

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4342651号
(P4342651)

(45) 発行日 平成21年10月14日(2009.10.14)

(24) 登録日 平成21年7月17日(2009.7.17)

(51) Int.Cl.	F 1
H03F 1/30	(2006.01)
H03F 3/34	(2006.01)
H03F 3/45	(2006.01)
	HO 3 F 1/30
	HO 3 F 3/34
	HO 3 F 3/45
	A
	C
	A

請求項の数 2 (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願平11-271647
 (22) 出願日 平成11年9月27日(1999.9.27)
 (65) 公開番号 特開2001-94353(P2001-94353A)
 (43) 公開日 平成13年4月6日(2001.4.6)
 審査請求日 平成18年7月27日(2006.7.27)

(73) 特許権者 390020248
 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社
 東京都新宿区西新宿六丁目24番1号
 (74) 代理人 100102875
 弁理士 石島 茂男
 (74) 代理人 100106666
 弁理士 阿部 英樹
 (72) 発明者 後藤 克也
 大分県速見郡日出町大字川崎字高尾426
 ○番地 日本テキサス・インスツルメンツ
 株式会社内
 審査官 儀同 孝信

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 Gmアンプ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

差動信号を制御端子に入力する第1及び第2のトランジスタを含む第1の差動増幅回路と、上記第1及び第2のトランジスタにそれぞれ電流を供給する第3及び第4のトランジスタを含む第1の電流供給回路と、上記第1及び第2のトランジスタの間に接続されている負荷抵抗とを有する第1の差動増幅段と、

上記第1及び第2のトランジスタから出力される信号を制御端子に入力する第5及び第6のトランジスタを含む第2の差動増幅回路と、上記第5及び第6のトランジスタに電流を供給する第7のトランジスタを含む第2の電流供給回路とを有する第2の差動増幅段と、

上記第1の電流供給回路が供給する電流を規定するための第1の電流源と、
 上記第2の電流供給回路が供給する電流を規定するための第2の電流源と、
 を有し、

上記第1の電流源に流れる第1の電流と上記第2の電流源に流れる第2の電流との比が温度特性を有し、

上記第1の電流源は、直列に接続された第8のトランジスタと第9のトランジスタと第1の電流設定抵抗と、上記第9のトランジスタの制御端子に第1の電圧を供給する第1の電圧源とを有し、

上記第8のトランジスタの制御端子が上記第3及び第4のトランジスタの制御端子に接続されてカレントミラー回路が構成され、

上記第2の電流源は、直列に接続された第10のトランジスタと第11のトランジスタと第2の電流設定抵抗と、上記第11のトランジスタの制御端子に第2の電圧を供給する第2の電圧源とを有し、

上記第10のトランジスタの制御端子が上記第7のトランジスタの制御端子に接続されてカレントミラー回路が構成され、

上記第1の電圧と上記第2の電圧との比が温度特性を有し、

上記第1の電圧源は、直列に接続された第1の定電流源と第12のトランジスタを含む第1の定電圧回路と、直列に接続された第2の定電流源と第13のトランジスタを含む第2の定電圧回路と、上記第1の定電圧回路の出力電圧を反転入力端子に入力し、上記第2の定電圧回路の出力電圧を非反転入力端子に入力するオペアンプと、上記オペアンプの出力端子と反転入力端子との間に接続されている帰還抵抗と、上記オペアンプの非反転入力端子に接続されている定電圧源とを有し、

上記第1の定電圧回路の出力電圧と上記第2の定電圧回路の出力電圧との差が上記第12及び第13のトランジスタの素子面積比に応じた値であるGmアンプ。

【請求項2】

25 におけるトランスコンダクタンスを基準値としたときに、75と-25とににおけるトランスコンダクタンスが上記基準値に対してそれぞれ±0.2%、±0.1%の範囲内になるように、上記第1の電流と上記第2の電流の比が設定されている請求項1に記載のGmアンプ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、バンドパスフィルタや、ハイパスフィルタなどのフィルタ回路に多用されるGmアンプに関する。

【0002】

【従来の技術】

Gmアンプは、広範囲なトランスコンダクタンス g_m が得られるため、バンドパスフィルタや、ハイパスフィルタなどのフィルタ回路に多用されている。

【0003】

図6の符号101に、一般的なGmアンプの一例を示し、その回路ブロックについて以下で説明する。

このGmアンプ101は、電圧増幅部111と、電流増幅部131とを有している。

【0004】

電圧増幅部111は、第1の電流供給回路114と、負荷抵抗115と、第1の差動増幅回路116と、負荷回路117とを有している。

第1の電流供給回路114は、二個のPNPトランジスタ118、119で構成されており、この二個のPNPトランジスタ118、119と、後述する第1の定電流回路151内のダイオード接続されたPNPトランジスタ152とでカレントミラー回路が構成されている。

【0005】

第1の差動増幅回路116は二個のPNPトランジスタ120、121で構成されており、各PNPトランジスタ120、121は、第1の電流供給回路114内のPNPトランジスタ118、119からそれぞれ電流を供給されるように構成されている。

【0006】

負荷回路117は、ダイオード接続された2個のNPNトランジスタ122、123で構成されており、第1の差動増幅回路116内のPNPトランジスタ120、121に流れた電流が、負荷回路117内のNPNトランジスタ122、123にそれぞれ流れるように構成されている。

【0007】

第1の差動増幅回路116を構成するPNPトランジスタ120、121のエミッタ端子

10

20

30

40

50

は、負荷抵抗 115 によって接続されており、各 PNPトランジスタ 120、121 は、負荷抵抗 115 とダイオード接続された NPNトランジスタ 122、123 とを負荷とし、ベース端子に入力された信号を差動増幅して電流増幅部 131 に出力するように構成されている。

【0008】

電流増幅部 131 は、第2の電流供給回路 132 と、第2の差動増幅回路 133 と、第1、第2、第3のカレントミラー回路 134、135、136 を有している。

【0009】

第2の電流供給回路 132 は PNPトランジスタで構成されており、この PNPトランジスタと、後述する第2の定電流回路 161 内のダイオード接続された PNPトランジスタ 162 とで、カレントミラー回路が構成されている。10

【0010】

第2の差動増幅回路 133 は 2 個の PNPトランジスタ 139、140 で構成されており、各 PNPトランジスタ 139、140 は第2の電流供給回路 132 から電流を供給される。第2の電流供給回路は 1 個の PNPトランジスタで構成されているので、各 PNPトランジスタ 139、140 は同じ PNPトランジスタから電流を供給されることになる。

【0011】

第1、第2のカレントミラー回路 134、135 には、第2の差動増幅回路 133 内の PNPトランジスタ 139、140 に流れる電流がそれぞれ供給され、その電流と同じ大きさの電流を、それぞれ第3のカレントミラー回路 136 から吸い込むように構成されている。20

【0012】

ここでは、第3のカレントミラー回路 136 内の非ダイオード接続のトランジスタ 138 が第2のカレントミラー回路 135 に接続され、その接続部分が出力端子 170 にされている。従って、第2のカレントミラー回路 135 に流れる電流と、第3のカレントミラー回路 136 に流れる電流の差分が、出力端子 170 に流入、又は出力端子 170 から流出するように構成されている。

【0013】

従って、電圧増幅部 111 から差動増幅信号が出力され、第2の差動増幅回路 133 を構成する PNPトランジスタ 139、140 に異なる大きさの電流が流れた場合、その差分の電流が、出力電流 i_{out} として出力端子 170 から流れ出す。30

【0014】

上述の構成を有する Gmアンプ 101において、サーマルボルテージを $V_T (= kT/q)$ (ここで k はボルツマン定数、 q は電気素量) とし、出力電流を i_{out} とすると、Gmアンプ 101 のトランスコンダクタンス g_m は、

【0015】

【数1】

$$g_m = \frac{\Delta i_{out}}{\Delta V_i} = \frac{I_2}{(R_{el} + \frac{2V_T}{I_1}) \times I_1} \quad \dots \dots \quad (1)$$

で示される。

【0016】

上述した第1、第2の定電流回路 151、161 は、ダイオード接続された PNPトランジスタ 152、162 と、NPNトランジスタ 153、163 と、定電圧源 154、164 と、電流設定抵抗 155、165 とをそれぞれ有している。

【0017】

各定電圧源 154、164 は、それぞれ温度依存性を有しない定電圧 V_1 、 V_2 を生成して、NPNトランジスタ 153、163 のベース端子にそれぞれ印加するように構成されている。40

【0018】

各NPNトランジスタ153、163は、各電圧源154、164からそれぞれ印加される電圧 V_1 、 V_2 に応じて動作し、電圧 V_1 、 V_2 に応じた温度依存性を有しない電流 I_1 、 I_2 をそれぞれ供給する。

【0019】

ダイオード接続されたPNPトランジスタ152、162には、それぞれNPNトランジスタ153、163に流れる電流 I_1 、 I_2 と同じ電流が流れる。ダイオード接続されたPNPトランジスタ152、162は、電流供給回路114内のPNPトランジスタ118及び119と、電流供給トランジスタ132との間でそれぞれカレントミラー回路を構成しており、PNPトランジスタ118及び119と、電流供給トランジスタ132とのそれぞれに、上述した温度依存性を有しない電流 I_1 、 I_2 を供給するように構成されている。
10

【0020】

従来は、第1、第2の定電流回路151、161からそれぞれ電流供給回路114、電流供給トランジスタ132に供給される電流 I_1 、 I_2 の電流値の比(I_2 / I_1)が、温度依存性を有しない定数になるように構成しており、(I_2 / I_1)の項がトランスコンダクタンス g_m の温度特性に影響を及ぼさないようにしていた。

【0021】

しかしながら、このように構成しても、($R_{e1} + 2 \times V_T / I_1$)という温度依存性をもつ項が分母に残ってしまうため、温度変化に応じてトランスコンダクタンス g_m は増減してしまう。実際には分母の項($R_{e1} + 2 \times V_T / I_1$)の温度特性のため、温度が上昇するとトランスコンダクタンス g_m は減少してしまっていた。このため、バンドパスフィルタに適用した場合には、フィルタの中心周波数が温度変化に応じて変動してしまうという問題も生じていた。
20

【0022】**【発明が解決しようとする課題】**

本発明は上記従来技術の不都合を解決するために創作されたものであり、その目的は、温度変化によらずトランスコンダクタンスをほぼ一定に保つことが可能なGmアンプを提供することにある。

【0023】**【課題を解決するための手段】**

上記課題を解決するために、請求項1に記載のGmアンプは、差動信号を制御端子に入力する第1及び第2のトランジスタを含む第1の差動増幅回路と、上記第1及び第2のトランジスタにそれぞれ電流を供給する第3及び第4のトランジスタを含む第1の電流供給回路と、上記第1及び第2のトランジスタの間に接続されている負荷抵抗とを有する第1の差動増幅段と、上記第1及び第2のトランジスタから出力される信号を制御端子に入力する第5及び第6のトランジスタを含む第2の差動増幅回路と、上記第5及び第6のトランジスタに電流を供給する第7のトランジスタを含む第2の電流供給回路とを有する第2の差動増幅段と、上記第1の電流供給回路が供給する電流を規定するための第1の電流源と、上記第2の電流供給回路が供給する電流を規定するための第2の電流源と、を有し、上記第1の電流源に流れる第1の電流と上記第2の電流源に流れる第2の電流との比が温度特性を有し、上記第1の電流源は、直列に接続された第8のトランジスタと第9のトランジスタと第1の電流設定抵抗と、上記第9のトランジスタの制御端子に第1の電圧を供給する第1の電圧源とを有し、上記第8のトランジスタの制御端子が上記第3及び第4のトランジスタの制御端子に接続されてカレントミラー回路が構成され、上記第2の電流源は、直列に接続された第10のトランジスタと第11のトランジスタと第2の電流設定抵抗と、上記第11のトランジスタの制御端子に第2の電圧を供給する第2の電圧源とを有し、上記第10のトランジスタの制御端子が上記第7のトランジスタの制御端子に接続されてカレントミラー回路が構成され、上記第1の電圧と上記第2の電圧との比が温度特性を有し、上記第1の電圧源は、直列に接続された第1の定電流源と第12のトランジスタ
40
50

を含む第1の定電圧回路と、直列に接続された第2の定電流源と第13のトランジスタを含む第2の定電圧回路と、上記第1の定電圧回路の出力電圧を反転入力端子に入力し、上記第2の定電圧回路の出力電圧を非反転入力端子に入力するオペアンプと、上記オペアンプの出力端子と反転入力端子との間に接続されている帰還抵抗と、上記オペアンプの非反転入力端子に接続されている定電圧源とを有し、

上記第1の定電圧回路の出力電圧と上記第2の定電圧回路の出力電圧との差が上記第12及び第13のトランジスタの素子面積比に応じた値である。

請求項2に記載の発明は、請求項1に記載のGmアンプであって、25におけるトランスクンダクタンスを基準値としたときに、75と-25とにおけるトランスクンダクタンスが上記基準値に対してそれぞれ±0.2%、±0.1%の範囲内になるように、
10 上記第1の電流と上記第2の電流の比が設定されている。

【0024】

従来のGmアンプでは、第1の電流と第2の電流の大きさの比が温度依存性を有しないようにして、トランスクンダクタンスが温度依存性を持たないようにしていったが、Gmアンプのトランスクンダクタンスにおいて、温度依存性を有するパラメータは、第1、第2の電流の大きさの比だけではない。このため、第1の電流と第2の電流の比が温度依存性を有しないようとしても、他のパラメータの影響により、トランスクンダクタンスの温度依存性は残ってしまっていた。

【0025】

これに対し、本発明のGmアンプでは、第1の電流と第2の電流の大きさの比が適當な温度依存性を有するように予め定めておくことにより、第1の電流と第2の電流の大きさの比以外に温度依存性を有するパラメータがあつても、そのパラメータの温度変化による影響を補償することができる。
20

【0026】

例えば、温度上昇に伴ってトランスクンダクタンスが減少している場合には、本発明では第1の電流の大きさに対する第2の電流の大きさの比が温度上昇に伴って増加するように構成されているので、温度上昇による増加分を適當な値に設定することにより、トランスクンダクタンスの減少分を補償して、温度が上昇しても、トランスクンダクタンスが減少せず、ほぼ一定値を保つようにすることができる。

【0027】

なお、本発明において、第1の電流源(定電流回路内)の電流設定抵抗の両端子間の電圧は、第2の電流源(定電流回路内)の電流設定抵抗の両端子間の電圧よりも、温度変化率が小さくなるように構成しているので、温度上昇に伴い、第1の電流の電流値に対する第2の電流の電流値の比が温度上昇とともに大きくなるようにすることができる。
30

【0028】

従って、第1、第2の電流の大きさの比の温度上昇に伴う増加率を、予め適當な値に設定しておることにより、トランスクンダクタンスの温度上昇に伴う減少分を補償して、トランスクンダクタンスが温度によらず一定値を保つようにすることができる。

【0029】

また、本発明のGmアンプでは、電流源(定電流回路)が2つの定電圧回路を含む電圧源を有し、この2つの定電圧回路の出力電圧の差が当該2つの定電圧回路をそれぞれ構成する2つのトランジスタのエミッタ面積比に応じた大きさの値になるようにされている。
40

【0030】

このため、製造プロセスにおけるパラメータがプロセスごとにばらついても、各チップ内ではエミッタ面積比は一定になり、各チップにおける出力電圧は一定電圧を保つようにすることができる。従って、プロセスのパラメータの変動に応じて、トリミングなどの調整をする必要がない。

【0031】

【発明の実施の形態】

本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。図1の符号1に、本実施形態のG
50

mアンプを示す。

このGmアンプ1は、電圧増幅部11と、電流増幅部31と、第1及び第2の定電流回路51、61とを有している。

【0032】

電圧増幅部11は、電流供給回路14と、負荷抵抗15と、第1の差動増幅回路16と、負荷回路17とを有している。

電流供給回路14は、二個のPNPトランジスタ18、19を有しており、各PNPトランジスタ18、19の各エミッタ端子はともに電源電圧Vccに接続され、コレクタ端子は負荷抵抗15を介して互いに接続されている。また、PNPトランジスタ18、19のベース端子は互いに接続されている。

10

【0033】

第1の差動増幅回路16は、二個のPNPトランジスタ20、21を有し、それらのベース端子は、それぞれ差動入力端子12、13に接続され、エミッタ端子は、電流供給回路14のPNPトランジスタ18、19のコレクタ端子にそれぞれ接続されている。

【0034】

負荷回路17は、ダイオード接続された2個のNPNトランジスタ22、23を有し、各NPNトランジスタ22、23のコレクタ端子は、第1の差動増幅回路16のPNPトランジスタ20、21のコレクタ端子にそれぞれ接続されている。

【0035】

電流供給回路14内のPNPトランジスタ18、19は、互いに面積が等しく構成されており、後述する第1の定電流回路51が動作して導通すると、第1の差動増幅回路16内の各PNPトランジスタ20、21に等しい電流を供給する。

20

【0036】

第1の差動増幅回路16は負荷回路17内のダイオード接続のNPNトランジスタ22、23と負荷抵抗15とを負荷とし、電流供給回路14から供給される電流で動作し、差動入力端子12、13に入力される電圧を差動増幅して、PNPトランジスタ20、21の各コレクタ端子から電流増幅部31に出力するように構成されている。

【0037】

電流増幅部31は、電流供給トランジスタ32と、第2の差動増幅回路33と、第1、第2、第3のカレントミラー回路34、35、36とを有している。

30

電流供給トランジスタ32はPNPトランジスタで構成され、そのエミッタ端子が電源電圧Vccに接続され、コレクタ端子が第2の差動増幅回路33に接続されている。

【0038】

第2の差動増幅回路33は、二個のPNPトランジスタ39、40を有しており、それぞれのエミッタ端子が電流供給トランジスタ32のコレクタ端子に接続され、ベース端子が第1の差動増幅回路16内のPNPトランジスタ20、21のコレクタ端子にそれぞれ接続されている。

【0039】

第1、第2のカレントミラー回路34、35は、それぞれダイオード接続されたNPNトランジスタ42、43と、ダイオード接続されていないNPNトランジスタ41、44とを有している。ダイオード接続されたNPNトランジスタ42、43のベース端子と、ダイオード接続されていないNPNトランジスタ41、44のベース端子とは、互いに接続されており、それらトランジスタの各エミッタ端子は接地されている。またダイオード接続されたNPNトランジスタ42、43の各コレクタ端子は第2の差動増幅回路33のPNPトランジスタ39、40の各コレクタ端子にそれぞれ接続されている。

40

【0040】

第3のカレントミラー回路36は、2個のPNPトランジスタ37、38を有し、一方のPNPトランジスタ37はダイオード接続されている。それぞれのエミッタ端子は、ともに電源電圧Vccに接続され、ベース端子は、互いに接続されており、コレクタ端子は、第1、第2のカレントミラー回路34、35内のダイオード接続されていないNPNトラン

50

ジスタ 41、44 のコレクタ端子にそれぞれ接続されている。また、ダイオード接続されていない PNP トランジスタ 38 のコレクタ端子は、出力端子 70 に接続されている。

【0041】

電流供給トランジスタ 32 は、後述する第 2 の定電流回路 61 が動作して導通すると、第 2 の差動增幅回路 33 内の各 PNP トランジスタ 39、40 に電流を供給するように構成されている。

【0042】

第 2 の差動增幅回路 33 は電流供給トランジスタ 32 から供給される電流で動作し、電圧增幅部 11 から出力された差動出力電圧によって、PNP トランジスタ 39、40 の各ベース端子の間に電位差が生じると、その電位差に応じた大きさの電流を、各 PNP トランジスタ 39、40 のコレクタ端子から、第 1、第 2 のカレントミラー回路 34、35 にそれぞれ供給する。10

【0043】

第 1、第 2 のカレントミラー回路 34、35 内のダイオード接続されていない NPN トランジスタ 41、44 には、それぞれ第 3 のカレントミラー回路 36 の PNP トランジスタ 37、38 から電流が供給される。ダイオード接続された NPN トランジスタ 42、43 に供給される電流に応じた大きさの電流が、ダイオード接続されていない NPN トランジスタ 41、44 のコレクタに流れ、出力端子 70 に電流を供給する。

【0044】

上述した第 1、第 2 の定電流回路 51、61 は、ダイオード接続された PNP トランジスタ 52、62 と、NPN トランジスタ 53、63 と、電圧源 54、64 と、抵抗 55、65 とをそれぞれ有している。20

【0045】

ダイオード接続された PNP トランジスタ 52、62 のエミッタ端子は電源電圧 Vcc にそれぞれ接続され、各ベース端子は、電流供給回路 14 の PNP トランジスタ 18、19 のベース端子と、電流供給トランジスタ 32 のベース端子とに、それぞれ接続されている。

【0046】

各 NPN トランジスタ 53、63 のコレクタ端子は、ダイオード接続された PNP トランジスタ 52、62 のコレクタ端子にそれぞれ接続され、エミッタ端子は抵抗 55、65 をそれぞれ介して接地電位に接続され、ベース端子には、電圧源 54、64 がそれぞれ接続されている。30

【0047】

各 NPN トランジスタ 53、63 は、各電圧源 54、64 からそれぞれ印加される電圧 V_1 、 V_2 に応じて動作し、電圧源 54、64 から印加される電圧に応じた大きさの電流 I_1 、 I_2 をダイオード接続された各 PNP トランジスタ 52、62 にそれぞれ供給するよう構成されている。

【0048】

第 1、第 2 の定電流回路 51、61 内でダイオード接続された各 PNP トランジスタ 52、62 は、電流供給回路 14 内の PNP トランジスタ 18 及び 19 と、電流供給トランジスタ 32 との間でそれぞれカレントミラー回路を構成しており、各 PNP トランジスタ 52、62 と、PNP トランジスタ 18 及び 19 と、電流供給トランジスタ 32 との面積がそれぞれ等しいときには各 PNP トランジスタ 18 及び 19 と、電流供給トランジスタ 32 とには、ダイオード接続された各 PNP トランジスタ 52、62 に流れる電流と同じ電流 I_1 、 I_2 がそれぞれ流れる。40

【0049】

上述した構成の Gm アンプ 1 において、 v_i は差動入力端子 12、13 間の電位差を示し、 i_{out} は出力端子 70 から出力される出力電流を示すものとし、 r_{e1} は第 1 の差動增幅回路 16 内の PNP トランジスタ 20、21 のトランスコンダクタンスの逆数 ($= V_T / I_1$) を示し、 r_{e2} は、第 2 の差動增幅回路 33 内の PNP トランジスタ 39、40 のトランスコンダクタンスの逆数 ($= V_T / I_2 / 2$) を示し、 r_{e3} は、負荷回路 17 内の NPN 50

トランジスタ 2 2、2 3 のトランスコンダクタンスの逆数(= V_T / I_1)を示すものとする
と、Gm アンプ 1 のトランスコンダクタンス g_m は一般に

【数 2】

$$g_m = \frac{\Delta i_{out}}{\Delta v_i} \quad \dots \dots \dots (2)$$

で示される。

【0050】

各差動入力端子 1 2、1 3 に電位差 v_i が生じると、第 1 の差動增幅回路 1 6 内の PNP
トランジスタ 2 0、2 1 に流れる電流は変化する。このときの各 PNP トランジスタ 2
0、2 1 に流れる電流をそれぞれ($I_1 + I_1$)、($I_1 - I_1$)とすると、電流の変化量
 I_1 は、

【0051】

【数 3】

$$\Delta I_1 = \frac{\Delta v_i}{R_{e1} + 2r_{e1}} = \frac{\Delta v_i}{R_{e1} + \frac{2V_T}{I_1}} \quad \dots \dots \dots (3)$$

で示される。ここで R_{e1} は負荷抵抗 1 5 の抵抗値を示しており、 $V_T = kT / q$ (k はボルツマン定数、 q は電気素量)は、サーマルボルテージを示している。

【0052】

この状態での第 2 の差動增幅回路 3 3 内の PNP トランジスタ 3 9、4 0 の各ベース端子
間の電位差を v_{i2} とすると、電位差 v_{i2} は

【数 4】

$$\Delta v_{i2} = 2 \times \Delta I_1 \times r_{e3} = 2 \times \frac{\Delta v_i}{R_{e1} + \frac{2V_T}{I_1}} \times \frac{V_T}{I_1} \quad \dots \dots \dots (4)$$

で示される。このとき、出力電流 i_{out} は、

【数 5】

$$\Delta i_{out} = 2 \times \frac{\Delta v_{i2}}{2 \times r_{e2}} = 2 \times \frac{\Delta v_{i2}}{2 \times \frac{V_T}{I_2}} = \frac{\Delta v_{i2}}{2 \times \frac{V_T}{I_2}} \quad \dots \dots \dots (5)$$

で示される。

【0053】

上式(5)に、上式(4)を代入すると、出力電流 i_{out} は

【数 6】

$$\Delta i_{out} = \frac{2 \times \frac{\Delta v_i}{R_{e1} + \frac{2V_T}{I_1}} \times \frac{V_T}{I_1}}{2 \times \frac{V_T}{I_2}} = \frac{\Delta v_i \times I_2}{(R_{e1} + \frac{2V_T}{I_1}) \times I_1} \quad \dots \dots \dots (6)$$

で示される。上式(6)を上式(2)に代入することにより、上記 Gm アンプ 1 のトランスコンダクタンス g_m は、

【数 7】

$$g_m = \frac{\Delta i_{out}}{\Delta V_i} = \frac{I_2}{(R_{e1} + \frac{2V_T}{I_1}) \times I_1} \cdots \cdots \cdots \quad (7)$$

で示される。

【0054】

上述の構成の Gm アンプ 1において、従来の Gm アンプと同様に、第 1、第 2 の定電流回路 51、61 内の各電圧源 54、64 を定電圧源とし、各電圧源 54、64 が生成する電圧 V_1 、 V_2 を互いに等しくするとともに、各電流設定抵抗 55、65 の抵抗値 R_1 、 R_2 を互いに等しくした場合には、電流供給回路 14 と電流供給トランジスタ 32 に供給される電流 I_1 、 I_2 の電流値が互いに等しくなり、上式(7)の右辺の (I_2 / I_1) の項が 1 という温度によらない定数になるので、 (I_2 / I_1) の項による温度特性の影響は、トランスクンダクタンス g_m には及ばない。10

【0055】

しかしながら、このように構成しても、 $(R_{e1} + 2 \times V_T / I_1)$ という項は温度依存性を有するので、トランスクンダクタンス g_m は温度依存性を有する。実際にどの程度トランスクンダクタンス g_m の増減があるかについて以下で説明する。

【0056】

下記の表 1 に、Gm アンプ 1 で、電流供給回路 14 と電流供給トランジスタ 32 に供給される電流 I_1 、 I_2 の電流値が等しくなる場合において、25、50、75 の温度における各電流設定抵抗 55、65 の両端子間の電圧 V_{R1} 、 V_{R2} と、各電流設定抵抗 55、65 の抵抗値 R_1 、 R_2 と、負荷抵抗 15 の抵抗値 R_{e1} と、サーマルボルテージ V_T と、第 1、第 2 の定電流回路 51、61 から供給される電流 I_1 、 I_2 の電流値と、それぞれの値の温度係数 P_1 、 M_2 、 M_3 、 P_4 と、温度変化量 T におけるそれぞれの値を示す。なお、温度変化量 T は、25 を基準にしたときの温度変化量を示しており、75 では $T = 50$ となる。20

【0057】

【表 1】

	25°C	50°C	75°C	温度係数	温度変化 ΔT の場合の値
V_{R1}, V_{R2}	0.5(V)	0.6(V)	0.7(V)	$P_1 = +4000\text{PPM}$	$0.5(1+P_1 \times \Delta T)(V)$
R_1, R_2	50(kΩ)	42(kΩ)	34(kΩ)	$M_2 = -3200\text{PPM}$	$5 \times 10^4 \times (1+M_2 \times \Delta T)(\Omega)$
R_{e1}	50(kΩ)	32.4(kΩ)	24.8(kΩ)	$M_3 = -3800\text{PPM}$	$4 \times 10^4 \times (1+M_3 \times \Delta T)(\Omega)$
V_T	26(mV)	30.33(mV)	34.67(mV)	$P_4 = +3331\text{PPM}$	$2.6 \times 10^{-2} \times (1+P_4 \times \Delta T)(V)$
I_1, I_2	10(μA)	14.29(μA)	20.59(μA)		$\frac{0.5(1+P_1 \times \Delta T)}{5 \times 10^4 \times (1+M_2 \times \Delta T)}(A)$

上記の表 1 の各値を、上式(7)に代入すると、温度変化量 T における Gm アンプ 1 のトランスクンダクタンス g_m は、30

【0058】

【数 8】

40

$$\begin{aligned}
 g_m &= \frac{I_2}{(R_{e1} + \frac{2V_T}{I_1}) \times I_1} \\
 &= \frac{1}{\frac{4 \times 10^4 \times (1 + M_3 \times \Delta T)}{2.6 \times 10^{-2} \times (1 + P_4 \times \Delta T)} + \frac{0.5 \times 10^4 \times (1 + M_2 \times \Delta T)}{0.5 \times 10^4 \times (1 + M_2 \times \Delta T)}} \times \frac{\frac{0.5 \times 10^4 \times (1 + P_1 \times \Delta T)}{5 \times 10^4 \times (1 + M_2 \times \Delta T)}}{\frac{0.5 \times 10^4 \times (1 + P_1 \times \Delta T)}{5 \times 10^4 \times (1 + M_2 \times \Delta T)}} \\
 &= \frac{1}{4 \times 10^4 \times \left\{ (1 + M_3 \times \Delta T) \times \frac{5.2}{40} \times \frac{(1 + P_4 \times \Delta T)(1 + M_2 \times \Delta T)}{(1 + P_1 \times \Delta T)} \right\}} \quad (\Omega^{-1}) \cdots \cdots \cdots (8)
 \end{aligned}$$

で示される。

【0059】

上式(8)より、電流供給回路14と電流供給トランジスタ32に供給される電流 I_1 、 I_2 の電流値が等しいGmアンプ1では、25($T = 0$)におけるトランスクンダクタンス g_m (at 25)と、75($T = 50$)におけるトランスクンダクタンス g_m (at 75)は、それぞれ、 $(4.52 \times 10^4)^{-1}$ (Ω^{-1})、 $(3.6646 \times 10^4)^{-1}$ (Ω^{-1})となり、75($T = 50$)におけるトランスクンダクタンス g_m (at 75)は、25($T = 0$)のトランスクンダクタンス g_m (at 25)に比して23.3%も増加しており、トランスクンダクタンス g_m が温度変化によって大きく変動してしまうことがわかる。

【0060】

そこで、本実施形態のGmアンプ1では、トランスクンダクタンス g_m を温度によらず一定値に保つため、第1、第2の定電流回路51、61内の第1、第2の電圧源54、64がそれぞれ生成する電圧 V_k 、 V_2 の電圧値のうち、第2の電圧源64が生成する電圧 V_2 は従来同様温度特性を有しないようにするとともに、第1の電圧源54が生成する電圧 V_k は温度に応じて制御できるようにしてあり、第1、第2の定電流回路51、61が電流供給回路14、電流供給トランジスタ32にそれぞれ供給する電流 I_1 、 I_2 の比が、温度依存性を有するようにしている。

【0061】

最初に、トランスクンダクタンス g_m が一定値をとるようにするために、電圧 V_k がどのような温度特性を有すればよいかについて説明し、具体的な電圧源54の構成の詳細については、後述する。電圧源54が定電圧を生成していた場合と異なり、第1の定電流回路51内の電流設定抵抗55の両端子間の電圧 V_{R1} は、第2の定電流回路61内の電流設定抵抗65の両端子間の電圧 V_{R2} と異なる値、すなわち、

【0062】

$$V_{R1} = 0.5(1 + P_0 \times T)$$

をとる。ここで P_0 は第1の定電流回路51内の電流設定抵抗55の両端子間の電圧 V_{R1} の温度係数である。かかる構成のGmアンプ1のトランスクンダクタンス g_m は、上式(8)と同様に、

【0063】

【数9】

$$\begin{aligned}
 g_m &= \frac{I_2}{(R_{e1} + \frac{2V_T}{I_1}) \times I_1} \\
 &= \frac{1}{\frac{4 \times 10^4 \times (1 + M_3 \times \Delta T) + \frac{0.5(1 + P_0 \times \Delta T)}{5 \times 10^4 \times (1 + M_2 \times \Delta T)}}{2.6 \times 10^{-2} \times (1 + P_4 \times \Delta T)}} \times \frac{\frac{0.5(1 + P_1 \times \Delta T)}{5 \times 10^4 \times (1 + M_2 \times \Delta T)}}{\frac{0.5(1 + P_0 \times \Delta T)}{5 \times 10^4 \times (1 + M_2 \times \Delta T)}} \\
 &= \frac{1}{4 \times 10^4 \times \left\{ (1 + M_3 \times \Delta T) \times \frac{5.2}{40} \times \frac{(1 + P_4 \times \Delta T)(1 + M_2 \times \Delta T)}{(1 + P_1 \times \Delta T)} \right\} \times \frac{(1 + P_0 \times \Delta T)}{(1 + P_1 \times \Delta T)}} (\Omega^{-1}) \\
 &\dots\dots\dots (9)
 \end{aligned}$$

で示される。

上式(9)において、 $(1 + P_0 \times T)$ を \times とする。上述したように P_1, M_2, M_3, P_4 の値はそれぞれ+4000PPM、-3200PPM、-3800PPM、+3331PPMであるため、 $T = 50$ では、 $(1 + P_1 \times T) = 1.2$ となり、 $(1 + P_4 \times T) = 1.1665$ 20
5となり、 $(1 + M_2 \times T) = 0.84$ となり、 $(1 + M_3 \times T) = 0.81$ となる。

【0064】

これらの値を上式(9)に代入すると、 $T = 50$ すなわち75におけるGmアンプ1のトランスクンダクタンス g_m (at 75)は、

【数10】

$$g_m(\text{at } 75^\circ\text{C}) = \frac{1}{4 \times 10^4 \times (0.81 + \frac{5.2}{40} \times \frac{1.1665 \times 0.84}{x}) \times \frac{x}{1.2}} (\Omega^{-1}) \dots\dots (10)$$

で示される。

【0065】

同様にして、 $T = 0$ すなわち25におけるGmアンプ1のトランスクンダクタンス g_m (at 25)は、

【数11】

$$g_m(\text{at } 25^\circ\text{C}) = \frac{1}{4 \times 10^4 \times (1 + \frac{5.2}{40})} (\Omega^{-1}) \dots\dots (11)$$

で示される。

【0066】

25と75において、トランスクンダクタンス g_m が同じ値をとり、25~75の範囲内では一定になるようにするには、 $g_m(\text{at } 25) = g_m(\text{at } 75)$ であればよいので、上式(10)と上式(11)とが等しくなればよい。このときの \times は、 $x = 1.5168$ 、すなわち $P_0 = +1034$ PPMとなる。

【0067】

第1の定電流回路51内の電流設定抵抗55の両端に印加される電圧 V_{R1} は、 $0.5(1 + P_0 \times T)$ で示され、かつ上述したように $P_0 = +1034$ PPMなので、 $T = 0$ で電圧 V_{R1} は $0.5(1 + 0.01034 \times 0) = 0.5(V)$ となり、他方、 $T = 50$ で電圧 V_{R1} は $0.5(1 + 0.01034 \times 50) = 0.7584(V)$ となる。

【0068】

10

30

40

50

電流設定トランジスタ53のベースに印加される電圧 V_k は、上述の電圧 V_{R1} に、電流設定トランジスタ53のベース-エミッタ間電圧 V_{BE} が加算された値であり、ベース-エミッタ間電圧 V_{BE} は、25、75でそれぞれ0.7(V)、0.6(V)となるので、T=0で電圧 V_k は $0.7+0.5=1.2(V)$ となり、T=50で電圧 V_k は $0.6+0.7584=1.3584(V)$ となる。

【0069】

以上により、Gmアンプ1のトランスコンダクタンス g_m が、25以上75以下の範囲で一定値をとるようとするには、第1の定電流回路51内の電流設定トランジスタ53のベース端子に印加される電圧 V_k が、T=0、50でそれぞれ1.2(V)、1.3584(V)となるような電圧特性をもてばよい。

10

【0070】

このような電圧特性をもつ電圧源54の詳細な構成を図2に示す。電圧源54は、電圧設定部90と、定電圧源82とを有している。

電圧設定部90は、二個の定電圧回路83、84と、アンプ部85とを有している。

【0071】

定電圧回路83、84は、定電流回路71、72と、ダイオード接続されたNPNトランジスタ73、74とをそれぞれ1個ずつ有している。各定電流回路71、72の一端はともに電源電圧 V_{cc} に接続され、他端は各NPNトランジスタ73、74のコレクタ端子にそれぞれ接続されており、NPNトランジスタ73、74のエミッタ端子はともに接地電位に接続されている。

20

【0072】

各定電流回路71、72は、各NPNトランジスタ73、74に、互いに同じ大きさの定電流 I_3 を供給するようにされ、定電流 I_3 が各NPNトランジスタ73、74に流れる、それぞれのコレクタ端子に所定の電圧 V_3 、 V_4 が生じ、アンプ部85に出力されるよう構成されている。

【0073】

アンプ部85は、オペアンプ79と、入力バッファ75、76と、入力抵抗77、78と、負帰還抵抗80と、抵抗81とを有している。入力抵抗77、78の抵抗値は、同じ抵抗値 R_3 に設定されており、負帰還抵抗80と、抵抗81の抵抗値は、同じ抵抗値 R_4 に設定されている。

30

【0074】

オペアンプ79の反転入力端子と非反転入力端子には、それぞれ入力抵抗77、78を介して入力バッファ75、76が接続されており、各入力バッファ75、76は定電流回路83、84にそれぞれ接続されている。

【0075】

オペアンプ79の出力端子には、第1の定電流回路51内の電流設定トランジスタ53のベース端子が接続され、出力端子と反転入力端子との間には負帰還抵抗80が接続されており、非反転入力端子には、抵抗81を介して定電圧源82の一端が接続され、定電圧源82の他端は接地されている。

【0076】

定電圧回路83、84内のNPNトランジスタ73、74からそれぞれ出力される電圧 V_3 、 V_4 は、入力バッファ75、76と入力抵抗77、78とを介して、オペアンプ79の反転入力端子、非反転入力端子にそれぞれ入力される。

40

【0077】

オペアンプ79の非反転入力端子には、定電圧源82から出力され、温度特性を持たない所定電圧 V_A が抵抗81を介して入力されており、上述した所定の電圧 V_3 、 V_4 の差分($V_4 - V_3$)が、負帰還抵抗80の抵抗値 R_4 と入力抵抗77の抵抗値 R_3 の比(R_4 / R_3)倍に増幅され、その増幅電圧に定電圧源82が生成する電圧 V_A が上乗された電圧 V_k すなわち

【数12】

$$V_k = V_A + \frac{R_4}{R_3} (V_4 - V_3) \quad \dots \dots \dots \quad (12)$$

が、オペアンプ 7 9 の出力端子から、第 1 の定電流回路 5 1 内の電流設定トランジスタ 5 3 のベース端子に出力される。

【0078】

上述した所定の電圧 V_3 、 V_4 は、それぞれ $V_T \ln(I_3 / I_{s3})$ 、 $V_T \ln(I_3 / I_{s4})$ で示される(ここで I_{s3} 、 I_{s4} は各 NPN トランジスタ 7 3、7 4 のエミッタ面積)。各 NPN トランジスタ 7 3、7 4 の面積比を $N : 1$ とし、一方の NPN トランジスタ 7 4 の面積を I_s とすると、他方の NPN トランジスタ 7 3 の面積は $N I_s$ になるので、所定の電圧 V_3 、 V_4 の電位差($V_4 - V_3$)は、10

【数13】

$$\begin{aligned} (V_4 - V_3) &= V_T \ln \frac{I_3}{I_s} - V_T \ln \frac{I_3}{N I_s} \\ &= V_T \ln N \quad \dots \dots \dots \quad (13) \end{aligned}$$

で示される。

【0079】

上式(13)より、電位差($V_4 - V_3$)は、NPN トランジスタ 7 3、7 4 の面積比 N の自然対数と、サーマルボルテージ V_T との積で表される。プロセスのパラメータがプロセスごとにばらついても、チップ単位では面積比は一定になるので、電位差($V_4 - V_3$)は各チップ間では一定値を示す。20

【0080】

上式(13)を、上式(12)に代入すると、電圧 V_k は、

【数14】

$$V_k = V_A + \frac{R_4}{R_3} V_T \ln N \quad \dots \dots \dots \quad (14)$$

で表される。

【0081】

上述したように、トランスクンダクタンス g_m が温度によらず一定になるためには、75 ($T = 50$)での V_k (at 75) は 1.3584(V)、25 ($T = 0$) のときの V_k (at 25) は 1.2(V) であるため、この場合に V_k (at 75)、 V_k (at 25) はそれぞれ
【数15】

$$V_k(\text{at } 75^\circ\text{C}) = 1.3584(\text{V})$$

$$= V_A + \frac{R_4}{R_3} V_T(\text{at } 75^\circ\text{C}) \times \ln 10 \quad \dots \dots \dots \quad (15)$$

と、40

【数16】

$$V_k(\text{at } 25^\circ\text{C}) = 1.2(\text{V})$$

$$= V_A + \frac{R_4}{R_3} V_T(\text{at } 25^\circ\text{C}) \times \ln 10 \quad \dots \dots \dots \quad (16)$$

とで示される。ここでは NPN トランジスタ 7 3、7 4 の面積比 N を $N = 10$ としている。50

【0082】

上式(15)から上式(16)を減じると、

【数17】

$$1.3584(V) - 1.2(V) = \frac{R_4}{R_3} (V_T(at\ 75^\circ C) \times \ln 10 - V_T(at\ 25^\circ C) \times \ln 10) \quad \dots\dots\dots (17)$$

を得る。上記表1より $V_T(at\ 75^\circ C)$ は 34.67 (mV) で、 $V_T(at\ 25^\circ C)$ は 26 (mV) である。これらの値を上式(17)に代入することにより、

【0083】

【数18】

$$\frac{R_4}{R_3} = 15.89 \quad \dots\dots\dots (18)$$

を得る。上式(18)を上式(15)に代入すると、

【数19】

$$1.2(V) = V_A + V_T(at\ 25^\circ C) \times \ln 10 \quad \dots\dots\dots (19)$$

を得るので、定電圧源82の電圧値 V_A は、

【0084】

$$\begin{aligned} V_A &= 1.2 - V_T(at\ 25^\circ C) \times \ln 10 \\ &= 1.2 - 15.89 \times 26 \times 10^{-3} \times \ln 10 \\ &= 0.249(V) \end{aligned}$$

となる。

【0085】

以上のように、(R_4 / R_3)、 V_A をそれぞれ 15.84、0.249 (V) に設定することにより、上述した電圧源54は 25°で 1.2 (V)、75°で 1.3584 (V) の電圧 V_k を出力することができ、25°以上 75°以下の温度範囲では、Gmアンプ1のトランスコンダクタンス g_m が一定値をとるようにすることができる。

【0086】

上記構成の電圧源54では、電圧設定部90内で、面積比N、抵抗比(R_4 / R_3)、サーマルボルテージ V_T だけで温度特性が決まり、製造プロセスの条件が変動しても、トリミングなどによる調整をする必要がない。

【0087】

本発明の発明者等は、上記の電圧源54を有する本実施形態のGmアンプ1と、従来のGmアンプ101について、それぞれのトランスコンダクタンス g_{m1} 、 g_{m101} を実際に測定してみた。その測定結果を下記の表2に示す。

【0088】

【表2】

	-25°C	25°C	75°C
$g_{m1}(\mu\Omega^{-1})$	34.3	34.33	34.4
$g_{m101}(\mu\Omega^{-1})$	37.94	34.33	29.74

【0089】

上記の表2より、従来のGmアンプ1のトランスコンダクタンス g_{m1} は、-25°～75°の温度範囲において 23.9 % 程度も変動しているが、本実施形態のGmアンプ1のトランスコンダクタンス g_{m1} は、同じ温度範囲で 0.29 % 程度しか変動しておらず、従来

10

20

30

40

50

に比してトランスコンダクタンス g_m の変動が非常に小さくなっていることがわかる。

【0090】

さらに、本発明の発明者等は、上述した構成の Gm アンプ 1 を用いたバンドパスフィルタと、従来の Gm アンプ 101 を用いたバンドパスフィルタとのそれぞれについて動作シミュレーションを行った。

【0091】

動作シミュレーションに用いたバンドパスフィルタを図 3 の符号 91 に示す。このバンドパスフィルタ 91 は、第 1、第 2 の Gm アンプ 1₁、1₂ と、1 個の定電圧源 92 と、第 1、第 2 のコンデンサ 93、94 とを有している。

【0092】

定電圧源 92 の負極側端子は接地電位に接続され、正極側端子は第 1 の Gm アンプ 1₁ の非反転入力端子に接続されている。第 1 の Gm アンプ 1₁ の出力端子は第 2 の Gm アンプ 1₂ の非反転入力端子に接続され、第 2 の Gm アンプ 1₂ の出力端子は、第 1 のコンデンサ 93 の一端に接続されており、第 1 のコンデンサ 93 の他端は接地電位に接続されている。第 1、第 2 の Gm アンプ 1₁、1₂ の反転入力端子は互いに接続され、第 2 の Gm アンプ 1₂ の出力端子に接続されている。

10

【0093】

第 1 の Gm アンプ 1₁ の出力端子は第 2 のコンデンサ 94 を介して信号源 95 に接続されており、信号源 95 から信号が入力されると、中心周波数 f_{01} を中心とした特定の周波数帯域のみを通過させて、第 2 の Gm アンプ 1₂ の出力端子から出力できるように構成されている。

20

【0094】

かかる構成のバンドパスフィルタ 91 について、その中心周波数 f_{01} を求めると共に、従来の Gm アンプ 101 を用いたバンドパスフィルタについても、中心周波数 f_{0101} を求めた。こうして求められたバンドパスフィルタの中心周波数 f_{01} 、 f_{0101} を下記の表 3 に示す。

【0095】

【表 3】

	-25°C	25°C	75°C
f_{01} (kHz)	218.8	218.8	218.8
f_{0101} (kHz)	190.5	218.8	239.9

30

【0096】

上記の表 3 より、従来の Gm アンプ 101 を用いたバンドパスフィルタの中心周波数 f_{01} は、22.6% 程度変動しているのに対し、本実施形態の Gm アンプ 1₁、1₂ を用いたバンドパスフィルタの場合、-25 ~ 75 の温度範囲では、その中心周波数 f_{01} は全て 218.8 (kHz) であって、全く変動がなかったことがわかる。

【0097】

40

従来の Gm アンプ 101 を用いたバンドパスフィルタの周波数特性の波形図を図 4 の曲線(A)、(B)、(C) に示す。これらの曲線(A)、(B)、(C) は、温度が -25、25、75 の場合の波形図をそれぞれ示している。これらの曲線(A)、(B)、(C) より、温度によって周波数特性が変化していることがわかる。

【0098】

これに対し、本実施形態の Gm アンプを用いた場合におけるバンドパスフィルタの周波数特性の波形図を図 5 の曲線(D)、(E)、(F) に示す。これらの曲線(D)、(E)、(F) は、温度が -25、25、75 の場合の波形図をそれぞれ示している。曲線(D)、(E)、(F) は、互いにほとんど一致しており、周波数特性が温度の影響をほとんど受けていないことがわかる。

50

【0099】

さらに、上述の電圧源54を製造する際に、電圧設定部90内のNPNトランジスタ73、74のエミッタ面積 I_s を基準値より変動させ、エミッタ面積 I_s が(基準値+30%)の場合と、(基準値-30%)の場合の各Gmアンプを、上述のバンドパスフィルタに設けた場合のそれぞれの中心周波数 f_{01} を、シミュレーションにより求めた。その結果を下記の表4に示す。

【0100】

【表4】

		-25°C	25°C	75°C
f_{01} (kHz)	+30%	218.8	218.8	218.8
	-30%	218.8	218.8	218.8

10

【0101】

上記の表4より、エミッタ面積 I_s が(基準値+30%)のGmアンプを用いた場合と、(基準値-30%)のGmアンプを用いた場合のいずれにおいても、中心周波数 f_{01} は、-25、25、75においていずれも218.8(kHz)であり、温度による変動はないので、製造プロセスによりエミッタ面積 I_s が変動した場合においても、中心周波数 f_{01} には全く変動がみられないことがわかる。

20

【0102】

なお、本実施形態では、第1の定電流回路51内の電圧源54が生成する電圧 V_1 を可変にし、第2の定電流回路61内の電圧源64が生成する電圧 V_2 を一定値としているが、本発明はこれに限らず、第2の定電流回路52が生成する電圧 V_2 を制御可能にし、第1の定電流回路51が生成する電圧 V_1 を一定値にするように構成してもよい。さらに、第1、第2の定電流回路51、52内の電圧源54、64がそれぞれ生成する電圧の電圧値 V_1 、 V_2 を両方とも制御可能な構成にしてもよい。

また、電圧源54の構成として、図3に示すような回路について説明しているが、本発明の電圧源54の構成はこれに限られるものではない。

30

【0103】

【発明の効果】

トランジスタコンダクタンスが、温度変化に依存しないようにすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のGmアンプの一例を示す回路図

【図2】本発明のGmアンプの電圧源の一例を示す回路図

【図3】本発明のGmアンプの動作シミュレーションに用いたバンドパスフィルタの構成を説明する回路図

【図4】従来のGmアンプの動作シミュレーション結果を説明するグラフ

【図5】本発明のGmアンプの動作シミュレーション結果を説明するグラフ

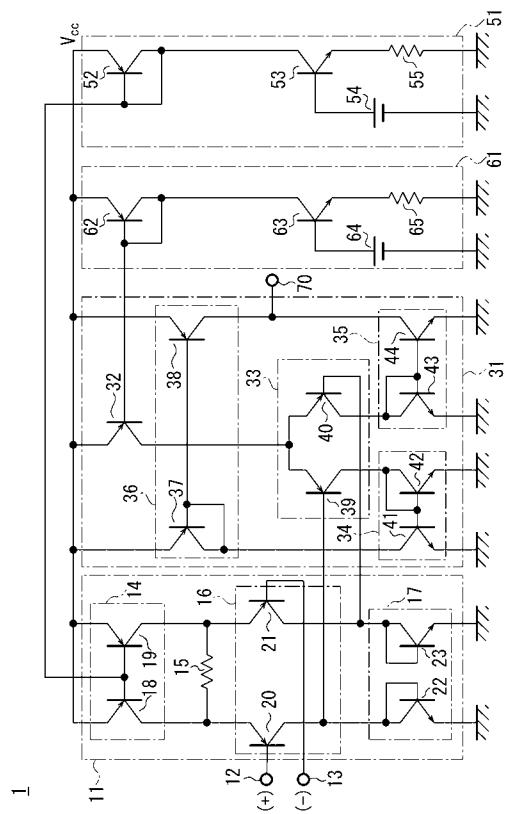
40

【図6】従来のGmアンプの一例を示す回路図

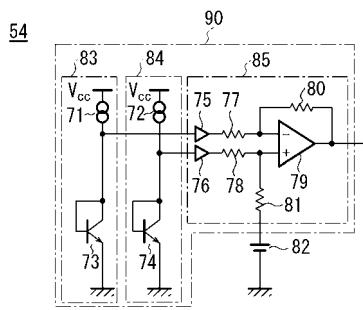
【符号の説明】

1 Gmアンプ 11 電圧増幅部(第1の増幅回路) 16 第1の差動増幅回路(差動増幅回路) 15 負荷抵抗 22、23 NPNトランジスタ(トランジスタ) 31 ... 電流増幅部(第2の増幅回路) 51 第1の定電流回路 54、64 電圧源 55、65 電流設定抵抗 61 第2の定電流回路

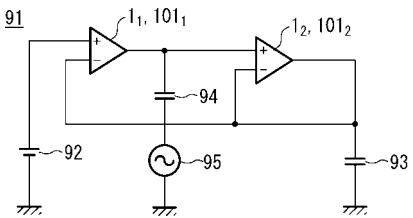
【図1】



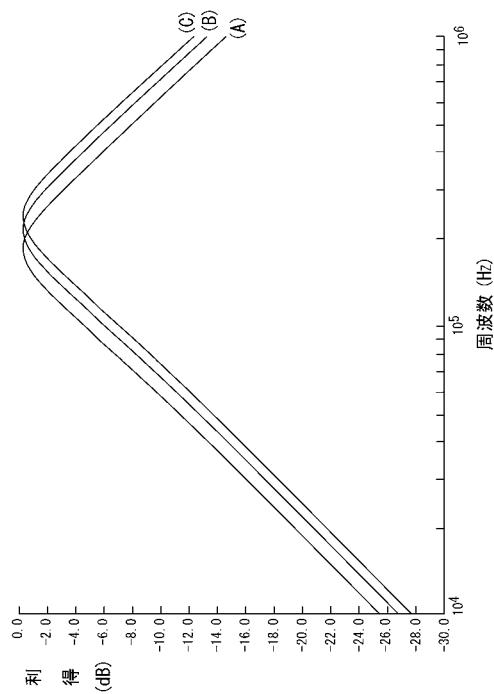
【図2】



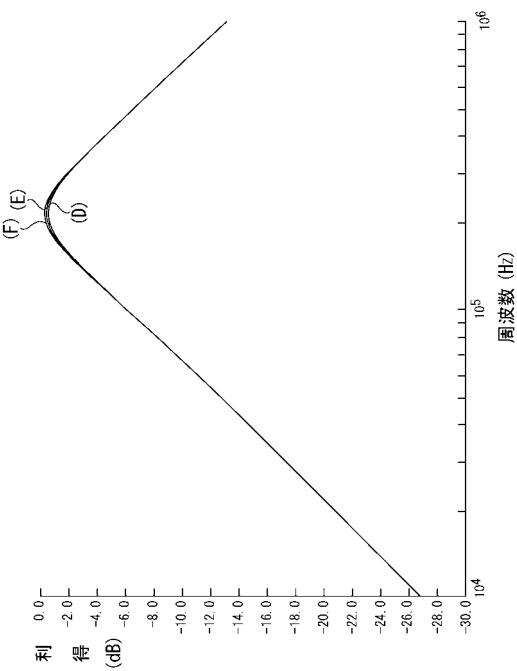
【図3】



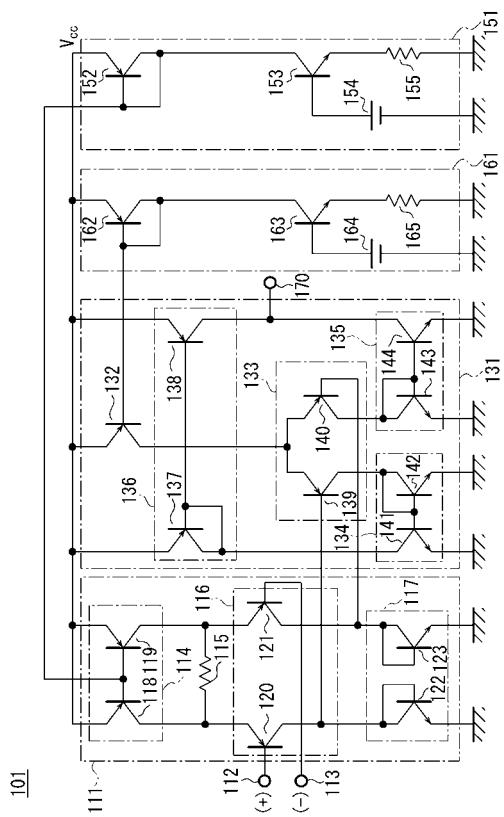
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開昭64-061107(JP,A)
特開平07-094972(JP,A)
特開平08-088517(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