

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3666465号

(P3666465)

(45) 発行日 平成17年6月29日(2005.6.29)

(24) 登録日 平成17年4月15日(2005.4.15)

(51) Int.Cl.⁷

H03K 17/95

F I

H03K 17/95

G

請求項の数 3 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2002-70795 (P2002-70795)	(73) 特許権者	000002945
(22) 出願日	平成14年3月14日(2002.3.14)		オムロン株式会社
(65) 公開番号	特開2003-273719 (P2003-273719A)		京都市下京区塩小路通堀川東入南不動堂町
(43) 公開日	平成15年9月26日(2003.9.26)		801番地
審査請求日	平成14年9月20日(2002.9.20)	(74) 代理人	100078916
			弁理士 鈴木 由充
		(72) 発明者	平尾 猪一
			京都市下京区塩小路通堀川東入南不動堂町
			801番地 オムロン株式会社内
		審査官	清水 稔
		(56) 参考文献	特開昭59-112524 (JP, A)
			特開平4-142111 (JP, A)
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 近接スイッチ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

検出コイルとコンデンサとで構成された共振回路と、被検出物との距離に応じた振幅で発振動作する発振回路とがケーブルで接続されて成る近接スイッチであって、前記発振回路は、ベース接地されたトランジスタと、前記共振回路の共振電圧を取り出してインピーダンス変換するインピーダンス変換回路と、前記インピーダンス変換により得られた電圧を前記トランジスタのエミッタに印加するために前記インピーダンス変換回路に直列に接続されたコンデンサおよび第1の抵抗と、前記トランジスタのエミッタに直流電源より電流を流すための第2の抵抗とを含み、前記トランジスタのコレクタ電流を前記共振回路に帰還させて成る近接スイッチ。

【請求項2】

検出コイルとコンデンサとで構成された共振回路と、被検出物との距離に応じた振幅で発振動作する発振回路とがケーブルで接続されて成る近接スイッチであって、前記発振回路は、コレクタ接地された第1のトランジスタと、前記共振回路の共振電圧を取り出してインピーダンス変換するインピーダンス変換回路と、前記インピーダンス変換により得られた電圧を前記トランジスタのベースに印加するために前記インピーダンス変換回路に直列に接続された第1のコンデンサおよび第1の抵抗と、前記トランジスタのエミッタから負の直流電源へ電流を流すための第2の抵抗とを含み、前記トランジスタのエミッタ電流を第2のコンデンサと第3の抵抗とを介して前記共振回路に帰還させて成る近接スイッチ。

10

20

【請求項 3】

前記発振回路は、直流電源の電圧とゼロ電圧との間に設定された中間電圧をグランドとして動作させるようにした請求項 1 または 2 に記載された近接スイッチ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】

この発明は、被検出物を非接触で検出する近接スイッチに関する。この発明は特に、被検出物との距離に応じた出力が得られる近接スイッチであって、センサヘッド部とアンプ部とが分離されたアンプ分離型の近接スイッチに関する。

【0002】

10

【従来の技術】

典型的な近接スイッチは、検出コイルとコンデンサとから成る共振回路と、この共振回路に接続されて所定の周波数で発振する発振回路とを有している。前記検出コイルに被検出物が近づくと、検出コイルの損失が増加して発振状態が変わり、それに伴い発振の振幅が変化する。

【0003】

図 1 2 は、被検出物との距離と発振の振幅との関係を示したものである。同図の A は、被検出物との距離が所定の距離になったときに発振の振幅が急激に変化する「硬発振」と呼ばれる発振動作を表している。被検出物の有無だけを検知する目的の近接スイッチは、この「硬発振」を利用したもので、発振の振幅を基準値と比較して被検出物の有無を判別する。

20

【0004】

同図の B は、被検出物との距離に比例して発振の振幅が緩やかに変化する「軟発振」と呼ばれる発振動作を表している。被検出物との距離を検出する目的の近接スイッチは、この「軟発振」を利用したもので、共振回路の共振インピーダンスに比例して変化する発振の振幅から被検出物との距離を検出する。

距離検出型の近接スイッチは、発振回路として、回路構成が簡単でありかつ周波数特性の良いコルピッツ発振回路等が用いられており、図 1 3 にその具体例が示してある。

【0005】

図 1 3 に示した近接スイッチは、検出コイル L を含むセンサヘッド部 5 1 と発振回路 5 0 を含むアンプ部 5 2 とが分離したアンプ分離型の近接スイッチである。センサヘッド部 5 1 とアンプ部 5 2 とはケーブル 5 3 により接続されている。

30

この近接スイッチでは、ケーブル 5 3 の影響（損失や安定性など）を低減するために、センサヘッド部 5 1 に共振回路 5 4 を構成する 2 個のコンデンサ C_1 、 C_2 が配置される。この共振回路 5 4 では、a 点が共振電圧の取出点、c 点が共振電流の帰還点である。

【0006】

図示の発振回路 5 0 において、共振回路 5 4 のコンデンサ C_2 は電圧が V_{CC} の直流電源より 2 個の抵抗 R_1 、 R_0 を通して流れる充電電流によって一定のバイアス電圧にチャージされる。このバイアス状態では共振電圧の取出点（a 点）はトランジスタ TR 1 のエミッタ側（b 点）と同じ電位である。共振回路 5 4 にノイズが発生すると、a 点のノイズ電圧を抵抗 R_0 の値で割った大きさの電流がトランジスタ TR 1 に印加される。その電流はトランジスタ TR 1 を通って共振電流の帰還点（c 点）に帰還される。

40

【0007】

この発振回路 5 0 は、トランジスタ TR 1 のエミッタに共振電流を印加するための抵抗 R_0 とトランジスタ TR 1 のエミッタに接続される抵抗 R_1 との値を調整することにより「軟発振」の発振動作を実現させ、被検出物とセンサヘッド部 5 1 との距離に比例してアナログ的に変化する共振電圧を得る。なお、この発振回路 5 0 は、上記したトランジスタ TR 1 や抵抗 R_0 、 R_1 の他に、第 2 のトランジスタ TR 2 と、この第 2 のトランジスタ TR 2 のコレクタとベースの接続点とトランジスタ TR 1 のベース間に接続される抵抗 R_3 と、トランジスタ TR 1 のベースと GND との間に接続される抵抗 R_2 およびコンデンサ C_3 と

50

を含むものである。また、同図において、 r_D は被検出物が近づいたり離れたることにより変化する検出コイルLの損失抵抗である。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】

上記構成の近接スイッチでは、共振回路54に直列に接続された少なくとも2個のコンデンサ C_1 、 C_2 を必要とし、複数の直列合成容量が共振コンデンサとなるため、 C_1 、 C_2 それぞれに容量の大きいコンデンサが必要になるので、センサヘッド部2が大型化する。また、共振電圧の取出点aと共振電流の帰還点cとが異なるため、共振回路54と発振回路50との接続にグラウンドラインを含めて3本の接続線55、56、57が必要となり、同軸ケーブルが使用できない。

10

【0009】

ところで、共振回路を検出コイルと1個のコンデンサとで構成し、共振回路と発振回路とを2本の接続線で接続することができる発振回路として、図14に示す負性コンダクタンス発振回路60がある。

この発振回路60は、インピーダンス変換回路として接続される増幅器66と、「軟発振」の発振動作を得るために第1のトランジスタTR1と、第1のトランジスタTR1のエミッタに抵抗 R_s と直列に接続される定電流回路67と、第2のトランジスタTR2と第3のトランジスタTR3を有し、第2のトランジスタTR2のコレクタ電流と同じ電流を第3のトランジスタTR3のコレクタに発生させるための電流ミラー回路68とを含むもので、第3のトランジスタTR3のコレクタ電流を共振回路64の共振電圧の取出点に帰還させている。

20

【0010】

この発振回路60によれば、共振回路64は1個のコンデンサCで済み、しかも、共振電流の帰還点が共振電圧の取出点と一致するので、共振回路64と発振回路60とは2本の接続線65、66により接続でき、同軸ケーブルの使用が可能となる。なお、図中、61は検出コイルLおよびコンデンサCを含むセンサヘッド部、62は発振回路60を含むアンプ部である。そして、センサヘッド部61とアンプ部62とは同軸ケーブル63により接続されている。

【0011】

ところが、この発振回路60は、定電流回路67によって所定の電流値 I_0 以上の電流を流さないようになっているので、共振回路64に帰還される電流Iは、図示のように、電流値 I_0 によってクリップされた矩形状となる。その結果、電流Iの急峻な立ち上がり時にスパイクやオーバーシュートが発生し易く、動作が不安定となり、これが発振回路60の温度特性を悪くする要因となっている。

30

【0012】

この発明は、回路構成が簡単でありかつ周波数特性に優れたコルピッツ発振回路と同等の動作を行い、従って、コルピッツ発振回路が有する長所をもち、しかも、共振回路と発振回路とを2本の接続線で接続し得る近接スイッチを提供することを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】

40

この発明による近接スイッチは、検出コイルとコンデンサとで構成された共振回路と、被検出物との距離に応じた振幅で発振動作する発振回路とがケーブルで接続されて成る。前記発振回路は、ベース接地されたトランジスタと、前記共振回路の共振電圧を取り出してインピーダンス変換するインピーダンス変換回路と、前記インピーダンス変換により得られた電圧を前記トランジスタのエミッタに印加するために前記インピーダンス変換回路に直列に接続されたコンデンサおよび第1の抵抗と、前記トランジスタのエミッタに直流電源より電流を流すための第2の抵抗とを含み、前記トランジスタのコレクタ電流を前記共振回路に帰還させるものである。

【0014】

この発明の近接スイッチにおいて、発振回路のコンデンサは第1、第2の抵抗を流れる直

50

流電源からの充電電流によりチャージされて所定の電圧にバイアスされる。共振回路にノイズが発生すると、インピーダンス変換回路を通して得られたノイズ電圧が第1の抵抗とコンデンサとを介してトランジスタのエミッタに印加され、このトランジスタのコレクタ電流が共振回路に帰還されて発振動作をする。

【0015】

この発明による第2の近接スイッチは、検出コイルとコンデンサとで構成された共振回路と、被検出物との距離に応じた振幅で発振動作する発振回路とがケーブルで接続されて成る。前記発振回路は、コレクタ接地された第1のトランジスタと、前記共振回路の共振電圧を取り出してインピーダンス変換するインピーダンス変換回路と、前記インピーダンス変換により得られた電圧を前記トランジスタのベースに印加するために前記インピーダンス変換回路に直列に接続された第1のコンデンサおよび第1の抵抗と、前記トランジスタのから負の直流電源へ電流を流すための第2の抵抗とを含み、前記トランジスタのエミッタ電流を第2のコンデンサと第3の抵抗とを介して前記共振回路に帰還させるものである。

10

【0016】

この発明の第2の近接スイッチにおいて、発振回路の第1、第2の各コンデンサはそれぞれ第1、第2の各抵抗を流れる充電電流によりチャージされてそれぞれ所定の電圧にバイアスされる。共振回路にノイズが発生すると、インピーダンス変換回路を通して得られるノイズ電圧が第1のコンデンサおよび第1の抵抗を介してトランジスタのベースに印加され、このトランジスタのエミッタ電流が第3の抵抗と第2のコンデンサとを介して共振回路に帰還されて発振動作をする。

20

【0017】

なお、この発明による近接スイッチの構成において、トランジスタはPNP、NPNのいずれのトランジスタであってもよい。

また、変換回路はボルテージ・フォロワをもって構成してもよく、また、トランジスタのエミッタ・フォロワをもって構成してもよい。

【0018】

この発明によれば、共振回路を検出コイルと1個のコンデンサとで構成するので、センサヘッド部が大型化しない。しかも、共振回路と発振回路とは2本の接続線で接続できるので、同軸ケーブルを使用できる。

30

また、発振回路は、回路構成が簡単であり、コルピッツ発振回路と同等の動作を行うので、帰還電流は負性コンダクタンス発振回路のような矩形状ではなく、コルピッツ発振回路の場合と同様に発振回路の動作が安定し、高い温度安定性を有する。

【0019】

この発明の好ましい一実施態様においては、前記発振回路は、直流電源の電圧とゼロ電圧との間に設定された中間電圧をグランドとして動作させるようにしており、これによって正の電源のみで発振回路を動作させることができる。

【0020】

【発明の実施の形態】

図1は、この発明の一実施例である近接スイッチの回路構成を示す。

40

図示例の近接スイッチは、センサヘッド部1とアンプ部2とが分離したアンプ分離型の近接スイッチである。センサ部1には検出コイルLと1個のコンデンサCとで構成された共振回路4が、また、アンプ部2には発振回路5が、それぞれ含まれている。センサヘッド部1とアンプ部2との間は、2本の接続線6, 7より成る同軸ケーブル3によって接続されている。なお、接続線7はグランドラインを構成する。

【0021】

前記共振回路4は検出コイルLとコンデンサCとが並列接続されたLC共振回路である。共振電圧の取出点と共振電流の帰還点とは同じライン上のc点である。なお、図中、 r_D は検出コイルLに発生する損失抵抗である。この損失抵抗 r_D は被検出物との距離に応じて変化する。

50

【0022】

前記発振回路5は、共振回路4の共振電圧を取り出してインピーダンス変換するインピーダンス変換回路としての増幅器8を有している。増幅器8は増幅率が k であり、この増幅器8にコンデンサ C_a と抵抗 R_a とが順次直列に接続されている。前記抵抗 R_a の他端は、ベース接地されたトランジスタ TR_1 のエミッタに接続されている。増幅器8の出力である電圧 v_a は、コンデンサ C_a および抵抗 R_a を介してトランジスタ TR_1 のエミッタに印加される。

なお、以下の説明では、増幅器8の出力側の点を a 点、コンデンサ C_a と抵抗 R_a との接続点を d 点、トランジスタ TR_1 のエミッタ側の点を b 点とする。

【0023】

10

前記トランジスタ TR_1 のエミッタには電圧が V_{cc} の直流電源よりトランジスタ TR_1 のエミッタへ電流を流すための抵抗 R_1 が接続されている。このトランジスタ TR_1 はベース接地であり、そのエミッタへ印加された電流とコレクタより出る電流とはほぼ等しくなる。

【0024】

トランジスタ TR_1 のベースには、このトランジスタ TR_1 と同一特性であってペア特性を示す第2のトランジスタ TR_2 のベースが接続されている。第2のトランジスタ TR_2 は、そのエミッタに直流電源より電圧 E_0 （ただし、 $V_{cc} > E_0$ ）が与えられている。トランジスタ TR_1 がオン状態のとき、トランジスタ TR_1 のエミッタは第2のトランジスタ TR_2 のエミッタと同じ電圧 E_0 となる。なお、第2のトランジスタ TR_2 は、そのベースが自身のコレクタに接続され、そのコレクタに抵抗 R_2 とコンデンサ C_1 とが接続されている。

20

【0025】

前記トランジスタ TR_1 のコレクタは共振電圧の取出点でありかつ共振電流の帰還点である c 点に接続され、トランジスタ TR_1 のコレクタ電流 i_c を共振回路4に帰還させて発振させる。

【0026】

上記した発振回路5の動作を説明すると、バイアス状態では、電圧が V_{cc} の直流電源によって抵抗 R_1 にバイアス電流 I_0 が流れ、その電流 I_0 はトランジスタ TR_1 のエミッタに流れ込み、トランジスタ TR_1 はオンしている。一方、トランジスタ TR_1 のエミッタの電圧（ b 点の電圧）は E_0 であるから、コンデンサ C_a がチャージされ、 d 点の電圧 V_0 は電圧 E_0 にバイアスされる。

30

【0027】

いま、共振回路4に電圧 e_L のノイズが発生したとすると、 a 点には Ke_L のノイズ電圧 v_a が生じる。 d 点は電圧 E_0 にバイアスされているので、トランジスタ TR_1 のエミッタにはノイズ電圧 v_a をコンデンサ C_a と抵抗 R_a とのインピーダンス Z_a で割った値の電流 i_a が流れ込む。前記電流 i_a とバイアス電流 I_0 との関係が $|i_a| < I_0$ のとき、トランジスタ TR_1 はA級動作となり、電流 i_a とバイアス電流 I_0 との和（ $i_a + I_0$ ）がトランジスタ TR_1 のコレクタ電流 i_c として共振回路4に帰還される。共振回路4の共振インピーダンスを R_z とすると、共振電圧 V_L は $R_z \cdot ke_L / Z_a$ であり、 $k \cdot R_z / Z_a > 1$ であれば、ノイズが増幅されて発振の振幅が大きくなる。

40

【0028】

なお、トランジスタ TR_1 がオン状態のとき、トランジスタ TR_1 のエミッタの電圧（ b 点の電圧）は第2のトランジスタ TR_2 のエミッタに与えられる直流電源の電圧 E_0 と等しくなるが、電圧 V_{cc} 、 E_0 の各直流電源は温度特性が安定しているので、共振回路4に帰還される電流は温度特性が一定となり、共振電圧 V_L も温度特性が安定したものとなる。

【0029】

発振振幅が大きくなって、前記電流 i_a とバイアス電流 I_0 との関係が $|i_a| \geq I_0$ になると、トランジスタ TR_1 はA級動作からB級動作、C級動作の方へ移行し、電流 i_a が負

50

の値となるときは $(i_a + I_0) < 0$ となり、トランジスタ TR_1 はオフ状態となる。トランジスタ TR_1 がオフ状態になると、トランジスタ TR_1 のエミッタの電圧 (b 点の電圧) は発振動作開始時の電圧 E_0 を維持できなくなって下がるため、d 点のバイアス電圧 V_0 も、図 2 に示すように、電圧 E_0 より小さな値に低下する。

【0030】

図 2 は、d 点の電圧 ($v_a + V_0$) を示すもので、そのピークが電圧 E_0 より少し高い値となっている。コレクタ電流 i_c は、d 点の電圧が電圧 E_0 を越えるピーク位置でのみ流れることになり、その結果、振幅が大きくなるに従ってバイアス電圧 V_0 は電圧 E_0 より小さくなるように動作するので、共振回路 4 へ帰還されるコレクタ電流 i_c はその実効値がほぼ一定となり、発振の振幅は共振回路 4 の共振インピーダンス R_Z に比例した振幅となる。

10

【0031】

なお、上記した実施例では、発振回路 5 の各トランジスタ TR_1 、 TR_2 は PNP トランジスタであるが、図 3 に示すように、NPN トランジスタを用いてもよい。同図の発振回路 5 では、電圧が $-V_{EE}$ の負の直流電源を用いており、トランジスタ TR_1 のエミッタより負の直流電源へ電流を流すための抵抗 R_1 が設けられている。なお、図 3 の実施例は、図 1 の実施例と構成および動作において本質的な差異がないので、対応する構成に図 1 の実施例と同じ符号を付することで説明を省略する。

【0032】

図 4 および図 5 は、図 1 および図 3 の各実施例において、インピーダンス変換回路としての増幅器 8 をそれぞれボルテージ・フォロワにした実施例である。

20

また、図 6 および図 7 の各実施例は、図 4 および図 5 のボルテージ・フォロワをトランジスタ TR_3 のエミッタ・フォロワ (コレクタ接地) にしたもので、トランジスタ TR_3 のエミッタに接続された抵抗 R_3 より出力が取り出される。

なお、図 4 ～図 7 の各実施例は、図 1 または図 3 の実施例と構成および動作において本質的な差異がないので、対応する構成に図 1 または図 3 の実施例と同じ符号を付することで説明を省略する。

【0033】

図 8 は、この発明の他の実施例であるアンプ分離型の近接スイッチの回路構成を示す。図示例の近接スイッチは、センサ部 1 に検出コイル L と 1 個のコンデンサ C とで構成された共振回路 4 が、アンプ部 2 に発振回路 5 が、それぞれ含まれている。センサヘッド部 1 とアンプ部 2 との間は、2 本の接続線 6、7 (ただし、接続線 7 はグラウンドライン) より成る同軸ケーブル 3 によって接続されている。

30

【0034】

前記共振回路 4 は検出コイル L とコンデンサ C とが並列接続された LC 共振回路である。共振電圧の取出点と共振電流の帰還点とは同じライン上の c 点である。なお、図中、 r_D は検出コイル L に発生する損失抵抗である。この損失抵抗 r_D は被検出物との距離に応じて変化する。

【0035】

前記発振回路 5 は、共振回路 4 の共振電圧を取り出してインピーダンス変換するインピーダンス変換回路としての増幅器 8 を有している。増幅器 8 は増幅率が k であり、この増幅器 8 の出力側にコンデンサ C_a と抵抗 R_a とが順次直列に接続されている。前記抵抗 R_a の他端は、コレクタ接地されたトランジスタ TR_1 のベースに接続されている。前記増幅器 8 の出力である電圧 v_a は、コンデンサ C_a および抵抗 R_a を介してトランジスタ TR_1 のベースに印加される。

40

なお、以下の説明において、増幅器 8 の出力側の点を a 点、コンデンサ C_a と抵抗 R_a との接続点を d 点、トランジスタ TR_1 のエミッタ側の点を b 点、トランジスタ TR_1 のベース側の点を f 点、後述するコンデンサ C_b と抵抗 R_b との接続点を g 点とする。

【0036】

前記トランジスタ TR_1 は NPN トランジスタであり、このトランジスタ TR_1 のエミッタには電圧が $-V_{EE}$ の負の直流電源へ電流を流すための抵抗 R_1 が接続されている。

50

【0037】

トランジスタTR1のベースには抵抗R4を介してこのトランジスタTR1と同一特性であってペア特性を有する第2のトランジスタTR2のベースが接続されている。第2のトランジスタTR2も同じNPNトランジスタであり、そのエミッタに直流電源より電圧 E_0 が与えられている。トランジスタTR1がオン状態のとき、トランジスタTR1のエミッタの電圧（b点の電圧）は第2のトランジスタTR2のエミッタと同じ電圧 E_0 となる。なお、第2のトランジスタTR2は、そのベースが自身のコレクタに接続され、そのコレクタには電圧が V_{CC} の直流電圧との間に抵抗R2とコンデンサC1とが接続されている。

【0038】

10

前記トランジスタTR1のエミッタは、抵抗RbとコンデンサCbとが順次直列に接続された回路を介して共振電圧の取出点でありかつ共振電流の帰還点であるc点に接続され、トランジスタTR1のエミッタ電流を共振回路4に帰還させて発振させる。

【0039】

上記した発振回路5の動作を説明すると、バイアス状態では、抵抗R1にバイアス電流 I_1 が流れてトランジスタTR1はオンしている。トランジスタTR1のエミッタの電圧（b点の電圧）は E_0 であり、ベースの電圧（f点の電圧）は $E_0 + V_{BE}$ である（ただし V_{BE} はトランジスタTR1のベース-エミッタ間の電圧）。これにより充電電流が流れて各コンデンサCb、コンデンサCaがチャージされ、g点の電圧 V_0 は電圧 E_0 に、d点の電圧 V_1 は電圧（ $E_0 + V_{BE}$ ）に、それぞれバイアスされる。

20

【0040】

いま、共振回路4に電圧 e_L のノイズが発生したとすると、a点にノイズ電圧 v_a として $k e_L$ が生じる。このノイズ電圧 v_a はコンデンサCaおよび抵抗Raを介してトランジスタTR1のベースに印加される。ここで $R4 / (Ra + R4) \rightarrow 1$ とすると、トランジスタTR1のベースはエミッタ・フォロウのためインピーダンスが高く、トランジスタTR1のベースの電圧（f点の電圧） V_B は $v_a + (E_0 + V_{BE})$ となり、エミッタの電圧（b点の電圧） V_E は（ $v_a + E_0$ ）となる。コンデンサCbと抵抗Rbとのインピーダンスを Z_b 、共振回路4の共振インピーダンスを R_Z とすると、共振電圧 v_s （c点の電圧）は、 $\{R_Z / (Z_b + R_Z)\} \cdot k e_L$ となり、 $\{R_Z / (Z_b + R_Z) \cdot k\} > 1$ であれば、ノイズが増幅されて発振の振幅が大きくなる。

30

【0041】

前記抵抗R1を流れる電流 I_1 は $(V_E + V_{EE}) / R1$ 、コンデンサCbと抵抗Rbとを流れる電流（帰還電流） i_c は $(v_a - v_s) / Z_b$ であり、 $I_1 + i_c$ がトランジスタTR1のエミッタ電流 I_E となる。

いま、 $I_1 + i_c < 0$ になると、トランジスタTR1のエミッタ電流 I_E は負の電流となるため、トランジスタTR1はオフ状態になる。トランジスタTR1がオフ状態になると、電流 i_c は全て抵抗R1を流れることになり、ほぼ一定値となる。共振電圧 v_s が大きくなると、電流 i_c の正電流は大きくなり、一方、負電流は一定値となる結果、コンデンサCbは充電が放電より大きくなり、図9に示すように、g点のバイアス電圧 V_0 は発振動作開始時の電圧 E_0 より大きな値に上昇する。

40

【0042】

図9は、トランジスタTR1のエミッタの電圧（b点の電圧）とコンデンサCbと抵抗Rbとの接続点の電圧（g点の電圧）とを示すもので、b点の電圧がg点の電圧を越えるピーク位置でのみ、電流 i_c が流れることになる。その結果、振幅が大きくなるに従ってバイアス電圧 V_0 は電圧 E_0 より大きくなるように動作するので、共振回路4へ帰還される電流 i_c はその実効値がほぼ一定となり、発振の振幅は共振回路4の共振インピーダンス R_Z に比例した振幅となる。

【0043】

なお、上記した実施例では、発振回路5の各トランジスタTR1、TR2はNPNトランジスタであるが、図10に示すように、PNPトランジスタを用いてもよい。この図10

50

の実施例は、図 8 の実施例と構成および動作において本質的な差異がないので、ここでは対応する構成に図 8 の実施例と同じ符号を付することで説明を省略する。

【0044】

また、この発明にかかる発振回路 5 は、図 11 に示す実施例のように、電圧が V_{CC} の直流電源とゼロ電圧との間に中間電圧を設けて中間グランド（図中、 $IGND$ で示す。）とし、それを基準に動作させるようにすれば、正の単電源のみで発振回路を動作させることができる。

【0045】

【発明の効果】

この発明によれば、共振回路と発振回路とを 2 本の接続線で接続し得る高い温度安定性を有する近接スイッチが得られる。 10

【図面の簡単な説明】

【図 1】 この発明の一実施例である近接スイッチの構成を示す電気回路図である。

【図 2】 図 1 の実施例の動作を示す波形説明図である。

【図 3】 NPN トランジスタを用いた実施例の構成を示す電気回路図である。

【図 4】 図 1 の実施例のインピーダンス変換回路をボルテージ・フォロワにした実施例の構成を示す電気回路図である。

【図 5】 図 3 の実施例のインピーダンス変換回路をボルテージ・フォロワにした実施例の構成を示す電気回路図である。

【図 6】 図 4 のボルテージ・フォロワをトランジスタのエミッタ・フォロワにした実施例の構成を示す電気回路図である。 20

【図 7】 図 5 のボルテージ・フォロワをトランジスタのエミッタ・フォロワにした実施例の構成を示す電気回路図である。

【図 8】 この発明の他の実施例である近接スイッチの構成を示す電気回路図である。

【図 9】 図 8 の実施例の動作を示す波形説明図である。

【図 10】 PNP トランジスタを用いた実施例の構成を示す電気回路図である。

【図 11】 正の単電源のみで発振回路を動作させるようにした実施例の構成を示す電気回路図である。

【図 12】 硬発振と軟発振とを示す説明図である。

【図 13】 コルピッツ発振回路が用いられた従来例の構成を示す電気回路図である。 30

【図 14】 負性コンダクタンス発振回路が用いられた従来例の構成を示す電気回路図である。

【符号の説明】

4 共振回路

5 発振回路

8 増幅器

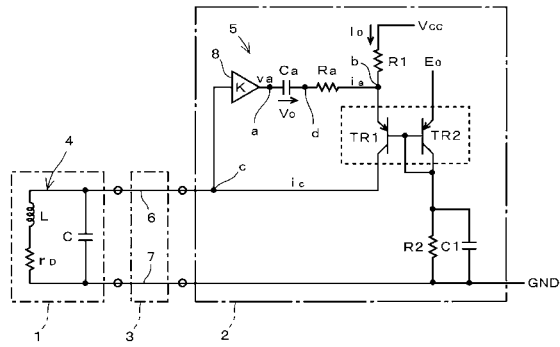
L 検出コイル

C, C_a , C_b コンデンサ

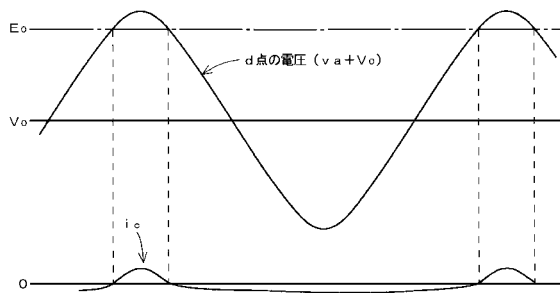
TR1, TR2 トランジスタ

Ra, Rb, R1 抵抗

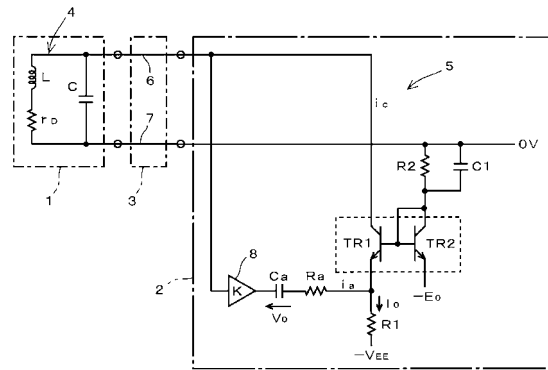
【 図 1 】



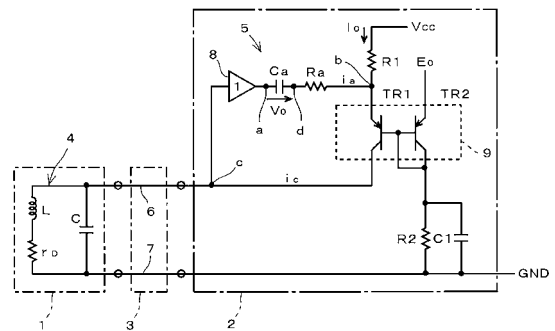
【図 2】



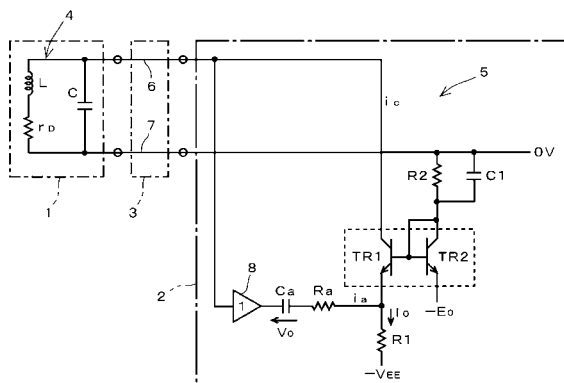
【 図 3 】



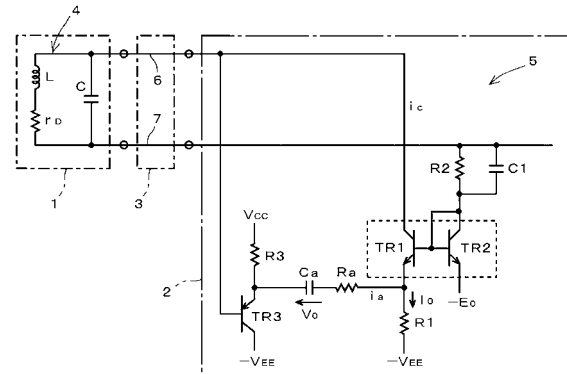
【图 4】



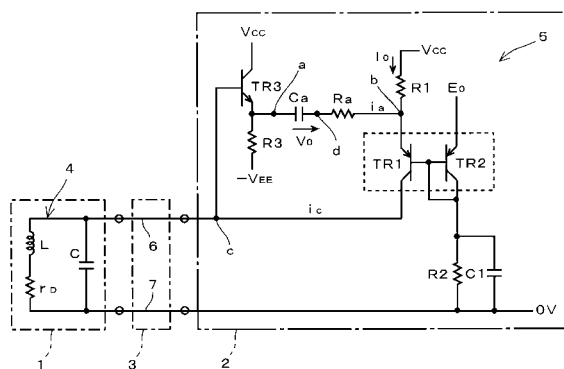
【 図 5 】



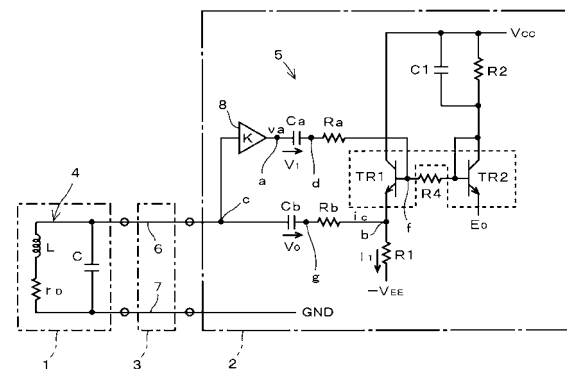
【图 7】



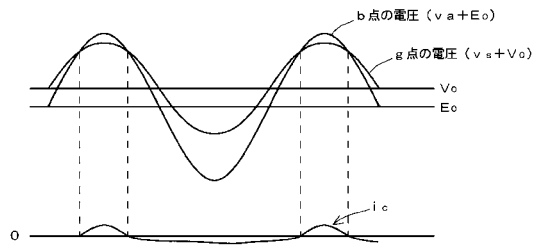
【图 6】



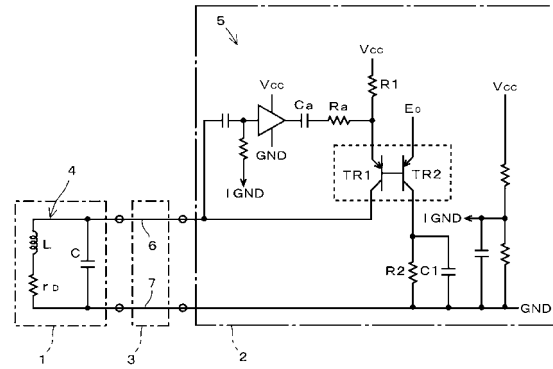
【图 8】



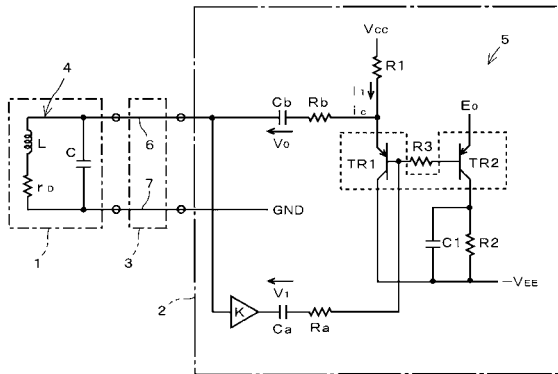
【図 9】



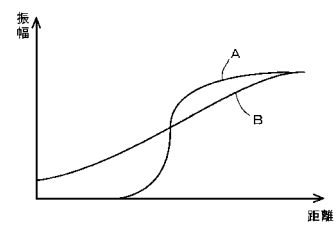
【図 1 1】



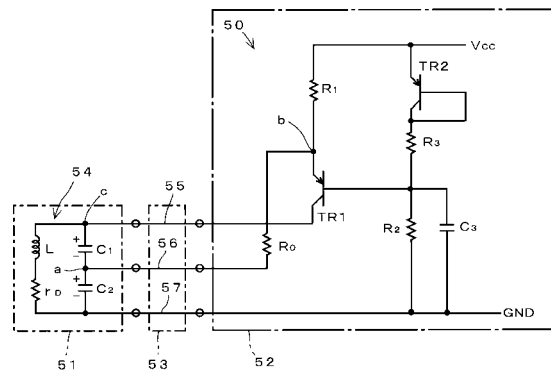
【図 1 0】



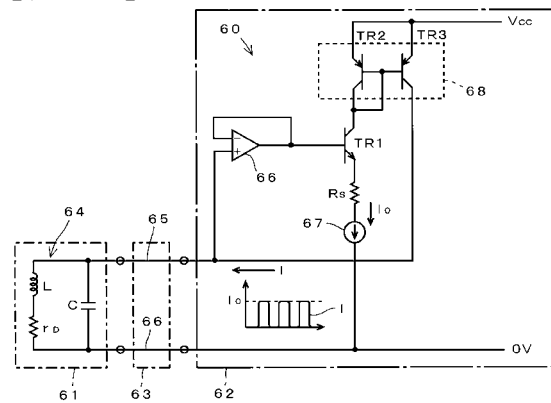
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 4】



フロントページの続き

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H03K 17/74-17/98

G01R 33/00