

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2018-129111

(P2018-129111A)

(43) 公開日 平成30年8月16日(2018.8.16)

(51) Int.Cl.		F I				テーマコード (参考)
G 1 1 C 19/28	(2006.01)	G 1 1 C 19/28	2 3 0			5 B 0 7 4
G 0 9 G 3/20	(2006.01)	G 0 9 G 3/20	6 2 2 E			5 C 0 0 6
G 0 9 G 3/36	(2006.01)	G 0 9 G 3/20	6 1 1 J			5 C 0 8 0
H 0 3 K 17/06	(2006.01)	G 0 9 G 3/36				5 J 0 5 5
		H 0 3 K 17/06	O 6 3			
審査請求 有 請求項の数 1 O L (全 22 頁)						

(21) 出願番号 特願2018-10122 (P2018-10122)
 (22) 出願日 平成30年1月25日 (2018.1.25)
 (62) 分割の表示 特願2016-181651 (P2016-181651) の分割
 原出願日 平成14年5月27日 (2002.5.27)
 (31) 優先権主張番号 特願2001-160140 (P2001-160140)
 (32) 優先日 平成13年5月29日 (2001.5.29)
 (33) 優先権主張国 日本国(JP)

(71) 出願人 000153878
 株式会社半導体エネルギー研究所
 神奈川県厚木市長谷398番地
 (72) 発明者 長尾 祥
 神奈川県厚木市長谷398番地 株式会社
 半導体エネルギー研究所内
 (72) 発明者 浅見 宗広
 神奈川県厚木市長谷398番地 株式会社
 半導体エネルギー研究所内
 (72) 発明者 棚田 好文
 神奈川県厚木市長谷398番地 株式会社
 半導体エネルギー研究所内
 Fターム(参考) 5B074 AA10 BA02 CA01 DA01 DB01

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 半導体装置

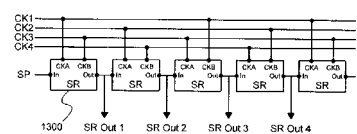
(57) 【要約】 (修正有)

【課題】一導電型のTFTによって構成し、かつ出力信号振幅を正常に得られる回路を提供する。

【解決手段】TFT1301、1303は、CK1にHレベルが入力されてONし、信号出力部(Out)の電位がLレベルに確定される。次に、信号入力部(In)にパルスが入力されてHレベルとなり、TFT1302のゲート電位は(VDD - V_{thN})まで上昇し、浮遊状態となる。これによりTFT1302がONする。次にCK1がLレベルとなり、TFT1301、1303がOFFする。同時にCK3がHレベルとなって信号出力部の電位は上昇し、同時に容量1304の働きによってTFT1302のゲートの電位が(VDD + V_{thN})以上に上昇することによって信号出力部(Out)に現れるHレベルはVDDに等しくなる。SPがLo、CK3がLo、CK1がHレベルになると、信号出力部(Out)の電位は再びLレベルとなる。

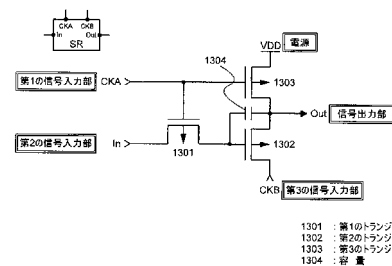
【選択図】図13

(A)



CK1 : 第1のクロック信号
 CK2 : 第2のクロック信号
 CK3 : 第3のクロック信号
 CK4 : 第4のクロック信号
 SP : スタートパルス

(B)



1301 : 第1のトランジスタ
 1302 : 第2のトランジスタ
 1303 : 第3のトランジスタ
 1304 : 容量

【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

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に第 2 の信号が入力される第 1 のトランジスタと、

ゲートが前記第 1 のトランジスタのソースまたはドレインの他方と電氣的に接続され、ソースまたはドレインの一方に第 3 の信号が入力される第 2 のトランジスタと、

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一方に所定の電位が入力され、ソースまたはドレインの他方が前記第 2 のトランジスタのソースまたはドレインの他方と電氣的に接続される第 3 のトランジスタと、

を有することを特徴とする半導体装置。

10

【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(EL)素子を始めとし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とするパルス出力回路や、アンプ等を始めとする増幅回路を含むものとする。

【背景技術】

20

【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、TFT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。TFT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TFT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。

【0003】

さらに最近の技術として、画素を構成する画素TFTの他に、画素部の周辺領域にTFT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TFT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

30

【0004】

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チャネル型TFTとPチャネル型TFTを組み合わせたCMOS回路が一般的に使用されている。このCMOS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、クロックドインバータ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、TFT1104~1107によって、クロックドインバータ1101が構成され、TFT1108、1109によって、インバータ1102が構成され、TFT1110~1113によって、クロックドインバータ1103が構成される。

40

【0005】

回路を構成するTFT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、TFTの構造上区別が出来ない。一般的なCMOS回路において、Nチャネル型TFT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チャネル型TFT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TFT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

50

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 1 1 (A) (B)、および図 1 1 (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、1 1 0 4 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、1 1 0 6 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、1 1 0 7 が O N し、L レベルが出力されて T F T 1 1 0 8、1 1 0 9 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 1 1 0 2 およびクロックドインバータ 1 1 0 3 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、再びクロックドインバータ 1 1 0 1 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 1 1 0 2 およびクロックドインバータ 1 1 0 3 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 1 1 (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。

【 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 チャンネル型もしくは P チャン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。

【 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、 $L \text{ レベル} / H \text{ レベル} = V_{SS} / V_{DD} (V_{SS} < V_{DD})$ とする。ここでは $V_{SS} = 0 [V]$ として考える。

【0014】

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チャンネル型TFT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チャンネル型TFTについても同様に、一律(V_{thP})とする。

【0015】

CMOS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チャンネル型TFT901はOFFし、Nチャンネル型TFT902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チャンネル型TFT901がONし、Nチャンネル型TFT902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))。

【0016】

続いて、TFT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チャンネル型TFT904はOFFする。一方、負荷TFT903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チャンネル型TFT904はONする。ここで、負荷TFT903の電流能力よりも、Nチャンネル型TFT904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。

【0017】

抵抗を負荷に用いたインバータ(III)についても同様に、Nチャンネル型TFT906のON抵抗値を、負荷抵抗905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 V_{DD} 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 V_{DD} 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 V_{DD} である。また、この負荷TFTがONしているための条件は、($TFT903 \text{ のゲート・ソース間電圧} > V_{thN}$)であるから、出力ノードの電位は、最大でも($V_{DD} - V_{thN}$)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 V_{SS} よりも電位が高くなる。これを十分に V_{SS} 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】

【 0 0 2 0 】

先程の図 9 (A) の (II) に示した T F T 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 = V_{SS} / V_{DD} を取るための条件を考える。第 1 に、図 1 0 (A) のような回路において、出力信号の電位が L レベルとなるときの、その電位を十分に V_{SS} に近づけるためには、電源 V_{DD} ・出力ノード (O u t) 間の抵抗値に対し、電源 V_{SS} ・出力ノード (O u t) 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 T F T 1 0 0 2 が O N している期間、N チャンネル型 T F T 1 0 0 1 が O F F していればよい。

【 0 0 2 1 】

第 2 に、出力信号の電位が H レベルとなるときの、その電位が V_{DD} に等しくなるには、N チャンネル型 T F T 1 0 0 1 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 T F T 1 0 0 2 が確実に O F F していればよい。つまり、出力ノードの H レベルが V_{DD} となる条件を満たすには、N チャンネル型 T F T 1 0 0 1 のゲート電極の電位は $(V_{DD} + V_{thN})$ よりも高くなる必要がある。

10

【 0 0 2 2 】

そこで、本発明では以下のような手段を講じた。図 1 0 (B) に示すように、N チャンネル型 T F T 1 0 0 1 のゲート・ソース間に容量 1 0 0 3 を設ける。N チャンネル型 T F T 1 0 0 1 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 1 0 0 3 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 T F T 1 0 0 1 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 T F T 1 0 0 1 のゲート電極の電位を V_{DD} よりも高く (正確には $(V_{DD} + V_{thN})$ 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 V_{DD} まで引き上げることが可能となる。

20

【 0 0 2 3 】

なお、図 1 0 (B) において示した容量 1 0 0 3 は、T F T 1 0 0 1 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おくのが望ましい。

30

【 0 0 2 4 】

本発明の構成を以下に示す。

【 0 0 2 5 】

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、

40

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。

【 0 0 2 6 】

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

50

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、

10

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、

20

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、

30

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、

40

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、

50

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 つの材料の間に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、

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】

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、

$4n - 2$ 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、

10

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、

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、

20

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、

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。

30

【0034】

本発明のシフトレジスタは、Nチャ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】

【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。

40

【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。

【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、レベルシフタの回路構成の詳細図

50

。

【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。

【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。

10

【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。

【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)が入力され、スタートパルス入力線より、スタートパルス(SP)が入力される。

20

【0038】

図 1(B)に、ブロック 100 の詳細な回路構成を示す。TFT101 のゲート電極および TFT103 のゲート電極は、第 1 の信号入力部(CKA)と接続されている。TFT101 の入力電極は、第 2 の信号入力部(In)と接続され、出力電極は TFT102 のゲート電極および、容量 104 の電極の一端と接続されている。TFT102 の入力電極は、第 3 の信号入力部(CKB)と接続されている。TFT102 の出力電極と、TFT103 の出力電極、および容量 104 の他の一端は、信号出力部(Out)と接続されている。TFT103 の入力電極は、低電位側電源(VSS)と接続されている。

30

【0039】

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

【0040】

第 1 の信号入力部(CKA)に入力されるクロック信号と、第 3 の信号入力部(CKB)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。

40

【0041】

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(In)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(In)には、スタートパルスが入力される。

【0042】

50

また、表 1 に示すように、 $4n - 3$ 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。 $4n - 2$ 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。 $4n - 1$ 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。 $4n$ 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 】

【 表 1 】

10

	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
⋮	⋮	⋮

20

【 0 0 4 4 】

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。

30

【 0 0 4 5 】

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。

【 0 0 4 6 】

< 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 (C K 1) 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 (S P) 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 (O u t) の電位が L レベルに確定される。

40

【 0 0 4 7 】

< 2 > 次に、信号入力部 (I n) より入力されるスタートパルス (S P) 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 (C K B) に入力される第 3 のクロック信号 (C K 3) はこの時点では L レベルであり、信号出力部 (O u t) の電位変化はない。

【 0 0 4 8 】

< 3 > 次に、第 1 のクロック信号 (C K 1) 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 (C K 3) 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 (O u t) の電位は上昇する。ここで、 $TFT101$ はす

50

で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。

【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。

10

【0050】

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し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TFT103がONし、信号出力部(Output)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。

【0051】

20

以下に、本発明の実施例について記載する。

【実施例1】

【0052】

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。

【0053】

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。TFT301~303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、TFT305、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。

30

【0054】

TFT305、306の出力電極は、いずれもTFT301の入力電極と接続されている。TFT305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。TFT306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。

40

【0055】

第1に、LRがHレベル、RLがLレベルのとき、TFT305がONし、かつTFT306がOFFする。したがってTFT301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、TFT305がOFFし、TFT306がONする。したがってTFT301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。

【0056】

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

50

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。

【００５７】

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

【実施例２】

【００５８】

本実施例においては、一極性のみのＴＦＴ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ＴＦＴ(以下、画素ＴＦＴ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: FPC)１２０４を介して、外部より入力される。

20

【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(ＣＫ１～ＣＫ４)、スタートパルス(ＳＰ)、入力切替信号(ＬＲ)および入力切替反転信号(ＲＬ)、アナログ映像信号(Ｖｉｄｅｏ１～Ｖｉｄｅｏ１２)である。この中で、第１～第４のクロック信号(ＣＫ１～ＣＫ４)およびスタートパルス(ＳＰ)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。

30

40

【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(ＣＫ１とＣＫ３、あるいはＣＫ２とＣＫ４)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(Ｓｔａｇｅ１)、以後のバッファ段(Ｓｔａｇｅ２～Ｓｔａｇｅ４)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、ＶＳＳ、ＶＤＤ１、ＶＤＤ２の３電位であり、ＶＳＳ＜ＶＤＤ１＜ＶＤＤ２である。本

50

実施例では、 $VSS = 0[V]$ 、 $VDD1 = 5[V]$ 、 $VDD2 = 16[V]$ とした。また、図6(A)において、TFT601、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TFTについても、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(CK_{in1})より、Lレベル/Hレベル= $VSS/VDD1$ の振幅を有する第1のクロック信号(CK₁)が入力される。CK₁がHレベルのとき、TFT602、604がONし、TFT603のゲート電極の電位がLレベルとなってOFFする。ここで、TFT602のON抵抗は、TFT601のそれよりも十分に低く設計しておく。よってノードα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($VDD2 - V_{thN}$)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α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α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、($VDD2 + V_{thN}$)を上回ることによって、ノードα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。

【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βには $VSS - VDD2$ の振幅を有する信号が出力される。なお、ノードα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β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~Stage4)。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。

【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αに現れた出力信号と、ノードβに現れた出力信号とを、互いの信号の反転入力として用いている。

【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($VDD2 - V_{thN}$)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、T F T 6 1 2、6 1 4はOFFする。T F T 6 1 3のゲート電極の電位は、($VDD2 - V_{thN}$)まで上昇しているから、T F T 6 1 3はONし、ノード y の電位が $VDD2$ 側に引き上げられる。ここで、前述のレベルシフタ回路の動作と同様、容量6 1 5の働きにより、ノード y の電位上昇に伴って、浮遊状態となっているT F T 6 1 3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、($VDD2 + V_{thN}$)を上回ることによって、ノード y に現れるHレベルは $VDD2$ に等しくなる。

【0069】

一方、T F T 6 1 1のゲート電極に入力される信号がLレベルのとき、T F T 6 1 1がOFFし、T F T 6 1 2、6 1 4のゲート電極にはHレベルが入力されてONする。したがって、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 y にはLレベルが現れる。

10

【0070】

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

【0071】

以後、Stage 3、Stage 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。

【0072】

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= $VSS/VDD1(0V/5V)$ であり、出力信号の振幅は、Lレベル/Hレベル= $VSS/VDD2(0V/16V)$ となっている。

20

【0073】

図6(C)は、スタートパルス(SP)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(Stage 1)の出力が、1入力型のインバータ回路(Stage 2)に入力され、さらにStage 1の出力とStage 2の出力とを用いて、2入力型のインバータ回路(Stage 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= $VSS/VDD2$ 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。

30

【0074】

図6(D)は、スタートパルス(SP)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= $VSS/VDD1(0V/5V)$ 、出力信号の振幅は、Lレベル/Hレベル= $VSS/VDD2(0V/16V)$ となっている。

【0075】

図7(A)は、2入力型NAND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。

【0076】

40

信号入力部(In 1)および信号入力部(In 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ON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OFFし、信号出力部(Out)にはLレベルが現れる。信号入力部(In 1)および信号入力部(In 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 VSS 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 $VDD2$ 側に引き上げられてONし、さらに容量7 0 7の働きによって、($VDD2 + V_{thN}$)よりも高い電位をとり、信号出力部(Out)には電位 $VDD2$ のHレベルが現れる。

【0077】

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(Stage 1)およ

50

び2入力型インバータ回路(Stage 2 ~ Stage 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。

【0078】

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(25)より、サンプリングパルスが入力され、並列配置された12個のTFT731が同時に制御される。12個のTFT731の入力電極(1)~(12)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。

【0079】

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、レベルシフタ回路に関しては、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チャネル型であるが、Pチャネル型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のチャネル長/チャネル幅および、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/L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(SRO

10

20

30

40

50

ut 2)、シフトレジスタ第3段出力(SROut 3)、シフトレジスタ第4段出力(SROut 4)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(SROut 1)、シフトレジスタ第2段出力(SROut 2)、シフトレジスタ第3段出力(SROut 3)、シフトレジスタ第4段出力(SROut 4)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(SROut 6)、シフトレジスタ第7段出力(SROut 7)、シフトレジスタ第8段出力(SROut 8)、シフトレジスタ最終段出力(SROut 9)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。

10

【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。

20

【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】

30

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。

【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】

40

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。

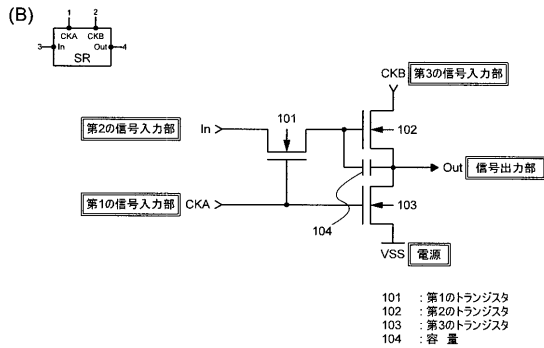
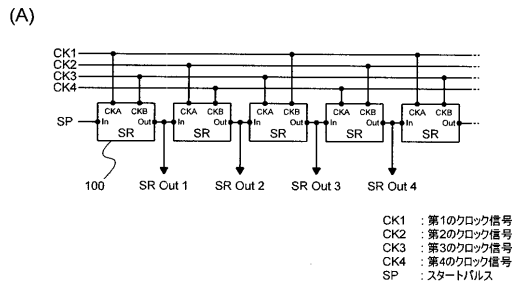
【0095】

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。

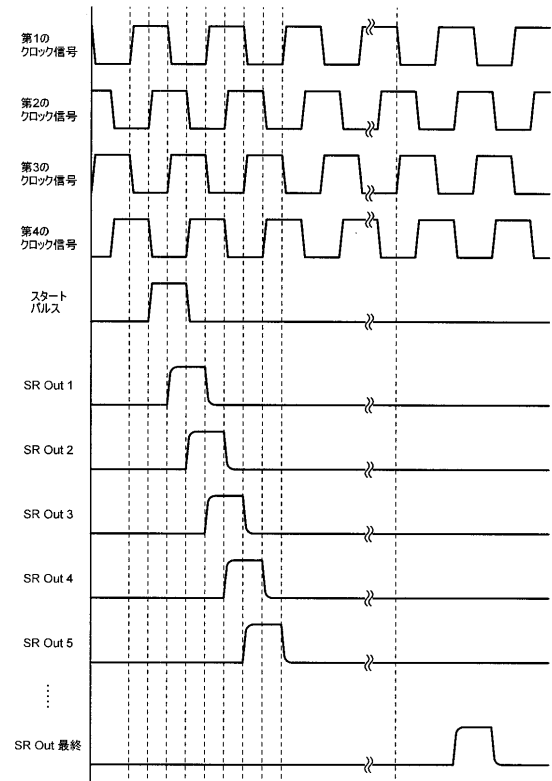
【0096】

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。

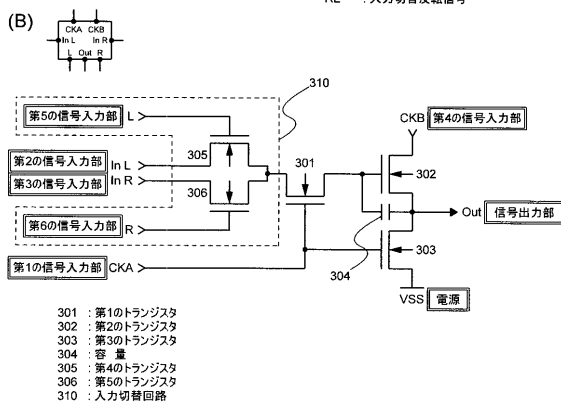
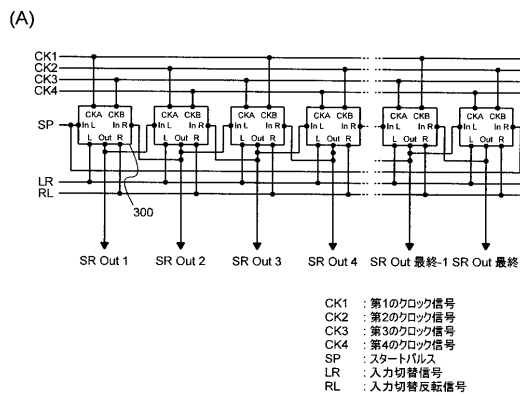
【図 1】



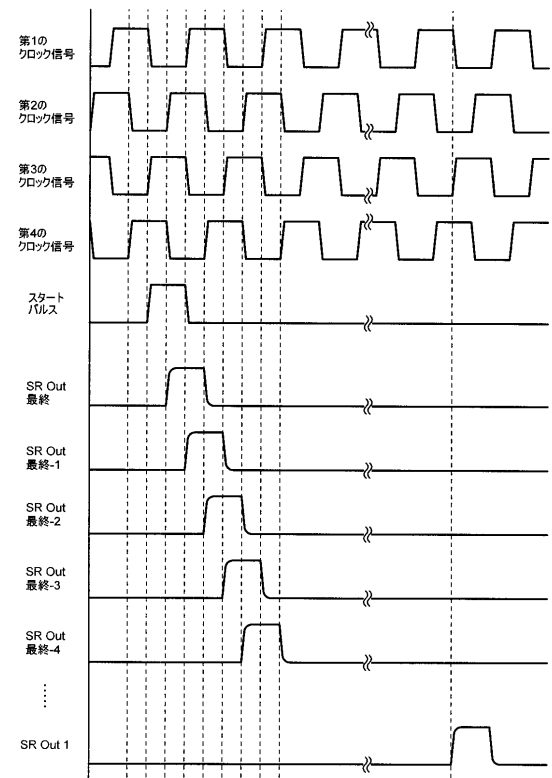
【図 2】



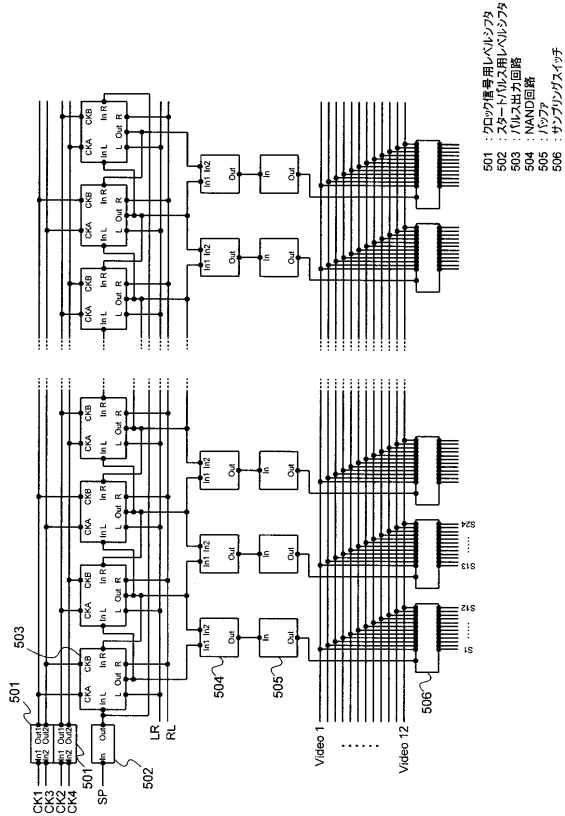
【図 3】



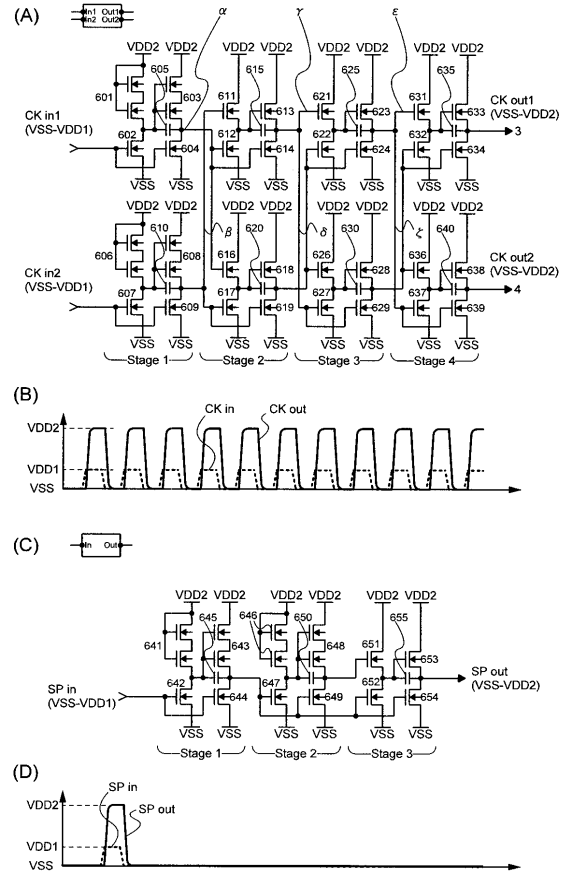
【図 4】



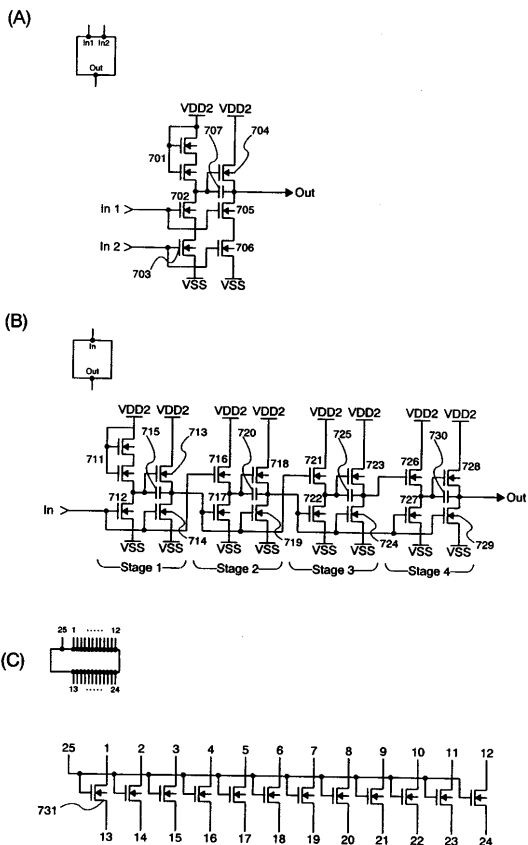
【図 5】



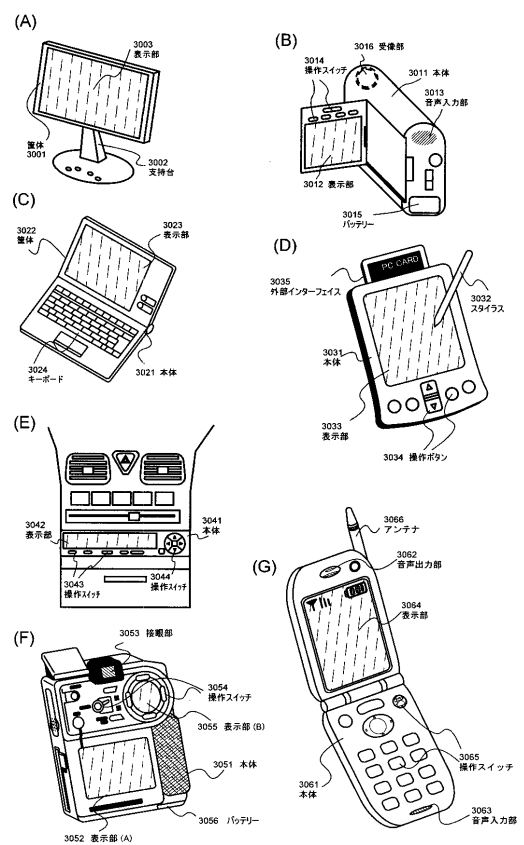
【図 6】



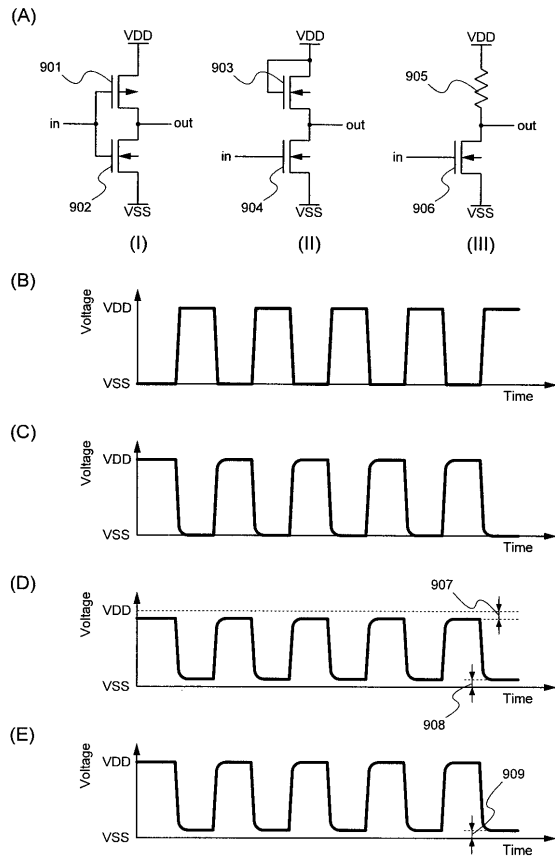
【図 7】



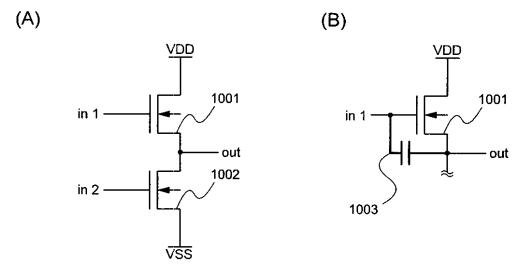
【図 8】



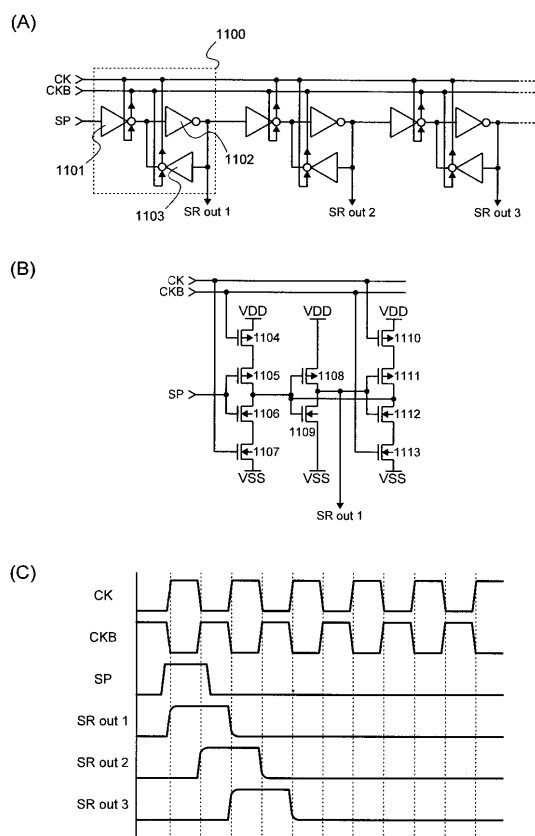
【図 9】



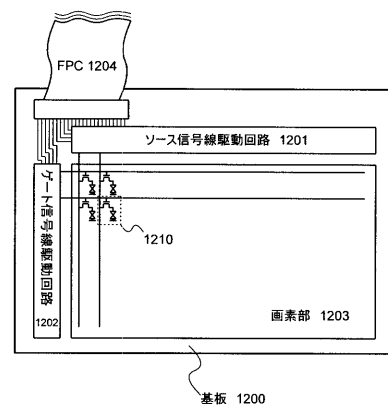
【図 10】



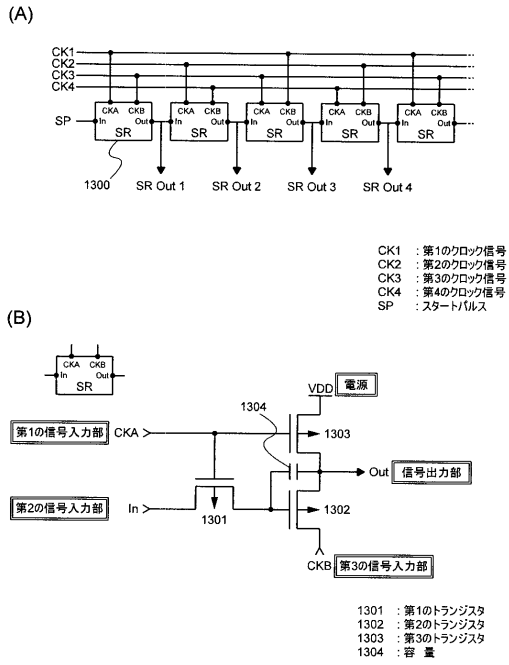
【図 11】



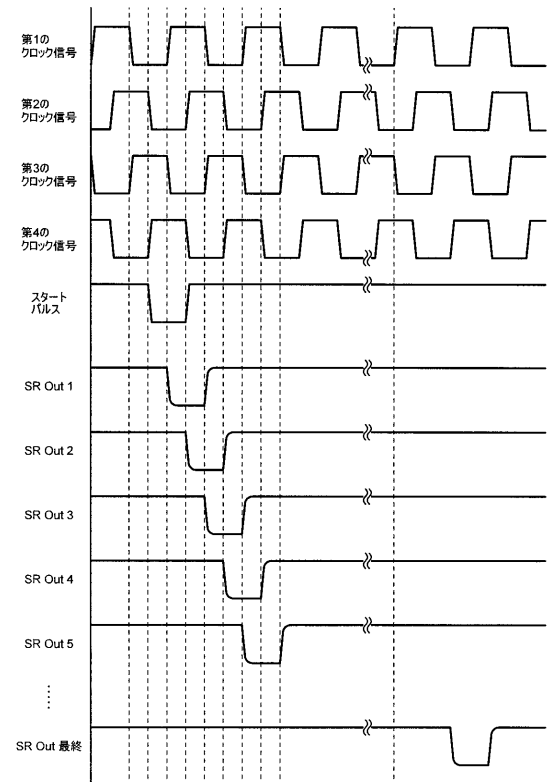
【図 12】



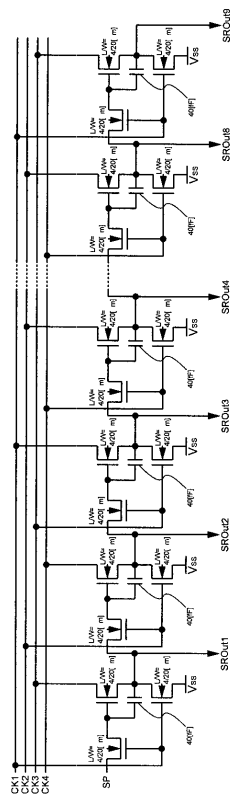
【図 13】



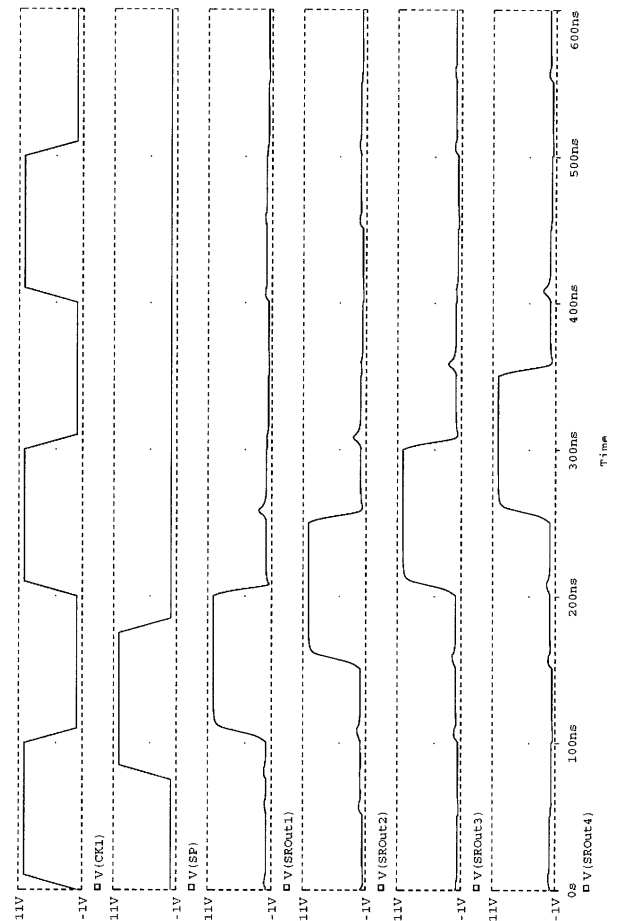
【図 14】



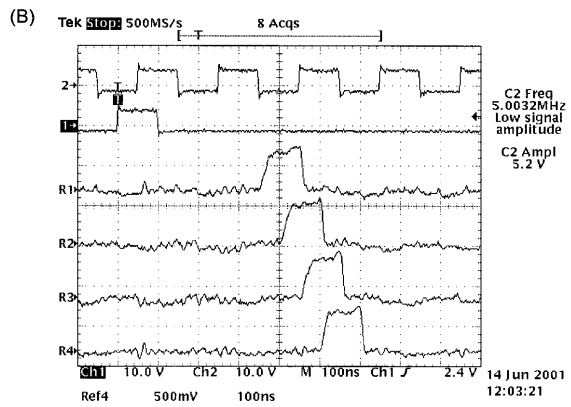
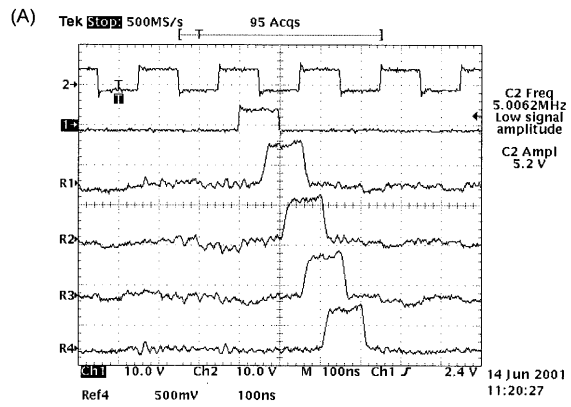
【図 15】



【図 16】



【図 17】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5C006 BB16 BC03 BC13 BC20 BF03 BF11 BF26 BF27 BF31 BF37
BF46 FA47
5C080 AA10 DD09 DD26 FF11 FF12 JJ02 JJ03 JJ04 JJ06 KK02
KK07 KK43 KK47
5J055 AX05 AX63 BX16 CX30 DX20 DX22 EY10 EY21 EZ20 EZ33
EZ69 GX01 GX04 GX09 GX10