

8章 電源回路

電子回路には増幅回路などを動作させるための直流電源が必要である。特に計測関係では極力 S/N 比の高い計測が望まれるため、電源の安定性や雑音が問題にされることが多い。交流電力から直流電力を得る整流回路にはコンデンサ入力型整流回路とチョーク入力型整流回路があるが、近年では大電力分野を除いて計測やオーディオ関係ではチョーク入力型整流回路は忘れ去られた感がある。整流ダイオードがいわゆるゼロクロス・スイッチング動作をしてチョークコイルに流れる電流が連続となるチョーク入力型整流回路は、狭い位相角内にだけ大きなピーク値を持つパルス状に流れるダイオード電流で平滑コンデンサを周期的に充電する通常のコンデンサ入力型整流回路に比べて、整流リップの高調波成分が小さくリップに起因する電源の雑音を小さくできるため、低雑音電源として有望であると考えられる。

8-1 整流回路

交流から直流を得る整流回路の例を図 8-1 に示す。(a)は半波整流回路、(b)はダイオードブリッジを用いた両波整流回路、(c)は2次巻線に中点タップを設けたトランスを用いた両波整流回路であり、図 8-2 に示すような正負両出力電源に多く用いられる。以下で整流回路の動作を考察することにする。

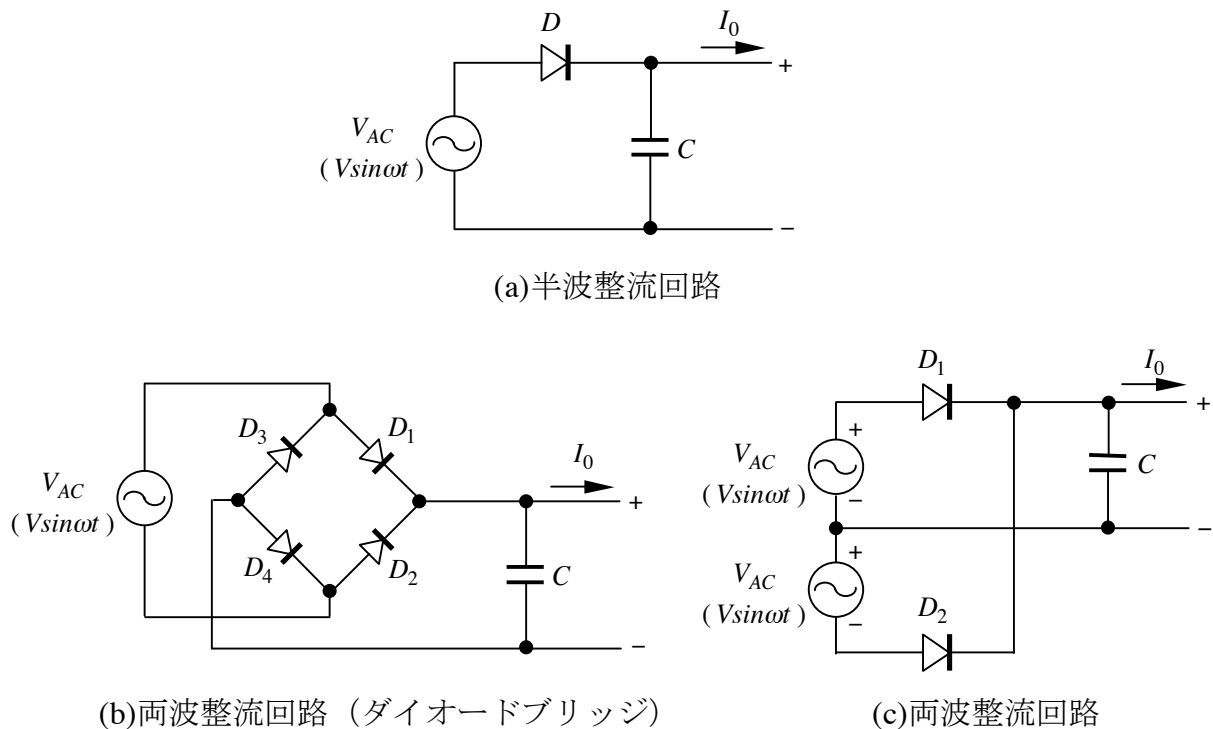


図 8-1 整流回路の例

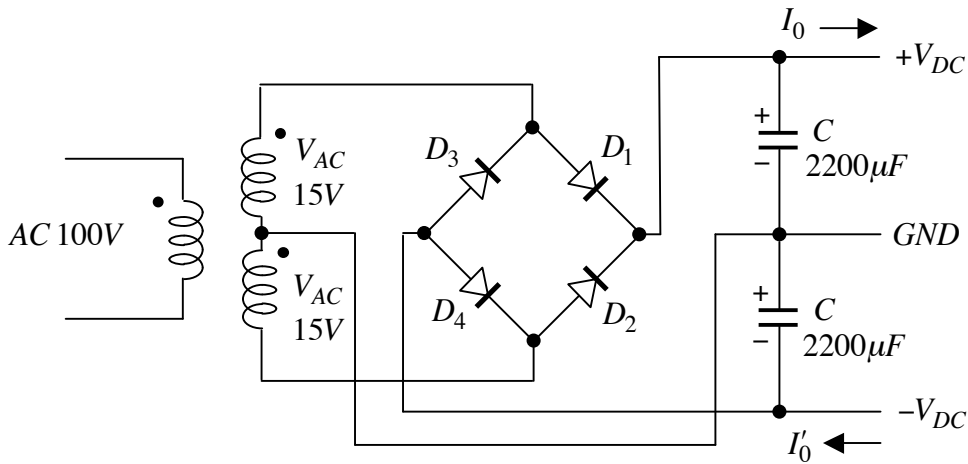


図 8-2 両波整流正負 2 電源回路の例

8-1-1 半波整流回路

図 8-1(a) に示す基本的な半波整流回路における定常状態での動作を考える。 V を交流電圧

$$V = V_p \sin \omega t \quad (8.1.1)$$

とし、 $V_D (\approx 0.7V)$ をダイオードの順方向電圧とすると、整流ダイオードが導通している間 ($t_A \leq t \leq t_B$) は平滑コンデンサー C の電圧 V_C は交流電圧に追随し $V - V_D$ となる。

図 8-3 に示すように、 V が最大となる $t \approx t_B$ で V_C が最大値 $\approx V_p - V_D$ となる。その後 V が減少するとダイオードは逆方向バイアスされてオフ状態 ($I_D = 0$) となるので、コンデンサーは出力電流 I_0 で放電し V_C は

$$V_C = V_C(t_B) - \frac{I_0}{C}(t - t_B) \quad (8.1.2)$$

にしたがって減少する。次の交流サイクルでは $V - V_D \geq V_C$ となる時間 $t_C = t_A + 2\pi/\omega$ からダイオードが順方向バイアス

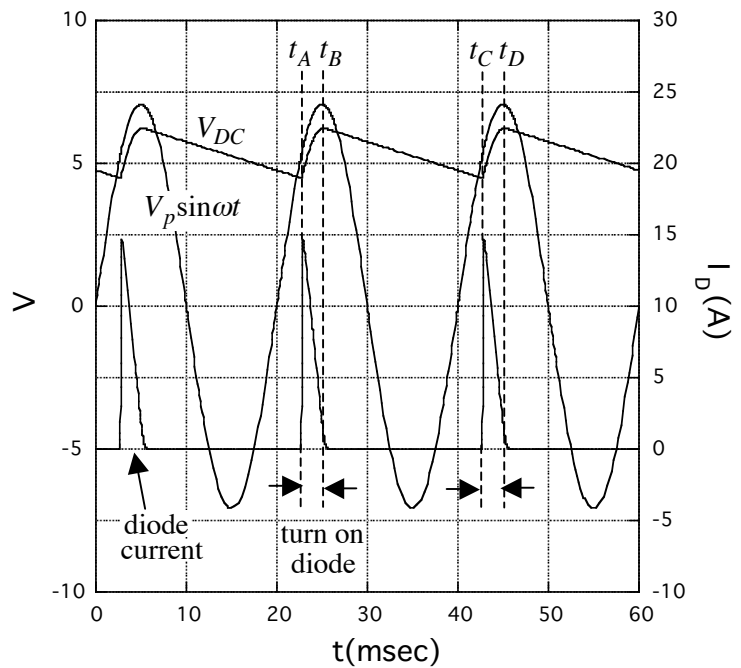


図 8-3 整流回路の電圧電流波形

され、同じ動作を繰り返す。ダイオードが導通状態となる $\Delta\theta = \omega(t_B - t_A)$ を導通角という。ダイオードがオフ状態にある $t_B \sim t_C$ 間は出力電流 I_0 によってコンデンサーが放電し

$$\Delta V = \frac{I_0}{C}(t_C - t_B) \quad (8.1.3)$$

だけ電圧が減少する。 $t_B \sim t_C$ 間のコンデンサー電圧の減少と $t_A \sim t_B$ 間の電圧の増加は等しいことから

$$V_p - V_p \cos(\Delta\theta) = \frac{I_0}{C}(t_C - t_B) \quad (8.1.4)$$

ここで

$$\omega t_C = \omega t_B + 2\pi - \Delta\theta \quad (8.1.5)$$

より

$$V_p - V_p \cos(\Delta\theta) = \frac{I_0}{\omega C}(2\pi - \Delta\theta) \quad (8.1.6)$$

となる。ここで $\Delta\theta \ll \pi/2$ として

$$(\Delta\theta)^2 + \frac{2I_0}{\omega CV_p} \Delta\theta - \frac{4\pi I_0}{\omega CV_p} = 0 \quad (8.1.7)$$

これより

$$\Delta\theta = \sqrt{\left(\frac{I_0}{\omega CV_p}\right)^2 + \frac{4\pi I_0}{\omega CV_p}} - \frac{I_0}{\omega CV_p} \quad (8.1.8)$$

したがって、 $(I_0 \ll \omega CV_p)$ とするとダイオードが順方向バイアスされている位相角は

$$\Delta\theta \cong 2\sqrt{\frac{\pi I_0}{\omega CV_p}} \quad (8.1.9)$$

と近似でき、リップル率 R 及びダイオードがターンオンしている間の平均ダイオード電流 $I_D = 2\pi I_0 / \Delta\theta$ は

$$\left. \begin{aligned} R &= \frac{\Delta V}{V_p} = \frac{1}{2}(\Delta\theta)^2 = \frac{2\pi I_0}{\omega CV_p} \\ I_D &= \frac{\sqrt{2\pi}}{\sqrt{R}} I_0 \end{aligned} \right\}$$

$$(8.1.10)$$

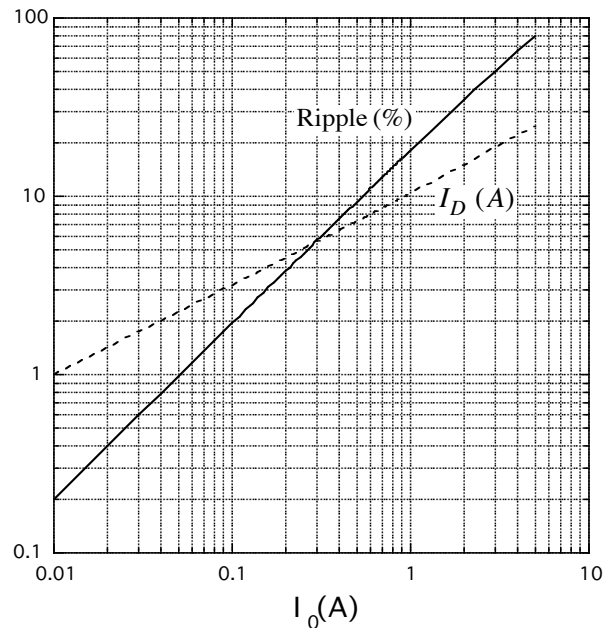


図 8-4 ダイオード電流とリップル率

となる。なお、 $C = 4,700\mu F$ 、 $V_p = 15V \times \sqrt{2} (= 21.2V)$ とすると $4\pi\omega CV_p = 18,491A$ であり、図 8-4 にこのときのリップル率及びダイオード電流を示す。図から分かるようにリップルを小さくするためにコンデンサーの容量大きくするとダイオードの導通角が狭くなり、ダイオード電流が大きくなる。例えば出力電流が $I_0 = 1A$ のときのダイオード電流は $I_D \approx 10A$ にもなる。トランス巻線のグラウンド端子と平滑用コンデンサーのグラウンド端子間には大きなスパイク状のダイオード電流が流れるので、わずかなプリントパターン抵抗でも電位差を発生するため十分な注意が必要である。例えば一般的な $35\mu m$ 厚のプリントパターンを用いた場合、 $2mm$ 幅のパターンの抵抗は $1cm$ 当たり $\approx 2.6m\Omega/cm$ である。したがってパターン長が $5cm$ あるものとする I_D によりパターンに沿って $\approx 130mV$ もの電位差を発生する。

8-1-2 両波整流

図 8-5 に両波整流回路 (図 8-2) の各部の電圧電流波形を示す。図中のサイン波形 $V(AC)$ はトランス二次巻線の電圧波形である。両波整流ではコンデンサーの充電サイクルが半波整流の 2 倍であるため同じコンデンサー容量に対してリップルが $1/2$ となる。

$$\omega t_C = \omega t_B + \pi - \Delta\theta \quad (8.1.11)$$

であることに注意すれば半波整流と同様にして、ダイオードの導通角は

$$\Delta\theta \approx \sqrt{2\pi I_0 / \omega CV_p} \quad (8.1.12)$$

リップル率及びダイオード電流 (導通角内の平均電流) は

$$R \approx \pi I_0 / \omega CV_p, \quad I_D \approx \pi I_0 / \sqrt{2R} \quad (8.1.13)$$

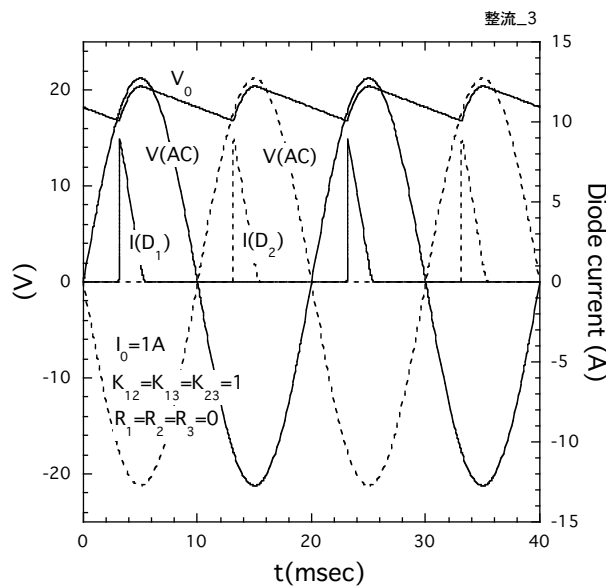


図 8-5 両波整流回路各部の電圧電流波形

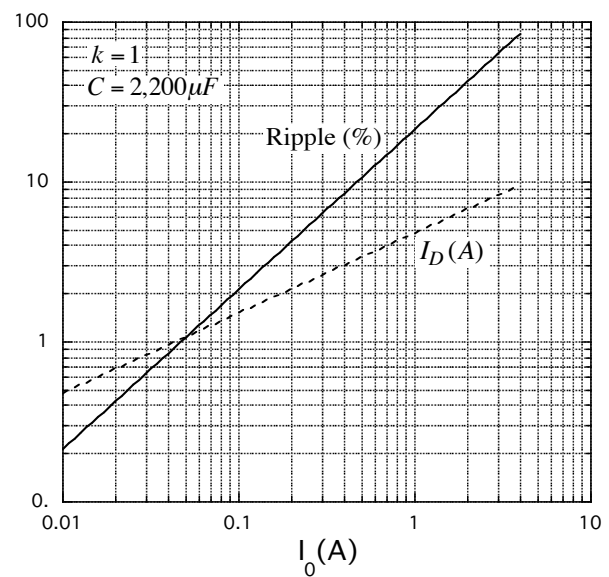


図 8-6 ダイオード電流及びリップル率

となる。 C, V_p, I_0 が同じならば $\Delta\theta$ は半波整流の $1/\sqrt{2}$ 、 R, I_D は $1/2$ である。

$V_p = \sqrt{2} \times 15 \text{ V}$ 、 $C = 2,200 \mu\text{F}$ として(8.12)式から求まるダイオード電流及びリップル率を図8-6に示す。なお、図8-5、8-6ではトランスの結合定数を $k=1$ ($k_{12}=k_{13}=k_{23}=1$)として漏洩磁束がない完全結合トランスを仮定し、巻線の抵抗成分は無視している。そこで抵抗を考慮に入れるとコンデンサーの充電電流が制限されるため充電時間が伸びるので、図8-7のようにダイオードの導通角が広がり電流のピークが減少する。さらにトランスの結合定数を $k=0.98$ ($k_{12}=k_{13}=k_{23}=0.98$)としてリーケージインダクタンスを考慮するとダイオードの導通角はさらに広がり電流波形は図8-8のようになる。

コンデンサー入力型整流回路ではダイオード電流即ちコンデンサーの充電電流は狭い導通角に制限され、ピーク値の大きいパルス状電流となるため図8-9に示すように広いスペクトル成分を持つ。高い周波数成分は回路の他の部分に誘導しやすく、またトランスのコアは高い周波数に追随しきれないために磁束漏洩の原因となる。

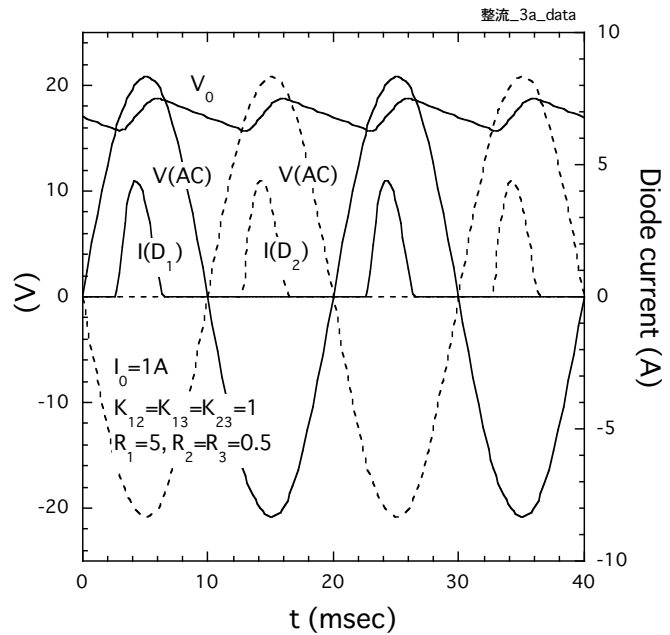


図8-7 巻線抵抗を考慮したときの電圧電流波形

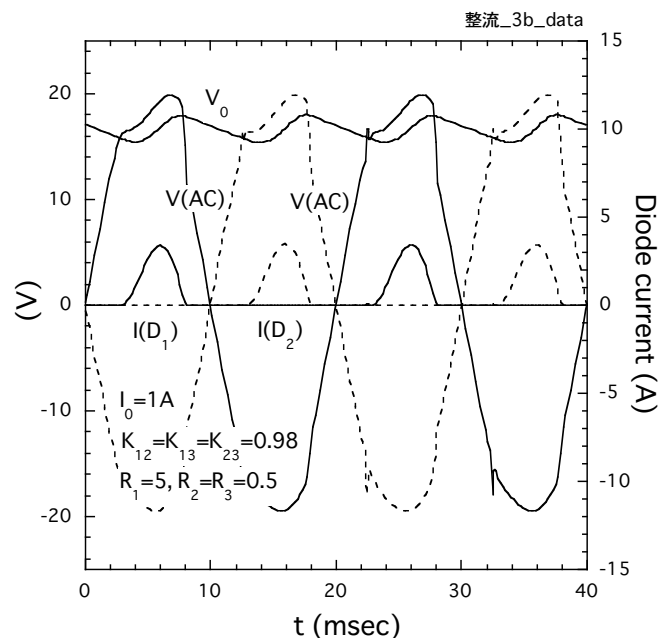


図8-8 更にリーケージインダクタンスを考慮したときの電圧電流波形

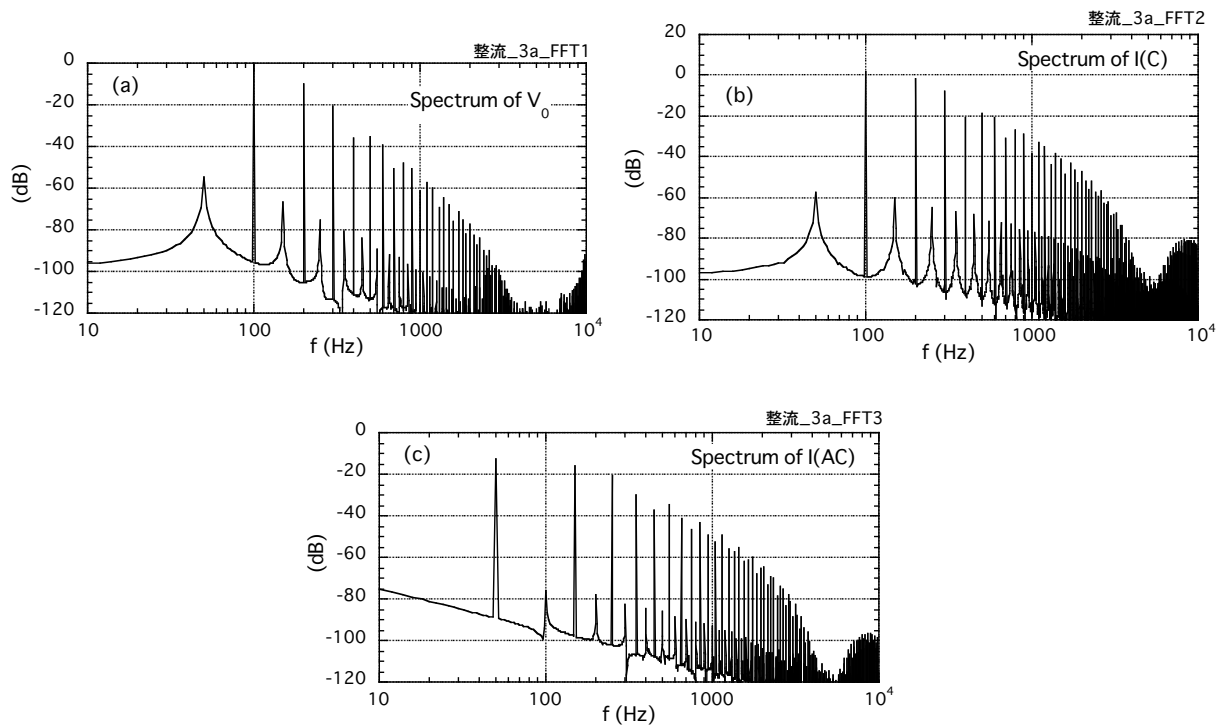


図 8-9 図 8-7 と同じ条件における電圧電流のスペクトル
 ($k=1$ 、1 次コイル抵抗 5Ω 、2 次コイル抵抗 $0.5\Omega \times 2$)
 (a) 出力電圧、(b) コンデンサー充電電流、(c) 1 次側交流電流

8-1-3 倍圧整流回路

(a) 倍圧（2 倍圧）整流回路

図 8-10 のコンデンサー入力半波整流回路は出力電圧はほぼ交流電圧のピーク電圧 V_p に等しい。これに対して図 8-10 に示す倍圧整流回路では交流のピーク電圧の 2 倍即ち peak-to-peak 電圧に等しい直流電圧が得られる。交流電圧が負の半サイクルではダイオード D_1 が導通してコンデンサー C_1 が充電されその両端電圧は V_p となる。次の半サイクルでは交流電圧の極性が逆転するので D_1 はターンオフし、 D_2 が導通する。 D_2 に加わる電圧は入力交流電圧に C_1 の充電電圧 V_p が重畳され、最大電圧は $2V_p$ となるので C_2 の充電電圧は $2V_p$ となり、交流電圧の peak-to-peak 電圧に等

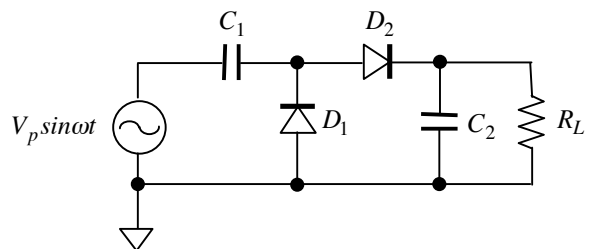


図 8-10 倍圧整流回路

しい直流出力が得られる。このような電圧の重畳はコンデンサーの電荷が順次転送されることで徐々に進行するもので、図 8-11 に示すように電圧をかけてから何サイクルかの後定常状態に達する。

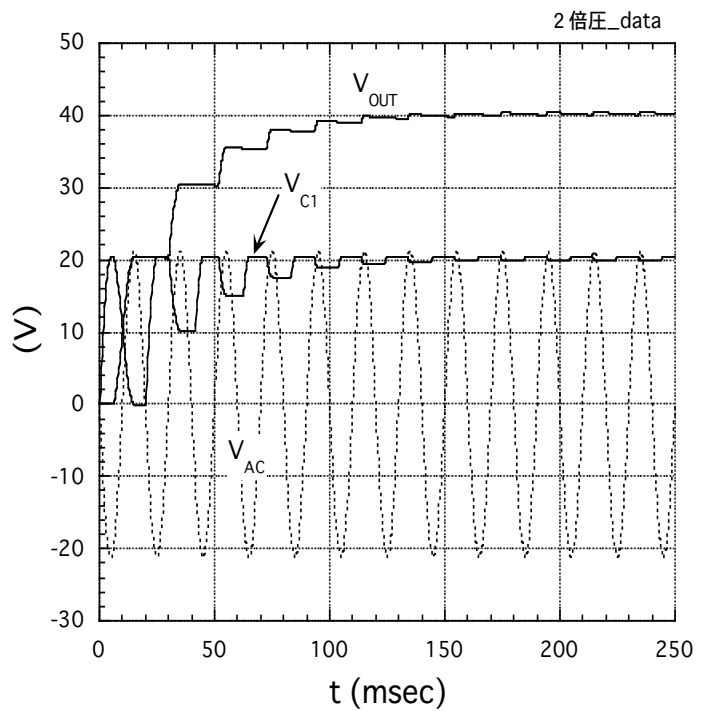


図 8-11 2倍圧整流回路におけるパワーON直後の C_1 充電電圧及び出力電圧 (C_2 充電電圧)

(b) コッククロフト・ウォルトン回路 (n倍圧整流回路)

倍圧整流回路を発展させ、入力交流のピーク電圧の n 倍の電圧を得る n 倍圧整流回路がコック・クロフトロフトとウォルトンにより考案され、通称コッククロフト・ウォルトン (Cockroft-Walton) 回路と呼ばれている。コッククロフト・ウォルトン回路は図 8-12 に示すように同じ要領のコンデンサーとダイオードを梯子状に接続したものであり、数十 kV~MV の高電圧を得る方法として広く高電圧電源に用いられている。入力交流が負の半サイクルでは D_1 が導通して C_1 が V_p に充電される。次の半サイクル

では交流電圧の極性が反転して D_2 が導通し C_2 が $2V_p$ で充電される。更に次ぎの半サイクルは D_3 が導通し C_1 、 C_2 、 C_3 が直列に繋がる。したがって C_3 の充電電圧は

$$2V_p + V_p - V_p = 2V_p$$

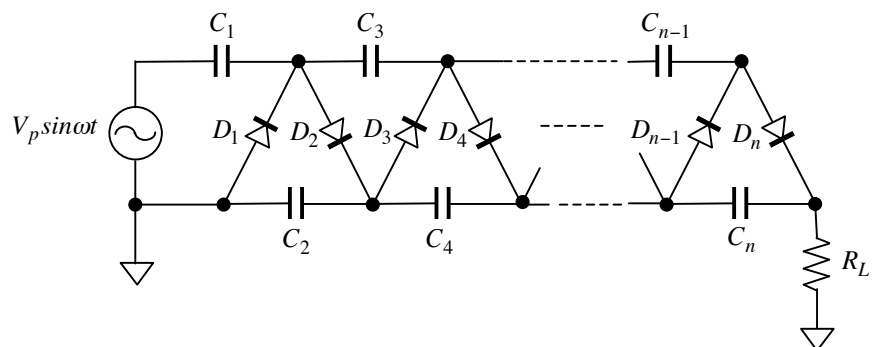


図 8-12 コッククロフト・ウォルトン回路

となる。このようにして n 個のコンデンサーが順次 $2V_p$ に充電され、図のように n が偶数とすると、交流の $2n$ サイクル目の正の反サイクルでは D_n が導通し、交流電圧と C_1, C_3, \dots, C_n (図の上の列のコンデンサー) の充電電圧が直列に重畳されて負荷 R_L に加わることになる。 C_1 の充電電圧は V_p 、 C_2, \dots, C_n の充電電圧は $2V_p$ であるので。出力電

圧は

$$(n/2 - 1) \times 2V_p + V_p + V_p = nV_p$$

となる。参考までに $n = 10$ の場合の定常状態に達するまでのコンデンサー充電電圧及び負荷電圧の上昇を図 8-13 に示す。ここで $V_p = 1kV$ 、 $400Hz$ 、 $n = 10$ 、 $I_{out} = 0.1mA$ である。段数が多い場合には定常状態に達するまでの時間が長くなるので、電源の応答が問題になるような場合には注意が必要である。

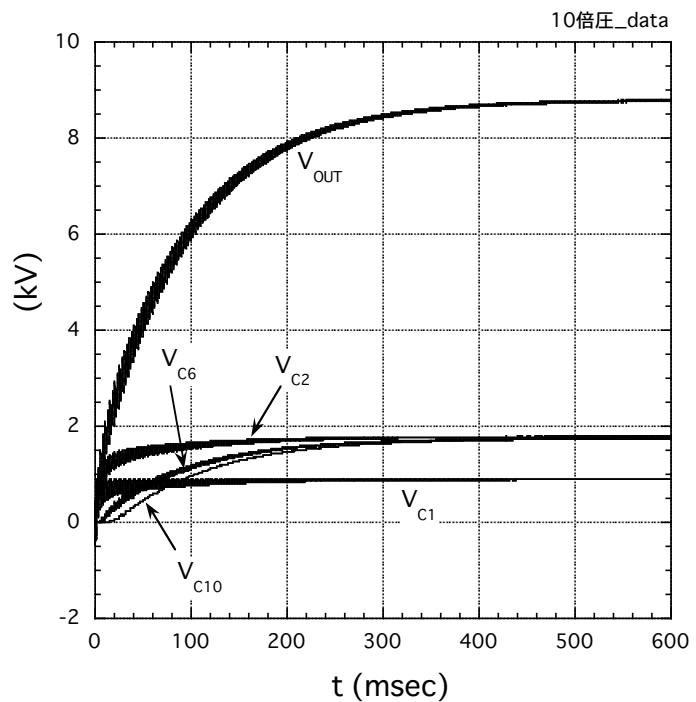


図 8-13 パワーON 直後の電圧コンデンサー充電電圧及び出力電圧

8-1-4 チョーク入力型整流回路

平滑コンデンサーの充電電流を連続にする方式として図 8-14 に示すチョーク入力型整流回路がある。チョーク入力型整流回路は両波整流を基本とし、直流出力電流がある一定値以上の場合には常に 2 個のダイオードのいずれかが導通状態になり、チョークコイルを流れる電流が途切れることがない。ダイオードの順方向電圧降下 V_D を無視するとチョークコイルを流れ

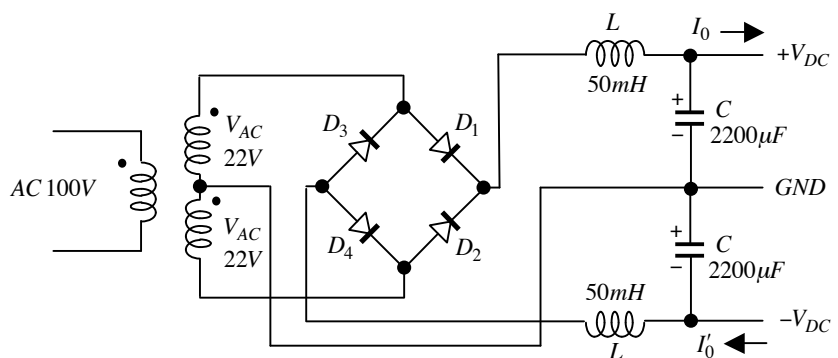


図 8-14 チョーク入力型整流回路

る電流 I は次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} L \frac{dI}{dt} + V_0 &= V_p \sin \omega t & (2n\pi \leq \omega t < (2n+1)\pi) \\ L \frac{dI}{dt} + V_0 &= -V_p \sin \omega t & ((2n+1)\pi \leq \omega t < 2(n+1)\pi) \end{aligned} \right\} \quad (8.1.14)$$

C が十分大きく V_C のリップルが無視できるほど小さいものとして積分すると

$$\left. \begin{aligned} I(t) &= -\frac{V_p}{\omega L} \cos \omega t - \frac{V_0}{L} + a & (2n\pi \leq \omega t < (2n+1)\pi) \\ I(t) &= \frac{V_p}{\omega L} \cos \omega t - \frac{V_0}{L} + b & ((2n+1)\pi \leq \omega t < 2(n+1)\pi) \end{aligned} \right\} \quad (8.1.15)$$

を得る。 a 、 b は積分定数である。ここで

$$I(n\pi/\omega) = I((n+1)\pi/\omega) \quad (8.1.16)$$

とすると

$$V_0 = \frac{2}{\pi} V_p \quad (8.1.17)$$

となる。更に

$$I_0 = \bar{I}(t) = \begin{cases} -\frac{V_p}{\omega L} (4n+1) + a & (2n\pi \leq \omega t < (2n+1)\pi) \\ -\frac{V_p}{\omega L} (4n+3) + b & ((2n+1)\pi \leq \omega t < 2(n+1)\pi) \end{cases} \quad (8.1.18)$$

より

$$\left. \begin{aligned} I(t) &= -\frac{V_p}{\omega L} \left\{ \cos \omega t + \frac{2}{\pi} \omega t - (4n+1) \right\} + I_0 & (2n\pi \leq \omega t < (2n+1)\pi) \\ I(t) &= \frac{V_p}{\omega L} \left\{ \cos \omega t - \frac{2}{\pi} \omega t + (4n+3) \right\} + I_0 & ((2n+1)\pi \leq \omega t < 2(n+1)\pi) \end{aligned} \right\} \quad (8.1.19)$$

を得る。ここで

$$\omega t = n\pi + \theta \quad (0 \leq \theta < \pi) \quad (8.1.20)$$

とすると

$$I = \frac{V_p}{\omega L} \left(1 - \cos \theta - \frac{2}{\pi} \theta \right) + I_0 \quad (8.1.21)$$

となる (図 8-15、図 8-16)。こ

れより

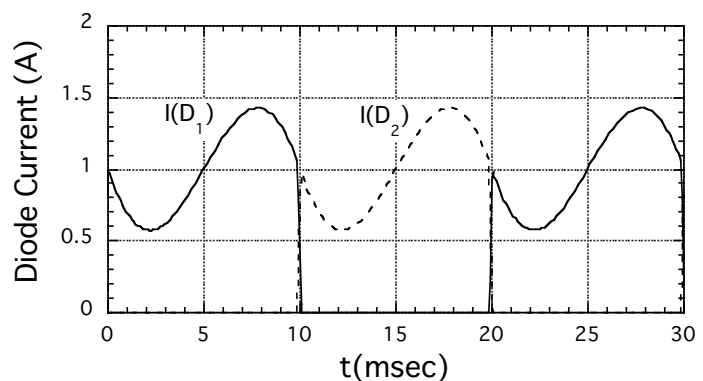


図 8-15 ダイオード電流波形

$$\theta_0 = \sin^{-1} \frac{2}{\pi} = 0.22\pi \quad (39.6^\circ) \quad (8.1.22)$$

として I の最小値 $I_{min} = I|_{\theta=\theta_0}$ 及

び最大値 $I_{max} = I|_{\theta=\pi-\theta_0}$ は

$$\left. \begin{aligned} I_{min} &= -\frac{V_p}{\omega L} \left(\cos \theta_0 - 1 + \frac{2}{\pi} \theta_0 \right) + I_0 \\ I_{max} &= \frac{V_p}{\omega L} \left(\cos \theta_0 - 1 + \frac{2}{\pi} \theta_0 \right) + I_0 \end{aligned} \right\} \quad (8.1.23)$$

で与えられる。したがって

$$I_0 > 0.211 \frac{V_p}{\omega L} \quad (8.1.24)$$

であれば $I_{min} > 0$ となり、チョークコイル L に流れる電流 I は 0 になることはない。

$$\omega = 2\pi \times 50\text{Hz}, \quad L = 50\text{mH},$$

$$V_p = 22 \times \sqrt{2} \text{V}$$

とすると $I_{min} > 0$ であるためには

$$I_0 > 0.418\text{A} \quad (8.1.25)$$

であればよい。また出力電圧は

$$V_0 = \frac{2}{\pi} V_p = 19.8\text{V} \quad (8.1.26)$$

となるが、実際にはこれよりダイオードの順方向電圧 $V_D \approx 0.8\text{V}$ だけ低い電圧となる。

図 8-18 はチョーク入力整流回路における電圧電流のスペクトルである。トランスの結合定数及び巻線抵抗には図 8-9 と同じ値を仮定している。図 8-9 と比較して分かるように、チョーク入力型整流回路はコンデンサ入力型整流回路に比べてコンデンサの充電電流及び出力電圧におけるリップルの高調波成分が小さい。

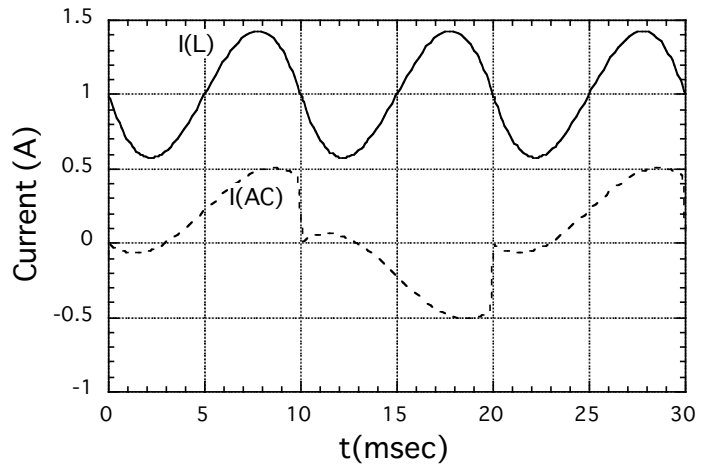


図 8-16 チョークコイル電流波形
及び 1 次コイル電流

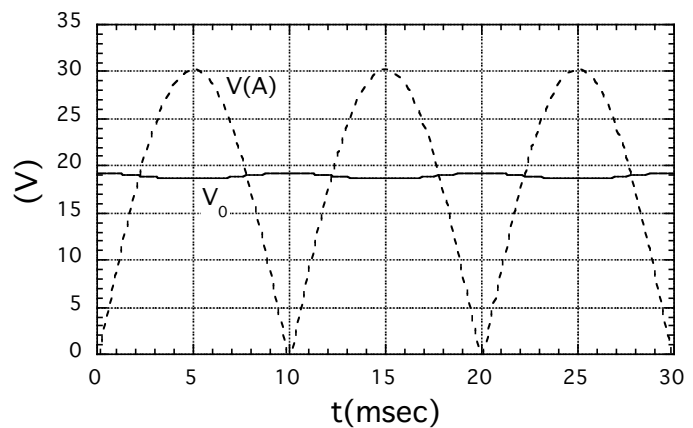


図 8-17 チョークコイル入力電圧
波形及び出力電圧波形

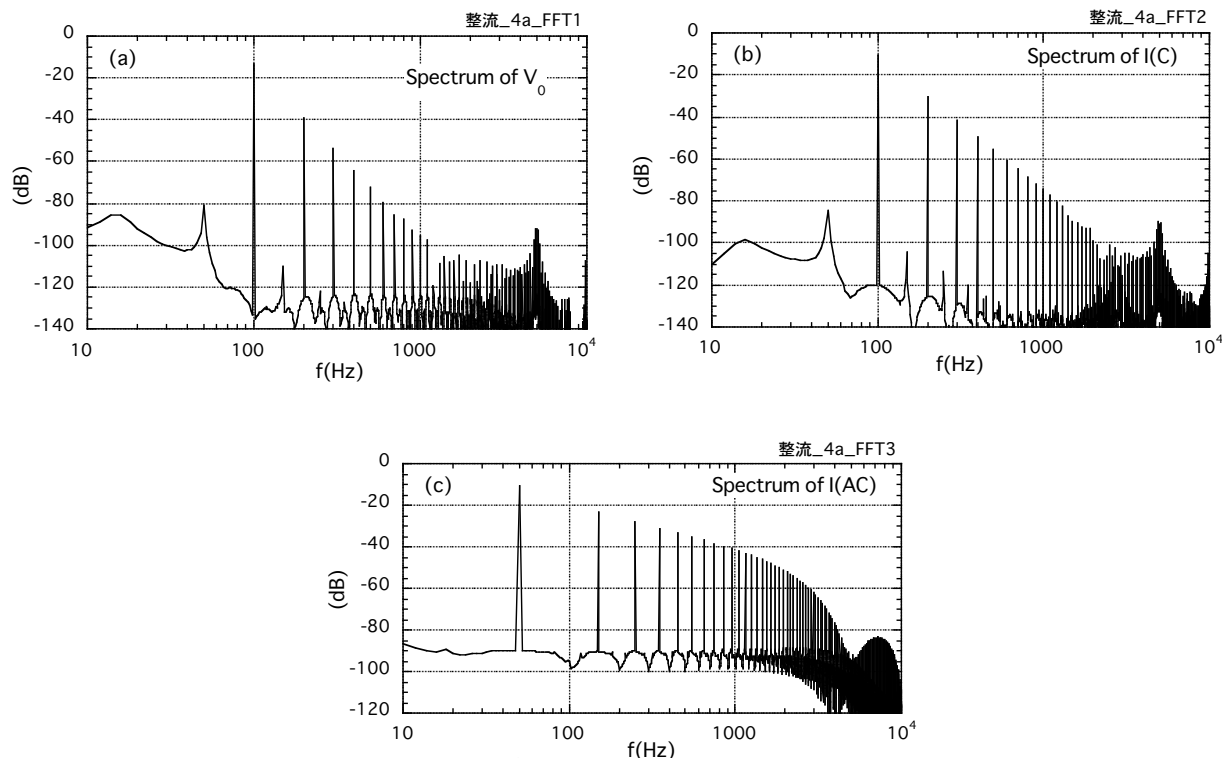


図 8-18 チョーク入力型整流回路における電圧電流のスペクトル
 ($k=1$ 、1次コイル抵抗 5Ω 、2次コイル抵抗 $0.5\Omega \times 2$)
 (a) 出力電圧、(b) コンデンサー充電電流、(c) 1次側交流電流

8-2 直流安定化電源

交流電圧をダイオードで整流しただけでは図 8-3 に見られるように大きな整流リップルを含んでおり、また交流電圧の変動につれて直流電圧も変動する。安定でリップルのない直流電圧を得るために安定化電源回路が用いられる。通常は極力高安定度及び低リップルとするため出力電圧を基準電圧と比較し差を増幅して負帰還をかけることで目的を達している。広く用いられているドロップパー方式フィードバック型安定化電源は図 8-19 のように安定なツェナーダイオードにより発生される基準電圧を入力とするフィードバックアンプになっており、出力電圧と基準電圧の差（誤差信号）を増幅する誤差増幅器の出力でドロップパー・トランジスタを制御して安定な出力を得る。一般にフィ

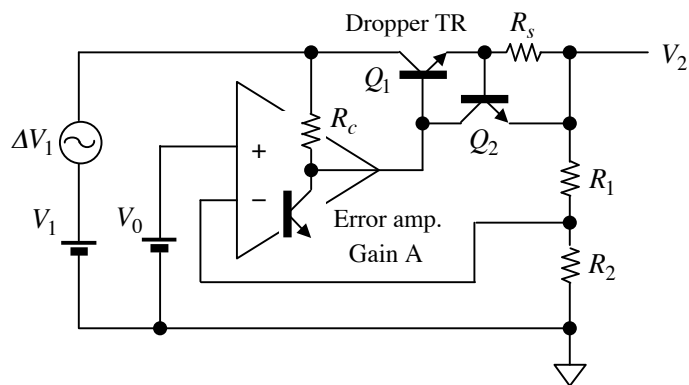


図 8-19 安定化電源の概念図

ードバックアンプは容量負荷に対して不安定になりやすいが、アンプ等の電源ラインは主に高い周波数における電源インピーダンスや雑音を減少させる意図でグランドとの間に大きな容量のバイパスコンデンサーを挿入することが多いため、このような大きな容量負荷に対しても電源は十分安定でなければならない。

出力が短絡した場合等に過大電流から出力トランジスタを保護するために、出力電流がある値に達すると出力トランジスタをカットオフさせる過電流保護回路が必要である。図に示す簡単な保護回路では抵抗 R_s に発生する電圧が概ね $0.7V$ を超えると Q_2 がターンオンし出力トランジスタ Q_1 のベース・エミッター間を短絡して Q_1 がカットオフし、出力電流をストップする。このとき出力と誤差増幅器の出力が短絡するため誤差増幅器を破損しないために、誤差増幅器の出力インピーダンスは高い必要がある。そこで誤差増幅器出力はトランジスタのコレクターから取り出すのが普通である。

次に誤差増幅器にはどの程度のゲインが要求されるかを考えてみよう。図 8-15 に示すように誤差増幅器は差動増幅回路 1 段で構成されるものとする。出力トランジスタはエミッター接地回路として動作し、ベースは誤差増幅器のコレクタ負荷を通して入力電圧 V_1 に接続されているため、入力電圧のリプルを含む変動がそのままベースに加わる。

したがって出力トランジスタのベースには入力電圧変動及び誤差増幅器の出力が重畳されて加わることになることから、図 8-20 に示す動作ブロック図が成立する。図より

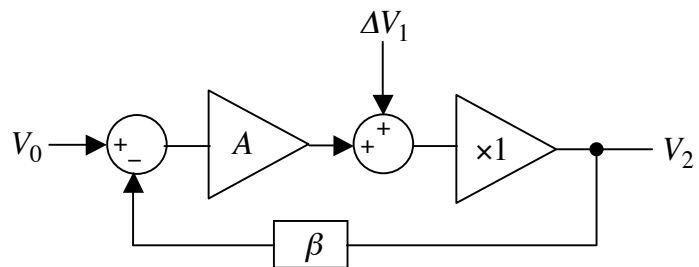


図 8-20 安定化電源のブロック図

$$A(V_0 - \beta V_2) + \Delta V_1 = V_2 \quad (8.2.1)$$

即ち

$$V_2 = \frac{AV_0 + \Delta V_1}{1 + \beta A} \quad (8.2.2)$$

となり、出力変動 ΔV_2 は

$$\frac{\Delta V_2}{V_2} = \frac{1}{A} \frac{\Delta V_1}{V_0} \quad (8.2.3)$$

となる。例として基準電圧を $V_0 = 5.1V$ 、 V_1 のリプル電圧を $\Delta V_1 = 1V$ として、出力電圧 $V_2 = 15V$ にてリプルを $\Delta V_2 < 1mV$ とするために必要とされる誤差アンプのゲインを求めると

$$A = \frac{\Delta V_1}{\rho V_0} \frac{V_2}{\Delta V_2} > 3000 \quad (8.2.4)$$

となる。

図 8-19 を図 8-21 の回路で実現することを考えてみよう。まず安定でリップルの小さな基準電圧が必要であるため、FET による定電流源 J_1 によりツェナーダイオード D_z に電流を流して基準電圧 V_0 を作る。更に Q_1 と Q_2 から成る差動増幅器による誤差アンプにて、 R_1 と R_2 で分圧した出力電圧 βV_2 ($\beta = R_2 / (R_1 + R_2)$) を V_0 と比較することで出力電圧が $V_2 = V_0 / \beta$ となるようにネガティブ・フィードバックループを構成する。

$V_0 = 5.1V$ 、 $V_2 = 15V$ では $\beta = V_0 / V_2 = 0.34$ であるから必要な一巡ループゲインは

$$|\beta A| > 1020 \quad (60.2dB) \quad (8.2.5)$$

である。

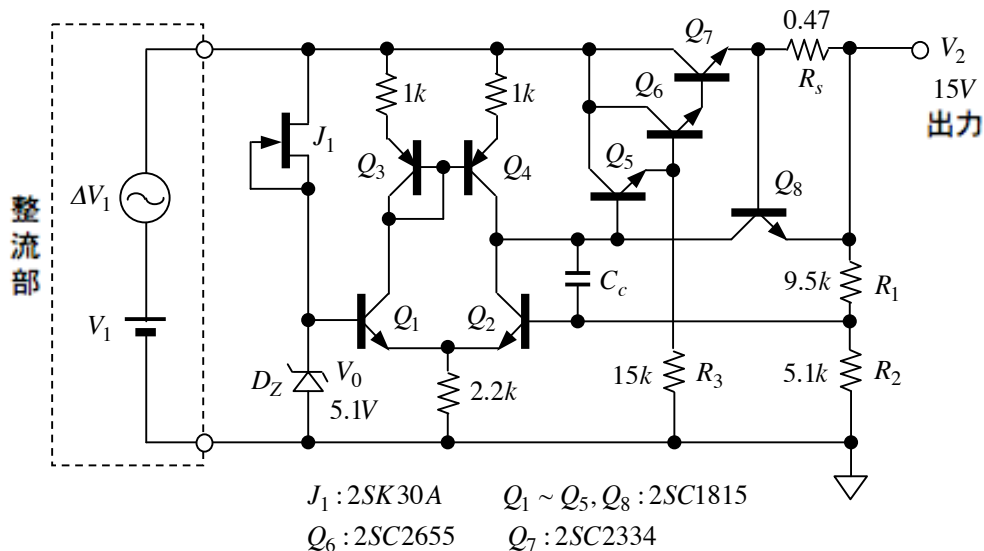


図 8-21 安定化電源の例

以上のような大きなゲインを差動回路 1 段で得るためには極力コレクター負荷インピーダンスを大きくする必要があるため、差動回路のコレクタ負荷は Q_3 、 Q_4 から成るカレントミラー回路による定電流負荷とする。更に出力段の入力インピーダンスを極力高くするため出力は $Q_5 \sim Q_7$ から成る 3 段ダーリントン構成とする。なお Q_5 の動作電流が小さくなりすぎないようにエミッターを抵抗 R_3 を通してグラウンドに接続する。 R_s は電流検出抵抗、 Q_8 は過電流保護用のトランジスタである。 Q_8 がターンオンすることで $Q_5 \sim Q_7$ をターンオフし、出力電流を制限する。

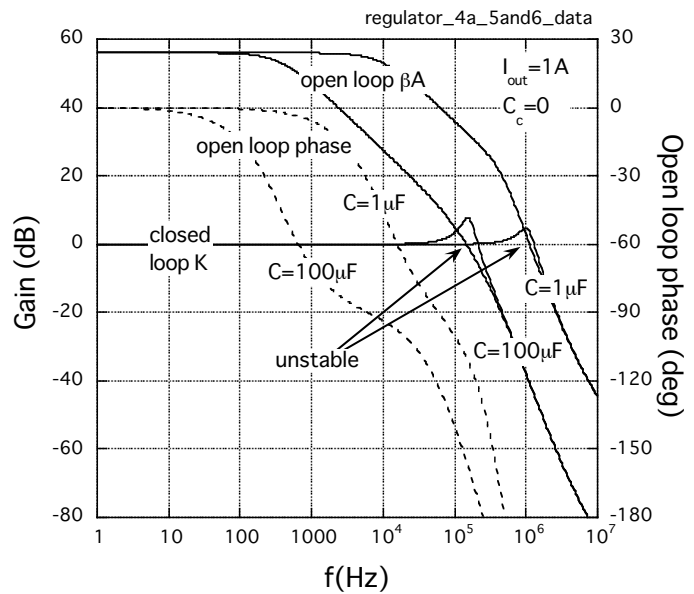
回路解析プログラム SPICE により図 8-21 の回路のオープンループゲイン βA の周波数特性及び、クローズドループゲイン $K = \beta A / (1 + \beta A)$ を求めると図 8-22 となる。(a)

は位相補償コンデンサーなし ($C_c = 0$) の場合、(b) は $C_c = 1000\text{pF}$ の場合である。一巡ループゲインは $|\beta A| = 56\text{dB}$ でありほぼ目標値 60dB に近いのでこれで良しとしよう。

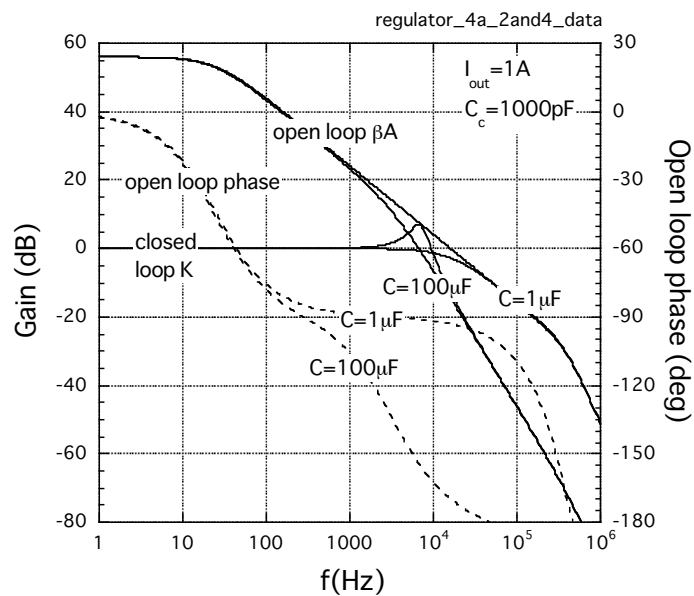
ループの安定性については、補償容量なし ($C_c = 0$) では小さな容量負荷に対しても不安定であるが、 $C_c = 1000\text{pF}$ を挿入することで $100\mu\text{F}$ 以上の容量負荷に対しても安定性を確保することができる。負荷容量が大きいとクローズドループ特性にピークを生じ、行き過ぎると発振してしまう。そこで安定な動作を保障するため Q_2 のベース・コレクター間に位相補償コンデンサー C_c を挿入する。電流検出抵抗 R_s を含むダーリントン・エミッターフォロア出力抵抗と負荷容量で生ずるポール (第2ポール) の周波数におけるループゲイン βA が 0dB 以下となるようにオープンループ特性の第1ポールの周波数を下げ、容量負荷に対しても安定な動作を確保する。

以上の考え方で設計された図 8-21 の回路リプル抑圧比を S_{ICE} にて求めると、図 8-23 に示すように 1kHz 以下の周波数帯域では 63dB (7.1×10^{-4}) の抑圧比を有することが期待できる。整流出力に $\Delta V_1 = 1\text{V}$ のリプルがあっても出力 V_2 に乗るリプルは 0.7mV 程度に抑圧されることになり、通常用途には十分な性能であろう。

以上述べてきたように、安定化電源回路は大きな容量負荷に対して十分安定でなければならないため、大きなリプル抑圧比の実現と抑圧比の広帯域化を同時に満たすフ



(a) 補償コンデンサーなし ($C_c = 0\text{pF}$)



(b) 補償コンデンサーあり ($C_c = 1000\text{pF}$)

図 8-22 ループゲインの周波数特性

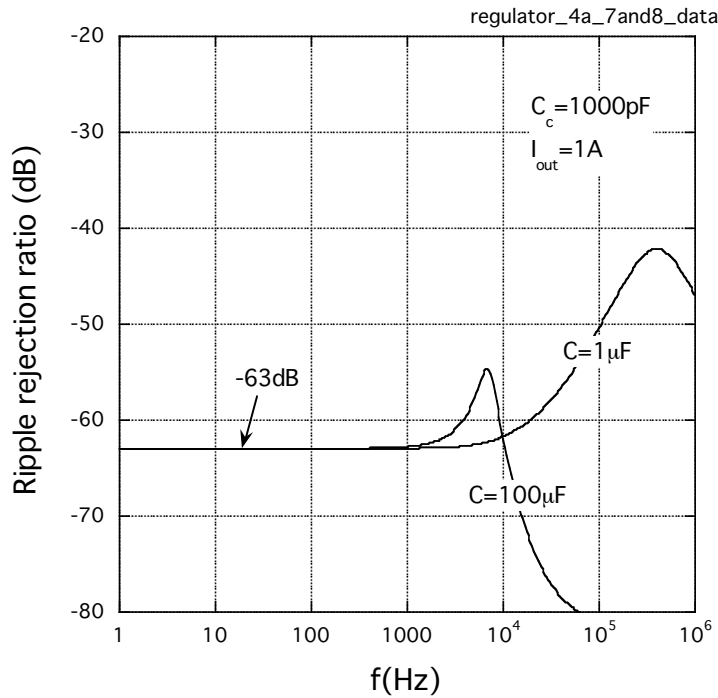


図 8-23 図 8-21 のリプル抑圧比 ($\Delta V_1 = 1\text{V}$ に対する出力周波数特性)

フィードバックループの設計が要求され、設計は簡単ではない。現在ではモノリシック IC による安定化電源回路の IC が数多く市販されており、手軽に高性能な安定化電源を組むことができる。最も広く用いられている IC としては図 8-24 に示す三端子レギュレータがある。入力端子 (IN)、出力端子 (OUT)、グランド端子 (GND) の三端子のみで構成され、出力電圧固定型と可変型がある。出力電圧固定型で最も一般的なものとして 78xx (正電圧用)、79xx (負電圧用) シリーズがある。各 IC メーカーから同等品が供給されており、各種の電圧、電流仕様のものが揃っているのも非常に使いやすい IC である。xx は出力電圧を表わす。

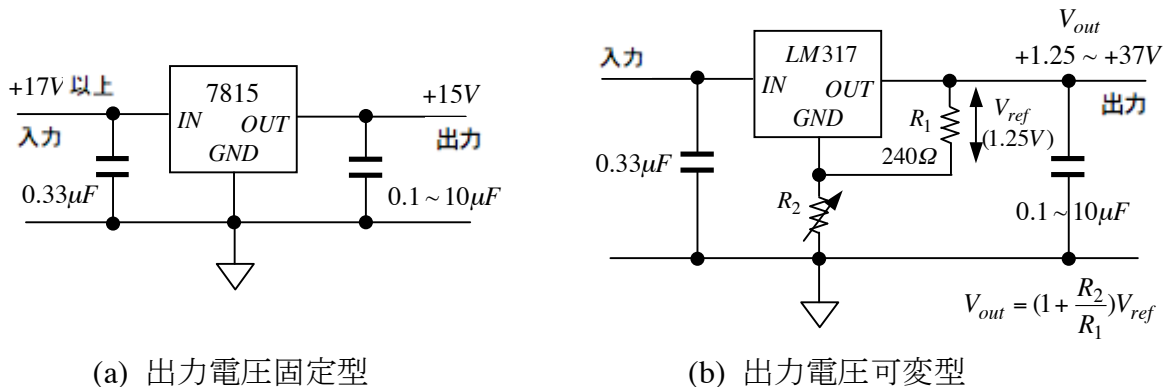


図 8-24 三端子レギュレータ IC の例

また、出力電圧可変型三端子レギュレータの代表的な IC としては LM317 がある。出力電圧可変型は図(b)の電圧設定用抵抗の分圧比だけで精度良く出力電圧が設定できるよう GND 端子に流れる電流が小さく設計されている (LM317 では約 $50\mu A$)。なお、78xx等の電圧固定型でも図(b)と同様な回路で出力電圧を可変できるが、GND 端子には IC 内部回路のバイアス電流 (5 ~ 6mA 程度) が流れており、またこの端子電流は温度や出力電流によって 0.5 ~ 0.8mA 程度変動するので、外部の抵抗比だけでは精度よく電圧を設定できないが、あまり精度を必要としない場合には簡便な方法として用いることができる。