

直流成分を付加する回路

1. 信号源の出力インピーダンス

直流成分を付加する回路を p.195 から説明している。その原理を図 4.31 (p.196) において説明し、図 4.34 (p.201) において実際に使われる「 $\frac{E_{DC}}{2}$ を付加する回路」について説明した。

図 4.34 の回路の使用例を、単電源オペアンプの節の図 5.46 (p.252) で示した。さらに、付加する電圧を安定させるための改良を施した回路を図 5.49 (p.257) で示した。いずれの回路においても信号源は電圧源のみで表し、信号源の出力インピーダンスは考慮していなかった(0 とみなしていた)。すなわち、信号源は図 1(a) のように表していた。

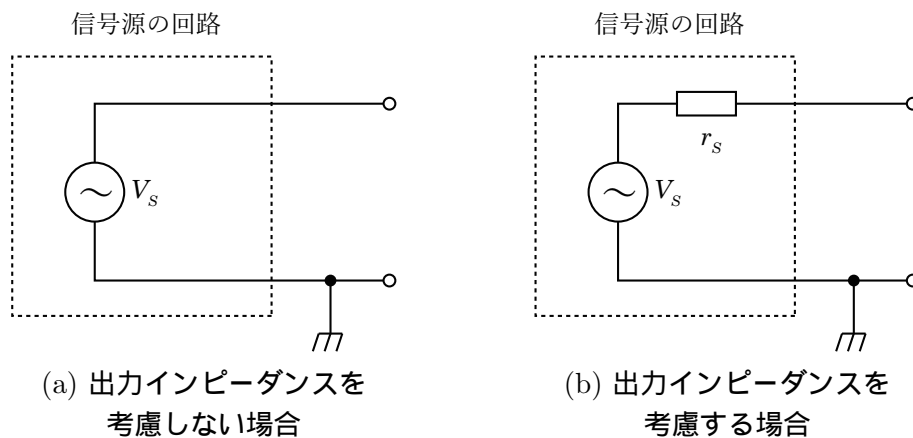


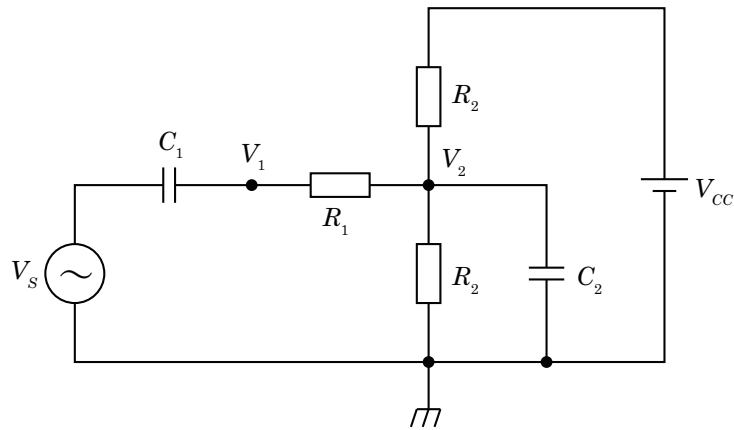
図 1 信号源のモデル

テブナンの定理を使うと、どんな複雑な回路も電圧源と抵抗の直列で表せる。実際の信号源は図 1(b) のように出力インピーダンス r_s を持っている。

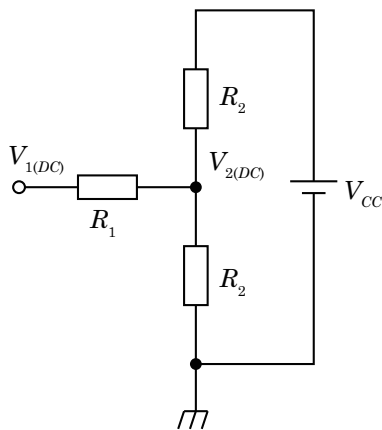
本稿では、より実用的な回路である図 5.49 (p.257) において、信号源が出力インピーダンス r_s を持つ場合を考える。

2. 直流成分を付加する回路の復習

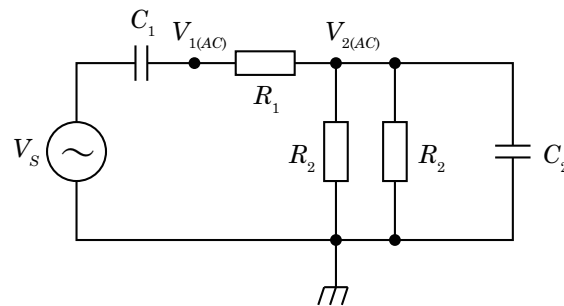
図 5.49 のうち、直流成分を付加する部分を取り出したのが図 2(a) である。交流電圧 V_S に直流電圧 $\frac{V_{CC}}{2}$ を加えた電圧が V_1 に得られる。



(a) 直流成分を加える回路



(b) 直流成分



(c) 交流成分

図 2 直流成分を加える回路

直流成分に関する回路を図 2(b) に示し、交流成分に関する回路を同図 (c) に示す。2 つの回路における電圧を重ねあわせる（足し算する）ことで、図 2(a) の V_1, V_2 は求まる。

図 2(b) の直流回路について考える。直流回路は、図 2(a) から以下の 2 つの操作をすることで得られる。

- 交流信号源を除去する（電圧を 0 とおく）。
- コンデンサは交流を通さないのので、コンデンサを含むループを除去する。

図 2(b) において、 $V_{2(DC)}$ は V_{CC} を 2 つの R_2 で分圧して得られるので、

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

である。 R_1 に電流は流れない (電流は 0) ので、オームの法則により R_1 にかかる電圧は $0 \text{ A} \times R_1 = 0 \text{ V}$ である。ゆえに

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

である。

図 2(c) の交流回路について考える。交流回路は図 2(a) から以下の操作をすることで得られる。

- 直流電圧源を除去する (0 とみなす)

図 2(c) において、 C_1, C_2 はいずれも

$$\frac{1}{j\omega C_1} \simeq 0, \quad \frac{1}{j\omega C_2} \simeq 0$$

と近似できるような大きな容量に設定する。 C_2 の両端を短絡したと考えることができるので、

$$V_{2(AC)} \simeq 0$$

である。 C_1 の両端を短絡したと考えることができるので、 V_S の電圧は全て R_1 にかかる。ゆえに

$$V_{1(AC)} \simeq V_S \quad (2)$$

である。(1)(2) より、 V_1 の電圧は信号源 V_S を $\frac{V_{CC}}{2}$ シフトさせたものになる。

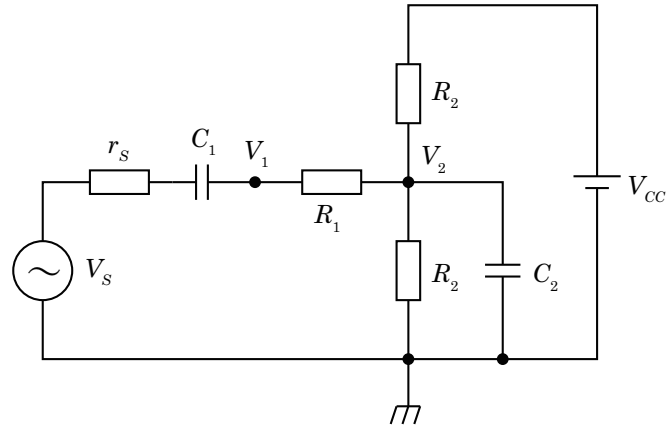
3. 信号源の出力インピーダンスを考慮

信号源の出力インピーダンスを考慮した場合を図 3(a) に示す。 r_s が付加されている。直流成分に関する回路は図 2(b) と同一であり、結果も同一である。交流成分に関する回路を図 3(b) に示す。 C_1, C_2 を大きな値に設定し、

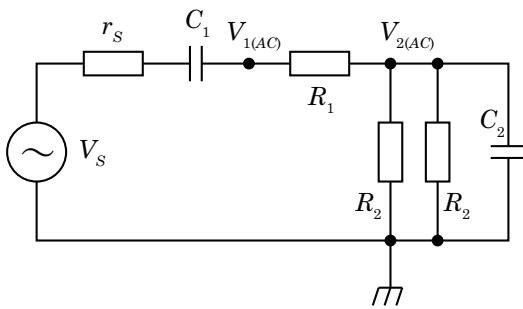
$$\frac{1}{j\omega C_1} \simeq 0, \quad \frac{1}{j\omega C_2} \simeq 0$$

を仮定すると、交流成分に関する回路は図 2(c) と近似できる。 V_1 は V_S を r_s と R_1 で分圧して得られるので、

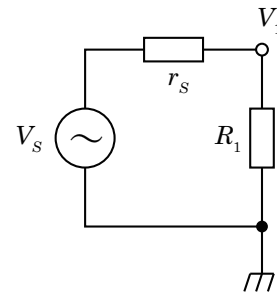
$$V_1 = \frac{R_1}{r_s + R_1} V_S \quad (3)$$



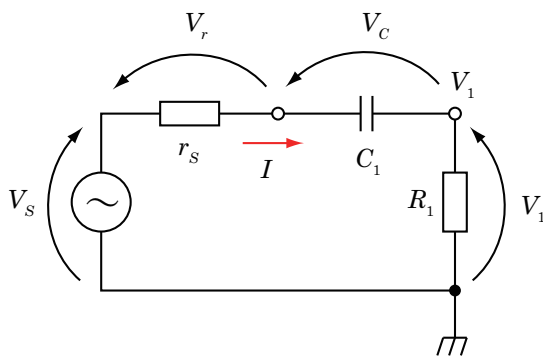
(a) 出力インピーダンスを考慮した場合の
直流成分を加える回路



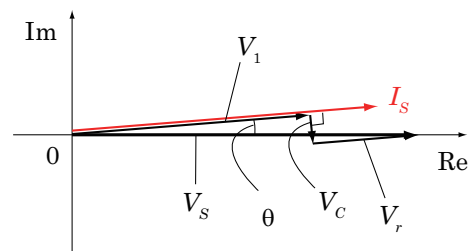
(b) 交流成分



(c) 近似した回路



(d) C_1 を考慮



(e) ベクトル図

図 3 出力インピーダンスを考慮した場合

である。 $V_S \simeq V_1$ とするには、

$$r_S \ll R_1 \quad (4)$$

であることが必要である。

次に、 C_2 は十分大きく無視できるが、 C_1 が無視できない場合について考える。交流成分に関する回路は図 3(d) となり、

$$V_1 = \frac{R_1}{r_S + \frac{1}{j\omega C_1} + R_1} V_S \quad (5)$$

となる。このときのベクトル図を図 3(e) に示す。以下の性質を持つように描いた。

- I と V_1 の方向は同じ (同位相)
- I と V_r の方向は同じ (同位相)
- I は V_C より 90° 進んでいる
- $V_1 + V_C + V_r = V_S$ である

V_S と V_1 の位相差を θ を求める。

$$\begin{aligned} |V_1| &= |I_S| R_1 \\ |V_C| &= |I_S| \frac{1}{\omega C} \\ |V_r| &= |I_S| r_S \end{aligned}$$

なので、

$$\begin{aligned} \theta &= \tan^{-1} \frac{\frac{1}{\omega C}}{r_S + R_1} \\ &= \tan^{-1} \frac{1}{\omega C(r_S + R_1)} \end{aligned} \quad (6)$$

である。

ここでは信号源の出力インピーダンスを考慮する場合の数式を示した。オペアンプの章で学習したバッファを使って図 4 のように回路を組むなら、出力インピーダンスはゼロとみなして良いので、教科書通りの理論が適用可能である。

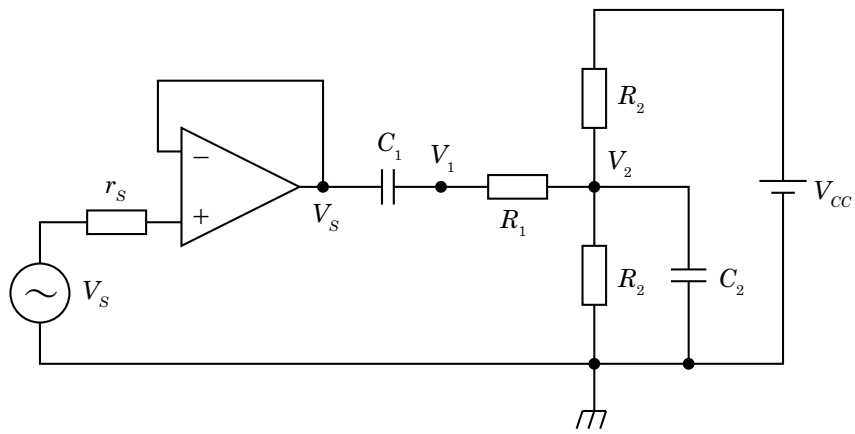


図 4 バッファを使用した場合