

ギルバート乗算回路の設計手順 の確認とシミュレーション

B4 小島光

2023年4月17日

1

背景

- ・光リザーバの出力はそのままでは利用できない
- ・複数の出力の積和演算を行うことで特徴量を抽出
- ・光での積和演算は困難
- ・リアルタイム性が求められるためアナログ集積回路で演算
- ・まず1入力の積和演算(乗算器)を設計し今後それを多入力化

2

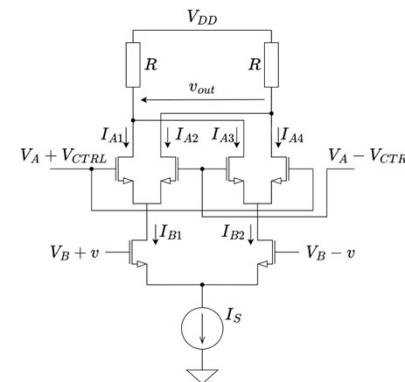
目的

- ・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確認することを目的とした。

1. ギルバート乗算器について
 2. 設計の流れ
 3. 設計内容
 4. シミュレーション結果
- 参考ギルバート乗算回路の利得

3

1.ギルバート乗算器について



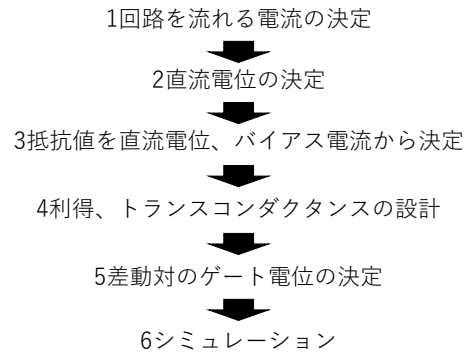
左図のように構成された乗算器。

入力を v 、 V_{CTRL} とし、 $v \cdot V_{CTRL}$ に比例した v_{out} を出力する

v が V_{CTRL} に比例していることが重要

4

2.設計の流れ



5

3.1電流の決定

電流は数um程度だと周波数特性が悪い
 ⇒今回は20 uAを流すものとした
 ドレインソース間電圧を0.4 Vとした

MOSFETのドレイン電流は以下の式で表される

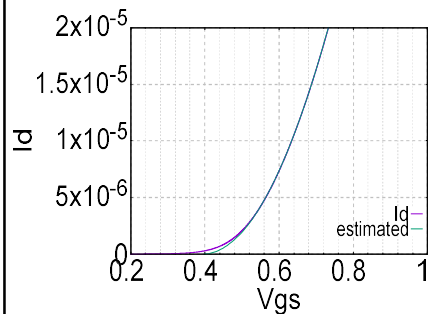
$$I_d = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th})^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS})$$

$\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} = K$ とし、これをトランスコンダクタンスと呼ぶ
 w/L はチャネルの幅と長さである。

6

3.1電流の決定

W/L = 180 nm/180 nm

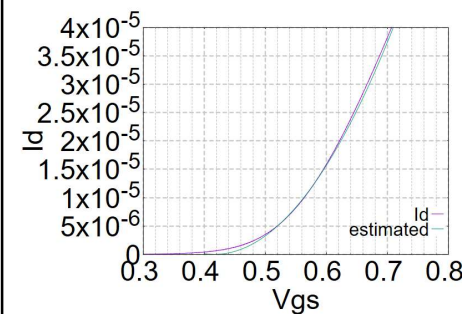


この形状比だと、20 uAの電流を流すには大きなゲートソース間電圧が必要
 ⇒Wを大きくし、必要な電圧を小さくする

7

3.1電流の決定

W/L = 720 nm/180 nm

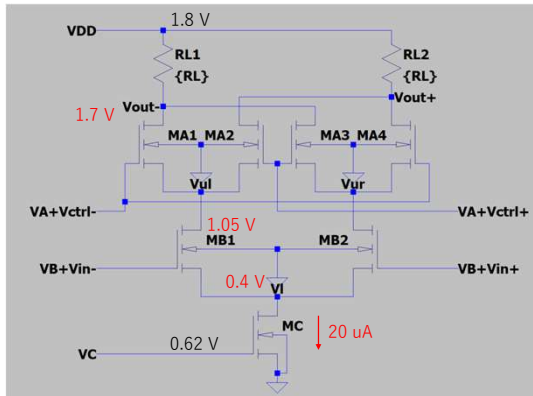


シミュレートした結果から、gnuplotにおいてNLSSを行い、飽和領域におけるドレイン電流の回帰曲線を求めた

$I_D = K(V_{GS} - V_{th})^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS})$
 その結果閾電圧は 0.42 Vであり、MCに20 uAを流すにはゲートソース間電圧が0.62 V必要

8

3.2 直流電位の決定



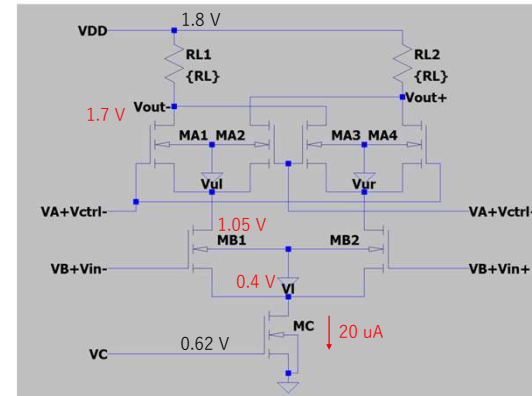
出力としては小さいが、今回は抵抗を小さく、かつ出力の振幅が ± 50 mVとなるためVoutの電位はVDDとの電位差が出力振幅よりも大きくなるよう1.7 Vとした。

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

9

3.3 抵抗値の決定



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
 $\Rightarrow RL = 10 \text{ k}\Omega$

10

3.4 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

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

 で計算できる(4章で導出)。
 ここで K_A, K_B はMA,MBのトランスコンダクタンスである。

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

であるとき、利得を5倍とすると

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

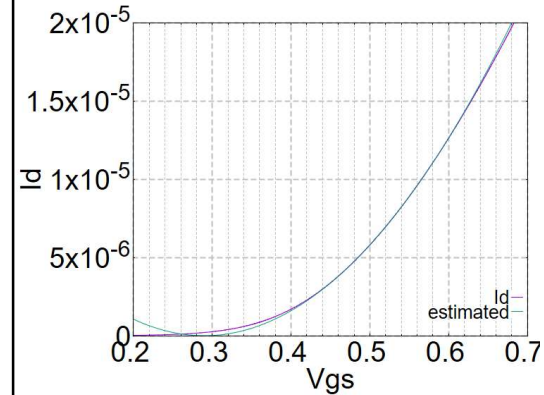
を満たせばよい。したがって

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

を満たせばよい。

11

3.4 トランスコンダクタンスの決定



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
 チャンネル幅 : 180 nm
 チャンネル長 : 180 nm
 ドレイン電位 0.65 V

トランスコンダクタンス

$K = 9.68 \times 10^{-5} \text{ S/V}$

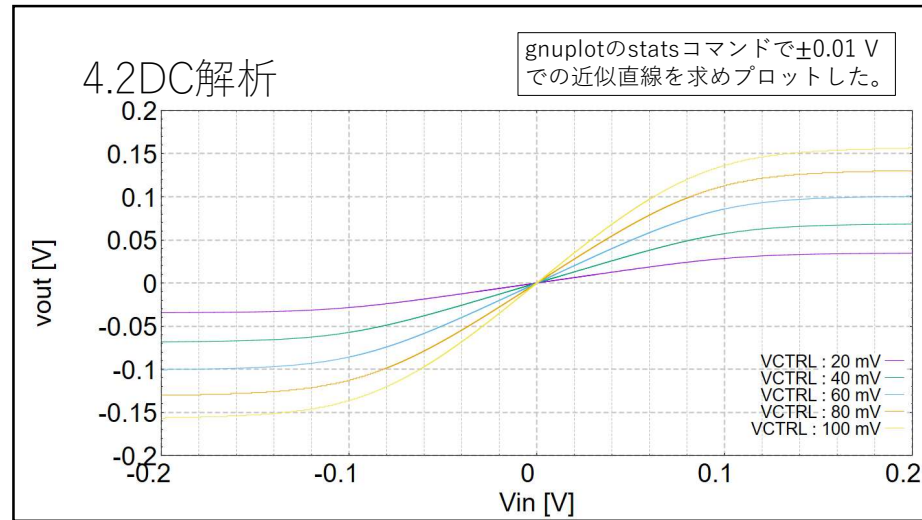
閾電圧 : 0.29 V

チャンネル長変調係数 : 0.55 V^{-1}

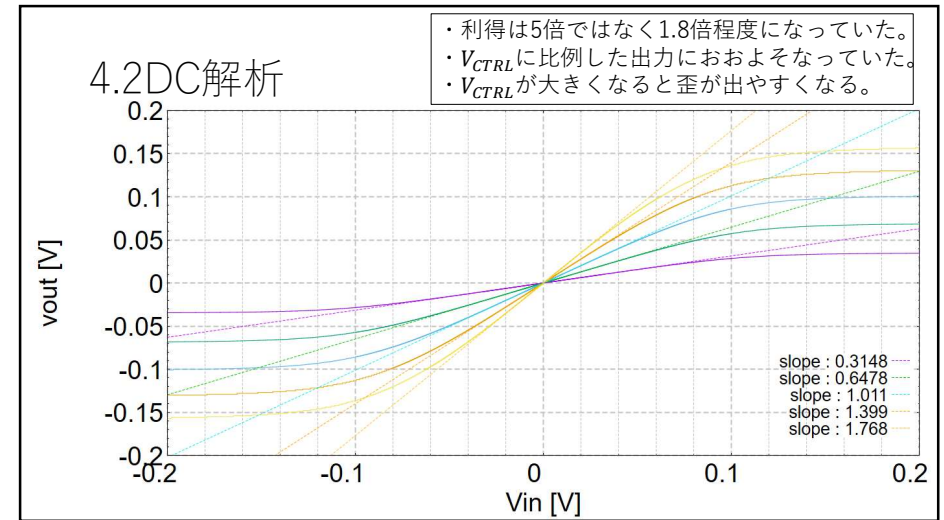
12

4.1.op解析

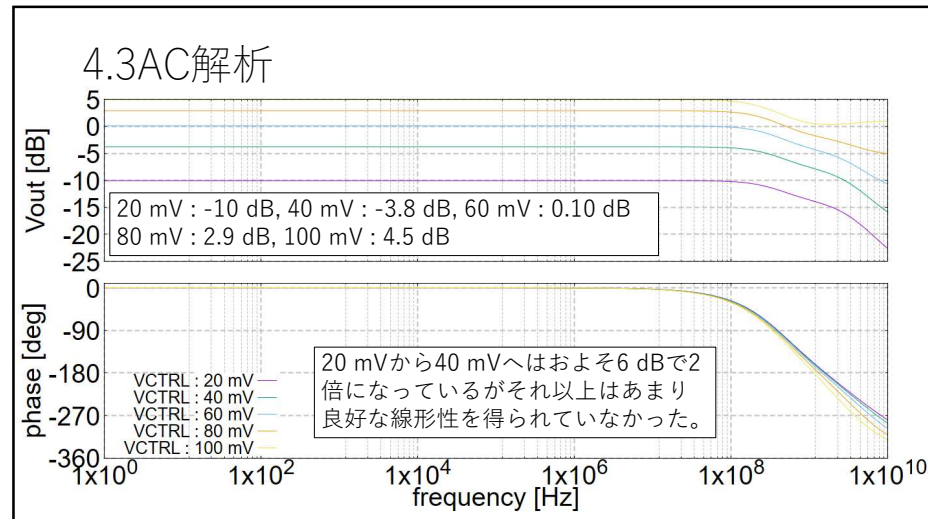
16



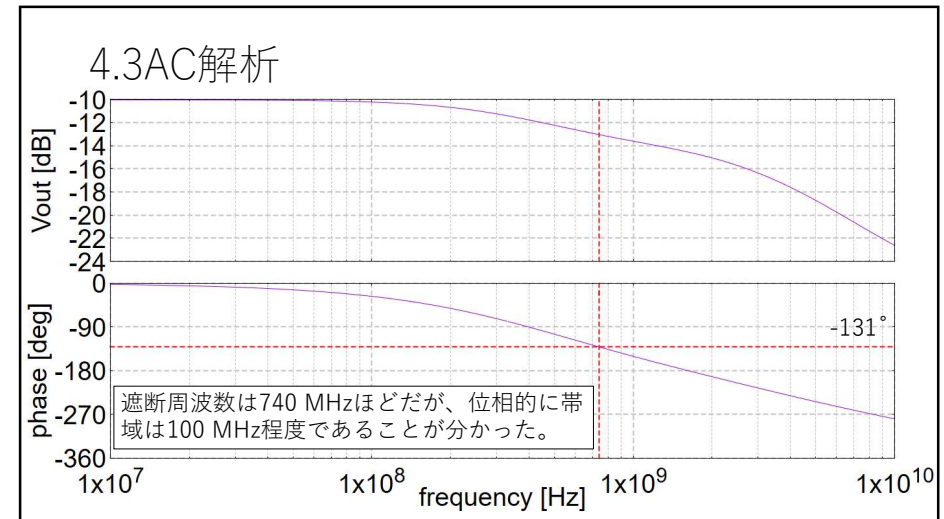
17



18

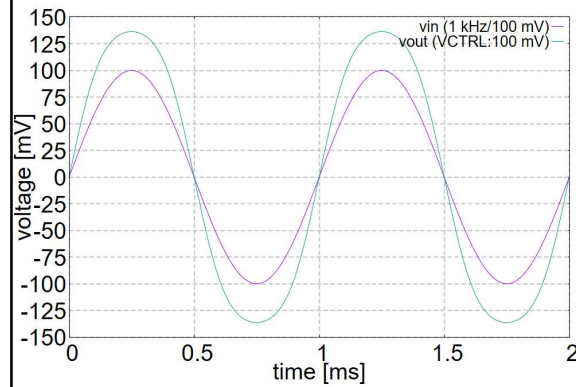


19



20

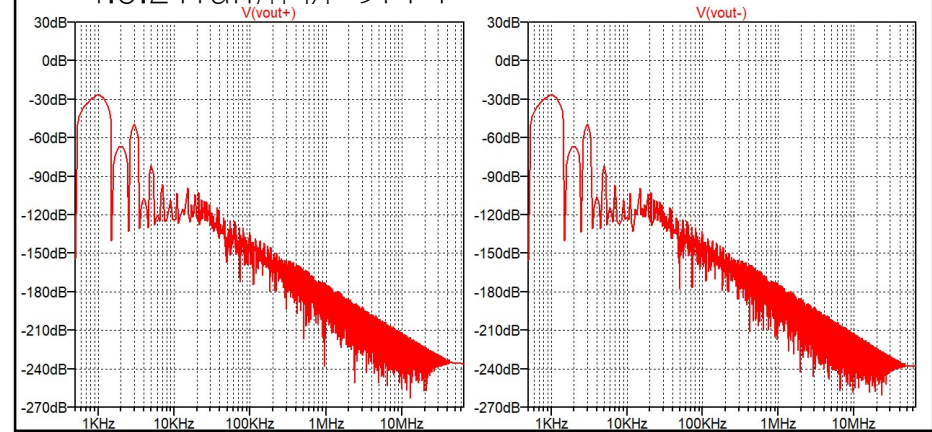
4.5.1Tran解析



- ・ DC解析時の非線形な部分を用いて積算を行っているので増幅率は1.8倍に満たない波形
- ・ 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。

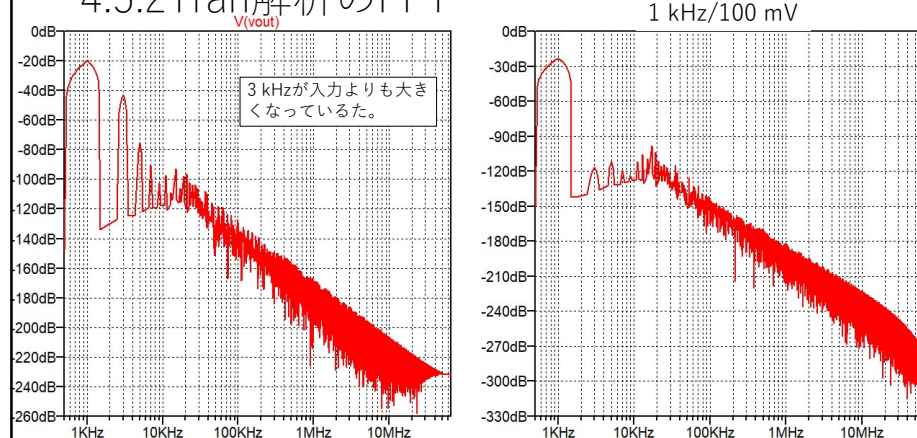
21

4.5.2Tran解析のFFT



22

4.5.2Tran解析のFFT



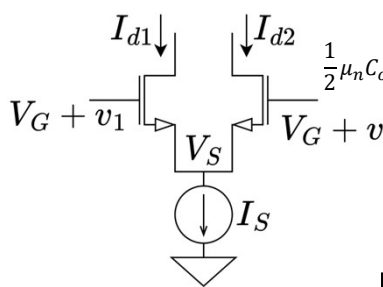
23

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。
- ・ 出力が線形な領域を拡大する
- ・ 入力部分の設計
- ・ 多入力化

24

ギルバート乗算回路の出力：差動対



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

$$\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \equiv K \quad \Delta I_D \equiv I_{d1} - \frac{I_S}{2} = \frac{I_S}{2} - I_{d2}$$

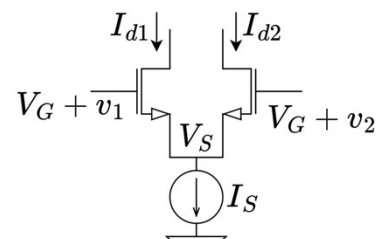
$$I_{d1} = \frac{I_S}{2} + \Delta I_D$$

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

$$\Rightarrow \frac{\sqrt{I_{d1}} - \sqrt{I_{d2}}}{\sqrt{\frac{I_S}{2} + \Delta I_D} - \sqrt{\frac{I_S}{2} - \Delta I_D}} = \sqrt{K}(v_1 - v_2)$$

25

ギルバート乗算回路の出力：差動対



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

$$I_S - 2\sqrt{\left(\frac{I_S}{2}\right)^2 - (\Delta I_D)^2} = K(\Delta v)^2 \quad (v_1 - v_2 \equiv \Delta v)$$

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

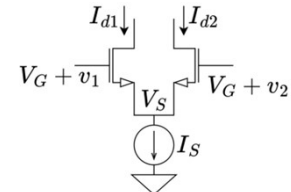
$$(\Delta I_D)^2 = \frac{I_S K}{2} (\Delta v)^2 - \left\{ \frac{K}{2} (\Delta v)^2 \right\}^2$$

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

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

26

ギルバート乗算回路の出力：差動対



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

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

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

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

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

27

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

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

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

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

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

28

ギルバート乗算回路の出力：全体の利得

$$\begin{aligned}
 I_{A1} &= f(2V_{CTRL}, I_{B1}, K_A) \approx \frac{I_{B1}}{2} \left(1 + 2V_{CTRL} \cdot \sqrt{\frac{2K_A}{I_{B1}}} \right) \\
 &\approx \frac{I_S}{4} \left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} \right) \cdot \left\{ 1 + 2V_{CTRL} \sqrt{2K_A} (I_{B1})^{-\frac{1}{2}} \right\} \\
 &\quad \left(I_{B1} \right)^{-\frac{1}{2}} \equiv g(v) \\
 g(v) &\approx g(0) + g'(0)v \\
 g(0) &= \left\{ \frac{I_S}{2} \left(1 + 2 \cdot 0 \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} \right) \right\}^{-\frac{1}{2}} = \sqrt{\frac{2}{I_S}}
 \end{aligned}$$

33

ギルバート乗算回路の出力：全体の利得

$$\begin{aligned}
 g'(v) &= \frac{d}{dv} \left\{ \frac{I_S}{2} \left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} \right) \right\}^{-\frac{1}{2}} = -\frac{1}{2} \left\{ \frac{I_S}{2} \left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} \right) \right\}^{-\frac{3}{2}} \cdot \frac{d}{dv} \left\{ \frac{I_S}{2} \left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} \right) \right\} \\
 &= -\frac{1}{2} \left\{ \frac{I_S}{2} \left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} \right) \right\}^{-\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{2I_S K_B} \\
 g'(0) &= -\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{I_S}{2} \right)^{-\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{2I_S K_B} = -\frac{2\sqrt{K_B}}{I_S} \\
 g(v) &\approx \sqrt{\frac{2}{I_S}} - \frac{2\sqrt{K_B}}{I_S} \cdot v = \sqrt{\frac{2}{I_S}} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} \cdot v \right)
 \end{aligned}$$

34

ギルバート乗算回路の出力：全体の利得

$$\begin{aligned}
 I_{A1} &= \frac{I_S}{4} \left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} \right) \cdot \left\{ 1 + 2V_{CTRL} \sqrt{2K_A} (I_{B1})^{-\frac{1}{2}} \right\} \\
 &= \frac{I_S}{4} \left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} \right) \cdot \left\{ 1 + 2V_{CTRL} \sqrt{2K_A} \cdot \sqrt{\frac{2}{I_S}} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} \cdot v \right) \right\} \\
 &= \frac{I_S}{4} \left(1 + 2v \cdot \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} \right) \cdot \left(1 + 4 \sqrt{\frac{K_A}{I_S}} \cdot V_{CTRL} - \frac{4\sqrt{2K_A K_B}}{I_S} \cdot V_{CTRL} v \right) \equiv h(V_{CTRL}, v, I_S, K_A, K_B)
 \end{aligned}$$

35

ギルバート乗算回路の出力：全体の利得

$$\begin{aligned}
 h(V_{CTRL}, v, I_S, K_A, K_B) &\approx h(V_{CTRL}, 0, I_S, K_A, K_B) + \left\{ \frac{\partial}{\partial v} h(V_{CTRL}, 0, I_S, K_A, K_B) \right\} v \\
 h(V_{CTRL}, 0, I_S, K_A, K_B) &= \frac{I_S}{4} \left(1 + 4 \sqrt{\frac{K_A}{I_S}} V_{CTRL} \right) \\
 \frac{\partial}{\partial v} h(V_{CTRL}, v, I_S, K_A, K_B) &= \frac{I_S}{4} \left\{ 2 \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} \left(1 + 4 \sqrt{\frac{K_A}{I_S}} V_{CTRL} - \frac{4\sqrt{2K_A K_B}}{I_S} V_{CTRL} v \right) - \left(1 + 2 \sqrt{\frac{2K_B}{I_S}} v \right) \cdot \frac{4\sqrt{2K_A K_B}}{I_S} V_{CTRL} \right\}
 \end{aligned}$$

36

