

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5400567号  
(P5400567)

(45) 発行日 平成26年1月29日(2014.1.29)

(24) 登録日 平成25年11月1日(2013.11.1)

(51) Int.Cl.		F I	
<b>H03K</b>	<b>17/693</b> (2006.01)	H03K	17/693 A
<b>H03K</b>	<b>17/06</b> (2006.01)	H03K	17/06 Z
<b>H03K</b>	<b>17/16</b> (2006.01)	H03K	17/16 J
<b>H03K</b>	<b>17/22</b> (2006.01)	H03K	17/22 Z

請求項の数 5 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2009-244305 (P2009-244305)	(73) 特許権者	000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号
(22) 出願日	平成21年10月23日(2009.10.23)	(74) 代理人	100108062 弁理士 日向寺 雅彦
(65) 公開番号	特開2011-91674 (P2011-91674A)	(72) 発明者	瀬下 敏樹 東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内
(43) 公開日	平成23年5月6日(2011.5.6)	審査官	栗栖 正和
審査請求日	平成24年3月6日(2012.3.6)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 半導体スイッチ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

電源入力部に供給される電源電圧から第1の電位と負の第2の電位とを生成する電圧生成回路と、

前記電圧生成回路の出力に接続され、前記第1の電位が供給される高電位入力部と、前記第2の電位が供給される低電位入力部と、入力信号が入力される信号入力部と、ハイレベルが入力されると前記第1の電位を出力し、ローレベルが入力されるとそのままローレベルとして出力する第1のレベルシフト回路と、前記第1のレベルシフト回路の出力のハイレベルが入力されるとそのままハイレベルとして出力し、前記第1のレベルシフト回路の出力のローレベルが入力されると前記第2の電位を出力する第2のレベルシフト回路とを有し、前記入力信号のハイレベルを前記第1の電位に変換し、前記入力信号のローレベルを前記第2の電位に変換して出力する駆動回路と、

前記駆動回路の出力により端子間の接続を切り替えるスイッチ部と、

前記電源入力部に電源電圧が供給された後の第1の期間は前記高電位入力部を前記電源入力部に接続し、前記第1の期間の経過後は前記高電位入力部を前記電源入力部から切り離すように制御する電源制御回路と、

を備えたことを特徴とする半導体スイッチ。

【請求項2】

前記電源入力部に接続され、前記電源電圧よりも低電位となる電圧を生成する内部レギュレータをさらに備え、

前記電源制御回路は、前記第 1 の期間においては前記高電位入力部を前記内部レギュレータの出力に接続し、前記第 1 の期間の経過後は前記高電位入力部を前記内部レギュレータの出力から切り離すように制御することを特徴とする請求項 1 記載の半導体スイッチ。

【請求項 3】

前記電源制御回路は、

ソースが前記高電位入力部に接続され、ドレインが前記電源入力部に接続された第 1 のトランジスタと、

前記第 1 のトランジスタのゲートと前記高電位入力部との間に接続された第 1 の抵抗と、

ドレインが前記第 1 のトランジスタのゲートに接続され、ソースが接地に接続された第 2 のトランジスタと、

前記第 2 のトランジスタのゲートに接続され、前記第 1 の期間はハイレベルを出力し、前記第 1 の期間の経過後はローレベルを出力するパルス発生回路と、

を有することを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の半導体スイッチ。

【請求項 4】

前記電圧生成回路の出力の電流供給能力は、前記第 1 の期間において前記駆動回路を介して前記高電位入力部から前記低電位入力部へ流れる貫通電流よりも小さいことを特徴とする請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 つに記載の半導体スイッチ。

【請求項 5】

前記パルス発生回路は、前記電源入力部に電源電圧が供給されたときに、前記パルス発生回路を初期化するパワーオンリセット回路をさらに有することを特徴とする請求項 3 記載の半導体スイッチ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、半導体スイッチに関する。

【背景技術】

【0002】

携帯電話機の高周波回路部においては、送信回路および受信回路が高周波信号用スイッチ回路を介して共通のアンテナに選択的に接続されるようになっている。従来、このような高周波信号用スイッチ回路のスイッチ素子には、化合物半導体を用いた H E M T (High Electron Mobility Transistor: 高電子移動度トランジスタ) が用いられてきたが、近年、低コスト、小型化の要求から、シリコン基板上に形成された M O S F E T (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor: 金属酸化物半導体電界効果トランジスタ) に置き換えることが検討されている。

【0003】

ただし、通常のシリコン基板上に形成された M O S F E T では、ソースあるいはドレイン電極とシリコン基板との間の寄生容量が大きい。また、シリコンは半導体であることから、高周波信号の電力損失が大きいといった問題がある。そこで、高周波信号用スイッチ回路を S O I (Silicon On Insulator) 基板上に形成する技術が提案されている(例えば、特許文献 1 参照)。

【0004】

M O S F E T の高周波スイッチに、例えば携帯電話機で要求されるような高周波特性(例えば挿入損失、オン歪・オフ歪)を実現するためには、適正なゲート電位を内部で生成する必要がある。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献 1】特表 2 0 0 9 - 2 7 4 8 7 号公報

【発明の概要】

10

20

30

40

50

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0006】

しかし、このような電圧生成回路においては、レイアウト面積の制約から電流供給能力が制限される。そのため、電源投入時に電圧生成回路の負荷に電流供給能力以上の貫通電流が生じると、電圧生成回路が所望の電位に到達できないという誤動作の可能性がある。

本発明は、レイアウト面積を増大させずに電圧生成回路の誤動作を回避した半導体スイッチを提供する。

## 【課題を解決するための手段】

## 【0007】

本発明の一態様によれば、電源入力部に供給される電源電圧よりも高電位な第1の電位と負の第2の電位とを生成する電圧生成回路と、前記電圧生成回路の出力に接続され、前記第1の電位が供給される高電位入力部と、前記第2の電位が供給される低電位入力部と、入力信号が入力される信号入力部と、ハイレベルが入力されると前記第1の電位を出力し、ローレベルが入力されるとそのままローレベルとして出力する第1のレベルシフト回路と、前記第1のレベルシフト回路の出力のハイレベルが入力されるとそのままハイレベルとして出力し、前記第1のレベルシフト回路の出力のローレベルが入力されると前記第2の電位を出力する第2のレベルシフト回路と、を有し、前記入力信号のハイレベルを前記第1の電位に変換し、前記入力信号のローレベルを前記第2の電位に変換して出力する駆動回路と、前記駆動回路の出力により端子間の接続を切り替えるスイッチ部と、前記電源入力部に電源電圧が供給された後の第1の期間は前記高電位入力部を前記電源入力部に接続し、前記第1の期間の経過後は前記高電位入力部を前記電源入力部から切り離すように制御する電源制御回路と、を備えたことを特徴とする半導体スイッチが提供される。

## 【発明の効果】

## 【0008】

本発明によれば、レイアウト面積を増大させずに電圧生成回路の誤動作を回避した半導体スイッチが提供される。

## 【図面の簡単な説明】

## 【0009】

【図1】本発明の実施形態に係る半導体スイッチの構成を例示するブロック図である。

【図2】図1に表した半導体スイッチ1のスイッチ部2の構成を例示する回路図である。

【図3】図1に表した半導体スイッチ1のデコーダ回路5および駆動回路4の構成を例示する回路図である。

【図4】レベルシフト回路の構成を例示する回路図である。

【図5】図1に表した半導体スイッチ1の電圧生成回路7の構成を例示する回路図である。

【図6】図1に表した半導体スイッチ1の電源制御回路6の構成を例示する回路図である。

【図7】電圧生成回路の出力電位の時間変化を表すグラフ図である。

【図8】レベルシフト回路のシミュレーションに用いる電圧生成回路の出力電位の時間変化を表すグラフ図である。

【図9】貫通電流の時間変化を表すグラフ図である。

【図10】第1のレベルシフト回路の出力OUT1A、OUT1Bの時間変化を表すグラフ図である。

【図11】第2のレベルシフト回路の出力OUT2A、OUT2Bの時間変化を表すグラフ図である。

【図12】PMOS P21のゲート・ソース間電圧 $V_{gs}$ 、ドレイン・ソース間電圧 $V_{ds}$ の時間変化を表すグラフ図である。

【図13】PMOS P22のゲート・ソース間電圧 $V_{gs}$ 、ドレイン・ソース間電圧 $V_{ds}$ の時間変化を表すグラフ図である。

【図14】NMOS N23のゲート・ソース間電圧 $V_{gs}$ 、ドレイン・ソース間電圧 $V_{ds}$ の時間変化を表すグラフ図である。

10

20

30

40

50

$d_s$  の時間変化を表すグラフ図である。

【図 15】NMOS N24 のゲート・ソース間電圧  $V_{gs}$ 、ドレイン・ソース間電圧  $V_{ds}$  の時間変化を表すグラフ図である。

【図 16】レベルシフト回路の他の構成を例示する回路図である。

【図 17】電圧生成回路の出力電位の軌跡を例示する模式図である。

【図 18】電源制御回路の他の構成を例示する回路図である。

【図 19】電源制御回路の他の構成を例示する回路図である。

【図 20】図 19 に表した電源制御回路 6 b のパワーオンリセット回路 35 の構成を例示する回路図である。

【図 21】図 19 に表した電源制御回路 6 b のパワーオンリセット回路 35 の動作を表す模式図である。 10

【図 22】電源制御回路の他の構成を例示する回路図である。

【図 23】電源制御回路の他の構成を例示する回路図である。

【図 24】電源制御回路の他の構成を例示する回路図である。

【発明を実施するための形態】

【0010】

以下、本発明の実施形態について図面を参照して詳細に説明する。

なお、本願明細書と各図において、既出の図に関して前述したものと同様の要素には同一の符号を付して詳細な説明は適宜省略する。

【0011】 20

図 1 は、本発明の実施形態に係る半導体スイッチの構成を例示するブロック図である。

図 1 に表したように、半導体スイッチ 1 は、スイッチ部 2、駆動回路 4、デコーダ回路 5、電源制御回路 6、電圧生成回路 7、及び電源端子 8 (電源入力部) を備える。そして、これらを同一基板に形成して、1 チップ化した構造を備える。例えば、SOI 基板に形成する。

【0012】

マルチモード・マルチバンド無線機器などには、例えば SP8T (Single-Pole 8-Throw) のような多ポートのスイッチ部が用いられる。

半導体スイッチ 1 は、マルチモード・マルチバンド無線機器などに用いることのできる多ポートの半導体スイッチである。 30

【0013】

スイッチ部 2 は、端子間の接続を切り替える。図 1 においては、スイッチ部 2 は、SP8T であり、アンテナ端子 ANT と、8 つの高周波端子 RF1 ~ RF8 との間の接続を切り替える。なお、スイッチ部 2 は、例えば MOSFET により構成することができる。

【0014】

図 2 は、図 1 に表した半導体スイッチ 1 のスイッチ部 2 の構成を例示する回路図である。

図 2 に表したように、アンテナ端子 ANT と、各高周波端子 RF1 ~ RF8 との間には、スイッチ回路 10a ~ 10h がそれぞれ接続されている。

スイッチ回路 10a ~ 10h のそれぞれは、 $n$  段 ( $n$  は自然数) のスルー FET (Field Effect Transistor)、 $m$  段 ( $m$  は自然数) のシャント FET、及び高周波漏洩防止用の抵抗を有する。 40

【0015】

アンテナ端子 ANT と高周波端子 RF1 との間には、スイッチ回路 10a のスルー FET T11、T12、 $\dots$ 、T1n が直列に接続されている。高周波端子 RF1 と接地との間には、スイッチ回路 10a のシャント FET S11、S12、 $\dots$ 、S1m が直列に接続されている。

【0016】

高周波端子 RF1 に接続されたスイッチ回路 10a のスルー FET T11、T12、 $\dots$ 、T1n のゲートは、それぞれ高周波漏洩防止用の抵抗 RT11、RT12、 $\dots$  50

・、 $RT1n$ を介して、制御端子 $Con1a$ と接続されている。制御端子 $Con1a$ は、駆動回路4と接続されている。抵抗 $RT11$ 、 $RT12$ 、 $\dots$ 、 $RT1n$ は、それぞれ高周波信号が駆動回路4に漏洩しない程度の高い抵抗値を有する。

【0017】

高周波端子 $RF1$ に接続されたスイッチ回路10aのシャントFET $S11$ 、 $S12$ 、 $\dots$ 、 $S1m$ のゲートは、それぞれ、高周波漏洩防止用の抵抗 $RS11$ 、 $RS12$ 、 $\dots$ 、 $RS1m$ を介して、制御端子 $Con1b$ と接続されている。制御端子 $Con1b$ は、駆動回路4と接続されている。抵抗 $RS11$ 、 $RS12$ 、 $\dots$ 、 $RS1m$ は、それぞれ高周波信号が駆動回路4に漏洩しない程度の高い抵抗値を有する。

【0018】

アンテナ端子 $ANT$ と各高周波端子 $RF2 \sim RF8$ との間には、同様にスイッチ回路10b $\sim$ 10hのスルーFETがそれぞれ接続されている。各高周波端子 $RF2 \sim RF8$ と接地との間には、スイッチ回路10b $\sim$ 10hのシャントFETがそれぞれ接続されている。

【0019】

各高周波端子 $RF2 \sim RF8$ に接続されたスイッチ回路10b $\sim$ 10hのスルーFETのゲートは、高周波漏洩防止用の抵抗を介して、制御端子 $Con2a \sim Con8a$ と接続されている。制御端子 $Con2a \sim Con8a$ は、それぞれ駆動回路4と接続されている。

【0020】

各高周波端子 $RF2 \sim RF8$ に接続されたスイッチ回路10b $\sim$ 10hのシャントFETのゲートは、高周波漏洩防止用の抵抗を介して、制御端子 $Con2b \sim Con8b$ と接続されている。制御端子 $Con2b \sim Con8b$ は、それぞれ駆動回路4と接続されている。

【0021】

例えば、高周波端子 $RF1$ とアンテナ端子 $ANT$ との間を導通するためには、高周波端子 $RF1$ とアンテナ端子 $ANT$ との間の $n$ 段直列接続スルーFET $T11 \sim T1n$ をオンとし、高周波端子 $RF1$ と接地との間の $m$ 段直列接続シャントFET $S11 \sim S1m$ をオフとする。同時に他の各高周波端子 $RF2 \sim RF8$ とアンテナ端子 $ANT$ との間のスルーFETをすべてオフとし、他の各高周波端子 $RF2 \sim RF8$ と接地との間のシャントFETをすべてオンとすればよい。

【0022】

すなわち、上記の場合、制御端子 $Con1a$ にはオン電位 $Von$ 、制御端子 $Con2b \sim Con8b$ にはオン電位 $Von$ 、制御端子 $Con1b$ にはオフ電位 $Voff$ 、制御端子 $Con2a \sim Con8a$ にはオフ電位 $Voff$ の電位が与えられる。オン電位 $Von$ は、各FETが導通状態となりそのオン抵抗が十分小さい値になるゲート電位であり、オフ電位 $Voff$ は各FETが遮断状態となり高周波信号が重畳しても遮断状態を十分維持できるゲート電位である。各FETの閾値電圧 $Vth$ は例えば0Vである。

【0023】

オン電位 $Von$ が所望の電位（例えば3.5V）よりも低いと導通状態のFETのオン抵抗が高くなり、挿入損失が劣化すると共に、導通状態のFETで発生する歪（オン歪）が増大する。また、オフ電位 $Voff$ が所望の電位（例えば-1.5V）よりも高いと、最大許容入力電力が下がると共に、規定入力時に遮断状態のFETで発生する歪（オフ歪）が増大する。

ただし、オン電位 $Von$ が高すぎたり、オフ電位 $Voff$ が低すぎるとFETの耐圧を超えてしまうので、オン電位 $Von$ およびオフ電位 $Voff$ には最適な範囲がある。

【0024】

スイッチ部2の各FETのゲート電位を制御する制御信号は、図1に表した制御回路部3で生成される。

制御回路部3は、端子 $IN$ に入力される端子切替信号をデコードするデコーダ回路5、

10

20

30

40

50

スイッチ部 2 を駆動するための駆動回路 4、電圧生成回路 7 などから構成されている。

【 0 0 2 5 】

図 3 は、図 1 に表した半導体スイッチ 1 のデコーダ回路 5 および駆動回路 4 の構成を例示する回路図である。

図 3 に表したように、端子切替信号は、デコーダ回路 5 a によりデコードされ、反転・非反転信号生成回路 5 b を介して、駆動回路 4 を制御する。なお、半導体スイッチ 1 においては、S P 8 T のスイッチ部 2 を備えている。そのため、デコーダ回路 5 a は、3 ビットの端子切替信号をデコードしている。

【 0 0 2 6 】

駆動回路 4 は、8 つのレベルシフト回路 2 0 a ~ 2 0 h が並置された構成である。駆動回路 4 は、高電位端子 9 (高電位入力部)、低電位端子 9 a (低電位入力部) を有する。高電位端子 9 には、電源端子 8 に供給される電源電圧  $V_{dd}$  よりも高い第 1 の電位  $V_p$  が供給される。低電位端子 9 a には、負の第 2 の電位  $V_n$  が供給される。

【 0 0 2 7 】

なお、レベルシフト回路 2 0 a ~ 2 0 h は差動回路であるため、デコーダ回路 5 a と駆動回路 4 との間に、反転・非反転信号生成回路 5 b が設けられている。また、他の回路部、例えば駆動回路 4 の前段のデコーダ回路 5 a などには電位  $V_{dd1}$  の電源が供給される。ここで、電位  $V_{dd1}$  は、例えば 1.8 V であり、図示しないレギュレータにより供給される。また、電位  $V_{dd1}$  は電源電圧  $V_{dd}$  と同じでもよい。

【 0 0 2 8 】

図 4 は、レベルシフト回路の構成を例示する回路図である。

図 4 においては、駆動回路 4 を構成するレベルシフト回路 2 0 の回路図を表わしている。

駆動回路 4 は、レベルシフト回路 2 0 と同一構成のレベルシフト回路 2 0 a ~ 2 0 h により構成される。

【 0 0 2 9 】

レベルシフト回路 2 0 は、第 1 のレベルシフト回路 2 1 と第 2 のレベルシフト回路 2 2 とを有する。第 1 のレベルシフト回路 2 1 は、一対の N チャンネル型 MOS FET (以下、NMOS) N 1 1、N 1 2 と、一対の P チャンネル型 MOS FET (以下、PMOS) P 1 1、P 1 2 とを有する。第 2 のレベルシフト回路 2 2 は、一対の PMOS P 2 1、P 2 2 と、一対の NMOS N 2 3、N 2 4 とを有する。

【 0 0 3 0 】

NMOS N 1 1、N 1 2 のソースは、それぞれ接地に接続されている。NMOS N 1 1、N 1 2 のゲートはそれぞれ入力端子 I N A、I N B (信号入力部) を介して図示されない前段のデコーダ回路に接続されている。

【 0 0 3 1 】

NMOS N 1 1、N 1 2 のドレインは、それぞれ PMOS P 1 1、P 1 2 のドレインと接続されている。PMOS P 1 1、P 1 2 のそれぞれのソースには、高電位端子 9 を介して、電圧生成回路 7 から第 1 の電位  $V_p$  が供給される。PMOS P 1 1 のゲートは、PMOS P 1 2 のドレインと接続され、これらは第 1 のレベルシフト回路 2 1 の差動出力の一方のライン O U T 1 B に接続されている。PMOS P 1 2 のゲートは、PMOS P 1 1 のドレインと接続され、これらは第 1 のレベルシフト回路 2 1 の差動出力の他方のライン O U T 1 A に接続されている。

【 0 0 3 2 】

上記ライン O U T 1 A、O U T 1 B はそれぞれ第 2 のレベルシフト回路 2 2 の PMOS P 2 1、P 2 2 のゲートに接続される。ライン O U T 1 A、O U T 1 B を介して第 1 のレベルシフト回路 2 1 の出力は、第 2 のレベルシフト回路 2 2 へ入力される。PMOS P 2 1、P 2 2 のそれぞれのソースには、高電位端子 9 を介して、電圧生成回路 7 から第 1 の電位  $V_p$  が供給される。

【 0 0 3 3 】

10

20

30

40

50

PMOS P21のドレインは、NMOS N23のドレインと接続され、これらの接続ノードは出力端子OUT2Aに接続されている。PMOS P22のドレインはNMOS N24のドレインと接続され、これらの接続ノードは出力端子OUT2Bに接続されている。出力端子OUT2A、OUT2Bを介して前述したオン電位 $V_{on}$ 、オフ電位 $V_{off}$ が、図2に表したスイッチ部2のスルーFET、シャントFETのゲートに供給される。

【0034】

第1のレベルシフト回路21の差動入力INA、INBの入力レベルは例えばハイレベルが1.8V、ローレベルが0Vであり、図示されない前段のデコード回路から供給される。高電位端子9には、第1の電位 $V_p$ として、例えば3.5Vが供給される。

10

【0035】

例えば、INAにハイレベル(1.8V)、INBにローレベル(0V)が入力すると、ラインOUT1Aの電位はローレベル(0V)になり、ラインOUT1Bの電位は、第1の電位 $V_p$ と等しい3.5Vになる。すなわち、第1のレベルシフト回路21における出力振幅は0~ $V_p$ の3.5V程度となる。

【0036】

第2のレベルシフト回路22は、第1のレベルシフト回路21の出力信号を入力とする。高電位端子9には、第1のレベルシフト回路21と同様第1の電位 $V_p$ として、例えば3.5Vが供給され、低電位端子9aには、負の第2の電位 $V_n$ として、例えば-1.5Vが供給される。

20

【0037】

例えば、ラインOUT1Aがローレベル(0V)、ラインOUT1Bがハイレベル(3.5V)とすると、出力端子OUT2Aの電位は、第1の電位 $V_p$ と等しい3.5Vになり、出力端子OUT2Bの電位は、第2の電位 $V_n$ と等しい-1.5Vになる。したがって、オン電位 $V_{on}$ として3.5Vを、オフ電位 $V_{off}$ として-1.5Vを、図2に示すスイッチ部2のスルーFET、シャントFETのゲートに供給することができ、スイッチ部2が駆動される。

【0038】

すなわち、第1のレベルシフト回路21は、入力のハイレベルが $V_{dd1}$ 、ローレベルが0Vである差動入力信号を、ハイレベルが第1の電位 $V_p$ 、ローレベルが0V(接地電位)の差動信号として出力する。すなわち、ハイレベルの電位を第1の電位 $V_p$ に変換する。また第2のレベルシフト回路22は、その出力レベルをハイレベルが第1の電位 $V_p$ 、ローレベルが第2の電位 $V_n$ の差動信号として出力する。すなわちローレベルの電位を第2の電位 $V_n$ に変換する。

30

【0039】

従って、レベルシフト回路20は、入力のハイレベルが $V_{dd1}$ 、ローレベルが0Vである差動入力信号を、ハイレベルが第1の電位 $V_p$ 、ローレベルが第2の電位 $V_n$ の差動信号として出力する。すなわち、入力されたハイレベル及びローレベルの電位をそれぞれ第1の電位 $V_p$ 、第2の電位 $V_n$ に変換する。

【0040】

図5は、図1に表した半導体スイッチ1の電圧生成回路7の構成を例示する回路図である。

40

図5に表したように、電圧生成回路7は、発振回路11、チャージポンプ回路12a、12b、ローパスフィルタ13a、13b、内部レギュレータ14を有する。

【0041】

発振回路11は、奇数段のインバータで構成されたリングオシレータであり、相補クロックCK、CK-を出力する。

チャージポンプ回路12aは、直列接続した複数のダイオードと、各ダイオード間に一端が接続された複数の容量とを有する。直列接続した複数のダイオードのアノード側は、接地に接続され、カソード側は、ローパスフィルタ13aに接続されている。各容量の他

50

端は、発振回路 1 1 の出力である相補クロック  $CK$ 、 $CK -$  に交互に接続されている。

【 0 0 4 2 】

チャージポンプ回路 1 2 b は、直列接続した複数のダイオードと、各ダイオード間に一端が接続された複数の容量とを有する。直列接続した複数のダイオードのカソード側は、接地に接続され、アノード側は、ローパスフィルタ 1 3 b に接続されている。各容量の他端は、発振回路 1 1 の出力である相補クロック  $CK$ 、 $CK -$  に交互に接続されている。チャージポンプ回路 1 2 b は、ダイオードの向きと数がチャージポンプ回路 1 2 a と異なる。

【 0 0 4 3 】

相補クロック  $CK$ 、 $CK -$  による電荷の蓄積、移動によりチャージポンプ回路 1 2 a、1 2 b にそれぞれ正の電圧、負の電圧が生成される。

ローパスフィルタ 1 3 a、1 3 b は、それぞれ抵抗と容量で構成される。チャージポンプ回路 1 2 a、1 2 b の出力を平滑化してそれぞれ高電位端子 9、低電位端子 9 a に出力する。

【 0 0 4 4 】

高電位端子 9 に接続されたローパスフィルタ 1 3 a の出力側の容量  $C_p$  の端子電圧が第 1 の電位  $V_p$  となる。

また、低電位端子 9 a に接続されたローパスフィルタ 1 3 b の出力側の容量  $C_n$  の端子電圧が、第 2 の電位  $V_n$  となる。

【 0 0 4 5 】

なお、図示しないが、高電位端子 9、低電位端子 9 a には、電位を一定にする回路としてクランプ回路またはレギュレータがそれぞれ設けられている。

また、発振回路 1 1 に供給される電源の電位  $V_{dd2}$  は、電源電圧  $V_{dd}$  よりも低電位であり、例えば 2.4 V である。図 5 に表したように、内部レギュレータ 1 4 から電位  $V_{dd2}$  の電源が供給される。なお、内部レギュレータ 1 4 を介さずに、電源端子 8 から電圧  $V_{dd}$  を供給してもよい。

【 0 0 4 6 】

図 6 は、図 1 に表した半導体スイッチ 1 の電源制御回路 6 の構成を例示する回路図である。

図 6 に表したように、電源制御回路 6 は、接続回路 3 1 とパルス発生回路 3 2 とを有する。

【 0 0 4 7 】

パルス発生回路 3 2 は、電源投入時すなわち電源端子 8 に電源電圧が供給された後の第 1 の期間  $T_1$  はハイレベルのパルスを発生する回路である。電源投入時からの第 1 の期間  $T_1$  は、ハイレベルを出力し、第 1 の期間の経過後は、ローレベルを出力する。

【 0 0 4 8 】

ここで、第 1 の期間  $T_1$  とは、第 2 のトランジスタ  $P_1$  を介して、電源端子 8 からローパスフィルタ 1 3 a の出力側の容量  $C_p$  が、電源電圧  $V_{dd}$  に充電されるのに要する期間（例えば 5  $\mu s$ ）である。

【 0 0 4 9 】

パルス発生回路 3 2 の出力は、接続回路 3 1 に入力される。

接続回路 3 1 は、高電位端子 9 と電源端子 8 とを接続し、また接続を切り離す回路である。接続回路 3 1 は、第 1 のトランジスタ  $N_1$ 、第 2 のトランジスタ  $P_1$ 、第 1 の抵抗  $R_1$  を有する。

【 0 0 5 0 】

パルス発生回路 3 2 の出力は、第 1 のトランジスタ  $N_1$  のゲートに入力される。第 1 のトランジスタ  $N_1$  のソースは接地され、第 1 のトランジスタ  $N_1$  のドレインは、第 1 の抵抗  $R_1$  を介して高電位端子 9 に接続されている。また、第 1 のトランジスタ  $N_1$  のドレインは、第 2 のトランジスタ  $P_1$  のゲートに接続される。第 2 のトランジスタ  $P_1$  のソースは高電位端子 9 に接続され、そのドレインは電源端子 8 に接続されている。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 5 1 】

パルス発生回路 3 2 から、ハイレベルが出力されている第 1 の期間 T 1 は、第 1 のトランジスタ N 1 は、オン状態となる。そのため第 2 のトランジスタ P 1 がオン状態となり、高電位端子 9 は、電源端子 8 に接続される。また、パルス発生回路 3 2 の出力がローレベルの場合は、第 1 のトランジスタ N 1、第 2 のトランジスタ P 1 がオフ状態となり、高電位端子 9 と電源端子 8 との接続は切り離される。

## 【 0 0 5 2 】

このように、電源制御回路 6 は、第 1 の期間 T 1 は、電圧生成回路 7 の出力（高電位端子 9）を電源端子 8 に接続し、第 1 の期間 T 1 の経過後は電圧生成回路 7 の出力（高電位端子 9）を電源端子 8 から切り離すように制御する回路である。

10

なお、パルス発生回路に供給される電源の電位  $V_{dd1}$  は、例えば 1.8 V であり、図示しないレギュレータにより供給される。また、電位  $V_{dd1}$  は電源電圧  $V_{dd}$  と同じでもよい。

## 【 0 0 5 3 】

また、図 6 においては、第 2 のトランジスタ P 1 のドレインは電源端子 8 に接続されている。しかし、電源端子 8 に接続され、電源電圧  $V_{dd}$  よりも低電位  $V_{dd2}$  を生成する図 5 に表した内部レギュレータ 1 4 の出力に接続してもよい。

すなわち、電源制御回路 6 は、第 1 の期間 T 1 は、電圧生成回路 7 の出力（高電位端子 9）を電源電圧  $V_{dd}$  よりも低電位  $V_{dd2}$  を生成する内部レギュレータ 1 4 の出力に接続する。そして、第 1 の期間 T 1 の経過後は電圧生成回路 7 の出力（高電位端子 9）から内部レギュレータ 1 4 の出力を切り離すように制御する構成としてもよい。

20

## 【 0 0 5 4 】

図 7 は、電圧生成回路の出力電位の時間変化を表すグラフ図である。

図 7 においては、時間  $t = 0$  で電源を投入してからの、第 1 及び第 2 の電位  $V_p$ 、 $V_n$  の時間変化を、無負荷の場合について表している。なお、電源端子 8 に供給される電源電圧  $V_{dd} = 2.4$  V としている。また、第 1 の電位  $V_p$  において、電源制御回路 6 が有る場合とない場合とをそれぞれ実線、破線で表している。

## 【 0 0 5 5 】

電源が投入された後の第 1 の期間 T 1 は、電圧生成回路 7 の出力、すなわち第 1 の電位  $V_p$  は、電源端子 8 に供給される電源電圧  $V_{dd}$  に維持され、その後、第 1 の電位  $V_p$  の所望値  $V_1$ （ここでは 3.5 V）まで昇圧される。破線に表したように、比較例として電源制御回路 6 が無い場合は、第 1 の電位  $V_p$  は 0 V から昇圧が開始されることになる。また、第 2 の電位  $V_n$  は 0 V から所望値  $V_2$ （ここでは -1.5 V）に漸近する。

30

## 【 0 0 5 6 】

CMOS プロセスを用いる利点は、このような制御回路部 3 を高集積、低消費電力で実現でき、かつ、スイッチ部 2 と混載できる可能性を有していることである。

しかし、内蔵可能な発振回路およびチャージポンプ回路のレイアウト面積には限りがあるため、チャージポンプ回路の電流供給能力は必ずしも大きくない。

## 【 0 0 5 7 】

図 1 に表した半導体スイッチ 1 においては、チャージポンプ回路 1 2 a、1 2 b の負荷は、上記のレベルシフト回路 2 0 を有する駆動回路 4 となる。

40

このレベルシフト回路 2 0 が、チャージポンプ回路 1 2 a、1 2 b に負荷として接続された場合、高電位端子 9 から低電位端子 9 a に貫通電流が生じることがある。

## 【 0 0 5 8 】

すなわち、電源投入後の第 1 の電位  $V_p$  および第 2 の電位  $V_n$  が、所望の電位  $V_1$ 、 $V_2$  にそれぞれ到達するまでの間に、第 2 のレベルシフト回路 2 2 において高電位端子 9 から低電位端子 9 a に貫通電流が生じることがある。チャージポンプ回路 1 2 a、1 2 b の電流供給能力がその貫通電流よりも十分大きければ問題ないが、小さいと第 1 の電位  $V_p$  および第 2 の電位  $V_n$  が所望の電位に到達できないという誤動作が生じる危険性がある。

## 【 0 0 5 9 】

50

本発明の実施形態に係る半導体スイッチ 1 の構成は、以下に説明するシミュレーション結果により新たに見いだされたレベルシフト回路の貫通電流という現象に基づいて構築されたものである。

【 0 0 6 0 】

図 4 に表したレベルシフト回路 2 0 の動作について、図 8 ~ 図 1 5 に表したシミュレーション結果を用いて説明する。

図 8 は、レベルシフト回路のシミュレーションに用いる電圧生成回路の出力電位の時間変化を表すグラフ図である。図 9 は、貫通電流の時間変化を表すグラフ図である。図 1 0 は、第 1 のレベルシフト回路の出力 O U T 1 A、O U T 1 B の時間変化を表すグラフ図である。図 1 1 は、第 2 のレベルシフト回路の出力 O U T 2 A、O U T 2 B の時間変化を表すグラフ図である。

10

【 0 0 6 1 】

レベルシフト回路 2 0 の入力端子 I N A にハイレベル ( 1 . 8 V ) が、入力端子 I N B にローレベル ( 0 V ) が印加されている。図 9 においては、レベルシフト回路 2 0 の高電位端子 9 に第 1 の電位  $V_p$ 、低電位端子 9 a に第 2 の電位  $V_n$  として、図 8 に表された波形で印加された場合の、貫通電流を表している。また、図 1 0、図 1 1 においては、各ノードの電位を表している。

なお、N M O S の閾値電圧は 0 . 6 V、P M O S の閾値電圧は - 0 . 6 V である。

【 0 0 6 2 】

図 1 2 ~ 図 1 5 は各 F E T のゲート・ソース間電圧  $V_{gs}$  とドレイン・ソース間電圧  $V_{ds}$  の波形を示している。

20

図 1 2 は、P M O S P 2 1 のゲート・ソース間電圧  $V_{gs}$ 、ドレイン・ソース間電圧  $V_{ds}$  の時間変化を表すグラフ図である。図 1 3 は、P M O S P 2 2 のゲート・ソース間電圧  $V_{gs}$ 、ドレイン・ソース間電圧  $V_{ds}$  の時間変化を表すグラフ図である。図 1 4 は、N M O S N 2 3 のゲート・ソース間電圧  $V_{gs}$ 、ドレイン・ソース間電圧  $V_{ds}$  の時間変化を表すグラフ図である。図 1 5 は、N M O S N 2 4 のゲート・ソース間電圧  $V_{gs}$ 、ドレイン・ソース間電圧  $V_{ds}$  の時間変化を表すグラフ図である。

【 0 0 6 3 】

図 1 2 と図 1 4 に着目する。図 1 2 においては、P M O S P 2 1 のゲート・ソース間電圧  $V_{gs}$  とドレイン・ソース間電圧  $V_{ds}$  を表している。P M O S P 2 1 において、ゲート・ソース間電圧  $V_{gs}$  が - 0 . 6 V に達した後はオン状態を維持する。

30

一方、図 1 4 においては、N M O S N 2 3 のゲート・ソース間電圧  $V_{gs}$  とドレイン・ソース間電圧  $V_{ds}$  を表している。

【 0 0 6 4 】

図 1 4 に図示される区間 A においてはゲート・ソース間電圧  $V_{gs}$  が 0 . 6 V を超えており、N M O S N 2 3 はオン状態になる。すなわち、区間 A においては P M O S P 2 1 と N M O S N 2 3 の両方がオン状態となり、図 9 が示すように、区間 A において、高電位端子 9 から低電位端子 9 a に貫通電流が生じることになる。その貫通電流は数百マイクロアンペア程度であり、第 1 の電位  $V_p$ 、第 2 の電位  $V_n$  を生成するチャージポンプにそれ以上の電流供給能力がないと、貫通電流によって第 1 の電位  $V_p$ 、第 2 の電位  $V_n$  がクランプされてしまうことになる。スイッチ I C に内蔵可能なチャージポンプの電源供給能力は高々数十マイクロアンペアであり、第 1 の電位  $V_p$ 、第 2 の電位  $V_n$  が所望の値  $V_1$ 、 $V_2$  に達しないという起動エラーが生じることになる。

40

【 0 0 6 5 】

上記のように、貫通電流は、2 段構成のレベルシフト回路で生じる可能性がある。

図 1 6 は、レベルシフト回路の他の構成を例示する回路図である。

図 1 6 に表したように、レベルシフト回路 2 3 は、各 F E T の電極間に印加する電圧を抑制するため、以下に説明するようなカスコード接続を用いた構成になっている。

【 0 0 6 6 】

P M O S P 1 1 ~ P 1 4 及び N M O S N 1 1、N 1 2 により初段のレベルシフト回路

50

21aが構成されている。

初段のレベルシフト回路21aの差動入力端子INA、INBの入力レベルは、例えばハイレベルが1.8V、ローレベルが0Vであり、図示されない前段のデコーダ回路から供給される。高電位端子9には第1の電位 $V_p$ 、例えば3.5Vが供給される。

【0067】

PMOS P13、P14はカスコード接続段であり、そのゲートにはバイアス電位 $V_{b1}$ が供給される。 $V_{b1}$ を例えば1Vに設定することにより、各FETの端子間に印加される電圧は分圧される。PMOSのゲート・ソース間電圧 $V_{gs}$ 、ドレイン・ソース間電圧 $V_{ds}$ は2.8Vを超えず、NMOSのゲート・ソース間電圧 $V_{gs}$ 、ドレイン・ソース間電圧 $V_{ds}$ は3.5Vを超えることはない。

10

【0068】

第1のレベルシフト回路21aの差動出力はPMOS P11とP13との接続点、およびPMOS P12とP14との接続点であり、それら出力のハイレベルは第1の電位 $V_p$ と等しく3.5V、ローレベルは1.2V程度となる。すなわち、第1のレベルシフト回路21aの出力振幅は2.3V程度となる。

【0069】

また、PMOS P21~P24及びNMOS N21~N24により第2のレベルシフト回路22aが構成されている。第2のレベルシフト回路22aは、第1のレベルシフト回路21aの出力信号を入力とする。高電位端子9の第1の電位 $V_p$ には、第1のレベルシフト回路21aと同様に、例えば3.5Vが、低電位端子9aの第2の電位 $V_n$ には、

20

例えば-1.5Vが供給される。

【0070】

PMOS P23、P24及びNMOS N21、N22はカスコード接続段であり、それぞれのゲートには前記バイアス電位 $V_{b1}$ 及びバイアス電位 $V_{b2}$ が供給される。バイアス電位 $V_{b2}$ を例えば1.8Vに設定することにより、PMOSのゲート・ソース間電圧 $V_{gs}$ 及びドレイン・ソース間電圧 $V_{ds}$ は2.8Vを超えず、NMOSのゲート・ソース間電圧 $V_{gs}$ 及びドレイン・ソース間電圧 $V_{ds}$ は3.5Vを超えない。そして、ハイレベルが3.5V、ローレベルが-1.5Vの出力振幅を生成することが出来る。

【0071】

すなわち、微細プロセスゆえにNMOSの耐圧が3.5V、PMOSの耐圧が2.8Vと低くても、出力振幅が5Vの制御信号を生成することができる。

30

なお、NMOS N31、N32、ダイオードD11、D12は出力が立ち下がる時、第2の電位 $V_n$ に放電する前に、まず、接地に放電するための回路である。この回路により、立下り波形を高速にすることが出来る。

【0072】

図17は、電圧生成回路の出力電位の軌跡を例示する模式図である。

図17においては、図16に表したレベルシフト回路23で生じる貫通電流発生領域(図中実線Xで囲んだ部分)および電源投入時の電圧生成回路の出力電位の軌跡を模式的に表している。すなわち、縦軸に第1の電位 $V_p$ を、横軸に第2の電位 $V_n$ をとり、電源投入後の点( $V_n$ 、 $V_p$ )の軌跡を表している。なお、実線 $P_0P_1$ は電源制御回路6がある場合を、実線 $Q_0Q_1$ は電源制御回路6がない場合である。

40

なお、貫通電流発生領域Xを貫通電流が発生する第1及び第2の電位 $V_p$ 、 $V_n$ の組合せの点( $V_n$ 、 $V_p$ )として模式的に表している。

【0073】

電源制御回路6が無い場合、点( $V_n$ 、 $V_p$ )の軌跡は、電源投入時の点 $Q_0$ から所望の電位の点 $P_1$ ( $V_2$ 、 $V_1$ )へ行く途中の点 $Q_1$ において貫通電流発生領域Xに衝突してしまう。従って、チャージポンプ回路12a、12bの電流供給能力が十分ないと貫通電流によって途中の点 $Q_1$ の第1及び第2の電位 $V_p$ 、 $V_n$ にトラップされ、所望の電位 $V_1$ 、 $V_2$ に到達することが出来ない。

50

## 【 0 0 7 4 】

一方、電源制御回路 6 を有する場合は、電源投入時の点  $P_0$  ( $0$ 、 $V_{dd}$ ) から所望の電位の点  $P_1$  ( $V_2$ 、 $V_1$ ) へ移動する。点 ( $V_n$ 、 $V_p$ ) の軌跡が貫通電流発生領域  $X$  に衝突することはなく、電源投入時に生じ得る誤動作を回避できる。

## 【 0 0 7 5 】

なお、図 17 においては、レベルシフト回路 23 を用いる場合を例に説明したが、図 4 に表したレベルシフト回路 20 を用いた場合についても同様の動作となる。すなわち、電源制御回路 6 を有する場合は、貫通電流発生領域に衝突することはなく、電源投入時に生じ得る誤動作を回避できる。

## 【 0 0 7 6 】

このように、半導体スイッチ 1 によれば、レイアウト面積を増大させずに電圧生成回路の誤動作を回避した半導体スイッチを提供することができる。

なお、本実施例においては、SP8T のスイッチの構成を例示したが、同様に SPnT、mPnT ( $m$ 、 $n$  は 2 以上の自然数) などの多ポートのスイッチを構成することができる。

## 【 0 0 7 7 】

図 18 は、電源制御回路の他の構成を例示する回路図である。

図 18 に表したように、電源制御回路 6a は、接続回路 31 とパルス発生回路 32a とを有する。すなわち、電源制御回路 6a は、図 6 に表した電源制御回路 6 のパルス発生回路 32 を、パルス発生回路 32a に置き換えた構成である。

## 【 0 0 7 8 】

パルス発生回路 32a は、RC 時定数回路 33、インバータ 34 を有する。

RC 時定数回路 33 は、電源端子 8 と接地との間に接続された抵抗と容量とからなる。RC 時定数回路 33 の容量の端子電圧は、インバータ 34 に入力され、インバータ 34 の出力は、接続回路 31 に入力される。

## 【 0 0 7 9 】

電源端子 8 に電圧  $V_{dd}$  の電源が投入されると、RC 時定数回路 33 の容量の端子電圧はある時定数を持って  $0V$  から  $V_{dd}$  に上昇する。この時定数は、RC 時定数回路 33 の容量及び抵抗値により決まる。容量の端子電圧がインバータ 34 の論理閾値電圧に達する時間は、第 1 の期間  $T_1$  となるように設定されている。

## 【 0 0 8 0 】

なお、上記のとおり第 1 の期間  $T_1$  とは、電源端子 8 に供給される電源により、第 2 のトランジスタ  $P_1$  を介して、ローパスフィルタ 13a の出力側の容量  $C_p$  が、電源電圧  $V_{dd}$  に充電されるのに要する時間 (例えば  $5\mu s$ ) である。

## 【 0 0 8 1 】

電源投入後の第 1 の期間  $T_1$  までは、インバータ 34 の出力はハイレベルである。接続回路 31 の第 1 のトランジスタ  $N_1$  はオン状態で、第 2 のトランジスタ  $P_1$  はオン状態を維持する。従って、電源が投入された後の第 1 の期間  $T_1$  は、高電位端子 9 は、電源端子 8 に接続され、第 1 の電位  $V_p$  は、電源電圧  $V_{dd}$  となる。

## 【 0 0 8 2 】

第 1 の期間  $T_1$  経過後は、RC 時定数回路 33 の容量の端子電圧は、インバータ 34 の論理閾値電圧よりも高くなる。インバータ 34 の出力はローレベルとなり、接続回路 31 の第 1 のトランジスタ  $N_1$  はオフ状態、第 2 のトランジスタ  $P_1$  はオフ状態となる。高電位端子 9 と電源端子 8 との接続は解除され、第 1 の電位  $V_p$  は、所望の電位  $V_1$  に上昇する。

## 【 0 0 8 3 】

なお、インバータ 34 に供給される電源の電位  $V_{dd1}$  は、例えば  $1.8V$  である。また、電位  $V_{dd1}$  は、電源電圧  $V_{dd}$  と同じでもよい。

## 【 0 0 8 4 】

また、図 18 においては、第 2 のトランジスタ  $P_1$  のドレインは電源端子 8 に接続され

10

20

30

40

50

ている。しかし、電源端子 8 に接続され、電源電圧  $V_{dd}$  よりも低電位  $V_{dd2}$  を生成する図 5 に表した内部レギュレータ 14 の出力に接続してもよい。

【0085】

ところで、電源端子 8 に電圧  $V_{dd}$  の電源が投入された後、一旦、電源を遮断した際、しばらくの間は、RC 時定数回路 33 の容量の端子電圧は、インバータ 34 の論理閾値よりも高い電位を維持している。従って、この期間に電源が再投入されてしまうと、高電位端子 9 と電源端子 8 とは接続されないまま、チャージポンプ回路 12a、12b が動作を開始してしまい、誤動作の危険性がある。

【0086】

図 19 は、電源制御回路の他の構成を例示する回路図である。

10

図 19 に表したように、電源制御回路 6b は、接続回路 31、パルス発生回路 32b を有する。すなわち、電源制御回路 6b は、図 18 に表した電源制御回路 6a のパルス発生回路 32a を、パルス発生回路 32b に置き換えた構成である。

【0087】

パルス発生回路 32b は、RC 時定数回路 33、インバータ 34、パワーオンリセット回路 35、NMOS N2 を有する。すなわち、パルス発生回路 32b は、図 18 に表したパルス発生回路 32a に、パワーオンリセット回路 35、NMOS N2 を追加した構成である。

【0088】

パワーオンリセット回路 35 は、電源投入時に一定時間ハイレベルとなる RESET 信号を出力してパルス発生回路 32b を初期化する回路である。

20

図 20 は、図 19 に表した電源制御回路 6b のパワーオンリセット回路 35 の構成を例示する回路図である。

【0089】

図 20 に表したように、パワーオンリセット回路 35 は、3 段構成のインバータ、PMOS P2、RC 時定数回路 36 などをも有する。

パワーオンリセット回路 35 に供給される電源は電位  $V_{dd1}$  で、ここで、RC 時定数回路 36 の時定数は、図 19 に表した RC 時定数回路 33 より小さく設定されている。RC 時定数回路 36 の容量の端子電圧は、抵抗を介して 3 段構成のインバータに入力される。インバータの出力が、RESET 信号となる。

30

【0090】

図 21 は、図 19 に表した電源制御回路 6b のパワーオンリセット回路 35 の動作を表す模式図である。

図 21(a) は、パワーオンリセット回路 35 に供給される電源の電位  $V_{dd1}$  を、図 21(b) は、パワーオンリセット回路 35 の出力信号 RESET を、それぞれ模式的に表している。

【0091】

図 21(a) に表したように、電源投入時、パワーオンリセット回路 35 には、時間  $t = 0$  で、電位  $V_{dd1}$  の電源が供給される。

電源が印加されると、RC 時定数回路 36 の容量の端子電圧は、ある時定数を持って 0V から  $V_{dd1}$  に上昇する。容量の端子電圧が 3 段構成のインバータの論理閾値電圧に達するまでは、3 段構成のインバータはハイレベルを出力する。

40

【0092】

出力信号 RESET は、ハイレベルであり、3 段構成のインバータの電源の電位  $V_{dd1}$  に追従する。

容量の端子電圧が、論理閾値を越えると、3 段構成のインバータは、ローレベルを出力する。従って、出力信号 RESET は、ローレベルとなる。

【0093】

図 21(b) に表したように、出力信号 RESET は、ハイレベルのパルスを発生する。このパルス幅は、RC 時定数回路 36 の時定数により決まり、第 1 の期間  $T_1$  よりも短

50

く設定されている。

【0094】

なお、PMOS P2は、3段構成のインバータの初段の入出力間に接続され、ノイズなどによる誤動作を防止する。

再度図20に戻ると、パワーオンリセット回路35の出力信号RESETは、NMOS N2のゲートに入力される。

【0095】

電源投入直後、RC時定数回路33の出力と接地間に設けられたNMOS N2がオン状態となる。従って、電源投入直後は、確実にRC時定数回路33の出力はローレベルとなる。

パワーオンリセット回路35を設けることにより、電源再投入時にもパルス発生回路32bは初期化され確実に高電位端子9は電源端子8と接続される。これにより、電圧生成回路7の誤動作を回避することができる。

【0096】

なお、図19においては、第2のトランジスタP1のドレインは電源端子8に接続されている。しかし、電源端子8に接続され、電源電圧Vddよりも低電位Vdd2を生成する図5に表した内部レギュレータ14の出力に接続してもよい。

【0097】

図22は、電源制御回路の他の構成を例示する回路図である。

図22に表したように、電源制御回路6cは、接続回路31とパルス発生回路32cとを有する。すなわち、電源制御回路6cは、図18に表した電源制御回路6aのパルス発生回路32aを、パルス発生回路32cに置き換えた構成である。

【0098】

パルス発生回路32cは、インバータ34、チャージポンプ回路12c、クランプ回路37を有する。すなわち、パルス発生回路32cは、図18に表したパルス発生回路32aのRC時定数回路33を、チャージポンプ回路12c、クランプ回路37に置き換えた構成である。

【0099】

電源投入時、チャージポンプ回路12cの出力は、0Vからクランプ回路37でクランプされる電位まで上昇する。チャージポンプ回路12cの出力の電位がインバータ34の論理閾値に達するまでの時間は、第1の期間T1となるように設定される。

【0100】

なお、図22においては、第2のトランジスタP1のドレインは電源端子8に接続されている。しかし、電源端子8に接続され、電源電圧Vddよりも低電位Vdd2を生成する図5に表した内部レギュレータ14の出力に接続してもよい。

【0101】

ところで、図22に表した電源制御回路6cにおいても、図18に表した電源制御回路6aと同様に、電源再投入時に誤動作の危険性がある。

図23は、電源制御回路の他の構成を例示する回路図である。

図23に表したように、電源制御回路6dは、接続回路31とパルス発生回路32dを有する。すなわち、電源制御回路6dは、図22に表した電源制御回路6cのパルス発生にパワーオンリセット回路35を追加した構成である。

【0102】

パワーオンリセット回路35を設けることにより、電源再投入時にもパルス発生回路32dを初期化して確実に高電位端子9は電源端子8と接続される。これにより、電圧生成回路7の誤動作を回避することができる。

【0103】

なお、図23においては、第2のトランジスタP1のドレインは電源端子8に接続されている。しかし、電源端子8に接続され、電源電圧Vddよりも低電位Vdd2を生成する図5に表した内部レギュレータ14の出力に接続してもよい。

10

20

30

40

50

## 【 0 1 0 4 】

図 2 4 は、電源制御回路の他の構成を例示する回路図である。

図 2 4 に表したように、電源制御回路 6 e は、接続回路 3 1、パルス発生回路 3 2 e を有する。すなわち、電源制御回路 6 e は、図 6 に表した電源制御回路 6 のパルス発生回路 3 2 をパルス発生回路 3 2 e に置き換えた構成である。

## 【 0 1 0 5 】

パルス発生回路 3 2 e は、発振回路 1 1 の出力である相補クロック C K、C K - を入力して、第 1 の期間 T 1 だけハイレベルのパルスを出力する回路である。例えば、タイマまたはカウンタにより構成することができる。なお、パルス発生回路 3 2 e は、電源投入直後に出力を強制的に 0 V にするリセット機能（初期化機能）を有しており、電源制御回路 6 b、および 6 d と同様の効果が得られる。

10

## 【 0 1 0 6 】

なお、図 2 4 においては、第 2 のトランジスタ P 1 のドレインは電源端子 8 に接続されている。しかし、電源端子 8 に接続され、電源電圧 V d d よりも低電位 V d d 2 を生成する図 5 に表した内部レギュレータ 1 4 の出力に接続してもよい。

## 【 0 1 0 7 】

以上、具体例を参照しつつ本発明の実施形態について説明した。しかし、本発明は、それらに限定されるものではなく、本発明の技術的思想に基づいて種々の変形が可能である。

## 【 符号の説明 】

20

## 【 0 1 0 8 】

- 1 半導体スイッチ
- 2 スイッチ部
- 3 制御回路部
- 4 駆動回路
- 5、5 a デコーダ回路
- 5 b 反転・非反転信号生成回路
- 6、6 a ~ 6 e 電源制御回路
- 7 電圧生成回路
- 8 電源端子
- 9 高電位端子
- 9 a 低電位端子
- 1 0 a ~ 1 0 h スイッチ回路
- 1 1 発振回路
- 1 2 a ~ 1 2 c チャージポンプ回路
- 1 3 a、1 3 b ローパスフィルタ
- 1 4 内部レギュレータ
- 2 0、2 0 a ~ 2 0 h、2 3 レベルシフト回路
- 2 1、2 1 a 第 1 のレベルシフト回路
- 2 2、2 2 a 第 2 のレベルシフト回路
- 3 1 接続回路
- 3 2、3 2 a ~ 3 2 e パルス発生回路
- 3 3、3 6 R C 時定数回路
- 3 4 インバータ
- 3 5 パワーオンリセット回路
- 3 7 クランプ回路
- A N T アンテナ端子
- C p、C n 容量
- D 1 1、D 1 2 ダイオード
- N 1 第 1 のトランジスタ

30

40

50

N 2、N 1 1、N 1 2、N 2 1 ~ N 2 4、N 3 1、N 3 2 Nチャンネル型 MOS F E T ( N M O S )

P 1 第 2 の ト ラ ン ジ ス タ

P 2、P 1 1、P 1 2、P 2 1 ~ P 2 4 Pチャンネル型 MOS F E T ( P M O S )

R 1 第 1 の 抵 抗

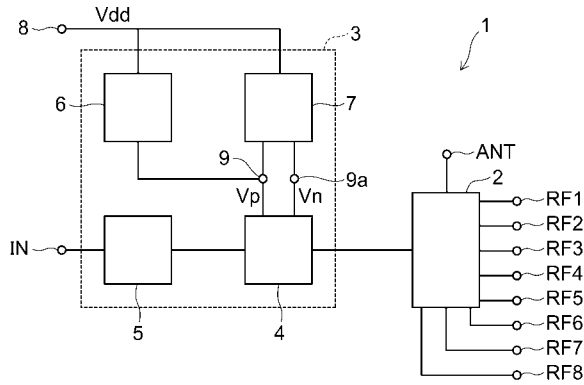
R S 1 1 ~ R S 1 m、R T 1 1 ~ R T 1 n 抵 抗

R F 1 ~ R F 8 高 周 波 端 子

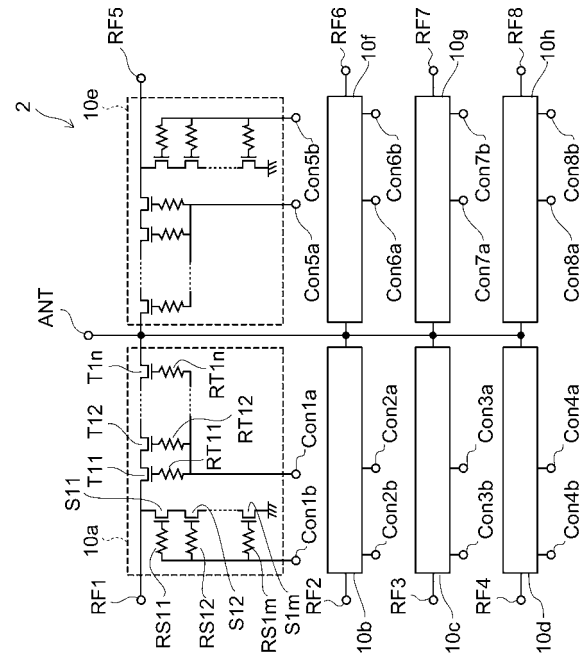
S 1 1 ~ S 1 m シ ャ ン ト F E T

T 1 1 ~ T 1 n ス ル ー F E T

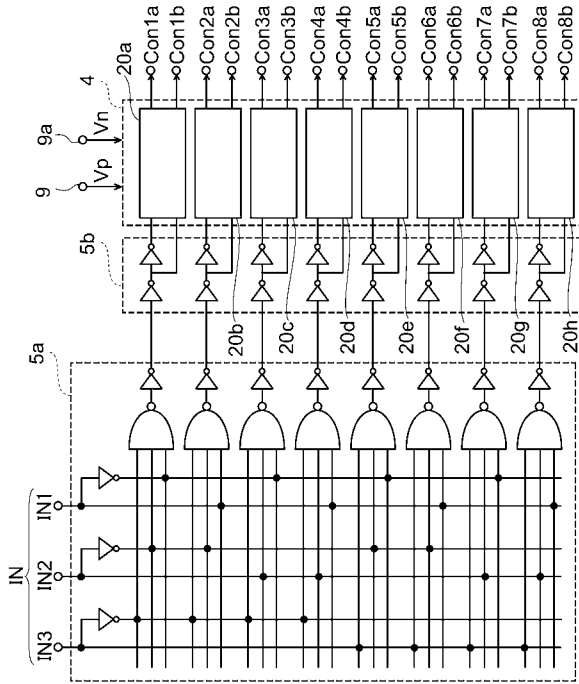
【 図 1 】



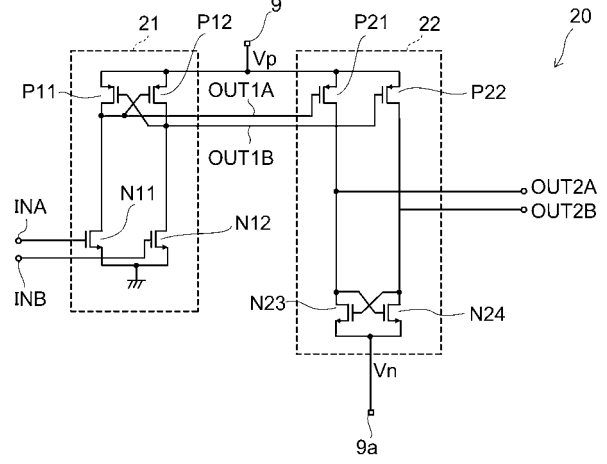
【 図 2 】



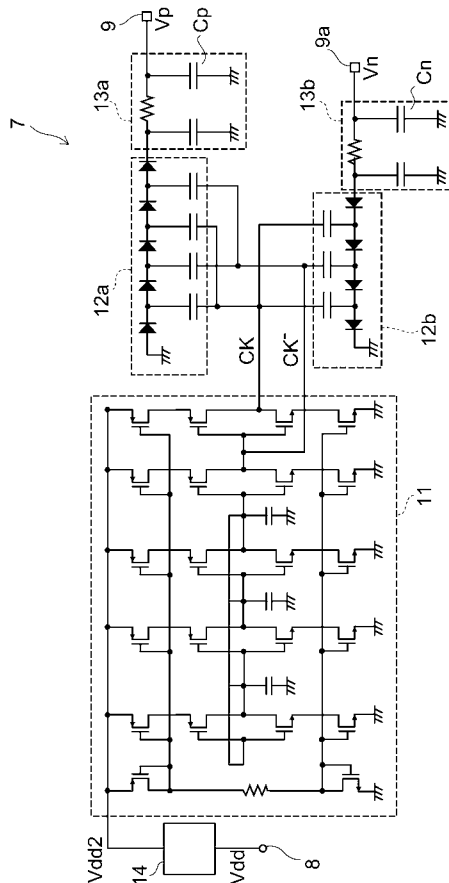
【図3】



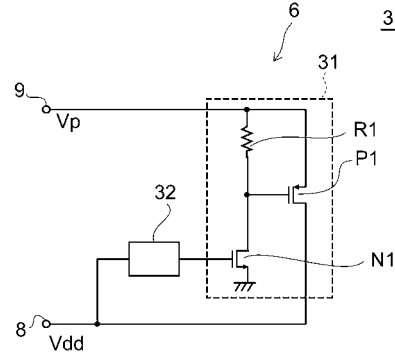
【図4】



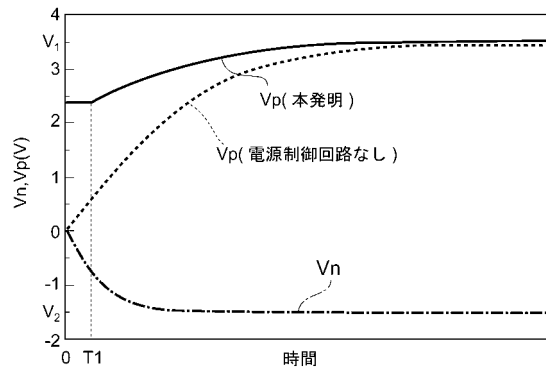
【図5】



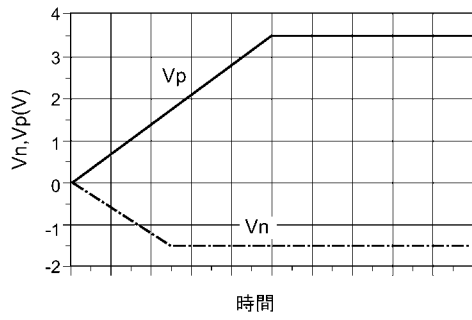
【図6】



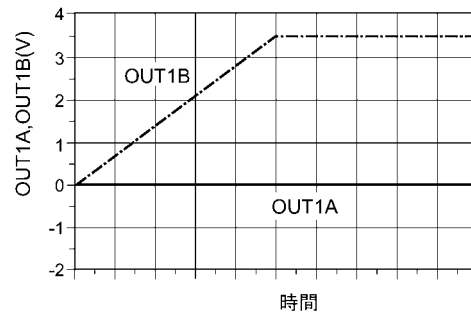
【図7】



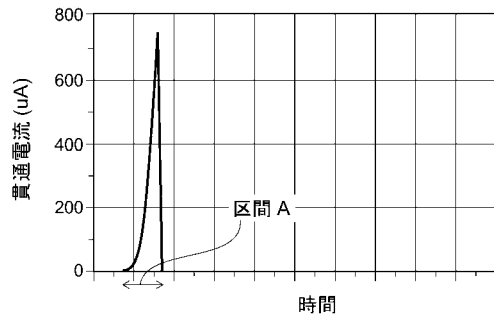
【 図 8 】



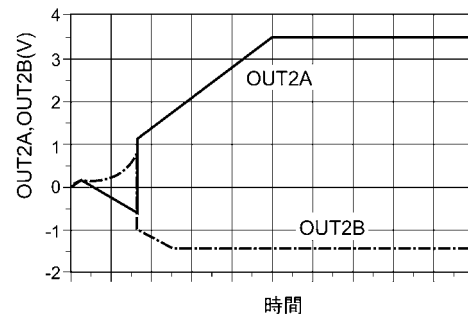
【 図 10 】



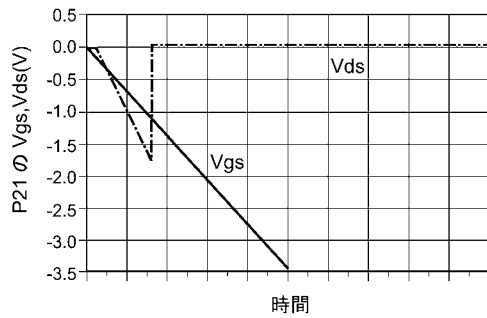
【 図 9 】



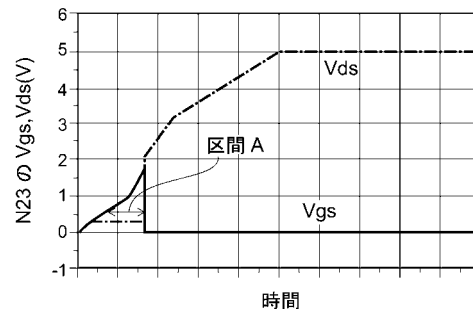
【 図 11 】



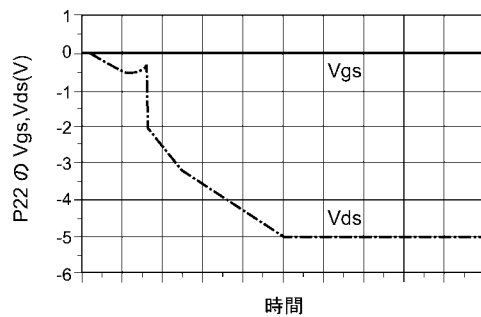
【 図 12 】



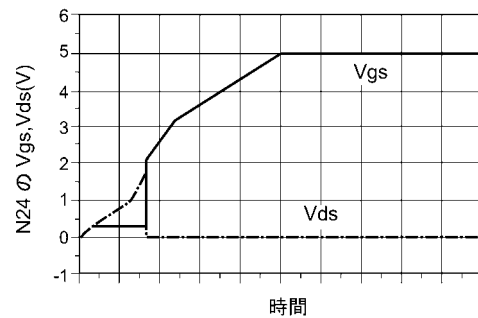
【 図 14 】



【 図 13 】

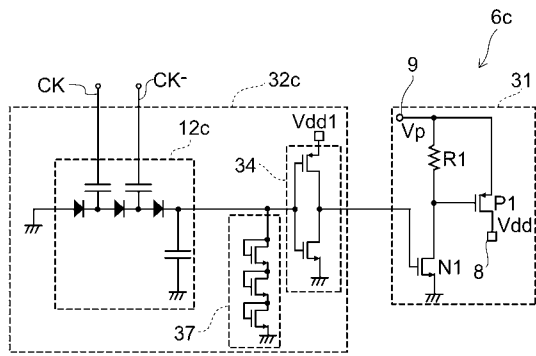


【 図 15 】

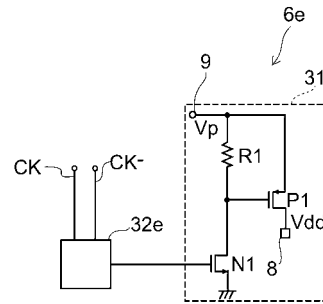




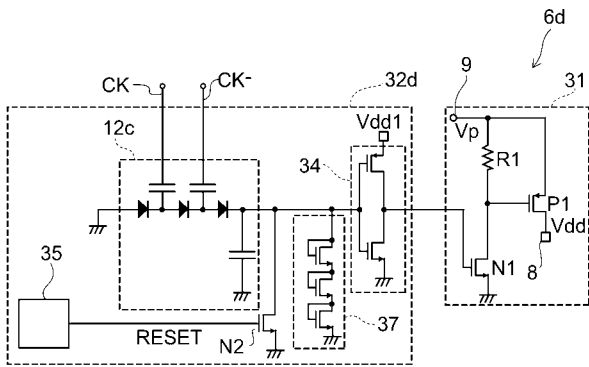
【図 2 2】



【図 2 4】



【図 2 3】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平09 - 200021 (JP, A)  
特開2005 - 303337 (JP, A)  
特開2008 - 124805 (JP, A)  
特開2009 - 027487 (JP, A)  
特開昭61 - 288620 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03K 17/00 - 17/70