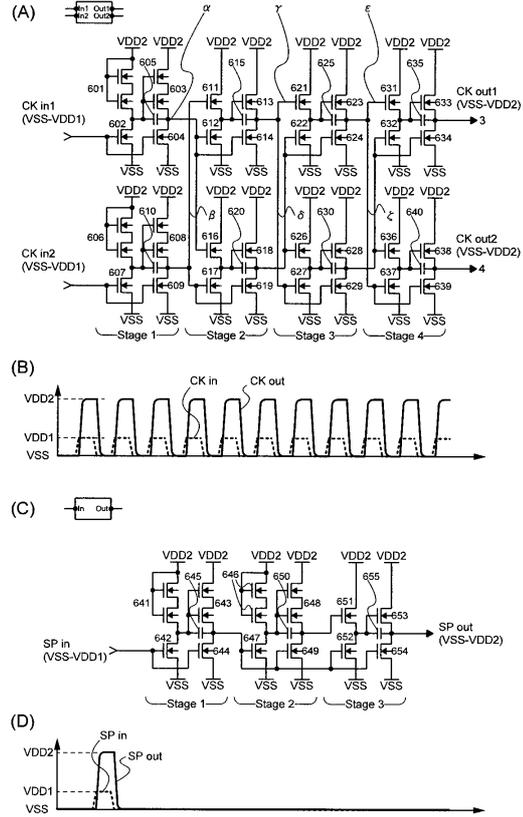
【図4】



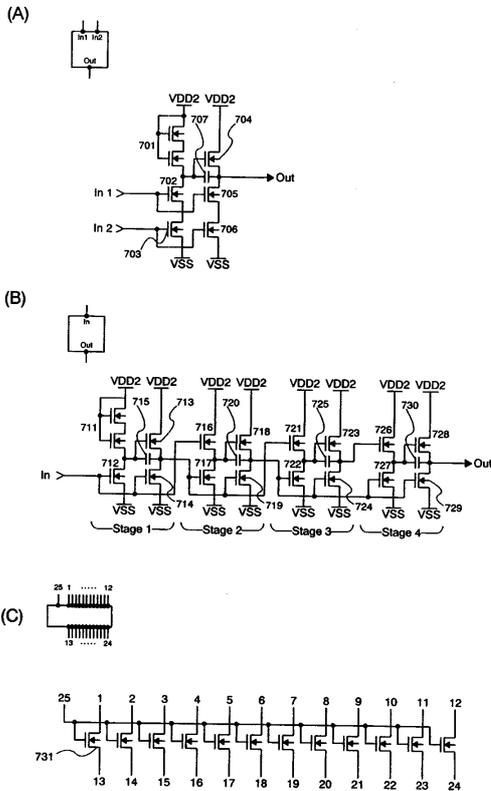
【 図 5 】



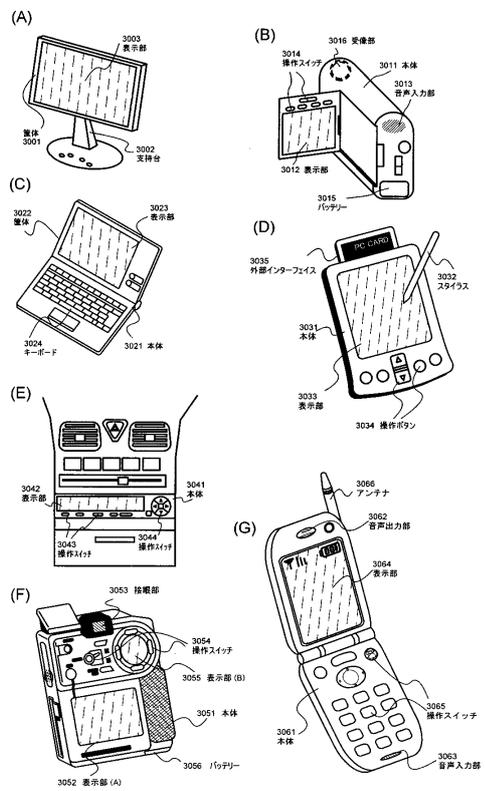
【 図 6 】



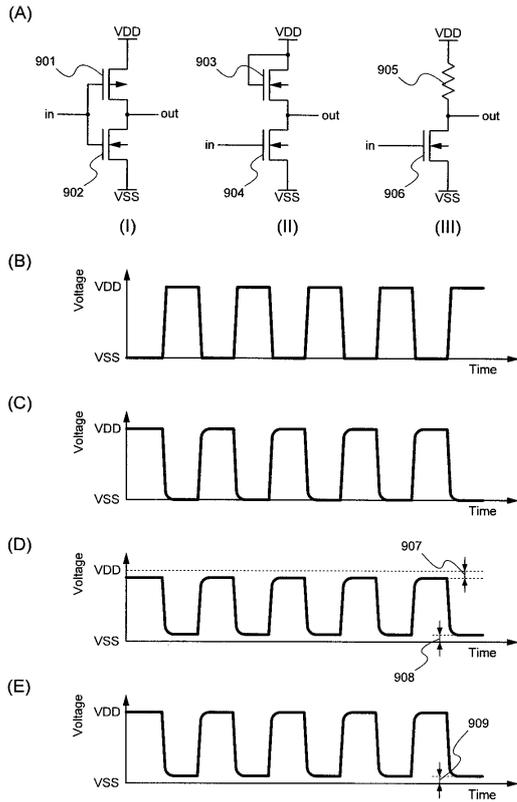
【 図 7 】



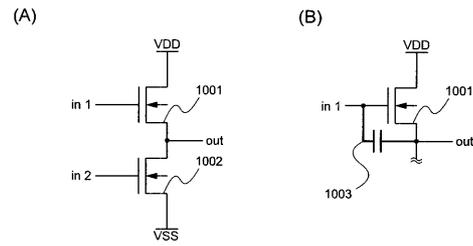
【 図 8 】



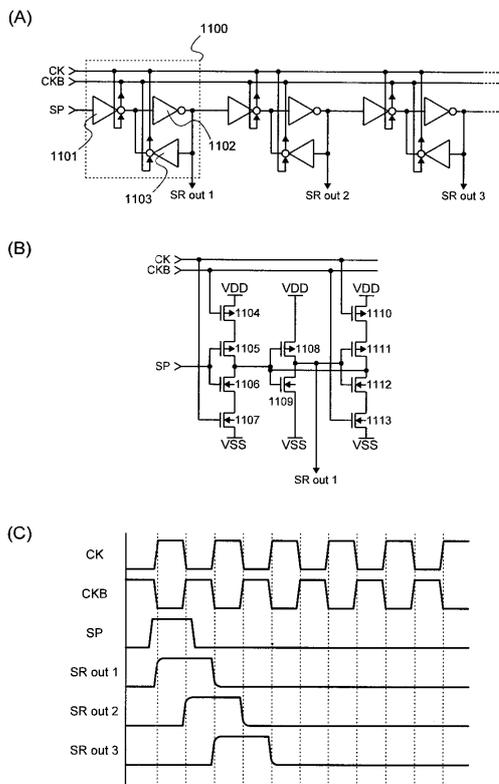
【図 9】



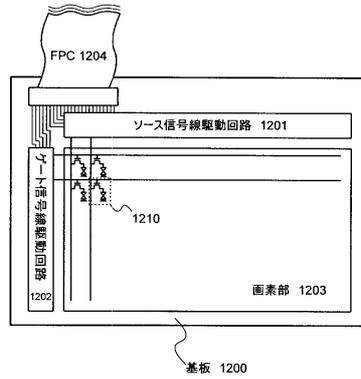
【図 10】



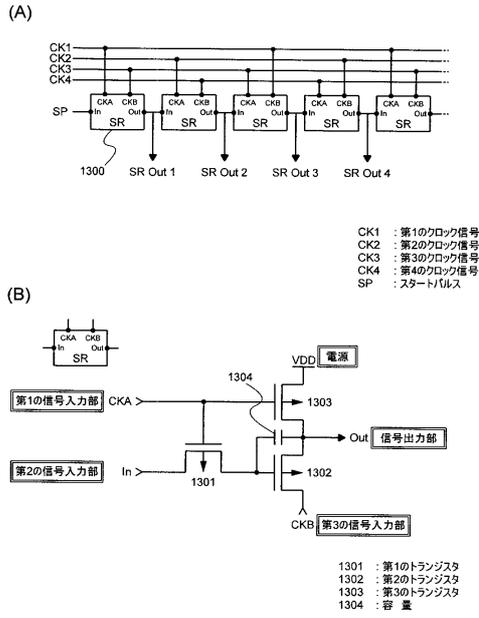
【図 11】



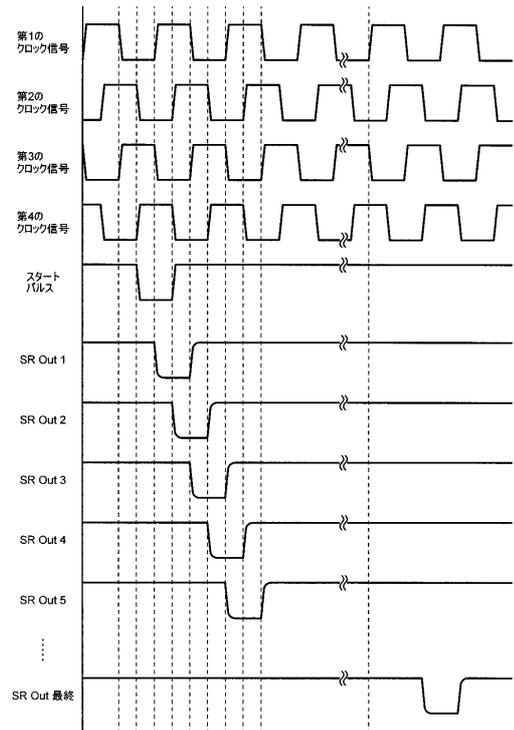
【図 12】



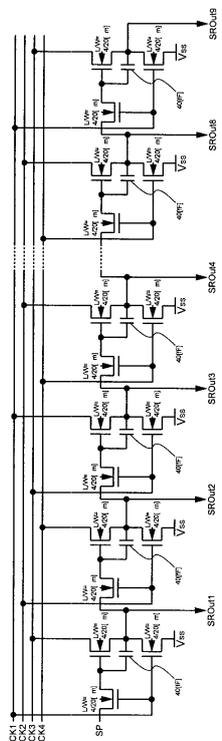
【図13】



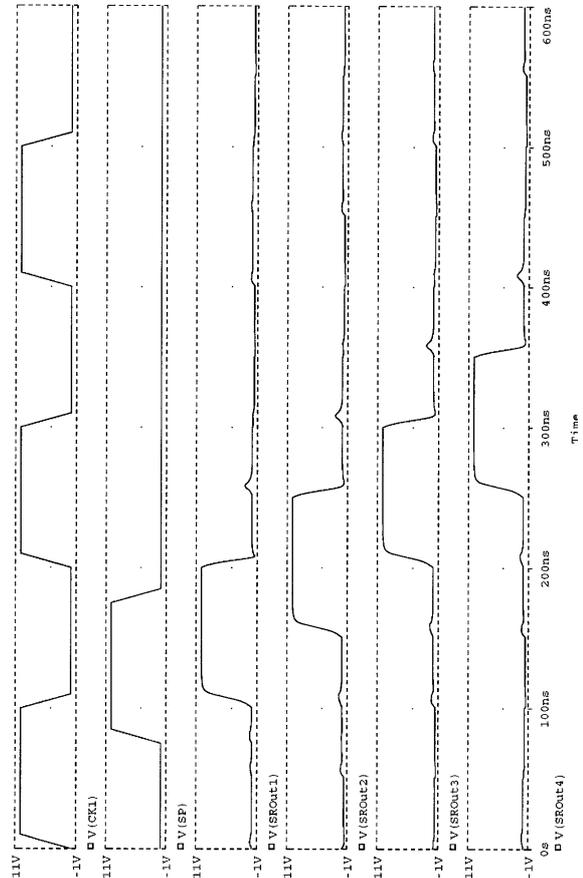
【図14】



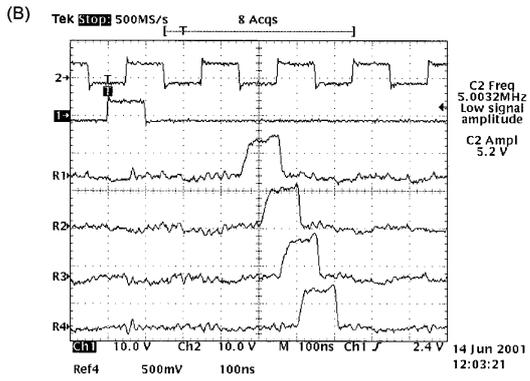
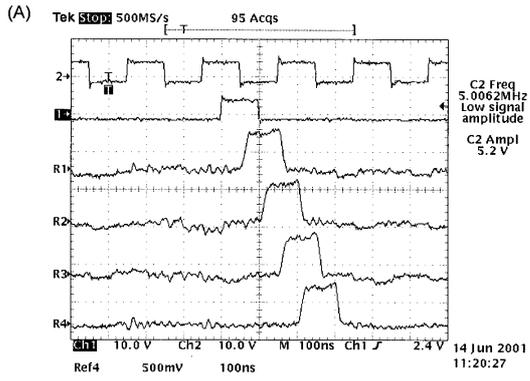
【図15】



【図16】



【 17 】



## フロントページの続き

(51) Int.Cl. F I  
G 1 1 C 19/00 (2006.01) H 0 3 K 3/356 Z  
G 1 1 C 19/28 (2006.01) G 1 1 C 19/00 J  
G 1 1 C 19/28 D

(56) 参考文献 特開 2 0 0 0 - 1 5 0 8 9 5 ( J P , A )  
特開 2 0 0 1 - 2 8 2 1 6 9 ( J P , A )  
特開昭 6 0 - 0 6 1 9 9 9 ( J P , A )

(58) 調査した分野 (Int.Cl. , DB 名)  
G 0 9 G 3 / 0 0 - 3 / 3 8  
G 1 1 C 1 9 / 0 0  
H 0 3 K 3 / 3 5 6  
H 0 3 K 1 7 / 6 8 7

专利名称(译)	栅极驱动器和EL显示器件		
公开(公告)号	<a href="#">JP5401510B2</a>	公开(公告)日	2014-01-29
申请号	JP2011148941	申请日	2011-07-05
[标]申请(专利权)人(译)	株式会社半导体能源研究所		
申请(专利权)人(译)	半导体能源研究所有限公司		
当前申请(专利权)人(译)	半导体能源研究所有限公司		
[标]发明人	長尾祥 浅見宗広 棚田好文		
发明人	長尾 祥 浅見 宗広 棚田 好文		
IPC分类号	G09G3/20 G09G3/30 G09G3/36 H03K17/687 H03K3/356 G11C19/00 G11C19/28 H03K19/017 H03K19/096		
CPC分类号	G09G3/3648 G09G3/3688 G09G2300/0408 G09G2310/0283 G09G2310/0297 G11C19/00 G11C19/28 H01L2924/0002 H03K19/01735 H03K19/096 H01L2924/00 G09G3/3614 G09G2300/0426 G09G2310/0254 G09G2310/0286 G09G2310/0289 G09G2310/0291 G09G2310/08		
FI分类号	G09G3/20.622.E G09G3/20.623.H G09G3/30.J G09G3/36 H03K17/687.A H03K3/356.Z G11C19/00.J G11C19/28.D G09G3/3225 G09G3/3266 G11C19/00 G11C19/28.230 H05B33/14.A		
F-TERM分类号	3K107/AA01 3K107/BB01 3K107/CC31 3K107/CC45 3K107/EE03 3K107/HH04 3K107/HH05 5B074/AA10 5B074/CA01 5C006/AF72 5C006/BB16 5C006/BC03 5C006/BC20 5C006/BF03 5C006/BF34 5C006/FA51 5C080/AA06 5C080/AA10 5C080/BB05 5C080/DD27 5C080/FF01 5C080/FF11 5C080/JJ03 5C080/JJ04 5C080/JJ06 5C080/KK01 5C080/KK07 5C080/KK43 5C080/KK47 5C380/AA01 5C380/AB06 5C380/AB18 5C380/AC07 5C380/AC08 5C380/AC09 5C380/AC11 5C380/AC12 5C380/BA29 5C380/BA31 5C380/CB01 5C380/CB32 5C380/CF07 5C380/CF22 5C380/CF24 5J034/AA05 5J034/AB05 5J034/CB02 5J034/DB08 5J055/AX44 5J055/BX16 5J055/CX30 5J055/DX12 5J055/EX07 5J055/EY10 5J055/EY21 5J055/GX01 5J055/GX02 5J055/GX04 5J055/GX09		
优先权	2001160140 2001-05-29 JP		
其他公开文献	JP2012022316A		
外部链接	<a href="#">Espacenet</a>		

#### 摘要(译)

要解决的问题：提供一个包含一种导电类型的TFT并且可以提供正常输出信号幅度的电路。解决方案：当H电平输入到CK1时，TFT 101和103接通以固定电位L电平的信号输出部分Out。接下来，在向信号输入部分In输入脉冲时，将其设置在H电平，以将TFT102的栅极电位增加到 ( VDD-V<sub>thN</sub> )，从而产生浮置状态。这导通TFT 102。接下来，CK1被设置在L电平，从而TFT 101和103截止。同时，CK3被设置在H电平以增加信号输出部分的电位，同时，TFT102的栅极电位增加到大于或等于 ( VDD + V<sub>thN</sub> ) 电容器104的操作使得信号输出部分Out的H电平等于VDD。当SP设定在Lo电平时，CK3设定在Lo电平，CK1设定在H电平，信号输出部分Out的电位再次变为L电平。

	信号入力部 (CKA)	信号入力部 (CKB)
第4(n-1)段目	第4のクロック信号	第2のクロック信号
第4n-3段目	第1のクロック信号	第3のクロック信号
第4n-2段目	第2のクロック信号	第4のクロック信号
第4n-1段目	第3のクロック信号	第1のクロック信号
第4n段目	第4のクロック信号	第2のクロック信号
⋮	⋮	⋮