

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4230367号
(P4230367)

(45) 発行日 平成21年2月25日 (2009. 2. 25)

(24) 登録日 平成20年12月12日 (2008. 12. 12)

(51) Int. Cl.

F I

H03G 3/30 (2006.01)
H03G 3/10 (2006.01)
H03G 3/20 (2006.01)
H04L 27/06 (2006.01)

H03G 3/30 B
H03G 3/30 D
H03G 3/10 B
H03G 3/20 E
H04L 27/06 Z

請求項の数 5 (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2004-6011 (P2004-6011)
(22) 出願日 平成16年1月13日 (2004. 1. 13)
(65) 公開番号 特開2005-203894 (P2005-203894A)
(43) 公開日 平成17年7月28日 (2005. 7. 28)
審査請求日 平成18年1月25日 (2006. 1. 25)

(73) 特許権者 000005049
シャープ株式会社
大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号
(74) 代理人 110000338
特許業務法人原謙三国際特許事務所
(74) 代理人 100080034
弁理士 原 謙三
(74) 代理人 100113701
弁理士 木島 隆一
(74) 代理人 100116241
弁理士 金子 一郎
(72) 発明者 井上 高広
大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号
シャープ株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 利得可変増幅器、キャリア検出回路システム、及びそれらを用いた赤外線リモコン受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

制御電圧により、電流源にゲイン調整用電流を供給して、アンプのバイアス電流を低減する利得可変増幅器において、

上記アンプの正及び負の各出力から、ゲイン調整用電流の1/2からなる電流を引き抜く電流引き抜き手段が設けられていること特徴とする利得可変増幅器。

【請求項 2】

アンプ回路、フィルタ回路、キャリア検出回路、及び請求項1記載の利得可変増幅器を含み、上記キャリア検出回路の出力レベルを検出し、上記利得可変増幅器を介して上記アンプ回路のゲイン調整を行うことを特徴とするキャリア検出回路システム。

【請求項 3】

前記アンプ回路は、ゲイン調整を行うための第1段目アンプ及び第2段目アンプの2段のアンプを直列に備えていると共に、

前記電流引き抜き手段は、第1段目アンプの正及び負の各出力から、ゲイン調整用電流の1/2からなる電流を引き抜き、その出力を第2段目アンプに入力し、第2段目アンプの正及び負の各出力から、ゲイン調整用電流の1/2からなる電流を引き抜くことを特徴とする請求項2記載のキャリア検出回路システム。

【請求項 4】

請求項1記載の利得可変増幅器を用いたことを特徴とする赤外線リモコン受信機。

【請求項 5】

10

20

請求項 2 又は 3 記載のキャリア検出回路システムを用いたことを特徴とする赤外線リモコン受信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、赤外線リモコン用受信機等の光半導体装置として好適に実施される利得可変増幅器、キャリア検出回路システム、及びそれらを用いた赤外線リモコン受信機に関するものである。

【背景技術】

【0002】

10

赤外線リモコン受信機の送信信号は、一般的に、30kHz～60kHz程度の決められたキャリアで変調されたASK (Amplitude Shift Keying) 信号であり、受信チップでは、入力された光電流信号をアンプで増幅し、キャリアの周波数に合わせたバンドパスフィルタ (BPF) にてキャリア成分を取り出し、検波回路にてキャリアを検出し、積分回路にてキャリアのある時間を積分し、ヒステリシスコンパレータにてキャリアの有無を判別してデジタル出力する。

【0003】

ところで、家庭用インバータ蛍光灯には、30kHz～60kHzのキャリア成分が存在する。このため、赤外線リモコン受信機の周囲にインバータ蛍光灯が存在する場合には、赤外線リモコン受信機が、インバータ蛍光灯のノイズ成分を検出して誤動作したり、最悪の場合、送信信号を正確に受信できないといった問題がある。

20

【0004】

この問題に対して、キャリア検出回路又は利得可変回路を設けて、AGC (Auto Gain Control: 自動利得制御) を行い、外乱ノイズに対する特性を向上するのは効果的である。

【0005】

しかし、赤外線リモコン受信機は、システム全体の利得が大きい。このため、キャリア検出回路の出力レベルを検出し、AGC回路を介してアンプ部のゲイン調整を行う場合、キャリア検出回路の出力レベルに重畳した電源ノイズ等の影響によって受信特性を低下させる問題が発生する。

30

【0006】

さらに、赤外線リモコン受信機においては、コスト削減の要望が強く、従来は外付けチップコンデンサ (0.1μF程度) であったキャリア検出回路の積分用コンデンサも、現在では集積回路 (IC) に内蔵する (100pF程度) ことが常識となっている。コンデンサをIC内に内蔵した場合、キャリア検出回路の充放電電流は100pAオーダーとなるため、キャリア検出回路のインピーダンスが上昇し、電源ノイズ等の影響を受け易くなってしまふ。

【0007】

この問題を解決する赤外線リモコン受信機の受信システムとして、例えば、図7に示す回路方式のものがある。

40

【0008】

この赤外線リモコン受信機100の受信システムでは、フォトダイオードチップFDから入力される光電流信号Iinを、集積化された受信チップにて復調して出力し、その出力は電子機器を制御するマイコン等に接続される。なお、この構成は、一般的なものである。

【0009】

光電流信号Iinは、30kHz～60kHz程度の決められたキャリアで変調されたASK信号であり、受信チップからなる赤外線リモコン受信機100では入力された光電流信号Iinをアンプ101・102・103にて増幅し、キャリアの周波数に合わせたバンドパスフィルタ (BPF) 104にてキャリア成分を取り出し、検波回路であるキャ

50

リア検出回路 105 にてキャリアを検出し、積分回路 106 にてキャリアのある時間を積分し、ヒステリシスコンパレータ 107 にてキャリアの有無を判別してデジタル出力する。なお、上記において、キャリア検出回路 105 の出力レベルを検出して A G C 回路 110 を介してアンプ 102 のゲイン調整を行う。また、各部の波形は、図 8 (a) (b) (c) (d) に示すようになる。

【 0 0 1 0 】

上記 A G C 回路 110 の従来の構成例を図 9 に示す。すなわち、利得可変増幅回路である A G C 回路 110 は、制御電圧によりアンプ 102 のバイアス電流を可変する。

【 0 0 1 1 】

同図に示すように、A M P 102 に相当する A M P 回路 120 の出力電圧 $V_{o1} \cdot V_{o2}$ は、A G C 回路出力電流 I_{agc} が 0 の場合つまり A G C 回路 110 が O F F の場合には、A M P 回路 120 におけるトランジスタ $Q_{N1} \cdot Q_{N2}$ のコンダクタンス g_m 及び出力抵抗 R により決定し、

$$\begin{aligned} V_{o1} &= V_{cc} - R * (1/2) * I_1 - R * g_m / 2 * (V_{in1} - V_{in2}) \\ &= V_{cc} - R * (1/2) * I_1 - R * I_1 / (4 V_t) * (V_{in1} - V_{in2}) \\ &\quad \dots \dots (1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{o2} &= V_{cc} - R * (1/2) * I_1 + R * g_m / 2 * (V_{in1} - V_{in2}) \\ &= V_{cc} - R * (1/2) * I_1 + R * I_1 / (4 V_t) * (V_{in1} - V_{in2}) \\ &\quad \dots \dots (2) \end{aligned}$$

$$g_m = (I_1 / 2) / V_t \quad \dots \dots (3)$$

(ここで、 $V_t = k T / q$ 、 k : ボルツマン定数、 T : 絶対温度、 q : 電子の素電荷)

よって、差動電圧利得 A_v は、

$$\begin{aligned} A_v &= (V_{o1} - V_{o2}) / (V_{in1} - V_{in2}) \\ &= - R * I_1 / (2 V_t) \quad \dots \dots (4) \end{aligned}$$

となる。

【 0 0 1 2 】

一方、制御電圧 D_{et} により A G C 回路出力電流 I_{agc} を発生し、A G C 回路 110 が O N した場合には、

$$\begin{aligned} V_{o1} &= V_{cc} - R * (1/2) * (I_1 - I_{agc}) - R * (I_1 - I_{agc}) \\ &\quad / (4 V_t) * (V_{in1} - V_{in2}) \quad \dots \dots (5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{o2} &= V_{cc} - R * (1/2) * (I_1 - I_{agc}) + R * (I_1 - I_{agc}) / \\ &\quad / (4 V_t) * (V_{in1} - V_{in2}) \quad \dots \dots (6) \end{aligned}$$

$$A_v = - R * (I_1 - I_{agc}) / (2 V_t) \quad \dots \dots (7)$$

となる。

【 0 0 1 3 】

この結果、A G C 回路出力電流 I_{agc} により、A M P 回路 120 のバイアス電流 ($I_1 - I_{agc}$) を制御することによって、利得可変することが可能である。

【 0 0 1 4 】

しかしながら、上記の構成では、A M P 回路 120 の出力電圧 $V_{o1} \cdot V_{o2}$ は、式 (5) (6) の第 2 項の成分「 $R * (1/2) * (I_1 - I_{agc})$ 」により、A G C 回路出力電流 I_{agc} にノイズが重畳された場合には、そのノイズの影響を受けることとなる。

【 0 0 1 5 】

ここで、赤外線リモコン受信機 100 では、キャリア検出回路 105 の出力を制御電圧として A M P 回路 120 にゲインコントロールする方式が一般的である。そして、利得可変増幅器及びキャリア検出回路システムの他の従来の構成には、図 10 に示すものもある。

【 0 0 1 6 】

しかしながら、一般に、キャリア検出回路 205 はインピーダンスが高く電源ノイズ等のノイズが重畳し易い。このため、同図に示す利得可変増幅器及びキャリア検出回路シス

10

20

30

40

50

テム 200 では、キャリア検出回路出力 D_{et} に重畳したノイズがアンプ 202 にフィードバックすることとなり、前記赤外線リモコン受信機 100 の受信システムで示したノイズ成分（式（5）（6）の第 2 項）が発生し、特性の低下となる。

【0017】

一方、キャリア検出回路 205 の具体的な構成としては、例えば、図 11 に示すように、コンデンサ外付けタイプのキャリア検出回路 205 a や、図 12 に示すように、特許文献 1 に開示されたコンデンサ内蔵タイプのキャリア検出回路 205 b がある。

【0018】

ところで、赤外線リモコン受信機では、キャリア検出回路には $100\text{ m s e c} / 0.1\text{ V}$ 程度の時定数が必要である。

10

【0019】

上記図 11 に示すキャリア検出回路 205 a では、キャリアレベル（ D_{et} ）検出用コンデンサ C_1 が外付けであるため、その容量値は $0.1\text{ }\mu\text{F}$ 程度である。したがって、 $100\text{ m s e c} / 0.1\text{ V}$ の時定数を得るためには、充放電電流は 100 nA オーダーとなる。

【0020】

一方、特許文献 1 に開示されたキャリア検出回路 205 b では、キャリアレベル（ D_{et} ）検出用コンデンサ C_2 が内蔵のため、その容量値は 100 pF 程度であり、 $100\text{ m s e c} / 0.1\text{ V}$ の時定数を得るためには充放電電流は 100 pA オーダーとなる。

【0021】

$$\text{時定数 } t / V = C / I \quad \dots\dots\dots (8)$$

このとき、充放電電流値を小さくすると、充放電回路のトランジスタのインピーダンスが上がり、ノイズの影響が大きくなるといった問題がある。

20

【0022】

トランジスタ単体の入出力抵抗：コレクタ電流 I_c が小さくなると、入出力抵抗値が大きくなる。

【0023】

$$\text{入力抵抗 } r_{\pi} = h_{fe} * V_t / I_c \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$\text{出力抵抗 } r_o = V_a / I_c \quad \dots\dots\dots (10)$$

（ $V_t = k * T / q$ 、 k ：ボルツマン定数、 T ：絶対温度、 q ：電子の素電荷）

（ V_a = アーリ電圧）

30

したがって、コスト削減のためにコンデンサ C 内蔵キャリア検出回路を用いるのが一般的ではあるが、その場合、キャリア検出回路出力 D_{et} に重畳したノイズは大きくなり、利得可変増幅器 - キャリア検出回路システムに影響を及ぼす。

【特許文献 1】特開 2002 - 51093 号公報（2002 年 2 月 15 日公開）

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0024】

このように、上記従来の図 9 に示す利得可変増幅器である AGC 回路 110 において、AGC 回路出力電流 I_{agc} にノイズが重畳された場合、そのノイズの影響を受けることとなる。

40

【0025】

また、図 10 に示す利得可変増幅器及びキャリア検出回路システム 200 においても、AGC 回路出力電流 I_{agc} にノイズが重畳された場合、そのノイズの影響を受けることとなる。特に、コンデンサ C 内蔵キャリア検出回路の場合、その影響は大きくなるという問題点を有している。

【0026】

本発明は、上記従来の問題点に鑑みなされたものであって、その目的は、ゲイン調整用電流に重畳するノイズの低減を可能とし得る利得可変増幅器、キャリア検出回路システム、及びそれらを用いた赤外線リモコン受信機を提供することにある。

50

【課題を解決するための手段】

【0027】

本発明の利得可変増幅器は、上記課題を解決するために、制御電圧により、電流源にゲイン調整用電流を供給して、アンプのバイアス電流を低減する利得可変増幅器において、上記アンプの正及び負の各出力から、ゲイン調整用電流の1/2からなる電流を引き抜く電流引き抜き手段が設けられていることを特徴としている。

【0028】

上記の発明によれば、利得可変増幅器の出力段に、ゲイン調整用電流の1/2からなる電流を引き抜く電流引き抜き手段を設置することにより、ゲイン調整用電流に重畳するノイズの低減が可能である。

10

【0029】

したがって、ゲイン調整用電流に重畳するノイズの低減を可能とし得る利得可変増幅器を提供することができる。

【0030】

また、本発明のキャリア検出回路システムは、上記課題を解決するために、アンプ回路、フィルタ回路、キャリア検出回路、及び前記利得可変増幅器を含み、上記キャリア検出回路の出力レベルを検出し、上記利得可変増幅器を介して上記アンプ回路のゲイン調整を行うことを特徴としている。

【0031】

上記の発明によれば、ゲイン調整されるアンプ回路の正及び負の各出力にゲイン調整用電流の1/2からなる電流を引き抜く電流引き抜き手段を設置することにより、ゲイン調整用電流に重畳するノイズの低減が可能である。

20

【0032】

したがって、ゲイン調整用電流に重畳するノイズの低減を可能とし得るキャリア検出回路システムを提供することができる。

【0033】

また、本発明のキャリア検出回路システムは、上記記載のキャリア検出回路システムにおいて、前記アンプ回路は、ゲイン調整を行うための第1段目アンプ及び第2段目アンプの2段のアンプを直列に備えていると共に、前記電流引き抜き手段は、第1段目アンプの正及び負の各出力から、ゲイン調整用電流の1/2からなる電流を引き抜き、その出力を第2段目アンプに入力し、第2段目アンプの正及び負の各出力から、ゲイン調整用電流の1/2からなる電流を引き抜くことを特徴としている。

30

【0034】

上記の発明によれば、ゲイン調整を行うための2段のアンプを備え、第1段目アンプの正及び負の各出力から、ゲイン調整用電流の1/2からなる電流を引き抜き、その出力を第2段目アンプに入力し、第2段目アンプの正及び負の各出力から、ゲイン調整用電流の1/2からなる電流を引き抜くことにより、ゲイン調整用電流に重畳するノイズの低減が可能である。

【0035】

また、本発明では、ゲイン調整を行うための2段のアンプを備えているので、ゲイン調整の範囲の拡大も可能である。

40

【0040】

また、本発明の赤外線リモコン受信機は、上記記載の利得可変増幅器を用いたことを特徴としている。

【0041】

また、本発明の赤外線リモコン受信機は、上記記載のキャリア検出回路システムを用いたことを特徴としている。

【0042】

したがって、ゲイン調整用電流に重畳するノイズの低減を可能とし得る利得可変増幅器又はキャリア検出回路システムを用いた赤外線リモコン受信機を提供することができる。

50

【発明の効果】

【0043】

本発明によれば、ゲイン調整される上記アンプの正及び負の各出力に、ゲイン調整用電流の1/2からなる電流源が接続されているので、ゲイン調整用電流に重畳するノイズの低減を可能とし得る利得可変増幅器、キャリア検出回路システム、及びそれらを用いた赤外線リモコン受信機を提供することができるという効果を奏する。

【発明を実施するための最良の形態】

【0044】

本発明の一実施形態について図1ないし図6に基づいて説明すれば、以下の通りである。

10

【0045】

本実施の形態の赤外線リモコン受信機10は、図1に示すように、フォトダイオードチップFD、アンプ1・2・3、フィルタ回路としてのバンドパスフィルタ(BPF)4、キャリア検出回路5、積分回路6、及びヒステリシスコンパレータ7等を有している。上記アンプ1・2・3、バンドパスフィルタ(BPF)4、キャリア検出回路5、積分回路6、及びヒステリシスコンパレータ7等は、集積化された受信チップからなっている。

【0046】

上記赤外線リモコン受信機10では、フォトダイオードチップFDから入力される光電流信号I_{in}を、上記集積化された受信チップにて復調して出力し、その出力は図示しない電子機器を制御するマイコン等に接続される。

20

【0047】

上記光電流信号I_{in}は、30kHz～60kHz程度の決められたキャリアで変調されたASK(Amplitude Shift Keying: 振幅偏移キーイング)信号である。

【0048】

上記受信チップでは、入力された光電流信号I_{in}をアンプ1・2・3にて増幅し、キャリアの周波数に合わせたバンドパスフィルタ(BPF)4にてキャリア成分を取り出し、検波回路であるキャリア検出回路5にてキャリアを検出し、積分回路6にてキャリアのある時間を積分し、ヒステリシスコンパレータ7にてキャリアの有無を判別してデジタル出力する。なお、上記において、キャリア検出回路5の出力レベルを検出してAGC(Auto Gain Control: 自動利得制御)回路30を介してアンプ2のゲイン調整を行う。

30

【0049】

ここで、本実施の形態では、同図に示すように、上記アンプ2とAGC回路30とによって、制御電圧によりアンプのバイアス電流を可変する利得可変増幅器としての利得可変増幅回路11が構成されている。

【0050】

上記のアンプ2は、具体的には、図2に示すように、AMP回路部20として表される。このAMP回路部20は、トランジスタQN1・QN2及び出力抵抗R・Rを備えている。

【0051】

40

上記利得可変増幅回路11では、AGC回路出力電流I_{agc}が0の場合、つまりAGC回路30がOFFの場合は、AMP回路部20の出力電圧V_{o1}・V_{o2}は、トランジスタQN1・QN2のコンダクタンスg_m及び出力抵抗Rにより決定し、

$$\begin{aligned} V_{o1} &= V_{cc} - R * (1/2) * I_1 - R * g_m / 2 * (V_{in1} - V_{in2}) \\ &= V_{cc} - R * (1/2) * I_1 - R * I_1 / (4V_t) * (V_{in1} - V_{in2}) \\ &\quad \dots \dots (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{o2} &= V_{cc} - R * (1/2) * I_1 + R * g_m / 2 * (V_{in1} - V_{in2}) \\ &= V_{cc} - R * (1/2) * I_1 + R * I_1 / (4V_t) * (V_{in1} - V_{in2}) \\ &\quad \dots \dots (12) \end{aligned}$$

$$g_m = (I_1 / 2) / V_t \quad \dots \dots (13)$$

50

(ここで、 $V_t = kT/q$: ボルツマン定数、 T : 絶対温度、 q : 電子の素電荷)
 よって、差動電圧利得 A_v は、

$$A_v = (V_{o1} - V_{o2}) / (V_{in1} - V_{in2}) \\ = -R * I_1 / (2V_t) \quad \dots (14)$$

となる。

【0052】

一方、キャリア検出回路5からのキャリア検出回路出力 D_{et} である制御電圧 V_{det} により、AGC回路出力電流 I_{agc} を発生し、AGC回路30がONした場合、

$$V_{o1} = V_{cc} - R * (1/2) * (I_1 - I_{agc}) + R * (1/2) * (I_{agc}) \\ - R * (I_1 - I_{agc}) / (4V_t) * (V_{in1} - V_{in2}) \quad 10 \\ = V_{cc} - R * (1/2) * (I_1) - R * (I_1 - I_{agc}) / (4V_t) * \\ (V_{in1} - V_{in2}) \quad \dots (15)$$

$$V_{o2} = V_{cc} - R * (1/2) * (I_1 - I_{agc}) + R * (1/2) * (I_{agc}) \\ + R * (I_1 - I_{agc}) / (4V_t) * (V_{in1} - V_{in2}) \\ = V_{cc} - R * (1/2) * (I_1) + R * (I_1 - I_{agc}) / (4V_t) * \\ (V_{in1} - V_{in2}) \quad \dots (16)$$

よって、差動電圧利得 A_v は、

$$A_v = (V_{o1} - V_{o2}) / (V_{in1} - V_{in2}) \\ = -R * (I_1 - I_{agc}) / (2V_t) \quad \dots (17)$$

となる。

【0053】

これにより、AGC回路出力電流 I_{agc} により、AMP回路部20のバイアス電流 ($I_1 - I_{agc}$) を制御することによって、利得可変することが可能である。

【0054】

また、本実施の形態では、図6に示す従来の受信チップで問題となった、式(5)(6)の第2項におけるAGC回路出力電流 I_{agc} の成分をキャンセルできるため、AGC回路出力電流 I_{agc} にノイズが重畳された場合にそのノイズの影響を低減することが可能となる。

【0055】

すなわち、式(15)、式(16)では、第3項として、「 $+R * (1/2) * (I_{agc})$ 」が付加されている。この結果、式(15)、式(16)における第2項における「 $-R * (1/2) * (I_1 - I_{agc})$ 」に、上記に第3項を加えることにより、「 $R * (1/2) * I_1$ 」だけが残る。この値にはAGC回路出力電流 I_{agc} が出現しないので、AMP回路部20の出力電圧 $V_{o1} \cdot V_{o2}$ は、AGC回路出力電流 I_{agc} に影響されないものとなる。

【0056】

このように、AMP回路部20の出力電圧 $V_{o1} \cdot V_{o2}$ に「 $1/2 * I_{agc}$ 」を付加するAGC回路30の構成について、以下に説明する。

【0057】

本実施の形態のAGC回路30は、同図に示すように、定電流 I_2 、トランジスタ $Q_{P2} \cdot Q_{P3} \cdot G_{N3} \cdot Q_{N4}$ 、及び出力抵抗 R_E によりトランスコンダクタンスアンプを構成し、キャリア検出回路出力 D_{et} である制御電圧 V_{det} に応じた電流、すなわち、 $1/2 * I_{agc}$ を出力する。また、トランジスタ $Q_{N5} \sim Q_{N8}$ はカレントミラー回路を構成し、 $(1/2) * I_{agc}$ の電流をトランジスタ $Q_{N7} \cdot Q_{N8}$ のコレクタに出力する。さらに、トランジスタ $Q_{P3} \cdot Q_{P4}$ はカレントミラー回路を構成し、トランジスタ Q_{P4} のエミッタサイズをトランジスタ Q_{P3} のエミッタサイズの2倍とすることにより、トランジスタ Q_{P4} にAGC回路出力電流 I_{agc} の電流を出力する。これを、式で示すと、以下のようになる。

【0058】

$$(1/2) * I_{agc} = g_m * (V_{det} - V_{ref}) \quad 50$$

ここで、 $g_m = 1 / (2 * R_E + 4 V_t / I_2)$

(ただし、 g_m : トランスコンダクタンス、 $V_t = k T / q$ 、 k : ボルツマン定数、
 T : 絶対温度、 q : 電子の素電荷である。)

この結果、電圧 (V_{det}) に応じて次式の電流が出力され、オートゲインコントロールを行う。

【0059】

$(1/2) * I_{agc} = (V_{det} - V_{ref}) / (2 * R_E + 4 V_t / I_2)$

次に、上述の説明では、AMP回路部20とAGC回路30とからなる利得可変増幅回路11としての説明を行ったが、これに対して、図3に示すように、この利得可変増幅回路11にキャリア検出回路5を加えてキャリア検出回路システム40として構成することが可能である。

10

【0060】

すなわち、このキャリア検出回路システム40でも、同様に、アンプ2の出力段にAGC回路出力電流 $I_{agc}/2$ からなるノイズキャンセル用の電流源を設けるようになっている。

【0061】

これにより、キャリア検出回路5の出力に重畳したノイズの影響を低減可能であり、キャリア検出回路システム40の特性を向上できる。

【0062】

一方、上述の説明では、アンプ2は、1個であったが、必ずしもこれに限らず、図4に示すように、上記のキャリア検出回路システム40とは異なる、2段のアンプ2a・2bの両方にゲインコントロールを行う利得可変増幅回路12とキャリア検出回路5とを備えたキャリア検出回路システム50とすることができる。

20

【0063】

この方式の場合、アンプ1段で15～20dBの利得調整が可能のため、2段のアンプ2a・2bによって、30～40dBのゲインコントロールが可能となる。その場合も、各アンプ出力段に $(1/2)$ AGC回路出力電流 I_{agc1} 、 $(1/2)$ AGC回路出力電流 I_{agc2} からなるノイズキャンセル用の電流源を設けることにより、ノイズの影響を低減できる。

【0064】

30

具体的な利得可変増幅回路12は、図5に示すようになる。また、このようなキャリア検出回路システム50を備えた赤外線リモコン受信機15は、図6に示すようになる。

【0065】

このように、本実施の形態の利得可変増幅回路11では、キャリア検出回路出力 D_{et} である制御電圧 V_{det} によりアンプ2又はAMP回路部20のバイアス電流を可変する。そして、ゲイン調整される上記アンプ2又はAMP回路部20の正及び負の各出力電圧 V_{o1} ・ V_{o2} に、ゲイン調整用電流の $1/2$ からなるAGC回路出力電流 $(1/2) I_{agc}$ が接続されている。

【0066】

したがって、ゲイン調整用電流つまり制御電圧 V_{det} に重畳するノイズの低減が可能である。

40

【0067】

この結果、ゲイン調整用電流に重畳するノイズの低減を可能とし得る利得可変増幅回路11を提供することができる。

【0068】

また、本実施の形態のキャリア検出回路システム40では、アンプ2又はAMP回路部20、バンドパスフィルタ(BPF)4、キャリア検出回路5、及び利得可変増幅回路11を含み、上記キャリア検出回路5の出力レベルであるキャリア検出回路出力 D_{et} を検出し、利得可変増幅回路11を介して上記アンプ回路のゲイン調整を行う。そして、ゲイン調整されるアンプ2又はAMP回路部20の正及び負の各出力にゲイン調整用電流の1

50

／ 2 からなる定電流である A G C 回路出力電流 (1 / 2) I a g c が接続されている。

【 0 0 6 9 】

したがって、ゲイン調整用電流つまりキャリア検出回路出力 D e t に重畳するノイズの低減が可能である。

【 0 0 7 0 】

この結果、ゲイン調整用電流に重畳するノイズの低減を可能とし得るキャリア検出回路システム 4 0 を提供することができる。

【 0 0 7 1 】

また、本実施の形態のキャリア検出回路システム 5 0 では、利得可変増幅回路 1 2 のアンプ 2 又は A M P 回路部 2 0 は、ゲイン調整を行うための 2 段のアンプ 2 a ・ 2 b 又は A M P 回路 2 0 a ・ 2 0 b を備えていると共に、ゲイン調整される各アンプ 2 a ・ 2 b 又は A M P 回路 2 0 a ・ 2 0 b の正及び負の各出力にゲイン調整用電流の 1 / 2 からなる定電流である A G C 回路出力電流 (1 / 2) I a g c が接続されている。

【 0 0 7 2 】

したがって、ゲイン調整用電流つまりキャリア検出回路出力 D e t に重畳するノイズの低減が可能である。

【 0 0 7 3 】

この結果、ゲイン調整用電流に重畳するノイズの低減を可能とし得るキャリア検出回路システム 5 0 を提供することができる。

【 0 0 7 4 】

また、本実施の形態では、ゲイン調整を行うための 2 段のアンプ 2 a ・ 2 b 又は A M P 回路 2 0 a ・ 2 0 b を備えているので、ゲイン調整の範囲の拡大も可能である。

【 0 0 7 5 】

ところで、コンデンサを集積回路に内蔵しているキャリア検出回路 5 を使用するキャリア検出回路システム 4 0 ・ 5 0 においては、コンデンサの容量が小さいので、充放電回路のトランジスタのインピーダンスが上がり、ノイズの影響が大きくなるといった問題がある。

【 0 0 7 6 】

そこで、本実施の形態のキャリア検出回路システム 4 0 ・ 5 0 では、コンデンサを集積回路に内蔵しているキャリア検出回路 5 を用いる場合に、ゲイン調整されるアンプの正及び負の各出力にゲイン調整用電流の 1 / 2 からなる定電流である A G C 回路出力電流 (1 / 2) I a g c が接続されている。

【 0 0 7 7 】

したがって、コンデンサを集積回路に内蔵しているキャリア検出回路 5 を使用する場合において、ゲイン調整用電流に重畳するノイズの低減が可能となり、その効果が大きい。

【 0 0 7 8 】

また、本実施の形態の赤外線リモコン受信機 1 0 ・ 1 5 は、上記の利得可変増幅回路 1 1 を用いている。

【 0 0 7 9 】

また、本実施の形態の赤外線リモコン受信機 1 0 ・ 1 5 は、上記のキャリア検出回路システム 4 0 ・ 5 0 を用いている。

【 0 0 8 0 】

したがって、ゲイン調整用電流に重畳するノイズの低減を可能とし得る利得可変増幅回路 1 1 又はキャリア検出回路システム 4 0 ・ 5 0 を用いた赤外線リモコン受信機 1 0 ・ 1 5 を提供することができる。

【産業上の利用可能性】

【 0 0 8 1 】

本発明は、赤外線リモコン用受信機等の光半導体装置として好適に実施される利得可変増幅器、キャリア検出回路システム、及びそれらを用いた赤外線リモコン受信機に適用することができる。

10

20

30

40

50

【図面の簡単な説明】

【 0 0 8 2 】

【図 1】本発明における赤外線リモコン受信機の実施の一形態を示すブロック図である。

【図 2】上記赤外線リモコン受信機における利得可変増幅回路の構成を示すブロック図である。

【図 3】上記赤外線リモコン受信機におけるキャリア検出回路システムの構成を示すブロック図

【図 4】アンプを 2 段にしたキャリア検出回路システムの構成を示すブロック図である。

【図 5】上記アンプを 2 段にした利得可変増幅回路の構成を示すブロック図である。

【図 6】上記アンプを 2 段にした赤外線リモコン受信機の構成を示すブロック図である。 10

【図 7】従来の赤外線リモコン受信機の受信システムを示すブロック図である。

【図 8】(a) ~ (d) は、上記赤外線リモコン受信機における各出力信号を示す波形図である。

【図 9】上記赤外線リモコン受信機の利得可変増幅回路の構成を示すブロック図である。

【図 1 0】上記赤外線リモコン受信機におけるキャリア検出回路システムの構成を示すブロック図である。

【図 1 1】上記赤外線リモコン受信機におけるコンデンサ外付タイプのキャリア検出回路の構成を示す回路図である。

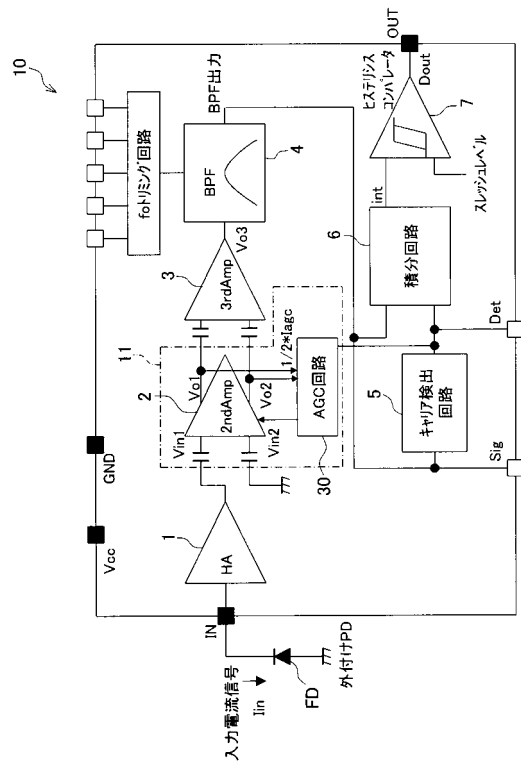
【図 1 2】上記赤外線リモコン受信機におけるコンデンサ内蔵タイプのキャリア検出回路の構成を示す回路図である。 20

【符号の説明】

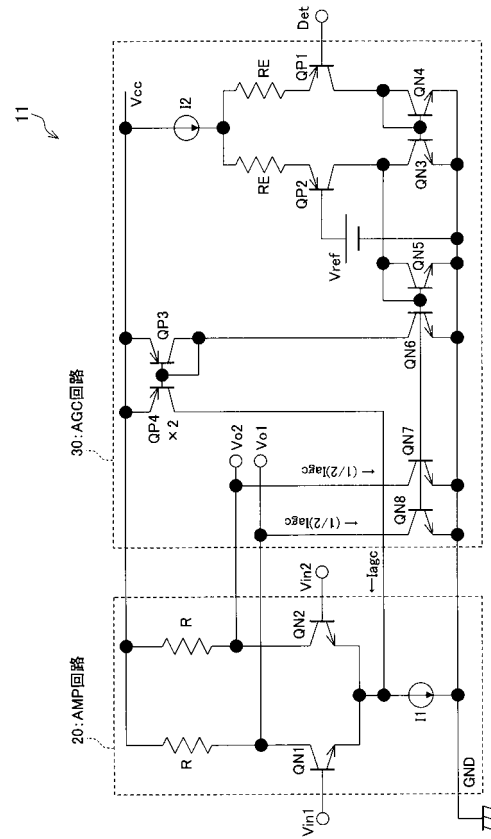
【 0 0 8 3 】

2	アンプ	
2 a	アンプ	
2 b	アンプ	
4	バンドパスフィルタ〔 B P F 〕(フィルタ回路)	
5	キャリア検出回路	
1 0	赤外線リモコン受信機	
1 1	利得可変増幅回路(利得可変増幅器)	
1 2	利得可変増幅回路(利得可変増幅器)	30
1 5	赤外線リモコン受信機	
2 0	A M P 回路部	
2 0 a	A M P 回路	
2 0 b	A M P 回路	
3 0	A G C 回路	
4 0	キャリア検出回路システム	
5 0	キャリア検出回路システム	
V o 1	A M P 回路部の出力電圧	
V o 2	A M P 回路部の出力電圧	
I 1 - I a g c	A M P 回路部のバイアス電流	40

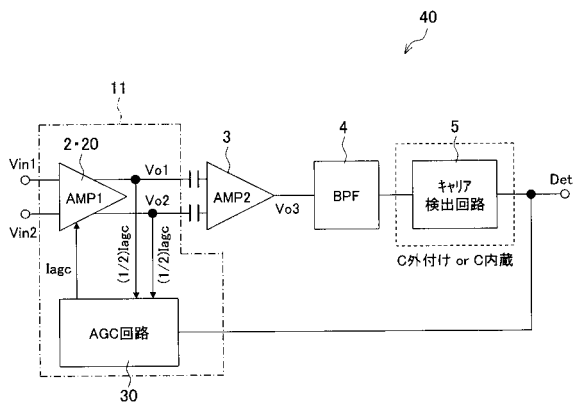
【図 1】



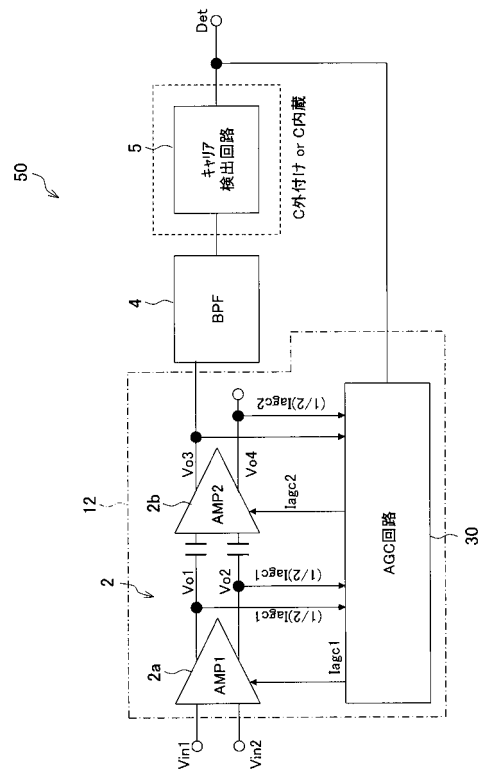
【図 2】



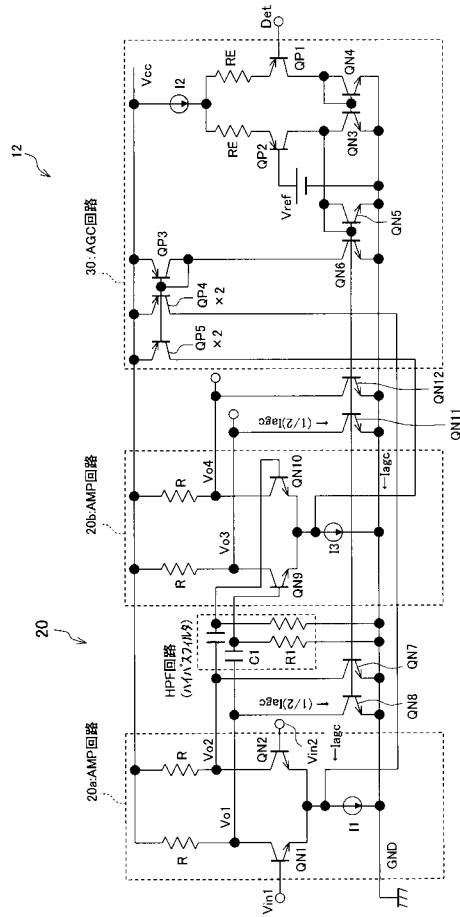
【図 3】



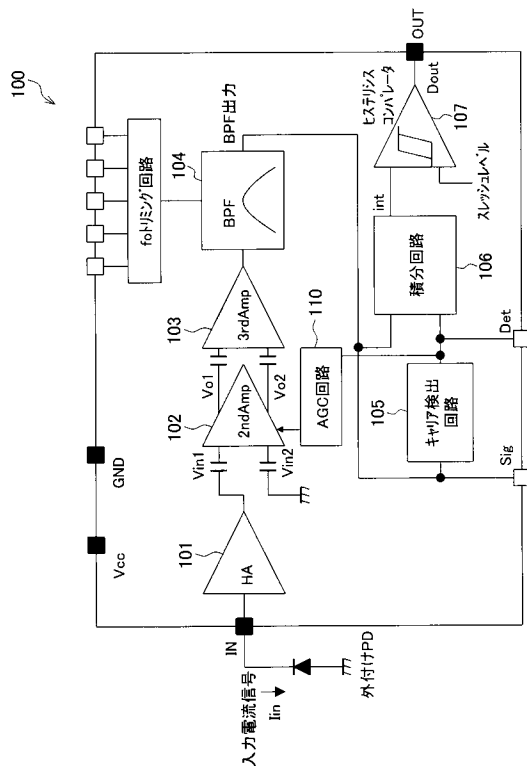
【図 4】



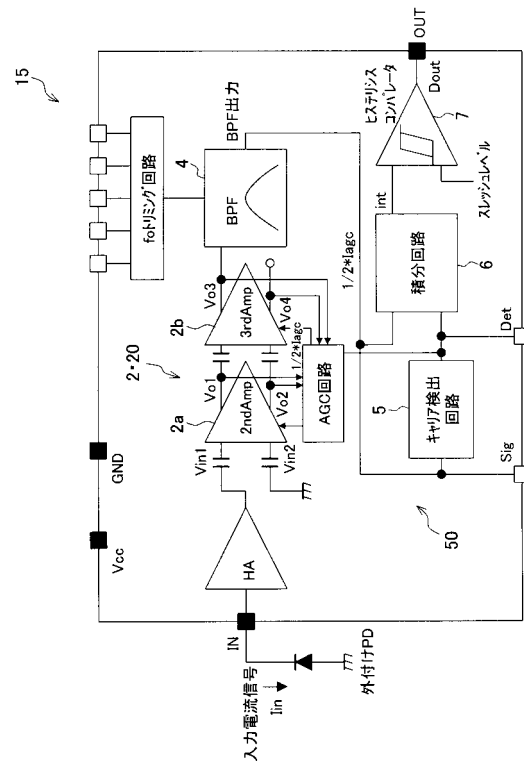
【 図 5 】



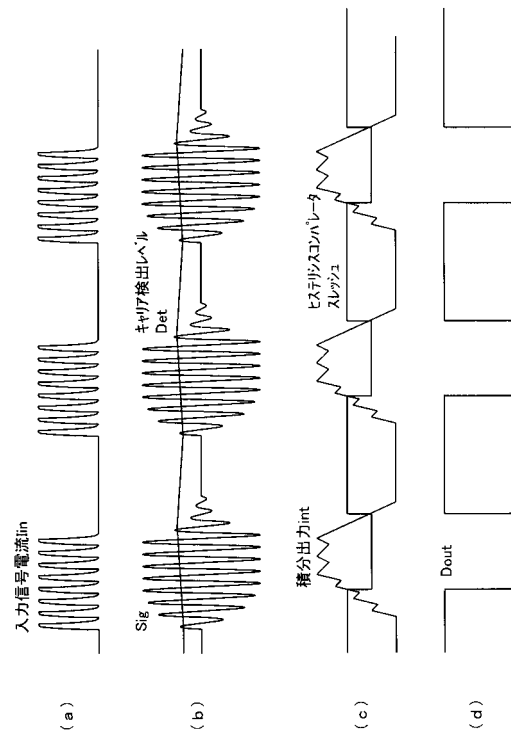
【 図 7 】



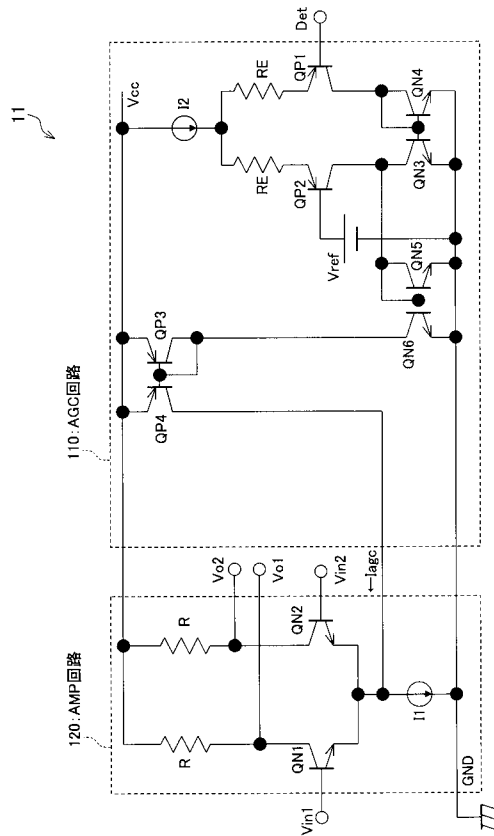
【 図 6 】



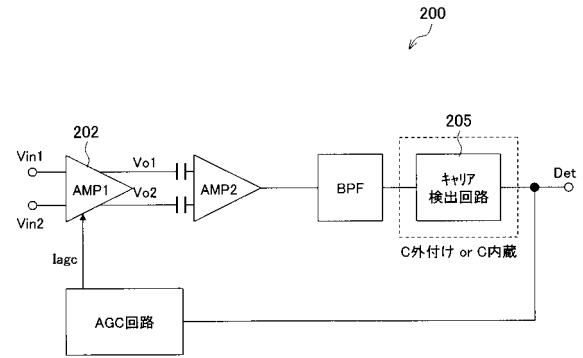
【 図 8 】



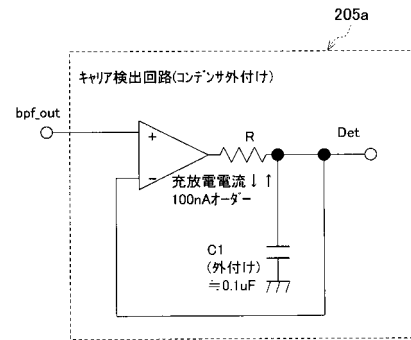
【図 9】



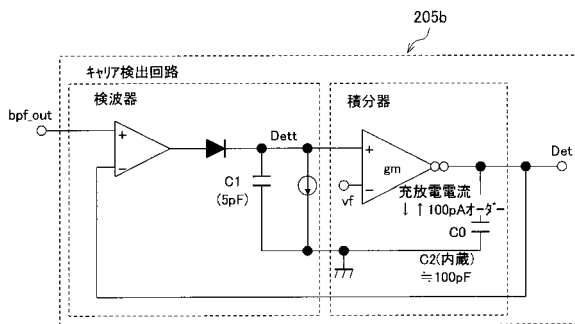
【図 10】



【図 11】



【図 12】



フロントページの続き

(72)発明者 竹内 昇
大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号 シャープ株式会社内

審査官 儀同 孝信

(56)参考文献 特開昭61-057107(JP,A)
特開2003-032092(JP,A)
特開平03-214912(JP,A)
特開平10-213610(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03F 1/00 - 3/45、 3/50 - 3/52、
3/62 - 3/64、 3/68 - 3/72、
H03G 1/00 - 3/34、
H04L 27/00 - 27/38