

6-6 演算増幅器を用いた種々の回路

6-6-1 加算回路

オペアンプ回路の設計を行う場合、通常はオープンループゲインは十分大きいものとして反転入力と非反転入力間のイマジナリショートを前提として設計する。オペアンプの反転入力と非反転の間イマジナリショートを仮定すると、図 6-16 の回路方程式は

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} = -\frac{V_3}{R_3} \quad (6.6.1)$$

となる。これより

$$V_3 = -\left(\frac{R_3}{R_1}V_1 + \frac{R_3}{R_2}V_2\right) \quad (6.6.2)$$

となり、入力 V_1 、 V_2 を R_3/R_1 、 R_3/R_2 の重みで加算した出力 V_3 を得る。

一方、イマジナリショート近似を行わずに厳密解を求めると次のようになる。オペアンプのオープンループゲインを A とすると

$$\frac{1}{R_1}\left(V_1 + \frac{V_3}{A}\right) + \frac{1}{R_2}\left(V_2 + \frac{V_3}{A}\right) = -\frac{1}{R_3}\left(-\frac{V_3}{A} + V_3\right) \quad (6.6.3)$$

これより

$$\left. \begin{aligned} V_3 &= -G\left(\frac{R_3}{R_1}V_1 + \frac{R_3}{R_2}V_2\right) \\ G &= \frac{\beta A}{1 + \beta A} \end{aligned} \right\} \quad (6.6.4)$$

ここで

$$\beta = \frac{(R_1 // R_2 // R_3)}{R_3} \quad (6.6.5)$$

は帰還率であり、 $|\beta A| \gg 1$ であればイマジナリショート近似が成立する。 β は加算する入力の数が多いと小さくなるため、クローズドループの周波数帯域は入力の数とともに狭くなるので注意が必要である。

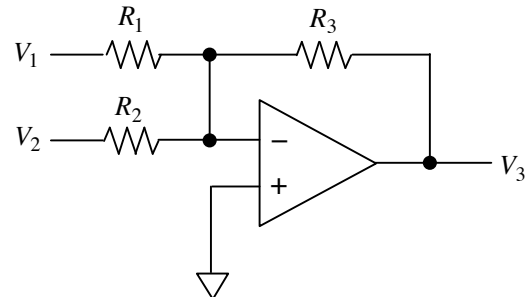


図 6-16 加算回路

6-6-2 減算回路

$$\frac{1}{R_1} \left(V_2 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 \right) = \frac{1}{R_2} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 - V_3 \right) \quad (6.6.6)$$

$$V_3 = \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2) \quad (6.6.7)$$

同相成分を十分に抑圧するためには R_1 、 R_2 を精度良くバランスをとる必要がある。

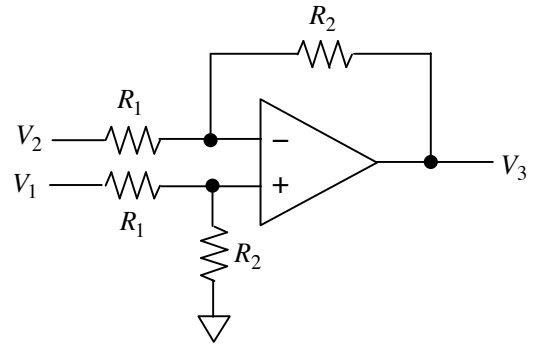


図 6-17 減算回路

抵抗に誤差がある場合

$$\frac{1}{R_1 + \Delta R'_1} \left(V_2 - \frac{R_2 + \Delta R''_2}{R_1 + R_2 + \Delta R'_1 + \Delta R''_2} V_1 \right) = \frac{1}{R_2 + \Delta R''_2} \left(\frac{R_2 + \Delta R''_2}{R_1 + R_2 + \Delta R'_1 + \Delta R''_2} V_1 - V_3 \right) \quad (6.6.8)$$

より

$$V_3 = G_D (V_1 - V_2) + G_C (V_1 + V_2) \quad (6.6.9)$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} G_D &= \frac{R_2}{R_1} \left[1 - \frac{R_1 + 2R_2}{2R_1(R_1 + R_2)} (\Delta R'_1 - \Delta R'_2) + \frac{R_1}{2(R_1 + R_2)} \left(\frac{\Delta R''_2}{R_2} - \frac{\Delta R''_1}{R_1} \right) \right] \\ G_C &= \frac{R_1(\Delta R''_2 - \Delta R'_2) + R_2(\Delta R'_1 - \Delta R''_1)}{2(R_1 + R_2)R_1} \end{aligned} \right\} \quad (6.6.10)$$

である。 $G_C = 0$ とするには $\Delta R'_1 = \Delta R''_1$ 及び $\Delta R'_2 = \Delta R''_2$ でなければならない。

6-6-3 差動増幅回路

前記の減算回路において二つの入力信号源の内部インピーダンスを r_1 、 r_2 とすると

$$V_3 = \frac{R_2}{R_1 + r_2} \left\{ \frac{R_1 + R_2 + (r_2 + r_1)/2}{R_1 + R_2 + r_1} (V_1 - V_2) + \frac{(r_2 - r_1)/2}{R_1 + R_2 + r_1} (V_1 + V_2) \right\} \quad (6.6.11)$$

となり、 $r_1 \neq r_2$ の場合は入力の同相成分 $(V_1 + V_2)$ が出力に現れる。したがって差動増幅器として用いた場合信号源インピーダンスの詳細が不明の場合は同相雑音を拾ってしまう可能性がある。また生体電位の観測等のような大きな同相雑音環境のもとでは、雑音抑圧能力の不足のために使用できない場合が多い。そこで医療機器等生体信号を検出するため、入力インピーダンスが高く、かつ大きな同相信号除去能力を持つ図 6-18 に示す計装アンプまたはインストゥルメンテーションアンプと呼ばれる差動増

幅器が用いられる。

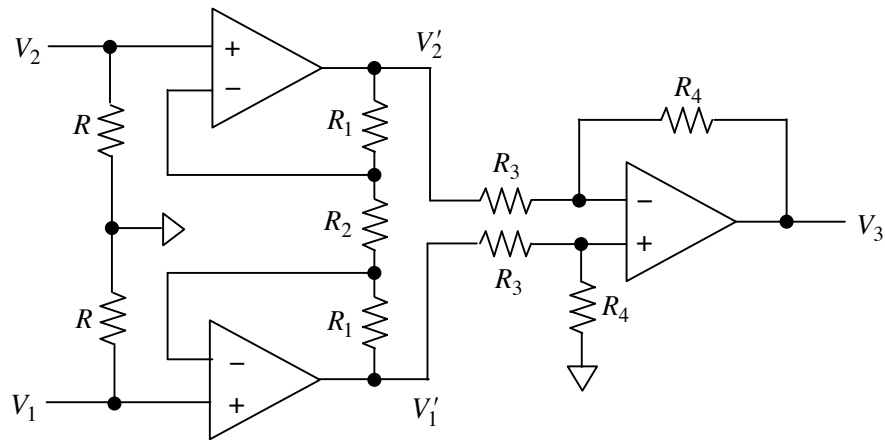


図 6-18 インストルメンテーションアンプ

図 6-18 より

$$V_1 = V_1' + \frac{R_1(V_2' - V_1')}{2R_1 + R_2}, \quad V_2 = V_2' + \frac{R_1(V_1' - V_2')}{2R_1 + R_2} \quad (6.6.12)$$

したがって

$$\left. \begin{aligned} V_1' &= \frac{1}{2} \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) (V_1 - V_2) + (V_1 + V_2) \\ V_2' &= -\frac{1}{2} \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) (V_1 - V_2) + (V_1 + V_2) \end{aligned} \right\} \quad (6.6.13)$$

となるので(6.6.7)式より出力は

$$\begin{aligned} V_3 &= \frac{R_4}{R_3} (V_1' - V_2') \\ &= \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \frac{R_4}{R_3} (V_1 - V_2) \end{aligned} \quad (6.6.14)$$

となる。信号源インピーダンスによる影響を避けるため R は信号源インピーダンスより十分大きな値とすることが必要である。また、二つの R_1 に誤差 $\Delta R'$ 、 $\Delta R''$ がある場合は

$$\left. \begin{aligned} V_1 - V_2 &= \frac{R_2}{2R_1 + R_2 + \Delta R' + \Delta R''} (V_1' - V_2') \\ V_1 + V_2 &= V_1' + V_2' - \frac{(\Delta R' - \Delta R'')(V_1' - V_2')}{2R_1 + R_2 + \Delta R' + \Delta R''} \end{aligned} \right\} \quad (6.6.15)$$

$$\left. \begin{aligned} V_1' - V_2' &= \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} + \frac{\Delta R'}{R_2} + \frac{\Delta R''}{R_2}\right)(V_1 - V_2) \\ V_1' + V_2' &= \left(\frac{\Delta R'}{R_2} - \frac{\Delta R''}{R_2}\right)(V_1 - V_2) + (V_1 + V_2) \end{aligned} \right\} \quad (6.6.16)$$

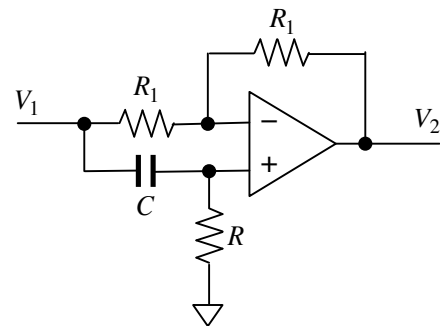
より、 R_1 のバランス誤差によって初段の同相出力 $V_1' + V_2'$ には差動成分が混入するが、差動出力 $V_1' - V_2'$ には同相成分は含まれないことが分かる。したがって同相信号に対する抑圧能力は R_3 、 R_4 のバランス精度で決まる。

6-6-4 移相回路 (phase shifter)

振幅を変えずに位相のみを変えるものを移相器 (phase shifter) と呼び、フィルターの一種であり全域通過フィルターとも云う。

最も簡単な1次のフェーズシフターは図6-19の回路で実現される。

$$\begin{aligned} &\frac{1}{R_1} \left(V_1 - \frac{R}{1/j\omega C + R} V_1 \right) \\ &= \frac{1}{R_2} \left(\frac{R}{1/j\omega C + R} V_1 - V_2 \right) \end{aligned} \quad (6.6.17)$$



より出力応答は

$$V_2 = -\frac{1 - j\omega CR}{1 + j\omega CR} V_1 \quad (6.6.18)$$

で与えられ、 $\omega_0 = 1/RC$ を $0 \sim \infty$ の範囲で変える図6-19 移相回路 (1次) と位相は $-180^\circ \sim 0^\circ$ 変化する。1次のフェーズシフターはRとして可変抵抗器を用いることで位相を連続的に変えることができるので、可変フェーズシフターによく利用される。

図6-19 移相回路 (1次)

2次のフェーズシフターの周波数伝達関数は

$$V_2 = G_0 \frac{1 - j\omega/Q\omega_0 - \omega^2/\omega_0^2}{1 + j\omega/Q\omega_0 - \omega^2/\omega_0^2} V_1 \quad (6.6.19)$$

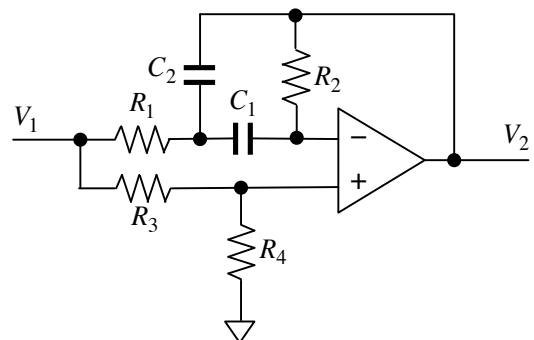


図6-20 移相回路 (2次)

で与えられ、図6-20の回路で実現される。

$$\begin{cases} \frac{1}{R_1}(V_1 - V) = j\omega C_1(V - \frac{R_4}{R_3 + R_4}V_1) + j\omega C_2(V - V_2) \\ j\omega C_1(V - \frac{R_4}{R_3 + R_4}V_1) = \frac{1}{R_2}(\frac{R_4}{R_3 + R_4}V_1 - V_2) \end{cases} \quad (6.6.20)$$

より

$$V_2 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{1 - j\omega\{C_1 R_2 R_3 / R_4 - (C_1 + C_2)R_1\} - \omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{1 + j\omega(C_1 + C_2)R_1 - \omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2} V_1 \quad (6.6.21)$$

これが (6.6.19)式の形となるためには

$$C_1 R_2 R_3 / R_4 - (C_1 + C_2)R_1 = (C_1 + C_2)R_1 \quad (6.6.22)$$

即ち

$$\frac{R_3}{R_4} = 2(1 + \frac{C_2}{C_1}) \frac{R_1}{R_2} \quad (6.6.23)$$

でなければならない。このとき図 6-20 は 2 次のフェーズシフターとなり ω_0 、 Q 、 G_0 は

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}, \quad Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_1 + C_2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}, \quad G_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (6.6.24)$$

で与えられる。

6-6-5 容量マルチプライヤー

大きな容量が必要な場合によく用いられる回路として容量マルチプライヤーがある。図 6-21 に示す回路において

$$\left. \begin{aligned} I &= \frac{V}{R_1} + j\omega C_1(V - V') \\ V' &= -\frac{R_2}{R_1}V \end{aligned} \right\} \quad (6.6.25)$$

であるから入力とグランド間のアドミッタンスは

$$\frac{1}{Z} = \frac{I}{V} = \frac{1}{R_1} + j\omega C_1(1 + \frac{R_2}{R_1}) \quad (6.6.26)$$

となる。即ち入力インピーダンスは

$$C = C_1(1 + \frac{R_2}{R_1}) \quad (6.6.27)$$

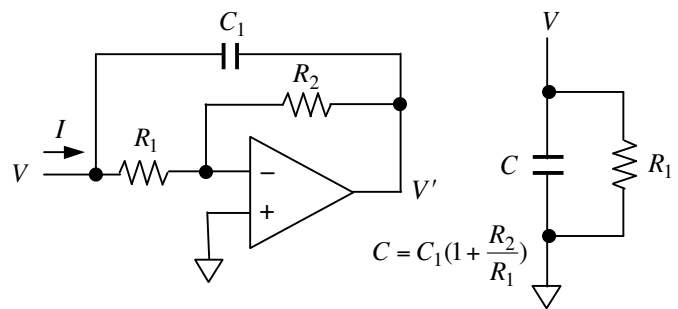


図 6-21 容量マルチプライヤー

なる容量 C と抵抗 R_1 の並列インピーダンスと等価になる。

6-6-6 シミュレーテッドインダクタ

LC フィルター等では低周波では大きなインダクタンスが必要となるが、インダクタは誤差が大きいため調整が必要となり、また形状が大きくなるため実装密度の高い回路では使いにくい。そのためオペアンプを用いてインダクタンスと等価なインピーダンスをシミュレートした回路(図 6-22))が用いられる。図 6-22 の回路方程式

$$\left. \begin{aligned} \frac{V - V'}{R_1} &= \frac{V'}{R_2} + j\omega C(V' - V) \\ I &= \frac{V - V'}{R_1} \end{aligned} \right\} \quad (6.6.28)$$

より

$$Z = \frac{V}{I} = (R_1 + R_2) + j\omega C R_1 R_2 \quad (6.6.29)$$

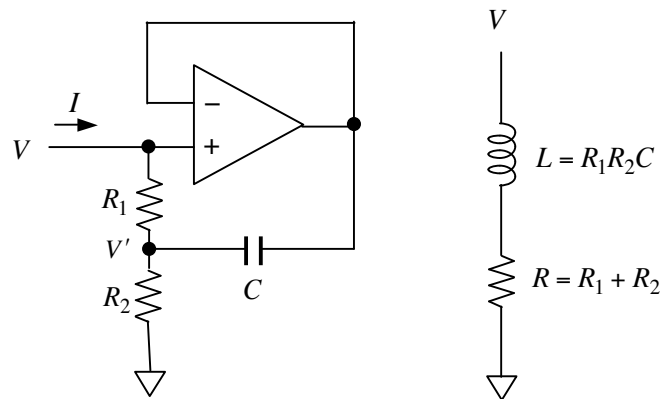


図 6-22 シミュレーテッドインダクタ

即ち入力とグランド間のインピーダンスは

$$L = C R_1 R_2, \quad R = R_1 + R_2 \quad (6.6.30)$$

なるインダクタンスと抵抗の直列インピーダンスと等価なインピーダンスとなる。

6-6-7 GIC 回路

上記の容量マルチプライヤーやシミュレーテッドインダクタでは容量やインダクタンスに直列抵抗が入るため理想的な C や L にはならない。そこで理想的な C や L を実現する回路として図 6-23 に示す GIC (General Impedance Converter) がある。図 6-23 の各部の電圧電流の関係を書き下すと以下のようなになる。

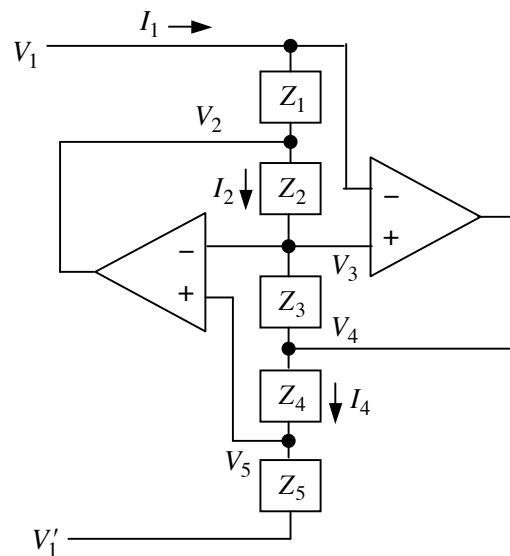


図 6-23 GIC

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{V_1 - V_2}{Z_1} \\ I_2 &= \frac{V_2 - V_3}{Z_2} = \frac{V_3 - V_4}{Z_3} \\ I_4 &= \frac{V_4 - V_5}{Z_4} = \frac{V_5 - V_1'}{Z_5} \\ V_1 &= V_3 = V_5 \end{aligned} \right\} \quad (6.6.31)$$

これよりインピーダンスは

$$Z = \frac{V_1 - V_1'}{I_1} = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4} \quad (6.6.32)$$

となる。ここで Z_1 、 Z_3 、 Z_5 のいずれか一つを容量とし他の Z_i を全て抵抗とするとインピーダンスは純粋な容量となる。また Z_2 、 Z_4 のいずれか一つを容量とし他の Z_i を全て抵抗とすると Z は純粋なインダクタンス L となる。例えば図 6-24 の場合は $L = CR_1R_3R_5/R_4$ となる。なお、 Z_1 、 Z_3 、 Z_5 のうち二つを容量とし他の Z_i を全て抵抗とすると Z は $Z = 1/\omega^2 D$ なる ω 依存性を持つ。このような ω 依存性を持つ素子を D 素子と呼び、 D 素子を用いて構成される能動フィルターを $FDNR$ フィルターという。

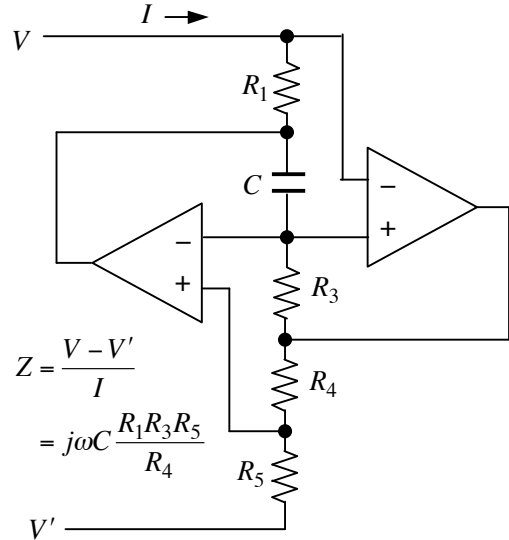


図 6-24 GIC による純粋なインダクタンス

6-6-8 絶対値回路

3-1 節で述べたようにダイオードには図 6-25 に示すような不感帯が存在する。このような不感帯を無くして理想的なダイオード特性とするため図 6-26 のような回路が用いられる。オペアンプのゲインは十分大きいものとする。オペアンプの出力 V は図の破線のように変化し、 $V_1 > 0$ では $V_2 = 0$ 、 $V_1 < 0$ では $V_2 = -V_1$ となる。

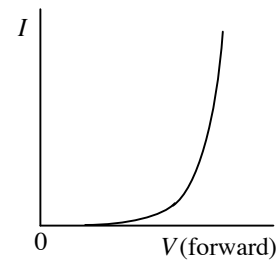


図 6-25 ダイオードの不感帯

このような理想ダイオード回路を用いて、図 6-27 に示すような入力電圧の絶対値を出力する絶対値回路を構成することができる。理想ダイオード回路の動作から分かるように

$$V' = \begin{cases} -V_1 & (V_1 \geq 0) \\ 0 & (V_1 < 0) \end{cases} \quad (6.6.33)$$

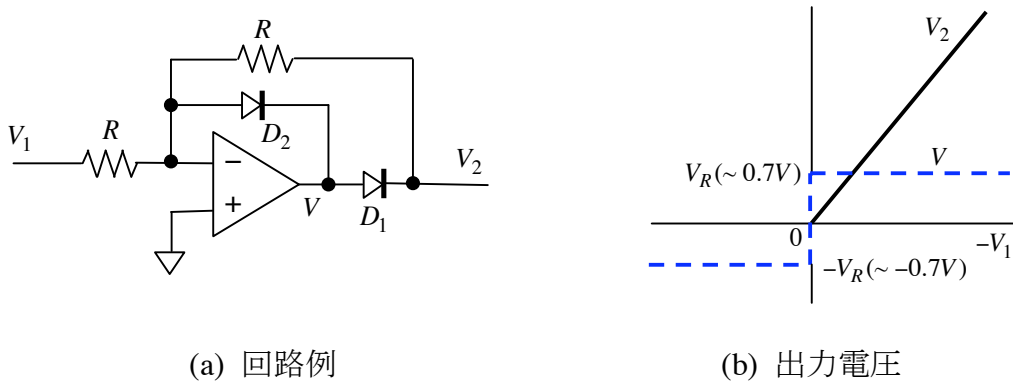


図 6-26 理想ダイオード回路

であるので、出力は

$$\begin{aligned}
 V_2 &= -(V_1 + 2V') \\
 &= \begin{cases} V_1 & (V_1 \geq 0) \\ -V_1 & (V_1 < 0) \end{cases} \quad (6.6.34)
 \end{aligned}$$

即ち $V_2 = |V_1|$ となる。

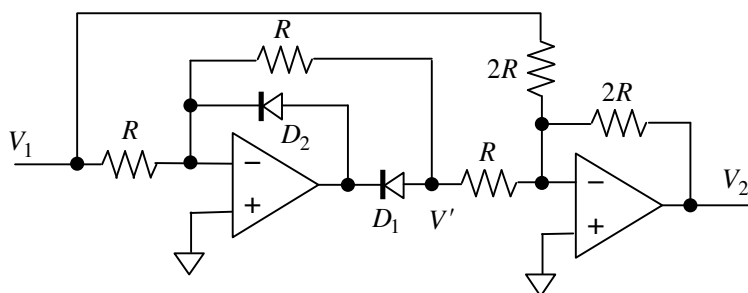


図 6-27 絶対値回路