

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4620188号
(P4620188)

(45) 発行日 平成23年1月26日(2011.1.26)

(24) 登録日 平成22年11月5日(2010.11.5)

(51) Int.Cl.		F I	
H03B 5/04	(2006.01)	H03B 5/04	C
H03B 7/06	(2006.01)	H03B 7/06	
H03K 17/95	(2006.01)	H03K 17/95	M
H03L 1/02	(2006.01)	H03L 1/02	

請求項の数 15 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願平9-155483	(73) 特許権者	596116628
(22) 出願日	平成9年6月12日(1997.6.12)		オプトシイス ソシエテ アノニム
(65) 公開番号	特開平10-75118		スイス国 ジビシーズ, ルート アンドレ
(43) 公開日	平成10年3月17日(1998.3.17)		ピラー 50
審査請求日	平成16年6月14日(2004.6.14)	(74) 代理人	100066692
審判番号	不服2008-9325(P2008-9325/J1)		弁理士 浅村 皓
審判請求日	平成20年4月14日(2008.4.14)	(74) 代理人	100072040
(31) 優先権主張番号	1996 1482/96		弁理士 浅村 肇
(32) 優先日	平成8年6月13日(1996.6.13)	(74) 代理人	100094673
(33) 優先権主張国	スイス(CH)		弁理士 林 拓三
		(74) 代理人	100138346
			弁理士 畑中 孝之
		(72) 発明者	ペーター ハイムリヒャー
			スイス国フリブルク, クライン - シェ
			ーンベルク 112

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 温度安定化発振器及び同発振器を含む近接スイッチ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

銅抵抗 (R_{CU}) を有するコイルを含む共振回路 (L, C, R_{CU}) 及び仮想負性抵抗 (R_n) として接続された増幅器回路 (V, R_1, R_2, R_3) を含む温度安定化発振器において、コイルの銅抵抗 (R_{CU}) を示す共振周波数の外側の成分を有する電圧 (U_{CU}) が共振回路コイル (L) の両端に発生するように、電流源 (I_1) が共振回路 (L, C, R_{CU}) と直列に接続され、前記発振器は、

共振回路コイル (L) の銅抵抗 (R_{CU}) に実質的に比例するが共振回路の共振周波数の周波数を有する成分を含まない第1の電圧 (U_{V1}) を共振回路コイル (L) の両端に発生する電圧 (U_{CU}) から得る手段と、

第1の電圧 (U_{V1}) により仮想負性抵抗 (R_n) を共振回路コイル (L) の銅抵抗 (R_{CU}) に実質的に反比例させるように構成された制御回路 ($V_1, M; V_2, V_3, M$) と、

を含むこと特徴とする前記発振器。

【請求項 2】

請求項1記載の発振器において、制御回路 ($V_1, M; V_2, V_3, M$) は、第1の電圧 (U_{V1}) の線形関数である第2の電圧 (U_{e2}) に基づき増幅器回路 (V, R_1, R_2, R_3) の出力電圧 (U_{e1}) を調整するように配置されたことを特徴とする前記発振器。

【請求項 3】

10

20

請求項 1 記載の発振器において、前記共振回路 (L, C, R_{CU}) に直列に接続された電流源 (I_1) は、直流電流源、脈動直流電流源または低周波交流電流源であることを特徴とする前記発振器。

【請求項 4】

請求項 1 から 3 のいずれかに記載の発振器において、制御回路 ($V_1, M; V_2, V_3, M$) は、増幅器回路 (V, R_1, R_2, R_3) の出力電圧 (U_{e1}) と共振回路コイル (L) の両端に発生する電圧 (U_{CU}) の線形関数である電圧を乗算するように配置されたことを特徴とする前記発振器。

【請求項 5】

請求項 1 から 4 のいずれかに記載の発振器において、前記増幅器回路は増幅器 (V) と第 1 の抵抗器 (R_1) と第 2 の抵抗器 (R_2) と第 3 の抵抗器 (R_3) を含み、共振回路 (L, C, R_{CU}) は、増幅器 (V) の非反転入力に接続され、第 1 の抵抗器 (R_1) は、増幅器 (V) の反転入力に接続され、第 2 の抵抗器 (R_2) は、増幅器 (V) の反転入力とその出力との間に接続され、第 3 の抵抗器 (R_3) は、前記増幅器 (V) の非反転入力と制御回路 ($V_1, M; V_2, V_3, M$) の出力の間に接続され、増幅器 (V) の出力は、制御回路 ($V_1, M; V_2, V_3, M$) に接続されることを特徴とする前記発振器。

10

【請求項 6】

請求項 5 記載の発振器において、増幅器 (V) の非反転入力は、更なる増幅器 ($V_1; V_2; V_3$) を介して乗算器 (M) の 1 つの入力に接続され、該乗算器 (M) の他方の入力が増幅器 (V) の出力に接続されると共に該乗算器 (M) の出力が第 3 の抵抗器 (R_3) を介して増幅器 (V) の非反転入力に接続されることを特徴とする前記発振器。

20

【請求項 7】

請求項 6 記載の発振器において、低域フィルタ (R_4, C_1) は、増幅器 (V) の一方の入力と更なる増幅器 ($V_1; V_2; V_3$) の入力の間に接続されることを特徴とする前記発振器。

【請求項 8】

請求項 6 または 7 記載の発振器において、電圧源 (U_0) は、更なる増幅器 ($V_1; V_2; V_3$) の出力と電圧を付加する乗算器 (M) の入力との間に接続されることを特徴とする前記発振器。

30

【請求項 9】

請求項 8 記載の発振器において、電圧源 (U_0) は、更なる増幅器 ($V_1; V_2; V_3$) の出力電圧 (U_{V1}) に定電圧 $k \cdot U_0$ を加え、 k は $R_1 / (R_1 + R_2)$ に等しく、 U_0 は乗算器 (M) の基準電圧であることを特徴とする前記発振器。

【請求項 10】

請求項 8 または 9 記載の発振器において、電流源 (I_1) は、電圧源 (U_0) から得られるか又はその逆であることを特徴とする前記発振器。

【請求項 11】

請求項 6 から 10 のいずれかに記載の発振器において、前記更なる増幅器は、非反転直流電圧増幅器 (V_1) であることを特徴とする前記発振器。

40

【請求項 12】

請求項 6 から 10 のいずれかに記載の発振器において、前記更なる増幅器は、チョッパ増幅器 (V_1) であることを特徴とする前記発振器。

【請求項 13】

請求項 6 から 10 のいずれかに記載の発振器において、前記更なる増幅器は、非反転交流電圧増幅器 (V_2) で形成され、非反転交流電圧増幅器 (V_2) によって増幅された信号の直流成分をサンプル・ホールドするサンプルホールド回路 (S_2, C_2, V_3) およびクロック発生器 (TG) 並びに電流源 (I_1) をオン・オフするスイッチ (S_1) から成ることを特徴とする前記発振器。

【請求項 14】

50

請求項 1 から 1 3 のいずれかに記載の発振器を含む近接スイッチ。

【請求項 1 5】

請求項 1 4 記載の近接スイッチであって、標準測定板が近接すると前記発振器により発生される発振の開始および中断を決定する評価回路を有する近接スイッチ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、共振または発振器回路及び仮想負性抵抗として接続される増幅器回路を備えた抵抗安定化発振器に関する。この発明は更に、この新しい温度安定化発振器を含む近接スイッチに言及する。

【0002】

LC 共振周期を含む発振器は、例えば誘導性近接スイッチに使用され、所謂、標準測定板のアプローチは、発振器によって生成される発振の作用に影響を及ぼす。例えば、発振器の出力信号の振幅または発振の開始点が変化し、これらの変化は、近接スイッチの有益な出力信号を生成するしきい値検出器を制御することができる。

【0003】

商用化された誘導性近接スイッチの主要な欠点は、その比較的小さな切換え距離である。この切換え距離は、増加させることができない。何故ならば、使用される発振器共振回路組合せの温度依存性は、切換え距離を増加したときに、通常受容不可能な高い温度係数につながることを示すからである。

【0004】

図 1 a は、誘導性近接スイッチの標準測定板の距離 S (切換え距離) の関数として、相対的な発振器回路の品質係数 Q / Q_0 の作用を示している。距離が増加するとき、標準測定板によって引き起こされる発振器回路の品質係数 Q の有効変化 ($Q_0 - Q$) は、減衰しない発振器回路の品質係数 Q_0 に関して迅速に極めて小さい値に減少する。通常の動作範囲が選択されて、所定の切換え距離に対して、相対的な発振器回路の品質係数が 50 % (動作点 A) であれば、図 1 a の曲線は、距離が 3 倍大きいとき (動作点 B)、相対的な発振器回路の品質係数に及ぼす標準測定板の影響は約 3 % に低減されることを示している。

【0005】

相対的な発振器回路の品質係数に及ぼす周囲温度 T の影響は、温度が上昇するにつれて関係 Q / Q_0 が減少することを示す図 1 b において表わされている。図 1 a との比較によって、切換え距離がより大きくなると、 Q / Q_0 に及ぼす温度の影響は、標準測定板によってもたらされる変化に比して急速に大きくなることが示される。この温度の影響は、発振器回路のコイルの抵抗の温度依存性によって、その主要部分が引き起こされる。

【0006】

【従来の技術及びその課題】

品質係数の小さな温度依存性を有するコイルの構成は、独国特許出願公開明細書第 1, 589, 826 号から既知である。コイルの品質係数に関する温度補償は、二次巻線が短絡されている変圧器の一次巻線としてコイルを接続することによって達成される。二次巻線の導電材料の固有抵抗は、一次巻線の導電材料と同一符号の温度依存性を有する。この巻線のオーミック抵抗と誘導性抵抗の比率と同様に結合係数を選択して、一次巻線の接続端部における品質係数が一次巻線のみの品質係数に比してより小さな温度依存性を有するようにする。しかしながら、この品質係数補償は、変圧器の二次巻線として接続される二次、即ち短絡巻線を要求し、絶対的なものではない補償は、品質係数の比較的高い損失を被る。

【0007】

欧州特許出願公開明細書第 0, 070, 796 号は、発生器によって励起される発振器回路の発振振幅の、まさにこの影響によって引き起こされる劣悪な温度作用を補償するのに、発振器コイルの抵抗器の温度依存性を使用するプロセスを開示している。発振器は、発

10

20

30

40

50

振器回路と同一の周波数を有するコイルの抵抗を通して一定の交流電流を生成する。この方法によって今までに最も大きい切換え距離が達成されている。

【 0 0 0 8 】

この方法では、温度依存性に関する所望の補償を得るための二本巻コイルが要求される。しかしながら、この種のコイルは、1つまたは2つの付加的ワイヤを接続しなければならないという欠点を有する。こうして、付加コストは、電子回路に対する接続の際は勿論、コイルの製造の際に上昇する。更に、コイル及びその接続の自動製造は、極めて困難となる。

【 0 0 0 9 】

【課題を解決するための手段】

この発明の主要で最も重要な目的は、上述した欠点を有することなく、発振器回路の発振特性に及ぼす発振器回路のコイルの抵抗の温度依存性の影響に対する有効な補償を可能にすることによって、大きな切換え距離を有する誘導性近接スイッチの簡単で低コストの製造を可能にする上述の如く概説した発振器を提供することである。

【 0 0 1 0 】

この発明による発振器は、発振器回路コイルの抵抗に対する尺度である信号をもたらすために発振器回路と直列に接続された電流源を備えている。発振器は、更に、仮想の負性抵抗を前記信号を用いて発振器回路コイルの抵抗と実質的に逆比例させる制御回路を備えている。

【 0 0 1 1 】

発振器回路コイルの抵抗の尺度である信号を検出することにより、電流源と、この信号を使用するときに前記コイルの抵抗と逆比例する負性抵抗の制御とによって、発振器回路の発振状態が発振器回路コイルの抵抗と独立するようになり、こうして温度から実質的に独立するようになる。このことによって、回路発振の開始点の温度作用が安定化すると共に、安定した発振器と、大きな切換え距離を有して大きな温度範囲で機能する簡単な近接スイッチとが得られるようになる。

【 0 0 1 2 】

この発明の更なる目的、利点及び特徴は、図面に示された実施例に関する以下の説明から理解されることとなる。この発明は、単に例示的なものであり、任意の方法で、この発明を制限しようとするものではない。

【 0 0 1 3 】

【発明の実施の形態】

図2は、仮想の負性抵抗と並列に接続されたLC共振周期を有する発振器の回路図を示している。図2によるこの発振器は、既知の方法で構成されると共に、(誘導率Lを有する)コイルL及び(容量Cを有する)コンデンサCによって形成される発振器回路と、この発振器回路のコイルLの銅抵抗 R_{CU} と、負性抵抗として接続される演算増幅器Vとを備え、この際、接続点(D)における仮想負性抵抗 R_n を決定する3つの抵抗器 R_1 、 R_2 及び R_3 が設けられている。それぞれの抵抗器 R_i のオーミック抵抗を簡略化のために R_i と指定する。

【 0 0 1 4 】

抵抗器 R_1 は、アースと増幅器Vの反転入力(入力N)の間に接続されている。抵抗器 R_2 は、増幅器Vの反転入力と、その出力の間に接続されている。抵抗器 R_3 は、増幅器Vの非反転入力(入力P)と、その出力の間に接続されている。発振器回路L、C、 R_{CU} は、増幅器Vの非反転入力とアースの間に接続されている。

【 0 0 1 5 】

第1のキルヒホッフの法則を増幅器Vの入力N及びPに適用すると、図2の電流 I_N 、 I_P それに電圧 U_N 、 U_P 及び U_a (増幅器Vの出力電圧)に対して以下の等式が与えられる。

【 0 0 1 6 】

【数1】

$$-I_N + (U_a - U_N) / R_2 = 0$$

$$I_P + (U_a - U_P) / R_3 = 0$$

更に、

【0017】

【数2】

$$U_N = U_P$$

$$U_N - I_N * R_1 = 0$$

上式から次式が得られる。

【0018】

【数3】

$$I_N = (-R_3 / R_2) * I_P$$

$$U_P + (R_1 * R_3 / R_2) * I_P = 0$$

従って、次式が得られる。

【数4】

$$R_n = -R_1 * R_3 / R_2 \quad (1)$$

L, C 及び R_{CU} を備える発振器回路は、共振時に等価共振抵抗 R_P (図示せず) を有する。この際、次式が維持される。

【0019】

【数5】

$$R_P = L / (C * R_{CU}) \quad (2)$$

図2による発振器に対する発振条件は、次式の通りである。

【0020】

【数6】

$$|R_P| \geq |R_n| \quad (3)$$

回路は、周波数 F_{OSC} (例えば、数百 kHz のオーダ) で発振する。

【0021】

コイル L のワイヤ材料の抵抗 R_{CU} は、数式 (2) 及び (3) に従って発振の開始点及び区切り点に影響を及ぼす比較的高い正の温度係数を有する。しかしながら、近接スイッチ発振器において、発振の開始または区切り点は、標準測定板のアプローチの結果として、本来既知の方法で処理回路によって、それぞれ決定され、近接スイッチに対する切換え点として使用される。従って、この切換え点に及ぼす如何なる温度の影響も望ましくない。主要な温度の影響は、既知の発振器における発振器回路コイル L の抵抗 R_{CU} から生ずる。

【0022】

図3は、この発明の第1の実施例による発振器の回路図を示している。定電流源 I_1 は、発振器回路のコイル L の温度依存性のある銅抵抗 R_{CU} を決定するのに使用される。この定電流源は、アースと演算増幅器 V の非反転入力に接続されると共に、発振器回路 L, C, R_{CU} と直列に接続されている。電流源 I_1 は、脈動直流電流または低周波数の交流電流 (周波数は F_{OSC} に比して、はるかに低い) のソースであっても良い。この電流源は、発振器回路のコイル L の抵抗 R_{CU} を通した電圧降下 U_{CU} を引き起こす測定電流を供給する。

【0023】

【数7】

$$U_{CU} = R_{CU} * I_1 \quad (4)$$

そのインピーダンスは、発振器回路 L, C, R_{CU} が事実上、減衰しないように高く選択される。最初、コンデンサ C_1 及び抵抗器 R_4 によって形成される低域フィルタを通して、電圧降下 U_{CU} から交流電圧部分がろ過される。接続点 (E) での定電圧 (直流) 部分は、係数 G を掛けて非反転直流増幅器 V_1 において増幅される。銅抵抗 R_{CU} に比例する直流電圧 U_{V1} は、増幅器 V_1 の出力 (F) において得ることができる。

【0024】

10

20

30

40

50

【数 8】

$$\underline{U_{V1}} = R_{CU} * I_1 * G \quad (5)$$

図 3 によれば、定電圧源 U_0 は、増幅器 V_1 の出力 (F) と乗算器 M の入力の中の 1 つの間に接続されている。数式を簡略化するために、定数 k を以下の通りに定義する。

【0025】

【数 9】

$$k = R_1 / (R_1 + R_2) \quad (6)$$

電源 U_0 は、出力 (F) での電圧 $\underline{U_{V1}}$ に定電圧 $k * U_0$ を加算するのに使用される。これらの 2 つの電圧の和を U_{e2} とする。直列に接続された電源 U_0 を用いる代わりに、所望する電圧が加算回路によって得ることができるのは勿論である。

10

【0026】

更に、既に述べた乗算器 M は、増幅器 V の出力と抵抗器 R_3 の間に接続されている。この電流経路は、数式 (1) によれば、接続点 (D) における仮定の負性抵抗 R_n に寄与する。乗算器は、数式 (7) に従って U_m を計算する。ここで、 U_{e1} は、増幅器 V の出力電圧である。

【0027】

【数 10】

$$U_m = U_{e1} * U_{e2} / U_0 \quad (7)$$

20

U_0 は乗算器 M の基準電圧である。

【0028】

接続点 (D) における仮定負性抵抗 R_n は、増幅器 V の入力 N 及び P に第 1 のキルヒホッフの法則を適用することによって再度計算することができる (電流 I_N , I_P 及び電圧 U_N , U_P は図 2 に示す電流及び電圧に対応するが、図 3 では簡略化のために表わされていない)。

【0029】

【数 11】

$$-I_N + (U_{e1} - U_N) / R_2 = 0$$

$$I_P + (U_m - U_P) / R_3 = 0$$

30

更に、次式が得られる。

【0030】

【数 12】

$$U_N = U_P$$

$$U_N - I_N * R_1 = 0$$

上式から、次式が得られる。

【0031】

【数 13】

$$U_{e1} = I_N * (R_1 + R_2) = U_P / k$$

$$I_P = (U_P - U_{e1} * U_{e2} / U_0) / R_3$$

$$= [U_P - (U_P / k) * (\underline{U_{V1}} + k * U_0) / U_0] / R_3$$

$$= - (U_P * \underline{U_{V1}}) / (k * U_0 * R_3)$$

$$U_P = [- (k * U_0 * R_3) / \underline{U_{V1}}] * I_P$$

40

次いで、次式が得られる。

【数 14】

$$R_n = -k * R_3 * U_0 / \underline{U_{V1}} \quad (8)$$

数式 (5) を数式 (8) に代入して次式を得る。

【0032】

50

【数 1 5】

$$R_n = - (k * R_3 * U_0) / (R_{CU} * I_1 * G) \quad (9)$$

こうして、仮想負性抵抗 R_n は、発振器回路のコイル L の銅抵抗 R_{CU} に逆比例し、 R_{CU} によって引き起こされる、図 2 による発振器の発振作用の温度依存性が理想的に補償される。発振器回路コイル L の銅抵抗 R_{CU} を評価すると共に、信号 U_{CU} または U_{V1} をそれぞれフィードバックすることによって、発振器に対する発振条件（数式 3 を参照）は、即ち R_{CU} と独立すると共に、実質的に温度には依存しない。従って、回路は、二本巻コイルを必要とすること無く、発振回路 L 、 C 、 R_{CU} の発振の開始点に及ぼす発振器回路コイル L の抵抗 R_{CU} の温度係数の影響を補償する。発振回路のコイル L は、コイルに関係する特別な要求も必要とすることのない、一本の巻線と 2 つの接続部を有する簡単なコイルである。

10

【0 0 3 3】

発振器回路のコイル L の銅抵抗に逆比例する仮想負性抵抗 R_n の制御、従って発振器の温度補償は、増幅器 V の出力電圧 U_{e1} にコイル L の抵抗 R_{CU} の線形関数がある係数を掛けることによって達成される。

【0 0 3 4】

この乗算及び適切な係数の発生は、図 3 による抵価格の制御回路によって得ることができて有益である。制御回路の他の実施例が可能であることは勿論である。例えば、図示の乗算器 M は、時分割装置で置換し得るか、または信号を先ずデジタル化して、デジタル - アナログ - トランスフォーマで逡倍することによって乗算を行っても良い。全体の制御は、また純粋にデジタル方式で、例えばデジタル信号プロセッサによって行うことができる。

20

【0 0 3 5】

電流源 I_1 は、電圧源 U_0 から得ることが好ましく、その逆もまた同様である。この方策によって、（数式（9）によれば、 U_0 は分子で、 I_1 は分母）負性抵抗 R_n は、電圧源 U_0 または電流源 I_1 の可能な不安定性によって否定的には影響を受けないことが達せられる。こうして、電圧源 U_0 及び電流源 I_1 を安定化させる必要はない。

【0 0 3 6】

電圧源 U_0 は、除外することもできる。これによって、仮想負性抵抗 R_n は、発振器回路のコイル L の銅抵抗 R_{CU} には正確には逆比例しなくなる。温度補償も幾分低下することとなる。

【0 0 3 7】

この発明による発振器を近接スイッチに使用する場合、温度補償された発振の開始または区切り点は、それ自体既知の方法で、評価回路、例えばしきい値検出器によって、標準測定板のアプローチに基づいて、それぞれ検出され、近接スイッチの切換点として使用される。

30

【0 0 3 8】

発振器回路のコイル L の銅抵抗 R_{CU} は、一般に数オームにしかならず、実用上有効な電流 I_1 は、1 mA のオーダである。従って、使用可能な電圧 U_{CU} は数 mV でしかない。こういった低電圧を正確に増幅するのは困難である。何よりも、増幅器 V_1 のオフセット電圧がじゃまをする。この問題を回避するため、増幅器 V_1 は、チョッパ増幅器の既知の原理に従って構成し得る。

40

【0 0 3 9】

図 4 は、この発明の別の実施例による発振器の配線回路を示している。増幅器 V_1 をチョッパ増幅器として構成する代わりに、電圧降下 U_{CU} を増幅するのにサンプルホールド回路が使用されている。電流源 I_1 は、数 Hz のオーダであり、実質的に F_{OSC} に比して低い周波数 F_{TG} でクロック発生器 TG 及びスイッチ S_1 によって刻時される。クロック発生器 TG のデューティ比は、電流源 I_1 によって使用される電流を低減するために低く選択することができる。

【0 0 4 0】

接続点（E）での電圧の交流電圧成分は、非反転交流電圧増幅器 V_2 において増幅される。直流電圧の小数部分は、スイッチ S_2 、保持コンデンサ C_2 及び電圧フォロア V_3 から

50

成るサンプルホールド回路によってリストアされる。増幅器 V_3 のオフセット電圧は、増幅器 V_2 で既に増幅された有効電圧 U_{CC} に関して何らの影響も無く残存する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】a は、切換え距離の関数として誘導性近接スイッチの相対的品質係数の作用を示す特性図であり、b は、温度の関数として誘導性近接スイッチの相対的品質係数の作用を示す特性図である。

【図 2】仮想負性抵抗に並列に接続され、LC 共振周期を有する発振器の回路図である。

【図 3】この発明の第 1 の実施例による発振器の回路図である。

【図 4】この発明の別の実施例による発振器の回路図である。

【符号の説明】

10

L コイル

C コンデンサ

R_{CU} 銅抵抗

V 増幅器

R_1 , R_2 , R_3 抵抗器

I_1 電流源

C_1 コンデンサ

R_4 抵抗器

U_0 電圧源

V_1 増幅器

20

M 乗算器

S_1 , S_2 スイッチ

TG クロック発生器

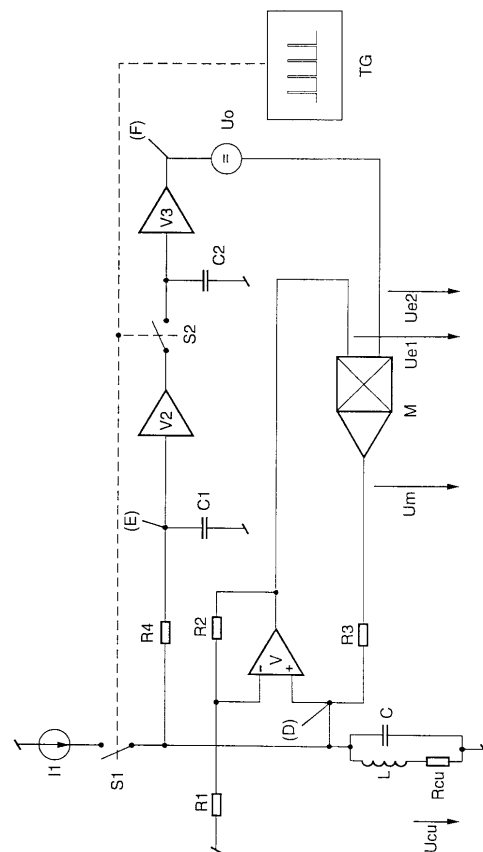
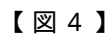
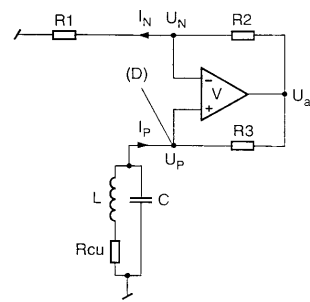
C_2 コンデンサ

V_2 増幅器

V_3 電圧フォロア

U_{CU} 信号

【 図 2 】



フロントページの続き

合議体

審判長 長島 孝志

審判官 久保 正典

審判官 小曳 満昭

- (56)参考文献 特開昭58-24205(JP,A)
特開昭59-117319(JP,A)
特開平1-212005(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H03B5/00-5/42