

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4797366号
(P4797366)

(45) 発行日 平成23年10月19日(2011.10.19)

(24) 登録日 平成23年8月12日(2011.8.12)

(51) Int. Cl.			F I		
GO 1 J	1/02	(2006.01)	GO 1 J	1/02	Y
GO 1 J	1/44	(2006.01)	GO 1 J	1/44	F
GO 1 J	5/14	(2006.01)	GO 1 J	5/14	
GO 1 J	5/34	(2006.01)	GO 1 J	5/34	C

請求項の数 2 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願2004-341072 (P2004-341072)	(73) 特許権者	000005832
(22) 出願日	平成16年11月25日(2004.11.25)		パナソニック電工株式会社
(65) 公開番号	特開2006-153510 (P2006-153510A)		大阪府門真市大字門真1048番地
(43) 公開日	平成18年6月15日(2006.6.15)	(74) 代理人	100087767
審査請求日	平成19年5月18日(2007.5.18)		弁理士 西川 恵清
前置審査		(74) 代理人	100155745
			弁理士 水尻 勝久
		(74) 代理人	100155756
			弁理士 坂口 武
		(74) 代理人	100161883
			弁理士 北出 英敏
		(72) 発明者	福井 卓
			大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 焦電型赤外線検出装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

熱線感知時に電流信号を発生する焦電素子と、第1のコンデンサからなる交流帰還回路、および直流帰還回路と第1の抵抗素子との直列回路を入出力間に接続した演算増幅器で構成されて前記電流信号を電圧信号に変換して出力する電流電圧変換回路とを備え、

交流帰還回路を演算増幅器の出力端子 - 反転入力端子間に接続し、直流帰還回路の一端を演算増幅器の出力側に接続し、第1の抵抗素子を直流帰還回路の他端 - 演算増幅器の反転入力端子間に接続し、焦電素子を演算増幅器の反転入力端子に接続して、

リミッタ回路は、ソース端子を第1の抵抗素子の一端に接続し、ゲート端子、ドレイン端子を第1の抵抗素子の他端に接続した第1のMOSトランジスタと、ゲート端子、ドレイン端子を第1の抵抗素子の一端に接続し、ソース端子を第1の抵抗素子の他端に接続した第2のMOSトランジスタとから構成され、第1、第2のMOSトランジスタがP型の場合は各基板端子を電源電位に接続し、第1、第2のMOSトランジスタがN型の場合は各基板端子をグランドに接続し、

電源電位とグランドとの間に接続された第2の抵抗素子と第2のコンデンサとの直列回路と、第1、第2のMOSトランジスタのうち少なくともいずれか一方のMOSトランジスタのゲート端子とドレイン端子との間に接続された第1のスイッチ素子と、第2の抵抗素子および第2のコンデンサの接続中点と前記少なくともいずれか一方のMOSトランジスタのゲート端子との間に接続された第2のスイッチ素子を有して、電源投入後、第1のスイッチ素子がオフ、第2のスイッチ素子がオンして、前記少なくともいずれか一方のM

OSトランジスタがオンし、第2のコンデンサの充電電圧によって前記少なくともいずれか一方のMOSトランジスタがオフした後、第1のスイッチ素子がオン、第2のスイッチ素子がオフすることによって、前記少なくともいずれか一方のMOSトランジスタを、電源投入時に所定期間導通させる

ことを特徴とする焦電型赤外線検出装置。

【請求項2】

前記リミッタ回路の各MOSトランジスタに第3の抵抗素子を各々直列接続したことを特徴とする請求項1記載の焦電型赤外線検出装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

本発明は、焦電素子を用いて、人体から輻射される赤外線エネルギーを検出し、人体の存在や移動の検知を行ったり、輻射エネルギーや室温を検出することで放射温度計として機能する赤外線検出装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

図10は、従来の焦電型赤外線検出装置の基本構成を示し、焦電素子1は一端をグラウンドに接続し、他端を演算増幅器2の反転入力端子に接続しており、演算増幅器2の出力端子 - 反転入力端子間には、コンデンサからなる帰還容量 C_f を接続して交流帰還回路を構成している。また、演算増幅器2の出力端子 - 反転入力端子間には、さらに直流帰還回路3と入力抵抗 R_i との直列回路を設けて、入力抵抗 R_i によって帰還を行っている。また、演算増幅器2の非反転入力端子にはバイアス電位 V_r を印加している。このような回路は、熱線感知時に焦電素子1で発生する電流信号を電圧信号に変換して出力する電流電圧変換回路を構成するものである。なお、演算増幅器2の反転入力端子を S_{in} 、演算増幅器2の出力端子を S_{out} 、直流帰還回路3の出力端子を S_{fo} とする。

20

【0003】

このような焦電型赤外線検出装置は、人体から輻射される赤外線エネルギーを検出し、人体の存在や移動の検知を行ったり、輻射エネルギーや室温を検出することで放射温度計として機能するものである。一般に人体検知を行う場合の検出周波数は1Hz中心であるので、本電流電圧変換回路の後段に設けられる電圧増幅部(図示無し)において、1Hzを中心とした0.1~10Hz付近の周波数帯が選択的に増幅される。そこで図11に示すように、演算増幅器2の出力端子 S_{out} はコンデンサ C_2 と抵抗 R_2 とから構成されるハイパスフィルタに接続される場合が多く、0.1Hz以上の周波数成分を通過させている。ここで、コンデンサ C_2 の一端は演算増幅器2の出力端子 S_{out} に接続され、コンデンサ C_2 の他端は抵抗 R_2 の一端に接続され、抵抗 R_2 の他端はバイアス電位 V_r に接続されており、コンデンサ C_2 と抵抗 R_2 との接続点 V_{x1} が本焦電型赤外線検出装置の出力となる。

30

【0004】

また図11は、図10の直流帰還回路3の具体回路も示しており、直流帰還回路3は、非反転入力端子に演算増幅器2の出力を接続した演算増幅器31と、演算増幅器31の出力端子 - 反転入力端子間に接続したコンデンサ C_1 と、演算増幅器31の反転入力端子 - バイアス電位 V_r 間に接続した抵抗 R_1 とからなる積分回路で構成され、演算増幅器31の出力が直流帰還回路3の出力となる。

40

【0005】

このような構成の電流電圧変換回路においては、焦電素子1から出力される電流信号は帰還容量 C_f のインピーダンスを用いて電圧信号に変換され、変換インピーダンスの周波数特性がバンドパスフィルタの役割を果たす。このバンドパスフィルタの中心周波数 ω_0 、選択度 Q は、数1で表される。

【0006】

【数 1】

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 \cdot R_1 \cdot C_f \cdot R_i}}$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_f \cdot R_i}{C_1 \cdot R_1}}$$

【0007】

そして、焦電素子 1 の最大のアプリケーションである人体検知における検出周波数が 1 Hz 中心であることから、0.1 Hz 以上の周波数帯では帰還容量 C_f のインピーダンス特性によって電圧信号の出力特性が決まるようにしようとすると、中心周波数 ω_0 は 0.1 Hz 以下でなければならない。したがって、この電流電圧変換回路の時定数は非常に遅くなる。

10

【0008】

また、ノイズ成分の 1 つとして入力抵抗 R_i による熱雑音が支配的であるので、この熱雑音を抑制するために、通常は入力抵抗 R_i の値を 1 T (テラ) 以上の高抵抗としている。このような高抵抗は一般に温度変化によって抵抗値が大きく変動する特性を有している。(例えば、特許文献 1 参照)

【特許文献 1】特開平 10 - 267759 号公報 (段落番号 [0013]、[0014]、図 1)

20

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

上記従来例のように、遅い時定数を有する電流電圧変換回路においては、電源投入から回路動作が安定するまでの間 (回路安定時間) や、回路動作中に大きな外来ノイズが印加された場合等に動作点が飽和してしまうと、元の正常な状態に復帰するのに長い時間を必要とするという問題があった。

【0010】

ここで、図 11 に示すように直流帰還回路 3 を積分回路で構成した電流電圧変換回路についてのシミュレーション結果を、図 12 ~ 図 14 に示す。ここで回路定数は、帰還容量 $C_f = 10 \text{ pF}$ 、入力抵抗 $R_i = 3 \text{ T}$ 、コンデンサ $C_1 = 10 \text{ nF}$ 、抵抗 $R_1 = 6 \text{ G}$ としている。

30

【0011】

図 12 は電源投入時、および外来ノイズ印加時の過渡解析の結果であり、図 12 (a) は演算増幅器 2 の出力端子 S_{out} の電圧波形、図 12 (b) はコンデンサ C_2 と抵抗 R_2 との接続点 V_{x1} の電圧波形 (ハイパスフィルタの出力波形) を各々示す。そして時間 $t = 0$ で、演算増幅器 2、31 の電源電位 3 V、バイアス電位 $V_r = 1.5 \text{ V}$ を印加し、演算増幅器 2 の反転入力端子 S_{in} には 1 Hz の正弦波からなる電流信号を時間 $t = 0$ より入力し続ける。さらに、時間 $t = 500$ 秒 (電源投入後の安定動作している状態) には、外来ノイズを想定して演算増幅器 2 の反転入力端子 S_{in} に 60 pC の負の電荷を印加する。ここで、図 12 (a) に示すように演算増幅器 2 の出力端子 S_{out} の電圧波形は非常に遅い周波数で変動しているが、図 12 (b) に示すように接続点 V_{x1} の電圧波形では抵抗 R_2 、コンデンサ C_2 によるハイパスフィルタによってその変動はカットされており、後段の回路に非常に遅い周波数の変動が伝わらないようになっている。

40

【0012】

そして、電源投入時は演算増幅器 2 の出力端子 S_{out} の電位が正側に飽和しており、図 13 (a) (b) に時間 $t = 23 \sim 30$ 秒における各波形の拡大図を示すように、電源投入後約 25 秒間 (時間 $t = 0 \sim 25$ 秒) は入力信号に対して正常に応答せず、回路動作が安定していない。

50

【 0 0 1 3 】

また、時間 $t = 500$ 秒で外来ノイズが印加された場合には、演算増幅器 2 の出力端子 S_{out} の電位が負側に飽和しており、図 14 (a) (b) に時間 $t = 594 \sim 610$ 秒における各波形の拡大図を示すように、外来ノイズ印加後約 100 秒間 (時間 $t = 500 \sim 600$ 秒) は入力信号に対して正常に応答せず、正常動作に復帰していない。

【 0 0 1 4 】

本発明は、上記事由に鑑みてなされたものであり、その目的は、電源投入から回路動作が安定するまでの時間が短く、且つ回路動作時に外来ノイズが印加されても速やかに復帰可能な焦電型赤外線検出装置を提供することにある。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 1 5 】

請求項 1 の発明は、熱線感知時に電流信号を発生する焦電素子と、第 1 のコンデンサからなる交流帰還回路、および直流帰還回路と第 1 の抵抗素子との直列回路を入出力間に接続した演算増幅器で構成されて前記電流信号を電圧信号に変換して出力する電流電圧変換回路とを備え、交流帰還回路を演算増幅器の出力端子 - 反転入力端子間に接続し、直流帰還回路の一端を演算増幅器の出力側に接続し、第 1 の抵抗素子を直流帰還回路の他端 - 演算増幅器の反転入力端子間に接続し、焦電素子を演算増幅器の反転入力端子に接続して、リミッタ回路は、ソース端子を第 1 の抵抗素子の一端に接続し、ゲート端子、ドレイン端子を第 1 の抵抗素子の他端に接続した第 1 の MOS トランジスタと、ゲート端子、ドレイン端子を第 1 の抵抗素子の一端に接続し、ソース端子を第 1 の抵抗素子の他端に接続した
第 2 の MOS トランジスタとから構成され、第 1、第 2 の MOS トランジスタが P 型の場合は各基板端子を電源電位に接続し、第 1、第 2 の MOS トランジスタが N 型の場合は各基板端子をグランドに接続し、電源電位とグランドとの間に接続された第 2 の抵抗素子と第 2 のコンデンサとの直列回路と、第 1、第 2 の MOS トランジスタのうち少なくともいずれか一方の MOS トランジスタのゲート端子とドレイン端子との間に接続された第 1 のスイッチ素子と、第 2 の抵抗素子および第 2 のコンデンサの接続中点と前記少なくともいずれか一方の MOS トランジスタのゲート端子との間に接続された第 2 のスイッチ素子を有して、電源投入後、第 1 のスイッチ素子がオフ、第 2 のスイッチ素子がオンして、前記少なくともいずれか一方の MOS トランジスタがオンし、第 2 のコンデンサの充電電圧によって前記少なくともいずれか一方の MOS トランジスタがオフした後、第 1 のスイッチ素子がオン、第 2 のスイッチ素子がオフすることによって、前記少なくともいずれか一方の MOS トランジスタを、電源投入時に所定期間導通させることを特徴とする。

【 0 0 1 6 】

この発明によれば、遅い時定数を有する電流電圧変換回路においても、電源投入から回路動作が安定するまでの時間が短く、且つ回路動作時に外来ノイズが印加されても速やかに復帰可能とすることができる。また、MOS トランジスタの基板端子から演算増幅器の反転入力端子へのリーク電流を小さくできるので、このリーク電流によるショットノイズ成分は無視できる程度に抑制可能で、S/N 比の悪化を防ぐことができる。またリミッタ回路を MOS トランジスタで構成しているので、回路の集積化、小型化に有利となる。さらにリミッタ回路にスタートアップ回路を併用させることにより回路のさらなる小型化を図ることができる。

【 0 0 1 7 】

請求項 2 の発明は、請求項 1 において、前記リミッタ回路の各 MOS トランジスタに第 3 の抵抗素子を各々直列接続したことを特徴とする。

【 0 0 1 8 】

この発明によれば、第 3 の抵抗素子によって、PMOS トランジスタがオンしたときに、演算増幅器の反転入力端子 - 直流帰還回路の出力間の抵抗値が急激に低下することを抑制して、演算増幅器の出力の不連続性を抑えることができる。したがって、演算増幅器の出力の不連続性による誤動作を防止できる。

【 発明の効果 】

10

20

30

40

50

【0021】

以上説明したように、本発明では、リミッタ回路によって第1の抵抗素子両端の電位差を制限するので、電源投入から回路動作が安定するまでの時間が短く、且つ回路動作時に外来ノイズが印加されても速やかに復帰可能となるという効果がある。また、MOSトランジスタの基板端子から演算増幅器の反転入力端子へのリーク電流を小さくできるので、このリーク電流によるショットノイズ成分は無視できる程度に抑制可能で、S/N比の悪化を防ぐことができる。またリミッタ回路をMOSトランジスタで構成しているので、回路の集積化、小型化に有利となる。さらにリミッタ回路にスタートアップ回路を併用させることにより回路のさらなる小型化を図ることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

10

【0022】

以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。

【0023】

(実施形態1)

本発明の焦電型赤外線検出装置の基本構成は図1に示されるように、図10に示す従来例における入力抵抗 R_i にリミッタ回路4を並列接続したものであり、他の構成は図10と同様であり、同様の構成には同一の符号を付して説明は省略する。

【0024】

リミッタ回路4は、入力抵抗 R_i に並列接続して入力抵抗 R_i の両端の電位差を制限している。

20

【0025】

図2は、図1の直流帰還回路3、リミッタ回路4の具体回路を示しており、直流帰還回路3は、図11に示す従来例と同様の積分回路である。

【0026】

リミッタ回路4は、PMOSトランジスタ T_{r1} 、 T_{r2} が互いに逆並列接続して、入力抵抗 R_i に並列接続している。入力抵抗 R_i は一端を直流帰還回路3の出力端子 S_{fo} に接続し、他端を演算増幅器2の反転入力端子 S_{in} に接続しており、PMOSトランジスタ T_{r1} は、ソース端子を直流帰還回路3の出力端子 S_{fo} に接続し、ゲート端子、ドレイン端子を反転入力端子 S_{in} に接続し、PMOSトランジスタ T_{r2} は、ゲート端子、ドレイン端子を直流帰還回路3の出力端子 S_{fo} に接続し、ソース端子を反転入力端子 S_{in} に接続している。また、PMOSトランジスタ T_{r1} 、 T_{r2} の各基板端子は電源電位 V_{cc} に接続されている。このように、リミッタ回路4をPMOSトランジスタ T_{r1} 、 T_{r2} で構成することにより、集積化に有利となる。

30

【0027】

次に、図2に示す電流電圧変換回路についてのシミュレーション結果を、図3～図5に示す。ここで回路定数は、帰還容量 $C_f = 10 \text{ pF}$ 、入力抵抗 $R_i = 3 \text{ T}$ 、コンデンサ $C_1 = 10 \text{ nF}$ 、抵抗 $R_1 = 6 \text{ G}$ としている。

【0028】

図3は電源投入時、および外来ノイズ印加時の過渡解析の結果であり、図3(a)は演算増幅器2の出力端子 S_{out} の電圧波形、図3(b)はコンデンサ C_2 と抵抗 R_2 との接続点 V_x の電圧波形(ハイパスフィルタの出力波形)を各々示す。そして時間 $t = 0$ で、演算増幅器2、31の電源電位 $3 \text{ V} (= V_{cc})$ 、バイアス電位 $V_r = 1.5 \text{ V}$ を印加し、演算増幅器2の反転入力端子 S_{in} には 1 Hz の正弦波からなる電流信号を時間 $t = 0$ より入力し続ける。さらに、時間 $t = 500 \text{ 秒}$ (電源投入後の安定動作している状態)には、外来ノイズを想定して演算増幅器2の反転入力端子 S_{in} に 60 pC の負の電荷を印加する。

40

【0029】

そして、電源投入時は演算増幅器2の出力端子 S_{out} の電位が正側に変動しており、図4(a)(b)に時間 $t = 0 \sim 16 \text{ 秒}$ における各波形の拡大図を示すように、電源投入直後、演算増幅器2の出力端子 S_{out} および直流帰還回路3の出力端子 S_{fo} の各電位

50

が3Vまで上昇しようとする、出力端子Sfoに接続したPMOSトランジスタTr1のソース電位も同様に上昇する。そして、端子Sou t、Sfoの電位が2V付近まで上昇すると、PMOSトランジスタTr1のゲート-ソース間電圧Vgsがしきい値(負電圧)を超えて、PMOSトランジスタTr1がオンする。入力抵抗Riの両端がPMOSトランジスタTr1によって短絡されると、端子Sou t、Sfoの各電位はそれ以上上昇しなくなり、飽和することなく低下する。したがって、時間t=0で電源投入して1~2秒後には入力信号に対して正常に応答している。この動作は電源投入時のみでなく、演算増幅器2の出力端子Sou tの電位が正側に変動するような外来ノイズが印加された場合(例えば、演算増幅器2の反転入力端子Sinに正の電荷が与えられた場合等)も同様である。

10

【0030】

さらに、時間t=500秒で、演算増幅器2の反転入力端子Sinに負の電荷を与える外来ノイズが印加された場合には、演算増幅器2の出力端子Sou tの電位が負側に変動する。そして、図5(a)(b)に時間t=498~505秒における各波形の拡大図を示すように、演算増幅器2の出力端子Sou tおよび直流帰還回路3の出力端子Sfoの各電位が0Vまで下がるとうると、出力端子Sfoに接続したPMOSトランジスタTr2のゲート電位も同様に下がる。そして、端子Sou t、Sfoの電位が1V付近まで下がると、PMOSトランジスタTr2のゲート-ソース間電圧Vgsがしきい値(負電圧)を超えて、PMOSトランジスタTr2がオンする。入力抵抗Riの両端がPMOSトランジスタTr2によって短絡されると、端子Sou t、Sfoの各電位はそれ以上下

20

【0031】

ここで、演算増幅器2の反転入力端子Sinに電流性のノイズ成分が存在すると出力に大きく影響し、特に、PN接合の逆バイアス時に発生するリーク電流は、電流性のショットノイズ成分を有するため注意が必要である。本実施形態では、演算増幅器2の反転入力端子Sinに影響するリーク電流として、PMOSトランジスタTr1の電源電位Vccに接続した基板(N型)端子からドレイン(P型)端子を介した反転入力端子Sinへのリーク電流、およびPMOSトランジスタTr2の電源電位Vccに接続した基板(N型)端子からソース(P型)端子を介した反転入力端子Sinへのリーク電流が存在するが、このPN接合の面積は、PMOSトランジスタTr1、Tr2のソース面積が影響するので、非常に小さな面積となり、このPN接合で生じるリーク電流のショットノイズ成分は無視できる程度に抑制でき、リーク電流によるS/N比の悪化を防ぐことができる。

30

【0032】

また、演算増幅器2の反転入力端子Sinの入力リーク電流も上記同様の理由によって小さくしなければならず、本実施形態では、内部回路をMOSトランジスタで構成した演算増幅器2を用いることで、入力リーク電流を抑制している。

【0033】

なお、本実施形態ではP型のMOSトランジスタTr1、Tr2を用いて、各基板端子を電源電位Vccに接続しているが、N型のMOSトランジスタを用いる場合には、各基板端子をグランドに接続すれば同様に用いることができる。

40

【0034】

(参考例1)

図6は本参考例の焦電型赤外線検出装置の構成を示しており、実施形態1の図2とはリミッタ回路4の構成のみが異なるもので、同様の構成には同一の符号を付して説明は省略する。

【0035】

本参考例のリミッタ回路4は、PMOSトランジスタTr1、Tr2が互いに逆並列接続して、入力抵抗Riに並列接続している。入力抵抗Riは一端を直流帰還回路3の出力

50

端子 S_{fo} に接続し、他端を演算増幅器 2 の反転入力端子 S_{in} に接続しており、PMOS トランジスタ Tr_1 は、ドレイン端子を直流帰還回路 3 の出力端子 S_{fo} に接続し、ゲート端子、ソース端子、基板端子を反転入力端子 S_{in} に接続し、PMOS トランジスタ Tr_2 は、ゲート端子、ソース端子、基板端子を直流帰還回路 3 の出力端子 S_{fo} に接続し、ドレイン端子を反転入力端子 S_{in} に接続している。このように、リミッタ回路 4 を PMOS トランジスタ Tr_1 、 Tr_2 で構成することにより、集積化に有利となる。

【0036】

そして電源投入時、または正の外來ノイズ印加時に、演算増幅器 2 の出力端子 S_{out} および直流帰還回路 3 の出力端子 S_{fo} の各電位が 3 V まで上昇しようとする、出力端子 S_{fo} に接続した PMOS トランジスタ Tr_1 のドレイン電位も同様に上昇する。そして、PMOS トランジスタ Tr_1 のドレイン (P 型) 端子から基板 (N 型) 端子に向かって順方向のダイオード接合が形成されており、端子 S_{fo} の電位 > 端子 S_{in} の電位となる方向に一定以上の電位差が生じると、PMOS トランジスタ Tr_1 のドレイン (P 型) 端子 - 基板 (N 型) 端子間がダイオードとして導通する。入力抵抗 R_i の両端が PMOS トランジスタ Tr_1 によって短絡されると、端子 S_{out} 、 S_{fo} の各電位はそれ以上上昇しなくなり、飽和することなく低下する。したがって、電源投入あるいは外來ノイズを印加してから 1 ~ 2 秒後には入力信号に対して正常に応答している。

【0037】

また、負の外來ノイズが印加されて、演算増幅器 2 の出力端子 S_{out} および直流帰還回路 3 の出力端子 S_{fo} の各電位が 0 V まで下がろうとすると、出力端子 S_{fo} に接続した PMOS トランジスタ Tr_2 の基板電位も同様に下がる。そして、PMOS トランジスタ Tr_2 のドレイン (P 型) 端子から基板 (N 型) 端子に向かって順方向のダイオード接合が形成されており、端子 S_{in} の電位 > 端子 S_{fo} の電位となる方向に一定以上の電位差が生じると、PMOS トランジスタ Tr_2 のドレイン (P 型) 端子 - 基板 (N 型) 端子間がダイオードとして導通する。入力抵抗 R_i の両端が PMOS トランジスタ Tr_2 によって短絡されると、端子 S_{out} 、 S_{fo} の各電位はそれ以上上下がらなくなり、飽和することなく上昇する。したがって、外來ノイズ印加後約 1 ~ 2 秒後には入力信号に対して正常な応答を行う動作に復帰している。

【0038】

このような本参考例では、PMOS トランジスタ Tr_1 、 Tr_2 の各 PN 接合部の特性を用いてリミッタ回路 4 を構成している、PMOS トランジスタ Tr_1 、 Tr_2 の各トランジスタ特性を用いた場合に比べて、製造バラツキを小さくできる。

【0039】

(参考例 2)

図 7 は本参考例の焦電型赤外線検出装置の構成を示しており、実施形態 1 の図 2 とはリミッタ回路 4 の構成のみが異なるもので、同様の構成には同一の符号を付して説明は省略する。

【0040】

本参考例のリミッタ回路 4 は、PMOS トランジスタ Tr_1 が入力抵抗 R_i に並列接続している。入力抵抗 R_i は一端を直流帰還回路 3 の出力端子 S_{fo} に接続し、他端を演算増幅器 2 の反転入力端子 S_{in} に接続しており、PMOS トランジスタ Tr_1 は、ソース端子、基板端子を直流帰還回路 3 の出力端子 S_{fo} に接続し、ドレイン端子、ゲート端子を反転入力端子 S_{in} に接続している。このように、リミッタ回路 4 を PMOS トランジスタ Tr_1 で構成することにより、集積化に有利となる。

【0041】

そして電源投入時、または正の外來ノイズ印加時に、演算増幅器 2 の出力端子 S_{out} および直流帰還回路 3 の出力端子 S_{fo} の各電位が 3 V まで上昇しようとする、出力端子 S_{fo} に接続した PMOS トランジスタ Tr_1 のソース電位も同様に上昇する。そして、端子 S_{out} 、 S_{fo} の電位が 2 V 付近まで上昇すると、PMOS トランジスタ Tr_1 のゲート - ソース間電圧 V_{gs} がしきい値 (負電圧) を超えて、PMOS トランジスタ

10

20

30

40

50

r 1 がオンする。入力抵抗 R_i の両端が PMOS トランジスタ T_{r1} によって短絡されると、端子 S_{out} 、 S_{fo} の各電位はそれ以上上昇しなくなり、飽和することなく低下する。したがって、電源投入あるいは外来ノイズを印加してから 1 ~ 2 秒後には入力信号に対して正常に応答している。

【 0 0 4 2 】

また、負の外来ノイズが印加されて、演算増幅器 2 の出力端子 S_{out} および直流帰還回路 3 の出力端子 S_{fo} の各電位が 0 V まで下がるとうすると、出力端子 S_{fo} に接続した PMOS トランジスタ T_{r1} の基板電位も同様に下がる。そして、PMOS トランジスタ T_{r1} のドレイン (P 型) 端子から基板 (N 型) 端子に向かって順方向のダイオード接合が形成されており、端子 S_{in} の電位 > 端子 S_{fo} の電位となる方向に一定以上の電位差が生じると、PMOS トランジスタ T_{r1} のドレイン (P 型) 端子 - 基板 (N 型) 端子間がダイオードとして導通する。入力抵抗 R_i の両端が PMOS トランジスタ T_{r1} によって短絡されると、端子 S_{out} 、 S_{fo} の各電位はそれ以上下がらなくなり、飽和することなく上昇する。したがって、外来ノイズ印加後約 1 ~ 2 秒後には入力信号に対して正常な応答を行う動作に復帰している。

10

【 0 0 4 3 】

本参考例において、PMOS トランジスタ T_{r1} は、電源投入時または正の外来ノイズ印加時にはトランジスタとしてオンし、負の外来ノイズ印加時にはダイオードとしてオンして出力の飽和を防止するので、1 つの MOS トランジスタで正負両方向の外来ノイズ対策が可能となり、小型化を図ることができる。また、MOS トランジスタの基板端子から演算増幅器の反転入力端子へのリーク電流を小さくでき、このリーク電流によるショットノイズ成分は無視できる程度に抑制でき、S/N 比の悪化を防ぐことができる。

20

【 0 0 4 4 】

(実施形態 2)

図 8 は本実施形態の焦電型赤外線検出装置の構成を示しており、参考例 1 のリミッタ回路 4 (図 6 参照) において、PMOS トランジスタ T_{r1} 、 T_{r2} に抵抗 R_{11} 、 R_{12} を直列接続したもので、同様の構成には同一の符号を付して説明は省略する。

【 0 0 4 5 】

まず、抵抗 R_{11} 、 R_{12} がないときに、演算増幅器 2 の反転入力端子 S_{in} に 1 Hz と比べて非常に遅い周波数のゆらぎが入力された場合の動作について考える。この場合、演算増幅器 2 の出力端子 S_{out} および直流帰還回路 3 の出力端子 S_{fo} の電位もこのゆらぎに応答してゆらぎが発生するが、ゆらぎの振幅が大きいとリミッタ回路 4 が動作して、PMOS トランジスタ T_{r1} または T_{r2} がオンし、演算増幅器 2 の反転入力端子 S_{in} - 直流帰還回路 3 の出力端子 S_{fo} 間の抵抗値が急激に低下するため、出力端子 S_{out} の出力波形に不連続が生じる。

30

【 0 0 4 6 】

ここで、人体検出の応用を考えた場合、人体の動きが 1 Hz 付近を主成分とするために、後段に設けられる電圧増幅部 (図示無し) においては、1 Hz 付近を中心に増幅する。したがって、1 Hz と比べて非常に遅い周波数のゆらぎは後段の電圧増幅部で増幅されることはないので、誤報の原因となることはない。しかし、出力端子 S_{out} の出力波形に不連続が生じると、不連続部分の変動には高周波成分が含まれるため、その高周波成分の 1 Hz 付近の周波数成分が後段の電圧増幅部で増幅されて誤動作につながる。

40

【 0 0 4 7 】

そこで本実施形態では、PMOS トランジスタ T_{r1} 、 T_{r2} に直列接続された抵抗 R_{11} 、 R_{12} によって、PMOS トランジスタ T_{r1} 、 T_{r2} が各々オンしたときに、演算増幅器 2 の反転入力端子 S_{in} - 直流帰還回路 3 の出力端子 S_{fo} 間の抵抗値が急激に低下することを抑制して、出力端子 S_{out} の出力波形の不連続性を抑えている。したがって、出力端子 S_{out} の出力波形の不連続性による誤動作を防止できる。

【 0 0 4 8 】

なお、本実施形態では参考例 1 のリミッタ回路 4 を例に説明したが、実施形態 1、参考

50

例2のリミッタ回路4の各PMOSトランジスタに抵抗を直列接続しても同様の効果を得ることができる。

【0049】

(実施形態3)

図9は本実施形態の焦電型赤外線検出装置の構成を示しており、実施形態1の図2とはリミッタ回路4の構成のみが異なるもので、同様の構成には同一の符号を付して説明は省略する。

【0050】

本実施形態のリミッタ回路4は、PMOSトランジスタTr1が入力抵抗Riに並列接続している。入力抵抗Riは一端を直流帰還回路3の出力端子Sfoに接続し、他端を演算増幅器2の反転入力端子Sinに接続しており、PMOSトランジスタTr1は、ドレイン端子を直流帰還回路3の出力端子Sfoに接続し、ソース端子、基板端子を反転入力端子Sinに接続している。PMOSトランジスタTr1のドレイン端子にはスイッチ素子SWA, SWBの直列回路の一端が接続され、スイッチ素子SWA, SWBの直列回路の他端は、抵抗R3とコンデンサC3との各一端同士の接続点に接続される。抵抗R3の他端は電源電位Vccに接続され、コンデンサC3の他端はグランドに接続される。PMOSトランジスタTr1のゲート端子は、スイッチ素子SWA, SWBの接続点に接続される。

【0051】

そして、電源投入直後は、スイッチ素子SWAはオフし、スイッチ素子SWBはオンする。スイッチ素子SWBがオンした直後はコンデンサC3には電荷が充電されていない状態であり、PMOSトランジスタTr1のゲート信号はLレベルであるので、PMOSトランジスタTr1のゲート-ソース間電圧Vgsがしきい値(負電圧)を超えて、PMOSトランジスタTr1がオンし、直流帰還回路3のコンデンサCfが急速に充電されて出力端子Soutの電位が急速に動作点に達する。その後、コンデンサC3が抵抗R3を介して電位Vccにまで充電されるにつれて、PMOSトランジスタTr1のゲート電位も上昇し、抵抗R3とコンデンサC3との時定数で決定される所定時間後にPMOSトランジスタTr1はオフする。

【0052】

その後、スイッチ素子SWAがオン、スイッチ素子SWBがオフに切り換わり、PMOSトランジスタTr1のドレイン端子とゲート端子とがスイッチ素子SWAを介して接続される。そして、正の外來ノイズ印加時に、演算増幅器2の出力端子Soutおよび直流帰還回路3の出力端子Sfoの各電位が3Vまで上昇しようとする、出力端子Sfoに接続したPMOSトランジスタTr1のドレイン電位も同様に上昇するので、PMOSトランジスタTr1のドレイン(P型)端子-基板(N型)端子間がダイオードとして導通する。入力抵抗Riの両端がPMOSトランジスタTr1によって短絡されると、端子Sout、Sfoの各電位はそれ以上上昇しなくなり、飽和することなく低下する。したがって、外來ノイズ印加後約1~2秒後には入力信号に対して正常な応答を行う動作に復帰している。

【0053】

また、負の外來ノイズが印加されて、演算増幅器2の出力端子Soutおよび直流帰還回路3の出力端子Sfoの各電位が0Vまで下がるとうすると、出力端子Sfoにスイッチ素子SWAを介して接続したPMOSトランジスタTr1のゲート電位も同様に下がる。そして、端子Sout、Sfoの電位が1V付近まで下がると、PMOSトランジスタTr1のゲート-ソース間電圧Vgsがしきい値(負電圧)を超えて、PMOSトランジスタTr1がオンする。入力抵抗Riの両端がPMOSトランジスタTr1によって短絡されると、端子Sout、Sfoの各電位はそれ以上下がらなくなり、飽和することなく上昇する。したがって、外來ノイズ印加後約1~2秒後には入力信号に対して正常な応答を行う動作に復帰している。

【0054】

10

20

30

40

50

このように、電源投入時にコンデンサ C_f を急速に充電させるスタートアップ回路を備えることで電源投入から回路動作が安定するまでの時間をさらに短くすることができ、また、リミッタ回路 4 にスタートアップ回路を併用させることにより回路の小型化を図ることができる。

【0055】

なお、実施形態 1、参考例 1、2 においても、電源投入時にリミッタ回路 4 が備える MOS トランジスタを所定期間導通させて、コンデンサ C_f を急速に充電させるスタートアップ回路を設ければ上記同様の効果を得ることができる。

【0056】

また、実施形態 1～3、参考例 1、2 においてトランジスタ T_{r1} 、 T_{r2} は PMOS を用いているが、NMOS を用いてもよい。さらに、リミッタ回路 4 をトランジスタではなく、ダイオードで構成してもよい。

【図面の簡単な説明】

【0057】

【図 1】本発明の焦電型赤外線検出装置を示す概略回路図である。

【図 2】本発明の実施形態 1 の焦電型赤外線検出装置を示す具体回路図である。

【図 3】同上の波形図であり、(a) は演算増幅器の出力波形、(b) はハイパスフィルタの出力波形を示す。

【図 4】同上の波形図における電源投入時の拡大図であり、(a) は演算増幅器の出力波形、(b) はハイパスフィルタの出力波形を示す。

【図 5】同上の波形図における外来ノイズ印加時の拡大図であり、(a) は演算増幅器の出力波形、(b) はハイパスフィルタの出力波形を示す。

【図 6】本発明の参考例 1 の焦電型赤外線検出装置を示す具体回路図である。

【図 7】本発明の参考例 2 の焦電型赤外線検出装置を示す具体回路図である。

【図 8】本発明の実施形態 2 の焦電型赤外線検出装置を示す具体回路図である。

【図 9】本発明の実施形態 3 の焦電型赤外線検出装置を示す具体回路図である。

【図 10】従来の焦電型赤外線検出装置を示す概略回路図である。

【図 11】同上の具体回路図である。

【図 12】同上の波形図であり、(a) は演算増幅器の出力波形、(b) はハイパスフィルタの出力波形を示す。

【図 13】同上の波形図における電源投入時の拡大図であり、(a) は演算増幅器の出力波形、(b) はハイパスフィルタの出力波形を示す。

【図 14】同上の波形図における外来ノイズ印加時の拡大図であり、(a) は演算増幅器の出力波形、(b) はハイパスフィルタの出力波形を示す。

【符号の説明】

【0058】

1 焦電素子

2 演算増幅器

3 直流帰還回路

4 リミッタ回路

C_f 帰還容量

R_i 入力抵抗

V_r バイアス電位

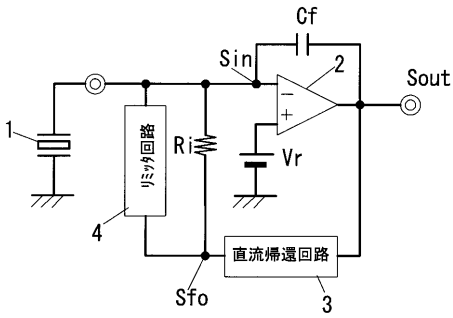
10

20

30

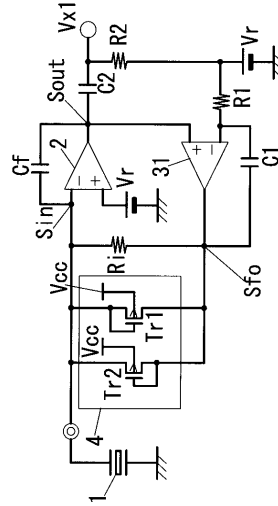
40

【図1】

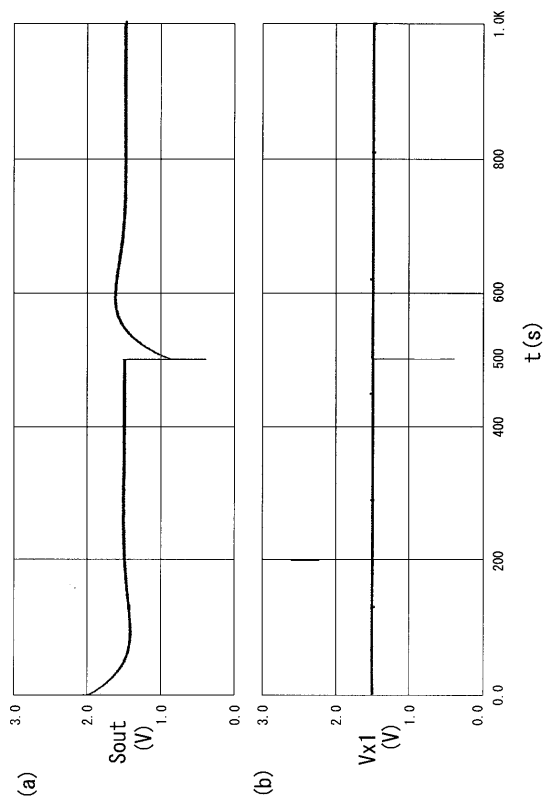


- 1 焦電素子
- 2 演算増幅器
- 3 直流帰還回路
- 4 リミッタ回路
- C_f 帰還容量
- R_i 入力抵抗
- V_r バイアス電位

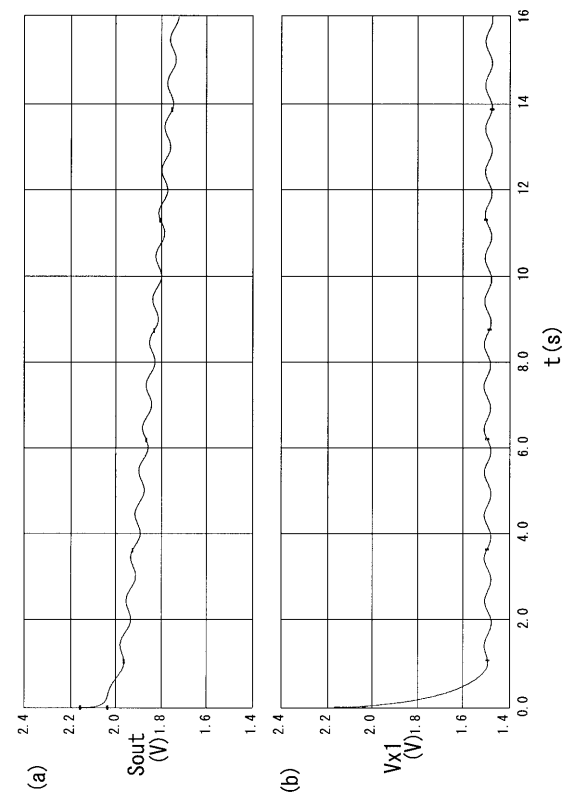
【図2】



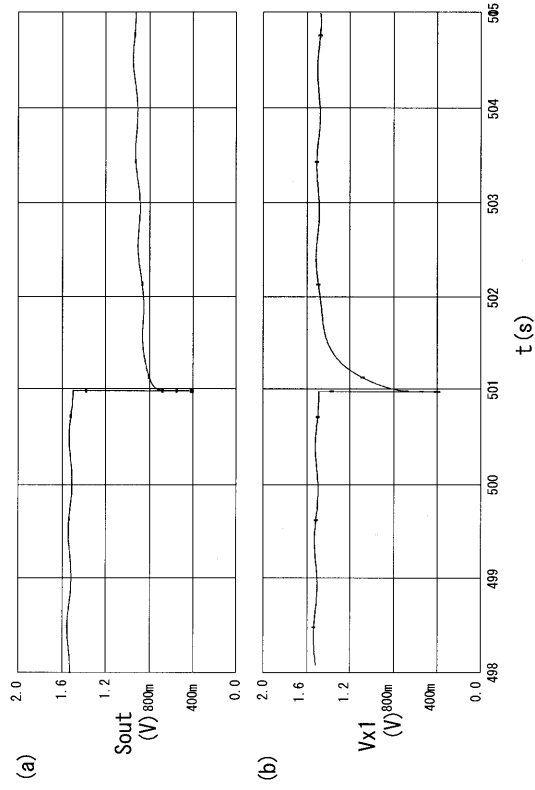
【図3】



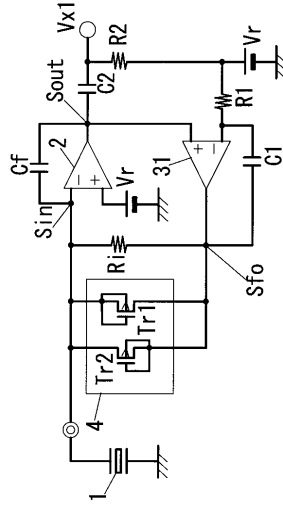
【図4】



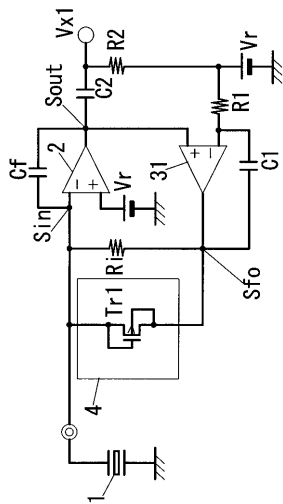
【 図 5 】



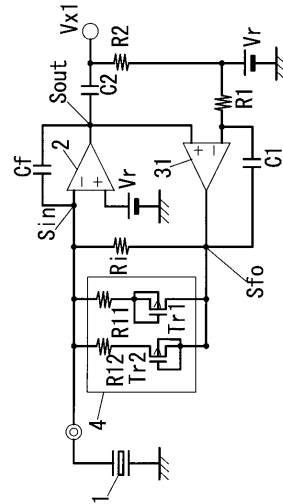
【 図 6 】



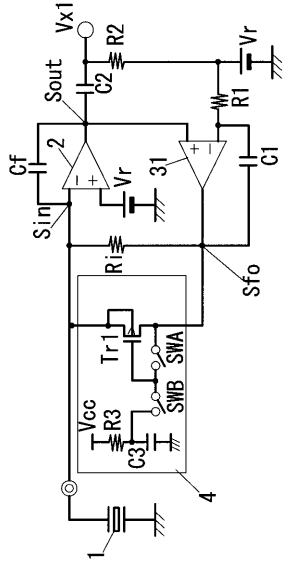
【 図 7 】



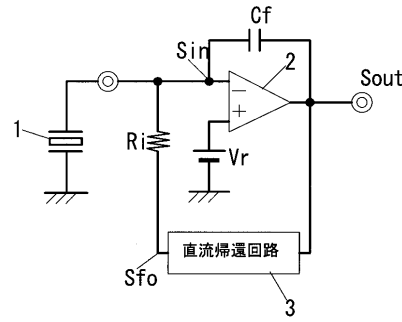
【 図 8 】



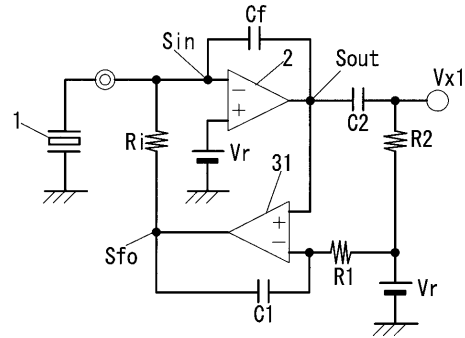
【 図 9 】



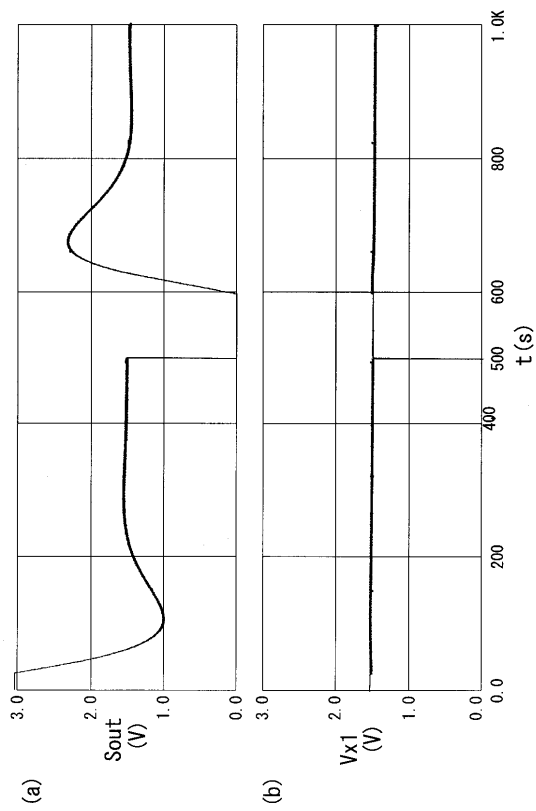
【 図 10 】



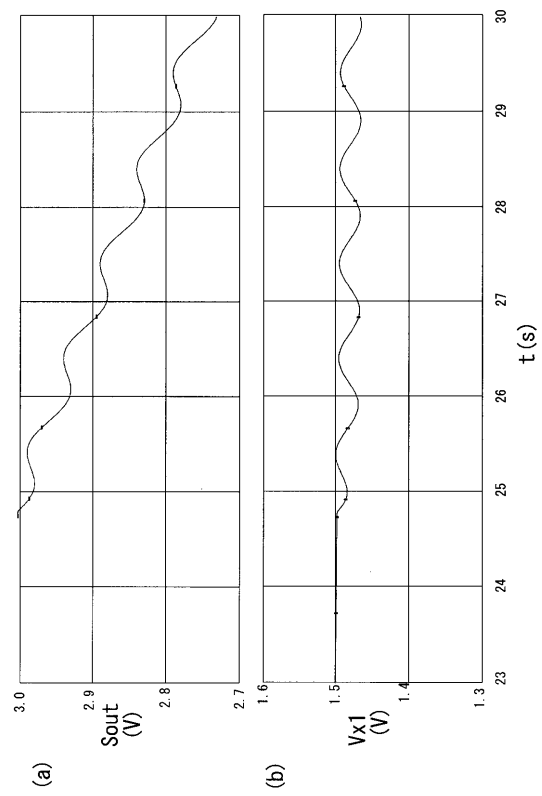
【 図 11 】



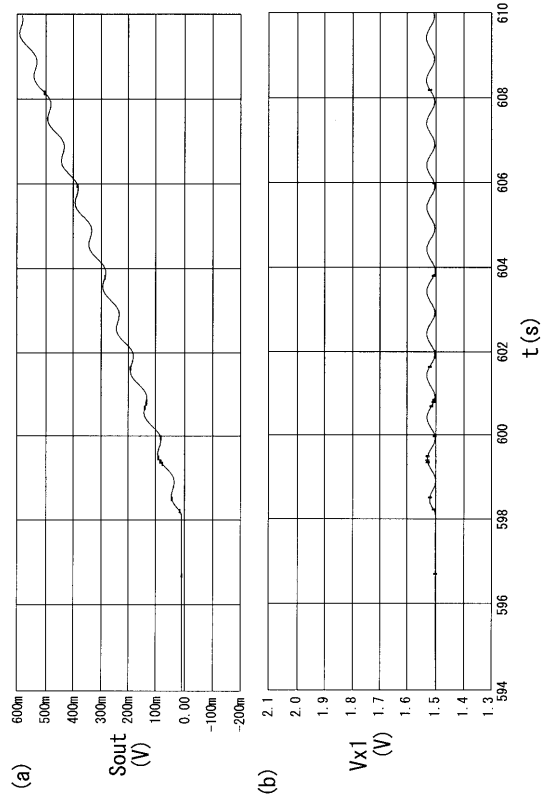
【 図 12 】



【 図 13 】



【 図 14 】



フロントページの続き

- (72)発明者 畑谷 光輝
大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工株式会社内
- (72)発明者 高田 裕司
大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工株式会社内
- (72)発明者 廣中 篤
大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工株式会社内

審査官 平田 佳規

- (56)参考文献 特開平10-190363(JP,A)
特開昭62-145595(JP,A)
特開平10-267759(JP,A)
実開平05-081670(JP,U)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01J 1/42 - 1/46
G01J 1/02
G01J 5/02
G01J 5/12 - 5/16
G01J 5/34
G01R 19/00 - 19/32
G01V 8/10 - 8/20
G08B 13/19 - 13/191
H03F 1/00 - 1/56
H03F 3/00 - 3/45
H03F 3/50 - 3/52
H03F 3/62 - 3/64
H03F 3/68 - 3/72
H03H 11/00 - 11/54