

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：〒124-0006 東京都葛飾区堀切 8-8-3-306

電話番号：070-3614-1189

# 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。KCL を利用することで、多数の信号の和を電流的に実現することができるが、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応用した乗算回路を提案しギルバート乗算回路同様、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た。また、乗算器が動作する条件として、MOSFET が遮断しない条件を使い出力範囲を示した。そして、今後集積化を行い出力範囲拡大ができていることを確認するための素子値を設計し、パッケージでの測定を踏まえたシミュレーションを行った。

# 目 次

第 1 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	1
1.1	回路構成 . . . . .	1
1.2	小信号解析 . . . . .	5
1.3	出力範囲 . . . . .	9
1.4	シミュレーションによる確認 . . . . .	11
謝辞		19

## 1.1 回路構成

1

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。さらに 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。RHOM 0.18 $\mu$  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 1.1、表 1.2 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 1.2、図 1.3 にそれぞれ示す。

表 1.1: 比較用に設計したギルバート乗算回路

Gilbert		Value
$M_A$	Channel Length	0.72 $\mu$ m
	Channel Width	4.27 $\mu$ m
	Multifinger	10
$M_B$	Channel Length	0.72 $\mu$ m
	Channel Width	4.27 $\mu$ m
	Multifinger	20
$M_C$	Channel Length	0.72 $\mu$ m
	Channel Width	11.6 $\mu$ 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 $\Omega$

表 1.2: 設計した折り返しカスコード型乗算回路

Folded Cascode		Value
$M_p$	Channel Length	0.72 $\mu$ m
	Channel Width	20 $\mu$ m
	Multifinger	10
$M_B$	Channel Length	0.72 $\mu$ m
	Channel Width	4.27 $\mu$ m
	Multifinger	20
$M_C$	Channel Length	0.72 $\mu$ m
	Channel Width	11.6 $\mu$ 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 $\Omega$

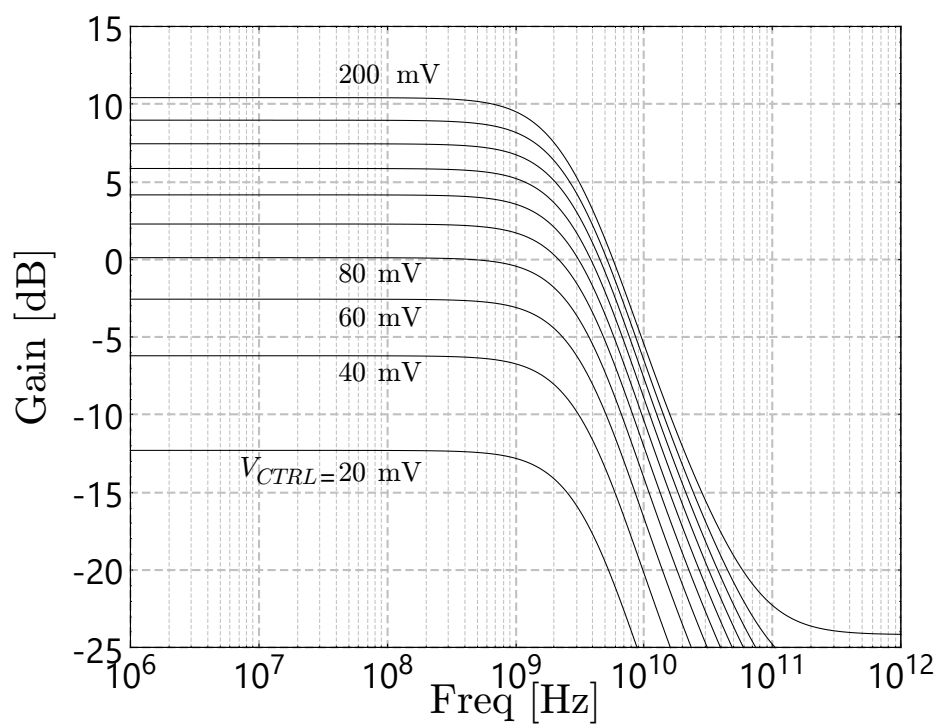


図 1.2: ギルバート乗算回路の周波数特性

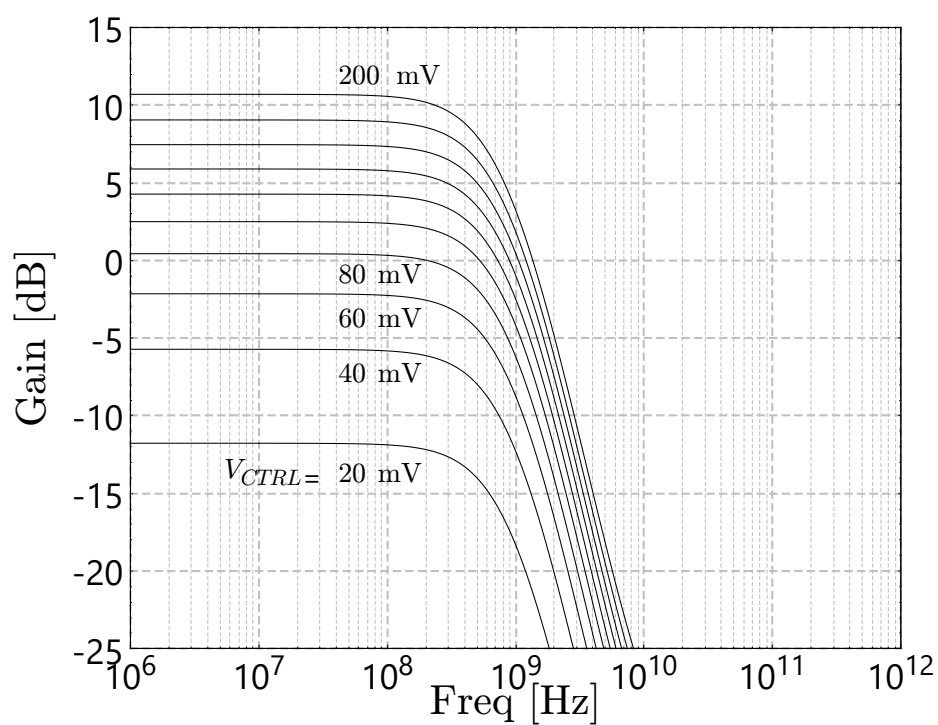


図 1.3: 折り返しカスコード型の周波数特性

$M_U, M_L$  は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、??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

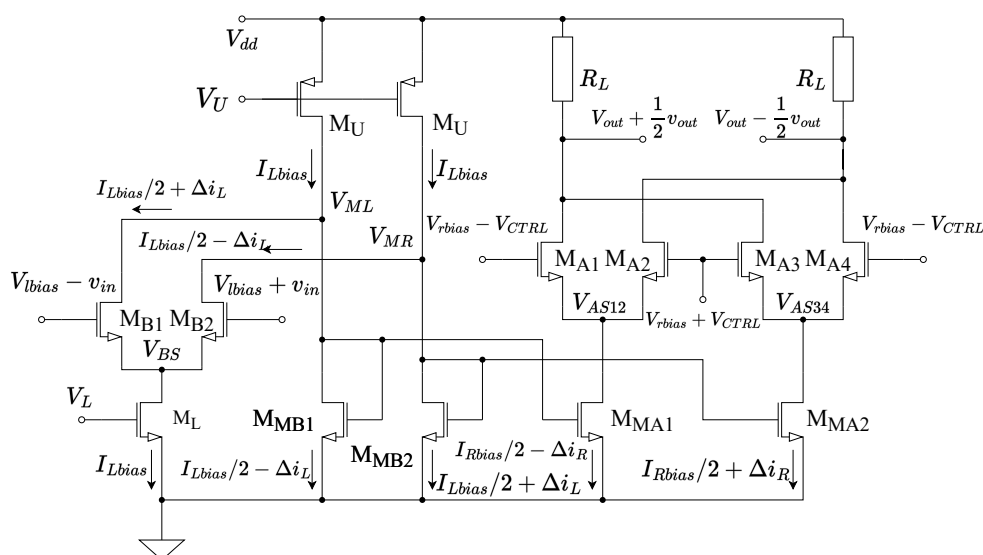


図 1.4: カレントミラーを組み合わせた折り返し型乗算回路

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 1.4 の構成を考えた。

## 1.2 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 1.4 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 1.5 に示す。また、この時の小信号等価半回路を図 1.6 に示す。

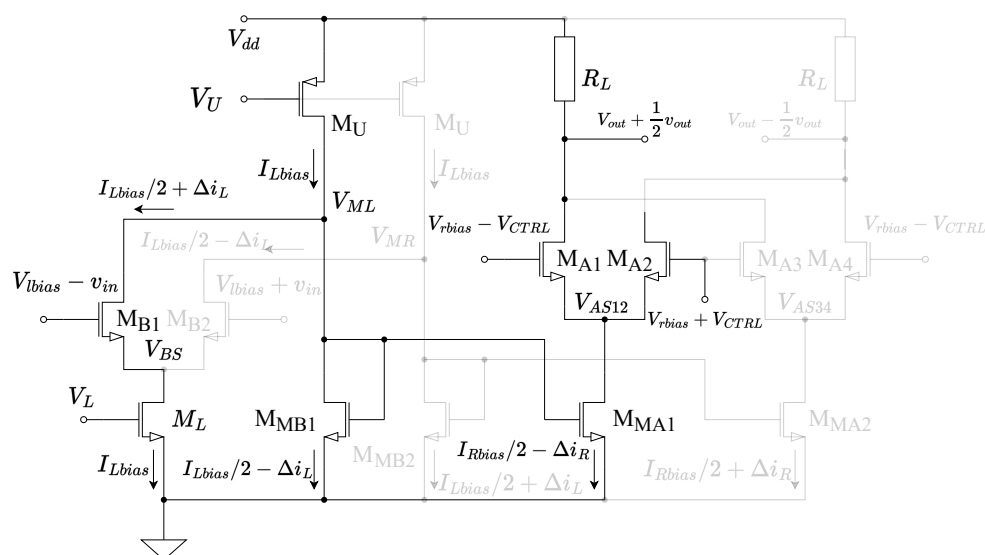


図 1.5: カレントミラーを組み合わせた折り返し型アナログ乗算回路の半回路として考える部分



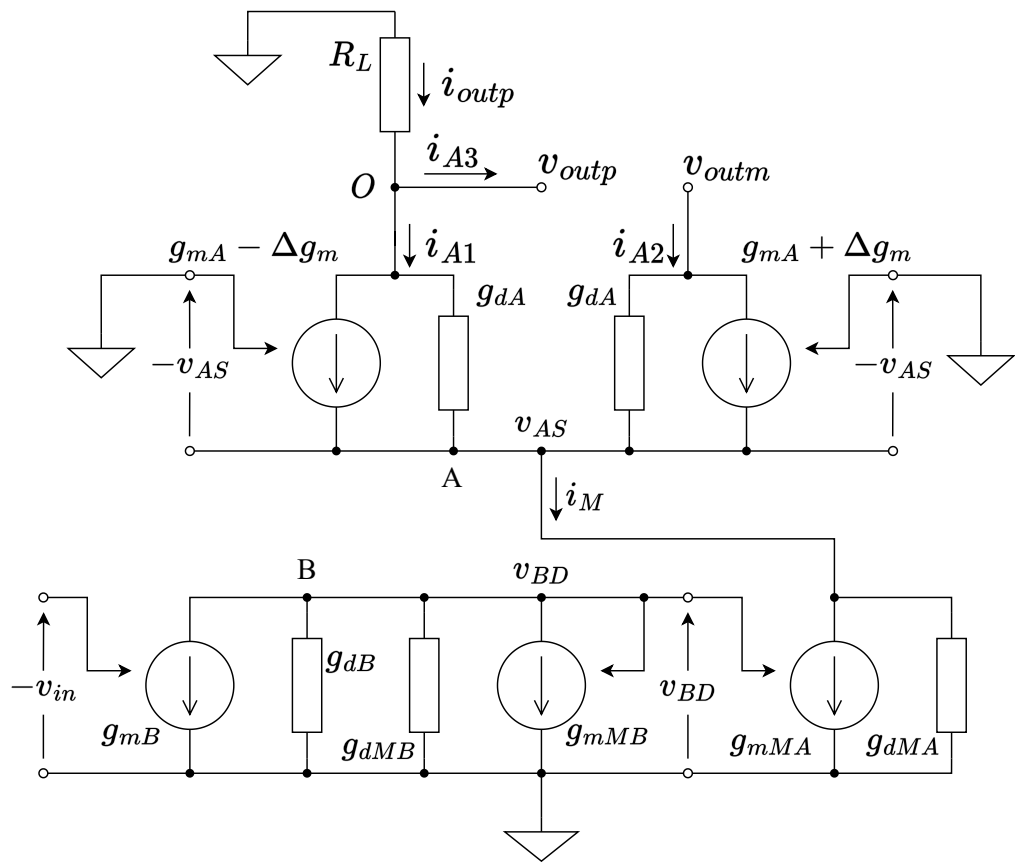


図 1.6: カレントミラーを組み合わせた折り返し型アナログ乗算回路の小信号半回路

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

$$v_{BD} \approx \frac{g_{mB}}{g_{mMB}}v_{in} \quad (1.1)$$

と近似することができる。次に  $i_{A1}, i_{A2}$  はそれぞれ

$$i_{A1} = (g_{mA} - \Delta g_m)(-v_{AS}) + g_{dA}(v_{outp} - v_{AS}) \quad (1.2)$$

$$i_{A2} = (g_{mA} + \Delta g_m)(-v_{AS}) + g_{dA}(v_{outm} - v_{AS}) \quad (1.3)$$

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

$$V_{AS} \approx -\frac{g_{mMA}}{2g_{mA}}v_{BD} \quad (1.4)$$

の近似ができる。ここで図 1.6 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

$$\begin{aligned}
 i_{outp} &= i_{A1} + i_{A3} \\
 &= i_{A1} - i_{A2} \\
 &= 2\Delta g_m v_{AS} + 2g_{dA} v_{outp}
 \end{aligned} \tag{1.5}$$

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

$$\begin{aligned}
 v_{outp} &= 0 - R_L i_{outp} \\
 &= -R_L (2\Delta g_m v_{AS} + 2g_{dA} v_{outp}) \\
 &= -\frac{2R_L}{1 + 2R_L g_{dA}} \cdot \Delta g_m v_{AS}
 \end{aligned} \tag{1.6}$$

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 (1.1)、(1.4) 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??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

$$v_{out} = \frac{g_{mB}}{g_{mA}} \cdot \frac{g_{mMA}}{g_{mMB}} \cdot \frac{4KR_L}{1 + 2R_L g_{dA}} \cdot V_{CTRL} \cdot v_{in} \tag{1.7}$$

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。

### 1.3 出力範囲

次に、??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(??)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 1.4 の各 MOSFET に適用すると

$$M_A : \begin{cases} V_{rbias} + V_{CTRL} - V_{AS} - V_{th} < V_{out-\frac{1}{2}} - V_{AS} \\ V_{th} < V_{rbias} - V_{CTRL} - V_{AS} \end{cases} \quad (1.9a)$$

$$(1.9b)$$

$$M_{MA} : \begin{cases} V_M - V_{th} < V_{AS} \\ V_{th} < V_{dd} - V_U \end{cases} \quad (1.10a)$$

$$(1.10b)$$

$$M_U : \begin{cases} V_{dd} + v_{in} - V_{BS} - V_{th} < V_{dd} - V_{BS} \\ V_{th} < V_{dd} - V_U \end{cases} \quad (1.11a)$$

$$(1.11b)$$

$$M_B : \begin{cases} V_{lbias} + v_{in} - V_{BS} - V_{th} < V_M - V_{BS} \\ V_{th} < V_{lbias} - v_{in} - V_{BS} \end{cases} \quad (1.12a)$$

$$(1.12b)$$

$$M_L : s \begin{cases} V_L - V_{th} < V_{BS} \\ V_{th} < V_L \end{cases} \quad (1.13a)$$

$$(1.13b)$$

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 (1.13b) の両辺に  $-V_{th}$  を加えると

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

となる。これと式 (1.13a) と合わせると

$$0 < V_{BS} \quad (1.14)$$

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

$$M_A : V_{AS} < V_{out} - \frac{1}{2}v_{out} - 2V_{CTRL} \quad (1.15)$$

$$M_B : V_{BS} + 2v_{in} < V_M \quad (1.16)$$

$$M_U : V_M < V_{dd} \quad (1.17)$$

と表すことができる。式 (1.17) 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ほとんど考慮する必要がない。次に式 (1.15) の両辺に  $-V_{th}$  を加えることで式 (1.10a) の左辺と等しくなることに注意すると、式 (1.16) より

$$\begin{aligned} V_{BS} + 2v_{in} &< V_{out} - \frac{1}{2}v_{out} - 2V_{CTRL} - V_{th} \\ V_{BS} + 2v_{in} + 2V_{CTRL} + V_{th} &< V_{out} - \frac{1}{2}v_{out} \\ \frac{1}{2}v_{out} &< V_{out} - (V_{BS} + 2v_{in} + 2V_{CTRL} - V_{th}) \end{aligned} \quad (1.18)$$

を得る。また、出力電圧は電源電圧にも制限を受けるため

$$\begin{aligned} V_{out} + \frac{1}{2} &< V_{dd} \\ \frac{1}{2}v_{out} &< V_{dd} - V_{out} \end{aligned} \quad (1.19)$$

が必要となる。式 (1.18)、(1.19) の辺々を足し合わせると

$$v_{out} < V_{dd} - (V_{BS} + 2v_{in} + 2V_{CTRL} - V_{th}) \quad (1.20)$$

と求められた。これはギルバート乗算回路の出力範囲、式 (??) 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。

## 1.4 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  $V_{th}$  分広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  $\mu\text{m}$  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  $\mu\text{m}$  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  $\mu\text{m}$  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長は 1  $\mu\text{m}$  とした。また、トランスコンダクタンスは式 (??) 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 1.7 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??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しない。そのため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。 $V_{AB}$

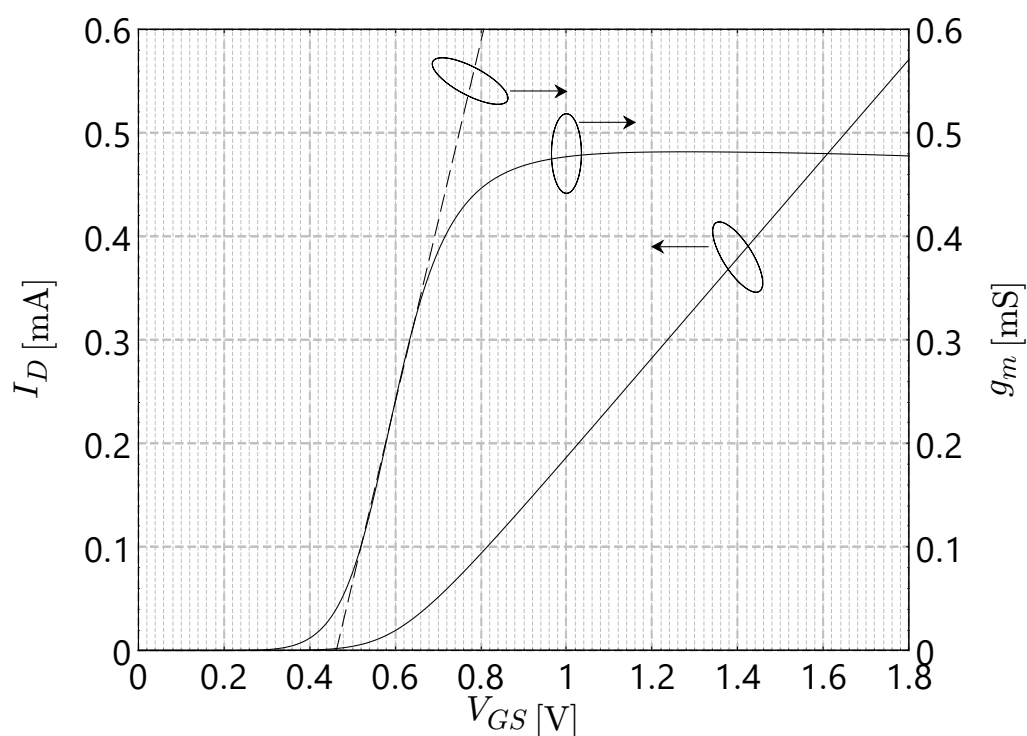


図 1.7: ROHM 0.18  $\mu\text{m}$  Process における  $(L, W) = (0.18 \mu\text{m}, 1 \mu\text{m})$  の時の  $I_D - V_{GS}, g_m - V_{GS}$  特性

についても、 $M_B$  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  $1 \text{ mA}$  とした。これはドレインソース間電圧が  $0.4 \text{ V}$  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  $0.9 \text{ V}$  と電源電圧  $1.8 \text{ V}$  の中心である  $1.35 \text{ V}$  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が流れることに注意し、 $R_L = 900 \Omega$  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 1.3 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、直流電位とする。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  $0.66 \text{ V}$  が  $V_M$  の直流電位となる。従って、電流源  $M_U$  はこの直流バイアスで  $1 \text{ mA}$  の流すことができる形状を探した。このとき、入力  $v_{in}$  を  $-0.2 \text{ V}$  から  $0.2 \text{ V}$  まで掃引すると、 $V_M$  の最大値はおよそ  $0.76 \text{ V}$  であった。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  $M_B$

表 1.3: 出力範囲を比較するギルバート乗算回路

Gilbert		Value
$M_A$	Channel Length	0.18 $\mu\text{m}$
	Channel Width	4.26 $\mu\text{m}$
	Multifinger	2
$M_B$	Channel Length	0.18 $\mu\text{m}$
	Channel Width	4.26 $\mu\text{m}$
	Multifinger	4
$M_C$	Channel Length	0.54 $\mu\text{m}$
	Channel Width	17 $\mu\text{m}$
	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 $\Omega$

の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 1.4 に示す。これらの素子値においての直流解析結果を図 1.8、1.9 に、交流解析結果を

表 1.4: 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

Gilbert		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
$R_L$		$1.1 \text{ K}\Omega$

図 1.10、1.11 に示す。

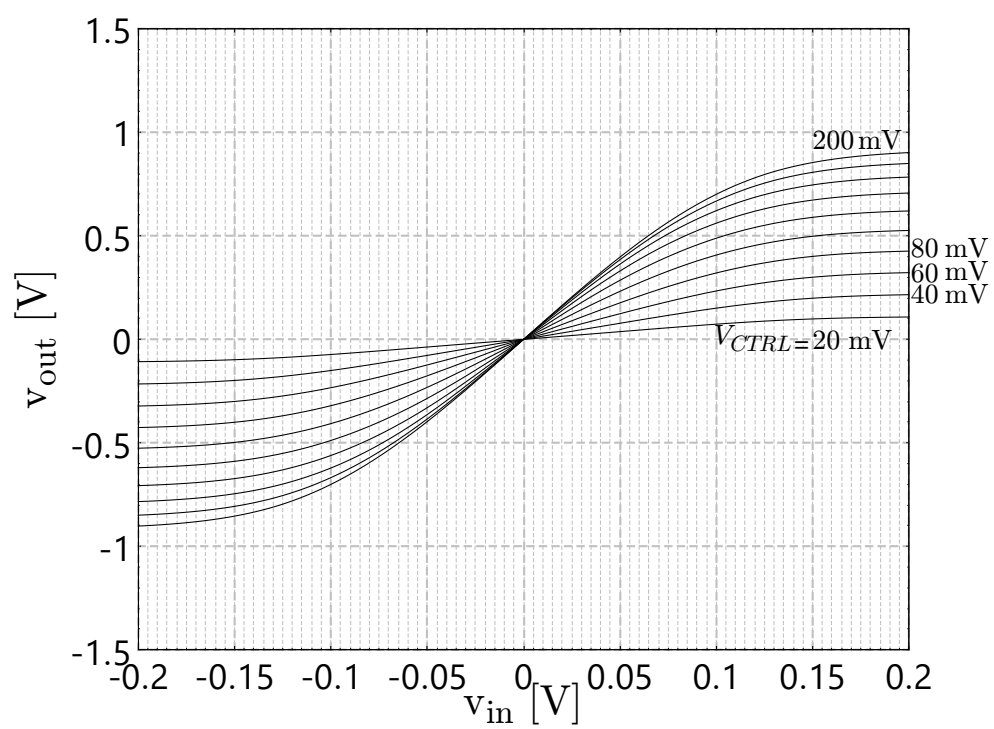


図 1.8: 設計したギルバート乗算回路の直流解析結果

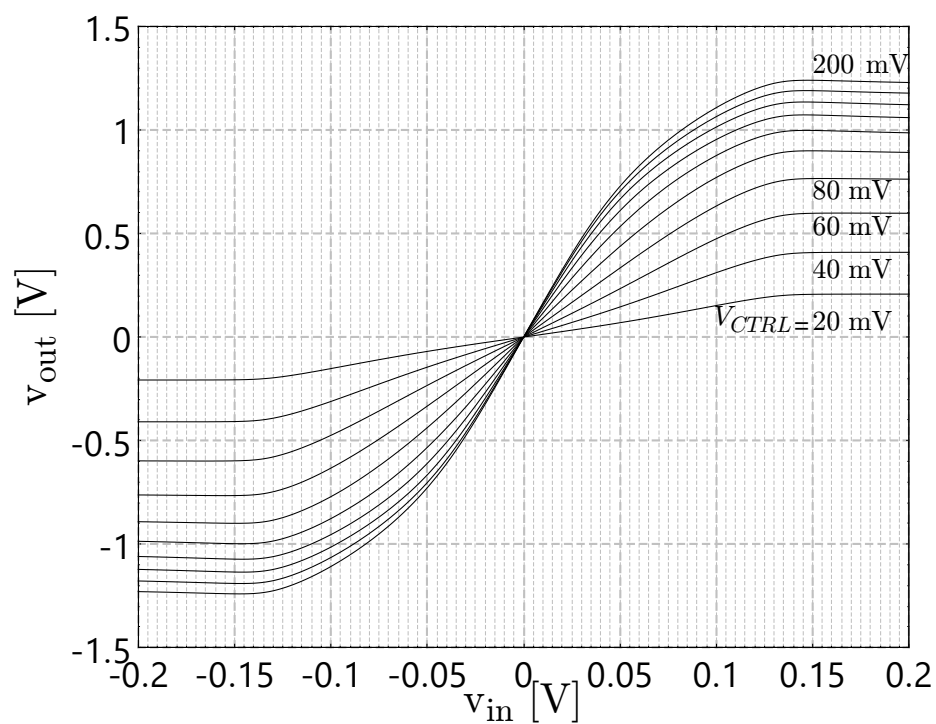


図 1.9: 設計した折り返しカスコード型乗算回路の直流解析結果

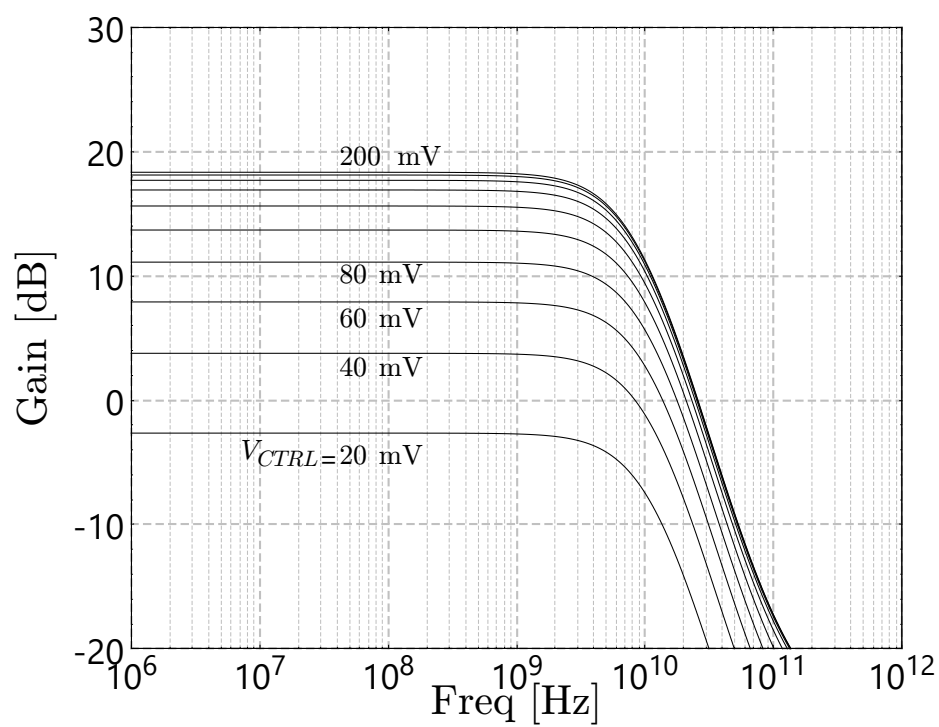


図 1.10: 設計したギルバート乗算回路の交流解析結果

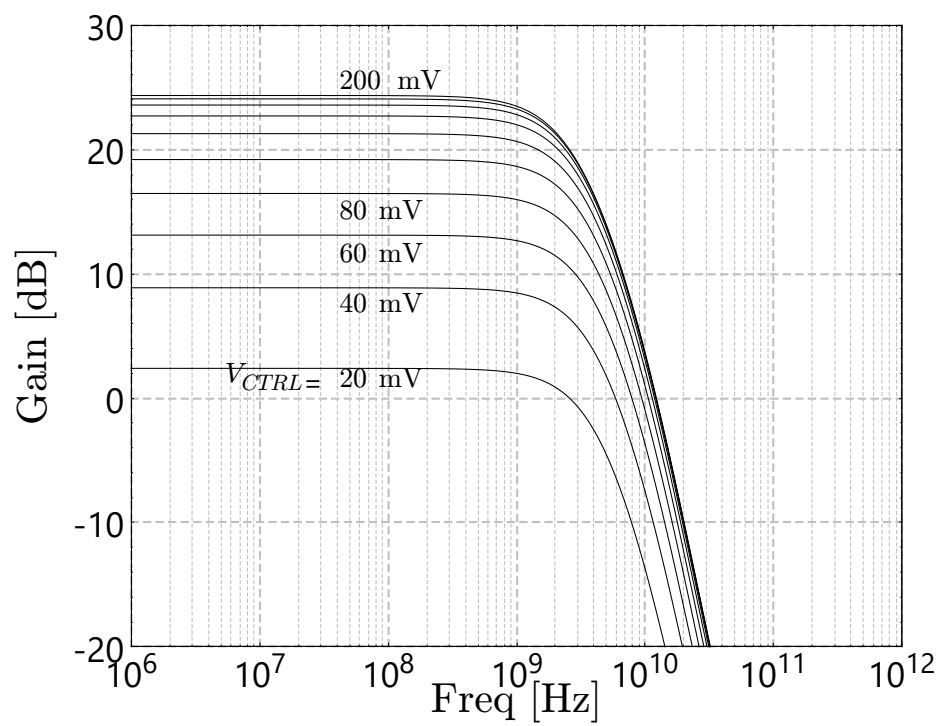


図 1.11: 設計した折り返しカスコード型乗算回路の交流解析結果

# 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准教授に深く感謝する．併せて，本論文の執筆にあたり有益なる御助言を頂いた同学科通信伝送グループの井家上哲史教授，関根かをり教授，中村守里也准教授に深く感謝する．また，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．

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