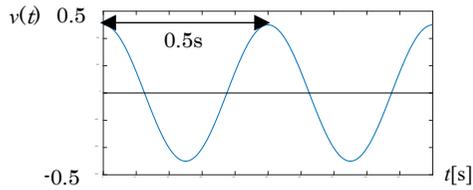


## 第1章

問1 周波数  $f=2\text{Hz}$ ，振幅  $A=0.5\text{V}$ ，位相  $\theta=+\pi/2$  なので，下図となる。



問2 高周波信号は振動が多く周期は短い。低周波信号は振動が少なく周期は長い。直流の周期は無  
限大であり，周波数は  $0\text{Hz}$  となる。

問3 コンデンサのインピーダンスは式(1-10)より，

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{j50 \times 5 \times 10^{-6}} = -4 \times 10^3 j = -4j \text{ k}\Omega$$

となり，インダクタのインピーダンスは式(1-13)より，

$$Z_L = j\omega L = j50 \times 10 \times 10^{-3} = 5 \times 10^{-1} = 0.5j \Omega$$

となる。

問4 3つの抵抗の並列回路の合成抵抗は，

$$\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} = \frac{1}{\frac{R_2 R_3 + R_3 R_1 + R_1 R_2}{R_1 R_2 R_3}} = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_2 R_3 + R_3 R_1 + R_1 R_2} \text{ (}\Omega\text{)}$$

合成コンダクタンスは，

$$G = G_1 + G_2 + G_3 \text{ (S)}$$

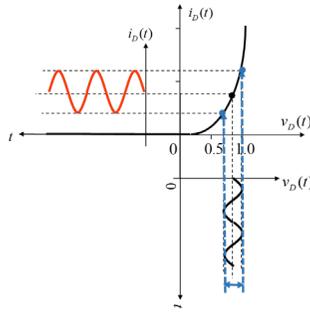
問5 テブナンの定理の等価回路を用いると  $v = (R + R_L)i$  となるので，

$$i = \frac{1}{R + R_L} v \text{ (A)}$$

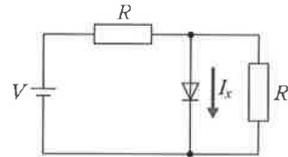
問6 ノートンの定理の等価回路を用いると  $i = \frac{v}{R} + \frac{v}{R_L}$  となるので，

$$v = \frac{R R_L}{R + R_L} i \text{ (V)}$$

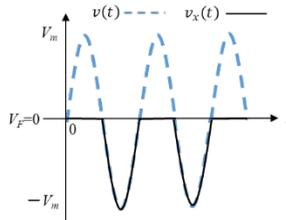
問 7



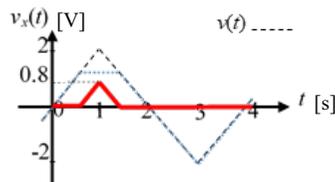
問 8 回路図より直列の抵抗の電流は,  $I_{R_S} = \frac{V-V_F}{R} = \frac{4-0.7}{1000} = 3.3 \text{ mA}$  となり, 並列の抵抗の電流は,  $I_{R_P} = \frac{V_F}{R} = \frac{0.7}{1000} = 0.7 \text{ mA}$ 。よって,  $I_x = I_{R_S} - I_{R_P} = 3.3 - 0.7 = 2.6 \text{ mA}$



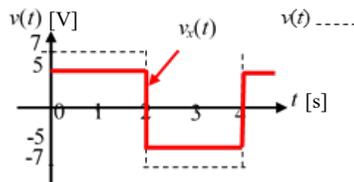
問 9



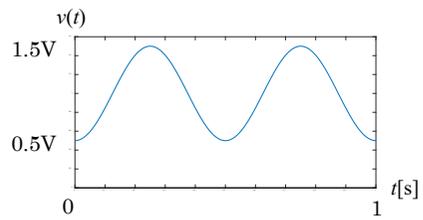
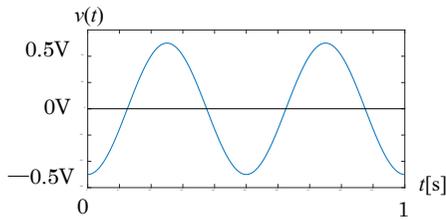
問 10



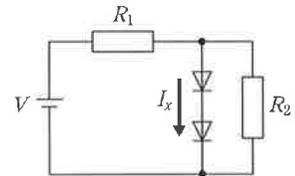
問 11



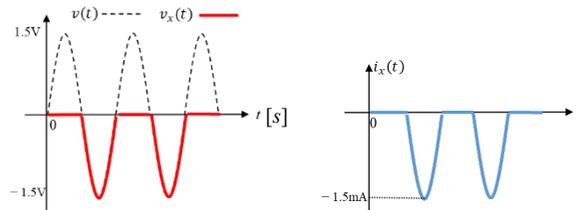
演習問題 1



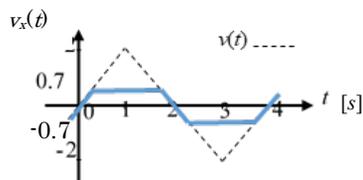
演習問題 2 回路図より,  $I_{R_1} = \frac{V-2V_F}{R_1} = \frac{4-1.4}{1000} = 2.6 \text{ mA}$ ,  $I_{R_2} = \frac{2V_F}{R_2} = \frac{1.4}{2000} = 0.7 \text{ mA}$ 。よって,  $I_x = I_{R_1} - I_{R_2} = 2.6 - 0.7 = 1.9 \text{ mA}$



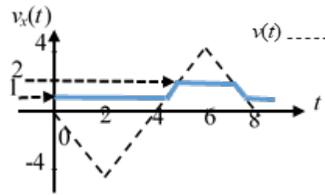
演習問題 3 回路図より, ダイオードの順方向電圧が正になると電流が流れるので下図の電圧及び電流波形となる。



演習問題 4 回路図より, ダイオードの順方向電圧が 0.7V を超えると電流が流れるので下図の電圧波形になる。



**演習問題 5** 回路図より，ダイオードの順方向電圧が正になると一定電圧となり電流が流れるので下図の電圧波形になる。



## 第2章

問1  $I_{DSS} = 1.3\text{mA}$ , すなわち,  $V_{GS} = 0\text{V}$ のときに  $I_D = 1.3\text{mA}$ となる特性曲線において,  $I_D = 0.5\text{mA}$ となるのは,  $V_{GS} = -0.5\text{V}$ のときである

問2  $I_{DSS} = 4.0\text{mA}$ , すなわち,  $V_{GS} = 0\text{V}$ のときに  $I_D = 4.0\text{mA}$ となる特性曲線において,  $I_D = 0$ となるピンチオフとなるのは,  $V_{GS} = -2.0\text{V}$ である。

問3  $h_{FE} = 200$ より,  $I_B = I_C/h_{FE} = 2\text{mA}/200 = 10\mu\text{A}$ なので,  $I_E = I_B + I_C = 2\text{mA} + 10\mu\text{A} = 2.01\text{mA}$ となる。したがって,  $I_E \approx I_C$ である。ただし,  $I_E > I_C$ である。

### 演習問題1

(1) 図2-A (図1の  $I_{DSS} = 4.0\text{mA}$ の特性) より, 各  $V_{GS}$ のときの  $I_D$ を読み取ると,  $I_{D1} \approx 0.0\text{mA}$ ,  $I_{D2} \approx 0.5\text{mA}$ ,  $I_{D3} \approx 1.4\text{mA}$  および  $I_{D4} \approx 2.6\text{mA}$ となる。

(2) (1)の結果より,  $I_D$ の変化は,  $\Delta I_{D1-2} \approx 0.5\text{mA}$ ,  $\Delta I_{D2-3} \approx 0.9\text{mA}$  および  $\Delta I_{D3-4} \approx 1.2\text{mA}$ となる。

(3) (2)の結果より,  $g_{1-2} = \frac{\Delta I_{D1-2}}{\Delta V_{GS1-2}} \approx \frac{0.5}{0.5} = 1.0\text{mS}$ ,  $g_{2-3} = \frac{\Delta I_{D2-3}}{\Delta V_{GS2-3}} \approx \frac{0.9}{0.5} = 1.8\text{mS}$  および  $g_{3-4} = \frac{\Delta I_{D3-4}}{\Delta V_{GS3-4}} \approx \frac{1.2}{0.5} = 2.4\text{mS}$ となる。

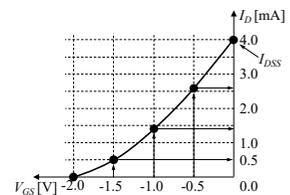


図2-A  $V_{GS}$ - $I_D$ 特性

### 演習問題2

(1) 図2-B (図2の  $V_{GS} = -0.4\text{V}$ の特性) より, 各  $V_{DS}$ のときの  $I_D$ を読み取ると,  $V_{DS} = 1.0\text{V}$ のとき  $I_D \approx 3.0\text{mA}$ ,  $V_{DS} = 2.0\text{V}$  および  $3.0\text{V}$ のときは  $I_D \approx 3.4\text{mA}$ となる。

(2) 図2-C (図2の  $V_{GS} = -1.2\text{V}$ ,  $-0.8\text{V}$ 及び  $-0.4\text{V}$ の特性) より,  $V_{DS} = 3.0\text{V}$ のとき, 各  $V_{GS}$ の曲線の  $I_D$ を読み取ると,  $V_{GS} = -1.2\text{V}$ のとき  $I_D \approx 1.0\text{mA}$ ,  $V_{GS} = -0.8\text{V}$ のとき  $I_D \approx 2.0\text{mA}$ ,  $V_{GS} = -0.4\text{V}$ のとき  $I_D \approx 3.4\text{mA}$ となる。

(3) 図2より,  $(V_{DS}, I_D) = (1.0\text{V}, 2.0\text{mA})$ を通る特性曲線は,  $V_{GS} = -0.8\text{V}$ のときのものとなる。

(4)  $5.0\text{mA}$ をわずかにかける程度と考えられる。まず, 図2の  $V_{GS} = 0.0\text{V}$ の曲線は, 各  $V_{DS}$ における  $I_{DSS}$ を示している。この曲線は,  $V_{DS} = 5\text{V}$ 程度で  $I_D$ が飽和しており, これ以上  $V_{DS}$ が増加しても  $I_D$ は殆ど増えない。従って,  $V_{DS} = 10\text{V}$ ,  $I_{DSS} = 5.0\text{mA}$ の曲線は,  $V_{DS} = 4\text{V}$ のときも同じか, わずかに低い電流を示すと考えられる。

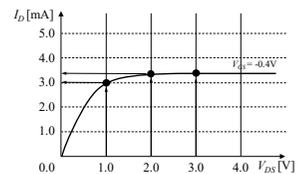


図2-B  $V_{DS}$ - $I_D$ 特性 1

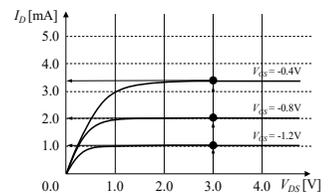


図2-C  $V_{DS}$ - $I_D$ 特性 2

### 演習問題 3

(1) 図 2-D (図 3 の  $I_B = 2.0\text{mA}$  の特性) より,  $I_B = 2.0\text{mA}$  の曲線と  $V_{CE} = 2.0\text{V}$  の交点は,  $I_C \approx 140\text{mA}$  となる。

(2) (1) の条件における  $h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$  は,  $h_{FE} = \frac{140}{2.0} = 70$  となる。

(3) (1) と同様に, 各  $I_B$  の曲線と  $V_{CE} = 3.0\text{V}$  の交点の  $I_C$  を読み取ると,  $I_B = 0.2\text{mA}$  のとき  $I_C \approx 28\text{mA}$ ,  $h_{FE} \approx 140$ ,  $I_B = 0.5\text{mA}$  のとき  $I_C \approx 67\text{mA}$ ,  $h_{FE} \approx 133$ ,  $I_B = 1.0\text{mA}$  のとき  $I_C \approx 116\text{mA}$ ,  $h_{FE} \approx 116$ ,  $I_B = 2.0\text{mA}$  のとき  $I_C \approx 160\text{mA}$ ,  $h_{FE} \approx 80$  となる。また, (2) と同様にして  $h_{FE}$  を求めると表 2-A となる。グラフは図 2-E になる。

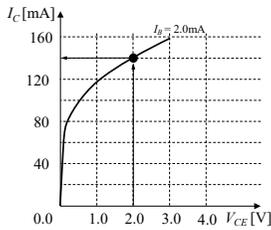


図 2-D  $V_{CE}$ - $I_C$  特性

$I_B$ [mA]	$I_C$ [mA]	$h_{FE}$
0.2	28	140
0.5	67	133
1.0	116	116
2.0	160	80

表 2-A

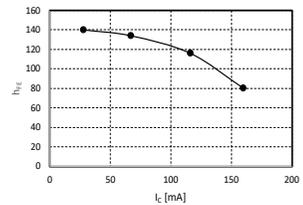


図 2-E  $I_C$  と  $h_{FE}$  の関係

### 演習問題 4

(1) 図 2-F (図 4) より,  $T_a = 25^\circ\text{C}$  及び  $100^\circ\text{C}$  での  $V_{BE} = 0.6\text{V}$  の  $I_B$  は,  $4\mu\text{A}$  及び  $220\mu\text{A}$  となる。また, 図 2-G (図 4) より,  $T_a = -25^\circ\text{C}$  から  $25^\circ\text{C}$  の間,  $100^\circ\text{C}$  のとき,  $I_B = 10\mu\text{A}$  での  $V_{BE}$  は,  $0.71\text{V}$ ,  $0.62\text{V}$ ,  $0.51\text{V}$  なので, 平均温度係数は,  $\frac{0.62-0.71}{25-(-25)} = -1.8\text{mV}/^\circ\text{C}$  ( $T_a$  が  $-25^\circ\text{C}$  から  $25^\circ\text{C}$  の間) 及び  $\frac{0.51-0.62}{100-25} = -1.5\text{mV}/^\circ\text{C}$  ( $T_a$  が  $25^\circ\text{C}$  から  $100^\circ\text{C}$  の間) となる。

(2) 図 5 の各温度で特性曲線が重なる点では, 温度が変化しても  $I_D$  が変化しない。その点は,  $V_{GS} \approx -2\text{V}$  となる。

(3) 図 2-H (図 6) より,  $V_{GS} = 1.0V$  と特性曲線の交点では,  $T_a = -25^\circ C$  のとき  $I_D \approx 0.11mA$ ,  $T_a = 25^\circ C$  のとき  $I_D \approx 0.40mA$ ,  $T_a = 100^\circ C$  のとき  $I_D \approx 1.50mA$  となる。この値を用いて平均温度係数を求めると,  $\frac{0.40-0.11}{25-(-25)} = 5.8 \mu A/^\circ C$  ( $T_a$  が  $-25^\circ C$  から  $25^\circ C$  の間) 及び  $\frac{1.5-0.40}{100-25} = 15 \mu A/^\circ C$  ( $T_a$  が  $25^\circ C$  から  $100^\circ C$  の間) となる。

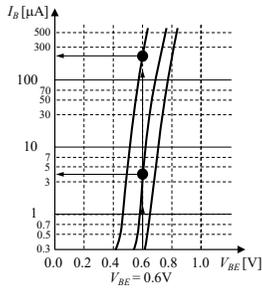


図 2-F  $V_{BE}-I_B$  特性 1

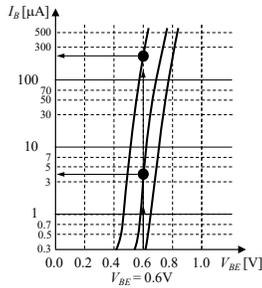


図 2-G  $V_{BE}-I_B$  特性 2

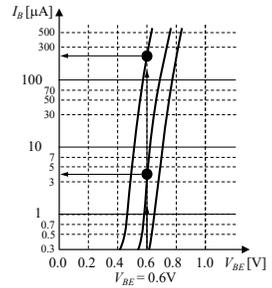


図 2-H  $V_{GS}-I_D$  特性

### 第3章

#### 演習問題 1

ア：増幅，イ：信号増幅器，ウ：電力増幅器，エ：バイアス，オ：交流，カ：ひずみ，キ：熱暴走，ク：電圧-電流変換(V-I変換)，ケ：電流-電圧変換(I-V変換)，コ：増幅度，サシス(順不問)：最大，平均，実効，セ：利得，ソ：dB

#### 演習問題 2

ア：ソース接地回路，イ：エミッタ接地回路，ウ：開放，エ：短絡，オ：短絡，カ：動作点，キ：負荷線，ク：直流負荷線，ケ：交流負荷線，コ：一致，サ：小信号，シ：小信号等価回路

#### 演習問題 3

ア： $h$ パラメータ，イウエオ(順不問)： $h_{fe}$ ， $h_{ie}$ ， $h_{oe}$ ， $h_{re}$ ，カ：コレクタ，キ：電圧，ク：電流，ケ：ベース，コ：電流，サ：電圧

#### 演習問題 4

- (1)  $R_B$ に加わる電圧は $V_{CC} - V_{BE} = 9.3V$ なので， $I_{BIAS} = 9.3/370k = 25.1\mu A$ となる。
- (2)  $C_2$ を開放し，負荷側(エミッタ-コレクタ回り)を考えると， $I_C = (V_{CC} - V_{CE})/R_C$ が得られる。よって，直流負荷線は， $(V_{CE}, I_C) = (0V, 6.99mA)$ ， $(10V, 0mA)$ を通る図 A の直線になる。
- (3) (1)より， $I_{BIAS} \approx 25\mu A$ なので，図 3-A のように $V_{CE}$ - $I_C$ 特性の $I_B = 30\mu A$ と $I_B = 20\mu A$ の特性曲線の間に特性曲線を描き，それと直流負荷線の交点が動作点 $I_{CP} = 3.5mA$ となる。
- (4) (3)より， $I_C = 3.5mA$ における $V_{CE}$ は，直流負荷線から $5V$ となる。この電圧の $I_B = 30\mu A$ の特性曲線上の点では $I_C \approx 4mA$ ， $I_B = 20\mu A$ では $I_C \approx 3mA$ と読み取れる。よって， $h_{fe} = (4mA - 3mA)/(30\mu A - 20\mu A) = 100$ となる。
- (5) コンデンサを短絡，電圧源を短絡して小信号等価回路を作成すると，図 3-B となる。
- (6)  $v_i$ が $h_{ie}(4k\Omega)$ で V-I 変換されて， $i_b (= v_i/h_{ie})$ になり， $h_{fe}$ 倍(100倍)されて，負荷側に流れる。最後に， $R_C$ と $R_L$ の並列回路( $1.00k\Omega$ )で I-V 変換されて， $v_o$ を得る。よって， $v_o = -\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \frac{h_{fe}}{h_{ie}} v_i$ となり， $A_v = -25$ 倍となる。
- (7) 利得は， $G_v = 20\log_{10} 25 \approx 28.0dB$ となる。

(8) 入力インピーダンスは、 $Z_i = \frac{R_B h_{ie}}{R_B + h_{ie}} = 3.96\text{k}\Omega$ 、出力インピーダンスは、 $Z_o = R_C = 1.43\text{k}\Omega$ となる。

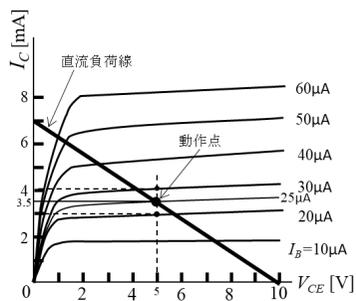


図 3-A 直流負荷線

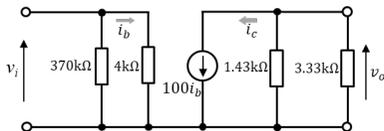
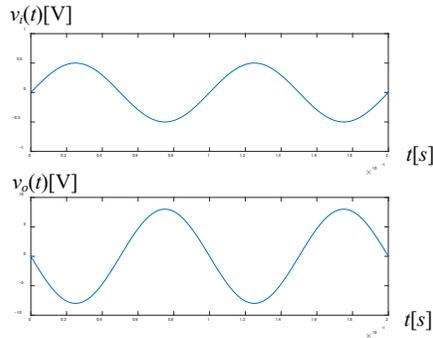


図 3-B 小信号等価回路

## 第4章

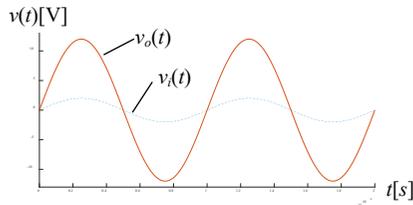
### 演習問題 1

- (1) 出力端子に向かって  $R_f$  を流れる電流を  $i_{Rf}$  とすると、 $v_o = -v_{Rf} = -i_{Rf}R_f = -\frac{R_f}{R_1}v_i$  となるので、 $A_v = -\frac{R_f}{R_1}$  となる。 $R_1 = 5.0 \text{ k}\Omega$  及び  $R_f = 80 \text{ k}\Omega$  とすると、 $A_v = -\frac{R_f}{R_1} = -\frac{80\text{k}\Omega}{5\text{k}\Omega} = -16$  となる。
- (2)



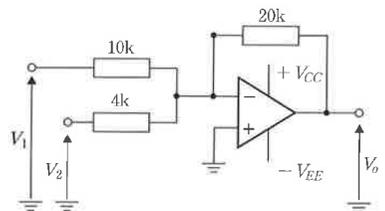
### 演習問題 2

- (1) 反転入力端子の電圧は、出力電圧の分圧になるので、 $v_i = v_{R_2} = \frac{R_f}{R_1 + R_f}v_o$  と表される。従って、 $A_v = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$  となる。 $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$  及び  $R_f = 100 \text{ k}\Omega$  とすると、 $A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 1 + \frac{100\text{k}\Omega}{20\text{k}\Omega} = 6.0$  となる。
- (2)



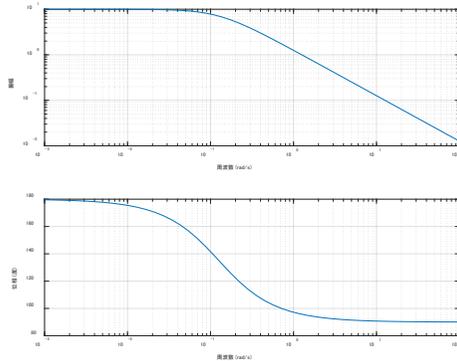
### 演習問題 3

- (1)  $V_1$  端子に流れる電流は  $I_1 = V_1/10\text{k}\Omega$ 、 $V_2$  端子に流れる電流は  $I_2 = V_2/4\text{k}\Omega$  なので、 $V_o = -I_{Rf}R_f = -(I_1 + I_2)20\text{k}\Omega = -2V_1 - 5V_2$
- (2)  $V_1 = 1\text{V}$  及び  $V_2 = 0.5\text{V}$  より、 $V_o = -2V_1 - 5V_2 = -4.5\text{V}$
- (3)  $R_f = 12\text{k}\Omega$  とすると、 $V_o = -(I_1 + I_2 + I_3)R_f = -\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}\right)R_f = -(3V_1 + 2V_2 + V_3)$  となるので、 $R_1 = 4\text{k}\Omega$ 、 $R_2 = 6\text{k}\Omega$  及び  $R_3 = 12\text{k}\Omega$



#### 演習問題 4

$$A_v(j\omega) = -\frac{R_f}{R_s} \frac{1}{1+j\omega C_f R_f} \text{ より, } A_v(j\omega) = -\frac{24k\Omega}{2.4k\Omega} \frac{1}{1+j\omega 330 \times 10^{-6} \times 24 \times 10^3} = -\frac{10}{1+j7.92\omega}$$



#### 演習問題 5

$$(1) \text{ 複素電圧増幅度は, } A_v = -\frac{Z_f}{Z_s} = -\frac{R_f}{R_s + \frac{1}{j\omega C_s}} = -\frac{R_f}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_s R_s}}$$

従って、電圧利得 [dB] と位相 [rad] は、

$$\begin{aligned} 20 \log |A_v(j\omega)| &= 20 \log \left| -\frac{R_f}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_s R_s}} \right| = 20 \log \frac{R_f}{R_s} + 20 \log \left| \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_s R_s}} \right| = 20 \log \frac{R_f}{R_s} - \\ &20 \log \left| 1 - j \frac{1}{\omega C_s R_s} \right| \\ &= 20 \log \frac{R_f}{R_s} - 20 \log \sqrt{1 + \left( \frac{1}{\omega C_s R_s} \right)^2} = 20 \log \frac{R_f}{R_s} - 20 \log \sqrt{1 + \left( \frac{1}{2\pi f C_s R_s} \right)^2} \quad (4-72) \\ \angle A_v(j\omega) &= \angle \left( -\frac{R_f}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_s R_s}} \right) = \angle \left( -\frac{R_f}{R_s} \cdot \frac{j\omega C_s R_s}{j\omega C_s R_s + 1} \right) = \angle \left( -\frac{R_f}{R_s} \right) + \angle(j\omega C_s R_s) + \angle \left( \frac{1}{j\omega C_s R_s + 1} \right) \\ &= -\pi + \frac{\pi}{2} + \angle \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_s R_s)^2}} (1 - j\omega C_s R_s) = -\frac{\pi}{2} - \tan^{-1}(\omega C_s R_s) = -\frac{\pi}{2} - \tan^{-1}(2\pi f C_s R_s) \quad (4-73) \end{aligned}$$

$$(2) \text{ 複素電圧増幅度は, } A_v = -\frac{Z_f}{Z_s} = -\frac{R_f}{j\omega C_f R_f + 1} \cdot \frac{1}{R_s} = -\frac{R_f}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_f R_f}$$

従って、電圧利得 [dB] と位相 [rad] は、

$$\begin{aligned} 20 \log |A_v(j\omega)| &= 20 \log \left| -\frac{R_f}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_f R_f} \right| = 20 \log \frac{R_f}{R_s} - 20 \log |1 + j\omega C_f R_f| \\ &= 20 \log \frac{R_f}{R_s} - 20 \log \sqrt{1 + (\omega C_f R_f)^2} = 20 \log \frac{R_f}{R_s} - 20 \log \sqrt{1 + (2\pi f C_f R_f)^2} \quad (4-80) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\angle A_v(j\omega) &= \angle\left(-\frac{R_f}{R_s} \cdot \frac{1}{1+j\omega C_f R_f}\right) = \angle\left(-\frac{R_f}{R_s}\right) + \angle\left(\frac{1}{j\omega C_f R_f + 1}\right) = -\pi + \angle\frac{1}{\sqrt{1+(\omega C_s R_s)^2}}(1-j\omega C_f R_f) \\ &= -\pi - \tan^{-1}(\omega C_f R_f) = -\pi - \tan^{-1}(2\pi f C_f R_f) + 2\pi = \pi - \tan^{-1}(2\pi f C_f R_f) \quad (4-81)\end{aligned}$$

(3) 回路図より，次式を得る。

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\dot{V}_i - \dot{V}_{n1}}{R_1} &= \frac{\dot{V}_{n1} - \dot{V}_o}{j\omega C_1} + \frac{\dot{V}_{n1} - \dot{V}_o}{R_2} & \text{①} \\ \frac{\dot{V}_{n1} - \dot{V}_o}{R_2} &= \frac{\dot{V}_o - 0}{j\omega C_2} & \text{②} \end{aligned} \right.$$

式①より， $\dot{V}_i - \dot{V}_{n1} = R_1\left(j\omega C_1 + \frac{1}{R_2}\right)(\dot{V}_{n1} - \dot{V}_o)$ と $\dot{V}_i = R_1\left(j\omega C_1 + \frac{1}{R_2}\right)(\dot{V}_{n1} - \dot{V}_o) + \dot{V}_{n1}$  (4-85)

式②より， $\dot{V}_{n1} - \dot{V}_o = j\omega C_2 R_2 \dot{V}_o$ と $\dot{V}_{n1} = (1 + j\omega C_2 R_2)\dot{V}_o$  (4-86)

(4) 式(4-86)を式(4-85)に代入すると

$$\begin{aligned}\dot{V}_i &= R_1\left(j\omega C_1 + \frac{1}{R_2}\right)\{(1 + j\omega C_2 R_2)\dot{V}_o - \dot{V}_o\} + (1 + j\omega C_2 R_2)\dot{V}_o \\ &= R_1 \frac{j\omega C_1 R_2 + 1}{R_2} j\omega C_2 R_2 \dot{V}_o + (1 + j\omega C_2 R_2)\dot{V}_o = (j\omega C_1 R_2 + 1)j\omega C_2 R_1 \dot{V}_o + (1 + j\omega C_2 R_2)\dot{V}_o \\ &= (j\omega)^2 C_1 C_2 R_1 R_2 \dot{V}_o + j\omega C_2 R_1 \dot{V}_o + j\omega C_2 R_2 \dot{V}_o + \dot{V}_o = \{(j\omega)^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + j\omega C_2 (R_1 + R_2) + 1\}\dot{V}_o \\ \therefore \dot{V}_o &= \frac{1}{(j\omega)^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + j\omega C_2 (R_1 + R_2) + 1} \dot{V}_i\end{aligned}$$

(5) 回路図より次式を得る。

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\dot{V}_{n1} - \dot{V}_o}{j\omega C_2} &= \frac{\dot{V}_o - 0}{R_2} & \text{③} \\ \frac{\dot{V}_i - \dot{V}_{n1}}{j\omega C_1} &= \frac{\dot{V}_{n1} - \dot{V}_o}{R_1} + \frac{\dot{V}_{n1} - \dot{V}_o}{j\omega C_2} & \text{④} \end{aligned} \right.$$

式③より， $j\omega C_2(\dot{V}_{n1} - \dot{V}_o) = \frac{\dot{V}_o}{R_2}$ と $\dot{V}_{n1} - \dot{V}_o = \frac{\dot{V}_o}{j\omega C_2 R_2}$ より， $\dot{V}_{n1} = \left(\frac{1}{j\omega C_2 R_2} + 1\right)\dot{V}_o$  (4-90)

式④より， $j\omega C_1(\dot{V}_i - \dot{V}_{n1}) = \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_2\right)(\dot{V}_{n1} - \dot{V}_o)$ と $\dot{V}_i - \dot{V}_{n1} = \frac{1}{j\omega C_1}\left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_2\right)(\dot{V}_{n1} - \dot{V}_o)$ より

$$\dot{V}_i = \frac{1}{j\omega C_1}\left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_2\right)(\dot{V}_{n1} - \dot{V}_o) + \dot{V}_{n1} \quad (4-91)$$

(6) 式(4-90)を式(4-91)に代入すると

$$\begin{aligned}\dot{V}_i &= \frac{1}{j\omega C_1}\left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_2\right)\left\{\left(\frac{1}{j\omega C_2 R_2} + 1\right)\dot{V}_o - \dot{V}_o\right\} + \left(\frac{1}{j\omega C_2 R_2} + 1\right)\dot{V}_o \\ &= \frac{1}{j\omega C_1} \cdot \frac{j\omega C_2 R_1 + 1}{R_1} \cdot \frac{1}{j\omega C_2 R_2} \dot{V}_o + \frac{1 + j\omega C_2 R_2}{j\omega C_2 R_2} \dot{V}_o = \frac{j\omega C_2 R_1 + 1}{(j\omega)^2 C_1 C_2 R_1 R_2} \dot{V}_o + \frac{(1 + j\omega C_2 R_2)j\omega C_1 R_1}{j\omega C_2 R_2 \cdot j\omega C_1 R_1} \dot{V}_o \\ &= \frac{(j\omega)^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + j\omega C_2 R_1 + j\omega C_1 R_1 + 1}{(j\omega)^2 C_1 C_2 R_1 R_2} \dot{V}_o = \frac{(j\omega)^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + j\omega R_1 (C_1 + C_2) + 1}{(j\omega)^2 C_1 C_2 R_1 R_2} \dot{V}_o \\ \therefore \dot{V}_o &= \frac{(j\omega)^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{(j\omega)^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + j\omega R_1 (C_1 + C_2) + 1} \dot{V}_i\end{aligned}$$

## 第5章

### 演習問題 1

- (1) ア：離散化　イ：標本化　ウ：量子化
- (2) 2 mV（または 0.002 V）
- (3) 25  $\mu$ s よりも短くサンプリングする。アンダサンプリング。エイリアシング。

### 演習問題 2

- (1) 10010110<sub>(2)</sub>
- (2) 0.02 V, 5.12 V
- (3)  $4.20 \text{ V} < V_i \leq 4.22 \text{ V}$

### 演習問題 3

- (1)  $V_a=0 \text{ V}$ ,  $V_b=0 \text{ V}$
- (2) 10 進数 36,  $i_r=-3.6 \text{ mA}$ ,  $V_o=-3.6 \text{ V}$
- (3)  $V_o=4.4 \text{ V}$

### 演習問題 4

255 個

## 第6章

### 演習問題 1

発振周波数は、式(6-8)より、 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{100 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{-12}}} = \frac{1}{2\pi \times 10^{-7}} = 1.59 \times 10^6 = 1.6\text{MHz}$

### 演習問題 2

発振周波数は、式(6-13)および(6-14)より、 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2+2M)C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2+2\sqrt{L_1L_2})C}}$   
$$\frac{1}{2\pi\sqrt{(100 \times 10^{-6} + 50 \times 10^{-6} + 2\sqrt{100 \times 10^{-6} \times 50 \times 10^{-6}}) \times 10^{-9}}} = 295 \times 10^3 = 295\text{kHz}$$

### 演習問題 3

発振周波数は、式(6-15)より、 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{200 \times 10^{-6} \times \frac{200 \times 10^{-12} \times 200 \times 10^{-12}}{200 \times 10^{-12} + 200 \times 10^{-12}}}} = 1.13 \times 10^6 = 1.13\text{MHz}$

### 演習問題 4

(1)  $C_1$ と $R_1$ の直列インピーダンスを $Z_1$ 、 $C_2$ と $R_2$ の並列インピーダンスを $Z_2$ とすると、帰還率 $\beta$ は $\beta =$

$$\frac{Z_2}{Z_1+Z_2} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R_2+j\omega C_2}}}{\frac{1}{R_2+j\omega C_2}+R_1+\frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{1}{1+\frac{R_1}{R_2}+\frac{C_2}{C_1}+j\left(\omega C_2 R_1-\frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)}$$
となる。

したがって、ループ利得は $A_v\beta = A_v \frac{V_f}{V_o} = \frac{A_v}{1+\frac{R_1}{R_2}+\frac{C_2}{C_1}+j\left(\omega C_2 R_1-\frac{1}{\omega C_1 R_2}\right)}$

(2) (1)のループ利得から(6-4)の周波数条件及び式(6-5)の電力条件を求めると、 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}$ 及び、

$$A_v \geq 1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2}$$

(3) (2)より、発振周波数は、 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.02 \times 10^{-6} \times 0.05 \times 10^{-6} \times 5 \times 10^3 \times 2 \times 10^3}} = 1.6\text{kHz}$

### 演習問題 5

総電力は、 $P_{total} = P_C + P_U + P_L = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)P_C = \left(1 + \frac{0.8^2}{2}\right)100 = 132\text{W}$

### 演習問題 6

変調指数は、 $m_f = \Delta f/f_s = 40\text{kHz}/8\text{kHz} = 5$  となり、占有帯域は、約 $2(\Delta f + f_s) = 2(40\text{kHz} + 8\text{kHz}) = 96\text{kHz}$





## 第8章

### 演習問題 1

(1) オペアンプのマイナス入力端子の電位が仮想短絡のため接地電位となっている。したがって、入力端子からは $v_i/R$ 、直流電圧源からは $V_{DC}/R$ の電流がともに帰還抵抗に流れ込むため、出力電圧 $v_o$ は以下ようになる。ただし、 $I_R$ はオペアンプのマイナス入力端子から回路の出力端子に向けて帰還抵抗に流れる電流とする。

$$v_o = -RI_R = -R\left(\frac{v_i}{R} + \frac{V_{DC}}{R}\right) = -(v_i + V_{DC})$$

(2) オペアンプのマイナス入力端子の電位が仮想短絡のため $V_{DC}$ となっている。入力端子から $(v_i - V_{DC})/R$ の電流が帰還抵抗に流れ込むため、出力電圧 $v_o$ は以下ようになる。ただし、 $I_R$ はオペアンプのマイナス入力端子から回路の出力端子に向けて帰還抵抗に流れる電流とする。

$$v_o = -RI_R = -R\frac{v_i - V_{DC}}{R} = -(v_i - V_{DC})$$

### 演習問題 2

	(a)	(b)	(c)
$Q_x$	$C_x V_{ref}$	$C_x V_{ref}$	0
$Q_f$	0	0	$C_x V_{ref}$
$v_o$	0	0	$-\frac{C_x}{C_f} V_{ref}$

### 演習問題 3

(1)  $v_+$ ,  $v_-$ に対応するノードから出力方向を見ると、この回路は図4-4-4の差動増幅回路で $\alpha = 1$ とした回路に等しい。したがって、 $v_o = \alpha(v_+ - v_-) = v_+ - v_-$ となるため、 $A = 1.0$ である。

(2) 計装アンプの電圧増幅度は $A\left(\frac{2R_S}{R_G} + 1\right)$ となるが、 $A = 1$ ,  $R_S = 20[\text{k}\Omega]$ なので、抵抗 $R_G$ はそれぞれ以下ようになる。

電圧増幅度：抵抗 $R_G$

1.0 :  $\infty$  (開放)

2.0 : 40 k $\Omega$

5.0 : 10 k $\Omega$

10.0 : 4.4 k $\Omega$

## 第9章

### 演習問題 1

(1)  $M_1$ が飽和領域で動作しているとき、 $I_{D1} = \frac{\beta}{2}(V_{GS1} - V_T)^2$ より、 $V_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\beta}} + V_T = \sqrt{\frac{2 \times 1.0 \times 10^{-3}}{1.0 \times 10^{-3}}} + 1.0 \approx 2.4 \text{ V}$ となる。

(2) カレントミラー回路では、両 MOSFET を流れる電流の大きさが、(ゲート幅)/(ゲート長)に比例するので、 $W_4/L_4 = 2 \times W_3/L_3 = 20$ とすれば、2倍になる。

(3) 図 9-10 のように、電流源を負荷とするソース接地増幅回路の電圧増幅率は、 $M_2$ と $M_4$ のドレイン抵抗 $r_{d2}, r_{d4}$ 及び $M_2$ の相互コンダクタンス $g_{m2}$ を用いて、 $v_o/v_i = -g_{m2}(r_{d2}/r_{d4})$ と表されるので、

$$v_o/v_i = -0.5 \times 10^{-3} \times \frac{1}{\frac{1}{200} + \frac{1}{200}} \times 10^3 = -50 \text{ となる。}$$

### 演習問題 2

(1) 全差動基本オペアンプ回路は、図 9-14 の基本差動増幅回路と同様に左右対称の構成であるため、同様に解析できる。従って、図 9-15(a)の小信号等価回路及び図 9-15(b)の差動小信号半回路を用いる。全差動基本オペアンプ回路では、負荷として PMOS 電流源を用いているため、図 9-15(b)の $R_D$ を $r_{dp}$ に

置き換えればよい。従って、 $A_d = v_o/v_i = g_m(r_{d1}/r_{d3}) = 1.0 \times 10^{-3} \times \frac{1}{\frac{1}{100} + \frac{1}{100}} \times 10^3 = 50$ となる。

(2) 図 9-18 において、 $M_4$ については $i_{d4} = g_{m4}v_{gs4} + \frac{v_{ds4}}{r_{d4}}$ より、 $\frac{\partial v_{ds4}}{\partial i_{ds4}} = r_{d4}$ となるが、 $M_3$ ではダイオー

ド接続により、 $v_{ds3} = v_{gs3}$ となるため、 $i_{d3} = g_{m3}v_{ds3} + \frac{v_{ds3}}{r_{d3}}$ より、 $\frac{\partial v_{ds3}}{\partial i_{ds3}} = \frac{1}{g_{m3} + \frac{1}{r_{d3}}}$ となる。通常、 $\frac{1}{g_m}$ は、

$r_d$ より 2~3 桁小さい (あるいは、 $g_m$ は、 $\frac{1}{r_d}$ より 2~3 桁大きい) ため、 $\frac{\partial v_{ds3}}{\partial i_{ds3}} \approx 1/g_{m3}$ となる。

このことから、カレントミラー回路を 2 つの電流源と考えると、ダイオード接続側の出力インピーダンス( $\approx 1/g_{m3}$ )が、もう一方の出力インピーダンス( $\approx r_{d4}$ )よりも数桁小さくなるため、これを全差動基本オペアンプ回路の負荷とした場合、左右の対称性が大きく崩れるので、図 2 のようにバイアス電圧による定電流源を負荷とする。