

2019.2.26 初版作成

2019.3.11 微修正

2020.3.24 脚注改訂

単電源の非反転増幅回路

1. もう一つの回路

単電源の非反転増幅回路の基本形を p.252 図 5.46(a) として示した。この回路は原理的には動作するが、実用的には電源電圧が変動したときに、その変動 $V_{CC(AC)}$ がオペアンプの入力 V_1 に影響を及ぼすという問題がある。 V_1 の変化がオペアンプによって増幅されるので、結果として出力が変動する。

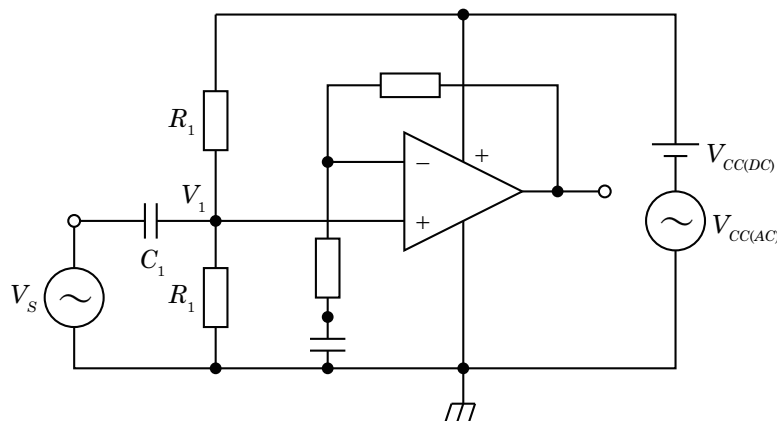


図 1 p.252 図 5.46(a) の回路

それを解決する方法として、p.257 図 5.49(a) の回路を示した。この回路を図 2 に示す。コンデンサ C_A により、安定した電圧を V_A の場所に実現し、電源電圧の変動 $V_{CC(AC)}$ の影響がオペアンプへの入力電圧 V_1 に及ばない。

電源電圧の変動の影響を排除する方法として、図 2 の回路以外に、図 3(a) に示す回路がある¹。コンデンサ C_A を挿入することで、電源電圧の変動 $V_{CC(AC)}$ が場所 V_1 に及ばな

¹この回路は書籍「トランジスタ技術 SPECIAL No.143 ベスト・アンサー 150! 電子回路設計ノウハウ全集 p.9」から教えてもらった。書籍中のサンプル回路（ヘッドホンアンプ）では $R_1 = 33\text{ k}\Omega$, $R_2 = 68\text{ k}\Omega$, $R_3 = 100\text{ k}\Omega$, $C_A = 10\text{ }\mu\text{F}$, $C_1 = 2.2\text{ }\mu\text{F}$ という値が示されている。後日「トラ技 Jr. 2017 春 p.15」にもほぼ同一の回路（著者も同一）が掲載されているのを発見した。

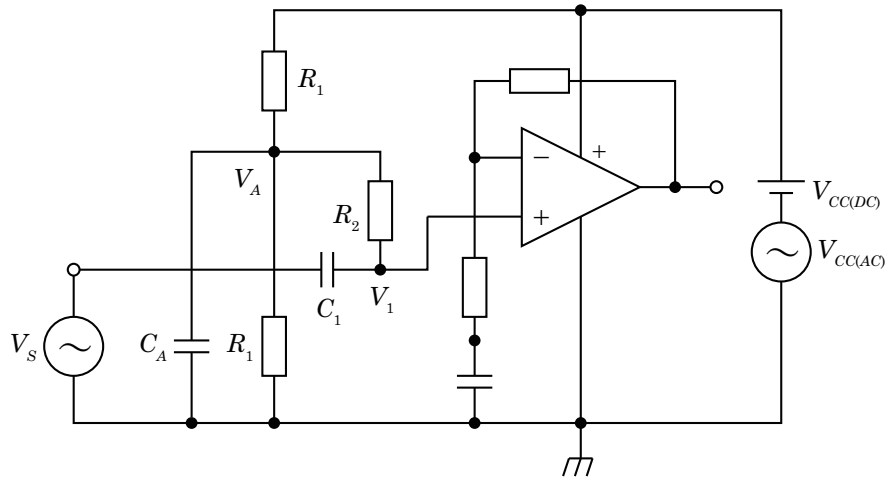


図 2 p.257 図 5.49(a) の回路

いようにしている。

この回路について考察する。直流成分に関する等価回路が図 3(b) である。コンデンサは直流を通さないの、除去して考えればよい。

$$V_{1(DC)} = \frac{V_{CC(DC)}}{2} \quad (1)$$

となる必要があるの、抵抗 R_1 , R_2 , R_3 の値は、以下の条件を満たす必要がある。

$$R_1 + R_2 = R_3 \quad (2)$$

電源電圧の変動 $V_{CC(AC)}$ に関する等価回路が図 3(c) である。 C_A を

$$R_1 \gg \left| \frac{1}{j\omega C_A} \right| \quad (3)$$

を満たすような大きな値に設定するなら、場所 $V_{A(AC0)}$ は R_1 と $\frac{1}{j\omega C_A}$ で分圧したときに $\frac{1}{j\omega C_A}$ にかかる電圧だから、

$$V_{A(AC0)} \simeq 0 \quad (4)$$

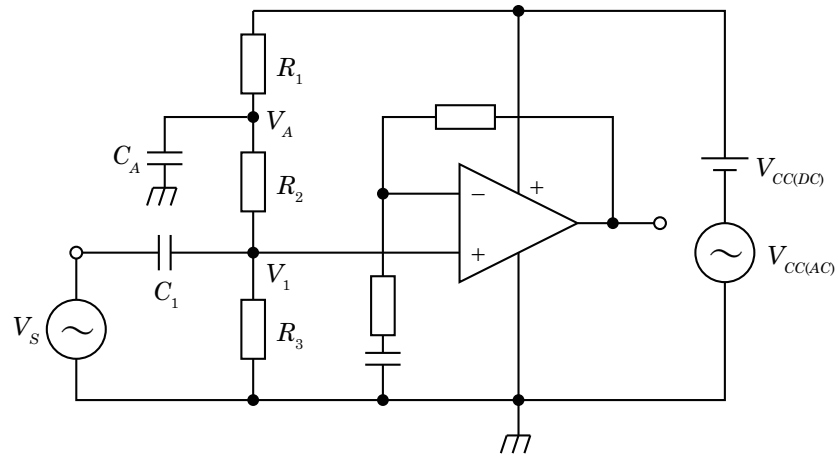
となり、アースと直結された状態になる。ゆえに、

$$V_{1(AC0)} \simeq 0 \quad (5)$$

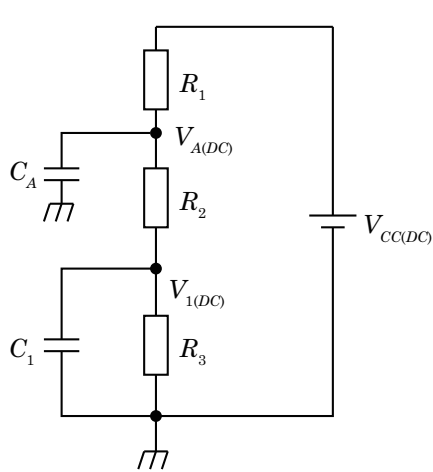
となり、場所 $V_{1(AC0)}$ の電圧は電源電圧の変動 $V_{CC(AC)}$ の影響を受けない。

信号電圧 V_S に関する等価回路が図 3(d) である。 C_A は (3) を満たし、かつ

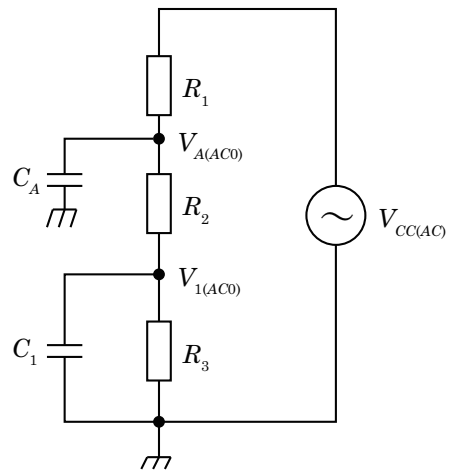
$$R_2 \gg \left| \frac{1}{j\omega C_A} \right| \quad (6)$$



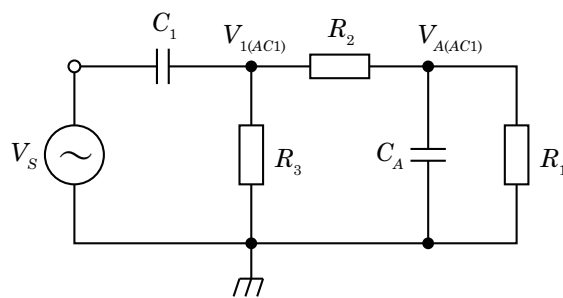
(a) 別の回路



(b) $V_{CC(DC)}$ に関する回路



(c) $V_{CC(AC)}$ に関する回路



(d) V_S に関する回路

図 3 単電源の非反転増幅回路の改良版

を満たすように設定すると、

$$V_{A(AC1)} \simeq 0 \quad (7)$$

である。場所 $V_{1(AC1)}$ から右側は R_2 と R_3 の並列接続の値となる。

$$R_{23} = R_2 // R_3 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \quad (8)$$

とおく。

$$\frac{1}{j\omega C_1} + R_{23} \simeq R_{23} \quad (9)$$

と近似できるような大きな値に C_1 を設定するなら、

$$V_S \simeq V_{1(AC1)} \quad (10)$$

となる。

結局、信号電圧 V_S を $\frac{V_{CC(DC)}}{2}$ シフトさせた電圧が、場所 V_1 に得られる。そして、電圧 V_1 は電源電圧の変動 $V_{CC(AC)}$ の影響を受けない。

図2の回路と図3(a)の回路を比較する。

図2の回路の入力インピーダンスは、 $\frac{1}{j\omega C_A} \simeq 0$ と近似すると、

$$\frac{1}{j\omega C_1} + R_2 \quad (11)$$

である。 C_1 と R_2 はハイパスフィルタを構成している。その遮断周波数は

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_1 R_2} \quad (12)$$

である。オーディオ回路の一部を構成していると考えたら、入力インピーダンスは高い方が望ましく、遮断周波数は低いほうが望ましい。 C_1 を固定して考えるなら、 R_2 は大きい方が望ましい。

図3(a)の回路の入力インピーダンスは、 $\frac{1}{j\omega C_A} \simeq 0$ と近似し、 $R_{23} = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}$ とおくと、

$$\frac{1}{j\omega C_1} + R_{23} \quad (13)$$

であり、遮断周波数 f_c は

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_1 R_{23}} \quad (14)$$

である。

両方の回路において、遮断周波数 f_c と C_1 を同一に設定するなら、図2の R_2 と図3(a)の R_{23} を同程度の値に設定する必要がある。

(2)(8) より図 2 の R_2 に比べると図 3(a) の R_2, R_3 は 2 倍以上の値に設定する必要がある。

また (3) より R_1 も高い値に設定する必要がある。すなわち、図 2 の R_1, R_2, R_3 の値は全て高い値に設定する必要がある。抵抗が高くなると、電流が少なくなるためノイズに弱くなると思われる。

以上を考慮すると、図 3(a) の回路より図 2 の回路の方が扱いやすいと思われる。

2. エレクトリック・コンデンサ・マイクの回路

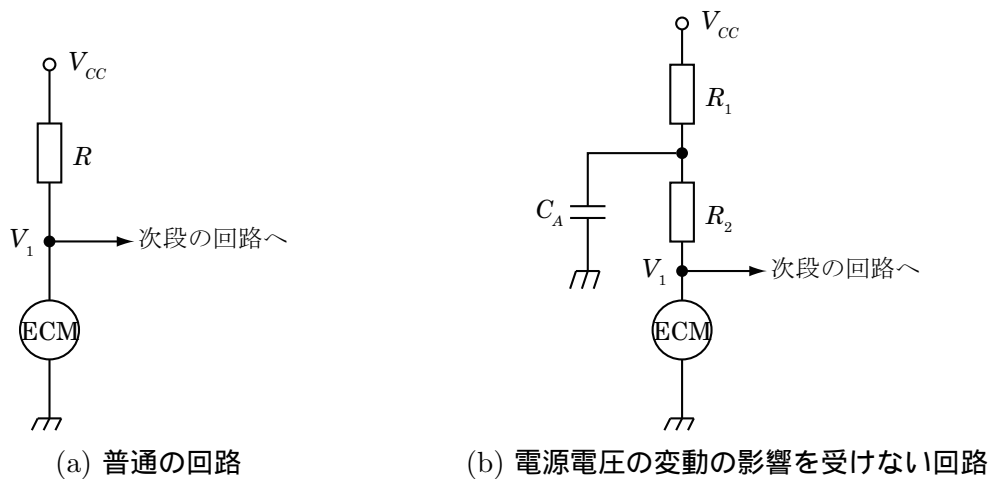


図 4 エレクトリック・コンデンサ・マイク (ECM) の回路

図 3(a) と同様のパターンは、エレクトリック・コンデンサ・マイク (以下 ECM と表記する) の回路などで現れる。ECM のユニットは音の大きさによって大きさが変化する電流源である。基本形は図 4(a) である。 V_1 に直流電圧と信号電圧が重畳した波形が現れる。次段の回路で交流成分 (信号電圧) を取り出して増幅する。

この回路は電源電圧 V_{CC} の変動が出力電圧 V_1 に影響を及ぼす。これを防止するために、図 4(b) のように接続する。 C_A の働きにより、 V_1 は V_{CC} の変動の影響を受けない。

3. 書籍 p.252 図 5.46 の回路について

単電源の非反転増幅回路の基本形である p.252 図 5.46 を図 5 に再掲し、もう一度考える。電源電圧の変動分 $V_{CC(AC)}$ に関する回路を描くと、図 6(a) のようになる。

$$R_1 \gg \left| \frac{1}{j\omega C_1} \right| \quad (15)$$

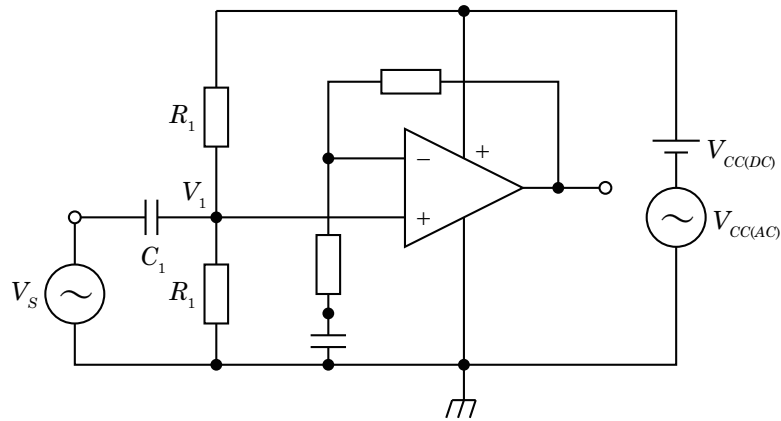
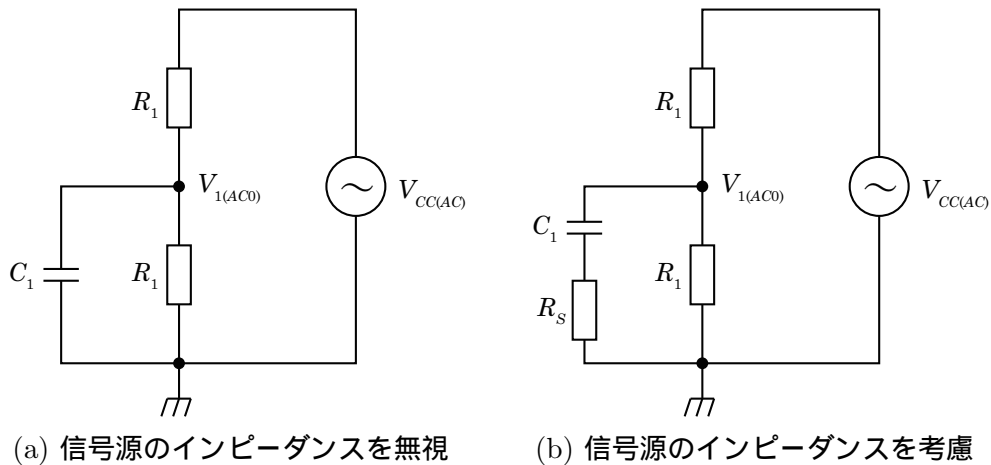


図 5 p.252 図 5.46(a) の回路



(a) 信号源のインピーダンスを無視

(b) 信号源のインピーダンスを考慮

図 6 電源電圧の変動に対する考察

が成立するなら

$$V_{1(AC0)} \simeq 0 \quad (16)$$

となり、図 5 の回路でもよさそうに見える。しかし、実際は信号源 V_S のインピーダンスは 0 ではなく、ある程度の値を持つ。信号源のインピーダンスを R_S で表すと、図 6(b) のようになる。この場合、

$$V_{1(AC0)} \simeq 0 \quad (17)$$

とはならない。

書籍中では、信号源のインピーダンスについての記述がなく、議論の進め方が少し乱暴であった。