

共振回路の特性測定

【目的】

L, C, R直列共振回路の共振現象を理解するとともに, 抵抗分Rの増加が回路のQに与える影響について調べる.

【原理】

右図のようなL, C, R直列回路に交流電圧Eを加えたとき, 回路に流れる電流Iは

$$I = E / Z = E / \{R + j\{\omega L - 1/(\omega C)\}\}$$

となり, その大きさは

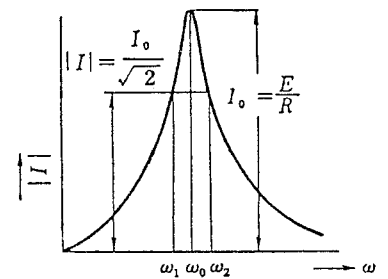
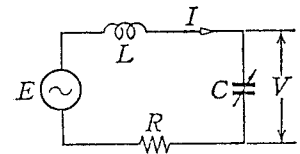
$$|I| = E / \sqrt{R^2 + \{\omega L - 1/(\omega C)\}^2}$$

となる.

いま, $\omega_0 L = 1/(\omega_0 C)$ すなわち $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ となるように調整したとすれば, 回路の電流|I|は最大となり, その値 I_0 は

$$I_0 = E / R$$

となる. このような現象を直列共振と言ひ, f_0 を共振周波数と言ひ. 右下図は共振曲線と言われる.



図から明らかなように, Rの小さい回路では共振時の電流 I_0 は非常に大きくなるが, 共振周波数からはずれた周波数では急に減少する. この共振曲線の形状の鋭さを測る物差しとしてQを定義し, これを共振の鋭さ(sharpness of resonance)と言ひ.

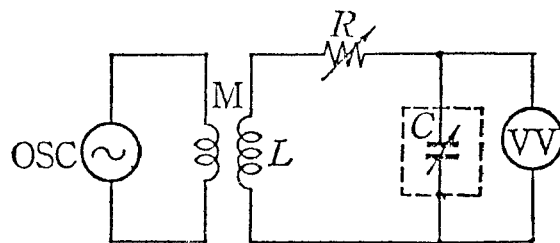
|I|が I_0 の $1/\sqrt{2}$ になるような周波数を $f_1 = \omega_1/2\pi$, $f_2 = \omega_2/2\pi$ として

$$Q = f_0 / (f_2 - f_1) = \omega_0 / (\omega_2 - \omega_1) \quad (\omega_2 > \omega_0 > \omega_1)$$

と定義する.

【接続図および使用器具】

- ① OSC : 発振器
- ② C : 可変コンデンサ
- ③ M : 結合コイル
- ④ VV : 電子式電圧計
- ⑤ R : 可変抵抗



【測定方法】

- (1) 接続図のように結線し，測定周波数 f を決める．（可変コンデンサ C を最大容量の $1/2$ 程度に設定し，この状態で電圧計 VV の指示が最大になる周波数とする）
- (2) 可変コンデンサ C の容量を変化させて，電圧計 VV の読み V を記録する．このとき，回路に流れる電流 $|I|$ は $2\pi f C V$ で算出される．
- (3) C の値に対する $|I|$ の値をグラフにして，共振曲線を描く．
- (4) 共振曲線より，以下の手順で Q を求める．

原理図の回路において

$$|I|^2 = E^2 / [R^2 + \{\omega L - 1/(\omega C)\}^2]$$

ところが，共振時には $|I| = I_0 = E/R$

したがって， $I_0^2 = E^2/R^2$

これより

$$\sqrt{\frac{I_0^2 - |I|^2}{|I|^2}} = \frac{\omega L - 1/(\omega C)}{R} = \frac{1}{\omega R} \cdot \frac{C - C_0}{C C_0} = \frac{1}{\omega R C_0} \cdot \frac{\Delta C}{C}$$

ただし， C_0 ， C は共振時および非共振時のコンデンサの容量で， ΔC はその差である．

$$\omega^2 L C_0 = 1 \quad , \quad 1/(\omega R C_0) = \omega L/R = Q$$

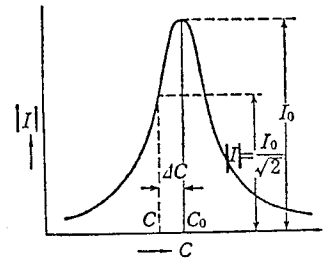
であるから

$$Q = \sqrt{\frac{I_0^2 - |I|^2}{|I|^2}} \cdot \frac{\Delta C}{C}$$

この式で，右図のように $|I|^2$ が I_0^2 の $1/2$ になるように ΔC を選ぶと，上式の右辺の分子は 1 となり

$$Q = \frac{1}{\Delta C/C} = \frac{C}{\Delta C} = \frac{C_0}{\Delta C}$$

したがって，共振曲線から図のように C_0 と ΔC を求めれば，上式によって Q を算出することができる．



- (5) 以上の測定を， $R = 0, 20, 50[\Omega]$ の場合について行う．

【注意事項】

- (1) 測定を始める前に C を徐々に変化させて，測定の途中で電圧計が振り切れないことを確かめておく．
- (2) 共振点の近傍では測定点を細かくとる．
- (3) R が大きい場合は $|I|$ の変化分が小さいので，共振点をはずれて $|I| = I_0/\sqrt{2}$ となる領域まで十分に測定範囲を広げる．

【結果】

R = 0, 20, 50 [Ω]の場合について測定し、下の表のように記録する。このデータから共振曲線を描き、作図によって回路のQを求める。

f = [kHz], R = [Ω], Q =

コンデンサの 目盛	コンデンサの 容量[pF]	回路の全容量 C [pF]	電圧計の読み V [V]	回路の電流 I = $2\pi f C V$ [A]

【考察】

- (1) 【注意事項】のそれぞれについて考察せよ。
- (2) 共振曲線の鋭さは回路の何に起因しているか。
- (3) 回路の容量Cを一定として、周波数fを変化させた場合の共振曲線を描いてみよ。また、得られた共振曲線から共振周波数のもつ意味について考察せよ。

L,C,R回路の過渡応答特性

1 目的

LCR回路にステップ電圧を加えたときの過渡応答現象を測定し、回路の時定数を求める。

2 測定器

表1の測定器を使用する。

表 1: 測定器

装置	メーカー	型番	台数
オシロスコープ	KENWOOD	CS-5279	1
直流電源	KENWOOD	PA18-1.2A	1
ファンクションジェネレーター	ナショナル	VP-7402A	1
デジタルマルチメーター	YEW	Type 2807	1

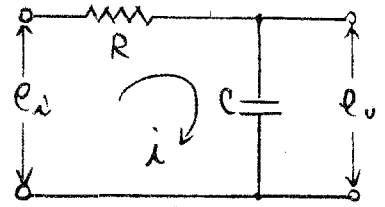
3 考察

1. グラフに表した測定結果より時定数 τ をもとめ、理論値と比較せよ。
2. LCR回路で振動する場合の波形より、周期 T を求め、理論値と比較せよ。

〔Ⅱ〕 C の両端から出力を取出した場合

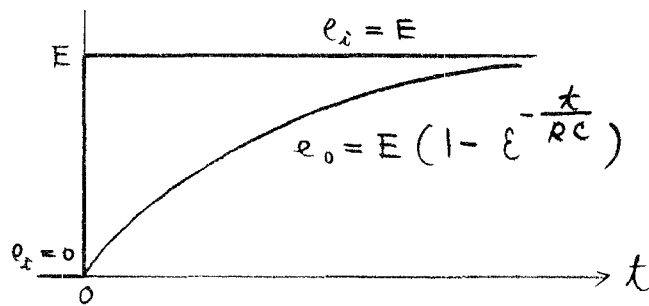
(1) ステップ電圧の入力の場合

図の回路で、 $e_i = E$ なるステップ電圧を加えると。



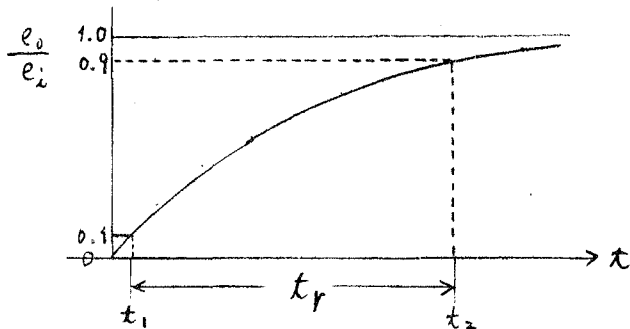
コンデンサの電圧は瞬間的には変化できないから。

出力 e_o は零から急いで定常値 E に向かって上昇する



$$\left[\begin{aligned} Ri &= E e^{-\frac{t}{RC}} \text{ なる故} \\ e_o &= e_i - Ri \\ &= E - E e^{-\frac{t}{RC}} \\ &= E(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \end{aligned} \right.$$

上図を e_o/e_i で示すと下図のようになる。



$$\left\{ \begin{aligned} e_o/e_i = 0.1 \text{ のとき } t_1 &= 0.1RC \\ e_o/e_i = 0.9 \text{ のとき } t_2 &= 2.3RC \end{aligned} \right.$$

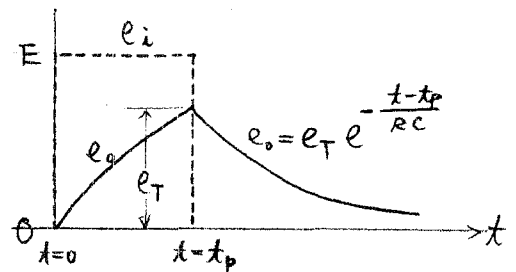
$$t_r = t_2 - t_1 = 2.2RC$$

こゝを立ち上がり時間といふ
(電圧の不連続変化にどれだけ早く応答できるかを示す尺度)

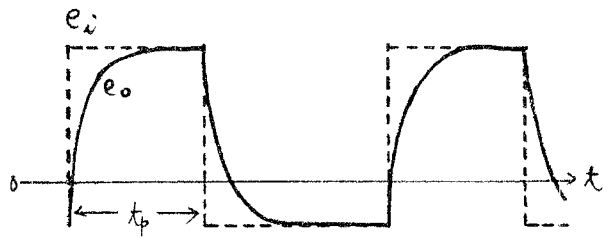
(2) 方形波電圧の入力の場合

大きく t_p の範囲では、ステップ電圧入力に対するレスポンスと同じ。

$$t = t_p \text{ では} \\ e_o \equiv e_T = E(1 - e^{-\frac{t_p}{RC}})$$

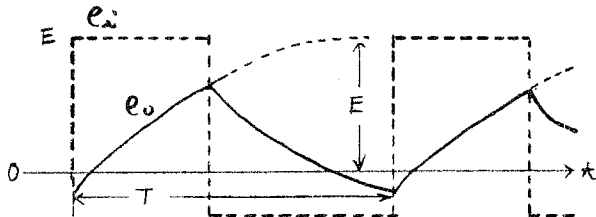


$$t > t_p \text{ では} \\ e_o = e_T e^{-\frac{t-t_p}{RC}} = E(1 - e^{-\frac{t_p}{RC}}) \cdot e^{-\frac{t-t_p}{RC}}$$



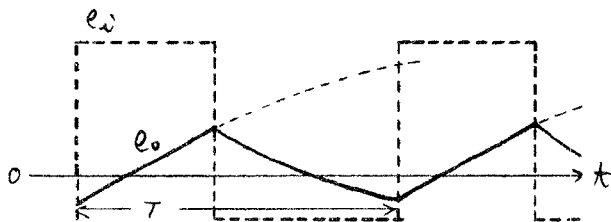
① 時定数：小

$$\tau = RC < t_p$$



② 時定数：中

$$\tau = RC = T$$



③ 時定数：大

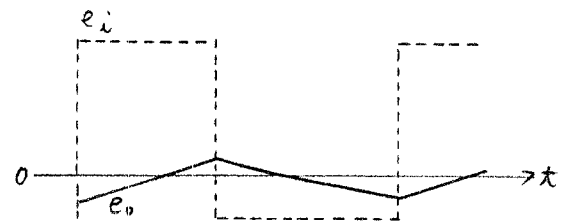
$$\tau = RC > T$$

e_o の指数関数のほぼ直線の部分から成っている

(3) 積分回路

入力パルスのパルス幅に比べて時定数が極めて大きい場合、

図のように



C の両端の電圧： $e_o \ll R$ の両端の電圧： $e_i - e_o$

従って、電流は完全に R によって決められると考えられ

$$i = \frac{e_i}{R} \quad \text{なる故} \quad e_o = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{RC} \int e_i dt$$

よって、 e_o は e_i の積分に比例する形となり、この回路が積分回路といわれる。

なお、時定数が小さくなると、C の両端の電圧 e_o は R の両端の電圧 ($e_i - e_o$) に比較して無視できなくなるので、出力は入力の積分を保たなくなる。

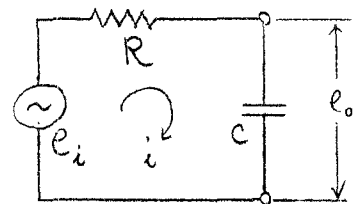
(4) 正弦波電圧入力の場合

図の回路において.

$$e_i = E_m \sin \omega t \quad \text{と可し}$$

$$i = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} \sin(\omega t + \theta)$$

$$\text{但し, } \theta = \tan^{-1} \frac{1}{\omega CR}$$



従って.

$$e_o = -j \frac{1}{\omega C} i = E_{om} \sin(\omega t + \theta - 90^\circ)$$

$$= \frac{\frac{1}{\omega C} E_m}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} \sin(\omega t + \theta - 90^\circ) = \frac{E_m}{\sqrt{(\omega CR)^2 + 1}} \sin(\omega t + \theta - 90^\circ)$$

よって、特定数 ωCR が極めて大きいとき.

即ち $\omega CR \gg 1$ とする.

$$\begin{cases} E_{om} = \frac{E_m}{\sqrt{(\omega CR)^2 + 1}} \approx \frac{E_m}{\omega CR} \\ \theta = \tan^{-1} \frac{1}{\omega CR} \approx \tan^{-1} 0 = 0^\circ \end{cases}$$

となる故、このとき

$$e_o = \frac{E_m}{\omega CR} \sin(\omega t - 90^\circ) = -\frac{E_m}{\omega CR} \cos \omega t$$

然るに、前記積分回路において

$$e_o = \frac{1}{RC} \int e_i dt \quad \text{とす故}$$

$$e_o = \frac{1}{RC} \int E_m \sin \omega t dt = -\frac{E_m}{\omega CR} \cos \omega t$$

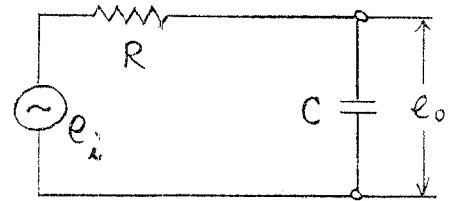
とより、上記算式と一致する。

(5) 低域通過ろ波器

$$e_i = E_m \sin \omega t \quad \text{とすれば}$$

(4)で述べたように

$$\begin{aligned} e_o &= E_{om} \sin(\omega t + \theta - 90^\circ) \\ &= \frac{E_m}{\sqrt{(\omega CR)^2 + 1}} \sin(\omega t + \theta - 90^\circ) \end{aligned}$$

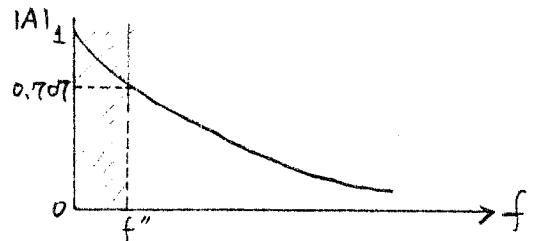


但し

$$\theta = \tan^{-1} \frac{1}{\omega CR}$$

従って、この回路の利得の大きさ $|A|$ は

$$|A| = \frac{E_{om}}{E_m} = \frac{1}{\sqrt{(\omega CR)^2 + 1}}$$



上式より、 CR が一定ならば

右図のように、周波数の上昇に連れて

最小利得 $|A| = 0$ に近づいていく

$$\text{今、} \frac{1}{CR} = \omega'' \quad \text{即ち} \quad \frac{1}{2\pi CR} = f''$$

なる周波数を考えると、

$$|A| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f''}\right)^2}}, \quad \theta = \tan^{-1} \frac{f}{f''}$$

即ち、 $f = f''$ なるようにとせば、

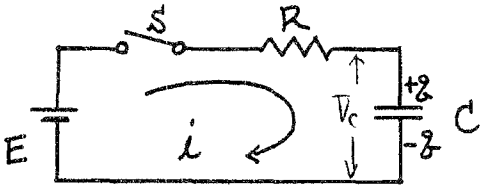
(容量性リアクタンス) = (総抵抗)

$$\begin{cases} |A| = 1/\sqrt{2} = 0.707 \Rightarrow G = 20 \log_{10} |A| = -3.0 \\ \theta = \tan^{-1} 1 = 45^\circ \end{cases}$$

従って、 $f \leq f''$ の範囲では信号レベルの降下を 3dB 以下に押えることができるので、この回路は低域通過ろ波器として用いられる。

LCR回路の過渡応答特性

* C-R直列の直流回路



$$Ri + \frac{q}{C} = E$$

$\frac{dq}{dt} = i$ なる故、両辺を t で微分して、

$$R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = 0$$

一般解を $i = A e^{pt}$ と仮定すれば、 $di/dt = A p e^{pt}$ なる故

上式は $A p R e^{pt} + \frac{A e^{pt}}{C} = 0 \Rightarrow R p + \frac{1}{C} = 0$

$$\therefore p = -\frac{1}{CR}$$

従って、
$$i = A e^{-\frac{t}{CR}}$$

ここで、 $t = +0$ のとき (S: 閉の瞬間)、 $i = i(0)$, $q = q(0)$ とすれば

$$i(0) = A = \frac{1}{R} \left\{ E - \frac{q(0)}{C} \right\}$$

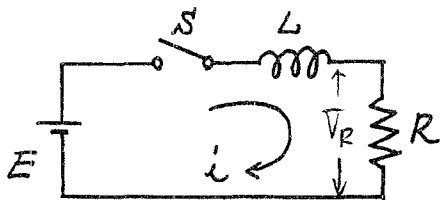
$$\therefore i = \frac{1}{R} \left\{ E - \frac{q(0)}{C} \right\} e^{-\frac{t}{CR}}$$

初期電荷 $q(0) = 0$ ならば $i = E e^{-\frac{t}{CR}} / R$

$$\begin{aligned} V_c &= E - R i \\ &= E - E e^{-\frac{t}{CR}} \\ &= E \left(1 - e^{-\frac{t}{CR}} \right) \end{aligned}$$

$$\left[\frac{d}{dt} V_c \right]_{t=0} = \frac{1}{CR} E = \frac{E}{\tau}$$

※ L-R直列の直流回路



$$L \frac{di}{dt} + Ri = E$$

一般解 i は特解と補助解の和で表わされる。

$$i = i_s (\text{定常項: 特解}) + i_t (\text{過渡項: 補助解})$$

定常状態では $di/dt = 0 \quad \therefore i_s = E/R$: 特解.

補助解: 原式の右辺を零と置いた補助方程式

$$L \frac{di_t}{dt} + Ri_t = 0$$

の一般解になる。

その一般解を $i_t = Ae^{pt}$ と仮定すれば、

$$Ae^{pt}(Lp + R) = 0 \quad \therefore p = -R/L$$

$$\text{従って } i_t = Ae^{-\frac{R}{L}t} \quad i = \frac{E}{R} + Ae^{-\frac{R}{L}t}$$

よって、 $t=0$ のとき $i=0$ とすれば

$$0 = \frac{E}{R} + A \quad \therefore A = -\frac{E}{R}$$

$$\therefore i = \frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t})$$

$$V_R = iR$$

$$= E(1 - e^{-\frac{R}{L}t})$$

$$\left(\frac{d}{dt} V_R \right)_{t=0} = \frac{R}{L} E = \frac{E}{\tau}$$

II. LR回路

① $R_0 = 50[\Omega]$

時間 t [μsec]	電圧 V_R [V]	
	理論値	実測値

理論的 τ は

$$\tau = \frac{L}{R}$$

$$= \frac{L}{r_L + R_0}$$

② $R_0 = 100[\Omega]$

時間 t [μsec]	電圧 V_R [V]	
	理論値	実測値

理論的 τ は

$$\tau = \frac{L}{r_L + R_0}$$

③ $R_0 = 1000[\Omega]$
付近で測定

時間 t [μsec]	電圧 V_R [V]	
	理論値	実測値

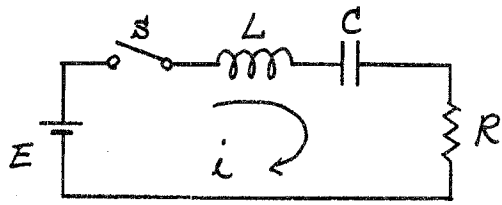
理論的 τ は

$$\tau = \frac{L}{r_L + R_0}$$

これは、大抵以下の通り



※ L-C-R直列の直流回路



$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int_0^t i dt + v_c(0) = E$$

$v_c(0)$ は C の初期電圧で、

$$\frac{1}{C} \int_0^t i dt + v_c(0) = \frac{q}{C}$$

従って、

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{q}{C} = E$$

$i = d\phi/dt$ なる故

$$L \frac{d^2\phi}{dt^2} + R \frac{d\phi}{dt} + \frac{q}{C} = E$$

この一般解は定常解(持解) ϕ_s と過渡解 ϕ_t との和 $\phi = \phi_s + \phi_t$

ここで過渡解 ϕ_t は上式の右辺を零と置いて補助方程式の解。

$$L \frac{d^2\phi_t}{dt^2} + R \frac{d\phi_t}{dt} + \frac{\phi_t}{C} = 0$$

仮 $\phi_t = A e^{pt}$ と仮定すれば、

$$(Lp^2 + Rp + \frac{1}{C}) \phi_t = 0$$

よって、任意の t について上式が成立つためには、

$$Lp^2 + Rp + \frac{1}{C} = 0$$

この二根を p_1, p_2 とすれば

$$p_1, p_2 = -\frac{R}{2L} \pm \frac{1}{2L} \sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}}$$

従って、

$$\phi_t = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$$

定常解は過渡現象がおちついた後の定常電荷であるから、

$$z_s = CE$$

∴ 電荷の一般解は

$$z = z_s + z_t = CE + A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$$

$$\therefore i = \frac{dz}{dt} = p_1 A_1 e^{p_1 t} + p_2 A_2 e^{p_2 t}$$

初期条件より、 $t=0$ において、

$$i=0, z=z(0), v_c=v_c(0) \text{ とすれば}$$

上式より

$$\begin{cases} p_1 A_1 + p_2 A_2 = 0 \\ A_1 + A_2 = z(0) - CE \end{cases}$$

よって解いて

$$A_1 = \frac{p_2 \{CE - z(0)\}}{p_1 - p_2}, \quad A_2 = \frac{-p_1 \{CE - z(0)\}}{p_1 - p_2}$$

従って

$$\begin{aligned} i &= \frac{p_1 p_2 \{CE - z(0)\} e^{p_1 t}}{p_1 - p_2} - \frac{p_1 p_2 \{CE - z(0)\} e^{p_2 t}}{p_1 - p_2} \\ &= \frac{p_1 p_2 \{CE - z(0)\}}{p_1 - p_2} (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}) \\ &= \frac{p_1 p_2 C \{E - v_c(0)\}}{p_1 - p_2} (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}) \quad \because z(0) = C v_c(0) \end{aligned}$$

p_1, p_2 は R の大小により、実数、複素数、等根に变化するため充電現象としては三つの形を生ずる。

② $R^2 > 4L/C$ の場合 (非振動的, 対称的)

$$\alpha = \frac{R}{2L}, \quad \gamma = \frac{1}{2L} \sqrt{R^2 - \frac{4L}{C}} = \sqrt{\alpha^2 - \frac{1}{LC}} \quad \text{ただし}$$

$$\begin{cases} p_1 = -\alpha + \gamma \\ p_2 = -\alpha - \gamma \end{cases}$$

$\alpha > 0, \gamma > 0, \gamma < \alpha$ なる故.

$$p_1 < 0, p_2 < 0, |p_1| < |p_2|$$

$v_c(0) = 0$ である.

$$i = \frac{p_1 p_2 C E}{p_1 - p_2} (e^{p_1 t} - e^{p_2 t})$$

$$= C E \cdot \frac{\alpha^2 - \gamma^2}{2\gamma} \{ e^{(-\alpha+\gamma)t} - e^{(-\alpha-\gamma)t} \}$$

$$= C E \cdot \frac{\alpha^2 - (\alpha^2 - \frac{1}{LC})}{2\gamma} \cdot e^{-\alpha t} \{ e^{+\gamma t} - e^{-\gamma t} \}$$

$$= \frac{E}{\gamma L} e^{-\alpha t} \sinh \gamma t \quad \because \sinh \gamma t = \frac{e^{\gamma t} - e^{-\gamma t}}{2}$$

$$v_R = R i$$

$$= \frac{R}{L} \cdot \frac{E}{\gamma} e^{-\alpha t} \sinh \gamma t$$

$$= \frac{2\alpha}{\gamma} E e^{-\alpha t} \sinh \gamma t$$

② $R^2 = 4L/C$ の場合 (臨界的)

②の場合の根 $p = -\alpha \pm \gamma$ の γ が $\gamma \rightarrow 0$ と行った極限の場合であるから.

$$\begin{aligned}i &= \lim_{r \rightarrow 0} \left\{ \frac{E}{rL} e^{-\alpha t} \sinh r t \right\} \\&= \lim_{r \rightarrow 0} \left\{ \frac{E e^{-\alpha t}}{2L} \cdot \frac{e^{rt} - e^{-rt}}{r} \right\} \\&= \frac{E e^{-\alpha t}}{2L} \lim_{r \rightarrow 0} \frac{e^{rt} - e^{-rt}}{r} \\&= \frac{E e^{-\alpha t}}{2L} \left[\frac{\frac{d}{dr} (e^{rt} - e^{-rt})}{\frac{d}{dr} r} \right]_{r=0} \\&= \frac{E e^{-\alpha t}}{2L} \cdot [t e^{rt} + t e^{-rt}]_{r=0} \\&= \frac{E e^{-\alpha t}}{2L} \cdot 2t \\&= \frac{E}{L} t e^{-\alpha t}\end{aligned}$$

$$V_R = R i$$

$$= \frac{R}{L} E t e^{-\alpha t}$$

$$= 2\alpha E t e^{-\alpha t}$$

③ $R^2 < 4L/C$ の場合 (振動的)

$$\alpha = \frac{R}{2L}, \quad \beta = \frac{1}{2L} \sqrt{\frac{4L}{C} - R^2} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \alpha^2} \quad \text{とする}$$

$$\begin{cases} p_1 = -\alpha + j\beta \\ p_2 = -\alpha - j\beta \end{cases} \quad \text{互に共役の複素数となる}$$

$$v_c(0) = 0 \quad \text{とする}$$

$$\begin{aligned} i &= \frac{p_1 p_2 C E}{p_1 - p_2} (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}) \\ &= C E \cdot \frac{\alpha^2 + \beta^2}{j 2\beta} \left\{ e^{(-\alpha + j\beta)t} - e^{(-\alpha - j\beta)t} \right\} \\ &= C E \left\{ \alpha^2 + \left(\frac{1}{LC} - \alpha^2 \right) \right\} \frac{e^{(-\alpha + j\beta)t} - e^{(-\alpha - j\beta)t}}{j 2\beta} \\ &= \frac{E}{\beta L} e^{-\alpha t} \cdot \frac{e^{j\beta t} - e^{-j\beta t}}{j 2} \\ &= \frac{E}{\beta L} e^{-\alpha t} \sin \beta t \quad \because \sin \beta t = \frac{e^{j\beta t} - e^{-j\beta t}}{j 2} \end{aligned}$$

$$v_e = R i$$

$$= \frac{R E}{\beta L} e^{-\alpha t} \sin \beta t$$

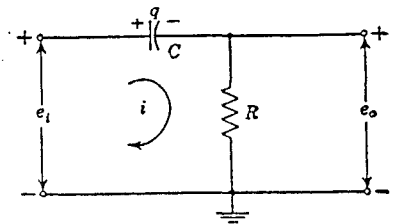
$$= \frac{2\alpha}{\beta} E e^{-\alpha t} \sin \beta t$$

「L, C, R回路の過渡応答」および
「C, R回路の周波数応答」の予備知識

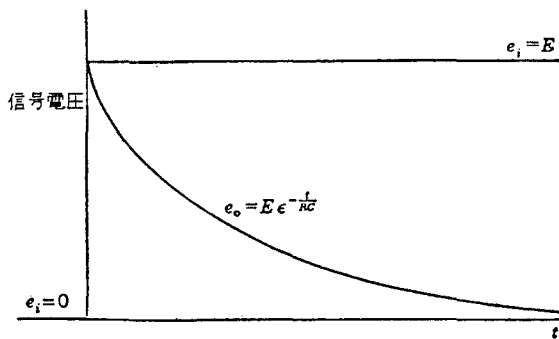
【1】 C, R直列回路

(1) ステップ電圧を入力した場合

右図の回路で、 $e_i = E$ なるステップ電圧を加えたとき、コンデンサCの初期電荷が零（充電されていない状態）であれば、Cの電圧は瞬間的に変わることはできないから、出力 e_o も e_i が加わった瞬間には、 $e_o = E$ なる電圧に不連続的に変わる。



そして、時間 t の経過に伴って、Cの電圧が増加してくるので、Rの電圧 e_o は下図のように指数関数的に減少し、 $t = \infty$ では零になる。



ステップ電圧： $t < 0$ のときは常に零で、 $t > 0$ のときは常にEという値を保つような電圧である。

$t = 0$ の寸前（時刻 $t = 0 -$ ）には $e_i = 0$ で、 $t = 0$ の直後（時刻 $t = 0 +$ ）には $e_i = E$ になる。

初期電荷： 時刻 $t = 0$ でコンデンサに蓄えられている電荷である。

(2) パルス電圧を入力した場合

前記の回路で、 e_i として図(a)のようなパルス電圧を加える場合を考える。

図(a)は、図(b)のように $t = 0$ で不連続が起こるステップ電圧 $+E$ と、図(c)のように $t = t_p$ で不連続が起こるステップ電圧 $-E$ との和と考えられる。

したがって、図(a)のようなパルス電圧を加えた場合には、 $t < t_p$ の範囲でのレスポンスはステップ電圧入力に対するレスポンスと同じであり、 $t = t_p$ における出力 e_o は、

$$e_o = E \cdot \exp(-t_p / RC) \equiv e_r$$

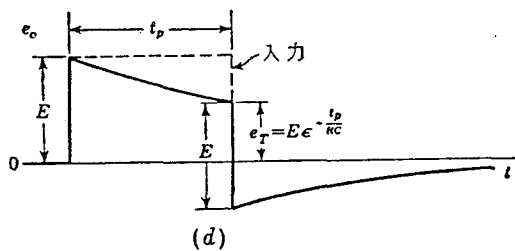
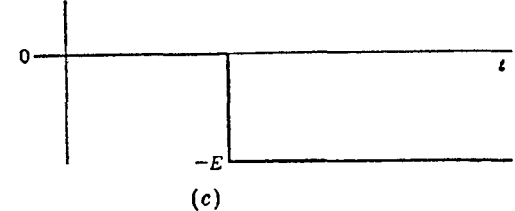
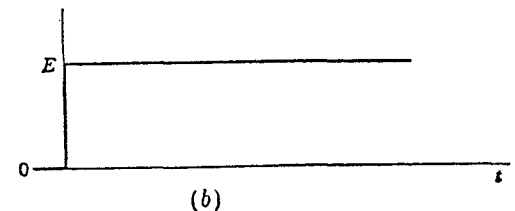
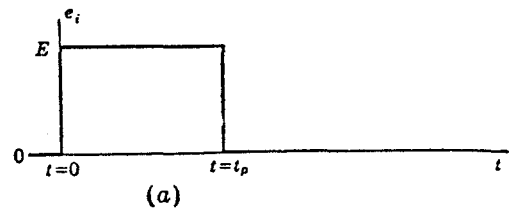
となる。

そして、パルスの後端では入力が突然Eだけ落ち、そのときコンデンサの電圧は瞬間的に変わることができないので、出力もEだけ低下しなければならない。

したがって、 $t = t_p +$ では、

$$e_o = e_r - E$$

となる。このとき、 e_r はEより小さいので、出力電圧は負となり、その後は図(d)に示すように、指数関数的に減衰して零となる。



$t > t_p$ の範囲では,

$$e_o = E \cdot \exp(-t/RC) - E \cdot \exp\{-(t - t_p)/RC\}$$

$$= E \cdot \{\exp(-t_p/RC) - 1\} \cdot \exp\{-(t - t_p)/RC\}$$

(3) 微分回路

入力パルス電圧のパルス幅に比べて、時定数 $\tau = RC$ が極めて小さい場合、すなわち、

$$RC / t_p \ll 1$$

の場合には、出力 e_o は図のような波形となり、

- ・パルス的前端で+のスパイク
- ・パルスの後端で-のスパイク

を生ずる

このような状態では、 R による電圧降下は C による電圧降下に比べて極めて小さいので、流れる電流はほとんどコンデンサ C によって決まると考えられる。

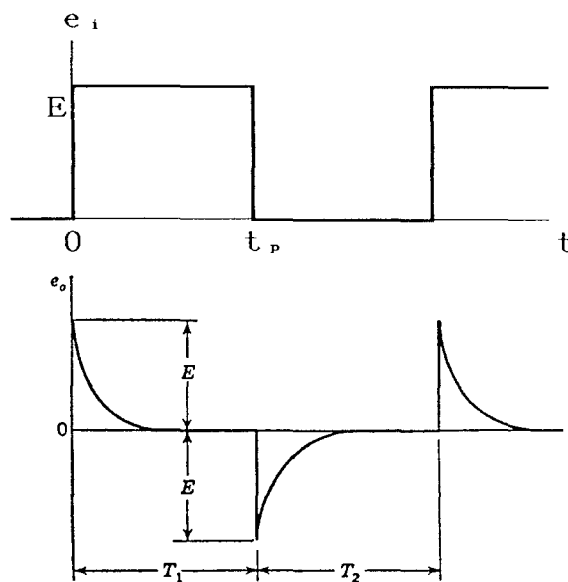
すなわち、

$$i = C \cdot d e_i / d t$$

したがって、

$$e_o = R i = RC \cdot d e_i / d t$$

上式より明らかなように、出力電圧 e_o は入力電圧 e_i の微分に比例することが分かる。このように CR の直列回路において、 R の両端から出力を得る回路を「微分回路」という。



(4) 正弦波電圧を入力した場合

右図の回路で、 $e_i = E_m \sin \omega t$ とすれば

$$i = \frac{E_m}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \sin(\omega t + \theta)$$

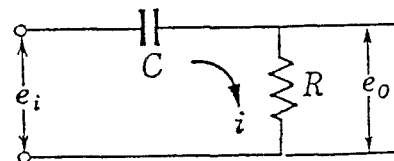
ただし $\theta = \tan^{-1} 1 / (\omega CR)$

したがって

$$e_o = \frac{R E_m}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \sin(\omega t + \theta) = \frac{E_m}{\sqrt{1 + (1/\omega CR)^2}} \sin(\omega t + \theta)$$

すなわち、 $e_o = E_{o,m} \sin(\omega t + \theta)$ とおけば

$$E_{o,m} = \frac{E_m}{\sqrt{1 + (1/\omega CR)^2}}$$



ここで、時定数 $\tau = CR$ が極めて小さいとき、すなわち、 $\omega CR \ll 1$ ならば

$$\begin{cases} E_{o.m} = \frac{E_m}{\sqrt{1 + \{1/(\omega CR)\}^2}} \cong \omega CRE_m \\ \theta = \tan^{-1}\{1/(\omega CR)\} \cong \tan^{-1}\infty = 90^\circ \end{cases}$$

となる故、このとき

$$e_o = \omega CRE_m \cdot \sin(\omega t + 90^\circ) = \omega CRE_m \cdot \cos \omega t$$

ところが、微分回路においては

$$\begin{aligned} e_o &= RC \cdot de_i/dt \\ &= RC \cdot d(E_m \cdot \sin \omega t)/dt = \omega CRE_m \cdot \cos \omega t \end{aligned}$$

となり、上記の計算結果と一致する。

このことから、CR直列回路において、時定数 $\tau = CR$ が極めて小さいときは、これを微分回路ということが分かる。

(5) 高域通過ろ波器

$$e_i = E_m \cdot \sin \omega t$$

とすれば、(4)で述べたように

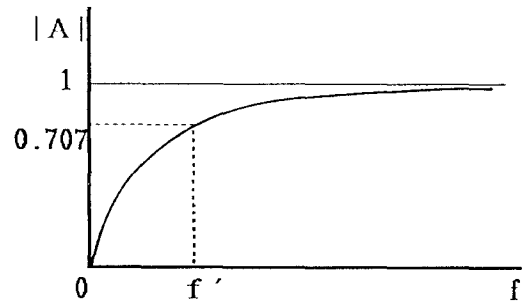
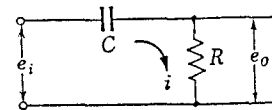
$$e_o = E_{o.m} \cdot \sin(\omega t + \theta) = \frac{E_m}{\sqrt{1 + \{1/(\omega CR)\}^2}} \sin(\omega t + \theta)$$

ただし、 $\theta = \tan^{-1}\{1/(\omega CR)\}$

したがって、この回路の利得の大きさ $|A|$ は

$$|A| = \frac{E_{o.m}}{E_m} = \frac{1}{\sqrt{1 + \{1/(\omega CR)\}^2}}$$

上式より、CRが一定ならば、右図のように角周波数 ω 、すなわち周波数 f が上昇するにしたがって、最大利得 $|A| = 1$ に近付いていく。



今、 $\omega' = 1/(CR)$ 、すなわち $f' = 1/(2\pi CR)$ なる周波数を考えると、

$$|A| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f'/f)^2}}, \quad \theta = \tan^{-1}(f'/f)$$

すなわち、 $f = f'$ なる周波数を選択すれば、

$$\begin{cases} |A| = 1/\sqrt{2} = 0.707 \quad \Rightarrow \quad G = 20 \cdot \log |A| = -3.0 \\ \theta = \tan^{-1} 1 = 45^\circ \quad \Rightarrow \quad \text{容量性リアクタンス} = \text{純抵抗} \end{cases}$$

したがって、 $f \geq f'$ の範囲では信号レベルの降下を3 [db] 以下に押さえることができるので、この回路は高域通過ろ波器として用いられる。

C, R回路の周波数応答

【目的】

CR直列回路の周波数応答特性を測定し、そのフィルタ特性および微分、積分特性を理解する。

【原理】

右図のようなCR直列回路に交流電圧Vを加えたとき、RおよびCの端子電圧 V_R および V_C は

$$V_R = \{j\omega CR / (1 + j\omega CR)\} V = \{j\omega\tau / (1 + j\omega\tau)\} V$$

$$V_C = \{1 / (1 + j\omega CR)\} V = \{1 / (1 + j\omega\tau)\} V$$

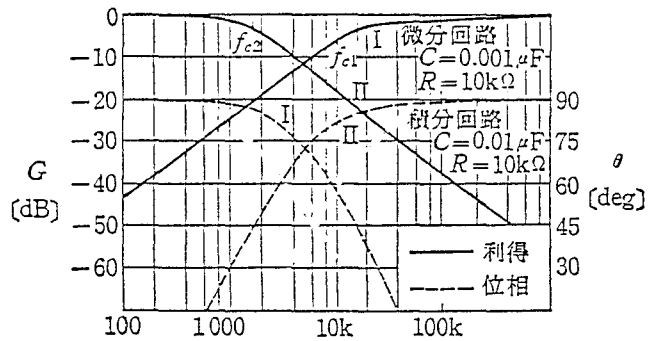
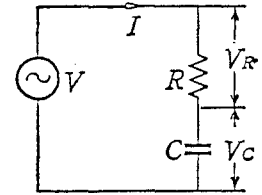
となる。ただし、 $\tau = CR$ とする。

$$\text{これより、 } G_R = 20 \cdot \log_{10}(V_R/V)$$

$$G_C = 20 \cdot \log_{10}(V_C/V)$$

として、 $f = \omega / (2\pi)$ を横軸に、 G_R 、 G_C を縦軸にとって曲線を描くと、右図のような特性曲線が得られる。

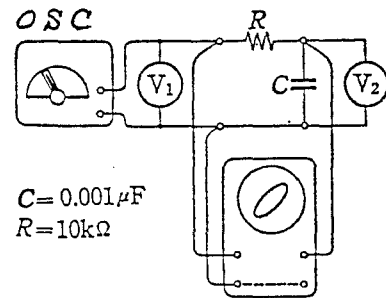
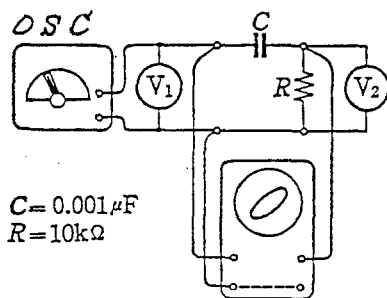
図において、 f_{c1} および f_{c2} は $V_R = V_C = V / \sqrt{2}$ となる周波数で、これをCR回路の遮断周波数と言い、遮断周波数においてはVと V_R または V_C との位相差は 45° になる。



【接続図および使用器具】

(1) 微分回路

(2) 積分回路



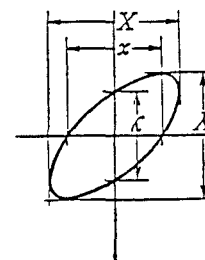
・ OSC : 発振器 ・ V_1, V_2 : 電子式電圧計 ・ オシロスコープ

【測定方法】

(1) 微分回路

- ① 接続図のように結線し，発振器の周波数を100〔Hz〕とする。
- ② 電子式電圧計 V_1 （入力電圧）の読みが1〔V〕の正弦波電圧を供給する。
- ③ オシロスコープのリサージュ図形を適当な大きさに調節し，右図の x ， X または y ， Y を目視によって測定し，次式から位相角 θ_R を算出する。

$$\sin \theta_R = x / X = y / Y$$



- ④ 同時に電子式電圧計 V_2 （出力電圧）の読みを記録する。
- ⑤ 次式によって，利得 G_R を算出する。

$$G_R = 20 \cdot 10 \log_{10}(V_2 / V_1) \text{ [dB]}$$

- ⑥ 以上の実験を，次の周波数〔Hz〕について繰り返す。

200 , 400 , 600 , 800 , 1k , 1.5k , 2k , 3k , 4k , 5k , 6k , 7k , 8k , 9k ,
10k , 20k , 40k , 60k , 80k , 100k , 200k

(2) 積分回路

- ① 接続図のように結線し，発振器の周波数を100〔Hz〕とする。
- ② 電子式電圧計 V_1 （入力電圧）の読みが1〔V〕の正弦波電圧を供給する。
- ③ 微分回路の場合と同様にオシロスコープのリサージュ図形より， x ， X または y ， Y を目視によって測定し，次式から位相角 θ_C を算出する。

$$\sin \theta_C = x / X = y / Y$$

- ④ 同時に電子式電圧計 V_2 （出力電圧）の読みを記録する。
- ⑤ 次式によって，利得 G_C を算出する。

$$G_C = 20 \cdot 10 \log_{10}(V_2 / V_1) \text{ [dB]}$$

- ⑥ 以上の実験を，次の周波数〔Hz〕について繰り返す。

500 , 1k , 2k , 4k , 6k , 8k , 10k , 12k , 14k , 16k , 18k , 20k , 30k ,
40k , 50k , 60k , 80k , 100k , 200k

【注意事項】

- (1) 微分回路での低い周波数領域および積分回路での高い周波数領域では，リサージュ図形の x と X ，あるいは y と Y の区別がつかない（ほとんど同じ）ので，微分回路では2〔kHz〕以下，積分回路では80〔kHz〕以上の位相角の測定は省く。

【結果】

例えば、微分回路の場合は、下の表のように記録し、このデータから原理の項で述べた特性曲線を描く。また、これにならって積分回路の場合も、記録されたデータから特性曲線を描く（片対数方眼紙に全ての曲線を描くこと）。

周波数 f [Hz]	入力電圧 V ₁ [V]	出力電圧 V ₂ [V]	リサージュ図形		位相角 θ_R [°]		利得 G _R [dB]	
			X [mm]	x [mm]	理論値	実測値	理論値	実測値
100	1							
200	(一定)							
400								
600								
800								
1k								
1.5k								
2k								
3k								
⋮								
200k								

【考察】

- (1) それぞれの回路での遮断周波数はいくらか。また、そのときのGはいくらか、計算値と実測値とを比較せよ。
- (2) 両方の回路の利得が同じ値になる周波数はいくらか。計算値と実測値を比較し、このときのV₁とV₂の位相差を調べよ。

~~RLC回路の過渡応答特性~~

測定器

表 1 の測定器を使用する。

表 1: 測定器

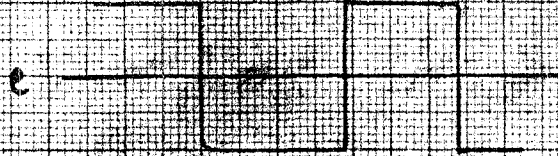
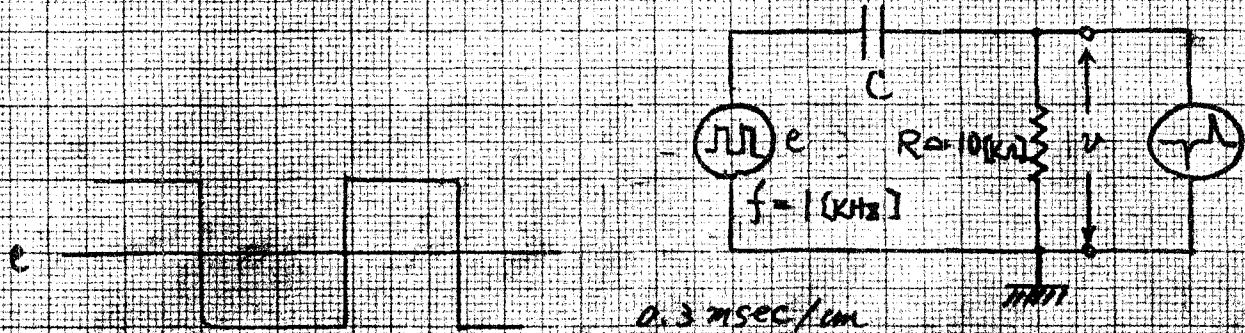
装置	メーカー	型番	台数
オシロスコープ	KENWOOD	CS-5370	1
ファンクションジェネレーター	KENWOOD	FG-273	1
デジタルマルチメーター	YEW	Type 2807	2

追加測定項目

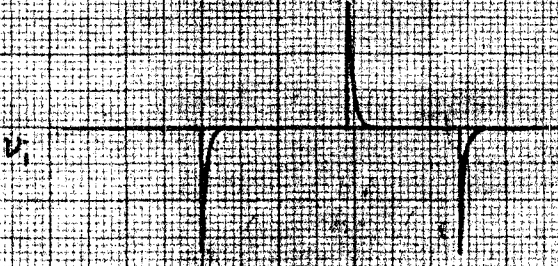
次ページ以降の微分・積分波形を観測せよ。観測された波形は、レポートに記述すること。

微分回路

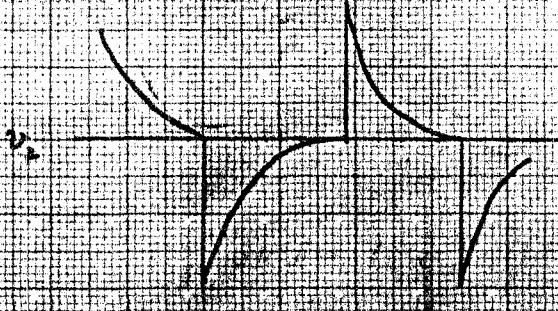
(1) 時定数変化に伴う出力波形の変化



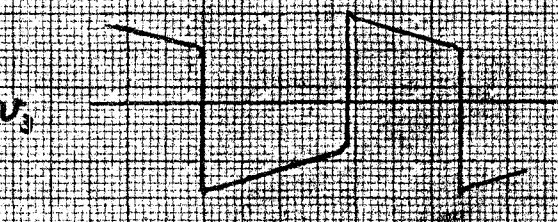
0.3 msec/cm



$C \approx 0.001 \text{ } (\mu\text{F})$
 $\tau = 10^{-5} \text{ (sec)}$



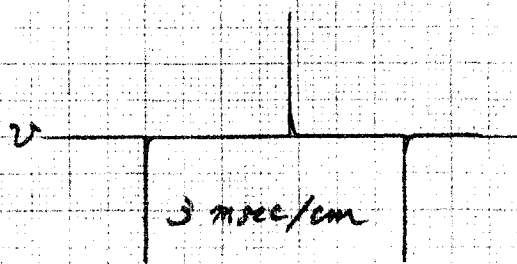
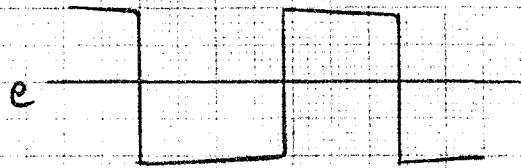
$C \approx 0.01 \text{ } (\mu\text{F})$
 $\tau = 10^{-4} \text{ (sec)}$



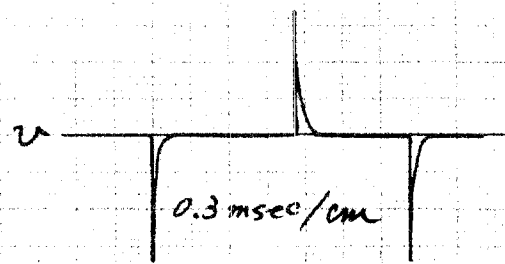
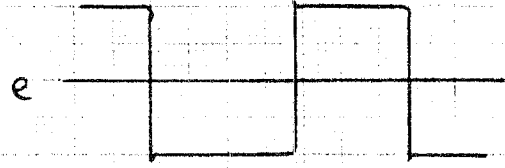
$C \approx 0.1 \text{ } (\mu\text{F})$
 $\tau = 10^{-3} \text{ (sec)}$

(2) 周波数変化に伴う出力波形的変化

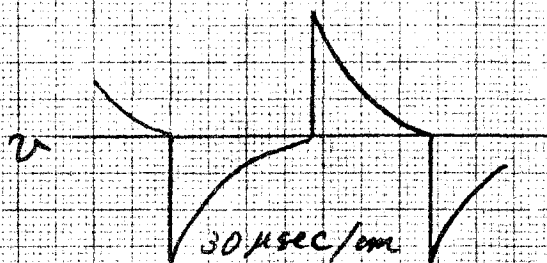
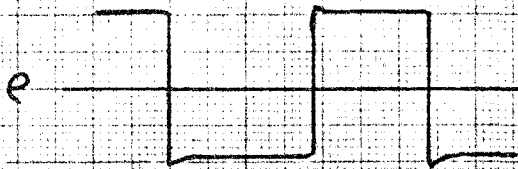
$R \approx 10 \text{ [k}\Omega\text{]}, C \approx 0.001 \text{ [}\mu\text{F]}$



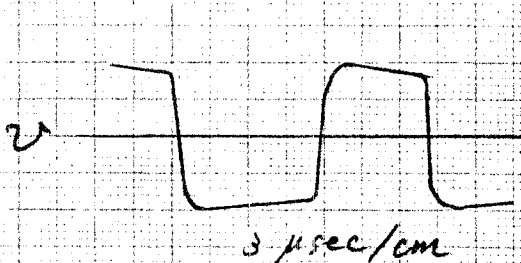
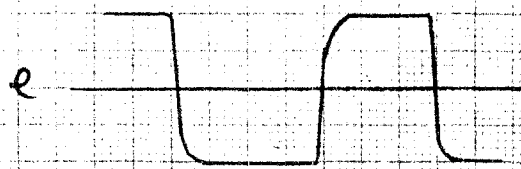
(a) $f = 100 \text{ [Hz]}$



(b) $f = 1 \text{ [kHz]}$

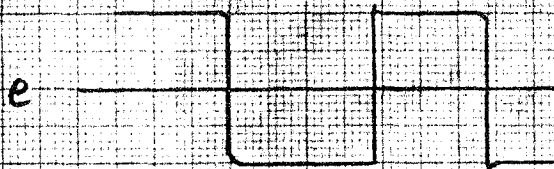
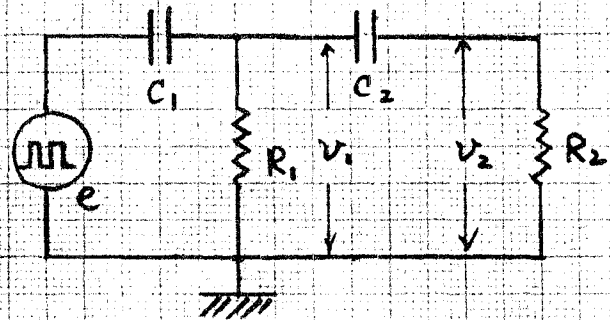


(c) $f = 10 \text{ [kHz]}$



(d) $f = 100 \text{ [kHz]}$

(3.) 微分回路による微分回路



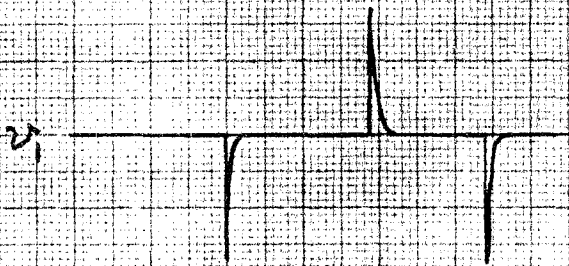
(入力波形状)

$$C_1 \approx C_2 \approx 0.001 \text{ [}\mu\text{F]}$$

$$R_1 \approx R_2 \approx 10 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

$$f = 1 \text{ [kHz]}$$

$$\tau = 0.3 \text{ [msec/cm]}$$



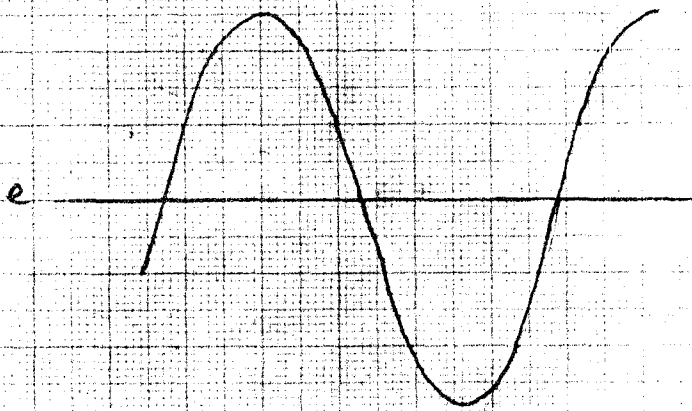
(微分波形状)



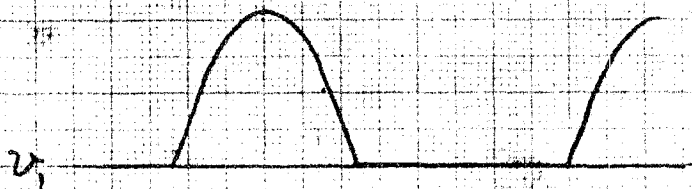
(v_1 の微分波形状)



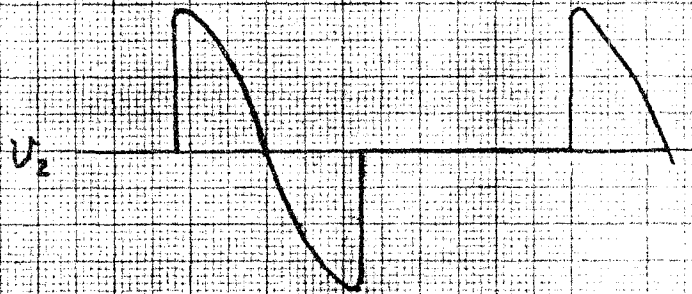
(4) 半波整流波形を微分した場合



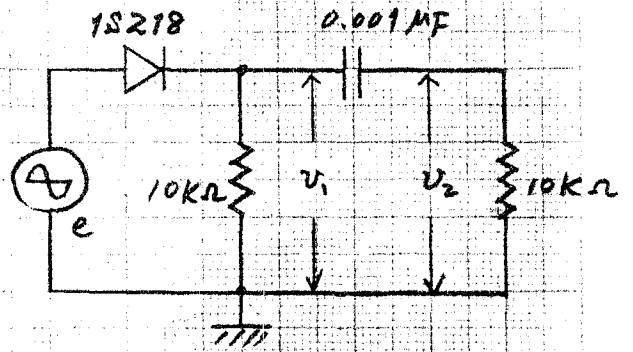
2 V/cm



2 V/cm



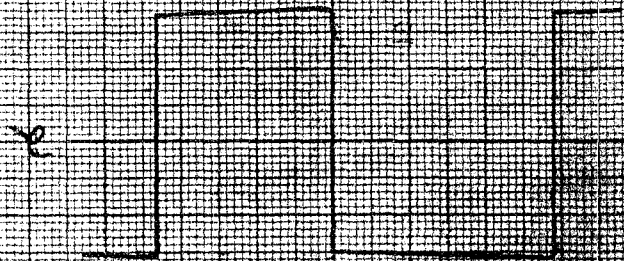
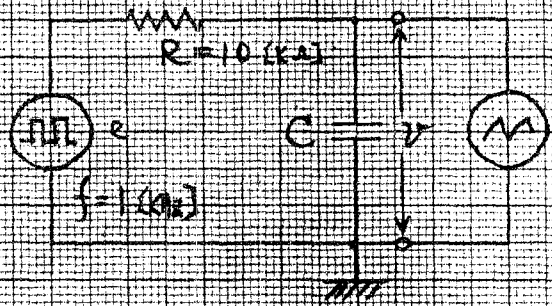
20 mV/cm



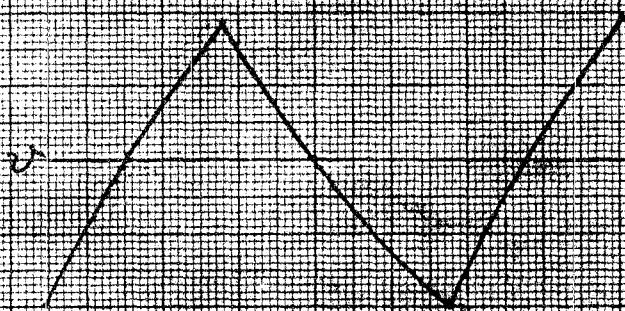
$f = 100 \text{ [Hz]}$



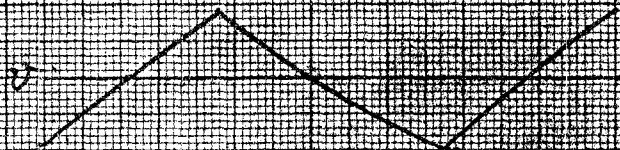
積分回路



$\left\{ \begin{array}{l} 2V/cm \\ 0.2 msec/cm \end{array} \right.$



$\left\{ \begin{array}{l} C = 0.1(\mu F) \\ R = 10(K\Omega) \end{array} \right.$
 $0.5V/cm$



$\left\{ \begin{array}{l} C = 1(\mu F) \\ R = 10(K\Omega) \end{array} \right.$
 $0.1V/cm$



FETの諸特性測定

【目的】

電界効果トランジスタの静特性と諸パラメータを求めるとともに、その動作と特徴を理解する。

【原理】

電界効果トランジスタ (FET: Field Effect Transistor) はユニポーラ トランジスタとも称され; バイポーラ トランジスタ (単にトランジスタと言えはこれを指す) が少数キャリアの注入を利用するのは異なり, 多数キャリアの動作を利用している。すなわち, 一般のトランジスタが多数キャリアと少数キャリアの2種によって電流が運ばれるのに対し, FETでは多数キャリアのみによって運ばれる。

FETの特徴は

- ◆ 入力インピーダンスが高く, 入出力間がほぼ完全に絶縁される。
- ◆ スイッチング速度が速い。
- ◆ 低雑音, 低ひずみ率である。

FETはその構造上の違いから, 次の2種に大別される。

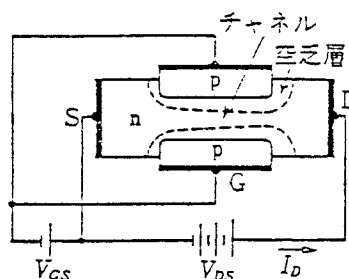
- ◆ 絶縁ゲート型FET (MOS型FET)
- ◆ 接合型FET

以下に接合型FETの原理を述べる。

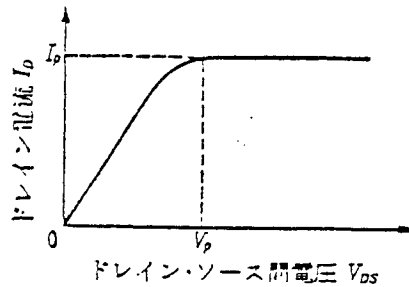
右図のように, 半導体結晶 (この場合はN型) の両端をソースおよびドレイン電極とし, また, 中央部側面にP層を設けてゲート電極とする。

電流はドレインとソース両電極間のいわゆるチャンネルと称されるN型半導体中を流れ, ゲート電極はこの電流を制御する役目を持っている。

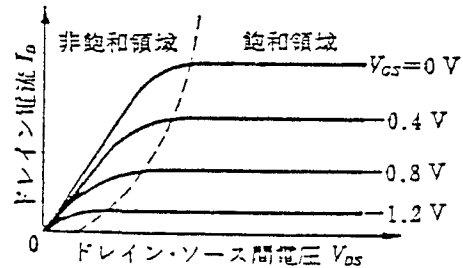
図のようにドレインとソース間に電圧 V_{DS} を加えると, チャンネル中を自由電子によるドレイン電流 I_D が流れる。このとき, ソースとゲートを同電位にしておくと ($V_{GS} = 0$), ドレイン・ゲート間のPN接合が逆方向にバイアスされ, チャンネル中に空乏層が広がる。すなわち, チャ



ネル中の電子は空乏層からほとんど追い出されるため、空乏層の広がりにもなって電流が流れにくくなる。そして、 V_{DS} をさらに大きくすると、空乏層はほぼチャネル全体に広がり、 I_D は飽和値 I_p に達する。これをピンチオフの状態と言い、このときのドレイン・ソース間電圧をピンチオフ電圧 V_{DSP} と称する。この場合の V_{DS} と I_D との関係は右図のようになる。

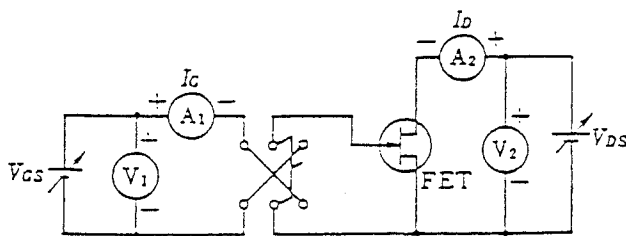


この状態で、ゲート・ソース間に電圧 V_{GS} を加えると、チャネルへの空乏層の広がりがますます大きくなり、 V_{GS} がないときよりも小さな V_{DS} でピンチオフが生じる。すなわち、 V_{GS} をパラメータとして V_{DS} と I_D との関係を示すと、右図のような静特性曲線が得られる



以上の説明はチャネルがN型半導体の場合で、NチャネルFETと称される。これに対して、チャネルがP型半導体のPチャネルFETもあるが、電流を運ぶ正孔の移動度が電子のそれよりも小さいためチャネルの直流抵抗が大きくなりやすく、NチャネルFETよりも特性が劣るので、あまり用いられない。

【 結線図および使用器具 】



FET の静特性測定回路

- V_1 : 電子式電圧計
- V_2 : 直流電圧計
- A_1 : 直流電流計
- A_2 : 直流電流計
- V_{GS} : 直流安定化電源
- V_{DS} : 直流安定化電源

FET : 2SK47 (日電: シリコンNチャネル接合型)

最大定格 V_{GSDS} : -20 [V], I_{GS} : 10 [mA]

P_D : 200 [mW], T_j : 125 [°C]

標準値 I_{DSS} : 0.5 ~ 6 [mA]

($V_{DS} = 5$ [V], $V_{GS} = 0$ [V])

$V_{GS} = -0.3 \sim -4.5$ [V]

($V_{DS} = 5$ [V], $I_D = 10$ [μ A])

【 測定方法 】

接合型FET：2SK322の静特性 ($V_{DS} - I_D$ 特性) を前記の測定回路によって測定する。このとき、パラメータのゲート電圧 V_{GS} は、0, -0.3, -0.6, -0.9, -1.2 [V] に選ぶものとする。

トランジスタの静特性の測定

【目的】

接合形トランジスタの静特性を測定して特性曲線を描き、その基礎動作と特性曲線との関係を理解する。

【原理】

一般に物質は電気の通しやすさという点に注目すれば、電気を通しやすい導体、通しにくい絶縁物、およびその中間に位置する半導体の三つに大別される。そして、半導体には電気伝導が主にイオンによって行われるイオン伝導性半導体と電子によって行われる電子伝導性半導体がある。

接合形トランジスタは電子伝導性半導体を接合する構造になっているので、以下にその仕組みの概要を述べる。

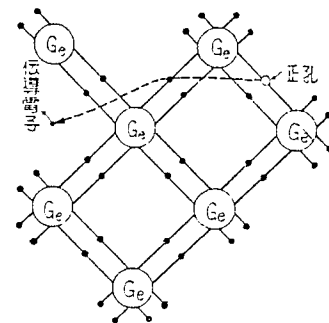
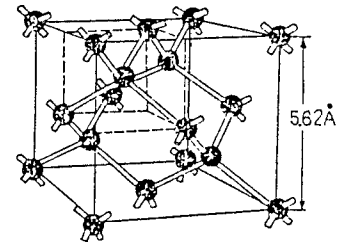
純粋な半導体としてはゲルマニウム (Ge) やシリコン (Si) がよく知られているので、Ge を例にとって説明する。

純粋な Ge の単結晶は右上の図のようなダイヤモンド構造と呼ばれる極めて安定な結晶構造をしている。4 族の元素であるから 4 個の価電子を持っているが、これらの価電子がそれぞれ 4 個の隣の原子の方へ 1 個ずつ配置され、同時に 4 個の隣の原子からも 1 個ずつの価電子がこの方向に配置されて、2 個の価電子を隣同士で共有することになる。

右下の図はこの様子を平面化して描いたものであるが、Ge の単結晶中には常温でも極めてわずかではあるが、価電子が飛び出している。そして、光や熱のエネルギーによって飛び出した電子が伝導電子 (自由電子) となって半導体の性質を現すのである。

このように価電子が伝導電子になって飛び出したあとには共有結合部に伝導電子と同数の電子の抜けた穴を生ずるが、この穴は電気的中性の所から負電荷を持った価電子が伝導電子となって飛び出すから正の電荷を持つことになる。これを正の電荷を持つ穴という意味で正孔 (positive hole) と言う。したがって、純粋な半導体では伝導電子と正孔の数は全く等しい。

半導体の中にこのような正孔を生ずると、この正孔は近くの他の共有結合部から価電子を奪い取って中性になり、奪い取られた所にまた正孔を生ずる。以下同様の過程を順に繰り返して、正孔は図のように結晶内を比較的自由に動き回ると考えられる。そして、もしこれに電界が加えられると、この穴は伝導電子と反対の方向に動く。すなわち、電気伝導現象に関しては、この穴は見掛け上電子と同じ大きさの反対符号の電荷を持ち、ほぼ同程度の質量を持つ粒子のような行動をとると考えてよい。



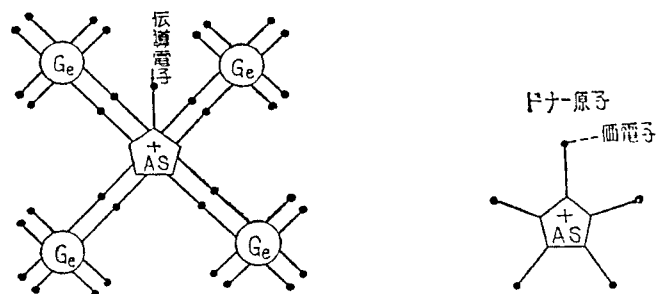
したがって、半導体中の電気の伝導は正確には電子の移動によるものであるが、結果的には伝導電子（自由電子）と正孔の二つが電荷を運ぶと考えることができる。これらは電荷を運ぶという意味でキャリア(carrier)とも呼ばれ、一般的には正孔は○印、電子は●印で表すことが多い。

◆ 不純物半導体

純粋半導体の単結晶中に微量の不純物を混入したものを不純物半導体と言う。そして、不純物半導体は混入する不純物の種類によってN型半導体とP型半導体とに分けられ、トランジスタはこれら2種類の半導体を巧みに組み合わせたものである。

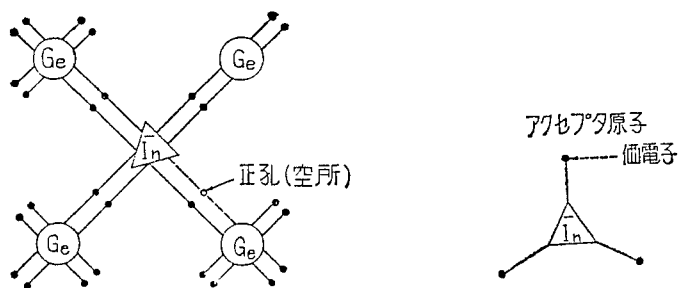
(1) N型半導体

純粋なGeの単結晶に、例えば5価のヒ素(As)を極めて微量(Ge原子 10^7 個の中にAs原子1個程度)混入したとすれば、Asの価電子5個のうち4個は隣接するGeの4個の価電子と共有結合を形成するが、初めから1個だけが共有結合にあずからない伝導電子として残る。この電子は常温の熱エネルギーでも比較的自由に運動することができ、伝導電子が移動すればこのAs原子は正イオンになる。このように共有結合にあずからない余分の伝導電子を与える不純物をドナー(donor)不純物または単にドナーと言う。そして、このような不純物の混入された半導体をN型半導体と言う。



(2) P型半導体

純粋なGeの単結晶に、例えば3価のインジウム(In)を極めて微量混入したとすれば、Inの価電子は3個であるから、隣接する4個のGeと共有結合しようとしても、共有結合に1個所だけ電子が不足する空所が生ずる。この穴は他の原子の伝導電子が近付けばこの中に電子を受け入れ、In原子は負イオンになる。この場合、伝導電子の抜けた穴は前述の正孔になる。このように混入することによって半導体の中に正孔が多くなる不純物をアクセプタ(acceptor)不純物



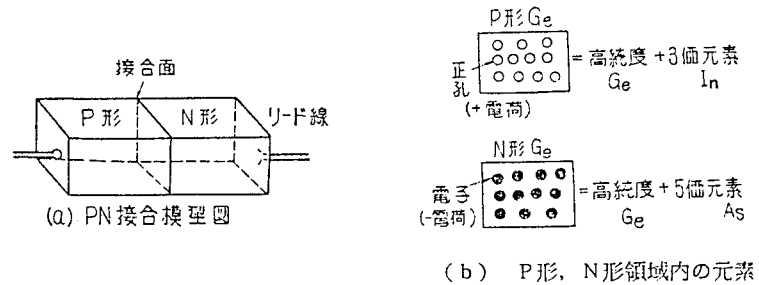
または単にアクセプタと言う。そして、このような半導体をP型半導体と言う。

以上のように、半導体の電気伝導は伝導電子（以下単に電子という）によるものと正孔によるものとの2種類があり、純粋な半導体では電子と正孔とが同数であるが、これに不純物が混入されたN型半導体ではキャリアとして電子の方が多く、P型半導体では正孔の方が多い。この場合、多い方のキャリアを多数キャリア（majority carrier）、少ない方のキャリアを少数キャリア（minority carrier）という。

このように不純物半導体の内部には多数キャリアと少数キャリアが同時に存在し、これがPN接合の性質やトランジスタの機能に極めて重要な働きをしている。

◆ PN接合の働き

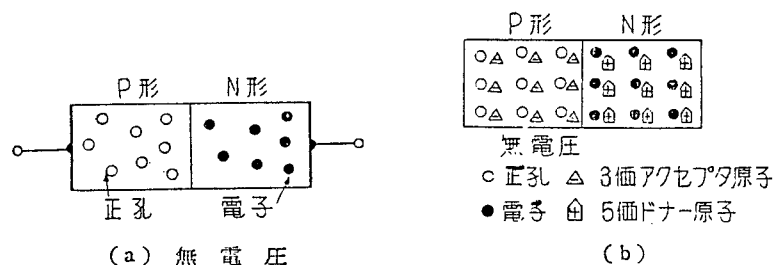
一つの単結晶において図のような接合面を境にして一方がP型、他方がN型になっている半導体をPN接合（PN junction）と言い、このような接合は整流作用を表す。



以下に、この整流作用の原理について述べる。

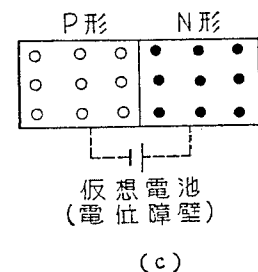
図（a）は無電圧の状態、P領域とN領域にはそれぞれ多数キャリアとしての正孔と電子が点在している。この場合、P領域内の正孔が右方（N領域）へ、N領域内の電子が左方（P領域）へ拡散移動によって中和し、PN接合がなくなってしまうと即断してはいけない。常温では決してこのような状態は起こらないのである。

図（b）のように、P型半導体中には正孔のすぐそばに3価の負に帯電したアクセプタ原子があり、一方N型半導体中には電子のすぐそばに5価の正に帯電したドナー原子がある。



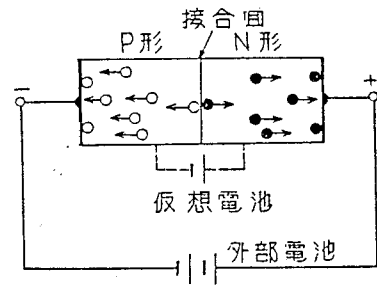
そして全体で電気的に中和したPN接合を造っているのである。したがって、N（or P）領域の電子（or 正孔）がP（or N）領域中に拡散しようとする時、ドナー原子（or アクセプタ原子）は正（or 負）に帯電して、移動する電子（or 正孔）との間に電荷を生じ、これを引き戻すように働く。したがって、常温ではP領域にある正孔がN領域へ拡散したり、N領域にある電子がP領域に拡散することはできない。

この働きは、図（c）のように、点線で示した仮想電池による電位差があると考えれば理解し易い。



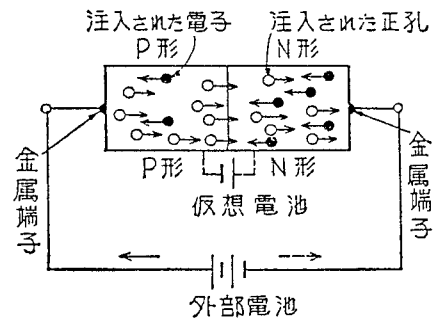
次にPN間に電圧を加えた場合について考えてみよう。

図(d)はP型に負、N型に正の電位になるように電圧を加えた場合である。このとき、外部電池は前述の仮想電池の電圧を一層強めることになる。このため正孔は負極側に、電子は正極側に引き寄せられて集まり、接合面の付近にはキャリアが極めて少なくなつて、常温の熱作用によるわずかなキャリアの発生が見られるだけで、電流はほとんど流れない。このような電圧のかけ方を逆方向電圧、このときの抵抗を逆方向抵抗という。



(d) 逆方向の電圧を加えた場合

次に図(d)とは反対に図(e)のように外部電池を接続すると、仮想電池の電圧は外部電池によって弱められ、かつP領域の正孔は正極の電圧のために反発されてN領域に容易に浸入し、正孔と電子は中和してしまうが、このときN領域の方は電子が不足することになり、外部電池の負極から続いて電子が送られる。またP領域の方も正孔が不足してしまうが、これもまた外部電池の正極から続いて正孔が送られ、結局全体としては連続的に電流が矢印の向きに流れることになる。このようにPN接合の場合の電流は電子および正孔の移動によってもたらされるものである。この外部電池の接続の仕方を順方向電圧をかけたといい、この電圧を順方向電圧または順方向バイアス電圧という。また、このときの電流の流れる方向の抵抗を順方向抵抗という。

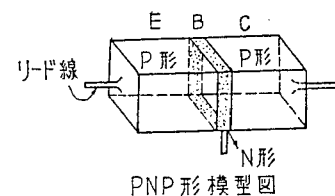


(e) 順方向の電圧を加えた場合

以上のように、PN接合型半導体の両端に交流電圧が加えられると、順方向の電圧が加わったときだけPからNへ電流が流れ、反対の電圧が加わったときには電流は流れない、いわゆる整流作用が行われるのである。このような整流作用を持つ素子をダイオードという。

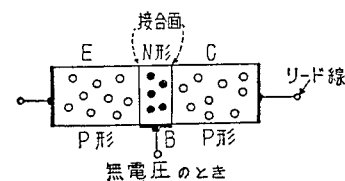
◆ PNP接合の働き

前述のPN接合のN側にもう一つのP型を付けたPNP接合について述べる。この場合一方のP型をエミッタE、他方のP型をコレクタC、中央のN型をベースBと呼ぶ。



PNP形模型図

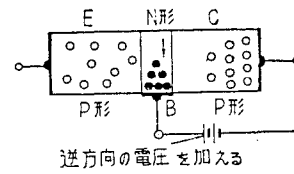
図(a)は電圧を加えない状態で、P型領域とN型領域にはそれぞれ正孔と電子が点在している。



無電圧のとき

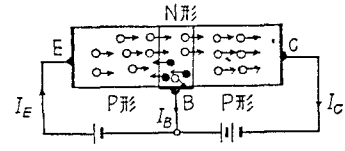
(a)

この状態で、図 (b) のようにベース B に正、コレクタ C に負の電圧を加えると、これは逆方向の電圧がかかったことになり、B と C との間にはほとんど電流が流れない。



(b)

次に図 (c) のようにベース B に負、エミッタ E に正の電圧を加えると、これは順方向の電圧であるから、エミッタ E の正孔はベースに向かって流れ込む。ところが、ベースの幅は極めて薄い (数十ミクロン) から、大部分の正孔はベース領域を通り抜けてコレクタ C との境界面まで到達するようになる。そして、ここまで来ると、正孔はコレクタ C に加わっている負の電圧のため吸引されてコレクタ側に急に吸い込まれる。このとき (正孔がベース領域を通過する際)、その一部はごくわずかではあるがベース領域内で電子と中和し、ベース電流 I_B となる。しかし、大部分はエミッタに流れ込んだ正孔、すなわちエミッタ電流 I_E の 95~99% がコレクタ電流 I_C になる。



順方向の電圧と逆方向の電圧を加える

(c)

PNP 形 (ベース接地)

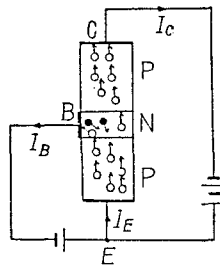
したがって、 I_E 、 I_B 、 I_C の間には次のような関係がある。

$$I_E = I_B + I_C$$

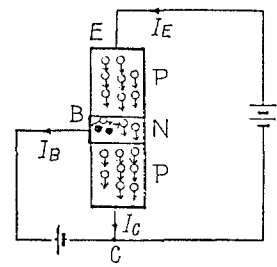
以上のような三極接合の半導体を三極トランジスタという。トランジスタには PNP 接合以外に NPN 接合のものもあるが、電源の極性を逆にすれば同様の働きをする。

◆ トランジスタの接続法

上の図 (c) のようにベース B の所で共通になっている接続をベース接地 (grounded-base type) という。これに対して下図 (a) のようにエミッタ E の所で共通になっている接続をエミッタ接地 (grounded-emitter type)、下図 (b) のようにコレクタ C の所で共通になっている接続をコレクタ接地 (grounded-collector type) と言い、この三つの接続法が考えられる。すなわち、トランジスタの基本回路にはこのような 3 種類の接続方式がある。



(a) PNP 形エミッタ接地

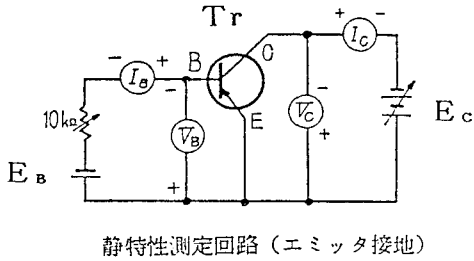


(b) PNP 形コレクタ接地

本実験では、これら 3 種類のうちエミッタ接地回路について、その静特性を測定する。

【接続図および使用器具】

Tr: 被測定トランジスタ(2SB439): 最大定格($V_B = -12[V]$, $V_C = -20[V]$
 $I_C = -150[mA]$, $P_C = 150[mW]$)



V_B : 直流電圧計(ベース電圧測定用)
 V_C : " (コレクタ電圧 ")
 I_B : 直流電流計(ベース電流 ")
 I_C : " (コレクタ電流 ")
 E_B : 直流電源
 E_C : "

【測定方法】

(1) $V_C - I_C$ 特性および $V_C - V_B$ 特性

- ① 直流電源 E_C を調整し, V_C の読みを 0 にする.
- ② 抵抗を調整し, I_B の読みを $-0.05[mA]$ 一定にして, V_C を 0 から $0.1[V]$ ずつ上昇させながら $1[V]$ まで変化させ, そのときの I_C の読みを記録する.
- ③ V_C が $1[V]$ を越えたならば, 今度は $0.5[V]$ ずつ上昇させながら, そのときの I_C の読みを記録する. ただし, $V_C \times I_C$ の値, すなわちコレクタ消費電力 P_C が $150[mW]$ に達したら, V_C の上昇を止める.
- ④ $I_B = -0.10, -0.15, -0.20, -0.25[mA]$ 一定として, 前と同様の実験を繰り返す.

(2) $I_B - V_B$ 特性および $I_B - I_C$ 特性

- ① 抵抗を調整し, I_B の読みを 0 にする.
- ② 直流電源 E_C を調整し, V_C の読みを $-1[V]$ 一定にして, I_B を 0 から $0.05[mA]$ ずつ上昇させながら $0.50[mA]$ まで変化させ, そのときの V_B と I_C の読みを記録する.

【結果】

(1) $V_C - I_C$ 特性および $V_C - V_B$ 特性

V_C [V]	$I_B = -0.05[mA]$		$I_B = -0.10[mA]$		$I_B = -0.15[mA]$		$I_B = -0.20[mA]$		$I_B = -0.25[mA]$	
	V_B [V]	I_C [mA]	V_B [V]	I_C [mA]	V_B [V]	I_C [mA]	V_B [V]	I_C [mA]	V_B [V]	I_C [mA]
0.0										
0.1										
0.2										
0.3										
:										
:										
:										

(2) $I_B - V_B$ 特性および $I_B - I_C$ 特性

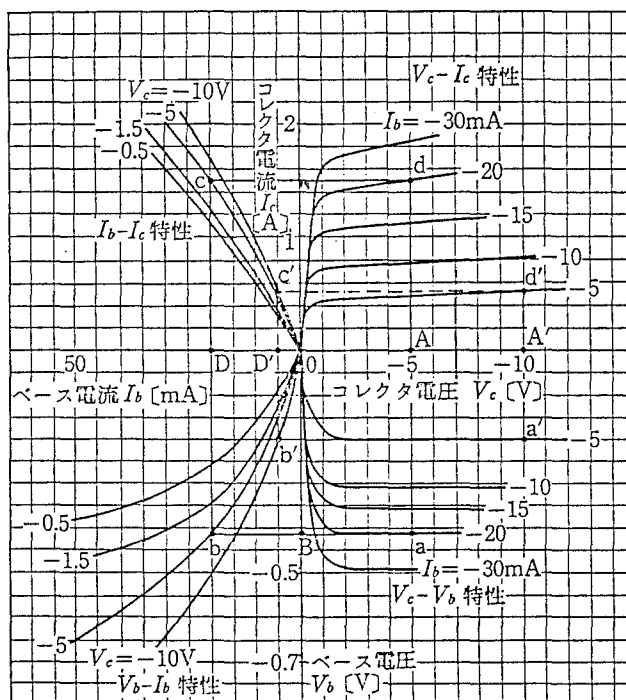
V_C [V]	I_B [mA]	V_B [V]	I_C [μ A]
-1.0	0.00		
(一定)	0.05		
	0.10		
	0.15		
	:		
	0.50		

(1), (2)の測定データより, 右図のような静特性曲線を描く. なお, この図は実験で使用するトランジスタの静特性とは異なるので, あくまでも参考に留めておくこと.

図において, 例えば V_C と V_B をそれぞれ 5[V](A点), 0.42[V](B点)と定めた場合, A, Bよりそれぞれ上下, 左右に直線を引くと, $V_C - V_B$ 特性のa点が

交点となる. また, Ba を逆に延長し, $V_B - I_B$ 特性のうちA点に選んだ $V_C = -5$ [V]をパラメータとする曲線との交点bを求め, b点で垂線を立てると, $I_B - I_C$ 特性の $V_C = -5$ [V]をパラメータとする曲線との交点cが求められる. また, c点を通る水平線は最初に描いた Aa 線と交点dで交わる. このd点は前に直線bcを描いたときに I_B 軸と垂直に交わった点D ($I_B = -20$ [mA])をパラメータとした $V_C - I_C$ 特性曲線上にある. すなわち, a, b, c, d点が $V_C = -5$ [V], $V_B = -0.42$ [V]における特性点ということになる.

測定した特性曲線より, $V_C = -1$ [V], $V_B = -0.24$ [V]における特性点を求めよ. また, 得られた $I_B - I_C$ 特性より, 電流増幅率 $\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$ を求めよ. ただし, ΔI_C , ΔI_B はそれぞれ I_C , I_B の変化分である.



【注意事項】

- ① $V_C \times I_C$ は絶対に P_C を越えないこと. 特性曲線を描く前にコレクタ損失曲線を描いておくことよ.
- ② 測定中トランジスタの温度が上昇して測定値が変動することがあるから, 手早く測定すること.

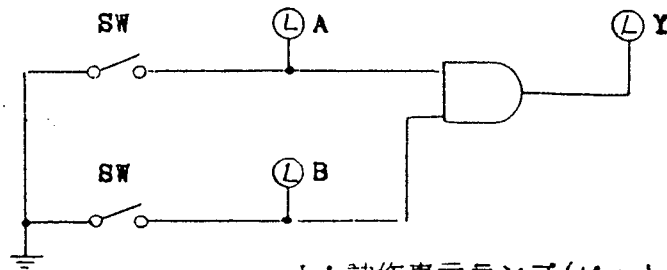
【考察】

- ① 注意事項の①について説明せよ.
- ② $V_C - I_C$ 特性を三極真空管の $V_P - I_P$ 特性と比較して, その特徴を調べよ.

(A) 論理積回路 (AND 回路) の実習

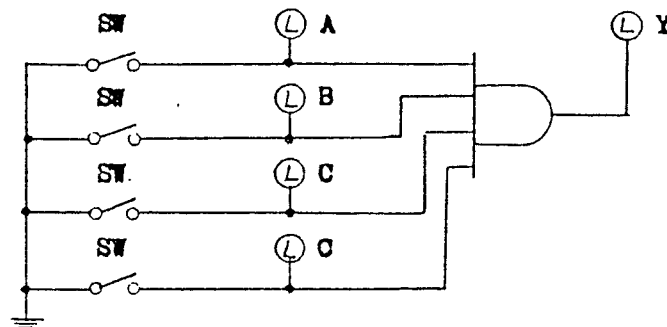
(1) 実習回路

実習 - 1 (2入力 AND 回路)



L: 動作表示ランプ (ビットモニタを使用する)
SW: スイッチレジスタを使用する

実習 - 2 (4入力 AND 回路)



(2) 実習方法

1. チップ付コードを使用し実習-1の回路図通りに配線する。
2. 電源を投入する。
3. 次の真理値表に従って実習を進める。

* (2入力 AND 回路の時)

入 力		出 力	動作表示ランプの点滅		
A	B	Y	LA	LB	LX
()	()	()	()	()	()
0	0				
1	0				

実
習
方
法

0	1				
1	1				

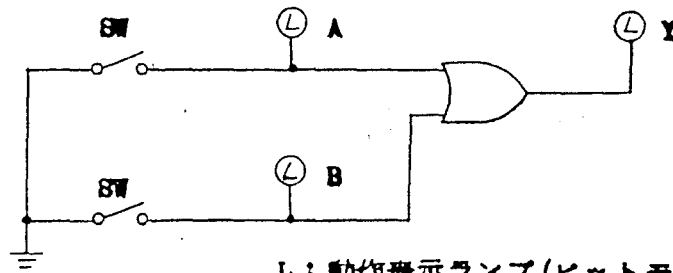
() 内には使用したスイッチレジスタの番号、及びビットモニタの番号を記入する。

4. 実習一2 の回路についても同様に行なう。

(B) 論理和回路 (OR 回路) の実習

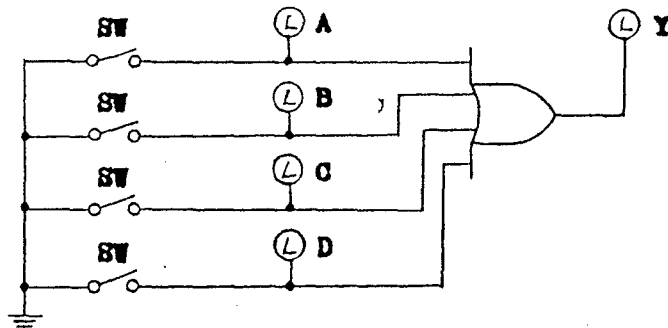
(1) 実習回路

実習一1 (2入力 OR 回路)



L : 動作表示ランプ (ビットモニタを使用する)
SW : スイッチレジスタを使用する

実習一1 (4入力 OR 回路)



(2) 実習方法

1. チップ付コードを使用し実習一1 の回路通りに配線する。
2. 電源を投入する。
3. 次の真理値表に従って実習を進める。

実
習
方
法

(2入力 OR回路の時)

入 力		出 力	動作表示ランプの点滅		
A	B	Y	LA	LB	LY
()	()	()	()	()	()
0	0				
1	0				
0	1				
1	1				

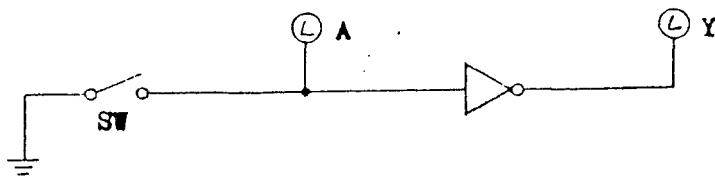
() 内には使用したスイッチレジスタの番号、及びビットモニタの番号を記入する。

4. 実習-2 を同様に行なう。

(0) 否定回路(NOT回路)の実習

(1) 実習回路

(2入力 NAND回路を使用した NOT回路)



L: 動作表示ランプ(ビットモニタを使用)
SW: スイッチレジスタを使用する

(2) 実習方法

1. チップ付コードを使用し実習回路図通りに配線する。
2. 電源を投入する。
3. 次の真理値表に従って実習を進める。

実
習
方
法

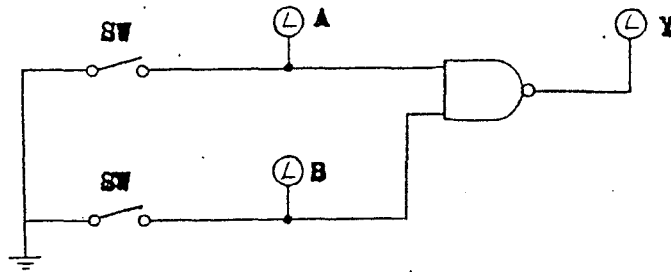
入 力	出 力	動作表示ランプの点滅	
		LA	LY
A ()	Y ()	()	()
0			
1			

() 内には使用したスイッチレジスタの番号、ビットモニタの番号を記入する。

実
習
方
法

(D) NAND回路の実習

(1) 実習回路



L: 動作表示ランプ(ビットモニタを使用する)
SW: スイッチレジスタを使用する。

(2) 実習方法

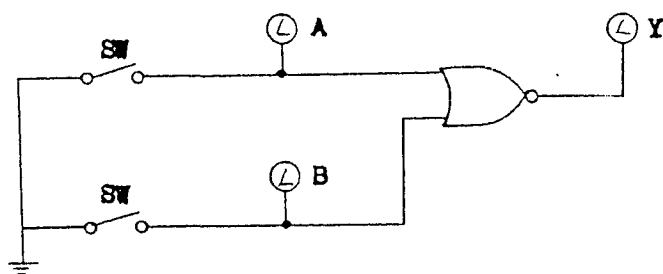
1. チップ付コードを使用し実習回路図通りに配線する。
2. 電源を投入する。
3. 次の真理値表に従い実習を進める。

入 力		出 力	動作表示ランプの点滅		
A	B		LA	LB	LY
()	()	()	()	()	()
0	0				
0	1				

1	0				
1	1				

(Ⅱ) NOR回路の実習

(1) 実習回路



L : 動作表示ランプ (ビット モニタを使用)
 SW : スイッチレジスタを使用する。

(2) 実習方法

1. チップ付コードを使用して実習回路図通りに配線する。
2. 電源を投入する。
3. 次の真理値表に従って実習を進める。

入 力		出 力	動作表示ランプの点滅		
A	B	Y	LA	LB	LY
()	()	()	()	()	()
0	0				
0	1				
1	0				
1	1				

実
習
方
法

考
察

(A) AND回路

1. 2入力 AND回路を使用し 4入力 AND回路を作成せよ。
2. 3入力 AND回路についても実習を行なえ。
3. 他の論理基本回路と動作を比較せよ。

(B) OR回路

1. 論理代数の「同一則」定理を説明せよ。
2. 他の論理基本回路と動作を比較せよ。

(C) NOT回路

1. NOT回路を NAND回路で実習できるのは何故か？
2. NOR回路を使用してNOT回路の実習はできるか？

(D) NAND回路

1. NAND回路と AND回路の相違を説明せよ。
2. NAND回路の特長(利点)を考えよ。

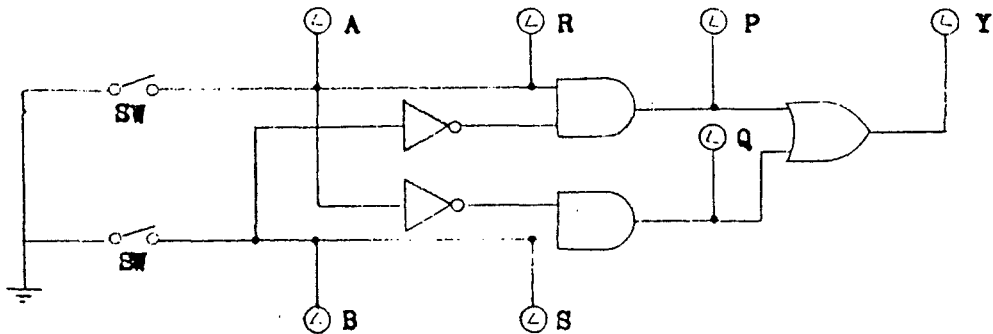
(E) NOR回路

1. NOR回路と OR回路の相違を説明せよ。
2. NOR回路の特長(利点)を考えよ。

準
備

(A) 排他的論理和回路の実習

(1) 実習回路



L: 動作表示ランプ(ビットモニタを使用する)

SW: スイッチレジスタを使用する。

(2) 実習方法

1. チップ付コードを使用して実習回路図通りに配線する。
2. 電源を投入する。
3. 次の真理値表に従って実習を進める。

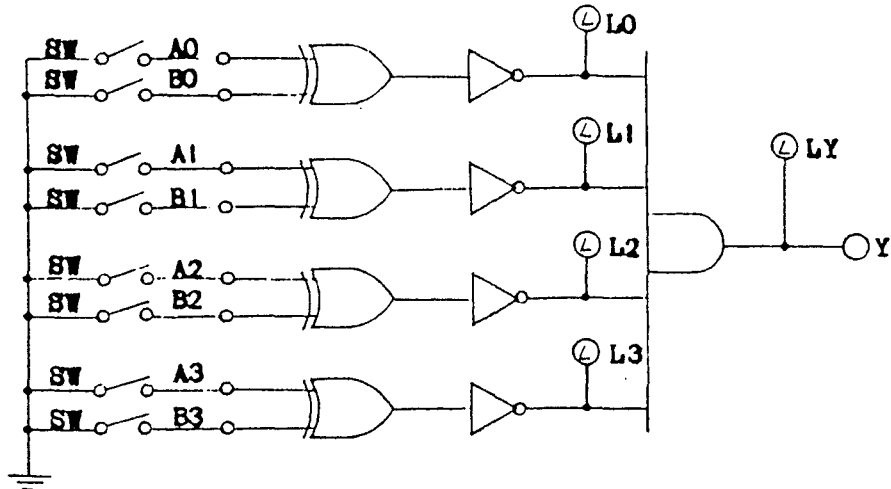
入 力*		出 力	動作表示ランプの点滅						
A	B	Y	LA	LB	LS	LR	LP	LQ	LY
()	()	()	()	()	()	()	()	()	()
0	0								
0	1								
1	0								
1	1								

() 内には使用したスイッチレジスタの番号、及びビットモニタの番号を記入する。

実
習
方
法

(B) 一致回路の実習

(1) 実習回路



(2) 実習方法

1. チップ付コードを使用して実習回路図通りに配線する。
2. 電源スイッチを「ON」にする。
3. 次の真理値表に従って実習を進める。

入 力								出力	動作表示ランプの点滅				
A0	A1	A2	A3	B0	B1	B2	B3	Y	L0	L1	L2	L3	LY
()	()	()	()	()	()	()	()	()					
0	0	0	0	0	0	0	0						
1	1	1	1	0	0	0	0						
0	0	0	0	1	1	1	1						
•	•	•	•	•	•	•	•						
•	•	•	•	•	•	•	•						

() 内には使用したスイッチレジスタ等の番号を記入する。

考
察

1. OR回路と排他的論理和回路の相違を説明せよ。
2. 排他的論理和回路が1の補数器として使用される理由を説明せよ。
3. 一致回路と排他的論理和回路との違いを説明せよ。

論理回路実験 [1]

実験 1

AND, OR, NOT, NAND, NORの各回路について真理値表を作成し, 確かめよ。

実験 2

次式の回路をAND, OR, NOT, NAND, NORの各素子を用いて作成し, 真理値表の結果と比較せよ。

また, 式を簡単化し同様に確かめよ。

$$\begin{aligned} 1) \quad Y &= A \cdot \overline{B} + B + A \cdot C \\ Y &= (A + B) \cdot (A + C) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 2) \quad Y &= A \cdot B + A \cdot \overline{B} \cdot C \\ Y &= (A + B) \cdot (\overline{A} + B) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 3) \quad Y &= A \cdot \overline{B} + \overline{A} \cdot B \\ Y &= \overline{A} \cdot (\overline{B} + B) + A \cdot B \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 4) \quad Y &= \overline{A} + \overline{B} \cdot C + \overline{C} \\ Y &= A \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} + A \cdot \overline{B} \cdot C \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 5) \quad Y &= \overline{(A \cdot B + C)} \cdot A \\ Y &= (\overline{A \cdot C}) \cdot (B + \overline{C}) \cdot \overline{B} \end{aligned}$$

実験 3

3人の投票とする。

多数決で成立のとき“1”, そうでないとき“0”となる出力を持つ回路を作成し, 確かめよ。