

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4381076号
(P4381076)

(45) 発行日 平成21年12月9日(2009.12.9)

(24) 登録日 平成21年10月2日(2009.10.2)

(51) Int.Cl.

F I

B 6 O R 21/16 (2006.01)

B 6 O R 21/32

請求項の数 4 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2003-324901 (P2003-324901)	(73) 特許権者	000237592
(22) 出願日	平成15年9月17日(2003.9.17)		富士通テン株式会社
(65) 公開番号	特開2005-88748 (P2005-88748A)		兵庫県神戸市兵庫区御所通1丁目2番28号
(43) 公開日	平成17年4月7日(2005.4.7)	(74) 代理人	100099759
審査請求日	平成18年9月19日(2006.9.19)		弁理士 青木 篤
		(74) 代理人	100092624
			弁理士 鶴田 準一
		(74) 代理人	100102819
			弁理士 島田 哲郎
		(74) 代理人	100100871
			弁理士 土屋 繁
		(74) 代理人	100082898
			弁理士 西山 雅也

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 エアバック点火回路及びエアバック点火装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

エアバック点火回路において、

電源に接続された逆流防止用ダイオードを介して電流が供給されるソース側トランジスタと、電源に接続された低飽和逆流防止用回路を介して電流が供給されるミラー側トランジスタとを有し、点火信号を入力すると、電源から供給された電流をスクイブに出力するカレントミラー回路と、

前記ミラー側トランジスタのドレインに接続された電流検知抵抗と、
を有することを特徴とするエアバック点火回路。

【請求項2】

エアバック点火回路において、

電源に接続された低飽和逆流防止用回路を介して電流が供給されるソース側トランジスタと、電源からの電流が供給されるミラー側トランジスタとを有し、点火信号を入力すると、電源から供給された電流をスクイブに出力するカレントミラー回路と、

前記ミラー側トランジスタのドレインに接続された電流検知抵抗と、
を有することを特徴とするエアバック点火回路。

【請求項3】

エアバック点火装置であって、

電源と、

スクイブと、

10

20

ミラー側トランジスタ及びソース側トランジスタを有し、点火信号を入力すると前記電源から供給された電流を前記スクイブに出力するカレントミラー回路と、

前記カレントミラー回路の前記ミラー側トランジスタのドレインに接続された電流検出抵抗と、

前記電源と前記カレントミラー回路の前記ソース側トランジスタとの間に接続された逆流防止用ダイオードと、

前記電源と前記電流検出抵抗との間に接続された低飽和逆流防止回路と、
を有することを特徴とするエアバック点火装置。

【請求項 4】

エアバック点火装置であって、

電源と、

スクイブと、

ミラー側トランジスタ及びソース側トランジスタを有し、点火信号を入力すると前記電源から供給された電流を前記スクイブに出力するカレントミラー回路と、

前記カレントミラー回路の前記ミラー側トランジスタのドレインに接続された電流検出抵抗と、

前記電源と前記カレントミラー回路の前記ソース側トランジスタとの間に接続された低飽和逆流防止回路と、

を有することを特徴とするエアバック点火装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、自動車などの衝突事故発生時に乗員を保護するエアバック装置におけるエアバック点火回路及びエアバック点火装置に関する。

【背景技術】

【0002】

エアバッグ点火回路は、衝突事故発生時に、スクイブに電流を流して点火、爆発させ、エアバッグを展開させることにより乗員を保護している。

衝突時には、バッテリーが電源回路から外れることが予想されるため、バックアップコンデンサを電源に接続し、バッテリーが外れた場合でも確実にスクイブに給電できるようにしている。

【0003】

スクイブに電流が流れるとバックアップコンデンサからの放電が進み、電源電圧が低下していく。したがって、バックアップコンデンサとして、すべてのスクイブが動作するまで所定の電圧値を保つための容量が必要となる。これに対して、従来、コンデンサの容量を最小限のものにするために種々の提案がされている。（例えば、特許文献1、特許文献2参照。）

【0004】

図1を用いて、一般的なエアバッグ点火回路を説明する。なお、以下の説明においては、図1の回路を「基本回路」と言う。

バッテリー1からイグニッションスイッチIG及びステップアップコンバータ2を通して点火電源3に電源電圧V_{SU}が供給される。バックアップコンデンサCBUが、チャージャ4及び放電ダイオードD2を通して電源3に接続される。コンデンサCBUは、常時、チャージャ4により充電される。

【0005】

衝突などの衝撃によりバッテリー1が電源3から外れると、コンデンサCBUは、放電ダイオードD2を通して電源3に蓄積した電荷を放電する。これにより、エアバッグ点火回路には、継続して電源電圧V_{SU}が供給される。

電源3とグラウンドとの間に、センスMOS (Tr1、Tr2)、スクイブ5、MOSトランジスタTr3が接続される。

10

20

30

40

50

【0006】

センスMOS (Tr1、Tr2) は、ミラー側電路に流れる電流のn倍の電流がソース側電路に流れる構造を有している。センスMOSのソース側トランジスタTr2と電源3の間に、逆流防止ダイオードD1が挿入される。センスMOSのミラー側トランジスタTr1と電源3の間に、電流検出抵抗R1が挿入される。

図5に示す回路構成の内、四角で囲われた部分は、1つのエアバッグ制御IC6により構成される。

【0007】

コンデンサCBUに蓄積できる電気エネルギーには限度があるため、スクイブに流す点火電流は、所定時間だけ一定電流が流れるように制御されて、コンデンサCBUの電気エネルギーが無駄に消費されないようにしている。点火電流の継続時間は、点火信号のオン時間と同一であり、ECU(図示省略)により制御される。定電流制御は、電流検出抵抗R1と差動増幅器AMP2とにより構成される定電流制御部により行われる。

【0008】

センスMOS (Tr1、Tr2) のミラー側電流が流れる抵抗R1と、定電流が流れる抵抗R2とが差動増幅器AMP2の反転入力端子(-)及び非反転入力端子(+)に入力される。差動増幅器AMP2は、ミラー電流により発生する電圧降下V1が抵抗R2に発生する一定の電圧降下に一致するようにセンスMOS (Tr1、Tr2) を制御する。これにより、点火電流が定電流制御される。

【0009】

差動増幅器AMP2の反転入力端子が、スイッチS3を通して接地される。スイッチS3は、常時オフであり、これにより、差動増幅器AMP2の出力がオフとなり、センスMOS (Tr1、Tr2) はオフ状態を継続する。

スイッチS3は、自動車の衝突が検出されたときにECUから出力される点火信号によりオンをする。これにより、差動増幅器AMP2が作動を開始し、センスMOS (Tr1、Tr2) をオンさせる。センスMOS (Tr1、Tr2) がオンされ、スクイブ5に点火電流が流れることにより着火・爆発し、その勢いでエアバッグが開く。

【0010】

電源3とセンスMOSのソース側トランジスタTr2との間に、逆流防止ダイオードD1が挿入される。

図2を用いて、逆流防止ダイオードD1について説明をする。

イグニッションIGがオフの状態、スクイブ5の下流側がバッテリー配線とショートすると、図2に示す経路を通して電源3のバックアップコンデンサCBUに向かって電流が流れる。この逆電流が流れるとスクイブ5が作動をし、エアバッグが開いてしまう。このような事態を防ぐために、ダイオードD1を挿入し逆電流が流れるのを阻止している。

【0011】

【特許文献1】特開平11-78771号公報

【特許文献2】特開2001-341612号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

しかしながら、図1の回路においては、電源電圧VSUが低下をすると、以下に説明するように、定電流制御をしているにもかかわらず、スクイブ5に流れる電流が増加するという問題が発生する。

図3は、センスMOS (Tr1、Tr2) のVDS-ID特性を示す。図の横軸はドレイン-ソース電圧VDS(以下、「ドレイン電圧VDS」と略称する。)で、縦軸はドレイン電流IDである。ドレイン電圧VDSは、電源電圧VSUの増減に応じて同様に増減をする。

【0013】

センスMOSのドレイン電流IDは、ドレイン電圧VDSが高い間はほぼ一定値を示し

10

20

30

40

50

、ドレイン電圧 V_{DS} が低くなると、急激に低下する。

図1のセンスMOSのミラー側トランジスタ T_{r1} のドレイン電圧 V_{DS} はソース側トランジスタ T_{r2} のドレイン電圧 V_{DS} より電流検出抵抗 R_1 の電圧降下 V_1 分だけ低くなっている。

【0014】

電源電圧 V_{SU} が低下すると、ドレイン電圧 V_{DS} も低下していく。ドレイン電圧 V_{DS} が大きい間は、電圧降下 V_1 分の電圧差があっても、トランジスタ T_{r1} と T_{r2} のドレイン電流 I_D はほぼ等しい。電圧 V_{DS} が低下していくと、電圧差 V_1 により、トランジスタ T_{r1} と T_{r2} に電流差が発生する。これは、センスMOS1のセンス比 n が変化する大きくなることを意味する。

10

【0015】

図4は、図1の回路における電源電圧 V_{SU} と点火電流との関係を示す。図4の横軸は電源電圧 V_{SU} で、縦軸は点火電流である。

図4において、実線は理想的な作動電流特性を示す。理想的な状態とは、電源電圧 V_{SU} が低下してもトランジスタ T_{r1} 、 T_{r2} のドレイン電圧 V_{DS} が等しい場合である。この場合は、ドレイン電流 I_D の電流差も生じない。

【0016】

ドレイン電圧 V_{DS} が低下しても、ある電圧 V_{L1} に低下するまでは、定電流制御によりミラー側電流は一定値を保つ。ドレイン電圧 V_{DS} が電圧 V_{L1} より低下するとミラー側電流も低下をしていく。理想的な状態では、センスMOS(T_{r1} 、 T_{r2})のセンス比は一定であるから、ドレイン電圧 V_{DS} が電圧 V_{L1} に低下するまで、点火電流も一定値を保つ。エアバッグの点火は、電源電圧 V_{SU} から電圧 V_{L1} (エアバッグ点火保証電圧)に下がるまでに終了すれば良い。

20

【0017】

図4の点線は図1の回路における実際の作動電流特性を示す。電源電圧 V_{SU} が低下してドレイン電圧 V_{DS} が V_{L1} より大きい電圧 V_{L2} に達すると、図3で説明したようにセンスMOS(T_{r1} 、 T_{r2})のセンス比 n が増大する。これにより、図4に示すように、ミラー側電流が定電流制御されていても、電圧 V_{L2} 以下では、ソース側電流(点火電流)が急激に増加することになる。したがって、エアバッグの点火は、電圧 V_{L1} より高い V_{L2} までに終了しなければならない。

30

【0018】

図4の理想特性と実際の特性とを比較する。ドレイン電圧 V_{DS} が低下するとき、理想特性では、電圧 V_{L1} がエアバッグ点火保証電圧となる。実際の特性では、それより大きい電圧 V_{L2} がエアバッグ点火保証電圧となり、電源電圧 V_{SU} から電圧 V_{L2} に低下するまでの間にスクイプの点火動作を終了させなければならない。

【0019】

そのためには、実際の回路では、バックアップコンデンサ C_{BU} の容量を大きくすることにより、電圧 V_{L2} に低下するまでに、必要な点火電流を流さなければならない。コンデンサ C_{BU} の容量を大きくすることは、コスト増を招くことになる。

本発明は、エアバッグ点火回路において、バックアップコンデンサの容量を小さくすることを目的とするものである。

40

【課題を解決するための手段】

【0020】

本発明は、点火信号を入力すると、電源から供給された電流をスクイプに出力するカレントミラー回路を有し、電流供給時におけるカレントミラー回路のソース側トランジスタのドレイン電圧とミラー側トランジスタのドレイン電圧とが等しいことを特徴とするエアバッグ点火回路を対象とする。

また、本発明は、電源に接続された逆流防止用ダイオードを介して電流が供給されるソース側トランジスタと、電源に接続された低飽和逆流防止用回路を介して電流が供給されるミラー側トランジスタとを有し、点火信号を入力すると、電源から供給された電流をス

50

クイブに出力するカレントミラー回路と、ミラー側トランジスタのドレインに接続された電流検知抵抗を有するエアバック点火回路を対象とする。

さらに、本発明は、電源に接続された低飽和逆流防止用回路を介して電流が供給されるソース側トランジスタと、電源からの電流が供給されるミラー側トランジスタとを有し、点火信号を入力すると、電源から供給された電流をスクイブに出力するカレントミラー回路と、ミラー側トランジスタのドレインに接続された電流検知抵抗を有するエアバック点火回路を対象とする。

さらに、本発明は、電源と、スクイブと、ミラー側トランジスタ及びソース側トランジスタを有し、点火信号を入力すると前記電源から供給された電流をスクイブに出力するカレントミラー回路と、カレントミラー回路のミラー側トランジスタのドレインに接続された電流検出抵抗と、電源とカレントミラー回路のソース側トランジスタとの間に接続された逆流防止用ダイオードと、電源と電流検出抵抗との間に接続された低飽和逆流防止回路を有するエアバック点火装置を対象とする。

10

さらに、本発明は、電源と、スクイブと、ミラー側トランジスタ及びソース側トランジスタを有し、点火信号を入力すると前記電源から供給された電流をスクイブに出力するカレントミラー回路と、カレントミラー回路のミラー側トランジスタのドレインに接続された電流検出抵抗と、電源とカレントミラー回路のソース側トランジスタとの間に接続された低飽和逆流防止回路を有するエアバック点火装置を対象とする。

【0021】

本発明の第1の態様においては、電源電圧が低下しても、センスMOSのミラー側トランジスタのドレイン電圧とソース側トランジスタのドレイン電圧とが等しくなるようにする。このために、逆流防止用ダイオードの電圧降下と電流検出抵抗の電圧降下とを等しく設定し、電流検出抵抗は低飽和逆流防止回路を通して電源に接続する。

20

この構成により、電源電圧が低下しても、センスMOSのセンス比を一定にすることができ、エアバック点火保証電圧 V_L を低くすることができる。これにより、バックアップコンデンサの容量を小さくすることができる。

【0022】

本発明の第2の態様においては、バックアップコンデンサと電源の間に挿入される放電ダイオードあるいは、電源とセンスMOSとの間に挿入される逆流防止用ダイオードを、低飽和逆流防止回路に置き換える。

30

放電ダイオード及び逆流防止用ダイオードは、バックアップコンデンサとセンスMOSとの間にあって、その順方向電圧降下により電源電圧を低下させる。これに対し、低飽和逆流防止回路は、逆流防止の機能を持つと共に、オン抵抗が小さいという特性がある。したがって、センスMOSに供給される電圧を上昇させることができ、その分コンデンサ容量を低減することができる。

【発明の効果】

【0023】

本発明によれば、エアバック点火回路におけるバックアップコンデンサの容量を低減することができ、これにより、エアバック点火回路のコストを低減することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

40

【0024】

以下、本発明の実施例について図を用いて説明する。

【実施例1】

【0025】

図5を用いて本発明の実施例1を説明する。以下の説明においては、図1の基本回路とことなる部分についてのみ説明し、重複する説明は省略する。

センスMOS (T_{r1} 、 T_{r2}) のミラー側電路において、電源3と電流検出抵抗 R_1 との間に、低飽和逆流防止回路としてのPチャネルMOS (T_{r4}) が挿入される (以下、「PチャネルMOS」は「PchMOS」と略称する)。PchMOS (T_{r4}) は、発熱を考慮してIC6の外付けとされる。

50

【0026】

PchMOS (Tr4) は、ドレインが電源側に、ソースが負荷側に接続される。また、PchMOS (Tr4) には寄生ダイオードが存在する。

PchMOS (Tr4) は、スイッチS1の動作によりオンオフされる。スイッチS1のオンオフ動作の詳細については後述するが、点火信号がゲートに入力されるときオンされるか、又は、それ以前にオンされる。

【0027】

PchMOS (Tr4) は、ソース - ゲート間に抵抗を挿入することで、スイッチS1がオフの状態では、ゲートとソースが同電位になるようにしている。これにより、ソースに電圧が印加されてもオンをせずに逆流を防止している。また、スイッチS1がオンになると、ソース - ゲート間抵抗に定電流により電圧降下を発生させてPchMOS (Tr4) はオンとなる。

10

【0028】

PchMOS (Tr4) は、オフ時には、図2で説明したバッテリー電圧ショートによる逆流を、寄生ダイオードにより防止する。オン時には、電圧降下が非常に小さい状態となり、通電が可能となる。

点火信号が入力されると、センスMOS (Tr1、Tr2) がオンをして点火電流が流れる点は、基本回路 (図1) と同様である。

【0029】

センスMOSのミラー側トランジスタTr1の電源側では、PchMOS (Tr4) のオン時の電圧降下V2と電流検出抵抗R1の電圧降下V1が発生する。ソース側のトランジスタTr2の電源側では、逆流防止ダイオードD1における順方向電圧降下VFが発生する。したがって、ミラー側トランジスタTr1のドレイン電圧VDSは、 $V_{SU} - (V_1 + V_2)$ となり、ソース側トランジスタTr2のドレイン電圧VDSは、 $V_{SU} - V_F$ となる。

20

【0030】

PchMOSTr4のオン抵抗は十分小さいのでV2 = 0となる。したがって、 $V_1 = V_F$ とすれば、トランジスタTr1とTr2のドレイン電圧VDSは等しくできる。つまり、電流検出抵抗R1の電圧降下V1を逆流防止ダイオードD1の電圧降下VFと同等に設定しておけば、トランジスタTr1とTr2のドレイン電圧VDSは等しくなる。

30

【0031】

その結果、図3のVDS - ID特性において、トランジスタTr1とTr2のドレイン電圧VDSが等しくなり、電源電圧V_{SU}の低下によりドレイン電圧VDSが低下しても、トランジスタTr1とTr2のドレイン電流IDの差は発生しない。これにより、電源電圧 - 点火電流特性も図4の理想的な動作電流特性となる。

したがって、本例によれば、エアバッグ点火保証電圧V_Lを下げることができるので、不要にコンデンサC_{BU}の容量を大きくする必要がなくなる。

【実施例2】

【0032】

図6を用いて、本発明の実施例2を説明する。

40

図6のエアバッグ点火回路は、PchMOS (Tr4) をエアバッグ制御IC6に内蔵させた点が図5の回路と異なる。したがって、これまでの説明と重複する説明は省略する。

【0033】

実施例1 (図5) の回路では、PchMOS (Tr4) の発熱量を考慮して、PchMOS (Tr4) をIC6の外に設けている。このため、PchMOS (Tr4) はIC6と別に製作しなければならない。また、PchMOS (Tr4) と抵抗R1とを接続する端子をIC6に設けなければならない。

【0034】

これに対して、センスMOS (Tr1、Tr2) のミラー比nを大 (例、 $n = 1000$)

50

）にすることで、ミラー側トランジスタ $T r 1$ の電流を小さくすることができる。これにより、 $P c h M O S (T r 4)$ の発熱量を低下させることができる。したがって、 $P c h M O S (T r 4)$ を $I C 6$ 内に内蔵できる。

本例によれば、実施例 1 と同等の効果を奏すると共に、エアバッグ制御 $I C 6$ の製作時に $P c h M O S (T r 4)$ を製作することができ、コストを抑えることができる。また、 $I C 6$ の端子数も削減することができる。

【実施例 3】

【0035】

図 7 を用いて本発明の実施例 3 を説明する。

本例は、実施例 1、2 で説明した $P c h M O S (T r 4)$ のオンオフ制御を具体化したものである。したがって、これまでの説明と重複する説明は省略する。

図 7 の回路は、実施例 2 (図 6) の回路の $P c h M O S (T r 4)$ のオンオフを制御するスイッチ $S 1$ を、点火信号によりオンオフするものである。

【0036】

本例では、 $E C U$ から点火信号が入力され、センス $M O S (T r 1、T r 2)$ がオンとなっている間、 $P c h M O S (T r 4)$ がオンする。また、未点火動作時あるいは点火動作終了後は、 $P c h M O S (T r 4)$ はオフとなる。このとき、寄生ダイオードは、図 2 で説明した逆電流に対して逆方向となり、逆電流がトランジスタ $T r 4$ を通して流れるのを阻止する。したがって、本例においても、実施例 1 で説明したとおりの動作が実行される。

【0037】

なお、本例においては、スイッチ $S 1$ を省略し、 $E C U$ により直接トランジスタ $T r 4$ をオンオフ制御することが可能である。

また、図 7 の回路では、 $P c h M O S (T r 4)$ を $I C 6$ に内蔵しているが、実施例 1 (図 5) と同様に、 $P c h M O S (T r 4)$ とスイッチ $S 1$ を外付けとすることもできる。

【実施例 4】

【0038】

図 8 を用いて本発明の実施例 4 を説明する。

図 8 のエアバッグ点火回路は、実施例 3 (図 7) における $P c h M O S (T r 4)$ のオンオフ制御の異なる方法を提供するものである。したがって、これまでの説明と重複する説明は省略する。

【0039】

差動増幅器 $A M P 3$ が設けられ、その反転入力端子 (-) に電源 3 が接続され、非反転入力端子 (+) に任意の基準電圧を発生する基準電圧源 7 が接続され、その出力でスイッチ $D 1$ がオンオフされる。したがって、電源電圧 $V S U$ が基準電圧以上にあるときに点火信号が入力されると、スイッチ $S 1$ をオンにする。一方、電源電圧 $V S U$ が基準電圧より高い間は、点火信号が入力されても差動増幅器 $A M P 3$ は出力を出さず、スイッチ $S 1$ はオフに保たれ、 $P c h M O S (T r 4)$ はオフのままとなる。

【0040】

本例によれば、 $E C U$ から点火信号が入力されても、電源電圧 $V S U$ が高い間は、 $P c h M O S (T r 4)$ はオフのままである。この間、センス $M O S (T r 1、T r 2)$ のミラー側電流は $P c h M O S (T r 4)$ の寄生ダイオードを通して流れることになる。

したがって、本例では、寄生ダイオードの電圧降下 $V 2$ により、センス $M O S$ のミラー側トランジスタ $T r 1$ のドレイン電圧 $V D S$ がソース側トランジスタ $T r 2$ のドレイン電圧 $V D S$ より低下する。しかし、電源電圧 $V S U$ が高いのであるから、図 3、図 4 で説明したように、点火電流が増加するという問題は生じない。

【0041】

そして、コンデンサ $C B U$ の放電により電源電圧 $V S U$ が低下すると、スイッチ $S 1$ はオンとなり、 $P c h M O S (T r 4)$ がオンとなり、実施例 1 で説明した動作が実行され

10

20

30

40

50

る。

なお、図 8 の回路では、P c h M O S (T r 4) を I C 6 に内蔵しているが、実施例 1 (図 5) と同様に、P c h M O S (T r 4) とスイッチ S 1 は外付けとすることもできる。

【実施例 5】

【0042】

図 9 を用いて本発明の実施例 5 を説明する。

図 9 のエアバッグ点火回路では、差動増幅器 A M P 3 の接続関係が、実施例 4 の回路 (図 8) と異なるのみである。したがって、これまでの説明と重複する説明は省略する。

図 9 の差動増幅器 A M P 3 は、反転入力端子 (-) に電源 3 が接続され、非反転入力端子 (+) に基準電圧源 7 が接続される。また、点火信号の入力とは無関係に動作する。

【0043】

差動増幅器 A M P 3 は、電源電圧 V S U とバッテリー電圧とを比較し、電源電圧 V S U の方が高くなったときにスイッチ S 1 をオンさせる。また、電源電圧 V S U の方が低い場合は、スイッチ S 1 をオフさせる。

イグニッションスイッチ I G をオンさせ、ステップアップコンバータ 2 により電源電圧 V S U が上昇し、バッテリー電圧より高くなると、P c h M O S (T r 4) はオンとなる。したがって、E C U から点火信号が入力されたときは、P c h M O S (T r 4) はオンとなっており、実施例 1 で説明した動作が実行される。

【0044】

なお、このスイッチ S 1 がオンとなっている状態では、図 2 に示したバッテリー配線のショートが発生しても、電源電圧 V S U の方がバッテリー電圧より高いのであるから、P c h M O S (T r 4) をオフさせなくとも、電源 3 側へ逆電流が流れることはない。

一方、バッテリー電圧より電源電圧 V S U の方が低い状態では、P c h M O S (T r 4) はオフとなるので、図 2 に示したショートが発生しても、スクイブ 5 側から P c h M O S (T r 4) を通して電源 3 へ電流が逆流することはない。

【0045】

また、自動車の衝突時にバッテリー 1 が外れた場合は、電源電圧 V S U はバッテリー電圧より高くなるから、P c h M O S (T r 4) はオンとなる。したがって、コンデンサ C B U の放電により電源電圧 V S U が低下していくと、実施例 1 - 4 で説明した動作が実行される。

なお、図 9 の回路は、P c h M O S (T r 4) を I C 6 に内蔵しているが、実施例 1 (図 5) と同様に、P c h M O S (T r 4) とスイッチ S 1 は外付けとすることもできる。

【実施例 6】

【0046】

図 10 を用いて本願発明の実施例 6 を説明する。

エアバッグ制御 I C には、通常、複数のエアバッグ点火回路が内蔵される。本例は、複数のエアバッグ点火回路で P c h M O S (T r 4) を共用するものである。

図 10 の回路は、実施例 2 (図 6) のエアバッグ点火回路を複数化したものである。したがって、これまでの説明と重複する説明は省略する。

【0047】

複数のエアバッグ点火回路が I C 6 内に形成される。本例では、逆流防止用ダイオード D 1 と P c h M O S (T r 4) が複数の回路に対して共通に用いられる。各エアバッグ点火回路には、それぞれ異なる点火信号が入力され、それぞれ別個に動作をする。

本例では、点火信号が 1 つの回路だけに入力された場合又は、複数の回路に同時に入力された場合のいずれでも、P c h M O S (T r 4) はオンになる。したがって、各回路においては、実施例 1 で説明したとおりの動作が実行される。

【0048】

本例によれば、逆流防止用ダイオード D 1 と P c h M O S (T r 4) を共用化することにより、エアバッグ制御 I C のチップ面積の低減が図れ、I C のコストを低減できる。

10

20

30

40

50

また、図 9 に示した例は、エアバッグ点火回路が 2 個の場合であるが、3 個以上の場合も同様に実施できる。

さらに、図 10 の回路では、PchMOS (Tr 4) を IC 6 に内蔵しているが、実施例 1 (図 5) と同様に、PchMOS (Tr 4) とスイッチ S 1 を外付けとすることもできる。

【実施例 7】

【0049】

図 11 を用いて、本発明の実施例 7 を説明する。

実施例 6 の複数エアバッグ点火回路 (図 10) の PchMOS (Tr 4) のオンオフ制御は、実施例 3 - 5 のいずれの方法によっても行うことができる。

実施例 3 (図 7) のように、点火信号により PchMOS (Tr 4) をオンさせようとする場合は、以下に説明するように、各回路の点火信号のオアで動作をさせるようにすれば良い。

【0050】

図 11 の回路は、実施例 6 (図 10) の回路で、スイッチ S 1 を点火信号によりオンさせるものである。したがって、これまでの説明と重複する説明は省略する。

各エアバッグ点火回路に入力される点火信号は、各添加回路のスイッチ S 3 をオンさせると同時に、オア回路 OR に入力される。オア回路 OR の出力によりスイッチ S 1 がオンオフ制御される。したがって、エアバッグ点火回路が 1 つでも動作すれば、PchMOS (Tr 4) がオンとなる。

【0051】

実施例 6 に実施例 4 (図 8) の方法を適用する場合は、差動増幅器 AMP 3 に入力する点火信号を、図 11 に示したように、オア回路 OR を通すようにすればよい。

実施例 6 に実施例 5 (図 9) の方法を適用する場合は、点火信号が PchMOS (Tr 4) のオンオフ制御に使用されていないので、図 9 の差動増幅器 AMP 3 に関する回路をそのまま図 11 の回路に適用すればよい。

【0052】

また、図 11 の回路では、PchMOS (Tr 4) とスイッチ S 1 を IC 6 に内蔵しているが、実施例 1 (図 5) と同様に、PchMOS (Tr 4) とスイッチ S 1 は外付けとすることもできる。

【実施例 8】

【0053】

図 12 を用いて本発明の実施例 8 を説明する。

図 12 の回路は、基本回路 (図 1) の逆流防止用ダイオード D 1 の代わりに低飽和逆流防止回路である PchMOS (Tr 5) を適用したものである。したがって、これまでの説明と重複する説明は省略する。

PchMOS (Tr 5) は、ドレインが電源側に、ソースが PchMOS (Tr 1、Tr 2) 側に接続される。PchMOS (Tr 5) のオンオフは、IC 6 に内蔵されたスイッチ S 1 により制御される。

【0054】

スイッチ S 1 のオンオフ制御は、実施例 3 - 5 のいずれかの方法で行うことができる。第 1 には、実施例 3 のように、点火信号に応答してオンとされる。第 2 には、実施例 4 のように、電源電圧 V_{SU} と基準電圧とを比較する差動増幅器 AMP 3 を設け、電源電圧 V_{SU} が基準電圧より低下したときのみ、点火信号に応答して PchMOS (Tr 5) をオンとする。第 3 には、実施例 5 のように、バッテリー電圧と電源電圧 V_{SU} とを比較する差動増幅器 AMP 3 を設け、電源電圧 V_{SU} がバッテリー電圧より高いときは、PchMOS (Tr 5) をオンとする。

【0055】

PchMOS (Tr 5) がオフの間に、図 2 に示したようなバッテリー回路とのショートが発生すると、スクイブ 5、センス MOS (Tr 1、Tr 2) の寄生ダイオードを通して

10

20

30

40

50

電源 3 に逆電流が流れ込もうとする。しかし、この逆電流は、PchMOS (Tr5) がオフ、その寄生ダイオードが逆方向であることから、阻止される。

【0056】

ECU から点火信号が入力されると、PchMOS (Tr5) は、同時にオンとなるか又は、それ以前にオンとなっている。

本例においては、センスMOS (Tr1、Tr2) と電流検出抵抗 R1 との接続関係が基本回路 (図1) と同様になっているので、図3、図4 で説明したと同様に、電源電圧 V_{SU} の低下により、トランジスタ Tr1、Tr2 のドレイン電流に差が生じ、ある電圧 V_{L2} まで低下すると点火電流が増加するという現象が起こる。しかしながら、本例においては、この減少による悪影響を、以下に説明するように軽減することができる。

10

【0057】

基本回路 (図1) においては、逆流防止ダイオード D1 による順方向電圧降下 V_F があるため、ドレイン電圧 V_{DS} は、電源電圧 V_{SU} より電圧降下 V_F だけ低下したものとなっている。これに対し、本例では、PchMOS (Tr5) のオン抵抗はほぼ 0 となるので、トランジスタ Tr1、Tr2 のドレイン電圧 V_{DS} は電源電圧 V_{SU} と等しくなり、従来例より電圧降下 V_F 分だけ、ドレイン電圧 V_{DS} が高くなる。

【0058】

これにより、コンデンサ CBU の放電開始時のドレイン電圧 V_{DS} とエアバッグ点火保証電圧 V_{L2} との間の電圧差が大きくなる。したがって、コンデンサ容量を大きくしなくても、エアバッグを動作させるに必要な点火電流を得ることが可能となる。

20

【実施例 9】

【0059】

図13を用いて、本発明の実施例9を説明する。

図13の回路は、実施例8 (図12) の逆流防止に PchMOS (Tr5) を使用する例に、実施例1-7 (図5-図11) のセンスMOS (Tr1、Tr2) のミラー側電路に PchMOS (Tr4) を挿入する例を適用したものである。したがって、これまでの説明と重複する説明は省略する。

【0060】

図13において、センスMOSのソース側トランジスタ Tr2 と電源との間に、逆流防止用の PchMOS (Tr5) が挿入される。ミラー側トランジスタ Tr1 に電流検出抵抗 R1 と PchMOS (Tr4) が接続される。PchMOS (Tr4) は、電源3ではなく、バックアップコンデンサ CBU に接続される。

30

【0061】

実施例1-7では、逆流防止ダイオード D1 の電圧降下 V_F と、ミラー側の上流の電圧降下 V₁ とを等しくすることで、センスMOSのトランジスタ Tr1 と Tr2 のドレイン電圧 V_{DS} を等しくしている。本例のように、ソース側の上流に PchMOS (Tr5) を使用すると、逆流防止ダイオード D1 の電圧降下 V_F が 0 になる。このため、電圧降下 V_F を作り出さなければならない。

【0062】

本例では、抵抗 R1 の電圧降下 V₁ に見合う電圧降下として、バックアップコンデンサ CBU の放電ダイオード D2 の順方向電圧降下 V_F を利用する。このため、PchMOS (Tr4) をバックアップコンデンサ CBU に接続する。これにより、センスMOSのトランジスタ Tr1 と Tr2 のドレイン電圧 V_{DS} を等しくすることができる。

40

【0063】

また、実施例1-7では、センスMOS (Tr1、Tr2) のドレイン電圧 V_{DS} は、電源電圧 V_{SU} より逆流防止ダイオード D1 の電圧降下 V_F だけ低くなっている。本例では、PchMOS (Tr5) のオン抵抗は 0 であるから、V_{DS} = V_{SU} となり、ダイオード D1 の電圧降下 V_F 分だけトランジスタ Tr1、Tr2 のドレイン電圧 V_{DS} が高くなる。

【0064】

50

本例によれば、実施例 1 - 7 と同様に、センス MOS のトランジスタ $Tr 1$ 、 $Tr 2$ のドレイン電圧 V_{DS} を等しくすることで、バックアップコンデンサ C_{BU} の容量を低減する。また、実施例 8 と同様に放電開始時のトランジスタ $Tr 1$ 、 $Tr 2$ のドレイン電圧 V_{DS} を高くすることで、更にコンデンサ C_{BU} の容量を低減できる。

なお、 $PchMOS (Tr 4)$ 及び $PchMOS (Tr 5)$ をオンオフするスイッチ $S 1$ は、実施例 3 - 実施例 5 のいずれかの方法で実施することができる。

【実施例 10】

【0065】

図 14 を用いて、本発明の実施例 10 の説明をする。

図 14 の回路は、基本回路 (図 1) において、バックアップコンデンサ C_{BU} の放電ダイオード $D 2$ の代わりに、低飽和逆流防止回路を適用したものである。したがって、これまでの説明と重複する説明は省略する。

【0066】

バックアップコンデンサ C_{BU} と電源 3 との間に、放電ダイオード $D 2$ の代わりに低飽和逆流防止回路の $PchMOS (Tr 6)$ が挿入される。このとき、 $PchMOS (Tr 6)$ のドレイン側がコンデンサ C_{BU} に接続され、寄生ダイオードが放電ダイオード $D 2$ と同方向になるように接続される。したがって、 $PchMOS 3 (Tr 6)$ がオフであっても、コンデンサ C_{BU} から電源 3 に対して電力の供給は遮断されることはない。

【0067】

$PchMOS (Tr 6)$ をオンオフ制御するスイッチ $S 2$ が、 $IC 6$ に内蔵される。スイッチ $S 2$ のオンオフ制御は、実施例 3 - 5 のいずれかの方法で行うことができる。

点火信号が入力されたとき、又はそれ以前に $PchMOS (Tr 6)$ はオンとなっており、電源電圧 V_{SU} は、基本回路 (図 1) よりも、放電ダイオード $D 2$ の電圧降下 V_F がなくなった分、高くなっている。

【0068】

本例では、基本回路 (図 1) と同様に、電流検出抵抗 $R 1$ は逆流防止用ダイオード $D 1$ の負荷側に接続されている。したがって、基本回路と同様に、電源電圧 V_{SU} が低下すると、電圧 $V_{L 2}$ (図 4) 以下で点火電流が急激に増加する。つまり、エアバッグ点火保証電圧 $V_{L 2}$ は高いままである。しかしながら、 $PchMOS (Tr 6)$ オン時には、電源電圧 V_{SU} は基本回路の場合よりも電圧降下 V_F 分だけ高くなっている。これにより、電源電圧 V_{SU} とエアバッグ点火保証電圧 $V_{L 2}$ との間の電圧差が大きくなる。したがって、コンデンサ容量を大きくしなくても、エアバッグを動作させるに必要な点火電流を得ることが可能となる。

【実施例 11】

【0069】

図 15 を用いて、本発明の実施例 11 を説明する。

図 15 の回路は、実施例 2 の回路 (図 6) において、バックアップコンデンサ C_{BU} の放電ダイオード $D 2$ の代わりに、実施例 10 の $PchMOS (Tr 6)$ を適用したものである。したがって、これまでの説明と重複する説明は省略する。

【0070】

本例では、実施例 2 (図 6) と同様に、センス MOS ($Tr 1$ 、 $Tr 2$) のミラー側において、電流検出抵抗 $R 1$ を $PchMOS (Tr 4)$ を通して電源 3 に接続する。したがって、逆流防止ダイオード $D 1$ の電圧降下 V_F と抵抗 $R 1$ の電圧降下 V_1 を等しくすることで、図 3、図 4 を用いて説明したエアバッグ点火保証電圧 V_L を低電圧化できる。

本例は、更に、実施例 10 (図 14) と同様に、放電ダイオード $D 2$ の代わりに $PchMOS (Tr 6)$ を適用したことで、電源電圧 V_{SU} を高くしている。

【0071】

本例によれば、 $PchMOS (Tr 4)$ を使用したことによるエアバッグ点火保証電圧 V_L の低下と、 $PchMOS (Tr 6)$ を使用したことによる電源電圧 V_{SU} の上昇により、バックアップコンデンサ C_{BU} の容量を更に低減できる。

また、本例は、実施例 2 の回路に実施例 10 の P c h M O S (T r 6) を適用したものであるが、同様に、実施例 1、実施例 8 の回路に実施例 10 の P c h M O S (T r 6) を適用しても同様の効果を得ることができる。

【実施例 12】

【0072】

図 16 を用いて、本発明の実施例 12 を説明する。

P c h M O S (T r 6) を制御するスイッチ S 2 のオンオフは、前述のように、実施例 3 - 5 のいずれかの方法で制御することができる。

本例は、スイッチ S 2 のオンオフ制御の、更にほかの例を示すものである。

図 16 の回路は、実施例 11 の回路 (図 15) において、スイッチ S 2 のオンオフ制御を行う差動増幅器を追加したものである。したがって、これまでの説明と重複する説明は省略する。

【0073】

通常、バッテリー電圧が印加されている間は、バックアップコンデンサ C B U は充電状態にある。このため、放電用 P c h M O S (T r 6) をオンすると、バックアップコンデンサ C B U に大電流が流れることとなる。したがって、バッテリー電圧が検出されている間は、P c h M O S (T r 6) をオフしなければならない。また、バッテリー電圧が検出されないときは、コンデンサ C B U から P c h M O S (T r 6) を通して放電がされるので、P c h M O S (T r 6) 自体の発熱を低減するために、P c h M O S (T r 6) をオンさせる必要がある。

【0074】

スイッチ S 2 をオンオフ制御する差動増幅器 A M P 4 が設けられる。差動増幅器 A M P 4 は、非反転入力端子にバッテリー電圧が入力され、反転入力端子に基準電圧源 8 が接続される。

差動増幅器 A M P 4 は、バッテリー電圧を監視し、基準電圧以下となると P c h M O S (T r 6) をオンさせて、コンデンサ C B U からの放電電流による P c h M O S (T r 6) の発熱を低減する。バッテリー電圧が基準電圧以上であれば、P c h M O S (T r 6) をオフさせて、電源 3 からコンデンサ C B U に大電流が流れるのを防止する。

【実施例 13】

【0075】

図 17 を用いて、本発明の実施例 13 を説明する。

図 17 の回路は、実施例 2 (図 6) の P c h M O S (T r 4) を、増幅器でリニアに制御することで、センス M O S のトランジスタ T r 1、T r 2 のドレイン電圧が等しくなるようにするものである。したがって、これまでの説明と重複する説明は省略する。

センス M O S のミラー側トランジスタ T r 1 のドレイン電圧 V D S を差動増幅器 A M P 1 の非反転入力端子に、ソース側トランジスタ T r 2 のドレイン電圧 V D S を差動増幅器 A M P 1 の反転入力端子に接続する。

【0076】

点火信号が入力されると、差動増幅器 A M P 1 は動作を開始し、P c h M O S (T r 4) に発生する電圧降下 V 2、電流検出抵抗 R 1 に発生する電圧降下 V 1、逆流防止ダイオードに発生する電圧降下 V F との間に、 $V F = V 1 + V 2$ の関係が成立するように P c h M O S (T r 4) を制御する。この結果、P c h M O S (T r 4) のオン抵抗がリニアに制御されることとなる。

【0077】

これにより、センス M O S のトランジスタ T r 1 と T r 2 のドレイン電圧を精度良く一致させることができるようになる。

また、本例によれば、外付けダイオードである逆流防止ダイオード D 1 の電圧降下 V F が温度変動により変化をした場合の補償も行われる。

図 17 の回路では、P c h M O S (T r 4) とスイッチ S 1 を I C 6 に内蔵しているが、実施例 1 (図 5) と同様に、P c h M O S (T r 4) とスイッチ S 1 は外付けとするこ

10

20

30

40

50

ともできる。

【実施例 14】

【0078】

図 18 を用いて、本発明の実施例 14 を説明する。

図 18 の回路は、実施例 6 (図 10) の複数の点火回路を有するエアバッグ点火回路において、Pch MOS (Tr 4) のオン抵抗を実施例 13 (図 17) のようにリニアに制御できるようにしたものである。したがって、これまでの説明と重複する説明は省略する。

【0079】

図 17 のように Pch MOS (Tr 4) のオン抵抗をリニアに制御する場合、センス MOS のミラー側トランジスタ Tr 1 のドレイン電圧 VDS を差動増幅器 AMP 1 に接続しなければならない。しかしながら、差動増幅器 AMP 1 を複数の点火回路に共用する場合、異なる点火回路のトランジスタ Tr 1 のドレイン電圧 VDS を一緒に接続することはできない。また、一方の点火回路のトランジスタ Tr 1 のみを接続し、他方の点火回路については省略することもできない。

【0080】

これに対して、切り替えスイッチなどを用いて、点火動作をする回路のセンス MOS (Tr 1、Tr 2) を差動増幅器 AMP 1 に接続することが考えられる。しかし、この場合、複数の点火回路が同時に点火動作をした場合に、両方のスイッチが閉じて、複数の点火回路のセンス MOS のミラー側トランジスタ Tr 1 が同時に差動増幅器 AMP 1 に接続されることとなり、動作が不安定になる。

【0081】

そこで、図 18 の回路では、点火電流の基準を発生している抵抗 R 2 のグラウンド側電位をセンス MOS のミラー側トランジスタ Tr 2 のドレイン電圧 VDS として利用する。

定電流制御を行う差動増幅器 AMP 2 は、抵抗 R 1 の電圧降下 V1 と抵抗 R 2 の電圧降下 V1 が等しくなるようにセンス MOS (Tr 1、Tr 2) を制御している。したがって、抵抗 R 2 のグラウンド側電位を利用することで、差動増幅器 AMP 1 の非反転入力端子には、センス MOS のミラー側トランジスタ Tr 1 のドレイン電圧 VDS と同等の電圧が入力されたこととなる。

【0082】

差動増幅器 AMP 1 は、オア回路 OR の出力により動作を開始する。オア回路 OR には、ECU から各点火回路に入力される点火信号が入力される。したがって、1 つ又は複数の点火回路に点火信号が入力されると、差動増幅器 AMP 1 は、Pch MOS (Tr 4) をリニアに制御する動作を開始する。

このとき複数の点火回路が同時に動作をしても、それぞれの定電流制御回路は別々に動作可能で、互いに影響を及ぼすことがない。

【実施例 15】

【0083】

図 19 を用いて本願発明の実施例 15 を説明する。

実施例 13 (図 17) では、Pch MOS (Tr 4) を制御する差動増幅器 AMP 1 の入力部を変更したものである。したがって、これまでの説明と重複する説明は省略する。

【0084】

IC 6 内に、ダイオード D 3 を設ける。このダイオード D 3 に定電流源により定電流を供給し、逆流防止ダイオード D 1 の電圧降下 VF と同等の電圧降下を発生させ、差動増幅器 AMP 1 の反転入力端子に入力する。電源電圧 VSU - 電圧降下 VF = センス MOS のトランジスタ Tr 2 のドレイン電圧 VDS であるから、作動増幅器 AMP 1 の反転入力端子には、トランジスタ Tr 2 のドレイン電圧 VDS と同等の電圧が入力されることになる。

【0085】

本例では、センス MOS (Tr 1、Tr 2) のドレイン電圧 VDS の制御精度は、実施

10

20

30

40

50

例 1 3 と比較すると若干低下する。しかしながら、外付けの逆流防止ダイオード D 1 の温度変動分を補正する方法としては、本例でも十分に実施可能である。

なお、本例は、実施例 1 4 (図 1 8) に示す複数の点火回路で P c h M O S (T r 4) を共用する回路にも適用可能である。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 8 6 】

【図 1】一般的なエアバッグ点火回路を示す図である。

【図 2】図 1 の回路における逆流を示す図である。

【図 3】図 1 のセンス M O S の特性を示す図である。

【図 4】図 1 の回路における電源電圧 V S U と点火電流との関係を示す図である。

10

【図 5】本発明のエアバッグ点火回路の第 1 の実施例を示す図である。

【図 6】本発明のエアバッグ点火回路の第 2 の実施例を示す図である。

【図 7】本発明のエアバッグ点火回路の第 3 の実施例を示す図である。

【図 8】本発明のエアバッグ点火回路の第 4 の実施例を示す図である。

【図 9】本発明のエアバッグ点火回路の第 5 の実施例を示す図である。

【図 1 0】本発明のエアバッグ点火回路の第 6 の実施例を示す図である。

【図 1 1】本発明のエアバッグ点火回路の第 7 の実施例を示す図である。

【図 1 2】本発明のエアバッグ点火回路の第 8 の実施例を示す図である。

【図 1 3】本発明のエアバッグ点火回路の第 9 の実施例を示す図である。

【図 1 4】本発明のエアバッグ点火回路の第 1 1 の実施例を示す図である。

20

【図 1 5】本発明のエアバッグ点火回路の第 1 2 の実施例を示す図である。

【図 1 6】本発明のエアバッグ点火回路の第 1 3 の実施例を示す図である。

【図 1 7】本発明のエアバッグ点火回路の第 1 4 の実施例を示す図である。

【図 1 8】本発明のエアバッグ点火回路の第 1 5 の実施例を示す図である。

【図 1 9】本発明のエアバッグ点火回路の第 1 6 の実施例を示す図である。

【符号の説明】

【 0 0 8 7 】

1 ... バッテリ

2 ... ステップアップコンバータ

3 ... 点火電源

30

4 ... チャージャ

5 ... スクイブ

6 ... エアバッグ制御 I C

7、8 ... 基準電圧源

A M P 1 - A M P 4 ... 増幅器

C B U ... バックアップコンデンサ

D 1 ... 逆流防止用ダイオード

D 2 ... 放電ダイオード

D 3 ... I C 内蔵ダイオード

I D ... ドレイン電流

40

I G ... イグニッションスイッチ

O R ... オア回路

R 1 ... 電流検出抵抗

R 2 ... 点火電流発生基準抵抗

S 1 - S 3 ... スイッチ

T r 1、T r 2 ... センス M O S

T r 3 ... M O S

T r 4 - T r 6 ... P c h M O S

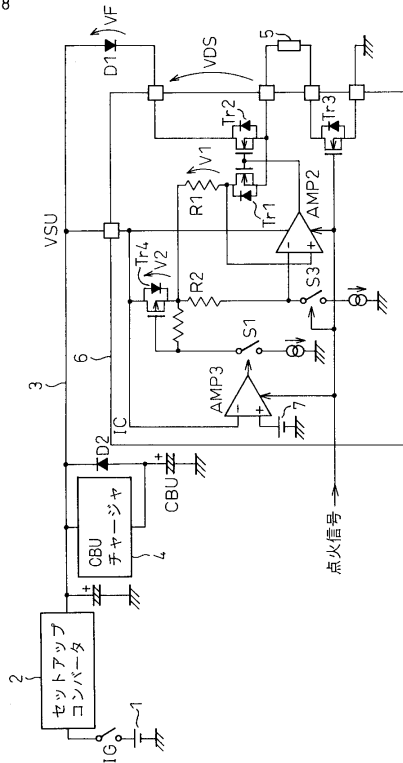
V 1 ... 抵抗 R 1 の電圧降下

V 2 ... ダイオード D 2 の電圧降下

50

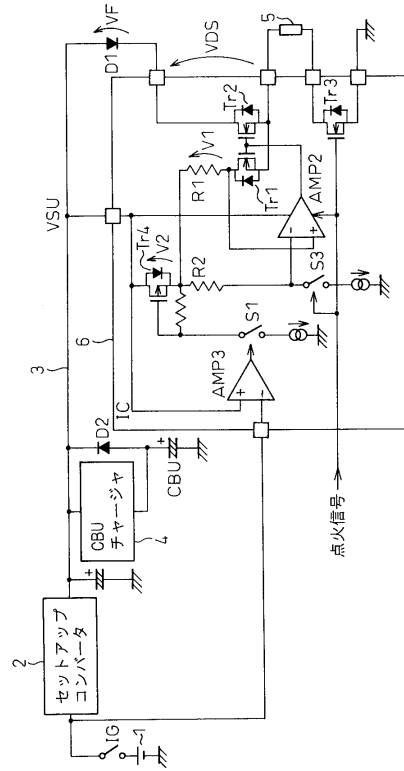
【図 8】

図 8



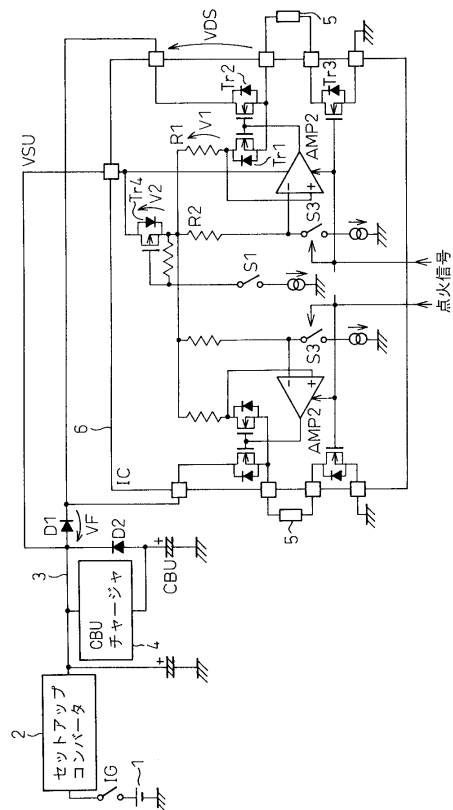
【図 9】

図 9



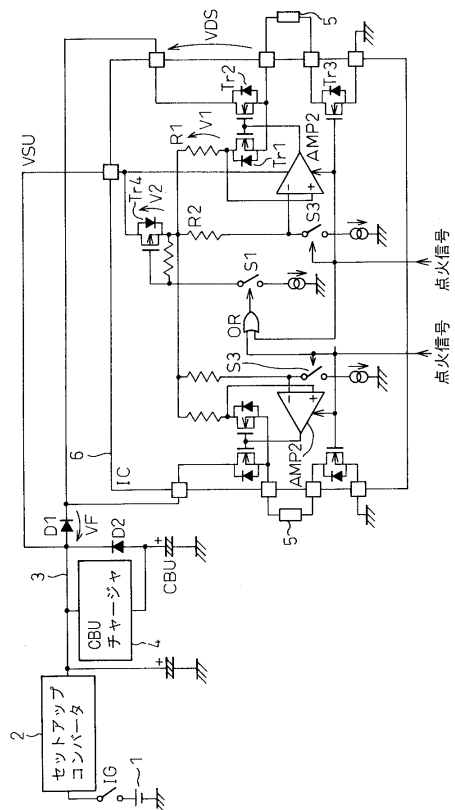
【図 10】

図 10

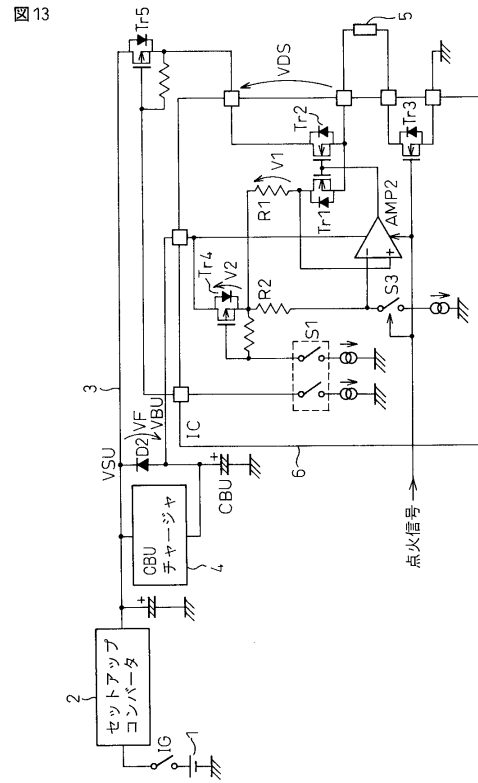


【図 11】

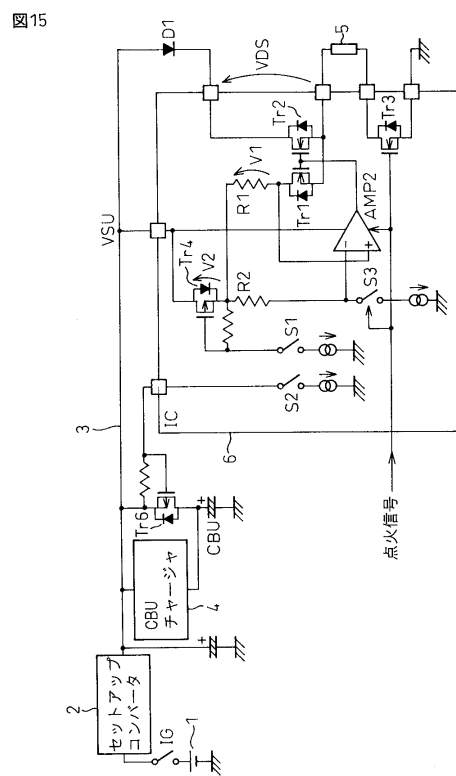
図 11



【 図 1 3 】

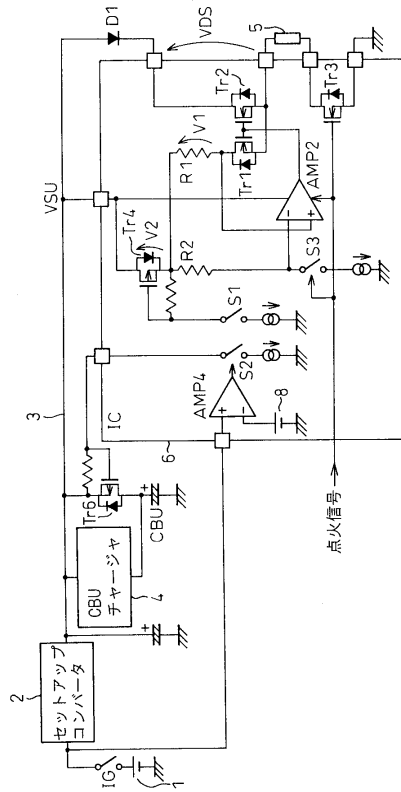


【 図 1 5 】



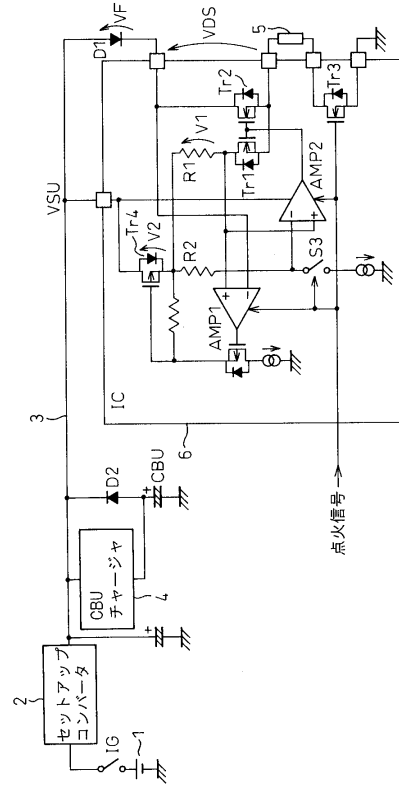
【図 16】

図 16



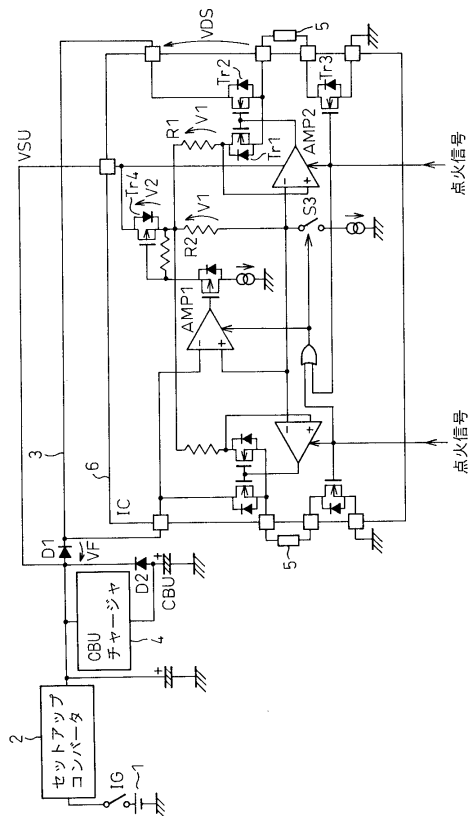
【図 17】

図 17



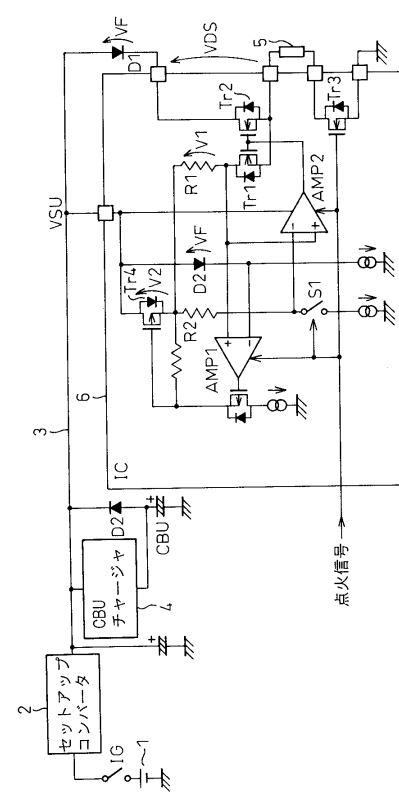
【図 18】

図 18



【図 19】

図 19



フロントページの続き

(72)発明者 小山 輝芳

兵庫県神戸市兵庫区御所通1丁目2番28号 富士通テン株式会社内

審査官 富岡 和人

(56)参考文献 特開平10-181519(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

B60R 21/16