

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第3561271号
(P3561271)

(45) 発行日 平成16年9月2日(2004.9.2)

(24) 登録日 平成16年6月4日(2004.6.4)

(51) Int. Cl. ⁷	F I
H03K 17/06	H03K 17/06 B
H04M 3/06	H04M 3/06 A
H04Q 3/42	H04Q 3/42 104

請求項の数 5 (全 22 頁)

(21) 出願番号 (86) (22) 出願日 (65) 公表番号 (43) 公表日 (86) 国際出願番号 (87) 国際公開番号 (87) 国際公開日 審査請求日 (31) 優先権主張番号 (32) 優先日 (33) 優先権主張国	特願平5-514997 平成5年2月19日(1993.2.19) 特表平7-505266 平成7年6月8日(1995.6.8) PCT/US1993/001546 W01993/017514 平成5年9月2日(1993.9.2) 平成12年1月19日(2000.1.19) 840,547 平成4年2月25日(1992.2.25) 米国(US)	(73) 特許権者 ハリス・コーポレーション アメリカ合衆国、フロリダ州 32919 、メルバーン、ウエスト ナサ ブルバード 1025 (74) 代理人 弁理士 平田 忠雄 (74) 代理人 弁理士 飯塚 雄二 (72) 発明者 プレントイス, ジョン, エス アメリカ合衆国、フロリダ州 32905 、パーム ベイ、パンス サークル エヌ .イー. 881 審査官 江嶋 清仁
---	--	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電話加入者線回路、部品及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

二つのバイポーラトランジスタ（Q1とQ2）を有し、それらは、それぞれの第一の電極が互いに接続され、それぞれのベース電極が互いに接続され、またそれぞれの第三の電極はスイッチ端子（S1とS2）に接続されている、双方向性スイッチにおいて、前記スイッチ端子の間の電圧又は電流に応じ、逆バイアスモードで作動する一方の前記トランジスタのバイアス電流を、順バイアスモードで作動する他方の前記トランジスタのバイアス電流に対して増加させるように、電流制限器が前記ベース電極の間に結合されたバイアス回路を備えることで改良された双方向性スイッチ。

【請求項2】

前記第一の電極はエミッタであり、抵抗で結合され、前記電流制限器はダイオードと抵抗器を備え、前記バイアス回路は前記二つのトランジスタのそれぞれのために、単一の電流源または個別の電流源を備えることを特徴とする請求項1記載のスイッチ。

【請求項3】

前記バイアス回路が単一の電流源と、前記二つのトランジスタの導通を差動的に制御するための電流制限手段とを備えることを特徴とする請求項1記載のスイッチ。

【請求項4】

前記バイアス回路が前記各トランジスタのための電流源と、前記各トランジスタの第二の電極と他の1つの前記トランジスタのベースの間に一方向性手段を備えることを特徴とする請求項1記載のスイッチ。

【請求項 5】

前記バイアス回路がさらに 3 個のトランジスタを有し、
前記 5 個のトランジスタのうち 3 個のベースは前記トランジスタの残りの 2 個のコレクタと共通であり、
前記 5 個のトランジスタのうち 2 個のエミッタは共通であり、
前記 5 個のトランジスタのうち 2 個のコレクタは他の一つのトランジスタのベースと共通であり、
一つのトランジスタのエミッタ、第二のトランジスタのコレクタ、及び第三のトランジスタのベースが共通であることを特徴とする集積回路中の請求項 1 記載のスイッチ。

【発明の詳細な説明】

10

序文

本発明は電話回路網に関係し、特に中央局あるいは個人分岐交換局が個別の加入者に結ばれる電話線の対にそれによってインターフェイスする加入者線回路又はカードに関する。回路の多くの特徴が新規であって、その中には、独立の及び集積された回路部品及びそれを製造し他の部品と集積し作動させる方法が無制限に含んでいる。これらの又その他の特徴は以下の明細書に記述され、理解を容易にするために下記の通り編集されている。

内容目次

第 1 章 加入者線回路

第 2 章 電流制御スイッチセル

第 3 章 集積回路スイッチセル

20

第 4 章 高圧電源

第 5 章 発明の利点及び範囲

第 1 章 加入者線回路

背景

本発明は図101に示されるタイプの電話回路網に関係し、それはデジタル送信回路網112により連結された二つの中央局110を含むものである。各中央局は個人支線交換局（PBX）を通して加入者電話116へと、あるいは直接に加入者電話118へと接続され得る。

図102及び図103を参照すると、電話加入者、典型的には単一の電話回線は、図102及び図103に示されるような加入者回路120により他の加入者へ向かう回線に接続され、この加入者線回路120は、その接続がPBXを通してなされる（図103）か中央局を通して直接になされる（図102）かによって、種々の部品を包含することになる。

30

加入者回線120に典型的に含まれる種々の部品の配置と機能は周知である。図102に示されるような中央局経由の接続のためには、典型的に含まれる部分は、電話サービスを実行する回路の試験のためのアクセスを可能にするテストリレー122、電話加入者の呼び出し回路の活性化を可能にする呼び出しリレー124、支払電話のための貨幣返却のような特別の目的で、あるいは共有線上の二つの加入者の間の区別のために、信号（すなわち極性反転）を供給する反転リレー126、及び中央局110において加入者線対への接続を確立するための加入者線インターフェース回路（SLIC）である。なおテストリレー122及び呼び出しリレー124の位置は、「呼び出し」信号の極性反転の必要性に応じて反対にしてもよい。

図103に示すように、PBX114を通しての接続のためにはテストリレー122と反転リレー126とは典型的に必要でなく、回路120から除かれる。典型的には部品122乃至128の各々はスイッチ網（マトリックス）を通して「呼び出し」信号と音声信号の両方を取り扱う。部品122ないし128の各々は、数十個あるいは数百個が一枚の印刷回路板の上に取り付けられる程度に小さいことが望ましい。「呼び出し」および音声信号はともにアナログ信号であり、「呼び出し」信号は電圧が高く（一般には100Vと200Vの間で、もっと高くてもよい）バンド巾はせまい。そして音声信号は比較的電圧が低く、少なくとも人間の音声の領域の実質的なバンド巾を有する。従ってスイッチ類は、低電圧音声記号の歪みを伴わずに高電圧に耐えることが出来なければならない。小さい寸法の要求にかかわらず、上述の高電圧、広帯域巾は、場所を大きく取りまたしばしば障害を招き易い電気機械的スイッチ装置やリレー類の使用を、避け難いものとして来た。

40

50

さらに、電話回路は、単方向動作のために必要とされる重複を回避するように双方向性のスイッチを用いていることが極めて望ましい。電気機械的リレーは双方向動作であるが、障害を起こし易く、寸法が大きい。

周知の如く、電気機械的リレーはリレーコイルの電流によって制御され、この電流はスイッチを通過する電流とは隔離された電流である。しかし制御電流の量は、一般にスイッチ通過電流に比べて相対的に大きく、従ってリレーは利得が小さく、比較的大きな電力量を消費する。

集積回路は、小さい寸法の要求を満たす機会を与えてくれるが、電話回路に対する機能的な要求、特に高電圧阻止能力及び必要帯域幅にわたる低い信号歪の面に関しての要求を満たすことができなかった。前者は、動作に関して言い換えれば高利得スイッチ（スイッチバイアス電流に対する最大スイッチ電流の比）への要求であり、後者は、入力信号の広い領域及びゼロオフセットに対して線形インピーダンス（実用的には抵抗）をもつ、すなわちI/V応答曲線上のゼローゼロ交差を通して継続的直線性をもつスイッチへの要求である。例えばMOSFETの使用は、固相ではあるものの、ここで述べた回路としてはまだまだ補足すべき大きな余地を残している。

MOSFETは、SCRと同じように、双方向動作を実現するには対として動作しなければならない単方向性の装置（デバイス）である点でも不利である。

さらに、加入者線カードの集積度増大を、最終的な空間及び製造コストの節約とともに実現できるためには、スイッチ類は共通の要素を有するか、同一であることが望ましい。さらに、同じインピーダンスをもつスイッチ要素は、インピーダンスの点検による回路状態の確認を可能にする。

例えばアメリカ合衆国では、図102の反転回路126をSLIC 128と一体化することは知られている。さらに日本では、単方向性SCRスイッチに関してだけだが、図102のテストリレー122、呼び出しリレー124、反転リレー126及びSLIC 128を一枚のカード又は回路板上に集積することが知られている。呼び出しリレーに関しては可能であるけれども、SCRスイッチのテストリレー及び反転リレーとしての使用は、アメリカ合衆国では非対称応答又はオフセットの理由で不可能であった。さらにSCRは、一旦導通すると断にすることが困難になる場合がしばしばある。

それ故、本発明の目的は、比較的高電圧で狭い帯域の「呼び出し」信号の電圧に耐え、比較的低電圧で広い帯域の音声信号の許容できない歪がなく、公知従来技術の諸問題を解消する、新規な電話加入者線回路を提供することである。

本発明の他の目的は、電流が制御された新規な電話加入者線回路を提供することである。本発明の他の目的は、アナログであり、スイッチングにおいてオフセットがゼロで双方向性の新規な電話加入者線回路を提供することである。

本発明のさらに他の目的は、半導体集積回路を用いた新規な電話加入者線回路を提供することである。

本発明の別の目的は、種々のリレー部品の一体化を大幅に向上させた新規な電話加入者線回路を提供することである。

本発明のさらに別の目的は、インピーダンスを著しく低下させた新規な電話加入者線回路を提供することである。周知のごとく、加入者電話を作動させる電力は交換台の電池から導かれ、回路中の多くのスイッチの各々で消費される電力の何らかの減少は電話システムの作動に対して有意義な筈である。

図面の簡単な説明

図101は典型的な従来電話システムを示す模式図である。

図102は公知の中央局加入者線回路の要素の模式図である。

図103は公知のPBX加入者線回路の要素の模式図である。

図104は従来公知の反転リレーの模式図である。

図105は本発明によって構成された反転リレーの回路模式図である。

図106は公知の呼び出しリレーの回路模式図である。

図107は本発明によって構成された呼び出しリレーの回路模式図である。

10

20

30

40

50

図108は公知のテストリレーの回路模式図である。

図109は本発明によって構成されたテストリレーの回路模式図である。

図110は、図104、図106及び108の従来のテストリレー、呼び出しリレー及び反転リレーを組み込んだ図102の加入者線インターフェース回路の回路模式図である。

図111は、16個のスイッチを具える、図110の回路と同格の本発明による加入者線回路の回路模式図である。

図112は12個のスイッチを具えた本発明の加入者線回路模式図である。

図113は10個のスイッチを具えた本発明の加入者線回路模式図である。

実施例の説明

図102及び103の従来の反転リレー126を模式的に示している図104を参照すると、反転リレーは2個の単極双投("SPDT")スイッチを有しており、それによってチップ("T")及び呼び出し("R")回線は、それが呼び出しリレー124のT'及びR'端子へ付与されている間に限り反転されることになる。なお、図示された単一のリレーコイルを、双極双投("DPDT")構成のスイッチの対を動作させるのに用いてもよい。

図104の回路は、本発明の4個の単極単投("SPST")電流制御スイッチを用いた図105の回路をそなえてもよい。容易にわかるように、SPSTスイッチを対にして用いてもよく、それらは同じ電流源により制御されるとき、1個の単極双投("SPDT")スイッチまたは双極単投("DPST")スイッチとして働く。

同様に、図102及び図103の呼び出しリレー24の公知の呼び出しリレー編成が、やはり2個のSPDTを用いるものとして図106に図示されている。機能上同等の本発明の回路が図107に、同一の電流源で制御されてもよい4個のSPSTをやはり用いたものとして示されている。図102のテストリレー122の、従来の電気機械的リレー編成が、4個のSPDTを用いるものとして図108に示されている。本発明のスイッチ類を用いた機能的同等のテストリレーは、8個のSPST電流制御スイッチを用いるものとして図109に示されている。

図104、106及び108の電気機械的リレー回路で構成された図102の加入者線カード120が図110に示され、図111に示された同じ機能の回路は16個のSPSTスイッチまたは同等のDPSTスイッチ8個のみを必要とする。

スイッチの個数の減少は図112に示されており、同等の回路に本発明のSPST12個が必要とされるに過ぎない。なお一層の減少が図113に示され、ここでは同等の回路が本発明のSPSTスイッチ僅か10個で構成されている。スイッチ類そのもののコスト減少と同様に、スイッチの数の減少は重要である。

以上から、本発明の新規な電流制御スイッチを用いると、加入者線カードの部品の集積度の実質的増加が可能ながことが明らかである。スイッチ類が集積回路("IC")で構成されるとき、それらはいろいろの組合せで同じ回路板の上に安価に結集され、即知の技術ではこれまでに出来なかったことである。例えば、4個のSPSTスイッチを一对のSPDTスイッチとして働くように単一にICとして組み合わせることが出来る。同様にして8個のSPSTを呼び出しリレーと反転リレーの組合せとして働くように単一のICとして組み合わせることができる。同様に本発明のSPSTスイッチ10個、呼び出しリレー、反転リレー、及びテストリレーの組合せとして働くように、1個のICに組み込むことができる。

そのほか、本発明のSPSTスイッチ12個をテストリレーと呼び出しリレーの組合せとして1個のICに組み込むことができる。他の組合せも無論可能で、例えば、前記回路の全てにおいて反転リレーの代わりにメッセージ待機リレーを置き換えてもよいことが理解されよう。

第2章 電流制御スイッチセル

他の観点で本発明は、総体的に、先に第1章で述べた加入者線回路に特に有用なアナログ双方向スイッチセルに関係する。しかし、本発明のアナログ双方向スイッチセルの種々の実施態様は、無数の他の回路に応用の途があり、可変抵抗器として扱うこともできる。

低電圧の個々の部品としての、双極接合トランジスタ双方向アナログ信号スイッチは、従来技術で知られている。図201に示された従来の回路を参照すると、個別のNPNトランジスタQ1及びQ2がエミッタ共通の構成で接続され、コレクタはスイッチ端子S1とS2として働

10

20

30

40

50

き、電流源I1とI2は、トランジスタQ1及びQ2のベースとエミッタの間にそれぞれ接続され、それらの導通を制御する。動作としては、トランジスタQ1及びQ2の導通は、電流源I1及びI2により供給されるベース-エミッタ間バイアスによって制御される。例えば"Chopper Transistors", Sperry Applications Engineering Department (1960年11月)を参照されたい。

スイッチがオフセットなしに作動(すなわち対称I/Vカーブが原点を通過)できるためには、トランジスタQ1とQ2がよくマッチしていなければならない、二つの電流源I1とI2も同様である。このスイッチは、さらに正側のスイッチ端子に接続されたトランジスタの BV_{CES} までに限り電圧を阻止することができる。既知のスイッチではこの電圧はトランジスタ製造技術により一般に40ボルト、場合により60ボルトに限られる。

電流源I1及びI2は、スイッチ端子S1及びS2にわたる電圧で浮動してもよい。知られているように、電流源I1とI2は過剰のキャリアをトランジスタQ1及びQ2に注入し、エミッターベース及びコレクターベース接合の両者を正にバイアスする。過剰キャリア濃度は再結合電流が電源電流とちょうど同じになるまで積み上げられる。電流源I1及びI2は、それらがトランジスタQ1およびQ2のエミッタから取り去るのと同じだけの電流を、トランジスタQ1とQ2のベースにおいて導入するので、それらはスイッチにオフセット電流を付加することがなく、公知のトランジスタは、スイッチのインピーダンスを低くかつ直線性を保つように飽和状態で作動する。

もしスイッチ端子S1がスイッチ端子S2よりも正側にあれば、スイッチ電流は図中に示す方向に流れるであろう。そして電流源I1及びI2よりも1桁か2桁ほども大きくなる。明らかに、トランジスタQ2は逆方向に作動する。すなわち、スイッチ電流はコレクタに入る代わりにコレクタから出てくる。知られているように、逆方向作動トランジスタは、 β_R が β_F よりも小さい故、与えられたスイッチ電流に対して、順方向作動トランジスタよりも大きいバイアス電流を必要とする。スイッチのI/V特性は、図204のグラフ上にAと示されている、与えられたスイッチ電流レベルまで直線的である。

さて図202を参照すると、公知技術は、二つの電流源I1とI2の代わりに単一の電圧源Vを有するように見受けられる。単一の電圧源の使用は、電流源を整合させるという厄介な要求が避けられるという点で有利である。ただし対称作動は回路部品の整合性になお依存している。

図202に示すように、電圧源Vは抵抗器210及び212によってトランジスタQ1及びQ2のベースに接続されてもよい。従来技術は電圧源と抵抗器を用いた理由を述べていないが、充分高い値の抵抗器とともに電圧源を用いているのは、単一の電流源を作り上げることを意図しているのである。いずれにせよ、この回路が与えられたスイッチ抵抗に対してより大きい全ベース電流を必要とするのは明かである。さらに、対称的スイッチ動作のためには抵抗器は互いによく整合されていなければならない。そして最後に、抵抗値また予定の絶対値によく合っていないなければならない。なぜなら高すぎまた低すぎる抵抗値は、スイッチの直線性領域を減らし、或いはバイアス電流を不足させる。与えられた一对のトランジスタQ1及びQ2に対して、抵抗器210及び212について最適の抵抗値が存在する。この最適値を決定し、特に適合した抵抗を用いる必要性は、図202に示す従来技術の回路の短所である。

さらには、従来の双方向性回路は、順動作トランジスタにおける導通誘起バイアスに比して逆動作トランジスタにおける導通誘起バイアスを増大させることがない。

それゆえ、本発明の目的は新規のアナログ双方向スイッチを提供することである。

本発明の他の目的は高電圧に耐え得る新規なスイッチを提供することである。

本発明の他の目的は、スイッチに適用される電流又は電圧に動的に応答する新規なスイッチを提供することである。

本発明の他の目的は、低電圧作動のためのコレクタ共有配置で編成され得る新規なスイッチを提供することである。

本発明の他の目的は、波形整形あるいは利得制御のような非スイッチ用途において可変抵抗として用いることができる新規なスイッチを提供することである。

10

20

30

40

50

本発明の他の目的は、電流制御され、制御電流がスイッチ電流から部分的に取り出される新規なスイッチを提供することである。

本発明の他の目的は、反対の電導性のトランジスタと並列に変成され、利得を増し電力消費が低減される新規なスイッチを提供することである。

本発明のさらに別の目的は利得の高い新規なスイッチを提供することである。

本発明のさらに別の目的は、入力電流の広い範囲にわたり直線形の電圧出力をもつ新規なスイッチを提供することである。

なおその他の目的としては、スイッチ利得、直線性の領域を増し、音声信号歪みを減少する新規な方法が包含される。

これらのそして他の多くの目的及び利点は、実施例についての以下の詳細な説明から容易に明かになるであろう。 10

図面の簡単な説明

図201は、二つの電流源をもつ従来の、低電圧個別部品スイッチの模式図である。

図202は、単一の電圧源をもつ従来の、低電圧個別部品スイッチの模式図である。

図203は、本発明の高電圧個別部品スイッチの第一の実施態様の模式図である。

図204は、図203のスイッチのI/V応答における直線性領域の増大を示すグラフである。

図205は高電圧バイアス回路をもつ図203の本発明スイッチの模式図である。

図206は、本発明の高利得スイッチ回路の第二の実施態様の模式図である。

図207は、図206の高利得スイッチの低電圧及び高電圧作動領域での全般的I/V応答を示すグラフである。 20

図208は、低抵抗のスイッチを例示する図206の高電圧スイッチの実施態様の模式図である。

図209は、高電圧バイアス回路を有する、図206のスイッチの模式図である。

実施例の説明

ここで図203を参照すると、本発明のスイッチの一つの実施態様は、単一の電流源をそなえ、図202の回路の抵抗210と212を、電流制限器214及び216で置き換えている。図203ではダイオードが示されているが、BJTの如き他のタイプの制限器を用いてもよい。以下に討議するように、制限器の使用により製造及び動作上著しい利点が与えられる。即ち、制限器214及び216はお互いに、あるいは何か予定された値に、厳密に整合させなくてもよいことである。 30

図203を引続き参照すると、トランジスタQ1及びQ2のうちの一つは、スイッチがオンであるとき、反対のモードで作動する。反対方向で作動するスイッチに対するバイアス電流増加の要求を満たすために、I1からの電流は、制限器214及び216によって、Q1とQ2のベースへ不均等に配分される。そうすることによってスイッチの利得が増大する。さらに、トランジスタQ1及びQ2の差別バイアスの故に、またそれによる最大スイッチ電流の増大の故に、スイッチ電流の直線性領域は図204に示す点AからBへと拡大する。直線性領域が許容できるものならば、利得の増大はスイッチ作動に必要な制御電流量の減少を可能にし、それ故に所要電力の減少が可能になる。

スイッチ端子S1をスイッチ端子S2よりも正側にすると、Q1のベースにはQ2のベースよりも高い電圧力が生じ、ダイオード214の陰極（カソード）はダイオード216の陰極よりも正になる。ダイオード214及び216の共通の陽極（アノード）の電圧は等しいので、制限器214は制限器216よりも順方向バイアスが小さく、電流制限器216を通じてより大きいバイアス電流が逆作動トランジスタQ2のベースへ給される。二つのスイッチ端子S1とS2の間の電位差が増すので、電流源I1からの電流の、より大きな割合が、電流制限器216を通じて流れる。 40

言い換えれば、逆作動トランジスタのベース電流を順作動トランジスタのベース電流に比して相対的に増大させることによって、スイッチ電流の変化にダイナミックに応答し、それは電流の方向にかかわらない。制限器214及び216は互いに整合させ、あるいは二つのトランジスタの差別的バイアスの特定の値に整合させる必要はない。

図203のスイッチの第二の実施態様は、高電圧電話回路に用途があると思われるもので、 50

図205に示されている。図203及び図205のの回路を比較するとわかるように、ダイオード及び電流源は、同じ全体機能を果たす特定の編成で、より複雑な回路を必要としている。図205において、高電圧トランジスタQ1及びQ2はエミッタ結合されたものとして示され、電流源I1により飽和に向かってバイアスされている。スイッチ端子S1及びS2を通して流れる制御電流により生ずるいかなるオフセット電流をも除去するために、電流源I2はI1に整合されてよい。ダイオードD1およびD2は、電流源I1及びI2から流れるバイアス電流の中の大きな割合を逆モード作動するトランジスタ（すなわち、スイッチ端子S1がスイッチ端子S2より正である場合にはトランジスタQ2）へ振り向ける。これにより、バイアス電流の与えられた大きさに対して最大スイッチ端子電流が大きくされる。

例えば、55mAのスイッチは約6mAのバイアス電流を必要とし、約2.6オームの導通インピーダンスを有し、スイッチがオンのとき電池と大地の間に電流が流れる際、約300mWの電力を消費する。

本発明のアナログスイッチセルの第三の実施体様を図206に示す。図に見られるように、スイッチは二つのBJT Q1及びQ2を有し、それらのコレクタ220はスイッチ端子S1及びS2に電氣的に接続されている。Q1及びQ2のエミッタ222は抵抗器224を介して電氣的に接続されている。トランジスタQ1及びQ2のバイアス回路はそれぞれ電流源I1及びI2を具え、それらはスイッチを作動させる制御電流を供給する。そしてクロス結合（エミッタからベースへ）された電流制御回路はそれぞれ、ダイオード226と抵抗器230、ならびにダイオード228と抵抗器232から成る。

スイッチ端子S1が端子S2よりも正になると、低電圧でのスイッチ電流経路は抵抗器224を介してS1からS2へとなる。スイッチ電圧が増大すると、ダイオード226が、トランジスタQ1のエミッタから抵抗器230を介してトランジスタQ2へのスイッチ電流の今一つの経路を与えるので、それにより逆作動トランジスタQ2へのバイアス電流を増加させる。

BJT Q1及びQ2の差別バイアスにより、これらのBJTは、通常なら高電圧トランジスタの順及び逆作動における電流ゲイン固有の差のために許容されないような高電圧デバイスとなることができる。スイッチ作動のためには必要でないけれども、諸部品すなわちトランジスタQ1とQ2、ダイオード226と228、抵抗器230と232、電流源I1とI2のマッチングによって対称的なスイッチ端子I/V特性を得られるようにしてもよい。

実験によると、ダイオード226と228ならびに抵抗器230と232の存在によりスイッチの利得が大巾に影響されることが示された。実験において、図206の回路からダイオードと抵抗器を除くと、スイッチ利得は2となった。

$R_{on} = 250 \Omega$, $I1 = I2 = 100 \mu A$, そして

$I_s(\max) = 400 \mu A$ のとき

利得は次のようにして計算できる。

$$\text{利得} = I_s(\max) / (I1 + I2) = 2 \quad (1)$$

図206に示したダイオードと抵抗器、 $R_{on} = 1.67 k\Omega$,

$I1 = I2 = 100 \mu A$, $I_s(\max) = 6 mA$, $R_{24} = 1 k\Omega$,

$R_{30} = R_{32} = 5 k\Omega$ に対して、利得は次のようにして計算できる。

$$\text{利得} = I_{s(\max)} / (I1 + I2) = 30 \quad (2)$$

図206に示したスイッチにより得られる筈の高い利得のみならず、直線性領域も抵抗値の適当な選択によって制御することができる。図207を参照するとわかるように、スイッチのI/V特性は、ダイオード226が導通する点Aにおいて著しく変化する。低い電圧でのダイオード226の導通前でのI/V曲線の傾斜は抵抗224の値により制御され、一方、高電圧（ダイオード226導通後）でのI/V曲線の傾斜は抵抗230及び232の値により制御される。すなわち抵抗が大となるほどI/V曲線の傾斜は小さくなる。

スイッチの高電圧領域における傾斜の調整可能なことは、いろいろな装置（デバイス）で有用であろう。例えばスイッチを波形整形や利得調整に用いることができる。抵抗器230及び／又は232に可変の抵抗値をもたせて、所望の波形や利得が得られるように制御することができる。抵抗器を一般的な可変インピーダンス装置で置き換えることにより、抵抗を自動的に、例えばスイッチ電流の変化に応じて変化するようにしてもよい。

10

20

30

40

50

トランジスタの直列あるいは並列の組合せが特定の用途で有用であることは、理解できよう。半導性タイプが反対の双方向性スイッチの並列配置は、第3章で詳細に述べるような、電流源が両方のスイッチに共通な場合の用途では特に有用であろう。そのようなスイッチの電流容量は、特定の制御電流値に対して2倍になっているから、利得は2倍になり、電力消費は著しく減少する筈である。

図208を参照すると、図206の実施態様のスイッチの抵抗は、電流制限トランジスタを設けることにより小さくできる。このようなトランジスタはエミッタ結合抵抗の抵抗値の低下を可能にするので、総スイッチ抵抗が小さくなる。

さらに具体的には、トランジスタQ3とQ4ならびに抵抗252と254は、電流制限を行なう。S1からS2への電流とともにトランジスタQ3はオンとなり、抵抗250における電圧降下がトランジスタQ3のベース-エミッタ電圧を超えると、電源I1からの電流の一部をトランジスタQ1のベースから逸出させる。トランジスタQ1に与えられる電流の減少はコレクタ電流（スイッチ電流）を制限し、抵抗252及び254はスイッチに「オン」抵抗を付加するので、抵抗250の抵抗値は比例して減少する筈である。

用途によっては本発明のスイッチは対称でない回路、例えばスイッチ電圧が-1ボルトから+10ボルトに変化するような場合に利用することもできる。この場合には、図208の回路の抵抗252、254、230及び232に抵抗値の異なるものを用いることによってオフセットを与えることができる。

本発明のスイッチは、スイッチを高電圧回路に使えるようにエミッタを共有しているが、最大スイッチ電圧が約10ボルトより小さい回路にも用途がある。この場合コレクタ共有の編成を用いてもよいことは、当業者に理解できよう。

高電圧電話回路に応用できるであろう図206のスイッチの一つの実施態様を図209に示す。図206と図209の回路を比較するとわかるように、電流源I1とI2は高電圧電流源により置き換えられた。電流ミラートランジスタQ7とQ8はトランジスタQ1とQ2にベース駆動を与えてスイッチをオンにする。電流ミラートランジスタQ9とQ10は、Q7とQ8により供給されるのと等しい電流を除去する。従って制御電流はスイッチに電流オフセットを与えない。電流ミラーは高電圧源と呼ぶ。電流ミラー比1:1に対してI1はI2と同じ値をもつものとする。図209のスイッチは、電流源I1をオン及びオフすることにより、オン及びオフとなる。電源I1がオフであると、電源I2はトランジスタQ1及びQ2の各ベースを最も負の電源に導き、両方のコレクターベース接合が確実に逆バイアスされるとともに、いかなる漏洩電流も確実に吸収される。ダイオード226がオンになる前にはスイッチ利得が約8であるから、電流源I1とI2は約200 μ Aとなっている筈であり、スイッチ電流はダイオード226をオンにするのに充分なだけ高くなる。高電圧源の間に流れる全電流は約600 μ Aとなり、結果として電力消費は152mWとなる。

電流制限は、図209の図示された高電圧電話回路に対し、図208に示した電流制限トランジスタQ3とQ4を追加することにより行なうことができる。

以上に論じたごとく、順作動トランジスタのバイアスをこえて逆作動トランジスタバイアスを選択的に増すことによって、低電圧トランジスタに関しスイッチ電流及びスイッチ利得を増すことができ、あるいはオフセットを生ぜずに高電圧トランジスタを用いることができる。

さらには、そのようなバイアス調整により直線性の範囲を増すことができる。

バイアス電流はスイッチ電流あるいはスイッチ電圧に応答することができ、また特別な用途では、順作動トランジスタへの電流を制限することによって不等性を達成することもできる。さらには、バイアス電流を、単一の電流源から不均等に供給したり、複数電源から不均等に供給したり、高いスイッチ電圧ではスイッチ電流の一部をバイアス回路に付加することにより供給したり、することができる。

第3章 集積回路スイッチセル

さらに他の観点では、本発明は、先の第1章で述べた加入者線回路に特に有用な、また半導体集積回路に組み込むことが望ましい他の用途にも有用な、アナログスイッチに関係する。

10

20

30

40

50

半導体集積回路スイッチ（ICS）は、その利点とともによく知られている。利点をすでに述べた、先の第2章のスイッチのあるものを、集積回路に組み入れると特に有利なことがわかった。

さらにそのようなスイッチを物理的構造に組み入れると、以下に詳しく述べる通り、寸法、コスト及び作動特性においてさらに一層の改善が得られた。

それ故本発明の目的は、半導体集積回路にアナログ双方向性スイッチ又は可変抵抗を組み込むことである。

本発明の他の目的は新規な電流制御集積回路スイッチを提供することである。

他の目的としては、集積回路を製作し、電流を制御し、利得を増大し、スイッチでの電力消費を減少する新規な方法を提供することも含まれる。

これらの、またその他の目的及びその利点は、好ましい実施例についての以下の説明から当業者には明かであろう。

図面の簡単な説明

図301は、本発明の集積回路の第一の実施態様の部分断面立面図である。

図302は、図301の集積回路の上面平面図である。

図303は、図301の及び図302のICの回路の概略を示す回路模式図である。

図304は、図301から図303の回路の拡大された直線性領域を示すグラフである。

図305は、制御電流の注入位置の故に抵抗が著しく低下した、本発明の集積回路の第二の実施態様の部分断面立面図である。

図306は、図305の集積回路の上面平面図である。

図307は、図305及び図306のICの回路の概略を示す回路模式図である。

図308は、本発明の集積回路を並列の腕の一つに組み入れて直線性領域が増大した回路の回路模式図である。

図309は図308の回路の従来技術部分のI/V応答を示すグラフである。

図310は図308の回路のI/V応答の直線性領域の増大を示すグラフである。

好ましい実施態様の説明

本発明の新規な集積回路の第一の実施例を示す図301、302及び303を参照すると、この回路は、二つの、ベースとエミッタが結合したバイポーラ接合トランジスタ（BJT）Q1及びQ2を主制御素子として具え、またスイッチ電流の主要通路として働く第三のBJT Q3を有する。

本発明の物理構造及び回路は、双方向スイッチの概念で易く理解され、便宜上そのように記述する。ただし本発明は、物理的構造にせよ作動方法にせよ、そのように限定して解されるべきではない。

図301及び302に示すように、集積回路スイッチは、通常の絶縁酸化物層363によって基板及び／又は他の回路要素から絶縁されたN-導通型アイランド360を有してよい。このアイランド360は、深いP-導通型のウエル362により、二つの電氣的に絶縁された領域360Aと360Bに分けられてもよく、ウエル362はアイランド360を限局する層363との接触点まで伸びている。

絶縁領域360A及び360Bのそれぞれに一つずつの、N+導通型の接触点364A及び364Bは、通常の方法でアナログスイッチ端子S1とS2に接触されてもよく、それはスイッチリードの金属と領域360A及び360Bの領域のN-半導体との接点における整流接合の生成を避けるためである。ウエル362は二つの接点364A及び364Bを、それらの間のオーム的電導を防ぐために分離する。

回路中のBJT Q1及びQ2の共通エミッタEへの接続のために、N+伝導型の接点366がウエル362の表面へ拡散されてもよい。周知のごとく、ウエル362の内部でエミッタ接点366を囲むように、P-伝導型貫通シールド368を用いてもよく、それによってさらに高いスイッチ電圧阻止能力がえられるためである。

共通ベース電極は、ウエル362中のP+伝導型接点372へ端子Bを接続することにより形成できる。接点364A及び364Bの場合と同様に、強度のドーピングによりスイッチリードと半導体の間の整流性接合の生成が防がれる。

10

20

30

40

50

図301および302のスイッチは、接点S1とS2の間のP-N接合を順バイアスするように正のバイアス電流（エミッタ366に関して）をベース接点Bへ与えることによりオンにされてもよく、それによってオーム的電流すなわち電子流を可能にする。ベースBとエミッタEの接点間の電流源を除くと、順バイアスが除かれ、電流反転を要せずにスイッチを遮断する。

スイッチ電流の主な電流経路は、図301及び302の端子S1及びスイッチ接点364Aから、領域360A（図303のトランジスタQ3のコレクタ）、領域362（トランジスタQ3のベース）で形成されるP-N接合及び領域360B（トランジスタQ3のエミッタ）で形成されるP-N接合を経て、スイッチ接点364Bと端子B2へ至る。

二次的な電流経路として、図301及び302の端子S1とスイッチ接点364Aから領域360A（図303のトランジスタQ1のコレクタ）を経て、さらに領域362（全トランジスタに共通のベース）で形成されるP-N接合を経て領域366（トランジスタQ1とQ2に共通のエミッタ）に至り、さらにエミッタ領域366から、領域362（トランジスタQ2のベース）で形成されるP-N接合を経て、そして領域360B（トランジスタQ2のコレクタ）を経て、接点364B及びスイッチ端子S2へ至る経路がある。

正孔から成る制御電流は接点372においてベースBへ流入し、エミッタ接点366から流れ出す。ベース接点372におけるこの正孔注入は、スイッチ端子S1に連係している接点364Aにより注入される電子の電荷と平衡しようとし、それによってN-及びP-領域の電導度変調に寄与する。与えられた占有空間に対して破壊電圧を増大させるか、あるいは与えられた破壊電圧に対して部品占有空間を減らすか、いずれかのために、接点372は図302に示されるような貫通シールド368の内側に位置してもよい。さらにこのシールド内に接点372を位置させると、接点372への電子再結合電流を幾らか減少させる。

動作としては、図303も参照すると、制御電流I1はQ1,Q2,Q3の間で分割され、最も大きい電流はQ3のベースへ向かう。制御電流の帰路はQ1,Q2,Q3のエミッタを通る（Q3のエミッタの制御電流のための帰路はQ2のコレクタを経てQ2のエミッタに至る）。スイッチ電流がS1からS2へ流れるとき、Q3のベースからの制御電流の正孔は、接点366（Q1とQ2の共通エミッタ）から接点364Bへ移動したS2の電子と、接点364Bにおいて再結合する。明らかに、P-N接合の数が少なく、従って上述の第一の経路、すなわち図303のトランジスタQ3を通る経路の抵抗が低下する。トランジスタを含む集積回路の新規な構成によって、回路のサイズの実質的な減少が、主としてBJT要素の共同の結果としてもたらされる。たとえば、3個のトランジスタ全部によるベース領域の持ち合い、トランジスタQ1とQ2によるエミッタ領域の持ち合い、そしてトランジスタQ1とQ3によるコレクタ領域の持ち合い。

本発明の構造の空間節約は、与えられた電圧に対する回路サイズの減少に、あるいは与えられたサイズの回路に対する電圧の増大に、利用できる。例えば、実際の電話回路に用いられたICスイッチは、これまでよりも事実上高い電圧性能をもっているはずである。

さらに本発明の構造は、同程度の電圧に対して実在の回路より高いスイッチ利得を与える。与えられたスイッチ電流に対して制御電流を減少させ、それによってスイッチ利得を増大させるには、正孔再結合電流を減少させねばならない。正孔再結合電流を減少は、本発明において上記構造における空間節約を利用して達成できる。すなわち（a）S1とS2の間の距離を縮小すること、（b）S1とS2の間の半導体の断面積を大きくすること。正孔再結合電流低減はエミッタ接点366での再結合損失を減らすことによって達成される。即ち、スイッチ電流の大部分はエミッタ接点366を介してよりもむしろ領域362を介して流れるので、エミッタ接点を流れる電子電流を減らすことによって達成される。

スイッチへの制御電流は、排除される制御電流を、スイッチがゼロオフセットをもつような値に等しくしなければならない。本発明の構造は、図304から見られるように、スイッチのオフセットがほとんどゼロであるという点でも利益をもたらす。さらに図302に見られるように、ゼロオフセットを実現するためにスイッチは物理的にも対称である。

与えられた回路のサイズに対して、図301から303のスイッチはオフセットなしにスイッチ電圧に対するスイッチ電流の直線性の領域の大幅な増大をもたらす。なぜなら、利用空間の増大によって、従来知られたよりも阻止電圧が高いからである。すなわち、直線性

10

20

30

40

50

の増大は制御電流の増大によって得られる。

図301から303に示したスイッチ構成に代わるものが図305から307に示されており、それは、スイッチ接点364A及び364Bの近くに位置するP+接点374A及び374Bを通して制御電流が注入されるものである。接点374A及び374Bは、破断条件の要求に依存してではあるが、N-タイプの貫通シールド376A及び376B内に設けられてもよい。

P+制御電流接点をスイッチ接点364Aおよび364Bの近くに設ける利点は、どんな正孔再結合のためにせよ、より正の電位をもつN-領域での電位低下を減らすことによって抵抗を減少させる。言い換えれば、スイッチのための正孔制御電流とスイッチ端子電流は同じ方向に動く。その結果、図305から307の実施態様は高い電流密度において、図301から303の実施態様よりもすぐれた電流利得をもたらすことができる。欠点は、バイアス電流供給回路が最大スイッチ「オフ」電圧に耐えなければならないことである。

10

図305及び306を引き続き参照すると、スイッチ電流の主な流路は端子S1及びスイッチ接点364Aから領域360A（図307のQ3のコレクタ）、領域362（Q3のベース）で形成されるP-N接点、及び領域360B（Q3のエミッタ）で形成されるP-N接合を経て、スイッチ接点364Bおよび端子S2に至る。制御電流の少なくとも半分は接点374Aのところで注入される。その後、制御電流の大部分は、接点374A（Q4のエミッタ）から、領域360A（Q4のベース）を経て領域362（Q4のコレクタおよびQ3のベース）に至る。図305の左から右への制御電流（正孔）の移動は、接点364Aから接点364Bへのスイッチ電流（電子）の流れを増進する。

図301から303及び図305から307の集積回路の動作は、接点364A, 364B, 366, 372, 374A, 374Bにポリシリコン材料（単結晶構造に成長させるのではなく、無定形構造に沈着させたシリコン）を用いることによりさらに改良できる。知られているように、ポリシリコン材料の使用は、接点における正孔最結合電流をさらに減少させることによりスイッチの利点を上昇させる。

20

図301から303及び図305から307の回路の動作は一方向のみ、すなわちスイッチ接点S1からスイッチ接点S2へ向かう方向のみについて説明したが、回路は双方向性であり両方向の電流で作動する。それ故に、それらは電話回路内の交流「呼び出し」及びオーディオ信号に特に好適である。

「誘電的に絶縁された島状構造及び方法」の名称で今回同時に出願され、本発明の承継者に承継された米国出願S.N.840,548でJames D. Beasomにより教示されているウエル深さ減少技術を導入することにより、一層の寸法及びコスト低減技術を実現することができる。その説明はここに引用される。

30

図303および307に示された回路は、個別の回路部分を設けることができる。しかし、上に示したように本発明の集積回路は、個別の回路部品を備えた実施態様よりも有利である。例えば、それはP-N接合の交叉を二つしか有しない（領域360Aと領域362の境界及び領域362と領域360Bの境界）。

それは、エミッターベース及びベース-コレクタ接合をそれぞれ有する一つの個別のトランジスタを使うときに4個のP-N接合の交叉が必要とされるのに対比される。本発明の集積回路の効率又は利得は、約100アンペア/cmの低い電流密度では個別部品回路の100倍に達する。効率の増大は、本発明の構造に見られる単一の共通エミッタ端子366における低い正孔再結合電流に結びつけられ、それは、複数の個別部品に伴う複数のエミッタ端子に現われる高い正孔再結合電流と対称的である。

40

上記の実施態様より得られる直線性領域の増大は数々の用途に対して十分なものであるが、直線性領域の一層の拡大が望まれる。図308を参照すると、上記のスイッチ回路は公知の抵抗装置370と並列に用いてもよい。そのような装置は、反対方向の並列シリコン制御整流器（SCRS）374と直列に抵抗372を有してもよい。知られているように、装置370は低電圧レベルでは導通せず、図309に示したI/V応答曲線を有する。本発明のスイッチ回路は低電圧レベルで直線的に導通し、約1ミリアンペアで平坦になる図304に示すようなI/V応答曲線を有する。図301から307のスイッチと並列に配列されると、出来上がったスイッチは、図310に示すような広い直線性領域を有する。すなわち図301から307のスイッチは最初のミリアンペアから有効で、それに次いで装置370（他の経路が生きているとき非導通

50

）が有効になる。得られるI/V曲線の不連続性を除くため、本発明のスイッチと直列に抵抗器376を設けてもよい。抵抗器372及び376は固定でもよく、あるいは予定のI/V応答を選択的に得ようとする場合は可変としてもよい。

図311及び312を参照すると、本発明の別の実施態様では、図311に示すように、並列に配置されたスイッチA及びBを有するスイッチセル390を具えてもよい。

図312に示されるように、スイッチA及びBのそれぞれは図303のスイッチ態様を含んでもよい。すなわち、スイッチの一つはNPNトランジスタQ1,Q2,Q3を有し、他方のスイッチはPNPトランジスタQ4,Q5,Q6を有する。各スイッチは自前の電流源（図示せず）を有してもよいが、スイッチセル390の利得を確実に倍にするためには共通電流源I1を有するのが好ましい。Q1,Q2共通のエミッタはQ4とQ5の共通エミッタに接続してもよいが、それらと独立

10

でもよい。普通ならスイッチの一方だけを作動するのと同じ電流でスイッチAとBの両方を作動させるように電流源をI1を用いてもよい。（すなわち、電流はトランジスタQ1,Q2,Q3のP-タイプベースへ向かうとともに、トランジスタQ4,Q5,Q6のN-タイプベースからの方向をとる）。よく知られているように、並列回路の電流運搬能力は個々のスイッチだけのときの2倍である。図311及び312の回路の解析から明らかなように、スイッチAとB両方を作動するために単一の電流源を用いると、スイッチA及びBの与えられた電圧性能に対して、S1からS2へスイッチセル390を通して流れることのできる電流量は倍になる。制御電流を何も増すことなくこれが可能なので、スイッチセル390の利得は倍になり、消費電力は半分になる。

20

スイッチの実施例を、これまで特別なタイプの半導体材料について述べてきたが、別の実施態様では半導体材料のタイプを変更してもよいと解すべきである。

第4章 高電圧電流源

さらに別の観点では、本発明は先の第2章及び第3章の電流制御スイッチのための新規な電流源を旨ざしている。

電流源は周知であり、スイッチの動作の制御に以前から使われている。しかし上記のようなある種の高電圧スイッチでは、スイッチに生ずることがある過大な電圧遷移から電流源を保護する必要がある。この保護は、一つの態様では電流源の両側に、すなわち電流源と電流シンクとに高電圧遮断スイッチを用いることにより行なわれる。別の態様では、後述のように第二の電流シンクを用いることによって、高電圧遮断スイッチの一つを省略する

30

ことができる。先に述べたように、本発明のスイッチの種々の態様は電流制御であり、電話回路のような高電圧環境に用途があるであろう。制御電流（リレー活性化電流）とスイッチ電流とが互いに隔離されている従来の電気機械的スイッチと異なり、本発明のアナログスイッチ用電流源は、スイッチ電流とスイッチ制御電流が同じ回路を通るので、スイッチの最大電圧に耐えることができなければならない。

スイッチ端子の上での遷移の存在下にスイッチをオフ状態に保つことが可能なためには、またスイッチの電圧／電流応答にオフセットを生ずるようにスイッチ電流に寄与することなく作動することが可能なためには、電流源及びシンクは、スイッチがオフ位置にあるとき、約300ボルトの電圧範囲 $\pm V_{EE}$ に耐え得る電流遮断スイッチによって保護されなくては

40

ならない。スイッチがオン位置にあるときには、スイッチ端子間の電圧は、大地と V_{BBAT} 、すなわち各電圧に電力を与えるために用いる電話回線対に現われる電圧までに制限される。従って約50ボルトまでに限られ、上述の保護は必要でない。

それ故本発明では、新規な高電圧電流源および電流源を保護する方法を提供することを目的とする。

これら及びその他の多くの目的及び利点は、以下の実施例の説明から明らかになるであろう。

図面の簡単な説明

図401は、本発明の電流源の動作を示す機能ブロックダイアグラムである。

図402は、図401の回路の一つの態様を示す回路模式図である。

50

図403は、図401及び402の回路に用い得るスイッチの一つの態様を示す回路模式図である。

図404は、図401および402のスイッチの第2の態様の回路模式図である。

図405は図401及び402のスイッチの第3の態様の回路模式図である。

図406は図401及び402のスイッチの第4の態様の回路模式図である。

図407は図401及び402のスイッチの第5の態様の回路模式図である。

図408は図401及び402のスイッチの第6の態様の回路模式図である。

実施例の説明

図401を参照すると、スイッチ400は双方向の信号が与えられる端子のS1及びS2を有するものとして示されている。このような双方向の信号には、可聴周波音声通信信号が含まれる。制御電流が正であるときのみスイッチ400はオン状態になる。

10

スイッチ400の作動のための電流は、電流源402により高電圧遮断電流スイッチ404を通して供給され、その帰路は高電圧遮断電流スイッチ406及び電流シンク408を通る。高電圧遮断電流スイッチ404の動作は、適宜の低電圧論理信号に応じて作動する適当な通常のゲート回路410により、制御されてもよい。

端子S1及びS2上の遷移又はノイズの存在及び熱的に生ずる漏洩電流の存在下でスイッチセル400がオフのままになっているように、電流シンク412が設けられている。電流シンク412は、スイッチ400が「オフ」状態にあるとき回路中に出現すると推定される最も負の電位 V_{EE} へと、スイッチ400の制御端子を持ち込む。 V_{EE} は V_{BAT} よりさらに負である。そうすることにより、 V_{BAT} （定義により V_{EE} より負になることはない）よりさらに負である遷移が、制御回路中にスイッチを不本意にオン状態におくような正の電位を生ずることはないであろう。

20

スイッチ400がオン状態にあるとき、遮断スイッチ404及び406によりもたらされる保護は必要でない。スイッチ400がオンのときスイッチ端子S1及びS2は、電話回路の通常の動作によって大地電位と電池の負電位 V_{BAT} の間のいずれかに拘束される。しかしスイッチ400がオフ状態にあると、許容範囲を外れる信号、すなわち大地より大であるか V_{BAT} より負である信号が、スイッチ400の端子S1及びS2に出現し得る。前述の通り、 V_{EE} は回路中に期待される最も負の信号に等しいと定められ、 V_{BAT} より負である。それ故電流源402及び電流シンク408は端子S1及びS2上の高電圧から保護される。

図402は図401の回路の一態様を示す。図401を引続き参照し、図402も参照すると、電流源402はトランジスタQ1,Q2,Q3,電流源 I_{REF} を具え、電流シンク408はトランジスタQ4,Q5,Q6を具える。この態様では電流源402と電流シンク408は業界周知の「鏡」回路、つまり制御信号の極性を反転させ、信号レベル変更を行なう役目をする回路を含んでいる。

30

電流源402のスイッチ400からの隔離は、ゲート回路410により制御される遮断スイッチ404を形成する高電圧シリコン制御整流器SCR1及びSCR2によって達せられる。電流シンク408からのスイッチ400の隔離は、遮断スイッチ406を構成する高電圧ダイオードD1及びD2により達せられる。

適宜の回路では、高電圧シリコン制御整流器SCR1及びSCR2を高電圧トランジスタで置き換えることもできる。

図401及び図402を引続き参照すると、電流シンク412も大地と V_{EE} の間の適当な通例の電流源I3により作動されるトランジスタQ7,Q8,Q9から成る電流ミラーを含む。スイッチ400の不本意な導通（turn on）を確実になくすために電流シンク412はSCR1及びSCR2の陰極に接続される。電流シンク412がオンであると、スイッチ400の制御端子は V_{EE} と同じ電位すなわち回路中で最も負の電位を有し、スイッチ400がオフ状態を確実に保つようにする。

40

明らかなように、ゲート回路410は電流源 I_{REF} がオンである間電流スイッチ404が導通するように働く。この期間中電流源I3はオフになり、スイッチ400は電流源 I_{REF} の制御の下に作動する。電流源 I_{REF} がオフの状態になると、電流源I3はオン状態にあって、スイッチ400は端子S1とS2の間のどちらの方向に通る信号もないオフの状態に確実に保たれる。

図401から明らかなように、電流源402と電流シンク408の両方を保護するように高電圧遮断スイッチを用いてもよい。しかし電流シンク412の存在により、遮断電流スイッチ404と

50

付属ゲート410は必要でなくなる。なぜならそれがスイッチ400からの過剰の電流に対するシンクとなるからである。

図401及び402のスイッチ400の第一の態様を示す図403を参照すると、このスイッチは共通のエミッタを有するトランジスタQ1及びQ2をそなえ、制御端子414及び416はSCR1とSCR2にそれぞれ接続され、制御端子418と420はそれぞれダイオードD1とD2に接続されている。図403に示すように制御端子418と420は共通であってもよく、図402のダイオードD1とトランジスタQ5の並列組合せ、ダイオードD2とトランジスタQ6の並列組合せの二つのうち一つは除いてもよい。電流シンク408の電流ミラー回路中の並列経路も、そのうち一つは除いてもよい。

図401と402のスイッチ400の第二の態様は図404に示され、ここではトランジスタQ1及びQ2のベースはダイオードD1及びD2を経て共通制御端子414、416に接続されている。 10

図403及び404のスイッチの動作は、前の第2章に関連して詳しく述べられている。

図401及び402のスイッチ400の他の態様が図405から408までに示されている。図405を参照すると、トランジスタQ1及びQ2のベースは制御端子414及び416に各々接続され、トランジスタQ1及びQ2のエミッタは制御端子418及び420に各々接続されている。これらの接続は図406のスイッチにも見られる。図405及び図406のスイッチについても、トランジスタQ1とQ2のベースとエミッタの交叉結合及び抵抗422を介するトランジスタQ1とQ2のエミッタの接続の故に、図402に示される並列回路が必要である。図405と図406のスイッチの動作は前の第2章に関連して詳しく述べられている。

図401及び図402のスイッチ400の別の態様を図407と図408に示す。ここに示したスイッチは、スイッチの端子S1とS2の間に直接に第三のトランジスタQ3を加えたことで、図403から406に示したスイッチと異なっている。トランジスタQ3は、第3章で先に論じた端子S1とS2の間の主要信号路を形成する。 20

図407に示すようにトランジスタQ1,Q2,Q3のベースは共通で、制御端子414、416に接続されてもよく、その代わりに図408に示すように、制御端子414及び416は別のトランジスタQ4及びQ5のエミッターコレクタ通路を介して、トランジスタQ1,Q2,Q3の共通ベースに接続されてもよい。図407と図408に示した回路において、トランジスタQ1とQ2の共通共通エミッタは制御端子418,420に接続されている。図407と図408に示した回路の動作は先の第3章に詳しく述べられている。

第5章 発明の長所と範囲 30

上に論じた通り、本発明は電話ネットワークに関係し、詳しくは中央局又は個人分岐交換局が個々に加入者に通じた電話回線対と接触（インターフェイス）するための加入者線回路又はカードに関係する。回路の多くの観点が新規であり、それは個別及び一体化回路部品の幾つかの実施態様、それらの製造方法、他の部品と一体化する方法、作動方法を限りなく含んでいる。

本発明の重要な観点の中には、電話回路中の種々の場所に用いられるスイッチの種々の態様を含んでいる。電話回路は高電圧の「呼び出し」信号と広帯域音声信号の両方を伝えるので、本発明のスイッチは広帯域信号の歪みなしに高い電圧に耐え得る。さらに多くのものは共通の要素を用い、同一でもよく、加入線のカードのより一層の一体化が、空間、保守及び製造コストの節約とともに達せられる。 40

さらに本発明のスイッチは直列あるいは並列に集合体とすることができる。

低電圧トランジスタに対してはスイッチ電流容量およびスイッチ利得を増大でき、あるいは電流方向を問わず順方向作動トランジスタのバイアスをこえて逆方向作動トランジスタのバイアスを選択的に増大させることにより、高電圧トランジスタをオフセットなしに用いることが出来る。

加えて、順作動トランジスタへのバイアスまたは制御電流の制限、単一電流源からの不均等供給、複数電流源からの不均等供給、あるいは高スイッチ電圧ではスイッチ電流の一部のバイアス回路への付加の、いずれかにより不均等性を得ることによる、スイッチ電流又はスイッチ電圧に応じたダイナミックバイアス調節によって、直線性の範囲を増大させ得る。 50

本発明のスイッチを個別の回路部品で組み立ててもよいが、本発明のスイッチの集積回路の効率又は利得は、高い電流密度において個別部品回路のほぼ2倍であり、接合の数の減少の故に低電流密度においては個別回路部品の100倍にも及ぶ。

本発明のスイッチのIC構成において、スイッチ電流の主な流路は主にBJT素子間の分配の結果、より少数のP-N接合を通るものになり、抵抗の減少をもたらす。この新規の構成は、与えられた電圧に対し回路の寸法の実質的減少を、与えられた寸法の回路に対しては電圧性能の向上を、可能にする。

さらに、本発明における物理的構造は、スイッチ端子間の距離の減少と断面積の増大によって、同様の電圧に対して現存の回路よりも高いスイッチ利得をもたらす。本発明の構造は、スイッチのオフセットがほとんどゼロとなる点で一層の利益をもたらし、また与えられた回路の寸法に対して、許容空間の増大に起因する破壊のおそれを伴わずに制御電流の増加による直線性範囲の極めて有利な増大がある。

10

「誘電的に絶縁された島状構造及び方法」の名称で今回同時に出願され、本発明の承継者に承継された米国出願S.N.840,548でJames D,Beasomにより教示されているウエル深さ減少技術を導入することにより、一層の寸法及びコスト低減技術を実現することができる。反対方向の並列SCRと直列にした抵抗などの公知の抵抗素子と並列に本発明のスイッチを用いると、直線性範囲の一層の増大が得られる。それは本発明のスイッチが低い電圧レベルで直線的に導通し、並列素子が高い電圧で直線的に導通するからである。

並列のスイッチの作動に同一電源を用いると（つまり、一方のスイッチでは電流がトランジスタのP-タイプベースに向かい、第二のスイッチではトランジスタのN-タイプベースからになる）、並列スイッチの与えられた電圧性能に対してスイッチ電流量は倍になり、従ってスイッチの利得は倍になる。

20

本発明のアナログスイッチは電流制御され、スイッチ電流とスイッチ制御電流が同じ回路を通る電話回路への使用に特に適する。スイッチ電流と制御電流が絶縁されていないので、本発明のアナログスイッチのための電流源は、スイッチの最大電圧に耐えること、スイッチにちらつきがあってもスイッチをオフ状態に保つこと、スイッチ電流に対しスイッチの電圧／電流応答のオフセットを生ずるような寄与を与えることなく作動することが出来なければならない。

非導通のときのスイッチから電流源とシンクの分離は、高電圧遮断スイッチによってもよく、あるいは電流源に対する遮断電流スイッチの代わりに第二の電流シンクを用いて行なってもよい。

30

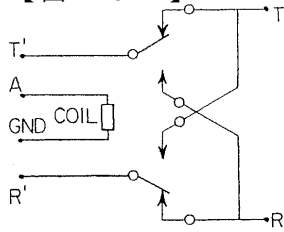
部品を相互にまたは所定の値に厳密に整合させなくてもよいため、製造について、また動作の上で著しく有利である。ある部品が導通する点の調節により、スイッチのI/V特性を制御するように部品数値を適当に選択することによって直線性を制御することができる。この調節可能性は電話回路以外の装置、例えば波形整形とか利得制御にも利用でき、通常の変インピーダンス装置を用いて、スイッチ電流の変化に応じて自動的に変化させるようにすることも可能である。

これらの又他の多数の目的及び利点は、添付の図に関連させて以上の明細書を読むなら、そこから当業者には容易に理解できよう。ここに示した実施態様は例にすぎず、本発明の範囲は請求項によってのみ、ただしその均等の全範囲をも包容するものとして規定され

40

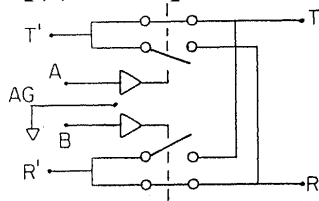
と解されるべきである。

【図 104】

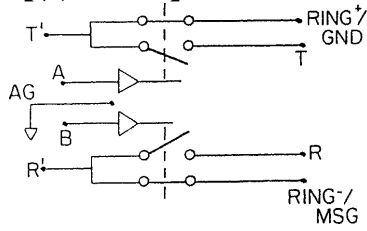


(PRIOR ART)

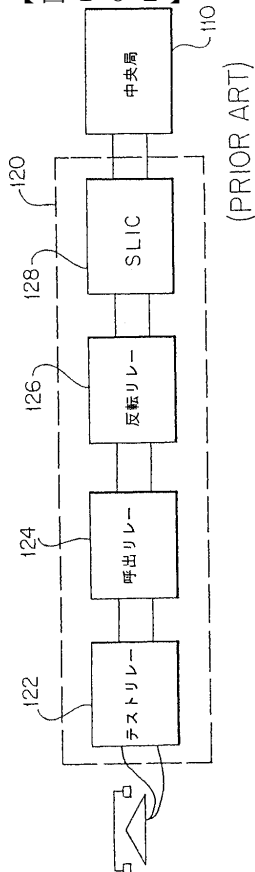
【図 105】



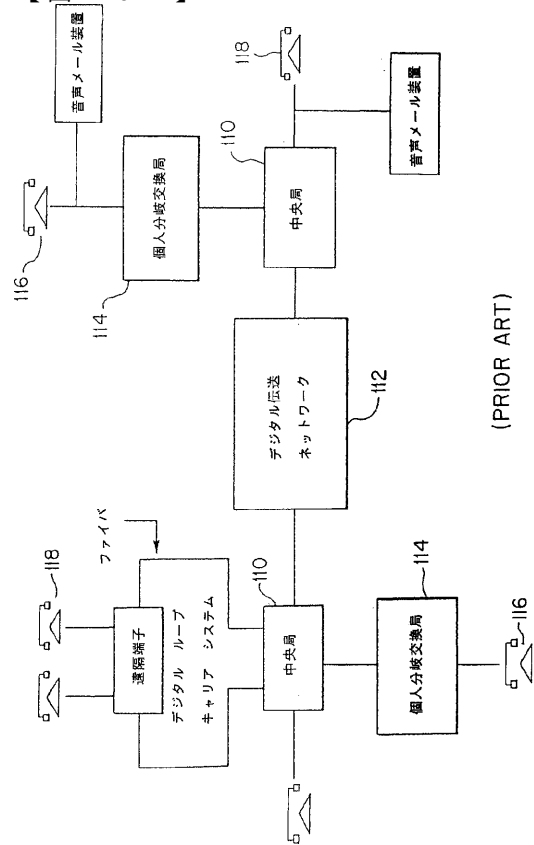
【図 107】



【図 102】

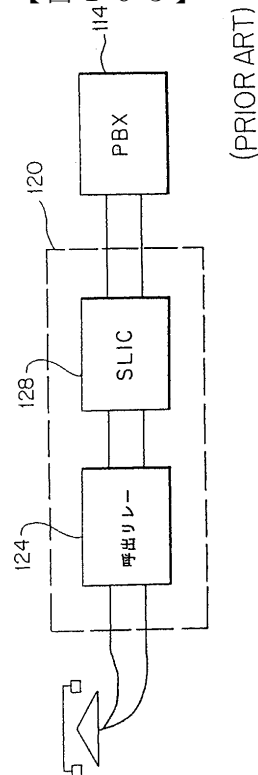


【図 101】



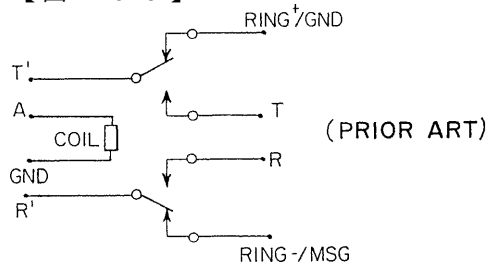
(PRIOR ART)

【図 103】

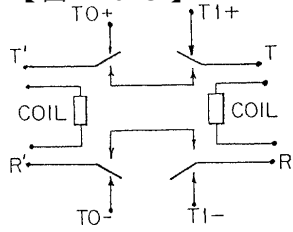


(PRIOR ART)

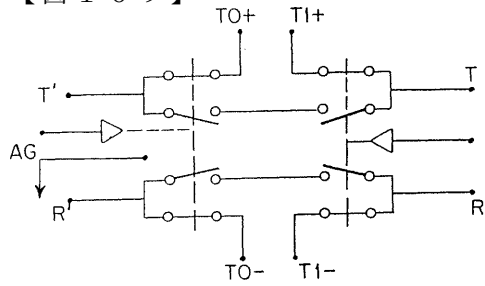
【図 106】



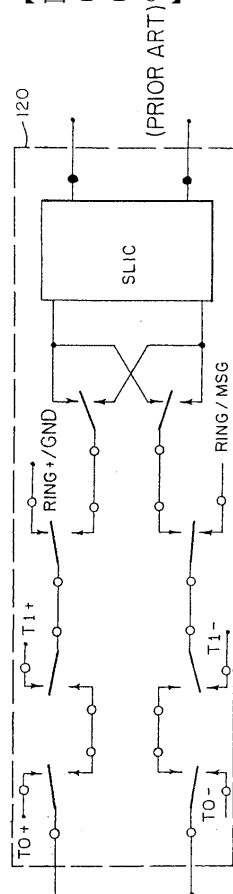
【図 108】



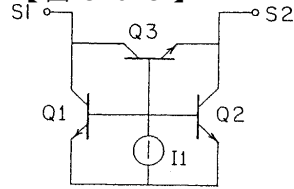
【図 109】



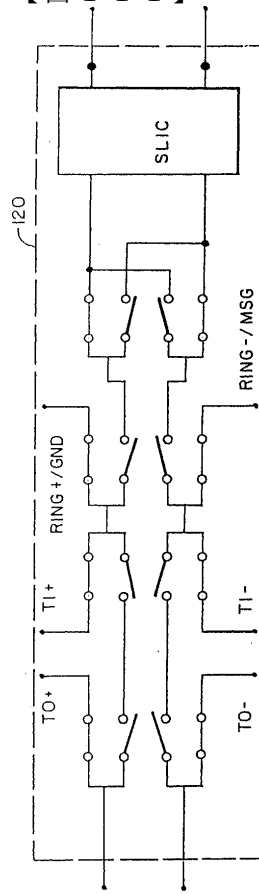
【図 110】



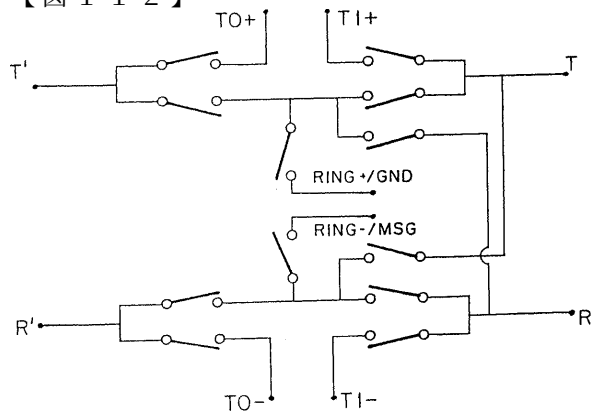
【図 303】



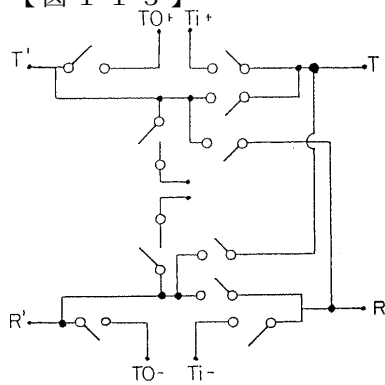
【図 111】



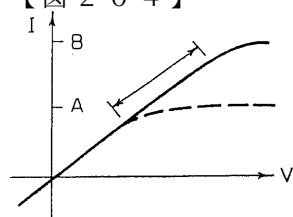
【図 1 1 2】



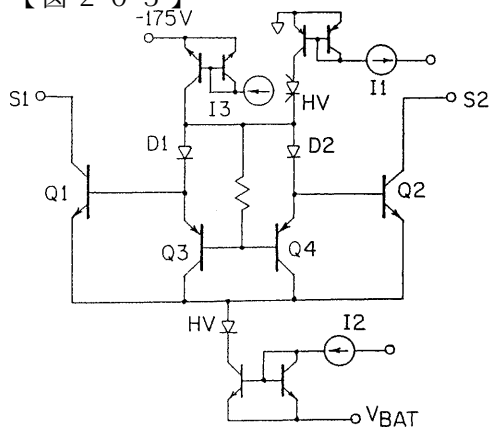
【図 1 1 3】



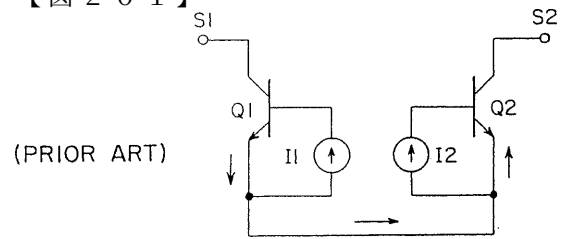
【図 2 0 4】



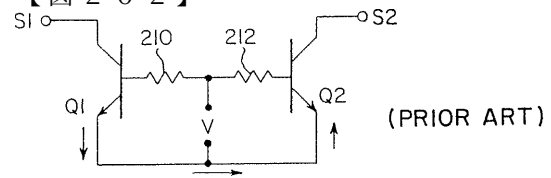
【図 2 0 5】



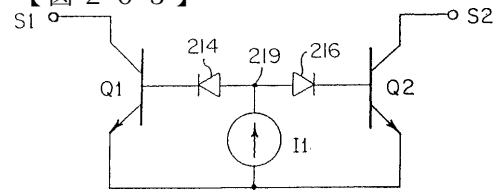
【図 2 0 1】



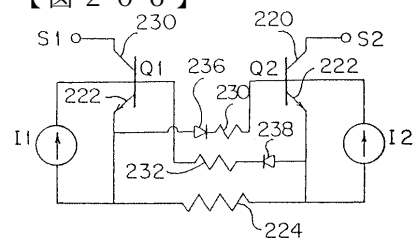
【図 2 0 2】



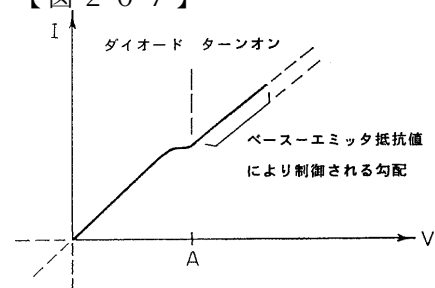
【図 2 0 3】



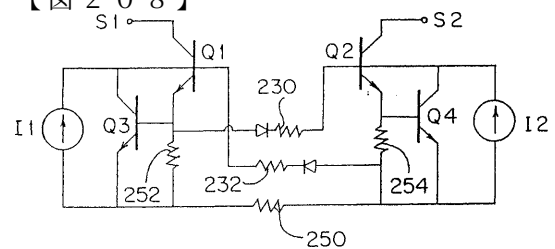
【図 2 0 6】



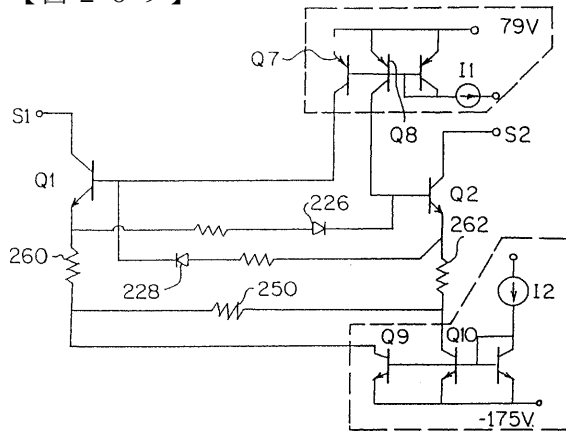
【図 2 0 7】



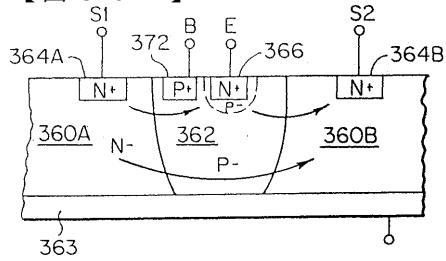
【図 2 0 8】



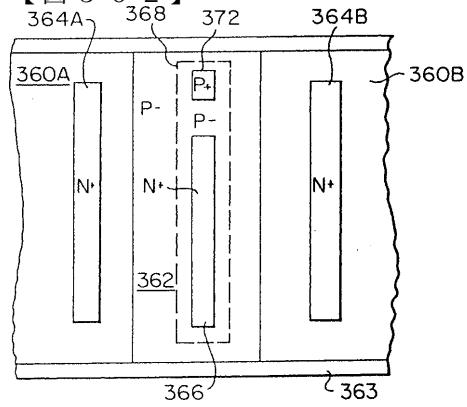
【図 209】



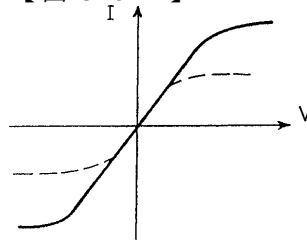
【図 301】



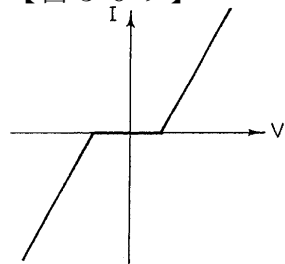
【図 302】



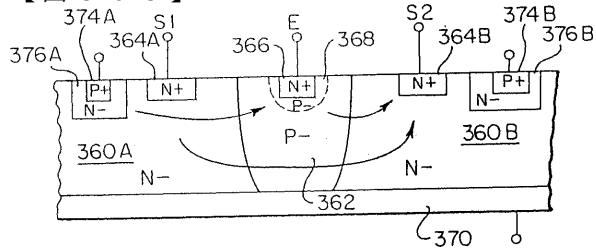
【図 304】



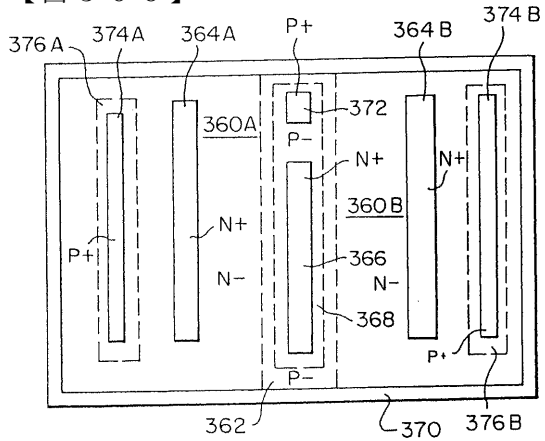
【図 309】



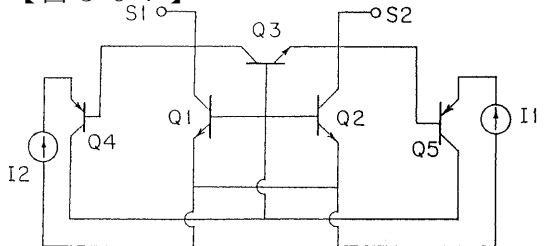
【図 305】



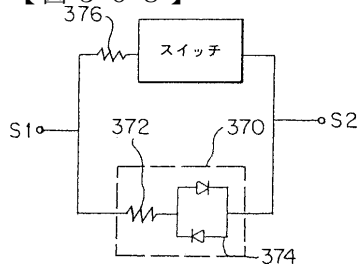
【図 306】



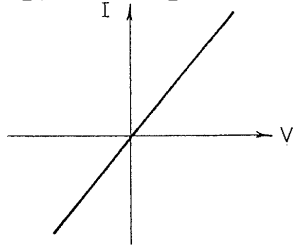
【図 307】



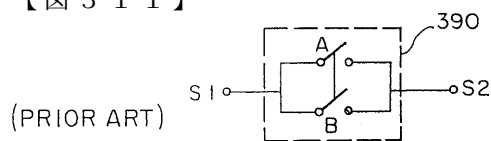
【図 3 0 8】



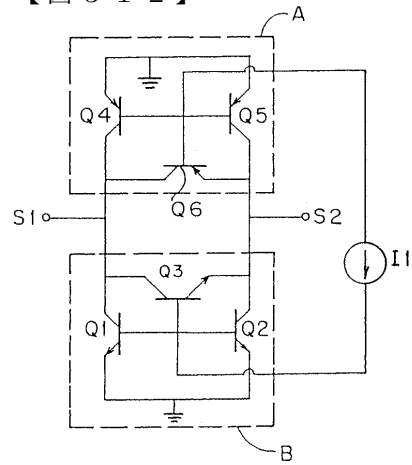
【図 3 1 0】



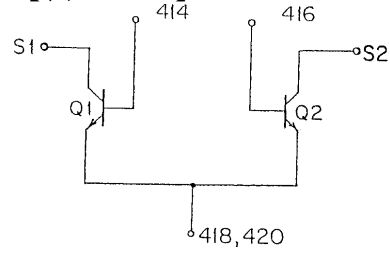
【図 3 1 1】



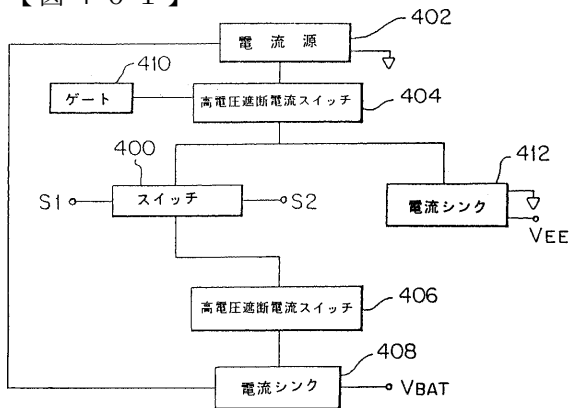
【図 3 1 2】



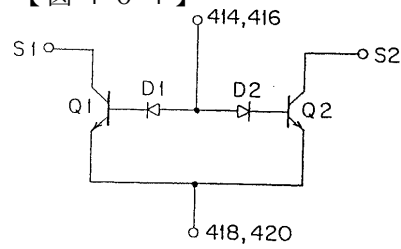
【図 4 0 3】



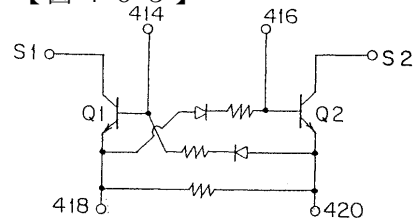
【図 4 0 1】



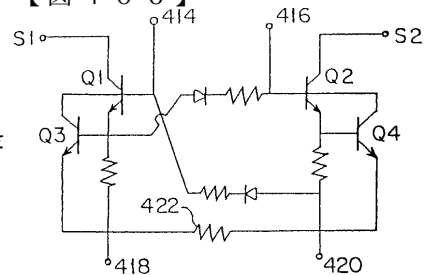
【図 4 0 4】



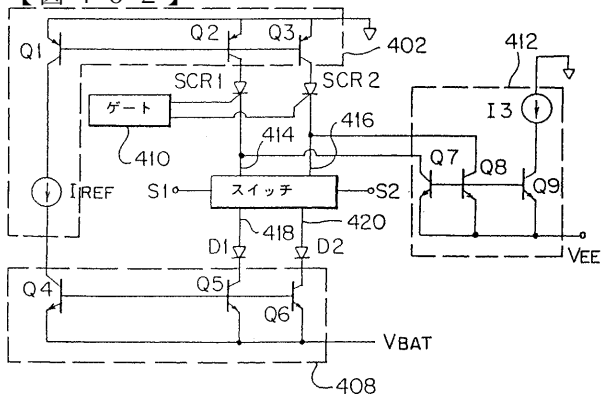
【図 4 0 5】



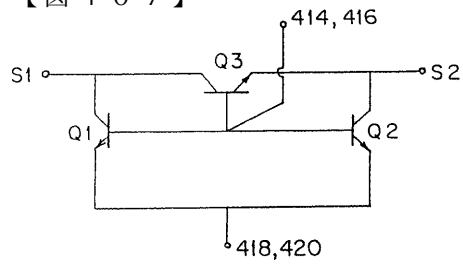
【図 4 0 6】



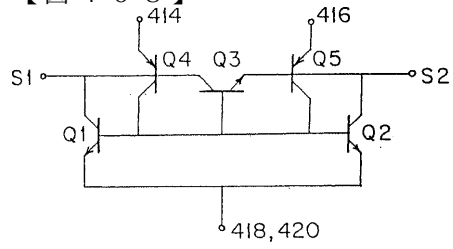
【図 4 0 2】



【図 4 0 7】



【図 4 0 8】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開昭61-182327 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H03K 17/00

H04M 3/00

H04Q 3/00

H04M 19/00