

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2016-225893

(P2016-225893A)

(43) 公開日 平成28年12月28日(2016.12.28)

(51) Int.Cl.	F 1	テーマコード (参考)
H03F 1/26 (2006.01)	H03F 1/26	5J500
H03F 3/68 (2006.01)	H03F 3/68	Z
H03F 3/19 (2006.01)	H03F 3/19	

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2015-111922 (P2015-111922)	(71) 出願人	000004226 日本電信電話株式会社 東京都千代田区大手町一丁目5番1号
(22) 出願日	平成27年6月2日(2015.6.2)	(71) 出願人	504132272 国立大学法人京都大学 京都府京都市左京区吉田本町36番地1
		(74) 代理人	100064621 弁理士 山川 政樹
		(74) 代理人	100098394 弁理士 山川 茂樹
		(74) 代理人	100153006 弁理士 小池 勇三
		(72) 発明者	中野 慎介 東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日 本電信電話株式会社内

最終頁に続く

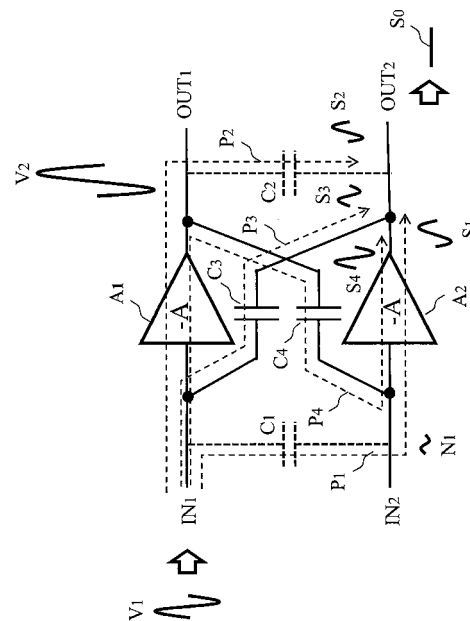
(54) 【発明の名称】 並列増幅器

(57) 【要約】

【課題】 クロストークノイズの低減と回路の小型化を実現する。

【解決手段】 並列増幅器は、異なる信号を増幅する複数の反転増幅器と、この複数の反転増幅器に含まれる反転増幅器 A_1 の入力端子と反転増幅器 A_2 の出力端子間に設けられた容量素子 C_3 と、反転増幅器 A_1 の出力端子と反転増幅器 A_2 の入力端子間に設けられた容量素子 C_4 とを備える。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

異なる信号を増幅する複数の反転増幅器と、
この複数の反転増幅器に含まれる第 1 の反転増幅器の入力端子と第 2 の反転増幅器の出力端子間に設けられた第 1 の容量素子と、
前記第 1 の反転増幅器の出力端子と前記第 2 の反転増幅器の入力端子間に設けられた第 2 の容量素子とを備えることを特徴とする並列増幅器。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の並列増幅器において、
前記複数の反転増幅器は、それぞれ多段増幅器構成であり、
前記第 1 の容量素子は、前記第 1 の反転増幅器を構成する初段の増幅器の入力端子と前記第 2 の反転増幅器を構成する最終段の増幅器の出力端子間に設けられ、
前記第 2 の容量素子は、前記第 1 の反転増幅器を構成する最終段の増幅器の出力端子と前記第 2 の反転増幅器を構成する初段の増幅器の入力端子間に設けられることを特徴とする並列増幅器。

10

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載の並列増幅器において、
さらに、前記複数の反転増幅器の前段にそれぞれ接続され、異なる信号を増幅して接続先の反転増幅器に出力する複数の増幅器を備え、
前記複数の反転増幅器と、この反転増幅器の前段に接続された前記複数の増幅器とは、
同一の集積回路チップ内に集積されることを特徴とする並列増幅器。

20

【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 のいずれか 1 項に記載の並列増幅器において、
前記複数の反転増幅器は、それぞれトランジスタを用いた回路からなり、
各反転増幅器の初段のトランジスタのゲート端子あるいはベース端子を、各反転増幅器の入力端子とすることを特徴とする並列増幅器。

【請求項 5】

請求項 4 に記載の並列増幅器において、
前記複数の反転増幅器は、それぞれトランジスタを用いたインバータ回路からなることを特徴とする並列増幅器。

30

【請求項 6】

請求項 1 乃至 5 のいずれか 1 項に記載の並列増幅器において、
前記第 2 の反転増幅器は、前記第 1 の反転増幅器と隣接して並設される位置関係にあることを特徴とする並列増幅器。

【請求項 7】

請求項 1 乃至 5 のいずれか 1 項に記載の並列増幅器において、
前記第 2 の反転増幅器は、前記第 1、第 2 の反転増幅器以外の 1 乃至複数の反転増幅器を間に挟んで前記第 1 の反転増幅器と並設される位置関係にあることを特徴とする並列増幅器。

【発明の詳細な説明】

40

【技術分野】**【0001】**

本発明は、複数の通信回線を用いることにより、データを一度に複数ビット伝送するパラレル通信方式の通信回路などに用いられる並列増幅器に係り、特に並設された増幅器間に生じるクロストークノイズの低減や回路の小型化を実現することができる並列増幅器に関するものである。

【背景技術】**【0002】**

近年、データ通信の高速大容量化のためにパラレル通信方式が用いられている。パラレル通信のためにはチャンネル数と同数のトランシーバ回路が必要であり、複数のトランシー

50

バ回路を1つのIC (Integrated Circuit) 上に搭載するようにしている。例えば光通信の分野では25 Gb/s × 4 chのCMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) トランスインピーダンスアンプが1チップに集積された例などが報告されている(非特許文献1)。

【0003】

図9に、例えば通信回路に設けられる反転増幅器を2チャンネル分並べて集積化した並列増幅器の構成を示す。図9に示すように2つの反転増幅器 A_1 、 A_2 の入力配線間および出力配線間には寄生容量 C_1 、 C_2 が存在する。第1チャンネルの信号入力端子 IN_1 に入力された高周波信号 V_1 は、寄生容量 C_1 および第2チャンネルの反転増幅器 A_2 を通るパスと、第1チャンネルの反転増幅器 A_1 および寄生容量 C_2 を通るパスの2つのパスを通じて第2チャンネルの信号出力端子 OUT_2 に伝わるため、クロストークノイズ N_2 が発生する。

10

【0004】

つまり、第1チャンネルの高周波信号 V_1 は、寄生容量 C_1 を通じて第2チャンネルの入力配線に伝わり、クロストークノイズ N_1 が発生する。このクロストークノイズ N_1 は、第2チャンネルの反転増幅器 A_2 で増幅され、クロストークノイズ S_1 として第2チャンネルの出力配線に出力される。また、高周波信号 V_1 は、第1チャンネルの反転増幅器 A_1 で増幅され、高周波信号 V_2 として第1チャンネルの信号出力端子 OUT_1 から出力されるが、この高周波信号 V_2 は、寄生容量 C_2 を通じて第2チャンネルの出力配線に伝わり、クロストークノイズ S_2 が発生する。その結果、クロストークノイズ S_1 と S_2 が加算され、クロストークノイズ N_2 が発生する。

20

【0005】

従来、このような信号配線間のクロストークノイズを防ぐ手法として、信号配線間の距離を遠ざける方法、あるいは信号配線間に、低インピーダンスの固定電位に接続されたシールド配線を設ける方法(非特許文献2)などが用いられてきた。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0006】

【非特許文献1】T.Takemoto et al., "A Compact 4 × 25-Gb/s 3.0 mW/Gb/s CMOS-Based Optical Receiver for Board-to-Board Interconnects", Journal of Lightwave Technology, Vol.28, No.23, Dec.1, 2010

30

【非特許文献2】谷口研二著, 「CMOSアナログ回路入門」, CQ出版株式会社, 第5章1節1項, 83-88頁, 2005

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかしながら、信号配線間に低インピーダンスの固定電位配線を形成するためには、固定電位配線の寄生抵抗成分を小さく抑え、また固定電位配線に大きな容量性を持たせなければならないため、サイズの大きな配線パターンが必要であり、通信回路の小型化が難しいという課題があった。

【0008】

40

また、信号配線間の距離を遠ざけるという方法についても同様に、通信回路の小型化が難しいという課題があった。特に寄生容量を通じて伝わるクロストークノイズの影響は高周波になるほど影響が大きくなるため、信号が高周波になるほど信号配線間距離もますます遠ざける必要があり、通信回路の小型化が難しくなり、データ伝送密度向上が難しくなるという課題があった。

【0009】

本発明は、上記課題を解決するためになされたもので、クロストークノイズの低減と回路の小型化を実現することができる並列増幅器を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0010】

50

本発明の並列増幅器は、異なる信号を増幅する複数の反転増幅器と、この複数の反転増幅器に含まれる第1の反転増幅器の入力端子と第2の反転増幅器の出力端子間に設けられた第1の容量素子と、前記第1の反転増幅器の出力端子と前記第2の反転増幅器の入力端子間に設けられた第2の容量素子とを備えることを特徴とするものである。

また、本発明の並列増幅器の1構成例において、前記複数の反転増幅器は、それぞれ多段増幅器構成であり、前記第1の容量素子は、前記第1の反転増幅器を構成する初段の増幅器の入力端子と前記第2の反転増幅器を構成する最終段の増幅器の出力端子間に設けられ、前記第2の容量素子は、前記第1の反転増幅器を構成する最終段の増幅器の出力端子と前記第2の反転増幅器を構成する初段の増幅器の入力端子間に設けられることを特徴とするものである。

また、本発明の並列増幅器の1構成例は、さらに、前記複数の反転増幅器の前段にそれぞれ接続され、異なる信号を増幅して接続先の反転増幅器に出力する複数の増幅器を備え、前記複数の反転増幅器と、この反転増幅器の前段に接続された前記複数の増幅器とは、同一の集積回路チップ内に集積されることを特徴とするものである。

【0011】

また、本発明の並列増幅器の1構成例において、前記複数の反転増幅器は、それぞれトランジスタを用いた回路からなり、各反転増幅器の初段のトランジスタのゲート端子あるいはベース端子を、各反転増幅器の入力端子とすることを特徴とするものである。

また、本発明の並列増幅器の1構成例において、前記複数の反転増幅器は、それぞれトランジスタを用いたインバータ回路からなることを特徴とするものである。

また、本発明の並列増幅器の1構成例において、前記第2の反転増幅器は、前記第1の反転増幅器と隣接して並設される位置関係にあることを特徴とするものである。

また、本発明の並列増幅器の1構成例において、前記第2の反転増幅器は、前記第1、第2の反転増幅器以外の1乃至複数の反転増幅器を間に挟んで前記第1の反転増幅器と並設される位置関係にあることを特徴とするものである。

【発明の効果】

【0012】

本発明によれば、複数の反転増幅器に含まれる第1の反転増幅器の入力端子と第2の反転増幅器の出力端子間に第1の容量素子を設け、第1の反転増幅器の出力端子と第2の反転増幅器の入力端子間に第2の容量素子を設けることにより、並列増幅器の入出力配線間の容量結合によって生じるクロストークノイズを低減することができる。また、本発明では、第1、第2の反転増幅器を近接配置する高密度集積化が可能となるため、回路の小型化およびデータ伝送密度向上が可能となる。

【0013】

また、本発明では、複数の反転増幅器をそれぞれ多段増幅器構成とすることにより、各反転増幅器の増幅率の絶対値を大きくすることができ、クロストークノイズのキャンセルに必要な第1、第2の容量素子の容量を小さくすることができる。

【0014】

また、本発明では、複数の反転増幅器の前段に複数の増幅器を設け、複数の反転増幅器と複数の増幅器とを同一の集積回路チップ内に集積することにより、各反転増幅器の入力インピーダンスを大きな値に設計することができ、クロストークノイズのキャンセルに必要な第1、第2の容量素子の容量を小さくすることができる。

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】本発明の第1の実施の形態に係る通信回路の並列増幅器の構成例を示すブロック図である。

【図2】本発明の第2の実施の形態に係る通信回路の構成例を示すブロック図である。

【図3】本発明の第2の実施の形態に係る反転増幅器の構成例を示す回路図である。

【図4】本発明の第2の実施の形態に係る反転増幅器の別の構成例を示す回路図である。

【図5】本発明の第2の実施の形態に係る通信回路および従来の通信回路の反転増幅器の

10

20

30

40

50

出力アイパタンのシミュレーション結果を示す図である。

【図6】本発明の第3の実施の形態に係る通信回路の構成例を示すブロック図である。

【図7】本発明の第4の実施の形態に係る通信回路の構成例を示すブロック図である。

【図8】本発明の第4の実施の形態に係る通信回路の別の構成例を示すブロック図である。

【図9】従来の並列増幅器の構成例を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0016】

[第1の実施の形態]

以下、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は本発明の第1の実施の形態に係る通信回路の並列増幅器の構成例を示すブロック図である。ここでは、2チャンネルの平行通信の通信回路に設けられる反転増幅器を2チャンネル分並べて集積化した並列増幅器の例を示す。

10

【0017】

並列増幅器は、第1チャンネルの反転増幅器 A_1 と、第2チャンネルの反転増幅器 A_2 と、反転増幅器 A_1 の入力端子と反転増幅器 A_2 の出力端子間に設けられた容量素子 C_3 と、反転増幅器 A_2 の入力端子と反転増幅器 A_1 の出力端子間に設けられた容量素子 C_4 とから構成される。この並列増幅器の構成は、同一のICチップ内に集積される。

【0018】

図1における IN_1 は第1チャンネルの信号入力端子、 IN_2 は第2チャンネルの信号入力端子、 OUT_1 は第1チャンネルの信号出力端子、 OUT_2 は第2チャンネルの信号出力端子である。また、 C_1 は信号入力端子 IN_1 と IN_2 間に存在する寄生容量、 C_2 は信号出力端子 OUT_1 と OUT_2 間に存在する寄生容量である。

20

【0019】

図9に示した従来の通信回路では、第1チャンネルの信号入力端子 IN_1 に高周波信号 V_1 が入力されると、この高周波信号 V_1 が寄生容量 C_1 を通じて第2チャンネルの入力配線に伝わり、クロストークノイズ N_1 が発生する。このクロストークノイズ N_1 は、第2チャンネルの反転増幅器 A_2 で増幅され、クロストークノイズ S_1 として第2チャンネルの出力配線に出力される。

【0020】

30

また、高周波信号 V_1 は、第1チャンネルの反転増幅器 A_1 で増幅され、高周波信号 V_2 として第1チャンネルの信号出力端子 OUT_1 から出力されるが、この高周波信号 V_2 は、寄生容量 C_2 を通じて第2チャンネルの出力配線に伝わり、クロストークノイズ S_2 が発生する。こうして、従来の通信回路では、寄生容量 C_1 および反転増幅器 A_2 を通るパス P_1 と、反転増幅器 A_1 および寄生容量 C_2 を通るパス P_2 の2つのパスを通じて、高周波信号 V_1 が逆相で信号出力端子 OUT_2 に伝わることにより、クロストークノイズが発生する。

【0021】

一方、本実施の形態では、前記のパス P_1 およびパス P_2 に加えて、信号入力端子 IN_1 から容量素子 C_3 を通るパス P_3 と、信号入力端子 IN_1 から反転増幅器 A_1 、容量素子 C_4 および反転増幅器 A_2 を通るパス P_4 とが存在する（ここでは、クロストークノイズキャンセルの説明を簡単にするために、寄生容量 C_1 、 C_2 および容量素子 C_3 、 C_4 を2回以上通過するパスは無視する）。

40

【0022】

パス P_3 を通じて信号出力端子 OUT_2 に伝わる信号 S_3 とパス P_4 を通じて信号出力端子 OUT_2 に伝わる信号 S_4 とは、いずれも高周波信号 V_1 と同相の信号であるため、これらの信号 S_3 、 S_4 により、パス P_1 を通じて信号出力端子 OUT_2 に伝わる逆相のクロストークノイズ S_1 とパス P_2 を通じて信号出力端子 OUT_2 に伝わる逆相のクロストークノイズ S_2 とをキャンセルすることが可能となる。図1における S_0 はクロストークノイズ S_1 、 S_2 がキャンセルされたことを表している。

【0023】

50

以上のように、本実施の形態のクロスカップル型並列増幅器では、従来の並列増幅器で課題であったクロストークノイズをキャンセルすることが可能となり、反転増幅器 A_1 、 A_2 の低ノイズ化、および反転増幅器 A_1 、 A_2 を近接配置する高密度集積化が可能となる。

【 0 0 2 4 】

ここで、図 1 に示した回路の信号出力端子 OUT_2 において角周波数 ω の周波数帯におけるクロストークノイズのキャンセル効果を最大にするための条件式を導出する。上記のとおり、説明を簡単にするために寄生容量 C_1 、 C_2 および容量素子 C_3 、 C_4 を 2 回以上通過する信号は無視して考える。

【 0 0 2 5 】

図 1 において寄生容量 C_1 、 C_2 および容量素子 C_3 、 C_4 が無い時の信号入力端子 IN_2 から回路を見たインピーダンスを Z_1 、寄生容量 C_1 、 C_2 および容量素子 C_3 、 C_4 が無い時の信号出力端子 OUT_2 から回路を見たインピーダンスを Z_2 とする (Z_1 、 Z_2 は反転増幅器 A_2 の入出力インピーダンスを含んだ値)。信号入力端子 IN_1 に $V_1 \sin \omega t$ の高周波信号が入力されたとき、パス P_1 、 P_2 、 P_3 、 P_4 を通じて信号出力端子 OUT_2 に伝わる信号 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 は、それぞれ式 (1) ~ 式 (4) で表される。

【 0 0 2 6 】

【 数 1 】

$$S_1 = \frac{-A \times Z_1}{Z_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \times V_1 \sin \omega t \quad \dots (1) \quad 20$$

$$S_2 = \frac{-A \times Z_2}{Z_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} \times V_1 \sin \omega t \quad \dots (2)$$

$$S_3 = \frac{Z_2}{Z_2 + \frac{1}{j\omega C_3}} \times V_1 \sin \omega t \quad \dots (3) \quad 30$$

$$S_4 = \frac{A^2 \times Z_1}{Z_1 + \frac{1}{j\omega C_4}} \times V_1 \sin \omega t \quad \dots (4)$$

【 0 0 2 7 】

式 (1) ~ 式 (4) における A は反転増幅器 A_1 、 A_2 の増幅率の絶対値である。これら信号 S_1 ~ S_4 の総和がゼロになるとき、すなわち以下の式 (5) が成り立つとき、信号出力端子 OUT_2 において角周波数 ω の周波数帯におけるクロストークノイズキャンセルの効果が最大化される。

【 0 0 2 8 】

【 数 2 】

$$-\frac{A \times Z_1}{Z_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} - \frac{A \times Z_2}{Z_2 + \frac{1}{j\omega C_2}} + \frac{Z_2}{Z_2 + \frac{1}{j\omega C_3}} + \frac{A^2 \times Z_1}{Z_1 + \frac{1}{j\omega C_4}} = 0 \quad \dots (5)$$

【 0 0 2 9 】

また、上記の説明では、信号入力端子 IN_1 にアナログの高周波信号が入力された場合

10

30

40

50

について説明したが、例えば立ち上がりエッジや立ち下がりエッジを有するデジタル信号が入力された場合においても、そのデジタル信号の立ち上がり、立ち下がりには高周波信号成分が含まれるため、寄生容量 C_1 、 C_2 を介して入力デジタル信号の高周波成分が信号出力端子 OUT_2 に伝わる。具体的には、寄生容量 C_1 、 C_2 および配線の寄生抵抗によって形成されるハイパスフィルタと、反転増幅器 A_1 、 A_2 とを通じて、入力デジタル信号の反転かつ微分された信号成分が信号出力端子 OUT_2 に伝わり、クロストークノイズが発生する。

【0030】

これに対して、本実施の形態では、クロスカップルの容量素子 C_3 、 C_4 を備えることで、入力デジタル信号の非反転かつ微分された信号成分を信号出力端子 OUT_2 に伝えることができ、クロストークノイズをキャンセルすることが可能であるため、入力信号はアナログの高周波信号に限らず、デジタル信号でも良い。

10

【0031】

また、以上の説明では、信号入力端子 IN_1 から信号出力端子 OUT_2 に伝わるクロストークノイズをキャンセルする例について説明しているが、信号入力端子 IN_2 から信号出力端子 OUT_1 に伝わるクロストークノイズも同様にキャンセルできることは言うまでもない。つまり、信号入力端子 IN_2 に信号が入力されると、この信号が寄生容量 C_1 を通じて第1チャンネルの入力配線に伝わり、反転増幅器 A_1 で増幅されて、クロストークノイズが信号出力端子 OUT_1 に伝わる。

【0032】

また、信号入力端子 IN_2 に入力された信号は、反転増幅器 A_2 で増幅され信号出力端子 OUT_2 から出力されるが、この増幅された信号が寄生容量 C_2 を通じて信号出力端子 OUT_1 に伝わる。こうして、寄生容量 C_1 および反転増幅器 A_1 を通るパスと、反転増幅器 A_2 および寄生容量 C_2 を通るパスの2つのパスを通じて、信号入力端子 IN_2 に入力された信号が逆相で信号出力端子 OUT_1 に伝わることにより、クロストークノイズが発生することになる。

20

【0033】

これに対して、信号入力端子 IN_2 から容量素子 C_4 を通じて信号出力端子 OUT_1 に伝わる信号と、信号入力端子 IN_2 から反転増幅器 A_2 、容量素子 C_3 および反転増幅器 A_1 を通じて信号出力端子 OUT_1 に伝わる信号とは、いずれも信号入力端子 IN_2 に入力された信号と同相の信号である。したがって、これら信号出力端子 OUT_1 に伝わる信号により、寄生容量 C_1 および反転増幅器 A_1 を通じて信号出力端子 OUT_1 に伝わる逆相のクロストークノイズと、反転増幅器 A_2 および寄生容量 C_2 を通じて信号出力端子 OUT_1 に伝わる逆相のクロストークノイズとをキャンセルすることが可能である。このように、本実施の形態では、信号入力端子 IN_1 から信号出力端子 OUT_2 に伝わるクロストークノイズと同様に、信号入力端子 IN_2 から信号出力端子 OUT_1 に伝わるクロストークノイズもキャンセルすることが可能である。

30

【0034】

また、反転増幅器 A_1 、 A_2 の増幅率の絶対値 A が $A = 1$ である場合を考えると、式(3)、式(4)で示した信号 S_3 、 S_4 の大小関係は $S_4 > S_3$ となるため、図1中の信号入力端子 IN_1 から信号出力端子 OUT_2 に伝わるクロストークノイズのキャンセル効果が最大となる周波数帯はクロスカップル容量素子 C_4 によって決まる。

40

【0035】

また同様に考えると、信号入力端子 IN_2 から信号出力端子 OUT_1 に伝わるクロストークノイズのキャンセル効果が最大となる周波数帯はクロスカップル容量素子 C_3 によって決まる。よって、容量素子 C_3 、 C_4 の値を異なる値に設計することでチャンネル毎に異なる周波数帯の信号を扱うことも可能であり、信号入力端子 IN_1 、 IN_2 に入力される信号はそれぞれ異なる周波数帯の信号でも良い。

【0036】

[第2の実施の形態]

50

次に、本発明の第2の実施の形態について説明する。図2は本発明の第2の実施の形態に係る通信回路の構成例を示すブロック図であり、図1と同一の構成には同一の符号を付してある。本実施の形態と第1の実施形態との違いは、反転増幅器 A_1 、 A_2 の前段に受光素子 PD_1 、 PD_2 およびトランスインピーダンスアンプ $TI A_1$ 、 $TI A_2$ が備わっている点である。図2の C_{20} はトランスインピーダンスアンプ $TI A_1$ 、 $TI A_2$ の入力配線間に存在する寄生容量である。

【0037】

トランスインピーダンスアンプ $TI A_1$ 、 $TI A_2$ と反転増幅器 A_1 、 A_2 とは、同一のICチップ内に集積される。

第1チャンネルの受光素子 PD_1 は、第1チャンネルの光信号を受光して電流信号に変換し、第1チャンネルのトランスインピーダンスアンプ $TI A_1$ は、受光素子 PD_1 から出力された電流信号を電圧信号に変換し増幅して出力する。同様に、第2チャンネルの受光素子 PD_2 は、第2チャンネルの光信号を受光して電流信号に変換し、第2チャンネルのトランスインピーダンスアンプ $TI A_2$ は、受光素子 PD_2 から出力された電流信号を電圧信号に変換し増幅して出力する。反転増幅器 A_1 、 A_2 は、それぞれトランスインピーダンスアンプ $TI A_1$ 、 $TI A_2$ から出力される信号を増幅することになる。

10

【0038】

第1の実施の形態と同様に、トランスインピーダンスアンプ $TI A_1$ から容量素子 C_3 を通じて信号出力端子 OUT_2 に伝わる信号 S_3 、トランスインピーダンスアンプ $TI A_1$ から反転増幅器 A_1 、容量素子 C_4 および反転増幅器 A_2 を通じて信号出力端子 OUT_2 に伝わる信号 S_4 は、式(3)、式(4)のように表すことができる。

20

【0039】

ここで、反転増幅器 A_1 、 A_2 の増幅率の絶対値 A が $A=1$ の場合、かつインピーダンス Z_1 と Z_2 が同程度の値で、容量素子 C_3 と C_4 が同程度の値である場合を考えると、 $|S_4| \approx |S_3|$ となり、クロスカップル容量素子 C_3 、 C_4 による信号出力端子 OUT_2 への信号伝達量は S_4 で決まる。式(4)に示した信号 S_4 の式において、インピーダンス Z_1 が大きくなるほど、信号出力端子 OUT_2 に伝わるクロストークノイズのキャンセルに必要なクロスカップル容量素子 C_4 の容量を小さくすることができる。

【0040】

一般的に、高速通信のための通信回路の初段アンプは、この通信回路を含むICチップの外部に接続される素子や装置とのインピーダンス整合を取るために、初段アンプの入出力インピーダンスが50程度に設計されることが多い。一方で反転増幅器 A_1 、 A_2 の前段の回路が同一のIC内に存在する場合、例えば図2に示したようにトランスインピーダンスアンプ $TI A_1$ 、 $TI A_2$ が反転増幅器 A_1 、 A_2 と同一のICチップ内に集積化されている場合、インピーダンス整合を取らない場合も多く、その場合、反転増幅器 A_1 、 A_2 の入力インピーダンスは大きな値に設計されることが多い。

30

【0041】

例えば反転増幅器 A_1 、 A_2 としてソース接地増幅回路を用いた例を図3に示し、反転増幅器 A_1 、 A_2 としてCMOSインバータ回路を用いた例を図4に示す。図3の例では、反転増幅器 A_1 は、ゲート端子(反転増幅器 A_1 の入力端子)が信号入力端子 IN_1 に接続され、ドレイン端子(反転増幅器 A_1 の出力端子)が信号出力端子 OUT_1 に接続され、ソース端子が接地されたNチャンネルMOSトランジスタ Q_1 と、一端に電源電圧が与えられ、他端が信号出力端子 OUT_1 に接続された抵抗 R_1 とから構成される。

40

【0042】

反転増幅器 A_2 は、ゲート端子(反転増幅器 A_2 の入力端子)が信号入力端子 IN_2 に接続され、ドレイン端子(反転増幅器 A_2 の出力端子)が信号出力端子 OUT_2 に接続され、ソース端子が接地されたNチャンネルMOSトランジスタ Q_2 と、一端に電源電圧が与えられ、他端が信号出力端子 OUT_2 に接続された抵抗 R_2 とから構成される。

【0043】

図4の例では、反転増幅器 A_1 は、ゲート端子(反転増幅器 A_1 の入力端子)が信号入力

50

端子 IN_1 に接続され、ドレイン端子（反転増幅器 A_1 の出力端子）が信号出力端子 OUT_1 に接続され、ソース端子が電源電圧に接続された P チャネル MOS トランジスタ Q_3 と、ゲート端子（反転増幅器 A_1 の入力端子）が信号入力端子 IN_1 に接続され、ドレイン端子（反転増幅器 A_1 の出力端子）が信号出力端子 OUT_1 に接続され、ソース端子が接地された N チャネル MOS トランジスタ Q_4 とから構成される。

【 0 0 4 4 】

反転増幅器 A_2 は、ゲート端子（反転増幅器 A_2 の入力端子）が信号入力端子 IN_2 に接続され、ドレイン端子（反転増幅器 A_2 の出力端子）が信号出力端子 OUT_2 に接続され、ソース端子が電源電圧に接続された P チャネル MOS トランジスタ Q_5 と、ゲート端子（反転増幅器 A_2 の入力端子）が信号入力端子 IN_2 に接続され、ドレイン端子（反転増幅器 A_2 の出力端子）が信号出力端子 OUT_2 に接続され、ソース端子が接地された N チャネル MOS トランジスタ Q_6 とから構成される。

10

【 0 0 4 5 】

図 3、図 4 のいずれの場合も反転増幅器 A_1 、 A_2 の入力はトランジスタ $Q_1 \sim Q_6$ のゲート端子のみに接続されており、反転増幅器 A_1 、 A_2 の入力インピーダンスは大きい値となる。

【 0 0 4 6 】

図 2 に示した本実施の形態の通信回路および従来の通信回路（図 2 に記載の通信回路の内クロスカップル容量素子 C_3 、 C_4 を除いた回路）のそれぞれの反転増幅器 A_1 の出力アイパタンのシミュレーション結果を図 5（A）～図 5（D）に示す。図 5（A）は従来の通信回路において受光素子 PD_1 のみに 10 Gb/s のランダム光信号パターンを入力した場合の反転増幅器 A_1 の出力アイパタンを示し、図 5（B）は従来の通信回路において受光素子 PD_1 、 PD_2 の両方に 10 Gb/s のランダム光信号パターンを入力した場合の反転増幅器 A_1 の出力アイパタンを示し、図 5（C）は本実施の形態の通信回路において受光素子 PD_1 のみに 10 Gb/s のランダム光信号パターンを入力した場合の反転増幅器 A_1 の出力アイパタンを示し、図 5（D）は本実施の形態の通信回路において受光素子 PD_1 、 PD_2 の両方に 10 Gb/s のランダム光信号パターンを入力した場合の反転増幅器 A_1 の出力アイパタンを示している。

20

【 0 0 4 7 】

図 5（B）の場合における反転増幅器 A_1 の出力のジッタ量は 10.6 ps 、図 5（D）の場合における反転増幅器 A_1 の出力のジッタ量は 4.18 ps であった。

30

図 5（A）～図 5（D）のシミュレーション結果によれば、従来の通信回路では受光素子 PD_1 、 PD_2 の両方に信号を入力すると、反転増幅器 A_1 の出力アイパタン波形が大きく劣化する、すなわちクロストークノイズによる波形劣化が大きくなる。これに対して、本実施の形態の通信回路では受光素子 PD_1 、 PD_2 の両方に信号を入力をしても、反転増幅器 A_1 の出力アイパタン波形に大きな劣化は発生せず、クロストークノイズをキャンセルできていることが分かる。

【 0 0 4 8 】

なお、本実施の形態では、反転増幅器 A_1 、 A_2 の前段に受光素子 PD_1 、 PD_2 およびトランスインピーダンスアンプ TIA_1 、 TIA_2 を接続した例を示したが、反転増幅器 A_1 、 A_2 の前段に増幅器が備わる構成であれば、本実施の形態と同様の効果を得ることができるので、本発明は図 2 の構成に限定されるものではない。

40

【 0 0 4 9 】

また、本実施の形態では、反転増幅器 A_1 、 A_2 の構成として MOS 電界効果トランジスタを用いた回路例を示したが、バイポーラトランジスタを用いた反転増幅器 A_1 、 A_2 においても同様の効果を得ることができる。この場合、各反転増幅器 A_1 、 A_2 の初段のバイポーラトランジスタのベース端子が、反転増幅器 A_1 、 A_2 の入力端子となる。

【 0 0 5 0 】

また、入力インピーダンスの高い反転増幅器ほど本発明の効果は得やすいものの、反転増幅器であれば、どのような回路構成でも効果を得られるため、本発明は CML（Curren

50

t Mode Logic) 型やインバータ型の反転増幅器に限定されるものではない。

【0051】

[第3の実施の形態]

次に、本発明の第3の実施の形態について説明する。図6は本発明の第3の実施の形態に係る通信回路の構成例を示すブロック図であり、図1と同一の構成には同一の符号を付してある。本実施の形態と第1、第2の実施の形態との違いは、第1チャンネルの反転増幅器を奇数段縦続接続された反転増幅器 $A_{1-1} \sim A_{1-n}$ (n は奇数) で実現し、同様に第2チャンネルの反転増幅器を奇数段縦続接続された反転増幅器 $A_{2-1} \sim A_{2-n}$ で実現している点である。

【0052】

容量素子 C_3 は、第1チャンネルの反転増幅器を構成する初段の反転増幅器 A_{1-1} の入力端子と第2チャンネルの反転増幅器を構成する最終段の反転増幅器 A_{2-n} の出力端子間に設けられる。容量素子 C_4 は、第2チャンネルの反転増幅器を構成する初段の反転増幅器 A_{2-1} の入力端子と第1チャンネルの反転増幅器を構成する最終段の反転増幅器 A_{1-n} の出力端子間に設けられる。反転増幅器 $A_{1-1} \sim A_{1-n}$, $A_{2-1} \sim A_{2-n}$ と容量素子 C_3 , C_4 とからなる並列増幅器の構成は、同一のICチップ内に集積される。

【0053】

第1の実施の形態と同様に、信号入力端子 IN_1 から容量素子 C_3 を通じて信号出力端子 OUT_2 に伝わる信号 S_3 、信号入力端子 IN_1 から反転増幅器 $A_{1-1} \sim A_{1-n}$ 、容量素子 C_4 および反転増幅器 $A_{2-1} \sim A_{2-n}$ を通じて信号出力端子 OUT_2 に伝わる信号 S_4 は、式(3)、式(4)のように表すことができる。ただし、本実施の形態では、反転増幅器 $A_{1-1} \sim A_{1-n}$ の合計の増幅率の絶対値が式(1)、式(2)、式(4)の A となり、反転増幅器 $A_{2-1} \sim A_{2-n}$ の合計の増幅率の絶対値も A となる。

【0054】

第1、第2の実施の形態で説明したとおり、反転増幅器 $A_{1-1} \sim A_{1-n}$, $A_{2-1} \sim A_{2-n}$ の増幅率の絶対値 A が $A > 1$ の場合、クロスカップル容量素子 C_3 , C_4 による信号伝達量は S_4 が支配的になる。式(4)に示した信号 S_4 の式において、増幅率の絶対値 A が大きいほど、クロスカップル容量素子 C_4 による信号伝達量が大きくなるため、信号出力端子 OUT_2 に伝わるクロストークノイズのキャンセルに必要なクロスカップル容量素子 C_4 の容量を小さくすることができる。

【0055】

したがって、本実施の形態では、図6に示したように多段増幅器構成を反転増幅器に用いることで、より小さなクロスカップル容量素子にてノイズキャンセル効果を得ることができる。

【0056】

第2の実施の形態で説明したとおり、本実施の形態の反転増幅器 $A_{1-1} \sim A_{1-n}$, $A_{2-1} \sim A_{2-n}$ の前段にトランスインピーダンスアンプ $TI A_1$, $TI A_2$ を設けるようにしてもよい。

【0057】

また、本実施の形態では、チャンネル毎の反転増幅器の構成として、奇数段の反転増幅器を縦続接続した多段増幅器構成を示したが、チャンネル毎の反転増幅器の構成として、1段以上の奇数段の反転増幅器と、偶数段の非反転増幅器とを縦続接続したものも有り得る。この場合、非反転増幅器は反転増幅器の前段に設けてもよいし、後段に設けてもよいし、非反転増幅器と反転増幅器とが混在する形で接続してもよい。

【0058】

また、チャンネル毎の反転増幅器の構成として、複数段の増幅器を縦続接続した多段増幅器を採用する構成においては、各段の増幅器の増幅率が同じでもよいし、異なってもよい。

【0059】

[第4の実施の形態]

10

20

30

40

50

次に、本発明の第4の実施の形態について説明する。図7は本発明の第4の実施の形態に係る通信回路の構成例を示すブロック図であり、図1と同一の構成には同一の符号を付してある。第1～第3の実施の形態では、2チャンネルの平行通信の通信回路に設けられる反転増幅器を2チャンネル分並べて集積化した並列増幅器の例を示したが、3チャンネル以上の反転増幅器を並べて集積化した並列増幅器に本発明を適用することも可能である。

【0060】

本実施の形態の並列増幅器は、第1チャンネルの反転増幅器 A_1 と、第2チャンネルの反転増幅器 A_2 と、第3チャンネルの反転増幅器 A_3 と、反転増幅器 A_1 の入力端子と反転増幅器 A_2 の出力端子間に設けられた容量素子 C_3 と、反転増幅器 A_2 の入力端子と反転増幅器 A_1 の出力端子間に設けられた容量素子 C_4 と、反転増幅器 A_2 の入力端子と反転増幅器 A_3 の出力端子間に設けられた容量素子 C_8 と、反転増幅器 A_3 の入力端子と反転増幅器 A_2 の出力端子間に設けられた容量素子 C_9 とから構成される。第1の実施の形態と同様に、この並列増幅器の構成は、同一のICチップ内に集積される。

10

【0061】

図7における IN_3 は第3チャンネルの信号入力端子、 OUT_3 は第3チャンネルの信号出力端子、 C_5 は信号入力端子 IN_2 と IN_3 間に存在する寄生容量、 C_6 は信号出力端子 OUT_2 と OUT_3 間に存在する寄生容量である。

【0062】

信号入力端子 IN_1 から信号出力端子 OUT_2 に伝わるクロストークノイズ、および信号入力端子 IN_2 から信号出力端子 OUT_1 に伝わるクロストークノイズをキャンセルする動作については第1の実施の形態で説明したとおりである。

20

【0063】

信号入力端子 IN_2 に信号が入力されると、寄生容量 C_5 および反転増幅器 A_3 を通るパスと、反転増幅器 A_2 および寄生容量 C_6 を通るパスの2つのパスを通じて、信号入力端子 IN_2 に入力された信号が逆相で信号出力端子 OUT_3 に伝わることにより、クロストークノイズが発生する。

【0064】

一方、信号入力端子 IN_2 から容量素子 C_8 を通じて信号出力端子 OUT_3 に伝わる信号と、信号入力端子 IN_2 から反転増幅器 A_2 、容量素子 C_9 および反転増幅器 A_3 を通じて信号出力端子 OUT_3 に伝わる信号とは、いずれも信号入力端子 IN_2 に入力された信号と同相の信号である。したがって、これら信号出力端子 OUT_3 に伝わる信号により、寄生容量 C_5 および反転増幅器 A_3 を通じて信号出力端子 OUT_3 に伝わる逆相のクロストークノイズと、反転増幅器 A_2 および寄生容量 C_6 を通じて信号出力端子 OUT_3 に伝わる逆相のクロストークノイズとをキャンセルすることが可能である。

30

【0065】

また、信号入力端子 IN_3 に信号が入力されると、寄生容量 C_5 および反転増幅器 A_2 を通るパスと、反転増幅器 A_3 および寄生容量 C_6 を通るパスの2つのパスを通じて、信号入力端子 IN_3 に入力された信号が逆相で信号出力端子 OUT_2 に伝わることにより、クロストークノイズが発生する。

40

【0066】

これに対して、信号入力端子 IN_3 から容量素子 C_9 を通じて信号出力端子 OUT_2 に伝わる信号と、信号入力端子 IN_3 から反転増幅器 A_3 、容量素子 C_8 および反転増幅器 A_2 を通じて信号出力端子 OUT_2 に伝わる信号とは、いずれも信号入力端子 IN_3 に入力された信号と同相の信号である。したがって、これら信号出力端子 OUT_2 に伝わる信号により、寄生容量 C_5 および反転増幅器 A_2 を通じて信号出力端子 OUT_2 に伝わる逆相のクロストークノイズと、反転増幅器 A_3 および寄生容量 C_6 を通じて信号出力端子 OUT_2 に伝わる逆相のクロストークノイズとをキャンセルすることが可能である。

【0067】

本実施の形態では、2チャンネル構成の第1の実施の形態を3チャンネルに拡張した例を示

50

したが、第1～第3の実施の形態において3チャンネル以上の並列増幅器に本発明を適用できることは言うまでもない。つまり、複数チャンネルの平行通信の通信回路に設けられる反転増幅器を複数チャンネル分並べて集積化した並列増幅器において、この複数の反転増幅器に含まれる第1の反転増幅器の入力端子と第2の反転増幅器の出力端子間に第1の容量素子を設け、第1の反転増幅器の出力端子と第2の反転増幅器の入力端子間に第2の容量素子を設けるようにすればよい。このようなクロスカップル容量素子の設置を、隣接して並設される位置関係にある反転増幅器に対して行えばよい。

【0068】

また、第1～第4の実施の形態では、隣接して並設される位置関係にある反転増幅器間のクロストークノイズを重視して、これら2つの反転増幅器にクロスカップル容量素子を設けるようにしたが、これに限るものではなく、3チャンネル以上の並列増幅器において、隣接しない位置関係にある反転増幅器間のクロストークノイズをキャンセルしたい場合には、これら隣接しない位置関係にある反転増幅器にクロスカップル容量素子を設けるようにしてもよい。

10

【0069】

例えば図8の例では、第1チャンネルの反転増幅器 A_1 の入力端子と第3チャンネルの反転増幅器 A_3 の出力端子間に容量素子 C_{10} を設け、反転増幅器 A_3 の入力端子と反転増幅器 A_1 の出力端子間に容量素子 C_{11} を設けている。このように反転増幅器 A_1 、 A_3 以外の1個の反転増幅器 A_2 を間に挟んで並設される反転増幅器 A_1 、 A_3 、すなわち1つおきの位置関係にある2つの反転増幅器にクロスカップル容量素子を設けるようにしてもよい。同様に、複数個の反転増幅器を間に挟んで並設される2つの反転増幅器にクロスカップル容量素子を設けるようにしてもよい。

20

【0070】

また、隣接して並設される位置関係にある2つの反転増幅器にクロスカップル容量素子を設けると同時に、隣接しない位置関係にある2つの反転増幅器にクロスカップル容量素子を設けるようにしてもよい。

【産業上の利用可能性】

【0071】

本発明は、複数の反転増幅器を備えた並列増幅器に適用することができる。

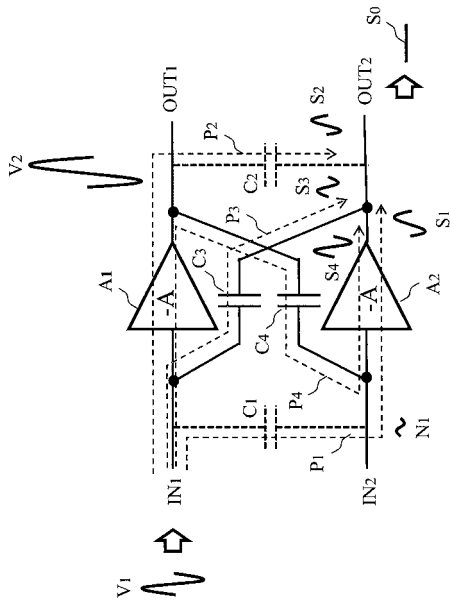
【符号の説明】

30

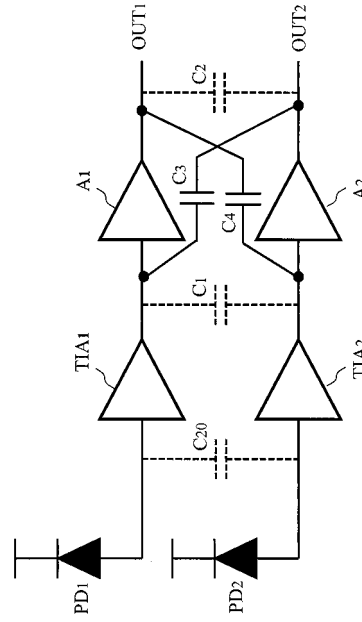
【0072】

$A_1, A_2, A_3, A_{1-1} \sim A_{1-n}, A_{2-1} \sim A_{2-n}$...反転増幅器、 PD_1, PD_2 ...受光素子、 TIA_1, TIA_2 ...トランスインピーダンスアンプ、 $C_3, C_4, C_8, C_9, C_{10}, C_{11}$...容量素子、 IN_1, IN_2, IN_3 ...信号入力端子、 OUT_1, OUT_2, OUT_3 ...信号出力端子、 Q_1, Q_2, Q_4, Q_6 ...NチャンネルMOSトランジスタ、 Q_3, Q_5 ...PチャンネルMOSトランジスタ、 R_1, R_2 ...抵抗。

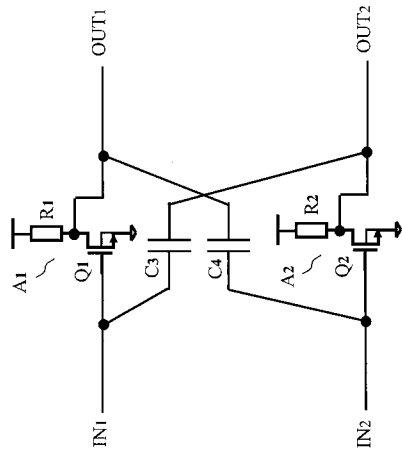
【図 1】



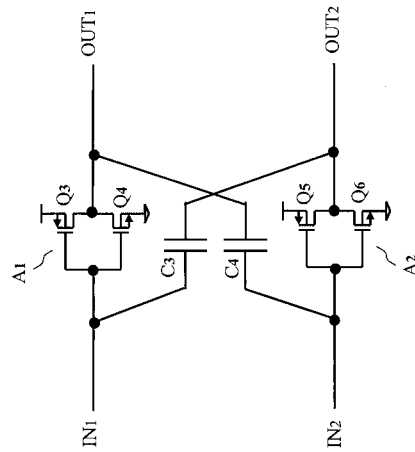
【図 2】



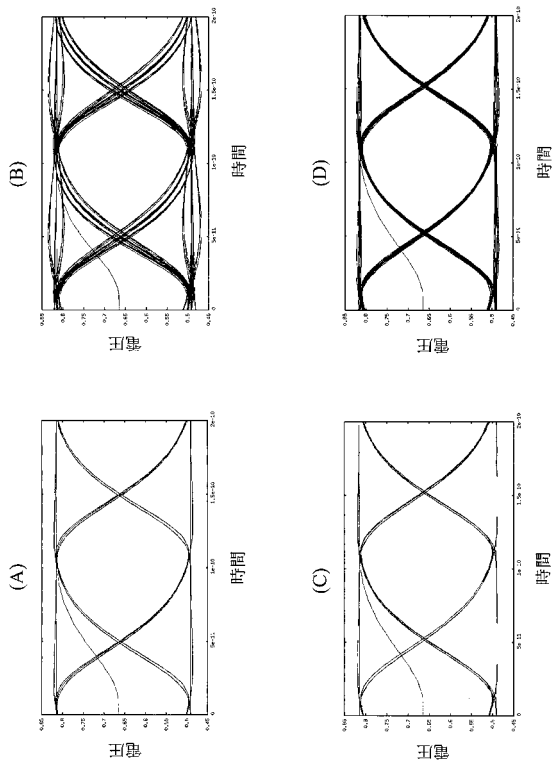
【図 3】



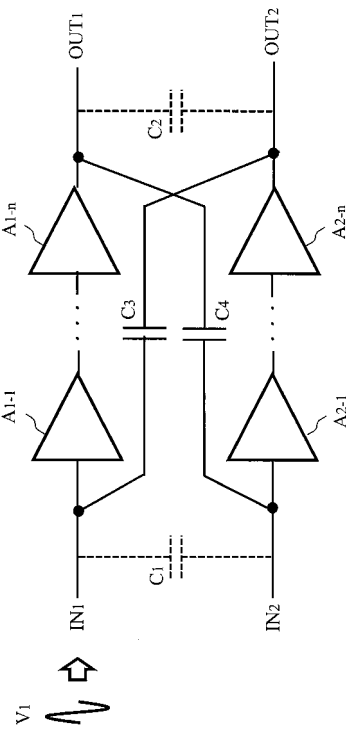
【図 4】



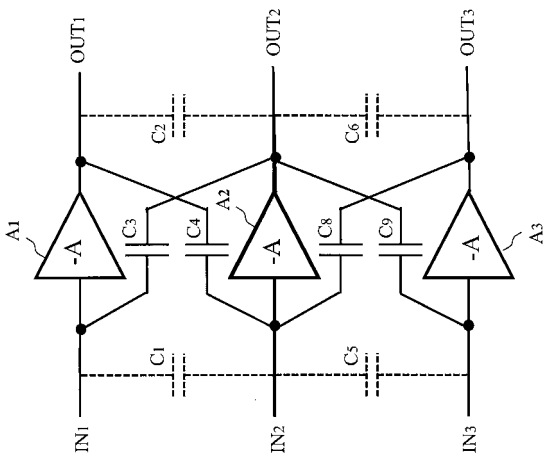
【図 5】



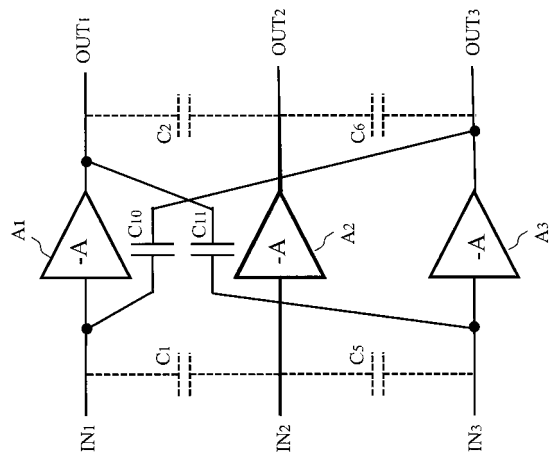
【図 6】



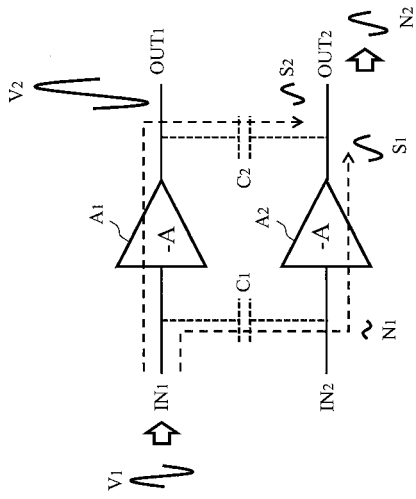
【図 7】



【図 8】



【 図 9 】



フロントページの続き

(72)発明者 野河 正史

東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日本電信電話株式会社内

(72)発明者 野坂 秀之

東京都千代田区大手町一丁目5番1号 日本電信電話株式会社内

(72)発明者 土谷 亮

京都府京都市左京区吉田本町3番地1 国立大学法人京都大学内

(72)発明者 小野寺 秀俊

京都府京都市左京区吉田本町3番地1 国立大学法人京都大学内

Fターム(参考) 5J500 AA01 AA46 AA56 AC18 AC52 AC91 AC92 AF07 AF08 AH10
AH17 AH25 AH29 AH44 AK04 AK27 AM08 AS13 AT01 AT06
RU14