2入力ギルバート乗算回路の設計手順

B4 小島光

背景

・光リザーバの出力はそのままでは利用できず、複数の出力の積和演算を行うことで特徴量を抽出できる。

・光での積和演算は困難であり、リアルタイム性が求められるため演算部分はアナログ集積回路で行うことになった。

・まずは、1入力の乗算器を設計し今後それを多入力化する。

目的

- 使用するプロセスがまだ定まっていないため、今回は乗算器の設計手順をまとめることを目的とした。

設計の流れ

回路図を流れる電流を決める

↓

直流電位を決める

↓

抵抗値を直流電位、バイアス電流から決める

↓

利得、トランスコンダクタンスの設計

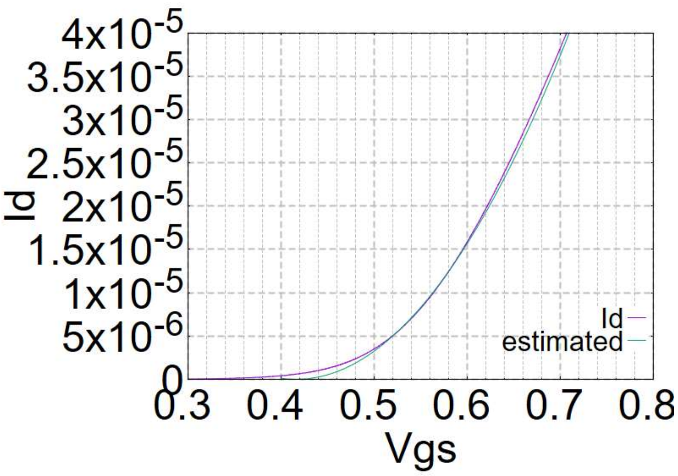
↓

差動対のゲート電位の決定

↓

シミュレーション

V_Cの決定



まずMCに20 uA流すことにした

チャネル幅 : 720 nm
チャネル長 : 180 nm
ドレインソース間電圧 0.4 V

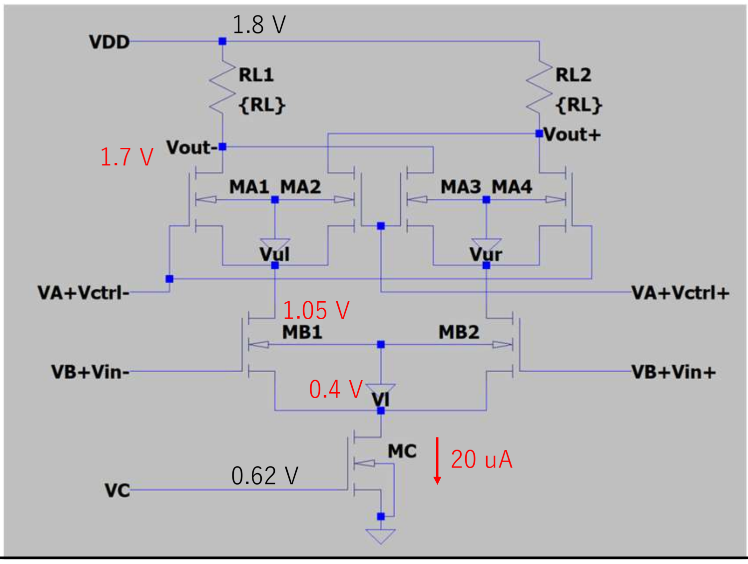
シミュレートした結果から、gnuplotにおいてNLSSを行い、飽和領域における以下の式の回帰曲線を求めた

$$I_D = K(V_{GS} - V_{th})^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS})$$

その結果閾電圧は 0.42 Vであった

回帰曲線から、MCに20 uAを流すには
$V_C = 0.62$ V
とすればよい

直流電位の設計

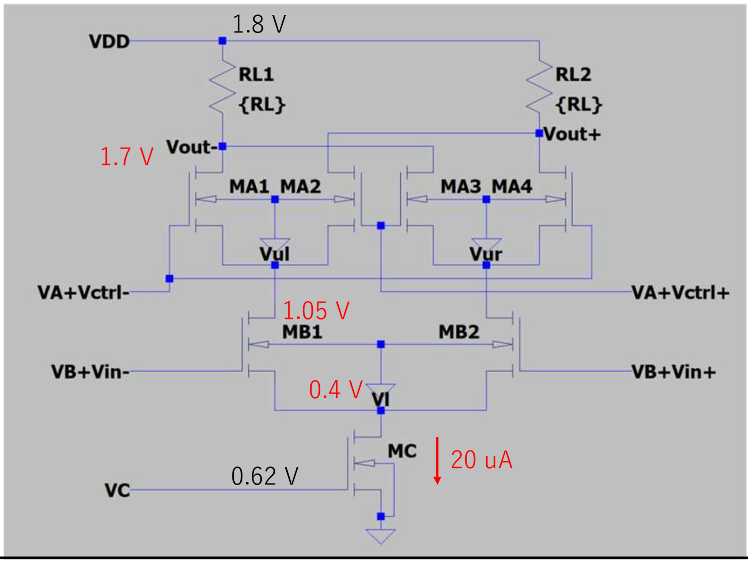


抵抗を小さく、かつ出力の振幅が±50 mVとなるためVoutの電位はVDDとの電位差が出力振幅よりも大きくなるよう1.7 Vとした。

MAとMBのソース・ドレイン間電圧を等しくなるようにした。

差動対なので直流電位は左右で等しい

R_Lの決定



RL1とRL2には等しい電流が流れるのでそれぞれ10 uA流れることを想定する

10 uAで0.1 Vの電位降下
⇒<u>RL=10 kΩ</u>

7

トランスコンダクタンスの決定

ギルバート乗算回路の利得は

$$v_{out+} - v_{out-} \approx 32 R_L K_A \cdot V_{CTRL} \cdot v_{in} \qquad \because K_B = 2K_A$$

で計算できる(ただし、K_A, K_BはMA,MBのトランスコンダクタンス)

$$V_{CTRL} = \pm 0.1 \text{ V}$$

であるとき、利得を5倍とすると

$$v_{out} = 32 R_L K_A \cdot 0.1 \cdot v_{in}$$

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = 5 = 32 R_L K_A \cdot 0.1$$

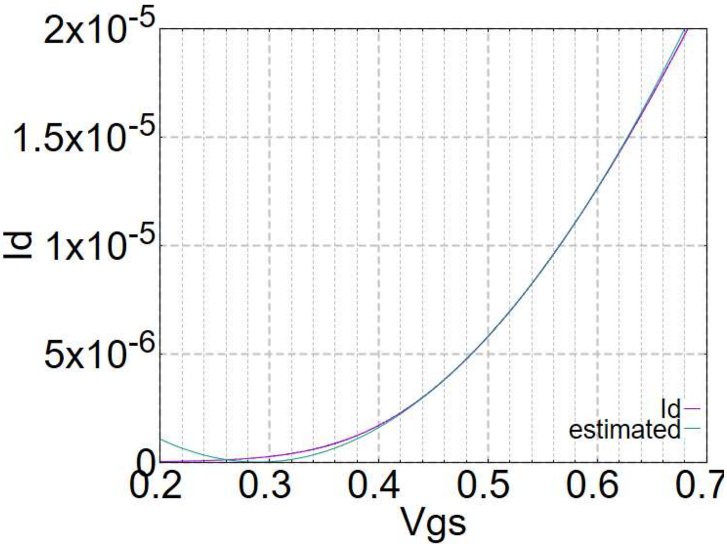
を満たせばよい。したがって

$$K_A = \frac{5}{32 R_L \cdot 0.1} = 1.56 \times 10^{-4} \text{ S/V}$$

を満たせばよい。

8

MA,MBのチャネル形状



以下の条件でMCと同様に回帰を行い、各値を求めた

シミュレーション条件
チャネル幅 : 180 nm
チャネル長 : 180 nm
ドレイン電位 0.65 V

トランスコンダクタンス
K = 9.68e-5 S/V
閾電圧 : 0.29 V
チャネル長変調係数 : 0.55 V^{-1}

MA,MBのチャネル形状

$K\frac{W_A}{L_A} = K_A$を満たすチャネル形状比は

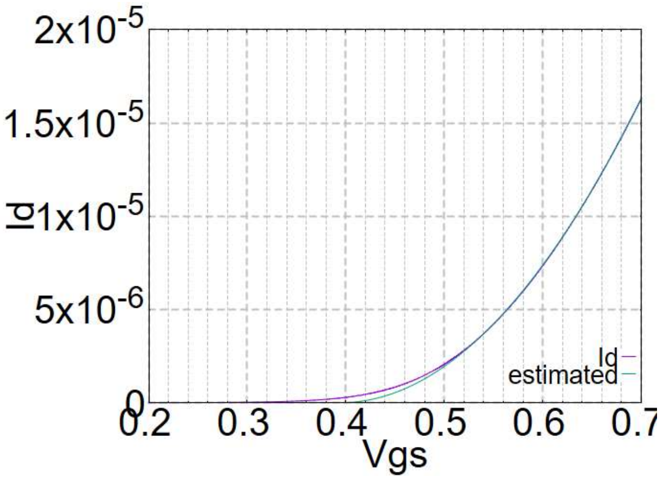
$$\frac{W_A}{L_A} = \frac{K_A}{K} = 1.6125\cdots$$

180 nmの整数倍でこの比率に近づけ
今回は

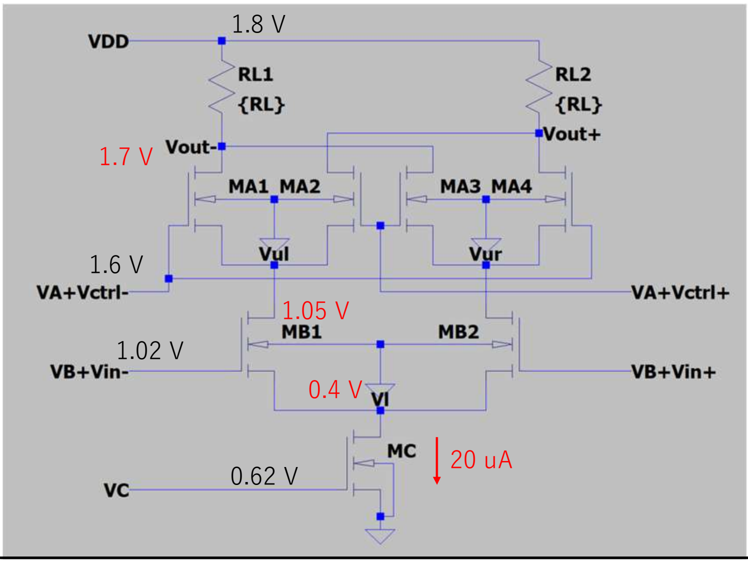
$$\frac{W_A}{L_A} = \frac{180\times10^{-9}\times16}{180\times10^{-9}\times10} = \frac{2.88\times10^{-6}}{1.8\times10^{-6}}$$

$W_A = 2.88$ um, $L_A = 1.8$ um
とした

この時の閾電圧は0.39 Vであった。



VA,VBの電位

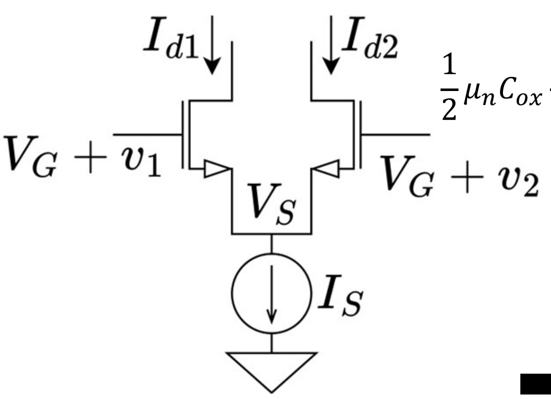


各MAには5 uA
MBには10 uAずつ電流を流す

この時のゲートソース間電圧
は回帰曲線から
0.55 V
0.62 V
とそれぞれ求められる

したがって
VA = 1.6 V
VB = 1.02 V
とした

ギルバート乗算回路の出力：差動対



$$\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L} \equiv K$$

$$\begin{cases} I_{d1} = K(V_{GS} - V_{th} + v_1)^2 \\ I_{d2} = K(V_{GS} - V_{th} + v_2)^2 \end{cases}$$

$$(V_{GS} \equiv V_G - V_S)$$

$$\Delta I_D \equiv I_{d1} - \frac{I_S}{2} = \frac{I_S}{2} - I_{d2}$$

$$I_{d1} = \frac{I_S}{2} + \Delta I_D$$

$$I_{d2} = \frac{I_S}{2} - \Delta I_D$$

➡

$$\sqrt{I_{d1}} - \sqrt{I_{d2}}$$

$$= \sqrt{\frac{I_S}{2} + \Delta I_D} - \sqrt{\frac{I_S}{2} - \Delta I_D} = \sqrt{K}(v_1 - v_2)$$

ギルバート乗算回路の出力：差動対

$$\sqrt{\frac{I_S}{2}+\Delta I_D}-\sqrt{\frac{I_S}{2}-\Delta I_D}=\sqrt{K}(v_1-v_2)$$

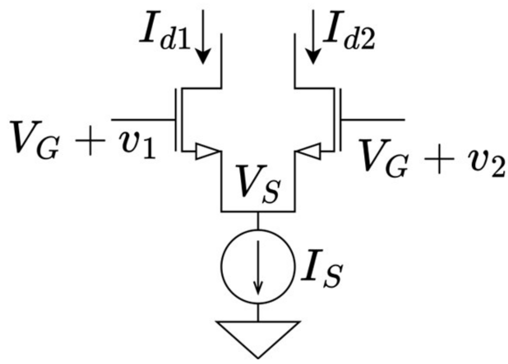
$$I_S-2\sqrt{\left(\frac{I_S}{2}\right)^2-\left(\Delta I_D\right)^2}=K(\Delta v)^2$$

$$(v_1-v_2\equiv\Delta v)$$

$$2^2\cdot\left\{\left(\frac{I_S}{2}\right)^2-\left(\Delta I_D\right)^2\right\}=\left(K\Delta v-I_S\right)^2$$

$$\left(\Delta I_D\right)^2=\frac{I_SK}{2}(\Delta v)^2-\left\{\frac{K}{2}(\Delta v)^2\right\}^2$$

$$\left(\Delta I_D\right)^2=\left\{\frac{I_SK}{2}(\Delta v)^2\right\}\cdot\left\{1-\frac{K}{2I_S}(\Delta v)^2\right\}$$



$$\Delta I_D=\sqrt{\frac{I_SK}{2}}\cdot\Delta v\cdot\sqrt{1-\frac{K}{2I_S}(\Delta v)^2}$$

13

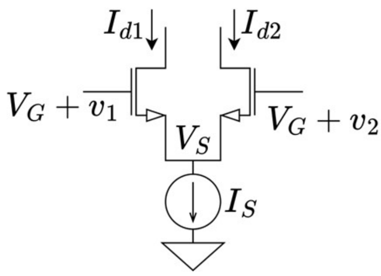
ギルバート乗算回路の出力：差動対

$$I_{d1}=\frac{I_S}{2}+\Delta I_D=\frac{I_S}{2}+\sqrt{\frac{I_SK}{2}}\cdot\Delta v\cdot\sqrt{1-\frac{K}{2I_S}(\Delta v)^2}$$

$$I_{d2}=\frac{I_S}{2}-\Delta I_D=\frac{I_S}{2}-\sqrt{\frac{I_SK}{2}}\cdot\Delta v\cdot\sqrt{1-\frac{K}{2I_S}(\Delta v)^2}$$

$$\frac{I_S}{2}+\sqrt{\frac{I_SK}{2}}\cdot\Delta v\cdot\sqrt{1-\frac{K}{2I_S}(\Delta v)^2}\equiv f(\Delta v,I_S,K)$$

$$I_{d1}=f(\Delta v,I_S,K)$$
$$I_{d2}=f(-\Delta v,I_S,K)$$



14

ギルバート乗算回路の出力：差動対

$f(\Delta v, I_S, K)$の$\Delta v = 0$付近における１次近似

$$f(\Delta v, I_S, K) \approx f(0, I_S, K) + \frac{\partial f}{\partial \Delta v}(0, I_S, K) \cdot (\Delta v - 0)$$

$$\frac{\partial f}{\partial \Delta v}(\Delta v, I_S, K) = \frac{\partial}{\partial \Delta v}\left\{\frac{I_S}{2} + \sqrt{\frac{I_S K}{2}} \cdot \Delta v \cdot \sqrt{1 - \frac{K}{2I_S}(\Delta v)^2}\right\}$$

$$= \sqrt{\frac{I_S K}{2}} \frac{\partial}{\partial \Delta v} \Delta v \cdot \sqrt{1 - \frac{K}{2I_S}(\Delta v)^2}$$

$$= \sqrt{\frac{I_S K}{2}}\left[1 \cdot \sqrt{1 - \frac{K}{2I_S}(\Delta v)^2} + \Delta v \cdot \frac{1}{2} \cdot \left\{1 - \frac{K}{2I_S}(\Delta v)^2\right\}^{-\frac{1}{2}} \cdot \left(-\frac{K}{I_S}\right)\right]$$

ギルバート乗算回路の出力：差動対

$f(\Delta v, I_S, K)$の$\Delta v = 0$付近における１次近似

$$\frac{\partial f}{\partial \Delta v}(\Delta v, I_S, K) = \sqrt{\frac{I_S K}{2}}\left[1 \cdot \sqrt{1 - \frac{K}{2I_S}(\Delta v)^2} + \Delta v \cdot \frac{1}{2} \cdot \left\{1 - \frac{K}{2I_S}(\Delta v)^2\right\}^{-\frac{1}{2}} \cdot \left(-\frac{K}{I_S}\right)\right]$$

$$\frac{\partial f}{\partial \Delta v}(0, I_S, K) = \sqrt{\frac{I_S K}{2}}\left[1 \cdot \sqrt{1 - \frac{K}{2I_S}(0)^2} + 0 \cdot \frac{1}{2} \cdot \left\{1 - \frac{K}{2I_S}(0)^2\right\}^{-\frac{1}{2}} \cdot \left(-\frac{K}{I_S}\right)\right]$$

$$\frac{\partial f}{\partial \Delta v}(0, I_S, K) = \sqrt{\frac{I_S K}{2}}$$

ギルバート乗算回路の出力：差動対

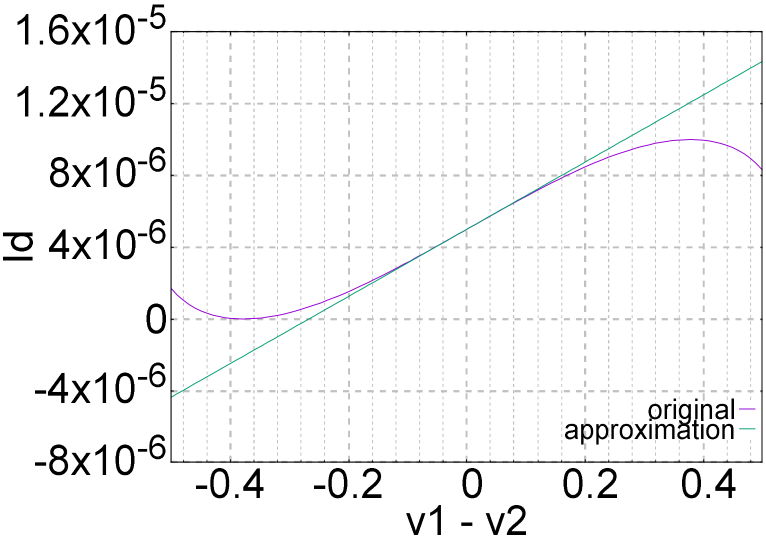
$$f(\Delta v, I_S, K) = \frac{I_S}{2} + \sqrt{\frac{I_S K}{2}} \cdot \Delta v \cdot \sqrt{1 - \frac{K}{2I_S}(\Delta v)^2}$$

$$f(0, I_S, K) = \frac{I_S}{2} + \sqrt{\frac{I_S K}{2}} \cdot 0 \cdot \sqrt{1 - \frac{K}{2I_S}(0)^2} = \frac{I_S}{2}$$

$$f(\Delta v, I_S, K) \approx f(0, I_S, K) + \frac{\partial f}{\partial \Delta v}(0, I_S, K) \cdot (\Delta v - 0)$$

$$= \frac{I_S}{2} + \sqrt{\frac{I_S K}{2}} \cdot \Delta v = \frac{I_S}{2}\left(1 + \Delta v \cdot \sqrt{\frac{2K}{I_S}}\right)$$

ギルバート乗算回路の出力：近似式との比較

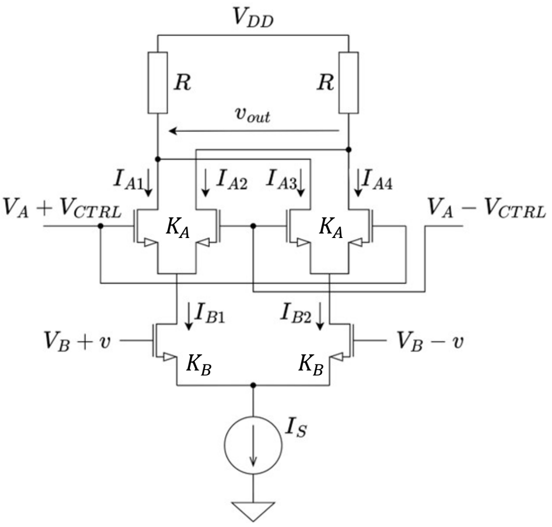


$$f(\Delta v, I_S, K) \approx \frac{I_S}{2}\left(1 + \Delta v \cdot \sqrt{\frac{2K}{I_S}}\right)$$

$$I_{d1} \approx \frac{I_S}{2}\left(1 + (v_1 - v_2) \cdot \sqrt{\frac{2K}{I_S}}\right)$$

$$I_{d2} \approx \frac{I_S}{2}\left(1 + (v_2 - v_1) \cdot \sqrt{\frac{2K}{I_S}}\right)$$

ギルバート乗算回路の出力：全体の利得



$$v_{out} = R\left(I_{A1} + I_{A3}\right) - R\left(I_{A2} + I_{A4}\right)$$

$$I_{A1} = f\left(2V_{CTRL}, I_{B1}, K_A\right)$$
$$I_{A2} = f\left(-2V_{CTRL}, I_{B1}, K_A\right)$$
$$I_{A3} = f\left(-2V_{CTRL}, I_{B2}, K_A\right)$$
$$I_{A4} = f\left(2V_{CTRL}, I_{B2}, K_A\right)$$

$$I_{B1} = f\left(2v, I_S, K_B\right) \approx \frac{I_S}{2}\left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\right)$$

$$I_{B2} = f\left(-2v, I_S, K_B\right) \approx \frac{I_S}{2}\left(1 - 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\right)$$

19

ギルバート乗算回路の出力：全体の利得

$$I_{A1} = f\left(2V_{CTRL}, I_{B1}, K_A\right) \approx \frac{I_{B1}}{2}\left(1 + 2\mathrm{V_{CTRL}} \cdot \sqrt{\frac{2K_A}{I_{B1}}}\right)$$

$$\approx \frac{I_S}{4}\left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\right) \cdot \left\{1 + 2V_{CTRL}\sqrt{2K_A}\left(I_{B1}\right)^{-\frac{1}{2}}\right\}$$

$$f\left(\Delta v, I_S, K\right) \approx \frac{I_S}{2}\left(1 + \Delta v \cdot \sqrt{\frac{2K}{I_S}}\right)$$

$$I_{B1} = f\left(2v, I_S, K_B\right) = \frac{I_S}{2}\left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\right)$$

$$\left(I_{B1}\right)^{-\frac{1}{2}} \equiv g(v)$$
$$g(v) \approx g(0) + g'(0)v$$

$$g(0) = \left\{\frac{I_S}{2}\left(1 + 2 \cdot 0 \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\right)\right\}^{-\frac{1}{2}} = \sqrt{\frac{2}{I_S}}$$

20

ギルバート乗算回路の出力：全体の利得

$$g'(v) = \frac{d}{dv}\left\{\frac{I_S}{2}\left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\right)\right\}^{-\frac{1}{2}} = -\frac{1}{2}\left\{\frac{I_S}{2}\left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\right)\right\}^{-\frac{3}{2}} \cdot \frac{d}{dv}\left\{\frac{I_S}{2}\left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\right)\right\}$$

$$= -\frac{1}{2}\left\{\frac{I_S}{2}\left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\right)\right\}^{-\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{2I_S K_B}$$

$$g'(0) = -\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{I_S}{2}\right)^{-\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{2I_S K_B} = -\frac{2\sqrt{K_B}}{I_S}$$

$$g(v) \approx \sqrt{\frac{2}{I_S}} - \frac{2\sqrt{K_B}}{I_S} \cdot v = \sqrt{\frac{2}{I_S}} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} \cdot v\right)$$

ギルバート乗算回路の出力：全体の利得

$$\left(I_{B1}\right)^{-\frac{1}{2}} \approx \sqrt{\frac{2}{I_S}} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{K_B}{2I_S}} \cdot v\right)$$

$$I_{A1} = \frac{I_S}{4}\left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\right) \cdot \left\{1 + 2V_{CTRL}\sqrt{2K_A}\left(I_{B1}\right)^{-\frac{1}{2}}\right\}$$

$$= \frac{I_S}{4}\left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\right) \cdot \left\{1 + 2V_{CTRL}\sqrt{2K_A} \cdot \sqrt{\frac{2}{I_S}} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} \cdot v\right)\right\}$$

$$= \frac{I_S}{4}\left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\right) \cdot \left(1 + 4\sqrt{\frac{K_A}{I_S}} \cdot V_{CTRL} - \frac{4\sqrt{2K_A K_B}}{I_S} \cdot V_{CTRL} v\right) \equiv h\left(V_{CTRL}, v, I_S, K_A, K_B\right)$$

ギルバート乗算回路の出力：全体の利得

$$h(V_{CTRL}, v, I_S, K_A, K_B) \approx h(V_{CTRL}, 0, I_S, K_A, K_B) + \left\{\frac{\partial}{\partial v} h(V_{CTRL}, 0, I_S, K_A, K_B)\right\} v$$

$$h(V_{CTRL}, 0, I_S, K_A, K_B) = \frac{I_S}{4}\left(1 + 4\sqrt{\frac{K_A}{I_S}} V_{CTRL}\right)$$

$$\frac{\partial}{\partial v} h(V_{CTRL}, v, I_S, K_A, K_B)$$

$$= \frac{I_S}{4}\left\{2\sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\left(1 + 4\sqrt{\frac{K_A}{I_S}} V_{CTRL} - \frac{4\sqrt{2K_AK_B}}{I_S} V_{CTRL} v\right) - \left(1 + 2\sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} v\right) \cdot \frac{4\sqrt{2K_AK_B}}{I_S} V_{CTRL}\right\}$$

ギルバート乗算回路の出力：全体の利得

$$\frac{\partial}{\partial v} h(V_{CTRL}, v, I_S, K_A, K_B) = \frac{I_S}{4}\left\{2\sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\left(1 + 4\sqrt{\frac{K_A}{I_S}} V_{CTRL} - \frac{4\sqrt{2K_AK_B}}{I_S} V_{CTRL} v\right) - \left(1 + 2\sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} v\right) \cdot \frac{4\sqrt{2K_AK_B}}{I_S} V_{CTRL}\right\}$$

$$\frac{\partial}{\partial v} h(V_{CTRL}, 0, I_S, K_A, K_B) = \frac{I_S}{4}\left\{2\sqrt{\frac{2K_B}{I_S}}\left(1 + 4\sqrt{\frac{K_A}{I_S}} V_{CTRL}\right) - \frac{4\sqrt{2K_AK_B}}{I_S} V_{CTRL}\right\}$$

$$= \frac{I_S}{4}\left(2\sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} + \frac{4\sqrt{2K_AK_B}}{I_S} V_{CTRL}\right)$$

$$h(V_{CTRL}, v, I_S, K_A, K_B) \approx \frac{I_S}{4}\left\{1 + 4\sqrt{\frac{K_A}{I_S}} V_{CTRL} + \left(2\sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} + \frac{4\sqrt{2K_AK_B}}{I_S} V_{CTRL}\right) v\right\}$$

ギルバート乗算回路の出力：全体の利得

$$h(V_{CTRL}, v, I_S, K_A, K_B) \approx \frac{I_S}{4}\left\{1 + 4\sqrt{\frac{K_A}{I_S}}V_{CTRL} + \left(2\sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} + \frac{4\sqrt{2K_A K_B}}{I_S}V_{CTRL}\right)v\right\}$$

$$I_{A1} = h(2V_{CTRL}, 2v, I_S, K_A, K_B) \approx \frac{I_S}{4}\left\{1 + 8\sqrt{\frac{K_A}{I_S}}V_{CTRL} + \left(2\sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} + \frac{4\sqrt{2K_A K_B}}{I_S}2V_{CTRL}\right)2v\right\}$$

$$I_{A2} = h(-V_{CTRL}, 2v, I_S, K_A, K_B) \approx \frac{I_S}{4}\left\{1 - 8\sqrt{\frac{K_A}{I_S}}V_{CTRL} + \left(2\sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} - \frac{4\sqrt{2K_A K_B}}{I_S}2V_{CTRL}\right)2v\right\}$$

$$I_{A3} = h(-2V_{CTRL}, -2v, I_S, K_A, K_B) \approx \frac{I_S}{4}\left\{1 - 8\sqrt{\frac{K_A}{I_S}}V_{CTRL} - \left(2\sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} - \frac{4\sqrt{2K_A K_B}}{I_S}2V_{CTRL}\right)2v\right\}$$

$$I_{A4} = h(2V_{CTRL}, -2v, I_S, K_A, K_B) \approx \frac{I_S}{4}\left\{1 + 8\sqrt{\frac{K_A}{I_S}}V_{CTRL} - \left(2\sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} + \frac{4\sqrt{2K_A K_B}}{I_S}2V_{CTRL}\right)2v\right\}$$

ギルバート乗算回路の出力：全体の利得

$$v_{out} = R(I_{A1} + I_{A3}) - R(I_{A2} + I_{A4}) = R(I_{A1} - I_{A2} + I_{A3} - I_{A4})$$

$\Rightarrow I_{A1}$とI_{A2}, I_{A3}とI_{A3}の符号が同じところがすべて消える

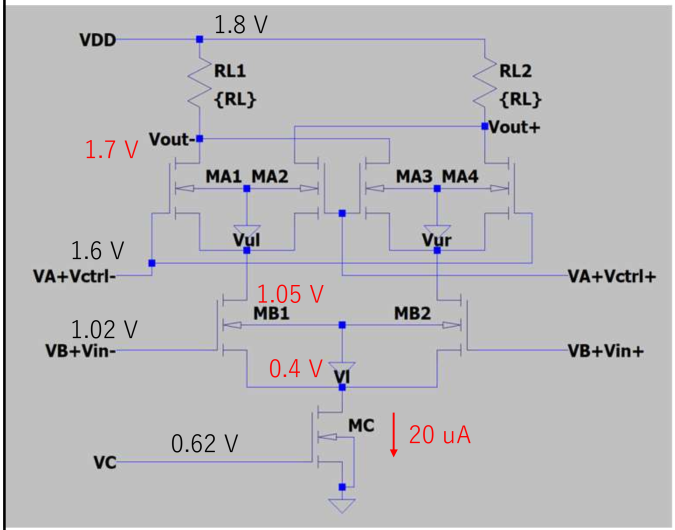
$$v_{out} \approx R \times 4 \times \frac{I_S}{4} \cdot \frac{4\sqrt{2K_A K_B}}{I_S} 2V_{CTRL} \cdot 2v$$

$$= 16R\sqrt{2K_A K_B} \cdot V_{CTRL} \cdot v$$

$K_B = 2K_A$とすると

$$= 32RK_A V_{CTRL} \cdot v$$

.op解析



	設計値	**シミュレーション**
$I_D(MC)$ [uA]	20	18.74
V_{out} [V]	1.7	1.71
V_{ul} [V]	1.05	0.84
V_l [V]	0.4	0.31
$V_{DS}(MA)$ [V]	0.65	0.88
$V_{GS}(MA)$ [V]	0.55	0.76
$I_D(MA)$ [uA]	5	4.68
$V_{DS}(MB)$ [V]	0.65	0.53
$V_{GS}(MB)$ [V]	0.62	0.71
$I_D(MB)$ [uA]	10	9.37

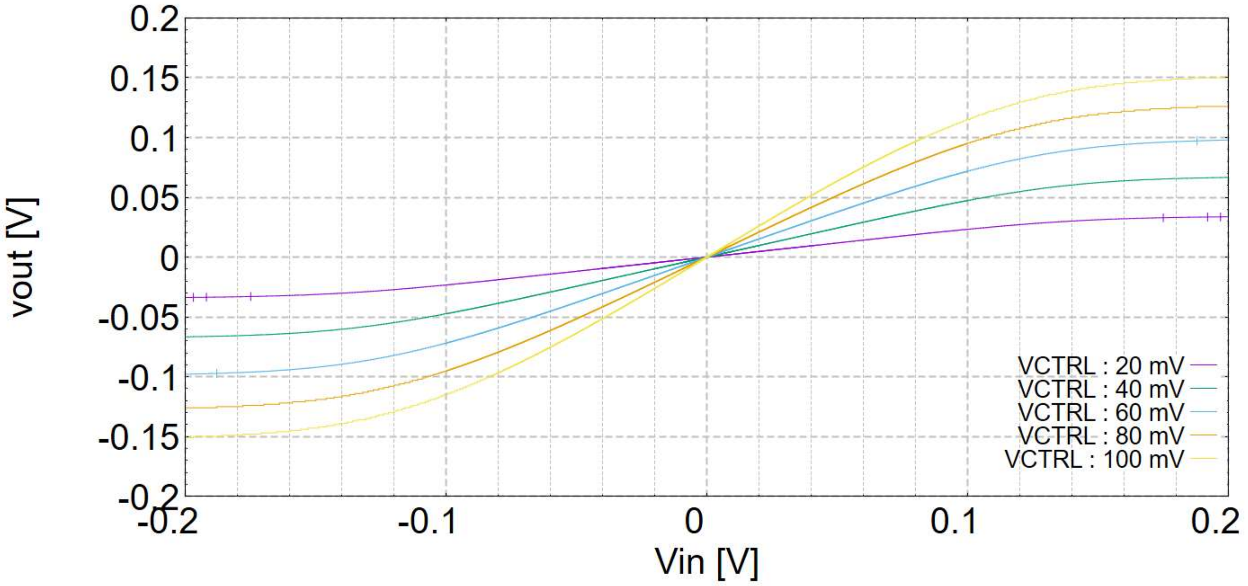
.op解析

MAのドレインソース間電圧が設計よりも大きくなっていた。
これによりMCのドレインソース間電圧が小さくなり、全体の電流が減少した理由と考えられる。

ゲートソース間電圧が大きいがドレイン電流が小さい
⇒トランスコンダクタンスが設計よりも小さい
⇒利得が設計よりも小さい

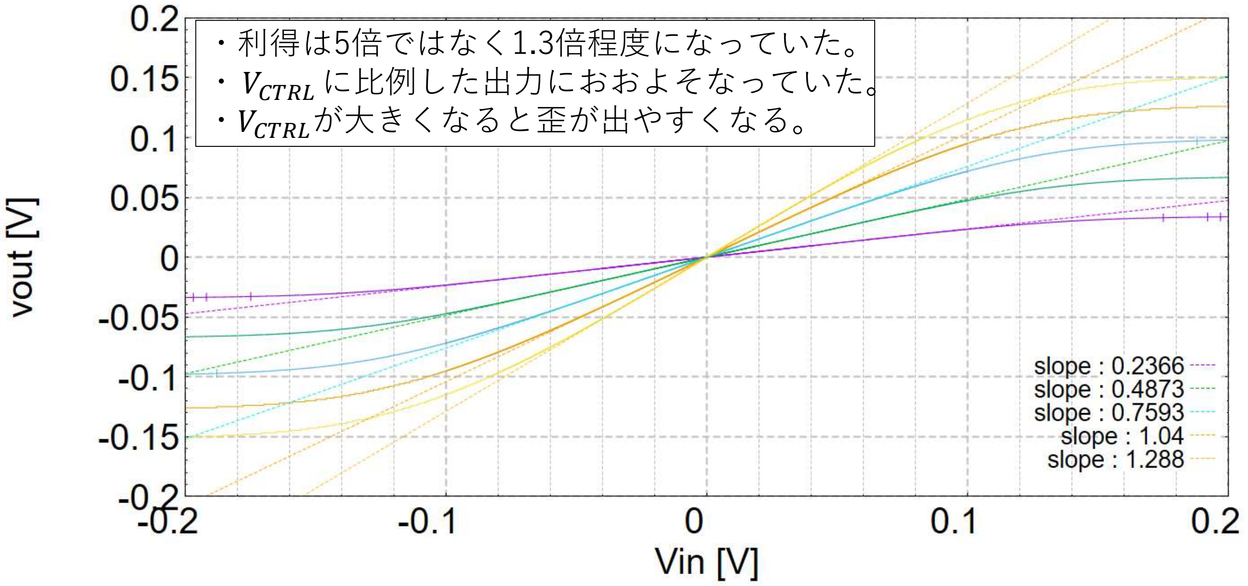
	設計値	**シミュレーション**
$I_D(MC)$ [uA]	20	18.74
V_{out} [V]	1.7	1.71
V_{ul} [V]	1.05	0.84
V_l [V]	0.4	0.31
$V_{DS}(MA)$ [V]	0.65	0.88
$V_{GS}(MA)$ [V]	0.55	0.76
$I_D(MA)$ [uA]	5	4.68
$V_{DS}(MB)$ [V]	0.65	0.53
$V_{GS}(MB)$ [V]	0.62	0.71
$I_D(MB)$ [uA]	10	9.37

DC解析

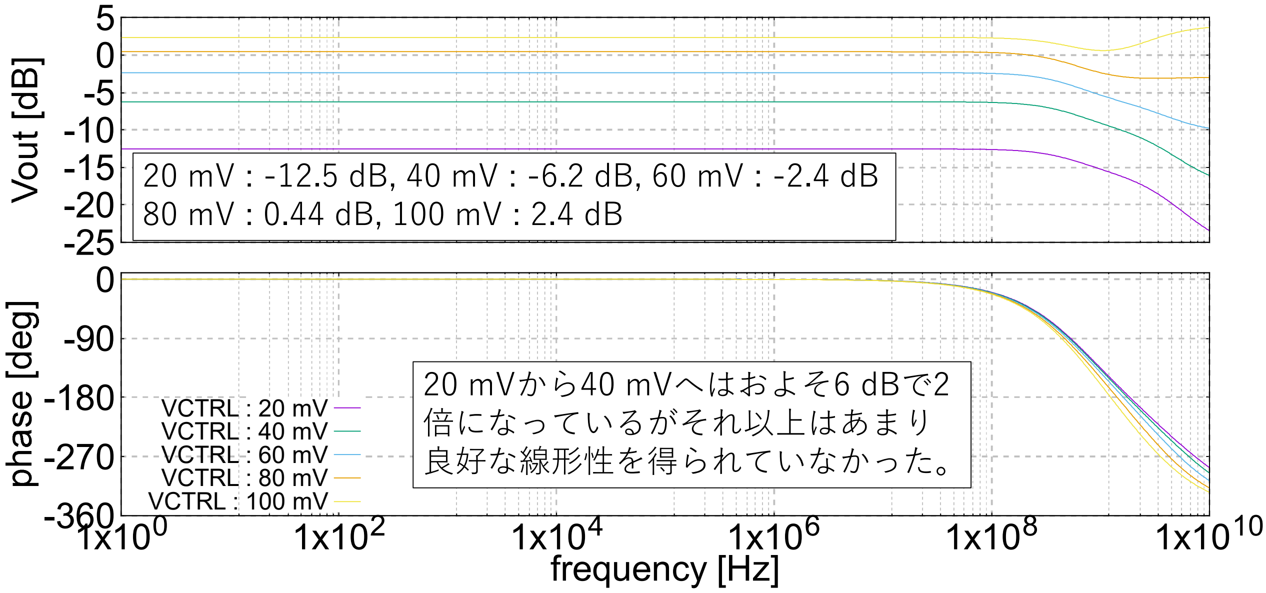


DC解析

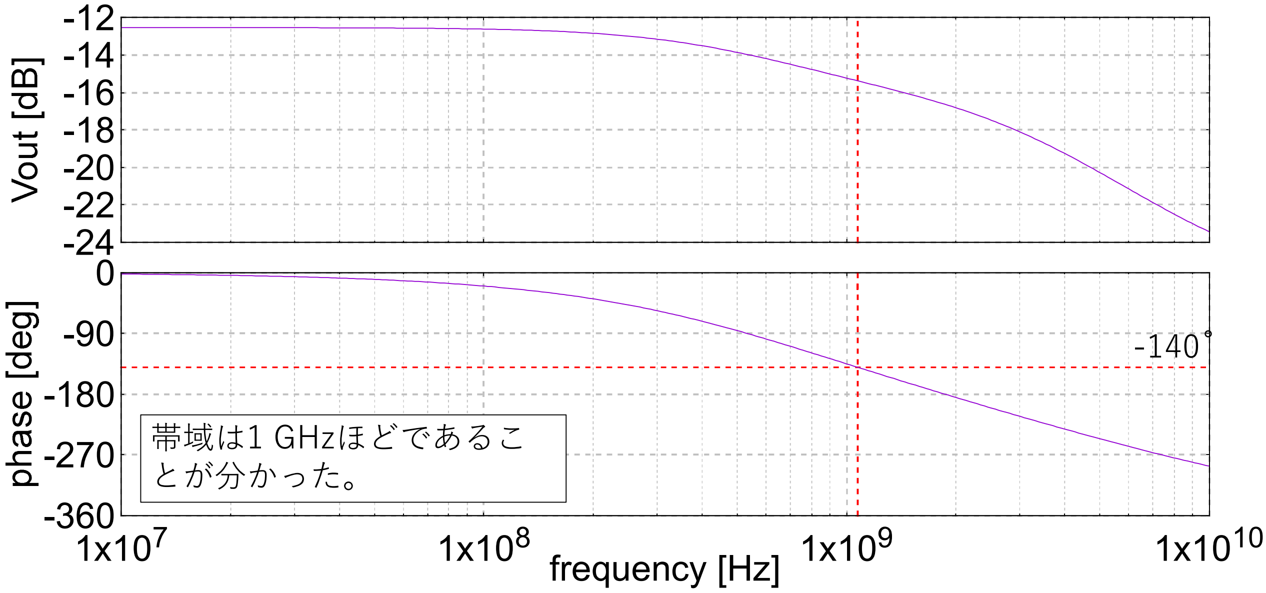
・利得は5倍ではなく1.3倍程度になっていた。
・ V_{CTRL} に比例した出力におおよそなっていた。
・V_{CTRL}が大きくなると歪が出やすくなる。



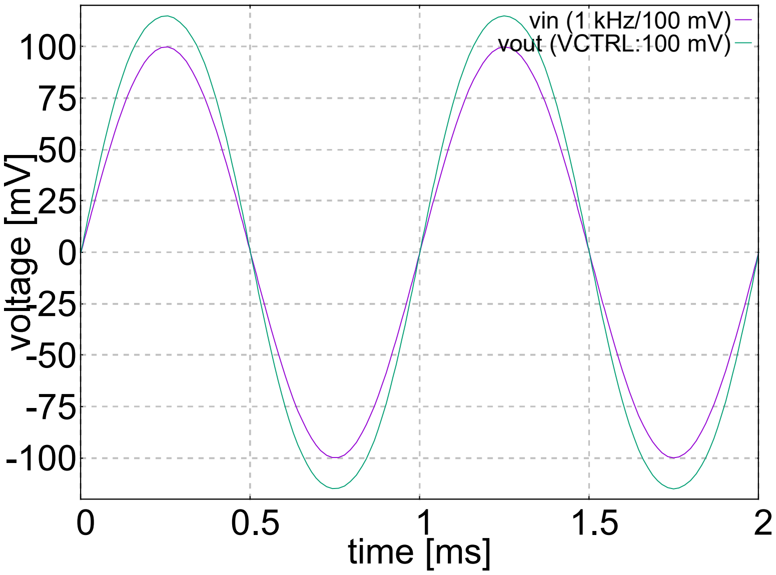
AC解析


Vout [dB]
20 mV : -12.5 dB, 40 mV : -6.2 dB, 60 mV : -2.4 dB
80 mV : 0.44 dB, 100 mV : 2.4 dB
phase [deg]
VCTRL : 20 mV
VCTRL : 40 mV
VCTRL : 60 mV
VCTRL : 80 mV
VCTRL : 100 mV
20 mVから40 mVへはおよそ6 dBで2倍になっているがそれ以上はあまり良好な線形性を得られていなかった。
frequency [Hz]

AC解析

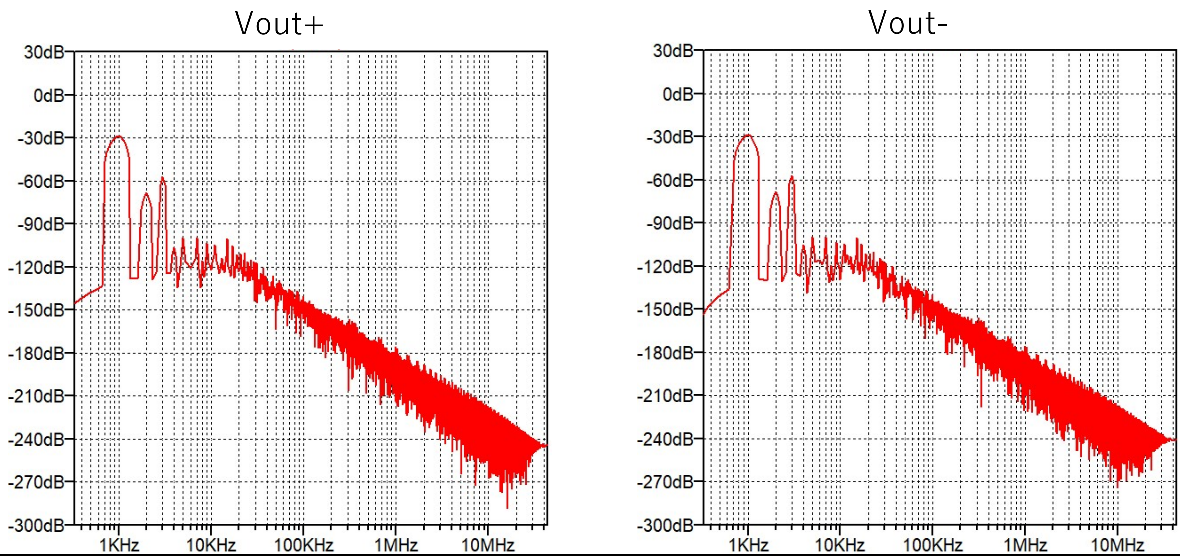

Vout [dB]
phase [deg]
-140°
帯域は1 GHzほどであることが分かった。
frequency [Hz]

Tran解析



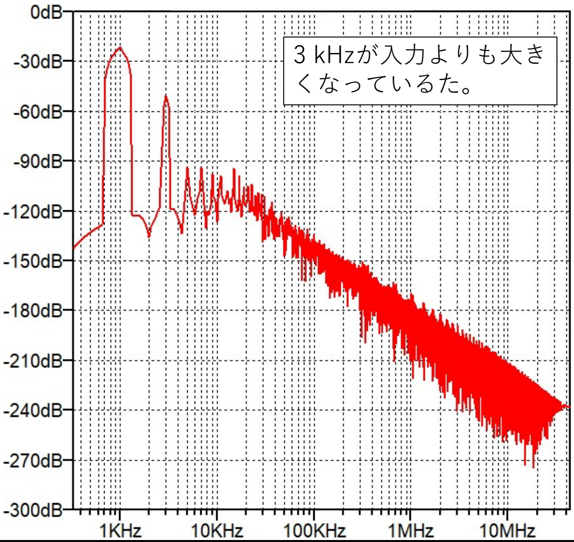
DC解析からもわかる通り、V_{CTRL}が100 mVの時利得は約1.25倍であった。
波形の歪は見られなかった。
AC解析からも明らかなように1 kHz程度ならば遅れは見られなかった。

Tran解析のFFT

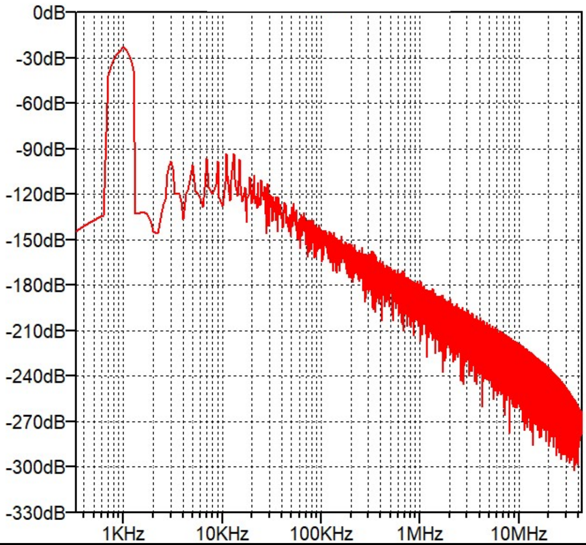


Tran解析のFFT

vout



1 kHz/100 mV



まとめ・今後の課題

- 乗算器を設計する際の手順や手法、注意するべきことなどが確認することができ、プロセスが変わっても迅速に設計を行えるようになったと考えられる。

- 利得の改善
- 入力部分の設計
- 多入力化