

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第4987607号
(P4987607)

(45) 発行日 平成24年7月25日(2012.7.25)

(24) 登録日 平成24年5月11日(2012.5.11)

(51) Int.Cl.
H03K 19/0185 (2006.01)

F I
H03K 19/00 I O I D

請求項の数 12 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2007-193516 (P2007-193516)	(73) 特許権者	302062931 ルネサスエレクトロニクス株式会社 神奈川県川崎市中原区下沼部 1 7 5 3 番地
(22) 出願日	平成19年7月25日 (2007.7.25)		
(65) 公開番号	特開2009-33329 (P2009-33329A)	(74) 代理人	100080816 弁理士 加藤 朝道
(43) 公開日	平成21年2月12日 (2009.2.12)	(72) 発明者	久冢 弘之 神奈川県川崎市中原区小杉町 1 丁目 4 〇 3 番 5 3 N E C マイクロシステム株式会社 内
審査請求日	平成22年4月19日 (2010.4.19)	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

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

接地と第 1 の電源電圧間の振幅レベルである入力信号を、接地と第 2 の電源電圧間の振幅レベルである出力信号に変換するレベルシフト回路であって、

前記入力信号の立ち上がりで第 1 のパルス信号を立ち上げ、前記入力信号の立ち下がり
で前記第 1 のパルス信号と同極性の第 2 のパルス信号を立ち上げる、前記第 1 の電源電圧
で動作する入力部と、

前記第 1 のパルス信号の信号レベルを前記第 2 の電源電圧の振幅レベルに変換する第 1
のレベル変換回路と、前記第 2 のパルス信号の信号レベルを前記第 2 の電源電圧の振幅レ
ベルに変換する第 2 のレベル変換回路とを含むレベルシフト部と、

前記レベル変換された第 1 および第 2 のパルス信号に対応して駆動され、前記出力信号
を生成する、前記第 2 の電源電圧で動作する出力部と、

前記生成された出力信号のレベルを保持する、前記第 2 の電源電圧で動作する保持部と
、

を備え、

前記入力部は、前記第 1 のパルス信号を前記出力信号の立ち上がりに応じて立ち下げ、
前記第 2 のパルス信号を前記出力信号の立ち下がりに応じて立ち下げるように構成される
ことを特徴とするレベルシフト回路。

【請求項 2】

前記入力部は、前記入力信号と前記出力信号との論理レベルの一致不一致を判断して不

一致である時に、前記入力信号の立ち上がりエッジに対応して前記第 1 のパルス信号を立ち上げ、かつ前記入力信号の立ち下がりエッジに対応して前記第 2 のパルス信号を立ち上げるように構成され、

前記出力部は、前記第 1 および第 2 のパルス信号の立ち上がりタイミングに対応して前記出力信号の論理レベルが遷移するように構成されることを特徴とする請求項 1 記載のレベルシフト回路。

【請求項 3】

前記第 1 および第 2 のレベル変換回路のそれぞれは、

ゲートにそれぞれ前記第 1 および第 2 のパルス信号を供給し、ソースを第 1 の電源に接続し、ドレインからレベル変換されたパルス信号を出力する第 1 導電型トランジスタと

10

ゲートを前記第 1 導電型トランジスタのゲートに接続し、ドレインを前記第 1 導電型トランジスタのドレインに接続し、ソースをトランジスタ接続群を介して第 2 の電源に接続する第 1 の第 2 導電型トランジスタと、

を備え、

前記トランジスタ接続群は、1 乃至 2 以上の第 2 導電型のトランジスタで構成されることを特徴とする請求項 1 記載のレベルシフト回路。

【請求項 4】

前記トランジスタ接続群は、ゲートを前記第 1 導電型トランジスタのゲートまたは接地に接続し、ドレインを前記第 1 の第 2 導電型トランジスタのソースに接続し、ソースを前記第 2 の電源に接続する第 2 の第 2 導電型トランジスタであることを特徴とする請求項 3 記載のレベルシフト回路。

20

【請求項 5】

前記トランジスタ接続群は、

ゲートを前記第 1 導電型トランジスタのゲートまたは接地に接続し、ドレインを前記第 1 の第 2 導電型トランジスタのソースに接続する第 2 の第 2 導電型トランジスタと、

ゲートを前記第 1 導電型トランジスタのゲートまたは接地に接続し、ドレインを前記第 2 の第 2 導電型トランジスタのソースに接続し、ソースを前記第 2 の電源に接続する第 3 の第 2 導電型トランジスタと、

からなることを特徴とする請求項 3 記載のレベルシフト回路。

30

【請求項 6】

前記トランジスタ接続群は、

ゲートに前記第 1 導電型トランジスタのドレインの反転信号を供給し、ドレインを前記第 1 の第 2 導電型トランジスタのソースに接続し、ソースを前記第 2 の電源に接続する第 2 の第 2 導電型トランジスタと、

ゲートに前記出力信号に係る信号を供給し、ドレインを前記第 1 の第 2 導電型トランジスタのソースに接続し、ソースを前記第 2 の電源に接続する第 3 の第 2 導電型トランジスタと、

からなり、

前記トランジスタ接続群が前記第 1 のレベル変換回路に含まれる場合、前記第 3 の第 2 導電型トランジスタのゲートは、前記出力信号の反転信号が供給され、

40

前記トランジスタ接続群が前記第 2 のレベル変換回路に含まれる場合、前記第 3 の第 2 導電型トランジスタのゲートは、前記出力信号が供給されることを特徴とする請求項 3 記載のレベルシフト回路。

【請求項 7】

入力信号の立ち上がりで第 1 のパルス信号を生成し、該入力信号の立ち下がりで該第 1 のパルス信号と同極性の第 2 のパルス信号を生成する入力部と、

前記第 1 のパルス信号の信号レベルを変換する第 1 のレベル変換回路と、前記第 2 のパルス信号の信号レベルを変換する第 2 のレベル変換回路とを含むレベルシフト部と、

前記レベル変換された第 1 および第 2 のパルス信号に対応して駆動され、出力信号を生

50

成する出力部と、

前記生成された出力信号のレベルを保持する保持部と、
を備え、

前記入力部は、前記生成した第 1 および第 2 のパルス信号を前記出力信号によって立ち下げるように構成されることを特徴とするレベルシフト回路。

【請求項 8】

前記入力部は、前記入力信号と前記出力信号との論理レベルの一致不一致を判断して不一致である時に、前記入力信号の立ち上がりエッジに対応して前記第 1 のパルス信号を生成し、かつ前記入力信号の立ち下がりエッジに対応して前記第 2 のパルス信号を生成するように構成され、

10

前記出力部は、前記第 1 および第 2 のパルス信号の生成タイミングに対応して前記出力信号の論理レベルが遷移するように構成されることを特徴とする請求項 7 記載のレベルシフト回路。

【請求項 9】

前記第 1 および第 2 のレベル変換回路のそれぞれは、

ゲートにそれぞれ前記第 1 および第 2 のパルス信号を供給し、ソースを第 1 の電源に接続し、ドレインからレベル変換されたパルス信号を出力する第 1 導電型トランジスタと

ゲートを前記第 1 導電型トランジスタのゲートに接続し、ドレインを前記第 1 導電型トランジスタのドレインに接続し、ソースをトランジスタ接続群を介して第 2 の電源に接続する第 1 の第 2 導電型トランジスタと、

20

を備え、

前記トランジスタ接続群は、1 乃至 2 以上の第 2 導電型のトランジスタで構成されることを特徴とする請求項 7 記載のレベルシフト回路。

【請求項 10】

前記トランジスタ接続群は、ゲートを前記第 1 導電型トランジスタのゲートまたは接地に接続し、ドレインを前記第 1 の第 2 導電型トランジスタのソースに接続し、ソースを前記第 2 の電源に接続する第 2 の第 2 導電型トランジスタであることを特徴とする請求項 9 記載のレベルシフト回路。

【請求項 11】

30

前記トランジスタ接続群は、

ゲートを前記第 1 導電型トランジスタのゲートまたは接地に接続し、ドレインを前記第 1 の第 2 導電型トランジスタのソースに接続する第 2 の第 2 導電型トランジスタと、

ゲートを前記第 1 導電型トランジスタのゲートまたは接地に接続し、ドレインを前記第 2 の第 2 導電型トランジスタのソースに接続し、ソースを前記第 2 の電源に接続する第 3 の第 2 導電型トランジスタと、

からなることを特徴とする請求項 9 記載のレベルシフト回路。

【請求項 12】

前記トランジスタ接続群は、

ゲートに前記第 1 導電型トランジスタのドレインの反転信号を供給し、ドレインを前記第 1 の第 2 導電型トランジスタのソースに接続し、ソースを前記第 2 の電源に接続する第 2 の第 2 導電型トランジスタと、

40

ゲートに前記出力信号に係る信号を供給し、ドレインを前記第 1 の第 2 導電型トランジスタのソースに接続し、ソースを前記第 2 の電源に接続する第 3 の第 2 導電型トランジスタと、

からなり、

前記トランジスタ接続群が前記第 1 のレベル変換回路に含まれる場合、前記第 3 の第 2 導電型トランジスタのゲートは、前記出力信号の反転信号が供給され、

前記トランジスタ接続群が前記第 2 のレベル変換回路に含まれる場合、前記第 3 の第 2 導電型トランジスタのゲートは、前記出力信号が供給されることを特徴とする請求項 9 記

50

載のレベルシフト回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電源電圧の異なる回路間でインタフェースとして機能するレベルシフト回路に関する。

【背景技術】

【0002】

モバイル製品等で低消費電力化のために半導体装置の内部コア電圧の低電圧対応が必須である。ＩＯバッファにおいては、内部コア電圧とＩＯ電圧間でのレベルシフトが不可欠である。このようなＩＯバッファに適用可能なレベルシフト回路が特許文献１に開示されている。

10

【0003】

図８は、特許文献１のレベルシフト回路の回路図である。図８において、レベルシフト回路は、PMOSトランジスタMP101、MP102、MP103、MP104、NMOSトランジスタMN101、MN102、インバータINV101、INV102、INV103から構成される。PMOSトランジスタMP101は、ソースを電源VDDQに接続し、ゲートを襷掛け部の出力ノードN91に接続する。PMOSトランジスタMP102は、ソースをPMOSトランジスタMP101のドレインに接続し、ゲートをインバータINV101の出力であるノードN93に接続する。NMOSトランジスタMN101は、ソースを接地し、ドレインをPMOSトランジスタMP102のドレインであるノードN92に接続し、ゲートをインバータINV101の出力であるノードN93に接続する。

20

【0004】

PMOSトランジスタMP103は、ソースを電源VDDQに接続し、ゲートをノードN92に接続する。PMOSトランジスタMP104は、ソースをPMOSトランジスタMP103のドレインに接続し、ゲートをインバータINV102の出力であるノードN94に接続する。NMOSトランジスタMN102は、ソースを接地し、ドレインをPMOSトランジスタMP104のドレインである襷掛け部の出力ノードN91に接続し、ゲートをノードN94に接続する。

30

【0005】

インバータINV101は、入力を入力端子INに接続し、電源電圧はVDDである。インバータINV102は、入力を入力端子INの出力であるノードN93に接続し、電源電圧はVDDである。インバータINV103は、入力を入力端子INの出力であるノードN91に接続し、出力を出力端子OUTに接続し、電源電圧はVDDQである。

【0006】

図９は、図８のレベルシフト回路のタイミングチャートである。まず、ノードINが立ち上がった時に関して動作を説明する。また、VDD = 1.2V、VDDQ = 1.8Vとして以下説明を行う。

【0007】

40

時刻TC1において、ノードINが立ち上がるとインバータINV101によって信号が反転し、インバータINV101の遅延時間TC2後にノードN93が立ち下がる。従って、NMOSトランジスタMN101、PMOSトランジスタMP102のゲートには立ち下がり信号が与えられる。また、インバータINV102で再度信号が反転してインバータINV102の遅延時間TC3後にノードN94は立ち上がる。従って、NMOSトランジスタMN102、PMOSトランジスタMP104のゲートには、立ち上がり信号が与えられる。この時、NMOSトランジスタMN102がオンする為、遅延時間TC4後にノードN91の電圧は低下する。

【0008】

しかしながら、PMOSトランジスタMP104の入力信号であるゲートにはVDD =

50

1.2Vのレベルまでしか上昇せず、PMOSトランジスタMP104は完全なオフ状態とはならない。したがって、ノードN91の電圧は、PMOSトランジスタMP103、MP104とNMOSトランジスタMN102とのオン抵抗の分圧電圧であるV1まで引き下がることになる。これに伴い、遅延時間TC5後にPMOSトランジスタMP101がオン状態となり、この時NMOSトランジスタMN101とPMOSトランジスタMP102のゲートには、立ち下がり信号が入力されている。したがって、NMOSトランジスタMN101はオフ、PMOSトランジスタMP102はオン状態となり、ノードN92の電圧は、 $V_{DDQ} = 1.8V$ レベルまで上昇する。これに伴いPMOSトランジスタMP103は、完全なオフ状態となりノードN91は0Vまで引き下がり、インバータINV103の遅延時間TC6後、出力端子OUTは立ち上がる。

10

【0009】

次に、ノードINが立ち下がった時に動作を説明する。時刻TD1において、ノードINが立ち下がるとインバータINV101によって信号が反転し、ノードN93がインバータINV101の遅延時間TD2後に立ち上がる。従って、NMOSトランジスタMN101、PMOSトランジスタMP102のゲートには、立ち上がり信号が与えられる。また、インバータINV102で再度信号が反転してインバータINV102の遅延時間TD3後にノードN94は立ち下がる。従って、NMOSトランジスタMN102、PMOSトランジスタMP104のゲートには、立ち下がり信号が与えられる。この時、NMOSトランジスタMN101がオンする為、遅延時間TD4後にノードN92の電圧は低下する。

20

【0010】

しかしながら、PMOSトランジスタMP102の入力信号であるゲートは、 $V_{DD} = 1.2V$ のレベルまでしか上昇せず、PMOSトランジスタMP102は、完全なオフ状態とはならない。したがって、ノードN92の電圧は、PMOSトランジスタMP101、MP102とNMOSトランジスタMN101とのオン抵抗の分圧電圧であるV2まで引き下がることになる。それに伴い、遅延時間TD5後にPMOSトランジスタMP103がオン状態となり、この時NMOSトランジスタMN102とPMOSトランジスタMP104のゲートには、立ち下がり信号が入力されている。したがって、NMOSトランジスタMN102はオフ、PMOSトランジスタMP104はオン状態となり、ノードN91の電圧は、 $V_{DDQ} = 1.8V$ レベルまで上昇する。それに伴いPMOSトランジスタMP101は、完全なオフ状態となりノードN92は0Vまで引き下がり、インバータINV103の遅延時間TD6後、出力端子OUTは立ち下がる。

30

【0011】

なお、関連する技術として、特許文献2には、貫通電流を流さず、消費電力を少なくできるレベルシフトが記載されている。

【0012】

また、関連する技術として、特許文献3には、レベル変換にラッチ構造を採用せずに低消費電力で、かつ高速動作するレベルシフト回路が記載されている。

【0013】

【特許文献1】米国特許第4845381号明細書

40

【特許文献2】特開2004-363740号公報

【特許文献3】特開2004-7821号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0014】

ところで、図8のレベルシフト回路において、時刻TD1以降、ノードN92の電圧が充分低くなることによってノードN91は、立ち上がる。ノードN92の電圧は、PMOSトランジスタMP101、MP102とNMOSトランジスタMN101とのオン抵抗の分圧値である。したがって、NMOSトランジスタMN101のオン抵抗が大きくなると、ノードN92の電圧は、充分に低い電圧まで下がらなくなり、ノードN91が立ち上

50

がないという状態が生じる。VDDの低下、つまりNMOSトランジスタMN101のゲート電圧の低下は、NMOSトランジスタMN101のオン抵抗が大きくなる要因である。したがって、VDDが低くなるほどノードN91の立ち上がり特性が悪化する。この回路は左右対称であるので、ノードN92の立ち上がり特性に関しても同様なことがいえる。

【0015】

そこで、NMOSトランジスタMN101、MN102のWサイズを大きくすることで、VDDが低い時でもレベルシフトを行うことが可能であると考えられる。すなわち、NMOSトランジスタMN101、MN102のWサイズを大きくすればオン抵抗が小さくなる。これにより、VDDが低くなってもノードN91、N92の電圧を十分に低くすることができるのでレベルシフト動作可能となる。

10

【0016】

しかしながら、この方法には、弊害がある。それは、PMOSトランジスタMP101、MP102、MP103、MP104のWサイズを大きくすることが出来ず、ノードN91、N92の立ち上がり特性が悪くなってしまうことである。PMOSトランジスタMP101、MP102、MP103、MP104のWサイズを大きくできないのは、大きくするとノードN91、N92の電圧が高くなってしまうからである。

【0017】

一方、NMOSトランジスタMN101、MN102は、Wサイズを大きくしているので、ノードN91、N92の立ち下がり特性は、良化する。したがって、低電圧でも動作するようなトランジスタのディメンジョンを採用すると、立ち上がり/立ち下がりのバランスが悪くなる。このため、回路のジッタ特性が悪化し、レベルシフトの高速動作が出来なくなる。例えば、昨今のメモリインタフェース規格であるDDR2バッファの場合、数十psのジッタの変動が、特性に影響されることが知られており、立ち上がり/立ち下がりのバランスが悪くなり数十psの差が生じた場合には、そのままジッタの悪化につながることになる。

20

【0018】

以上の問題は、ノードINが立ち上がった時と立ち下がった時とで、動作に関係するトランジスタが異なり、各トランジスタに能力差があることによって生じている。これらの欠点を補う回路として、立ち上がり時も立ち下がり時も、動作するトランジスタが、出来るだけ同じ種類でかつ同じサイズのものでレベルシフト動作をさせることが望ましい。この目的に合った回路として、本来の目的とは異なるが、特許文献2の技術を適用することができる。しかしながら、特許文献2の回路を、本発明で解決しようとしている低電圧動作特性の改善に適用した場合、コンデンサによる動作であるため、周囲からの外部ノイズに弱く、信頼性上、誤動作による回路の不安定さが生じてしまう。また、ノイズ対策でガードリングなど設ければ部品点数が増えてしまう。また、この回路のコンデンサをLSIチップ上に配置することは、通常のロジック素子を配置する面積に比べ、数十倍の面積を有し、ブロックサイズ増大の懸念が考えられる。

30

【課題を解決するための手段】

【0019】

本発明の1つのアスペクトに係るレベルシフト回路は、接地と第1の電源電圧間の振幅レベルである入力信号を、接地と第2の電源電圧間の振幅レベルである出力信号に変換するレベルシフト回路であって、入力信号の立ち上がりで第1のパルス信号を立ち上げ、入力信号の立ち下がりで第1のパルス信号と同極性の第2のパルス信号を立ち上げる、第1の電源電圧で動作する入力部と、第1のパルス信号の信号レベルを第2の電源電圧の振幅レベルに変換する第1のレベル変換回路と、第2のパルス信号の信号レベルを第2の電源電圧の振幅レベルに変換する第2のレベル変換回路とを含むレベルシフト部と、レベル変換された第1および第2のパルス信号に対応して駆動され、出力信号を生成する、第2の電源電圧で動作する出力部と、生成された出力信号のレベルを保持する、第2の電源電圧で動作する保持部と、を備え、入力部は、第1のパルス信号を出力信号の立ち上がりに対応

40

50

じて立ち下げ、第2のパルス信号を出力信号の立ち下がりに応じて立ち下げるように構成される。

本発明の他のアスペクトに係るレベルシフト回路は、入力信号の立ち上がりで第1のパルス信号を生成し、入力信号の立ち下がりで第1のパルス信号と同極性の第2のパルス信号を生成する入力部と、第1のパルス信号の信号レベルを変換する第1のレベル変換回路と、第2のパルス信号の信号レベルを変換する第2のレベル変換回路とを含むレベルシフト部と、レベル変換された第1および第2のパルス信号に対応して駆動され、出力信号を生成する出力部と、生成された出力信号のレベルを保持する保持部と、を備え、入力部は、生成した第1および第2のパルス信号を出力信号によって立ち下げるように構成される。

10

【発明の効果】

【0020】

本発明によれば、第1のおよび第2のパルス信号の信号レベルを第1および第2のレベル変換回路によって変換し出力信号を生成するので、出力信号における立ち上がりと立ち下がりの遅延時間のバランスを良くすることができる。したがって、レベルシフトを高速に動作させることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0021】

本発明の実施形態に係るレベルシフト回路は、入力部と、レベルシフト部と、出力部と、保持部と、を備える。入力部は、入力信号の立ち上がりで第1のパルス信号を生成し、入力信号の立ち下がりで第1のパルス信号と同極性の第2のパルス信号を生成し、生成した第1および第2のパルス信号を出力信号によって立ち下げる。レベルシフト部は、第1のパルス信号の信号レベルを変換する第1のレベル変換回路と、第2のパルス信号の信号レベルを変換する第2のレベル変換回路とを含む。出力部は、レベル変換された第1および第2のパルス信号に対応して駆動され、出力信号を生成する。保持部は、生成された出力信号のレベルを保持する。

20

【0022】

本発明のレベルシフト回路において、入力部は、入力信号と出力信号との論理レベルの一致不一致を判断して不一致である時に、入力信号の立ち上がりエッジに対応して第1のパルス信号を生成し、かつ入力信号の立ち下がりエッジに対応して第2のパルス信号を生成するように構成され、出力部は、第1および第2のパルス信号の生成タイミングに対応して出力信号の論理レベルが遷移するように構成されることが好ましい。

30

【0023】

本発明のレベルシフト回路において、第1および第2のレベル変換回路のそれぞれは、ゲートにそれぞれ第1および第2のパルス信号を供給し、ソースを第1の電源に接続し、ドレインからレベル変換されたパルス信号を出力する第1導電型トランジスタと、ゲートを第1導電型トランジスタのゲートに接続し、ドレインを第1導電型トランジスタのドレインに接続し、ソースをトランジスタ接続群を介して第2の電源に接続する第1の第2導電型トランジスタと、を備え、トランジスタ接続群は、1乃至2以上の第2導電型のトランジスタで構成されることが好ましい。

40

【0024】

本発明のレベルシフト回路において、トランジスタ接続群は、ゲートを第1導電型トランジスタのゲートまたは接地に接続し、ドレインを第1の第2導電型トランジスタのソースに接続し、ソースを第2の電源に接続する第2の第2導電型トランジスタであってもよい。

【0025】

本発明のレベルシフト回路において、トランジスタ接続群は、ゲートを第1導電型トランジスタのゲートまたは接地に接続し、ドレインを第1の第2導電型トランジスタのソースに接続する第2の第2導電型トランジスタと、ゲートを第1導電型トランジスタのゲートまたは接地に接続し、ドレインを第2の第2導電型トランジスタのソースに接続し、ソ

50

ースを第2の電源に接続する第3の第2導電型トランジスタと、からなってもよい。

【0026】

本発明のレベルシフト回路において、トランジスタ接続群は、ゲートに第1導電型トランジスタのドレインの反転信号を供給し、ドレインを第1の第2導電型トランジスタのソースに接続し、ソースを第2の電源に接続する第2の第2導電型トランジスタと、ゲートに出力信号に係る信号を供給し、ドレインを第1の第2導電型トランジスタのソースに接続し、ソースを第2の電源に接続する第3の第2導電型トランジスタと、からなり、トランジスタ接続群が第1のレベル変換回路に含まれる場合、第3の第2導電型トランジスタのゲートは、出力信号の反転信号が供給され、トランジスタ接続群が第2のレベル変換回路に含まれる場合、第3の第2導電型トランジスタのゲートは、出力信号が供給されるようにしてもよい。

10

【0027】

以下、実施例に即し、図面を参照して詳しく説明する。

【実施例1】

【0028】

図1は、本発明の第1の実施例に係るレベルシフト回路の回路図である。図1において、レベルシフト回路は、保持回路1、入力部2、レベルシフト部3、出力反転部4を備える。入力部2の電源は、低電圧側の電源VDDから供給され、保持回路1、レベルシフト部3、出力反転部4のそれぞれの電源は、高電圧側の電源VDDQから供給される。

【0029】

20

入力部2は、排他論理和回路XOR1、AND回路AND1、AND2及びインバータ回路INV4を備え、全て電源VDDに接続される。排他論理和回路XOR1は、2つの入力端をそれぞれノードIN2とノードOUT2に接続し、出力端をAND回路AND1、AND2のそれぞれ的一方の入力端に接続する。AND回路AND1は、他方の入力端をノードIN2に接続し、出力端をノードN3に接続する。また、AND回路AND2は、他方の入力端をインバータ回路INV4を介してノードIN2に接続し、出力端をノードN4に接続する。

【0030】

図2は、入力部2における入出力の真理値表である。入力部2の入出力間の論理は、図2に示すように、ノードIN2、OUT2の論理が一致している時に、ノードN3、N4が共に「0」となる。また、ノードIN2、OUT2の論理が不一致で、かつノードIN2が「1」の時は、ノードN3のみが「1」となる。さらに、ノードIN2、OUT2の論理が不一致で、かつノードIN2が「0」の時は、ノードN4のみが「1」となる。入力部2の回路は、図2に示す真理値表の論理を出力する回路であれば、図1の回路に限定されず、他の回路構成であっても良い。

30

【0031】

レベルシフト部3は、レベル変換回路LS1、LS2及びインバータ回路INV5を備え、全て電源VDDQに接続される。レベル変換回路LS1は、入力端をAND回路AND1の出力であるノードN3に接続し、出力端をノードN5に接続する。レベル変換回路LS2は、入力端をAND回路AND2の出力であるノードN4にし、出力端をインバータ回路INV5を介してノードN7に接続する。

40

【0032】

図3は、レベル変換回路LS1、LS2の回路図である。レベル変換回路LS1、LS2は、PchトランジスタMP91、MP92及びNchトランジスタMN91で構成されており、全てのトランジスタのゲートは、入力端LSIN1に接続される。PchトランジスタMP92及びNchトランジスタMN91のドレインは、出力端LSOUT1に接続される。また、PchトランジスタMP91のドレインは、PchトランジスタMP92のソースに接続され、PchトランジスタMP91のソースは、VDDQに接続され、NchトランジスタMN91のソースは、GNDに接続されている。

【0033】

50

このような構成のレベル変換回路は、入力端 $LSIN1$ に与えられる VDD - 接地間の電位のパルス信号を、接地（正確には接地に近い電位） - $VDDQ$ 間の電位のパルス信号にレベル変換して出力端 $LSOUT1$ に出力する。

【0034】

また、図4は、レベル変換回路 $LS1$ 、 $LS2$ の他の例を示す回路図である。図4に示すように、図3における Pch トランジスタ $MP91$ のゲート入力を「0」レベルにクランプ（接地）しても同様の動作をさせることができる。

【0035】

さらに、図5は、レベル変換回路 $LS1$ 、 $LS2$ のさらに他の例を示す回路図である。図5に示すように、図3における Pch トランジスタ $MP91$ と電源 $VDDQ$ の間に、ゲートを入力端 $LSIN1$ に接続する Pch トランジスタ $MP94$ を追加するなどして縦積み段数を変えても同様の動作をさせることができる。また、図5において、 Pch トランジスタ $MP91$ 、 $MP94$ のいずれか一方、または双方のゲートを「0」レベルにクランプ（接地）してもよい。

10

【0036】

出力反転部4は、 Pch トランジスタ $MP5$ 及び Nch トランジスタ $MN3$ を備える。 Nch トランジスタ $MN3$ は、ゲートをインバータ回路 $INV5$ の出力であるノード $N7$ に接続し、ソースを GND に接続し、ドレインをノード $OUT2$ に接続する。また、 Pch トランジスタ $MP5$ は、ゲートをレベル変換回路 $LS1$ の出力であるノード $N5$ に接続し、ソースを電源 $VDDQ$ に接続し、ドレインをノード $OUT2$ に接続する。

20

【0037】

保持回路1は、電源 $VDDQ$ に接続されたインバータ回路 $INV6$ 、 $INV7$ を備える。インバータ回路 $INV6$ は、入力端をノード $OUT2$ に接続し、出力端をインバータ回路 $INV7$ の入力端に接続する。インバータ回路 $INV7$ は、出力端をノード $OUT2$ に接続する。

【0038】

次に、レベルシフト回路の動作について説明する。図6は、本発明の第1の実施例に係るレベルシフト回路の動作を表すタイミングチャートである。ここでは、ローレベルを「0」、ハイレベルを「1」として表す。

【0039】

初期状態において、 $IN2 = 0$ 、 $OUT2 = 0$ であり、ノード $N3$ 、 $N4$ は、「0」となっている。この時、ノード $N5$ の電圧レベルは、 $VDDQ$ であるので、 $VDDQ$ の電圧がゲートに印加されている Pch トランジスタ $MP5$ はオフ状態である。また、ノード $N6$ の電圧レベルは、ノード $N5$ と同様 $VDDQ$ であり、ノード $N7$ の電圧は、インバータ回路 $INV5$ によって反転され「0」レベルである。したがって、「0」レベルの電圧がゲートに印加されている Nch トランジスタ $MN3$ はオフ状態である。出力 $OUT2$ の電圧は、保持回路1によって「0」レベルに保持されている。

30

【0040】

時刻 $TA1$ において、入力 $IN2$ が立ち上がると、図2の真理値表に示すようにノード $N3$ が入力回路2の遅延時間 $TA2$ 後に立ち上がる（「1」になる）。つまり、ノード $N3$ の電圧レベルが VDD となり、 VDD の電圧がゲートに印加されているレベル変換回路 $LS1$ の Nch トランジスタ $MN91$ がオンする。この結果、レベル変換回路 $LS1$ の遅延時間 $TA3$ 後、ノード $N5$ の電圧が引き下げられ、 Pch トランジスタ $MP5$ がオン状態となる。 Pch トランジスタ $MP5$ がオン状態になると、出力 $OUT2$ の電圧は、出力反転部4の遅延時間 $TA4$ 後、引き上げられ、保持回路1の状態（出力 $OUT2$ のレベル）が $VDDQ$ レベルへと反転する。

40

【0041】

出力 $OUT2$ が $VDDQ$ レベル（「1」レベル）となると、図2の真理値表に示すようにノード $N3$ は、入力回路2の遅延時間 $TA5$ 後に「0」レベルとなる。それに伴い、レベル変換回路 $LS1$ の Nch トランジスタ $MN91$ が、レベルシフト部3の遅延時間 TA

50

6 後にオフする。この結果、ノード N 5 が V D D Q レベルとなり、P c h トランジスタ M P 5 がオフ状態となる。このオフ状態において、出力 O U T 2 の電圧は、保持回路 1 において「1」レベルに保持される。

【0042】

時刻 T B 1 において、入力 I N 2 が立ち下がると、図 2 の真理値表に示すようにノード N 4 が入力回路 2 の遅延時間 T B 2 後に立ち上がる（「1」になる）。つまり、ノード N 4 の電圧レベルが V D D となり、V D D の電圧がゲートに印加されているレベル変換回路 L S 2 の N c h トランジスタ M N 9 1 がオンする。この結果、レベル変換回路 L S 2 の遅延時間 T B 3 後、ノード N 6 の電圧が引き下げられ、ノード N 7 の電圧がインバータ回路 I N V 5 によってインバータ回路 I N V 5 の遅延時間 T B 4 後に反転され V D D Q レベルとなる。したがって、N c h トランジスタ M N 3 がオン状態となる。N c h トランジスタ M N 3 がオン状態になると、出力 O U T 2 の電圧は、出力反転部 4 の遅延時間 T B 5 後、引き下げられ、保持回路 1 が「0」レベルへと反転する。

10

【0043】

出力 O U T 2 が「0」レベルとなると、図 2 の真理値表に示すようにノード N 4 は、入力回路 2 の遅延時間 T B 6 後に「0」レベルとなる。それに伴い、レベル変換回路 L S 2 の N c h トランジスタ M N 9 1 が、レベルシフト部 3 の遅延時間 T B 7 後にオフして、ノード N 6 が V D D Q レベルとなる。この結果、ノード N 7 の電圧がインバータ回路 I N V 5 によって反転されてインバータ回路 I N V 5 の遅延時間 T B 8 後に「0」レベルとなり、N c h トランジスタ M N 3 がオフ状態となる。このオフ状態で出力 O U T 2 の電圧は、保持回路 1 において「0」レベルに保持される。

20

【0044】

ここで、V D D の電圧が低くなってもレベル変換回路 L S 1、L S 2 を動作させるには、入力端 L S I N 1 の電圧が V D D となった時に、N c h トランジスタ M N 9 1 のオン抵抗が P c h トランジスタ M P 9 1、M P 9 2 のオン抵抗に対して充分小さくなるようにトランジスタのディメンジョンを設定する必要がある。V D D が N c h トランジスタ M N 9 1 の閾値電圧程度まで低くなっても、N c h トランジスタ M N 9 1 のオン抵抗が P c h トランジスタ M P 9 1、M P 9 2 のオン抵抗に対して小さくなるようなディメンジョンに設定し、出力端 L S O U T 1 の電圧を引き下げることができれば、レベル変換回路 L S 1、L S 2 は動作可能である。

30

【0045】

従来の回路では、このようなディメンジョンの設定をした場合に立ち上がり動作が悪化するので、立ち上がり / 立ち下がり の遅延時間のバランスが悪化することは前述の通りである。これに対し、本発明のレベルシフト回路によれば、以下のような効果を奏する。

【0046】

前述の通り、出力 O U T 2 が立ち上がる時は、レベル変換回路 L S 1 のみが動作し、出力 O U T 2 が立ち下がる時は、レベル変換回路 L S 2 のみが動作する。レベル変換回路 L S 1、L S 2 は、入力 I N 2 の論理値を出力 O U T 2 に伝達する際、両者とも立ち下がり で動作する。レベル変換回路 L S 1、L S 2 が立ち上がり動作するのは、出力 O U T 2 の論理が決定した後に P c h トランジスタ M P 5 または N c h トランジスタ M N 3 をオフ状態にする時のみであって、入力 I N 2 から出力 O U T 2 への遅延時間には影響を与えない。

40

【0047】

つまり、低電圧でも動作するようにレベル変換回路 L S 1、L S 2 におけるトランジスタのディメンジョンを設定しても、立ち下がり動作でしか入力 I N 2 の論理を出力 O U T 2 に伝達せず、レベル変換回路 L S 1、L S 2 の立ち上がり動作の悪化は、遅延時間に影響を与えない。したがって、立ち上がり / 立ち下がり の遅延時間のバランスは悪化しないことになる。

【実施例 2】

【0048】

50

図7は、本発明の第2の実施例に係るレベルシフト回路の主要部の回路図である。図7に示すレベルシフト回路は、図1のレベルシフト部3及び出力反転部4の部分に対して変更を加えたものであり、変更部分のみを示している。他の部分は、図1と同じに構成される。図7に示すレベルシフト回路は、図3のレベル変換回路LS1、LS2に対して、PchトランジスタMP93a、MP93b、インバータ回路INV8、INV9、INV10を追加している。インバータ回路INV8、INV9、INV10は、全て電源VDDQに接続されている。なお、NchトランジスタMN91a、MN91bは、図3のNchトランジスタMN91と同等であり、PchトランジスタMP92a、MP92bは、図3のPchトランジスタMP92と同等である。

【0049】

10

また、図3のPchトランジスタMP91の代わりにPchトランジスタMP91a、MP91bをそれぞれ備え、PchトランジスタMP91a、MP91bのゲートの接続先を変更している。PchトランジスタMP91aのゲートは、ノードN5の反転信号を出力するインバータ回路INV8の出力に接続される。また、PchトランジスタMP91bのゲートは、ノードN6の反転信号を出力するインバータ回路INV9の出力に接続される。

【0050】

PchトランジスタMP93aは、ゲートを出力OUT2の反転信号を出力するインバータ回路INV10の出力に接続し、ドレインをPchトランジスタMP92aのソースに接続し、ソースをVDDQに接続する。PchトランジスタMP93bは、ゲートを出力OUT2に接続し、ドレインをPchトランジスタMP92bのソースに接続し、ソースをVDDQに接続する。

20

【0051】

まず始めにノードN4が立ち上がる場合（図6の時刻TB1以降）について説明する。ノードN4が立ち上がるということは、実施例1で前述したように出力OUT2が立ち上がるということである。したがって、出力OUT2の初期電圧レベルはVDDQである。出力OUT2がゲートに接続されているPchトランジスタMP93bは、この時オフ状態である。また、ノードN4が立ち上がるということは、ノードN6が立ち下がるということである。したがって、ノードN6の電圧レベルはVDDQである。ノードN6の反転信号がゲートに接続されているMP91bは、この時オン状態である。

30

【0052】

ノードN4が立ち上がってNchトランジスタMN91bがオン状態となると、PchトランジスタMP93bはオフ状態である。したがって、ノードN6の電圧は、PchトランジスタMP91b、MP92bとNchトランジスタMN91bとで分圧された電圧となる。この時、PchトランジスタMP91bのオン抵抗が大きいほどノードN6の電圧を低くすることができる。但し、PchトランジスタMP91bがオン状態のままであると、ノードN6の立ち上がり特性が悪くなる。立ち上がり特性の悪化は、入力IN2から出力OUT2までの遅延時間に影響を与えないが、レベルシフト動作期間が長くなることを意味する。

【0053】

40

本実施例は、この動作期間を短くする工夫を行っている。PchトランジスタMP91bは、初期状態（図6の時刻TB1）でオンしているが、ノードN6が立ち下るとオフ状態となる。その後、出力OUT2が立ち下ると、PchトランジスタMP93bがオンする。PchトランジスタMP93bのオン抵抗をPchトランジスタMP91bに対して小さくなるようにトランジスタのディメンジョンを設定しておく。この設定によって、ノードN4が立ち下ってノードN6が立ち上がる際、PchトランジスタMP91bで引き上げるよりも高速で動作することができる。

【0054】

なお、以上の説明では、ノードN4に係る経路について説明したが、ノードN3に係る経路についても、同様の構成で動作する。ただし、PchトランジスタMP91aに対し

50

てオン抵抗が小さくなるように設定される P c h トランジスタ M P 9 3 a は、出力 O U T 2 をインバータ回路 I N V 1 0 を介してゲートに与えられ、出力 O U T 2 が立ち上がると、オンするように動作する。

【 0 0 5 5 】

以上のように立ち下がり時と立ち上がり時でオン抵抗を切り替える回路構成とすることで、レベルシフトの動作期間を短くすることができる。レベルシフトの動作期間が終了しないと入力 I N 2 における信号の次の遷移を行うことができない。したがって、レベルシフトの動作期間を短くすることは、レベルシフト回路をより高い周波数で動作させる上で効果的である。

【 0 0 5 6 】

また、P c h トランジスタ M P 9 1 a、M P 9 1 b のオン抵抗を極端に大きくすることも可能であるので、その分だけ N c h トランジスタ M N 9 1 a、M N 9 1 b のオン抵抗も大きくすることができる。つまり、N c h トランジスタ M N 9 1 a、M N 9 1 b の W サイズを小さくできることになる。また、V D D の電圧レベルが低くなることによる N c h トランジスタ M N 9 1 a、M N 9 1 b のオン抵抗増大に対する耐性も高まる。このため、レベルシフト回路は、より低電圧で動作しやすくなる。

【 0 0 5 7 】

なお、前述の特許文献等の各開示を、本書に引用をもって繰り込むものとする。本発明の全開示（請求の範囲を含む）の枠内において、さらにその基本的技術思想に基づいて、実施形態ないし実施例の変更・調整が可能である。また、本発明の請求の範囲の枠内において種々の開示要素の多様な組み合わせないし選択が可能である。すなわち、本発明は、請求の範囲を含む全開示、技術的思想にしたがって当業者であればなし得るであろう各種変形、修正を含むことは勿論である。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 5 8 】

【図 1】本発明の第 1 の実施例に係るレベルシフト回路の回路図である。

【図 2】入力部における入出力の真理値表である。

【図 3】レベル変換回路 L S 1、L S 2 の回路図である。

【図 4】レベル変換回路 L S 1、L S 2 の他の例を示す回路図である。

【図 5】レベル変換回路 L S 1、L S 2 のさらに他の例を示す回路図である。

【図 6】本発明の第 1 の実施例に係るレベルシフト回路の動作を表すタイミングチャートである。

【図 7】本発明の第 2 の実施例に係るレベルシフト回路の主要部の回路図である。

【図 8】特許文献 1 のレベルシフト回路の回路図である。

【図 9】特許文献 1 のレベルシフト回路のタイミングチャートである。

【符号の説明】

【 0 0 5 9 】

1 保持回路

2 入力部

3 レベルシフト部

4 出力反転部

A N D 1、A N D 2 A N D 回路

I N 2、N 3、N 4、N 5、N 6、N 7、O U T 2 ノード

I N V 4 ~ I N V 1 0 インバータ回路

L S 1、L S 2 レベル変換回路

L S I N 1 入力端

L S O U T 1 出力端

M N 3、M N 9 1、M N 9 1 a、M N 9 1 b N c h トランジスタ

M P 5、M P 9 1、M P 9 1 a、M P 9 1 b、M P 9 2、M P 9 2 a、M P 9 2 b、M P 9 3 a、M P 9 3 b、M P 9 4 P c h トランジスタ

10

20

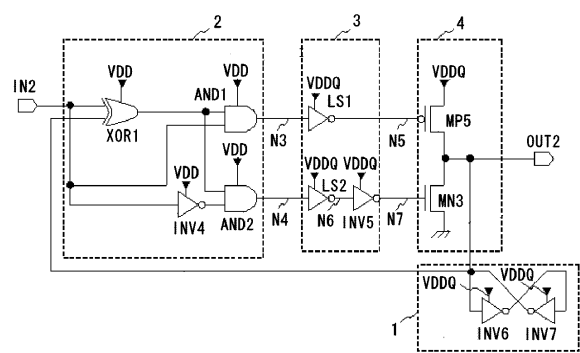
30

40

50

VDD、VDDQ 電源
XOR 1 排他論理和回路

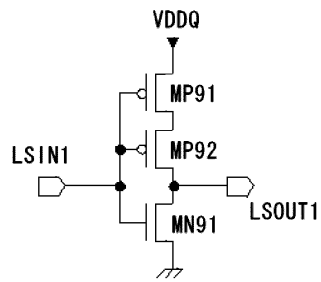
【図 1】



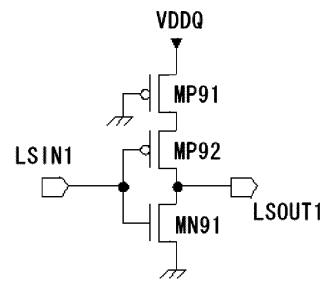
【図 2】

入力		出力	
IN2	OUT2	N3	N4
0	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
0	1	0	1

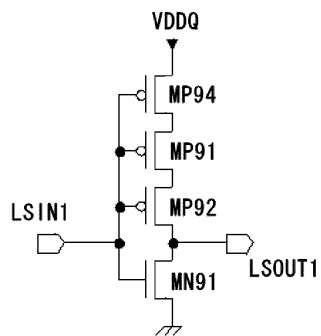
【図 3】



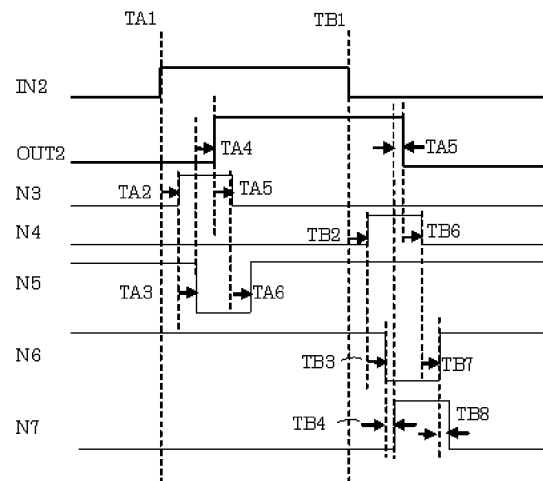
【図 4】



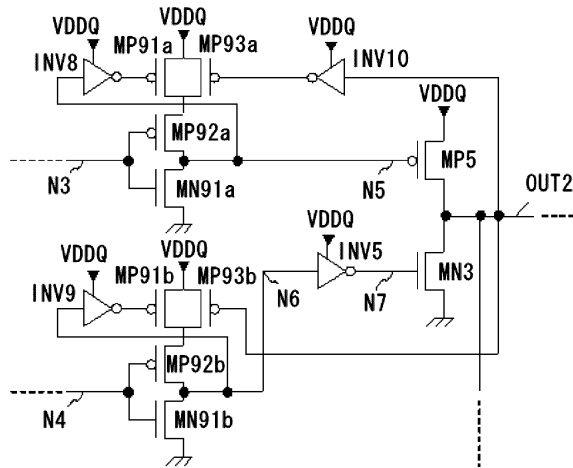
【図 5】



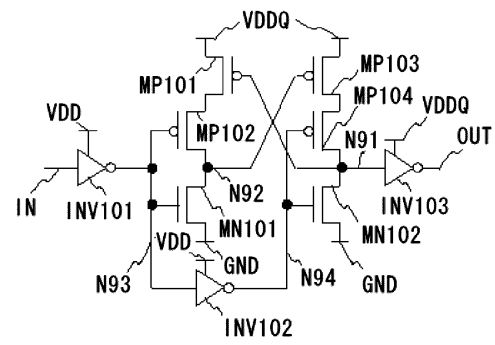
【図 6】



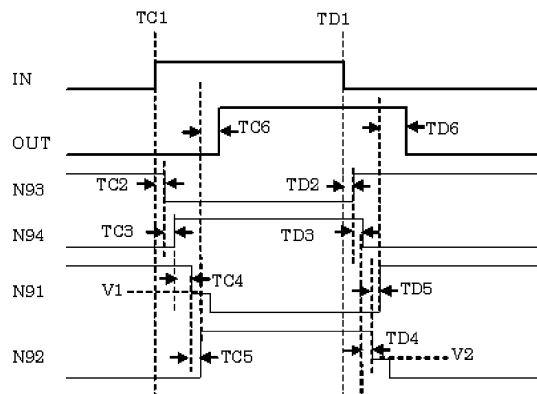
【図 7】



【図 8】



【図 9】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2002-135107(JP,A)
特開2004-007821(JP,A)
特開2004-112310(JP,A)
特開2003-133941(JP,A)
特開平08-307236(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03K19/00, 19/01-19/082, 19/092-19/096
H01L27/04