電 源 回 路

松下電子部品株式会社 篠

能 昌

1. ま え が き

システムの心臓ともいえる電源回路に要求される性能は、システムが高性能化および多様化するに伴い、同様に高性能化してきている。例えば商用周波数の電源からトランスを介して整流、平滑して得られる直流電圧の精度は、 $-15\% \sim +20\%$ である。この精度を許容できるシステムは非常に少ないと思える。

したがって、何らかの方法で出力電圧を安定化する必要がある。安定化の手段として直列制御方式、スイッチング方式、鉄共振方式等があるが、それぞれ得失とシステムの要求に合せる必要がある。

また、近年は、電子回路の IC 化、LSI 化が進んでいるが、電源回路も同様であり、種々の IC が出現している。このような IC の特性を充分に把握して使用することが、システムの小型化につながるものと思われる。

2. 電圧安定化制御方式

2.1 電圧安定化の方式

電圧安定化の方式には、自己制御性のあるものを利用する場合と自動制御系を利用する場合とがある。

自己制御性回路には、例えば鉄共振による交流定電圧回路はそれ自身が定電圧特性を有している。すなわち、入力電圧および負荷電流の変化に対応して構成する素子のインピーダンスが自動的に変化し、出力電圧を一定に保つものである。この方式では交流入力に対して交流の定電圧出力を得ることができる。

また自動制御系によるものは図1に示すような構成で出力を検出し、基準値と比較して得られた誤差信号を増幅し制御対象を負帰還となる方向に制御し、基準値と出

図1 自動制御系による安定化方式

図2 制御対象の位置

力値との差をゼロにするものである。自動制御系を実現する方式として、リニア方式とスイッチング方式とがある。また制御対象を挿入する位置によって図2のように直列制御方式と並列制御方式がある。

自己制御性を有する鉄共振型の定電圧回路は、効率が高く(90%前後)、構成が簡単で堅牢であるため信頼性が高く、現在でも大型コンピューター等の電源装置に用いられているが、精度が比較的悪く、大型で重量も大きいことから、最近の電子機器に採用されることは非常に少ない。

電圧安定化制御方式には、リニア方式、スイッチング方式があり、それぞれ得失を有している。それらの比較を表1に示す。

本講座では鉄共振型に関する内容は割愛する。

2.2 リニア方式の原理

リニア方式には図2に示すような直列制御方式と並列制御方式とがある。直列制御方式はドロップパー方式、シリーズ方式、シリーズレギュレーターなどといわれる。並列制御方式は、シャントレギュレーターなどといわれ

“Applied Solid State and Integrated Circuits ; 9. Power Supply Circuits” by Yoshimasa Yabu (Matsushita Electronic Components Co., Ltd., Osaka)

表 1 リニア方式とスイッチング方式の比較

	リニア方式	スイッチング方式
価 格	小出力は安い	小出力は割高, 大出力は安い
大 き さ	大 き い	小 さ い
重 量	重 い	軽 い
効 率	低 い	高 い
安 定 度	良 い	良 い
過 渡 応 答	良 い	やや悪い
リップル, ノイズ	小 さ い	やや大きい
寿 命	普 通	長 い
保 守 性	良 い	複 雑

図 3 シリーズレギュレーターの基本回路

る。ツェナーダイオードを用いた電圧安定化回路はこの部類に属する。しかし、これ以外でシャントレギュレーターが用いられる機会は少ない。

シリーズレギュレーターの基本回路図を図3に示す。入力電圧と出力電圧との関係は、次のようになる。

$$E_i - E_{TR} = E_o \quad (1)$$

E_i が変動しても E_o が一定となるように E_{TR} が変化する。すなわち、出力電圧 E_o を連続的に検出し、基準電圧 V_{REF} と比較し、その誤差分を増幅器 A で増幅する。その出力で制御トランジスタ Q のベース電流を調整し、トランジスタのコレクタ・エミッタ間のインピーダンスを変化させ、電圧降下 E_{TR} を制御するものである。

トランジスタの消費電力 P_Q は次のようになる。

$$P_Q = (E_i - E_o)I_o \quad (2)$$

また、効率 η は出力電力 P_o と入力電力 P_i との比で表され、次式のようになる。

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{E_o I_o}{E_i I_o} = \frac{E_o}{E_i} \quad (3)$$

(3)式は制御回路の消費電力は考慮されていないが、シリーズレギュレーターでは効率はほぼ出力電圧と入力電圧で定まることになる。

2.3 スwitchング方式の原理

スイッチングレギュレーターの基本回路を、図4に示す。直流入力電圧をトランジスタ Q のオン、オフによりパルス電圧に変換し、パルス幅、周波数等に制御を加え、整流平滑して直流出力 E_o を得ることができる。す

図 4 スwitchングレギュレーターの基本回路

なわち、シリースレギュレーターと同様に連続的に出力電圧を検知し、基準電圧と比較しその誤差電圧を増幅するのであるが、さらに、その信号でコントロール回路でパルス幅変調や周波数変調が行われ、制御されたパルス信号がトランジスタ Q に与えられる。

パルスの周期を T 、トランジスタ Q のオン期間を T_{ON} とすると、出力電圧 E_o は次式で示される。

$$E_o = \frac{T_{ON}}{T} E_i \quad (4)$$

効率は原理的には 100% であるが、実際には、トランジスタのスイッチング損失、オン期間の損失、ダイオード、チョーク、制御回路等の損失がある。

3. スwitchングレギュレーターにおけるコンバーター形式とその特徴

主としてトランジスタをスイッチング素子として使用し、出力容量が 1kW までのコンバーターの基本回路について、その動作原理および特徴を述べる。

3.1 フライバックコンバーター

基本回路を図5(a)に、絶縁型回路を(b)に、さらに各部の動作波形を(c)~(f)に示す。

スイッチング素子 Q は損失がなく、周期 T 、デューティ比 δ で開閉を繰り返しており、チョークトランス L には常に電流が流れているものとする。Q が閉じるとチョークトランス L には(5)式で示される電流が流れる。

$$\Delta I_L = (E_o/L)\delta T \quad (5)$$

Q が開くと、 L に蓄えられたエネルギーはダイオード D、負荷を介して(6)式に示される電流を流して放散する。

$$\Delta I_L = (E_o/L)(1-\delta)T \quad (6)$$

チョークトランス L の電流が連続である以上、両者の値は等しいので(7)式が成立する。

$$E_o = \{\delta/(1-\delta)\} E_i \quad (7)$$

チョーク電流の臨界値は、 ΔI_L が平均チョーク電流 I_{Lave} の2倍になるときであり、 I_{Lave} と出力電流 I_o の間には、

$$I_{Lave} = I_o/(1-\delta) \quad (8)$$

が成立するから、最低必要なインダクタンス L_{min} は、

$$L_{min} \geq (1-\delta)^2 E_o / (2I_o f) \quad (9)$$

で表わされる。ただし、 $f=1/T$ 。

図 5 フライバックコンバーター

実際に必要なインダクタンスは、出力リップル等の関係から(9)式より大きな値をとる。このスイッチング素子 Q を出力電圧に応じてパルス幅変調して開閉することにより、任意の出力電圧を安定化した状態で取り出すことができる。

基本回路では、出力電圧は入力電圧の $1/4 \sim 4$ 倍程度が実用範囲であり、絶縁型ではトランスの巻線比を自由に選べるので、入出力電圧比に制限はない。

このコンバーターはつぎのような特徴を有する。

(1) 絶縁型はトランスの1次インダクタンスがチョークの働きをするので、2次側整流平滑回路にチョークは不要であり、出力電圧が高圧の場合や多出力の場合には有利となる。特に、高圧の場合は δ を広くとることにより巻線比を低く押えることができる。ただし、高圧出力の場合は漏洩インダクタンス、分布容量の共振がスイ

図 6 フィードフォワードコンバーター

ッチング素子 Q のパルス幅変調による他励を妨げることがあるので注意が必要である。

(2) 全負荷電流をスイッチング素子 Q およびダイオード D で限られた期間に流すので、出力容量に対して大きな素子が必要となり、他の方式にくらべ効率が比較的悪くなる。

(3) 部品点数が最も少なく小容量出力向きである。経験的には 150W 程度が限界と考えられる。

3.2 フィードフォワードコンバーター

基本回路を図 6 (a) に、絶縁型回路を (b) に、各部の動作波形を (c) ~ (f) に示す。

スイッチング素子 Q が閉じるとチョークトランスを介して負荷に電流が流れる。Q が開くと L に蓄えられたエネルギーがフライホイールダイオード D と負荷を介して放散し、入力電流より大きな電流が負荷に取り出

せることになる。Q が閉じたときのインダクタンス L の両端電圧 V_L は、

$$V_L = E_i - E_o = L \frac{\Delta I_L}{\delta T} \quad (10)$$

Q が開いた瞬間の出力電圧は、

$$E_o = L \frac{\Delta I_L}{(1-\delta)T} \quad (11)$$

インダクタンスに流れる電流が連続である以上 (10)、(11) 式の ΔI_L は等しいから、

$$E_o = \delta E_i \quad (12)$$

が成立する。

最低必要なインダクタンスは、出力電流 I_o が不連続にならないという条件から、

$$I_o \geq \frac{1}{2} \Delta I_L \quad (13)$$

これよりインダクタンス L について書き直すと、

$$L \geq \frac{(1-\delta)E_o}{2I_o f} \quad (14)$$

を得る。

このコンバーターは、つぎの特徴を有する。

(1) フライバックコンバーターにくらべて伝達エネルギーが連続となり、ダイオードの負担も軽くなるので比較的大容量の出力に応じられる。約 300W 程度以上が設計可能範囲とされているが、効率を考慮して 50~200 W が実用範囲である。

(2) 絶縁型におけるトランスはフライバックコンバーターにくらべて小型となるが、両者とも後述のプッシュプル型にくらべると、常に片側励磁のため比較的大きくなる。

(3) 基本回路は最もポピュラーで効率も良く、降圧レギュレーターとして広く使用されている。

3.3 ブーストコンバーター

基本回路を図 7 (a) に、各部の動作波形を (b)~(e) に示す。Q が閉じたときにチョークトランス L には、 $E_i I_L \delta T$ なるエネルギーが蓄えられる。Q が開くと L からダイオードを通して負荷側には $(E_o - E_i) I_L (1-\delta) T$ なるエネルギーが伝達される。回路の損失を無視すると両者のエネルギーは基本的には等しいので、(15) 式が導かれる。

$$E_o = 1/(1-\delta) E_i \quad (15)$$

なお、最低必要インダクタンスは図 7 (e) の入力電流が連続の限界になる条件から導き出される。

$$L \geq (1-\delta)(2-\delta) E_o / (4 I_o f) \quad (16)$$

このコンバーターは入力電圧 E_i よりも高い電圧が簡単に得られる利点があるが、スイッチング素子 Q が負荷と直列でないため、Q の開閉に関係なく入力電流が流

図 7 ブーストコンバーター

れ込み負荷電流を遮断することが困難なため、あまり利用されない。

3.4 プッシュプルコンバーター

基本回路を図 8 (a) に、各部の動作波形を (b)~(f) に示す。V_T はトランス T の片側の 1 次巻線間電圧を、I_m はトランス T の励磁電流を表わしている。このコンバーターは、基本的には逆位相で交互に動作する 2 つのフォワードコンバーターからなっている。したがって、出力電圧は (17) 式で表わされる。

$$E_o = \delta / n E_i \quad (17)$$

ここで、 n はトランス T の 1 次・2 次間巻線数比である。

また、2 次側チョークトランスの最低必要インダクタンスを与える式は、フィードフォワード型と同様に、

$$L \geq \frac{(1-\delta) E_o}{4 I_o f} \quad (18)$$

で与えられるが、周波数が 2 倍となるため半分の値でよ

図 8 プッシュプルコンバーター

いことになる。

このコンバーターはつぎの特徴を有する。

(1) スイッチング素子，ダイオードとも負担が同じで，素子数が増えているため比較的大容量出力に適している。

(2) トランスの利用率はプッシュプル動作のため高く，チョークトランスも 2 次側では周波数が 2 倍となるので小さくてすむ。

(3) いかなる場合でも 2 個のスイッチング素子が同時に導通しないように最大デューティ比を押える必要がある。

このプッシュプルコンバーターには各種の変形回路がある。図 9 にハーフブリッジコンバーターを，図 10 にブリッジコンバーターを示す。

ハーフブリッジコンバーターでは，入力電圧が入力側に設けられた直列コンデンサで 2 分され，スイッチング素子 Q_1 ， Q_2 にかかる電圧は図 8 の場合にくらべて半分になる。

しかし，同一のパワーを取り出すためにはスイッチング素子に流れる電流は 2 倍必要となる。このコンバータ

図 9 ハーフブリッジコンバーター

図 10 ブリッジコンバーター

ーは，入力整流回路と組合せて簡単な切換えで交流入力 100V および 200V の両用電源として利用できる点でよく使用される。ブリッジコンバーターは図 8 にくらべ，同じパワーが取り出せて，しかもスイッチング素子 Q にかかる電圧が半減できることが利点であるが，使用部品点数が多いので，大容量のパワーを扱うときに使用される。

4. 電源回路の個別部品

4.1 IC

電源回路用 IC は，大別して，パワー IC とコントロール用 IC に分けられる。

シ리즈レギュレーターにおけるパワー IC は，出力回路とコントロール回路を内蔵した 3 端子モノリシック IC レギュレーターに代表されるといっても過言ではない。

3 端子 IC の精度は比較的粗い。特に出力電圧の設定精度が $\pm 5\%$ もあり，負荷変動，温度変動も大きい。温度変動が大きいのは，パワー素子とコントロール素子が同一チップ上にあるため仕方ないと思われる。その反面 TO-220 または TO-3 にパッケージングされているため非常にコンパクトである。また，出力電圧，電流の種類も豊富である。

最近，4 端子 IC レギュレーターも出現している。外部抵抗により出力電圧を自由に設定でき，出力ラインのドロップによる電圧変動分を補正できる。

コントロール IC として代表的なものは 723 である。

図 11 723 型 IC の等価回路

図 12 AN6510 のブロック図

各メーカーがほぼ共通的なスペックのものを出している。その等価回路を図 11 に示す³⁾。723 には、基準電圧回路、誤差増幅回路、過電流保護回路、出力制御回路を備えており、シリーズレギュレーターに必要な機能がすべて含まれている。特に基準電圧の安定度、温度特性が非常に良好で、しかも利得の高い誤差増幅回路を有しているため精度の高いシリーズレギュレーターを構成でき

る。

次にスイッチングレギュレーター用 IC では、コントロール用のモノリシック IC が最近非常に多く出回っている。スイッチングレギュレーターのコントロールに使用されている IC の一例のブロック図を図 12 に示す²⁾。スイッチングレギュレーターのコントロール IC に必要な機能は、基準電圧回路、電圧誤差増幅回路、電流誤差

増幅回路，発振回路，同期回路，パルス幅変調回路，最大パルス幅制限回路，スロースタート回路，パルス増幅回路，入力電圧低下検知回路等である。これだけの機能をディスクリート部品で構成すると複雑になり，各部品のばらつきにより安定な特性を得るのが困難になる。しかし 16 ピン DIL の IC に納まる程度の機能である。このような理由でコントロール IC が多くつくられるのである。

必要機能でスイッチングレギュレーター特有のものについて説明すると，発振回路では鋸歯状波を発生するとともにスイッチング回路のクロックとなっている。同期回路は多数スイッチングレギュレーターを構成する場合動作周波数を同一にして，干渉をなくす場合に用いられる。

パルス幅変調回路は，鋸歯状波と誤差増幅回路の直流レベルの比較によりパルス幅の決定を行う，一種の AD 変換回路である。最大パルス幅制限回路は，1 石式コンバーターにおけるトランス飽和や，プッシュプルコンバーターにおける同時導通の防止のために必要である。

スロースタート回路は，電源投入時など出力側平滑用コンデンサにチャージされてない状態では，狭いパルス幅でスイッチングトランジスタを駆動し，コンデンサの電圧が上昇してくるに従って徐々にパルス幅を広くする機能を果すものであり，スイッチングレギュレーターには不可欠のものである。

入力電圧低下検知回路は，IC の供給電圧が低下すると回路の誤動作により思わぬ広いパルス幅を出力することのないように，供給電圧があるレベルを下回ると出力パルスを停止させる機能を果す。

このような，コントロール IC は，他に μ PC 1042 C (NEC)，TL 495 C (TI)，MC 3420 (モトローラ)，SG 3524 (シリコンゼネラル) などがある⁴⁾。

スイッチングレギュレーター用パワー IC は，ハイブリッド型で，コントロール IC のチップとパワースイッチングトランジスタおよびファーストリカバリダイオードのチップを同一基板にマウントしている。外付の部品を減らし小型にすることが可能である。しかし歩留りの問題や，ノイズ，熱の影響などがあり，今後の動向が注目される。

4.2 パワートランジスタ

シリーズレギュレーター用トランジスタに要求される特性は，順バイアス安全動作領域 (ASO) の広いことである。電源回路の出力が短絡された場合，過電流保護回路がつけられていても，それが動作するまで若干時間を要するため，瞬時的に大きなパワーが加わり，トランジスタが破損することがある。また，常時においても相当

のパワーを消費しており，ジャンクションの温度上昇が大きい。電源回路が ON, OFF されるたびに，ジャンクションの温度が大きく変化し，チップのマウント部分に熱疲労を与える。長期間このような状態がくり返されるとマウント部の劣化によりチップ・ケース間の熱抵抗が増大し，さらにジャンクション温度が上昇し，ついには破壊に至ることがある。

パワートランジスタを選定する際には，ジャンクション温度の変化が 90°C になるような，加熱，冷却を少なくとも 1 万サイクル以上行い，熱抵抗の変化を調べる必要がある。

また，スイッチングレギュレーターにおいても，スイッチングパワートランジスタの選定は重要である。

電源投入時，負荷急変および短絡時にトランジスタのコレクタ電流 I_c ，コレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} の動作軌跡が大きくなり破損に至る場合がある。

ターンオンの時はベース電流が順方向に流れているため，順バイアス ASO，ターンオフのときはベースに逆電圧をかけ，逆電流を流すため，逆バイアス ASO 内で動作していることを確認する必要がある。トランジスタでは，特に逆バイアス ASO を規定する必要がある。

図 13 に逆バイアス ASO とその測定回路の一例を示す。順バイアス ASO にくらべて I_c の小さいところでは V_{CE} がのびてくるが， I_c の大きなところでは V_{CE} が低下してくるため，注意を要する。また，逆バイアス ASO は，ベースのドライブ条件で左右され，順方向ベース電流，逆方向ベース電圧が大きくなると ASO が狭くなる方向となる。

さらにジャンクション温度が低い状態では高温にくらべて，スイッチングタイムが短くなっているため，同じ I_c 値で遮断しても V_{CE} が大きくなり，結果として ASO が狭くなってくる。

スイッチングトランジスタに重要な特性としてスイッチングタイムがある。トランジスタのパワー損失の大部分はスイッチング損失である。設計にもよるが，パワー損失の 70~90% がスイッチング損失である。ターンオン，ターンオフの時間を極力短くするために，ターンオン時は，ベース電流を急峻に，しかも多く流し，ターンオフ時は，急激な逆方向電圧をベースに印加すべきである。また，ストレージタイムを短くするために，完全飽和で使用せずに，若干不飽和で使用することも有効である。

トランジスタのスイッチングタイムを規定する場合はジャンクション温度 $T_j=100\sim 125^{\circ}\text{C}$ で定めることが重要である。スイッチングタイムは常温にくらべて高温では 2~3 倍に長くなるためである。高温でスイッチング

(a) 逆バイアス ASO 測定回路

(b) 安全動作領域(逆バイアス ASO)

図 13 逆バイアス ASO の一例

時間が長くなるとパワー損失が増大し、場合によっては熱暴走を起こし、トランジスタを破損に至らしめる。

オン時の損失はわずかではあるが、コレクタ・エミッタ間の飽和電圧は低いにこしたことはない。 $V_{CE(s)}$ は通常 1~2V 位である。そのためには、充分なベース電流を流す必要がある。したがって、 h_{EF} を規定する場合一般には $V_{CE}=5V$ であるが、スイッチングトランジスタでは $V_{CE}=2V$ で h_{FE} を規定すべきである。

4.3 ファーストリカバリダイオード

2次整流ダイオードとしては、高速ダイオードを使用しなければならない。要求される特性は順方向電圧 V_F が低いこと、逆方向回復時間 t_{rr} が短いことである。

出力電圧が 5V の場合、 V_F が大きいと効率が悪くなる。ショットキーダイオードの V_F は 0.5~0.6V であ

図 14 ファーストリカバリダイオードのターンオフ特性

るため、5V 出力では効率の改善を図れる。さらに逆回復時間 t_{rr} が短いため、逆方向回復時の損失も少ない。ただし逆耐圧が 40V ($T_{jmax}=125^\circ C$) と低く、しかも温度が上昇すると、逆方向漏洩電流が指数関数的に増大するため注意を要する。

また、拡散型的高速ダイオードは、 V_F が 1~1.3V であるが、逆耐圧が高い。しかし t_{rr} が比較的長く、0.2

図 15 高周波コンデンサの諸特性

図 16 リップル電圧の測定回路とコンデンサの特性

～1 μ s である。 t_{rr} が長いとパワー損失が増えるだけでなく、ノイズが大きくなる。 t_{rr} 時の特性には図 14 (a) に示すようにハードリカバリーと、ソフトリカバリーとがある。図 14 (b) のハードリカバリーは t_{rr} の期間の損失は少なくなるが、 di/dt が大きいので、ノイズが大きい。ソフトリカバリーは、損失は若干大きくなるが、ノイズは少ない。用途に応じて使いわけのべきである。

4.4 コンデンサ

出力平滑用コンデンサにはリップル電流が流れるため誘電損失の低いものを使用しなければならない。リップル電流の実効値と等価直列抵抗 ESR によって発熱を生じるが、コンデンサの外壁の温度上昇にて 2～3°C 以内に押えなければならない。温度上昇が大きいと、電解液が涸れてしまい静電容量が大幅に減少する。また、リップル電圧を押えるにも誘電損失の低い方が有利である。さらに重要なことは、誘電損失および静電容量の温度特性である。

図 15 に一般品と特に高周波用に設計されたコンデンサの温度特性を示す。図 16 にリップル電圧を比較したものを示す。高周波用コンデンサの誘電損失は低温でも増大の割合が非常に少ない。

また、周波数の高いノイズに対するインピーダンスを下げるために等価直列インダクタンス ESL を極力小さくした 4 端子コンデンサもある。

出力平滑用電解コンデンサは、リップル電流を許容以下で使用し、動作周囲温度に充分ディレーティングをとることが信頼性を向上させるうえで重要である。電解コ

ンデンサは一般品は 85°C が最高であるが、最近の電解コンデンサには、105°C まで使用できるものが市販されている。

5. 電源回路特有の問題点

5.1 ノイズ

電源回路に関するノイズは大別して、外來ノイズと、内部より発生するノイズに分けられる。外來ノイズは主に AC ラインより侵入するものをいう。たとえば、真空スイッチなどでインダクティブ負荷を高速遮断した場合非常に大きなパルス電圧が発生する。このようなノイズパルス電圧が侵入すると、電源によっては、破損事故を起こす場合もあり、また、場合によっては、電源の負荷となっている回路に誤動作を起こさせ、大きな障害となることがある。したがって電源回路としては、ノイズパルス電圧の大幅な減衰を行わねばならない。

最近の常識的なレベルでは、1kV_{0-p} パルス幅 1 μ s のパルス電圧を AC ライン間あるいは、AC ラインとアース間に印加しても、電源回路機構の誤動作がなく、しかも出力側に漏れ出てくるパルス電圧を出力電圧の 5～10% 以下にする必要がある。これを実現するには、ラインフィルターの強化、ラインフィルターの入力ラインと出力ラインおよびその他の回路との完全な分離、トランスの 1 次・2 次間のシールド、ノイズに弱い回路の見直し等を実施しなければならない。

電源回路より発生するノイズを分類すると次のようになる。

- (1) 電波として放射されるラディエーションノイズ
- (2) 入力 AC ラインに戻る入力帰還雑音
- (3) 出力電圧に重畳するノイズ

である。

ラディエーションノイズについては、日本では電気用品技術基準、米国では FCC で規制されている。今後、日本での規制は、CISPR で定められた値を採用する方向にある。

入力帰還雑音についてもラディエーションノイズと同様の機関にて規制が行われている。入力帰還ノイズは、AC ラインとアース間のノイズが問題である。規制の対象になっているのもこのノイズである。これを低減するためには、適正なラインフィルターを挿入する必要がある。

出力電圧に重畳するノイズには、ノーマルモードノイズとコモンモードノイズがある。

ノーマルモードノイズは図 17 に示すように、出力電圧に重畳され、ノイズ電流は出力ラインの + 側と - 側とでは互いに反対方向に流れている。ノーマルモードノイ

図 17 ノーマルモードノイズ

図 18 ノーマルモードノイズの低減法

図 19 コモンモードノイズ

図 20 コモンモードノイズの低減法

ズを低減させることは比較的容易である。図 18 のように出力ラインに LC のデカップリング回路、または、出力ライン間にインピーダンスの低いコンデンサを挿入することによりノイズを小さくすることができる。

コモンモードノイズは図 19 に示すように、出力ラインとアースとの間に発生するノイズであり、出力ラインの+側と-側とは、互いに同方向のノイズ電流が流れている。コモンモードノイズの低減法としては、図 20 のように、出力ラインの+および-側をインピーダンスの低いコンデンサでアースに接続する。ノイズがコモンモードノイズの場合は、出力ライン間にいくらインピーダンスの低いコンデンサを接続してもほとんど効果がない。

5.2 漏洩電流

ノイズ対策として図 21 のように電源回路に入力フィルタを入れた場合、人体 (R) が電源回路のケースに触れると、商用電源からコンデンサ C_1 を通し人体 (R) に電流が流れ危険である。これを防止するために、電気用品技術基準では $R=1k\Omega$ の場合、漏洩電流を 1mA 以下と定めている。

多数の電源回路が同時に実装される場合は、漏洩電流

図 21 入力フィルタ回路

図 22 突入電流防止回路

図 23 突入電流防止回路

が増大するため、ラインフィルタのコンデンサの中心点をケースに落さずに外部に端子を出し、使用者側が必要に応じて使用する場合もある。

5.3 突入電流

突入電流は入力スイッチを投入した瞬間に流れる過大な電流のことである。

商用周波用トランスを用いたシリーズレギュレーターでは、商用電源の電圧位相が零度のときスイッチを投入するとトランスが飽和し、50~100A 程度の過大な電流が流れる。また、ダイレクト整流のスイッチングレギュレーターでは、平滑用電解コンデンサへの充電電流が流れ、商用電源の電圧位相が 90 度でスイッチが投入された時に最も大きい電流が流れ、100~200A 程度の電流が流れる。

突入電流によりスイッチやリレーの接点が劣化し、場合によっては、溶着してしまう。また過大電流が流れるためライン電圧が、瞬時低下し、他の機器の誤動作の原因となる。

その他、入力ヒューズの疲労や、入力整流ダイオードや平滑用電解コンデンサの劣化を生じ、機器の信頼性が低下する。

突入電流をある程度の値に抑制するには、図 22 に示すような回路を付加すればよい。図 22 では、AC 電源が投入されると、コンデンサ C_1 への充電が抵抗 R_1 を通じて行われ、一定時間後サイリスタ CR_1 を導通し、 R_1 でのロスを最小限にとどめるようにした回路である。

また、図 23 はサーミスタを用い、その温度による抵抗値の変化を利用している。すなわち、AC 電源が投入された瞬間は、温度が低いため抵抗値が大きく、突入電流が制限される。サーミスタの温度が上昇すると抵抗値が下がり定常動作に達する。ただし、サーミスタはその熱時定数がかなり長いので、使用中における入力切断、投入の場合は、突入電流は充分には制限されない。

5.4 発 熱

電源回路は大きなパワーが通過する部分であり、発熱も相当大きくなる。シリアルレギュレーターでは効率 が 30~40%、スイッチングレギュレーターで 70~80% である。100W の電力を出力すると、シリアルレギュレーターでは約 150W、スイッチングレギュレーターでは約 33W の損失になる。この損失を如何に処理するかで、電源の信頼性が決定される。

半導体部品の放熱は充分考慮しても、電解コンデンサについてはつい忘れがちになる。電解コンデンサ自体の発熱はわずかであるが、周囲の熱を受けて、かなりの温度になっていることが多い。電解コンデンサの保証温度は 85°C が普通であるが、これから 10°C 下げると寿命は 2 倍になり、さらに 10°C 下げると寿命はさらに 2 倍になるというデータがある。いずれにしても、できるだけ低い温度で使うことが信頼性の面から望ましいことである。

5.5 安 全 性

電源回路に要求される安全性とは、漏電による感電の危険性のないこと、および、異常時に発火せず発煙がきわめて少ないことである。前者は、電気用品や UL で規制されている。

例えばトランスの 1 次・2 次間の絶縁厚み、プリントパターンの沿面距離、などが規定されている。それらを管理、確認するために、絶縁耐圧試験や、絶縁抵抗試験が行われる。また、後者に対しては、難燃性や不燃性の材料を用いたり、沿面距離を確保することなどで対応している。さらに発火、発煙のないことを確認するために、トランスの 1 次側に使用する部品のショート、オープン試験を製品開発時に実施している。前記の漏洩電流をあるレベル以下にするのも安全性の一面である。

6. 電源回路の将来方向

シリアルレギュレーターは回路的には、枯れたものであり、すでに多く出回っている 3 端子 IC レギュレーターにより誰でも簡単にシリアルレギュレーターを作ることができる。スイッチングレギュレーターを製作するには若干ノウハウが必要で、誰でも簡単に扱えないのが現状である。しかし、制御回路用 IC やパワースイッチ

ング回路用ハイブリッド IC の出現により、これらと、コンデンサ、トランス、チョークを組合わせればスイッチングレギュレーターを簡単に構成できる時期は間近である。

また、電源に要求されている小型、軽量については、シリアルレギュレーターに置換えることにより大幅な小型化、軽量化が実現したわけであるが、さらにそれらを進めるには、スイッチング周波数を高くすることが必要である。

1~2 年前までは、20kHz 前後のスイッチング周波数が一般的であったが、最近では 50kHz 近辺が一般的である。さらに今後は、100~250kHz になるであろう。このような高周波化を実現するには、回路技術の開発のみならず、例えばパワートランジスタ、ダイオード、コンデンサなどの素子、部品の開発が重要である。

開発されたパワー MOSFET は、スイッチング速度が速く、バイポーラトランジスタにくらべて 1/10~1/100 の時間でスイッチングを行うことができ高周波化に有望である。しかし、2 次降伏が起こらないという利点を有しているが、オン抵抗がまだまだ高く、しかも 450V のように高耐圧のものを得るには、歩留りが悪いという状況にある。

いずれにしてもこのような新しい素子の開発には、部品メーカーの一方通行ではなしに、電源メーカーとの密な情報交換が必要であろう。

高効率化およびローノイズ化の方向として、回路技術および実装技術の推進が必要である。前記の高周波化は効率を低下させ、しかも高周波ノイズを増大させる。しかし回路技術開発によりスイッチング損失を減少またはまったくなくすることも進められている。これにより、効率が上がり、ローノイズ化が実現するであろう。さらに実装技術の開発により、パワー半導体とトランス類の実装を密にすることによるノイズの抑えこみが、より完全なものに近づき、また、発熱部品の熱放散を集中的に行うことが可能である。

とにかく、電源はシリアルレギュレーターからスイッチングレギュレーターに急速に移行しており、小型、軽量、高効率、ローノイズ化をさらに改善するような技術開発を進めることにより、電源装置でスイッチングレギュレーターの占める割合は 80% をこすであろう。

〔参 考 文 献〕

- 1) 定電圧装置設計ハンドブック、日刊工業新聞社 (1969)
- 2) 前岡達夫：専用 IC “AN 6510” を使用したスイッチングレギュレータ、ナショナルテクニカルレポート、24, 1 (1978) 154-164
- 3) (株)日立製作所：日立工業用リニア IC およびインターフェース用 IC (ハンドブック) (1979) 139
- 4) 杉原鉄夫：スイッチングレギュレータの普及に貢献する制御回路 IC、日経エレクトロニクス、234 (1980) 74-84