

# エレクトロニクス

## 講義資料

第7章：オペアンプ回路

Ver. 6

鶴 剛 ([tsuru@cr.scphys.kyoto-u.ac.jp](mailto:tsuru@cr.scphys.kyoto-u.ac.jp))

# 理想オペアンプ

トランジスタ回路は、バイアス電圧、周波数特性など、面倒な点が多い。

ゲインを変更しようとするとき、抵抗一つの変更だけではすまず、それに付随しバイアス電圧の調整など多くの点を変更しなければならず、非常に複雑であり、設計も面倒である。

そこで、大きなゲインを持つ増幅器を簡単に作るためオペアンプと呼ばれる素子が用いられる。

オペアンプは、数十個のトランジスタ、抵抗などが組み込まれたICであり、DCから100MHz程度まで非常に高いゲインを持つ差動増幅器である。

理想的なオペアンプは次の特性を持っている。

- 1) 入力インピーダンス  $R_i$  は無限大。
- 2) 出力インピーダンス  $R_o$  は0。
- 3) 電圧ゲイン (オープンループゲイン) は無限大。
- 4) 周波数特性はDCから周波数無限大まで十分良い。
- 5) 同位相入力の弁別比が良い。すなわち、同位相電圧除去比 CMRR が無限大である。
- 6) オフセット電圧が0。すなわち、両入力電圧が0なら出力電圧も0である。

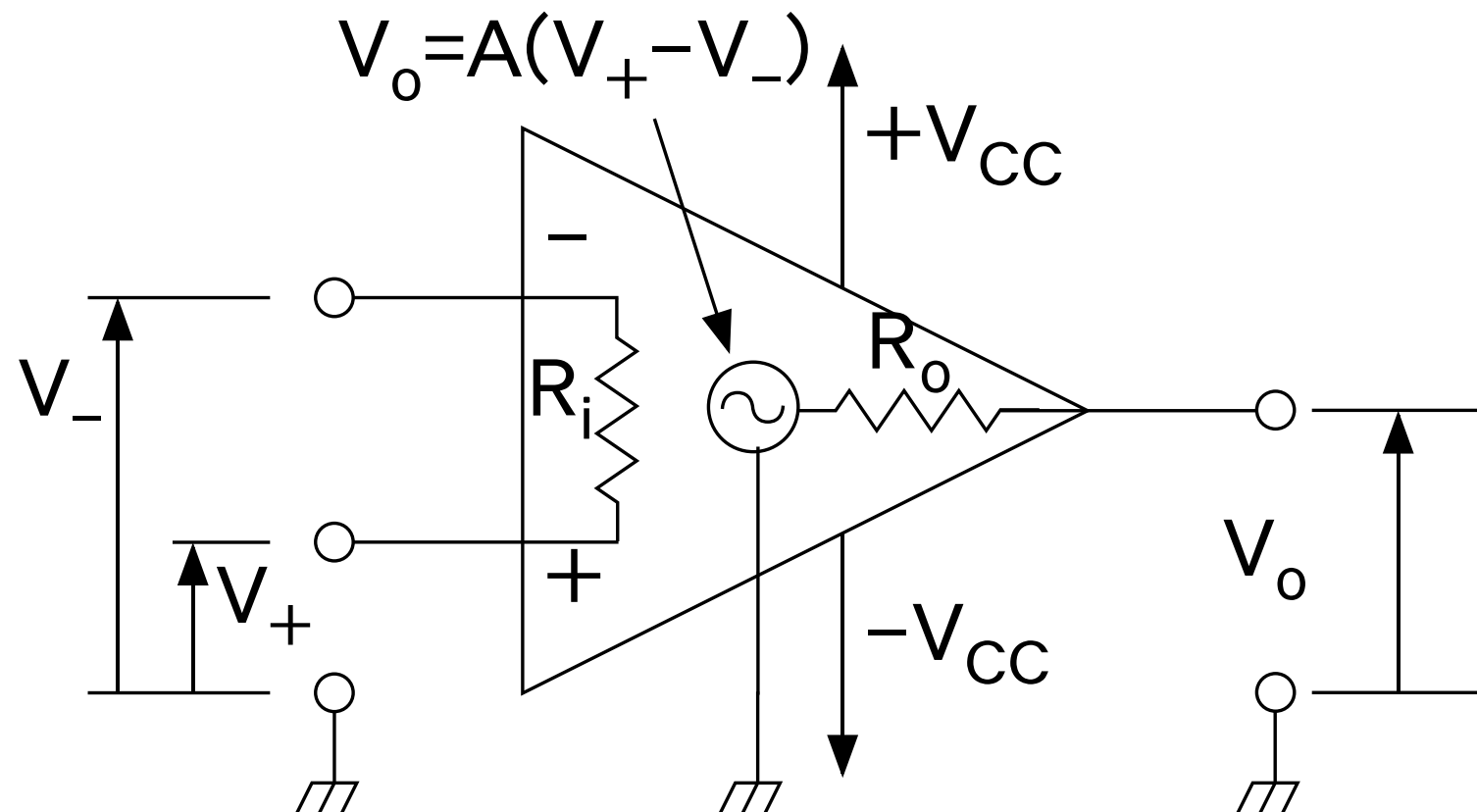


図 7.1: オペアンプの等価回路

# 反転増幅器 / フィードバック回路の考え方

$$V_{out} = A(V_+ - V_-) = -AV_-$$

$$I_1 = (V_{in} - V_-)/R_1$$

$$I_2 = (V_- - V_{out})/R_2$$

ここで、 $V_-$  の入力インピーダンスは無限大なので

$$I_1 = I_2$$

$V_+$  入力は 0V なので、

$$V_+ = 0$$

よって、

$$I_1 = (V_{in} - V_-)/R_1 = I_2 = (V_- - V_{out})/R_2$$

$$V_- = \frac{R_1 V_{out} + R_2 V_{in}}{R_1 + R_2}$$

最初の式に代入し、 $A \rightarrow \infty$  の極限を取ると、

$$V_{out} = -A \frac{R_1 V_{out} + R_2 V_{in}}{R_1 + R_2}$$

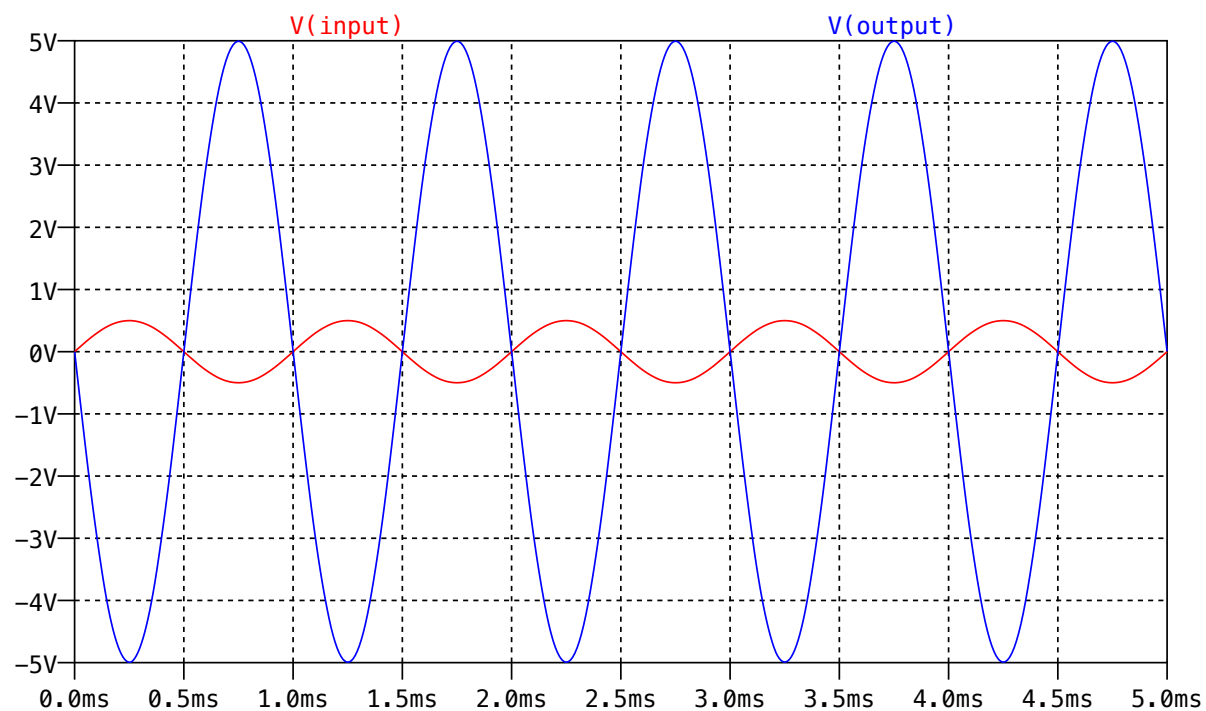
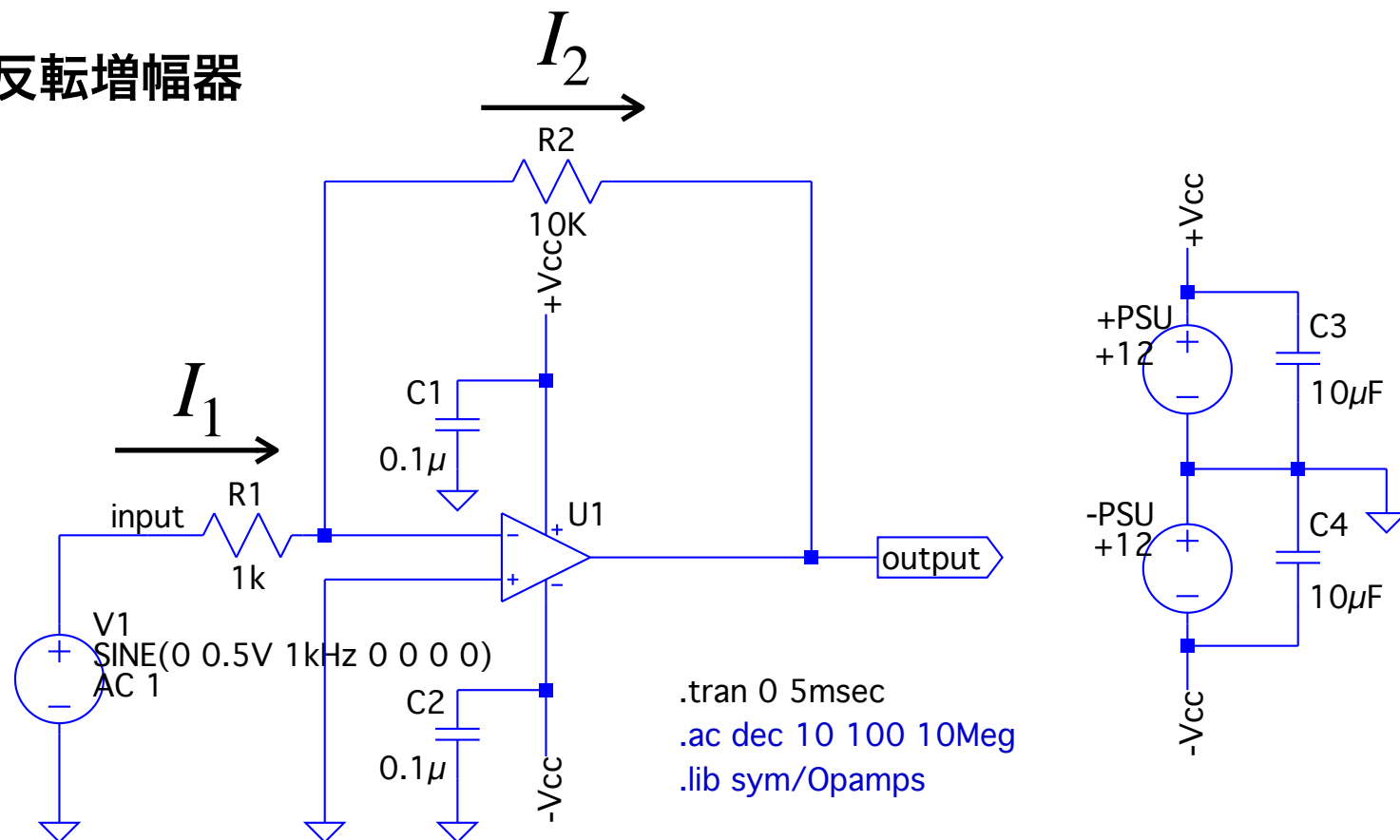
$$V_{out} = -\frac{AR_2}{(1+A)R_1 + R_2} V_{in} = -\frac{R_2}{(\frac{1}{A} + 1)R_1 + \frac{1}{A}R_2} V_{in} \rightarrow -\frac{R_2}{R_1} V_{in}$$

$$V_- = \frac{R_1 V_{out} + R_2 V_{in}}{R_1 + R_2} \rightarrow 0$$

$V_{out} = -A \cdot V_-$  と  $A \rightarrow \infty$  という条件で、 $V_{out}$  が有限の値を持つためには

$$V_- = V_+$$

反転増幅器



「仮想短絡」または「仮想接地」, "Vertual Short", "Imaginary Short"

# マイナスにフィードバックさせる理由

マイナスのかわりにプラスにフィードバックを掛けるとどうなるのであろうか？

式の上では

$$V_{\text{out}} = -\frac{AR_2}{(1+A)R_1 + R_2}V_{\text{in}} = -\frac{R_2}{(\frac{1}{A} + 1)R_1 + \frac{1}{A}R_2}V_{\text{in}}$$

の  $A$  を  $-A$  に変更することになる。その場合、

$$V_{\text{out}} = -\frac{(-A)R_2}{(1+(-A))R_1 + R_2}V_{\text{in}} = -\frac{R_2}{(\frac{1}{(-A)} + 1)R_1 + \frac{1}{(-A)}R_2}V_{\text{in}} \rightarrow -\frac{R_2}{R_1}V_{\text{in}}$$

となり、答えは変わらないように見える。

しかし、実際にこれをして見るとどちらかの電源電圧にはりついて、うまく動作しない。

外界のノイズにより  $V_{\text{out}}$  がわずかな電圧  $\Delta V_{\text{out}}$  ほど上昇したとする。

マイナス側にフィードバックをかけている場合は、 $V_{\text{out}}$  と  $V_{\text{in}}$  を  $R_1$ ,  $R_2$  で抵抗分割して決まる  $V_-$  がわずかに上昇することになる。 $V_{\text{out}} = A(V_+ - V_-)$  であるから、 $V_{\text{out}}$  を下げようとすることになる。その結果、電圧変化はキャンセルされてしまい、結局安定する。これをネガティブフィードバックと呼ぶ。

しかし、プラス側にフィードバックをかけた場合には、ノイズにより上昇した出力電圧をますます上昇させることになってしまう。その結果電圧出力は発散してしまう(実際には電源電圧までにはりつく)。これをポジティブフィードバックと呼ぶ。

：ネガティブフィードバックやポジティブフィードバックは何も電気回路のみならず、様々な物理現象でも登場する。物理現象を理解する上では、解を求めるだけでなく、その解が安定であるか不安定であるかを必ず考える必要がある。



# 非反転増幅器

## 非反転増幅器

抵抗分割と OpAmp には電流が流れ込まないことから、

$$V_{\text{out}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{-}$$

である。Virtual Short より

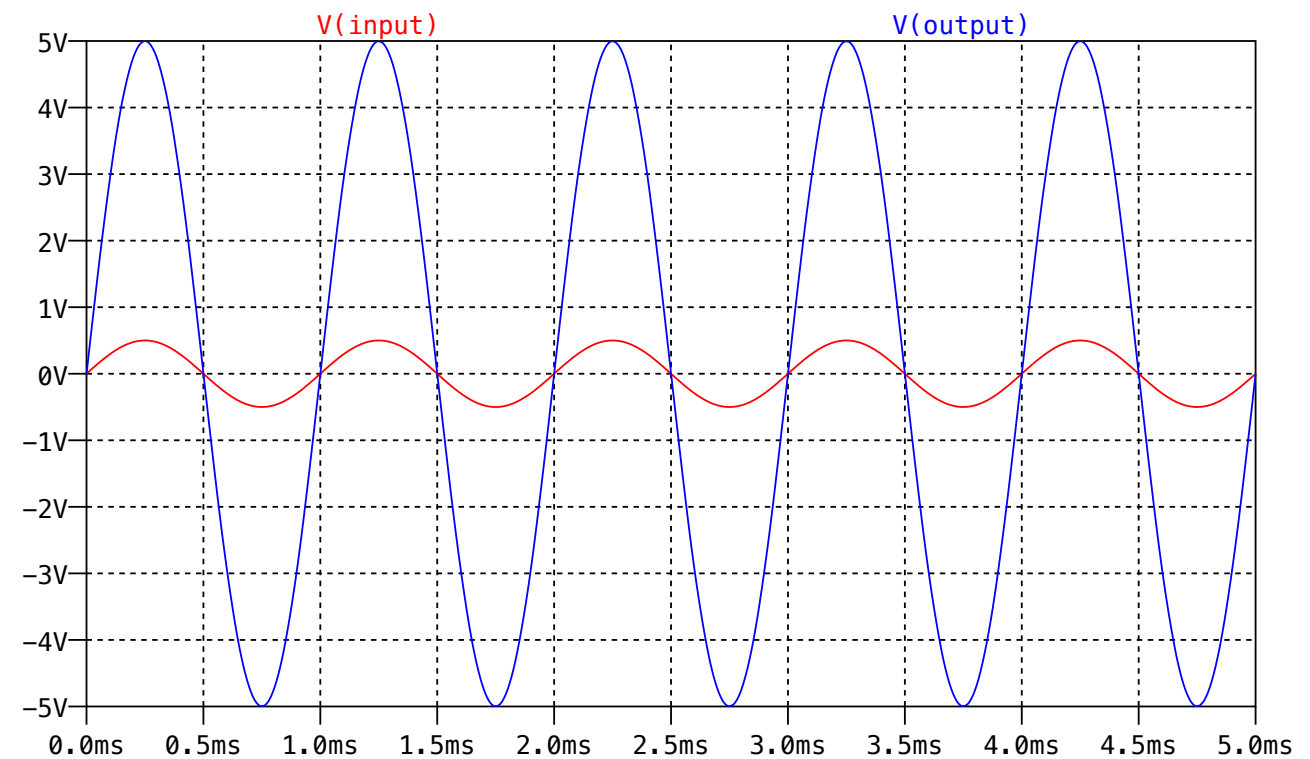
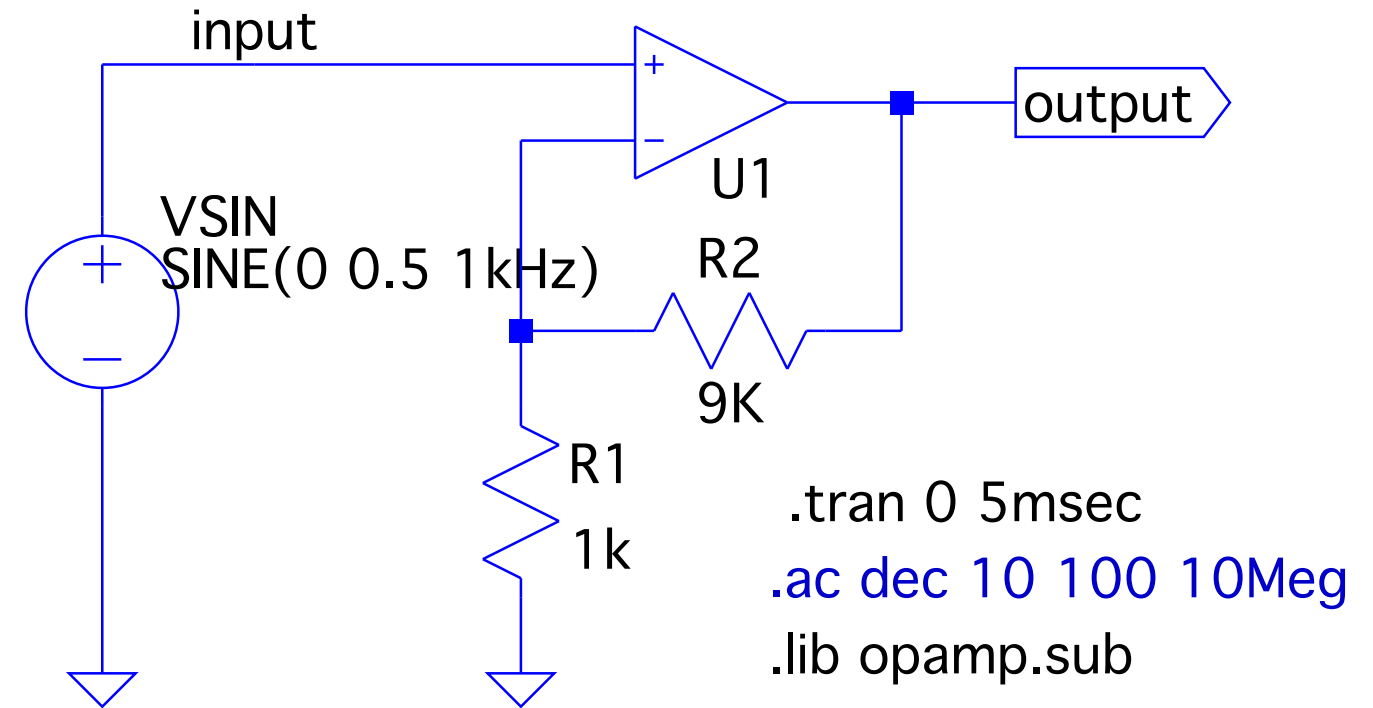
$$V_{-} = V_{+} = V_{\text{in}}$$

である。よって、

$$V_{\text{out}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{\text{in}}$$

非反転増幅器では、ゲインは  $\frac{R_1 + R_2}{R_1} > 1$  となる。

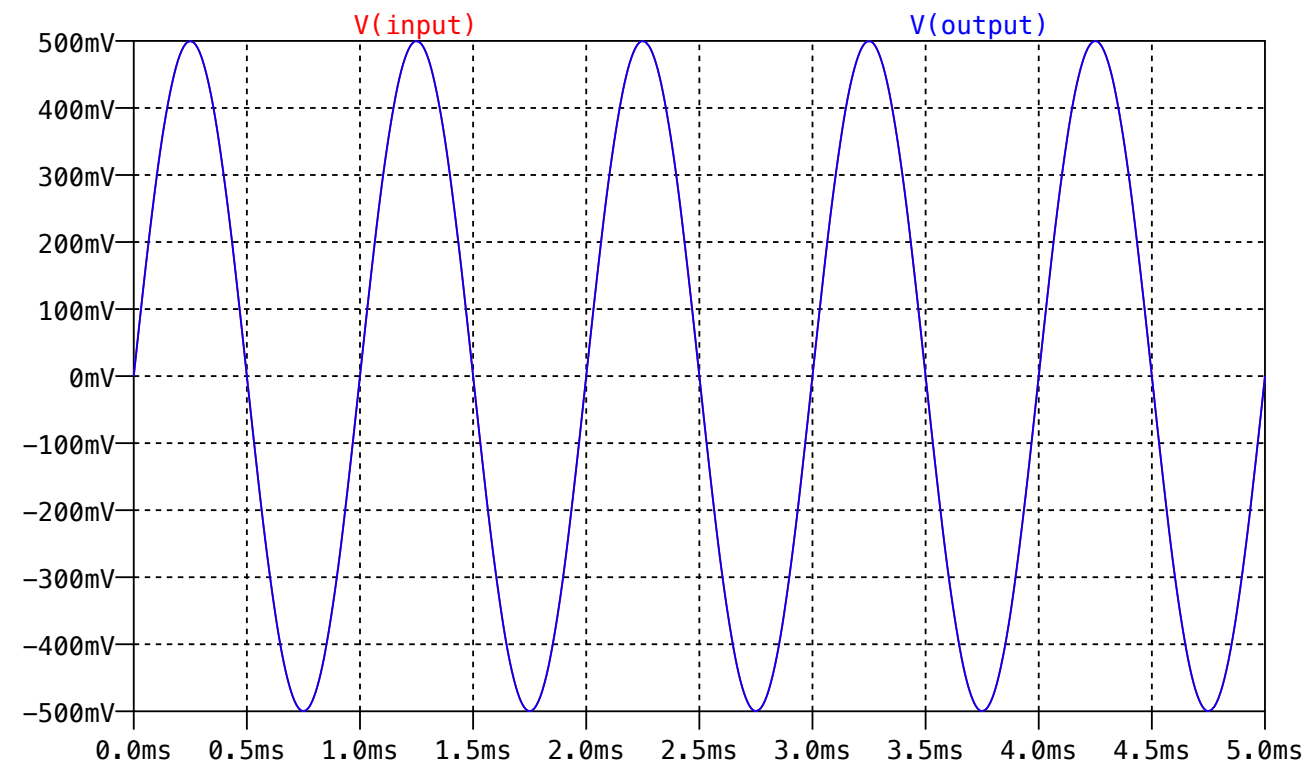
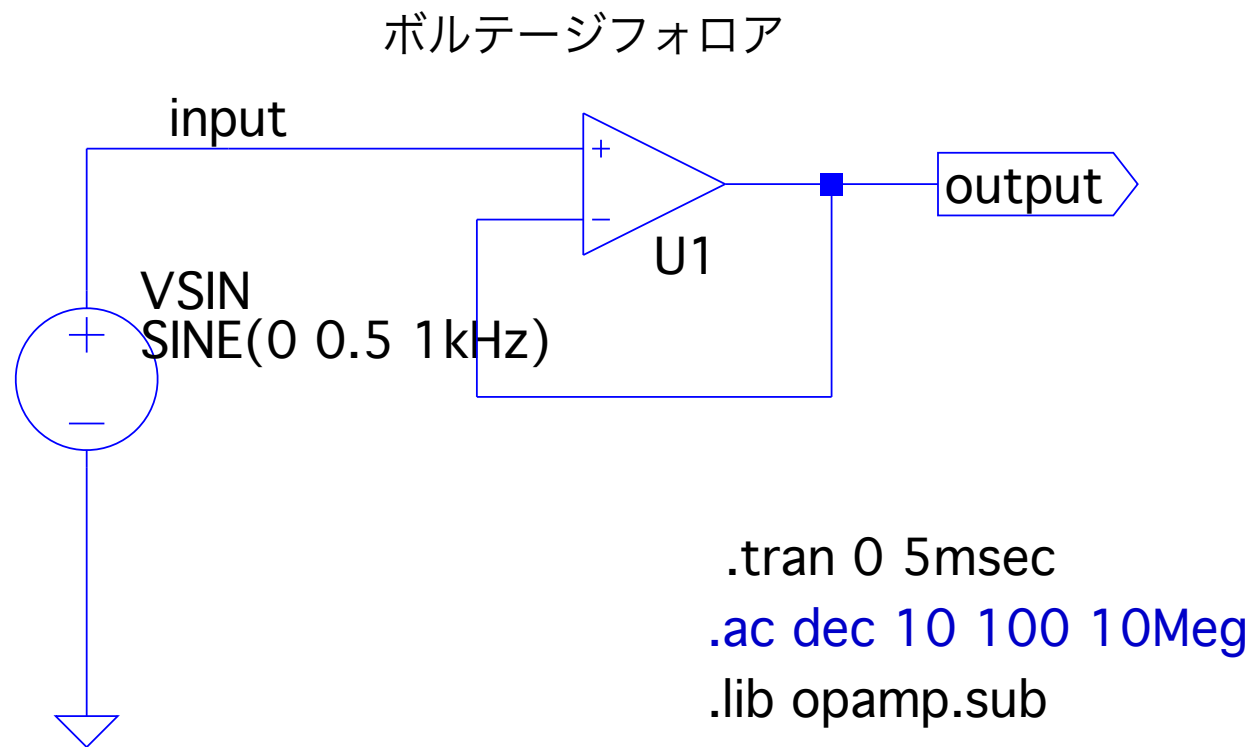
入力そのままオペアンプの入力に繋がっているので、入力インピーダンスは非常に高くなる。



# ボルテージフォロア

非反転増幅器の特殊なものと考えれば、 $R_1 = \infty$ ,  $R_2 = 0$  とすることで、ゲイン  $\frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1$  となる。この回路をボルテージフォロアと呼ぶ (トランジスタ回路のエミッタフォロア回路に相当する)。ボルテージフォロアは入力と同じであり、増幅は行わない。しかし、入力インピーダンスが非常に大きいのにに対し、出力インピーダンスが小さい。

例えば、回路1の後段に入力インピーダンスの小さい回路2を繋ぎたい。しかし、回路1の出力インピーダンスは大きく、回路2が必要とする電流を流すことができない。そこで、ボルテージフォロア回路を1と2の間にはさむことで、電圧出力はそのままに、回路2が要求する電流を供給することが可能となる。



# 入力インピーダンスと出力インピーダンス

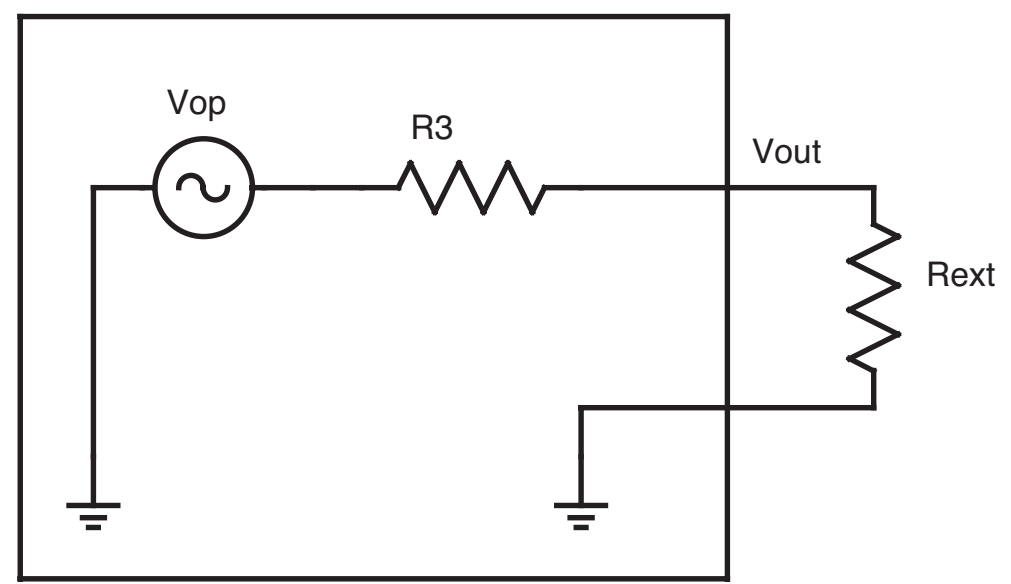
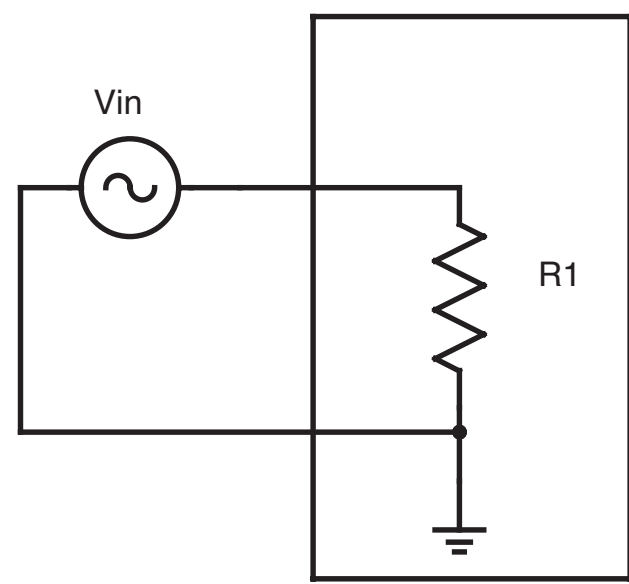
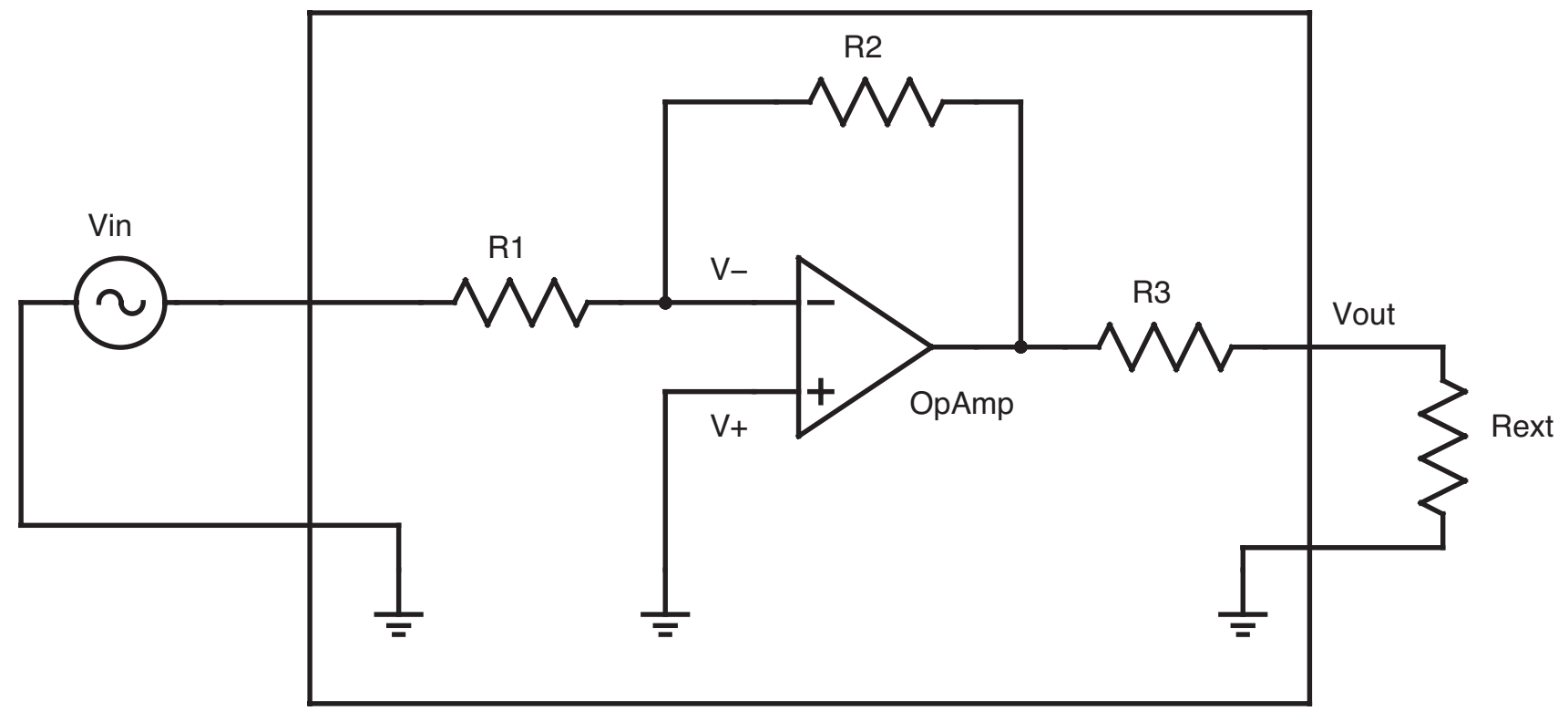
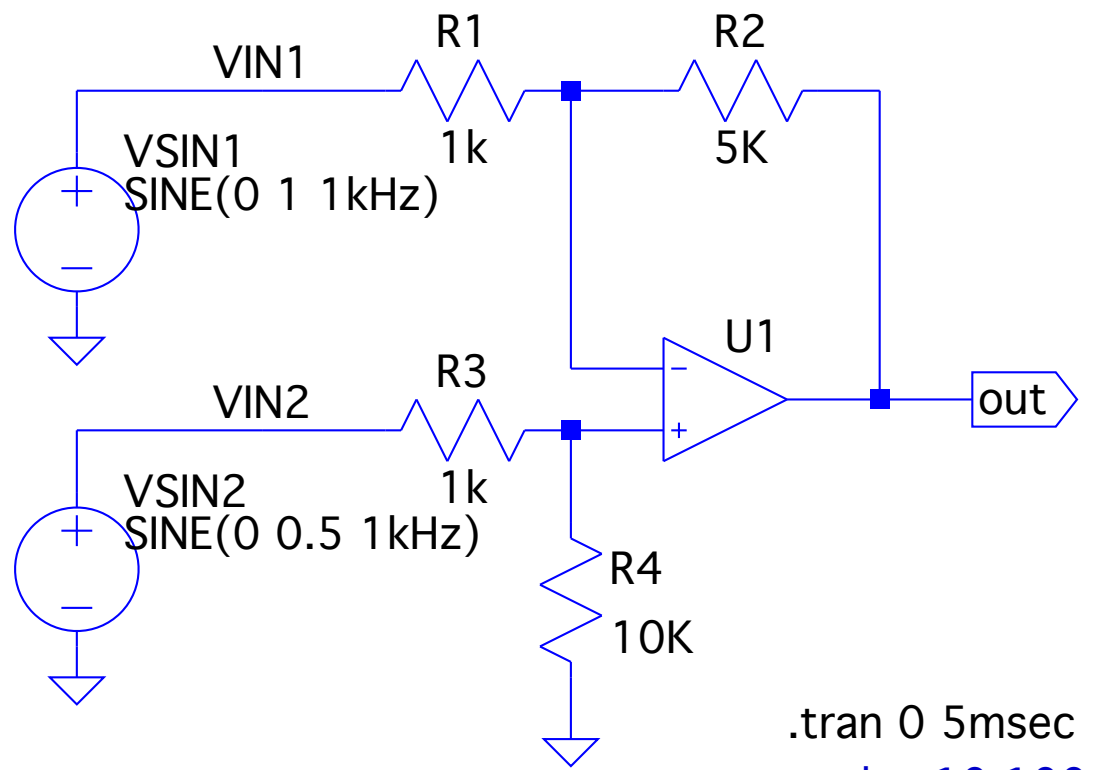


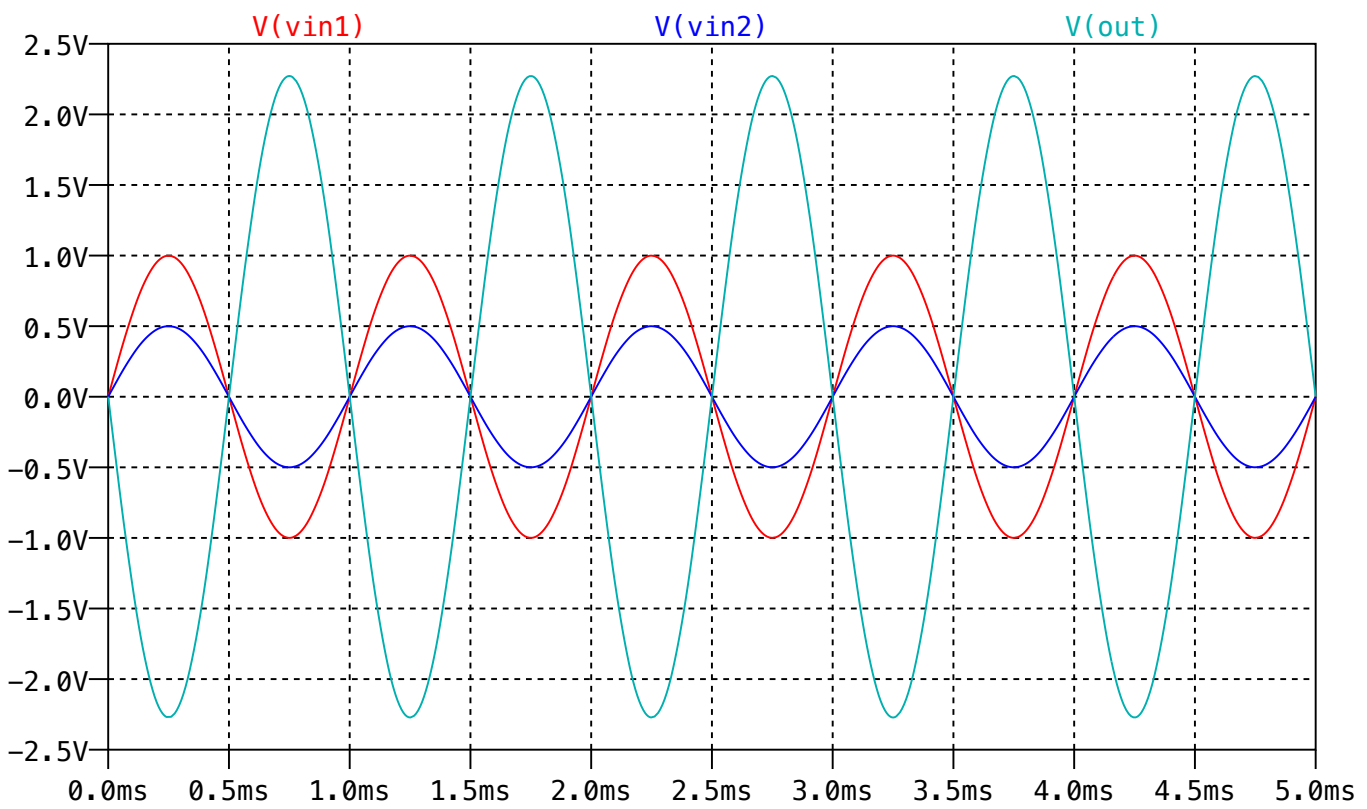
図 7.10: 入力・出力インピーダンスの考え方

# 差動増幅器 / 減算回路

差動増幅器 / 減算回路



```
.tran 0 5msec
.ac dec 10 100 10Meg
.lib opamp.sub
```



$$V_0 \equiv V_- = V_+$$

$$(V_1 - V_0)/R_1 = (V_0 - V_{out})/R_2$$

$$(V_2 - V_0)/R_3 = (V_0 - 0)/R_4$$

$$V_{out} = \frac{R_4}{R_1} \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1$$

特に,  $R_1 = R_3, R_2 = R_4$  の回路では,

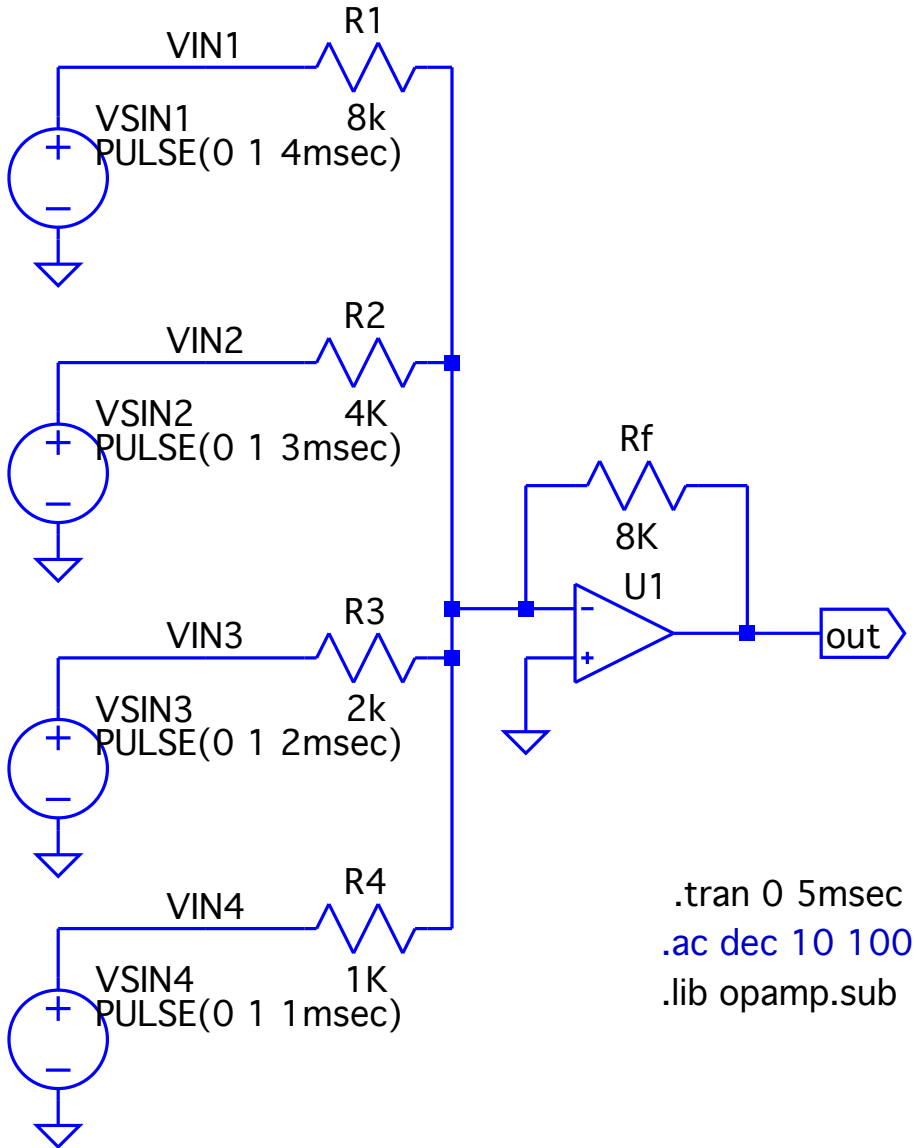
$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

# 加算回路

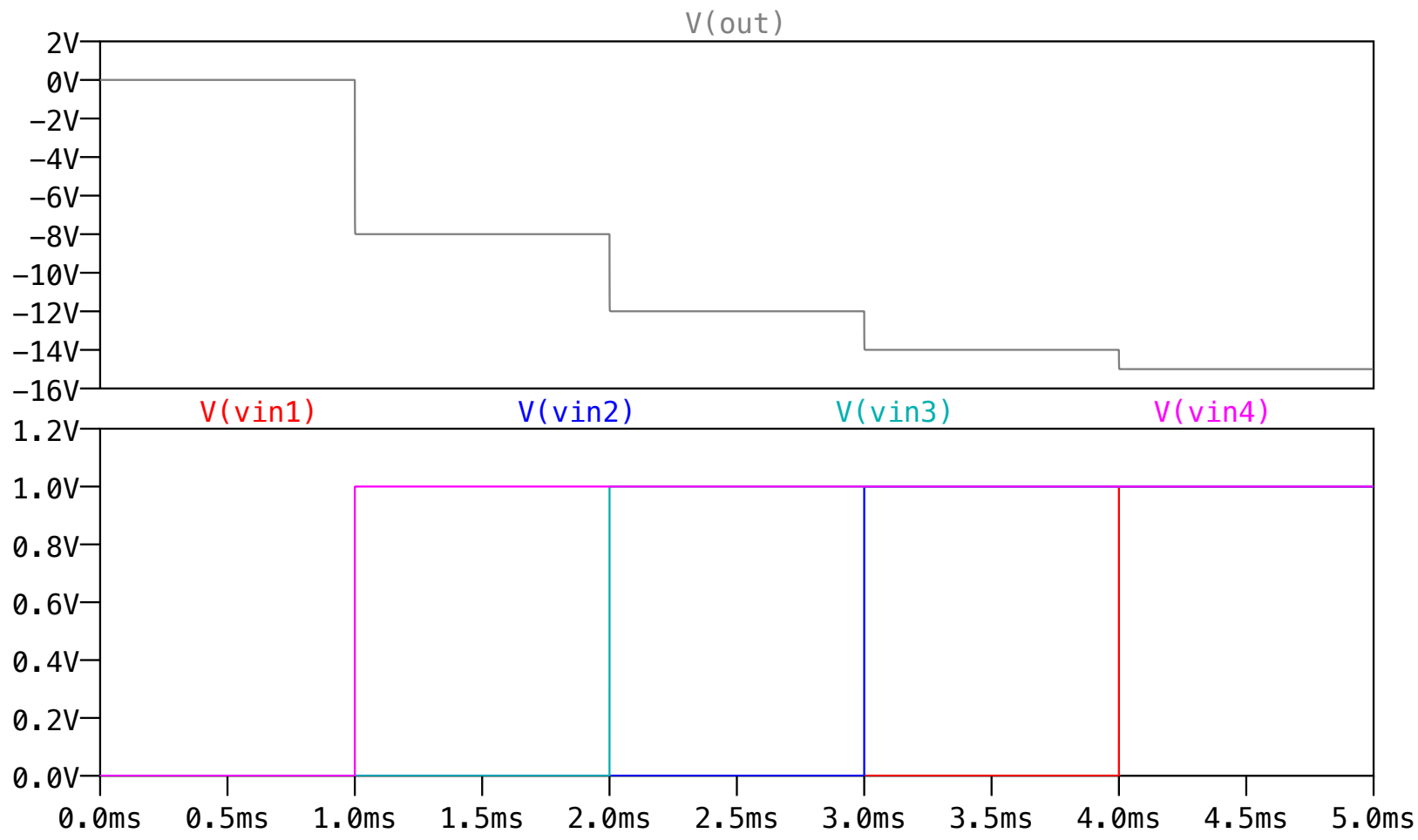
$$V_{out} = -R_f \left[ \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_4}{R_4} \right]$$

ここで、  
 $R_2 = R_1/2$   
 $R_3 = R_1/4$   
 $R_4 = R_1/8$

$V_4$  を MSB とする 2 進数を電圧にする回路となる。  
 これは DAC(Digital Analog Converter) の原理である。



```
.tran 0 5msec
.ac dec 10 100 10Meg
.lib opamp.sub
```

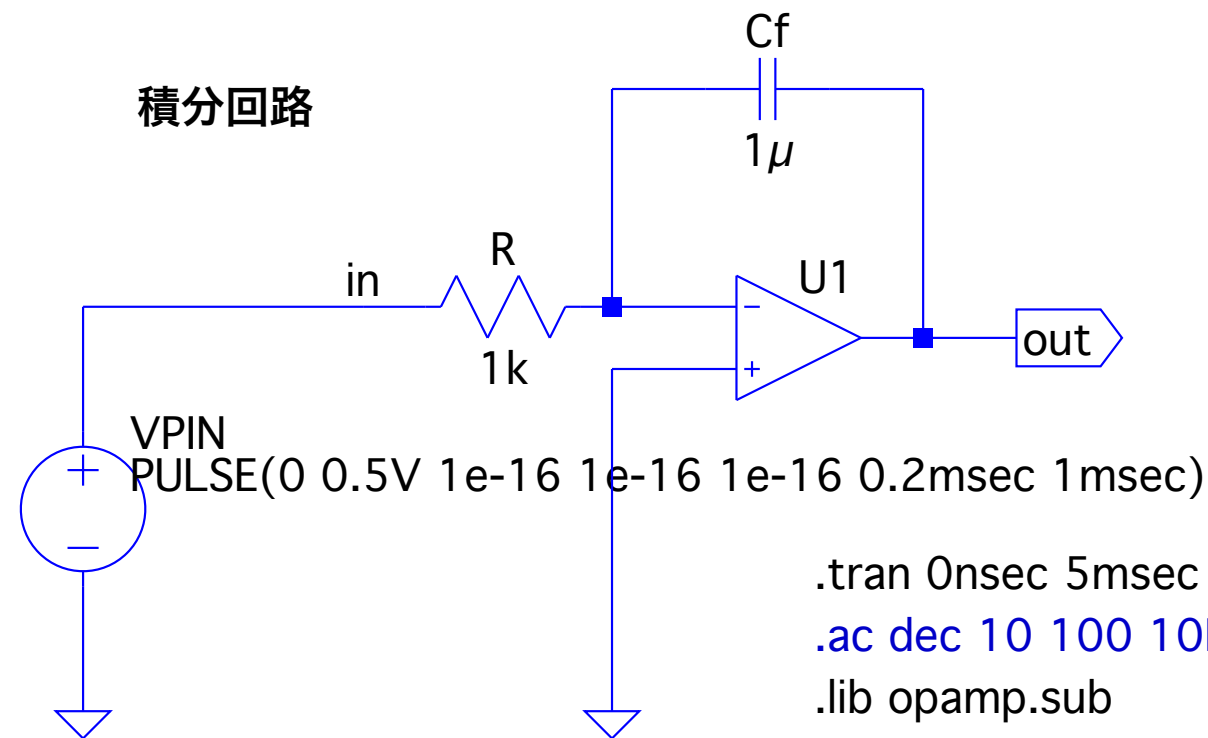


# 積分回路 (I)

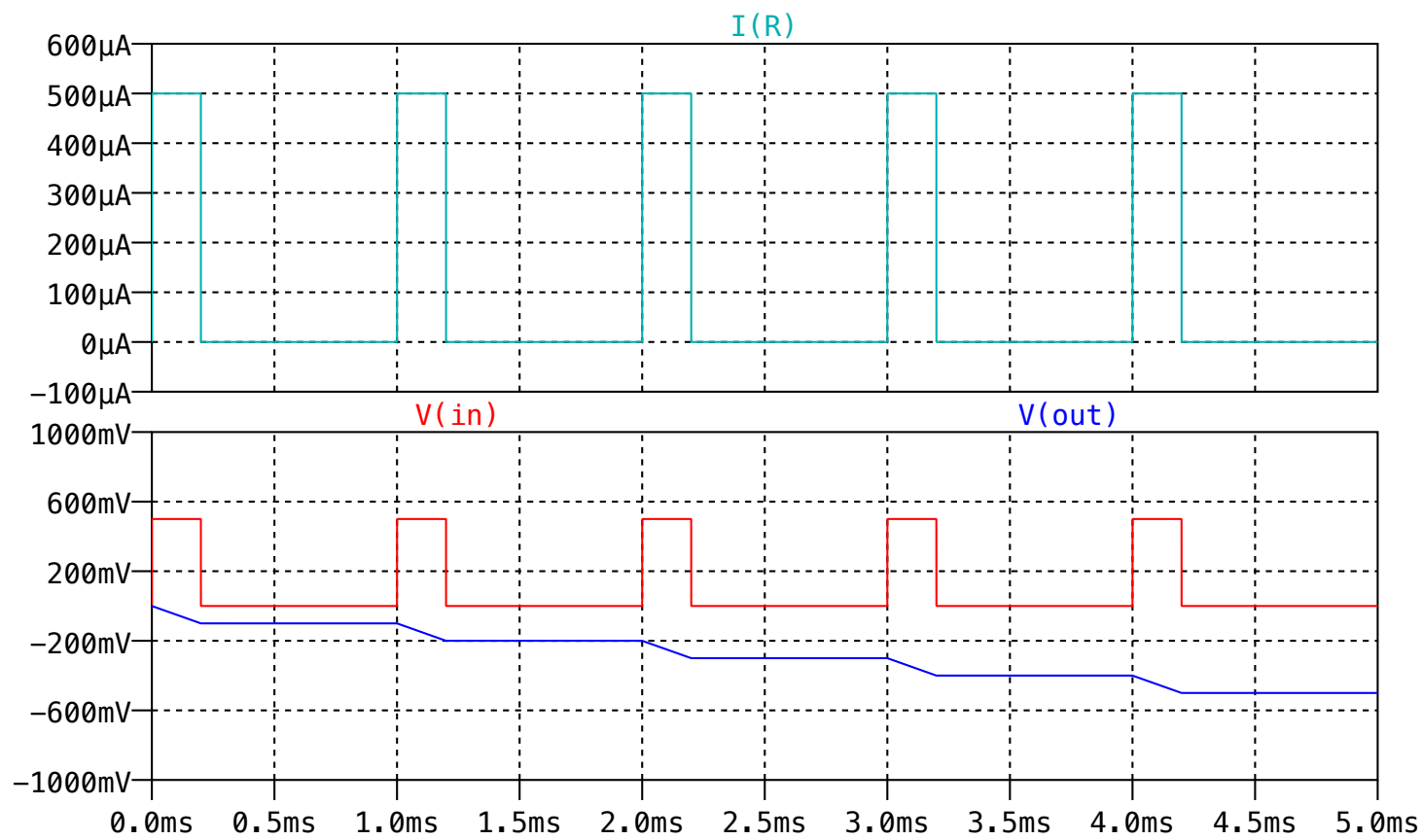
$$V_- = V_+ = 0$$

$$I = \frac{V_{in} - V_-}{R_1} = \frac{V_{in}}{R_1}$$

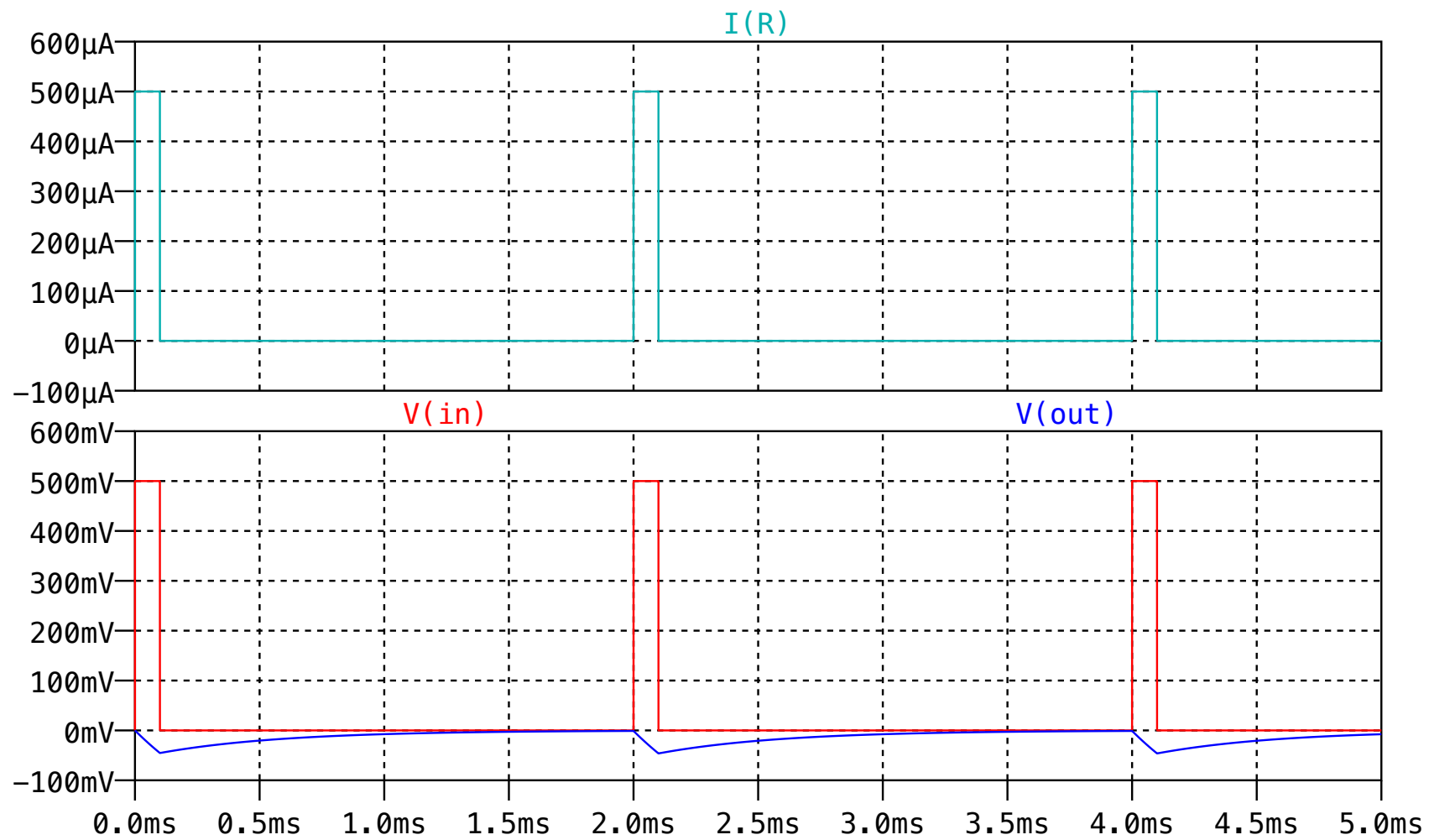
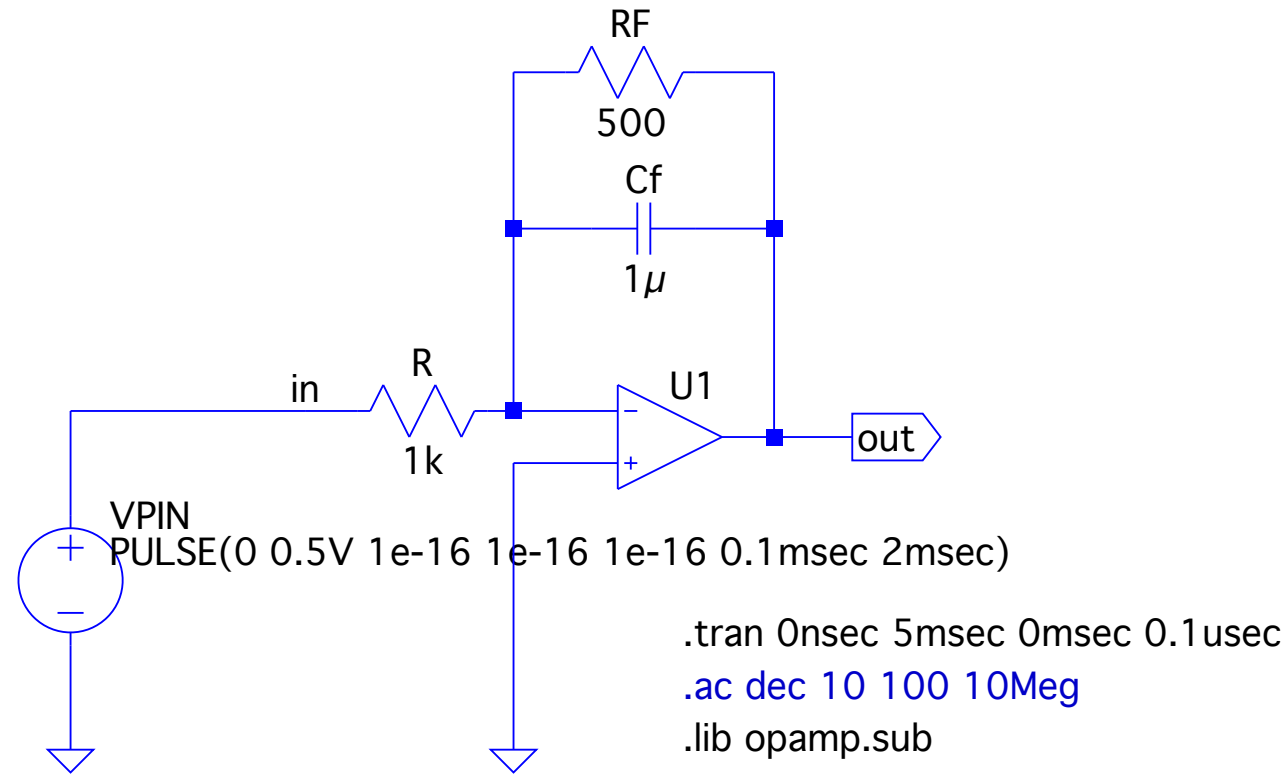
$$V_{out} = V_- - \frac{1}{C} \int I dt = -\frac{1}{C} \int \frac{V_{in}}{R_1} dt$$



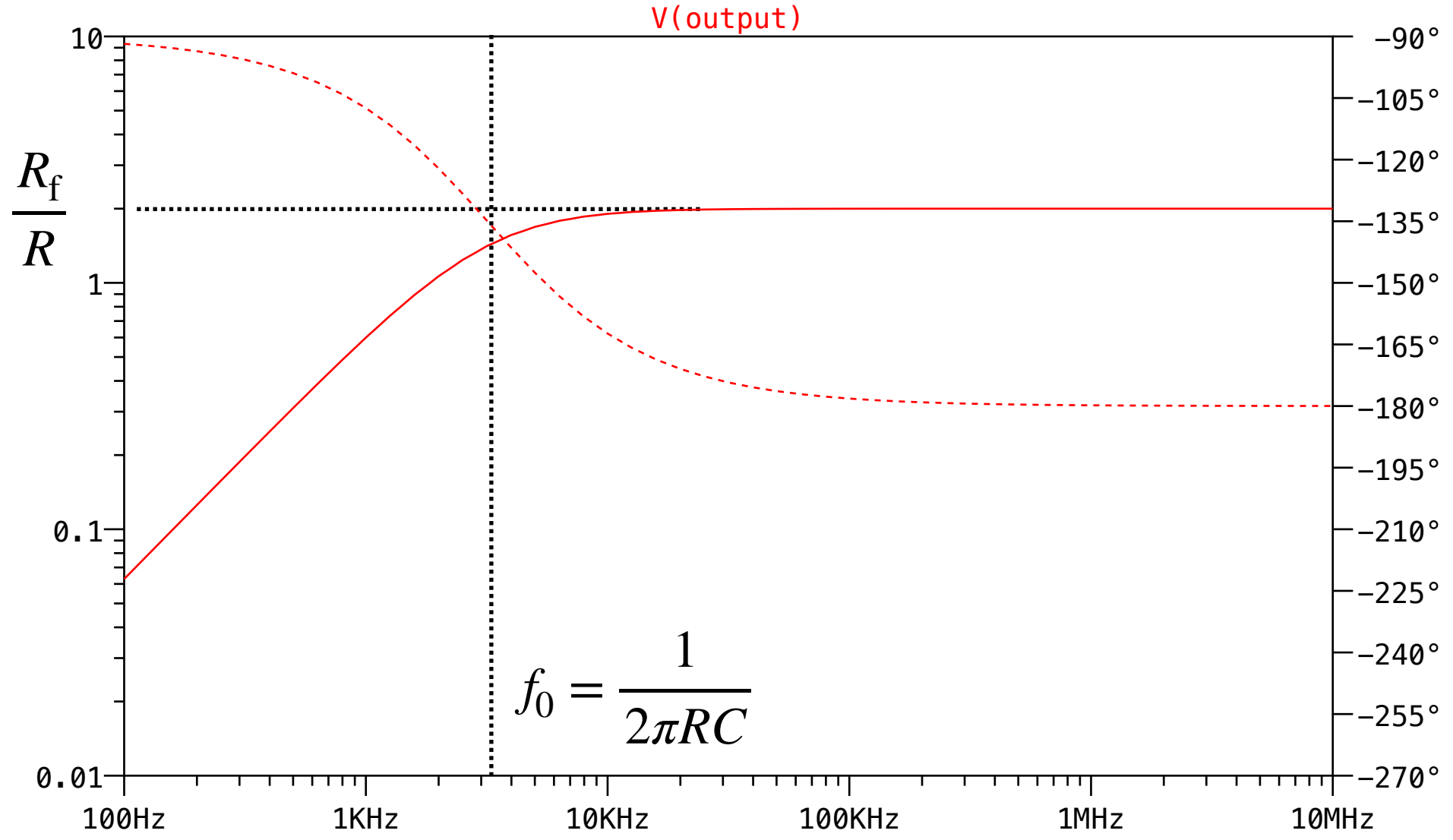
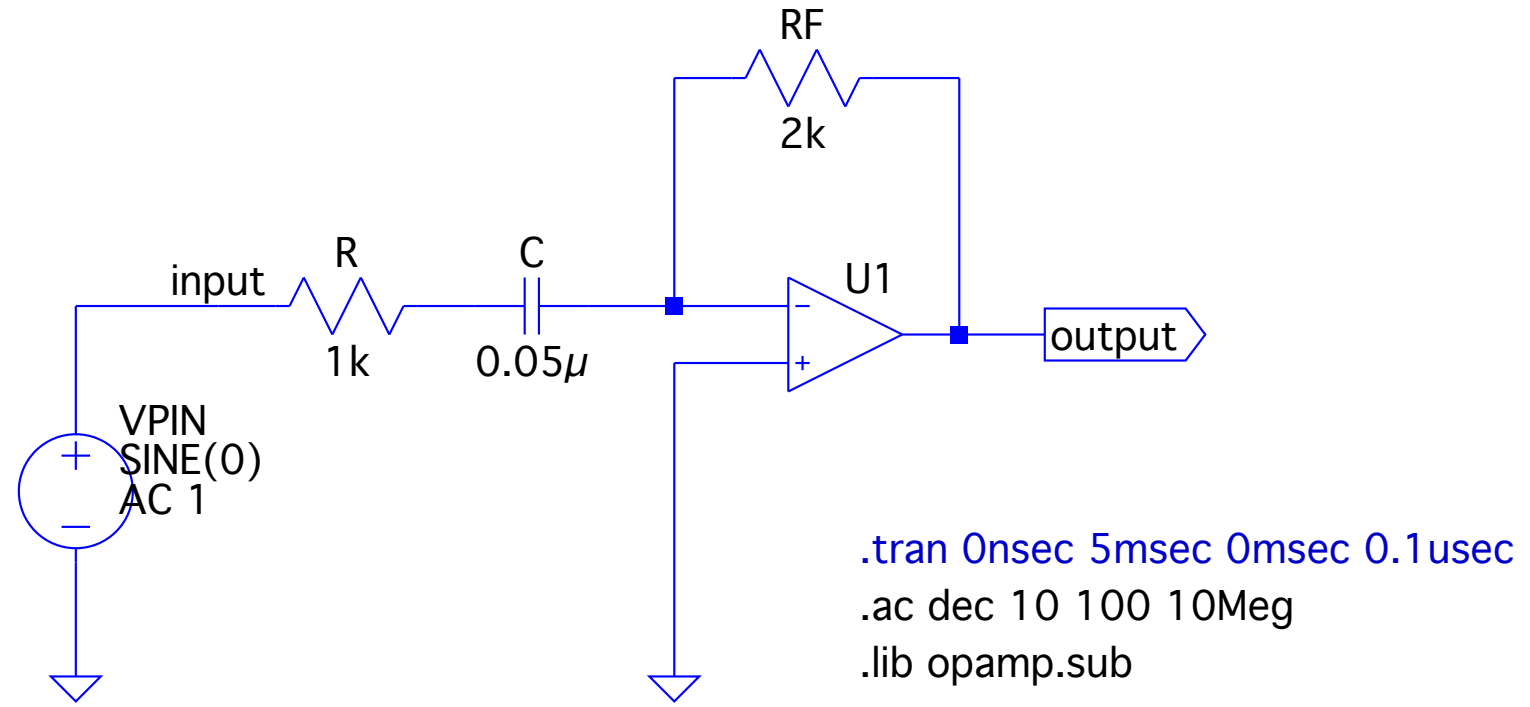
```
.tran 0nsec 5msec 0msec 0.1usec
.ac dec 10 100 10Meg
.lib opamp.sub
```



# 積分回路(2) / 放電用の抵抗付き

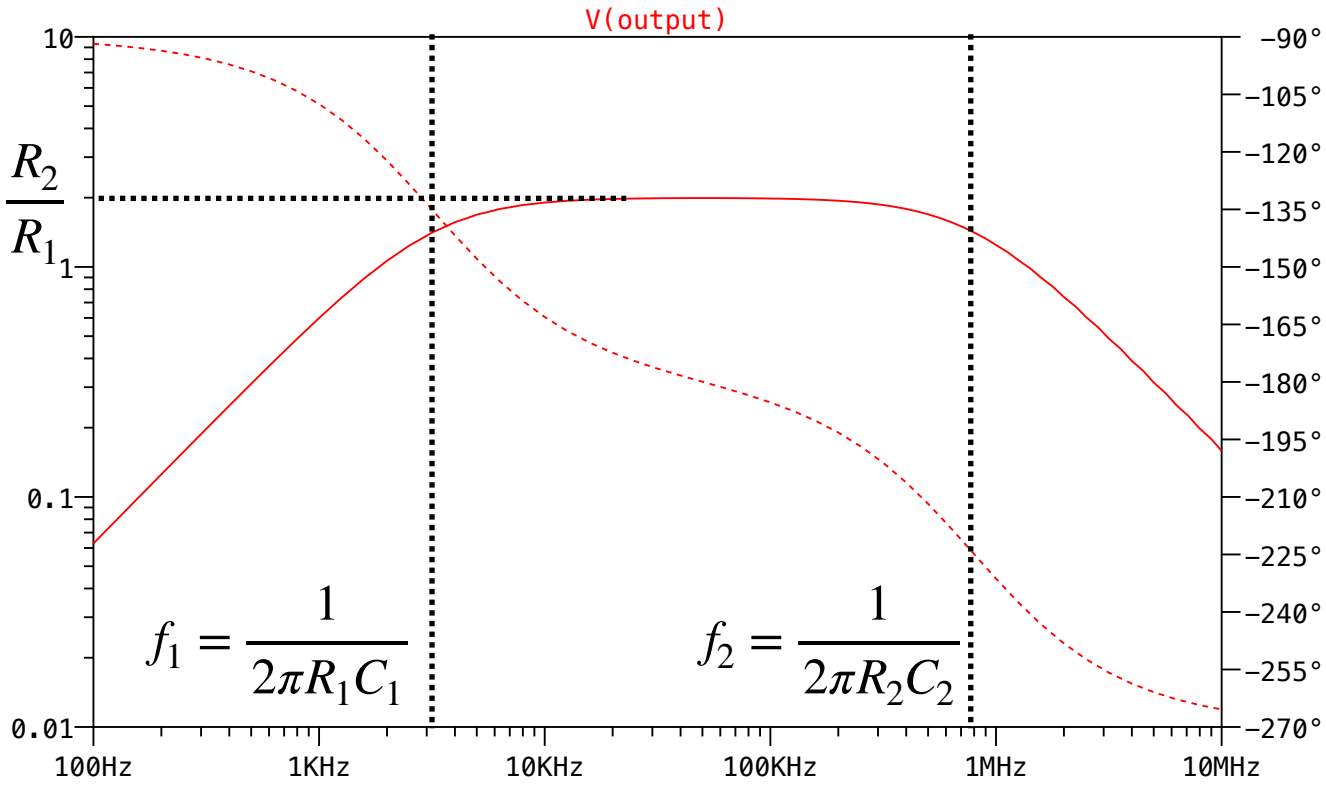
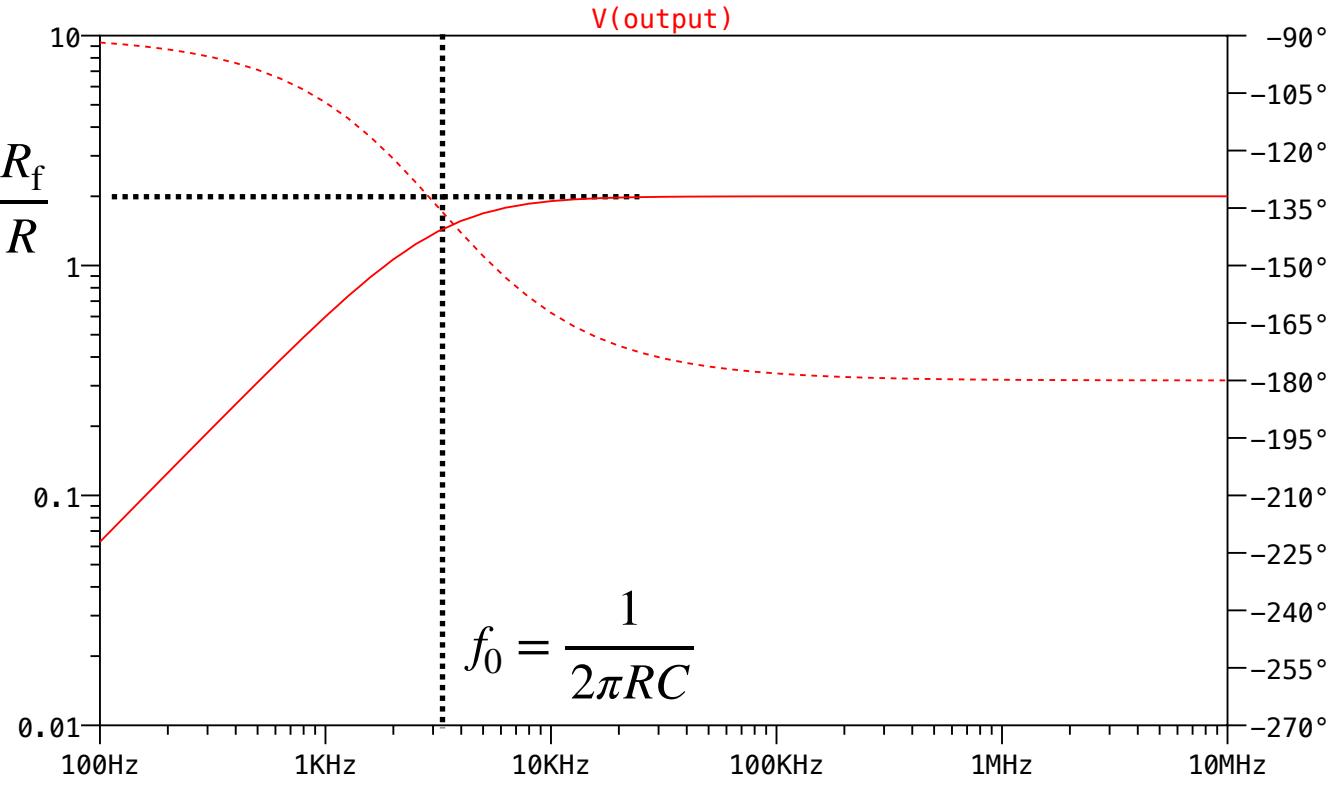
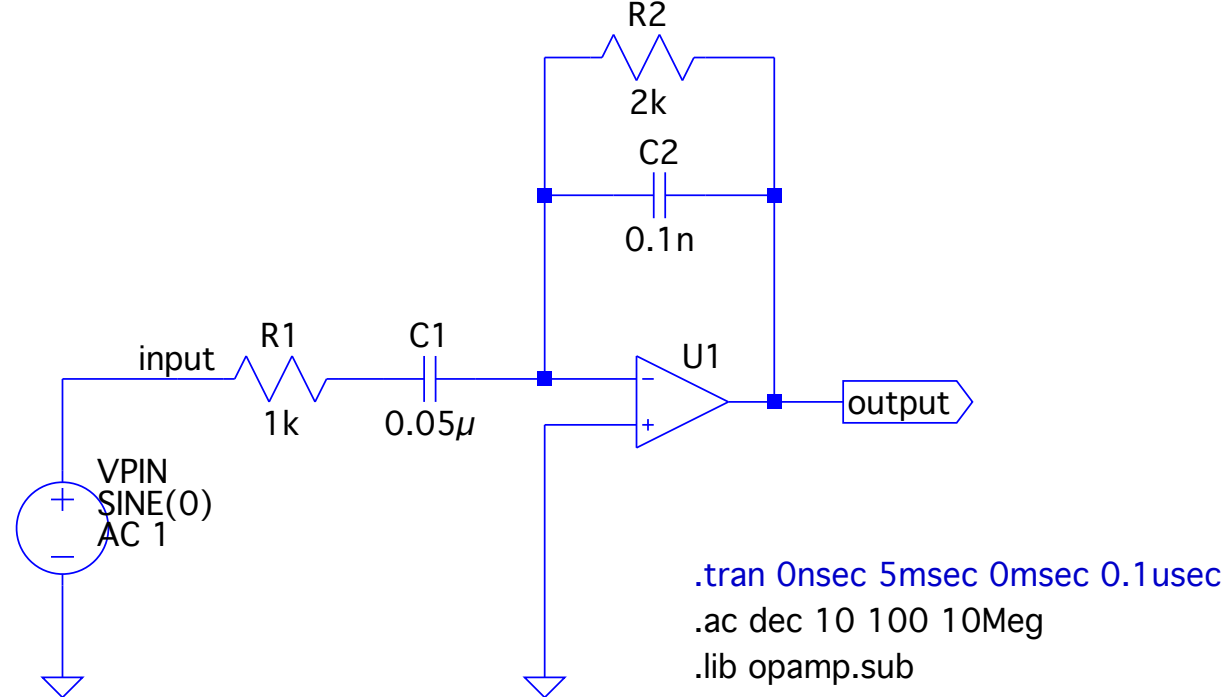
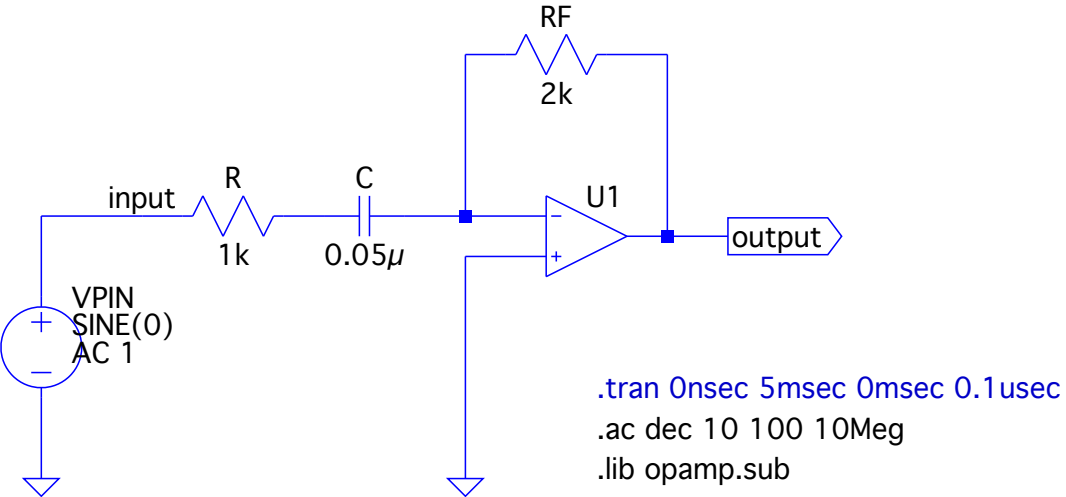


# 微分回路





# 微分回路 / 微分回路と積分回路を組み合わせたフィルタ回路



# チャージセンシティブアンプ

光電子増倍管，半導体検出器，比例計数管など，多くの放射線検出器は電流出力であり，その時間積分した出力電荷量と放射線エネルギーが比例する．そこで，その電荷量を計測するために次のようなチャージセンシティブ回路を使用することが多い．この場合に使用する OpAmp は FET 入力でなければならない．

しかし，単に電流を積分しそれを電圧として出力するだけであれば，理想的には OpAmp など使わず，検出器の出力端子と GND の間にコンデンサー ( $C_F$ ) を入れてその出力を見れば良いはずである．しかし，実際にはそれではうまくいかない．検出器からの出力電荷量は非常に小さく (eg.  $\sim 0.1\text{pC}$ )，現実的な電圧にするためには，非常に小さな容量 (eg.  $\sim \text{pF}$ ) のコンデンサーを用意する必要がある．理想的にはこれでもまだ良いのだが，現実の回路には検出器とアンプの間の伝送路に必ず容量が存在している (図 7.32 の  $C_{\text{CABLE}}$ ．同軸ケーブルは言うに及ばず，回路のパターンであっても  $\text{pF}$  程度の容量は存在するし，その値は必ずしも一定ではない．よって，発生した電荷を  $C_{\text{CABLE}}$  と同程度の容量である  $C_F$  に分割され， $C_F$  に全てをうまく取り込むことはできない．よって，うまく動かない．

チャージセンシティブアンプを使用し，そのフィードバックにコンデンサー  $C_F$  を入れた場合には，その  $C_F$  の容量がケーブル容量と同じか小さくてもうまく動作する．

OpAmp のゲインを  $A$  倍と考えて見ると，発生した電荷  $Q$  は，

$$Q = Q_{\text{cable}} + Q_F$$

$$Q_{\text{cable}} = V_{\text{in}} C_{\text{cable}}$$

$$V_{\text{out}} = -A \cdot V_{\text{in}}$$

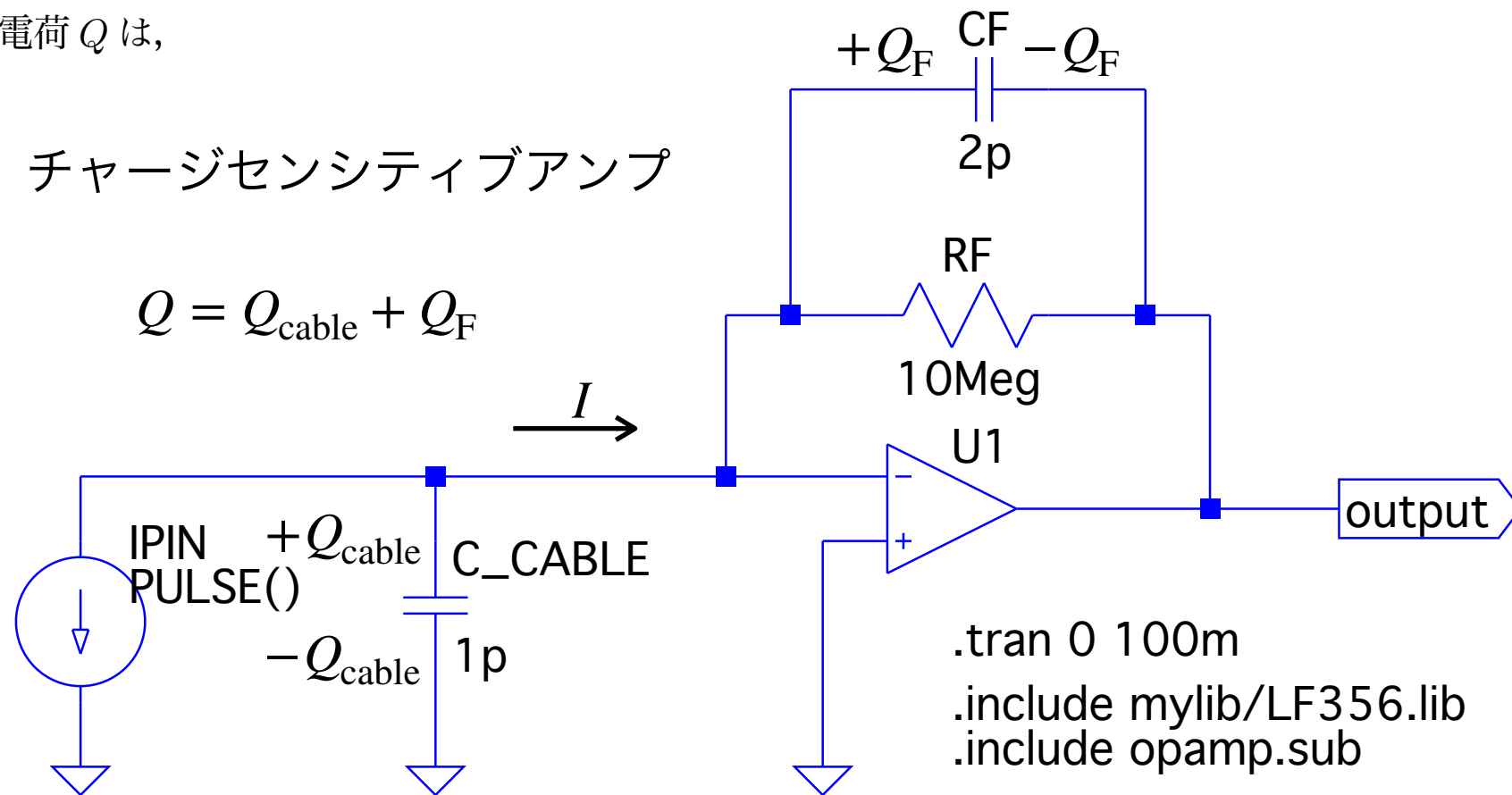
$$Q_F = -(V_{\text{out}} - V_{\text{in}}) C_F$$

$$\frac{Q_F}{Q_{\text{cable}}} = \frac{(A + 1) C_F}{C_{\text{cable}}}$$

$$Q_{\text{cable}} = \frac{C_{\text{cable}}}{(A + 1) C_F + C_{\text{cable}}} Q$$

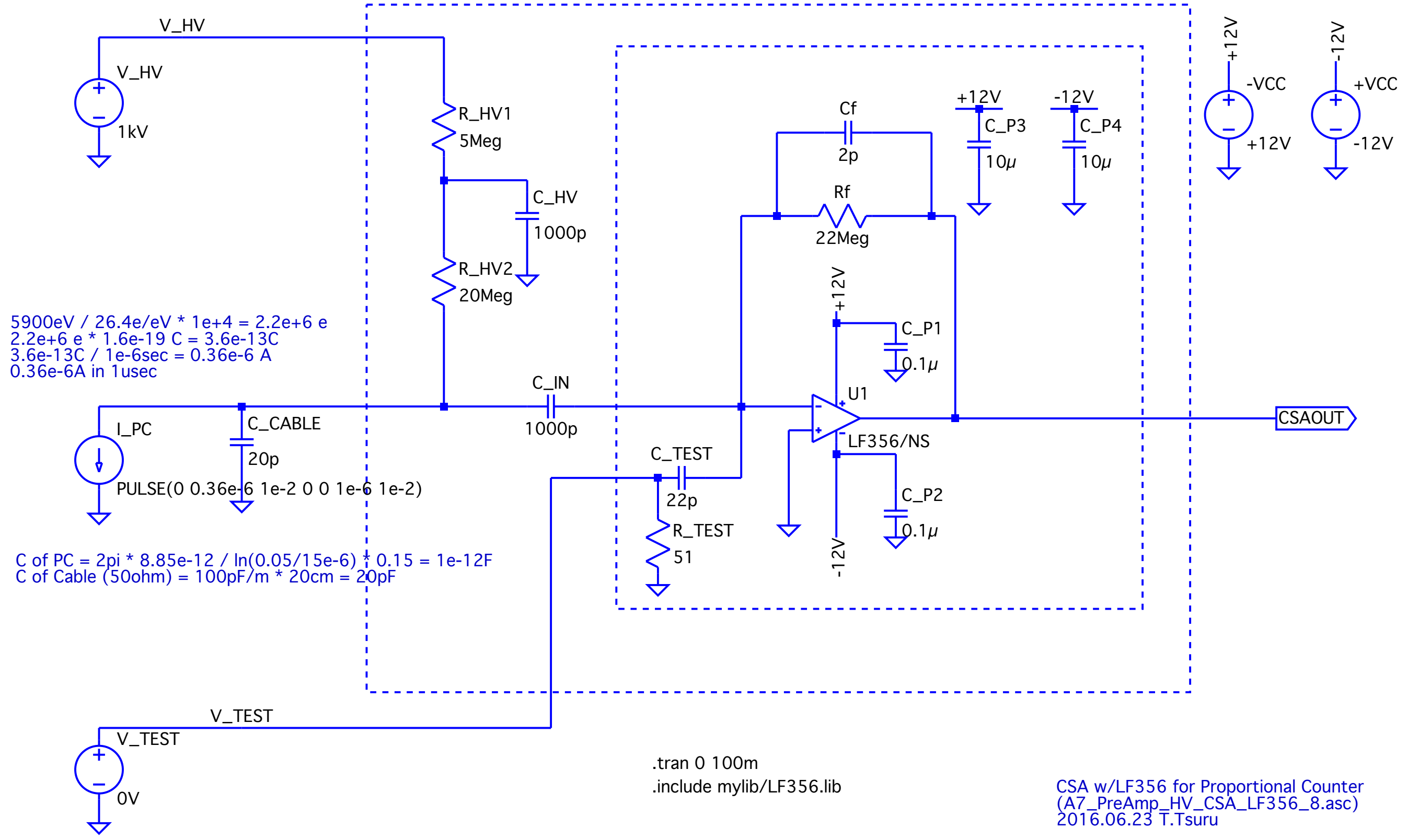
$$Q_F = \frac{(A + 1) C_F}{(A + 1) C_F + C_{\text{cable}}} Q$$

チャージセンシティブアンプ



OpAmp を利用したことにより， $C_F$  の容量が  $(A + 1)$  倍されたのと同じ効果がある．発生した電荷をほとんど全てを  $C_F$  に集めることが可能となる．

# A7で試作しているオペアンプ回路



# コンパレーター

$V_{ref}$  に比べて、 $V_{in}$  が高ければ、出力はプラス電源電圧に張りつき、低ければマイナス電源電圧に張りつく。

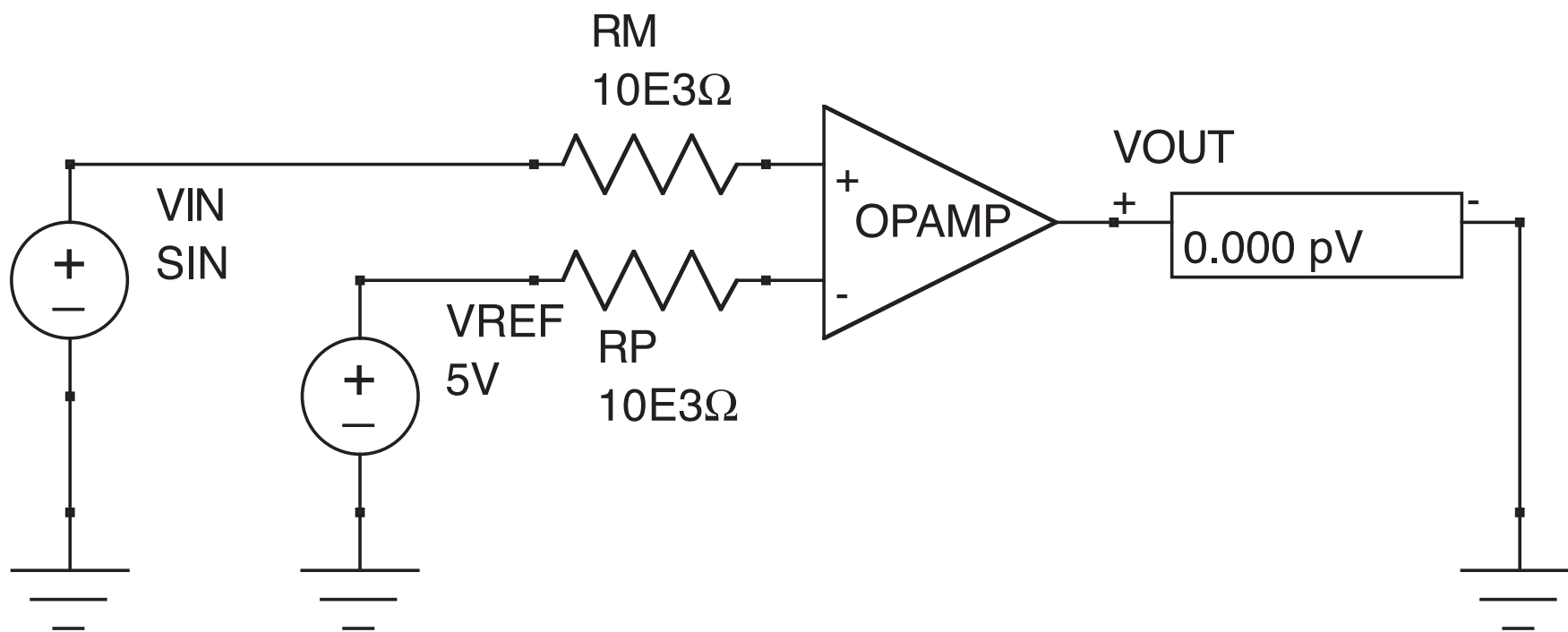


図 7.33: コンパレーター

# シュミットトリガ ( $V+$ へのフィードバック)

先ほどのコンパレータと入力端子を逆にしてある。

$R_1$  が存在しない (無限大) の場合には,  $V_{\text{ref}} = 0$  であるので,

$$V_{\text{out}} = +V_{\text{CC}} \leftarrow V_{\text{in}} < 0$$

$$V_{\text{out}} = -V_{\text{CC}} \leftarrow V_{\text{in}} > 0$$

シュミットトリガ回路では,  $V_{\text{ref}}$  が,  $R_1$  と  $R_2$  による  $V_{\text{out}}$  と GND との抵抗分割となるので, 初期状態によることになる。

このように, 結果が履歴によって変化する現象をヒステリシスと呼ぶ。

シュミットトリガは, 入力にノイズが乗る可能性がある場合のコンパレータとして有用であり, しばしばロジック回路で用いられる。

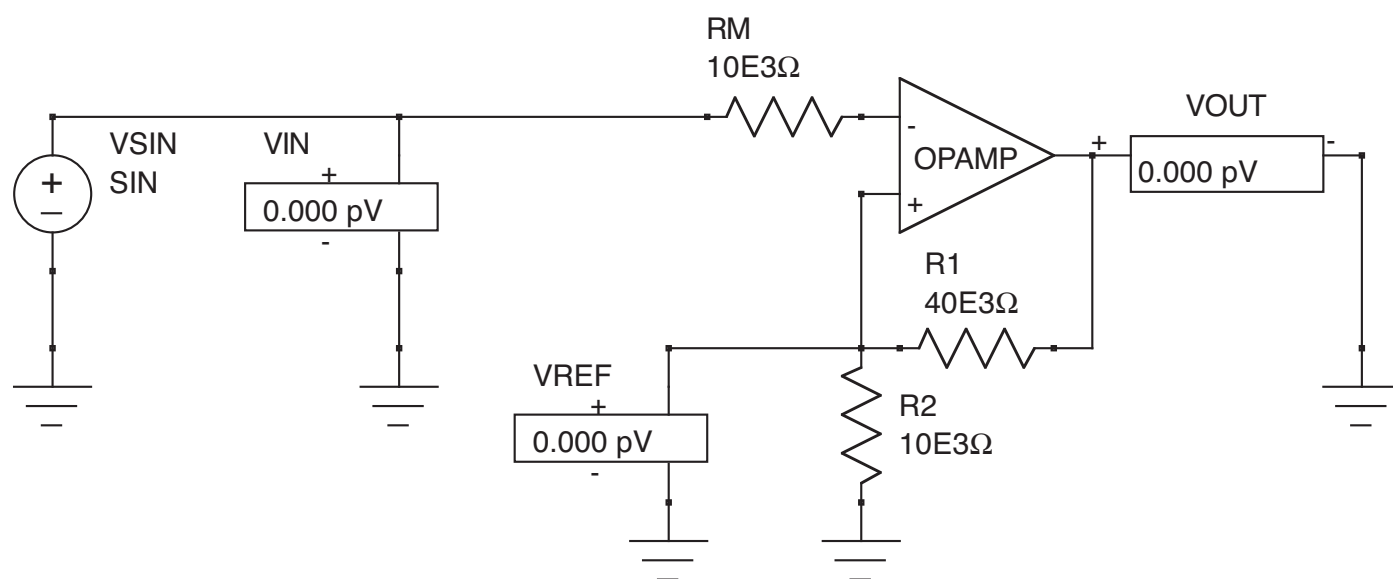


図 7.36: シュミットトリガ

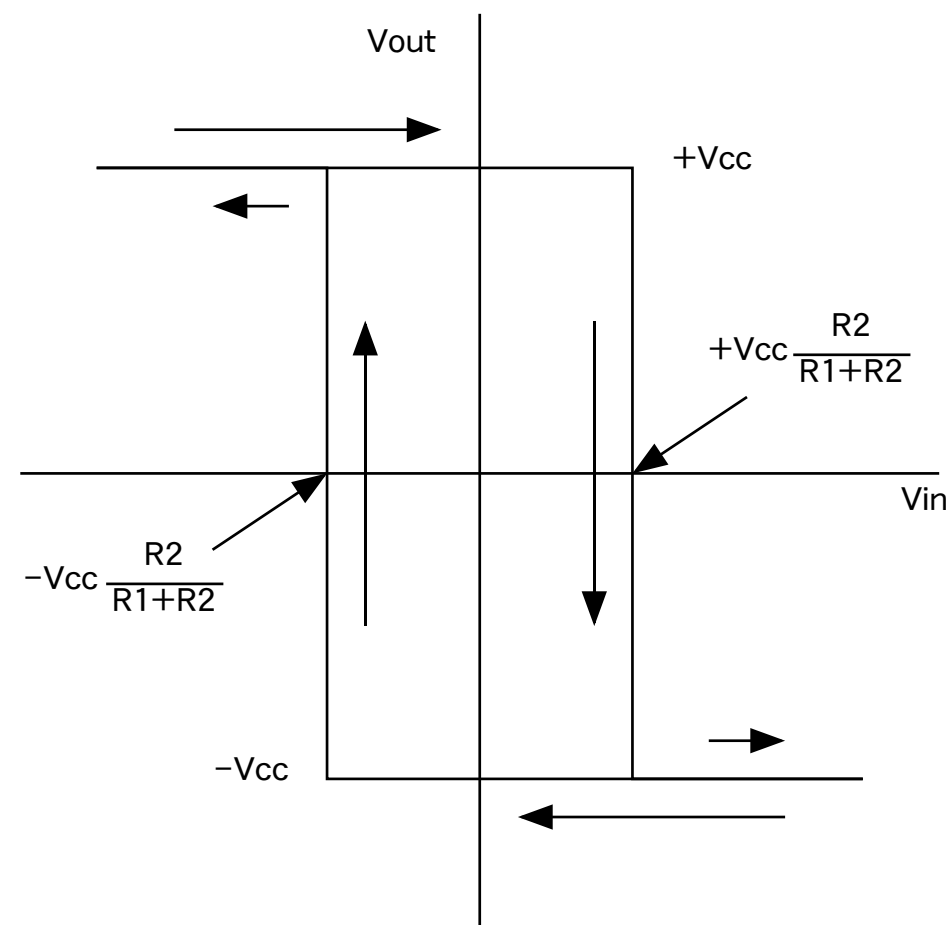


図 7.37: シュミットトリガのヒステリシス

# マルチバイブレーター (V+へのフィードバック)

マルチバイブレーター回路は一定周期の方形波を出力する回路で、シュミットトリガ回路の変形である。初期状態が  $+V_{CC}$  の場合、出力電圧が  $R_F$  を通って、 $C_{in}$  に充電されていき  $V_{ref}$  を越えるタイミングで出力は  $+V_{CC}$  から  $-V_{CC}$  へ移行する。すると、今度は  $C_{in}$  に逆の電流が流れはじめ、 $V_{ref}$  に追い付くと出力は再び  $-V_{CC}$  から  $+V_{CC}$  へ移行する。その結果ある周波数を持つ方形波が出力される。その周期は充電する時間と  $V_{ref}$  との関係により、

$$T = 2C_{in}R_F \cdot \ln \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad (7.48)$$

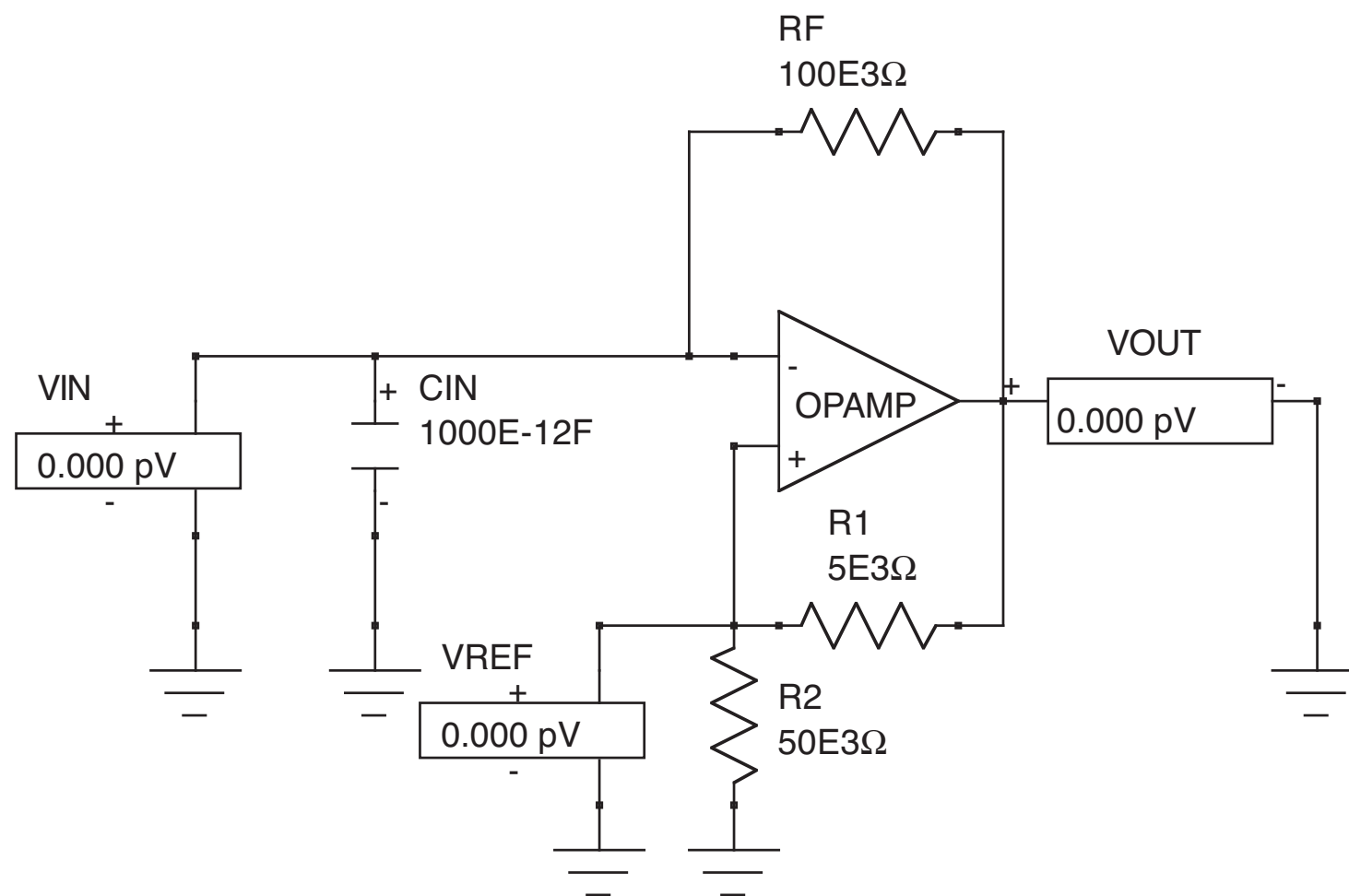


図 7.38: マルチバイブレーター

# ウィーンブリッジRC発振回路 (V+へのフィードバック) (Adv.)

ウィーンブリッジ RC 発振器は正弦波を出力する発振器である。

$C = C_1 = C_2$ ,  $R = R_1 = R_2$  とすると周波数は

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR}$$

この際、フィードバック回路のフィルター特性は  $f_0$  でピーク値  $1/3$  になるので、

$$\frac{R_a + R_b}{R_a} = 1 + \frac{R_b}{R_a} > 3$$

$$\frac{R_b}{R_a} > 2$$

という条件が満たされている必要がある。

$R_b/R_a > 2$  が満たされていれば良いが、2 よりも大き過ぎるときれいな正弦

波にならないので、2.1 程度にするのが良い。

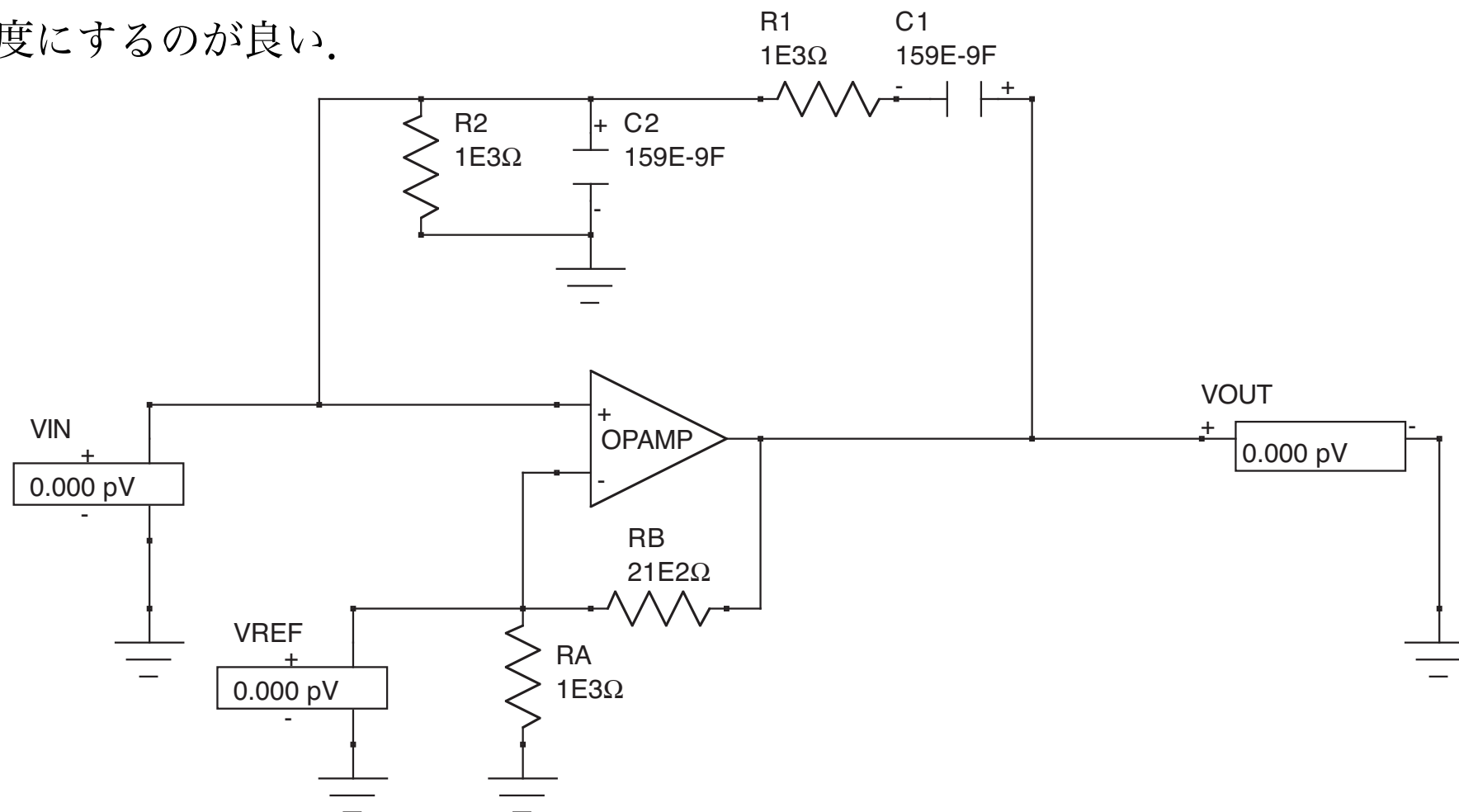
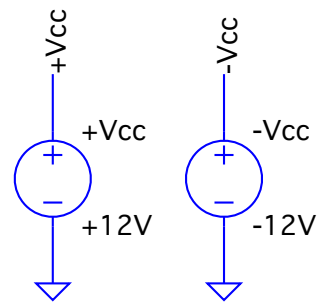
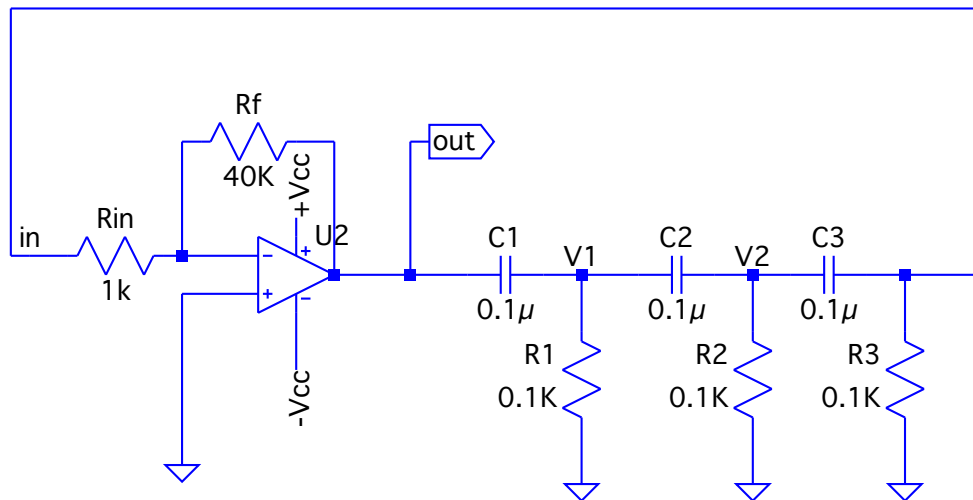


図 7.39: ウィーンブリッジ RC 発振器

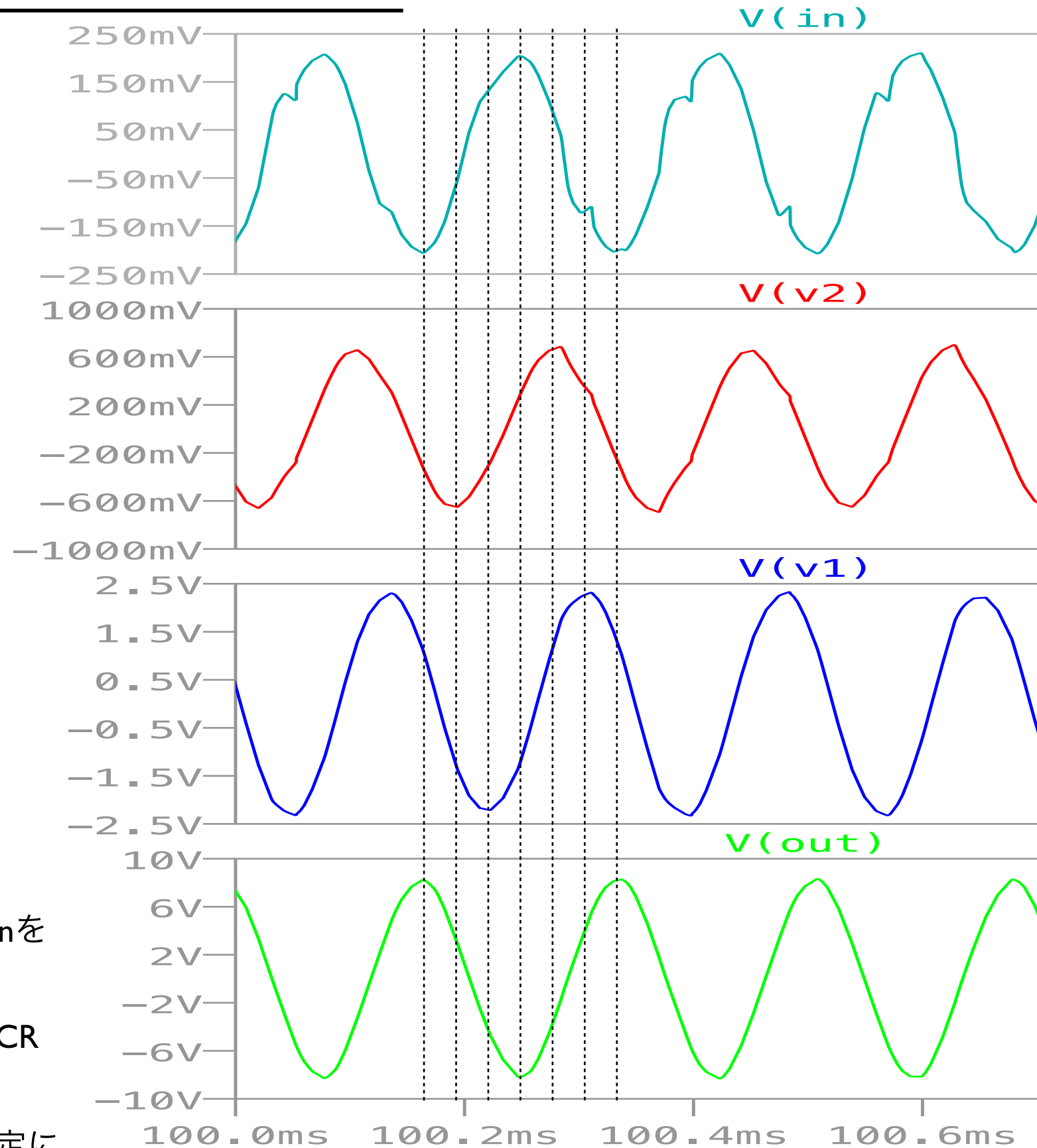
# CR移相発振回路



```
.IC V(in)=1e-6V
.tran 0 500ms startup
.ac dec 10 100 10Meg
.lib opamp.sub
```



- CR回路で60度ずつ進む
- 3回で180度進む.
- 反転させるので、さらに180度
- 合計で360度.
- CRを通るので減衰する
- 反転増幅器でゲインが元の1になるように $R_f/R_{in}$ を調整する.
- 周期：CR回路で60度進む周波数から得られるCR回路1回分の進み時間の3倍
- CR回路の最大の進みは90度だが、周波数が未定になるので、60度とする.





# 現実のオペアンプ



## NJM5534

### 1回路入り低雑音オペアンプ

#### ■ 概要

NJM5534 は、1回路入り低雑音オペアンプであり、すぐれた雑音性能と、高出力ドライブ能力を有しています。本集積回路は、741と比較して、周波数特性、スルーレート、雑音特性に優れています。入力トランジスタの低雑音化によって、音響機器のプリ・アンプや、サーボ系誤差増幅器等の低雑音信号処理への応用に最適です。

外部補償なしでは利得3以上で、ボルテージフォロワ、容量性負荷のドライブ等の応用には外部補償が必要です。外部補償はCOMPENSATION(5PIN)と  $V_{IO}$ Trim/COMPENSATION(8PIN)との間に位相補償用コンデンサを接続してください。

特性の中で低雑音が必要な場合は、入力換算雑音電圧選別品(NJM5534DD/MD)も用意しております。

#### ■ 外形



NJM5534 (DIP8)

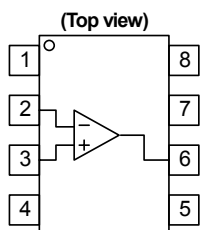


NJM5534M (DMP8)

#### ■ 特徴

- 動作電源電圧  $\pm 3 \sim \pm 22V$
- 1回路入り
- オフセット調整端子付
- 入力雑音電圧  $3.3nV/\sqrt{Hz}$  typ.@1kHz
- 電力帯域幅  $200kHz$  typ.
- スルーレート  $13V/\mu s$  typ.
- バイポーラ構造
- 外形 DIP8, DMP8

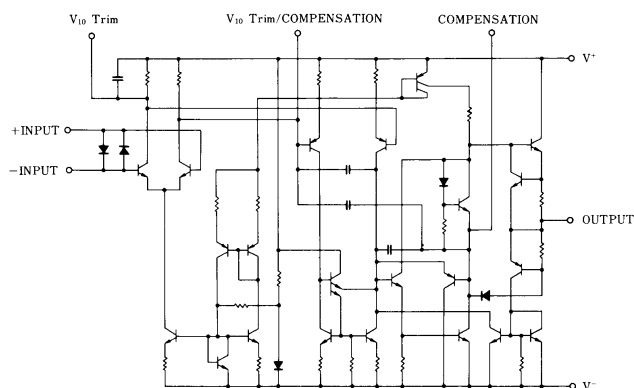
#### ■ 端子配列



DIP8, DMP8 Package

- ピン配置
1.  $V_{IO}$  Trim
  2. -INPUT
  3. +INPUT
  4.  $V^-$
  5. COMPENSATION
  6. OUTPUT
  7.  $V^+$
  8.  $V_{IO}$  Trim/COMPENSATION

#### ■ 等価回路図



新日本無線

## NJM5534

#### ■ 絶対最大定格 (Ta=25°C)

項目	記号	定格	単位
電源電圧	$V^+ / V^-$	$\pm 22$	V
差動入力電圧	$V_{ID}$	$\pm 0.5$	V
同相入力電圧	$V_{IC}$	$V^+ / V^-$	V
消費電力	$P_D$	DIP8: 500 DMP8: 300	mW
動作温度	$T_{opr}$	-20~+75	°C
保存温度	$T_{stg}$	-40~+125	°C

#### ■ 推奨動作電圧範囲 (Ta=25°C)

項目	記号	定格	単位
電源電圧	$V^+ / V^-$	$\pm 3 \sim \pm 22$	V

#### ■ 電気的特性 (指定無き場合には $V^+ / V^- = \pm 15V, Ta=25^\circ C$ )

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
入力オフセット電圧	$V_{IO}$	$R_S \leq 10k\Omega$	-	0.5	4	mV
入力オフセット電流	$I_{IO}$		-	20	300	nA
入力バイアス電流	$I_B$		-	500	1500	nA
入力抵抗	$R_{IN}$		30	100	-	kΩ
電圧利得	$A_V$	$R_L \geq 2k\Omega, V_O = \pm 10V$	88	100	-	dB
最大出力電圧	$V_{OM}$	$R_L \geq 600\Omega$	$\pm 12$	$\pm 13$	-	V
同相入力電圧範囲	$V_{ICM}$		$\pm 12$	$\pm 13$	-	V
同相信号除去比	CMR	$R_S \leq 10k\Omega$	70	100	-	dB
電源電圧除去比	SVR	$R_S \leq 10k\Omega$	80	100	-	dB
消費電流	$I_{CC}$	$R_L = \infty$	-	4	8	mA
立上り応答時間	$t_r$	$V_N = 50mV, R_L = 600\Omega, C_L = 100pF, C_c = 22pF$	-	35	-	ns
オーバ・シュート		$V_N = 50mV, R_L = 600\Omega, C_L = 100pF, C_c = 22pF$	-	17	-	%
スルーレート	SR	$C_c = 0$	-	13	-	V/ $\mu s$
利得帯域幅積	GB	$C_c = 22pF, C_L = 100pF$	-	10	-	MHz
電力利得帯域幅	$W_{PG}$	$V_O = 20V_{P-P}, C_c = 0$	-	200	-	kHz
入力換算雑音電圧	$V_{NI}$	$f = 20Hz \sim 20kHz$	-	1	-	$\mu V_{rms}$
入力換算雑音電流	$I_{NI}$	$f = 20Hz \sim 20kHz$	-	25	-	pArms
入力換算雑音電圧	$e_n$	$f_0 = 30Hz$	-	5.5	-	nV/ $\sqrt{Hz}$
		$f_0 = 1kHz$	-	3.3	-	nV/ $\sqrt{Hz}$
入力換算雑音電流	$i_n$	$f_0 = 30Hz$	-	1.5	-	pA/ $\sqrt{Hz}$
		$f_0 = 1kHz$	-	0.4	-	pA/ $\sqrt{Hz}$
広帯域雑音指数	NF	$f = 10Hz \sim 20kHz, R_S = 5k\Omega$	-	0.9	-	dB

#### ■ 電気的特性 (Dランク品(注1)、指定無き場合には $V^+ / V^- = \pm 15V, Ta=25^\circ C$ )

項目	記号	条件	最小	標準	最大	単位
入力換算雑音電圧	$V_{NI}$	RIAA, $R_S = 2.2k\Omega$	-	-	1.4	$\mu V_{rms}$

(注1)入力換算雑音電圧選別品です。

新日本無線

# 現実のオペアンプ

ゲイン  $-10$  の非反転増幅器を考えた場合、 $R_1$  と  $R_2$  は色々な組合せが考えられる。

- 1)  $R_1 = 1\Omega, R_2 = 10\Omega$
- 2)  $R_1 = 1\text{k}\Omega, R_2 = 10\text{k}\Omega$
- 3)  $R_1 = 10\text{k}\Omega, R_2 = 100\text{k}\Omega$
- 4)  $R_1 = 10\text{M}\Omega, R_2 = 100\text{M}\Omega$

この4つの内どれでも良いという訳ではなく、1) と 4) はうまく動作しない。

- 1) オペアンプ自体の出力インピーダンスは、 $100\Omega$  程度である。  
オペアンプの出力端子での出力電圧は  $R_0 = 100\Omega$  と  $R_2$  の抵抗分割となってしまう、  
オペアンプの出力端子での出力電圧がほとんど無いことになってしまう。
- 4) バイポーラ型 (トランジスタ入力) オペアンプの代表として 741 を見た場合、入力インピーダンスは  $2\text{M}\Omega$  である。  
 $R_1$  に対して入力インピーダンスは無視できなくなる。  
 $R_2 = 100\text{M}\Omega$  では、通常のプリントパターン間の漏れ電流が無視できなくなる。

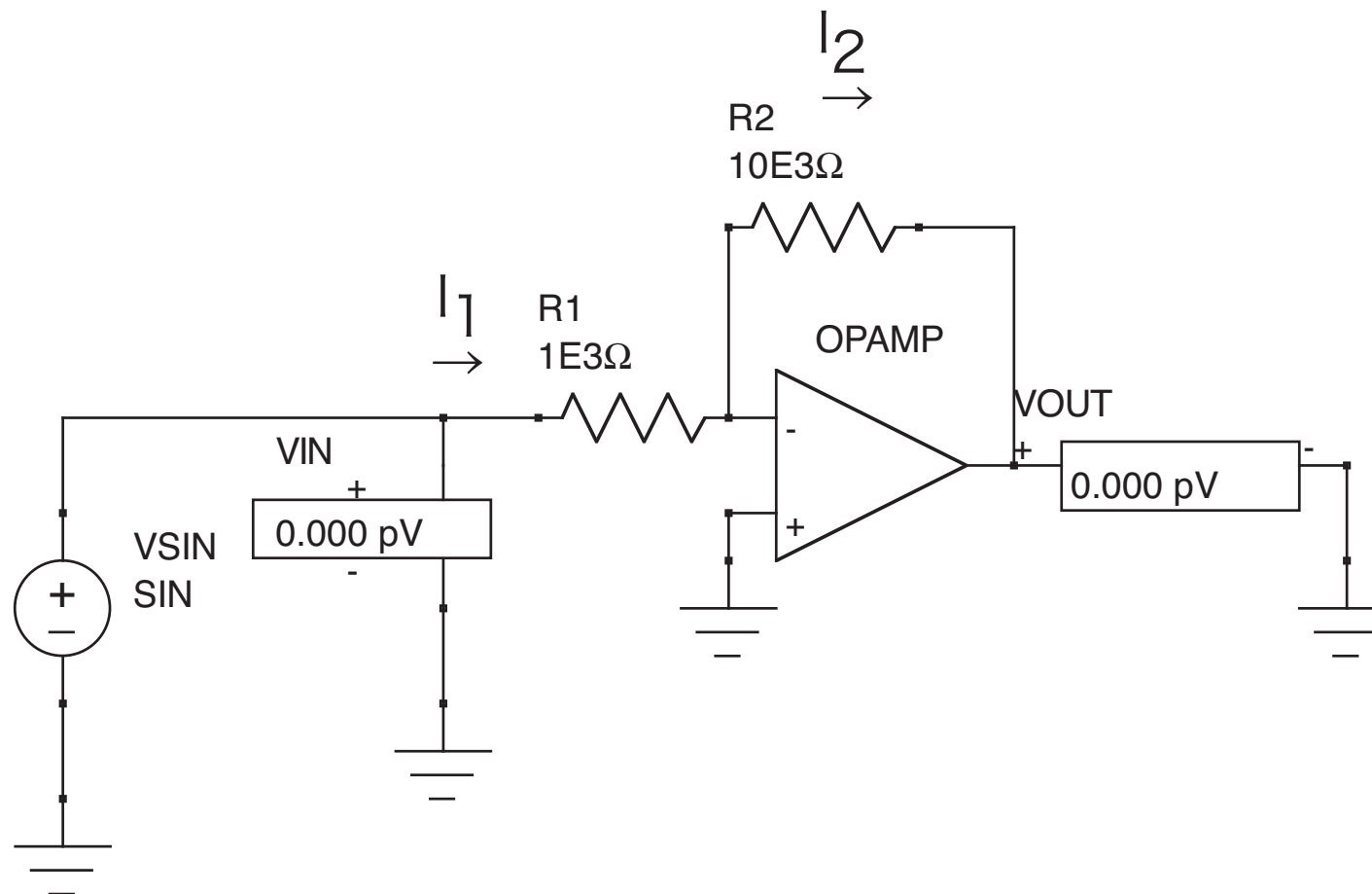


図 7.2: 反転増幅器

# 現実のオペアンプ

オペアンプを裸で使った場合のゲインをオープンループゲインと呼ぶ。10Hz程度まではその値は一定であるが、それを越えると周波数が高くなるにつれ、ゲインは低くなる。この場合周波数とゲインの積が等しい。この積の値をGB積と呼ぶ。単位は(MHz)。いうまでもなく、オペアンプ回路のゲインは、このオープンループゲインを越えることができないので、高周波回路で大きなゲインを稼ぐにはGB積の高いオペアンプを使用する必要がある。

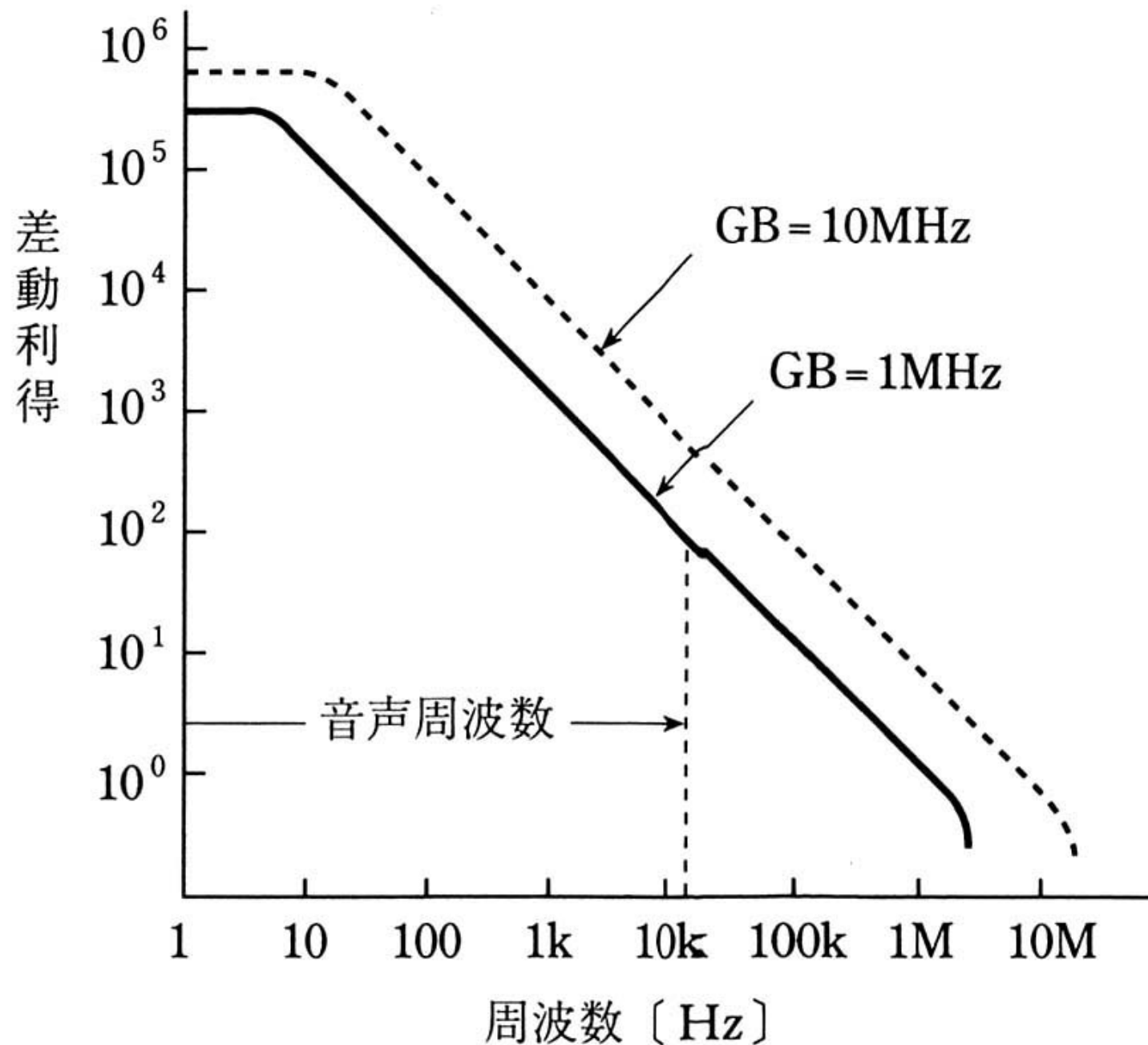


図 7.16: GB 積

# 現実のオペアンプ / スルーレート

立ち上がりを規定するものとして、スルーレートがある。単位は (V/ $\mu$ sec)。これは GB 積とは独立であり、高速で大振幅の信号を出力したい時に問題になる。

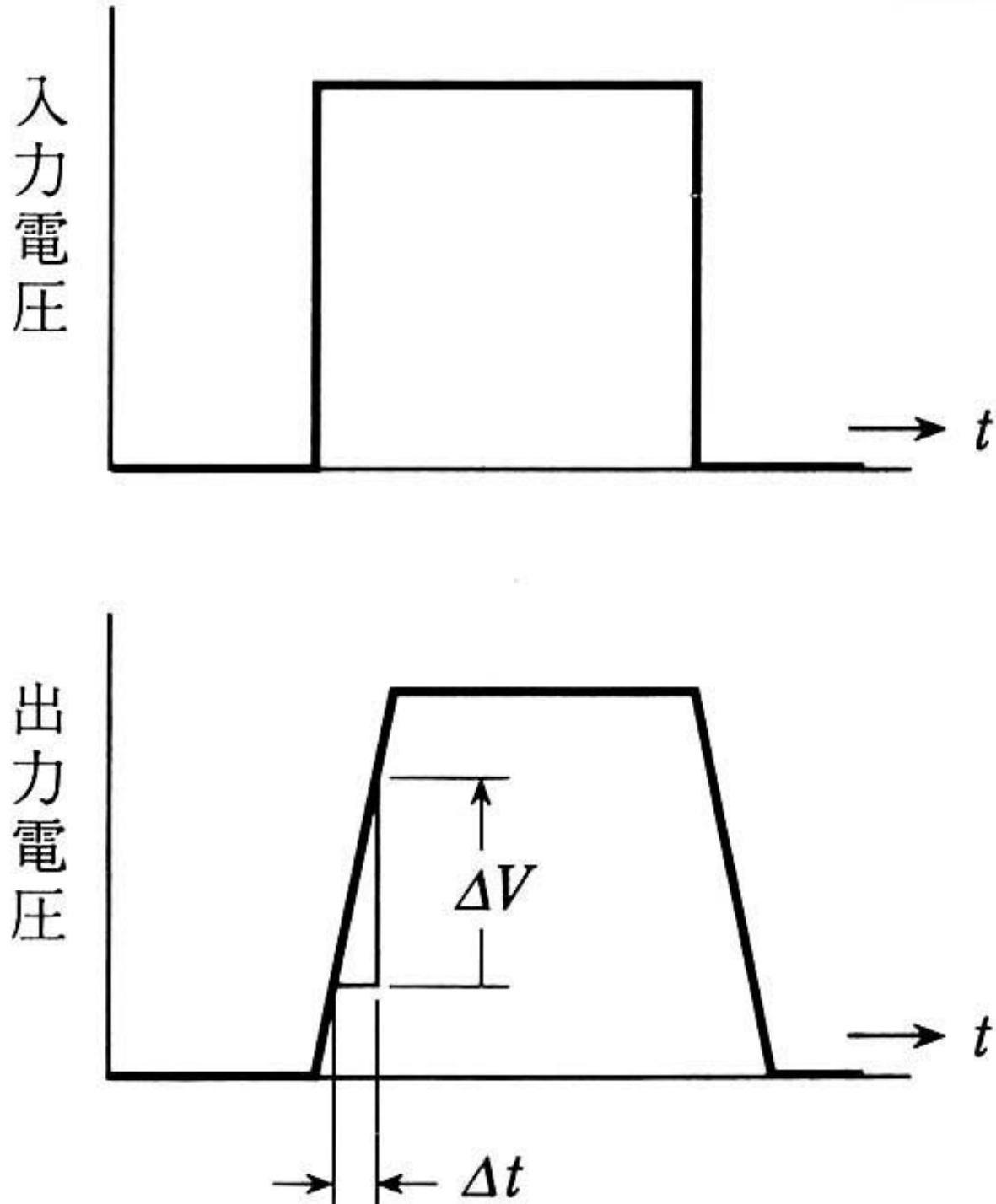


図 7.17: スルーレート

# やってみよう(I)

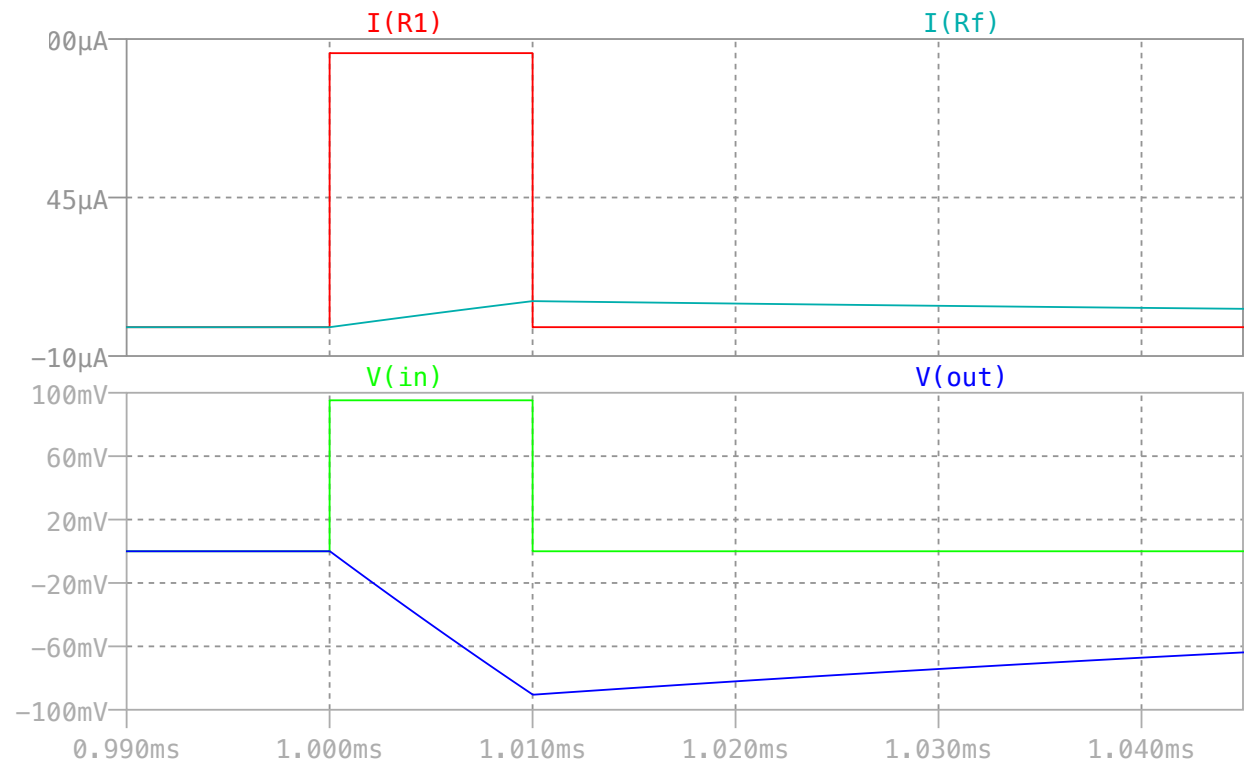
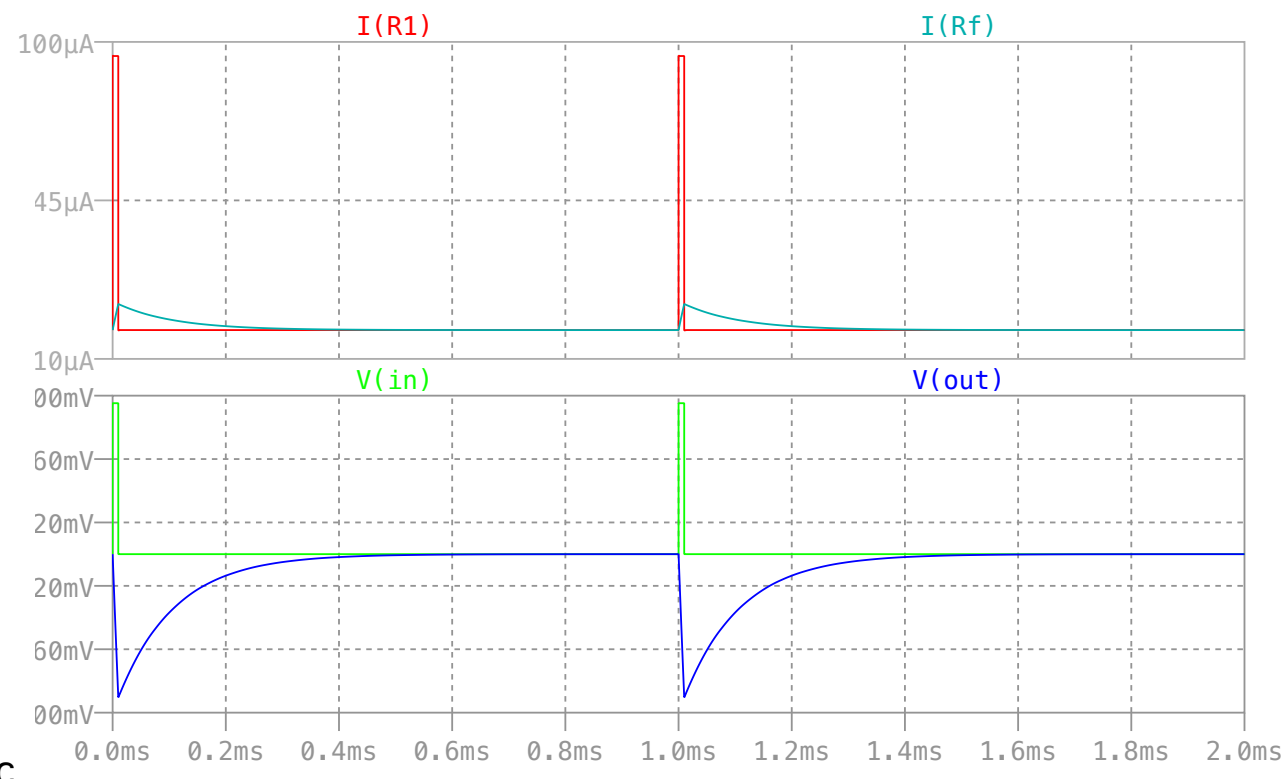
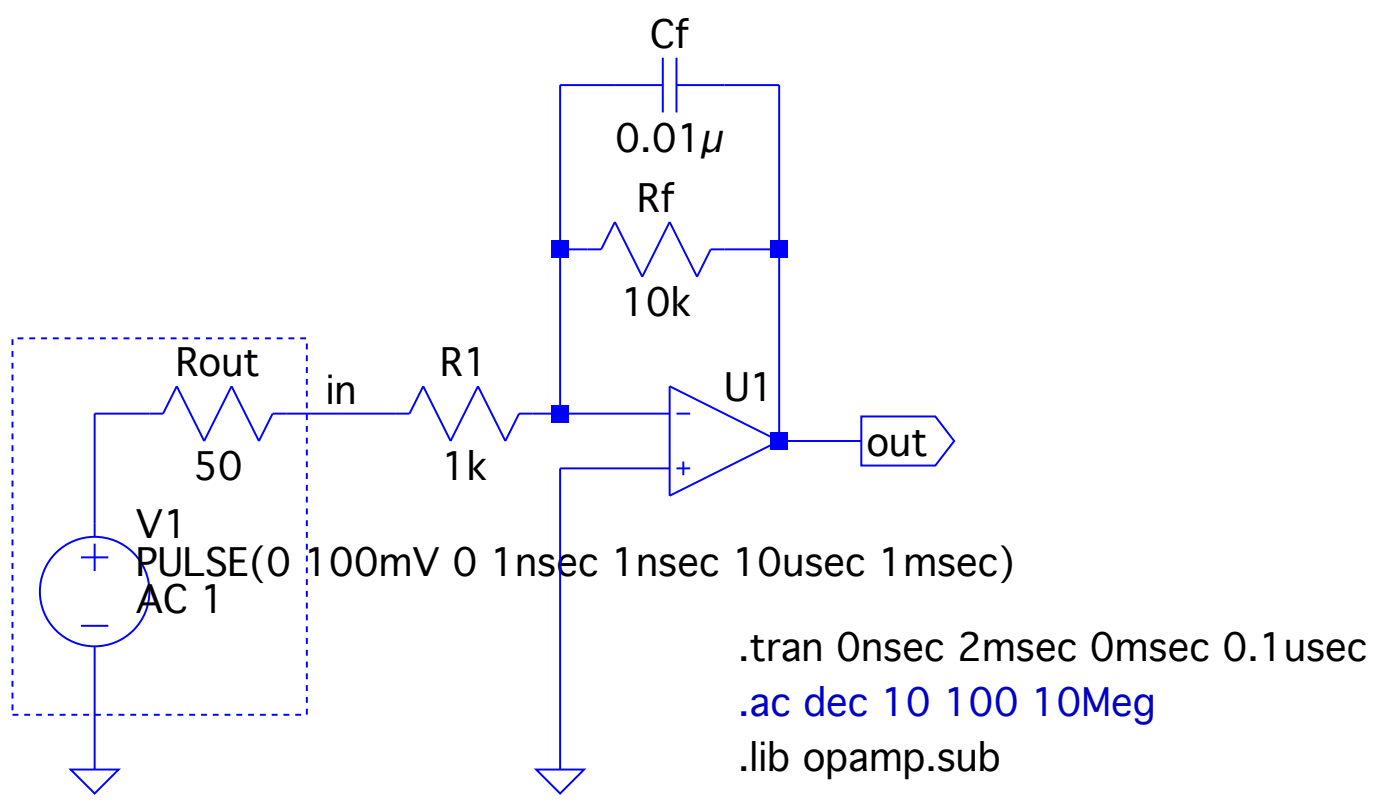


図 7.40: 積分回路とそのシミュレーション.

# やってみよう(2)

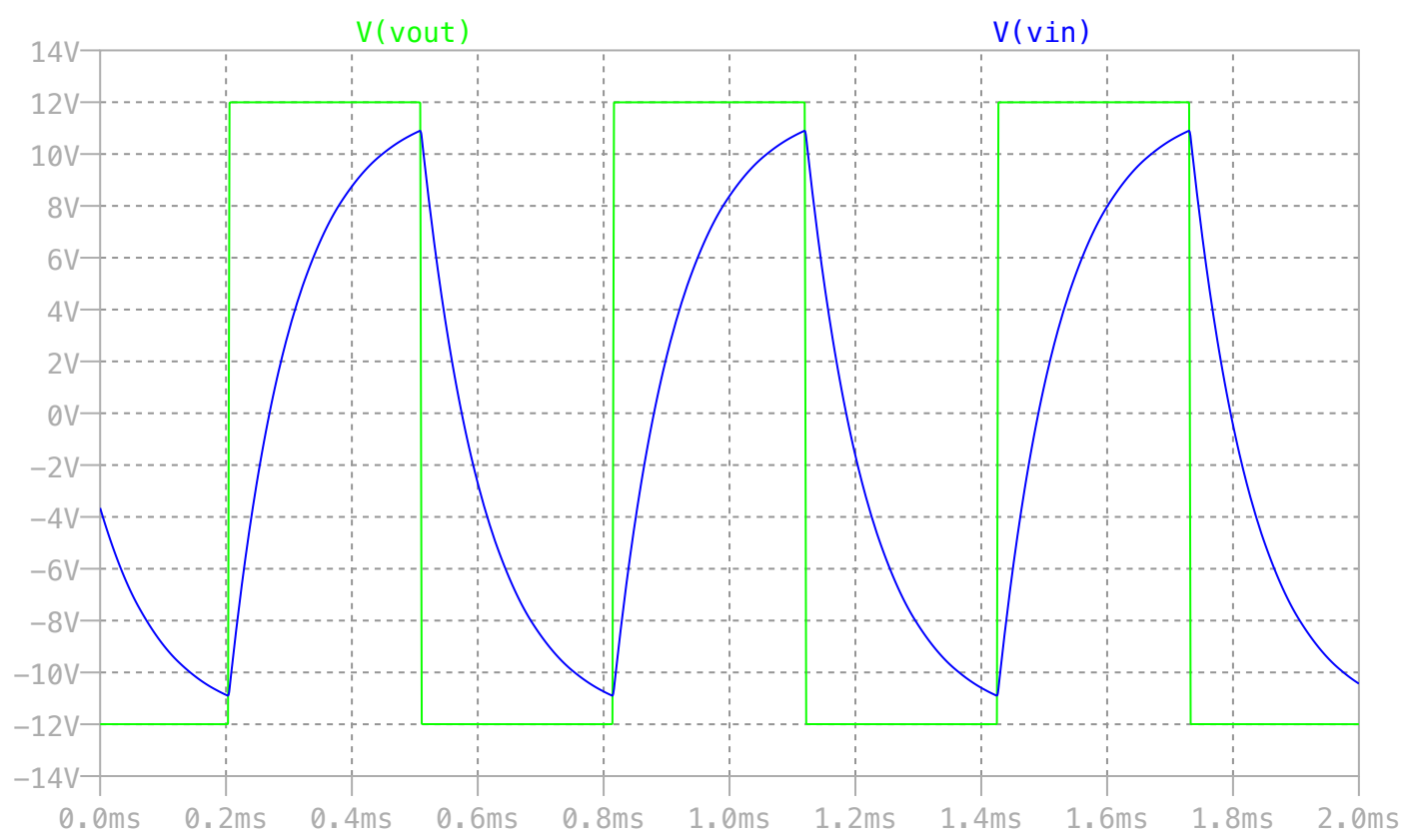
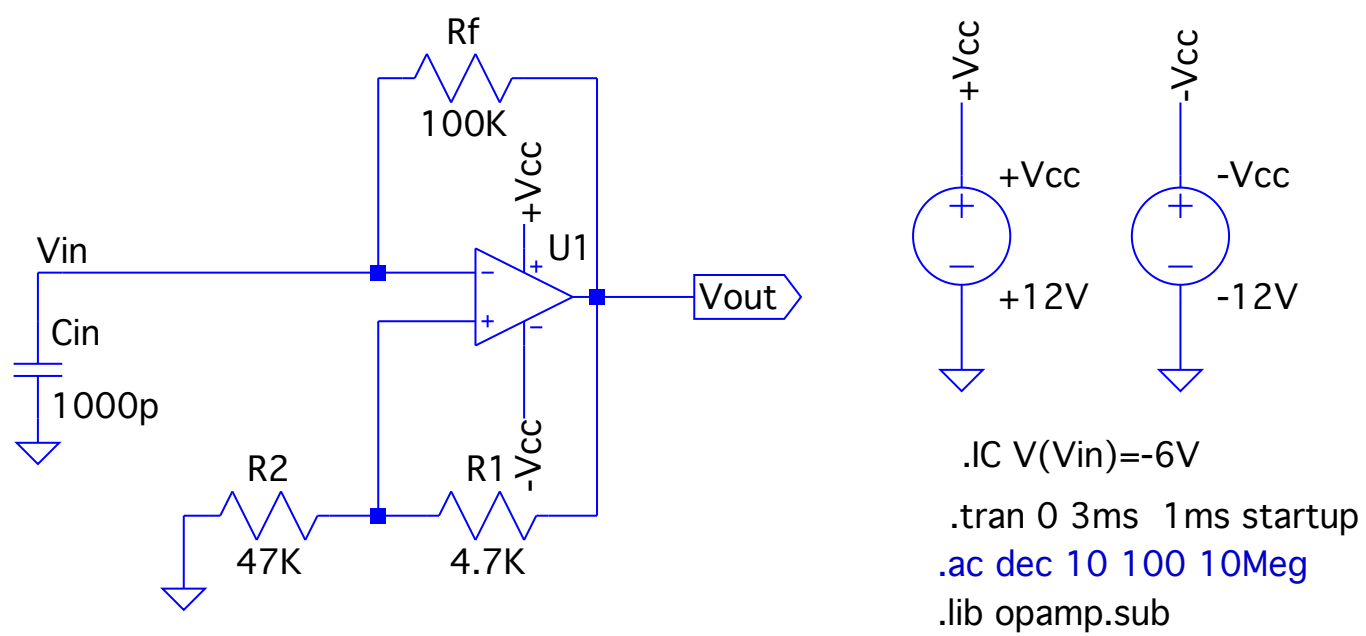


図 7.41: マルチバイブレーターとそのシミュレーション。



## やってみよう(3)

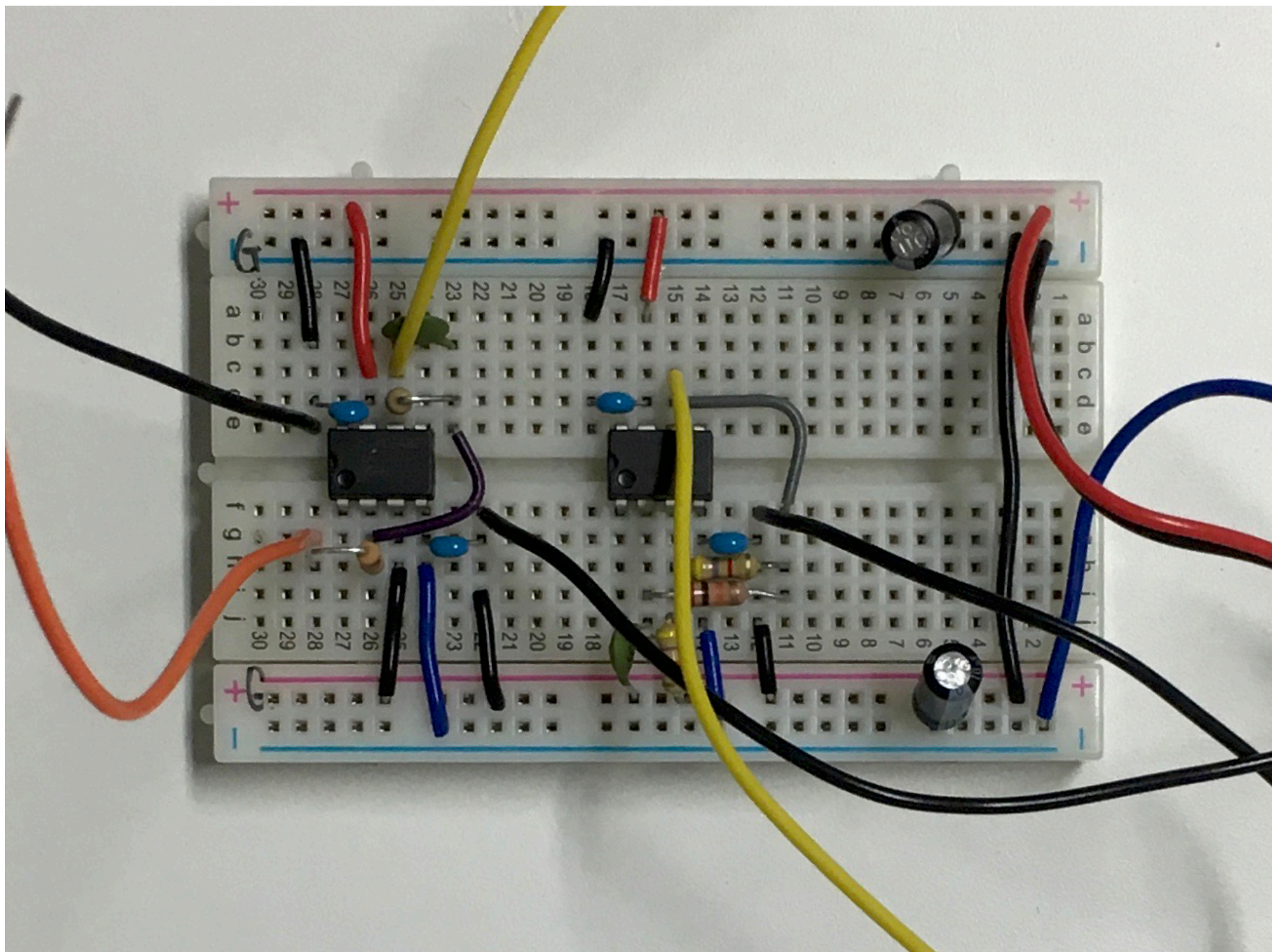


図 7.42: 積分回路とマルチバイブレーターの作例.