

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4826213号  
(P4826213)

(45) 発行日 平成23年11月30日 (2011.11.30)

(24) 登録日 平成23年9月22日 (2011.9.22)

(51) Int.Cl.	F I
H03K 19/0185 (2006.01)	H03K 19/00 I O I B
H03K 17/687 (2006.01)	H03K 17/687 F

請求項の数 17 (全 69 頁)

(21) 出願番号	特願2005-320938 (P2005-320938)	(73) 特許権者	000002185
(22) 出願日	平成17年11月4日 (2005.11.4)		ソニー株式会社
(65) 公開番号	特開2006-279918 (P2006-279918A)		東京都港区港南1丁目7番1号
(43) 公開日	平成18年10月12日 (2006.10.12)	(74) 代理人	100094053
審査請求日	平成20年10月17日 (2008.10.17)		弁理士 佐藤 隆久
(31) 優先権主張番号	特願2005-57596 (P2005-57596)	(72) 発明者	基田 誠一郎
(32) 優先日	平成17年3月2日 (2005.3.2)		東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソ
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		ニー株式会社内

審査官 宮島 郁美

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 レベルシフト回路およびシフトレジスタ並びに表示装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

入力信号をレベルシフトして出力するレベルシフト回路であって、

第1のノードの電圧に応じてオンまたはオフし、当該電圧が第1のしきい値のときにオンとオフとを切り換え、当該オンのとき、レベルシフト信号の出力端子へ第1の電圧を出力する第1のスイッチと、

第2のノードの電圧に応じてオンまたはオフし、当該電圧が第2のしきい値のときにオンとオフとを切り換え、当該オンのとき、上記出力端子へ第2の電圧を出力する第2のスイッチと、

一方の端子に第1の入力信号を入力し、他方の端子が上記第1のノードに接続される第1のキャパシタと、

一方の端子に第2の入力信号を入力し、他方の端子が上記第2のノードに接続される第2のキャパシタと、

所定の期間において、上記第1のノードを上記第2の電圧で充電した状態から当該第1のノードの電圧を上記第1のしきい値に設定し、上記第2のノードを上記第1の電圧で充電した状態から当該第2のノードの電圧を上記第2のしきい値に設定する電圧設定回路と

を有するレベルシフト回路。

【請求項 2】

上記第1のしきい値および上記第2のしきい値は、上記第1の電圧から上記第2の電圧までの範囲に含まれており、

10

20

上記第 1 のスイッチは、上記第 1 のノードの電圧が上記第 1 のしきい値に対して上記第 2 の電圧側にある場合にオンし、上記第 1 の電圧側にある場合にオフし、

上記第 2 のスイッチは、上記第 2 のノードの電圧が上記第 2 のしきい値に対して上記第 1 の電圧側にある場合にオンし、上記第 2 の電圧側にある場合にオフし、

上記電圧設定回路は、第 1 の期間において、上記第 1 のノードの電圧が上記第 1 のしきい値に対して上記第 2 の電圧側にあるように上記第 1 のキャパシタを充電し、当該充電後の第 2 の期間において、オン状態の上記第 1 のスイッチから出力される電圧を上記第 1 のノードに供給し、第 3 の期間において、上記第 2 のノードの電圧が上記第 2 のしきい値に対して上記第 1 の電圧側にあるように上記第 2 のキャパシタを充電し、当該充電後の第 4 の期間において、オン状態の上記第 2 のスイッチから出力される電圧を上記第 2 のノードに供給する、

10

請求項 1 に記載のレベルシフト回路。

【請求項 3】

上記電圧設定回路は、上記第 2 の期間において上記第 1 のスイッチがオフした後、上記第 3 の期間における上記第 2 のキャパシタの充電を行う、

請求項 2 に記載のレベルシフト回路。

【請求項 4】

上記電圧設定回路は、上記第 1 の期間において、上記第 2 のノードの電圧が上記第 2 のしきい値に対して上記第 2 の電圧側にあるように上記第 2 のキャパシタを充電する、

請求項 3 に記載のレベルシフト回路。

20

【請求項 5】

上記電圧設定回路は、

上記第 1 の期間において、上記第 1 のしきい値に対して上記第 2 の電圧側にある所定の電圧を上記第 1 のノードに供給する第 1 の電圧供給回路と、

上記第 2 の期間において、オンのときに上記第 1 の電圧が出力される上記第 1 のスイッチの一方の端子と上記第 1 のノードとを接続する第 3 のスイッチと、

上記第 3 の期間において、上記第 2 のしきい値に対して上記第 1 の電圧側にある所定の電圧を上記第 2 のノードに供給する第 2 の電圧供給回路と、

上記第 4 の期間において、オンのときに上記第 2 の電圧が出力される上記第 2 のスイッチの一方の端子と上記第 2 のノードとを接続する第 4 のスイッチと

30

を含む、

請求項 3 に記載のレベルシフト回路。

【請求項 6】

上記電圧設定回路は、上記第 1 の期間、上記第 2 の期間、上記第 3 の期間および上記第 4 の期間において、上記第 1 のスイッチと上記出力端子とを遮断する、および / または、上記第 2 のスイッチと上記出力端子とを遮断する、

請求項 3 に記載のレベルシフト回路。

【請求項 7】

上記電圧設定回路は、上記第 1 の期間および上記第 2 の期間において、上記第 1 のスイッチと上記出力端子とを遮断し、上記第 2 のスイッチと上記出力端子とを接続し、上記第 3 の期間および上記第 4 の期間において、上記第 1 のスイッチと上記出力端子とを接続し、上記第 2 のスイッチと上記出力端子とを遮断する、

40

請求項 3 に記載のレベルシフト回路。

【請求項 8】

上記電圧設定回路は、上記第 1 の期間および上記第 2 の期間の少なくとも一部と上記第 3 の期間および上記第 4 の期間の少なくとも一部とが重なる第 5 の期間において、上記第 1 のスイッチと上記出力端子とを遮断する、および / または、上記第 2 のスイッチと上記出力端子とを遮断する、

請求項 2 に記載のレベルシフト回路。

【請求項 9】

50

上記電圧設定回路は、

上記第 1 の期間において、上記第 1 のしきい値に対して上記第 2 の電圧側にある所定の電圧を上記第 1 のノードに供給する第 1 の電圧供給回路と、

上記第 1 の期間および上記第 2 の期間において、オンのときに上記第 1 の電圧が出力される上記第 1 のスイッチの一方の端子と上記第 1 のノードとを接続する第 3 のスイッチと、

上記第 3 の期間において、上記第 2 のしきい値に対して上記第 1 の電圧側にある所定の電圧を上記第 2 のノードに供給する第 2 の電圧供給回路と、

上記第 3 の期間および上記第 4 の期間において、オンのときに上記第 2 の電圧が出力される上記第 2 のスイッチの一方の端子と上記第 2 のノードとを接続する第 4 のスイッチと、

上記第 1 の期間および上記第 2 の期間において上記第 1 のスイッチと上記出力端子とを遮断し、上記第 3 の期間および上記第 4 の期間において上記第 2 のスイッチと上記出力端子とを遮断する第 5 のスイッチと

を含む、

請求項 2 に記載のレベルシフト回路。

【請求項 10】

上記電圧設定回路は、

上記第 1 の期間において、上記第 1 のしきい値に対して上記第 2 の電圧側にある所定の電圧を上記第 1 のノードに供給する第 1 の電圧供給回路と、

上記第 2 の期間において、オンのときに上記第 1 の電圧が出力される上記第 1 のスイッチの一方の端子と上記第 1 のノードとを接続する第 3 のスイッチと、

上記第 3 の期間において、上記第 2 のしきい値に対して上記第 1 の電圧側にある所定の電圧を上記第 2 のノードに供給する第 2 の電圧供給回路と、

上記第 4 の期間において、オンのときに上記第 2 の電圧が出力される上記第 2 のスイッチの一方の端子と上記第 2 のノードとを接続する第 4 のスイッチと

を含み、

上記第 3 のスイッチは、

上記第 1 のスイッチに接続される第 1 端子と、上記第 1 のノードに接続される第 2 端子と、当該第 1 端子と当該第 2 端子との間の導通状態を制御する電圧を入力する制御端子とを有する第 1 スイッチ素子と、

上記第 1 スイッチ素子の制御端子と第 1 端子との間に接続される第 1 容量素子と、

上記第 1 スイッチ素子をオンまたはオフに駆動する電圧を入力する第 1 駆動入力ノードと、

上記第 1 駆動入力ノードと上記第 1 スイッチ素子の制御端子との間に接続され、上記第 1 スイッチ素子をオンに駆動する電圧が上記第 1 駆動入力ノードに入力されている状態で、上記第 1 スイッチ素子の制御端子の電圧が上記第 1 の電圧と上記第 2 の電圧との間の所定のしきい値に対して上記第 2 の電圧側にある場合にオンし、当該しきい値に対して上記第 1 の電圧側にある場合にオフする第 2 スイッチ素子と

を含み、

上記第 4 のスイッチは、

上記第 2 のスイッチに接続される第 1 端子と、上記第 2 のノードに接続される第 2 端子と、当該第 1 端子と当該第 2 端子との間の導通状態を制御する電圧を入力する制御端子とを有する第 3 スイッチ素子と、

上記第 3 スイッチ素子の制御端子と第 1 端子との間に接続される第 2 容量素子と、

上記第 3 スイッチ素子をオンまたはオフに駆動する電圧を入力する第 2 駆動入力ノードと、

上記第 2 駆動入力ノードと上記第 3 スイッチ素子の制御端子との間に接続され、上記第 3 スイッチ素子をオンに駆動する電圧が上記第 2 駆動入力ノードに入力されている状態で、上記第 3 スイッチ素子の制御端子の電圧が上記第 1 の電圧と上記第 2 の電圧との間の

10

20

30

40

50

所定のしきい値に対して上記第 1 の電圧側にある場合にオンし、当該しきい値に対して上記第 2 の電圧側にある場合にオフする第 4 スイッチ素子と

を含む、

請求項 2 に記載のレベルシフト回路。

【請求項 1 1】

上記出力端子からレベルシフト信号を出力する期間において、第 3 の電圧から第 4 の電圧までの電圧を有する入力信号を上記第 1 の入力信号および上記第 2 の入力信号として上記第 1 のキャパシタおよび上記第 2 のキャパシタに入力する第 1 の入力回路と、

上記電圧設定回路が上記第 1 のノードおよび上記第 2 のノードの電圧設定を行う期間において、上記第 3 の電圧から上記第 4 の電圧までの範囲に含まれる所定の電圧を上記第 1 の入力信号および上記第 2 の入力信号として上記第 1 のキャパシタおよび上記第 2 のキャパシタに入力する第 2 の入力回路と

を有する、

請求項 2 に記載のレベルシフト回路。

【請求項 1 2】

初段に入力されたパルス信号を後段へ順次に伝送する、縦続接続された複数のシフト段を具備し、

上記シフト段は、

前段からパルス信号が入力される期間、並びに、次段へパルス信号が出力される期間を検出する検出回路と、

上記検出回路が検出したパルス信号の入力期間および出力期間において、入力されるクロック信号の 1 サイクル内に含まれるパルス信号をレベルシフトして出力するレベルシフト回路と、

上記検出回路が検出したパルス信号の入力期間および出力期間において、上記レベルシフト回路から出力される信号をパルス信号として次段に出力し、上記レベルシフト回路を初期化する所定の期間において、一定のレベルの信号を次段に出力する出力回路と

を有し、

上記レベルシフト回路は、

第 1 のノードの電圧が、第 1 の電圧から第 2 の電圧までの範囲に含まれる第 1 のしきい値に対して上記第 2 の電圧側にある場合にオンし、上記第 1 のノードの電圧が、上記第 1 のしきい値に対して上記第 1 の電圧側にある場合にオフし、当該オンのとき、レベルシフト信号の出力端子へ上記第 1 の電圧を出力する第 1 のスイッチと、

第 2 のノードの電圧が、上記第 1 の電圧から上記第 2 の電圧までの範囲に含まれる第 2 のしきい値に対して上記第 1 の電圧側にある場合にオンし、上記第 2 のノードの電圧が、上記第 2 のしきい値に対して上記第 2 の電圧側にある場合にオフし、当該オンのとき、上記出力端子へ上記第 2 の電圧を出力する第 2 のスイッチと、

一方の端子に上記クロック信号を入力し、他方の端子が上記第 1 のノードに接続される第 1 のキャパシタと、

一方の端子に上記クロック信号を入力し、他方の端子が上記第 2 のノードに接続される第 2 のキャパシタと、

上記所定の期間において、上記第 1 のノードを上記第 2 の電圧で充電した状態から当該第 1 のノードの電圧を上記第 1 のしきい値に設定し、上記第 2 のノードを上記第 1 の電圧で充電した状態から当該第 2 のノードの電圧を上記第 2 のしきい値に設定する電圧設定回路と、

上記検出回路が検出したパルス信号の入力期間および出力期間において、上記クロック信号を上記第 1 のキャパシタおよび上記第 2 のキャパシタに入力する第 1 の入力回路と、

上記電圧設定回路が上記第 1 のノードおよび上記第 2 のノードの電圧設定を行う期間において、第 3 の電圧から第 4 の電圧までの範囲に含まれる所定の電圧を上記クロック信号の代わりに上記第 1 のキャパシタおよび上記第 2 のキャパシタに入力する第 2 の入力回

10

20

30

40

50

路と

を有し、

上記クロック信号は、上記第 3 の電圧と上記第 4 の電圧を交互に繰り返す信号であり、  
縦続接続される 2 つのシフト段は、互いの周期が等しく位相が異なるクロック信号を入力する、

シフトレジスタ。

【請求項 1 3】

縦続接続される 2 つのシフト段は、互いに位相が反転したクロック信号を入力し、  
各シフト段に含まれる検出回路は、上記第 4 の電圧を有するクロック信号が上記レベル  
シフト回路においてレベルシフトされる期間を、パルス信号の出力期間として検出する、  
請求項 1 2 に記載のシフトレジスタ。

10

【請求項 1 4】

縦続接続される 2 つのシフト段は、その一方が第 1 のクロック信号、他方が第 2 のクロ  
ック信号を入力し、

1 のシフト段を間に挟んで離れた 2 つのシフト段の一方に含まれる検出回路は、上記第  
3 の電圧を有するクロック信号が上記レベルシフト回路においてレベルシフトされる期間  
を、パルス信号の出力期間として検出し、

当該離れた 2 つのシフト段の他方に含まれる検出回路は、上記第 4 の電圧を有するクロ  
ック信号が上記レベルシフト回路においてレベルシフトされる期間を、パルス信号の出力  
期間として検出し、

20

上記第 1 のクロック信号を入力するシフト段に含まれる検出回路と、当該シフト段の後  
段に含まれる検出回路は、互いに同じ電圧を有するクロック信号が上記レベルシフト回路  
においてレベルシフトされる期間を、パルス信号の出力期間として検出し、

上記第 1 のクロック信号は、上記第 2 のクロック信号が上記第 3 の電圧のとき、上記第  
3 の電圧から上記第 4 の電圧へ変化する、

請求項 1 2 に記載のシフトレジスタ。

【請求項 1 5】

上記レベルシフト回路は、上記第 1 のスイッチに上記第 1 の電圧を入力する経路、およ  
び／または、上記第 2 のスイッチに上記第 2 の電圧を入力する経路に挿入され、少なくと  
も上記検出回路が検出するパルス信号の入力期間および出力期間並びに上記所定の期間に  
おいてオンし、他の期間においてオフする第 6 のスイッチを有する、

30

請求項 1 2 に記載のシフトレジスタ。

【請求項 1 6】

入力信号をレベルシフトして出力するレベルシフト回路と、

複数の画素を含む画素アレイ部と、

上記レベルシフト回路から出力されるレベルシフト信号に応じて上記画素アレイ部の各  
画素を駆動する駆動回路と

を具備し、

上記レベルシフト回路は、

第 1 のノードの電圧に応じてオンまたはオフし、当該電圧が第 1 のしきい値のときに  
オンとオフとを切り換え、当該オンのとき、上記レベルシフト信号の出力端子へ第 1 の電  
圧を出力する第 1 のスイッチと、

40

第 2 のノードの電圧に応じてオンまたはオフし、当該電圧が第 2 のしきい値のときに  
オンとオフとを切り換え、当該オンのとき、上記出力端子へ第 2 の電圧を出力する第 2 の  
スイッチと、

一方の端子に第 1 の入力信号を入力し、他方の端子が上記第 1 のノードに接続される  
第 1 のキャパシタと、

一方の端子に第 2 の入力信号を入力し、他方の端子が上記第 2 のノードに接続される  
第 2 のキャパシタと、

上記第 1 のノードを上記第 2 の電圧で充電した状態から当該第 1 のノードの電圧を上

50

記第 1 のしきい値に設定し、上記第 2 のノードを上記第 1 の電圧で充電した状態から当該第 2 のノードの電圧を上記第 2 のしきい値に設定する電圧設定回路と

を有する、  
表示装置。

【請求項 17】

行列状に配列された複数の画素を含む画素アレイ部と、

上記画素アレイ部の各行を順番に選択するパルス信号を発生する第 1 のシフトレジスタと、当該選択した行に属する各画素を順番に選択するパルス信号を発生する第 2 のシフトレジスタとを有し、選択した画素を駆動する駆動回路と

を具備し、

10

上記第 1 のシフトレジスタおよび上記第 2 のシフトレジスタは、

初段に入力されたパルス信号を後段へ順次に伝送する、縦続接続された複数のシフトを具備し、

上記シフト段は、

前段からパルス信号が入力される期間、並びに、次段へパルス信号が出力される期間を検出する検出回路と、

上記検出回路が検出したパルス信号の入力期間および出力期間において、入力されるクロック信号の 1 サイクル内に含まれるパルス信号をレベルシフトして出力するレベルシフト回路と、

上記検出回路が検出したパルス信号の入力期間および出力期間において、上記レベルシフト回路から出力される信号をパルス信号として次段に出力し、上記レベルシフト回路を初期化する所定の期間において、一定のレベルの信号を次段に出力する出力回路と

20

を有し、

上記レベルシフト回路は、

第 1 のノードの電圧が、第 1 の電圧から第 2 の電圧までの範囲に含まれる第 1 のしきい値に対して上記第 2 の電圧側にある場合にオンし、上記第 1 のノードの電圧が、上記第 1 のしきい値に対して上記第 1 の電圧側にある場合にオフし、当該オンのとき、レベルシフト信号の出力端子へ上記第 1 の電圧を出力する第 1 のスイッチと、

第 2 のノードの電圧が、上記第 1 の電圧から上記第 2 の電圧までの範囲に含まれる第 2 のしきい値に対して上記第 1 の電圧側にある場合にオンし、上記第 2 のノードの電圧が、上記第 2 のしきい値に対して上記第 2 の電圧側にある場合にオフし、当該オンのとき、上記出力端子へ上記第 2 の電圧を出力する第 2 のスイッチと、

30

一方の端子に上記クロック信号を入力し、他方の端子が上記第 1 のノードに接続される第 1 のキャパシタと、

一方の端子に上記クロック信号を入力し、他方の端子が上記第 2 のノードに接続される第 2 のキャパシタと、

上記所定の期間において、上記第 1 のノードを上記第 2 の電圧で充電した状態から当該第 1 のノードの電圧を上記第 1 のしきい値に設定し、上記第 2 のノードを上記第 1 の電圧で充電した状態から当該第 2 のノードの電圧を上記第 2 のしきい値に設定する電圧設定回路と、

40

上記検出回路が検出したパルス信号の入力期間および出力期間において、上記クロック信号を上記第 1 のキャパシタおよび上記第 2 のキャパシタに入力する第 1 の入力回路と、

上記電圧設定回路が上記第 1 のノードおよび上記第 2 のノードの電圧設定を行う期間において、第 3 の電圧から第 4 の電圧までの範囲に含まれる所定の電圧を上記クロック信号の替わりに上記第 1 のキャパシタおよび上記第 2 のキャパシタに入力する第 2 の入力回路と

を有し、

上記クロック信号は、上記第 3 の電圧と上記第 4 の電圧を交互に繰り返す信号であり、縦続接続される 2 つのシフト段は、互いの周期が等しく位相が異なるクロック信号を入

50

力する、

表示装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、入力信号の振幅を変換するレベルシフト回路とこのレベルシフト回路を搭載する表示装置に係り、特に、液晶表示装置や有機EL(OLED)表示装置などの表示装置に用いられるレベルシフト回路に関するものである。

【背景技術】

【0002】

レベルシフト回路には従来から種々の方式があり、例えば、カレントミラー回路を用いて構成されたレベルシフト回路が知られている(例えば、特許文献1参照)。

【0003】

図41は、従来のカレントミラー型レベルシフト回路の構成の一例を示す図である。

図41に示すカレントミラー型レベルシフト回路200は、回路動作制御部201と、2つのバイアスシフト部202および203と、レベルシフト部204と、出力部205とを有する。

【0004】

回路動作制御部201は、p型MOSトランジスタQp201、Qp202と、n型MOSトランジスタQn201とを有する。

p型MOSトランジスタQp201およびn型MOSトランジスタQn201は、正側の電源電圧VDDが供給される電源ライン(以下、「電源ラインVDD」と表記する)と、負側の電源電圧VSSが供給される電源ライン(以下、「電源ラインVSS」と表記する)との間に直列に接続され、ゲート同士およびドレイン同士がそれぞれ共通に接続されている。

p型MOSトランジスタQp202は、そのソースが電源ラインVDDに接続され、そのゲートがp型MOSトランジスタQp201およびn型MOSトランジスタQn201の各ゲートに接続される。

【0005】

p型MOSトランジスタQp201およびn型MOSトランジスタQn201の共通接続されたゲートには、回路動作制御信号XSTBが入力される。この回路動作制御信号XSTBは、回路のスタンバイ時(非駆動時)においてローレベルに設定され、回路の駆動時においてハイレベルに設定される。

【0006】

バイアスシフト部202は、p型MOSトランジスタQp203、Qp204と、n型MOSトランジスタQn202とを有する。

p型MOSトランジスタQp203およびn型MOSトランジスタQn202は、電源ラインVDDと電源ラインVSSとの間に直列に接続され、互いのゲートがp型MOSトランジスタQp201およびn型MOSトランジスタQn201のドレインに共通に接続される。p型MOSトランジスタQp204は、n型MOSトランジスタQn202と並列に接続され、そのゲートにクロック信号CKが入力される。

このバイアスシフト部202においては、クロック信号CKの直流バイアスをシフトする動作が行われる。

【0007】

バイアスシフト部203は、p型MOSトランジスタQp205、Qp206と、n型MOSトランジスタQn203とを有する。

p型MOSトランジスタQp205およびn型MOSトランジスタQn203は、電源ラインVDDと電源ラインVSSとの間に直列に接続され、互いのゲートが共通に接続される。p型MOSトランジスタQp206は、n型MOSトランジスタQn203と並列に接続され、そのゲートにクロック信号xCKが入力される。クロック信号xCKは、ク

10

20

30

40

50

ロック信号  $CK$  に対して逆相の信号である。

このバイアスシフト部 203 においては、逆相のクロック信号  $xCK$  の直流バイアスをシフトする動作が行われる。

【0008】

レベルシフト部 204 は、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Qp207$ 、 $p208$  と、 $n$  型 MOS トランジスタ  $Qn204$ 、 $Qn205$  とを有する。

$p$  型 MOS トランジスタ  $Qp207$  および  $Qp208$  は、カレントミラー回路を構成する。 $p$  型 MOS トランジスタ  $Qp207$  および  $Qp208$  のソースは電源ライン  $VDD$  に共通接続され、そのゲートは  $p$  型 MOS トランジスタ  $Qp207$  のドレインに共通接続される。 $p$  型 MOS トランジスタ  $Qp207$  のドレインは、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Qp202$  のドレインに接続される。

$n$  型 MOS トランジスタ  $Qn204$  は、そのドレインが  $p$  型 MOS トランジスタ  $Qp207$  のドレインに接続され、そのゲートが  $p$  型 MOS トランジスタ  $Qp203$  および  $n$  型 MOS トランジスタ  $Qn202$  のドレインに接続され、そのソースにクロック信号  $xCK$  が入力される。 $n$  型 MOS トランジスタ  $Qn205$  は、そのドレインが  $p$  型 MOS トランジスタ  $Qp208$  のドレインに接続され、そのゲートが  $p$  型 MOS トランジスタ  $Qp205$  および  $n$  型 MOS トランジスタ  $Qn203$  のドレインに接続され、そのソースにクロック信号  $CK$  が入力される。

このレベルシフト部 204 は、互いに逆位相のクロック信号  $xCK$  および  $CK$  を  $n$  型 MOS トランジスタ  $Qn204$  および  $n205$  のソースに入力するカレントミラーアンプを構成する。

【0009】

出力部 205 は、 $n$  型 MOS トランジスタ  $Q206$  を有する。 $n$  型 MOS トランジスタ  $Q206$  は、そのドレインが  $p$  型 MOS トランジスタ  $Qp208$  および  $n$  型 MOS トランジスタ  $Qn205$  のドレインに接続され、そのソースが電源ライン  $VSS$  に接続され、そのゲートが  $p$  型 MOS トランジスタ  $Qp205$  および  $n$  型 MOS トランジスタ  $Qn203$  のゲートに接続される。

【特許文献 1】特開 2003 - 347926 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

図 41 に示すレベルシフト回路 200 では、カレントミラー回路を構成する対の  $p$  型 MOS トランジスタ  $Qp207$ 、 $Qp208$  の特性が良く揃っている必要があるため、トランジスタの特性のばらつきに回路の動作が影響を受け易い。

【0011】

また、このレベルシフト回路 200 では、カレントミラー回路の動作に伴ってトランジスタにリーク電流が流れる。すなわち、クロック信号  $CK$ 、 $xCK$  の直流バイアスをシフトするバイアスシフト部 202 および 203 と、このクロック信号  $CK$ 、 $xCK$  の振幅を電源電圧  $VSS - VDD$  の振幅に変換するレベルシフト部 204 とにおいて、図中の点線で示した経路にリーク電流が流れる。そのため、レベルシフト回路 200 は、リーク電流による消費電力が大きくなる。

【0012】

本発明はかかる事情に鑑みてなされたものであり、その目的は、トランジスタ等の素子の特性ばらつきに回路動作が影響を受け難いレベルシフト回路およびシフトレジスタと、そのようなレベルシフト回路やシフトレジスタを搭載する表示装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0013】

本発明の第 1 の観点に係るレベルシフト回路は、入力信号をレベルシフトして出力する。このレベルシフト回路は、第 1 のノードの電圧に応じてオンまたはオフし、当該電圧が

10

20

30

40

50



第1のしきい値のときにオンとオフとを切り換え、当該オンのとき、レベルシフト信号の出力端子へ第1の電圧を出力する第1のスイッチと、第2のノードの電圧に応じてオンまたはオフし、当該電圧が第2のしきい値のときにオンとオフとを切り換え、当該オンのとき、上記出力端子へ第2の電圧を出力する第2のスイッチと、一方の端子に第1の入力信号を入力し、他方の端子が上記第1のノードに接続される第1のキャパシタと、一方の端子に第2の入力信号を入力し、他方の端子が上記第2のノードに接続される第2のキャパシタと、所定の期間において、上記第1のノードを上記第2の電圧で充電した状態から当該第1のノードの電圧を上記第1のしきい値に設定し、上記第2のノードを上記第1の電圧で充電した状態から当該第2のノードの電圧を上記第2のしきい値に設定する電圧設定回路とを有する。

10

#### 【0014】

本発明の第2の観点に係るシフトレジスタは、初段に入力されたパルス信号を後段へ順次に伝送する、縦続接続された複数のシフト段を具備する。

上記シフト段は、前段からパルス信号が入力される期間、並びに、次段へパルス信号が出力される期間を検出する検出回路と、上記検出回路が検出したパルス信号の入力期間および出力期間において、入力されるクロック信号の1サイクル内に含まれるパルス信号をレベルシフトして出力するレベルシフト回路と、上記検出回路が検出したパルス信号の入力期間および出力期間において、上記レベルシフト回路から出力される信号をパルス信号として次段に出力し、上記レベルシフト回路を初期化する所定の期間において、一定のレベルの信号を次段に出力する出力回路とを有する。

20

上記レベルシフト回路は、第1のノードの電圧が、第1の電圧から第2の電圧までの範囲に含まれる第1のしきい値に対して上記第2の電圧側にある場合にオンし、上記第1のノードの電圧が、上記第1のしきい値に対して上記第1の電圧側にある場合にオフし、当該オンのとき、レベルシフト信号の出力端子へ上記第1の電圧を出力する第1のスイッチと、第2のノードの電圧が、上記第1の電圧から上記第2の電圧までの範囲に含まれる第2のしきい値に対して上記第1の電圧側にある場合にオンし、上記第2のノードの電圧が、上記第2のしきい値に対して上記第2の電圧側にある場合にオフし、当該オンのとき、上記出力端子へ上記第2の電圧を出力する第2のスイッチと、一方の端子に上記クロック信号を入力し、他方の端子が上記第1のノードに接続される第1のキャパシタと、一方の端子に上記クロック信号を入力し、他方の端子が上記第2のノードに接続される第2のキャパシタと、上記所定の期間において、上記第1のノードを上記第2の電圧で充電した状態から当該第1のノードの電圧を上記第1のしきい値に設定し、上記第2のノードを上記第1の電圧で充電した状態から当該第2のノードの電圧を上記第2のしきい値に設定する電圧設定回路と、上記検出回路が検出したパルス信号の入力期間および出力期間において、上記クロック信号を上記第1のキャパシタおよび上記第2のキャパシタに入力する第1の入力回路と、上記電圧設定回路が上記第1のノードおよび上記第2のノードの電圧設定を行う期間において、第3の電圧から第4の電圧までの範囲に含まれる所定の電圧を上記クロック信号の代わりに上記第1のキャパシタおよび上記第2のキャパシタに入力する第2の入力回路とを有する。

30

上記クロック信号は、上記第3の電圧と上記第4の電圧を交互に繰り返す信号であり、縦続接続される2つのシフト段は、互いの周期が等しく位相が異なるクロック信号を入力する。

40

#### 【0015】

本発明の第3の観点に係る表示装置は、入力信号をレベルシフトして出力するレベルシフト回路と、複数の画素を含む画素アレイ部と、上記レベルシフト回路から出力されるレベルシフト信号に応じて上記画素アレイ部の各画素を駆動する駆動回路とを有する。第3の観点に係る表示装置は、このレベルシフト回路として、上記第1の観点に係るレベルシフト回路を有する。

#### 【0016】

本発明の第4の観点に係る表示装置は、行列状に配列された複数の画素を含む画素アレ

50

イ部と駆動回路とを具備する。上記駆動回路は、上記画素アレイ部の各行を順番に選択するパルス信号を発生する第1のシフトレジスタと、当該選択した行に属する各画素を順番に選択するパルス信号を発生する第2のシフトレジスタとを有しており、選択した画素を駆動する。第4の観点に係る表示装置は、この第1のシフトレジスタおよび第2のシフトレジスタとして、上記第2の観点に係るシフトレジスタを有する。

【0017】

上記本発明によると、上記所定の期間において、上記第1のノードの電圧は上記第1のしきい値に設定され、上記第2のノードの電圧は上記第2のしきい値に設定される。そして、この所定の期間の後、上記第1のノードおよび上記第2のノードは、フローティング状態に設定される。

10

この状態で、上記第1の入力信号の電圧が僅かに変化すると、上記第1のノードはフローティング状態にあるため、上記第1の入力信号の電圧変化に応じて上記第1のノードの電圧が上記第1のしきい値から変化し、上記第1のスイッチのオンとオフが切り換わる。

また、この状態で、上記第2の入力信号の電圧が僅かに変化すると、上記第2のノードはフローティング状態にあるため、上記第2の入力信号の電圧変化に応じて上記第2のノードの電圧が上記第2のしきい値から変化し、上記第2のスイッチのオンとオフが切り換わる。

例えば、上記第1のスイッチがオフからオン、上記第2のスイッチがオンからオフへ変化するように上記第1の入力信号および上記第2の入力信号の電圧が僅かに変化すると、上記出力端子の電圧は、上記第2の電圧から上記第1の電圧へ変化する。逆に、上記第2のスイッチがオンからオフ、上記第2のスイッチがオフからオンへ変化するように上記第1の入力信号および上記第2の入力信号の電圧が僅かに変化すると、上記出力端子の電圧は、上記第1の電圧から上記第2の電圧へ変化する。

20

このように、上記第1の入力信号および上記第2の入力信号の僅かな電圧変化によって、上記出力端子からは、上記第1の電圧と上記第2の電圧との間で変化するレベルシフト信号が出力される。

【0018】

上記第1のしきい値および上記第2のしきい値は、好適には、上記第1の電圧から上記第2の電圧までの範囲に含まれる。

また、好適には、上記第1のスイッチは、上記第1のノードの電圧が上記第1のしきい値に対して上記第2の電圧側にある場合にオンし、上記第1の電圧側にある場合にオフし、上記第2のスイッチは、上記第2のノードの電圧が上記第2のしきい値に対して上記第1の電圧側にある場合にオンし、上記第2の電圧側にある場合にオフする。

30

この場合、上記電圧設定回路は、第1の期間において、上記第1のノードの電圧が上記第1のしきい値に対して上記第2の電圧側にあるように上記第1のキャパシタを充電し、当該充電後の第2の期間において、オン状態の上記第1のスイッチから出力される電圧を上記第1のノードに供給し、第3の期間において、上記第2のノードの電圧が上記第2のしきい値に対して上記第1の電圧側にあるように上記第2のキャパシタを充電し、当該充電後の第4の期間において、オン状態の上記第2のスイッチから出力される電圧を上記第2のノードに供給しても良い。

40

【0019】

また、上記電圧設定回路は、上記第2の期間において上記第1のスイッチがオフした後、上記第3の期間における上記第2のキャパシタの充電を行っても良い。

この場合、好適には、上記電圧設定回路は、上記第1の期間において、上記第2のノードの電圧が上記第2のしきい値に対して上記第2の電圧側にあるように上記第2のキャパシタを充電する。

また、この場合、上記電圧設定回路は、上記第1の期間、上記第2の期間、上記第3の期間および上記第4の期間において、上記第1のスイッチと上記出力端子とを遮断しても良いし、上記第2のスイッチと上記出力端子とを遮断しても良い。

あるいは、上記電圧設定回路は、上記第1の期間および上記第2の期間において、上記

50

第 1 のスイッチと上記出力端子とを遮断し、上記第 2 のスイッチと上記出力端子とを接続し、上記第 3 の期間および上記第 4 の期間において、上記第 1 のスイッチと上記出力端子とを接続し、上記第 2 のスイッチと上記出力端子とを遮断しても良い。

【 0 0 2 0 】

また、上記電圧設定回路は、上記第 1 の期間および上記第 2 の期間の少なくとも一部と上記第 3 の期間および上記第 4 の期間の少なくとも一部とが重なる第 5 の期間において、上記第 1 のスイッチと上記出力端子とを遮断しても良いし、上記第 2 のスイッチと上記出力端子とを遮断しても良い。

【 発 明 の 効 果 】

【 0 0 2 1 】

本発明によれば、トランジスタ等の素子の特性ばらつきに回路の動作が影響を受け難くすることができる。

【 発 明 を 実 施 す る た め の 最 良 の 形 態 】

【 0 0 2 2 】

以下、本発明の実施形態について、図面を参照して説明する。

【 0 0 2 3 】

< 第 1 の実施形態 >

図 1 は、本発明の第 1 の実施形態に係るレベルシフト回路の構成の一例を示す図である。

図 1 に示すレベルシフト回路は、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  と、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  と、キャパシタ  $C_A$  と、キャパシタ  $C_B$  と、電圧設定回路 1 とを有する。

【 0 0 2 4 】

p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  を含む回路は、本発明の第 1 のスイッチの一実施形態である。

n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  を含む回路は、本発明の第 2 のスイッチの一実施形態である。

キャパシタ  $C_A$  は、本発明の第 1 のキャパシタの一実施形態である。

キャパシタ  $C_B$  は、本発明の第 2 のキャパシタの一実施形態である。

【 0 0 2 5 】

p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  は、ノード  $N_A$  の電圧に応じてオンまたはオフするスイッチとして動作する。p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  は、ノード  $N_A$  の電圧が ' $V_{DD} - V_{thp}$ ' のときにオンとオフとを切り換え、そのオンのとき、レベルシフト信号  $O$  の出力端子に正側の電圧 ' $V_{DD}$ ' を出力する。なお、' $V_{thp}$ ' は、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  のしきい電圧を示す。

p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  は、ノード  $N_A$  の電圧が ' $V_{DD} - V_{thp}$ ' より高い場合にオフし、' $V_{DD} - V_{thp}$ ' より低い場合にオンする。

図 1 の例に示すように、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  のソースは電源ライン  $V_{DD}$  に接続され、そのドレインはレベルシフト信号  $O$  の出力端子に接続され、そのゲートはノード  $N_A$  に接続される。

【 0 0 2 6 】

n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  は、ノード  $N_B$  の電圧に応じてオンまたはオフするスイッチとして動作する。n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  は、ノード  $N_B$  の電圧が ' $V_{SS} + V_{thn}$ ' のときにオンとオフとを切り換え、そのオンのとき、レベルシフト信号  $O$  の出力端子に負側の電圧 ' $V_{SS}$ ' を出力する。なお、' $V_{thn}$ ' は、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  のしきい電圧を示す。

n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  は、ノード  $N_B$  の電圧が ' $V_{SS} + V_{thn}$ ' より高い場合にオンし、' $V_{SS} + V_{thn}$ ' より低い場合にオフする。

図 1 の例に示すように、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  のソースは電源ライン  $V_{SS}$  に接続され、そのドレインはレベルシフト信号  $O$  の出力端子に接続され、そのゲートはノード  $N_B$  に接続される。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 2 7 】

キャパシタ C A は、その一方の端子に第 1 の入力信号 I N 1 を入力し、他方の端子がノード N A に接続される。

## 【 0 0 2 8 】

キャパシタ C B は、その一方の端子に第 2 の入力信号 I N 2 を入力し、他方の端子がノード N B に接続される。

## 【 0 0 2 9 】

電圧設定回路 1 は、例えばレベルシフト動作を開始する前や、レベルシフト動作中の所定の期間において、ノード N A の電圧を ' $VDD - V_{thp}$ ' に設定し、ノード N B の電圧を ' $VSS + V_{thn}$ ' に設定する。そして、当該所定の期間の後、ノード N A および N B をフローティング状態にする。

10

## 【 0 0 3 0 】

電圧設定回路 1 は、例えば次のようにして、ノード N A および N B を上記の電圧に設定する。

すなわち、電圧設定回路 1 は、まず第 1 の期間において、ノード N A の電圧が ' $VDD - V_{thp}$ ' より低い電圧になるようにキャパシタ C A を充電し、この充電後の第 2 の期間において、オン状態にある p 型 MOS トランジスタ Q p 1 から出力される電圧をノード N A に供給する。これにより、ノード N A の電圧は電圧 ' $VDD$ ' に向かって上昇し、その電圧が ' $VDD - V_{thp}$ ' に達したところで、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 が自らオフする。その結果、ノード N A の電圧は ' $VDD - V_{thp}$ ' に設定される。

20

また、電圧設定回路 1 は、第 3 の期間において、ノード N B の電圧が ' $VSS + V_{thn}$ ' より高い電圧になるようにキャパシタ C B を充電し、この充電後の第 4 の期間において、オン状態にある n 型 MOS トランジスタ Q n 1 から出力される電圧をノード N B に供給する。これにより、ノード N B の電圧は電圧 ' $VSS$ ' に向かって低下し、その電圧が ' $VSS + V_{thn}$ ' に達したところで、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 が自らオフする。その結果、ノード N B の電圧は ' $VSS + V_{thn}$ ' に設定される。

## 【 0 0 3 1 】

ここで、上述した構成を有する図 1 に示すレベルシフト回路の動作を説明する。

所定の期間において、ノード N A および N B の電圧は、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 および n 型 MOS トランジスタ Q n 1 のオン/オフの切り換わり点の電圧 (' $VDD - V_{thp}$ ', ' $VSS + V_{thn}$ ') にそれぞれ設定される。そして、上記所定の期間の後、ノード N A および N B は、フローティング状態に設定される。

30

この状態で、第 1 の入力信号 I N 1 の電圧が低下する方向に変化すると、ノード N A はフローティング状態にあるため、ノード N A の電圧も第 1 の入力信号 I N 1 に応じて ' $VDD - V_{thp}$ ' より低下する方向に変化する。これにより、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 はオンする。また、第 2 の入力信号の電圧が低下する方向に変化すると、ノード N B はフローティング状態にあるため、ノード N B の電圧も第 2 の入力信号 I N 2 に応じて ' $VSS + V_{thn}$ ' より低下する方向に変化する。これにより、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 はオフする。したがって、この場合、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 がオン、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 がオフするため、レベルシフト信号 O の電圧は ' $VDD$ ' になる。

40

逆に、第 1 の入力信号 I N 1 および第 2 の入力信号 I N 2 の電圧が共に上昇する方向に変化すると、ノード N A および N B の電圧もこれに応じて共に上昇する方向に変化するため、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 はオフし、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 はオンする。その結果、レベルシフト信号 O の電圧は ' $VSS$ ' になる。

このように、図 1 に示すレベルシフト回路によれば、比較的小さい振幅を持つ第 1 の入力信号 I N 1 および第 2 の入力信号 I N 2 を、電源電圧  $VDD \sim VSS$  の範囲で変化する振幅の大きいレベルシフト信号 O に変換することができる。

## 【 0 0 3 2 】

また、図 1 に示すレベルシフト回路では、電圧設定回路 1 によってノード N A の電圧が

50

‘ $V_{DD} - V_{thp}$ ’に設定され、ノードNBの電圧が‘ $V_{SS} + V_{thn}$ ’に設定される。これにより、例えば製造上のばらつきによってトランジスタのしきい電圧‘ $V_{thp}$ ’、‘ $V_{thn}$ ’がばらついていても、ノードNAおよびNBの電圧は、電圧設定回路1によって、このばらつきを加味した適切な電圧に設定される。

したがって、図1に示すレベルシフト回路によれば、トランジスタ( $Q_{p1}$ ,  $Q_{n1}$ )のしきい電圧のばらつきに影響されることなく、安定したレベルシフト動作を行うことができる。

#### 【0033】

更に、図1に示すレベルシフト回路では、第1の入力信号IN1および第2の入力信号IN2を同相の信号とすることにより、p型MOSトランジスタ $Q_{p1}$ またはn型MOSトランジスタ $Q_{n1}$ の何れか一方をオン、他方をオフに設定することができるため、p型MOSトランジスタ $Q_{p1}$ およびn型MOSトランジスタ $Q_{n1}$ を貫通するリーク電流はほとんど流れない。ノードNAおよびNBについても、レベルシフト動作時にはフローティング状態になるため、リーク電流は流れない。

したがって、図1に示すレベルシフト回路によれば、レベルシフト動作に伴うリーク電流を抑制し、消費電力を小さくすることができる。

#### 【0034】

しかも図1に示すレベルシフト回路において、ノードNAおよびNBの電圧は、p型MOSトランジスタ $Q_{p1}$ およびn型MOSトランジスタ $Q_{n1}$ のオン/オフの切り換わり点の電圧にそれぞれ設定されている。これにより、第1の入力信号IN1および第2の入力信号IN2の信号振幅が、しきい電圧‘ $V_{thp}$ ’、‘ $V_{thn}$ ’より小さい振幅であっても、レベルシフト動作が可能である。

したがって、図1に示すレベルシフト回路によれば、トランジスタのしきい電圧より小さい振幅の信号であっても、電源電圧 $V_{DD} \sim V_{SS}$ の範囲で変化する振幅の大きい信号に変換することが可能であり、信号の変換範囲を広くすることができる。

#### 【0035】

< 第2の実施形態 >

次に、本発明の第2の実施形態について説明する。

本実施形態に係るレベルシフト回路は、上述した第1の実施形態に係るレベルシフト回路における電圧設定回路の構成をより具体化したものである。

#### 【0036】

図2は、本発明の第2の実施形態に係るレベルシフト回路の構成の一例を示す図であり、図1と図2の同一符号は同一の構成を有する。

図2に示すレベルシフト回路は、図1に示すレベルシフト回路における電圧設定回路1として、p型MOSトランジスタ $Q_{p2}$ ,  $Q_{p3}$ と、n型MOSトランジスタ $Q_{n2}$ ,  $Q_{n3}$ ,  $Q_{n4}$ と、制御回路10とを有しており、他の構成については図1に示すレベルシフト回路と同じである。

#### 【0037】

図2に示すレベルシフト回路において、p型MOSトランジスタ $Q_{p1}$ を含む回路は、本発明の第1のスイッチの一実施形態である。

n型MOSトランジスタ $Q_{n1}$ を含む回路は、本発明の第2のスイッチの一実施形態である。

キャパシタCAは、本発明の第1のキャパシタの一実施形態である。

キャパシタCBは、本発明の第2のキャパシタの一実施形態である。

n型MOSトランジスタ $Q_{n3}$ および $Q_{n4}$ を含む回路は、本発明の第1の電圧供給回路の一実施形態である。

p型MOSトランジスタ $Q_{p3}$ を含む回路は、本発明の第2の電圧供給回路の一実施形態である。

p型MOSトランジスタ $Q_{p2}$ を含む回路は、本発明の第3のスイッチの一実施形態である。

n型MOSトランジスタQ<sub>n2</sub>を含む回路は、本発明の第4のスイッチの一実施形態である。

【0038】

n型MOSトランジスタQ<sub>n3</sub>は、ゲートに入力される制御信号S<sub>1</sub>に応じて、ノードNAに電圧‘V<sub>SS</sub>’を供給する。n型MOSトランジスタQ<sub>n3</sub>は、ノードNAと電源ラインV<sub>SS</sub>との間に接続されており、第1の期間(図3の時刻t<sub>1</sub>~t<sub>2</sub>)においてオン状態に設定される。

【0039】

n型MOSトランジスタQ<sub>n4</sub>は、ゲートに入力される制御信号S<sub>1</sub>に応じて、ノードNBに電圧‘V<sub>SS</sub>’を供給する。n型MOSトランジスタQ<sub>n4</sub>は、ノードNBと電源ラインV<sub>SS</sub>との間に接続されており、第1の期間(図3の時刻t<sub>1</sub>~t<sub>2</sub>)においてオン状態になる。

【0040】

p型MOSトランジスタQ<sub>p2</sub>は、ゲートに入力される制御信号S<sub>2</sub>に応じて、p型MOSトランジスタQ<sub>p1</sub>のドレインとノードNAとを接続または遮断するスイッチとして動作する。p型MOSトランジスタQ<sub>p2</sub>は、第2の期間(図3の時刻t<sub>2</sub>~t<sub>3</sub>)においてp型MOSトランジスタQ<sub>p1</sub>のドレインとノードNAとを接続する。

【0041】

p型MOSトランジスタQ<sub>p3</sub>は、ゲートに入力される制御信号S<sub>3</sub>に応じて、ノードNBに電圧‘V<sub>DD</sub>’を供給する。p型MOSトランジスタQ<sub>p3</sub>は、ノードNBと電源ラインV<sub>DD</sub>との間に接続されており、第3の期間(図3の時刻t<sub>3</sub>~t<sub>4</sub>)においてオン状態に設定される。

【0042】

n型MOSトランジスタQ<sub>n2</sub>は、ゲートに入力される制御信号S<sub>4</sub>に応じてn型MOSトランジスタQ<sub>n1</sub>のドレインとノードNBとを接続または遮断するスイッチとして動作する。n型MOSトランジスタQ<sub>n2</sub>は、第4の期間(図3の時刻t<sub>4</sub>~t<sub>5</sub>)において、n型MOSトランジスタQ<sub>n1</sub>のドレインとノードNBとを接続する。

【0043】

制御回路10は、ノードNAおよびNBに適切な電圧が設定されるように、上述した制御信号S<sub>1</sub>~S<sub>4</sub>を生成する。

すなわち、第1の期間(t<sub>1</sub>~t<sub>2</sub>)において、制御信号S<sub>1</sub>を電圧‘V<sub>DD</sub>’に設定し、他の期間において、制御信号S<sub>1</sub>を電圧‘V<sub>SS</sub>’に設定する。

第1の期間に続く第2の期間(t<sub>2</sub>~t<sub>3</sub>)において、制御信号S<sub>2</sub>を電圧‘V<sub>SS</sub>’に設定し、他の期間において、制御信号S<sub>2</sub>を電圧‘V<sub>DD</sub>’に設定する。

第2の期間に続く第3の期間(t<sub>3</sub>~t<sub>4</sub>)において、制御信号S<sub>3</sub>を電圧‘V<sub>SS</sub>’に設定し、他の期間において、制御信号S<sub>3</sub>を電圧‘V<sub>DD</sub>’に設定する。

第3の期間に続く第4の期間(t<sub>4</sub>~t<sub>5</sub>)において、制御信号S<sub>4</sub>を電圧‘V<sub>DD</sub>’に設定し、他の期間において、制御信号S<sub>4</sub>を電圧‘V<sub>SS</sub>’に設定する。

【0044】

次に、上述した構成を有する図2に示すレベルシフト回路の動作について、図3を参照して説明する。

【0045】

図3は、図2に示すレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である。

図3(A)は、制御信号S<sub>1</sub>の電圧波形を示す。

図3(B)は、制御信号S<sub>2</sub>の電圧波形を示す。

図3(C)は、制御信号S<sub>3</sub>の電圧波形を示す。

図3(D)は、制御信号S<sub>4</sub>の電圧波形を示す。

図3(E)は、第1の入力信号I<sub>N1</sub>の電圧波形を示す。

図3(F)は、第2の入力信号I<sub>N2</sub>の電圧波形を示す。

図3(G)は、ノードNAの電圧V<sub>NA</sub>の電圧波形を示す。

図 3 ( H ) は、ノード N B の電圧  $V_{NB}$  の電圧波形を示す。

図 3 ( I ) は、レベルシフト信号 O の電圧波形を示す。

【 0 0 4 6 】

ノード N A および N B の電圧設定を行う前の初期の状態において、制御回路 1 0 は、制御信号 S 1 および S 4 を電圧 ' $V_{SS}$ '、制御信号 S 2 および S 3 を電圧 ' $V_{DD}$ ' に設定する。この場合、電圧設定回路の各トランジスタ ( $Q_{p2}$ ,  $Q_{p3}$ ,  $Q_{n2}$ ,  $Q_{n3}$ ,  $Q_{n4}$ ) は全てオフする。

【 0 0 4 7 】

また、この初期の状態において、第 1 の入力信号 I N 1 は電圧 ' $V_{in}$ ' に設定され、第 2 の入力信号 I N 2 は電圧 ' $V_{SS}$ ' に設定される。なお、第 1 の入力信号 I N 1 および第 2 の入力信号 I N 2 は、電圧 ' $V_{in}$ ' をハイレベル、電圧 ' $V_{SS}$ ' をローレベルとする 2 値の信号である。

10

【 0 0 4 8 】

第 1 の期間 ( $t_1 \sim t_2$ ) において、制御回路 1 0 は制御信号 S 1 を電圧 ' $V_{DD}$ ' に設定する。これにより、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n3}$  がオンし、ノード N A は電圧 ' $V_{SS}$ ' に設定され、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  はオンする。

【 0 0 4 9 】

このとき、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n4}$  がオンし、ノード N B も電圧 ' $V_{SS}$ ' に設定されるため、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  はオフする。

第 1 の期間 ( $t_1 \sim t_2$ ) において n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  をオフすることにより、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  および n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  が同時にオンすることによる貫通電流の発生を防止することができる。

20

【 0 0 5 0 】

ノード N A が電圧 ' $V_{SS}$ ' に設定された後の第 2 の期間 ( $t_2 \sim t_3$ ) において、制御回路 1 0 は制御信号 S 1 を電圧 ' $V_{SS}$ ' に戻し、制御信号 S 2 を電圧 ' $V_{SS}$ ' に立ち下げる。これにより、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p2}$  がオンし、ノード N A と p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  のドレインとが接続される。

このとき、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  はオン状態にあり、電源ライン  $V_{DD}$  から p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  を介してノード N A に電流が流れるため、ノード N A の電圧  $V_{NA}$  は電圧 ' $V_{DD}$ ' に向かって上昇する。

30

電圧  $V_{NA}$  が ' $V_{DD} - V_{thp}$ ' に達すると、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  が自らオフするため、電圧  $V_{NA}$  の上昇は停止する。その結果、ノード N A の電圧  $V_{NA}$  は ' $V_{DD} - V_{thp}$ ' に設定される。

【 0 0 5 1 】

p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  がオフした後の第 3 の期間 ( $t_3 \sim t_4$ ) において、制御回路 1 0 は制御信号 S 2 を電圧 ' $V_{DD}$ ' に戻し、制御信号 S 3 を電圧 ' $V_{SS}$ ' に立ち下げる。これにより、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p3}$  がオンし、ノード N B は電圧 ' $V_{DD}$ ' に設定され、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  はオンする。

【 0 0 5 2 】

なお、このとき p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  はオフ状態にあるため、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  がオンに変化しても、両者を貫通する電流は流れない。

40

【 0 0 5 3 】

ノード N B が電圧 ' $V_{DD}$ ' に設定された後の第 4 の期間 ( $t_4 \sim t_5$ ) において、制御回路 1 0 は制御信号 S 3 を電圧 ' $V_{DD}$ ' に戻し、制御信号 S 4 を電圧 ' $V_{DD}$ ' に立ち上げる。これにより、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n2}$  がオンし、ノード N B と n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  のドレインとが接続される。

このとき、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  はオン状態にあり、ノード N B から n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  を介して電源ライン  $V_{SS}$  に電流が流れるため、ノード N B の電圧  $V_{NB}$  は電圧 ' $V_{SS}$ ' に向かって低下する。

電圧  $V_{NB}$  が ' $V_{SS} + V_{thn}$ ' に達すると、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  が自

50

らオフするため、電圧 $V_{NB}$ の低下は停止する。その結果、ノードNBの電圧 $V_{NB}$ は ' $V_{SS} + V_{thn}$ ' に設定される。

【0054】

ノードNAの電圧 $V_{NA}$ が ' $V_{DD} - V_{thp}$ '、ノードNBの電圧 $V_{NB}$ が ' $V_{SS} + V_{thn}$ ' に設定された後、第1の入力信号IN1および第2の入力信号IN2は同相に変化する(時刻 $t_6$ 以降)。

例えば時刻 $t_6 \sim t_7$ において、第1の入力信号IN1および第2の入力信号IN2がローレベル( $V_{SS}$ )になり、電圧 $V_{NA}$ は ' $V_{DD} - V_{thp} - V_{in}$ '、電圧 $V_{NB}$ は ' $V_{SS} + V_{thn}$ ' になる。これにより、p型MOSトランジスタ $Q_{p1}$ がオン、n型MOSトランジスタ $Q_{n1}$ がオフするため、レベルシフト信号Oは電圧 ' $V_{DD}$ ' になる。

10

また、例えば時刻 $t_7 \sim t_8$ において、第1の入力信号IN1および第2の入力信号IN2がハイレベル( $V_{in}$ )になり、電圧 $V_{NA}$ は ' $V_{DD} - V_{thp}$ '、電圧 $V_{NB}$ は ' $V_{SS} + V_{thn} + V_{in}$ ' になる。これにより、n型MOSトランジスタ $Q_{n1}$ がオン、p型MOSトランジスタ $Q_{p1}$ がオフするため、レベルシフト信号Oは電圧 ' $V_{SS}$ ' になる。

【0055】

以上説明したように、本実施形態に係るレベルシフト回路によれば、ノードNAの電圧が ' $V_{DD} - V_{thp}$ ' に設定され、ノードNBの電圧が ' $V_{SS} + V_{thn}$ ' に設定されるため、トランジスタ( $Q_{p1}$ ,  $Q_{n1}$ )のしきい電圧のばらつきに影響されることがなく、安定したレベルシフト動作を行うことができる。

20

また、ノードNAおよびNBの電圧設定期間( $t_1 \sim t_5$ )やレベルシフト動作の期間において、p型MOSトランジスタ $Q_{p1}$ およびn型MOSトランジスタ $Q_{n1}$ が同時にオンすることを防止できるため、レベルシフト動作に伴うリーク電流を抑制し、消費電力を小さくすることができる。

更に、ノードNAおよびNBの電圧が、p型MOSトランジスタ $Q_{p1}$ およびn型MOSトランジスタ $Q_{n1}$ のオン/オフの切り換わり点の電圧にそれぞれ設定されるため、トランジスタのしきい電圧より小さい振幅の信号であってもレベルシフト動作が可能であり、信号の変換範囲を広くすることができる。

【0056】

30

< 第3の実施形態 >

次に、本発明の第3の実施形態について説明する。

第2の実施形態に係るレベルシフト回路(図2)では、高電位側のノードNAの電圧設定を行った後に低電位側のノードNBの電圧設定を行うが、本実施形態に係るレベルシフト回路(図4)では、低電位側のノードNBの電圧設定を行った後に高電位側のノードNAの電圧設定を行う。

【0057】

図4は、本発明の第3の実施形態に係るレベルシフト回路の構成の一例を示す図であり、図1と図3の同一符号は同一の構成を有する。

図4に示すレベルシフト回路は、図1に示すレベルシフト回路における電圧設定回路1として、p型MOSトランジスタ $Q_{p2}$ ,  $Q_{p3}$ ,  $Q_{p4}$ と、n型MOSトランジスタ $Q_{n2}$ ,  $Q_{n3}$ と、制御回路10Aとを有しており、他の構成については図1に示すレベルシフト回路と同じである。

40

【0058】

図4に示すレベルシフト回路において、n型MOSトランジスタ $Q_{n1}$ を含む回路は、本発明の第1のスイッチの一実施形態である。

p型MOSトランジスタ $Q_{p1}$ を含む回路は、本発明の第2のスイッチの一実施形態である。

キャパシタCBは、本発明の第1のキャパシタの一実施形態である。

キャパシタCAは、本発明の第2のキャパシタの一実施形態である。

50



p型MOSトランジスタQp3およびQp4を含む回路は、本発明の第1の電圧供給回路の一実施形態である。

n型MOSトランジスタQn3を含む回路は、本発明の第2の電圧供給回路の一実施形態である。

n型MOSトランジスタQn2を含む回路は、本発明の第3のスイッチの一実施形態である。

p型MOSトランジスタQp2を含む回路は、本発明の第4のスイッチの一実施形態である。

#### 【0059】

p型MOSトランジスタQp3は、ゲートに入力される制御信号S3に応じて、ノードNBに電圧'VDD'を供給する。p型MOSトランジスタQp3は、ノードNBと電源ラインVDDとの間に接続されており、第1の期間(図5の時刻t11~t12)においてオン状態に設定される。

10

#### 【0060】

p型MOSトランジスタQp4は、ゲートに入力される制御信号S3に応じて、ノードNAに電圧'VDD'を供給する。p型MOSトランジスタQp4は、ノードNAと電源ラインVDDとの間に接続されており、第1の期間(図5の時刻t11~t12)においてオン状態に設定される。

#### 【0061】

n型MOSトランジスタQn2は、ゲートに入力される制御信号S4に応じて、n型MOSトランジスタQn1のドレインとノードNBとを接続または遮断するスイッチとして動作する。n型MOSトランジスタQn2は、第2の期間(図5の時刻t12~t13)において、n型MOSトランジスタQn1のドレインとノードNBとを接続する。

20

#### 【0062】

n型MOSトランジスタQn3は、ゲートに入力される制御信号S1に応じて、ノードNAに電圧'VSS'を供給する。n型MOSトランジスタQn3は、ノードNAと電源ラインVSSとの間に接続されており、第3の期間(図5の時刻t13~t14)においてオン状態に設定される。

#### 【0063】

p型MOSトランジスタQp2は、ゲートに入力される制御信号S2に応じて、p型MOSトランジスタQp1のドレインとノードNAとを接続または遮断するスイッチとして動作する。p型MOSトランジスタQp2は、第4の期間(図5の時刻t14~t15)において、p型MOSトランジスタQp1のドレインとノードNAとを接続する。

30

#### 【0064】

制御回路10Aは、ノードNAおよびNBに適切な電圧が設定されるように、上述した制御信号S1~S4を生成する。

すなわち、第1の期間(t11~t12)において、制御信号S3を電圧'VSS'に設定し、他の期間において、制御信号S3を電圧'VDD'に設定する。

第1の期間に続く第2の期間(t12~t13)において、制御信号S4を電圧'VDD'に設定し、他の期間において、制御信号S4を電圧'VSS'に設定する。

40

第2の期間に続く第3の期間(t13~t14)において、制御信号S1を電圧'VDD'に設定し、他の期間において、制御信号S1を電圧'VSS'に設定する。

第3の期間に続く第4の期間(t14~t15)において、制御信号S2を電圧'VSS'に設定し、他の期間において、制御信号S2を電圧'VDD'に設定する。

#### 【0065】

次に、上述した構成を有する図4に示すレベルシフト回路の動作について、図5を参照して説明する。

#### 【0066】

図5は、図4に示すレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である。

図5(A)~(I)の信号波形は、図3(A)~(I)の信号波形に対応する。

50

## 【 0 0 6 7 】

ノードNAおよびNBの電圧設定を行う前の初期の状態において、制御回路10Aは制御信号S1およびS4を電圧‘VSS’、制御信号S2およびS3を電圧‘VDD’に設定し、電圧設定回路の各トランジスタ(Qp2, Qp3, Qp4, Qn2, Qn3)を全てオフさせる。

また、この初期の状態において、第1の入力信号IN1はハイレベルの電圧‘Vin’に設定され、第2の入力信号IN2はローレベルの電圧‘VSS’に設定される。

## 【 0 0 6 8 】

第1の期間(t1 ~ t2)において、制御回路10Aは制御信号S3を電圧‘VSS’に設定する。これにより、p型MOSトランジスタQp3がオンし、ノードNBは電圧‘VDD’に設定され、n型MOSトランジスタQn1はオンする。

10

## 【 0 0 6 9 】

このとき、p型MOSトランジスタQp4がオンし、ノードNAも電圧‘VDD’に設定されるため、p型MOSトランジスタQp1はオフする。

第1の期間(t11 ~ t12)においてp型MOSトランジスタQp1をオフすることにより、p型MOSトランジスタQp1およびn型MOSトランジスタQn1が同時にオンすることによる貫通電流の発生を防止することができる。

## 【 0 0 7 0 】

ノードNBが電圧‘VDD’に設定された後の第2の期間(t12 ~ t13)において、制御回路10Aは制御信号S3を電圧‘VDD’に戻し、制御信号S4を電圧‘VDD’に立ち上げる。これにより、n型MOSトランジスタQn2がオンし、n型MOSトランジスタQn1のドレインとノードNBとが接続される。

20

このとき、n型MOSトランジスタQn1はオン状態にあり、ノードNBからn型MOSトランジスタQn1を介して電源ラインVSSに電流が流れるため、ノードNBの電圧V\_\_NBは電圧‘VSS’に向かって低下する。

電圧V\_\_NBが‘VSS + Vthn’に達すると、n型MOSトランジスタQn1が自らオフするため、電圧V\_\_NBの低下は停止する。その結果、ノードNBの電圧V\_\_NBは‘VSS + Vthn’に設定される。

## 【 0 0 7 1 】

n型MOSトランジスタQn1がオフした後の第3の期間(t13 ~ t14)において、制御回路10Aは制御信号S4を電圧‘VSS’に戻し、制御信号S1を電圧‘VDD’に立ち上げる。これにより、n型MOSトランジスタQn3がオンし、ノードNAは電圧‘VSS’に設定され、p型MOSトランジスタQp1はオンする。

30

## 【 0 0 7 2 】

なお、このときn型MOSトランジスタQn1はオフ状態にあるため、p型MOSトランジスタQp1がオンに変化しても、両者を貫通する電流は流れない。

## 【 0 0 7 3 】

ノードNAが電圧‘VSS’に設定された後の第4の期間(t14 ~ t15)において、制御回路10Aは制御信号S1を電圧‘VSS’に戻し、制御信号S2を電圧‘VSS’に立ち下げる。これにより、p型MOSトランジスタQp2がオンし、p型MOSトランジスタQp1のドレインとノードNAとが接続される。

40

このとき、p型MOSトランジスタQp1はオン状態にあり、電源ラインVDDからp型MOSトランジスタQp1を介してノードNAに電流が流れるため、ノードNAの電圧V\_\_NAは電圧‘VDD’に向かって上昇する。

電圧V\_\_NAが‘VDD - Vthp’に達すると、p型MOSトランジスタQp1が自らオフするため、電圧V\_\_NAの上昇は停止する。その結果、ノードNAの電圧V\_\_NAは‘VDD - Vthp’に設定される。

## 【 0 0 7 4 】

ノードNAの電圧V\_\_NAが‘VDD - Vthp’、ノードNBの電圧V\_\_NBが‘VSS + Vthn’に設定された後の動作については、図2に示すレベルシフト回路と同様

50

である。

例えば時刻  $t_{16} \sim t_{17}$  において、第 1 の入力信号  $IN_1$  および第 2 の入力信号  $IN_2$  がローレベル ( $V_{SS}$ ) になると、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  がオン、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  がオフし、レベルシフト信号  $O$  は電圧 ' $V_{DD}$ ' になる。

また、例えば時刻  $t_{17} \sim t_{18}$  において、第 1 の入力信号  $IN_1$  および第 2 の入力信号  $IN_2$  がハイレベル ( $V_{in}$ ) になると、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  がオン、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  がオフし、レベルシフト信号  $O$  は電圧 ' $V_{SS}$ ' になる。

#### 【0075】

以上説明したように、本実施形態に係るレベルシフト回路においても、図 2 に示すレベルシフト回路と同様な動作が実現されるため、これと同様な効果を奏することができる。

すなわち、ノード  $NA$  の電圧が ' $V_{DD} - V_{thp}$ '、ノード  $NB$  の電圧が ' $V_{SS} + V_{thn}$ ' に設定されるため、トランジスタ ( $Q_{p1}$ ,  $Q_{n1}$ ) のしきい電圧のばらつきに影響されることなく、安定したレベルシフト動作を行うことができる。

また、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  および n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  が同時にオンすることを防止できるため、レベルシフト動作に伴うリーク電流を抑制できる。

また、ノード  $NA$  および  $NB$  の電圧が、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  および n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  のオン/オフの切り換わり点の電圧にそれぞれ設定されるため、トランジスタのしきい電圧より小さい振幅の信号であってもレベルシフト動作が可能である。

#### 【0076】

##### < 第 4 の実施形態 >

次に、本発明の第 4 の実施形態について説明する。

第 2 および第 3 の実施形態に係るレベルシフト回路では、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  および n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  が同時にオンすることによる貫通電流の発生を防ぐため、ノード  $NA$  および  $NB$  の電圧設定が別々に行われているが、本実施形態に係るレベルシフト回路では、両者の電圧設定を並行に行う。

#### 【0077】

図 6 は、本発明の第 4 の実施形態に係るレベルシフト回路の構成の一例を示す図であり、図 1 と図 6 の同一符号は同一の構成を有する。

図 6 に示すレベルシフト回路は、図 1 に示すレベルシフト回路における電圧設定回路 1 として、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p2}$ ,  $Q_{p3}$ ,  $Q_{p5}$  と、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n2}$ ,  $Q_{n3}$ ,  $Q_{n5}$  と、制御回路 10B とを有しており、他の構成については図 1 に示すレベルシフト回路と同じである。

#### 【0078】

図 6 に示すレベルシフト回路において、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  を含む回路は、本発明の第 1 のスイッチの一実施形態である。

n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  を含む回路は、本発明の第 2 のスイッチの一実施形態である。

キャパシタ  $CA$  は、本発明の第 1 のキャパシタの一実施形態である。

キャパシタ  $CB$  は、本発明の第 2 のキャパシタの一実施形態である。

n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n3}$  を含む回路は、本発明の第 1 の電圧供給回路の一実施形態である。

p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p3}$  を含む回路は、本発明の第 2 の電圧供給回路の一実施形態である。

p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p2}$  を含む回路は、本発明の第 3 のスイッチの一実施形態である。

n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n2}$  を含む回路は、本発明の第 4 のスイッチの一実施形態である。

p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p5}$  および n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n5}$  を含む回路は、本発明の第 5 のスイッチの一実施形態である。

## 【 0 0 7 9 】

n型MOSトランジスタQ n 3は、ゲートに入力される制御信号S 1に応じて、ノードN Aに電圧‘ V S S ’を供給する。n型MOSトランジスタQ n 3は、ノードN Aと電源ラインV S Sとの間に接続されており、第1の期間(図7の時刻t 2 1 ~ t 2 2)においてオン状態に設定される。

## 【 0 0 8 0 】

p型MOSトランジスタQ p 2は、ゲートに入力される制御信号S 2に応じて、p型MOSトランジスタQ p 1のドレインとノードN Aとを接続または遮断するスイッチとして動作する。p型MOSトランジスタQ p 2は、第2の期間(図7の時刻t 2 2 ~ t 2 3)において、p型MOSトランジスタQ p 1のドレインとノードN Aとを接続する。

10

## 【 0 0 8 1 】

p型MOSトランジスタQ p 3は、ゲートに入力される制御信号S 3に応じて、ノードN Bに電圧‘ V D D ’を供給する。p型MOSトランジスタQ p 3は、ノードN Bと電源ラインV D Dとの間に接続されており、第1の期間(図7の時刻t 2 1 ~ t 2 2)においてオン状態に設定される。

## 【 0 0 8 2 】

n型MOSトランジスタQ n 2は、ゲートに入力される制御信号S 4に応じて、n型MOSトランジスタQ n 1のドレインとノードN Bとを接続または遮断するスイッチとして動作する。n型MOSトランジスタQ n 2は、第2の期間(図7の時刻t 2 2 ~ t 2 3)において、n型MOSトランジスタQ n 1のドレインとノードN Bとを接続する。

20

## 【 0 0 8 3 】

p型MOSトランジスタQ p 5は、ゲートに入力される制御信号S 5に応じて、p型MOSトランジスタQ p 1のドレインとレベルシフト信号Oの出力端子とを接続または遮断するスイッチとして動作する。p型MOSトランジスタQ p 5は、第1の期間および第2の期間(図7のt 2 1 ~ t 2 3)において、オフ状態に設定される。

## 【 0 0 8 4 】

n型MOSトランジスタQ n 5は、ゲートに入力される制御信号S 6に応じて、n型MOSトランジスタQ n 1のドレインとレベルシフト信号Oの出力端子とを接続または遮断するスイッチとして動作する。n型MOSトランジスタQ n 5は、第1の期間および第2の期間(図7のt 2 1 ~ t 2 3)において、オフ状態に設定される。

30

## 【 0 0 8 5 】

制御回路1 0 Bは、ノードN AおよびN Bに適切な電圧が設定されるように、上述した制御信号S 1 ~ S 6を生成する。

すなわち、第1の期間(t 2 1 ~ t 2 2)において、制御信号S 1を電圧‘ V D D ’、制御信号S 3を電圧‘ V S S ’に設定し、他の期間において、制御信号S 1を電圧‘ V S S ’、制御信号S 3を電圧‘ V D D ’に設定する。制御信号S 1およびS 3は逆相の信号となる。

また、第1の期間に続く第2の期間(t 2 2 ~ t 2 3)において、制御信号S 2を電圧‘ V S S ’、制御信号S 4を電圧‘ V D D ’に設定し、他の期間において、制御信号S 2を電圧‘ V D D ’、制御信号S 4を電圧‘ V S S ’に設定する。制御信号S 2およびS 4は逆相の信号となる。

40

更に、第1の期間および第2の期間(t 2 1 ~ t 2 3)において、制御信号S 5を電圧‘ V D D ’、制御信号S 6を電圧‘ V S S ’に設定し、他の期間において、制御信号S 5を電圧‘ V S S ’、制御信号S 6を電圧‘ V D D ’に設定する。制御信号S 5およびS 6は逆相の信号となる。

## 【 0 0 8 6 】

次に、上述した構成を有する図6に示すレベルシフト回路の動作について、図7を参照して説明する。

## 【 0 0 8 7 】

図7は、図6に示すレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である。

50

図 7 ( A ) は、制御信号 S 3 の電圧波形を示す。

図 7 ( B ) は、制御信号 S 2 の電圧波形を示す。

図 7 ( C ) は、制御信号 S 5 の電圧波形を示す。

図 7 ( D ) ~ ( H ) の信号波形は、図 3 ( E ) ~ ( I ) の信号波形に対応する。

【 0 0 8 8 】

なお、制御信号 S 1 の電圧波形は、図 7 ( A ) に示す制御信号 S 3 に対して逆相になる

。制御信号 S 4 の電圧波形は、図 7 ( B ) に示す制御信号 S 2 に対して逆相になる。

制御信号 S 6 の電圧波形は、図 7 ( C ) に示す制御信号 S 5 に対して逆相になる。

【 0 0 8 9 】

ノード N A および N B の電圧設定を行う前の初期の状態において、制御回路 1 0 B は制御信号 S 1 および S 4 を電圧 ' V S S '、制御信号 S 2 および S 3 を電圧 ' V D D ' に設定し、トランジスタ Q p 2、Q p 3、Q n 2、Q n 3 をオフさせる。

また、この初期の状態において、第 1 の入力信号 I N 1 はハイレベルの電圧 ' V i n ' に設定され、第 2 の入力信号 I N 2 はローレベルの電圧 ' V S S ' に設定される。

【 0 0 9 0 】

第 1 の期間 ( t 2 1 ~ t 2 2 ) において、制御回路 1 0 B は制御信号 S 1 を電圧 ' V D D ' に設定し、制御信号 S 3 を電圧 ' V S S ' に設定する。これにより、n 型 MOS トランジスタ Q n 3 および p 型 MOS トランジスタ Q p 3 が共にオンし、ノード N A が電圧 ' V S S '、ノード N B が電圧 ' V D D ' に設定される。これにより、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 および n 型 MOS トランジスタ Q n 1 が共にオンする。

一方、このとき制御回路 1 0 B は制御信号 S 5 を電圧 ' V D D '、制御信号 S 6 を電圧 ' V S S ' に設定するため、p 型 MOS トランジスタ Q p 5 および n 型 MOS トランジスタ Q n 5 が共にオフする。そのため、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 および n 型 MOS トランジスタ Q n 1 が同時にオンしても、貫通電流は流れない。

【 0 0 9 1 】

ノード N A が電圧 ' V S S '、ノード N B が電圧 ' V D D ' に設定された後の第 2 の期間 ( t 2 2 ~ t 2 3 ) において、制御回路 1 0 B は制御信号 S 1 を電圧 ' V S S '、制御信号 S 3 を電圧 ' V D D ' に戻し、代わりに制御信号 S 2 を電圧 ' V S S '、制御信号 S 4 を電圧 ' V D D ' に設定する。これにより、p 型 MOS トランジスタ Q p 2 がオンし、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 のドレインとノード N A とが接続されるとともに、n 型 MOS トランジスタ Q n 2 がオンし、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 のドレインとノード N B とが接続される。

このとき、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 はオン状態にあるため、ノード N A の電圧 V \_ N A は電圧 ' V D D ' に向かって上昇し、この電圧 V \_ N A が ' V D D - V t h p ' に達したところで、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 が自らオフする。また、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 はオン状態にあるため、ノード N B の電圧 V \_ N B は電圧 ' V S S ' に向かって低下し、この電圧 V \_ N B が ' V S S + V t h n ' に達したところで、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 が自らオフする。

その結果、ノード N A の電圧 V \_ N A は ' V D D - V t h p ' に設定され、ノード N B の電圧 V \_ N B は ' V S S + V t h n ' に設定される。

【 0 0 9 2 】

なお、この第 2 の期間 ( t 2 2 ~ t 2 3 ) において、制御回路 1 0 B は制御信号 S 5 を電圧 ' V D D '、制御信号 S 6 を電圧 ' V S S ' に引き続き設定するため、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 および n 型 MOS トランジスタ Q n 1 が同時にオンする状態になっても、貫通電流は流れない。

【 0 0 9 3 】

ノード N A の電圧 V \_ N A が ' V D D - V t h p '、ノード N B の電圧 V \_ N B が ' V S S + V t h n ' に設定された後の動作については、図 2 に示すレベルシフト回路と同様である。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 9 4 】

以上説明したように、本実施形態に係るレベルシフト回路においても、図 2 に示すレベルシフト回路と同様な動作が実現されるため、これと同様な効果を奏することができる。

すなわち、ノード N A の電圧が ' $V_{DD} - V_{thp}$ '、ノード N B の電圧が ' $V_{SS} + V_{thn}$ ' に設定されるため、トランジスタ ( $Q_{p1}$ ,  $Q_{n1}$ ) のしきい電圧のばらつきに影響されることなく、安定したレベルシフト動作を行うことができる。

また、ノード N A および N B の電圧が、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  および n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  のオン / オフの切り換わり点の電圧にそれぞれ設定されるため、トランジスタのしきい電圧より小さい振幅の信号であってもレベルシフト動作が可能である。

10

## 【 0 0 9 5 】

また、本実施形態に係るレベルシフト回路によれば、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  および n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  が同時にオンする期間において、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p5}$  および n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n5}$  をオフさせることにより、貫通電流の発生を確実に防止することができる。

## 【 0 0 9 6 】

更に、本実施形態に係るレベルシフト回路によれば、ノード N A および N B の電圧設定を並行に行うことができるため、この電圧設定に伴ってレベルシフト信号 O の出力が無効になる期間を短縮することができる。

## 【 0 0 9 7 】

< 第 5 の実施形態 >

次に、本発明の第 5 の実施形態について説明する。

20

## 【 0 0 9 8 】

図 8 は、本発明の第 5 の実施形態に係るレベルシフト回路の構成の一例を示す図であり、図 6 と図 8 の同一符号は同一の構成要素を示す。

図 8 に示すレベルシフト回路は、図 6 に示すレベルシフト回路における制御回路 10 B を制御回路 10 C に置き換え、更に、キャパシタ C A および C B に対して共通の入力信号 I N を印加したものであり、他の構成については図 6 に示すレベルシフト回路と同じである。

## 【 0 0 9 9 】

制御回路 10 C は、次のようなタイミングの制御信号 S 1 ~ S 6 を生成する。

すなわち、第 1 の期間 (図 9 の時刻  $t_{31} \sim t_{32}$ ) において、制御信号 S 1 を電圧 ' $V_{DD}$ ' に設定し、他の期間において、制御信号 S 1 を電圧 ' $V_{SS}$ ' に設定する。

第 1 の期間に続く第 2 の期間 (図 9 の時刻  $t_{32} \sim t_{33}$ ) において、制御信号 S 2 を電圧 ' $V_{SS}$ ' に設定し、他の期間において、制御信号 S 2 を電圧 ' $V_{DD}$ ' に設定する。

30

第 2 の期間に続く第 3 の期間 (図 9 の時刻  $t_{33} \sim t_{34}$ ) において、制御信号 S 3 を電圧 ' $V_{SS}$ ' に設定し、他の期間において、制御信号 S 3 を電圧 ' $V_{DD}$ ' に設定する。

第 3 の期間に続く第 4 の期間 (図 9 の時刻  $t_{34} \sim t_{35}$ ) において、制御信号 S 4 を電圧 ' $V_{DD}$ ' に設定し、他の期間において、制御信号 S 4 を電圧 ' $V_{SS}$ ' に設定する。

40

制御信号 S 5 は、第 1 の期間 ~ 第 4 の期間 (図 9 の時刻  $t_{31} \sim t_{35}$ ) において電圧 ' $V_{DD}$ ' に設定し、他の期間において電圧 ' $V_{SS}$ ' に設定する。

制御信号 S 6 は、第 1 の期間 ~ 第 4 の期間 (図 9 の時刻  $t_{31} \sim t_{35}$ ) において電圧 ' $V_{SS}$ ' に設定し、他の期間において電圧 ' $V_{DD}$ ' に設定する。

## 【 0 1 0 0 】

上述した構成を有する図 8 に示すレベルシフト回路の動作について、図 9 を参照して説明する。

## 【 0 1 0 1 】

50

図 9 は、図 8 に示すレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である。

図 9 ( A ) ~ ( D ) , ( H ) ~ ( J ) の信号波形は、図 3 ( A ) ~ ( D ) , ( G ) ~ ( I ) の信号波形に対応する。

図 9 ( E ) は、制御信号 S 5 の電圧波形を示す。

図 9 ( F ) は、制御信号 S 6 の電圧波形を示す。

図 9 ( G ) は、入力信号 I N の電圧波形を示す。

#### 【 0 1 0 2 】

ノード N A および N B の電圧設定を行う前の初期の状態において、制御回路 1 0 C は制御信号 S 1 および S 4 を電圧 ' V S S '、制御信号 S 2 および S 3 を電圧 ' V D D ' に設定する。この場合、トランジスタ Q p 2 , Q p 3 , Q n 2 , Q n 3 はオフに設定される。

一方、この初期の状態において、入力信号 I N は、ハイレベル ( V i n ) とローレベル ( V S S ) との間で任意に変化する状態にある。

#### 【 0 1 0 3 】

入力信号 I N がハイレベル ( V i n ) になる第 1 の期間 ( t 3 1 ~ t 3 2 ) において、制御回路 1 0 C は制御信号 S 1 を電圧 ' V D D ' に設定する。これにより、n 型 MOS トランジスタ Q n 3 がオンし、ノード N A が電圧 ' V S S ' に設定され、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 がオンする。

#### 【 0 1 0 4 】

ノード N A が電圧 ' V S S ' に設定された後の第 2 の期間 ( t 3 2 ~ t 3 3 ) において、制御回路 1 0 C は制御信号 S 1 を電圧 ' V S S ' に戻し、制御信号 S 2 を電圧 ' V S S ' に立ち下げる。これにより、p 型 MOS トランジスタ Q p 2 がオンし、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 のドレインとノード N A とが接続される。

このとき、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 はオン状態にあるため、ノード N A の電圧 V \_ N A は電圧 ' V D D ' に向かって上昇する。電圧 V \_ N A が ' V D D - V t h p ' に達したところで、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 が自らオフし、ノード N A の電圧 V \_ N A は ' V D D - V t h p ' に設定される。

#### 【 0 1 0 5 】

p 型 MOS トランジスタ Q p 1 がオフした後、入力信号 I N がローレベル ( V S S ) になる第 3 の期間 ( t 3 3 ~ t 3 4 ) において、制御回路 1 0 C は制御信号 S 2 を電圧 ' V D D ' に戻し、制御信号 S 3 を電圧 ' V S S ' に立ち下げる。これにより、p 型 MOS トランジスタ Q p 3 がオンし、ノード N B が電圧 ' V D D ' に設定され、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 がオンする。

#### 【 0 1 0 6 】

ノード N B が電圧 ' V D D ' に設定された後の第 4 の期間 ( t 4 ~ t 5 ) において、制御回路 1 0 C は制御信号 S 3 を電圧 ' V D D ' に戻し、制御信号 S 4 を電圧 ' V D D ' に立ち上げる。これにより、n 型 MOS トランジスタ Q n 2 がオンし、ノード N B と n 型 MOS トランジスタ Q n 1 のドレインとが接続される。

このとき、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 はオン状態にあるため、ノード N B の電圧 V \_ N B は電圧 ' V S S ' に向かって低下する。電圧 V \_ N B が ' V S S + V t h n ' に達したところで、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 が自らオフし、ノード N B の電圧 V \_ N B は ' V S S + V t h n ' に設定される。

#### 【 0 1 0 7 】

上述した第 1 の期間 ~ 第 4 の期間 ( t 3 1 ~ t 3 5 ) を通じて、制御回路 1 0 B は制御信号 S 5 を電圧 ' V D D '、制御信号 S 6 を電圧 ' V S S ' に設定する。これにより、p 型 MOS トランジスタ Q p 5 および n 型 MOS トランジスタ Q n 5 がオフするため、この期間において p 型 MOS トランジスタ Q p 1 および n 型 MOS トランジスタ Q n 1 が同時にオンする状態になっても、貫通電流は流れない。

#### 【 0 1 0 8 】

ノード N A の電圧 V \_ N A が ' V D D - V t h p '、ノード N B の電圧 V \_ N B が ' V S S + V t h n ' に設定された後の動作については、図 2 に示すレベルシフト回路と同様

10

20

30

40

50

である。

#### 【0109】

以上説明したように、本実施形態に係るレベルシフト回路においても、図2に示すレベルシフト回路と同様な動作が実現されるため、これと同様な効果を奏することができる。

すなわち、ノードNAの電圧が ' $V_{DD} - V_{thp}$ '、ノードNBの電圧が ' $V_{SS} + V_{thn}$ ' に設定されるため、トランジスタ ( $Q_{p1}$ ,  $Q_{n1}$ ) のしきい電圧のばらつきに影響されることなく、安定したレベルシフト動作を行うことができる。

また、ノードNAおよびNBの電圧が、p型MOSトランジスタ  $Q_{p1}$  および n型MOSトランジスタ  $Q_{n1}$  のオン/オフの切り換わり点の電圧にそれぞれ設定されるため、トランジスタのしきい電圧より小さい振幅の信号であってもレベルシフト動作が可能である。

10

#### 【0110】

また、本実施形態に係るレベルシフト回路によれば、ノードNAおよびNBの電圧を設定する期間 ( $t_{31} \sim t_{35}$ ) において p型MOSトランジスタ  $Q_{p5}$  および n型MOSトランジスタ  $Q_{n5}$  をオフさせることにより、貫通電流の発生を確実に防止することができる。

#### 【0111】

更に、本実施形態に係るレベルシフト回路によれば、入力信号 IN がハイレベル ( $V_{in}$ ) のときにノードNAの電圧設定 (第1の期間および第2の期間) を行い、入力信号 IN がローレベル ( $V_{SS}$ ) のときにノードNBの電圧設定 (第3の期間および第4の期間) を行う。これにより、第2～第4の実施形態に係るレベルシフト回路のように、2つの入力信号 ( $IN1$ ,  $IN2$ ) を同時に別の電圧に設定する必要がないため、回路構成を簡易化することができる。

20

#### 【0112】

< 第6の実施形態 >

次に、本発明の第6の実施形態について説明する。

#### 【0113】

第6の実施形態に係るレベルシフト回路は、例えば図8に示すレベルシフト回路と同様の構成を有しており、両者の違いは、p型MOSトランジスタ  $Q_{p5}$  および n型MOSトランジスタ  $Q_{n6}$  の制御方法にある。

30

#### 【0114】

図10は、第6の実施形態に係るレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である。

図10(A)～(J)の信号波形は、図9(A)～(J)の信号波形に対応する。

#### 【0115】

本実施形態に係るレベルシフト回路では、図10(E)に示すように、入力信号 IN がハイレベル ( $V_{in}$ ) になる第1の期間および第2の期間 ( $t_{31} \sim t_{33}$ ) において、制御信号 S5 および S6 が電圧 ' $V_{DD}$ ' に設定される。これにより、p型MOSトランジスタ  $Q_{p5}$  がオフ、n型MOSトランジスタ  $Q_{n5}$  がオンするため、レベルシフト信号 O の出力端子は n型MOSトランジスタ  $Q_{n1}$  を介して電源ライン VSS に接続される。

40

#### 【0116】

ここで、図10(I)に示すように、この第1の期間および第2の期間 ( $t_{31} \sim t_{33}$ ) においてノードNBの電圧  $V_{NB}$  が ' $V_{SS} + V_{thn} + V_{in}$ ' 程度まで上昇しているものとする、この期間において n型MOSトランジスタ  $Q_{n1}$  はオンするため、レベルシフト信号 O は電圧 ' $V_{SS}$ ' になる。

#### 【0117】

また、本実施形態に係るレベルシフト回路では、図10(F)に示すように、入力信号 IN がローレベル ( $V_{SS}$ ) になる第3の期間および第4の期間 ( $t_{33} \sim t_{35}$ ) において、制御信号 S5 および S6 が電圧 ' $V_{SS}$ ' に設定される。これにより、p型MOSトランジスタ  $Q_{p5}$  がオン、n型MOSトランジスタ  $Q_{n5}$  がオフするため、レベルシフ

50



ト信号Oの出力端子はp型MOSトランジスタQp1を介して電源ラインVDDに接続される。

【0118】

ここで、図10(H)に示すように、この第3の期間および第4の期間( $t_{33} \sim t_{35}$ )においてノードNAの電圧 $V_{NB}$ が' $VDD - V_{thp} - V_{in}$ '程度まで低下しているものとする、この期間においてp型MOSトランジスタQp1はオンするため、レベルシフト信号Oは電圧' $VDD$ 'になる。

【0119】

このように、本実施形態に係るレベルシフト回路では、入力信号INがハイレベル( $V_{in}$ )になる期間においてノードNAの電圧設定を行い、かつ、そのときにp型MOSトランジスタQp5をオフ、n型MOSトランジスタQn5をオンさせることにより、ノードNAの電圧設定を行いながら、これと並行して、入力信号INに応じた電圧' $VSS$ 'のレベルシフト信号Oを出力することができる。同様に、入力信号INがローレベル( $VSS$ )になる期間においてノードNBの電圧設定を行い、かつ、そのときにp型MOSトランジスタQp5をオン、n型MOSトランジスタQn5をオフさせることにより、ノードNBの電圧設定を行いながら、これと並行して、入力信号INに応じた電圧' $VDD$ 'のレベルシフト信号Oを出力することができる。

つまり、本実施形態に係るレベルシフト回路によれば、ノードNAおよびNBの電圧設定と並行して、レベルシフト信号Oを出力することができる。

【0120】

<第7の実施形態>

次に、本発明の第7の実施形態について説明する。

【0121】

第7の実施形態に係るレベルシフト回路は、p型MOSトランジスタQp2およびn型MOSトランジスタQn2の制御方法に関して、上述した実施形態(第2～第6の実施形態)に係るレベルシフト回路と異なっている。

すなわち、第7の実施形態に係るレベルシフト回路は、ノードNAに電圧' $VSS$ 'を供給する期間(第1の期間)において、p型MOSトランジスタQp2がオンする。また、ノードNBに電圧' $VDD$ 'を供給する期間(第3の期間)において、n型MOSトランジスタQn2がオンする。

これにより、第1の期間においてp型MOSトランジスタQp1のドレイン電圧を' $VSS$ 'に初期化するとともに、第3の期間においてn型MOSトランジスタQn1のドレイン電圧を' $VDD$ 'に初期化する。

【0122】

ここでは一例として、本実施形態に係るレベルシフト回路の構成が図8に示すレベルシフト回路と同じであるものとする。また、各トランジスタの制御方法が、p型MOSトランジスタQp2およびn型MOSトランジスタQn2を除いて、第6の実施形態に係るレベルシフト回路と同じであるものとする。

【0123】

図11は、第7の実施形態に係るレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である。

図11(A)～(J)の信号波形は、図9(A)～(J)の信号波形に対応する。

【0124】

本実施形態に係るレベルシフト回路では、図11(B)に示すように、p型MOSトランジスタQp1がオンする第1の期間( $t_{31} \sim t_{32}$ )において、制御信号S2がローレベル( $VSS$ )に設定されることにより、p型MOSトランジスタQp2がオンする。p型MOSトランジスタQp2がオンすると、p型MOSトランジスタQp1のドレイン電圧は' $VSS$ 'に初期化される。

第1の期間( $t_{31} \sim t_{32}$ )においてp型MOSトランジスタQp5がオフしているため、このときp型MOSトランジスタQp2がオフすると、p型MOSトランジスタQ

10

20

30

40

50

p 1 のドレインはフローティング状態になる。これに対し、本実施形態に係るレベルシフト回路では、第 1 の期間において p 型 MOS トランジスタ Q p 2 がオンするため、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 のドレイン電圧安定化することができる。

【 0 1 2 5 】

第 1 の期間 ( t 3 1 ~ t 3 2 ) においてノード N A が ' V S S ' に設定されると、次に第 2 の期間 ( t 3 2 ~ t 3 3 ) において p 型 MOS トランジスタ Q p 1 がオフする。このとき p 型 MOS トランジスタ Q p 2 はオンのままであるため、ノード N A の電圧は ' V S S ' から ' V S S - V t h p ' まで上昇する。

【 0 1 2 6 】

次に、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 がオンする第 3 の期間 ( t 3 3 ~ t 3 4 ) において、制御信号 S 4 がハイレベル ( V D D ) に設定されることにより、n 型 MOS トランジスタ Q n 2 がオンする。n 型 MOS トランジスタ Q n 2 がオンすると、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 のドレイン電圧は ' V D D ' に初期化される。

第 3 の期間 ( t 3 3 ~ t 3 4 ) において n 型 MOS トランジスタ Q n 5 がオフしているため、このとき n 型 MOS トランジスタ Q n 2 がオフすると、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 のドレインはフローティング状態になる。これに対し、本実施形態に係るレベルシフト回路では、第 3 の期間において n 型 MOS トランジスタ Q n 2 がオンするため、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 のドレイン電圧を安定化することができる。

【 0 1 2 7 】

第 3 の期間 ( t 3 3 ~ t 3 4 ) においてノード N B が ' V D D ' に設定されると、次に第 4 の期間 ( t 3 4 ~ t 3 5 ) において n 型 MOS トランジスタ Q n 1 がオフする。このとき n 型 MOS トランジスタ Q n 2 はオンのままであるため、ノード N B の電圧は ' V D D ' から ' V D D - V t h n ' まで低下する。

【 0 1 2 8 】

このように、本実施形態に係るレベルシフト回路では、ノード N A の電圧設定を行う第 1 の期間および第 2 の期間において p 型 MOS トランジスタ Q p 2 がオンすることにより、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 のドレイン電圧を ' V S S ' に安定化することができる。同様に、ノード N B の電圧設定を行う第 3 の期間および第 4 の期間において n 型 MOS トランジスタ Q n 2 がオンすることにより、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 のドレイン電圧を ' V D D ' に安定化することができる。

【 0 1 2 9 】

また、本実施形態に係るレベルシフト回路によれば、p 型 MOS トランジスタ Q p 5 の制御信号 S 5 ( 図 1 1 ( E ) ) を論理反転することによって p 型 MOS トランジスタ Q p 2 の制御信号 S 2 ( 図 1 1 ( B ) ) を生成できるとともに、n 型 MOS トランジスタ Q n 5 の制御信号 S 6 ( 図 1 1 ( F ) ) を論理反転することによって n 型 MOS トランジスタ Q n 2 の制御信号 S 4 ( 図 1 1 ( D ) ) を生成できる。そのため、制御回路の構成を簡易化することができる。

もし、p 型 MOS トランジスタ Q p 2 を n 型 MOS トランジスタに置換し、n 型 MOS トランジスタ Q n 2 を p 型 MOS トランジスタ Q に置換すれば、制御信号 S 2 と S 5 を共通化し、制御信号 S 4 と S 6 を共通化できるため、制御回路を更に簡易化することができる。

【 0 1 3 0 】

< 第 8 の実施形態 >

次に、本発明の第 8 の実施形態について説明する。

【 0 1 3 1 】

本実施形態に係るレベルシフト回路は、上述した実施形態 ( 第 2 ~ 第 6 の実施形態 ) に係るレベルシフト回路において、p 型 MOS トランジスタ Q p 2 を n 型 MOS トランジスタに置換し、n 型 MOS トランジスタ Q n 2 を p 型 MOS トランジスタに置換し、かつ、これらのトランジスタをブートストラップ方式によって駆動する回路を設けたものである。

【 0 1 3 2 】

図 12 は、本実施形態に係るレベルシフト回路の構成の一例を示す図である。

本実施形態に係るレベルシフト回路は、図 12 に示すように、図 8 に示すレベルシフト回路における p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p2}$  を n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n21}$  に置換し、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n2}$  を p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p21}$  に置換し、更にブートストラップ方式の駆動回路として n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n7}$  および p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p7}$  を設けたものである。

n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n21}$  は、本発明の第 1 スイッチ素子の一実施形態である。

n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n7}$  は、本発明の第 2 スイッチ素子の一実施形態である。

p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p21}$  は、本発明の第 3 スイッチ素子の一実施形態である。

p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p7}$  は、本発明の第 4 スイッチ素子の一実施形態である。

10

#### 【0133】

n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n7}$  は、そのゲートが電源ライン  $V_{DD}$  に接続され、そのソースが n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n21}$  のゲートに接続され、そのドレインに制御信号  $S_2$  が入力される。

p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p7}$  は、そのゲートが電源ライン  $V_{DD}$  に接続され、そのソースが p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p21}$  のゲートに接続され、そのドレインに制御信号  $S_4$  が入力される。

#### 【0134】

図 12 に示すレベルシフト回路における制御信号 ( $S_1 \sim S_6$ ) のタイミング関係は、第 6 の実施形態に係るレベルシフト回路と同じである。ただし、両者の制御信号  $S_1$ ,  $S_2$  の論理値は反転している (図 10 (B) と図 13 (B) 並びに図 10 (D) と図 13 (D) を参照)。

20

#### 【0135】

図 13 は、第 8 の実施形態に係るレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である。

図 13 (A) ~ (I), (L) の信号波形は、図 10 (A) ~ (I), (J) の信号波形にそれぞれ対応する。

図 13 (J) の信号波形は、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n21}$  のゲートと n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n7}$  のソースとが接続されるノード  $N_C$  の電圧 ' $V_{NC}$ ' を示す。

図 13 (K) の信号波形は、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p21}$  のゲートと p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p7}$  のソースとが接続されるノード  $N_D$  の電圧 ' $V_{ND}$ ' を示す。

30

#### 【0136】

なお、以下の説明において ' $V_{thn}(Q_{n7})$ '、' $V_{thn}(Q_{n21})$ ' はそれぞれ n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n7}$ 、 $Q_{n21}$  のしきい電圧を示す。

' $V_{thp}(Q_{p7})$ '、' $V_{thp}(Q_{p21})$ ' はそれぞれ p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p7}$ 、 $Q_{p21}$  のしきい電圧を示す。

' $V_{thp}(Q_{p1})$ '、' $V_{thn}(Q_{n1})$ ' はそれぞれ p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$ 、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  のしきい電圧を示す。

#### 【0137】

第 1 の期間 ( $t_{31} \sim t_{32}$ ) において、制御信号  $S_1$  がハイレベル ( $V_{DD}$ )、制御信号  $S_2$  がローレベル ( $V_{SS}$ ) に設定され、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n3}$  および  $Q_{n7}$  がオンする。n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n3}$  がオンすると、ノード  $N_A$  の電圧  $V_{NA}$  (図 13 (H)) が電圧 ' $V_{SS}$ ' に設定されるため、p 型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  がオンする。また、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n7}$  がオンすると、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n21}$  のゲートにはローレベル ( $V_{SS}$ ) の制御信号  $S_2$  が入力されるため、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n21}$  がオフする。

40

#### 【0138】

次に第 2 の期間 ( $t_{32} \sim t_{33}$ ) において、制御信号  $S_1$  がローレベル ( $V_{SS}$ )、制御信号  $S_2$  がハイレベル ( $V_{DD}$ ) に設定され、n 型 MOS トランジスタ  $Q_{n3}$  がオフする。

50

制御信号  $S_2$  がハイレベル ( $V_{DD}$ ) に設定されると、ノード  $NC$  には  $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n7}$  を介して電圧 ' $V_{DD}$ ' が供給されるため、ノード  $NC$  の電圧  $V_{NC}$  は ' $V_{DD} - V_{thn}(Q_{n7})$ ' に設定される。これにより、 $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n21}$  がオンする。

$n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n21}$  がオンすると、ノード  $NA$  には  $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  および  $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n21}$  を介して電圧 ' $V_{DD}$ ' が供給されるため、ノード  $NA$  の電圧  $V_{NA}$  が時間と共に上昇する (図 13 (H))。

【0139】

ノード  $NA$  の電圧  $V_{NA}$  が ' $V_{DD} - V_{thn}(Q_{n7}) - V_{thn}(Q_{n21})$ ' に達すると、ノード  $NC$  の電圧  $V_{NC}$  が ' $V_{DD} - V_{thn}(Q_{n7})$ ' に達し、 $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n7}$  がオンからオフへ切り替わる。ノード  $NA$  の電圧が更に上昇すると、 $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n21}$  のゲートとドレインとの間の寄生的な容量素子に蓄積される電荷によって、ノード  $NC$  の電圧  $V_{NC}$  が正側に押し上げられるため、電圧  $V_{NC}$  は電圧  $V_{NA}$  と共に上昇する (図 13 (J))。

ノード  $NA$  の電圧  $V_{NA}$  が ' $V_{DD} - V_{thp}(Q_{p1})$ ' に達すると、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  がオンからオフへ切り替わり、ノード  $NA$  の電圧上昇が停止する。これにより、ノード  $NA$  の電圧は ' $V_{DD} - V_{thp}(Q_{p1})$ ' に設定される。

【0140】

次に第 3 の期間 ( $t_{33} \sim t_{34}$ ) において、制御信号  $S_3$  がローレベル ( $V_{SS}$ )、制御信号  $S_4$  がハイレベル ( $V_{DD}$ ) に設定され、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p3}$  および  $Q_{p7}$  がオンする。 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p3}$  がオンすると、ノード  $NB$  の電圧  $V_{NB}$  (図 13 (I)) が電圧 ' $V_{DD}$ ' に設定されるため、 $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  がオンする。また、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p7}$  がオンすると、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p21}$  のゲートにはハイレベル ( $V_{DD}$ ) の制御信号  $S_4$  が入力されるため、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p21}$  がオフする。

【0141】

次に第 4 の期間 ( $t_{34} \sim t_{35}$ ) において、制御信号  $S_3$  がハイレベル ( $V_{DD}$ )、制御信号  $S_4$  がローレベル ( $V_{SS}$ ) に設定され、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p3}$  がオフする。

制御信号  $S_4$  がローレベル ( $V_{SS}$ ) に設定されると、ノード  $ND$  には  $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p7}$  を介して電圧 ' $V_{SS}$ ' が供給されるため、ノード  $ND$  の電圧  $V_{ND}$  は ' $V_{DD} + V_{thp}(Q_{p7})$ ' に設定される。これにより、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p21}$  がオンする。

$p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p21}$  がオンすると、ノード  $NB$  には  $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  および  $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p21}$  を介して電圧 ' $V_{SS}$ ' が供給されるため、ノード  $NB$  の電圧  $V_{NB}$  が時間と共に低下する (図 13 (I))。

【0142】

ノード  $NB$  の電圧  $V_{NB}$  が ' $V_{SS} + V_{thp}(Q_{p7}) + V_{thp}(Q_{p21})$ ' に達すると、ノード  $ND$  の電圧  $V_{ND}$  が ' $V_{DD} - V_{thp}(Q_{p7})$ ' に達し、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p7}$  がオンからオフへ切り替わる。ノード  $NB$  の電圧がここから更に低下すると、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p21}$  のゲートとドレインとの間の寄生的な容量素子に蓄積される電荷によって、ノード  $ND$  の電圧  $V_{NC}$  が押し下げられるため、電圧  $V_{ND}$  は電圧  $V_{NB}$  と共に低下する (図 13 (J))。

ノード  $NB$  の電圧  $V_{NB}$  が ' $V_{SS} + V_{thn}(Q_{n1})$ ' に達すると、 $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  がオンからオフへ切り替わり、ノード  $NB$  の電圧低下が停止する。これにより、ノード  $NB$  の電圧は ' $V_{DD} + V_{thn}(Q_{n1})$ ' に設定される。

【0143】

以上説明したように、本実施形態に係るレベルシフト回路によれば、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  のドレインとゲートを接続するためのスイッチに  $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n21}$ 、 $Q_{n7}$  によるブートストラップ方式のスイッチを用いるため、 $p$  型 MOS トラン

10

20

30

40

50

ジスタ  $Q_p$  のしきい値  $V_{thp}(Q_{p1})$  が比較的小さい場合でも、ノード  $NA$  の電圧を確実に ' $V_{DD} - V_{thp}(Q_{p1})$ ' まで上昇させることができる。

また、 $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n1}$  のドレインとゲートを接続するためのスイッチに  $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p21}$ 、 $Q_{p7}$  によるブートストラップ方式のスイッチを用いるため、 $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_n$  のしきい値  $V_{thn}(Q_{n1})$  が比較的小さい場合でも、ノード  $NB$  の電圧を確実に ' $V_{SS} + V_{thn}(Q_{n1})$ ' まで低下させることができる。

【0144】

なお、上述の実施形態では、 $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n21}$  および  $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p21}$  のゲートとドレイン（若しくはソース）との間の寄生容量素子を利用してブートストラップ動作を実現しているが、もし寄生容量素子だけでは不十分な場合は、これらのゲートとドレイン（若しくはソース）との間にキャパシタを接続することによって、ブートストラップ動作に必要な静電容量値を補っても良い。

【0145】

< 第 9 の実施形態 >

次に、本発明の第 9 の実施形態について説明する。

【0146】

本実施形態に係るレベルシフト回路は、上述した実施形態（第 2 ～ 第 6 の実施形態）に係るレベルシフト回路において、キャパシタ  $C_A$ 、 $C_B$  に共通の信号を入力するための回路を設けたものである。

【0147】

図 14 は、本実施形態に係るレベルシフト回路の第 1 の構成例を示す図である。

図 14 に示すレベルシフト回路  $LS1A$  は、図 12 に示すレベルシフト回路の制御回路  $10C$  を制御回路  $10E$  に置換し、更に  $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n8} \sim Q_{n11}$  と、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p11}$  と、キャパシタ  $C_3$  とを設けたものであり、他の構成は図 12 に示すレベルシフト回路と同じである。

【0148】

$p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p11}$  および  $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n11}$  によって構成される回路は、本発明の第 1 の入力回路の一実施形態である。

$n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n10}$  は、本発明の第 2 の入力回路の一実施形態である。

キャパシタ  $C_3$  は、本発明の第 3 のキャパシタの一実施形態である。

$n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n8}$  および  $Q_{n9}$  によって構成される回路は、本発明の第 3 の電圧供給回路の一実施形態である。

【0149】

キャパシタ  $C_A$  の一方の端子（ノード  $NA$  に接続されていない方の端子）と、キャパシタ  $C_B$  の一方の端子（ノード  $NB$  に接続されていない方の端子）は、ノード  $NE$  において共通に接続される。

【0150】

$n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n8}$  は、そのソースが電源ライン  $V_{SS}$  に接続され、そのドレインが  $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n9}$  のソースに接続され、そのゲートに制御信号  $S_8$  が入力される。

$n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n9}$  は、そのドレインに電圧 ' $V_{in}$ ' が入力され、そのゲートに制御信号  $S_9$  が入力される。

$n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n10}$  は、そのソースがノード  $NE$  に接続され、そのドレインに電圧 ' $V_{in}$ ' が入力され、そのゲートに制御信号  $S_{10}$  が入力される。

【0151】

キャパシタ  $C_3$  は、その一方の端子がノード  $NB$  に接続され、他方の端子が  $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n8}$  のドレインおよび  $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n9}$  のソースに接続される。

【0152】

10

20

30

40

50

p型MOSトランジスタQp11およびn型MOSトランジスタQn11は並列に接続されており、トランスファークラップを構成する。このトランスファークラップの一方の端子には入力信号INが入力され、他方の端子はノードNEに接続される。p型MOSトランジスタQp11のゲートには制御信号S11が入力され、n型MOSトランジスタQn11のゲートにはその論理反転信号である制御信号xS11が入力される。

#### 【0153】

制御回路10Eは、次のようなタイミングの制御信号S1～S11、xS11を生成する。

すなわち、第1の期間(図15の時刻t41～t42)において、制御信号S1を電圧'VDD'、制御信号S3を電圧'VSS'に設定し、他の期間において、制御信号S1を電圧'VSS'、制御信号S3を電圧'VDD'に設定する。第1の期間では、ノードNAの電圧を'VDD'に初期化する動作と、ノードNBの電圧を'VSS'に初期化する動作が実行される。

10

#### 【0154】

制御回路10Eは、第1の期間に続く第2の期間(図15の時刻t42～t43)において、制御信号S2を電圧'VDD'、制御信号S4を電圧'VSS'に設定し、他の期間において、制御信号S2を電圧'VSS'、制御信号S4を電圧'VDD'に設定する。第2の期間では、ノードNAの電圧をp型MOSトランジスタQp1のしきい値まで上昇させる動作と、ノードNBの電圧をn型MOSトランジスタQn1のしきい値まで低下させる動作が実行される。

20

#### 【0155】

第2の期間に続く期間(図15の時刻t43～t44)を、以下では第6の期間と呼ぶ。制御回路10Eは、この第6の期間において、制御信号S9を電圧'VDD'に設定し、他の期間において、制御信号S9を電圧'VSS'に設定する。第6の期間では、ノードNBの電圧が'VSS + Vthn(Qn1) + Vin'に設定され、n型MOSトランジスタQn1がオンする。

#### 【0156】

また制御回路10Eは、第1の期間および第2の期間(t41～t43)において、制御信号S5を電圧'VDD'、制御信号S6を電圧'VSS'、制御信号S8を電圧'VDD'に設定し、その他の期間において、制御信号S5を電圧'VSS'、制御信号S6を電圧'VDD'、制御信号S8を電圧'VSS'に設定する。第1の期間および第2の期間では、p型MOSトランジスタQp5およびn型MOSトランジスタQn5がオフし、出力端子Oがフローティング状態になる。また、キャパシタC3にn型MOSトランジスタQn1のしきい値'Vthn(Qn1)'が充電される。

30

#### 【0157】

更に制御回路10Eは、第1、第2および第6の期間(t41～t44)において、制御信号S10を電圧'VDD'、制御信号S11を電圧'VDD'、制御信号xS11を電圧'VSS'に設定し、その他の期間において、制御信号S10を電圧'VSS'、制御信号S11を電圧'VSS'、制御信号xS11を電圧'VDD'に設定する。第1、第2および第6の期間において、トランスファークラップ(Qp11、Qn11)がオフし、ノードNEには電圧'Vin'が入力される。

40

#### 【0158】

上述した構成を有する図14に示すレベルシフト回路LS1Aの動作について、図15を参照して説明する。

#### 【0159】

図15は、図14に示すレベルシフト回路LS1Aにおける各部の信号波形の一例を示す図である。

図15(A)は、制御信号S1の電圧波形を示す。制御信号S3の電圧波形は、この制御S1の電圧波形を論理反転したものに相当する。

図15(B)は、制御信号S2の電圧波形を示す。制御信号S4の電圧波形は、この制

50

御 S 2 の電圧波形を論理反転したものに相当する。

図 15 ( C ) は、制御信号 S 5 および S 8 の電圧波形を示す。制御信号 S 6 の電圧波形は、この制御信号 S 5 , S 8 の電圧波形を論理反転したものに相当する。

図 15 ( D ) は、制御信号 S 9 の電圧波形を示す。

図 15 ( E ) は、制御信号 S 10 および S 11 の電圧波形を示す。

図 15 ( F ) は、入力信号 I N の電圧波形を示す。

図 15 ( G ) は、ノード N A の電圧  $V\_NA$  の波形を示す。

図 15 ( H ) は、ノード N B の電圧  $V\_NB$  の波形を示す。

図 15 ( I ) は、ノード N E の電圧  $V\_NE$  の波形を示す。

図 15 ( J ) は、出力信号 O の電圧波形を示す。

10

#### 【 0 1 6 0 】

第 1 の期間 (  $t_{41} \sim t_{42}$  ) において、制御回路 10 E は制御信号 S 1 を電圧 ' V D D '、制御信号 S 2 を電圧 ' V S S '、制御信号 S 3 を電圧 ' V S S '、制御信号 S 4 を電圧 ' V D D ' に設定する。これにより、n 型 MOS トランジスタ Q n 3 がオン、n 型 MOS トランジスタ Q n 2 1 がオフ、p 型 MOS トランジスタ Q p 3 がオン、p 型 MOS トランジスタ Q p 2 1 がオフするため、ノード N A が電圧 ' V S S ' に初期化され、ノード N B が電圧 ' V D D ' に初期化される。

#### 【 0 1 6 1 】

次いで第 2 の期間 (  $t_{42} \sim t_{43}$  ) において、制御回路 10 E は制御信号 S 1 を電圧 ' V S S '、制御信号 S 2 を電圧 ' V D D '、制御信号 S 3 を電圧 ' V D D '、制御信号 S 4 を電圧 ' V S S ' に設定する。これにより、n 型 MOS トランジスタ Q n 3 がオフ、n 型 MOS トランジスタ Q n 2 1 がオン、p 型 MOS トランジスタ Q p 3 がオフ、p 型 MOS トランジスタ Q p 2 1 がオンするため、ノード N A の電圧  $V\_NA$  が ' V D D - V\_{thp}(Qp1) '、ノード N B の電圧  $V\_NB$  が ' V S S + V\_{thn}(Qn1) ' に設定される。

20

#### 【 0 1 6 2 】

第 1 の期間および第 2 の期間 (  $t_{41} \sim t_{43}$  ) において、制御回路 10 E は制御信号 S 5 を電圧 ' V D D '、制御信号 S 6 を電圧 ' V S S ' に設定する。これにより、p 型 MOS トランジスタ Q p 5 および n 型 MOS トランジスタ Q n 5 が共にオフし、p 型 MOS トランジスタ Q p 1 および n 型 MOS トランジスタ Q n 1 の貫通電流が防止される。

30

また、この第 1 の期間および第 2 の期間において、制御回路 10 E は制御信号 S 8 を電圧 ' V D D ' に設定する。これにより、n 型 MOS トランジスタ Q n 8 がオンし、キャパシタ C 3 に電圧 ' V\_{thn}(Qn1) ' が充電される。

#### 【 0 1 6 3 】

次に第 6 の期間 (  $t_{43} \sim t_{44}$  ) において、制御回路 10 E は、制御信号 S 1 , S 2 , S 5 を電圧 ' V S S '、制御信号 S 3 , S 4 , S 6 を電圧 ' V D D ' に設定する。これにより、n 型 MOS トランジスタ Q n 3 , Q n 2 1 および p 型 MOS トランジスタ Q p 3 , Q p 2 1 が全てオフする。

また第 6 の期間において、制御回路 10 E は、制御信号 S 8 を電圧 ' V S S '、制御信号 S 9 を電圧 ' V D D ' に設定する。これにより、n 型 MOS トランジスタ Q n 8 がオフ、n 型 MOS トランジスタ Q n 9 がオンし、キャパシタ C 3 の一方の端子 ( ノード N B に接続されていない方の端子 ) の電圧は ' V S S ' から ' V S S + V\_{in} ' へ上昇する。ここで、キャパシタ C 3 の容量値がキャパシタ C B に比べて十分大きい場合 ( 例えば 3 倍以上の場合 )、' V S S ' と ' V S S + V\_{in} ' との差分 (  $V_{in}$  ) だけノード N B の電圧  $V\_NB$  が上昇する。すなわち、ノード N B の電圧は ' V S S + V\_{thn}(Qn1) ' から ' V S S + V\_{thn}(Qn1) + V\_{in} ' へ正側にシフトする。これにより、n 型 MOS トランジスタ Q n 1 はオフからオンへ切り替わる。

40

#### 【 0 1 6 4 】

上述した第 1 , 第 2 および第 6 の期間 (  $t_{41} \sim t_{44}$  ) において、制御回路 10 E は制御信号 S 10 を電圧 ' V D D ' に設定する。これにより、第 1 , 第 2 および第 6 の期間

50

においてn型MOSトランジスタ $Q_{n10}$ がオンし、ノードNEには電圧 ' $V_{in}$ ' が入力される。

【0165】

第6の期間 ( $t_{43} \sim t_{44}$ ) の後、制御回路10Eは制御信号 $S_9$ ,  $S_{10}$ ,  $S_{11}$ を電圧 ' $V_{SS}$ '、制御信号 $xS_{11}$ を電圧 ' $V_{DD}$ ' に設定する。これにより、n型MOSトランジスタ $Q_{n10}$ がオフ、トランスファークラップゲート ( $Q_{p11}$ ,  $Q_{n11}$ ) がオンし、ノードNEには入力信号INが入力される。入力信号INは、電圧 ' $V_{in}$ ' と電圧 ' $V_{SS}$ ' とを交互に繰り返す信号である。

【0166】

入力信号INが電圧 ' $V_{in}$ ' のとき、ノードNAおよびNBの電圧は第6の期間と同じ状態になるため、p型MOSトランジスタ $Q_{p1}$ はオフ、n型MOSトランジスタ $Q_{n1}$ はオンする。これにより、出力信号Oが電圧 ' $V_{SS}$ ' になる。

他方、入力信号INが ' $V_{SS}$ ' のとき、ノードNAおよびNBの電圧が負側へ電圧 ' $V_{in}$ ' だけシフトする。すなわち、ノードNAの電圧が ' $V_{DD} - V_{thp}(Q_{p1})$ ' から ' $V_{DD} - V_{thp}(Q_{p1}) - V_{in}$ ' へシフトし、ノードNBの電圧が ' $V_{SS} + V_{thn}(Q_{n1}) + V_{in}$ ' から ' $V_{SS} + V_{thn}(Q_{n1})$ ' へシフトする。そのため、p型MOSトランジスタ $Q_{p1}$ がオン、n型MOSトランジスタ $Q_{n1}$ がオフし、出力信号Oが電圧 ' $V_{DD}$ ' になる。

【0167】

以上説明したように、図14に示すレベルシフト回路LS1Aによれば、レベルシフトされた出力信号Oの出力期間 (例えば図15の時刻 $t_{44}$ 以降) において、ノードNEには入力信号INが入力され、ノードNAおよびNBの電圧設定を行う期間 ( $t_{41} \sim t_{44}$ ) においては、入力信号INの振幅に相当する ' $V_{SS}$ ' ~ ' $V_{in}$ ' の電圧範囲に含まれる所定の電圧がノードNEに入力される。これにより、ノードNEに入力信号INを入力することなく、ノードNAおよびNBの電圧を設定することができる。すなわち、入力信号INのタイミングと無関係にノードNAおよびNBの電圧を設定することができる。

図15では第1の期間 ( $t_{41} \sim t_{42}$ )、第2の期間 ( $t_{42} \sim t_{43}$ )、第6の期間 ( $t_{43} \sim t_{44}$ ) を入力信号INのタイミングに合わせているが、本実施形態に係るレベルシフト回路では、この期間を入力信号INのタイミングに依存しない任意の時間幅に設定することが可能である。

このように、入力信号INのタイミングと無関係にノードNAおよびNBの電圧を初期化することが可能になると、回路システム内のグローバルな信号 (例えばシステムクロック信号など) を入力信号INとして直接利用することが可能になるため、特別なクロック信号を生成する必要がなくなり、回路構成を簡易化することができる。

【0168】

次に、本実施形態に係るレベルシフト回路の第2の構成例について、図16を参照して説明する。

【0169】

図16に示す第2の構成例のレベルシフト回路LS1Bは、図14に示すレベルシフト回路におけるp型MOSトランジスタ $Q_{p7}$ およびn型MOSトランジスタ $Q_{n7}$ を削除し、n型MOSトランジスタ $Q_{n21}$ のゲートに制御信号 $S_2$ を直接入力するとともに、p型MOSトランジスタ $Q_{p21}$ のゲートに制御信号 $S_4$ を直接入力したものである。

【0170】

p型MOSトランジスタ $Q_{p1}$ のしきい値 $V_{thp}(Q_{p1})$ が比較的大きく、n型MOSトランジスタ $Q_{n7}$ および $Q_{n21}$ のしきい値 $V_{thn}(Q_{n7})$ ,  $V_{thn}(Q_{n21})$ が比較的小さい場合、ノードNAの電圧が ' $V_{DD} - V_{thp}(Q_{p1})$ ' まで上昇した状態でも、' $V_{DD}$ ' のゲート電圧によってn型MOSトランジスタ $Q_{n21}$ をオンに駆動することが可能である。

また、n型MOSトランジスタ $Q_{n1}$ のしきい値 $V_{thn}(Q_{n1})$ が比較的大きく、

10

20

30

40

50



p型MOSトランジスタQp7およびQp21のしきい値 $V_{thp}(Qp7)$ 、 $V_{thp}(Qp21)$ が比較的小さい場合、ノードNBの電圧が $V_{SS} + V_{thn}(Qn1)$ まで低下した状態でも、 $V_{SS}$ のゲート電圧によってp型MOSトランジスタQp21をオンに駆動することが可能である。

第2の構成例では、図16に示すようにブートストラップ動作のトランジスタ(Qn7, Qp7)を省略することによって、回路構成を簡易化することができる。

【0171】

次に、本実施形態に係るレベルシフト回路の第3の構成例について、図17を参照して説明する。

【0172】

10

図17に示す第3の構成例のレベルシフト回路LS2Aは、図14に示すレベルシフト回路LS1AにおけるキャパシタC3とn型MOSトランジスタQn10の接続関係を変更し、更に、制御回路10Eを制御回路10Fに置換したものであり、他の構成は図14に示すレベルシフト回路LS1Aと同じである。

【0173】

キャパシタC3は、その一方の端子がノードNAに接続され、他方の端子がn型MOSトランジスタQn8のドレインおよびn型MOSトランジスタQn9のソースに接続される。

【0174】

n型MOSトランジスタQn10は、そのドレインがノードNEに接続され、そのソースが電源ラインVSSに接続され、そのゲートに制御信号S10が入力される。

20

【0175】

制御回路10Fは、制御回路10Eにおける制御信号S8とS9のタイミングを交替する。すなわち制御回路10Fは、制御回路10Eにおいて制御信号S8として出力していた信号を制御信号S9として出力し、制御回路10Eにおいて制御信号S9として出力していた信号を制御信号S8として出力する。制御回路10Fにおける他の制御信号のタイミングは制御回路10Eと同じである。

【0176】

図18は、図17に示すレベルシフト回路LS2Aにおける各部の信号波形の一例を示す図である。

30

図18(A)～(J)の信号波形は、図15(A)～(J)の信号波形と対応する。

【0177】

図17に示すレベルシフト回路LS2Aでは、第1の期間および第2の期間( $t_{41} \sim t_{43}$ )において、制御回路10Eが制御信号S9を電圧 $V_{DD}$ に設定し、制御信号S8を $V_{SS}$ に設定する。これにより、n型MOSトランジスタQn9がオン、n型MOSトランジスタQn8がオフし、キャパシタC3に電圧 $V_{DD} - V_{thp}(Qp1)$ が充電される。

【0178】

次に第6の期間( $t_{43} \sim t_{44}$ )において、制御回路10Eは制御信号S9を電圧 $V_{SS}$ 、制御信号S8を電圧 $V_{DD}$ に設定する。これにより、n型MOSトランジスタQn9がオフ、n型MOSトランジスタQn8がオンし、キャパシタC3の一方の端子(ノードNAに接続されていない方の端子)の電圧は $V_{SS} + V_{in}$ から $V_{SS}$ へ低下する。ここで、キャパシタC3の容量値がキャパシタCAに比べて十分大きい場合(例えば3倍以上の場合)、この $V_{SS} + V_{in}$ と $V_{SS}$ との差分( $V_{in}$ )だけノードNAの電圧 $V_{NA}$ が低下する。すなわち、ノードNAの電圧は $V_{DD} - V_{thp}(Qp1)$ から $V_{DD} - V_{thp}(Qp1) - V_{in}$ へ負側にシフトする。これにより、p型MOSトランジスタQp1はオフからオンへ切り替わる。

40

【0179】

上述した第1, 第2および第6の期間( $t_{41} \sim t_{44}$ )において、制御回路10Fは制御信号S10を電圧 $V_{DD}$ に設定する。これにより、第1, 第2および第6の期間

50

においてn型MOSトランジスタQn10がオンし、ノードNEには電圧‘VSS’が入力される。

#### 【0180】

第6の期間(t43~t44)の後、制御回路10Eは制御信号S9, S10, S11を電圧‘VSS’、制御信号xS11を電圧‘VDD’に設定する。これにより、n型MOSトランジスタQn10がオフ、トランスファークラップゲート(Qp11, Qn11)がオンし、ノードNEには入力信号INが入力される。入力信号INは、電圧‘Vin’と電圧‘VSS’とを交互に繰り返す信号である。

#### 【0181】

入力信号INが電圧‘Vin’のとき、ノードNAおよびNBの電圧は第6の期間と同じ状態になるため、p型MOSトランジスタQp1はオン、n型MOSトランジスタQn1はオフする。これにより、出力信号Oが電圧‘VDD’になる。

他方、入力信号INが‘VDD’のとき、ノードNAおよびNBの電圧が正側へ電圧‘Vin’だけシフトする。すなわち、ノードNAの電圧が‘VDD - Vthp(Qp1) - Vin’から‘VDD - Vthp(Qp1)’へシフトし、ノードNBの電圧が‘VSS + Vthn(Qn1)’から‘VSS + Vthn(Qn1) + Vin’へシフトする。そのため、n型MOSトランジスタQn1がオン、p型MOSトランジスタQp1がオフし、出力信号Oが電圧‘VSS’になる。

#### 【0182】

次に、本実施形態に係るレベルシフト回路の第4の構成例について、図19を参照して説明する。

#### 【0183】

図19に示す第4の構成例のレベルシフト回路LS2Bは、図17に示すレベルシフト回路LS2Aにおけるp型MOSトランジスタQp7およびn型MOSトランジスタQn7を削除し、n型MOSトランジスタQn21のゲートに制御信号S2を直接入力するとともに、p型MOSトランジスタQp21のゲートに制御信号S4を直接入力したものである。

図16に示す第2の構成例のレベルシフト回路LS1Bと同様に、p型MOSトランジスタQp1およびn型MOSトランジスタQn1のしきい値が比較的大きく、n型MOSトランジスタQn7, Qn21およびp型MOSトランジスタQp7, Qp21のしきい値が比較的小さい場合、ブートストラップ動作を行わなくても、n型MOSトランジスタQn21およびp型MOSトランジスタQp21をオンに駆動することが可能である。

第4の構成例では、図19に示すようにブートストラップ動作のトランジスタ(Qn7, Qp7)を省略することによって、回路構成を簡易化することができる。

#### 【0184】

< 第10の実施形態 >

次に、本発明の第10の実施形態について説明する。

#### 【0185】

第10の実施形態は、上述した実施形態のレベルシフト回路を用いて構成されるシフトレジスタに関するものである。

#### 【0186】

図20は、第10の実施形態に係るシフトレジスタの構成の一例を示す図である。

図20に示すシフトレジスタは、縦続接続された複数のシフト段SR1\_\_1, SR1\_\_2, SR1\_\_3, ...を有する。

#### 【0187】

各シフト段(SR1\_\_1, SR1\_\_2, SR1\_\_3, ...)は、制御信号S1, S2, S58, S9の入力端子、並びに、クロック信号CKの入力端子を備えているとともに、レベルシフトされた出力信号OUTの出力端子、並びに、前段からの入力信号PRの入力端子を備えている。

#### 【0188】

10

20

30

40

50

各シフト段 (  $SR1\_1$  ,  $SR1\_2$  ,  $SR1\_3$  , ... ) における制御信号  $S1$  ,  $S2$  ,  $S58$  ,  $S9$  の入力端子には、それぞれ、制御信号  $S1$  ,  $S2$  ,  $S58$  ,  $S9$  が共通に入力される。

【0189】

奇数段のシフト段 (  $SR1\_1$  ,  $SR1\_3$  ,  $SR1\_5$  , ... ) におけるクロック信号  $CK$  の端子には、クロック信号  $CK1$  が共通に入力される。クロック信号  $CK1$  は、電圧 ' $V_{in}$ ' と電圧 ' $V_{SS}$ ' を交互に繰り返す信号である。

偶数段のシフト段 (  $SR1\_2$  ,  $SR1\_4$  ,  $SR1\_6$  , ... ) におけるクロック信号  $CK$  の端子には、クロック信号  $CK1$  を論理反転したクロック信号  $\overline{CK1}$  が共通に入力される。

10

【0190】

これを言い換えると、縦続接続された2つのシフト段  $SR1\_i$  および  $SR1\_ (i+1)$  には、互いに位相が反転したクロック信号が入力される。ただし、' $i$ ' は自然数を示す。

【0191】

シフト段  $SR1\_ (i+1)$  における入力信号  $PR$  の入力端子には、シフト段  $SR1\_i$  の出力信号  $OUT$  が入力される。

また、初段 (  $SR1\_1$  ) における入力信号  $PR$  の入力端子には、スタート信号  $ST$  が入力される。

【0192】

20

シフト段  $SR1\_i$  の出力信号  $OUT$  は、シフトレジスタの第  $i$  段の出力信号  $O\_i$  として出力される。

【0193】

図20に示すシフトレジスタにおけるシフト段の幾つかの構成例について説明する。

【0194】

図21は、図20に示すシフトレジスタにおけるシフト段の第1の構成例を示す図である。

図21に示すシフト段  $SR1A$  は、レベルシフト回路  $LS1$  と、インバータ回路  $INV1 \sim INV4$  と、 $NOR$  回路  $U1$  と、 $p$  型  $MOS$  トランジスタ  $Qp101$  と、 $n$  型  $MOS$  トランジスタ  $Qn101$  および  $Qn102$  とを有する。

30

【0195】

$NOR$  回路  $U1$  は、本発明の検出回路の一実施形態である。

$p$  型  $MOS$  トランジスタ  $Qp101$ 、 $n$  型  $MOS$  トランジスタ  $Qn101$  および  $Qn102$  によって構成される回路は、本発明の出力回路の一実施形態である。

【0196】

レベルシフト回路  $LS1$  は、 $NOR$  回路  $U1$  から出力される信号がローレベル (  $V_{SS}$  ) のとき、クロック信号  $CK$  の1サイクル内に含まれるパルス信号をレベルシフトして出力する。

レベルシフト回路  $LS1$  は、例えば図14に示すレベルシフト回路  $LS1A$  や図16に示すレベルシフト回路  $LS1B$  と同様な構成を有する。ただし、各制御信号は外部から供給されるため、制御回路  $10E$  は省略される。

40

【0197】

$NOR$  回路  $U1$  は、シフト段  $SR1A$  に対する前段からの入力信号  $PR$  と、シフト段  $SR1A$  の出力信号  $OUT$  との反転論理和を演算し、制御信号  $S10$  および  $S11$  として出力する。 $NOR$  回路  $U1$  の出力信号は、ハイレベル (  $V_{DD}$  ) のパルスが前段から入力信号  $PR$  として入力される期間、並びに、ハイレベル (  $V_{DD}$  ) のパルスが次段へ出力信号  $OUT$  として出力される期間においてローレベル (  $V_{SS}$  ) になる。

【0198】

$n$  型  $MOS$  トランジスタ  $Qn101$  と  $p$  型  $MOS$  トランジスタ  $Qp101$  は並列に接続されており、トランスファークロスを構成する。このトランスファークロスは、レベルシ

50

フト回路LS1の出力信号Oの端子と、シフト段SR1Aの出力信号OUTの端子との間に接続される。p型MOSトランジスタQp101のゲートには制御信号S5が入力され、n型MOSトランジスタQn101のゲートには制御信号S6が入力される。

【0199】

n型MOSトランジスタQn102は、シフト段SR1Aの出力信号OUTの端子と電源ラインVSSとの間に接続される。n型MOSトランジスタQn102のゲートには、制御信号S5が入力される。

【0200】

インバータINV1は、シフト段SR1Aに入力される制御信号S1を論理反転し、制御信号S3を生成する。

インバータINV2は、シフト段SR1Aに入力される制御信号S2を論理反転し、制御信号S4を生成する。

インバータINV3は、シフト段SR1Aに入力される制御信号S58を論理反転し、制御信号S6を生成する。

インバータINV4は、NOR回路U1から出力される制御信号S11を論理反転し、制御信号XS11を生成する。

【0201】

シフト段SR1Aに入力されるクロック信号CK(CK1またはXCK1)は、入力信号INとしてレベルシフト回路LS1に入力される。

シフト段SR1Aに入力される制御信号S58は、制御信号S5およびS8としてレベルシフト回路LS1に入力される。

シフト段SR1Aに入力される制御信号S9は、そのまま制御信号S9としてレベルシフト回路LS1に入力される。

【0202】

図21に示すシフト段SR1Aでは、制御信号S58がハイレベル(VDD)のとき、n型MOSトランジスタQn101およびp型MOSトランジスタQp101で構成されるトランスファークゲートがオフし、n型MOSトランジスタQn102がオンする。すなわち、ノードNAおよびNBの電圧設定が終了しておらず、レベルシフト回路LS1の出力信号Oが不定な状態にある期間において、次段には一定の電圧VSSが出力される。

他方、制御信号S58がローレベル(VSS)のとき、トランスファークゲート(Qp101, Qn101)がオンし、n型MOSトランジスタQn102がオフする。すなわち、ノードNAおよびNBの電圧設定が終了し、レベルシフト回路LS1の出力信号Oがハイレベルまたはローレベルに確定する期間において、次段にはレベルシフト回路LS1の出力信号Oが出力される。

【0203】

次に、シフト段の第2の構成例について説明する。

【0204】

図22は、図20に示すシフトレジスタにおけるシフト段の第2の構成例を示す図である。

図22に示すシフト段SR1Bは、図21に示すシフト段SR1Aと同様の構成を有しており、両者の違いはp型MOSトランジスタQp101およびn型MOSトランジスタQn101のゲートに入力される制御信号にある。

すなわち、シフト段SR1Bでは、p型MOSトランジスタQp101およびn型MOSトランジスタQn102のゲートに制御信号S11が入力され、n型MOSトランジスタQn101のゲートに制御信号XS11が入力される。

【0205】

シフト段SR1Bによると、制御信号S11がハイレベル(VDD)、制御信号XS11がローレベル(VSS)のとき、n型MOSトランジスタQn101およびp型MOSトランジスタQp101で構成されるトランスファークゲートがオフし、n型MOSトランジスタQn102がオンする。すなわち、レベルシフト回路LS1においてレベルシフト

10

20

30

40

50

動作が行われない期間において、次段には一定の電圧  $V_{SS}$  が出力される。

他方、制御信号  $S_{11}$  がローレベル ( $V_{SS}$ )、制御信号  $xS_{11}$  がハイレベル ( $V_{DD}$ ) のとき、トランスファークラック ( $Q_{p101}$ ,  $Q_{n101}$ ) がオンし、 $n$  型 MOS トランジスタ  $Q_{n102}$  がオフする。すなわち、レベルシフト回路  $LS_1$  においてレベルシフト動作が行われる期間において、次段にはレベルシフト回路  $LS_1$  の出力信号  $O$  が出力される。

【0206】

次に、シフト段の第3の構成例について説明する。

【0207】

図23は、図20に示すシフトレジスタにおけるシフト段の第3の構成例を示す図である。

10

図23に示すシフト段  $SR_1C$  は、図22に示すシフト段  $SR_1B$  におけるレベルシフト回路  $LS_1$  ( $LS_1A$  または  $LS_1B$ ) を次に述べる  $LS_1'$  ( $LS_1C$  または  $LS_1D$ ) に置換し、更に  $OR$  回路  $U_2$  を追加したものであり、他の構成はシフト段  $SR_1B$  と同じである。

【0208】

図24は、レベルシフト回路  $LS_1'$  の第1の構成例を示す図である。

図24に示すレベルシフト回路  $LS_1C$  は、図14に示すレベルシフト回路  $LS_1A$  に  $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p12}$  を追加したものであり、他の構成要素はレベルシフト回路  $LS_1A$  と同じである。

20

$p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p12}$  は、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  のソースと電源ライン  $V_{DD}$  とを接続する経路に挿入され、そのゲートに制御信号  $CUT$  が入力される。

【0209】

図25は、レベルシフト回路  $LS_1'$  の第2の構成例を示す図である。

図25に示すレベルシフト回路  $LS_1D$  は、図16に示すレベルシフト回路  $LS_1B$  に  $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p12}$  を追加したものであり、他の構成要素はレベルシフト回路  $LS_1B$  と同じである。

$p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p12}$  は、レベルシフト回路  $LS_1C$  と同様に、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  のソースと電源ライン  $V_{DD}$  とを接続する経路に挿入され、そのゲートに制御信号  $CUT$  が入力される。

30

【0210】

図23に示すシフト段  $SR_1C$  において、 $NOR$  回路  $U_2$  は、制御信号  $S_5$  と制御信号  $xS_{11}$  の反転論理和を演算し、その演算結果を制御信号  $CUT$  としてレベルシフト回路  $LS_1'$  に供給する。

【0211】

制御信号  $S_5$  がハイレベル ( $V_{DD}$ ) のとき、または、制御信号  $xS_{11}$  がハイレベル ( $V_{DD}$ ) のとき、 $NOR$  回路  $U_2$  より出力される制御信号  $CUT$  はローレベル ( $V_{SS}$ ) になり、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p12}$  はオンする。すなわち、ノード  $NA$  および  $NB$  の電圧設定が行われる期間や、レベルシフト回路  $LS_1'$  においてレベルシフト動作が行われる期間において、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  のソースは電源ライン  $V_{DD}$  に接続される。

40

他方、制御信号  $S_5$  がローレベル ( $V_{SS}$ ) かつ制御信号  $xS_{11}$  がローレベル ( $V_{SS}$ ) のとき、 $NOR$  回路  $U_2$  より出力される制御信号  $CUT$  はハイレベル ( $V_{DD}$ ) となり、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p12}$  はオフする。すなわち、ノード  $NA$  および  $NB$  の電圧設定が行われておらず、かつ、レベルシフト回路  $LS_1'$  においてレベルシフト動作が行われていない期間において、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  のソースは電源ライン  $V_{DD}$  から遮断される。したがって、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  に電流を流す必要がないときには、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  のソースを電源ライン  $V_{DD}$  から遮断することによって、 $p$  型 MOS トランジスタ  $Q_{p1}$  に流れる無駄なリーク電流を抑制する。

【0212】

50

次に、上述した構成を有する本実施形態に係るシフトレジスタの動作について、図 2 6 を参照して説明する。

#### 【 0 2 1 3 】

図 2 6 は、本実施形態に係るシフトレジスタにおける各部の信号波形の一例を示す図である。

図 2 6 ( A ) は、制御信号 S 1 の電圧波形を示す。

図 2 6 ( B ) は、制御信号 S 2 の電圧波形を示す。

図 2 6 ( C ) は、制御信号 S 5 8 の電圧波形を示す。

図 2 6 ( D ) は、制御信号 S 9 の電圧波形を示す。

図 2 6 ( E ) は、クロック信号 C K 1 の電圧波形を示す。

10

図 2 6 ( F ) は、スタート信号 S T の電圧波形を示す。

図 2 6 ( G ) は、1 段目のシフト段 S R 1 \_ 1 の内部で生成される制御信号 S 1 1 の電圧波形を示す。

図 2 6 ( H ) は、1 段目のシフト段 S R 1 \_ 1 の出力信号 O \_ 1 を示す。

図 2 6 ( I ) は、2 段目のシフト段 S R 1 \_ 2 の内部で生成される制御信号 S 1 1 の電圧波形を示す。

図 2 6 ( J ) は、2 段目のシフト段 S R 1 \_ 2 の出力信号 O \_ 2 を示す。

#### 【 0 2 1 4 】

図 2 6 に示す時刻  $t_{51} \sim t_{54}$  の期間では、図 1 5 に示す時刻  $t_{41} \sim t_{44}$  と同様な動作によって、各シフト段 ( S R 1 \_ 1 , S R 1 \_ 2 , ... ) に含まれるレベルシフト回路 L S 1 ( L S 1 ' ) が初期化される。

20

すなわち、第 1 の期間 (  $t_{51} \sim t_{52}$  ) においては、ノード N A が電圧 ' V S S ' 、ノード N B が ' 電圧 V D D ' に設定される。第 2 の期間 (  $t_{52} \sim t_{53}$  ) においては、ノード N A が電圧 '  $V D D - V_{thp}(Q_{p1})$  ' に設定され、ノード N B が電圧 '  $V S S + V_{thn}(Q_{n1})$  ' に設定される。第 6 の期間 (  $t_{53} \sim t_{54}$  ) においては、ノード N B が電圧 '  $V S S + V_{thn}(Q_{n1}) + V_{in}$  ' に設定される。

#### 【 0 2 1 5 】

シフト動作を行う前の初期状態において、各シフト段 ( S R 1 \_ 1 , S R 1 \_ 2 , ... ) の入力信号 P R および出力信号 O U T は全てローレベル ( V S S ) になっているものとする。

30

この場合、シフト段の入力信号 P R および出力信号 O U T がローレベル ( V S S ) になるため、シフト段内部の N O R 回路 U 1 で生成される制御信号 S 1 0 および S 1 1 は全てハイレベル ( V D D ) になる。

制御信号 S 1 0 および S 1 1 がハイレベルになると、レベルシフト回路のノード N E に電圧 ' V i n ' が供給される。ノード N E が電圧 ' V i n ' になると、図 1 5 に示すように、ノード N A , N B の電圧設定を行う第 1 および第 2 の期間 (  $t_{51} \sim t_{53}$  ) を除いて、出力信号 O がローレベル ( V S S ) になる。

ノード N A , N B の電圧設定を行う第 1 および第 2 の期間 (  $t_{51} \sim t_{53}$  ) では、レベルシフト回路の出力に接続されるトランスファークラップ (  $Q_{n101}$  ,  $Q_{p101}$  ) がオフし、n 型 M O S トランジスタ  $Q_{n102}$  がオンすることにより、シフト段の出力信号 O U T はローレベル ( V S S ) になる。

40

したがって、シフト動作を行う前の初期状態において、各シフト段の入出力信号はローレベル ( V S S ) に保たれる。

#### 【 0 2 1 6 】

時刻  $t_{51} \sim t_{54}$  におけるレベルシフト回路の初期化が終了すると、シフトレジスタの 1 段目のシフト段 S R 1 \_ 1 にハイレベル ( V D D ) のパルスがスタート信号 S T として入力される。このパルスは、例えば図 2 6 ( F ) に示すように、クロック信号 C K 1 のハイレベル ( V i n ) からローレベル ( V S S ) への立下り時 (  $t_{56}$  ) においてハイレベル ( V D D ) となり、かつクロック信号 C K 1 の 1 サイクルの期間よりパルス幅が短くなるように生成される (  $t_{55} \sim t_{57}$  ) 。

50

## 【 0 2 1 7 】

スタート信号 S T がハイレベル ( V D D ) になると、1 段目のシフト段 S R 1 \_ 1 に含まれる N O R 回路 U 1 においてローレベル ( V S S ) の制御信号 S 1 1 が生成される ( 図 2 6 ( G ) )。

制御信号 S 1 1 がローレベル ( V S S ) になると、1 段目のシフト段 S R 1 \_ 1 に含まれるレベルシフト回路 L S 1 ( L S 1 ' ) のノード N E に、クロック信号 C K 1 が入力される。クロック信号 C K 1 が時刻 t 5 6 においてハイレベル ( V i n ) からローレベル ( V S S ) に立ち下がると、レベルシフト回路 L S 1 ( L S 1 ' ) の出力信号 O U T ( = ' O \_ 1 ' ) はローレベル ( V S S ) からハイレベル ( V D D ) に立ち上がる ( 図 2 6 ( H ) )。

10

## 【 0 2 1 8 】

1 段目のシフト段 S R 1 \_ 1 の出力信号 O \_ 1 がハイレベル ( V D D ) になると、2 段目のシフト段 S R 1 \_ 2 に含まれる N O R 回路 U 1 においてローレベル ( V S S ) の制御信号 S 1 1 が生成される ( 図 2 6 ( I ) )。

制御信号 S 1 1 がローレベル ( V S S ) になると、2 段目のシフト段 S R 1 \_ 2 に含まれるレベルシフト回路 L S 1 ( L S 1 ' ) のノード N E に、クロック信号 x C K 1 が入力される。クロック信号 x C K 1 は時刻 t 5 6 の後にハイレベル ( V i n ) になるため、レベルシフト回路 L S 1 ( L S 1 ' ) の出力信号 O U T ( = ' O \_ 2 ' ) はローレベル ( V S S ) になる ( 図 2 6 ( J ) )。

20

## 【 0 2 1 9 】

時刻 t 5 7 においてスタート信号 S T のハイレベル ( V D D ) のパルスが終了しても、1 段目のシフト段 S R 1 \_ 1 における N O R 回路 U 1 にはハイレベル ( V D D ) の出力信号 O U T が入力されるため、N O R 回路 U 1 の出力信号 ( 制御信号 S 1 1 ) は引き続きローレベル ( V S S ) に保たれる ( 図 2 6 ( G ) )。これにより、1 段目のシフト段 S R 1 \_ 1 ではレベルシフト動作が続行され、出力信号 O \_ 1 はハイレベルに保たれる ( 図 2 6 ( H ) )。

## 【 0 2 2 0 】

時刻 t 5 8 においてクロック信号 C K 1 がローレベル ( V S S ) からハイレベル ( V i n ) に立ち上がると、1 段目のシフト段 S R 1 \_ 1 におけるレベルシフト回路 L S 1 ( L S 1 ' ) の出力信号 O U T がハイレベル ( V D D ) からローレベル ( V S S ) に立ち下がる。出力信号 O U T がローレベル ( V S S ) になると、N O R 回路 U 1 の入力信号が全てローレベル ( V S S ) になるため、N O R 回路 U 1 から出力される制御信号 S 1 1 がハイレベル ( V D D ) になる。制御信号 S 1 1 がハイレベル ( V D D ) になると、レベルシフト回路 L S 1 ( L S 1 ' ) におけるレベルシフト動作が停止され、以降クロック信号 C K 1 がハイレベル ( V i n ) からローレベル ( V S S ) へ立ち下がっても、1 段目のシフト段 S R 1 \_ 1 の出力信号 O \_ 1 はローレベル ( V S S ) のまま保持される。

30

## 【 0 2 2 1 】

他方、時刻 t 5 8 においてクロック信号 x C K 1 がハイレベル ( V i n ) からローレベル ( V S S ) へ立ち下がると、このクロック信号 x C K 1 を入力したシフト段 S R 1 \_ 2 の出力信号 O \_ 2 はローレベル ( V S S ) からハイレベル ( V D D ) に立ち上がる ( 図 2 6 ( J ) )。出力信号 O \_ 2 がハイレベル ( V D D ) になることにより、2 段目のシフト段 S R 1 \_ 2 に含まれる N O R 回路 U 1 の出力信号 ( 制御信号 S 1 1 ) は引き続きローレベル ( V S S ) に保持され、レベルシフト動作が続行される。

40

以降、同様な動作によって、ハイレベルのパルス信号がクロック信号 C K 1 および x C K 1 に同期しながら、後段のシフト段へ順次に伝播される。

## 【 0 2 2 2 】

以上説明したように、本実施形態によれば、先の各実施形態で述べたレベルシフト回路を用いてシフトレジスタを構成することができる。したがって、トランジスタのしきい電圧のばらつきに影響されない安定なレベルシフト動作を行いつつ、シフトレジスタとしての機能を実現することができる。

50

## 【0223】

また、本実施形態によれば、各シフト段を構成するレベルシフト回路におけるリーク電流を非常に小さくすることができるため、消費電力を大幅に削減することができる。

## 【0224】

特に、図24や図25に示すレベルシフト回路LS1'で構成されたシフト段SR1Cを用いた場合、p型MOSトランジスタQp1に電流を流す必要がない期間（レベルシフト回路LS'1の入力信号PRおよび出力信号OUTが非パルスのローレベルになり、かつ、ノードNA、NBの電圧設定が行われない制御信号S5がローレベルの期間）において、p型MOSトランジスタQp12がオフし、p型MOSトランジスタQp1と電源ラインVDDとが遮断される。これにより、ノードNA、NBの電圧が飛び込みノイズや電源電圧変動などで不安定になった場合でも、p型MOSトランジスタQp1に流れるリーク電流をp型MOSトランジスタQp12によって効果的に遮断することができる。

10

## 【0225】

更に、本実施形態によれば、各シフト段を構成するレベルシフト回路において、トランジスタのしきい値より小さい振幅の信号でもレベルシフト動作を行うことができるため、小振幅のクロック信号で動作可能である。

## 【0226】

なお、上述の実施形態では、制御信号S3、S4、S6を生成するインバータ回路INV1～INV3を各シフト段に設けているが、これらのインバータ回路を複数のシフト段で共有しても良い。これにより、回路素子を削減することができる。

20

## 【0227】

また、上述の実施形態では、レベルシフト回路を初期かするために4つの制御信号（S1、S2、S58、S9）を必要としているが、これらの制御信号の幾つかを他の制御信号に基づいて生成可能である。

## 【0228】

図27は、制御信号S1およびS9に基づいて制御信号S2およびS58を生成する回路の一例を示す図である。

図27に示す回路は、インバータ回路INV30～INV33と、NAND回路U30と、p型MOSトランジスタQp201と、n型MOSトランジスタQn201とを有する。

30

## 【0229】

インバータ回路INV30は、制御信号S1を論理反転する。

## 【0230】

p型MOSトランジスタQp201は、そのソースが電源ラインVDDに接続され、そのドレインがノードNFに接続され、そのゲートがインバータ回路30の出力に接続される。

n型MOSトランジスタQn201は、そのソースが電源ラインVSSに接続され、そのドレインがノードNFに接続され、そのゲートに制御信号S9が入力される。

## 【0231】

インバータ回路INV31とINV32は、互いの入力と出力がリング状に接続される。このリング状に接続されたインバータ回路INV31およびINV32の一端（図27の例ではインバータ回路INV32の出力）が、ノードNFに接続される。このノードNFにおいて制御信号S58が発生する。

40

## 【0232】

NAND回路U30は、インバータ回路INV30の出力信号（制御信号xS1）と、ノードNFの信号（制御信号58）との反転論理積を演算する。インバータ回路INV33は、NOR回路30の出力信号を論理反転し、制御信号S2として出力する。

## 【0233】

図28は、図27に示す回路の各部の信号波形の一例を示す図である。

時刻t61において制御信号S1がハイレベル、制御信号S9がローレベルになると、

50



p型MOSトランジスタ $Q_{p201}$ がオン、n型MOSトランジスタ $Q_{n201}$ がオフするため、制御信号 $S_{58}$ はハイレベルになる(図28(C))。また、このとき、インバータ回路 $INV_{30}$ の出力信号はローレベルであるため、制御信号 $S_2$ はローレベルになる。

時刻 $t_{62}$ において制御信号 $S_1$ がローレベルになると、p型MOSトランジスタ $Q_{p201}$ がオフする。このとき、ノード $NF$ の電圧は、リング状に接続されたインバータ回路 $INV_{31}$ および $INV_{32}$ によって保持されるため、ハイレベルに保持される。また、NAND回路 $U_{30}$ の2つの入力信号は共にハイレベルになるため、制御信号 $S_2$ はハイレベルになる。

時刻 $t_{63}$ において制御信号 $S_9$ がハイレベルになると、n型MOSトランジスタ $Q_{n201}$ がオンするため、制御信号 $S_{58}$ はローレベルになる。また、このとき、NAND回路 $U_{30}$ にローレベルの制御信号 $S_{58}$ が入力されるため、制御信号 $S_2$ もローレベルになる。

#### 【0234】

このように、図27に示す回路によれば、制御信号 $S_1$ および $S_9$ に基づいて制御信号 $S_2$ および $S_{58}$ を生成することにより、シフトレジスタの制御のために外部から供給する信号の数を減らすことができる。

#### 【0235】

<第11の実施形態>

次に、本発明の第11の実施形態について説明する。

#### 【0236】

図29は、第11の実施形態に係るシフトレジスタの構成の一例を示す図である。

図29に示すシフトレジスタは、縦続接続された複数のシフト段 $SR_{2\_1}$ 、 $SR_{2\_2}$ 、 $SR_{2\_3}$ 、...を有する。

#### 【0237】

各シフト段( $SR_{2\_1}$ 、 $SR_{2\_2}$ 、 $SR_{2\_3}$ 、...)は、制御信号 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_{59}$ 、 $S_8$ の入力端子、並びに、クロック信号 $CK$ の入力端子を備えているとともに、レベルシフトされた出力信号 $OUT$ の出力端子、並びに、前段からの入力信号 $PR$ の入力端子を備えている。

#### 【0238】

各シフト段( $SR_{2\_1}$ 、 $SR_{2\_2}$ 、 $SR_{2\_3}$ 、...)における制御信号 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_{59}$ 、 $S_8$ の入力端子には、それぞれ、制御信号 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_{59}$ 、 $S_8$ が共通に入力される。

#### 【0239】

奇数段のシフト段( $SR_{2\_1}$ 、 $SR_{2\_3}$ 、 $SR_{2\_5}$ 、...)におけるクロック信号 $CK$ の端子には、クロック信号 $CK_1$ が共通に入力される。

偶数段のシフト段( $SR_{2\_2}$ 、 $SR_{2\_4}$ 、 $SR_{2\_6}$ 、...)におけるクロック信号 $CK$ の端子には、クロック信号 $CK_1$ を論理反転したクロック信号 $\overline{CK_1}$ が共通に入力される。

#### 【0240】

これを言い換えると、縦続接続された2つのシフト段 $SR_{2\_i}$ および $SR_{2\_i+1}$ には、互いに位相が反転したクロック信号が入力される。

#### 【0241】

シフト段 $SR_{2\_i+1}$ における入力信号 $PR$ の入力端子には、シフト段 $SR_{2\_i}$ の出力信号 $OUT$ が入力される。

また、初段( $SR_{2\_1}$ )における入力信号 $PR$ の入力端子には、スタート信号 $ST$ が入力される。

#### 【0242】

シフト段 $SR_{2\_i}$ の出力信号 $OUT$ は、シフトレジスタの第 $i$ 段の出力信号 $O\_i$ となる。

## 【 0 2 4 3 】

図 2 9 に示すシフトレジスタにおけるシフト段の幾つかの構成例について説明する。

## 【 0 2 4 4 】

図 3 0 は、図 2 9 に示すシフトレジスタにおけるシフト段の第 1 の構成例を示す図である。

図 3 0 に示すシフト段 S R 2 A は、レベルシフト回路 L S 2 と、インバータ回路 I N V 1 ~ I N V 4 と、N A N D 回路 U 3 と、p 型 M O S トランジスタ Q p 1 0 1 , Q p 1 0 2 と、n 型 M O S トランジスタ Q n 1 0 1 とを有する。

## 【 0 2 4 5 】

N A N D 回路 U 3 は、本発明の検出回路の一実施形態である。

10

p 型 M O S トランジスタ Q p 1 0 1 , Q p 1 0 2 および n 型 M O S トランジスタ Q n 1 0 1 によって構成される回路は、本発明の出力回路の一実施形態である。

## 【 0 2 4 6 】

レベルシフト回路 L S 2 は、N A N D 回路 U 3 から出力される信号がハイレベル ( V D D ) のとき、クロック信号 C K の 1 サイクル内に含まれるパルス信号をレベルシフトして出力する。

レベルシフト回路 L S 2 は、例えば図 1 7 に示すレベルシフト回路 L S 2 A や図 1 9 に示すレベルシフト回路 L S 2 B と同様な構成を有する。ただし、各制御信号は外部から供給されるため、制御回路 1 0 F は省略される。

## 【 0 2 4 7 】

20

N A N D 回路 U 3 は、シフト段 S R 2 A に対する前段からの入力信号 P R と、シフト段 S R 2 A の出力信号 O U T との反転論理和を演算し、制御信号 x S 1 1 として出力する。N A N D 回路 U 3 の出力信号は、ローレベル ( V S S ) のパルスが前段から入力信号 P R として入力される期間、並びに、ローレベル ( V S S ) のパルスが次段へ出力信号 O U T として出力される期間においてハイレベル ( V D D ) になる。

## 【 0 2 4 8 】

n 型 M O S トランジスタ Q n 1 0 1 と p 型 M O S トランジスタ Q p 1 0 1 は並列に接続されており、トランスファークロスを構成する。このトランスファークロスは、レベルシフト回路 L S 2 の出力信号 O の端子と、シフト段 S R 2 A の出力信号 O U T の端子との間に接続される。p 型 M O S トランジスタ Q p 1 0 1 のゲートには制御信号 S 5 が入力され、n 型 M O S トランジスタ Q n 1 0 1 のゲートには制御信号 S 6 が入力される。

30

## 【 0 2 4 9 】

p 型 M O S トランジスタ Q p 1 0 2 は、シフト段 S R 2 A の出力信号 O U T の端子と電源ライン V D D との間に接続される。p 型 M O S トランジスタ Q p 1 0 2 のゲートには、制御信号 S 6 が入力される。

## 【 0 2 5 0 】

インバータ I N V 1 は、シフト段 S R 2 A に入力される制御信号 S 1 を論理反転し、制御信号 S 3 を生成する。

インバータ I N V 2 は、シフト段 S R 2 A に入力される制御信号 S 2 を論理反転し、制御信号 S 4 を生成する。

40

インバータ I N V 3 は、シフト段 S R 2 A に入力される制御信号 S 5 を論理反転し、制御信号 S 6 を生成する。

インバータ I N V 4 は、N A N D 回路 U 3 から出力される制御信号 x S 1 1 を論理反転し、制御信号 S 1 0 および S 1 1 を生成する。

## 【 0 2 5 1 】

シフト段 S R 2 A に入力されるクロック信号 C K ( C K 1 または x C K 1 ) は、入力信号 I N としてレベルシフト回路 L S 2 に入力される。

シフト段 S R 2 A に入力される制御信号 S 5 9 は、制御信号 S 5 および S 9 としてレベルシフト回路 L S 2 に入力される。

シフト段 S R 2 A に入力される制御信号 S 8 は、そのまま制御信号 S 8 としてレベルシ

50

フト回路LS2に入力される。

【0252】

図30に示すシフト段SR2Aでは、制御信号S59がハイレベル(VDD)のとき、n型MOSトランジスタQn101およびp型MOSトランジスタQp101で構成されるトランスファークラークがオフし、p型MOSトランジスタQp102がオンする。すなわち、ノードNAおよびNBの電圧設定が終了しておらず、レベルシフト回路LS2の出力信号Oが不定な状態にある期間において、次段には一定の電圧VSSが出力される。

他方、制御信号S59がローレベル(VSS)のとき、トランスファークラーク(Qp101, Qn101)がオンし、p型MOSトランジスタQp102がオフする。すなわち、ノードNAおよびNBの電圧設定が終了し、レベルシフト回路LS2の出力信号Oがハイレベルまたはローレベルに確定する期間において、次段にはレベルシフト回路LS1の出力信号Oが出力される。

10

【0253】

次に、シフト段の第2の構成例について説明する。

【0254】

図31は、図29に示すシフトレジスタにおけるシフト段の第2の構成例を示す図である。

図31に示すシフト段SR2Bは、図30に示すシフト段SR2Aと同様の構成を有しており、両者の違いはp型MOSトランジスタQp101, Qp102およびn型MOSトランジスタQn101のゲートに入力される制御信号にある。

20

すなわち、シフト段SR2Bでは、n型MOSトランジスタQn101およびp型MOSトランジスタQp102のゲートに制御信号XS11が入力され、p型MOSトランジスタQp101のゲートに制御信号S11が入力される。

【0255】

シフト段SR2Bによると、制御信号S11がハイレベル(VDD)、制御信号XS11がローレベル(VSS)のとき、n型MOSトランジスタQn101およびp型MOSトランジスタQp101で構成されるトランスファークラークがオフし、p型MOSトランジスタQp102がオンする。すなわち、レベルシフト回路LS2においてレベルシフト動作が行われない期間において、次段には一定の電圧VSSが出力される。

他方、制御信号S11がローレベル(VSS)、制御信号XS11がハイレベル(VDD)のとき、トランスファークラーク(Qp101, Qn101)がオンし、p型MOSトランジスタQp102がオフする。すなわち、レベルシフト回路LS2においてレベルシフト動作が行われる期間において、次段にはレベルシフト回路LS2の出力信号Oが出力される。

30

【0256】

次に、シフト段の第3の構成例について説明する。

【0257】

図32は、図29に示すシフトレジスタにおけるシフト段の第3の構成例を示す図である。

図32に示すシフト段SR2Cは、図31に示すシフト段SR2Bにおけるレベルシフト回路LS2(LS2AまたはLS2B)を次に述べるLS2'(LS2CまたはLS2D)に置換し、更にNAND回路U4を追加したものであり、他の構成はシフト段SR2Bと同じである。

40

【0258】

図33は、レベルシフト回路LS2'の第1の構成例を示す図である。

図33に示すレベルシフト回路LS2Cは、図17に示すレベルシフト回路LS2Aにn型MOSトランジスタQn12を追加したものであり、他の構成要素はレベルシフト回路LS2Aと同じである。

n型MOSトランジスタQn12は、n型MOSトランジスタQn1のソースと電源ラインVSSとを接続する経路に挿入され、そのゲートに制御信号CUTが入力される。

50

## 【 0 2 5 9 】

図 3 4 は、レベルシフト回路 L S 2 ' の第 2 の構成例を示す図である。

図 3 4 に示すレベルシフト回路 L S 2 D は、図 1 9 に示すレベルシフト回路 L S 2 B に n 型 M O S トランジスタ Q n 1 2 を追加したものであり、他の構成要素はレベルシフト回路 L S 2 B と同じである。

n 型 M O S トランジスタ Q n 1 2 は、レベルシフト回路 L S 2 C と同様に、n 型 M O S トランジスタ Q n 1 のソースと電源ライン V S S とを接続する経路に挿入され、そのゲートに制御信号 C U T が入力される。

## 【 0 2 6 0 】

N A N D 回路 U 4 は、制御信号 S 6 と制御信号 S 1 1 の反転論理積を演算し、その演算結果を制御信号 C U T としてレベルシフト回路 L S 2 ' に供給する。

10

## 【 0 2 6 1 】

制御信号 S 6 がローレベル ( V S S ) のとき、または、制御信号 S 1 1 がローレベル ( V S S ) のとき、N A N D 回路 U 4 より出力される制御信号 C U T はハイレベル ( V D D ) になり、n 型 M O S トランジスタ Q n 1 2 はオンする。すなわち、ノード N A および N B の電圧設定が行われる期間や、レベルシフト回路 L S 2 ' においてレベルシフト動作が行われる期間において、n 型 M O S トランジスタ Q n 1 のソースは電源ライン V S S に接続される。

他方、制御信号 S 6 がハイレベル ( V D D ) かつ制御信号 S 1 1 がハイレベル ( V D D ) のとき、N A N D 回路 U 4 より出力される制御信号 C U T はローレベル ( V S S ) となり、n 型 M O S トランジスタ Q n 1 2 はオフする。すなわち、ノード N A および N B の電圧設定が行われておらず、かつ、レベルシフト回路 L S 2 ' においてレベルシフト動作が行われていない期間において、n 型 M O S トランジスタ Q n 1 のソースは電源ライン V S S から遮断される。したがって、n 型 M O S トランジスタ Q n 1 に電流を流す必要がないときには、n 型 M O S トランジスタ Q n 1 のソースを電源ライン V S S から遮断することによって、n 型 M O S トランジスタ Q n 1 に流れる無駄なリーク電流を抑制する。

20

## 【 0 2 6 2 】

次に、上述した構成を有する本実施形態に係るシフトレジスタの動作について、図 3 5 を参照して説明する。

## 【 0 2 6 3 】

図 3 5 は、本実施形態に係るシフトレジスタにおける各部の信号波形の一例を示す図である。

30

図 3 5 ( A ) は、制御信号 S 1 の電圧波形を示す。

図 3 5 ( B ) は、制御信号 S 2 の電圧波形を示す。

図 3 5 ( C ) は、制御信号 S 5 9 の電圧波形を示す。

図 3 5 ( D ) は、制御信号 S 8 の電圧波形を示す。

図 3 5 ( E ) は、クロック信号 C K 1 の電圧波形を示す。

図 3 5 ( F ) は、スタート信号 S T の電圧波形を示す。

図 3 5 ( G ) は、1 段目のシフト段 S R 2 \_ 1 の内部で生成される制御信号 S 1 1 の電圧波形を示す。

40

図 3 5 ( H ) は、1 段目のシフト段 S R 2 \_ 1 の出力信号 O \_ 1 を示す。

図 3 5 ( I ) は、2 段目のシフト段 S R 2 \_ 2 の内部で生成される制御信号 S 1 1 の電圧波形を示す。

図 3 5 ( J ) は、2 段目のシフト段 S R 2 \_ 2 の出力信号 O \_ 2 を示す。

## 【 0 2 6 4 】

図 3 5 に示す時刻 t 7 1 ~ t 7 4 の期間では、図 1 8 に示す時刻 t 4 1 ~ t 4 4 と同様な動作によって、各シフト段 ( S R 2 \_ 1 , S R 2 \_ 2 , ... ) に含まれるレベルシフト回路 L S 2 ( L S 2 ' ) が初期化される。

すなわち、第 1 の期間 ( t 7 1 ~ t 7 2 ) においては、ノード N A が電圧 ' V S S ' 、ノード N B が ' 電圧 V D D ' に設定される。第 2 の期間 ( t 7 2 ~ t 7 3 ) においては、

50

ノードNAが電圧 ' $VDD - V_{thp}(Q_{p1})$ ' に設定され、ノードNBが電圧 ' $VSS + V_{thn}(Q_{n1})$ ' に設定される。第6の期間 ( $t_{73} \sim t_{74}$ ) においては、ノードNAが電圧 ' $VDD - V_{thn}(Q_{p1}) - V_{in}$ ' に設定される。

#### 【0265】

シフト動作を行う前の初期状態において、各シフト段 ( $SR2\_1, SR2\_2, \dots$ ) の入力信号PRおよび出力信号OUTは全てハイレベル ( $VDD$ ) になっているものとする。

この場合、シフト段の入力信号PRおよび出力信号OUTがハイレベル ( $VDD$ ) になるため、シフト段内部で生成される制御信号S10およびS11は全てハイレベル ( $VDD$ ) になる。

10

制御信号S10およびS11がハイレベルになると、レベルシフト回路のノードNEに電圧 ' $VSS$ ' が供給される。ノードNEが電圧 ' $VSS$ ' になると、図18に示すように、ノードNA, NBの電圧設定を行う第1および第2の期間 ( $t_{71} \sim t_{73}$ ) を除いて、出力信号Oがハイレベル ( $VDD$ ) になる。

ノードNA, NBの電圧設定を行う第1および第2の期間 ( $t_{71} \sim t_{73}$ ) では、レベルシフト回路の出力に接続されるトランスファークラックゲート ( $Q_{n101}, Q_{p101}$ ) がオフし、p型MOSトランジスタ  $Q_{p102}$  がオンすることにより、シフト段の出力信号OUTはハイレベル ( $VDD$ ) になる。

したがって、シフト動作を行う前の初期状態において、各シフト段の入出力信号はハイレベル ( $VDD$ ) に保たれる。

20

#### 【0266】

時刻  $t_{71} \sim t_{74}$  におけるレベルシフト回路の初期化が終了すると、シフトレジスタの1段目のシフト段  $SR2\_1$  にローレベル ( $VSS$ ) のパルスがスタート信号STとして入力される。このパルスは、例えば図35(F)に示すように、クロック信号CK1のローレベル ( $VSS$ ) からハイレベル ( $V_{in}$ ) への立ち上がり時 ( $t_{76}$ ) においてローレベル ( $VSS$ ) となり、かつクロック信号CK1の1サイクルの期間よりパルス幅が短くなるように生成される ( $t_{75} \sim t_{77}$ )。

#### 【0267】

スタート信号STがローレベル ( $VSS$ ) になると、1段目のシフト段  $SR2\_1$  に含まれるNAND回路U3においてハイレベル ( $VDD$ ) の制御信号  $\bar{x}S11$  が生成され、制御信号S11がローレベルになる (図35(G))。

30

制御信号S11がローレベル ( $VSS$ ) になると、1段目のシフト段  $SR2\_1$  に含まれるレベルシフト回路  $LS2(LS2')$  のノードNEに、クロック信号CK1が入力される。クロック信号CK1が時刻  $t_{76}$  においてローレベル ( $VSS$ ) からハイレベル ( $V_{in}$ ) に立ち上がると、レベルシフト回路  $LS2(LS2')$  の出力信号OUT (= ' $O\_1$ ') はハイレベル ( $VDD$ ) からローレベル ( $VSS$ ) に立ち下がる (図35(H))。

#### 【0268】

1段目のシフト段  $SR2\_1$  の出力信号  $O\_1$  がローレベル ( $VSS$ ) になると、2段目のシフト段  $SR2\_2$  においてハイレベル ( $VDD$ ) の制御信号  $\bar{x}S11$  が生成され、制御信号S11がローレベル ( $VSS$ ) になる (図35(I))。

40

制御信号S11がローレベル ( $VSS$ ) になると、2段目のシフト段  $SR2\_2$  に含まれるレベルシフト回路  $LS2(LS2')$  のノードNEに、クロック信号  $\bar{x}CK1$  が入力される。クロック信号  $\bar{x}CK1$  は時刻  $t_{76}$  の後にローレベル ( $VSS$ ) になるため、レベルシフト回路  $LS2(LS2')$  の出力信号OUT (= ' $O\_2$ ') はハイレベル ( $VDD$ ) になる (図35(J))。

#### 【0269】

時刻  $t_{77}$  においてスタート信号STのローレベル ( $VSS$ ) のパルスが終了しても、1段目のシフト段  $SR2\_1$  におけるNAND回路U3にはローレベル ( $VSS$ ) の出力

50

信号OUTが入力されるため、NAND回路U3の出力信号(制御信号XS11)は引き続きハイレベル(VDD)に保たれ、制御信号S11はローレベルに保たれる(図35(G))。これにより、1段目のシフト段SR2\_\_1ではレベルシフト動作が実行され、出力信号O\_\_1はローレベルに保たれる(図35(H))。

#### 【0270】

時刻t78においてクロック信号CK1がハイレベル(Vin)からローレベル(VSS)に立ち下ると、1段目のシフト段SR2\_\_1におけるレベルシフト回路LS2(LS2')の出力信号OUTがローレベル(VSS)からハイレベル(VDD)に立ち上がる。出力信号OUTがハイレベル(VDD)になると、NAND回路U3の入力信号が全てハイレベル(VDD)になるため、NAND回路U3から出力される制御信号XS11がローレベル(VSS)になり、制御信号S11がハイレベル(VDD)になる。これにより、レベルシフト回路LS2(LS2')におけるレベルシフト動作が停止され、以降クロック信号CK1がローレベル(VSS)からハイレベル(VDD)へ立ち上がっても、1段目のシフト段SR2\_\_1の出力信号O\_\_1はハイレベル(VDD)のまま保持される。

10

#### 【0271】

他方、時刻t78においてクロック信号XCK1がローレベル(VSS)からハイレベル(VDD)へ立ち上がると、このクロック信号XCK1を入力したシフト段SR2\_\_2の出力信号O\_\_2はハイレベル(VDD)からローレベル(VSS)に立ち下がる(図35(J))。出力信号O\_\_2がローレベル(VSS)になることにより、2段目のシフト段SR2\_\_2に含まれるNAND回路U3の出力信号(制御信号XS11)は引き続きハイレベル(VDD)に保たれ、制御信号S11はローレベル(VSS)に保たれる(図35(I))。そのため、2段目のシフト段SR2\_\_2においてレベルシフト動作が実行される。

20

以降、同様な動作によって、ローレベルのパルスがクロック信号CK1およびXCK1に同期しながら、後段のシフト段へ順次に伝播される。

#### 【0272】

以上説明したように、本実施形態によれば、先の各実施形態で述べたレベルシフト回路を用いてシフトレジスタを構成することができるため、第10の実施形態と同様に、トランジスタのしきい電圧のばらつきに影響されない安定なレベルシフト動作を行いつつ、シフトレジスタとしての機能を実現することができる。

30

#### 【0273】

また、本実施形態によれば、各シフト段を構成するレベルシフト回路におけるリーク電流を非常に小さくすることができるため、消費電力を大幅に削減することができる。

特に、図33や図34に示すレベルシフト回路LS2'で構成されたシフト段SR2Cを用いた場合、n型MOSトランジスタQn1に電流を流す必要がない期間(レベルシフト回路LS2'の入力信号PRおよび出力信号OUTが非パルスのハイレベルになり、かつ、ノードNA、NBの電圧設定が行われない制御信号S6がハイレベルの期間)において、n型MOSトランジスタQn12がオフし、n型MOSトランジスタQn1と電源ラインVDDとが遮断される。これにより、ノードNA、NBの電圧が飛び込みノイズや電源電圧変動などで不安定になった場合でも、n型MOSトランジスタQn1に流れるリーク電流をn型MOSトランジスタQn12によって効果的に遮断することができる。

40

#### 【0274】

更に、本実施形態によれば、各シフト段を構成するレベルシフト回路において、トランジスタのしきい値より小さい振幅の信号でもレベルシフト動作を行うことができるため、第10の実施形態と同様に、小振幅のクロック信号で動作可能である。

#### 【0275】

なお、上述の実施形態では、制御信号S3、S4、S6を生成するインバータ回路INV1~INV3を各シフト段に設けているが、第10の実施形態と同様に、これらのインバータ回路を複数のシフト段で共有しても良い。これにより、回路素子を削減することが

50

できる。

【0276】

また、上述の実施形態では、レベルシフト回路を初期化するために4つの制御信号( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_{59}$ ,  $S_8$ )を必要としているが、例えば図27に示す回路と同様な構成の回路によって、これらの制御信号の幾つかを他の制御信号に基づいて生成可能である。これにより、シフトレジスタの制御のために外部から供給する信号の数を減らすことができる。

【0277】

<第12の実施形態>

次に、本発明の第12の実施形態について説明する。

10

【0278】

図36は、本発明の第12の実施形態に係るシフトレジスタの構成の一例を示す図である。

図36に示すシフトレジスタは、縦続接続された複数のシフト段 $SR1\_1$ ,  $SR1\_2$ ,  $SR2\_3$ ,  $SR2\_4$ ,  $SR1\_5$ ...と、インバータ回路 $INV10\_2$ ,  $INV10\_3$ ,  $INV10\_4$ , ...と、NAND回路 $U10\_1$ ,  $U10\_2$ ,  $U10\_3$ , ...とを有する。

【0279】

以下では、'k'を0以上の整数とする。

第( $4k+1$ )段のシフト段 $SR1\_ (4k+1)$ は、例えば図21に示すシフト段 $SR1A$ や、図22に示すシフト段 $SR1B$ 、図23に示すシフト段 $SR1C$ と同様な構成を有する。

20

【0280】

第( $4k+2$ )段のシフト段 $SR1\_ (4k+2)$ は、例えば図21に示すシフト段 $SR1A$ や、図22に示すシフト段 $SR1B$ 、図23に示すシフト段 $SR1C$ と同様な構成を有する。

【0281】

第( $4k+3$ )段のシフト段 $SR2\_ (4k+3)$ は、例えば図30に示すシフト段 $SR2A$ や、図31に示すシフト段 $SR2B$ 、図32に示すシフト段 $SR2C$ と同様な構成を有する。

30

【0282】

第( $4k+4$ )段のシフト段 $SR2\_ (4k+4)$ は、例えば図30に示すシフト段 $SR2A$ や、図31に示すシフト段 $SR2B$ 、図32に示すシフト段 $SR2C$ と同様な構成を有する。

【0283】

シフト段 $SR1\_ (4k+1)$ およびシフト段 $SR1\_ (4k+2)$ における制御信号 $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_{58}$ ,  $S_9$ の入力端子には、それぞれ、制御信号 $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_5$ ,  $S_8$ が共通に入力される。これらのシフト段において、制御信号 $S_5$ は制御信号 $S_5$ および $S_8$ として扱われ、制御信号 $S_8$ は制御信号 $S_9$ として扱われる。

【0284】

シフト段 $SR2\_ (4k+3)$ およびシフト段 $SR2\_ (4k+4)$ における制御信号 $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_{59}$ ,  $S_8$ の入力端子には、それぞれ、制御信号 $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_5$ ,  $S_8$ が共通に入力される。これらのシフト段において、制御信号 $S_5$ は制御信号 $S_5$ および $S_9$ として扱われ、制御信号 $S_8$ は制御信号 $S_8$ として扱われる。

40

【0285】

奇数段のシフト段( $SR1\_1$ ,  $SR2\_3$ ,  $SR1\_5$ ,  $SR2\_7$ ...)におけるクロック信号 $CK$ の端子には、クロック信号 $CK_1$ が共通に入力される。

偶数段のシフト段( $SR1\_2$ ,  $SR2\_4$ ,  $SR1\_6$ ,  $SR2\_8$ ...)におけるクロック信号 $CK$ の端子には、クロック信号 $CK_1$ と同一の周期で位相がずれたクロック信号 $CK_2$ が共通に入力される。

50

## 【0286】

インバータ回路  $INV10\_ (4k+2)$  は、シフト段  $SR1\_ (4k+2)$  の出力信号  $OUT$  を論理反転して、次段のシフト段  $SR2\_ (4k+3)$  の入力信号  $PR$  を生成する。

## 【0287】

インバータ回路  $INV10\_ (4k+4)$  は、シフト段  $SR2\_ (4k+4)$  の出力信号  $OUT$  を論理反転して、次段のシフト段  $SR1\_ (4(k+1)+1)$  の入力信号  $PR$  を生成する。

## 【0288】

インバータ回路  $INV10\_ (4k+3)$  は、シフト段  $SR2\_ (4k+3)$  の出力信号  $OUT$  を論理反転する。

10

## 【0289】

$NAND$  回路  $U10\_ (4k+1)$  は、シフト段  $SR1\_ (4k+1)$  とシフト段  $SR1\_ (4k+2)$  の出力信号  $OUT$  の反転論理積を演算し、その演算結果を出力信号  $O\_ (4k+1)$  として出力する。すなわち、シフト段  $SR1\_ (4k+1)$  およびシフト段  $SR1\_ (4k+2)$  から共にハイレベル ( $VDD$ ) のパルス信号が出力されるとき、 $NAND$  回路  $U10\_ (4k+1)$  はローレベル ( $VSS$ ) のパルス信号を出力する。

## 【0290】

$NAND$  回路  $U10\_ (4k+2)$  は、シフト段  $SR1\_ (4k+2)$  の出力信号  $OUT$  と、シフト段  $SR2\_ (4k+3)$  の出力信号  $OUT$  がインバータ回路  $INV10\_ (4k+3)$  において論理反転された信号との反転論理積を演算し、その演算結果を出力信号  $O\_ (4k+2)$  として出力する。すなわち、シフト段  $SR1\_ (4k+2)$  からハイレベル ( $VDD$ ) のパルス信号が出力され、かつ、シフト段  $SR2\_ (4k+3)$  からローレベル ( $VSS$ ) のパルス信号が出力されるとき、 $NAND$  回路  $U10\_ (4k+2)$  はローレベル ( $VSS$ ) のパルス信号を出力する。

20

## 【0291】

$NAND$  回路  $U10\_ (4k+3)$  は、シフト段  $SR2\_ (4k+3)$  の出力信号  $OUT$  がインバータ回路  $INV10\_ (4k+3)$  において論理反転された信号と、シフト段  $SR2\_ (4k+4)$  の出力信号  $OUT$  がインバータ回路  $INV10\_ (4k+4)$  において論理反転された信号との反転論理積を演算し、その演算結果を出力信号  $O\_ (4k+3)$  として出力する。すなわち、シフト段  $SR2\_ (4k+3)$  からローレベル ( $VSS$ ) のパルス信号が出力され、かつ、シフト段  $SR2\_ (4k+4)$  からローレベル ( $VSS$ ) のパルス信号が出力されるとき、 $NAND$  回路  $U10\_ (4k+3)$  はローレベル ( $VSS$ ) のパルス信号を出力する。

30

## 【0292】

$NAND$  回路  $U10\_ (4k+4)$  は、シフト段  $SR2\_ (4k+4)$  の出力信号  $OUT$  がインバータ回路  $INV10\_ (4k+4)$  において論理反転された信号と、シフト段  $SR1\_ (4(k+1)+1)$  の出力信号  $OUT$  との反転論理積を演算し、その演算結果を出力信号  $O\_ (4k+4)$  として出力する。すなわち、シフト段  $SR2\_ (4k+4)$  からローレベル ( $VSS$ ) のパルス信号が出力され、かつ、シフト段  $SR1\_ (4(k+1)+1)$  からハイレベル ( $VDD$ ) のパルス信号が出力されるとき、 $NAND$  回路  $U10\_ (4k+4)$  はローレベル ( $VSS$ ) のパルス信号を出力する。

40

## 【0293】

上記の接続関係は、次のように言い換えることができる。

## 【0294】

まず、縦続接続された2つのシフト段  $SR1\_ i$  および  $SR1\_ (i+1)$  は、その一方がクロック信号  $CK1$ 、他方がクロック信号  $CK2$  を入力する。例えば2段目のシフト段  $SR1\_ 2$  はクロック信号  $CK2$  を入力し、これに縦続接続される3段目のシフト段  $SR2\_ 3$  (1段目のシフト段  $SR1\_ 1$ ) はクロック信号  $CK1$  を入力する。

## 【0295】

50



また、1つのシフト段を挟んで離れた2つのシフト段において、一方のシフト段（SR1A, SR1B, SR1C）はNOR回路U1を含み、他方のシフト段（SR2A, SR2B, SR2C）はNAND回路U3を含む。

NOR回路U1は、ローレベル（VSS）のクロック信号CK1（CK2）がレベルシフト回路LS1（LS1'）においてレベルシフトされてハイレベル（VDD）の出力信号Oが出力される期間において、ローレベル（VSS）の信号（制御信号S11）を出力する。NOR回路U1がローレベル（VSS）の信号を出力する期間は、ハイレベル（VDD）のパルスが前段から入力信号PRとして入力される期間か、または、ハイレベル（VDD）のパルスが次段へ出力信号OUTとして出力される期間を示す。この期間において、レベルシフト回路LS1（LS1'）内部のトランスファゲート（Qn11, Qp11）がオンするため、NOR回路U1を含んだシフト段（SR1A, SR1B, SR1C）のレベルシフト動作が有効になる。

10

他方、NAND回路U3は、ハイレベル（VDD）のクロック信号CK1（CK2）がレベルシフト回路LS2（LS2'）においてレベルシフトされてローレベル（VSS）の出力信号Oが出力される期間において、ハイレベル（VDD）の信号（制御信号XS11）を出力する。NAND回路U3がハイレベル（VDD）の信号を出力する期間は、ローレベル（VSS）のパルスが前段から入力信号PRとして入力される期間か、または、ローレベル（VSS）のパルスが次段へ出力信号OUTとして出力される期間を示す。この期間において、レベルシフト回路LS2（LS2'）内部のトランスファゲート（Qn11, Qp11）がオンするため、NAND回路U3を含んだシフト段（SR2A, SR2B, SR2C）のレベルシフト動作が有効になる。

20

【0296】

更に、クロック信号CK1を入力するシフト段SR1\_\_（4k+1）と、その後段のシフト段SR1\_\_（4k+2）は、何れも内部にNOR回路U1を有するシフトレジスタ（SR1A, SR1B, SR1C）である。そのため、この2つのシフト段は共に、ローレベル（VSS）のクロック信号（CK1またはCK2）を1サイクル分だけレベルシフト回路LS1（LS1'）においてレベルシフトすることにより、ハイレベル（VDD）のパルス信号を生成する。

同様に、クロック信号CK2を入力するシフト段SR2\_\_（4k+3）と、その後段のシフト段SR2\_\_（4k+4）は、何れも内部にNAND回路U3を有するシフトレジスタ（SR2A, SR2B, SR2C）である。そのため、この2つのシフト段は共に、ハイレベル（Vin）のクロック信号（CK1またはCK2）を1サイクル分だけレベルシフト回路LS2（LS2'）においてレベルシフトすることにより、ローレベル（VSS）のパルス信号を生成する。

30

【0297】

加えて、クロック信号CK1とクロック信号CK2との位相関係は、次のようになっている。すなわち、クロック信号CK2がハイレベル（Vin）のとき、クロック信号CK1はハイレベル（Vin）からローレベル（VSS）へ変化する。

【0298】

次に、上述した構成を有する本実施形態に係るシフトレジスタの動作について、図37を参照して説明する。

40

【0299】

図37は、図36に示すシフトレジスタにおける各部の信号波形の一例を示す図である。

図37（A）は、制御信号S1の電圧波形を示す。

図37（B）は、制御信号S2の電圧波形を示す。

図37（C）は、制御信号S5の電圧波形を示す。

図37（D）は、制御信号S89の電圧波形を示す。

図37（E）は、クロック信号CK1の電圧波形を示す。

図37（F）は、クロック信号CK2の電圧波形を示す。

50

図 37 ( G ) は、スタート信号 S T の電圧波形を示す。

図 37 ( H ) ~ ( L ) は、それぞれ、1 段目 ~ 5 段目のシフト段から出力される出力信号 O U T の電圧波形を示す。

図 37 ( M ) ~ ( O ) は、それぞれ、出力信号 O \_ 1 ~ O \_ 3 の電圧波形を示す。

#### 【 0 3 0 0 】

図 37 に示す時刻  $t_{81} \sim t_{84}$  の期間では、図 15 や図 18 に示す時刻  $t_{41} \sim t_{44}$  と同様な動作によって、各シフト段 ( S R 1 \_ 1 , S R 1 \_ 2 , ... ) に含まれるレベルシフト回路 L S 1 ( L S 1 ' ) が初期化される。

すなわち、第 1 の期間 (  $t_{81} \sim t_{82}$  ) においては、ノード N A が電圧 ' V S S ' 、ノード N B が ' 電圧 V D D ' に設定される。第 2 の期間 (  $t_{82} \sim t_{83}$  ) においては、ノード N A が電圧 ' V D D - V\_{thp}(Q\_{p1}) ' に設定され、ノード N B が電圧 ' V S S + V\_{thn}(Q\_{n1}) ' に設定される。第 6 の期間 (  $t_{83} \sim t_{84}$  ) においては、ノード N B が電圧 ' V S S + V\_{thn}(Q\_{n1}) + V\_{in} ' に設定されるか、または、ノード N A が電圧 ' V D D - V\_{thp}(Q\_{p1}) - V\_{in} ' に設定される。

#### 【 0 3 0 1 】

シフト動作を行う前の初期状態において、シフト段 S R 1 \_ (  $4k + 1$  ) , S R 1 \_ (  $4k + 2$  ) の入力信号 P R および出力信号 O U T は全てローレベル ( V S S ) になり、シフト段 S R 2 \_ (  $4k + 3$  ) , S R 2 \_ (  $4k + 4$  ) の入力信号 P R および出力信号 O U T は全てハイレベル ( V D D ) になっているものとする。

#### 【 0 3 0 2 】

この場合、シフト段 S R 1 \_ (  $4k + 1$  ) , S R 1 \_ (  $4k + 2$  ) では、入力信号 P R および出力信号 O U T がローレベル ( V S S ) になるため、シフト段内部の N O R 回路 U 1 で生成される制御信号 S 1 0 および S 1 1 は全てハイレベル ( V D D ) になる。

制御信号 S 1 0 および S 1 1 がハイレベルになると、レベルシフト回路 L S 1 ( L S 1 ' ) のノード N E に電圧 ' V\_{in} ' が供給される。ノード N E が電圧 ' V\_{in} ' になると、図 15 に示すように、ノード N A , N B の電圧設定を行う第 1 および第 2 の期間 (  $t_{81} \sim t_{83}$  ) を除いて、出力信号 O がローレベル ( V S S ) になる。

ノード N A , N B の電圧設定を行う第 1 および第 2 の期間 (  $t_{81} \sim t_{83}$  ) では、レベルシフト回路 L S 1 ( L S 1 ' ) の出力に接続されるトランスファークゲート (  $Q_{n101}$  ,  $Q_{p101}$  ) がオフし、n 型 M O S トランジスタ  $Q_{n102}$  がオンすることにより、シフト段の出力信号 O U T はローレベル ( V S S ) になる。

したがって、シフト動作を行う前の初期状態において、シフト段 S R 1 \_ (  $4k + 1$  ) , S R 1 \_ (  $4k + 2$  ) の入出力信号はローレベル ( V S S ) に保たれる。

#### 【 0 3 0 3 】

また、この場合、シフト段 S R 2 \_ (  $4k + 3$  ) , S R 2 \_ (  $4k + 4$  ) では、入力信号 P R および出力信号 O U T がハイレベル ( V D D ) になるため、シフト段内部の N A N D 回路 U 3 で生成される制御信号 S 1 0 および S 1 1 は全てハイレベル ( V D D ) になる。

制御信号 S 1 0 および S 1 1 がハイレベルになると、レベルシフト回路 L S 2 ( L S 2 ' ) のノード N E に電圧 ' V S S ' が供給される。ノード N E が電圧 ' V S S ' になると、図 18 に示すように、ノード N A , N B の電圧設定を行う第 1 および第 2 の期間 (  $t_{81} \sim t_{83}$  ) を除いて、出力信号 O がハイレベル ( V D D ) になる。

ノード N A , N B の電圧設定を行う第 1 および第 2 の期間 (  $t_{81} \sim t_{83}$  ) では、レベルシフト回路 L S 2 ( L S 2 ' ) の出力に接続されるトランスファークゲート (  $Q_{n101}$  ,  $Q_{p101}$  ) がオフし、p 型 M O S トランジスタ  $Q_{p102}$  がオンすることにより、シフト段の出力信号 O U T はハイレベル ( V D D ) になる。

したがって、シフト動作を行う前の初期状態において、シフト段 S R 2 \_ (  $4k + 3$  ) , S R 2 \_ (  $4k + 4$  ) の入出力信号はハイレベル ( V D D ) に保たれる。

#### 【 0 3 0 4 】

時刻  $t_{81} \sim t_{84}$  におけるレベルシフト回路の初期化が終了すると、シフトレジスタ

の１段目のシフト段ＳＲ１＿１にハイレベル（ＶＤＤ）のパルスがスタート信号ＳＴとして入力される（時刻ｔ８５）。

このパルスは、例えば図３７（Ｇ）に示すように、クロック信号ＣＫ２に同期している。クロック信号ＣＫ１のハイレベル（Ｖｉｎ）からローレベル（ＶＳＳ）への立下り時（ｔ８６）においてハイレベル（ＶＤＤ）となり、かつクロック信号ＣＫ１の１サイクルの期間よりパルス幅が短くなるように生成される（ｔ８５～ｔ８７）。

#### 【０３０５】

スタート信号ＳＴがハイレベル（ＶＤＤ）になると、１段目のシフト段ＳＲ１＿１に含まれるＮＯＲ回路Ｕ１においてローレベル（ＶＳＳ）の制御信号Ｓ１１が生成され、そのレベルシフト回路ＬＳ１（ＬＳ１'）のノードＮＥにクロック信号ＣＫ１が入力される。クロック信号ＣＫ１が時刻ｔ８６においてハイレベル（Ｖｉｎ）からローレベル（ＶＳＳ）に立ち下がると、シフト段ＳＲ１＿１の出力信号ＯＵＴはローレベル（ＶＳＳ）からハイレベル（ＶＤＤ）に立ち上がる（図３７（Ｈ））。

10

#### 【０３０６】

１段目のシフト段ＳＲ１＿１の出力信号ＯＵＴがハイレベル（ＶＤＤ）になると、２段目のシフト段ＳＲ１＿２に含まれるＮＯＲ回路Ｕ１においてローレベル（ＶＳＳ）の制御信号Ｓ１１が生成され、そのレベルシフト回路ＬＳ１（ＬＳ１'）のノードＮＥにクロック信号ＣＫ２が入力される。クロック信号ＣＫ２は時刻ｔ８６においてハイレベル（Ｖｉｎ）であるため、２段目のシフト段ＳＲ１＿２の出力信号ＯＵＴはローレベル（ＶＳＳ）のままである（図３７（Ｉ））。

20

#### 【０３０７】

時刻ｔ８７においてスタート信号ＳＴのハイレベル（ＶＤＤ）のパルスが終了した後も、１段目のシフト段ＳＲ１＿１におけるＮＯＲ回路Ｕ１には自身のハイレベル（ＶＤＤ）の出力信号ＯＵＴが入力されるため、ＮＯＲ回路Ｕ１の出力信号（制御信号Ｓ１１）は引き続きローレベル（ＶＳＳ）に保たれる。これにより、１段目のシフト段ＳＲ１＿１ではレベルシフト動作が続行され、その出力信号ＯＵＴはハイレベルに保たれる（図３７（Ｈ））。

#### 【０３０８】

また時刻ｔ８７において、クロック信号ＣＫ２がハイレベル（Ｖｉｎ）からローレベル（ＶＳＳ）へ立ち下がると、２段目のシフト段ＳＲ１＿２の出力信号ＯＵＴはローレベル（ＶＳＳ）からハイレベル（ＶＤＤ）に立ち上がる（図３７（Ｉ））。

30

２段目のシフト段ＳＲ１＿２の出力信号ＯＵＴがハイレベル（ＶＤＤ）になると、３段目のシフト段ＳＲ２＿３には、インバータ回路ＩＮＶ１０＿２を介してローレベル（ＶＳＳ）のパルスが入力信号ＰＲとして入力される。そのため、３段目のシフト段ＳＲ２＿３に含まれるＮＡＮＤ回路Ｕ３においてハイレベル（ＶＤＤ）の制御信号ｘＳ１１が生成され、そのレベルシフト回路ＬＳ２（ＬＳ２'）のノードＮＥにクロック信号ＣＫ１が入力される。クロック信号ＣＫ１は時刻ｔ８７においてローレベル（ＶＳＳ）であるため、３段目のシフト段ＳＲ２＿３の出力信号ＯＵＴはハイレベル（ＶＤＤ）のままである（図３７（Ｊ））。

#### 【０３０９】

40

時刻ｔ８８においてクロック信号ＣＫ１がローレベル（ＶＳＳ）からハイレベル（Ｖｉｎ）に立ち上がると、１段目のシフト段ＳＲ１＿１におけるレベルシフト回路ＬＳ１（ＬＳ１'）の出力信号ＯＵＴがハイレベル（ＶＤＤ）からローレベル（ＶＳＳ）に立ち下がる。出力信号ＯＵＴがローレベル（ＶＳＳ）になると、ＮＯＲ回路Ｕ１の入力信号が全てローレベル（ＶＳＳ）になるため、ＮＯＲ回路Ｕ１から出力される制御信号Ｓ１１がハイレベル（ＶＤＤ）になる。制御信号Ｓ１１がハイレベル（ＶＤＤ）になると、レベルシフト回路ＬＳ１（ＬＳ１'）におけるレベルシフト動作が停止され、以降クロック信号ＣＫ１がハイレベル（Ｖｉｎ）からローレベル（ＶＳＳ）へ立ち下がっても、１段目のシフト段ＳＲ１＿１の出力信号ＯＵＴはローレベル（ＶＳＳ）のまま保持される。

#### 【０３１０】

50

他方、時刻  $t_{88}$  において 1 段目のシフト段  $SR1\_1$  の出力信号  $OUT$  がローレベル ( $VSS$ ) になっても、2 段目のシフト段  $SR1\_2$  における NOR 回路  $U1$  には、自身のハイレベル ( $VDD$ ) の出力信号  $OUT$  が入力されるため、NOR 回路  $U1$  の出力信号 (制御信号  $S11$ ) は引き続きローレベル ( $VSS$ ) に保たれる。これにより、2 段目のシフト段  $SR1\_2$  ではレベルシフト動作が継続され、その出力信号  $OUT$  はハイレベルに保たれる (図 37 (I))。

#### 【0311】

また、時刻  $t_{88}$  においてクロック信号  $CK1$  が立ち上がると、3 段目のシフト段  $SR2\_3$  の出力信号  $OUT$  はハイレベル ( $VDD$ ) からローレベル ( $VSS$ ) へ立ち下がる (図 37 (J))。この出力信号  $OUT$  が 4 段目のシフト段  $SR2\_4$  に入力されると、その内部の NAND 回路  $U3$  においてハイレベル ( $VDD$ ) の制御信号  $xS11$  が生成され、レベルシフト回路  $LS2$  ( $LS2'$ ) のノード  $NE$  にクロック信号  $CK2$  が入力される。クロック信号  $CK2$  は時刻  $t_{88}$  においてローレベル ( $VSS$ ) であるため、4 段目のシフト段  $SR2\_4$  の出力信号  $OUT$  はハイレベル ( $VDD$ ) のままである (図 37 (K))。

#### 【0312】

時刻  $t_{89}$  においてクロック信号  $CK2$  がローレベル ( $VSS$ ) からハイレベル ( $Vin$ ) に立ち上がると、2 段目のシフト段  $SR1\_2$  におけるレベルシフト回路  $LS1$  ( $LS1'$ ) の出力信号  $OUT$  がハイレベル ( $VDD$ ) からローレベル ( $VSS$ ) に立ち下がる。出力信号  $OUT$  がローレベル ( $VSS$ ) になると、NOR 回路  $U1$  の入力信号が全てローレベル ( $VSS$ ) になるため、NOR 回路  $U1$  から出力される制御信号  $S11$  がハイレベル ( $VDD$ ) になる。制御信号  $S11$  がハイレベル ( $VDD$ ) になると、レベルシフト回路  $LS1$  ( $LS1'$ ) におけるレベルシフト動作が停止され、以降クロック信号  $CK2$  がハイレベル ( $Vin$ ) からローレベル ( $VSS$ ) へ立ち下がっても、2 段目のシフト段  $SR1\_2$  の出力信号  $OUT$  はローレベル ( $VSS$ ) のまま保持される。

#### 【0313】

他方、時刻  $t_{89}$  において 2 段目のシフト段  $SR1\_2$  の出力信号  $OUT$  がローレベル ( $VSS$ ) になっても、3 段目のシフト段  $SR2\_3$  における NAND 回路  $U3$  には、自身のローレベル ( $VSS$ ) の出力信号  $OUT$  が入力されるため、NAND 回路  $U3$  の出力信号 (制御信号  $xS11$ ) は引き続きハイレベル ( $VDD$ ) に保たれる。これにより、3 段目のシフト段  $SR2\_3$  ではレベルシフト動作が継続され、その出力信号  $OUT$  はローレベルに保たれる (図 37 (J))。

#### 【0314】

また、時刻  $t_{89}$  においてクロック信号  $CK2$  が立ち上がると、4 段目のシフト段  $SR2\_3$  の出力信号  $OUT$  はハイレベル ( $VDD$ ) からローレベル ( $VSS$ ) へ立ち下がる (図 37 (K))。この出力信号  $OUT$  が、インバータ回路  $INV10\_4$  を介して 5 段目のシフト段  $SR1\_5$  に入力されると、その内部の NOR 回路  $U1$  においてローレベル ( $VSS$ ) の制御信号  $S11$  が生成され、レベルシフト回路  $LS1$  ( $LS1'$ ) のノード  $NE$  にクロック信号  $CK1$  が入力される。クロック信号  $CK1$  は時刻  $t_{89}$  においてハイレベル ( $VDD$ ) であるため、5 段目のシフト段  $SR1\_5$  の出力信号  $OUT$  はローレベル ( $VSS$ ) のままである (図 37 (L))。

以降、同様な動作によって、ハイレベルまたはローレベルのパルスがクロック信号  $CK1$  および  $CK2$  に同期しながら、後段のシフト段へ順次に伝播される。

#### 【0315】

出力信号  $O\_1$ ,  $O\_2$ ,  $O\_3$ , ... は、図 37 (M) ~ (O) に示すように、縦続接続された 2 つのシフト段が共にパルス信号を出力するタイミングにおいて、順番にローレベルになる。

例えば、1 段目および 2 段目のシフト段からハイレベルのパルスが出力される期間 ( $t_{87} \sim t_{88}$ ) において、出力信号  $O\_1$  がローレベルになる (図 37 (M))。2 段目のシフト段からハイレベルのパルス、3 段目のシフト段からローレベルのパルスが出力さ

10

20

30

40

50

れる期間 ( $t_{88} \sim t_{89}$ ) において、出力信号  $O\_2$  がローレベルになる (図 37 (N))。3 段目および 4 段目のシフト段からローレベルのパルスが出力される期間 ( $t_{89} \sim t_{810}$ ) において、出力信号  $O\_3$  がローレベルになる。

#### 【0316】

以上説明したように、本実施形態によれば、位相がずれた 2 つのクロック信号  $CK_1$ ,  $CK_2$  の立ち上がりと立下りに同期してパルス信号をシフトさせることができる。

そのため、単一のクロック信号を用いる図 20 や図 29 に示したシフトレジスタに比べて、クロック信号  $CK_1$ ,  $CK_2$  の周波数を半分に下げても、これらと同等のスピードでパルス信号をシフトさせることができる。クロック信号の周波数を下げることにより、クロック信号を伝送する配線の寄生容量の充放電によって無駄に消費される電力が減るため、消費電力を低減できる。また、クロック信号を駆動する回路の負荷が小さくなるため、回路サイズを小型化することができる。

10

#### 【0317】

次に、本実施形態に係るシフトレジスタの他の構成例について説明する。

#### 【0318】

図 38 は、本実施形態に係るシフトレジスタの他の構成例を示す図であり、出力信号  $O\_1$ ,  $O\_2$ , ... がハイレベルのパルス信号となる。

#### 【0319】

図 38 に示すシフトレジスタは、縦続接続された複数のシフト段  $SR1\_1$ ,  $SR1\_2$ ,  $SR2\_3$ ,  $SR2\_4$ ,  $SR1\_5$  ... と、インバータ回路  $INV20\_1$ ,  $INV10\_2$ ,  $INV10\_4$ , ... と、NOR 回路  $U20\_1$ ,  $U20\_2$ ,  $U20\_3$ , ... とを有する。

20

#### 【0320】

シフト段  $SR1\_1$ ,  $SR1\_2$ ,  $SR2\_3$ ,  $SR2\_4$ ,  $SR1\_5$  ... は、先に説明した図 29 に示すシフトレジスタにおける同一符号の構成要素と同じであり、これらの接続関係も図 29 に示すシフトレジスタと同じである。

#### 【0321】

インバータ回路  $INV20\_ (4k+1)$  は、シフト段  $SR1\_ (4k+1)$  の出力信号  $OUT$  を論理反転する。

#### 【0322】

インバータ回路  $INV20\_ (4k+2)$  は、シフト段  $SR1\_ (4k+2)$  の出力信号  $OUT$  を論理反転して、次段のシフト段  $SR2\_ (4k+3)$  の入力信号  $PR$  を生成する。

30

#### 【0323】

インバータ回路  $INV20\_ (4k+4)$  は、シフト段  $SR2\_ (4k+4)$  の出力信号  $OUT$  を論理反転して、次段のシフト段  $SR1\_ (4(k+1)+1)$  の入力信号  $PR$  を生成する。

#### 【0324】

NOR 回路  $U20\_ (4k+1)$  は、シフト段  $SR1\_ (4k+1)$  の出力信号がインバータ回路  $INV20\_ (4k+1)$  において論理反転された信号と、シフト段  $SR1\_ (4k+2)$  の出力信号  $OUT$  がインバータ回路  $INV20\_ (4k+2)$  において論理反転された信号との反転論理和を演算し、その演算結果を出力信号  $O\_ (4k+1)$  として出力する。すなわち、シフト段  $SR1\_ (4k+1)$  およびシフト段  $SR1\_ (4k+2)$  から共にハイレベル ( $VDD$ ) のパルス信号が出力されるとき、NOR 回路  $U20\_ (4k+1)$  はハイレベル ( $VDD$ ) のパルス信号を出力する。

40

#### 【0325】

NOR 回路  $U20\_ (4k+2)$  は、シフト段  $SR1\_ (4k+2)$  の出力信号  $OUT$  がインバータ回路  $INV20\_ (4k+2)$  において論理反転された信号と、シフト段  $SR2\_ (4k+3)$  の出力信号  $OUT$  との反転論理和を演算し、その演算結果を出力信号  $O\_ (4k+2)$  として出力する。すなわち、シフト段  $SR1\_ (4k+2)$  からハイレ

50

ベル ( $VDD$ ) のパルス信号が出力され、かつ、シフト段  $SR2\_ (4k+3)$  からローレベル ( $VSS$ ) のパルス信号が出力されるとき、 $NOR$ 回路  $U20\_ (4k+2)$  はハイレベル ( $VDD$ ) のパルス信号を出力する。

【0326】

$NOR$ 回路  $U20\_ (4k+3)$  は、シフト段  $SR2\_ (4k+3)$  の出力信号  $OUT$  とシフト段  $SR2\_ (4k+4)$  の出力信号  $OUT$  との反転論理和を演算し、その演算結果を出力信号  $O\_ (4k+3)$  として出力する。すなわち、シフト段  $SR2\_ (4k+3)$  からローレベル ( $VSS$ ) のパルス信号が出力され、かつ、シフト段  $SR2\_ (4k+4)$  からローレベル ( $VSS$ ) のパルス信号が出力されるとき、 $NOR$ 回路  $U20\_ (4k+3)$  はハイレベル ( $VDD$ ) のパルス信号を出力する。

10

【0327】

$NOR$ 回路  $U20\_ (4k+4)$  は、シフト段  $SR2\_ (4k+4)$  の出力信号  $OUT$  と、シフト段  $SR1\_ (4(k+1)+1)$  の出力信号  $OUT$  がインバータ回路  $INV20\_ (4(k+1)+1)$  において論理反転された信号との反転論理和を演算し、その演算結果を出力信号  $O\_ (4k+4)$  として出力する。すなわち、シフト段  $SR2\_ (4k+4)$  からローレベル ( $VSS$ ) のパルス信号が出力され、かつ、シフト段  $SR1\_ (4(k+1)+1)$  からハイレベル ( $VDD$ ) のパルス信号が出力されるとき、 $NOR$ 回路  $U20\_ (4k+4)$  はハイレベル ( $VDD$ ) のパルス信号を出力する。

【0328】

図39は、図38に示すフトレジスタにおける各部の信号波形の一例を示す図である。

20

図39(A)~(O)の信号波形は、それぞれ、図37(A)~(O)の信号波形に対応する。

図37と図39を比較して分かるように、各シフト段をパルス信号がシフトするタイミングに関して、図36に示すシフトレジスタと図38に示すシフトレジスタの動作は同じである。図38に示すシフトレジスタは、図39(M)~(N)に示すように、順次にシフトする出力信号  $O\_1$ ,  $O\_2$ ,  $O\_3$ , ... のパルスがハイレベル ( $VDD$ ) のパルスである点で、図36に示すシフトレジスタと異なっている。

【0329】

< 第13の実施形態 >

次に、本発明の第13の実施形態について説明する。

30

【0330】

上述の各実施形態において説明したレベルシフト回路やシフトレジスタは、例えば液晶素子や  $EL$  (electroluminescence) 素子、 $LED$  (light emitting diode) 素子などを画素として用いる表示装置において画素アレイ部の駆動回路に供給するレベルシフト信号を生成する回路や、各画素を走査するためのパルス信号を生成するシフトレジスタに適用することが可能である。

【0331】

図40は、本実施形態に係る表示装置の構成の一例を示す図である。

図40に示す表示装置105は、画素アレイ部102と、垂直駆動回路103と、水平駆動回路104と、レベルシフト回路群106と、インバータ回路群107と、バッファ回路108~111とを有する。

40

【0332】

画素アレイ部102は、 $m$ 行 $n$ 列の行列状に配列された複数の画素101を含む。

例えば画素101が液晶素子の場合、画素アレイ部102は、2枚の透明な絶縁性基板(例えば、ガラス基板)に形成される。一方の基板には、画素アレイ部102の $m$ 行の走査線112(112-1~112- $m$ )と $n$ 列の信号線113(113-1~113- $n$ )とが格子状に形成される。2つの基板は、所定の間隙をもって対向配置され、その間隙部分に液晶層が保持される。液晶層を挟む2つの基板の一方には、不図示のバックライトによって光が照射される。走査線112と信号線113との交点部分には、画素101が形成される。

50

## 【 0 3 3 3 】

画素 1 0 1 は、例えば図 4 0 に示すように、薄膜トランジスタ T F T と、液晶セル L C と、保持容量 C S とを有する。

薄膜トランジスタは、そのゲートが走査線 1 1 2 に接続され、そのソースが信号線 1 1 3 に接続される。

薄膜トランジスタ T F T のドレインには、液晶セル L C の一方の電極（画素電極）と保持容量 C S の一方の電極とが接続される。ここで、液晶セル L C は、画素トランジスタ T F T に接続される画素電極と、この画素電極が形成される基板の対向基板に形成される対向電極と、これらの電極に挟まれる液晶とを含んでいる。液晶セル L C の対向電極は、例えば保持容量 C S の他方の電極と共に、コモン線 1 1 4 に接続される。

10

## 【 0 3 3 4 】

垂直駆動回路 1 0 3 は、垂直スタートパルス V S T によって指定される 1 垂直走査期間ごとに、画素アレイ部 1 0 2 の第 1 行から第 m 行までの各行を垂直クロック信号 V C K および  $\times V C K$  に同期したタイミングで順番に選択する。

## 【 0 3 3 5 】

垂直駆動回路 1 0 3 は、例えば、垂直走査用のシフトレジスタと、画素アレイ部 1 0 2 の m 本の行に対応する m 個の駆動信号出力回路を有する。

垂直走査用のシフトレジスタは、画素アレイ部 1 0 2 の第 1 行から第 m 行までの各行を順番に選択するパルス信号を発生する。このシフトレジスタは、垂直スタートパルス V S T に応じたタイミングで第 1 行のパルス信号を発生し、垂直クロック信号 V C K および  $\times V C K$  に同期したタイミングで、第 1 行、第 2 行、...、第 m 行の順にパルス信号をシフトする。

20

垂直走査用のシフトレジスタが発生するパルス信号によって第 i 行（ $1 \leq i \leq m$ ）が選択されると、画素アレイ部 1 0 2 の第 i 行の画素列に対応する駆動信号出力回路が走査線 1 1 2 - i に駆動信号を供給する。これにより、第 i 行の画素列が信号線 1 1 3 - 1 ~ 1 1 3 - n を通じて駆動可能になる。

## 【 0 3 3 6 】

水平駆動回路 1 0 4 は、水平スタートパルス H S T によって指定される 1 水平期間ごとに、垂直駆動回路 1 0 3 が選択中の画素アレイ部 1 0 2 の 1 行に属する第 1 列から第 n 列までの n 個の画素を、水平クロック信号 H C K および  $\times H C K$  に同期したタイミングで順番に選択する。そして、選択した各画素に映像信号を書き込む。

30

## 【 0 3 3 7 】

水平駆動回路 1 0 4 は、例えば、水平走査用のシフトレジスタと、画素アレイ部 1 0 2 の n 本の列に対応する n 個の駆動信号出力回路を有する。

水平走査用のシフトレジスタは、画素アレイ部 1 0 2 の第 1 列から第 n 列までの各列を順番に選択するパルス信号を発生する。このシフトレジスタは、水平スタートパルス H S T に応じたタイミングで第 1 列のパルス信号を発生し、水平クロック信号 H C K および  $\times H C K$  に同期したタイミングで、第 1 列、第 2 列、...、第 n 列の順にパルス信号をシフトする。

水平走査用のシフトレジスタが発生するパルス信号によって第 j 列（ $1 \leq j \leq n$ ）が選択されると、画素アレイ部 1 0 2 の第 j 列の画素列に対応する駆動信号出力回路が信号線 1 1 3 - j に映像信号を出力する。これにより、第 j 列の信号線 1 1 3 - j に接続され、かつ、このとき垂直駆動回路 1 0 3 によって選択中の行に属する画素に対して映像信号が書き込まれる。

40

## 【 0 3 3 8 】

垂直駆動回路 1 0 3 および水平駆動回路 1 0 4 は、例えば、画素アレイ部 1 0 2 と共に、上述の絶縁性基板上に形成される。

## 【 0 3 3 9 】

レベルシフト回路群 1 0 6 は、表示装置 1 0 5 の外部から入力される低電圧振幅の信号（垂直スタートパルス V S T、垂直クロック信号 V C K および  $\times V C K$ 、水平スタートパ

50

ルスHST、水平クロック信号HCKおよびXHCK)を、それぞれ高電圧振幅の信号にレベルシフトする。

【0340】

バッファ回路群107は、レベルシフト回路群106においてレベルシフトされた各信号(VST、VCK、xVCK、HST、HCK、XHCK)をそれぞれ増幅する。

バッファ回路群107において増幅された垂直スタートパルス信号VSTは、垂直駆動回路105に入力される。

バッファ回路群107において増幅された垂直クロック信号VCKおよびxVCKは、バッファ回路108および109において更に増幅された後、垂直駆動回路103に入力される。

10

バッファ回路群107において増幅された水平スタートパルス信号HSTは、水平駆動回路104に入力される。

バッファ回路群107において増幅された水平クロック信号HCKおよびXHCKは、バッファ回路110および111において更に増幅された後、水平駆動回路104に入力される。

【0341】

上述した構成を有する本実施形態に係る表示装置では、垂直駆動回路103に入力する垂直スタートパルスVST、垂直クロック信号VCKおよびxVCKや、水平駆動回路104に入力する水平スタートパルスHST、水平クロック信号HCKおよびXHCKなど、画素の駆動に用いる大振幅の信号を生成するためのレベルシフト回路群106として、先の各実施形態において述べたレベルシフト回路が用いられる。

20

したがって、製造ばらつきによるトランジスタのしきい電圧のばらつき等によってレベルシフト動作が影響を受け難くなるため、安定した動作を実現することができる。また、ノードNA、NBの電圧設定時やレベルシフト動作時におけるレベルシフト回路のリーク電流が低減するため、装置の消費電力を削減することができる。

【0342】

また、垂直駆動回路103に含まれる垂直走査用のシフトレジスタや、水平駆動回路104に含まれる水平走査用のシフトレジスタとして、先の各実施形態において述べたシフトレジスタを用いても良い。これにより、レベルシフト回路群106において信号VST、VCK、xVCK、HST、HCK、XHCKをレベルシフトする必要がなくなるため、これらの信号を低振幅のまま垂直駆動回路103、水平駆動回路104に供給することが可能になる。

30

【0343】

以上、本発明の幾つかの実施形態について説明したが、本発明は上記の形態にのみ限定されるものではなく、種々のバリエーションを含んでいる。

【0344】

第4の実施形態に係るレベルシフト回路(図6)では、電圧設定を行う期間においてp型MOSトランジスタQp5およびn型MOSトランジスタQn5をオフに設定することにより、第2の実施形態に係るレベルシフト回路(図2)において第1の期間および第3の期間に行われる動作を同時に並行して行うことが可能になるとともに、第2の期間および第4の期間に行われる動作を同時に並行に行うことが可能になっている。

40

しかしながら、本発明に係るレベルシフト回路は、第4の実施形態に係るレベルシフト回路のように、第1の期間および第3の期間の動作、並びに、第2の期間および第4の期間の動作を、それぞれ同時に行う場合にのみ限定されない。例えば、第1の期間および第2の期間の一部と第3の期間および第4の期間の一部とが重なるようにしても良い。この重なり期間(第5の期間)において、p型MOSトランジスタQp5およびn型MOSトランジスタQn5の少なくとも一方を遮断することにより、貫通電流の発生を防止することができる。

【0345】

また、第4および第5の実施形態に係るレベルシフト回路(図6、図8)は、p型MO

50



SトランジスタQ<sub>p5</sub>およびn型MOSトランジスタQ<sub>n5</sub>を設けているが、本発明はこれに限定されない。これらのレベルシフト回路では、少なくとも、p型MOSトランジスタQ<sub>p1</sub>およびn型MOSトランジスタQ<sub>n1</sub>を通して流れる貫通電流を防止できれば良いため、何れか一方のトランジスタを省略しても良い。

#### 【0346】

また、第13の実施形態では、画素101として液晶素子を用いる例を挙げているが、本発明はこれに限定されない。例えばEL素子やLED素子などを画素として用いる種々の表示装置にも本発明は適用可能である。

また、本発明のレベルシフト回路は、表示装置用に限定されるものではなく、信号振幅の変換が必要な種々の装置に広く適用可能である。

10

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0347】

【図1】第1の実施形態に係るレベルシフト回路の構成の一例を示す図である。

【図2】第2の実施形態に係るレベルシフト回路の構成の一例を示す図である。

【図3】図2に示すレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である。

【図4】第3の実施形態に係るレベルシフト回路の構成の一例を示す図である。

【図5】図4に示すレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である。

【図6】第4の実施形態に係るレベルシフト回路の構成の一例を示す図である。

【図7】図6に示すレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である。

【図8】第5の実施形態に係るレベルシフト回路の構成の一例を示す図である。

20

【図9】図8に示すレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である。

【図10】第6の実施形態に係るレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である。

【図11】第7の実施形態に係るレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である。

【図12】第8の実施形態に係るレベルシフト回路の構成の一例を示す図である。

【図13】第8の実施形態に係るレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である。

【図14】第9の実施形態に係るレベルシフト回路の第1の構成例を示す図である。

【図15】図14に示すレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である

30

。

【図16】第9の実施形態に係るレベルシフト回路の第2の構成例を示す図である。

【図17】第9の実施形態に係るレベルシフト回路の第3の構成例を示す図である。

【図18】図17に示すレベルシフト回路における各部の信号波形の一例を示す図である

。

【図19】第9の実施形態に係るレベルシフト回路の第4の構成例を示す図である。

【図20】第10の実施形態に係るシフトレジスタの構成の一例を示す図である。

【図21】図20に示すシフトレジスタにおけるシフト段の第1の構成例を示す図である

。

【図22】図20に示すシフトレジスタにおけるシフト段の第2の構成例を示す図である

40

。

【図23】図20に示すシフトレジスタにおけるシフト段の第3の構成例を示す図である

。

【図24】図23に示すシフト段に用いられるレベルシフト回路の第1の構成例を示す図である。

【図25】図23に示すシフト段に用いられるレベルシフト回路の第2の構成例を示す図である。

【図26】図20に示すシフトレジスタにおける各部の信号波形の一例を示す図である。

【図27】シフトレジスタに供給する制御信号を生成する回路の一例を示す図である。

【図28】図27に示す回路の各部の信号波形の一例を示す図である。

50

【図 29】第 11 の実施形態に係るシフトレジスタの構成の一例を示す図である。

【図 30】図 29 に示すシフトレジスタにおけるシフト段の第 1 の構成例を示す図である。

【図 31】図 29 に示すシフトレジスタにおけるシフト段の第 2 の構成例を示す図である。

【図 32】図 29 に示すシフトレジスタにおけるシフト段の第 3 の構成例を示す図である。

【図 33】図 32 に示すシフト段に用いられるレベルシフト回路の第 1 の構成例を示す図である。

【図 34】図 32 に示すシフト段に用いられるレベルシフト回路の第 2 の構成例を示す図である。 10

【図 35】図 29 に示すシフトレジスタにおける各部の信号波形の一例を示す図である。

【図 36】第 12 の実施形態に係るシフトレジスタの構成の一例を示す図である。

【図 37】図 36 に示すシフトレジスタにおける各部の信号波形の一例を示す図である。

【図 38】第 12 の実施形態に係るシフトレジスタの他の構成例を示す図である。

【図 39】図 38 に示すシフトレジスタにおける各部の信号波形の一例を示す図である。

【図 40】本発明の実施形態に係る表示装置の構成の一例を示す図である。

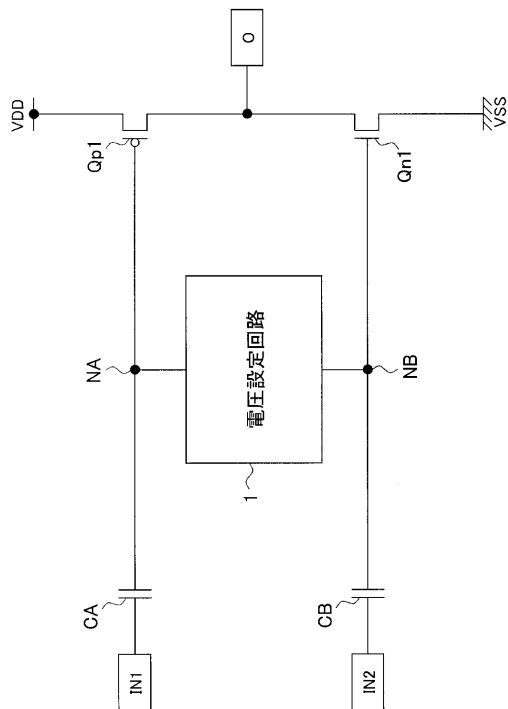
【図 41】従来のカレントミラー型レベルシフト回路の構成の一例を示す図である。

【符号の説明】

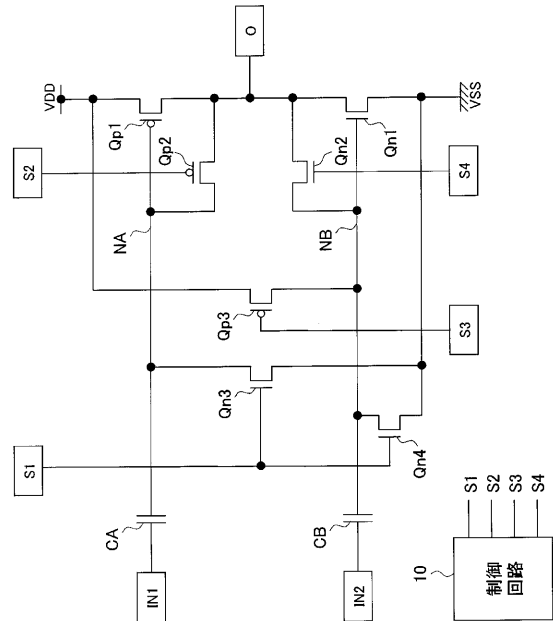
【0348】 20

1 ... 電圧設定回路、10, 10A ~ 10F ... 制御回路、Qp1 ~ Qp11, Qp21, Qp101, Qp102, Qp201 ... p型MOSトランジスタ、Qn1 ~ Qn11, Qn21, Qn101, Qn102, Qn201 ... n型MOSトランジスタ、INV1 ~ INV4 ... インバータ回路、U1, U2 ... NOR回路、U3, U4 ... NAND回路、101 ... 画素、102 ... 画素アレイ部、103 ... 垂直駆動回路、104 ... 水平駆動回路、105 ... 表示装置、106 ... レベルシフト回路群、107 ... インバータ回路群、108 ~ 110 ... バッファ回路

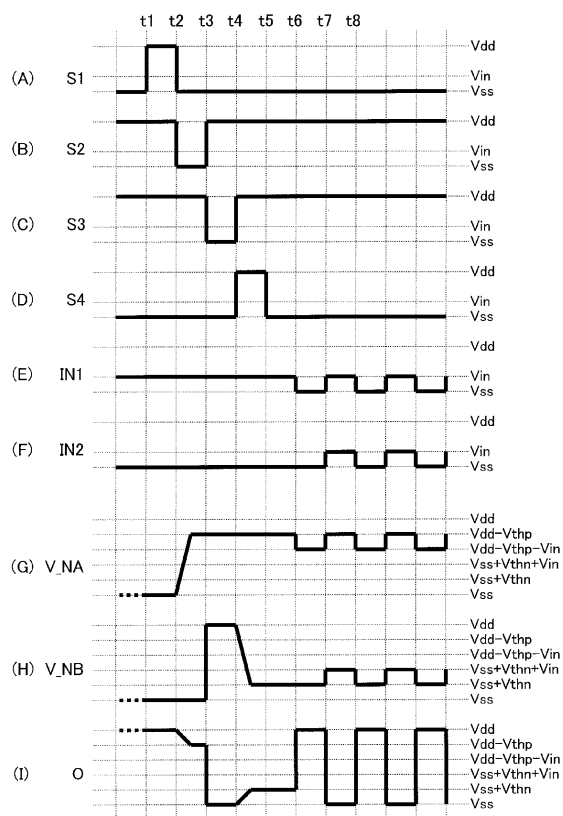
【図 1】



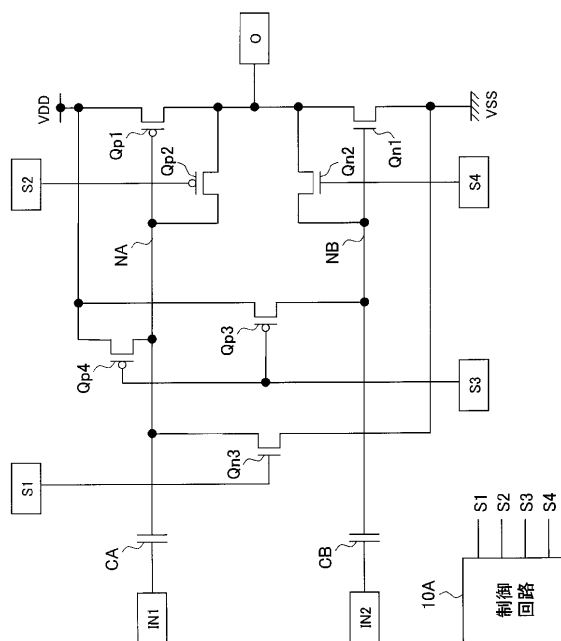
【図 2】



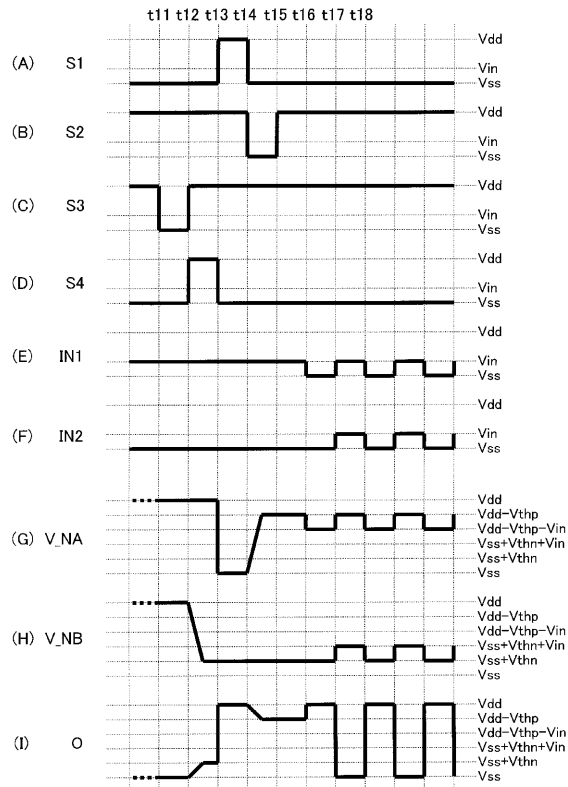
【図 3】



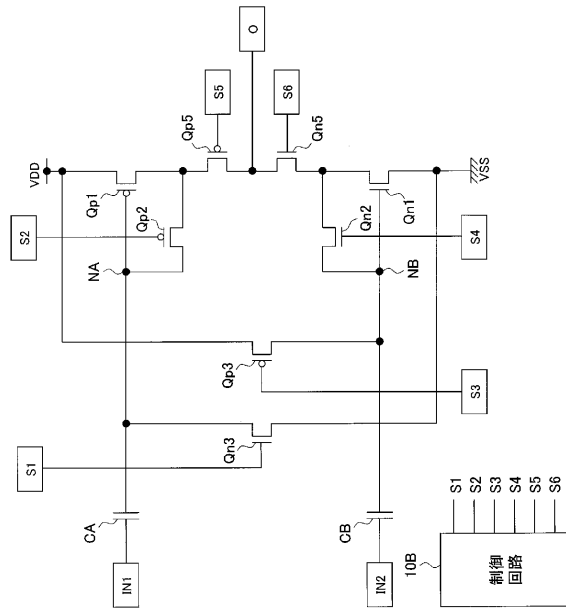
【図 4】



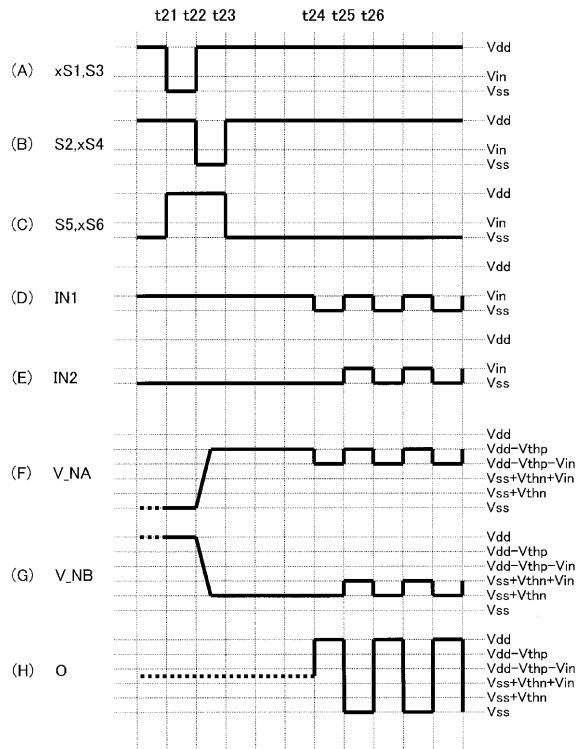
【図 5】



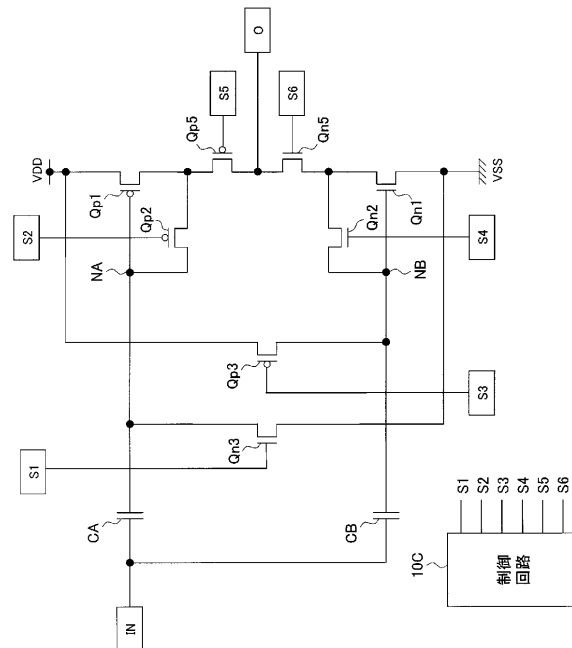
【図 6】



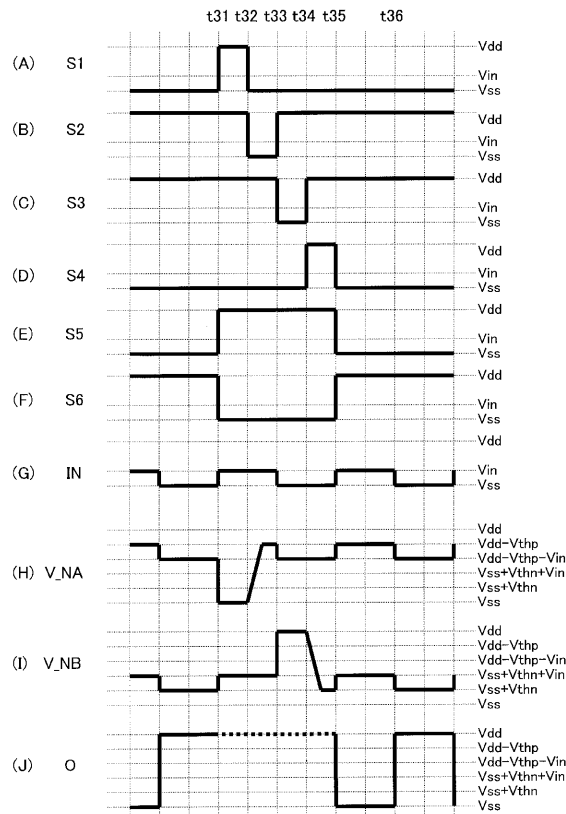
【図 7】



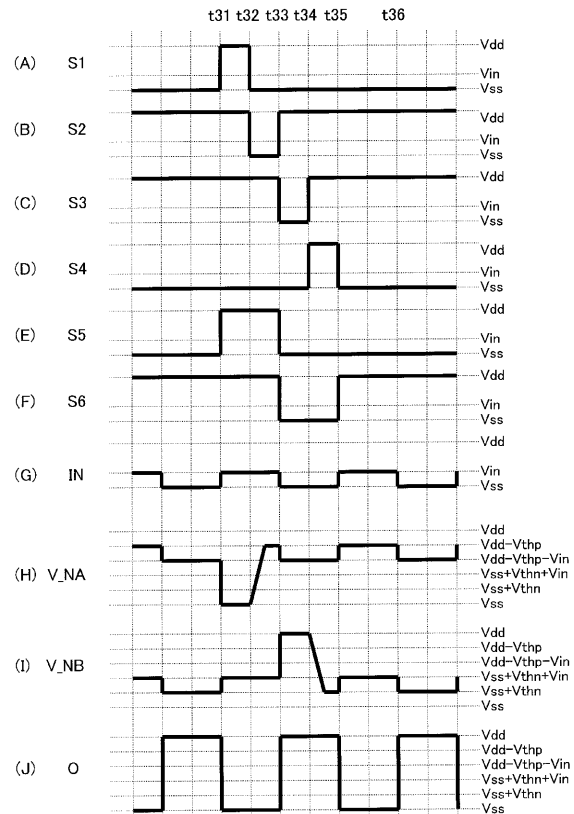
【図 8】



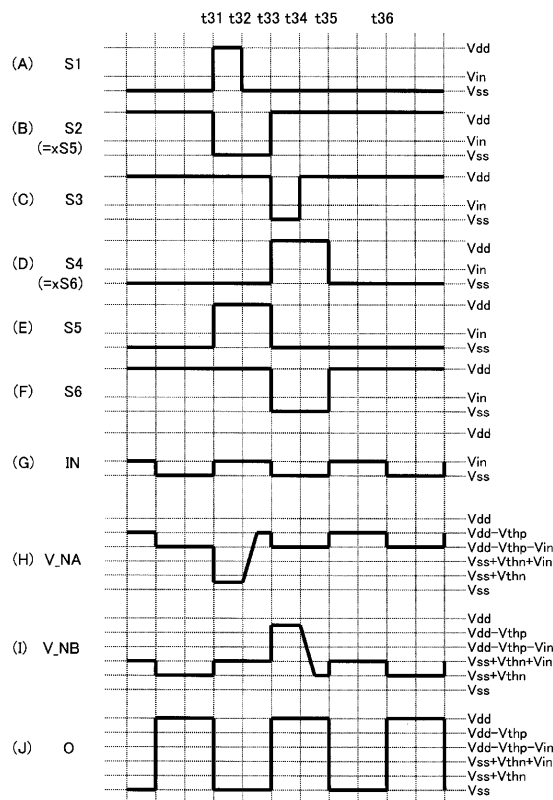
【図 9】



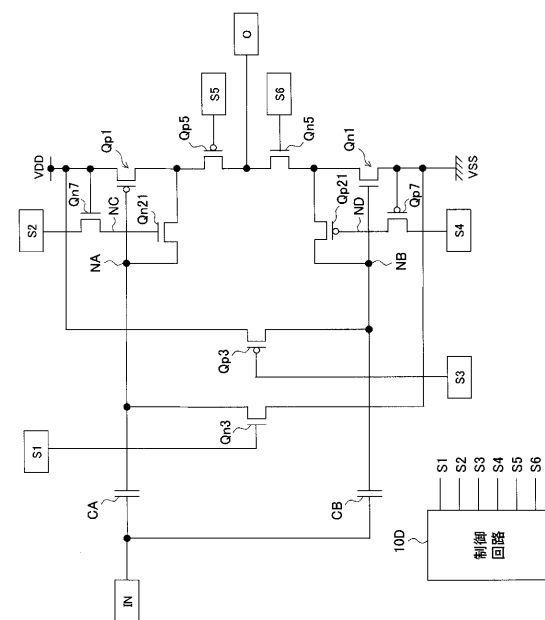
【図 10】



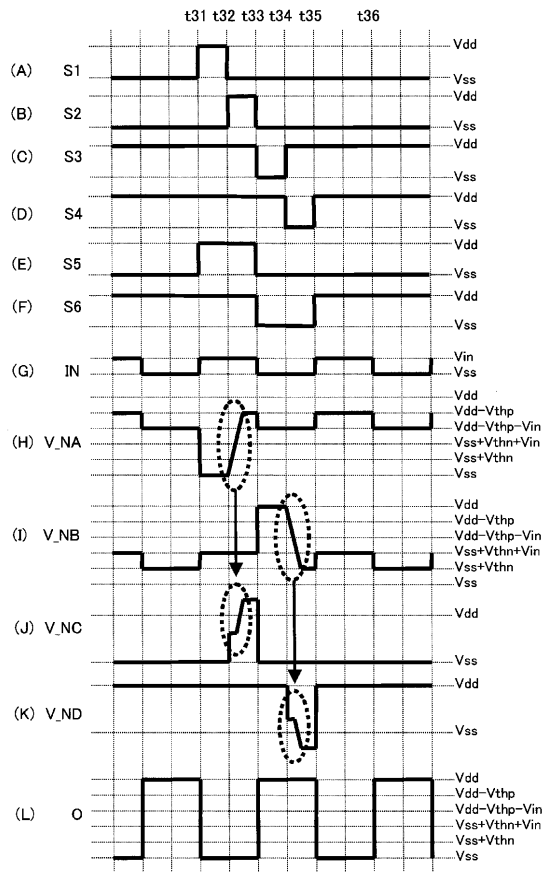
【図 11】



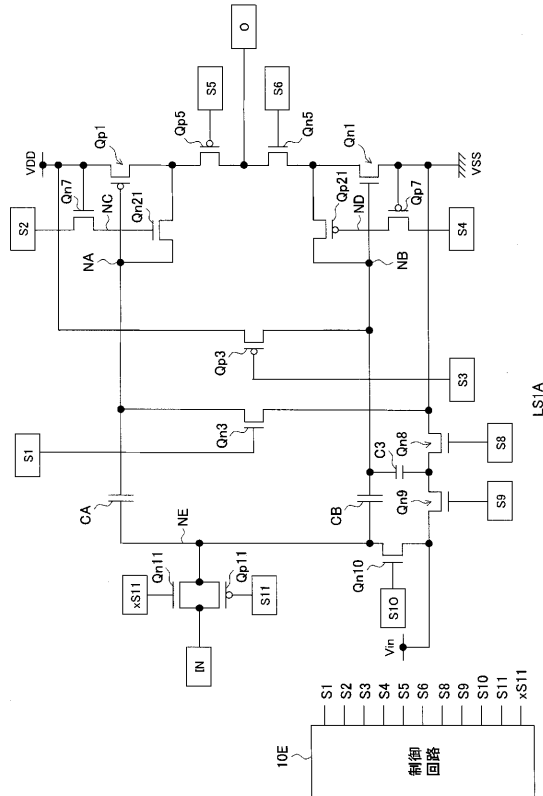
【図 12】



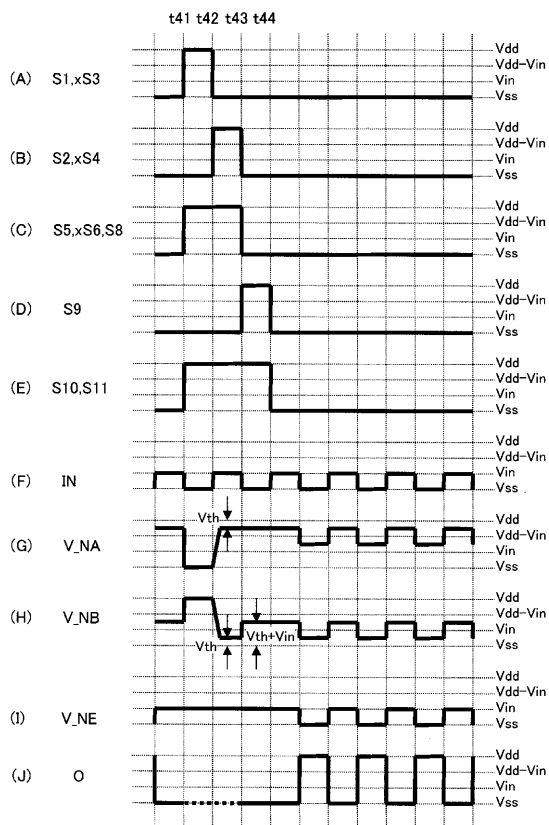
【図 13】



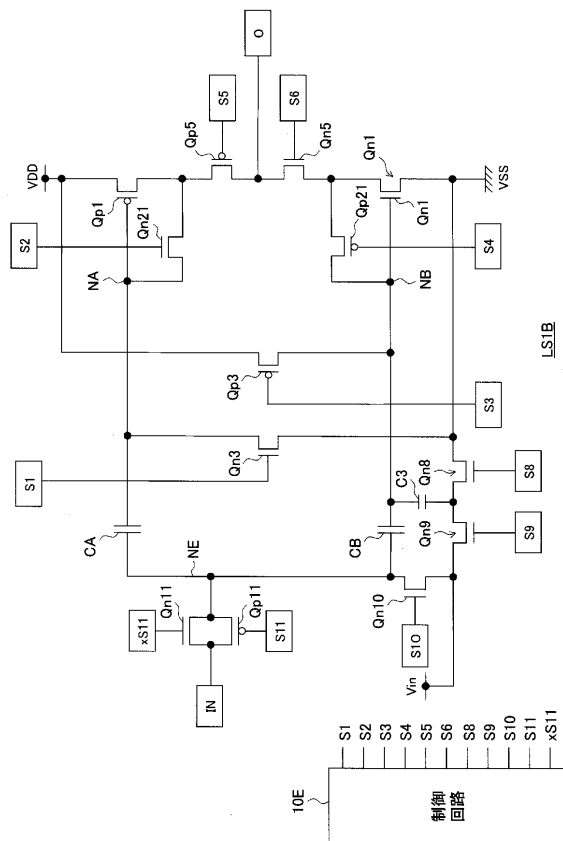
【図 14】



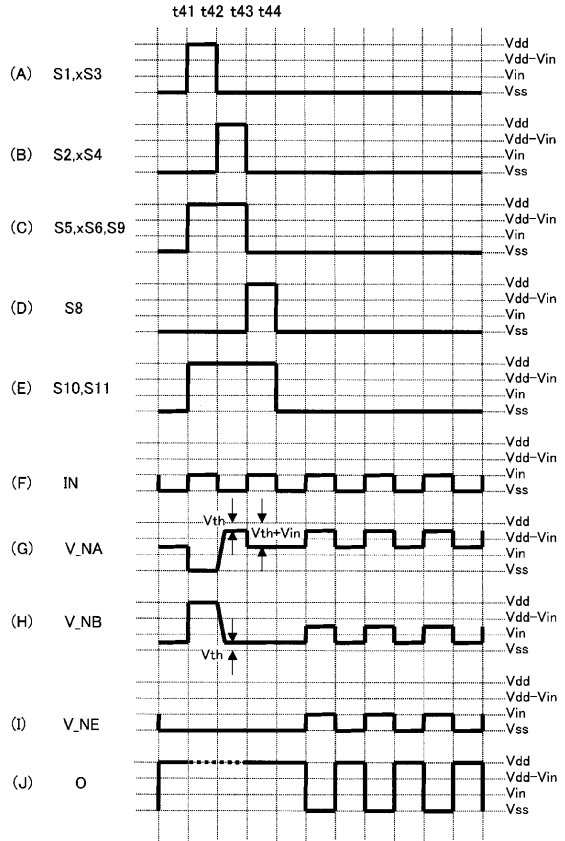
【図 15】



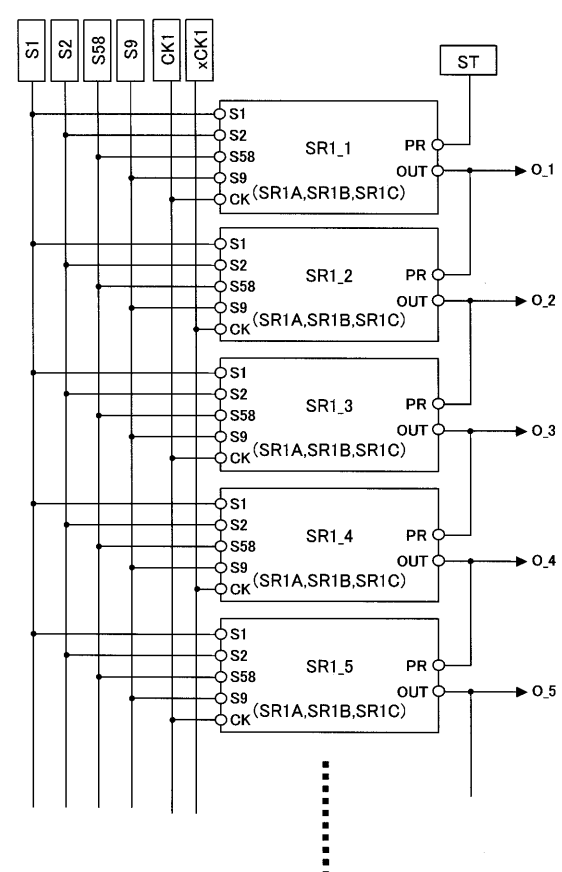
【図 16】



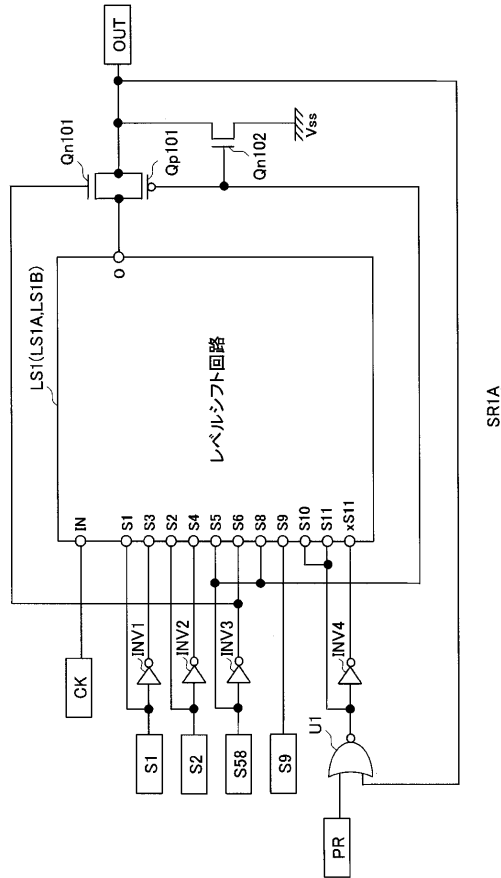
【 図 1 8 】



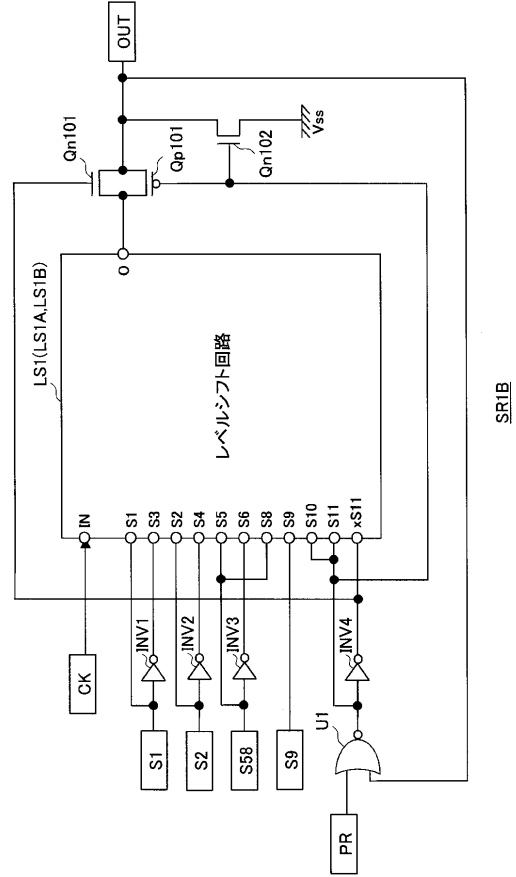
【 図 2 0 】



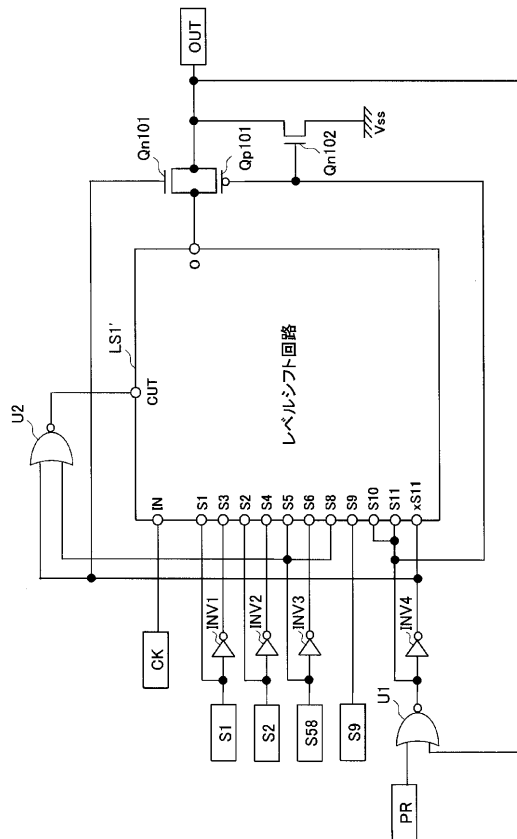
【図 2 1】



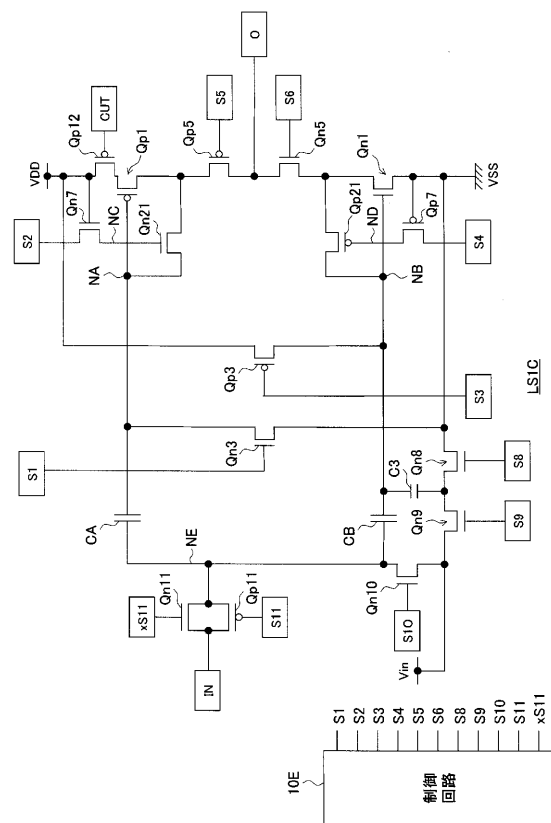
【図 2 2】



【図 2 3】

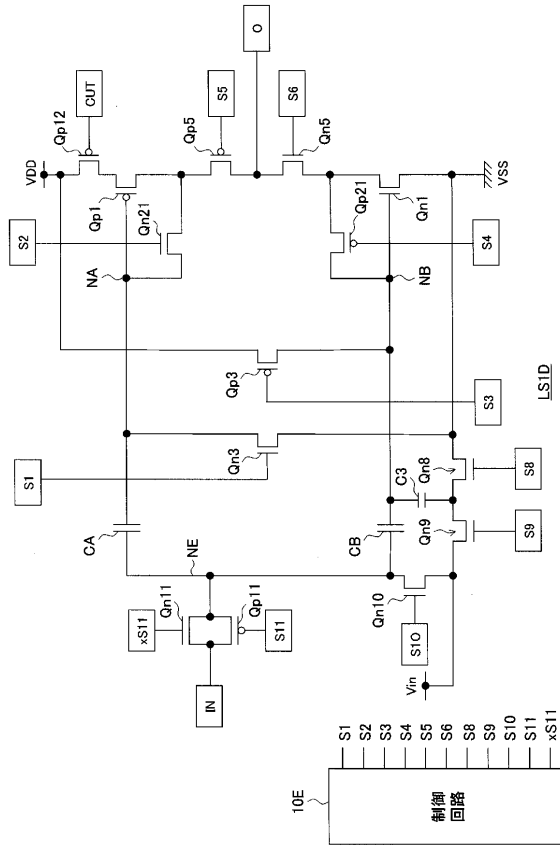


【図 2 4】

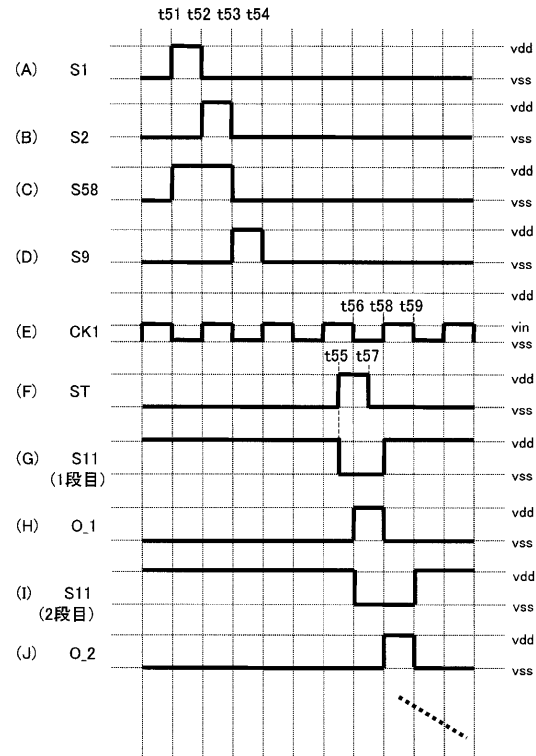




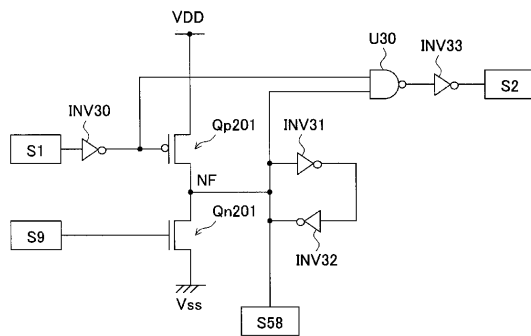
【図 25】



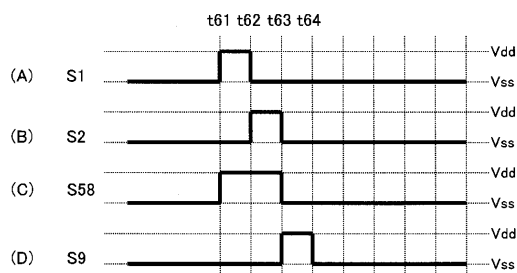
【図 26】



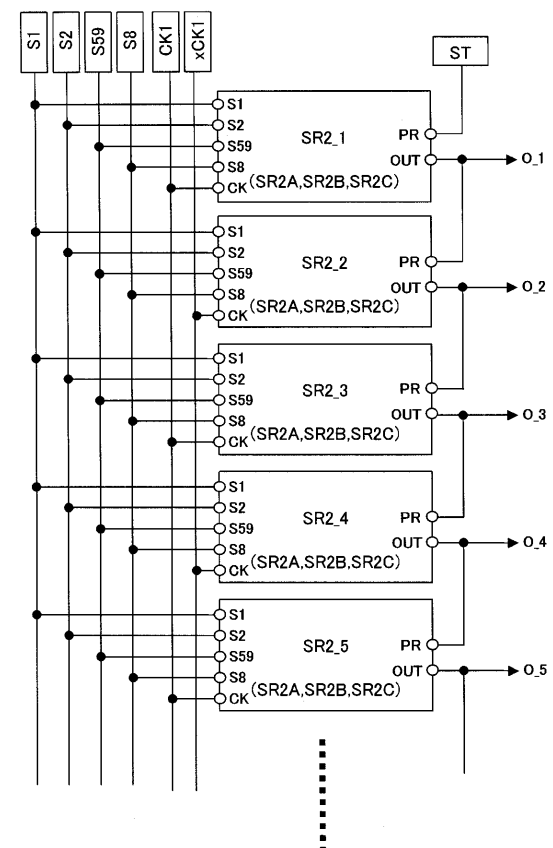
【図 27】



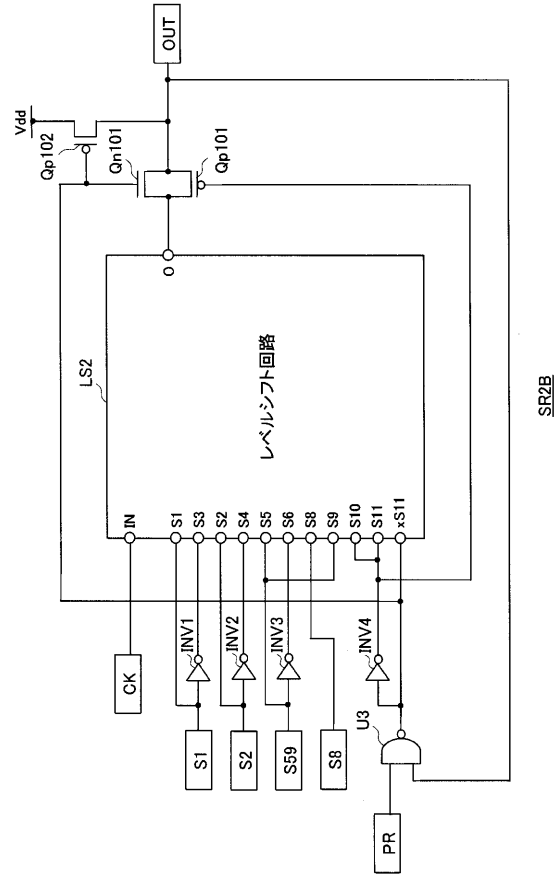
【図 28】



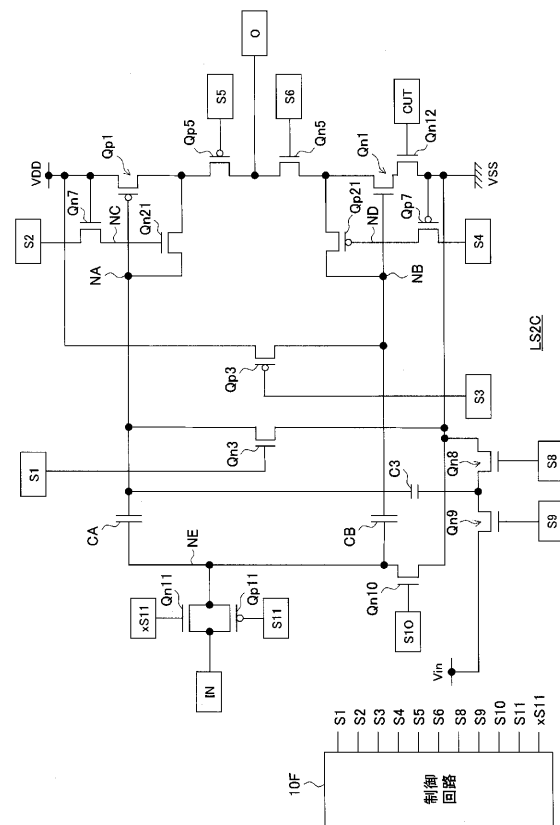
【図 29】



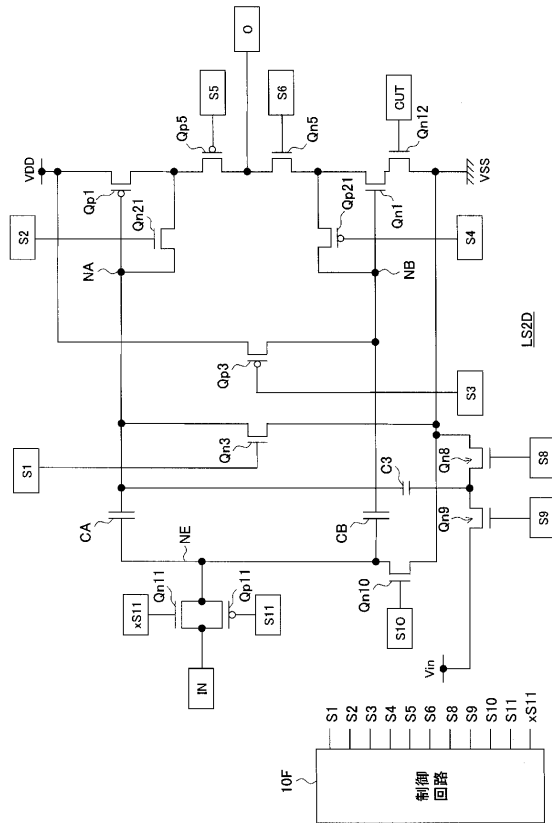
【 図 3 1 】



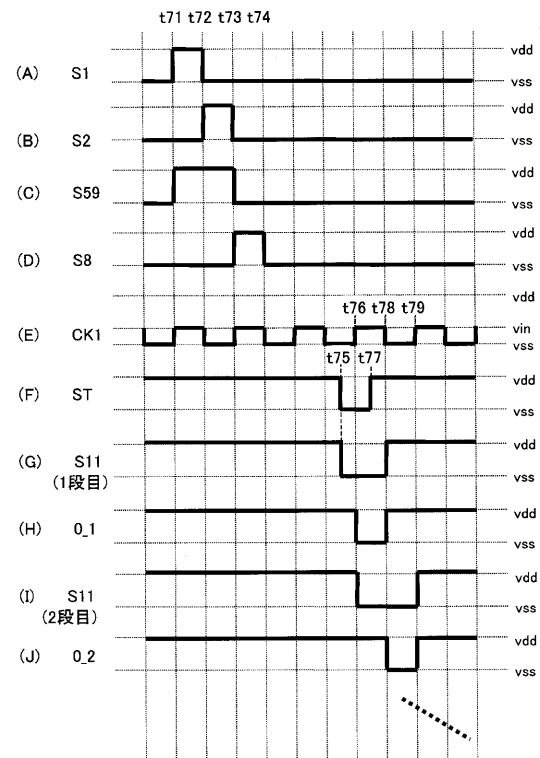
【 図 3 3 】



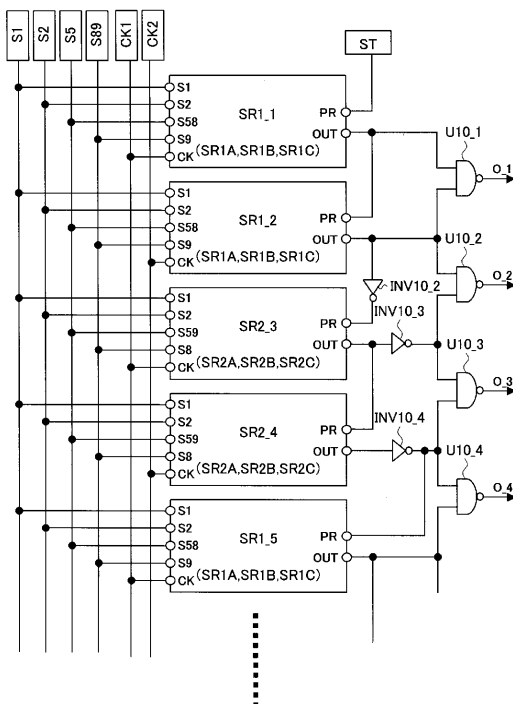
【図 3 4】



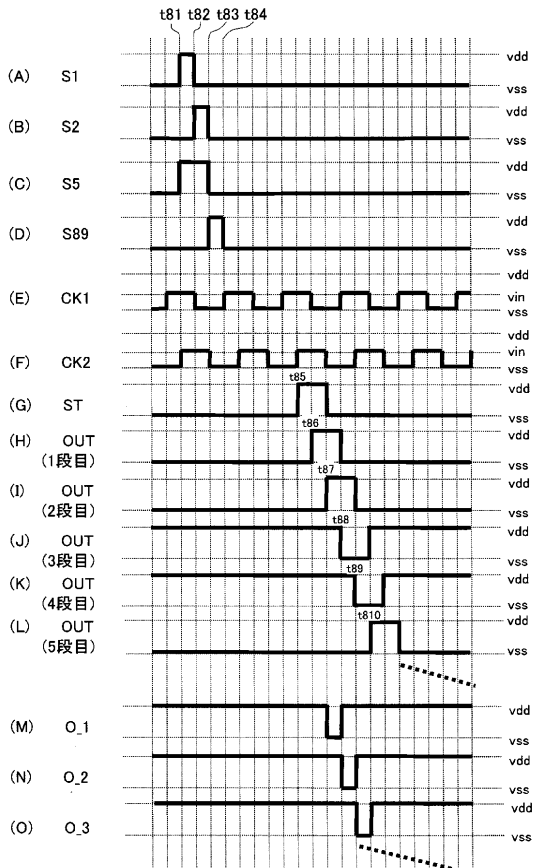
【図 3 5】



【図 3 6】



【図 3 7】





---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2004-187285(JP,A)  
国際公開第2004/059843(WO,A1)  
特開2004-205957(JP,A)  
特開2003-110420(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)  
H03K17/00-17/70, 19/00, 19/01-19/082, 19/092-1  
9/096