

明治大学 理工学部

2024 年度

卒業論文

カレントミラーを組み合わせた
折り返し型アナログ乗算回路の
出力範囲を拡大する回路構成

学生番号：1512201217

電気電子生命学科

小島 光

指導教員：和田 和千

実家住所：〒

電話番号：

概要

フォトリソグラフィの学習・計算の際に必要なアナログ的な積和演算を可能とする乗算回路の構成を提案する。多数の信号に乗算回路で重み付けした後で和を得るために、複数の乗算出力信号をそれぞれ電流で表し、それら出力端子を結線しさえすれば KCL に基づき実現することができる。しかしながら信号線を共有するため和の出力振幅は単体の乗算回路と共有される。即ち、積和演算回路の出力振幅は乗算回路単体の出力振幅と等しくなり、和をとる信号の数が多くなればなるほど乗算回路一つあたりの入力範囲が限られてしまうため信号対雑音比 (S/N 比) の劣化が懸念される。そこで、従来のギルバート乗算回路を 2 つの増幅回路の縦続接続と考え、一方を折り返した構造により動作範囲を拡大した回路を提案している。そしてアナログ信号の乗算ができることを、小信号解析を用いて確認している。また、乗算器が動作する条件を解析し、MOSFET が遮断しない条件を使い出力範囲を示す。そして、設計例のシミュレーションにより出力範囲拡大ができることを確認した。

目次

第1章 序論	1
第2章 ギルバート乗算回路	3
2.1 回路構成	3
2.2 小信号解析	4
2.2.1 動作点の変動	4
2.2.2 小信号等価回路	6
2.3 出力範囲	10
第3章 カレントミラーを組み合わせた折り返し型アナログ乗算回路	12
3.1 回路構成	12
3.2 小信号解析	16
3.3 出力範囲	20
3.4 シミュレーションによる確認	22
第4章 結論	30
参考文献	32
謝辞	33

第1章 序論

現在, 機械学習の分野ではディープラーニングが盛んに研究され, とくに時系列データを扱うためには各ノードが次の層への結合のみを持つ順伝搬型 (feed-forward) ではなく以前の層への結合も持つリカレントニューラルネット (RNN) と呼ばれる方式が使われている. [1] しかし, 一般のディープラーニングにおいて, 現実的な精度を得るためには多くの隠れ層を必要とするがその学習は必ずしも現実的な計算量では終わらない. これは多数の隠れ層を持つニューラルネットワークでは, ノード間の結合が非線形な活性化関数で定義されるため, 教師データに対する数値解析的なフィッティングしかできないことに起因する. そこで, 学習効率を上げる方法として RNN を物理現象によって再現したリザバが登場した.

このリザバからの複数の出力の積和演算をすることで特徴量を抽出することができる. 特に, 学習するのはリザバではなく積和演算の重みのみであるため学習コストを低減させることができる. 光で入出力を行うフォトニックリザバにおいては高速な画像認識に用いることができる可能性が報告されている. [2] しかしながら, 現状では出力を光のまま積和演算することは難しいためフォトダイオードによって電気に変換し積和演算・並びに学習を行うことが検討されている. ここで, 積和演算が画像認識速度のボトルネックにならないよう高速な処理が必要なため, アナログ信号の積和演算を行うギルバート乗算回路を使用することが本学で検討されていた. フォトニックリザバに用いる後処理部は図 1.1 に示すように, リザバからの光出力をフォトダイオード (PD) で電気に変換し, 乗算器を用いて制御電圧による重みづけを行う. 重みづけされた各信号を単一の抵抗 (Load) に流すことで和をとる. この乗算器の部分についてギルバート乗算回路を用いることを検討していた. この構成では各乗算器の出力が共通に

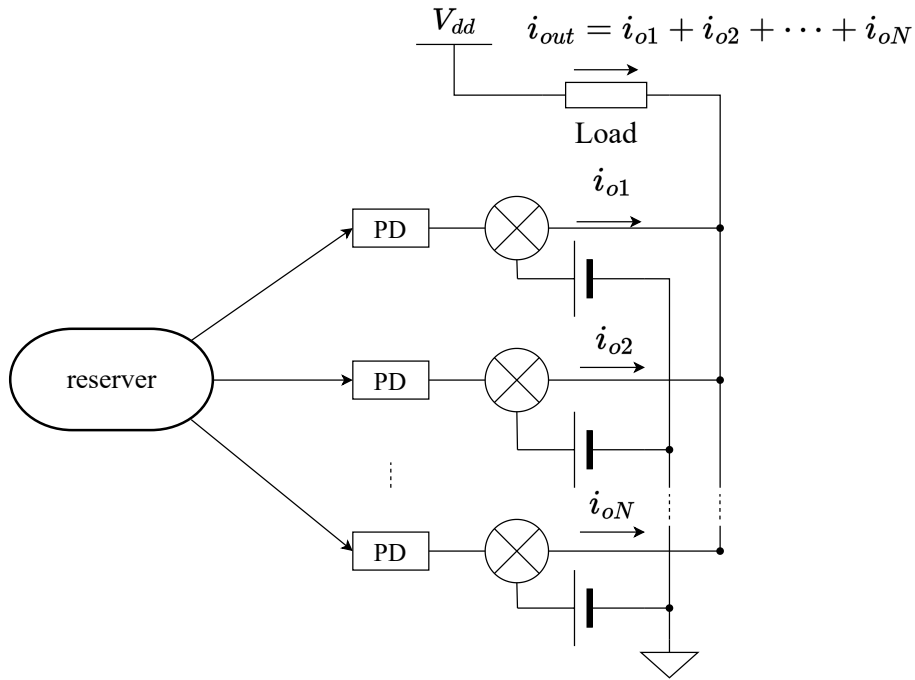


図 1.1: フォトニックリザバの後処理部の構成

なっているため, 合計の出力範囲は単一の乗算回路の出力範囲と変わらず, リザバからの出力が増えるだけ各信号の入出力範囲の制限が大きくなるため出力振幅が小さくなることで信号対雑音比 (S/N 比) の劣化が懸念される.

本研究では, S/N 比向上のため乗算回路単体の出力振幅を拡大する構成を提案する. 本論の構成は以下のとおりである. まず 2 章で検討していたギルバート乗算回路構成を示し, 小信号解析を行うことでその特性を確認する. さらに MOSFET が遮断しない条件を用いて出力範囲を導出する. 3 章において提案する回路構成についての基本的な方針を示し, 小信号解析において提案回路がギルバート乗算回路同様, アナログ信号の乗算が可能であることを明らかにする. また, その出力範囲を導出しギルバート乗算回路に対し出力範囲を広げられることを示し, シミュレーション上でも確認する. 最後に, 4 章で結論並びに今後の展望について述べる.

第2章 ギルバート乗算回路

2.1 回路構成

まず, 図 2.1 に現在広く使用されているギルバート乗算回路の回路図を示す. ギルバート乗算回路は v_{in} と V_{CTRL} に差動で信号を入力することで二つの入力信号に比例した電圧出力を差動で出力することができる. ここで, M_B の差動対は入力信号に比例した電流を M_A のソースから引き込む. さらに M_A の動作点

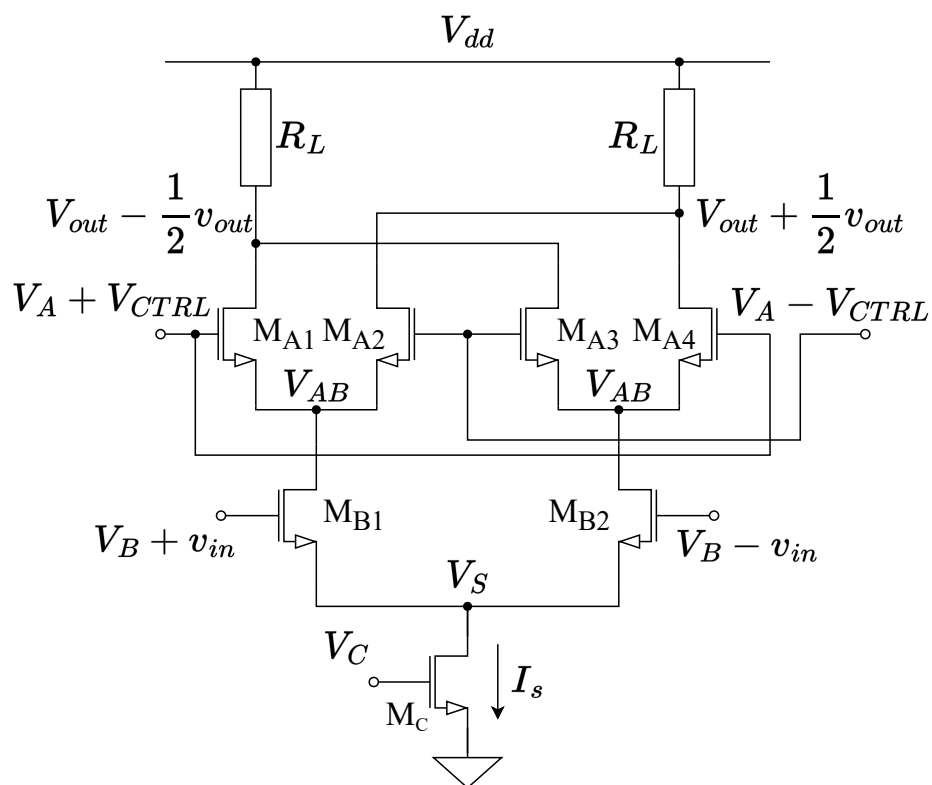


図 2.1: ギルバート乗算回路

が制御電圧 V_{CTRL} に比例して変動する. これにより負荷抵抗に流れる電流が二つの入力に比例していることが分かる. 詳細は次節にて導出する.

2.2 小信号解析

2.2.1 動作点の変動

小信号解析を行うにあたり M_A の扱いが問題となる. 小信号解析では MOS-FET の出力が線形に近似できるような小信号入力に対して行うが, 動作点が変わると線形な近似が合わなくなる. この問題を扱うために, まず図 2.2 に示すゲート接地差動対について考える.

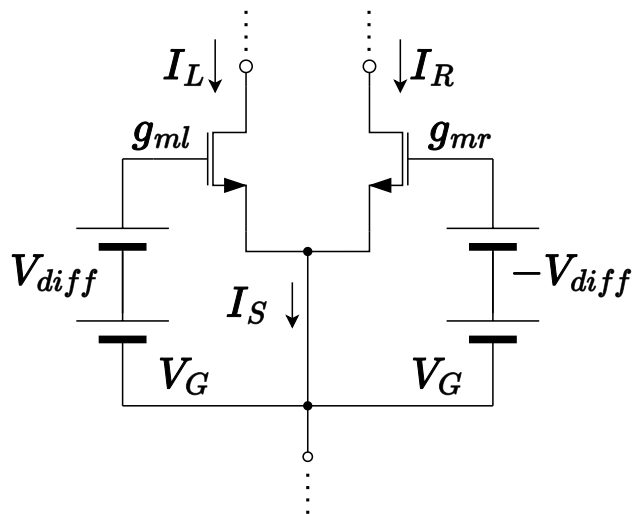


図 2.2: ゲート接地差動対

一般に,MOSFET のドレイン電流 I_D は二乗則に従い, ゲートソース間電圧 V_{GS} , しきい電圧 V_{th} と形状などによって決まるトランスコンダクタンス係数 K を用いて

$$I_D = K(V_{GS} - V_{th})^2 \quad (2.1)$$

と表せる. さらに,MOSFET のトランスコンダクタンスはドレイン電流をゲートソース間電圧で偏微分したものであるので差動成分が0, つまり $V_{diff} = 0$ のときトランスコンダクタンスを g_m とすると式 (2.1) を用いて

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \\ &= 2K(V_{GS} - V_{th}) \end{aligned} \quad (2.2)$$

となる. 次に差動成分 $V_{diff} \neq 0$ のとき, 左右の MOSFET のトランスコンダクタンス g_{ml}, g_{mr} は

$$\begin{aligned} g_{ml} &= 2K \{(V_G + V_{diff}) - V_{th}\} \\ &= g_m + 2KV_{diff} \\ g_{mr} &= 2K \{(V_G - V_{diff}) - V_{th}\} \\ &= g_m - 2KV_{diff} \end{aligned}$$

と計算できるので, $2KV_{diff} \equiv \Delta g_m$ とおけば

$$g_{ml} = g_m + \Delta g_m \quad (2.3)$$

$$g_{mr} = g_m - \Delta g_m \quad (2.4)$$

と表すことができる. $\Delta g_m \propto V_{diff}$ であることから, 図 2.2 のようなゲート接地差動増幅回路においてトランスコンダクタンスはゲートソース間電圧の差動成分に比例することが分かった.

2.2.2 小信号等価回路

次に小信号等価回路を考えるが、ここでギルバート乗算回路は差動対の組み合わせでできているため、半回路を考えることで回路全体の小信号解析を行うことができる。半回路では対応する電位・電流はそれぞれ逆符号となるため半分のみを考えれば全体を解析したと等価になる。そこで左右の負荷抵抗 $R_{L,M_{A1}}$ と M_{A4}, M_{A2} と M_{A3}, M_{B1} と M_{B2} がそれぞれ対応していることに留意すると図 2.3 のような部分において半回路を考えれば良いと分かる。図 2.3 の半回路を小信号等価回路に置き換える際、MOSFET は図 2.4 のような小信号等価回路モデルに、直流電圧源は短絡に、直流電流源は開放に置き換えると図 2.5 のような小信号等価半回路を書くことができる。

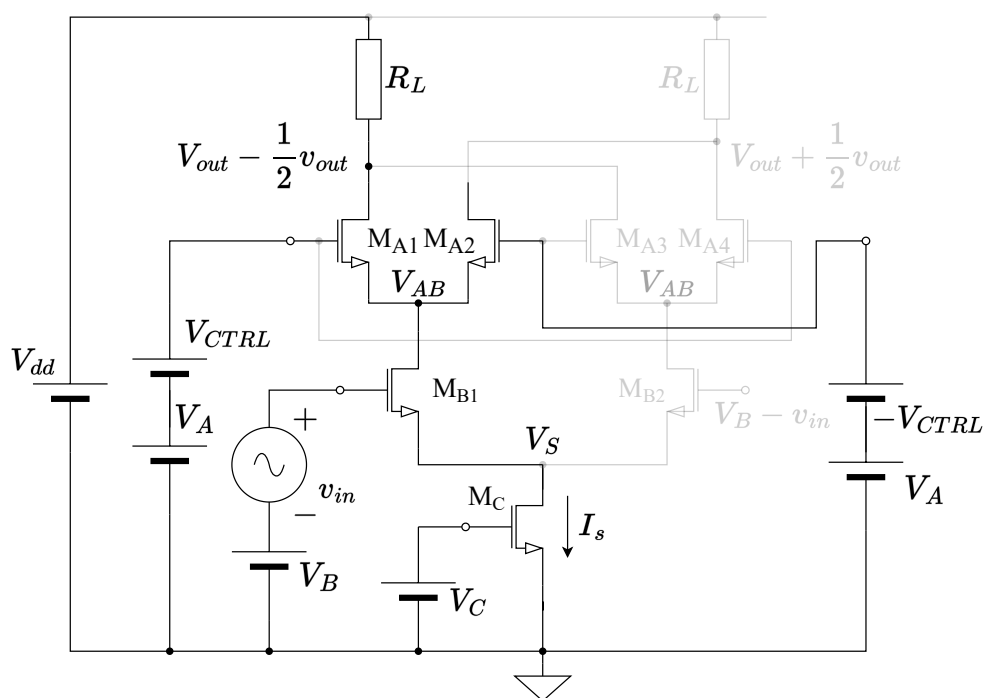


図 2.3: ギルバート乗算回路の内半回路を考える部分

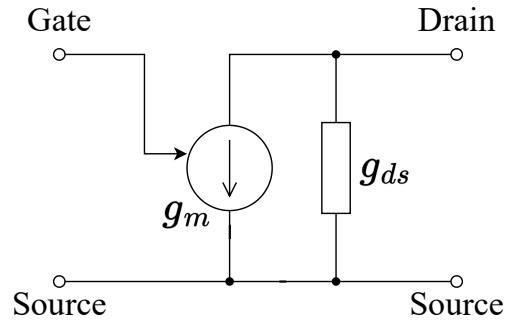


図 2.4: MOSFET の小信号等価回路モデル

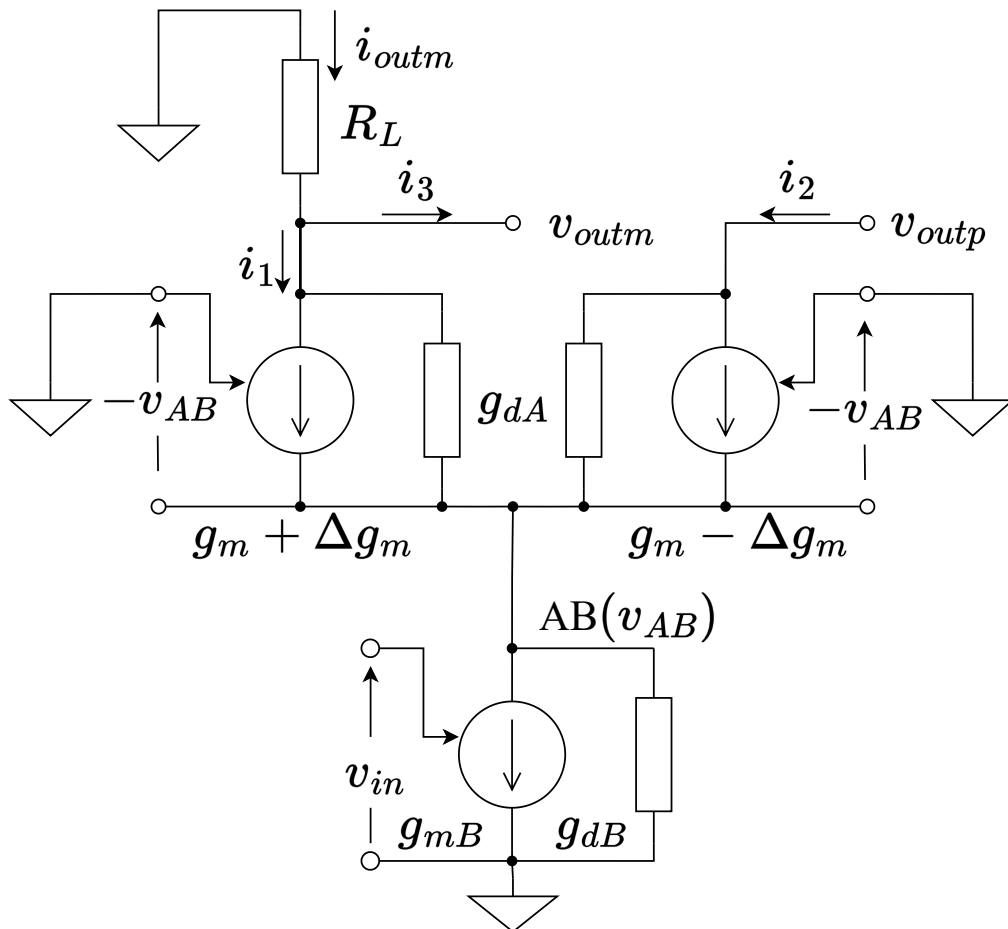


図 2.5: ギルバート乗算回路の小信号半回路

ただし, V_S は差動対のソース電位であり, 一定であると捉えることができる. 即ち M_C の交流的な信号は 0V であるため, 接地として扱うことができる. また g_{mA}, g_{mB} は M_A, M_B のトランスコンダクタンス, g_{dA}, g_{dB} は M_A, M_B のドレインソース間抵抗, R_L は負荷抵抗である. まず, 電流 i_1, i_2 はそれぞれ

$$i_1 = (g_{mA} + \Delta g_m)(-v_{AB}) + g_{dA}(v_{outm} - v_{AB}) \quad (2.5)$$

$$i_2 = (g_{mA} - \Delta g_m)(-v_{AB}) + g_{dA}(v_{outp} - v_{AB}) \quad (2.6)$$

と表せる. ここで, 小信号等価回路に置き換えた際, V_A, V_{CTRL} は短絡されているので, 接点 AB に KCL を用いると

$$\begin{aligned} g_{mB}v_{in} + g_{dB}v_{AB} &= i_1 + i_2 \\ &= -2g_{mA}v_{AB} - 2g_{dA}v_{AB} \\ v_{AB} &= -\frac{g_{mB}}{2g_{mA} + 2g_{dA} + g_{dB}}v_{in} \end{aligned} \quad (2.7)$$

と書ける. さらに, 差動回路であることを踏まえると $i_3 = -i_2v_{outp} = -v_{outm}$ という関係が成り立つ. このとき負荷抵抗 R_L に流れる電流 i_{outm} は

$$\begin{aligned} i_{outm} &= i_1 + i_3 \\ &= i_1 - i_2 \\ &= -2\Delta g_m + 2g_{dA}v_{outm} \end{aligned} \quad (2.8)$$

と表せる. オームの法則を用いると

$$\begin{aligned} v_{outm} &= -R_L i_{outm} \\ &= \frac{2R_L}{1 + 2R_L g_{dA}} \Delta g_m v_{AB} \end{aligned}$$

と計算できる. 最終的な出力は v_{outp} と v_{outm} の差をとることとすると

$$v_{out} := v_{outp} - v_{outm}$$

$$\begin{aligned}
&= -2v_{outm} \\
&= -\frac{4R_L}{1 + 2R_Lg_{dA}}\Delta g_mv_{AB}
\end{aligned}$$

である. ここで, $g_{mA} \gg g_{dA}, g_{dB}$ を仮定し 2.2.1 の結果と式 (2.7) を用いると出力電圧は

$$v_{out} = \frac{g_{mB}}{g_{mA}} \cdot \frac{4KR_L}{1 + 2R_Lg_{dA}} \cdot V_{CTRL} \cdot v_{in} \quad (2.9)$$

と表すことができる. ここで, V_{CTRL} と K はそれぞれ M_A に与える制御電圧とトランスコンダクタンス係数である. 以上より, 小信号を入力した際には出力として入力電圧 v_{in} と制御電圧 V_{CTRL} に比例した電圧を得る, 即ち二つの信号の乗算ができることを確かめられた.

2.3 出力範囲

次にギルバート乗算回路の出力範囲を考える. 適切に乗算が行える条件は MOSFET が遮断領域に入らないことであるとすると, 制約条件として各 MOSFET においてしきい電圧 V_{th} が一定であるとすれば

$$\begin{cases} V_{GS} - V_{th} < V_{DS} \\ V_{th} < V_{GS} \end{cases} \quad (2.10a)$$

$$\begin{cases} V_{th} < V_{GS} \end{cases} \quad (2.10b)$$

を満たす必要がある. ただし, V_{GS}, V_{DS}, V_{th} はゲートソース間電圧, ドレインソース間電圧, しきい電圧である. これを図 2.1 の各 MOSFET に用いると

$$M_A : \begin{cases} V_A + V_{CTRL} - V_{AB} - V_{th} < V_{out} - \frac{1}{2}v_{out} - V_{AB} \\ V_{th} < V_A - V_{CTRL} - V_{AB} \end{cases} \quad (2.11a)$$

$$\begin{cases} V_{th} < V_A - V_{CTRL} - V_{AB} \end{cases} \quad (2.11b)$$

$$M_B : \begin{cases} V_B + v_{in} - V_S - V_{th} < V_{AB} - V_S \\ V_{th} < V_B - v_{in} - V_S \end{cases} \quad (2.12a)$$

$$\begin{cases} V_{th} < V_B - v_{in} - V_S \end{cases} \quad (2.12b)$$

$$M_C : \begin{cases} V_C - V_{th} < V_S \\ V_{th} < V_C \end{cases} \quad (2.13a)$$

$$\begin{cases} V_{th} < V_C \end{cases} \quad (2.13b)$$

と表現することができる. M_A, M_B の a 不等式には両辺にソース電位が含まれているのでそれを消去すると

$$M_A : \begin{cases} V_A + V_{CTRL} - V_{th} < V_{out} - \frac{1}{2}v_{out} \\ V_{th} < V_A - V_{CTRL} - V_{AB} \end{cases} \quad (2.14a)$$

$$\begin{cases} V_{th} < V_A - V_{CTRL} - V_{AB} \end{cases} \quad (2.14b)$$

$$M_B : \begin{cases} V_B + v_{in} - V_{th} < V_{AB} \\ V_{th} < V_B - v_{in} - V_S \end{cases} \quad (2.15a)$$

$$\begin{cases} V_{th} < V_B - v_{in} - V_S \end{cases} \quad (2.15b)$$

とまとめられる. さらに式 (2.13) より

$$0 < V_S \quad (2.16)$$

である. 次に式 (2.14) から V_A を消去すると

$$V_{AB} + 2V_{CTRL} < V_{out} - \frac{1}{2}v_{out} \quad (2.17)$$

$$(2.18)$$

であり, また式 (2.15) から V_B を消去すると

$$V_S + 2v_{in} < V_{AB} \quad (2.19)$$

と分かる. 以上より, 式 (2.17), (2.19) から

$$V_S + 2v_{in} + 2V_{CTRL} < V_{out} - \frac{1}{2}v_{out} \quad (2.20)$$

である. さらに, 出力電圧は電源電圧からも制約を受けるので

$$V_{out} + \frac{1}{2}v_{out} < V_{dd} \quad (2.21)$$

であり, 出力範囲を v_{range} とすると式 (2.20) と合わせ

$$0 < v_{range} < V_{dd} - (V_S + 2V_{CTRL} + 2v_{in}) \quad (2.22)$$

と出力範囲を求めることができた.

第3章 カレントミラーを組み合わせた折り返し型アナログ乗算回路

3.1 回路構成

序論で述べた S/N 比向上のための方針として, 折り返しカスコードの構成をとることが考えられる. 図 3.1 に折り返しカスコード型の乗算回路を示す. この構造では定電流源を用いることで各入力の差動対 M_B に流れる信号電流の増減が M_p に反転して伝えられる. ゲート接地増幅回路としては pMOSFET ($M_{p1} \sim M_{p4}$) を用いることで制御電圧に比例したトランスコンダクタンスを得る. こ

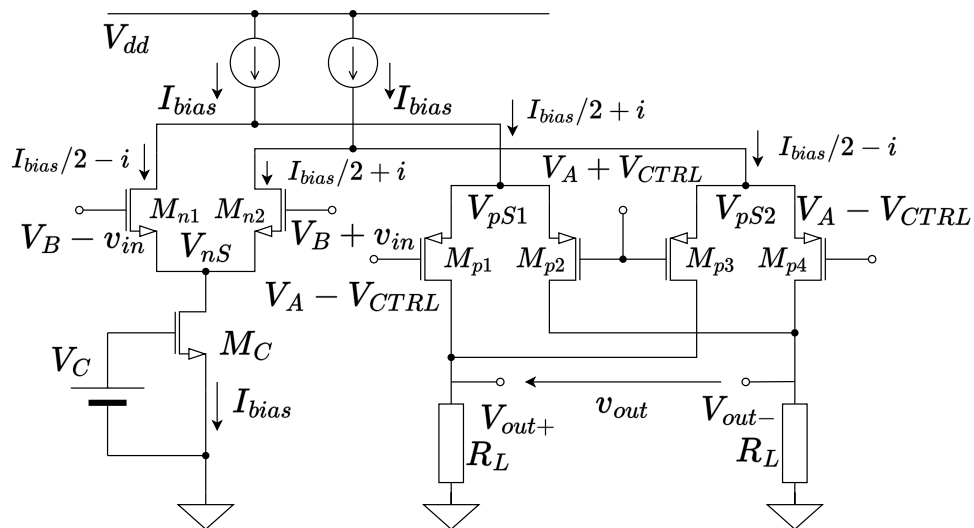


図 3.1: 折り返しカスコード型乗算回路

のような折り返しカスコード型の構造をとることで出力電圧は M_p と電流源の PMOSFET で分圧するため, 入力電圧分出力振幅が広がることが予測される. しかし左右それぞれにバイアス電流を流すため消費電流が増加する. また, 電流源に用いる PMOSFET が十分な電流を供給できないこと, そして PMOSFET を小信号に使用するためどうしても NMOSFET のみのギルバート乗算回路よりも遮断周波数が低下するといったデメリットが考えられる. まずは PMOSFET の代わりに理想的な電流源を用いて RHOM 0.18 μ m Process にてギルバート乗算回路と折り返しカスコード型の乗算回路をバイアス電流が同じになるように設計したときのそれぞれの素子値を表 3.1, 表 3.2 に示す. またこの素子値におけるシミュレーションでの周波数特性を図 3.2, 図 3.3 にそれぞれ示す.

表 3.1: 比較用に設計したギルバート乗算回路

Gilbert Parameter		Value
M_A	Channel Length	0.72 μ m
	Channel Width	4.27 μ m
	Multifinger	10
M_B	Channel Length	0.72 μ m
	Channel Width	4.27 μ m
	Multifinger	20
M_C	Channel Length	0.72 μ m
	Channel Width	11.6 μ m
	Multifinger	40
V_{dd}		1.8 V
V_A		1.59 V
V_B		1.09 V
V_C		0.65 V
R_L		300 Ω

表 3.2: 設計した折り返しカスコード型乗算回路

Folded Cascode Parameter		Value
M_p	Channel Length	0.72 μ m
	Channel Width	20 μ m
	Multifinger	10
M_B	Channel Length	0.72 μ m
	Channel Width	4.27 μ m
	Multifinger	20
M_C	Channel Length	0.72 μ m
	Channel Width	11.6 μ m
	Multifinger	40
V_{dd}		1.8 V
V_A		1.59 V
V_B		1.09 V
V_C		0.65 V
R_L		300 Ω

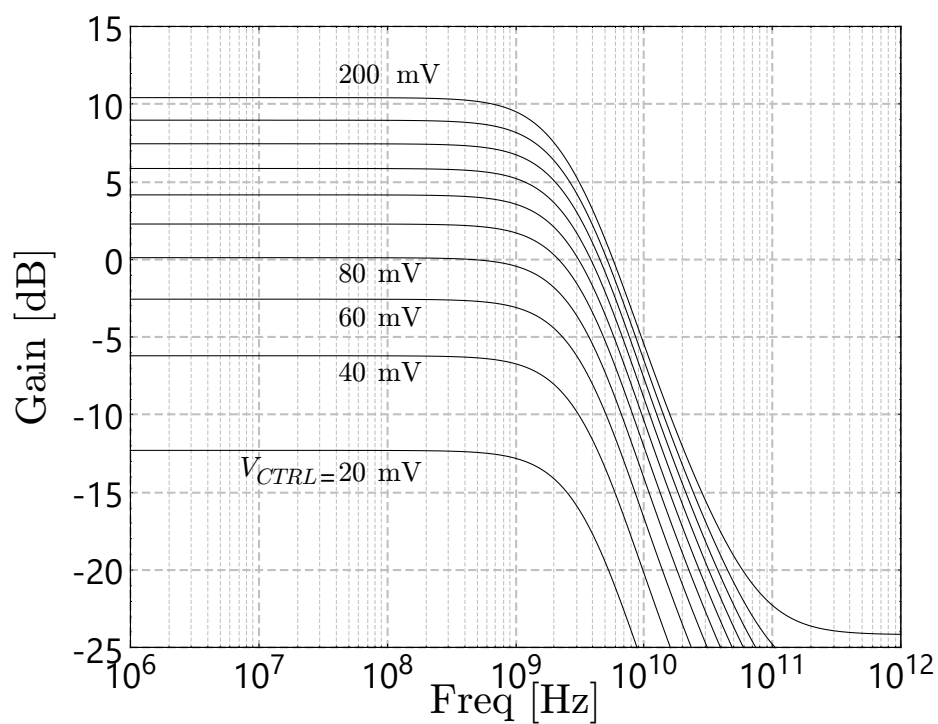


図 3.2: ギルバート乗算回路の周波数特性

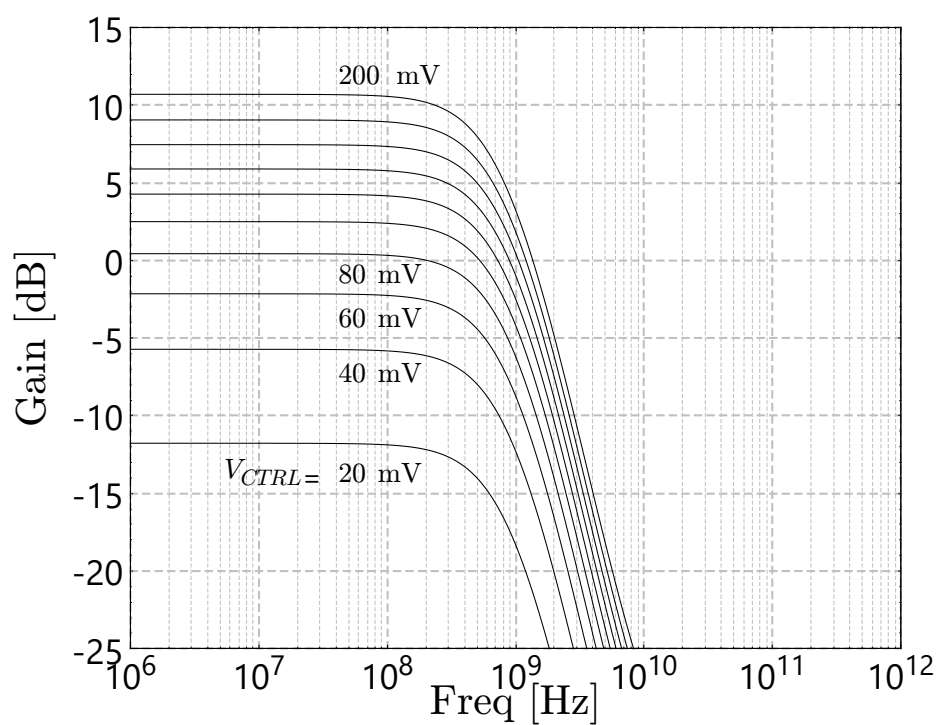


図 3.3: 折り返しカスコード型の周波数特性

今回の設計ではトランスコンダクタンスも揃っている所以利得は同程度であるが, 遮断周波数は1桁程度落ちてしまっている. 本論文での目的はS/N比を向上させるために出力範囲を拡大することであるが, フォトニックリザバに用いることを想定すると周波数特性が構造的にギルバート乗算回路よりも悪化するのはいけない. これより, PMOSFET を使用せずに信号の折り返しを行うことで出力範囲を拡大できるのではないかと考えられる. これを実現する回路を図3.4に示す. 以降ではこの構造の回路を「カレントミラーを組み合わせた折り返し型乗算回路」と呼ぶことにする.

この回路では M_U, M_L をともに電流源として用いており, 定電流 I_{Lbias} を入力 MOSFET である M_B とカレントミラーの参照電流を流す M_{MB} で分流する. これにより, 入力の差動対によって v_{in} に比例した信号電流を符号を逆転させ M_{MB} に流す. カレントミラーのコピー側である M_{MA} には M_{MB} と M_{MA} の形状比と v_{in} に比例した電流を流すことができる. これにより制御電圧を印加する M_A に流れるバイアス電流を変動させる. M_A はゲート接地増幅回路であり, 2.2.1 節での議論からトランスコンダクタンスは V_{CTRL} に比例しており, 負荷抵抗 R_L に流れる電流を V_{in} と V_{CTRL} に比例したものにすることができる. そ

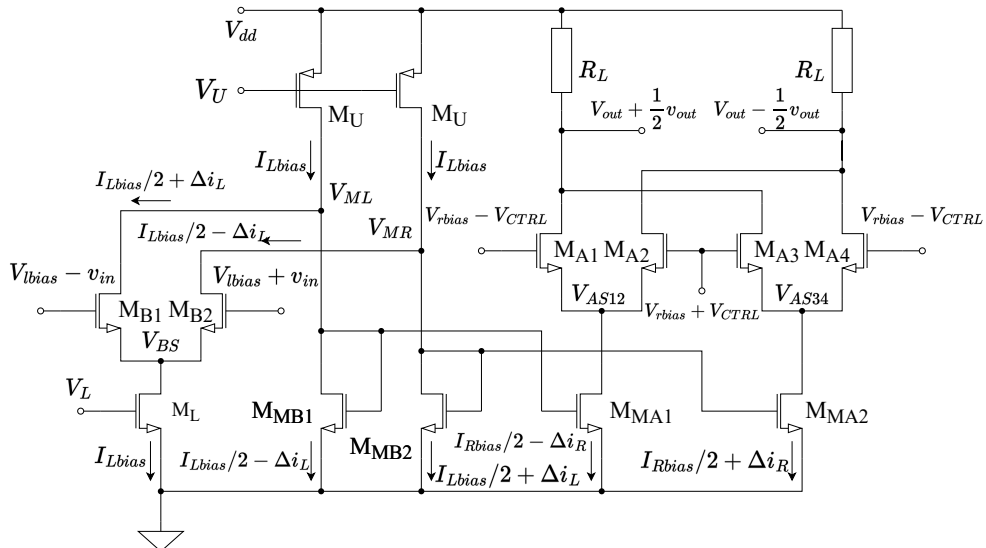


図 3.4: カレントミラーを組み合わせた折り返し型乗算回路

して負荷抵抗によって電流を電圧に変換する. このようにしてカレントミラーと差動対で電流を分流することで折り返しカスコード型の様に信号を伝達することができるのではないかと予測し, 図 3.4 の構成を考えた.

3.2 小信号解析

前節では今回提案する構成によって乗算ができると考える理由を述べたが, 本節では小信号解析により提案回路を用いたアナログ乗算が可能であることを示す.

図 3.4 はギルバート乗算回路同様差動回路であるため差動半回路を考えることで回路全体の小信号解析を行うことができる. したがって半回路として考える部分を図 3.5 に示す. また, この時の小信号等価半回路を図 3.6 に示す.

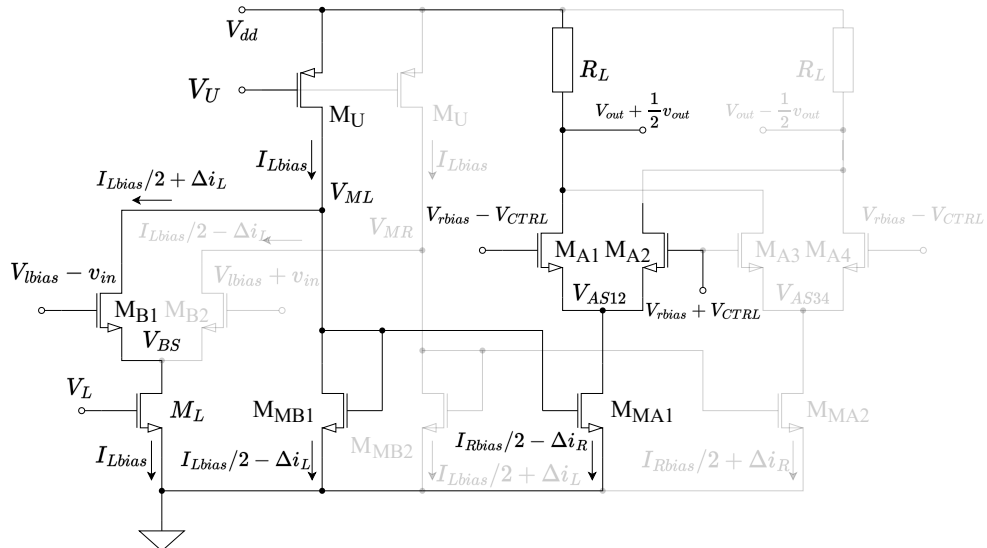


図 3.5: カレントミラーを組み合わせた折り返し型アナログ乗算回路の半回路として考える部分

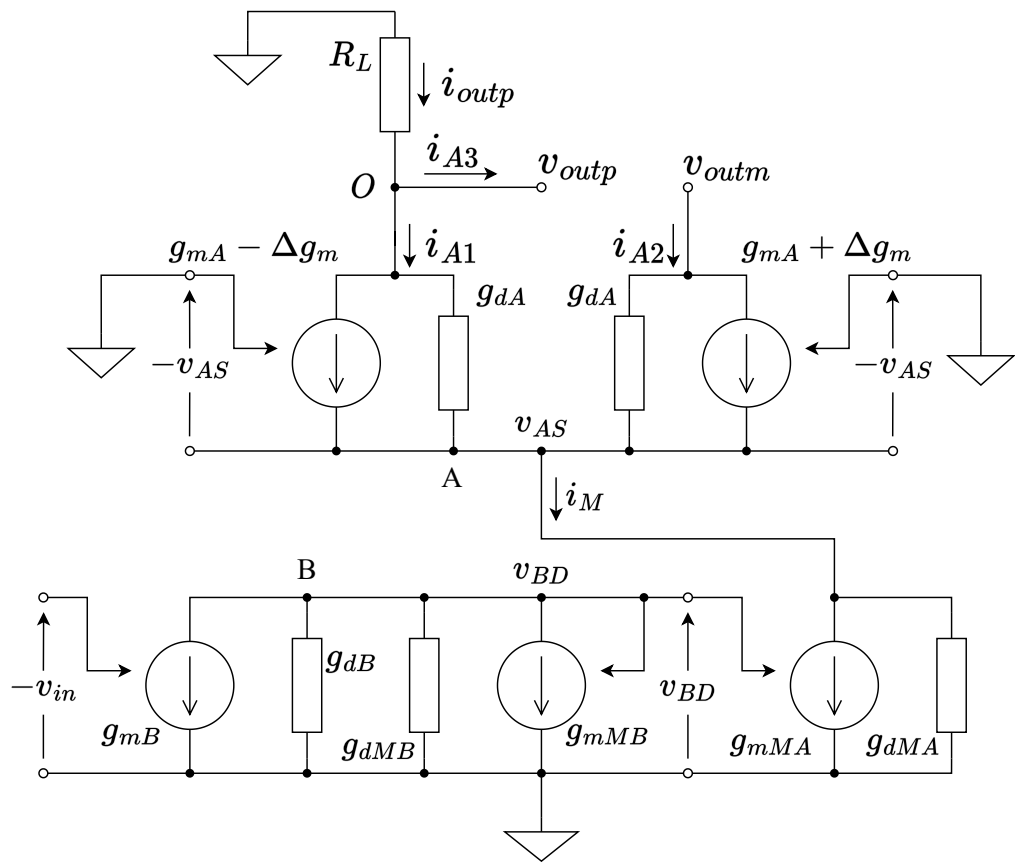


図 3.6: カレントミラーを組み合わせた折り返し型アナログ乗算回路の小信号半回路

ここで $g_{mB}, g_{mMB}, g_{mMA}, g_{mA}$ はそれぞれ M_B, M_{MB}, M_{MA}, M_A のトランスコンダクタンスであり, $g_{dB}, g_{dMB}, g_{dMA}, g_{dA}$ は M_B, M_{MB}, M_{MA}, M_A のドレインソース間抵抗である. また R_L は負荷抵抗であり, v_{AS}, v_{BD} はそれぞれ接点 A, B の電位とする. この時, 接点 B に KCL を用いると v_{BD} は

$$0 = g_{mB}(-v_{in}) + (g_{dB} + g_{dMB})v_{BD} + g_{mMB}v_{BD}$$

$$v_{BD} = \frac{g_{mB}}{g_{mMB} + g_{dMA} + g_{dMB}}v_{in}$$

と表せる. ここで, $g_{mB} \gg g_{dMA}, g_{dMB}$ を仮定すると

$$v_{BD} \approx \frac{g_{mB}}{g_{mMB}}v_{in} \quad (3.1)$$

と近似することができる. 次に i_{A1}, i_{A2} はそれぞれ

$$i_{A1} = (g_{mA} - \Delta g_m)(-v_{AS}) + g_{dA}(v_{outp} - v_{AS}) \quad (3.2)$$

$$i_{A2} = (g_{mA} + \Delta g_m)(-v_{AS}) + g_{dA}(v_{outm} - v_{AS}) \quad (3.3)$$

であることを用いると, 接点 A についての KCL を考えることで v_{AS} は

$$\begin{aligned} g_{mMA}v_{BD} + g_{dMA}v_{AS} &= i_{A1} + i_{A2} \\ &= (g_{mA} - \Delta g_m)(-v_{AS}) + g_{dA}(v_{outp} - v_{AS}) \\ &\quad + (g_{mA} + \Delta g_m)(-v_{AS}) + g_{dA}(v_{outm} - v_{AS}) \\ &= -2g_{mA}v_{AS} - 2g_{dA}v_{AS} \\ v_{AS} &= -\frac{g_{mMA}}{2g_{mA} + 2g_{dA} + g_{dMA}}v_{BD} \end{aligned}$$

と計算できる. さらに $g_{mMA} \gg 2g_{dA}, g_{dMA}$ を仮定すると

$$V_{AS} \approx -\frac{g_{mMA}}{2g_{mA}}v_{BD} \quad (3.4)$$

の近似ができる. ここで図 3.6 が差動回路であることに注意すると, $i_{A3} = -i_{A2}$

$v_{outp} = -v_{outm}$ の関係が成り立つので

$$\begin{aligned}
 i_{outp} &= i_{A1} + i_{A3} \\
 &= i_{A1} - i_{A2} \\
 &= 2\Delta g_m v_{AS} + 2g_{dA} v_{outp}
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

と v_{outp} を用いて i_{outp} を表すことができた. 接点 O についての KVL を考えると

$$\begin{aligned}
 v_{outp} &= 0 - R_L i_{outp} \\
 &= -R_L (2\Delta g_m v_{AS} + 2g_{dA} v_{outp}) \\
 &= -\frac{2R_L}{1 + 2R_L g_{dA}} \cdot \Delta g_m v_{AS}
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

であるので, 出力電圧 v_{out} を $v_{out} := v_{outp} - v_{outm}$ とすれば, $v_{outp} = -v_{outm}$ であることに留意すると

$$\begin{aligned}
 v_{out} &= 2v_{outp} \\
 &= -\frac{4R_L}{1 + 2R_L g_{dA}} \cdot \Delta g_m v_{AS}
 \end{aligned}$$

と計算できる. ここで式 (3.1), (3.4) を代入すると

$$v_{out} = \frac{g_{mB}}{g_{mA}} \cdot \frac{g_{mMA}}{g_{mMB}} \cdot \frac{2R_L}{1 + 2R_L g_{dA}} \cdot \Delta g_m v_{in}$$

である. さらに 2.2.1 の結論を用いれば, M_A のトランスコンダクタンス係数を K としたとき $\Delta g_m = 2KV_{CTRL}$ なので

$$v_{out} = \frac{g_{mB}}{g_{mA}} \cdot \frac{g_{mMA}}{g_{mMB}} \cdot \frac{4KR_L}{1 + 2R_L g_{dA}} \cdot V_{CTRL} \cdot v_{in} \tag{3.7}$$

と計算することができた. したがってカレントミラーを組み合わせた折り返し型乗算回路は入力電圧 v_{in} と制御電圧 V_{CTRL} に比例した出力を得ることができる. 特にカレントミラーの形状比が同一である場合, $g_{mMA} = g_{mMB}$ となるため, ギルバート乗算回路の出力と一致することが分かる.

3.3 出力範囲

次に, 2.3 と同様の方法で出力範囲を求めギルバート乗算回路と比較を行う. まず, 適切に動作する条件をすべての MOSFET が飽和領域で動作することするための式 (2.10) を再掲すると

$$\begin{cases} V_{GS} - V_{th} < V_{DS} \\ V_{th} < V_{GS} \end{cases}$$

であった. これを図 3.4 の各 MOSFET に適用すると

$$M_A : \begin{cases} V_{rbias} + V_{CTRL} - V_{AS} - V_{th} < V_{out} - \frac{1}{2}v_{out} - V_{AS} \\ V_{th} < V_{rbias} - V_{CTRL} - V_{AS} \end{cases} \quad (3.9a)$$

$$(3.9b)$$

$$M_{MA} : \begin{cases} V_M - V_{th} < V_{AS} \\ V_{th} < V_{dd} - V_U \end{cases} \quad (3.10a)$$

$$(3.10b)$$

$$M_U : \begin{cases} V_{dd} + v_{in} - V_{BS} - V_{th} < V_{dd} - V_{BS} \\ V_{th} < V_{dd} - V_U \end{cases} \quad (3.11a)$$

$$(3.11b)$$

$$M_B : \begin{cases} V_{lbias} + v_{in} - V_{BS} - V_{th} < V_M - V_{BS} \\ V_{th} < V_{lbias} - v_{in} - V_{BS} \end{cases} \quad (3.12a)$$

$$(3.12b)$$

$$M_L : s \begin{cases} V_L - V_{th} < V_{BS} \\ V_{th} < V_L \end{cases} \quad (3.13a)$$

$$(3.13b)$$

という 5 つの不等式が得られる. ただし, M_{MA} に関してはダイオード接続になっているので常に飽和領域で動作する. まず M_L について, 式 (3.13b) の両辺に $-V_{th}$ を加えると

$$0 < V_L - V_{th}$$

となる. これと式 (3.13a) と合わせると

$$0 < V_{BS} \quad (3.14)$$

を得る. 同様に M_A, M_B, M_U についても a 式と b 式をまとめると

$$M_A : V_{AS} < V_{out} - \frac{1}{2}v_{out} - 2V_{CTRL} \quad (3.15)$$

$$M_B : V_{BS} + 2v_{in} < V_M \quad (3.16)$$

$$M_U : V_M < V_{dd} \quad (3.17)$$

と表すことができる. 式 (3.17) に関しては, V_m が電源電圧内であれば飽和領域で動作するという事なので今回は考慮する必要はない. 次に式 (3.15) の両辺に $-V_{th}$ を加えることで式 (3.10a) の左辺と等しくなることに注意すると, 式 (3.16) より

$$\begin{aligned} V_{BS} + 2v_{in} &< V_{out} - \frac{1}{2}v_{out} - 2V_{CTRL} - V_{th} \\ V_{BS} + 2v_{in} + 2V_{CTRL} + V_{th} &< V_{out} - \frac{1}{2}v_{out} \\ \frac{1}{2}v_{out} &< V_{out} - (V_{BS} + 2v_{in} + 2V_{CTRL} - V_{th}) \end{aligned} \quad (3.18)$$

を得る. また, 出力電圧は電源電圧にも制限を受けるため

$$\begin{aligned} V_{out} + \frac{1}{2} &< V_{dd} \\ \frac{1}{2}v_{out} &< V_{dd} - V_{out} \end{aligned} \quad (3.19)$$

が必要となる. 式 (3.18), (3.19) の辺々を足し合わせると

$$v_{out} < V_{dd} - (V_{BS} + 2v_{in} + 2V_{CTRL} - V_{th}) \quad (3.20)$$

と求められた. これはギルバート乗算回路の出力範囲, 式 (2.3) と比較すると V_{th} だけ大きくなっていることが分かる. この出力振幅の拡大はカレントミラーに

よって生じており、参照側はドレインとゲートを短絡しているがコピー側では飽和領域で動作する条件からドレイン電位を参照側よりもしきい電圧 V_{th} 分下げられることに起因する。つまりカレントミラーを多数接続することでさらに M_A のソース電位を下げられる可能性があるが、カレントミラーのドレインソース間電圧が小さくなるとドレイン電流が小さくなることが考えられる。

3.4 シミュレーションによる確認

出力範囲が理論上はカレントミラーの閾電圧 V_{th} 分下げられることを前節で示すことができたが、本節では ROHM 0.18 μm Process においてギルバート乗算回路と比較しカレントミラーを組み合わせた折り返し型乗算回路の出力範囲が広がっていることをシミュレーションによって確認する。今回は入力電圧と制御電圧を共に 0.2 V として設計を行う。また、

ROHM 0.18 μm Process ではトリプルウェル構造を作ることができるので、各 MOSFET のバルク端子は各々のソースと短絡させた。これはしきい電圧を小さくし、設計を容易にするためである。

大まかな方針として高速化をするために直流で動作する部分を除きチャンネル長を最小寸法である 0.18 μm を用いることとした。まずはしきい電圧を推定するためにドレイン電流 (I_D)-ゲートソース間電圧 (V_{GS}) 特性を調べた。ただし、ここの時のチャンネル幅は 1 μm とした。また、トランスコンダクタンスは式 (2.2) を再掲すると

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = K(V_{GS} - V_{th})$$

であった。これは V_{GS} に関する 1 次式であり、最小二乗法による近似が容易である。そのためこのトランスコンダクタンスに近似した 1 次関数からしきい電圧を推定した。この時の NMOSFET の $I_D - V_{GS}$ 特性、トランスコンダクタンス $g_m - V_{GS}$ 特性とその近似直線を図 3.7 に示す。ただし、最小二乗法による線形近似はトランスコンダクタンスが直線的に変化していると思われる 0.5 V か

ら 0.65 V の間で行った. この時の傾きは約 1.74 mS/V, しきい電圧は約 0.46 V であった. 次に直流電位を定める. 図 2.1 において, V_S の電位を 0.1 V と定めた. これは M_C は直流的に動作するため, 理想的には周波数特性に影響せず, トランジスタサイズを大きくすることができるので低い電圧で動作させることとした. M_A, M_B の入力に与える直流バイアスに関しては飽和領域で使用するために自ずと決まる. M_B に関して, ゲート電位は入力電圧分増減するので

$$(V_B - v_{in}) - V_S > V_{th}$$

$$V_B > 0.76$$

という直流バイアスの下限が決まる. 従って今回は $V_B = 0.76$ V とした. V_{AB} に

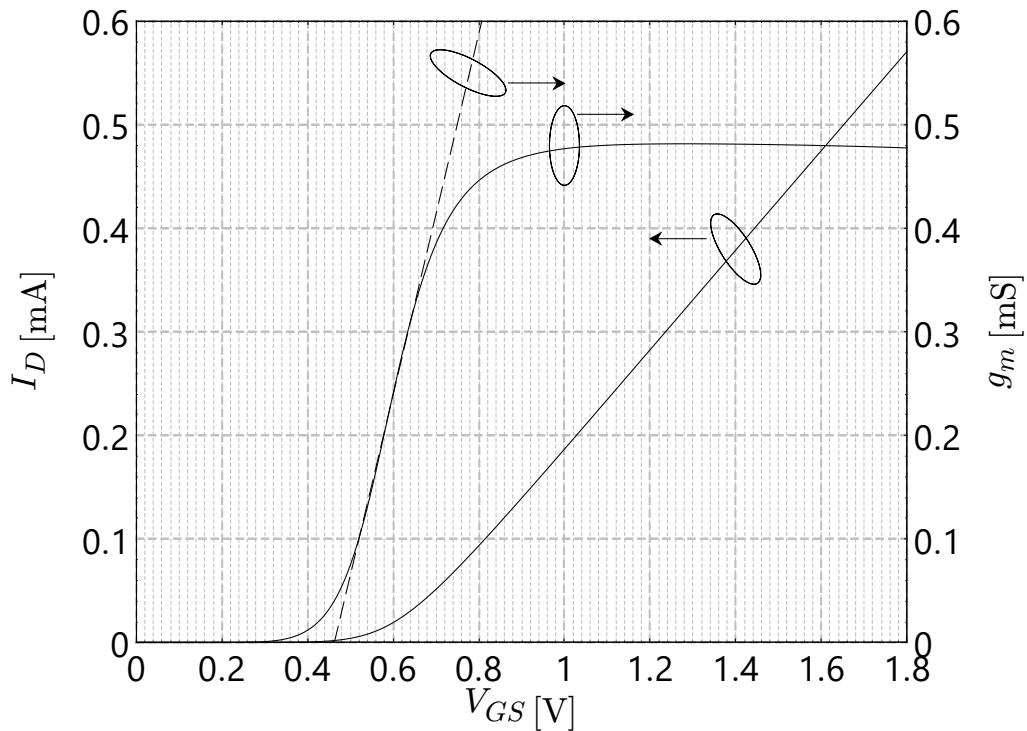


図 3.7: ROHM 0.18 μm Process における $(L, W) = (0.18 \mu\text{m}, 1 \mu\text{m})$ の時の $I_D - V_{GS}, g_m - V_{GS}$ 特性

ついても, M_B が飽和で動作する条件より

$$(V_B + v_{in}) - V_S - V_{th} < V_{AB} - V_S$$

$$0.5 < V_{AB}$$

と下限が定まる. M_A についても同様に直流バイアスは

$$(V_A - v_{CTRL}) - V_{AB} > V_{th}$$

$$V_A > 1.16$$

と条件が決まり, $V_A = 1.16 \text{ V}$ とした. V_{out} の下限は

$$(V_A + v_{CTRL}) - V_{AB} - V_{th} < V_{out} - \frac{1}{2}v_{out} - V_{AB}$$

$$0.9 < V_{out} - \frac{1}{2}v_{out}$$

と分かり, $V_{out} - \frac{1}{2}v_{out} = 0.9 \text{ V}$ とした. 直流電流についてはとりあえず 1 mA とした. これはドレインソース間電圧が 0.4 V 程度でも十分流せる電流だと考え, この値とした. 出力端子の直流電位は M_A のドレイン端子の下限 0.9 V と電源電圧 1.8 V の中心である 1.35 V になるよう, 無入力状態では負荷抵抗にドレイン電流の半分か流れることを考慮し, $R_L = 900 \Omega$ とした. この直流バイアスを満たすようなトランジスタサイズを表 3.3 に示す.

次にカレントミラーを組み合わせた折り返し型乗算回路の素子値の設計を行う. まず, M_B, M_L についてはギルバート乗算回路と同様の素子値, 直流電位とした. 次に M_{MB} の素子値を M_B と同様にすると, M_B のゲートソース間電圧と M_{MB} のドレインソース間電圧が等しくなった時に同じ大きさの電流が流れる. つまり, M_B のゲート端子の直流電位 V_{lbias} から M_B のソース電位 V_{BS} を引いた 0.66 V が V_M の直流電位となる. このとき, 入力 v_{in} を -0.2 V から 0.2 V まで掃引すると, V_M の最大値はおよそ 0.76 V であった. 従って, 電流源 M_U はこの直流バイアスで 1 mA の流すことができる形状とした. したがって, M_{MA} が飽和領

域で動作するためには

$$0.76 - V_{th} < V_{AS}$$

$$0.3 < V_{AS}$$

が必要となる. 同様にして M_A については

$$(V_{rbias} - V_{CTRL}) - V_{AS} > V_{th}$$

$$V_{rbias} > 0.96$$

と分かった. さらに出力電位に関しては

$$(V_{rbias} + V_{CTRL}) - V_{AS} - V_{th} < V_{out} - v_{AS}$$

$$0.7 < V_{out} - \frac{1}{2}v_{out}$$

であるので, 出力範囲の下限は 0.7 V とすることとした. M_A のサイズを M_B の

表 3.3: 出力範囲を比較するギルバート乗算回路

Parameter		Value
M_A	Channel Length	0.18 μm
	Channel Width	4.26 μm
	Multifinger	2
M_B	Channel Length	0.18 μm
	Channel Width	4.26 μm
	Multifinger	4
M_C	Channel Length	0.54 μm
	Channel Width	17 μm
	Multifinger	10
V_{dd}		1.8 V
V_A		1.16 V
V_B		0.76 V
V_C		0.6 V
R_L		900 Ω

サイズと同様にし並列数を半分にすると M_{MA} に流れる電流は M_B と等しくなる. したがって, 負荷抵抗の値を無信号時に出力範囲の中間になるように決めると $1.1 \text{ k}\Omega$ となる. M_{MA} の形状は M_{MB} と同様にした. 以上の素子値でも乗算は可能だが, 増幅率がすこし足りなかったので素子値を調整した. 最終的なカレントミラーを組み合わせた折り返し型乗算回路の素子値を表 3.4 に示す. これらの素子値についての直流解析結果を図 3.8, 3.9 に, 交流解析結果を図 3.10, 3.11 に

表 3.4: 出力範囲を比較するカレントミラーを組み合わせた折り返し型乗算回路

Parameter		Value
M_A	Channel Length	$0.18 \text{ }\mu\text{m}$
	Channel Width	$4.26 \text{ }\mu\text{m}$
	Multifinger	4
M_B	Channel Length	$0.18 \text{ }\mu\text{m}$
	Channel Width	$4.26 \text{ }\mu\text{m}$
	Multifinger	4
M_{MA}	Channel Length	$0.18 \text{ }\mu\text{m}$
	Channel Width	$4.26 \text{ }\mu\text{m}$
	Multifinger	8
M_{MB}	Channel Length	$0.18 \text{ }\mu\text{m}$
	Channel Width	$4.26 \text{ }\mu\text{m}$
	Multifinger	4
M_U	Channel Length	$0.72 \text{ }\mu\text{m}$
	Channel Width	$5.26 \text{ }\mu\text{m}$
	Multifinger	8
M_L	Channel Length	$0.54 \text{ }\mu\text{m}$
	Channel Width	$17 \text{ }\mu\text{m}$
	Multifinger	10
V_{dd}		1.8 V
V_{rbias}		0.96 V
V_{lbias}		0.76 V
V_U		0.5 V
V_L		0.6 V
R_L		$1.1 \text{ k}\Omega$

示す. 図 3.8, 3.9 のどちらも適切に入力電圧と制御電圧に比例した電圧出力を得ることが確かめられた. また, ギルバート乗算回路では出力振幅は ± 0.8 V 程度であったが, カレントミラーを組み合わせた折り返し型乗算回路では ± 1.3 V 程度の振幅を得ることができている. ギルバート乗算回路については, 式 (2.20) に今回使用した値を代入すると $0.9 < v_{out}$ となるため今回のシミュレーション結果はその範囲内に入っている. 同様に, カレントミラーを組み合わせた折り返し型乗算回路については, 式 (3.20) に値を代入すると $1.3 < v_{out}$ となる. こちらも理論式の範囲内であった. 次に交流解析結果について, 遮断周波数はギルバート乗算回路でおよそ 7 GHz 程度, カレントミラーを組み合わせた折り返し型乗算回路で 3 GHz 程度と劣化はしている結果となった. 一つの要因としてはカレントミラーが信号の伝達にかかわっているため, ギルバート乗算回路にはないその部分が周波数特性劣化の原因になりうるということが考えられる. また, 通過する MOSFET が増えたためゲートのキャパシタンス成分が増加し遮断周波数が低下したことが考えられる. ただ, 出力振幅の拡大は確認でき, 周波数特性の劣化は PMOSFET を使用した折り返しカスコード型よりも抑えることができた.

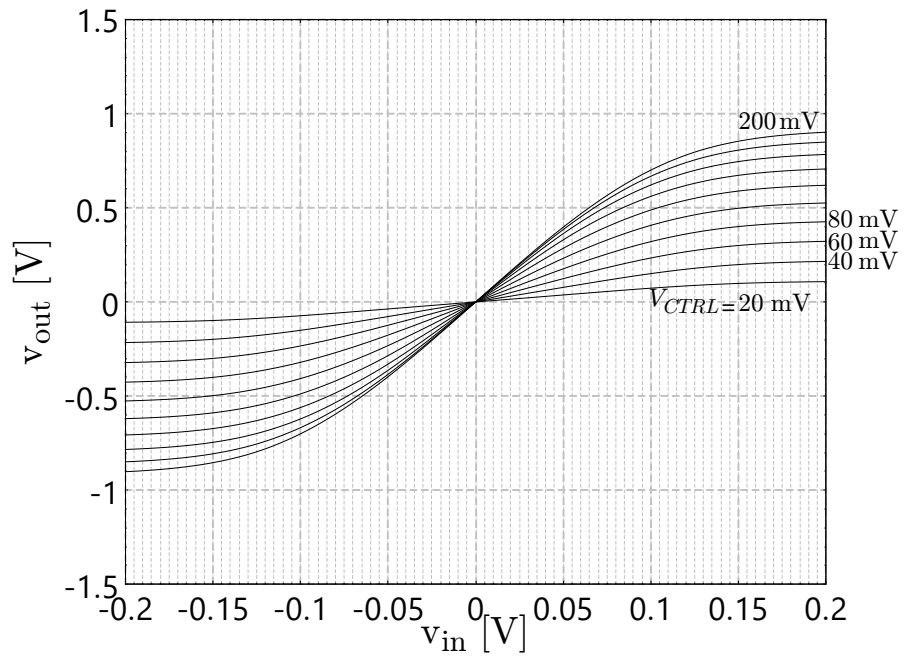


図 3.8: 設計したギルバート乗算回路の直流解析結果

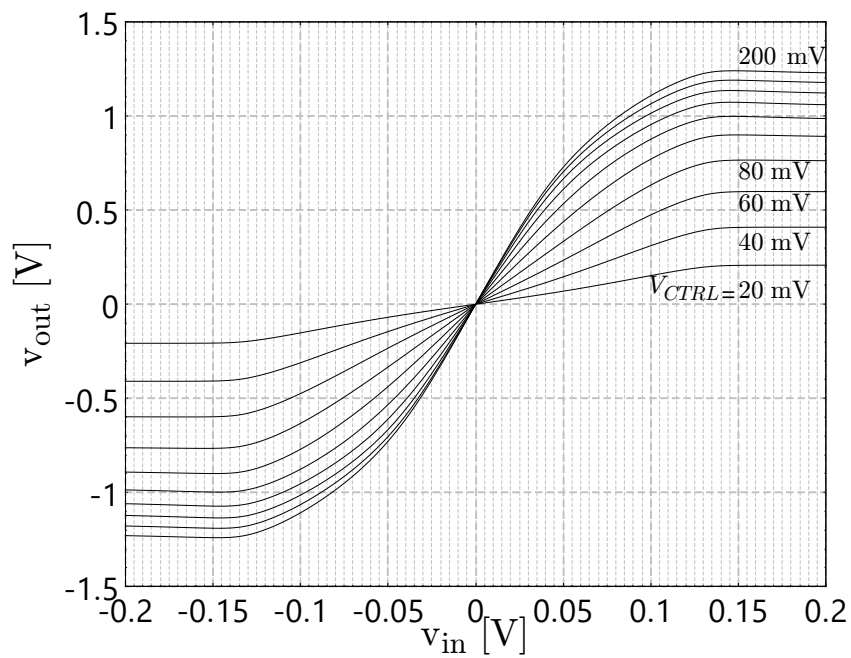


図 3.9: 設計した折り返しカスコード型乗算回路の直流解析結果

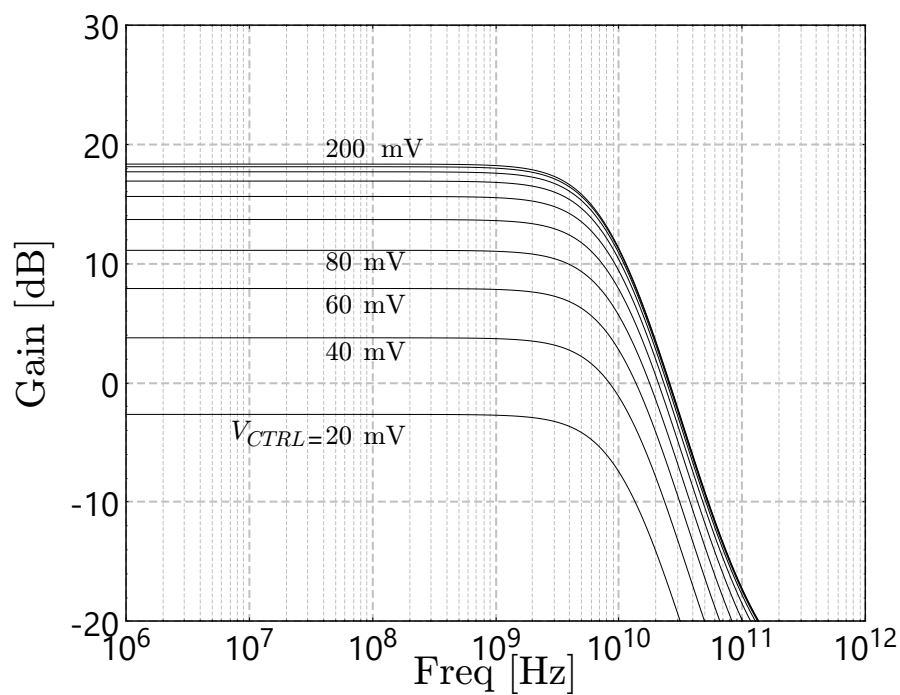


図 3.10: 設計したギルバート乗算回路の交流解析結果

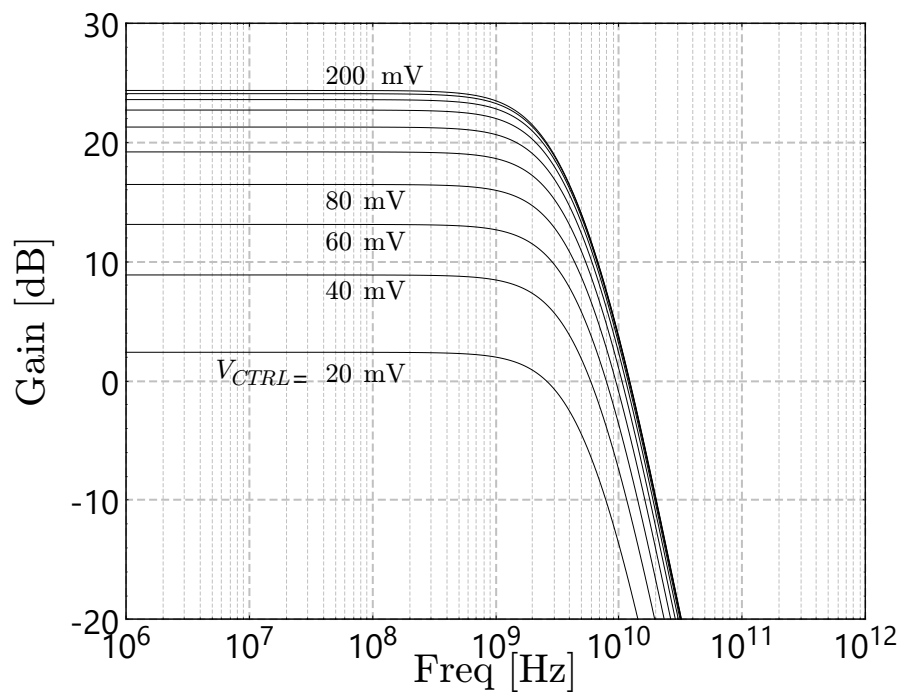


図 3.11: 設計したカレントミラーを組み合わせた折り返し型乗算回路の乗算回路の交流解析結果

第4章 結論

本研究では既存のギルバート乗算回路を並列に用いることで考えられる問題点である、「信号振幅の減少による S/N 劣化」を防ぐ回路構成についての提案を行った。提案回路についてギルバート乗算回路同様小信号解析により入力電圧と制御電圧の両方に比例した電圧出力得られることを示した。また、ギルバート乗算回路に比してしきい電圧分であるおよそ 0.45 V 程度、振幅の範囲を拡大することができる可能性を示した。

第2章ではギルバート乗算回路について定性的な動作について述べた。その後、ゲート接地差動対におけるトランスコンダクタンスの増減とゲート電圧の関係式を二乗則より導出した。そしてその結果を用いて、ギルバート乗算回路全体の小信号解析を行い、具体的な出力電圧の理論式を導いた。

第3章では既存のギルバート乗算回路より出力振幅を拡大する回路の案として PMOSFET を用いた折り返しカスコード型の回路構成を提示し、折り返しカスコードの問題点を指摘した。そしてその問題点を改善すべく、カレントミラーを組み合わせた折り返し型乗算回路を提案しその回路動作について説明した。さらに小信号解析においてカレントミラーを組み合わせた折り返し型乗算回路がギルバート乗算回路同様に入力電圧と制御電圧の両方に比例した電圧出力を得られることを導出した。また、ギルバート乗算回路と提案回路について ROHM 0.18 μm 標準 CMOS プロセスにおける素子値の設計とその時の直流・交流解析結果を示し、シミュレーション上で出力範囲を拡大できることを確認した。

今後の主な研究課題は高速化と並列化である。本研究ではフォトニックリザバの後処理部に応用することを念頭に置いているため、フォトニックリザバの動作速度よりも低速で動作することは避けたく、そちらの性能を生かすために

も高速化は必須である. さらに, 出力端子も 1 つではないので多入力化に対応させる必要がある. 高速化に関しては RF で利用されているギルバート乗算回路を参考にさらに微細なプロセスで追及していこうと考えている.

参考文献

- [1] 田中剛平, 中根了昌, 廣瀬明, 「リザーバーコンピューティング -時系列パターン認識のための高速機械学習の理論とハードウェア-」, 森北出版, 2021-5
- [2] T.Yamaguchi, K.Arai, T.Niiyama , A.Uchida, and S.Sunada, Ultrafast single-channel machine vision based on neuro-inspired photonic computing; Communications Physics 6, 250, 2023

謝辞

本研究を遂行するにあたり,大変手厚く御指導頂いた本学電気電子生命学科
和田和千教授に深く感謝する.併せて日頃の研究において,議論を通じて多くの
御助言を頂いた波動信号処理回路研究室諸氏に厚く感謝する.また本研究は,東
京大学 VDEC 活動を通して,日本ケイデンス・デザイン・システムズ社の協力
で行われたものである.

2024 年 2 月日
明治大学 理工学部 電気電子生命学科 4 年
波動信号処理回路研究室
小島 光