目　录

第一章　开关电源的技术与市场动向 …… 1
第二章　开关电源的基本电路与设计 …… 8
一、开关电源基本电路的种类与特点 …… 8
二、开关电源通用技术条件 …… 18
三、开关电源基本电路的设计 …… 29
四、开关电源的高频化设计技术 …… 76
五、开关电源的系统化 …… 83
第三章　谐振式开关电源的设计 …… 88
一、谐振式开关电源的特点与问题 …… 88
二、谐振式开关电源的基本电路与工作原理 …… 94
三、铁磁谐振式开关电源的设计 …… 106
四、部分电压谐振式开关电源的设计 …… 115
五、1MHz 电流谐振式开关电源的设计 …… 123
六、大容量 2.5kW 串联谐振式开关电源的设计 …… 128
第四章　开关电源的噪声（EMI）控制 …… 135
一、噪声（辐射噪声、传导噪声）的测定 …… 135
二、噪声抑制器件及其应用效果 …… 145
三、噪声标准——FCC、VDE、CISPR …… 155
第五章　最新开关电源应用设计实例 …… 163
一、大型彩色电视机 …… 163
二、打印机 …… 181
三、膝上式个人计算机 …… 186
四、磁带录像机（VTR） …… 189
五、不间断电源（UPS） …… 192
六、液晶显示用反光灯 …… 200
七、笔记本式个人计算机用适配器 …… 207
八、微波炉 …… 210
九、电磁灶 …… 214
第六章　最新开关电源元器件的特性与应用 …… 219
一、输入桥式二极管 …… 219
二、陶瓷电容器 …… 223
三、铝电解电容器 …… 227
四、薄膜电容器 …… 233
五、开关二极管 …… 242

六、功率 MOS-FET …… 247
七、功率混合式 *IC* …… 254
八、电源用静噪滤波器…… 257
九、非晶磁珠…… 263
十、开关电源用控制 *IC* …… 268
十一、IGBT（绝缘栅式双极晶体管） …… 273
附录　日本部分开关电源装置及其元器件规格表…… 281

第一章　开关电源的技术与市场动向

开关电源是一种采用开关方式控制的直流稳定电源。它以小型、轻量和高效率的特点被广泛应用于以电子计算机为主导的各种终端设备、通信设备等几乎所有的电子设备，是当今电子信息产业飞速发展不可缺少的一种电源方式。另一方面，这种电源目前在技术上还有较大问题有待解决，是当今电子工程学中的一个需要攻克的大课题，深为广大工程技术人员所关注。

众所周知，由于集成化技术的普及，电子设备本身已非常小型化和多功能化，成本也在不断降低。而与此同时，一个稳定供电的电源部分却在理论上难以实现集成化，因而跟不上电子设备本身的小型化和低成本化的要求，以致成了硬设备技术上的一个致命弱点。

现概略谈谈这种开关电源当前的技术与市场动向及其存在的主要问题。

1. 轻、薄、小型化技术

图 1-1 是半导体集成电路逐年实现小型化和轻量化的情况。我们知道，缩小设备尺寸，就会因散热面积的减小而导致温度升高，因此要设法降低电耗，或减小工作电流和电压，以减小各个环节上的功率。

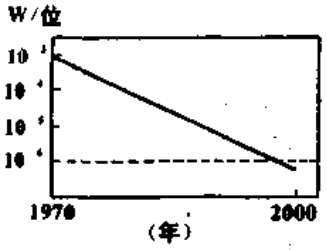


图 1-1　半导体集成电路的小型化和轻量化

但是，电源设备为提供负载功率不能减小电压和电流，为使电源轻、薄、小型化，首先就得设法降低电路内的损耗。虽说开关电源以半导体开关的启-闭为基本原理，从理论上说是低损耗的。但是，半导体开关毕竟存在着开、关损耗，而且这种损耗与开关频率成正比关系。

虽说开关电源里的变压器、电抗器等磁性元件和平滑波形的电容器等都可通过提高开关频率使其小型化，但这些元件的损耗也会因此增大。图 1-2 是提高开关频率时所致影响的示意图。提高开关频率虽可减小磁性元件和平滑电容器的尺寸，但元器件损耗增大会引起温度升高，为避免这种温升又必须增大尺寸，这又会导致可靠性下降。目前日本市场上出售的开关元器件中采用双极性晶体管制成的 100kHz、用 MOS-FET 制成的 500kHz 电源，虽已实用化，但其频率有待于进一步提高。要提高开关频率，就要减少开关损耗，而要减少开关损耗，就需要有高速开关元器件。然而，开关速度提高后，会受电路中分布电感和电容或二极管中存储电荷的影响而产生浪涌或噪声。这样，不仅会影响周围电子设备，而且还会大大降低电源装置本身的可靠性。

其中，为防止随开关启-闭所发生的电压浪涌，可采用 *R-C* 或 *L-C* 缓冲器，而对由二极管存储电荷所致的电流浪涌可采用非晶态等磁芯制成的磁缓冲器。不过，对 1MHz 以上的高频，要采用谐振电路，以使开关上的电压或通过开关的电流呈正弦波，这样既可减少开关损耗，同时也可控制浪涌的发生。这种开关方式称为谐振式开关。目前对这种开关电源的研究很活跃，因为采用这种方式不需大幅度提高开关速度就可在理论上把开关损耗降到

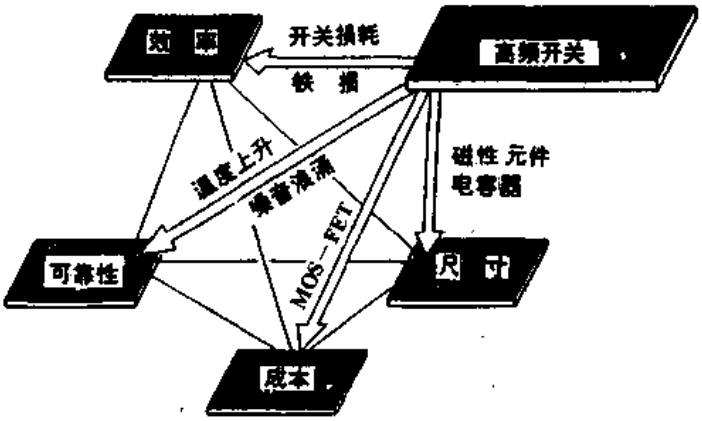
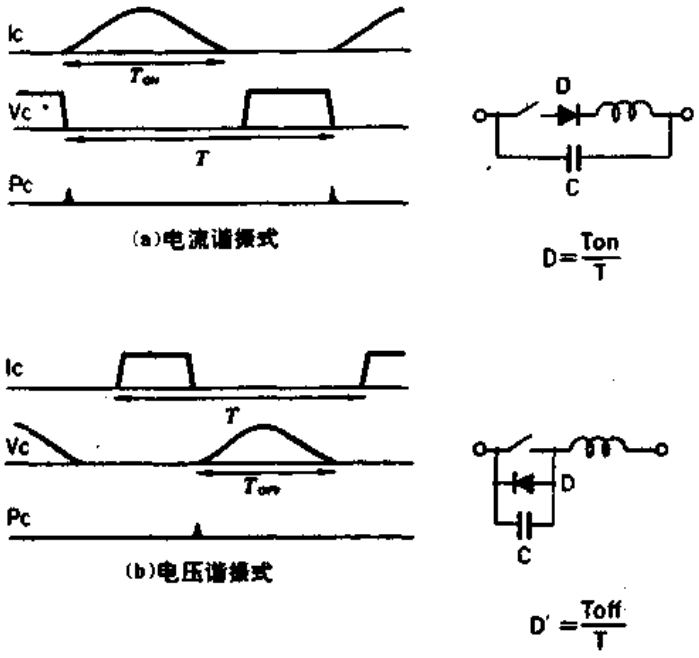


图 1-2 高频化的影响

零，而且噪声也小，可望成为开关电源高频化的一种主要方式。

图 1-3 所示谐振式开关的原理。这种方式可直接应用于目前通用的变换器电路。当前，世界上许多国家都在致力于这种数兆 Hz 的变换器的实用化研究。有报告说，美国的贝尔研究所已试验成功了一种开关频率达 20MHz 以上的变换器。不过，也有报告说已开发出一种不利用谐振现象就能将开关损耗减为零并能排除电压或电流浪涌的电路。



占空比控制⇒频率控制

图 1-3 谐振式开关

图 1-4 是利用双开关断开时的谐振现象设计的零电压开关电路图。

图 1-5 是双开关断开时通过换流用 L 对电容 C 进行充电以排除电压浪涌和电流浪涌的电路图，该方式也称非谐振式开关。数兆 Hz 左右的开关频率是这些方式混合后的适用范围。

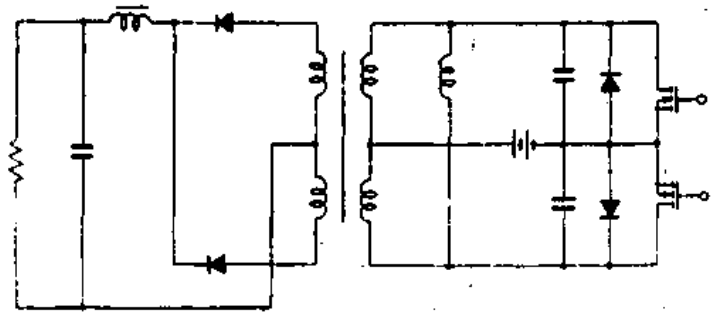


图 1-4　零电压开关电路

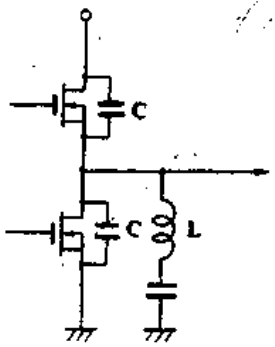


图 1-5　非谐振式变换器

目前，开关电源的小型化主要通过高频化和高密度化来实现。在高频化技术解决了一系列附带问题的同时，也降低了变压器、滤波磁性元件及电容器等元件的尺寸；在提高开关电源的高效率方面，已通过对开关晶体管、二极管等主开关元件和铁氧体磁芯、电解电容器等元件特性的改善及电路的改进，降低了因高频化而增大的损耗。目前 5V 输出已可获得近 80%的效率，并已有频率达 500kHz 以上的产品投放市场（见图 1-6、1-7、1-8、1-9）。

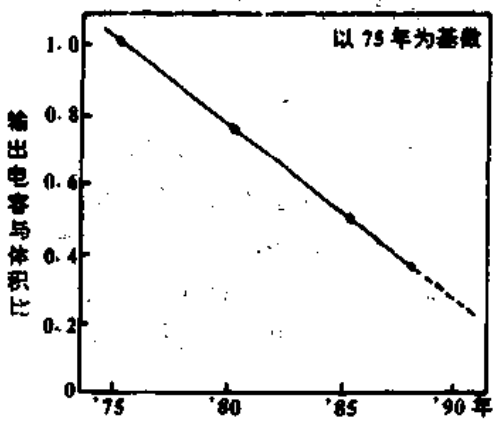


图 1-6　输出电容与体积的变化

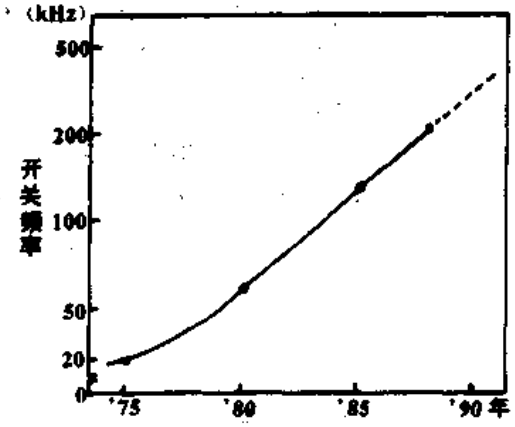


图 1-7　变换频率的变化

其次，通过混合 *IC* 等高密度安装技术减少了元件数，并缩小了安装空间。近十多年来，除容积减少了 50%以上（功率安装密度为原来的两倍）外，部分每 cm^3 数百瓦的 DC—DC 电源也已实用化。

总之，开关电源的任何一项技术都是一种高技术。这方面，今后将通过表面安装技术（SMT）提高安装空间系数。同时还将通过开发谐振变换器等技术减小噪声和降低开关损耗，以不断推出更小型、轻量和高效率的开关电源。

2. 开关电源与磁性元件（Magnetics）

有效利用磁性元件对开发开关电源至关重要。作为高可靠性控制元件的磁放大器的使用已成一项定型技术，钴系非晶态磁芯对此起了主导作用。然而，当开关频率高达 MHz，就需要有膜厚达数微米的非晶态磁芯，目前这方面有待于进一步的研究。

此外，非晶态磁芯（跟磁放大器相同的原理）在磁缓冲器上的应用已成为电源高频化

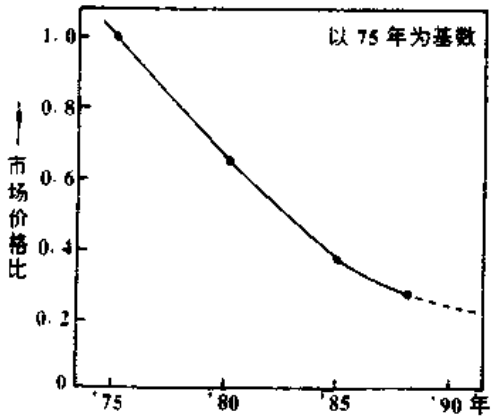


图 1-8　市场价格的变化

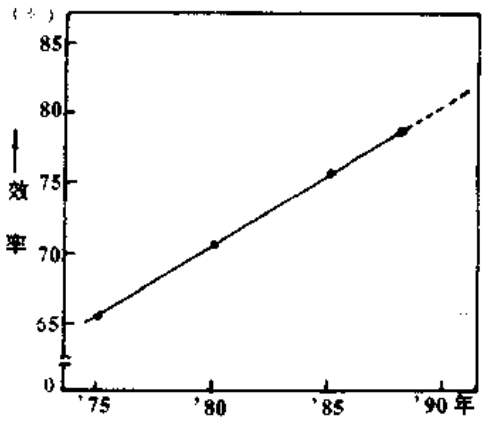


图 1-9　效率的变化

的一项必要技术。同时，作为一种主变压器用磁芯，也不可忽视高频铁氧体和雏晶超急冷磁芯的研究开发工作。

看来，谐振式开关的应用研究和谐振用电感的高频磁性材料的开发工作相对迟缓了一些，期待该领域能有新的突破。包括主变压器在内，一般来说，磁性元件所产生的损耗跟频率的 1～2 次方成正比，而且并不像在半导体器件中那样容易通过散热片向外有效散热，因此，磁性体的发热也是一个重要问题。

3. 电源的集成化

目前，将主开关和控制电路集成于同一芯片上的一体化研究工作已广泛展开。不过，当负载电流增大时，随高频产生的开关损耗所导致的温升过高的问题还有待今后解决。虽说目前利用薄膜化技术变压器和电抗器的小型精密化问题进行了许多研究，但在以铁氧体作基片的工艺技术上也还有不少难题，而且也远非近期能解决。其他如旨在实现低压大电流电源的低耗二极管及应用 FET 的输出同步整流电路的开发、平滑电容器的精密化等许多重要课题目前都尚未解决。

4. 应用与市场动向

目前，开关电源已应用到所有电子设备上，取代了连续控制式的线性电源。在日本，近年来开关电源的产量平均每年呈两位数增长，年销售额已突破 2000 亿日元。同时，由于提高了印刷基片功率器件的安装技术，价格也呈现出大幅度下降的趋势（图 1-8）。

图 1-10 所示是日本在 1990 年前开关电源市场的变化情况。从中可看出信息处理用电源的需求量增长最快，即在计算机和通信方面的应用占压倒多数。从销售额看，开关电源在通信设备上的应用也占了很大的比例。目前在民用设备上，它的市场虽不大，但随着成本的降低将会逐步扩大。尤其随着便携式电话、便携式字处理机及便携式个人计算机等设备的普及，小型、小容量开关电源的需求将有增无减。表 1-1 是对开关电源用途的分类。

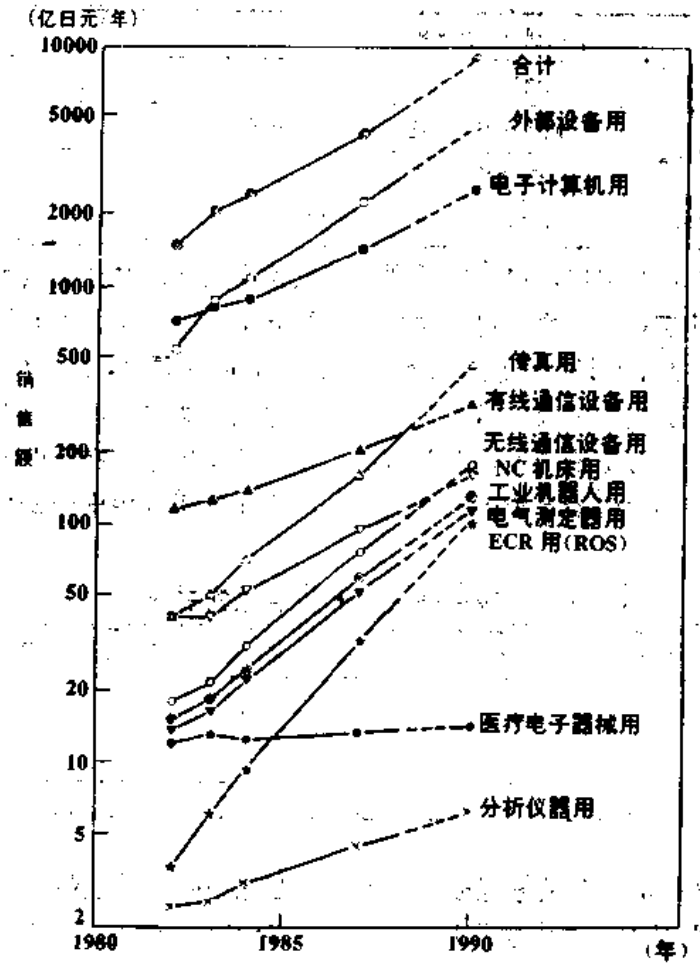


图 1-10 开关电源的市场变化情况

表 1-1 开关电源的用途分类

工业用电子设备	信息设备	各种电子计算机、中央处理装置、存储装置
		外围和终端装置、输入输出装置、显示装置
	通信设备	有线通信设备、电子交换机、传真设备
		无线通信设备、广播设备、汽车电话
	办公设备	字处理机、个人计算机
		复印机、打印机
	控制设备	FA、机器人、NC、电控设备、空调设备
		自动售货机、CD、ATM
	电子测量仪器	示波器、振荡器
	其他	医疗器械、汽车用试验器等

续表

民用电子设备	影像设备	电视机、博奕机
		视频器
	视频设备	数字音频、圆盘唱机、电子乐器
		磁带录音机、立体声机
	其他	附加电源、住宅通信设备等

除工业和民用以外，开关电源也已应用到宇航业和实验室。对开关电源的评估，一般是从其基本性能、尺寸重量、效率、可靠性和价格等五个方面考虑。不同的用途对这些方面的要求也各不相同。表 1-2 是就各应用领域对这五个方面的要求，按 5 分制进行的评估。其中应用于宇航业的开关电源对尺寸重量、效率和可靠性的要求很严格，而对价格却几乎忽略不计。与此相反，一般家庭等民用开关电源，却很注重价格。在工业方面，尤其是计算机和通信设备用的开关电源对可靠性要求很高，而实验室用开关电源却最注重其基本特性。

表 1-2　各应用领域对开关电源的要求

用　途	基本性能	重量尺寸	效　率	可靠性	价　格
人造卫星	4	5	5	5	1
工业用	4	4	4	5	4
实验室用	5	2	2	3	2
民　用	2	4	4	3	5

图 1-11 和图 1-12 归纳出开关电源成本和尺寸的变化动向。从世界范围看，这种电源技术的开发工作目前主要是由一些大学承担，如美国的麻省理工学院、加利福尼亚工大、迪克大学、弗吉尼亚工大、日本的九洲大学、荷兰的德尔福特大学等，还有贝尔研究所、NTT 研究所、ESA（欧洲宇航局）等一些半官方机构也在进行一些开拓性研究，其成果被各厂商使用，从而形成了一种很有效的开发模式。

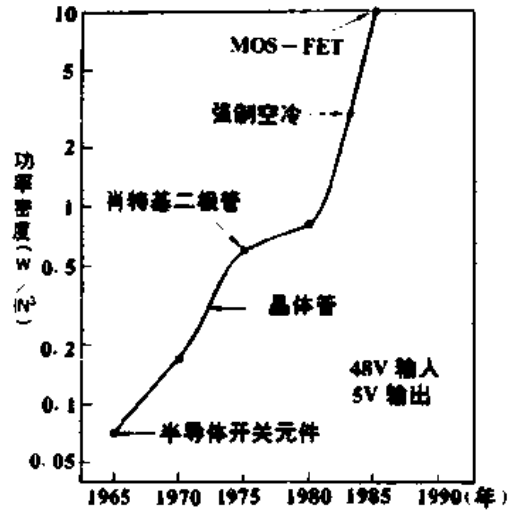


图 1-11　功率密度

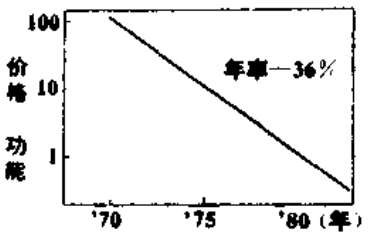


图 1-12　平均功能的价格变化

其次，开关电源生产技术的发展与生产规模的扩大使开关电源日趋小型化，而且器件

的安装和产品检验工艺已随着生产规模的扩大实现了自动化。目前装配在印制板上的 *IC*、电阻器、电容器等小型电子器件的自动化安装率已达 90%以上。从开关电源的整体看，由于采用了许多功率晶体管、变压器、电解电容器等功率器件，其自动安装率一般为 60～70%。预计今后随着开关电源的多品种、小批量生产形式的发展，其生产规模将进一步扩大，与之相应的自动化安装率也必将进一步提高。

第二章　开关电源的基本电路与设计

一、开关电源基本电路的种类与特点

开关电源有 AC—DC、DC—AC 和 DC—DC 三种功率变换。现就 DC—DC 变换及其各种形式的基本性能谈谈该电源的分类和特点。

1. 开关电源的电路结构

图 2-1 所示是输入交流时的一般开关电源结构。

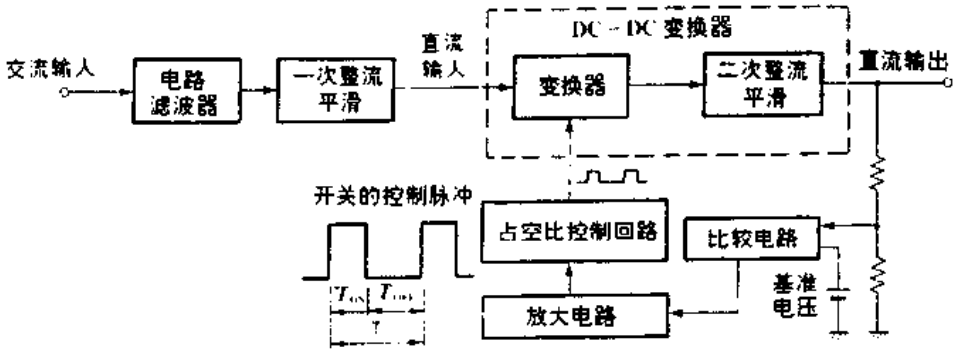


图 2-1　开关电源的电路结构

从图看出，交流输入到电路滤波器，后用二极管和电容器对输入进行整流平滑，并把这种直流电用开关元件变换成脉冲状交流电。为避免噪声，并从有益于实现小型和轻量化考虑，按 20kHz 至数百 kHz 的高频断续通过高频变压器后变换成任意电压，并经平滑整流后变换成直流。

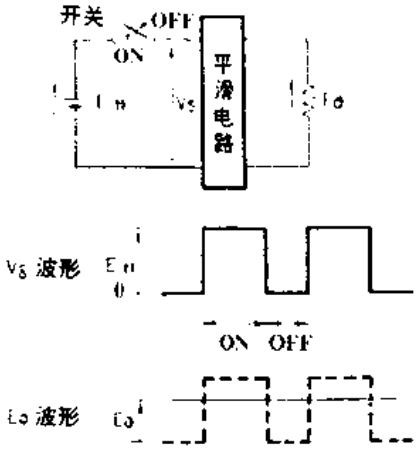


图 2-2　开关原理

这种电源方式先将部分直流输出电压通过比较电路和基准电压进行比较，其误差电压经占空比控制电路反馈，然后再通过控制开关元件的占空比调整输出电压。

另外，作为电源电路结构的一部分，还须有防止外加输入电压时的冲击电流和过流保护等各种功能，这些功能都要跟主电路变换方式（控制方式）协调。

2. 开关方式

（1）开关原理

作为开关电源的主要部分，DC—DC 变换器的基本原理如图 2-2 所示。通过控制开关的占空比和由对断续电压起均匀化作用的电感器和电容器等能量储备元件构成的平滑功能，可以有效地调整电压的变

化。应用这种 DC—DC 变换器时要根据输出容量、性能、结构和成本等各个方面进行考虑。

（2）DC—DC 变换器的分类

DC—DC 变换方式如表 2-1 所示，分为非绝缘式和绝缘式，按开关驱动条件可分成自激式、他激式和脉冲幅度控制式及频率控制、振幅控制等各种电路方式。

表 2-1　DC—DC 变换方式的分类

绝缘方式	振荡方式	变换器电路方式		控制方式	备注
非绝缘式	他激式	降压形斩波器	单管式	脉冲宽度或频率	Buck 式
		升压形斩波器			Boost 式
		反转形斩波器			Buck · boost 式
绝缘式		回扫式			ON/OFF 式
		正向式			ON/ON 式
		推挽式	多管式		推挽式
		半桥式			
		全桥式			
	自激式	冲击线圈式	单管式	频率	RCC 式
		洛埃耶式、井森式	多管式	振幅	

非绝缘式是直流输入和直流输出呈部分相交的连接式，绝缘式为可分离式。

自激式是一种在主开关部位产生振荡的工作方式。他激式则在主开关不同的部位产生振荡，且主开关元件跟该信号同步进行 ON、OFF 操作。

占空比控制方式如图 2-3 所示，其脉冲宽度控制是在固定开关工作频率的情况下，直接通过改变 ON 宽度控制输出的一种方式。频率控制是在大致固定 ON 或 OFF 宽度后，通过改变工作频率（改变单位时间的脉冲数）而达到控制输出的一种方式。

此外，还有控制脉冲峰高，即通过改变开关的输入电压而控制输出电压的振幅控制等方式，但要配以滑动调节器。

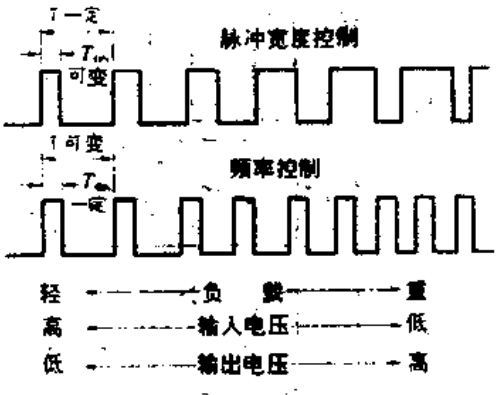


图 2-3　控制方式和基本原理

为简便起见，用理想式开关表示开关元件，并设定电抗器、二极管等所有电路元件的损耗都为零的理想状态，则各种 DC—DC 变换方式的基本原理如下所述。这里设：

E_{IN}：输入直流电压

E_O：输出直流电压

T：开关周期

T_{ON}：接通时间

T_{OFF}：断开时间

D：占空比 T_{ON}/T

I_O：输出电流

P_O：输出功率

并设开关元件和二次整流二极管的电压、电流分别为 V_{CE}、V_D 和 I_C、I_D。

3. 各种方式的基本电路和特点

(1) 降压式斩波电路 (Buck 式)

本电路代表了开关电源的基本原理。图 2-4 所示的是其基本电路和各部工作波形。本电路这样配置开关元件 Q 和电感 L，输出电压 E_O 就必然要低于输入电压 E_{IN}。即

$$\frac{E_O}{E_{IN}}=\frac{T_{ON}}{T}=D$$

因通常都是根据

$$T\leqq 2\pi\sqrt{LC},\quad R_L\leqq\frac{2L}{T-T_{ON}}$$

确定元件常数，所以纹波电压 V_{rip}即为

$$V_{rip}=\frac{T_{ON}\ (T-T_{ON})\ E_O}{2LC}$$

电感 L 的电流变化部分 ΔI_L 为：

$$\Delta I_L=\frac{(E_{IN}-E_O)\ T_{ON}}{L}$$

自激式时变化范围达 0～ΔI_L。

由于开关元件的外加电压不会超过输入电压，且电流大致是跟输出电流相等的峰值电流，所以该电路不适宜大电流，但由于电路简单且效率高，所以多被用于多输出电源的动作调节器。

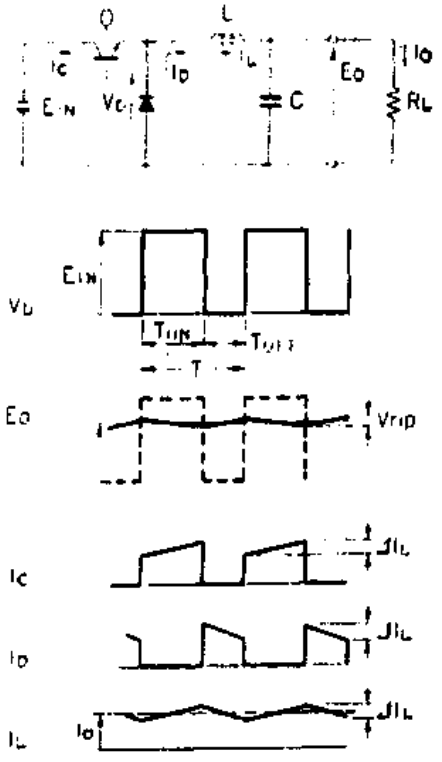


图 2-4 降压式斩波电路和各部分波形

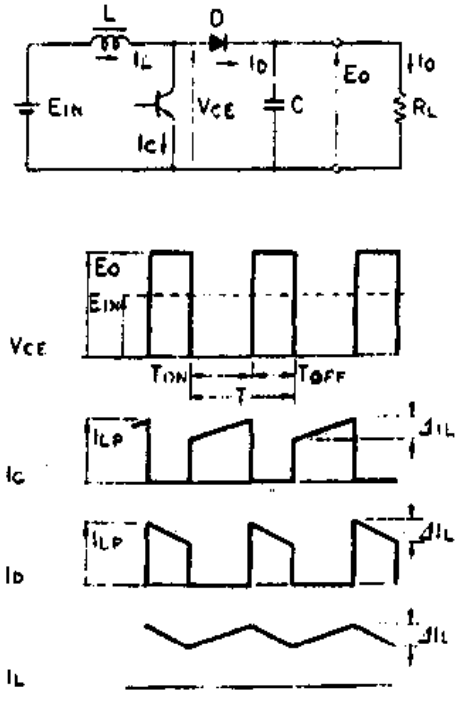


图 2-5 升压式斩波电路和各部分波形

（2）升压式斩波电路式(Boost 式)

基本电路和各部分波形如图 2-5 所示。当开关元件 Q 为 ON 时，即把能量 $W=LI_{LP}^2/2$ 储存到电感 L 里，在开关元件 Q 为 OFF 时，则通过二极管供给输出。输出电压 E_O 不能低于输入电压 E_{IN}。同降压式斩波器一样，也是

$$\frac{E_O}{E_{IN}}=\frac{1}{1-D}$$

$$\Delta I_L=\frac{E_{IN}T_{ON}}{L}$$

输出电流和纹波电压可分别由下式表示：

$$I_O=\frac{T_{OFF}}{T}\cdot\frac{E_O-E_{IN}}{2L}$$

$$V_{rip}=\frac{T_{ON}E_O}{CR_L}$$

其它特点同降压式斩波器一样，不过升压式尤其易于大范围控制并能使输入电流连续。从这些特点看，也可用于改善功率因数和用作变换器的动作调节器。

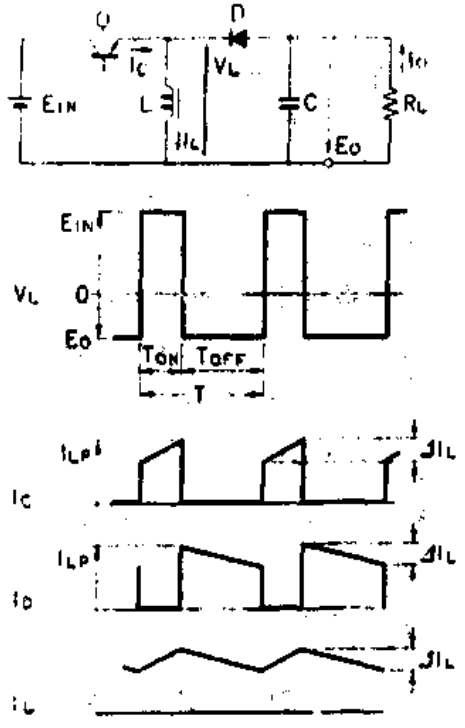


图 2-6 反转式斩波电路及其各部分波形

（3）反转式斩波电路（Buck・Boost 式）

反转式斩波器属于一种输入电压和输出电压的极性反转的形式，其基本电路和各部波形如图 2-6 所示。该电路的基本原理跟升压式的一样，也是当 Q 为 ON 时把能量储存到电感 L 里，

$$W=\frac{LI_{LP}^2}{2}=\frac{E_O^2T_{ON}^2}{2LT}$$

而在 OFF 时作为输出供给。输出电压 E_O 和输入电压 E_{IN}的关系是：

$$\frac{E_O}{E_{IN}}=\frac{D}{1-D}$$

电压极性发生了反转，电压从比输入电压 E_{IN} 小的到比 E_{IN}大的，均可通过占空比进行大范围的控制。

输入电流 I_C 和输出电流 I_O 虽说都是断续式，但却跟升压式一样，也是

$$\Delta I_L=\frac{E_{IN}T_{ON}}{L}$$

$$I_O=\frac{T_{OFF}}{T}\cdot\frac{E_O}{2L}$$

所以 I_{LP}大，且平滑电容器的纹波电流值也大。

表 2-2 和图 2-7 是对各断续方式的比较，都是在电感 L 很大、电流连续状态下的一种比较。

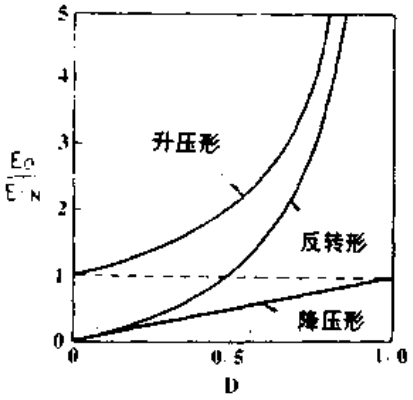


图 2-7　各种斩波方式的输出/入比

表 2-2　各种断续方式的比较

断续方式	主开关元件的外加电压（V_{CE}）	主开关元件的峰值电流（I_C）	输出电压（E_O）	概略适合容量（I_O）
降压式	E_{IN}	$I_O+\frac{(E_{IN}-E_O)\,T_{ON}}{2L}$	DE_{IN}	10A 以下
升压式	E_O	$I_O\cdot\frac{T}{T_{OFF}}+\frac{E_{IN}T_{ON}}{2L}$	$\frac{1}{1-D}\cdot E_{IN}$	数 A 以下
反转式	$E_{IN}+E_O$	$I_O\cdot\frac{T}{T_{OFF}}+\frac{E_{IN}T_{ON}}{2L}$	$\frac{1}{1-D}\cdot E_{IN}$	数 A 以下

（4）冲击线圈式（RCC 式）电路

图 2-8 所示是带扼流圈的激振变换器的基本电路和波形。

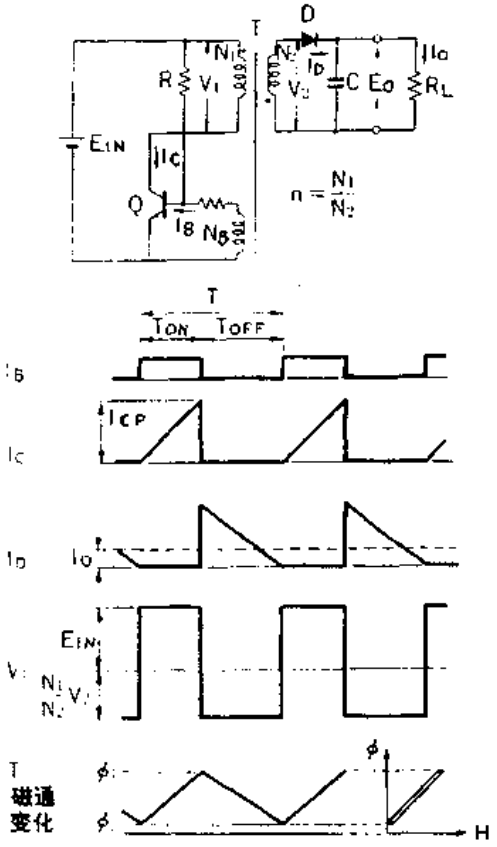


图 2-8　带扼流圈的激振变换电路（RCC）和各部分波形

晶体管 Q 接通时，由变压器 T 的一次电压 L_{N1} 和输入电压决定的电流是：

$$I_C=\frac{E_{IN}T_{ON}}{L_{N1}}$$

通过该电流储存的能量是

$$W=\frac{E_{IN}{}^2T_{ON}{}^2}{2L_{N1}}$$

断开时，该能量 W 即作为 I_D 通过二次线圈被供给负载。当 I_D 为零时，Q 会再次接通，就是说其基本原理是在反转式斩波电路的电感 L 处设置了具有 L_{N1} 的变压器 T。现设一次和二次的线圈数分别为 N_1 和 N_2，则

$$\frac{E_O}{E_{IN}}=\frac{I_C}{I_D}\cdot\frac{T_{ON}}{T_{OFF}}=\frac{N_2}{N_1}\cdot\frac{T_{ON}}{T_{OFF}}$$

按周期 T（频率 $f=1/T$）工作的变换器其输出 P_O 则为：

$$P_O=E_OI_O\fallingdotseq\frac{E_{IN}{}^2T_{ON}{}^2}{2LT}$$

Q 为 OFF 时，N_1 上的回扫电压 V_f 即为：

$$V_f=\frac{N_1}{N_2}\cdot V_2\fallingdotseq\frac{N_1}{N_2}\cdot E_O$$

该方式零部件少，是绝缘型变换器中最简单的一种。但同输出容量相比，其开关电流的峰值大，变压器的外加电压只是单向，因而利用率差，只限于 100W 以下的小容量输出。

该电路的控制特点是占空比与输入电压 E_{IN} 成正比减小（频率增大），不受负载影响（占空比不变，但频率与输出电流成正比下降），而且容易进行大范围控制。

（5）回扫式电路

回扫式与RCC自激式原理不同，该他激回扫式变换电路如图2-9所示，轻负载时电流呈不连续状态，重负载时呈连续状态。

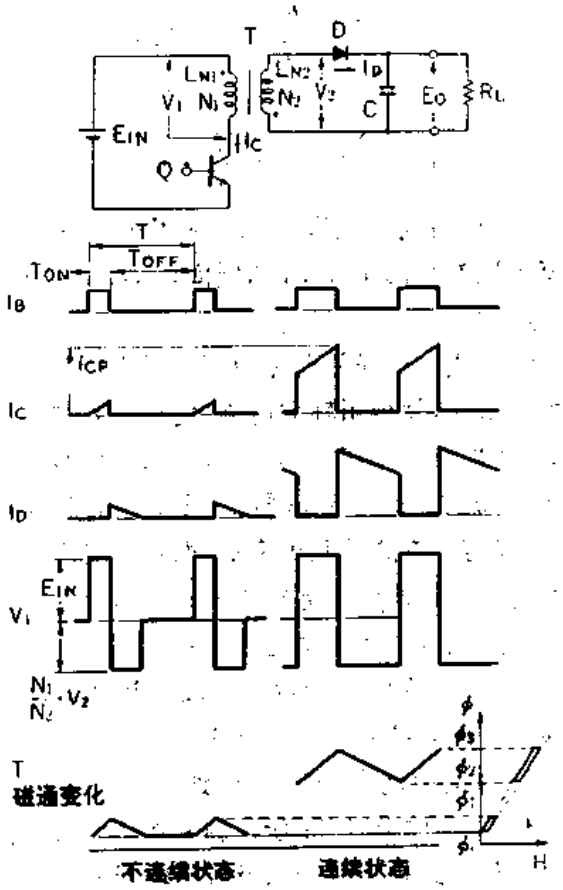


图2-9 回扫式变换电路和各部分的波形

不连续状态是一种变压器 T 的储能释放完的状态，连续状态则是一种在变压器储能没有完全释放时就接着进行供给的一种方式。其条件是当 $L_{N2}\geqq E_O\frac{T_{OFF}^2}{2I_OT}$ 时，为不连续状态，输出电压 E_O 和主开关元件的峰值（I_{CP}）分别为：

$$E_O=\frac{N_2}{N_1}\cdot\frac{T_{ON}}{T_{OFF}}\cdot E_{IN}$$

$$I_{CP}=\frac{E_{IN}T_{ON}}{L_{N1}}$$

而连续状态的条件是

$$L_{N2}<E_OT_{OFF}^2/2I_OT$$

分别用下式表示 E_O 和 I_{CP}

$$E_O=\left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2\cdot\frac{E_{IN}^2T_{ON}^2}{2L_{N2}I_OT}$$

$$I_{CP}=\frac{P_O}{E_{IN}}\cdot\frac{2T}{T_{ON}}$$

连续状态下，主开关元件和变压器的利用率都会提高，同RCC式一样，电流在一次线圈和二次线圈都会发生断续，且输出电容器的纹波电流大，实用输出范围可达数百瓦。由于连续型和不连续型的控制特点不同，所以设法使系统稳定就显得很重要。

（6）正向式电路

该方式变换器的电路比较简单，不仅是中容量输出，而且从小容量到大容量输出都是应用最多的方式之一。原理跟降压式一样，输入和输出都由变压器隔绝。图2-10所示是其基本线路和波形。这是一种当开关元件 Q 接通时向二次线圈供能的方式，在向变压器 T 的一次线圈 N_1 外加输入电压的同时，由二次线圈 N_2 感应的电压即由二极管加以整流，并在 Q 断开时，利用电感 L 的储能通过二极管 D_2 再由输出滤波器 LC 加以平滑供给负载。Q 接通时，二次线圈 N_2 的感应电压和输出电压为

$$E_O=V_2\cdot\frac{T_{ON}}{T}=\frac{N_2}{N_1}\cdot V_1\cdot\frac{T_{ON}}{T}$$

而且因 Q 接通时的 V_1 等于 E_{IN}，所以

$$\frac{E_O}{E_{IN}}=\frac{N_2}{N_1}\cdot\frac{T_{ON}}{T}$$

对于电流，等安匝法则也在 N_1 和 N_2 线圈间成立，并形成以下关系

$$I_C=\frac{N_2}{N_1}\cdot I_{D1}$$

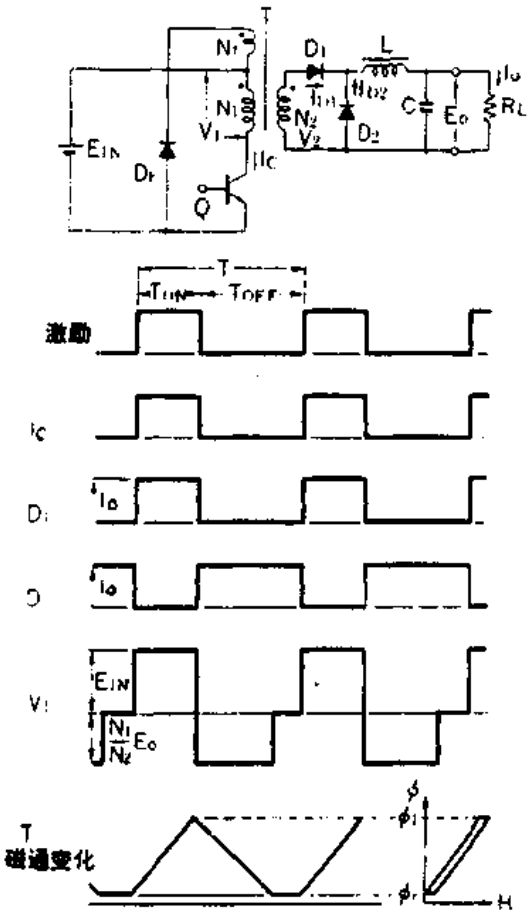


图 2-10　正向式变换电路和各部分波形

此外，如果电感 L 值足够大，则因 Q 接通和断开时的电流增减量为：

$$\Delta I_L=\frac{(V_2-E_O)\ T_{ON}}{L}\fallingdotseq 0$$

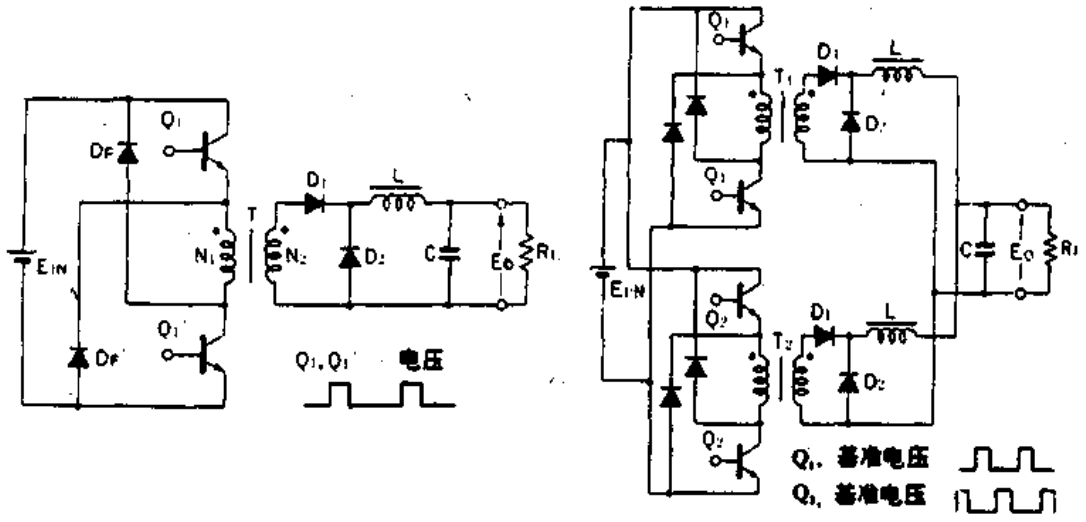
所以

$$I_{CP}=\frac{N_2}{N_1}\cdot I_{D1}=\frac{N_2}{N_1}\cdot I_O$$

也就是说，流向二极管 D_1、D_2 和开关元件 Q 的电流不比按输出电流 I_O 和线圈比 N_2/N_1 变换的电流大。

该方式由于开关元件 Q 没有断路元件，要改用自激式，就得用辅助电路（饱和式驱动变压器等）增加断路功能，所以一般都采用他激式而不用自激式。由于变压器 T 只能外加单向电压，所以这种方式的利用率低，而且其输出滤波器也比后面将谈到的电桥式大；又由于这种方式的开关电流（OFF 时电流 I_{CP}）比回扫式小，且容易适应高频化，所以它已成为数百 kHz 的变换器中最有希望的一种方式。

作为适应输入电压和达到更大输出的例子，还有一种如图 2-11 所示的变形正向式变换器。这种方式是将两个二极管串联或将两组变换器并联使用（有时也分别单个使用 D_2 和 L）并对 ON、OFF 进行交替使用。



(a) 变形单管正向式电路　　(b) 变形正向式大输出电路

图 2-11　正向式多管连接电路

前面已经谈到，无论是回扫式还是正向式，其变压器外加电压都是单向的，所以利用

率较低。在开关元件 Q 断开期间，磁通一不复位，磁芯就会很快超过最大磁通密度而导致磁饱和，变得跟空心线圈一样，会因电流过大而造成元件损坏等事故。

因而作为复位条件，Q 断开时发生的电压 V_f 和发生时间 T_f 的关系应是：

$$E_{IN}T_{ON}=V_fT_f$$

必需满足条件 $T_f \leqslant T_{OFF}$，且在开关元件和整流二极管的耐压方面要选择在 ON 时，最大为 $T/2$（$D=0.5$）。

表 2-3 是对各绝缘式单管变换器的比较。

表 2-3 绝缘式单管变换电路的比较

方式	主开关元件 外加电压（V_{CE}）	主开关元件 峰值电流（I_C）	输出电压 （E_O）	概略适合容量 （P_O）
冲击线圈式	$E_{IN}+\frac{N_1}{N_2}E_O$	$\frac{P_O}{E_{IN}}\cdot\frac{2T}{T_{ON}}$	$\frac{N_2}{N_1}\cdot E_{IN}\cdot\frac{T_{ON}}{T_{OFF}}$	100W 以下
回扫式	同上	$\frac{P_O}{E_{IN}}\cdot\frac{2T}{T_{ON}(1+k)}$	同上	数百 W 以下
正向式	同上	$\frac{P_O}{E_{IN}}\cdot\frac{T}{T_{ON}}$	$\frac{N_2}{N_1}\cdot E_{IN}\cdot\frac{T_{ON}}{T}$	数 W～数千 W

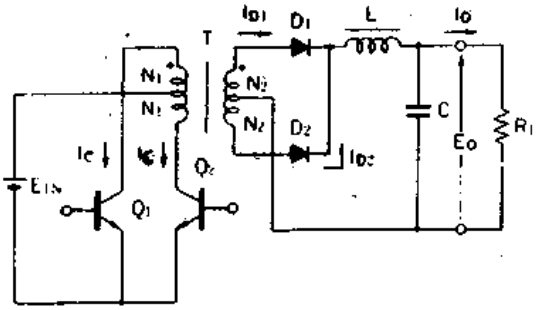


图 2-12 推挽式变换电路

（7）推挽式电路

这是一种中容量至大容量用的方式，其基本电路和各部分波形分别示于图 2-12 和图 2-13。工作时使开关元件 Q_1 和 Q_2 交替闭合，当其中 Q_1 或 Q_2 一方处于 OFF 状态时，则由电感 L 通过二极管 D_1、D_2 向负载供电。

在原理上，跟降压式斩波器上安装输入输出隔离用变压器的方式相同，但与正向式不同的地方则是正向式为单管，而推挽式为双管，用中心引线连接，以推挽动作在交流部位进行交流，且二次线圈的整流也是两相半波整流（从一次线圈方面看同全波整流），所以说推挽式是两电路交替工作式，可处理两倍的功率。

同正向式一样

$$\frac{E_O}{E_{IN}}=\frac{N_2}{N_1}\cdot\frac{T_{ON}}{T}$$

$$I_C=\frac{N_2}{N_1}\cdot I_D$$

同时还存在以下关系

$$I_{CP}=\frac{N_2}{N_1}\cdot I_O$$

因 T_{ON} 在周期 T 中发生两次，所以二次线圈 N_2 的圈数以正向式的 1/2 为宜。

为使开关元件交替开关，电路也就变得较复杂，且一次线圈 N_1 和二次线圈 N_2 各自都要有两个线圈。不过，由于变压器外加有正负电压，提高了利用率，且其输出滤波器采用全波整流式，因而可实现小型化。

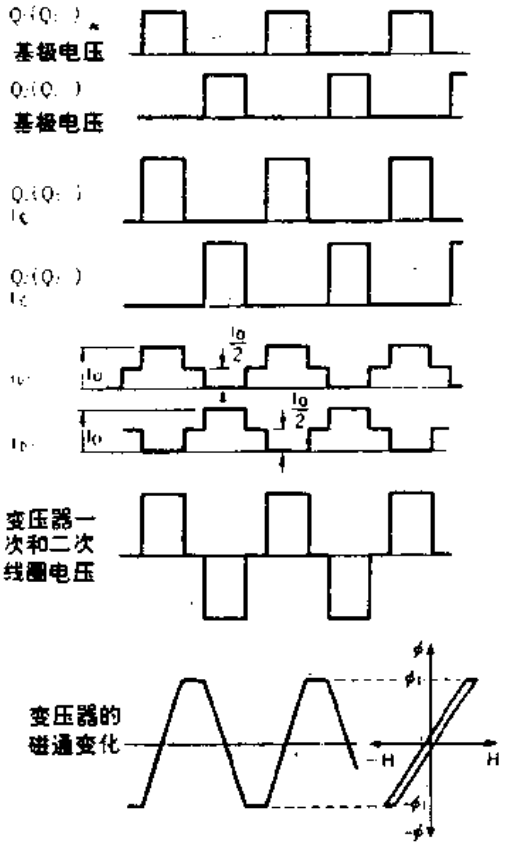


图 2-13　推挽式和电桥式变换器电路各部分的波形

但是该方式还存在偏激磁现象和共态导通的问题。偏激磁现象是由于 Q_1、Q_2 的基区存储时间、开关时间或驱动脉冲时间的差异而导致变压器外加电压的正负时间不同，并经一定周期的积分效应所造成的一种磁通单侧激磁饱和的现象，易引起事故，要采取预防措施。

共态导通现象取决于晶体管的存储时间等，必须通过控制电路设置 OFF 时间，以绝对避免发生 Q_1、Q_2 同时处于 ON 的状态。

在这一点上，应采用更大输出以适应更高频化。但实际上这是一个复杂而困难的问题，且变换频率也几乎都在 100kHz 以下。

（8）半桥式电路

该方式的基本电路如图 2-14 所示。工作原理同推挽式，开关元件的 ON、OFF 时间关系和二次线圈上的电压和电流波形都相同（参看图 2-13）。

半桥式与推挽式不同的是使用由电容器 C_1 和 C_2 将输入电压加以分割。当 Q_1 接通时，电流从 Q_1 经 T 流入 C_1、C_2。当 Q_2 接通时，电流从 C_1、C_2 经 T 向 Q_2 流出，这样就得对 T 的一次线圈 N_{1H} 外加正负电压，因而一次线圈 N_{1H} 的圈数为推挽式的 1/2。

$$N_{1H}=\frac{1}{2}N_1 \qquad \frac{E_O}{E_{IN}}=\frac{N_2}{N_{1H}}\cdot\frac{T_{ON}}{T}=\frac{1}{2}\cdot\frac{N_2}{N_1}\cdot\frac{T_{ON}}{T}$$

$$I_C=\frac{N_2}{N_{1H}}\cdot I_D=2\frac{N_2}{N_1}\cdot I_D$$

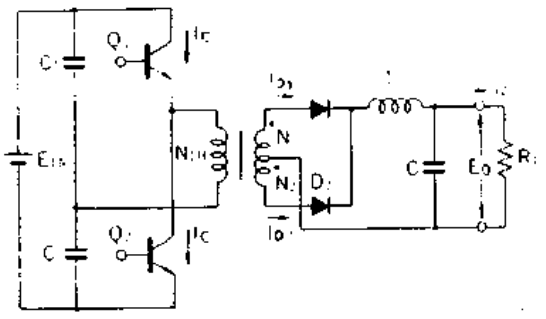


图 2-14　半桥式变换器电路

与偏激磁现象相反，该方式即使正负 ON 的时间稍有差异，电流也会通过电容器 C_1、C_2 流动，所以 C_1、C_2 电压会发生变化（ON 时间长的，呈低压），使交替外加在变压器上的电压时间积趋于相同，因而不会发生饱和现象。

（9）全桥式

全桥式以前被用作大功率处理用电源。如图 2-15 所示，将 4 个开关元件构成电桥，使（Q_1、Q'_1）和（Q_2、Q'_2）交替闭合，对变压器的一次线圈 N_1 外加交流。其基本原理同推挽式（工作波形参看图 2-13）。

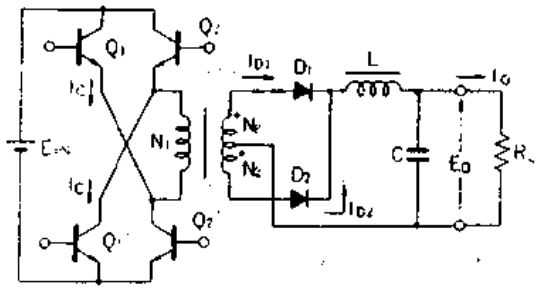


图 2-15 全桥式变换电路

外加在变压器一次线圈 N_1 上的电压为输入电压 E_{IN}，其输出电压和输入电压及开关元件的电流完全同推挽式，即

$$\frac{E_O}{E_{IN}}=\frac{N_2}{N_1}\cdot\frac{T_{ON}}{T},\quad I_C=\frac{N_2}{N_1}\cdot I_D$$

与推挽式明显不同的是其变压器的一次线圈为一个线圈，外加在开关元件上的电压是输入电压 E_{IN}，仅为推挽式的 1/2。由于采用 4 个开关元件，所以包括驱动电路在内的零部件也就很多很复杂。防偏激磁现象和共态导通问题及其他特点都同推挽式。

表 2-4 是各他激型多管式变换电路的比较，为供给同一输出，推挽式开关元件所需的耐压是全桥式的两倍。半桥式所需电流容量虽是全桥式的两倍，但其所需开关元件仅是全桥式的一半。

表 2-4 他激型多管式变换电路的比较

方式	主开关元件外加电压 (V_{CE})	主开关元件峰值电流 (I_C)	输出电压 (E_O)	概略适合容量 (P_O)
推挽式	$2E_{IN}$	$\frac{P_O}{E_{IN}}(1+\frac{T_{OFF}}{T_{ON}})$	$\frac{N_2}{N_1}\cdot\frac{T_{ON}}{T}\cdot E_{IN}$	数 10W～数 kW
半桥式	E_{IN}	$2\frac{P_O}{E_{IN}}(1+\frac{T_{OFF}}{T_{ON}})$	$\frac{1}{2}\cdot\frac{N_2}{N_1}\cdot\frac{T_{ON}}{T}\cdot E_{IN}$	同上
全桥式	E_{IN}	$\frac{P_O}{E_{IN}}(1+\frac{T_{OFF}}{T_{ON}})$	$\frac{N_2}{N_1}\cdot\frac{T_{ON}}{T}\cdot E_{IN}$	数 100W～数 kW

(10) 洛埃耶式电路

图 2-16 是洛埃耶式电路和波形。因以 100%占空比振荡，所以没有电压控制功能。由于占空比 100%，所以也不必特设滤波器用电感 L。

起动时，晶体管靠启动电阻 R_1 提供的基极电流接通，并利用变压器 T 的饱和作用切断，因此，磁芯要求 B-H 曲线呈角形，其关系如下：

$$\frac{E_O}{E_{IN}}=\frac{N_2}{N_1},\quad I_C=\frac{N_2}{N_1}\cdot I_D$$

洛埃耶式的特点是：(a) 可以用简单的电路隔开输入和输出。(b) 无控制功能和超负载保护。(c) 由于磁芯要使用到磁饱和，这样，不仅磁芯的损耗大，且由于开关元件断开前，I_C 会形成大的峰值电流，所以元件损耗也大。目前由于存在该 (c) 项缺点，所以只限于小输出容量 (数 10W)。

(11) 井森式电路

这是一种克服上述洛埃耶式电路 (c) 项缺点的改进型 (图 2-17)。作为振荡变压器所采用的驱动用变压器 T_2 使用了具有 B-H 曲线方形特点的磁芯。因此，功率转换用变压器 T_1 跟洛埃耶式不同，在一般线性领域工作且达到饱和后使用的驱动用变压器 T_2 只传输基极驱动电流，既不会增大磁芯损耗，也不会增加 I_{CP}，因此，损耗也减少了，输出范围可达

数百瓦。

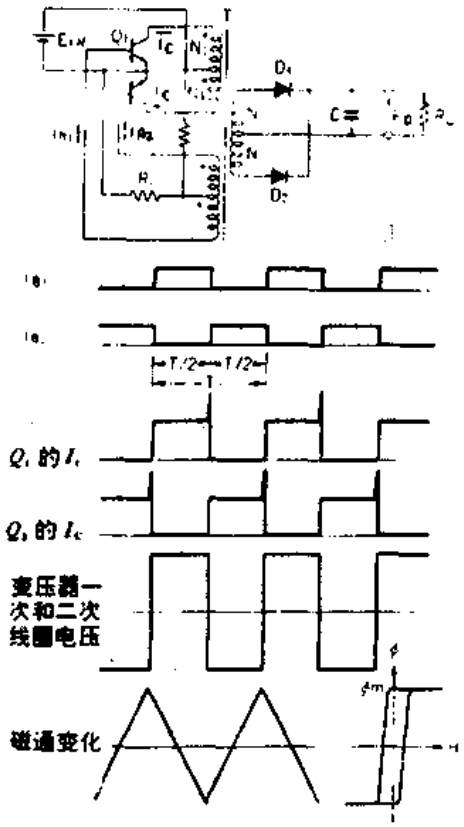


图 2-16　洛埃耶式电路和各部分波形

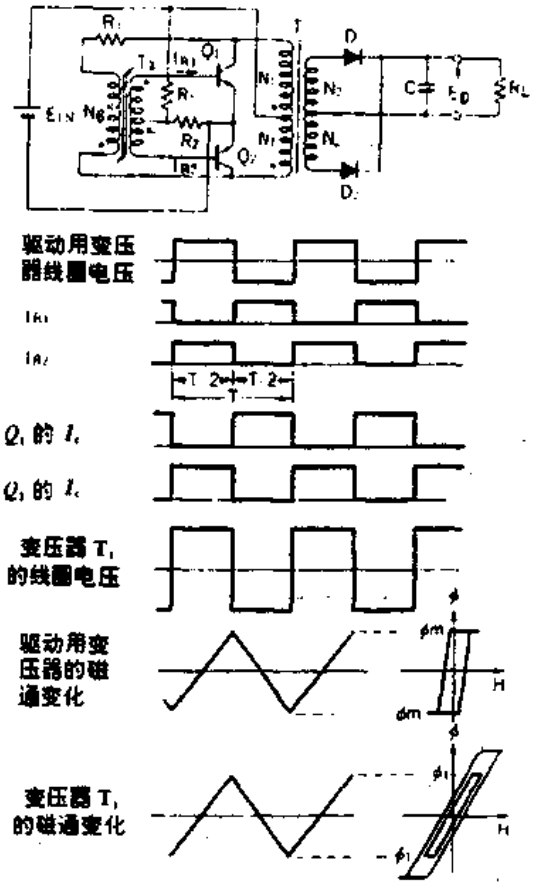


图 2-17　井森式电路和各部分波形

二、开关电源通用技术条件

根据电子设备用电源要轻、薄、小型和节能的要求，开关方式已被各类电子设备广泛采用。虽说不同的电子设备对电源的要求千差万别，但表述其要求的规格说明书对产品内容的说明却必须详细而简明。

电源规格说明书记载的基本项目可概略如图 2-18。

开关电源规格说明书的基本项目
- 适用事项（电源名称、适用标准等）
- 电气条件（输入、输出条件、附属功能等）
- 机械条件（外形、安装、冷却等）
- 环境条件（温度、湿度、振荡、冲击等）
- 其他条件（噪声标准、显示、可靠性等）

图 2-18　开关电源规格说明书的记载事项

规格说明书所规定的项目仅限于设备要求的最低限度的必要事项，基本上是低成本、小型化和轻量化方面的问题。现谈谈电源规格说明书的有关事项及其内容。

1. 适用

(1) 使用设备和电源名称

确定规格时，首先要确定使用电源装置的设备及电源的名称。

(2) 适用规格和标准

有了共同适用的规格说明书，还要确定并标出选用顺序。而且在安全性方面，在向国外出口时，为符合各国的安全标准，也要明确标出应遵守的各国安全标准。

有关开关电源主要安全标准有以下几个：

日本：电气用品取缔法

美国：UL1012、UL478

加拿大：CSA 标准、C22.2 No220，Electrical Bulletin Mo1402

欧洲：国际安全推荐标准，IEC65、IEC380、IEC435、IEC950

适用标准虽因产品而异，但都要以防触电和火灾为目的考虑绝缘材料，绝缘距离和认定部件等。一般按输入电压的不同和成本等因素分出口日本、美国及加拿大产品和出口欧洲的产品两类。

对 EMI 也要制订出适用标准。这种标准随设备使用地等因素而异。

有关开关电源的标准有以下几个：

日本：VCCI，1 级、2 级

美国：FCC、P15J，A、B 级

西德：VDE0871，A、B 级

国际标准：CISPR Pub11，Pub22

2. 电气规格

(1) 输入特性的规格

①相数

一般都是采用单相 2 线式和三相 3 线式，也有采用单相 3 线式或三相 4 线式的。该供电方式除供给电源的相数外，还要标明包括后面将谈到的漏电流规格在内的输入线的使用条件，例如使用三相 2 线或三相 4 线中的 1 线和中性线及供电系统的接地条件等。

②额定输入电压和电压变动范围

日本配电电压有 AC100V 和 AC200V，美国是 AC120V，欧洲是 AC220V～240V。不同的地区和国家有差异，变动范围一般是±10%。但考虑配线路线和各国不同的电源情况，其变动范围多为－15%～＋10%。

开关电源几乎都以电容输入平滑方式作输入方式，所以会出现由高谐波失真引起的电压波动的问题，不过一般可用正弦波保证上述范围，输入电压失真大时要标明。

日本出口设备的输入电压多采用 AC85V～132V（向 AC100V～120V 地区出口）和 AC170V～264V（向 AC200V～240V 地区出口）两种，以适用于世界各国。

其他采用三相输入时，虽存在相电压不平衡的问题，但均在输入电压可变范围内。

③频率

工业用额定频率有 50Hz 和 60Hz。开关电源对频率变动范围等特性影响不大，多为 48Hz～63Hz。作为特殊标准，也有船舶等用的是 400Hz。但还要注意因增加输入滤波器的电容电流和输入整流二极管的损耗会使效率下降以及 EMI 指标等问题，以避免共用。

④输入电流

开关电源输入电流的最大值发生于输入电压的下限和输出电压电流的上限，因此，要标明该条件下的有效输入电流。额定输入电流是指输入电压和输出电压电流在额定条件时的电流。

开关电源的输入平滑方式是一种电容输入方式，其峰值电流较大，因此要根据需要，考虑电流峰值因数和功率标定输入电流值。三相输入时，各相电流会发生失衡现象，应取其平均值。

⑤输入下陷和瞬时停电

这是一种输入电压瞬时下降或瞬断的状态，要用额定输出电压和电流加以限定，输入是额定输入电压的条件。工作中的电源跟全输出电路都能保持在额定电压精度内的范围里时表明瞬时输入电压能够下降的下限的输入电压和时间，瞬时停电有 0.5Hz（10ms）和 1Hz（20ms），在应用上如确定瞬时停电，则输入下陷多不会发生问题。此外，输出保持时间在输入的下限更少，不过以 100%输出使用的情况不多，所以在应用上即使按额定输入条件也不会发生什么问题。

按最低输入电压和峰值电流加以规范时要标明条件。

⑥冲击电流

冲击电流系指输入电压按规定时间间隔接通或断开时，输入电流达到稳定状态前所通过的最大瞬时电流（0～峰值），即（0～P）。开关电源输入接通和输出电压上升时两种情况，它受输入开关等容量的限制，一般是 20A 到 30A 峰值电流。

图 2-19 是日本电子机械工业会的标准值示例。

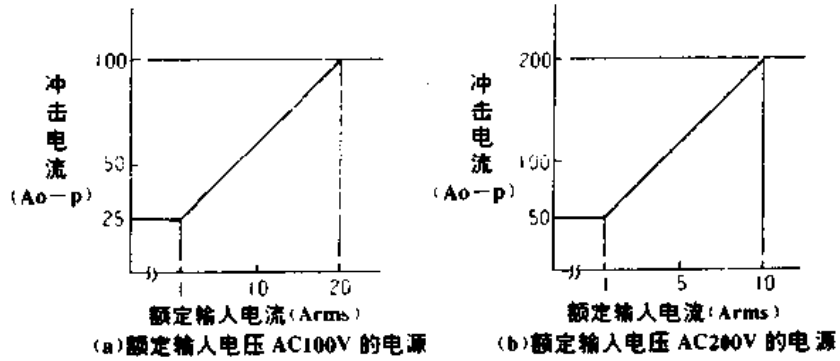


图 2-19　冲击电流标准值

在输入下陷或瞬断时，要注意防冲击功能一般是不起作用的。此外热敏电阻等只有在冷启动时才能防止冲击电流，在每数十秒的接通和断开时间中，由于防冲击功能不起作用，因而也要确定接通和断开的交变时间。

⑦漏电流

漏电流是流经输入侧地线的电流，在开关电源中主要是通过静噪滤波器的旁路电容器泄漏电流。

漏电流规范是为防止触电危险而根据 IEC 等各国安全标准和设备类别制定的，但也考虑到在设备中的使用，一般多规定为 0.5mA～1mA。不执行各国安全标准时，需确定测定条件（因高频部分也有电流通过）。

⑧效率

系指输入输出额定的输出功率除以输入有效功率所得的数值。虽说因输出电压、电流和功率因数及开关方式而异，但一般在65%～75%左右，其变化也受输入和输出的可变条件影响，故也要注意设备的散热等情况，一般按输入电流确定。

(2) 输出特性的规格

①额定输出电压

该额定输出电压系指出现于输出端子间的直流电压的标称值。对这种标称值要确定精度和纹波等。

②额定输出电流

是一种可由输出端子供给负载的电流，取其最大平均值。

对于不同设备，在多输出中，有的如某一输出增加，其他输出就会减少，使总的输出不会发生多大变化，有的二次线圈输出总和与一次线圈的容量不符，对此都要详细标明。

③稳压精度

也叫输出电压精度或电压可变率，是在出现改变输出电压的因素时，输出电压的变动量或变动量除以额定输出电压的值。综合表述以下。

●静态输入变动

系指在指定范围内使输入电压发生缓慢变化时的一种输出电压的变动，此时，其他条件按额定确定。

●静态负载变动

系指其他条件额定，使输出电流在指定范围内发生缓慢变化时的一种输出电压的变化。

●环境温度变动

是输出电压在指定温度范围内的一种变动，其他为额定条件。

●初始偏差

指输入输出按额定条件外加输入电压后到指定前的输出变动，一般多为从一接通至30分钟后的值。

●时效偏差

是指输入输出在额定条件下从外加输入后的指定时间到下一个指定时间的输出电压的变动，也叫长时偏差，指定时间通常多为从外加输入后30分钟至8小时。

●动态输入变动

是按指定变化幅度使输入电压发生骤变时的一种输出电压的变化，开关电源的输出变动不大，其变动幅度一般确定为输入电压的上限和额定输入电压的下限。

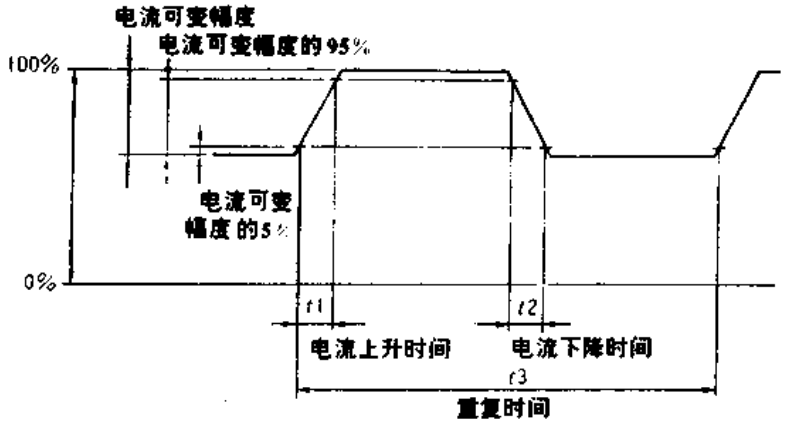
●动态负载变动

是输出电压按指定变化幅度使输出电流发生骤变时的一种变动。除指定脉冲负载等以外，还要指定出如图2-20所示的输出电流的上升和下降值。一般为额定输出电流的20%和50%，但也有根据负载指定为10%以下的。复位时间一般按图2-21所示标准确定。

●纹波噪声

关于纹波噪声可参看后述的⑥项。有的根据不同电源只确定纹波部分的精度而对噪声另行规定，但都要加减峰-峰值（peak to peak）的1/2。

通常制定规范时，在装配方面由于设计上留有余地，容易确定，稳定输出时为±3%和±5%，非稳定输出时为±10%和±15%。



（t1、t2一般为100μs）

图 2-20　动态负载变动标准

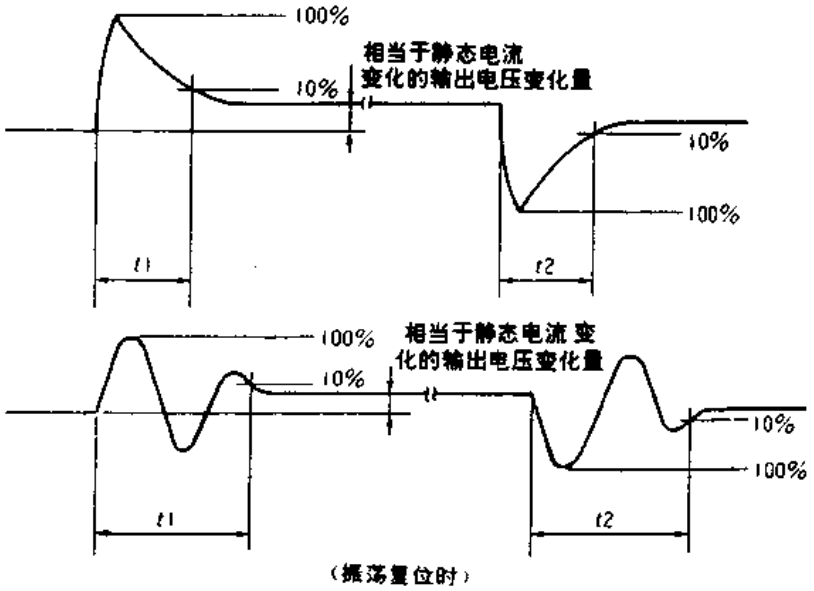


图 2-21　动态变动中输出电压复位时间标准

④输出电压可变范围

是指在保证稳压精度的条件下可从外部调节输出电压的范围，一般为±5%和 10%左右。条件是在输入的下限和输出的最大值及输入的上限和输出的最小值。但也有采用为实行边缘校验所规定的数值作额定输入条件的。在多输出电源等情况下，要标明输出电压可按与控制非稳定输出的输出大致相同的比率发生变化。

⑤输出电流变动范围

如按设备结构等确定负载电流，要尽可能详细地标出有关变化小的和电感负载等冲击电流大的脉冲负载等电流的变动范围指标。如图 2-21 所示，既要说明输出电流波形，也要标明峰值和时间的关系。平均输出电流小而峰值输出大的，有时会发生输出电流骤变时，使保护电路在设定条件下也想像不到的激励现象。开关电源的复位时间因变换频率和电流变动幅度等而异，但按图 2-22 所示的方法，规定为 0.2ms～0.5ms 左右。

此外，作为输出条件，一定要标明所接负载电容器的容量。

⑥纹波噪声

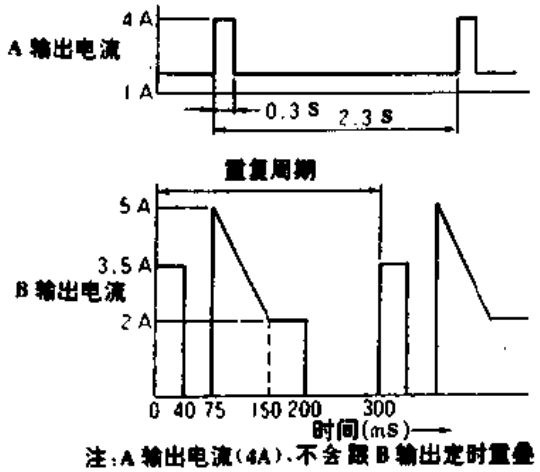


图 2-22 脉冲输出电流波形

如图 2-23 所示，纹波是出现在输出端子间的一种与输入频率和开关转换频率同步的成分，用峰-峰（peak to peak）值表示，一般在输出电压的 0.5%以下。

噪声是出现在输出端子间的纹波以外的一种高频噪声成分。同纹波一样，也是用峰-峰值表示，通常是输出电压的 1%左右。不过其中也包括不能明显跟纹波区分的部分，理论上是纹波和噪声的合成值，这种多按纹波噪声处理，约为输出电压的 2%以下。实际上噪声在电容器与负载连接的情况下，这部分的值会大幅度衰减，若按电源输出规定指标要求得太小，也会提高成本。

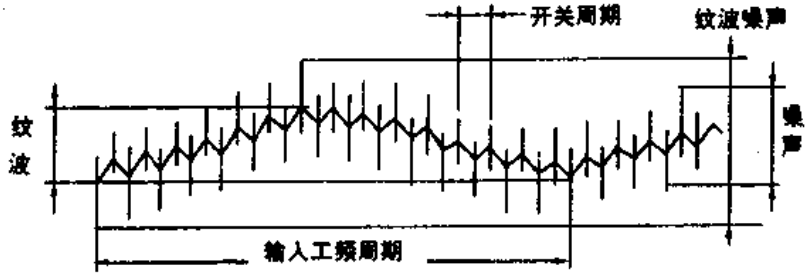


图 2-23 开关电源的纹波噪声标准

有的设备对噪声电压上升下降的时间比（dv/dt）有时要求比噪声的绝对值还严格，这时要另行规定。

不仅输出端子间，而且输出端子的帧衬片间也都应有噪声指标。但通常由于输出一方连接在信号地线上，故不加规定。即使规定，也只能在 1V 左右。然而，这时由于输出端子和帧衬片间连接有数千至数万皮法的电容器，所以连接负载的线路陷波器很大，这时要注意会因脉冲负载和合用线的不同用法而发生激励。

（3）附属功能

①过流保护

是一种电源负载保护功能，以避免发生包括输出端子上的短路在内的过负载输出电流对电源和负载的损坏。如图 2-24 所示，有各种保护特性。一般恒流下降多为开关补偿特性。过流给定值一般是额定电流的 110%～130%，但如在电源和负载不受损坏的范围内，则多不加以特别规定，而只规定短路保护项，复位一般为自动复位型。

②过压保护

是一种对输出端子间过大电压进行负载保护的功能。一般规定为输出电压的 130%～150%。输出电压的可变范围大时，要考虑加以规定，以不致发生上限以上的误动作等。

发生过压情况时，要停止开关的振荡或切断输出，复位的方法有：采用通过输入再接通或通过复位信号等。

③输出欠压保护

当输出电压在标准值以下时，检测输出电压下降或为保护负载及防止误动作而停止电

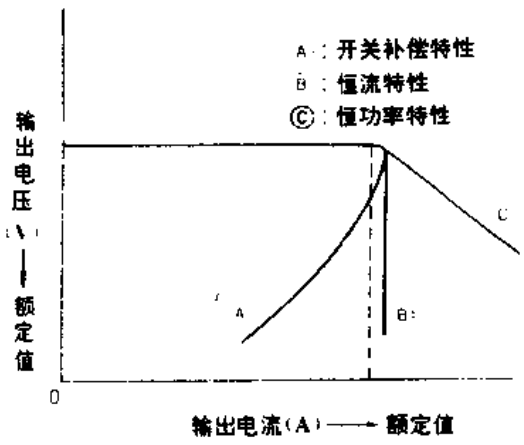


图 2-24　过电流保护特性

源工作并发出报警信号，多为输出电压的 80%～30%左右。保持时序的多输出电源的电路复杂，确定时要慎重考虑，避免产生误动作。

④过热保护

在电源内部发生异常或因使用方法不当而使电源温升超标时停止电源的工作并发出报警信号。

在冷却功能发生异常时，由风扇等进行强冷，使部件在最高使用温度以内工作。

⑤ON/OFF 遥控

从外部对输出进行 ON/OFF 控制时，要详细说明控制信号。使用继电器和开关进行控制时，也要标明机械性振动持续时间。

⑥序列

不仅要规定外输出电压的上升和下降，也要规定额定功率等各种信号。输出电压的上升和下降一般按图 2-25 所示内容规定，也要考虑包括停电在内等发生异常现象时的问题处理。序列复杂时，如图 2-26 所示，制成程序图表就容易理解，并可减少误差。时间上的规定要尽可能粗略一些，尤其对停电时的处理，确定输出维持时间少即可处理完的程序。一般停电时的指标按额定输入和额定输出确定。

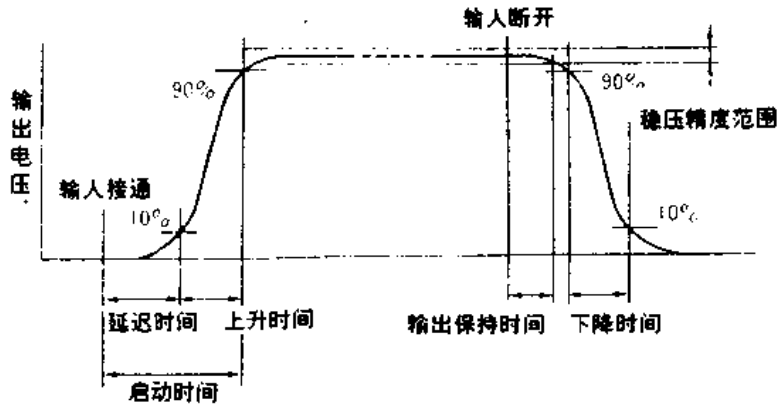


图 2-25　输出电压的上升下降标准

⑦遥感

该功能是对由输出端子到电压检测点的电压下降部分进行补偿，但除大容量电流或高精度输出以外不大使用。制定本功能标准时，作为电压下降部分的补偿，一般规定为额定电压的 5%，包括在输出电压可变范围内，要说明负载条件，以免发生失调等故障。

⑧接口

要确定输入、输出和信号用等端子。除端子形状，排列或连接器名称以外，还要清楚标明所用端子号。这时要使输入和输出及有关信号的端子尽可能分开。

（4）绝缘

①绝缘电阻

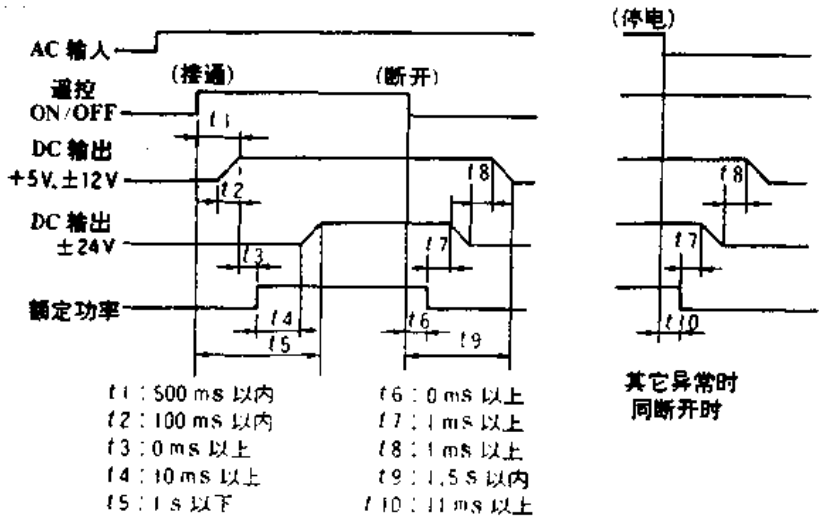


图 2-26　顺序图表确定例

绝缘电阻在输入端子和壳体间及输入端子和输出端子间一般用 500V 兆欧表测 50MΩ 以上电阻，在输出端子和壳体间用 100V 兆欧表测 10kΩ 以上电阻。

②绝缘耐压

绝缘耐压因输入电压各异。除按各种安全标准制定的以外，输出端子和壳体间及输入端子间 1 分钟为 AC1000V、1250V 或 1500V。输出端子和壳体间要另行加以特殊规定，其他一般不加规定。

3. 结构规格

作为结构条件要加以确认的项目有以下几个：

(1) 形状条件：如外包装机壳的有无等。

(2) 确定外形尺寸和尺寸公差。

(3) 安装条件：安装位置，安装孔，螺钉长度等。

(4) 壳体材料和表面处理（电镀、喷漆等）。

(5) 冷却条件：强制或自冷以及通风方向，风量和孔径尺寸。

(6) 铠装部分的温升。

(7) 接口位置和表示。

(8) 操作零部件（输出电压可变电位器、开关和指示灯等）的位置和指示文字的位置，

(9) 重量。

对相当于以上内容的事项，要按需要确定。

4. 环境条件

(1) 温度

使用温度范围虽因使用场所而异，但温度标准一般都规定在－5℃～50℃。保存温度（在非工作状态下不致因长期保存而影响性能的环境温度的容许范围）。一般为－25℃～75℃。此外在温度骤变处要根据设备所使用的温度规定温度梯度（用温度变化率℃/h 表示）。一般为 15℃/h。

(2) 湿度

同温度一样，湿度范围通常规定为20%～85%，保存湿度范围为18%～90%（但要不结露）。出现结露时，必需给出相应指示。通常规定常温、常湿的范围分别为15℃～35℃和25%～85%。

（3）高度

气压因设置高度而异，为不致因气压差异造成冷却效果下降等故障，要加以特殊规定（通常不加规定）。

（4）耐振动

多按JISC0911规定振动数为10Hz～55Hz，工作时为0.5G～1.0G，非工作时为2.5G～4G。

（5）耐冲击

多根据JISC0912，因产品而异，确定在10G～100G范围内，特别要考虑运输情况，按包装条件制定标准。

开关电源与其他方式的电源相比，虽说更小型化，但包括具有很大输出容量的器件多堆置在印刷线路板上，所以要将耐振动和耐冲击一项明确标出。

（6）其他环境条件

抗尘埃、防腐蚀、耐气候性或耐药性等都是要根据设备使用环境加以规定的项目，但除特殊设备外，一般不作规定，规定时要有明确的评价标准。

5. 其他条件

如对按上述适用标准所制定的规格有安全系数上的要求或带有其他条件，都要予以说明。

（1）噪声容限

①输入噪声

为使开关电源的工作保持正常状态，要根据额定输入条件，按由容许输入外加并叠加于工业用频率的脉冲状电压（0—peak）制定输入噪声指标，一般外加脉冲宽度为100～800μs、外加电压为1000V，最近也有把脉冲宽度定为数毫秒，把电压定为数百伏的。

②浪涌

有的表现为脉冲电压，这是以1分钟以上的间隔按规定次数外加具有如图2-27所示峰值的一种浪涌电压，以避免发生绝缘破坏、闪络、电弧等异常现象。通信设备等规定的数值是数千伏，一般多为1200V。

③静电噪声

系指在额定输入条件下，外加到电源框体的任意部分时，全输出电路都能保持正常工作状态的一种重复脉冲状的静电噪声。一般多保证在5～10kV以内，要注意静电噪声标准，也因静电噪声容量（电容器容量和直接阻抗）而异。

（2）噪声

按30Hz～18kHz的可听频率规定，这对开关电源的转换频率虽不成问题，但带风扇的电源要根据需要加以规定。A级多为40呋（phon）。

（3）标志

产品标志主要有以下几项：

①电源的产品名

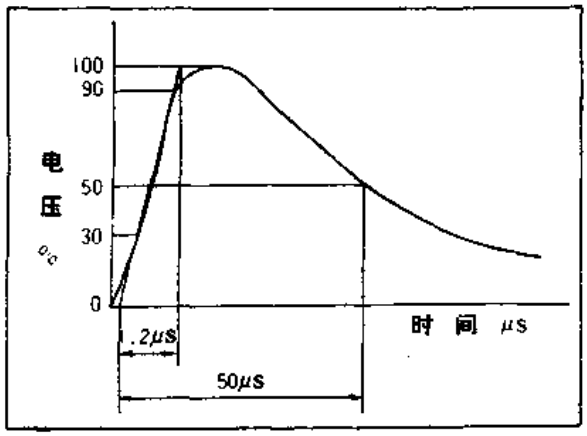


图 2-27 脉冲外加电压波形

端子名称	表示符号
输入端子	AC L、AC N、AC H、AC N、AC I、2
输出端子	+V、VN、COM、−V、VM　V 电压值大
接地端子	⏚、FG、G、GND
遥感 ON/OFF 端子	+RC、−RC、RC、+、CNT、−、TOG
输出电压调整用电位器	V.ADJ　V 有时也是电压值
过电压设定用电位器	O.V、OVP
过电压设定用电位器	O.C
遥感器端子	+S、+RS、−S、−RS
无接地端子	NC

图 2-28 一般端子和性能符号表示

②额定输入输出电压和电流

③厂商名和制造年月或其标号、批号。

其他功能的标志有端子部的名称、电压调整部位以及有关安全方面的注意事项等。端子部位的标志一般采用图 2-28 所示方式。

(4) 可靠性

表示可靠性的方式之一，一般是采用 MTBF（无故障工作时间），是以 MIL-HD-BK217 为基础加上各个条件按平均使用状态（平均使用温度等）所设定的一种可靠程度，零部件故障率也因各生产厂而异，通常要求 MTBF 达 10 万小时以上。

(5) 规格说明书的编制工作

设计电源时要研究的规格内容很多，所以要制作各种项目检验单，以避免指标不足或过大。

表 2-5 是一般规格说明书所载标准项目的格式。制订中如有加以说明的特殊规定时，要说明规定的条件。

缩略语

CSA：Canadian Standards Association

CISPR：International Special Committee on Radio Interference

EIAJ：Electronic Industries Association of Japan

EMI：Electromagnetic Interference

FCC：Federal Communication Commission

IEC：International Electrotechnical Commission

UL：Underwriters Laboratores Inc，

VDE：Verbandes Deutcher Electrotechnicer

VCCI：Voluntary Control Council For Interference by Data Processing Equipment and Electronic Office Machines

表 2-5　电源规格说明书样式示例

电源装置规格表									
	项　　目			规格、标准	备注		项　　目		规格、标准	备注
适用	适用机种					附属功能	保护功能	过流（A）		
	电源名称							过压（V）		
	适合标准	安全性						欠压（V）		
		EMI						过热（℃）		
	其　他						程　序			
输入条件	相　数						遥控　ON/OFF			
	电压	额定电压（V）					遥　感			
		电压变动范围（V）					其　他			
		电压失真系数（%）				环境条件	温度	工作时（℃）		
	频率电流	额定频率（Hz）						非工作时（℃）		
		频率变动范围（Hz）					湿度	工作时（%）		
		额定电流（A）						非工作时（%）		
		冲击电流（A_{0-P}）					振动	工作时（G）		
		波峰因素（%）						非工作时（G）		
	效率（%）						冲　击（G）			
	输入下垂·瞬断						其　他			
	漏电流（mA）					绝缘	耐压（kV） 阻抗（MΩ）			
	其他									
输出条件	额定电压·电压名称					结构条件	外观·结构	外形尺寸		
	电压可变范围（V）							材料与处理		
	输出电流	额定电流（A）						表　示		
		最低电流（A）						重　量（g）		
		瞬时峰值电流（A）					冷　却			
	负载电容器	最大（μF）					其　他			
		最小（μF）				其他条件	噪声电场强度 噪声端子电压			
	稳压精度	综合调节率（%）					抗输入电压（kV） 噪声脉冲宽度（μs）			
		输入电压变动					抗浪涌（kV）			
		输出电流变动					抗静电噪声（kV）			
		偏移	时效				噪　声（dB）			
			温度				标准表示			
		纹波（mV_{P-P}）					可靠性（MTBF）（h）			
	给定偏差						其　他			
	动态	输入电压变动								
		输出电流变动								
	高频噪声	输出期间（mV）								
		机壳间（mV）								
	其　他									

三、开关电源基本电路的设计

1. 正向式变换器

100kHz～200kHz 正向式变换器小型、经济，是当前该类变换器的主流，现结合电路计算，并按设计程序具体谈谈该类变换器的设计问题。

（1）设计程序

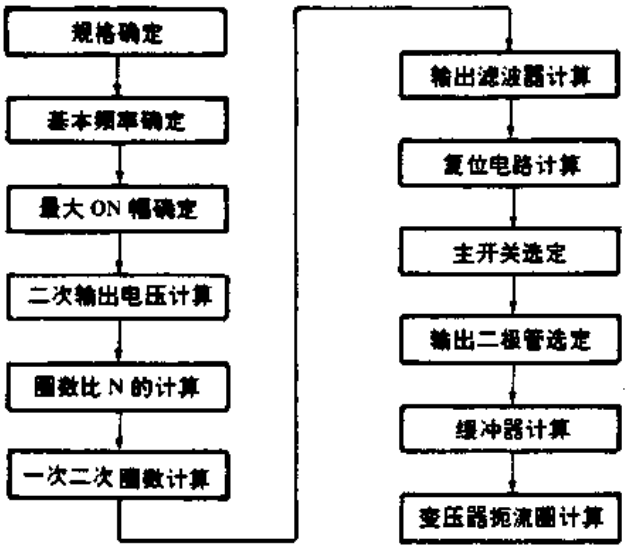


图 2-29　设计、计算程序

图 2-29 所示是一有效设计程序例。

①输入输出规格的确定

输入电压　　AC　100V

输入电压变动范围

AC　85V～132V

输入频率　　50/60Hz

输出电压　　$V_O=5V$

输出电压可变范围

4.5V～5.5V

输出电流　　$I_O=20A$

②基本频率的确定

主电路如图 2-30 所示。

基本振荡频率对电源的大小、特性影响很大，确定时要注意以下几点。

提高频率时的优点是：

●输出滤波器可实现小型化

●输出变压器可实现小型化

●瞬态响应快

而其缺点则是：

●主开关元件的热损耗大

●噪声大

●使用零件受制约（控制用 *IC*、主开关元件、输出二极管、输出电容器、输出变压器的磁芯等）

●零件和图形设计受制约

●要注意输出变压器的绕法

在该设计中设基本振荡频率为 200kHz，则

$$T=\frac{1}{f_0}=\frac{1}{200\times10^3}=5\ (\mu s)$$

（T：周期，f_0：基本频率）

③最大 ON 幅度（T_{onmax}）的确定

$$T_{onmax}=T\times\alpha_{max}$$

正向式时，α 的适当值为 0.4～0.45，α_{max} 值是设计上的重点，它对主开关、输出二极管

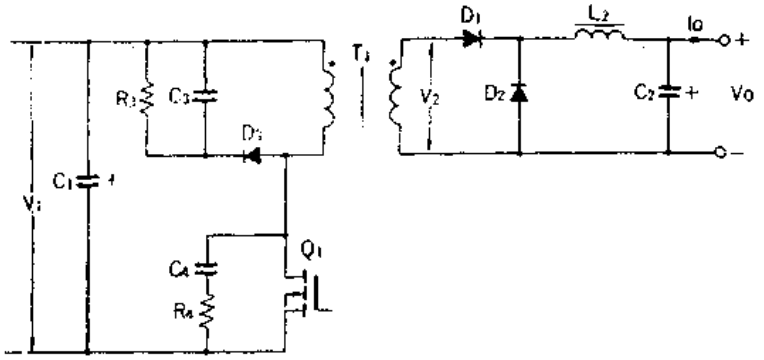


图 2-30　正向式变换器主电路结构图

的耐压输出保持时间、输出变压器和输出滤波器的大小及效率等都有影响。

现设 $\alpha_{max}=0.42$

则可得

$$T_{onmax}=5\mu s\times 0.42=2.1\ (\mu s)$$

③二次输出电压计算

输出变压器二次线圈所需电压 V_2 的计算式如下：

$$V_2=\frac{(V_O+V_1+V_f)\times T}{T_{on}}$$

V_1 是包含输出扼流圈在内的二次线圈的下降电压，V_f 是输出二极管的正向下降电压。

所需最低二次电压 V_{2min} 为：

$$V_{2min}=\frac{(V_{Omax}+V_{1max}+V_f)\times T}{T_{onmax}}$$

式中设：$V_{1max}=0.2V$，$V_f=0.5V$（设定肖特基二极管），

则：
$$V_{2min}=\frac{(5.5+0.2+0.5)\times 5}{2.1}=14.8\ (V)$$

④圈数比 N 的计算

输入直流电压 V_1 的最小值为按输入电路计算求得的 V_{1min} 值。

在该设计例中，设 $V_1=100V\sim 186V$，则：

$$N=\frac{V_{2min}}{V_{1min}}=\frac{14.8}{100}=0.148$$

一次线圈的圈数 N_1 和最大工作磁通密度 B_m 的关系可用下式表示。

⑥一次、二次线圈数的计算

$$N_1=\frac{V_{1min}\times V_{onmax}}{B_m\times S}\times 10^4$$

S 为磁芯的有效截面积 mm^2

输出容量跟磁芯尺寸的关系如表 2-6。

现对输出变压器进行概略计算，具体设计时请按后述项进行。

磁芯取表 2-6 中的 EI-28，这时的有效截面积为 $S=85mm^2$，磁芯材料相当于 TDK 的 H7C1，最大工作磁通密度 B_m 可从图 2-31 读取。实际使用时的磁芯温度约 100℃，且要选择能保持线性范围的 B_m，即 3000 高斯以下。但对正向式的变压器，因是单向激磁，要在减

少残留磁通后再进行设计。

表 2-6　输出容量和磁芯尺寸的关系

磁芯型号	Amax (mm)	Bmax (mm)	Cmax (mm)	有效截面积 (mm^2)	标准输出容量（W）		
					50kHz	100kHz	200kHz
EI (E) -22	22.5	19.5	6.0	42	20	30	40
EI (E) -25	25.9	18.7	7.0	41	30	60	90
EI (E) -28	28.7	20.8	10.8	85	60	90	130
EI (E) -30	30.7	27.2	11.0	111	95	130	200
EI (E) -35	35.9	29.4	10.3	101	120	170	260
EI (E) -40	40.9	35.3	12.0	148	190	290	440
EI (E) -50	51.2	43.0	15.0	230	300	440	650
EI (E) -60	61.4	45.0	16.0	247	360	550	800

残留磁通随磁芯温度和工作频率发生变化，当磁芯温度为 100 C，工作频率为 200kHz 时约减少 1000 高斯而为 B_m＝2000 高斯。

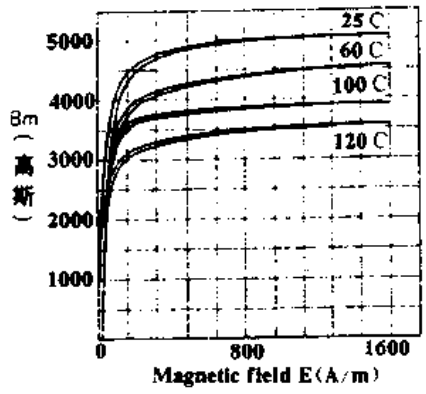


图 2-31　H_7C_4 磁芯材料的 B-H 特性

根据上式，二次线圈的圈数 N_2 是

$$N_2=\frac{V_{2min}\times T_{onmax}}{B_m\times S}\times 10^4$$

$$=\frac{14.8\times 2.1}{2000\times 85}\times 10^4$$

$$=1.83\rightarrow 2\text{ 圈}$$

一次线圈的圈数则是

$$N_1=\frac{N_2}{N}=\frac{2}{0.148}$$

$$=13.5\rightarrow 14\text{ 圈}$$

圈数计算中，如出现尾数时，一般要按四舍五入法处理。

确定 N_1＝14 圈，N_2＝2 圈时，二次线圈所需电压 V_{2min}一定要充分，因此要进行 T_{onmax}的修正计算。根据前面已表示的关系式

$$T_{onmax}=\frac{(V_{omax}+V_{Imax}+V_f)\times T}{V_{2min}}=\frac{(5.5+0.2+0.5)\times 5}{14.8}=2.09$$

$$\alpha_{max}=\frac{T_{onmax}}{T}=\frac{2.09}{5}=0.419$$

虽然原假定 α_{max}为 0.42，但修正结果为 0.419，仍在 0.4～0.45 范围内，因此可使用该值进行下一步的计算。

⑦输出滤波器的计算

计算输出扼流圈的电感值，流入输出扼流圈的电流 ΔI_l 如图所示。

$$\Delta I_l=\frac{V_{2min}-(V_f+V_{0max})}{L}\times T_{onmax}$$

L：输出扼流圈的电感 μH

式中，ΔI_l 为输出电流 I_o 的 10%～30%，在外形尺寸、成本、瞬态响应等方面是一个

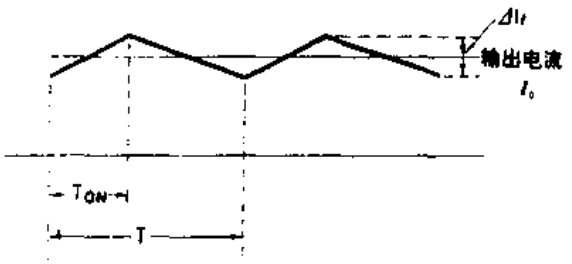


图 2-32　流入输出扼流线圈的电流波形

适当值。这里按 20%进行计算，即得：

$$\Delta I_1 = I_O \times 0.2$$

$$= 20 \times 0.2 = 4\ (\mathrm{A})$$

从（9）式中即得

$$L = \frac{V_{2min} - (V_f + V_{0max})}{\Delta I_1} \times T_{on\ max}$$

$$= \frac{14.8 - (0.5 + 5.5)}{4} \times 2.09$$

$$= 4.6\ (\mu\mathrm{H})$$

由此可见，需要 4.6μH、20A 的扼流圈。

输出电容器的选用取决于输出脉动电压控制在多少毫伏，输出脉动电压 ΔV_r 虽要根据 ΔI_1 和输出电容器的等效串联电阻 ESR 确定，但一般规定为输出电压的 0.3～0.5%。

$$\Delta V_r = \frac{0.3 \sim 0.5 \times V_O}{100} = \frac{0.3 \sim 0.5 \times 5}{100} = 15 \sim 25\ (\mathrm{mV})$$

$$\Delta V_r = \Delta I_1 \times ESR$$

据上式得

$$ESR = \frac{\Delta V_r}{\Delta I_1} = \frac{15 \sim 25}{4} = 3.75 \sim 6.25\ (\mathrm{m\Omega})$$

就是说在 200kHz 范围内，需要 ESR 值在 6.25mΩ 以下的电容器。

表 2-7 是适用于高频的电容器。例如，取表中的 10V、8200μF，则 ESR 为 37mΩ，就要并联 6 个电容。此外，由于低温时 ESR 值会增大，所以将输出纹波电流控制到低温时，要按低温下的 ESR 值安装所需数量。

流向电容器的纹波电流 I_{c2rms} 可由下式求出：

$$I_{c2rms} = \frac{\Delta I_1}{2 \times \sqrt{3}}$$

$$= \frac{4}{2 \times \sqrt{3}} = 1.16\ (\mathrm{A})$$

由于并联 6 个电容器，所以平均每个电容器的纹波电流为 1.16÷6≈0.2A，并要检验是否在表 2-7 所示的容许纹波电流以下。

表 2-7　适用于高频率的电容器

6.3				10			
静电容量	tanδ	阻抗	容许脉动电流	静电容量	tanδ	阻抗	容许脉动电流
μF	120Hz	Ω/100kHz	mArms	μF	120Hz	Ω/100kHz	mArms
120	0.22	1.2	205	82	0.19	1.2	175
150	0.22	0.90	235	120	0.19	0.90	214
220	0.22	0.60	290	180	0.19	0.59	290
330	0.22	0.40	400	270	0.19	0.40	306
390	0.22	0.34	488	330	0.19	0.33	445
560	0.22	0.24	617	470	0.19	0.24	575

续表

6.3				10			
静电容量	tanδ	阻抗	容许脉动电流	静电容量	tanδ	阻抗	容许脉动电流
820	0.22	0.19	800	560	0.19	0.18	807
470	0.22	0.27	613	390	0.19	0.25	620
680	0.22	0.21	734	560	0.19	0.21	795
1200	0.24	0.12	1010	820	0.19	0.12	1010
1500	0.24	0.10	1190	1200	0.21	0.10	1190
2200	0.26	0.092	1440	1500	0.21	0.090	1440
1200	0.24	0.12	1010	1000	0.19	0.12	1010
2200	0.26	0.084	1400	1800	0.21	0.083	1400
2700	0.26	0.070	1690	2200	0.23	0.067	1690
3900	0.28	0.063	1950	2700	0.23	0.062	1950
4700	0.30	0.052	2220	3300	0.25	0.050	2200
5600	0.32	0.045	2390	3900	0.25	0.043	2390
2200	0.26	0.090	1310	1500	0.21	0.090	1320
3900	0.28	0.070	1660	3300	0.25	0.070	1730
5600	0.32	0.060	2070	3900	0.25	0.060	2070
6800	0.34	0.044	2350	4700	0.27	0.045	2280
8200	0.38	0.040	2550	6800	0.31	0.037	2550
10000	0.40	0.032	2970	8200	0.35	0.031	2900
3300	0.28	0.075	1460	2200	0.23	0.075	1480
5600	0.32	0.060	1850	3900	0.25	0.060	1860
6800	0.34	0.050	2120	4700	0.27	0.049	2150
10000	0.40	0.043	2410	6800	0.31	0.041	2440
12000	0.44	0.034	2680	8200	0.35	0.032	2700
15000	0.50	0.029	3010	10000	0.37	0.029	3030

此外，作为选用输出电容器的因素之一，即在动态负载时，要根据输出变动的毫伏控制数确定输出电容器的容量。其特性随电流变动范围、电流变化率（上升和下降时间）、输出扼流圈的电感值、稳定用普通环路的环路增益等因素发生变化时，所需电容器的电容，可用下式计算。

$$C \geqq \left(\frac{\Delta I}{\Delta V}\right)^2 \times \frac{L}{1+\mu}$$

ΔI：变化电流　　L：输出扼流圈的电感

ΔV：容许变动电压　　μ：闭环增益

因该计算例中以脉动电压选取的电容器容量具有主导性，故计算省略。

若不想使输出扼流圈的电流中断而直接使用时，就要采用以下虚设电阻 R_d。

$$R_d=\frac{2\times V_O}{\Delta I_1}=\frac{2\times 5}{4}=2.5\ (\Omega)$$

虚设电阻的电耗 W_{rd} 为：

$$W_{rd}=\frac{(V_{omax})^2}{R_d}=\frac{(5.5)^2}{2.5}=12.1\ (W)$$

实际使用的额定功率从电阻体的温升开始约是该 W_{rd} 值的 3 倍。

⑧复位电路计算

复位电路结构如图 2-33。

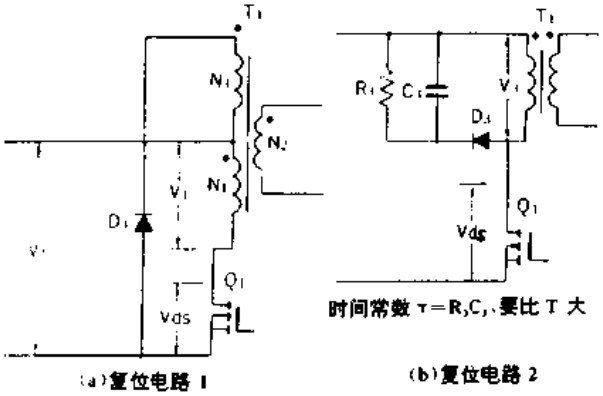


图 2-33　复位电路

开关器件 Q_1 接通时，变压器 T_1 的磁通增加，磁能即被存储到 T_1，当 Q_1 断开时，即放出这种受激磁的磁能，并将磁通复位到残留磁通。图 2-33（a）的电路是把复位用的另一线圈绕在 T_1 上，以在断开时通过 D_3 把磁能反馈到输入。在 Q 断开时，因复位线圈 N_3 两端的电压受 V_1 限制，因此，这时的一次线圈的电压 V_1' 可用下式求出。

$$V_1'=\frac{N_1\times V_1}{N_3}$$

设主开关的耐压为 500V、使用率为 80%，则 $V_1+V_{1max}\leqq 400V$。

$V_1'\leqq 400-186=214V$，根据上式则

$$N_3=\frac{N_1\times V_{1max}}{V_1'}=\frac{14\times 186}{214}=12.2$$

因此，N_3 为 12 圈。

在这个式子里，如果 N_1 和 N_3 线圈间的磁耦合不好，则 Q_1 在断开瞬间所发生的尖峰电压会因漏磁而增大。此外，如果 T_{on} 时间的最大值 T_{onmax} 不能满足下列关系式，则 B_m 就会饱和，且会有过大电流流向一次线圈。还有，即使在输入条件发生瞬态变动，T_{on} 急剧扩大时，也要确定 T_{onmax} 或 N_3，以使满足下式的条件。

$$V_1\times T_{onmax}<\frac{N_1}{N_3}\times V_1\times\ (1-T_{onmax})$$

图 2-33（b）的电路是通过 R_3 把磁能作为热能进行消耗的电路。ON 时，储存在 T_1 里的磁通 E_1 可用下式求出。

$$E_1=\frac{(V_1)^2\times\ (T_{on})^2}{2\times L_1}$$

设 R_3 的电压为 V_3，则由 R_3 消耗的热能 E_2 是

$$E_2=\frac{(V_3)^2\times T}{R_3}$$

因 $E_1=E_2$，所以

$$V_3=\sqrt{\frac{R_3}{2\times L_1\times T}}\times V_1\times T_{on}$$

加在 Q_1 上的峰值电压 V_{dsp} 为

$$V_{dsp}=V_{1max}+V_3$$

$$=V_{1max}\times\left(1+\sqrt{\frac{R_3}{2\times L_1\times T}}\times T_{onmin}\right)$$

所求的 R_3 值为

$$R_3=2\times\left(\frac{V_{dsp}}{V_{1mex}}-1\right)^2\times\frac{L_1\times T}{T_{onmin}{}^2}$$

如果 V_{dsp} 为 500V，那么其 80%的使用率即为 400V。

因为 T_{oomin} 是 V_{1max} 时的值，所以

$$T_{onmin}=T_{onmax}\times\frac{V_{1min}}{V_{1max}}$$

$$T_{onmin}=2.1\times10^{-6}\times\frac{100}{186}=1.13\times10^{-5}$$

求 L_1 值时，要从磁芯一览表中查出 Al 值。因 EI（E）－28，H7C4 的 Al－Value 的值是 5950，所以

$$Al\text{ 值}=L_1/N_2$$

据上式得

$$L_1=5950\times N^2\times10^{-9}$$

$$=5950\times(14)^2\times10^{-9}$$

$$=1.16\times10^{-3}\ (\mathrm{H})$$

并可得

$$R_3=2\times\left(\frac{400}{186}-1\right)^2$$

$$\times\frac{1.16\times10^{-3}\times5\times10^{-6}}{(1.13\times10^{-6})^2}$$

$$=12\ (\mathrm{k\Omega})$$

时间常数 $C_3\times R_3$ 要绝对比周期 T 大，其理想数值约是 T 的 10 倍左右。

$$C_3=10\times\frac{T}{R_3}=10\times\frac{5\times10^{-6}}{2\times10^3}$$

$$=4.17\times10^{-9}\ (\mathrm{F})$$

⑨主开关的选用

近年来，功率 MOS-FET 随着高频化得到了广泛应用。

加在 Q_1 上的峰值电压 V_{dsp}，可由前式求出，

$$V_{dsp}=186\times\left(1+\sqrt{\frac{12\times10^3}{2\times1.16\times10^{-3}\times5\times10^{-6}}}\right.$$

$$\left.\times1.13\times10^{-6}\right)=400\ (\mathrm{V})$$

实际上，该值外加有浪涌电压，V_{dsp} 的波形如图 2-34。

漏极电流 I_{ds} 可按下式计算：

$$I_{ds}=I_O\times\frac{N_2}{N_1}=20\times\frac{2}{14}=2.86\ (\mathrm{A})$$

●Q 的损耗计算

Q_1 的电压、电流波形如图 2-35。

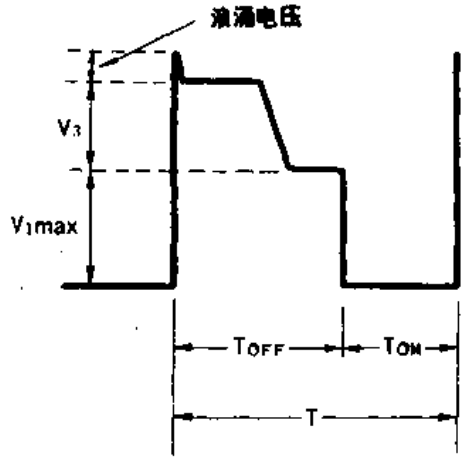


图 2-34　主开关元件上电压 V_{dsp}的波形

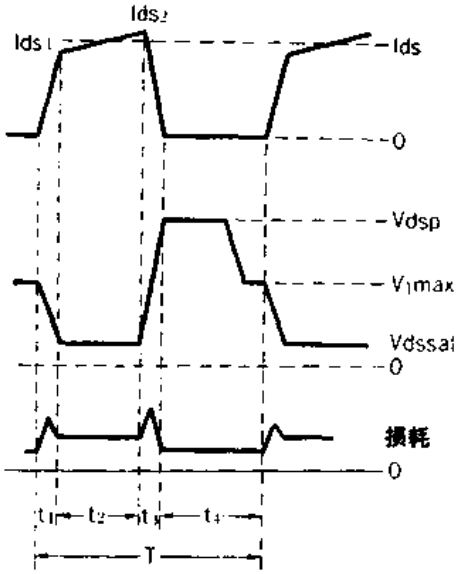


图 2-35　主开关元件的电压和电流波形

Q_1 的总损耗 PQ_1 为：

$$PQ_1=[\frac{1}{6}\times V_{1min}\times I_{ds1}\times t_1+\frac{1}{2}\times V_{ds}\times (I_{ds1}+I_{ds2})\times t_2+\frac{1}{6}\times V_{dsp}\times I_{ds2}\times t_3+V_{dsp}\times I_{dss}\times t_4]\times\frac{1}{T}$$

式中的 I_{ds1}和 I_{ds2}可分别从下式求出。

$$I_{ds1}=(I_O-\frac{\Delta I_1}{2})\times\frac{N_2}{N_1}$$

$$=(20-\frac{4}{2})\times\frac{2}{14}=2.57\ (A)$$

$$I_{ds2}=(I_O+\frac{\Delta I_1}{2})\times\frac{N_2}{N_1}$$

$$=(20+\frac{4}{2})\times\frac{2}{14}=3.14\ (A)$$

$T_{on}=t_1+t_2+t_3$　$T_{off}=t_4$

t_1 用表 2-8 中的 t_{on}，t_3用 t_{off}值。

表 2-8　功率 MOS-FET 一览表

型号	厂商	V_{ds} (V)	I_d (A)	R_{on} (Ω)	V_{dss} (V)	t_{on} (ns)	t_{off} (ns)	C_{iss} (PF)	R_{t-c} (C/W)
2SK858	东　芝	600	2	4.0	±20	110	120	600	3.12
2SK1244	新电元	500	3	1.8	±30	90	145	380	3.12
2SK987	三　菱	500	5	1.2	±30				

续表

型号	厂商	V_{ds} (V)	I_d (A)	R_{on} (Ω)	V_{dss} (V)	t_{on} (ns)	t_{off} (ns)	C_{iss} (PF)	R_{j-c} (C/W)
2SK1246	新电元	500	5	1.1	±30	100	180	650	2.5
2SK894	东　芝	500	8	0.85	±20	50	120	2000	1.0
2SK1248	新电元	500	10	0.55	±30	150	280	1200	1.25
2SK556	日　立	450	12	0.55	±15	[85]	[145]	2050	1.25
2SK1249	新电元	500	15	0.35	±30	210	385	1950	0.96
2SK1250	新电元	500	20	0.27	±30	280	500	2500	0.83
					[ ] 表示 TYP 值，其他为 MAX 值				

计算功率 MOS-FET 损耗时，要注意以下几点：

●结温 T_j 升高，通态电阻值 R_{ds}也会随之增大，一般当 T_j 超过 100℃时，R_{ds}就会增大到表 2-8 所列数值的 1.5～2 倍。

●损耗中，因由 R_{ds}所致的比率高，所以要按 T_{on}幅大的条件计算。

即在 $V_{in\min}$时按 $T_{on\max}$的条件计算，但在 $V_{in\max}$时也可按 $T_{on\min}$的条件计算，并要按值大的进行热设计。

该例是取表 2-8 中的 2SK894 进行计算的。漏极断流 I_{dss}只有数百 μA，可忽略不计，所以 T_{off}时的损耗也可省略不计。

因 $T_{on\max}=2.1\mu s$，所以

$$t_2=2.1-0.05-0.12=1.93\ (\mu s)$$

根据式（23）得：

$$\begin{aligned}PQ_1 = &\left[\frac{1}{6}\times 100\times 2.57\times 0.05+\frac{1}{2}\right.\\ &\times 2\times 0.85\times (2.57+3.14)\times 1.93\\ &\left.+\frac{1}{6}\times 400\times 3.14\times 0.12\right]\frac{1}{5}\\ =&7.3\ (\mathrm{W})\end{aligned}$$

如果把 PN 结温 T_j 控制在使用率的 80%以下，即 120℃，并使周围温度最高为 50℃，这时所需散热片的热电阻 R_{f-a}为：

$$R_{f-a}=\frac{T_{j\max}-T_{a\max}-(R_{j-c}\times PQ_1)}{PQ_1}$$

$$=\frac{120-50-(1.0\times 7.3)}{7.3}=8.59\ (℃/\mathrm{W})$$

因而需要 8.59℃/W 的散热片，散热片的大小取决于采用自然风冷还是风扇强制风冷的冷却方式。图 2-36 所示是散热片的大小与温升的关系。

在主开关元件跟散热片之间填入绝缘材料安装时，还要考虑该绝缘材料的热电阻。

⑩输出二极管的选择

输出二极管有肖特基二极管（*SBD*）、低损耗二极管（*LLD*）、高速二极管（*FRD*）。输出为低压大电流时采用肖特基二极管，其他则采用低损耗二极管或高速二极管。

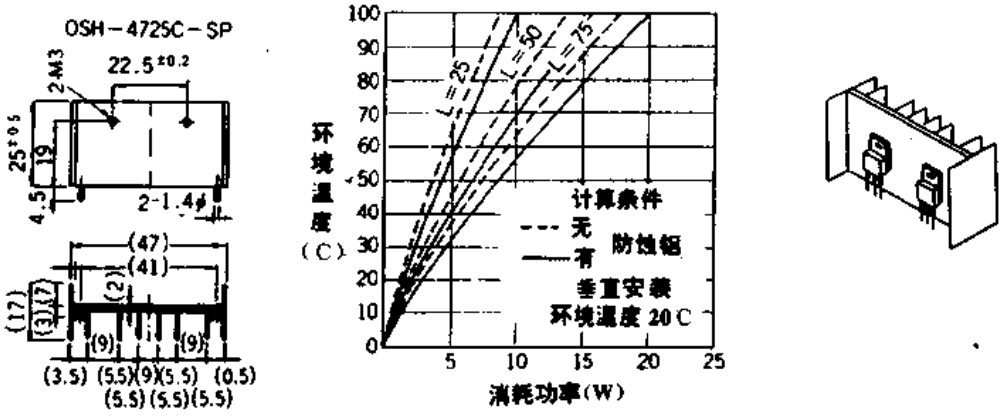


图 2-36　功耗与温升值

选择输出二极管时要注意选择反向恢复时间 t_{rr} 快的二极管。这是因为主开关元件闭合时反向流入二极管的电流会影响一次线圈的开关特性并致使损耗增大，同时，输出器噪声也会受很大影响，所以要选择 t_{rr} 快且反向恢复电流 I_{rr} 具有软恢复特性的二极管。即要选择 I_{rr} 值小且其电流为非振荡式的二极管。

输出整流二极管 D_1 的反向电压 V_{rd1} 外加有输出变压器 T_{off} 时的二次电压。按前式求得的 V_1' 是 T_{off} 时发生在输出变压器一次线圈上的电压，所以当采用复位线圈方式时，V_{rd1} 即为：

$$V_{rd}=V_1'\times\frac{N_2}{N_1}$$

V_1 值为 214V。

按上式计算，得

$$V_{rd}=214\times\frac{2}{14}=30.6\ (\mathrm{V})$$

采用由 R_3 消耗磁能的方式时，取决于 T_{off} 时发生在输出变压器一次线圈上的电压 V_3。按式 $V_3=\sqrt{\frac{R_3}{2\times L_1\times T}}\times V_1\times T_{on}$ 计算，得

$$V_3=\sqrt{\frac{12\times10^3}{2\times1.16\times10^{-3}\times5\times10^{-6}}}\times186\times1.13\times10^{-6}=214\mathrm{V}$$

$$V_{rd1}=V_3\times\frac{N_2}{N_1}=214\mathrm{V}\times\frac{2}{14}=30.6\ (\mathrm{V})$$

要注意，实际上该值在开关时外加有数伏的浪涌电压。

加在续流二极管 D_2 上的反向电压 V_{rd2} 大致跟输出变压器二次电压的最大值 V_{2max} 相同。

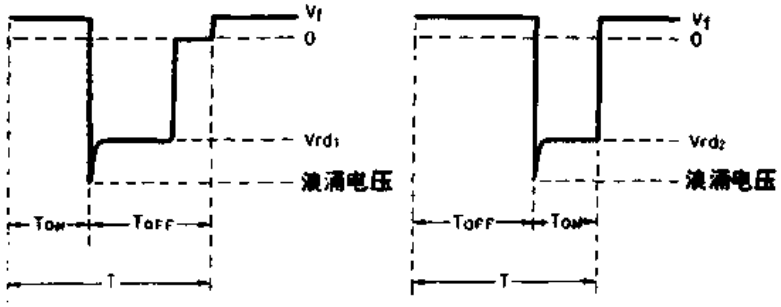
$$V_{2max}=V_{1max}\times\frac{N_2}{N_1}$$

$$=186\times\frac{2}{14}=26.6\ (\mathrm{V})$$

实际上，该值也外加有浪涌电压。

D_1、D_2 上的外加电压波形如图 2-37 所示。整流二极管 D_1 上的损耗 P_{d1} 为

$$P_{d1}=V_f\times I_O\times\frac{T_{on}}{T}+V_{rd1}\times I_r\times\frac{(T_{off}-t_{rr})}{T}+\frac{1}{T}\int_0^{trr}V_{rd1}\times I_{rr}(t)\,dt$$



(a)加在整流二极管 D_1 上的电压波形　(b)加在续流二极管 D_2 上的电压波形

图 2-37　外加在输出二极管上的电压波形

续流二极管 D_2 上的损耗为

$$P_{d2}=V_f\times I_O\times\frac{T_{off}}{T}+T_{rd2}\times I_r\times\frac{(T_{on}-t_{rr})}{T}+\frac{1}{T}\int_0^{trr}V_{rd2}\times I_{rr}(t)\,dt$$

I_r为反向电流，可利用表中的值。形成损耗的电压、电流波形如图 2-38。

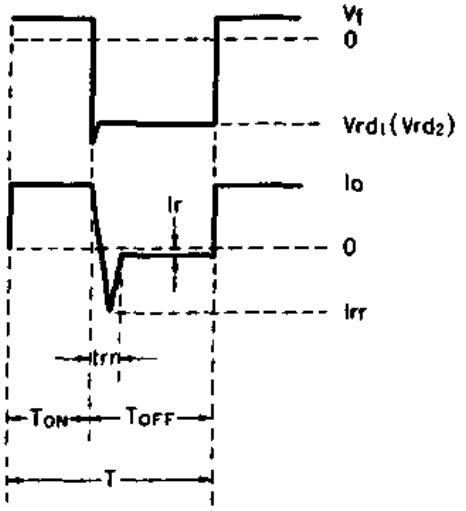


图 2-38　输出二极管的电压电流波形

反向恢复电流 I_{rr}值要通过实际测量求出，但在设计阶段，计算时一般把它看做跟 I_O 值大致相等。

采用 SBD 时，因反向恢复时间所产生的损耗不大，故在此设计例中将该项省略不计。

上两式是分别单独使用整流和续流二极管时的计算式。利用目前最通用的双二极管把整流和续流作为一个整流使用时，其损耗为：

$$P_d=V_f\times I_O\times K$$

K 是外加反向电压时的损耗和反向恢复时间里发生的损耗之和对总损耗的系数，其值为 1.1～1.3。表 2-9～表 2-11 是输出二极管一览表。

使用表 2-9 中的 S60SC4M 时，按上式计算，输出二极管的损耗为：

$$P_d=0.55\times20\times1.2=13.2\ (W)$$

所需散热片的热电阻为：

$$R_{j-a}=\frac{T_{jmax}-T_{amax}-(R_{j-c}\times P_{d1})}{P_{d1}}$$

按使用率为一览表值 125℃的 80%计算，设 T_{jmax}为 100℃则：

$$R_{t-a}=\frac{100-50-(0.5\times13.2)}{13.2}$$

$$=3.29\ (℃/W)$$

表 2-9　肖特基二极管一览表

型　号	极限参数						电特性					
	V_{dst} (V_{ds2}) [V]	I_O [A]	条件 T_C [℃]	I_{FSM} [A]	T_{stg} [℃]	T_j [℃]	V_f (max) [V]	条件 I_F [A]	I_r (max) $V_R=V_{RM}$ [mA]	C_t (typ) [pF]	t_{rr} (max) [ns]	R_{j-c} (max) [℃/W]
D4SC6M	60	4	113	60	−40～+125	+125	0.58	2	2	120		3.3
D10SC 3M	30	10	102	100	−40～+125	−125	0.55	5	3.5			3.3
3MR												
4M	40											
4MR												
6M	60		92				0.58		4.5	260		
S10SC 3M	30	10	104	100	−40～+125	+125	0.55	5	3.5		110	3
3MR												
4M	40											
4MR												
S10SC 3	30	10	100	100	−55～+125	+125	0.55	5	3.5		110	3.5
4	40											
S15SC 3M	30	15	111	170	−40～+125	−125	0.55	7.5	5		125	1.2
4M	40											
S25SC 6M	60	25	95	300	−40～+125	+125	0.58	12.5	10	600		1
S30SC 3M	30	30	102	300	−40～+125	+125	0.55	15	10		150	1
4M	40											
S30SC 3	30	30	100	300	−55～+125	+125	0.55	15	10		150	1.1
4	40											
3F	30											
4F	40											
S60SC4M	40	60	102	500	−40～+125	+125	0.55	30	25	1000		0.5

表 2-10　低损耗二极管一览表

型　号	级色别	极限参数						电特性				
		V_{dsl} (V_{ds2}) [V]	I_O [A]	条件 T_C [℃]	I_{FSM} [℃]	T_{stg} [℃]	T_j [℃]	V_f (max) [V]	条件 I_F [A]	I_r (max) $V_R=V_{RM}$ [A]	t_{rr} (max) [nS]	R_{j-c} (max) [℃/W]
D5LCA20	—	200	5	133	50	−40～+150	+150	0.98	2.5	10	50	3.3
D8LCA20 20R	—	200	8	122	60	−40～+150	+150	0.98	4	10	50	3.3
D8LC40	—	400	8	114	60	−40～+150	+150	1.3	4	10	50	3.3
D8LDA20	—	200	8	122	60	−40～+150	+150	0.98	4	10	50	3.3
D10LCA20	—	200	10	115	80	−40～+150	+150	0.98	5	10	50	3.3
D15LCA20	—	200	15	105	110	−40～+150	+150	0.98	7.5	10	50	2.8
S20LCA20	—	200	20	123	120	−40～+150	+150	0.98	10	10	50	1.2
S20LC40	—	400	20	116	120	−40～+150	+150	1.3	10	10	50	1.2
S24LCA20	—	200	24	120	120	−40～+150	+150	0.98	12	10	50	1.2

表 2-11　高速二极管一览表

型　号	极限参数						电特性				
	V_{rd1} (V_{rd2}) [V]	f_O [A]	条件 T_C [℃]	I_{FSM} [A]	T_{stg} [℃]	T_j [℃]	V_f (max) [V]	条件 I_F [A]	I_r (max) $V_R=V_{RM}$ [μA]	t_{rr} (max) [nS]	R_{j-c} (max) [℃/W]
D5KC 20	200	5	130	50	−40～+150	+150	1.2	2.5	10	300	3.3
20R											
20H										100	
20RH											
40	400		129							300	
40R											
D5KD20	200	5	130	50	−40～+150	+150	1.2	2.5	10	300	3.3
20H										100	
40	400		129							300	
S5KC20	200	5	135	50	−40～+150	+150	1.2	2.5	10	300	2.5
20R											
20H										100	
20RH											
40	400		134							300	
40R											
S5KD20	200	5	135	50	−40～+150	+150	1.2	2.5	10	300	2.5
20H										100	
40	400		134							300	
S12KC20	200	12	131	120	−40～+150	−150	1.2	6	10	300	1.2
20H										100	
40	400		132							300	

⑪缓冲电路计算

采用缓冲电路是为了尽量减少主开关和输出二极管两端发生的反向浪涌电压。如果缓

冲电路上电容器的电容大，则反向浪涌电压就会减小，但损耗也会因此增大。所以要选用最合适的 C 和 R。此外，在安装 C、R 时，要使之靠近主开关和输出二极管，并要尽量缩短包括器件引线在内的配线。见图 3-39。

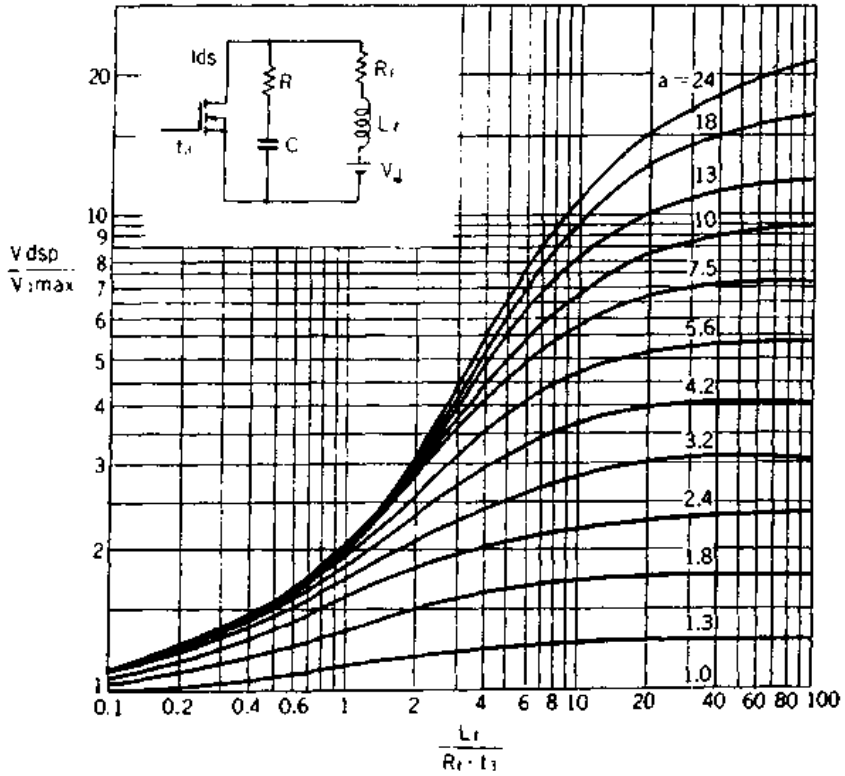


图 2-39　等效缓冲电路和曲线图

输出二极管上的缓冲常数可用实机试探法确定，而在设计阶段设置好配置缓冲电路的部位。主开关的缓冲电路也可采取同样办法。下面举例谈谈这种常数的确定。

用图 2-39 所示的等效电路和曲线图对横轴和纵轴进行概略计算，得

$$\frac{V_{dsp}}{V_{1max}}=\frac{400}{187}=2.14$$

$\frac{L_1}{R_1\times t_3}$的求法：

式中，L_1 为输出变压器的漏电感，R_1 是输出变压器一次线圈的等效负载电阻。

$$R_1=\frac{V_{1max}}{I_{ds}}=\frac{186}{2.86}=65\ (\Omega)$$

设 L_1 为 24μH，则

$$\frac{L_1}{R_1\times t_3}=\frac{24\times10^{-6}}{65\times0.12\times10^{-6}}=3.08$$

由纵轴 2.14 跟横轴 3.08 的交点求参数 a，则 a=2.8，在 3.2 和 2.4 之间。

$$R\leqq R_1\times a=65\times2.8=182\ (\Omega)$$

$$C\geqq\frac{4\times L_1}{(R_1+R)^2}=\frac{4\times24\times10^{-6}}{(65+182)^2}=0.001573\times10^{-6}$$

即 C 为 1573pF

影响 L_1 值的因数有变压器的绕法、圈数、磁芯的大小和振荡频率，很难按计算求出。所

以可将变压器的二次线圈短路，然后通过测定一次线圈的电感求出该值。如果采用将该数值累积以用作下次设计，就可设计出更合适的缓冲电路。

⑫变压器的计算

设计输出变压器时，要注意以下几点：

●即使输入电压最大，主开关导通时间最长（0.5以下），也不能使磁通饱和。

●一次线圈和二次线圈的耦合要好，漏电感要小。

●保持各安全标准所需要的绝缘距离和耐压。

●高频开关变压器会因集肤效应导致电线的电阻值增大，因而，要减小电流密度。图2-40所示的是频率跟电阻值的关系。

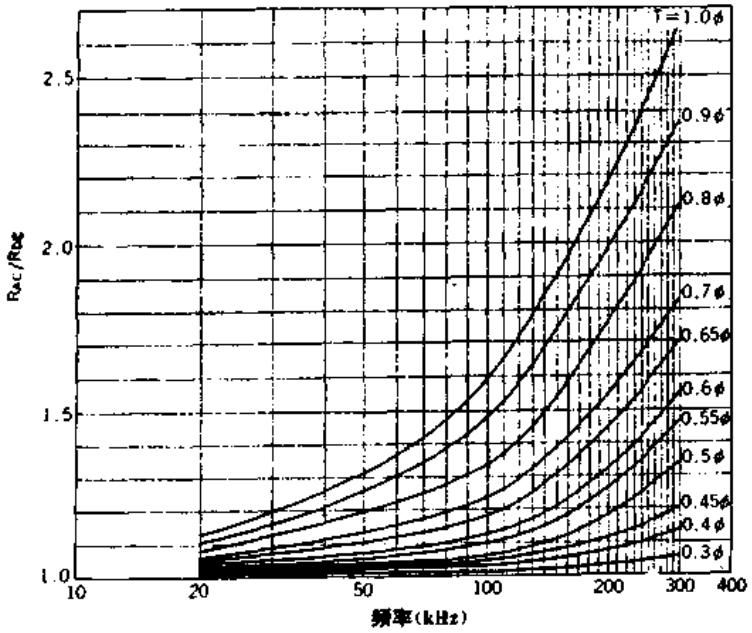


图2-40 铜线的集肤效应

通常，工作时的最大磁通密度取决于二次线圈。

$$N_2=\frac{V_{2max}\times T_{onmax}}{S\times B_m}\times 10^4$$

一般来说，采用相当于铁氧体磁芯H7C4的磁芯时，要把B_m控制在3kG（千高斯）以下。

设使用磁芯为EI-28，按上式计算，得

$$N_2=\frac{26.6\times 2.1}{3000\times 85}\times 10^4=2.19\text{（圈）}$$

通常，工作时的B_m计算

$$B_m=\frac{14.8\times 2.1}{2\times 85}\times 10^4=1830\text{（高斯）}$$

设一次线圈N_1为前面求得的14T，

则流入一次线圈的电流有效值为

$$I_{1rms}=I_{ds}\times\sqrt{\frac{T_{onmax}}{T}}$$

$$=2.86\times\sqrt{\frac{2.1\times10^{-6}}{5\times10^{-6}}}=1.85\ (A)$$

流入二次线圈的电流有效值为

$$I_{2rms}=\frac{N_1}{N_2}\times I_{1rms}=\frac{14}{2}\times1.85$$

$$=12.95\ (A)$$

电线的电流密度在自然风冷的条件下以 2～4A/mm² 为宜，在强制风冷条件下以 3～5A/mm² 为宜。

一次使用电线：0.6∅×2P3.27A/mm²

二次使用铜板：0.3×9　4.8A/mm²

要计算一下绕线管能否容纳进一次、二次及其他线圈。若容纳不进，还要按表 2-6 上的磁芯再行设计。以 EI-28 用绕线管为例，从图 2-41 可知，卷幅＝9.8mm，线圈厚≤18.45－9.25/2＝4.6mm。∅0.6 的实际线径为 0.672mm，因是 2P，故为 1.35mm，卷幅绕成 9.8mm 的圈线为 9.8/1.35＝7.26。即为 7 圈 2 层。

二次线圈因为是使用铜板，每层 1 圈故成 2 层。其他即使考虑绝缘纸的厚度、铜线及铜板的膨胀部分，也不过 4.6mm，所以决定采用该磁芯。

制作变压器时，要注意截面不留有间隙。否则，会增大激磁容量，使主开关断开时增大变压器的释放能量，以致于增加复位电路的电耗。

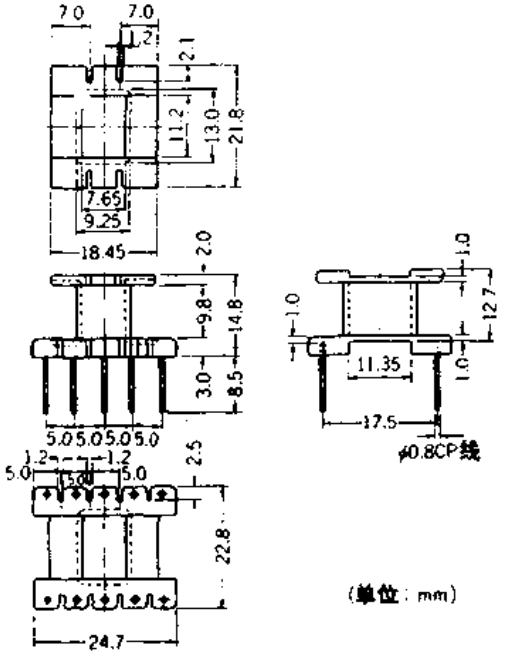


图 2-41

⑬输出扼流圈的计算

输出扼流圈用磁芯有 EI（EE）磁芯、环形磁芯、PQ 磁芯、鼓形磁芯等。

同变压器一样，设计上要注意不要使磁通饱和，温升值要控制在标准以内。所使用的磁芯跟输出变压器一样，为 EI-28。所需电感在 4.6μH 以上。因流入线圈的电流为 20A，所以确定所用铜板为 0.5mm×9mm。

电流密度为

$$\frac{20}{0.5\times9}=4.44\ A/mm^2$$

计算出 EI-28 用绕线管可绕几圈 0.5mm 的铜板，即知线圈的最大厚度跟变压器一样是在 4.6mm 以下，因此连层纸考虑在内，每层的厚度为 0.5＋0.2＝0.7mm，最多为 6 层，即只能绕入 6 圈。

图 2-42 所示是 H7C4 材料各磁芯缝隙跟 *Al* 值的关系。

$L=Al$ 值$\times N^2$

按上式计算，所需 Al 值为

$$\frac{L}{N_2}=\frac{4.6\times10^{-6}}{6^2}=127\times10^{-9}$$

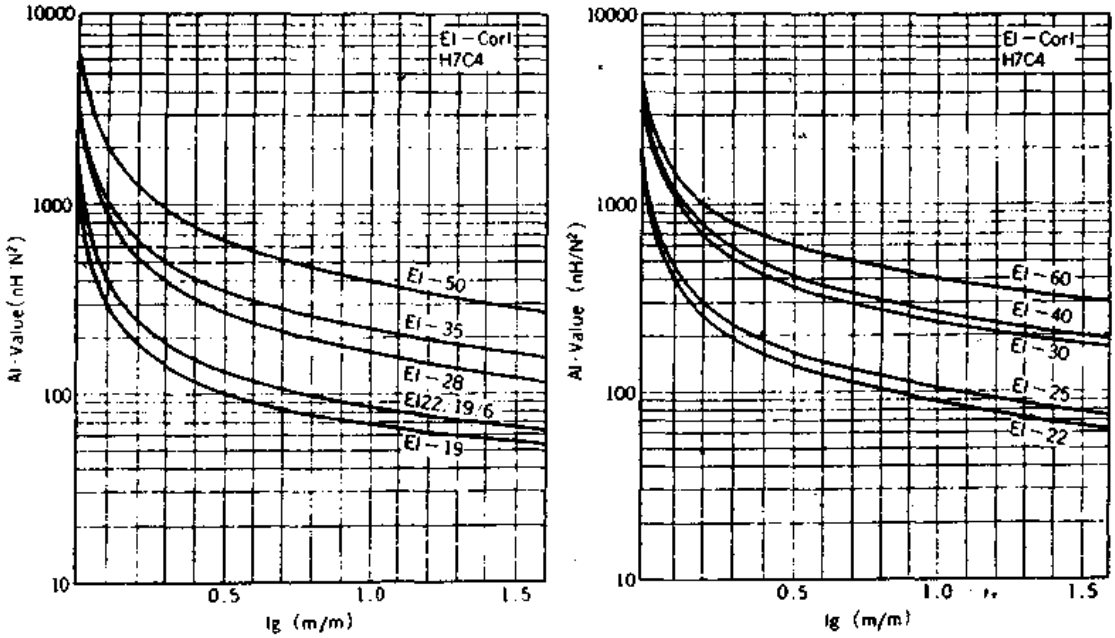


图 2-42　缝隙和 Al 值

曲线的 Al 值为 nH（毫微亨，10^{-9}H），所以在图 2-42 中取 El-28 时，间隙为 1.4mm，该间隙为整个磁芯的总间隙。只在中柱时，间隙可直接定为 1.4mm，全截面有间隙时取其 1/2。

最大磁通密度 B_m 可用下式求出。

$$B_m=\frac{N\times I_0}{S}\times Al\text{ 值}\times10$$

$$=\frac{6\times20}{85}\times127\times10=1793\text{（高斯）}$$

磁芯最大磁通密度同变压器一样要定在 3000 高斯以下。

扼流圈本来就带有间隙，漏磁通多，安装时要尽量避开控制部位等敏感部分。此外，要特别注意靠近显示系统时，多会发生图像抖动等现象。

2. RCC 式变换器

（1）电路结构和特性

RCC（Ringing Choke Converter）是输出容量 50W 以下的电源常用的一种方式。因采用自激式，不需振荡电路，结构也简单。跟其他方式不同，频率按输入电压和输出电流变化。

图 2-43 所示是 RCC 的基本电路，图 2-44 是一次、二次的电压电流波形。

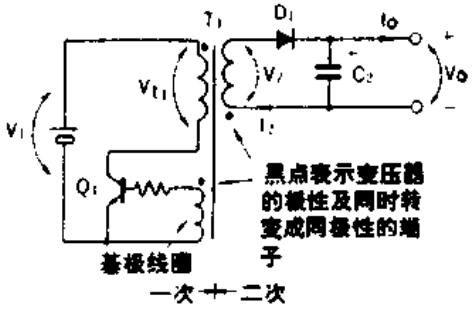


图 2-43　RCC 方式的基本电路

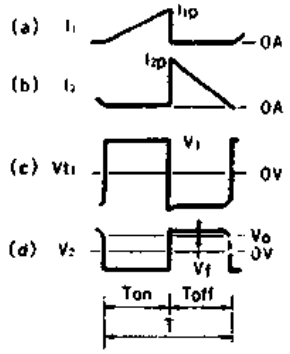


图 2-44　主要电压、电流的波形

[符号说明]

I_1：变压器的一次电流

I_{1P}：I_1 的峰值

I_2：变压器的二次电流

I_{2P}：I_2 的峰值

V_1：一次输入电压

V_2：变压器的二次电压

V_{t1}：变压器的一次电压

N_1：变压器一次线圈圈数

N_2：变压器二次线圈圈数

N：圈数比 N_2/N_1

L_1：一次线圈的电感

L_2：二次线圈的电感

在 T_{on}时间从输入侧把磁能存储到变压器 T_1 里，而在紧接的 T_{off}时间里则把该磁能作为一种输出功率向输出侧放出。T_{off}时间完了时，变压器的电压波形 V_{t1} [图 2-44 (c)] 即呈自由振荡返回 0V。因该波形通过基极线圈被外加到开关晶体管 Q_1 的基极，因而会形成晶体管 Q_1 的 ON 触发信号，当 Q_1 转换为 ON 时即开始下一个周期。输入电压 V_1，是一种把输入交流电压加以整流的直流电压。

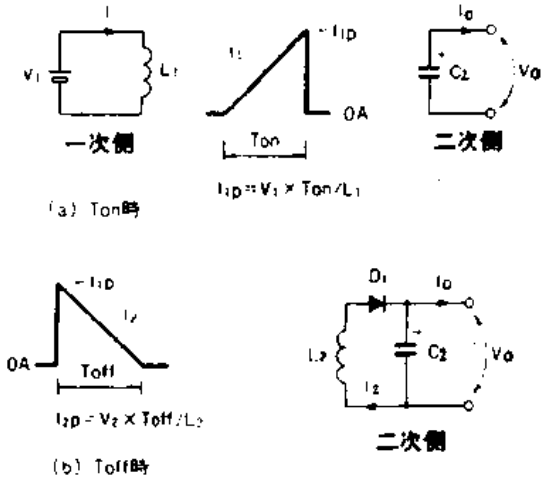


图 2-45　RCC 的等效电路

T_{on}时的等效电路如图 2-45(a)所示，因晶体管 Q_1 已导通，所以电感器 L_1 的两端带有输入电压 V_1。

二次线圈由 C_2 放电供给输出电流 I_O。这期间因输出二极管 D_1 没有电流，所以就不存在一次和二次相互作用的问题。L_1 里储存有 $(L_1 \cdot L_1^2/2)$ 的磁能。

T_{off}时的等效电路如图 2-45(b)所示。因一次线圈上没有电流，故没有标出。T_{on}时 L_1 里储存的磁能通过 L_2 向二次线圈放出。因由 T_{on}和 T_{off}转移的瞬间，等安匝法则对一次和二次线圈都是成立的，所以如果设变压器一次线圈上的存储能量全部传输到二次线圈，则，

$$N_1 \times I_{1P} = N_2 \times I_{2P}$$

圈数比为

$$N = N_2/N_1$$

因电感 L_1 和 L_2 跟线圈的圈数平方成正比，所以，

$$N^2 = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 = \frac{L_2}{L_1}$$

于是，传送到二次线圈上的能量就会转换成输出功率（见图 2-46）。

设变压器的输出功率为 P_2，则，

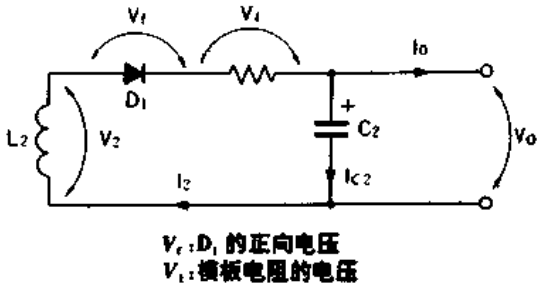


图 2-46　二次线圈的电压、电流关系

$$P_2=V_2\times I_O$$

$$P_2=\frac{1}{2}\times L_2\times I_{2P}{}^2\times\eta\times f$$

$$V_2=V_O\times V_f+V_1$$

η 是变压器的传递效率。从一次线圈输入到变压器的能量并不是全部被传送到二次线圈，其中一部分在变压器中成为热耗损失掉。而且由于漏电感的原因，有一部分没传到二次线圈，而是被一次线圈散射了（图 2-47）。

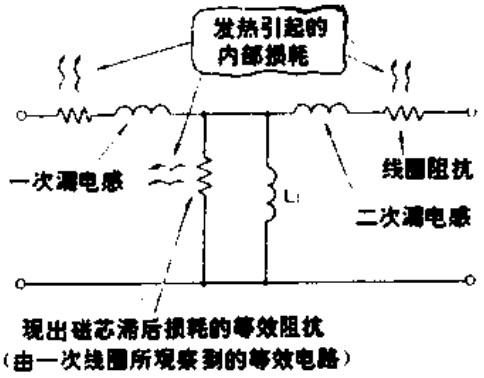


图 2-47　变压器的等效电路和变压器的内损耗

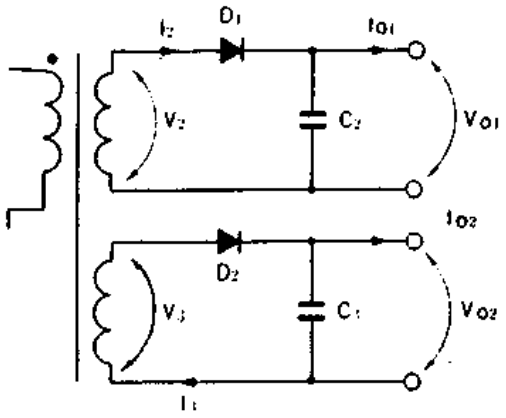


图 2-48　多输出时变压器的输出

从上式可得

$$I_{1P}=\frac{2\times P_2\times T}{\eta\times V_1\times T_{on}}$$

$$N=\frac{V_2\ (T-T_{on})}{V_1\times T_{on}}$$

$$L_1=\frac{V_1{}^2\times T_{on}{}^2\times\eta}{2\times V_2\times I_O\times T}=\frac{V_1\times T_{on}}{I_{1P}}$$

也可进行如下变形：

$$I_{1P}=\frac{2\times P_2}{\eta}\times\left(\frac{N}{V_2}+\frac{1}{V_1}\right)$$

$$T_{on}=I_{1P}\times L_1/V_1$$

$$T=\frac{L_1\times I_{1P}{}^2\times\eta}{2\times P_2}$$

在图 2-48 所示的多输出情况下，P_2 可由下式取代。

$$P_2=V_2\times I_{O1}+V_3\times I_{O2}$$

关于占空比 α

$\alpha=T_{on}/T$ 是 RCC 设计中决定电路特性的一个重要因素，因开关晶体管 Q_1 的集电极电流 I_C 等于 I_1，所以可从上式 $I_{1P}=\dfrac{2\times P_2\times T}{\eta\times V_1\times T_{on}}$ 得

$$I_C\propto\frac{1}{\alpha}$$

Q_1 的集电极和发射极间 T_{off} 时所加电压 V_{ce} 可从图 2-49 得

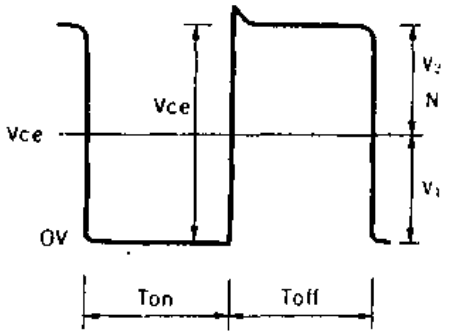


图 2-49　开关晶体管的发射极和集电极间的电压 V_{ce}

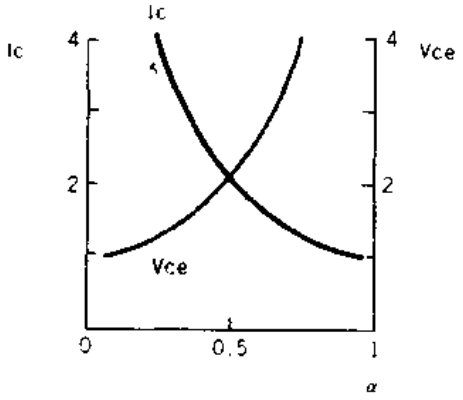


图 2-50　占空比 α 的变化对晶体管的电流和电压的影响

$$V_{ce}=\frac{V_2}{N}+V_1\propto\frac{1}{1-\alpha}$$

图 2-50 所示是改变 α 时，I_C 和 V_{ce} 的相对值的变化情况。α 大时虽能减小 I_C，但因 V_{ce} 会增大，所以必须选额定电压高的晶体管。

α 小时，V_{ce} 虽可减小，但 I_C 会增大。其他也跟变压器的设计和输出二极管及输出电容器的选择有关。输入最低时，α 取 0.3～0.5 范围是一个适当设计值。

但在 100V 系输入和 200V 系输入相兼容时，即在输入电压变化范围大的情况下，也可采用更大的 α 值。

(2) 设计程序

图 2-51 所示是 RCC 的设计程序，现按该程序说明如下。

①确定电源规格

输入电压		AC　100V
输入电压变动范围		AC　85V～132V
输入频率		50/60Hz
设输出为 2 组		
输出 1	电压	$V_{01}=5V$
	电流	$I_{01}=3A$
输出 2	电压	$V_{02}=12V$
	电流	$I_{02}=0.4A$

2 组输出功率共 19.8W。

②确定占空比 α 和频率 f。

设 $\alpha=T_{on}/T=0.5$

设最低振荡频率 f_{min} 为 25kHz。低于 25kHz 的频率即为音频域，会发出刺耳的拨号音。而提高 f_{min} 就会增大开关损耗。

RCC 在输出电流减小时频率会增高，以至达 200kHz 以上。这样就会因不能配合开关晶体管的工作而致损耗增加。

③输入直流电压 V_1 的计算

V_1 的计算方法可参照正向式变换器中的第(12)式。因交流输入电压 E_1 为 85V～132V，所以 V_1=100V～186V。

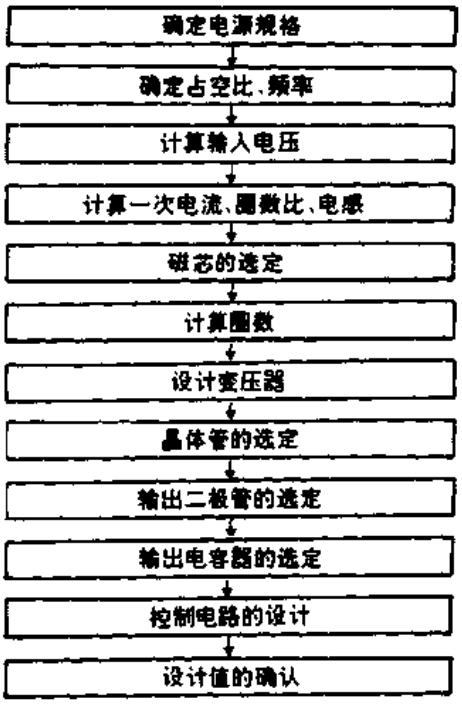


图 2-51 RCC 设计程序

④一次电流的峰值 I_{1P}、圈数比 N 和一次电感 L_1 的计算。

现就输入电压最低、输出电流 I_{01} 为过电流保护设定点（I_{01} 的 120%）的情况进行计算。RCC 在该点时 I_{1P} 最大，f 最小。设 V_f=0.55V，V_t=0.35V，η=0.94，则 V_{01}=5V，因此

$V_2=V_{01}+V_f+V_t=5+0.55+0.35=5.9$（V）

同样 $V_3=12+0.9+0.1$

=13（V）

变压器的输出功率 P_2 因 5V 输出电流是过流检测点，为 3A×1.2，所以

$P_2=5.9\times3\times1.2+13\times0.4=26.4$（W）

$$I_{1P}=\frac{2\times26.4\times2}{0.94\times100}=1.1\ (A)$$

ON 时 T_{on} 为

$$T_{on}=\alpha\times T=\frac{1}{2\times f}=20\ (\mu s)$$

一次和二次（5V 线圈）的圈数比 N_{12} 为

$$N_{12}=\frac{5.9}{100}=0.059$$

一次线圈的电感 L_1 为

$$L_1=\frac{100\times20\mu}{1.1}=1.8\ (mH)$$

⑤磁芯的选用

磁芯大小的选择可参照《正向式变换器》中的表 2-6。可考虑只取较该表中 50kHz 标准输出容量略少的小容量磁芯。在设计变压器时要反复挑选，直至找出最适合的磁芯。这里确定使用表里没列的 EEC28L（TDK）。

图 2-52 所示是磁芯和绕线管的尺寸。

⑥圈数 N_1、N_2、N_3 的确定

二次线圈的圈数 N_2 为

$$N_2>\frac{N_{12}\times I_{1P}\times L\ (mH)}{S\times B_m}\times10^7$$

S：磁芯的有效截面积（mm^2）

B_m：最大磁通密度（3000 高斯）

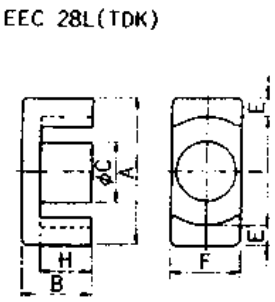
$$N_2>\frac{0.059\times1.1\times1.8}{81\times3000}\times10^7=4.9\Rightarrow5\ (圈)$$

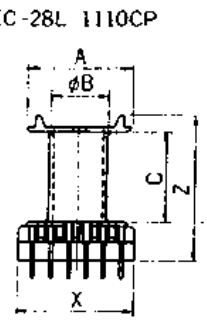
一次线圈的圈数 N_1 为

$$N_1 = N_2/N_{12} = 5/0.059$$
$$= 85 \text{（圈）}$$

12V 输出线圈的圈数 N_3 为

$$N_3 = N_2 \times V_3/V_2 = 5 \times 13/5.9 = 11 \text{（圈）}$$





尺寸（mm）磁芯

A	B	øC	F	1
28.55	16.9	9.9	11.4	21.2

有效截面积 81.4mm²

绕线管

A	øB	C
20.9	12.3	22.4

图 2-52　磁芯和绕线管

⑦变压器的设计

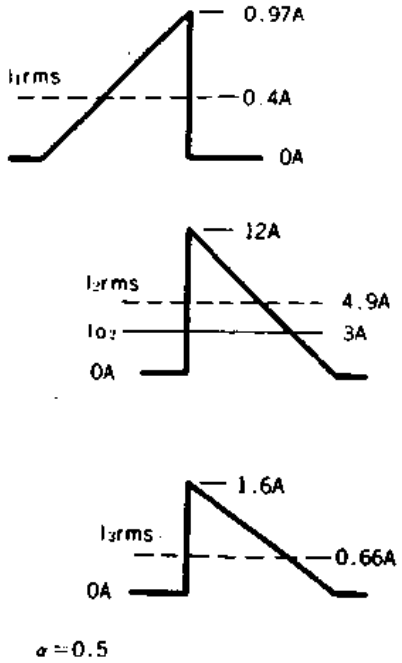


图 2-53　通过线圈的电流计算

一定要检验线圈能否容入所选用的磁芯。因此要先计算出通过线圈的电流。电流在输入电压 V_1 最低和输出电流 I_{01}、I_{02}最大时最大。这时，变压器的输出功率 P_2 为，

$$P_2 = 5.9 \times 3 + 13 \times 0.4 = 22.9 \text{（W）}$$

因此

$$I_{1P} = \frac{2 \times 22.9 \times 2}{0.94 \times 100} = 0.97 \text{（A）}$$

电流波形变化如图 2-53 所示，所以 I_1 的有效值为：

$$I_{1rms} = I_{1P}/\sqrt{6} = 0.40 \text{（A）}$$

流入变压器 5V 线圈的电流 I_2 的峰值 I_{2P}可按下式从输出电流 I_{01}求出。

$$I_{2P} = \frac{2 \times I_{01}}{\alpha} = \frac{2 \times 3}{0.5} = 12 \text{（A）}$$

有效值为

$$I_{2rms} = I_{2P}/\sqrt{6} = 12/\sqrt{6} = 4.9 \text{（A）}$$

同样，12V 线圈的电流有效值是

$$I_{3rms} = \frac{2 \times I_{02}}{\alpha \times \sqrt{6}} = \frac{2 \times 0.4}{0.5 \times \sqrt{6}} = 0.66 \text{（A）}$$

变压器需要有供给晶体管 Q_1 的基极电流 I_B 的基极线圈，因此要计算出该线圈的匝数 N_B（图 2-54）。

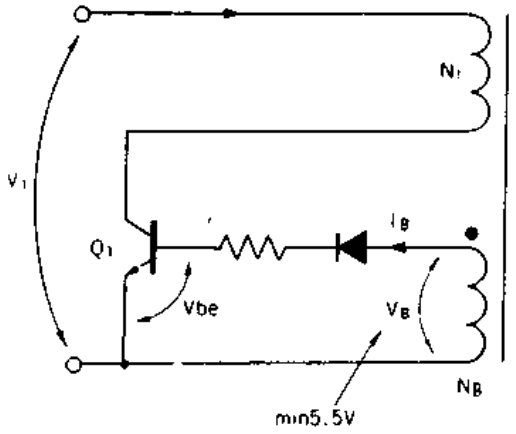


图 2-54　基极线圈的设计

即使输入电压 V_1 最低时，基极电路电压 V_B 也需 5.5V，因此确定 N_B 为

$$N_B=\frac{V_B\times N_1}{V_1}=\frac{5.5\times 85}{100}=4.7$$

⇒5（圈）

设 $h_{fe}=10$，则晶体管 Q_1 的基极电流 I_B 为

$$I_B=I_{1p}/h_{fe}=1.1/10=0.11\ (A)$$

因此，I_B 的有效值是：

$$I_{Brms}=I_B/\sqrt{2}=79\ (mA)$$

计算通过线圈的电流的有效值是为了按计算式 $P_1=R_1\times I_{rms}^2$ 计算出由线圈阻抗部分导致的损耗 P_1。

下面谈谈确定线圈用导线(漆包线)的线径问题。

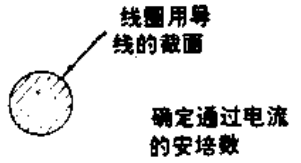


图 2-55　导线的电流密度

缩小导线线径无疑可嵌入绕组节距，但因线圈电阻部分发热过大，可能不合适。因此，作为确定导线线径的指标，就要考虑导线的电流密度 I_d（图 2-55）。

I_d＝导线的单位截面流过的电流（A/mm^2）$=I/S$

I：电流，S：截面积

然而，确定 I_d 不是容易的。变压器的温升容许度数取决于磁芯的温度特性和所用绝缘材料（绕线管和磁带等）的最高使用温度。

变压器的环境温度是气温加内部上升温度，而内部上升温度难以确切估计（尤其是安装密度大时），电流密度（或线圈的损耗）和变压器的温升的关系就更难确立。其中采用自然冷却还是风扇冷却就有很大差异。因困难很大，所以要使用以往的经验值。

自然冷却时的 I_d 以 1.5～4A/mm^2 为宜，风扇冷却时的 I_d 以 3～6A/mm^2 为宜。变压器小时，最好选较大值，变压器大时则要选较小值。

确定最佳磁芯和线圈时，只能通过实际工作测定变压器的温度。

这里按 $I_d=4A$ 进行设计。

以下谈谈确定线圈的导线尺寸（导线线径）问题。

计算一次线圈，得所需截面 S 为

$$S=I_{1rms}/I_d=0.40/4=0.1\ (mm^2)$$

导线便览里截面积比 S 大的最细导线为∅0.4，其截面积为 0.1257mm^2，1 级漆包线的外径为 0.456mm。其他线圈同样，其导线确定结果如表 2-12。二次线圈采用 3 根并联。

表 2-12　线圈设计结果

线圈次数	I_{rms} (A)	导　线			Id (A/mm²)	层　数
		尺寸	线径（mm）	断面积（mm²）		
一	0.4	0.4	0.456	0.1257	3.2	3
二	4.9	0.7	0.776	0.3848	4.2	1
三	0.66	0.5	0.560	0.1964	3.4	1
B	0.11	0.4	0.456	0.1257	0.9	初级线圈剩余

注：・使用 1 级漆包线

・因二次线圈使用 1 根要加粗，故用 3 根并联

・基极线圈的尺寸与一次同，减少了导线种类

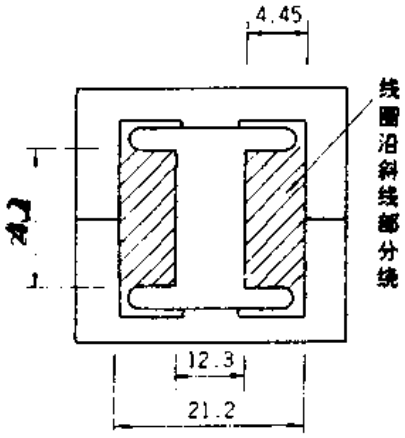


图 2-56　绕组节距

按所使用的磁性和绕线管计算线圈的绕组节距。从图 2-56 可知高度为 22.4mm，厚 4.59mm。

线圈的绕法会影响漏感（漏磁通）的变化，因此要使一次、二次和三次线圈的磁性耦合好。在安全上，确保一次、二次和三次线圈的绝缘很重要，各国安全标准对绝缘材料和绝缘距离也都有详细规定。这里采用图 2-57 所示的绕法。将一次线圈和二次线圈交替重叠卷绕，使达到良好的磁性耦合。为符合 UL（美国）CSA（加拿大）标准，要在绕线管两端装上 2mm 的绝缘带，以取沿面放电的最短距离。因此，实际绕组节距的高度将是 24.2－4＝20mm。在一次、二次、三次间装入 3 层绝缘胶带，并规定一次和二次、三次间的耐压为 1250V。现计算在绕组节距高为 20mm 时，各线圈的层数。

设线圈外径为 r，则一次线圈绕 1 层的匝数为：

$$20/r-1=20/0.456-1=42.9=42\text{（圈）}$$

所以层数是

$$N_1/42=85/42=2.02\Rightarrow 3\text{（层）}$$

因此，一次线圈如图 2-57 所示为 3 层。因第 3 层的线圈少，所以将基极线圈加入该层的空余部分。

最后，要检查线圈的厚度是否达到绕组节距的厚度。

线圈的厚度 d 为：

$$d=(\Sigma r\times l+\Sigma dt)\times 1.2$$

r：电线径　　l：层数　　dt：绝缘胶带的厚度

考虑到空余，将其按 1.2 倍处理。如果不考虑该空余率，线圈即使绕好也会产生跟磁芯不符的问题，设绝缘胶带的厚度为 0.05mm，总 15 张，从表 2-12 可得：

$$d=(0.456\times 3+0.776+0.560+0.05\times 15)\times 1.2=4.02<4.45$$

结果跟磁芯相符。此时如果跟磁芯不符，就要把磁芯改大再计算。如显得过紧时，也可考虑稍增大电流密度的方法。反之，在空余过大时，会造成磁芯过大，因而要减小磁芯尺寸后再进行计算。

图 2-58 所示为上述变压器的设计程序。

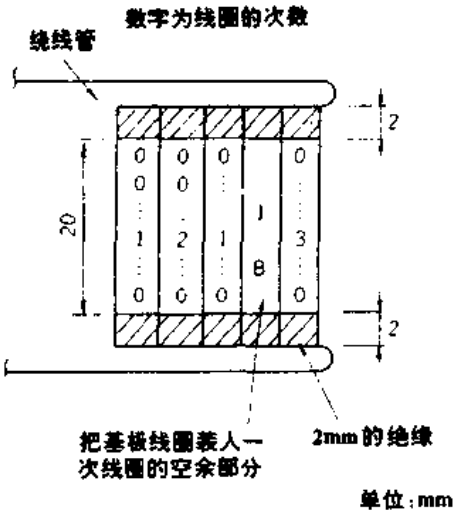


图 2-57　线圈截面图

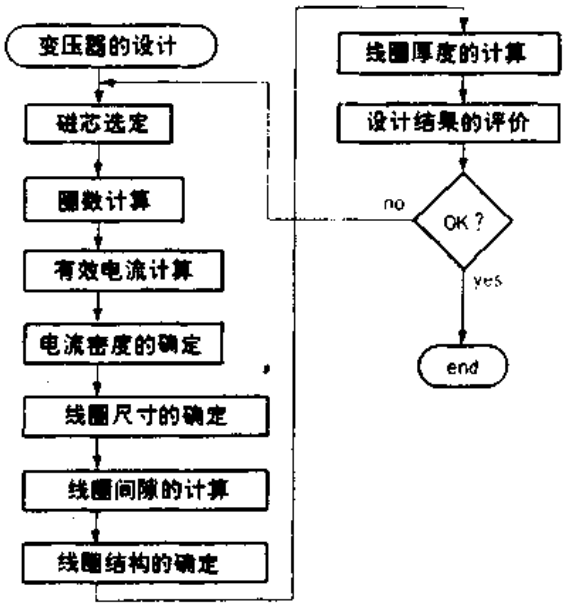


图 2-58　变压器的设计程序

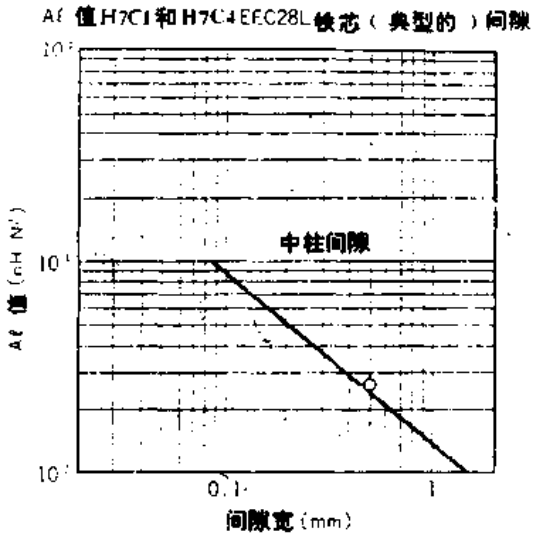


图 2-59　*Al* 值和间隙宽的关系

因一次线圈的电感 L_1 为 1.8mH，所以给磁芯增添间隙后，要缩小磁芯的 *Al* 一值。

因所需值是

$$Al\text{ 值}=\frac{L_1}{N_1^2}=\frac{1.8\text{m}}{85^2}=249\ (\text{nH}/N^2)$$

所以从图 2-59 可知间隙宽 lg 是 0.5mm。如图 2-60（a）所示，因是中柱间隙宽，所以要将磁芯磨后装上。如找不到有适当 *Al* 值的磁芯，就得根据现有磁芯的 *Al* 值重新进行设计。

图 2-60（b）是一种加入间隙材料（厚为 0.5lg 的绝缘板）探求所需 *Al* 值的方法。不过采用该方法漏磁通大，且会形成噪声发生源。因此要尽可能采用（a）的中柱间隙法。

⑧开关晶体管 Q_1 的选用

使用设计晶体管之前设计的变压器时，要检查一下已计算的参数的情况，并按④项设定的输入电压 V_1 最低、5V 输出电流为过流设定点和 12V 输出电流最大的条件进行计算。

因圈数比为：

$$N_{12}=N_1/N_2=5/85=0.059$$

所以可分别得

$$I_{1P}=\frac{2\times P_2}{\eta}\times\left(\frac{N}{V_2}+\frac{1}{V_1}\right)=\frac{2\times 26.4}{0.94}\times\left(\frac{0.059}{5.9}+\frac{1}{100}\right)=1.1\ (\text{A})$$

$$T_{on}=I_{1p}\times L_1/V_1=1.1\times 1.8\text{m}/100=19.8\ (\mu\text{s})$$

$$T=\frac{L_1\times I_{1P}^2\times\eta}{2\times P_2}=\frac{1.8\text{m}\times\ (1.1)^2\times 0.94}{2\times 26.4}=41.4\ (\mu\text{s})$$

因此

$$f=1/T=1/41.4\mu=24\ (\text{kHz})$$

$$\alpha=T_{on}/T=19.8/41.4=0.48$$

$$B_m=\frac{I_{1P}\times L_1\ (\text{mH})}{S\ (\text{mm}^2)\ \times N_1}\times 10^7$$

$$=\frac{1.1\times 1.8}{81.4\times 85}=2870\ (\text{高斯})$$

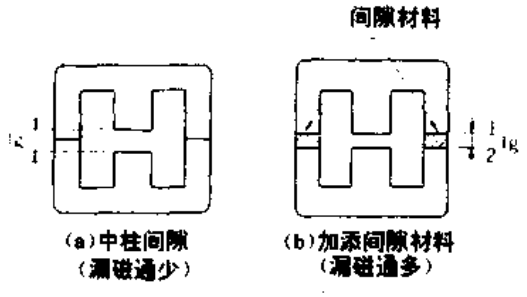


图 2-60　间隙的加添法

下面就输入电压 V_1 最高、输出电流 I_{01}、I_{02} 最大的情况加以计算。这时可由③项得 $V_1=186\text{V}$。

P_2 为

$$P_2=5.9\times 3+13\times 0.4=22.9\ (\text{W})$$

可分别得

$$I_{1P}=\frac{2\times 22.9}{0.94}\times\left(\frac{0.059}{5.9}+\frac{1}{180}\right)=0.76\ (\text{A})$$

$$T_{on}=0.76\times 1.8\text{m}/186=7.6\ (\mu\text{s})$$

$$T=\frac{1.8\text{m}\times\ (0.76)^2\times 0.94}{2\times 22.9}=21.2\ (\mu\text{s})$$

因此

$$f=47\text{kHz},\ \alpha=0.36$$

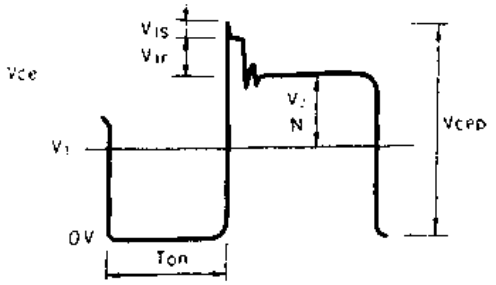


图 2-61　晶体管的 V_{ce}

晶体管 Q_1 的电压 V_{ce} 虽如图 2-50 所示，但其实际波形却似图 2-61。从 T_{on} 转换到 T_{off} 时，由于变压器的漏磁通，致使一部分能量没有从一次线圈传输到二次线圈，V_{1r} 就是由这种能量导致的一种波形。因漏电感的计算有困难，故这里按下式进行设计。

$$\frac{V_2}{N}+V_{1r}\approx 1.5\times\frac{V_2}{N}$$

因 $V_2/N=100\text{(V)}$，所以确定 $V_{1r}=50\ \text{(V)}$

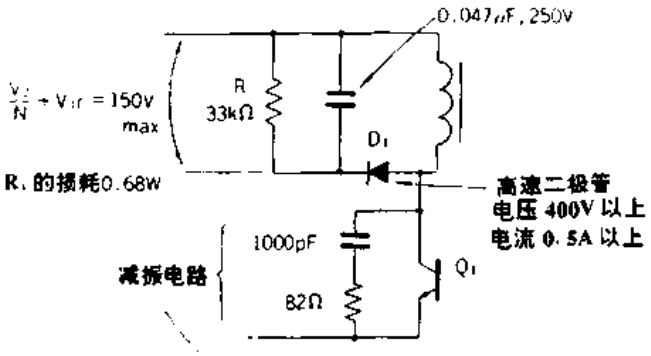


图 2-62　复位电路和浪涌电压保护电路

图 2-62 所示是一次线圈的复位电路和减振电路。在该设计例中设复位电路中的 R_3 为 33kΩ，不过要边观察工作时的 V_{ce} 的波形边进行调整，以使 $V_{1r}=50\text{V}$ 左右。V_{1S} 表示由一次电路的电感成分产生的浪涌电压。晶体管的两端装有 C、R，以控制峰值。该 C、R 值可参考设计例采用尝试法确定。

Q_1 的集电极电压的最高值 V_{cep} 是：

$$V_{cep}=\frac{V_2}{N}+V_{1r}+V_{1s}+V_{1max}=100+50+30+186=366\ (\text{V})$$

图 2-62 中 D_1 的反向电压同 V_{cep}。因此如果使用 $V_{cep}=450\text{V}$ 的晶体管，就能按 81% 的

减低率使用。集电极电流的峰值 I_{cp}是：$I_{cp}=I_{1P}=1.1A$。

因此，决定选用 2SC4051 型晶体管（新电元公司）（见表 2-13）。

表 2-13 晶体管的特性

2SC4051 外形 TO－220					
项目			符号	定额值	单位
极限参数	结温		T_J	150	C
	集电极·发射极电压		V_{CEO}	450	V
	集电极电流	DC	I_C	3	A
		峰值	I_{CP}	6	A
电、热特性	直流电流放大系数		h_{FE}	MIN10	
	集电极、发射极饱和电压		V_{CE} (sat)	MAX1.0	V
	基极饱和电压		V_{BE} (sat)	MAX1.5	V
	热电阻		Q_{jc}	MAX3.12	C/W
	导通时间		t_{on}	MAX0.5	μs
	存储时间		t_s	MAX2.0	μs
	下降时间		t_f	MAX0.2	μs

下面计算晶体管的损耗。

晶体管 Q_1 的电流波形从 OFF 转移到 ON 时，如图 2-63 所示，就会有放电电流通过缓冲器的电容器。该电流的峰值会按电容值变化，这里设定为 $I_{cp}/2$。扩大这时的 V_{ce}和 I_c，即呈图 2-64（a）的状态。而从 ON 向 OFF 转移时，即呈（b）的状态。设 $t_r=t_f=0.3\mu$，则 ON 时的损耗 P_r 和 OFF 时的损耗 P_f 可分别按下式计算。



图 2-63 晶体管的电流

$$P_r=\frac{1}{6}\times V_{1max}\times\frac{I_{ce}}{2}\times t_r/T$$

$$=\frac{1}{6}\times 186\times\frac{0.72}{2}\times 0.3\mu/21\mu$$

$$=0.16\ (W)$$

$$P_f=\frac{1}{6}\times V_{cep}\times I_{cp}\times t_f/T$$

$$=\frac{1}{6}\times 366\times 0.72\times 0.3\mu/21\mu=0.62\ (W)$$

设 Q_1 的饱和电压 $V_{sat}=1.0$，则 T_{on}时的损耗 P_{on}为：

$$P_{on}=\frac{1}{2}\times I_{cp}\times V_{sat}\times\alpha=\frac{1}{2}\times 0.72\times 1\times 0.36=0.12\ (W)$$

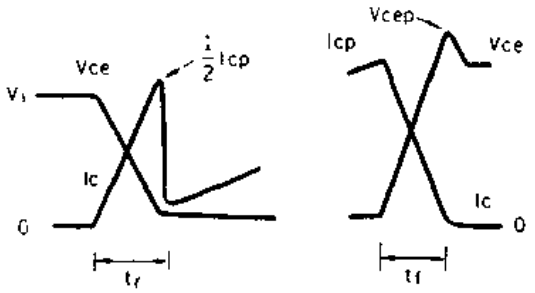
Q_1 的损耗 P_q 是这些损耗的总和。　　结壳间的温度 T_{Jc}为：

$$T_{Jc}=P_q\times R_{Jc}=0.91\times 3.12=2.8℃$$

T_{cf}值更小。设散热片温度为 100℃，则结温在 110℃以下。

⑨输出二极管 D_2 的选定

通过二极管 D_2 的电流同图 2-53 的 I_2。但在实际上一定要考虑 T_{off}时反向漏电流通过的问题。因 T_{off}时的反向电压 V_{dr}为



(a) ON时　　(b) OFF时

图 2-64　ON、OFF 时的晶体管的电流、电压

$$V_{dr}=V_{01}+V_1\times N_{12}$$

所以其最大值为：

$$V_{drmax}=5+186\times 0.059=16.8\ (V)$$

按该电压可使用肖特基势垒二极管，所以确定 D_2 选用 D5SM3M（新电元）。其峰值反压额定为 30V，非常充裕。

为确定散热片的大小，要计算二极管的损耗。

正向电流通过时的损耗 P_f 为

$$P_f=\frac{I_{2P}}{2}\times V_f\times\ (1-\alpha_{min})\ =\frac{12}{2}\times 0.55\times\ (1-0.36)\ =2.2\ (W)$$

反向漏电流可从表中查得 $V_r=17V$，$T_c=100℃$ 为 2mA，故反向损耗 P_r 为

$$P_r=V_r\times I_r\times\alpha=16.8\times 2m\times 0.36=12\ (mW)$$

该数值可忽略不计。

根据管壳和散热器间的热阻抗 R_{jf} 和 P_f，可得：

$$T_{jf}=6\times 2.2=13.2℃$$

设 T_{jmax} 为 100℃，在环境温度为 60℃时，所需散热器的热电阻则为：

$$R_{fa}=\frac{T_{jmax}-T_{jf}-T_a}{P_f}$$

$$=\frac{100-13.2-60}{2.2}=12.2\ (℃/W)$$

采用同样的方法，可确定 12V 电路的输出二极管。反向电压的最高值是：

$$V_{drmax}=\frac{N_3}{N_1}\times V_{1max}+V_{02}$$

$$=\frac{11}{85}\times 186+12=36\ (V)$$

因此，确定选用耐高压的肖特基二极管 S2S6M（新电元）。但为避免长时间下的过负载短路状态下也不致遭损坏，其最大电流只能在 3A 左右。因此，要设计更大的高耐压肖特基二极管装在散热器上。

表 2-14　肖特基势垒二极管的特性

S2S6M				
项　目		符　号	额　定	单　位
极限参数	结温	T_1	+125	℃
	峰值反向电压	V_{RM}	60	V
	输出电流	I_O	1.3	A
电热特性	正向电压	V_F	MAX　0.58	V
	反向电流	I_R	MAX　2	mA
	热电阻	θ_{ja}	86	℃/W

⑩确定输出电容器 C_2、C_3

通过电容器 C_2 的纹波电流为 $I_{c2}=I_2-I_0$，故呈图 2-65 所示状态。

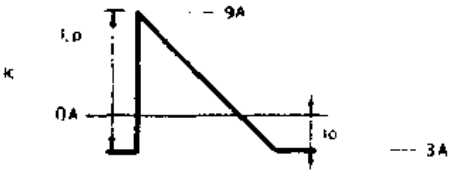


图 2-65　输出电容器的纹波电流

有效值是：

$$I_{c2rms}=\left\{\frac{T_{on}}{3T}\left(I_{2p}^2-I_{2p}\times I_0+I_0^2\right)+\frac{T_{off}}{T}\times I_0^2\right\}^{\frac{1}{2}}$$

该值在输入电压最低、输出电压最大时，为最大。

$$I_{c2rms}=\left\{\frac{1}{3\times 2}\left(12^2-12\times 3-3^2\right)+\frac{1}{2}\times 3^2\right\}^{\frac{1}{2}}=4.9\ (A$$

同样，12V 输出电容器 C_3 的有效值为：

$$I_{c3rms}=\left\{\frac{1}{3\times 2}\left(4.9^2-4.9\times 0.4+0.4^2\right)+\frac{1}{2}\times 0.4^2\right\}^{\frac{1}{2}}=650\ (mA)$$

作为 5V 输出用电容器 C_2，如果使用 PL 系列（日本尼康公司）的 10V、1500μF，则从表 2-15 可知，因容许纹波电流为 1440mA，故确定用 4 只并联。

$$1440mA\times 4=5.76\ (A)>4.9\ (A)$$

作为 12V 输出用电容器，如果使用 16V、390μF，则因容许纹波电流是 730mA，所以对于 650mA 是很充裕的。

仅此，输出纹波电压就很大，所以如图 2-66 所示要在输出上装有 LC 滤波器，使其衰减。L 确定为数 μH～50μH，C 确定为上述所选容量的 1/4 左右。

表 2-15　开关电源用电容器

开关电源用电容器（日本尼康公司）PL 系列					
WV DC	静电容量 (μF)	外形尺寸 ØD×L (mm)	阻抗（ΩMAX）		容许纹波电流（mArms）
			20℃/100kHz	−10℃/100kHz	105℃/10kHz～200kHz
10	1500	10×31.5	0.045	0.090	1440
16	390	8×20	0.10	0.20	730

⑪控制电路的设计

图 2-66 是 RCC 控制电路例。该电路由 5V 输出电压通过光电耦合器 PC_1 进行反馈，控制 T_{on} 时间和稳定输出，因而可获得高精度的输出。输出增大时，可缩短 T_{on}，使输出降低。

3. ON—OFF 式变换器

（1）电路结构和特性

这是一种适用于输出 50W～200W 的多输出电源的电路方式。主电路跟 RCC 相同，不同的是频率 f 通过控制 IC 确定和固定。图 2-67 是其基本电路图，图 2-68 是其各部分的波形。输出电流 I_0 小的时候，在 T_{off} 时间的后半部分有一个 I_1、I_2 两电流都没流动的时间。设一次电流 I_1 的峰值 I_{1p} 和最小值 I_{1b} 的比为 K（图 2-69），在 I_2 没转换成 OA 的条件下，下式成立。

$$I=\frac{2\times P_2\times T}{(1+K)\times\eta\times V_1\times T_{on}}\qquad(1)$$

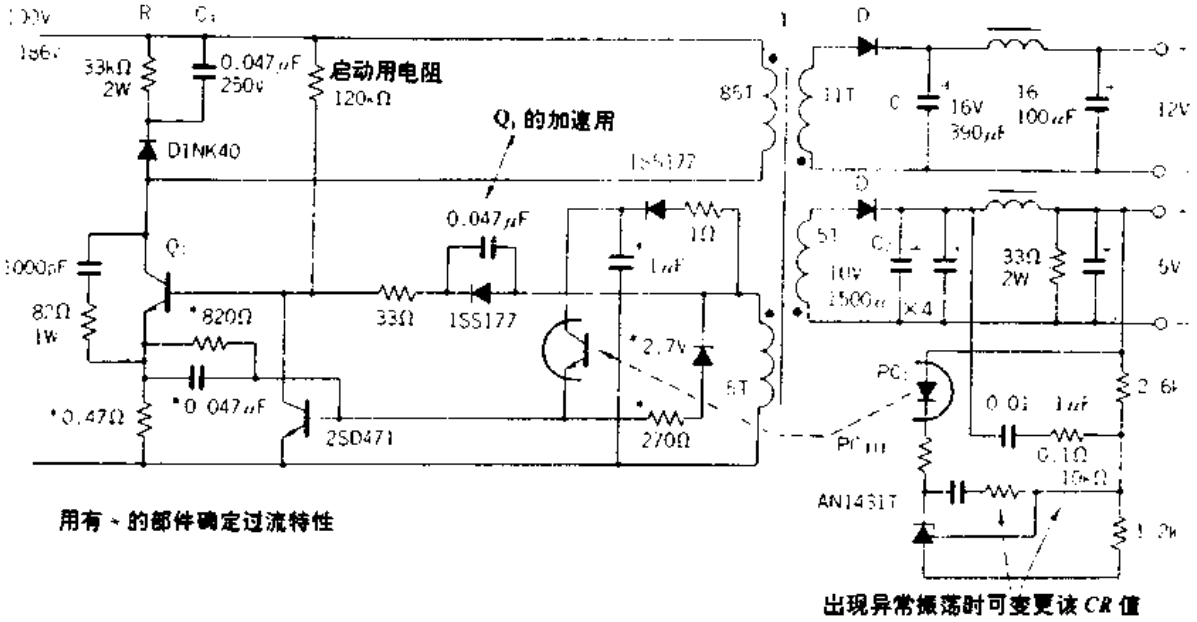


图 2-66　RCC 设计

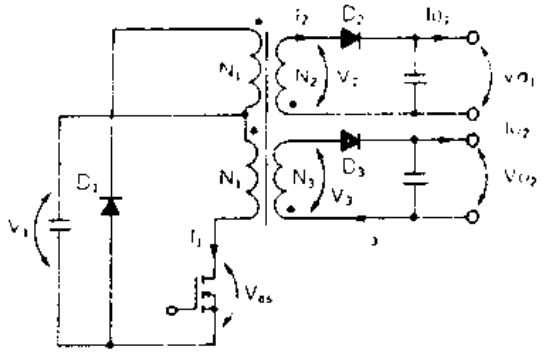


图 2-67　ON-OFF 式变换器的基本电路

$$N=\frac{V_2\times(T-T_{on})}{V_1\times T_{on}} \tag{2}$$

$$L_1=\frac{V_1\times T_{on}}{(1-K)\times I_{1p}} \tag{3}$$

在这些式子中，如果设 $K=0$，即可获得跟 RCC 的基本式即上式，也可变换成下式。

$$T_{on}=\frac{V_2\times T}{NV_1+V_2}$$

$$I_{1p}=\frac{1}{2}\times\left(\frac{2\times P_2\times T}{\eta\times V_1\times T_{on}}+\frac{V_1\times T_{on}}{L_1}\right)$$

$$K=1-\frac{V_1\times T_{on}}{I_{1p}\times L_1}$$

K 值一大，电流的峰值 I_{1p}就会增大，从而就会增加开关元件的损耗。相反如果 K 值小，固然会减小元件上的功耗，但变压器会增大。看来输入电压最低、输出功率最大时的最佳值是 0.5～0.6。

（2）设计程序

①确定规格

输入电压　　单相 AC　200V

输入电压范围　AC　170V～264V

双输出中 输出电压　5.2V；输出电流　15A

输出电压　12V；输出电流　2A

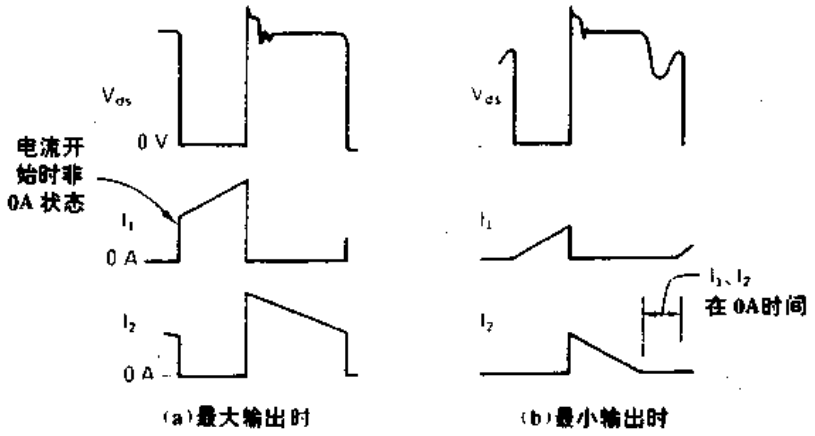


图 2-68　各部分的电压电流波形

输出功率总计 99W

②占空比 α 和频率 f 的确定

$$f=100\text{kHz}\ (T=10\mu\text{s}),$$

$$\alpha_{max}=0.4$$

③输入电压的计算

$$V_i=180\text{V}\sim360\text{V}$$

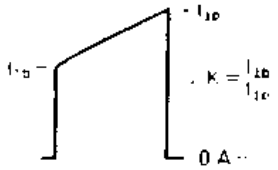


图 2-69　一次电流波形

④一次线圈电流 I_{1p}、线圈比 N_{12}、电感 L_1 的计算

设 K=0.6，变压器效率 $\eta=0.95$，$V_f=0.5\text{V}$、$V_L=0.3\text{V}$，则变压器的输出电压 V_2 为

$$V_2=5.2+0.5+0.3=6.0\text{V}$$

12V 输出时，设 $V_f=0.9\text{V}$，$V_1=0.1\text{V}$，则

$$V_3=12+0.9+0.1=13\text{V}$$

设 5V 输出电流 I_{01}的过流设定点为 I_{01max}的 120%，则该时的变压器输出功率为

$$P_2=6.0\times15\times1.2+13\times2=134\ (\text{W})$$

于是从式（1）～（3）即得：

$$I_{1p}=\frac{2\times134\times10\mu}{(1+0.6)\times0.95\times180\times4\mu}=2.4\text{A}$$

$$N_{12}=\frac{6.0\times(10-4)\ \mu}{180\times4\mu}=0.05$$

$$L_1=\frac{180\times4\mu}{(1-0.6)\times2.4}=750\ (\mu\text{H})$$

⑤磁芯的选用

磁芯定为 EEC35（TDK），绕线管用 BEEC-35-1116CPH。

5.2V 线圈的圈数 N_2 是：

$$N_2>\frac{N_{12}\times I_{1p}\times L\ (\mu\text{H})\times10^4}{S\times Bm\ (\text{高斯})}=\frac{0.05\times2.4\times750\times10^4}{107\times3000}=2.8\Rightarrow3\ (\text{圈})$$

$$N_1=3/0.05=60\ (\text{圈})$$

$$N_3=\frac{13}{6}\times3=6.5\Rightarrow7\ (\text{圈})$$

磁芯的 Al 值为

$$Al\text{ 值}=\frac{750\mu}{60^2}=208\ (\mathrm{nH/N^2})$$

输入电压最低，输出功率最大时，可分别得 T_{on}、I_{1p}、K 为：

$$T_{on}=\frac{6.0\times10\mu}{0.05\times180+6}=4\ (\mu s)$$

$$I_{1p}=\frac{1}{2}\times\left(\frac{2\times116\times10\mu}{0.95\times180\times4\mu}+\frac{180\times4\mu}{750\mu}\right)=2.2\ (A)$$

$$K=1-\frac{180\times4\mu}{2.2A\times750\mu}=0.56$$

按该计算结果计算 T_1、I_2、I_3，即得图 2-70 所示结果。

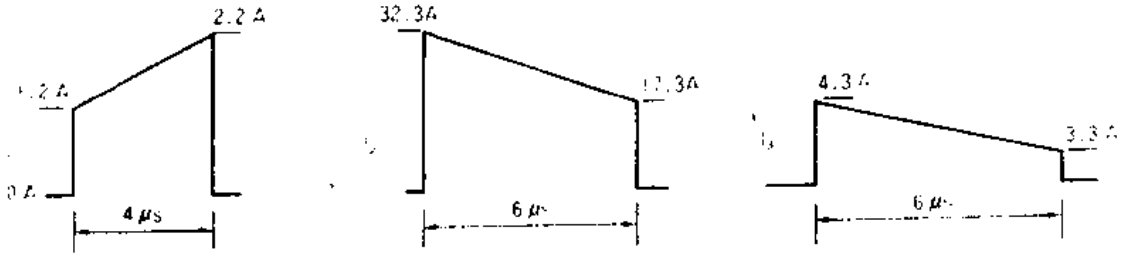
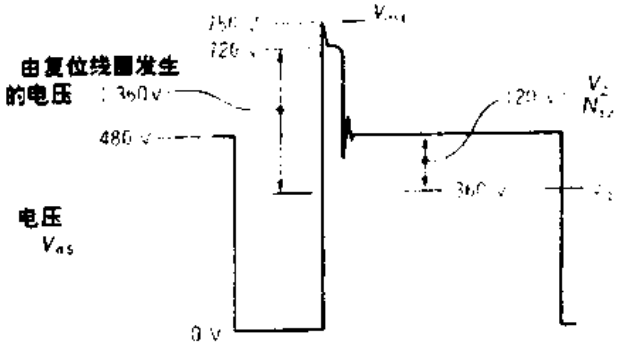
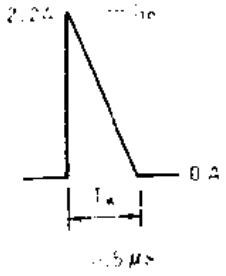


图 2-70　电流波形的计算结果





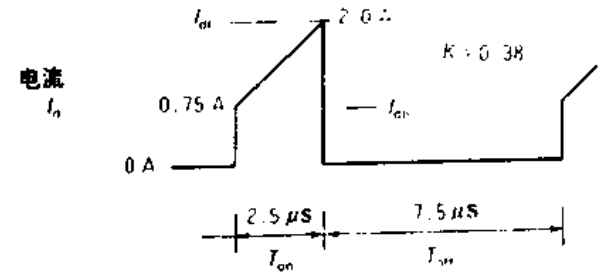


图 2-71　复位线圈的电流

图 2-72　开关元件的电压

下面计算各电流的有效值。

I_1 的有效值为，

$$I_{1rms}=\left\{\frac{T_{on}}{3\times T}\ (I_{1p}^2+I_{1p}\times I_{1b}+I_{1b}^2)\right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$=\left\{\frac{4\mu}{3\times10\mu}\ (2.2^2+2.2\times1.2+1.2^2)\right\}^{\frac{1}{2}}=1.1\ (\mathrm{A})$$

I_2 的有效值要将 T_{on} 换成 T_{off} 进行计算。

$$I_{2rms}=\left\{\frac{6\mu}{3\times10\mu}\ (32.3^2+32.3\times17.7+17.7^2)\right\}^{\frac{1}{2}}$$
$$=19.6\ (\mathrm{A})$$

$$I_{3rms}=I_{2rms}\times\frac{I_{02}}{I_{01}}=19.6\times\frac{2}{15}=2.6\ (\mathrm{A})$$

在该设计中，复位电路没采用 RCC 设计例中所采用的电路方式，而是如图 2-67 所示，用复位线圈使漏磁通的能量返还到一次电源的方式。通过该线圈的电流可设定为图 2-71 所示的状态。因该三角波的脉冲宽度 T_w 随漏感值变化，所以最后要检查实际工作波形。

电流的有效值可从下式求出。

$$I_{rms}=\sqrt{\frac{T_w}{3\times T}}\times I_{1p}=\sqrt{\frac{0.5\mu}{3\times10\mu}}\times2.2=0.28\mathrm{A}$$

⑥变压器的设计

计算好各线圈圈数和有效电流后，即可进行变压器的设计。其程序同 RCC，故省略。

如果确定电流密度 $I_d=5\mathrm{A/mm^2}$，线圈即可嵌入绕组节距。

⑦功率 MOS-FET 的选定

当输入电压最高、输出电流最大时，计算开关元件 Q_1 的电压和电流，即得图 2-72 所示结果。

开关元件采用功率 MOS-FET。

因电压峰值是 750V，所以需耐压为 900V 的元件。这里用的是 2SK787（NEC）（表 2-16）。

损耗计算：

结温 100℃时的 ON 电阻 R_{on} 可从一览表中查出，为 2.2Ω，所以 T_{on} 时的损耗 P_{on} 为

$$P_{on}=\frac{R_{on}}{3}\times\frac{T_{on}}{T}\times\ (I_{dp}^2+I_{dp}\times I_{db}+I_b^2)$$
$$=\frac{2.2}{3}\times\frac{2.5\mu}{10\mu}\times\ (2^2+2\times0.75+0.75^2)$$
$$=1.1\ (\mathrm{W})$$

表 2-16　功率 MOS-FET 的额定值

2SK787				
项　目		符　号	额　定	单　位
极限参数	沟道温度	I_{ch}	150	℃
	漏极电源间电压	V_{DSS}	900	V
	漏极电流（脉冲）	I_D (pulse)	±16	A
电气特性	漏源间导通电阻	R_{DS} (on)	MAX1，6	Ω
	输入电容	C_{iss}	TYP2500	pF
	上升时间	t_r	TYP55	ns
	下降时间	t_f	TYP40	ns

设 $t_r=t_f=0.1\mu s$，计算 ON 时的损耗 P_r 和 OFF 时的损耗 P_f 即得：

$$P_r=\frac{t_r}{T}\times\frac{1}{6}\times I_{db}\ (V_1+\frac{V_2}{N_{12}})\ =\frac{0.1}{10}\times\frac{1}{6}\times0.75\times480=0.6\ (W)$$

$$P_f=\frac{t_f}{T}\times\frac{1}{6}\times I_{dp}\times V_{dsp}=\frac{0.1}{10}\times\frac{1}{6}\times2\times750=2.5\ (W)$$

因 $R_{jc}=1.2℃/W$，所以

$$T_{jc}=4.2\times1.2=5.0\ (℃)$$

如果确定风冷温度为 100℃，则环境温度最高为 60℃时，散热片的热阻 R_f 为：

$$R_f=\ (100-60)\ /4.2=9.5℃/W$$

此外，输出二极管 D_2、D_3 和输出电容器 C_2、C_3 的选用方法同 RCC，故省略。控制电路可采用跟正向式变换器相同的电路。

4. 斩波式变换器

(1) 电路结构和特性

非隔离型斩波式 DC－DC 变换器可大致分为三种，这里要谈的是一种降压式变换器的电路设计。

图 2-73 是其主电路略图，这种方式多采用具有几种输出电压的多输出电源，图 2-74 (b) 是共用 0V 由＋24V 电源制作＋5V 电源的示例。

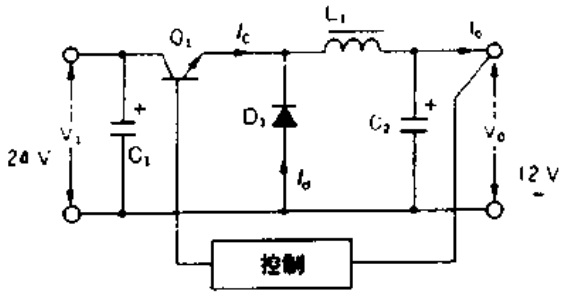


图 2-73　降压型斩波式变换器

输出电压 V_o 只能比输入电压 V_1 低，因 0V 通用，所以输入和输出没有被隔离。

图 2-74 (a) 多线圈式的优点是电路简单，价格便宜。24V 和 5V 隔离。如果要共用 0V，可按图示连接。(b) 图所示的斩波式变换器的电路设计虽然复杂，但因能单独控制 5V 输出，所以其突出优点是可进行以下一些机动设计。

①进行 5V 启—闭。

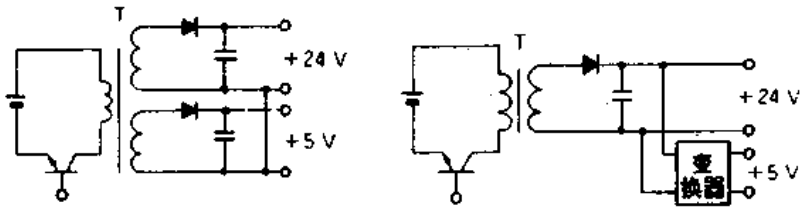


图 2-74　多输出电源的结构

②独立设置 5V 的过流保护功能。

③使输出电压变化限于 5V。

④通过改变 24V 电路的输出电流可减小 5V 电路的输出电压的变化。

在多线圈结构的电路中，其输出电压的关系取决于变压器的 5V 用线圈与 24V 用线圈

的圈数比（整数比），所以很难设定精确的输出电压，具体采用哪种方式，要根据电源所需规格选择。

图 2-74 (b) 中的变换器在+5V 输出电流较小，输入电压 V_1 为 0～7V 时使用 3 端子稳压器固然简单方便，但在输出电流大且输入电压达 10V 以上时，斩波式就更显出了其高效的优点。一般 5V 输出时可高达 75%，12V 输出时可高达 85%。

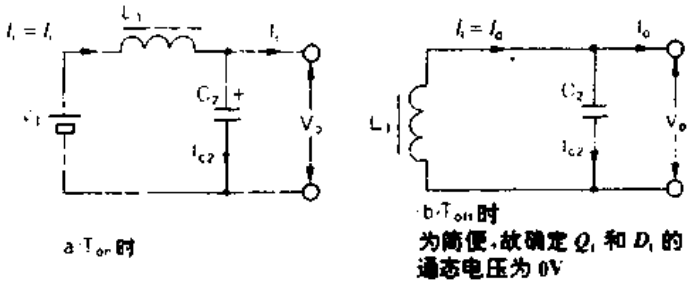
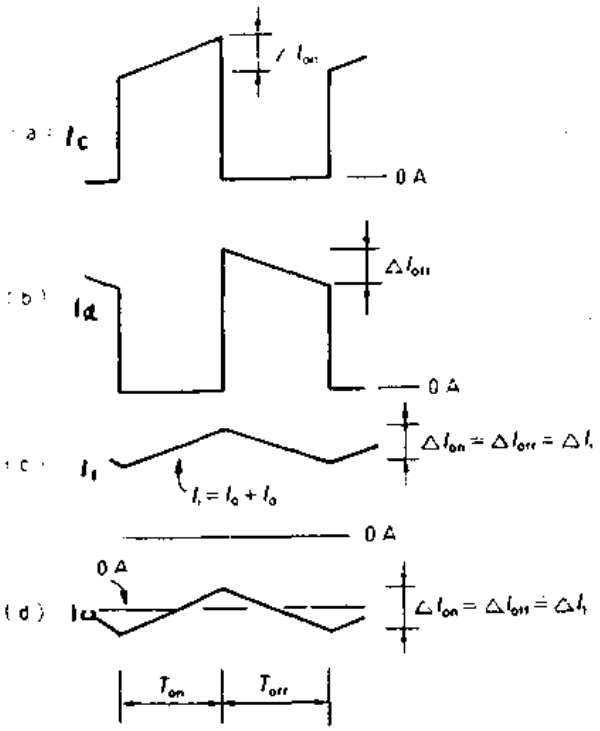


图 2-75 等效电路略图

图 2-75 (a) 为 T_{on}时的等效电路，开关晶体管 Q_1 呈导通状态，(图中为短路)，二极管 D_1 处于反偏压状态而断开(图中没标出)。在 T_{on}时向电感器储存磁能的同时也供给输出电流 I_o。通过晶体管 Q_1 的电流 I_c（图 2-76 (a)）处于增加状态。

T_{off}时的等效电路可参看图



I_1 中只有交流成分转换成电容器 C_1 的纹波电流

图 2-76 各部分的电流波形

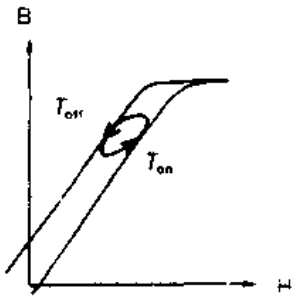


图 2-77 磁芯的磁通变化

2-75 (b)，晶体管 Q_1 被切断基极电流而断开，(因断开，图中没标出)，L_1 在释放磁能的同时供给输出电流 I_o，二级管 D_1 接通，通过二极管的电流 I_d（图 2-76 (b)）处于减少状态。图 2-77 为磁芯的磁通变化示意图。

T_{on}时 L_1 两端的电压的计算在等效电路中很简单，为 V_1-V_o。但实际上如果把晶体管 Q_1 的 ON 电压 V_s 和由配线及 L_1 的阻抗部分导致的电压降 V_l 也加以考虑，即成 V_1-V_o-

V_s-V_1。因此，设 T_{on} 时通过 L_1 的电流 I_1 的增加部分为 ΔI_{on} 则下式成立。

$$V_1-V_0-V_s-V_1=L_1\times\Delta I_{on}T_{on} \tag{1}$$

《L_1：L_1 的电感》

设二极管 D_1 的正向电压为 V_f，则 T_{off} 时 L_1 两端的电压是 $V_O+V_f+V_1$，因此设 T_{off} 时 I_1 的减少量为 ΔI_{off}，则得：

$$V_O+V_f+V_1=L_1\times\Delta I_{off}/T_{off} \tag{2}$$

在稳定状态下因 $\Delta I_{on}=\Delta I_{off}$，所以从式（1）和（2）可得

$$\frac{T_{off}}{T_{on}}=\frac{V_1-V_0-V_s-V_1}{V_o+V_f+V_1}=\frac{V_1-V_0}{V_0} \tag{3}$$

晶体管 Q_1 断开时，集电极-发射极间的电压 V_{ce} 和二极管 D_2 的反向电压（T_{on} 时加的电压）V_{dr} 为：

$$V_{ce}=V_{dr}=V_1$$

但是，输出电流增大，该值就会增加浪涌电压。

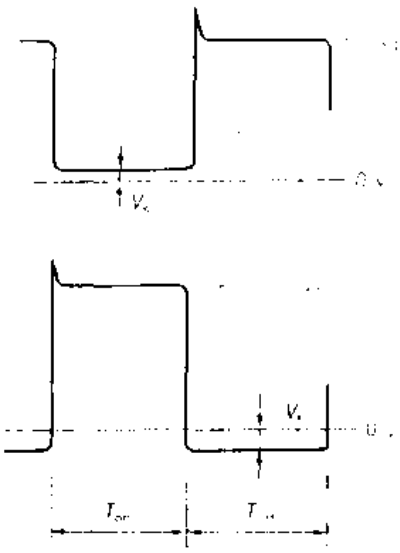


图 2-78　晶体管 Q_1 和二极管 D_1 的电压

《控制电路和专用 *IC*》

控制电路一般起固定频率改变 T_{on} 时间以稳定输出电压 V_0 的作用。设周期为 T，因占空比 α 可用 $\alpha=T_{on}/T$ 表示，所以占空比 α 与输出电压的关系成正比，如下式：

$$V_0=\frac{V_1}{1+T_{off}/T_{on}}=V_1\times\alpha$$

作为电路的一种设计方法，以使用 DC—DC 变换器专用 IC 为宜。例如夏普公司的 IR3M03A 具有 PWM 控制、开关晶体管和过流检测用比较电路，外形为 8 插头的 DIP。这种专用 IC 外部装配电感器 L_1、电容器 C_1 和 C_2、二极管 D_1 和振荡用电容器、过流检测电阻和电压反馈的分压电阻，即可制成斩波式变换器（图 2-79）。

（2）设计程序

现按图 2-80 所示设计程序说明。

①确定输入输出规格

按图 2-74（b）的多输出电源确定输入电压 24V，输出电压为 5.5V，输出电流为 2A，并具有过流保护功能。

②确定电路和所使用的 *IC*

这里按使用 L4960 的设计例考虑。所需功能都设置在 *IC* 上，因此要设计外围部件。

③确定频率 f

IC 的最高工作频率为 150kHz，故确定 f 为 100kHz。f 过高会影响效率，过低会致 L_1 和 C_2 等器件大型化。

④电感器 L_1 的设计

设输入 V_1 为 24V、输出 V_0 为 5.5V、$V_s=1.6$V，$V_1=0.2$V，二极管采用肖特基势垒

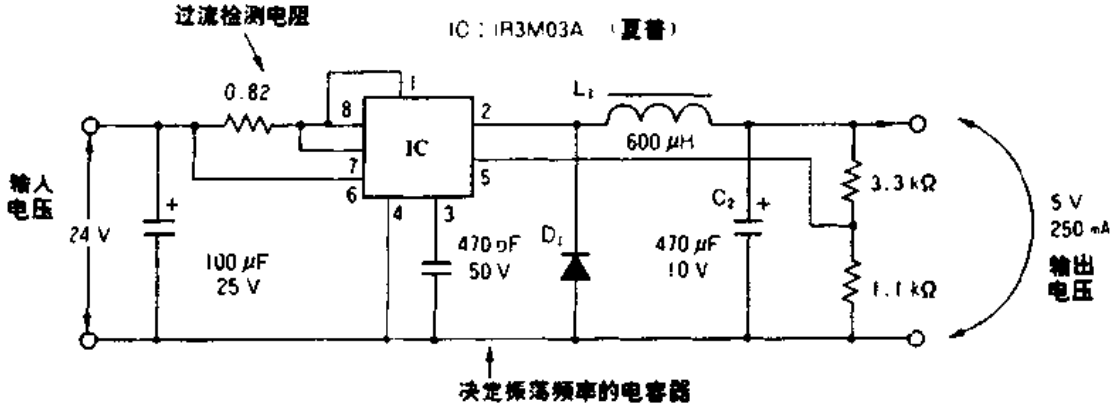


图 2-79　采用专用 *IC* 的结构例

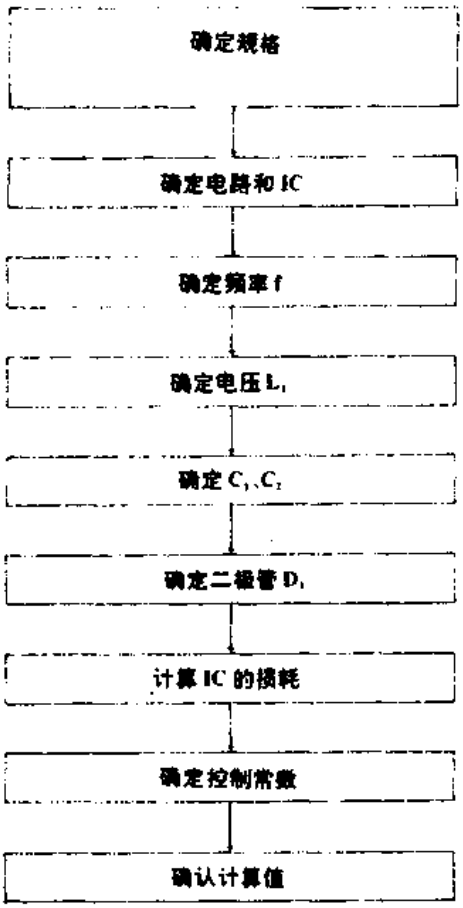


图 2-80　斩波式变换器的设计程序

⑤确定 C_1、C_2

二极管，设 $V_f=0.6$V，则可得：

$$\frac{T_{on}}{T_{off}}=\frac{24-1.6-0.2-5.5}{5.5+0.6+0.2}=2.65$$

根据 $T_{on}+T_{off}=T=1/f$

得（T：周期）

$$T=1/100\text{k}=10\mu\text{s}$$

因此，$T_{on}=2.74\mu$s

设 ΔI_1 为输出电流的 30%，则

$$\Delta I_1=0.3\times I_0=0.3\times 2=0.6\ (\text{A})$$

增加 ΔI_1，就能减小 L_1，但是由于为不增加输出纹波电压而必须增大 C_2，所以 30%是取得平衡的最佳点。

L_1 的电感为：

$$L_1=\frac{V_i-V_0-V_s-V_1}{\Delta I_{on}}\times T_{on}$$

$$=\frac{24-5.5-1.6-0.2}{0.6}\times 2.74$$

$$=76\ (\mu\text{H})$$

要选择 L_1 为 70μH～100μH、即使通过 5A 电流也不致饱和的电感器。

如果使用 L_1 为 80μH 的电感器，则

$$\Delta I_L=(24-5.5-1.6-0.2)\times 2.74/80$$

$$=0.57\ (\text{A})$$

因此，L_c 即成图 2-81 所示结果。

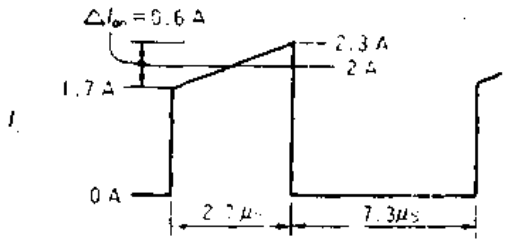


图 2-81　晶体管的集电极电流

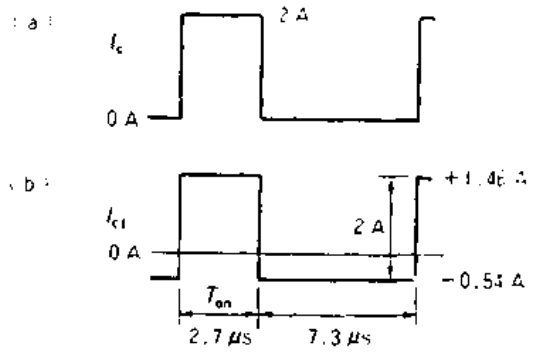


图 2-82　C_1 的纹波电流

求流到输入电容器 C_1 的纹波电流 I_{c1} 时，为简便起见，使 I_c 呈图 2-82（a）所示。因 I_{c1} 是 I_c 的交流成分，所以得图 2-82（b）所示结果。

I_{c1} 的有效值是

$$I_{c1rms}=\sqrt{\frac{2.7}{10}\times 1.46^2+\frac{7.3}{10}\times 0.54^2}=0.89\ (A)$$

因电压为 24V，所以选择额定电压为 35V 的电容器。

其次从输出纹波电压 ΔV_0 求 C_2。设 $\Delta V_0=50mV_{p-p}$，电容器 C_1 的等效串连阻抗为 ESR，则从 C_1 的纹波电流 I_{c1} 得 $\Delta V_c=ESR\times I_{c1}$。因此，所需 ESR 值可从下式求出。

$$ESR<\Delta V_0/I_{c1}=0.05/0.57=88\ (m\Omega)$$

因 ESR＝0.12Ω，所以使两只并联成 60mΩ，可使之小于所需 ESR（88mΩ）。然而，由于在－10℃时的 ESR 是 0.30Ω，即使两只并联，也会成为 150mΩ 而致 ΔV_0 增大。

如果是在－10℃下使用，就要采用 4 只并联或容量更大，ESR 更小的电容，或从其它阻抗更低的系列中选择。

因 C_2 的纹波电流有效值为：

$$I_{c2rms}=I_{c2}/2\sqrt{3}=0.57/2\sqrt{3}=0.16\ (A)$$

所以比容许纹波电流 645mA 小得多。

⑥确定二极管 D_1

因 D_1 的反向电压是 24V，故可使用肖特基势垒二极管，并确定采用 D5S3M（新电元公司）（表 2-17）

表 2-17　肖特基势垒二极管的特性

D5S3M				
项　目		符　号	额　定	单　位
结温		T_j	+125	℃
极限参数	峰值反向电压	V_{RM}	30	V
	输出电流	I_0	5	A
电热特性	正向电压	V_f	MAX0.55	V
	反电流	I_R	MAX3.5	mA
	热电阻	$R_{j\ell}$	6.0	℃/W

设正向电压 V_f 为 0.5V，则二极管的损耗 P_d 为：

$P_d=V_f\times I_o\times(1-\alpha)=0.5\times2\times(1-0.27)=0.73$（W）

从表中可知结与散热片间的热电阻 R_{jf} 为 6℃/W，所以结与散热片间的温度 T_{jf} 为 6×0.73=4.4℃。并确定把结温 T_j 控制在 100℃。

设电源内部有二极管 D_1 的部位的最高温度为 60℃，那么所需散热片的热电阻 R_{jf} 是：

$R_{fa}=(T_{jmax}-T_{jf}-T_{amax})/P_d=(100-4.4-60)/0.73=48$（℃/W）

由此可知宜装小散热片。

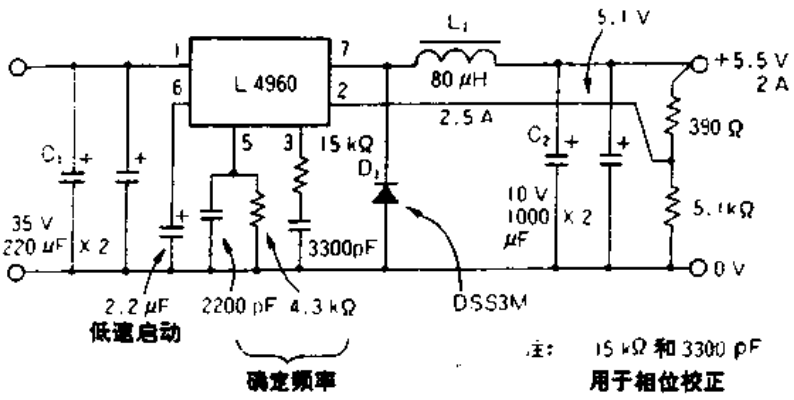


图 2-83　斩波式变换器的设计电路

⑦计算 *IC* 的损耗

变换器的效率从表中可知，为 73%，因而其损耗是：

$\frac{5.5\times2}{0.73}\times(1-0.73)=4.07$（W）

设除二极管的损耗外，其他全部由 *IC* 产生，则 *IC* 的损耗 P 可从下式求出。

$$P=4.07-0.73=3.3\ (W)$$

因 *IC* 的 R_{jc} 为 4℃/W，所以

$$T_{jc}=4\times3.3=13.3℃$$

对 T_{jmax} 在 120℃以下的 *IC*，如果设其周围的最高温度为 60℃，那么所需散热片的热电阻 R_{jf} 即可从下式求出。

$$R_{jf}=\frac{T_{jmax}-T_{jc}-T_{cf}-T_{fa}}{P}=\frac{120-13.3-6.6-60}{3.3}=12\ (℃/W)$$

T_{cf}：*IC* 壳、散热片间温度（定为 6.6℃）

⑧确定控制常数

因该 *IC* 的标准电压是 5.1V，所以电压反馈输入要将 5.5V 进行电阻分压，然后按 5.1V 连接。

决定振荡频率的 *C*、*R* 和相位补偿用 *C*、*R* 以及低速启动用 *C* 的值按设计手册确定。

⑨确认设计值

通过实际操作测定 *IC*、D_1、C_1、C_2 的温升，以确认温升值在设计范围内。同时要确认使各部分的波形不要跟设计值差异太大。

5. 输入电路的计算

整流电路有电容输入式和扼流圈输入式两种，开关电源一般是采用电容输入式。其原因是：在外形尺寸和成本方面，电容输入式较扼流圈输入式好；扼流圈输入式在负载轻时，流入扼流圈的电流不连续，且直流输入电压的变化幅度大，由开关控制的 ON 幅度的变化大。

在整流方式上一般采用全波整流式。在输入电压为 100V 系列时，也经常采用倍压整流方式。

(1) 电容输入式的设计

输入电容器 C_1 决定于输出保持时间和直流输入电压的纹波电压的大小，而且要在计算流入电容器的纹波电流是否完全达到电容器的容许值的基础上进行设计。尤其要注意这种纹波电流 C_{1rms} 对其电源的寿命影响很大。

通过直流输入电路的平均电流 I_{dc} 是：

$$I_{dc}=I_{ds}\times\alpha_{max}=2.86\times0.42=1.2\ (A)$$

为计算输入电路，要临时确定 C_1 的值。从以往的经验中知：

$$C_1=400\sim600\times I_{dc}$$

取其中心值即为：

$$C_1=500\times1.2=600\ (\mu F)$$

从图 2-84 求交流输入电压 E_1 和直流输入电压 V_1 的关系。

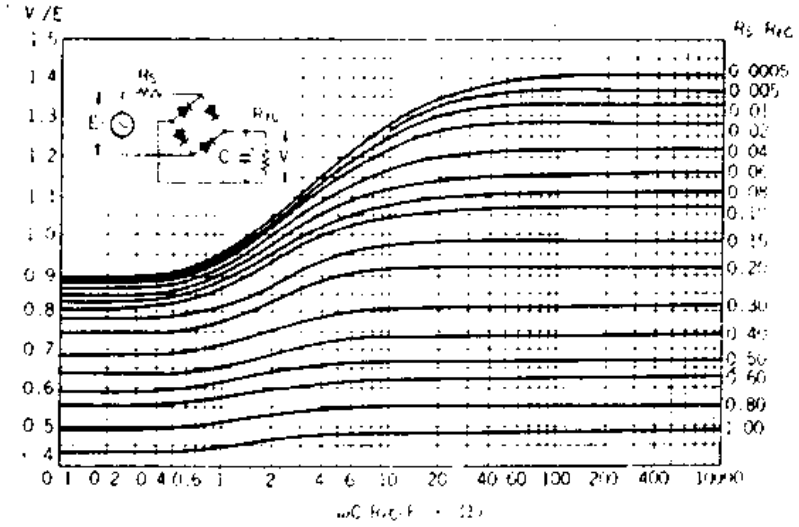


图 2-84 容量并联式整流电路电压系数

电容器的负载电阻 R_{lc} 为：

$$R_{lc}=\frac{V_{1min}}{I_{dc}}=\frac{100}{1.2}=83.3\ (\Omega)$$

$$\omega\times R_{lc}\times C_1=2\times\pi\times f\times R_{lc}\times C_1$$

$$=2\times3.14\times50\times83.3\times600\times10^{-6}=15.7$$

设输入串联电阻 R_s 为 3.3Ω，则参数值是：

$$\frac{R_s}{R_{lc}}=\frac{3.3}{83.3}\fallingdotseq0.04$$

于是从图 2-84 可知 V_1/E_1 的值是 1.17。

$$V_{1min}=85\times1.17=100\ (V)$$

$$V_{1max}=\sqrt{2}\times E_{1max}$$

$$=\sqrt{2}\times132=186\ (V)$$

从图 2-85 求 I_{ac}/I_{dc}，从图 2-86 求 I_{acp}/I_{dc}。

I_{ac}：交流输入（整流器）电流的有效值。

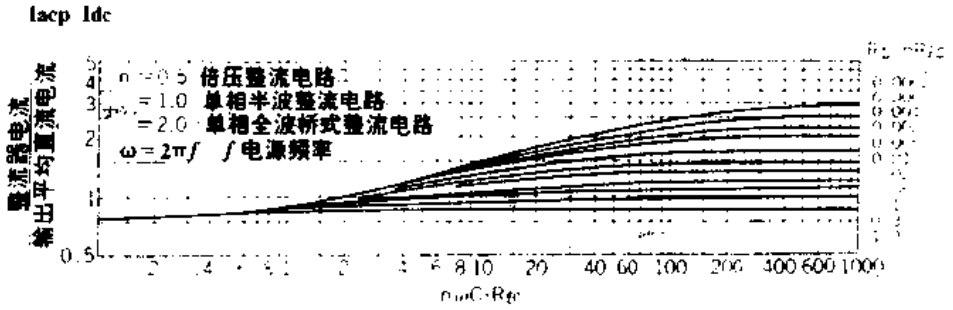


图 2-85 整流器电流和输出平均电流的关系

I_{acp}：交流输入（整流器）电流的峰值。

因系全波整流，所以

$$K\times\omega\times R_{lc}\times C_1=2\times 15.7=31.4$$

$$\frac{R_s}{K\times R_{lc}}=\frac{3.3}{2\times 83.3}\fallingdotseq 0.02$$

从图 2-85 得 $I_{ac}/I_{dc}=1.3$

$$I_{ac}=1.3\times I_{dc}=1.3\times 1.2=1.56\ (\mathrm{A})$$

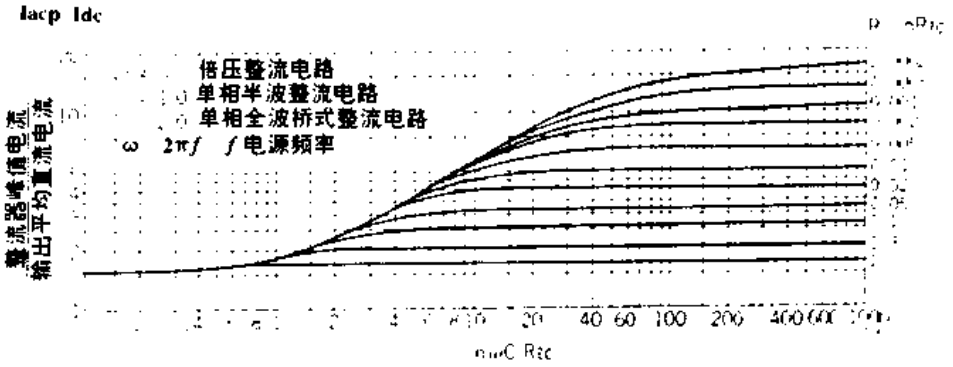


图 2-86 整流器的峰值电流和输出平均值电流

从图 2-86 得 $I_{acp}/I_{dc}=4$

$$I_{acp}=4\times I_{dc}=4\times 1.2=4.8\ (\mathrm{A})$$

输入电容的纹波电压 V_{cr} 按下式计算

从 $Q=CV$ 得 $I_{dc}\times t=C_1\times V_{cr}$

$$V_{cr}=\frac{I_{dc}\times t}{C_1}=\frac{1.2\times 7\times 10^{-3}}{600\times 10^{-6}}=14\ (\mathrm{V})$$

式中 t 为整流器的非导通时间，按 50Hz 进行全波整流时约为 7ms，式中使用了该值。

求流到 C_1 的纹波电流 C_{1rms} 时，因有工频成分和振荡频率成分两个因素，要分别计算，并要加上电容的频率校正系数之后进行有效值的合成加法计算。

①工频成分的纹波电流 I_r 为

$$I_{rl}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T f^2\ (t)\ dt}$$

因输入电流的平均值直接供给负载，因此：

$$I_{rl}=\sqrt{(I_{ac})^2-(I_{aca})^2}$$

I_{aca}是交流输入电流半周期中的平均值。

设整流器的导通宽度为3ms，流入电容器的充电电流波形近似三角波，则

$$I_{aca}=\frac{T_{on}}{T}\times\frac{1}{2}\times I_{acp}$$

式中，T和T_{on}分别表示工频的周期和通路宽度，如果采用50Hz的全波整流，则根据$T=50$ms，可得

$$I_{aca}=\frac{3\times10^{-3}}{10\times10^{-3}}\times\frac{1}{2}\times4.8=0.72\ (A)$$

$$I_{rl}=\sqrt{(1.56)^2-(0.72)^2}=1.38\ (A)$$

②求振荡频率成分的纹波电流I_{rh}。

流到开关部分的电流有效值I_{rms}是

$$I_{rms}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{Ton}(Ids)^2dt}=Ids\times\sqrt{\frac{T_{on}}{T}}$$

式中T和T_{on}为振荡频率中的周期和导通宽度，

$$I_{rms}=2.86\times\sqrt{\frac{2.1}{5}}=1.85\ (A)$$

振荡频率成分也以跟工频成分一样的平均电流直接供给负载，所以

$$I_{rh}=\sqrt{(I_{rms})^2-(I_{dc})^2}=\sqrt{(1.85)^2-(1.2)^2}=1.4\ (A)$$

因此，电容器的容许纹波电流包括对频率的补偿系数可通过下式求出。

$$C_{1rms}=\sqrt{\left(\frac{I_{rl}}{K_1}\right)^2+\left(\frac{I_{rh}}{K_2}\right)^2}$$

K_1：100Hz的容许纹波电流系数

K_2：200kHz的容许纹波电流系数

(2) 寿命计算：设按规格确定的最高环境温度为50℃，机架内升温部分为15℃，则电容器的环境温度就是65℃。

环境温度为65℃时的校正系数$K_3=1.23$

$$I_{r65}=I_{r85}\times1.23=2.31\times1.23=2.84$$

65℃时的内部温升ΔT_{65}为：

$$\Delta T_{65}=\Delta T_{85}\times(K_3)^2=5\times(1.23)^2=7.56℃$$

65℃、1.66 (A) 时，内部温升$\Delta T'_{65}$是：

$$\Delta T'_{65}=\Delta T_{65}\times\left(\frac{1.66}{I_{r65}}\right)^2$$

$$=7.56\times\left(\frac{1.66}{2.84}\right)^2=2.58$$

于是电容器的寿命L_c可从下式求出

$$L_c=L_0\times2^{\frac{(85-65)}{10}}\times4^{\frac{(5-2.58)}{10}}$$

$$=2000\times2^{\frac{20}{10}}\times4^{\frac{2.42}{10}}$$

$$=229120\ (\mathrm{H})$$

L_0是电容器的保证寿命，是从表中查到的。

（3）求整流器的损耗P_{rf}。

按全波整流使用全桥二极管 D5SBA40（表 2-17）

$$P_{rf}=\frac{I_{acp}\times V_f}{\sqrt{3}}\times\frac{T_{on}}{T}\times 4$$

式中T和T_{on}为工频的周期，设定为 50Hz，则$T=20$（ms），$T_{on}=3$（ms），从上式可得

$$P_{rf}=\frac{4.8\times 1.05}{\sqrt{3}}\times\frac{3}{20}\times 4=1.75\ (\mathrm{W})$$

6. 冲击控制电路

开关电源一般都采用电容输入式，所以充电电流会在外加交流输入的瞬间流向输入电容器。为利用该充电电流保护输入电路的开关、输入保险丝和整流体等并同时减少该电流对其他电子设备的不良影响，就要设置冲击控制电路。冲击电流在交流输入电压最大、相位为 90 度时，其值最大。

冲击电流的安培控制数各厂家不一，但一般是在交流输入电流I_{ac}的 5 倍以下。这是因为采用输入式电容器时，通常输入电流的峰值I_{acp}约为I_{ac}的 3～4 倍，即使将冲击电流控制在该值以下也没实用价值。

此外，如果对冲击电流控制过度，就会延长输入电容器的充电时间，以致在充电没完时发生振荡，造成二次冲击电流流入。其次，电子电路要注意以快速计时启闭输入时，该控制电路有时会不启动。

图 2-87 是该冲击控制电路。

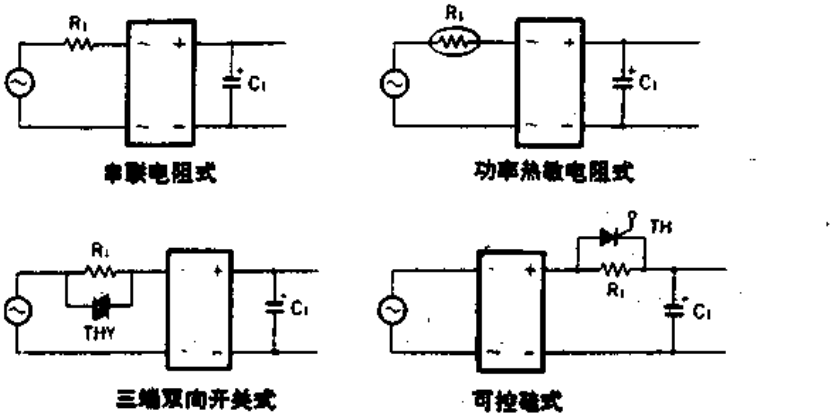


图 2-87　输入冲击控制电路

输入电容器充电所需时间 τ 由$R_1\cdot C_1$决定，单相输入时适合值为$3\sim 5R_1\cdot C_1$

三相输入时适合值为：$2\sim 3R_1\cdot C_1$

现谈谈在该设计例中采用三端双向可控硅开关并输入电流$I_{ac}=1.56$A、最大输入电压为 132V 时的情况。

接通电流（O—P）$=5\times I_{ac}=5\times 1.56=7.8$（A）

输入电压的峰值 $E_{1P}=\sqrt{2}\times132=186$（V）

所需电阻 R_1 是：

$$R_1=\frac{186}{7.8}\fallingdotseq 24\ (\Omega)$$

使用的电阻功率要选择能耐瞬时过载容量 P_{r1} 的功率。

$$P_{r1}=\frac{(E_{1P})^2}{R_1}=\frac{(186)^2}{24}=1442\ (W)$$

因氧化金属电阻不耐过载，所以采用线圈式水泥电阻，这时其过载容量可达普通电阻的 100～400 倍。

本例采用了过载容量大的磐城无线电公司的 5X×L 水泥电阻。

三端双向开关的电耗 P_{thy} 为

$$P_{thy}=\frac{I_{asp}\times V_f}{\sqrt{3}}\times\frac{T_{on}}{T}$$

$$=\frac{4.8\times1.6}{\sqrt{3}}\times\frac{3\times10^{-3}}{10\times10^{-3}}=1.33\ (W)$$

V_f 是导通时的电压降，可从各公司一览表中查找。T、T_{on}因按工频 50Hz 的全波整流把控制电路置于交流侧，所以可分别以 10（ms）、3（ms）代入。

7. 输入滤波电路

输入滤波电路有两个作用：一是防止输入噪声；二是控制由开关电源产生并向输入电源反馈的噪声。不过按噪声标准，电路结构的设计一般以后者为对象。具有代表性的噪声标准有日本的 VCCI 及其他国家的 FCC、VDE871、CISPR，根据使用环境分别按 1 级、2 级或 A 级、B 级划定标准级别。

图 2-88 是与各额定值相应的滤波电路结构和常数举例，该例中的输出容量较大。输入容量小的（100W 以下左右）以及开关方式为 RCC 的或输入整流方式为扼流圈输入型的都可采用结构更简单的滤波器。

此外，要注意漏电流的问题，超过时要增大电感值，并要设法减少 Y 电容器的电容。

8. 控制电路

用于开关电源的控制用 *IC* 已投放市场，像 TL494 和日本产 MB3759、μPC494 等都已广泛应用于二次侧的控制。最近为简化辅助电源，一种可用于一次线圈控制并能直接驱动 FET 的 *IC*，作为振荡频率 500kHz 用，也已问世。

图 2-89 是 μPC1094 的电路结构和工作波形示意图。图 2-90 是采用 μPC1094 的电路结构例。具体常数的决定要参照使用说明书。图 2-91 是确定振荡频率的曲线图，从中可确定 C_{14}、R_{18}的常数。

9. 保护电路

（1）过压保护

发生过压可认为多是由于检测线的断开或控制用 *IC* 破坏造成的。因为发生过压时保护负载是第一位的，所以 5V 输出上差不多都带有过压电路，而且在发生过压时一般都会使电源停止振荡。

因此，当过压保护电路一工作，再接通时就要将输入断开。

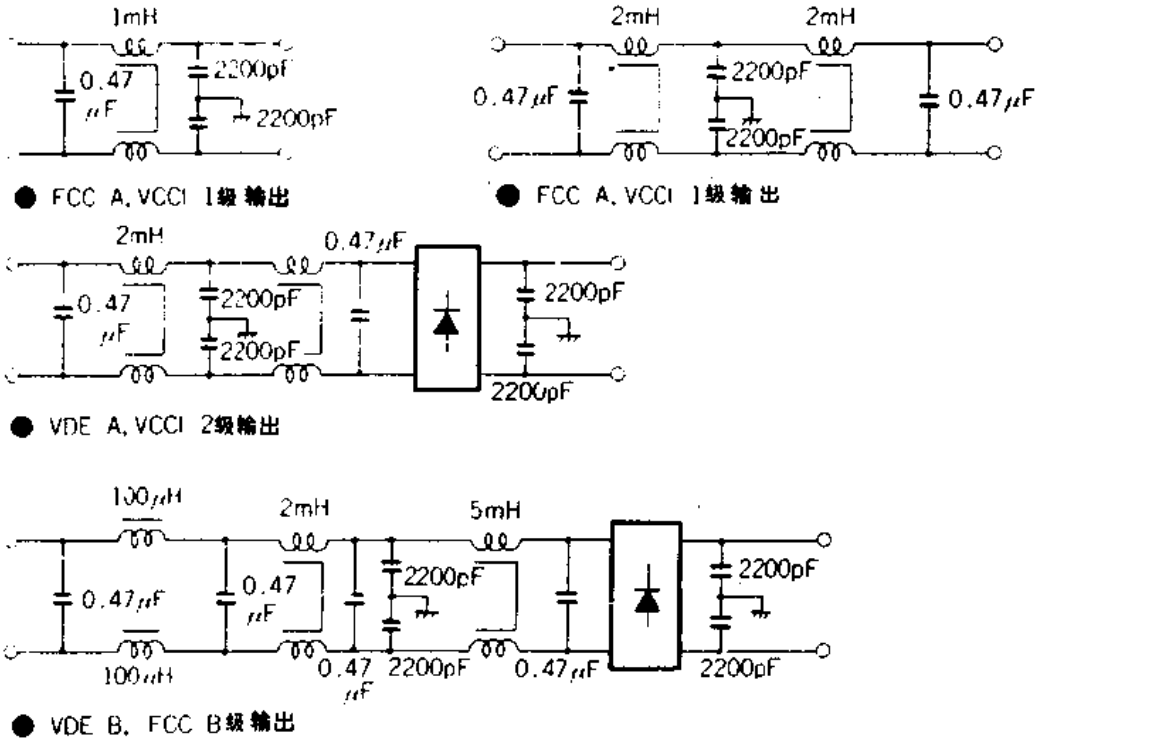


图 2-88　滤波电路结构

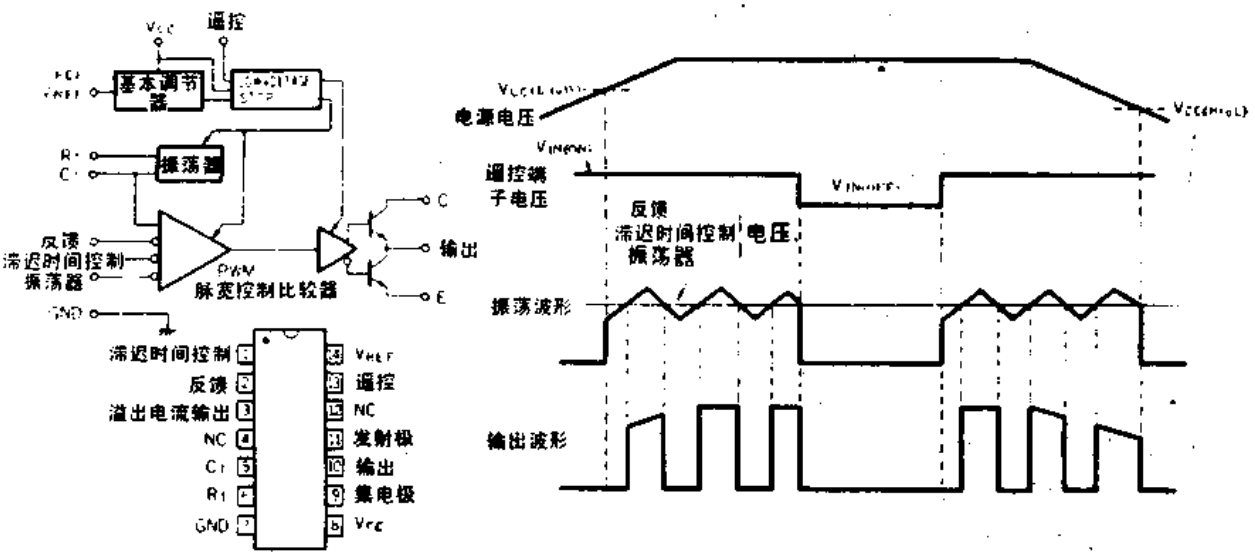


图 2-89　μPC1094 的电路结构和工作波形
(NEC1094C 应用回路例)

该方式为齐纳二极管检测式，工作点随流入齐纳管的电流和温度而变化。设计重点尤其要放在齐纳电压的偏移和温度漂移上。要尽可能选用温度漂移小的齐纳管。

(2) 低压保护

在输出电压下降超过精度以上时，有时为保护负载装置要设置保护电路。这主要是由

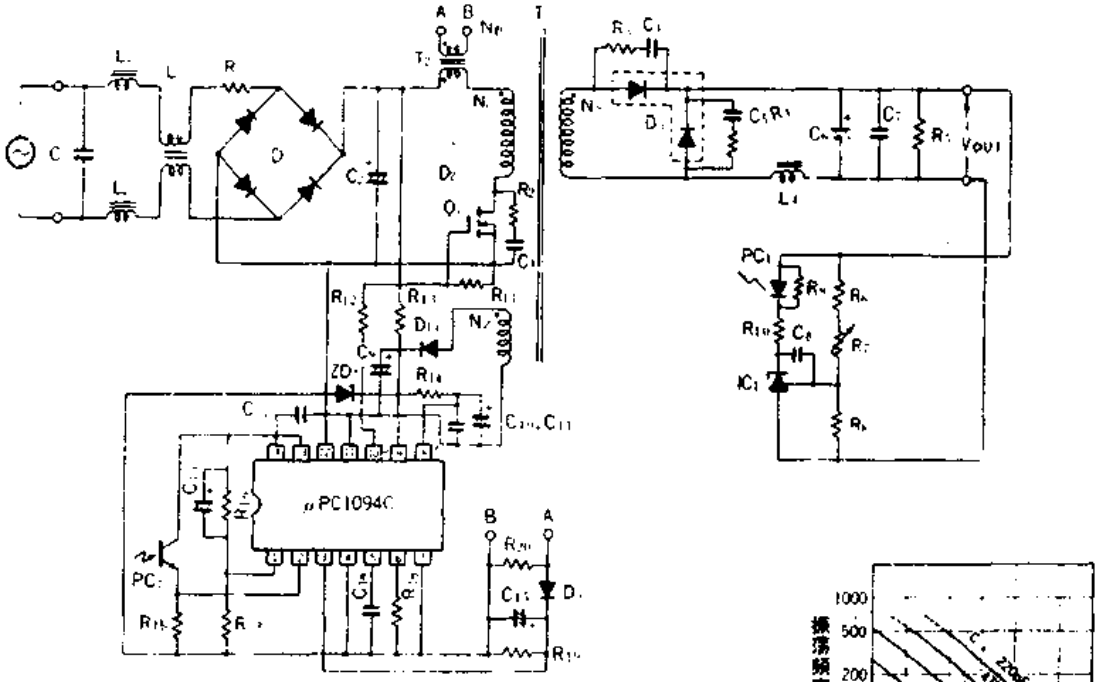


图 2-90　电路　　图 2-91　振荡频率的确定法

于基准电压电路发生故障和负载电流提取过量所致的输出下陷造成的。对低压保护问题要从时序上考虑，以使电源接通时该电路不运行。

过压也会损坏负载，所以要使从电源接通时就能工作。

对过压和低压保护电路都要注意在电路结构上不要共用稳定用基准电压和保护电路的基准电压，也不要共用检测线。因为共用稳定用检测线和保护电路用检测线时，一旦检测线断开，保护电路和稳定电路都会停止工作（见图 2-92）。

（3）过流保护

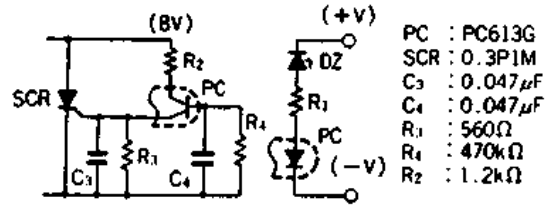
输出端子操作失误或负载装置损坏时多会发生过流现象。过流保护电路就是为保护电源内部器件设置的。一般采用复位式，过流因素排除就会自动复归原状态。不过在多输出中多采用断路方式。过流检测多使用变流器、电阻、锰铜线等。但在电路结构上有一个如何跟所使用的控制用 IC 装配的问题，有的在控制用 *IC* 中装有过流保护用误差指示灯，并采用同步方式。此外，下陷特性有稳电流下陷和“>”形下陷，分别由控制用 *IC*、输出电路和负载装置构成合适的电路。

（4）过热保护

该过热保护电路主要用于检测电源内部发生的异常温升、并在保护电源内部器件的同时防止起火。但由于不可能对电源内部所有部件都起到热保护作用，所以一般在主电路的半导体器件用散热片上装有温度检测元件，用以保护主电路部件。温度检测元件应用温度开关、正温度系数热敏电阻、热控管、温度保险丝等，保护时停止振荡。

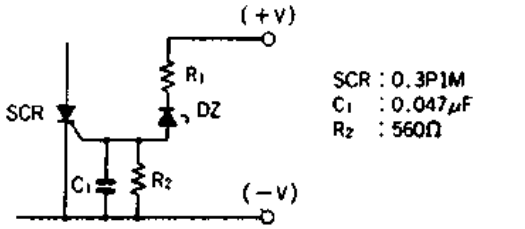
10. 安全标准

具有代表性的国外安全标准有 UL、CSA、IEC，内容因用途而异。表 2-18 所示是设计



输出电压	DZ	R1
5V	HZ 5 C 3	15Ω
12V	HZ13 B 3	56Ω
24V	HZ27－05	100Ω

过压保护电路例常数和电路例（1）



输出电压	DZ	R1
5V	HZ 6 B－1L	15Ω
12V	HZ12C－2L	56Ω
24V	HZ27L/S	100Ω

常数和电路例（2）

图 2-92

重点和标准内容的差异点。

表 2-18

项目		UL478		UL1012		IEC380		CSA220	
泄漏电流	携带用	无规定		0.5mA 以下		0.75mA 以下		无规定	
	固定	无规定		3.5mA 以下		3.5mA 以下		3.5mA 以下	
耐压试验	一次—接地	250V 以下 1250V_{ac} 250V 以上 950+1.2U		最大额定电压 X_2 +1000		1250V_{ac}		250V 以下 1250V_{ac} 250V 以上 950+1.2U	
	一次—二次					3750V_{ac}			
绝缘电阻 500V 兆欧表	一次—接地	无规定		无规定		2MΩ 以上		无规定	
	一次—二次					7MΩ 以上			
接地导通试验		无规定		无规定		0.1Ω 以下 （外加 12$V_{a.c}$ 电压通过 25A 时）		通过 30A 时要在 4V 以下	
绝缘材料厚度		0.8mm 以上		0.8mm 以上		一次—接地 1.0mm 一次—二次 2.0mm		0.71mm 以上	
沿面、空间距离		沿面	空间	沿面	空间	沿面	空间	沿面	空间
	120V	1.6mm	1.6mm	1.6mm	1.6mm	—	—	1.6mm	1.6mm
	240V	2.4mm	2.4mm	2.4mm	2.4mm	一次—接地 4mm 一次—二次 6mm	一次—接地 3mm 一次—二次 8mm	2.4mm	2.4mm

11. 安装设计

在进行开关电源设计时，必须注意以下三个问题。

（1）热处理

开关电源有许多大型部件，设计上必须注意使之能够有效散热。重点要放在发热源的分散和通风道上。对电解电容器来说，温度决定其寿命。因而热处理问题影响到电源的寿命，电容器的温度上升 10℃，寿命就会减半。

如果设计无误，电容器自身的温升应在 5℃以下。所以要设法降低环境温度，具体可考虑以下几个方面：

①留出与发热器件（功率电阻和散热扇）的距离。

②采用输出平滑电容器时，会有大电流流入，本体的发热也大。因此，要尽可能减小温升。

③尽量放置上风处。下风处会因其他发热部件而致升温。采用自然风冷，且电路板垂直放置时，下侧（底板处）会成为下风。所以尽量不要放置上方。

④通风要好。密闭结构差，最好采用风扇强冷，但要尽可能不使密集。

⑤降温有困难时，要采用耐高温（85℃→105℃）电容器和长寿命产品。

⑥要检查实际工作温度并要根据该温度计算高温电容器的寿命。

（2）安全标准

各国安全标准都要求确保一次和二次线圈的绝缘距离。为满足该要求同时又要达到紧凑安装，设计时，要避免一次和二次线圈的复杂结构，以使之容易分离。

（3）噪声问题

开关电源工作时产生的大电流脉冲是噪声发生的原因，为减少噪声的发生和防止由噪声导致的误动作，要注意以下几点：

①尽量缩小由大电流脉冲流过的线路所包围的面积，使之达到最小（图 2-93）。

②配置在开关元件和二极管上的缓冲电路要尽可能贴近元件，以缩短图形。因图形的电感会妨碍缓冲效应。

③脉冲电流通过的图形要离开输入输出端子，使噪声发生源和噪声出口分离。

④要把控制电路的图形跟电流通过的图形分开。尤其要注意分开控制电路用的 OV 图形和主电路电流通过的图形，如果电路图上是连接的，可将其看做是其他线路。

设计时如不遵守以上注意事项，会发生下列等故障：

●输出噪声增大

●输出纹波电压大于设计值

●发生异常振荡

如图 2-94（b）所示实际图形设计例，都对上述注意事项都进行了周密处理。

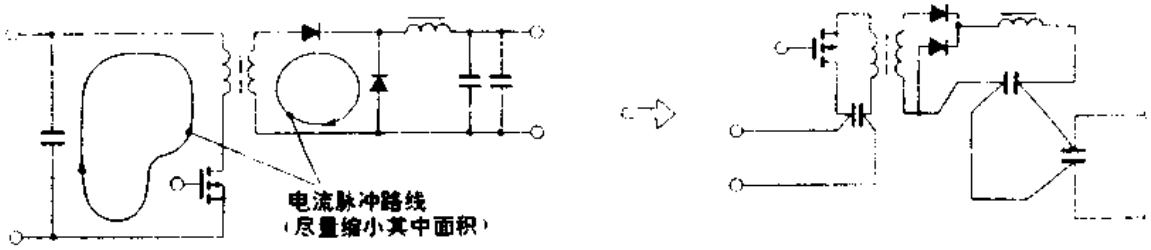


图 2-93　计划安装的电路图

四、开关电源的高频化设计技术

1. 功率 MOS-FET 在开关电源上的应用

对电子装置高性能化的处理问题，从电源部分看，迄今都是采用的高频开关控制方法。近来，通过外围部件的改进和新电路的开发，使工作频率从过去的 20～50kHz 提高到

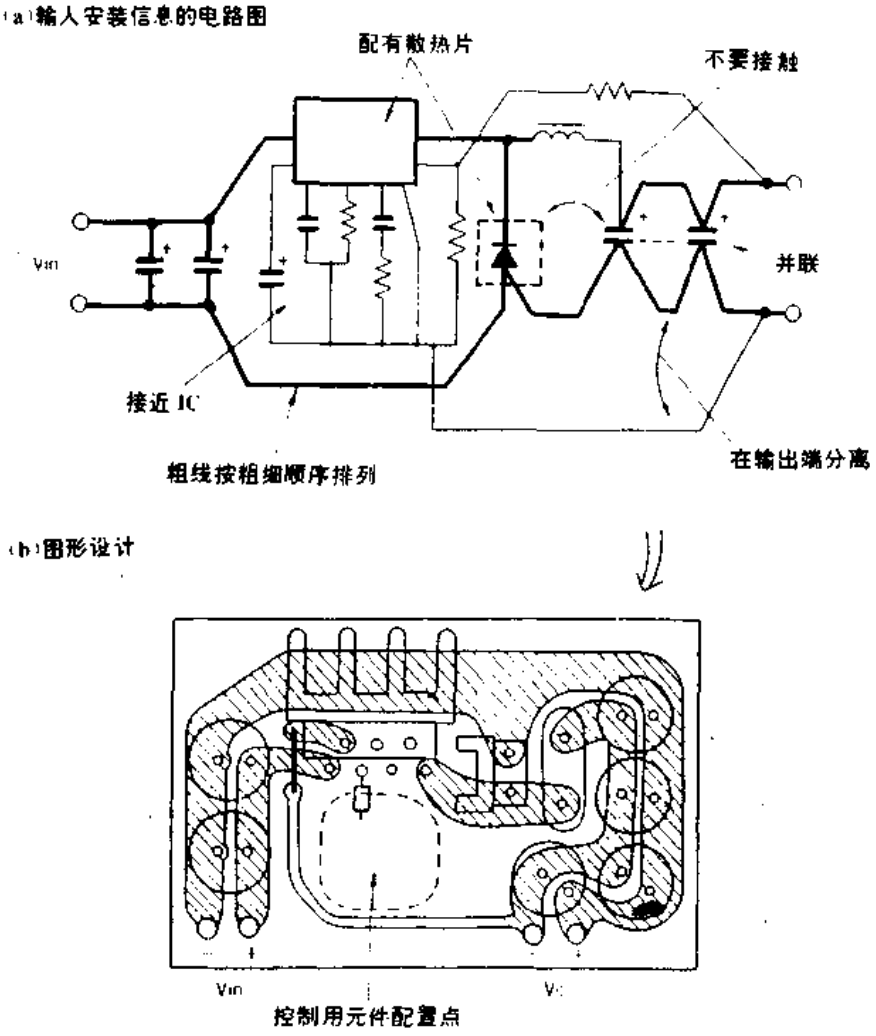


图 2-94　斩波式变换器的图形设计例

200kHz～1MHz，日趋高密度化。例如，由图 2-95（a）所示的单管正向变换器的主要器件——开关元件和变压器产生的损耗与频率的关系如图 2-95（b）所示，虽说晶体管上的损耗随频率的增加而增加，但变压器的损耗却保持在 0.6MHz 的最小值，从总体上看为 0.3～0.8MHz，效率很高。图 2-95（c）所示为主要结构件变压器 T、输出平滑线圈 L、输入滤波电容器 C_1 和输出滤波电容器 C_2 的大小跟频率的关系。变压器超过 1.2MHz 损耗就会增大，形状也会随之变大。输入输出电容器虽会随频率的增加而减小，但限于 0.4～1.2MHz 范围以内。根据目前的技术水平，按图 2-95（b）、（c）达到 500kHz 左右的高频化，既可保持电源的效率，又可实现小型化。现将随高频化所必然产生的效应和带来的问题归纳整理如下：

（1）可提高对输出/入变动的应答性；

（2）获得相同滤波效应的电感、电容小，并可小型化和高密度安装；

（3）易增大开关损耗和降低效率；

（4）会因工作频率提高而增大电源端子噪声电压和辐射电场强度；

（5）需使用高频对应器件，但容易导致成本提高。

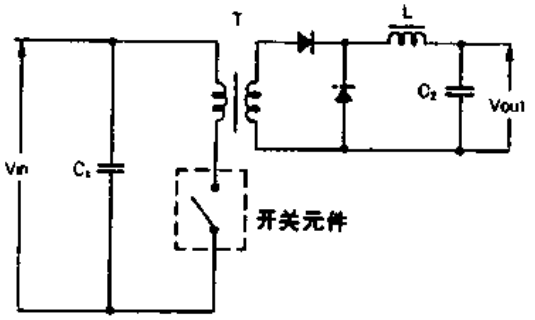


图 2-95（a） 单向正向变换器

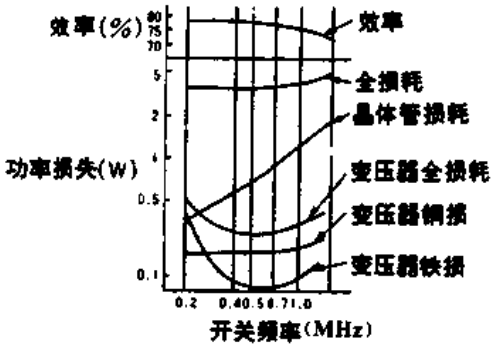


图 2-95（b） 频率对效率和功率损耗的影响

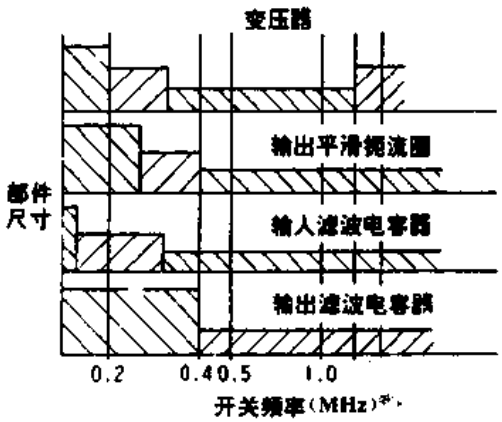


图 2-95（c） 开关频率与部件尺寸

在发挥这些优点和解决这些问题方面，作为一种高速开关元件，目前已在研究使用功率 MOS-FET。由于这种功率 MOS-FET 是一种多数载流子元件，所以除了能进行高速开关这一基本因素外，还具有以下的一些特点：

（6）因是一种电压控制元件，驱动功率不需很大。

（7）电流温度系数为负，所以无二次击穿，安全工作区宽。

（8）通过适当给定临界电压 V_{gs}（th）（通常为 2～4V），可抗噪声，并可简化电路。

作为一种功率元件，它具有高频化所需功能。而且通过进一步提高元件制造技术和批量化生产，也可降低成本。

2. 功率 MOS-FET 的应用和安装技术

根据功率 MOS-FET 的特点，介绍一下其高速开关所需的应用技术。

（1）驱动电路

功率 MOS-FET 的开关通过栅压 V_g对输入容量 C_{iss}进行充电放电即可。开或关一次所需的驱动能量 $1/2C_{iss}\cdot V_g$ 很小，但驱动功率与频率 f 成正比增加。

$$P_{drive}=\frac{1}{2}C_{iss}\cdot V_g^2\times 2\times f$$

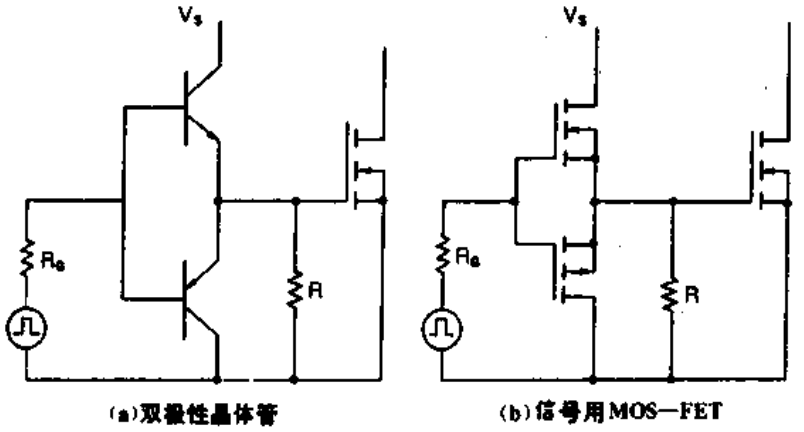
为了缩短上升时间和下降时间，启-闭时，都要有大的驱动电流。

$$I_{drive}=Q/t_r\ （或\ t_f）$$

$$=C_{iss}V_g/t_r\ （或\ t_f）$$

要进行高速开关，可附加能降低驱动电路输出阻抗的电流放大电路并使之增加驱动电流容量。使用图 2-96 所示的双极电流放大电路或 MOS-FET 的互补推挽电流放大电路有助于高速开关。使用普通的 CMOS 门，进行如图 2-97 所示的并联，降低输出阻抗时，也可增加驱动电流容量。

适用于功率 MOS-FET 驱动的 *IC* 有 IC7555、7556(INTERSIL)、DS0026(NS)、SN7536



(a)双极性晶体管　　(b)信号用MOS—FET

图 2-96　电流增幅电路

(TI)、TSC426/427/428/429 (TELEDYNE) 等，与普通的 CMOS 相比，具有特大容量的负载特性。SN75369 与 TSC426 的引线排列虽然一样，但其输出级各异，分别由双极性晶体管和 MOS-FET 构成，都能在 100ns 以下使 100W 左右的功率 MOS-FET 进行高速开关。MOS-FET 输出的 *IC* 即使在断开（即输出为 LOW 电平）时，输出阻抗也很小，能在功率段的栅-源极间对外来噪声完全短路，所以抗干扰能力强。图 2-98 所示是 TSC429 的电容负载和启-闭时的延时关系。在使大功率电源用推挽输出电路进行高速开关时，一定要注意上侧功率 MOS-FET 的源电位（中点电位）发生高速和大振幅变动时，由通过图 2-99 所示浮动驱动电路双地线间杂散容量的电流所致的误动作。当中点电位由 dv/dt 振动，电流 i 就会通过杂散容量 C 流入地线，并对电流路径的阻抗 R 发生误动作电压 V_{error}。

V_{error}（R 端电压）$=R \cdot i=R \cdot C \cdot dv/dt$

当 V_{error} 超过阈值（图 2-99 电路中为 0.6V）就会发生误动作。下列措施有助于防止浮动驱动电路发生误动作：

①减小驱动电路双地线间杂散容量（PC 板的邻近图形间、辅助电源的一至两次线圈间、隔离元件的一至两次间）。

②减小电路阻抗。

③驱动电路采用阈值大的元件或电路方式。

图 2-100 是其中一例。

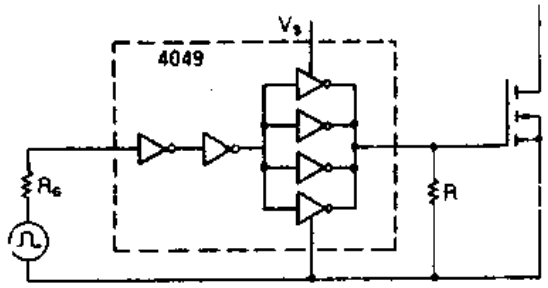


图 2-97　CMOS 门电流增幅电路

(2) 保护对策

同双极性晶体管相比，功率 MOS-FET 是一种很可靠的器件。但如超过安全工作区域 (SOA) 也会受到损坏。按元器件厂家测定条件所确定的安全工作域没有实际使用价值，要根据用户自己的工作条件，从环境温度、结温和器件的瞬态热阻修订安全工作系数。一般来说，功率 MOS-FET 由于其特有的热稳定性，过流容量较大。但是，从电路需要看，在需要采取过流保护或检测时，就需要有电流检测元件或电流控制元件。采用具有电流检测端子的 SENSE-FET 检测电流时几乎不会发生功率损耗。图 2-101 所示是一种采用

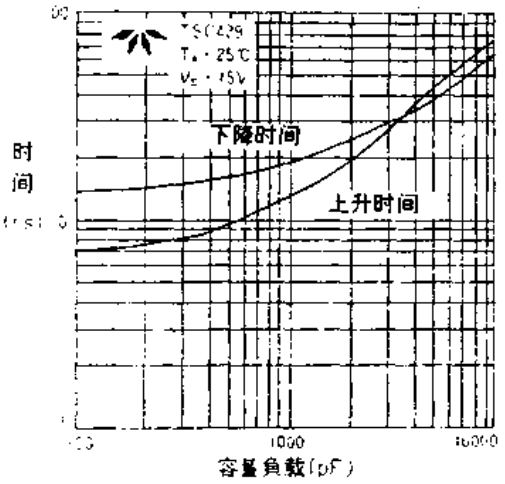


图 2-98　TSC429 的开关特性

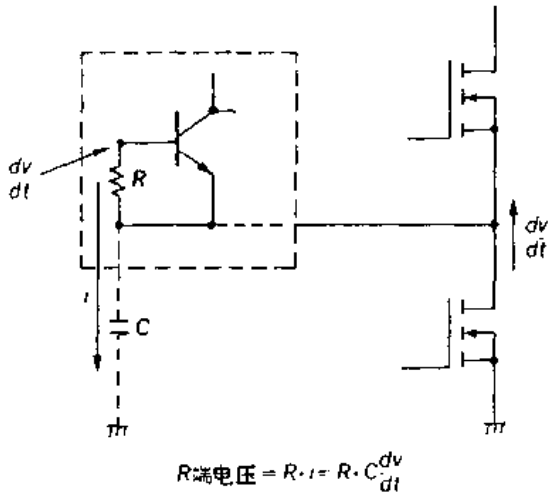


图 2-99　误动作电压的发生

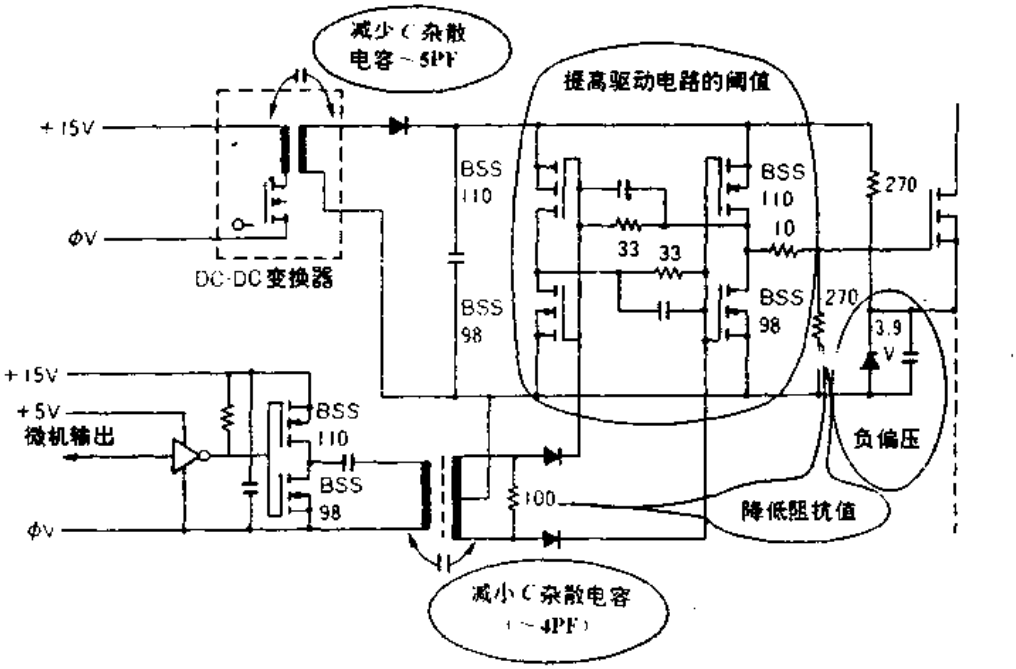


图 2-100　误动作防止方法

SENSE-FET 的电流式回扫变换器。对功率 MOS-FET 而言，过电压保护对策比过电流保护对策更重要。高速开关时，由电源线产生的反峰电压 V_{emf} 跟线路电感和电流断开时的速度 di/dt 成正比。

$$V_{emf} = -L\ (di/dt)$$

当开关达到高速化，V_{emf} 就会增大，容易超过功率 MOS-FET 的耐压。图 2-102 所示是 V_{emf} 短路用滤波电容器和用作过压缓冲器的动态箝位器的用例。从功率 MOS-FET 的漏极向门电路连接有稳压二极管，如果选定稳压二极管的工作电压 V_z 为

$$V_z \leqq BV_{ds} - V_{gs}\ (th)$$

则通过加在漏极上的过压，处在断开状态下的功率 MOS-FET 在击穿前就会通过稳压二极管对门电路再行触发，这将比至少要损耗数 W 功率的原缓冲元件显著小型化。

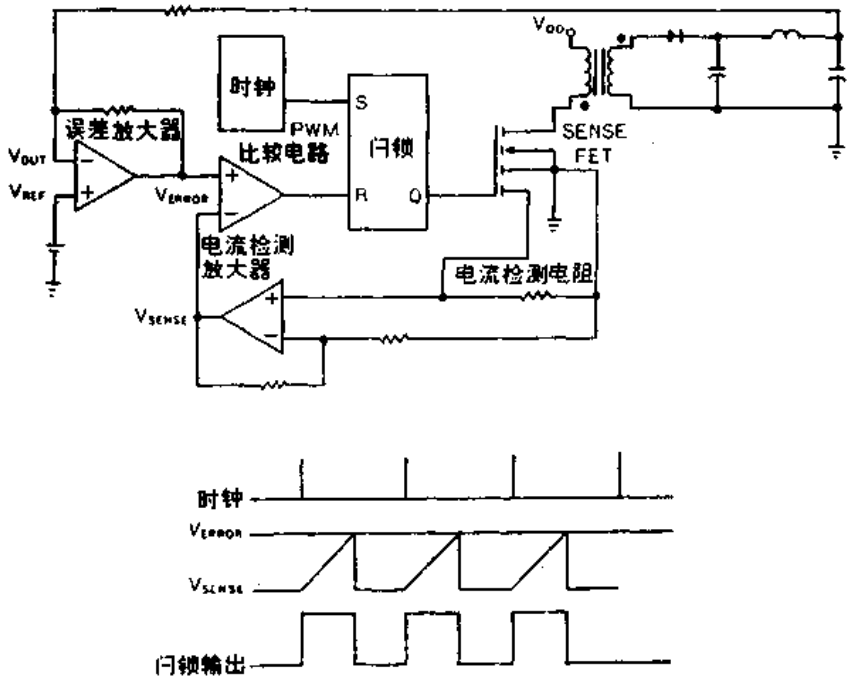


图 2-101　采用 SENSE-FET 的电流式变换器

(3) 大容量化技术

仅从漏极损耗和耐压方面看，目前市场上出现了 400W、1000V 的少数元件，输出数千瓦的高频电源已能较容易制成。但总的看，大型元件品种少、价格高，选用受到限制。因此，中容量元件的并联连接也将成为今后的一项重要技术。为使参数不同的功率 MOS-FET 从根本上平衡并能同时启一闭，虽可在源极上附加镇流电阻，但会因该电阻而产生功耗。如果利用功率 MOS-FET 的大过流容量并按图 2-103 所示连接，使每个元件都以低阻抗进行高速开关，就可缩短失衡发生时间。这时，瞬态热阻会减小，容许漏损会增大。

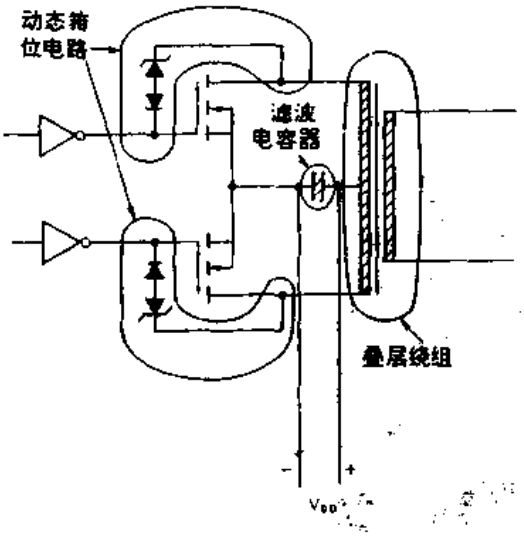


图 2-102　动态箝位电路

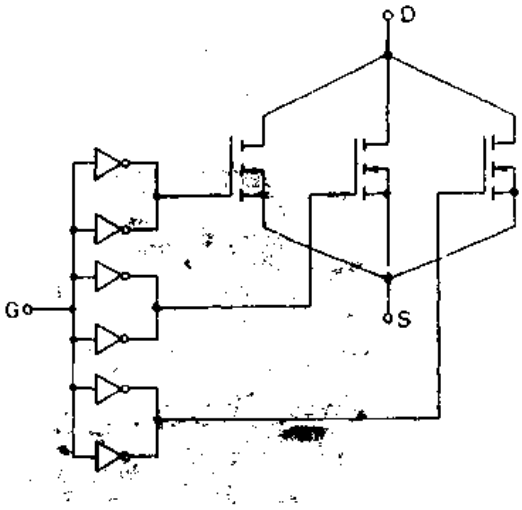


图 2-103　缩短失衡时间的并联连接

3. 高频化设计要点

在进行高密度安装并使功率 MOS-FET 高速开关时，要解决的课题有包括外围部件在内的发热处理问题和噪声控制问题。

由发热引起的问题是指电源电路中的电解电容器会随温度上升减少容量，结果由所增加的纹波电流引起发热而导致加速损坏的问题。因此，虽然会增加成本，但为防止事故，仍需设置检测电容器温度并能切断电源的恒温器。提高发热处理的可靠性可采取下列有关对策：

（1）尽量少用电解电容器

（2）要根据容许纹波电流和周围温度条件，留出足够的安全系数

（3）远离发热源配置

（4）采用保温型（105、125℃）元件

图 2-104 是其器件装配例。

在高密度安装中，当机壳和机身被用于晶体管散热时，作为一种噪声控制，要在晶体管与机壳间垫一绝缘薄片，并使之固定在机壳上。这样在其跟机壳间会产生 10～20pF 的容量。在图 2-105 的升压变换器中，从机壳到 AC 线路会形成高频噪声电流的通路。为此，如采取以下对策，可改善 10dB 以上：

（1）用铜箔进行低电感配线

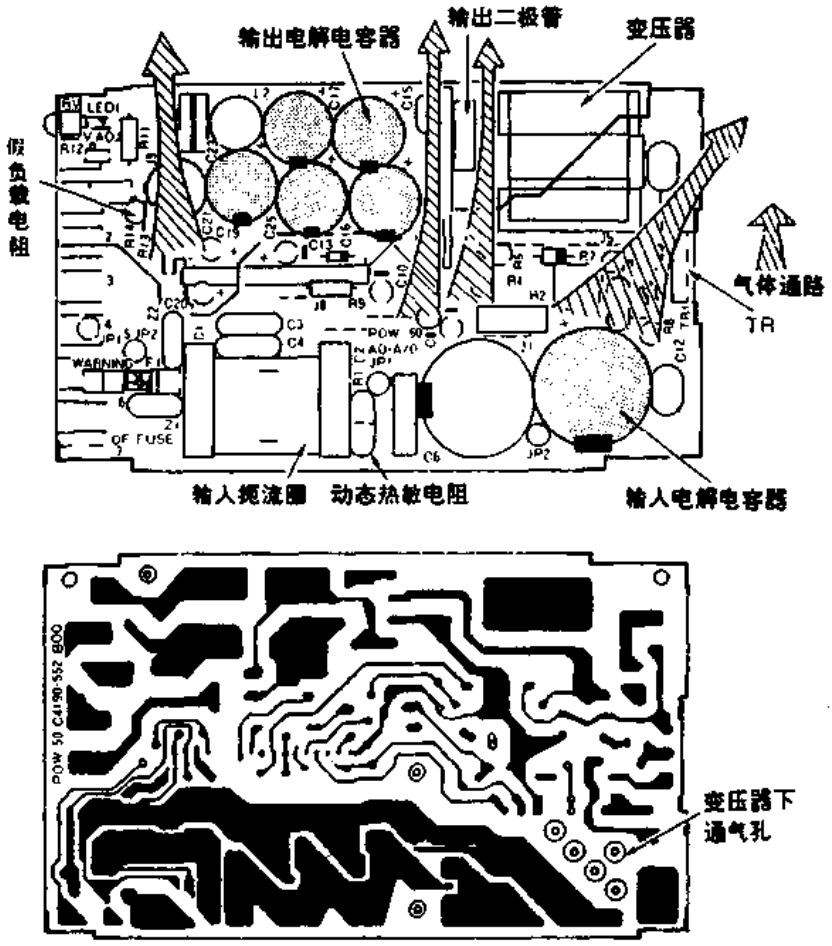


图 2-104　元件装配和模型图

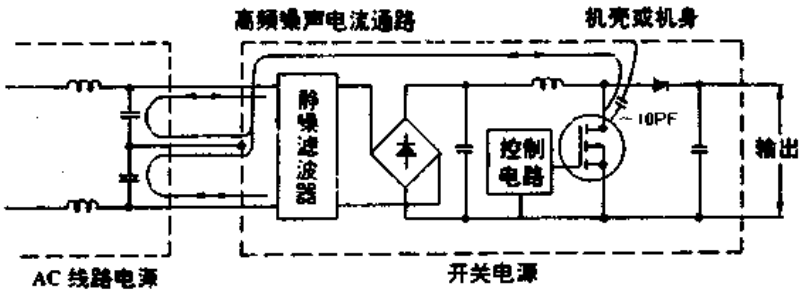


图 2-105　高频噪声电流的路线

（2）进行全机壳密封，由一点接地

（3）输入输出设置 *LC* 滤波器，通过串心电容器跟外部连接

五、开关电源的系统化

对电子设备的小型、轻量和高性能化起着很大作用的开关电源也需进一步小型、轻量和高性能化。同时，人们又对其从减轻开发负担、缩短开发时间以及噪声控制、安全性和环境保护等方面提出了新的要求。从而作为解决这些问题的措施之一，提出了电源系统化的问题。

所谓电源系统化，就是根据电子设备所需的电源规格将几个电源块和功能块组合成电源系统的一种方式。近年来，有助于开关电源系统化的薄型电源，尤其是谐振式 DC—DC 变换器模块的开发工作进展很快。下面着重介绍一下系统电源的要求、电源系统化的方法以及由电流谐振式 DC—DC 变换器模块制成的几个系统电源例。

1. 系统电源的要求

（1）由集中型电源改换成分散型电源

大型计算机、自动试验装置、医疗计测系统、电气通信系统等大容量、多输出电源在不断发生变化。这些电源如图 2-106（a）所示，一直都是集中型电源系统。这种电源系统有以下缺点：

①电源部分的电路元件应力大。

②电源部分和负荷间的布线内电压降大。如采用粗布线，就会给配线作业造成困难。

③大电流的往复会影响负载的调节。因此，要在 PC 板上安装大容量电解电容器。

④电源一出现故障，就会造成系统停机。

为解决上述诸问题，设计了图 2-106（b）所示的分散型电源系统。这种分散型有下列优点：

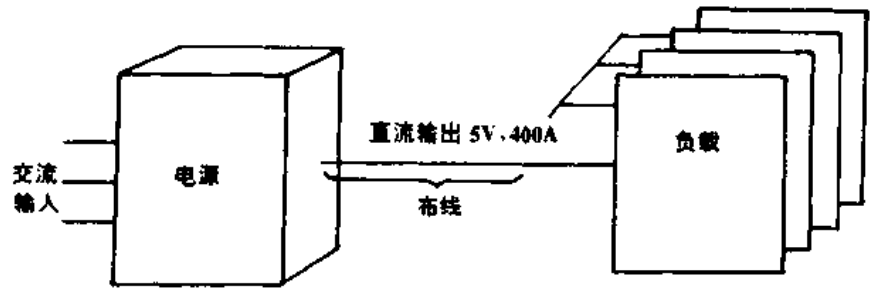
①预调器电路简单。

②直流输出电流小，布线内电压降小，可用细线布线，因而布线作业容易。

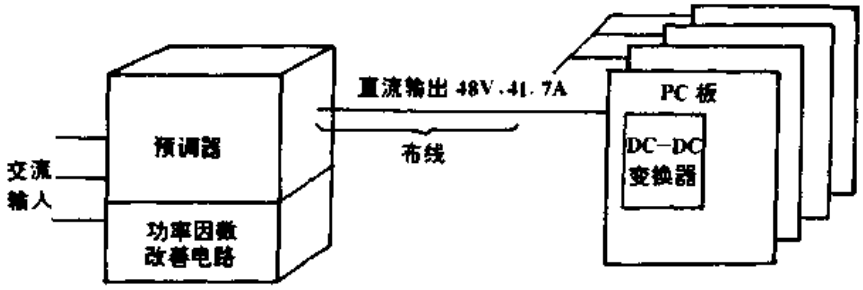
③负载调节性好，可减少电容器容量。

④除发生故障的变换器以外，其他仍可工作、不会造成系统停机现象。

尤其预调器电路的简单化很重要。可在电源的多余空间安装即将规范化的高次谐波抑制电路（功率因数改善电路）。



(a)集中电源系统(2kW 例)



(b)分散电源系统(2kW 例)

图 2-106

(2) 电源的标准化与差别问题

要使开发的电子设备有一定特点，就要使电源特制化。但这样会增加工时和给设计者带来多种电源的管理复杂化问题。若使电源标准化，则会产生设备在某一部分上的差别问题。

解决这问题的方法之一是用导轨或插件板，采用标准 DC—DC 变换器供电的分散型电源。这样，系统设计者可根据要求从数种变换器模块中，选择所需的模块将其制成插件电源，就能很简便地进行电源设计。

将这种插件电源从数百瓦为单位进行数种组合，即可组合成数千瓦以上的电源。这样也可减少库存管理的维修方面的问题。

这是电源系统化的一种正确方式。但是，这种电源系统化即使 PC 插件板的尺寸不变，也需要小型轻量薄型的变换器。旧式 DC—DC 变换器的输出仅限于 5～10W，近年来已达 50～200W，厚度也减至 12.7mm 以下，已能满足电源系统化的要求。

2. 电源系统化的方法

(1) AC—DC 分散电源的系统化

图 2-107 所示是按每个 PC 插件板导轨安装在 AC—DC 分散电源的方法。该方法虽是系统化的初步阶段，但已具分散电源之优点。

(2) 按每个 PC 插件板导轨分散配置 DC—DC 变换器

图 2-108 所示是按各个导轨配置变换器的方法，该方法现已用于通信系统。这种场合，变换器要达到高密度化。

(3) 各 PC 插件板的 DC—DC 变换器配置

采用图 2-106 (b) 所示方法，是一种完全分散电源，PC 插件板的尺寸不变时，变换器更要高密度化。

(4) 单板 DC—DC 变换器的组合电源

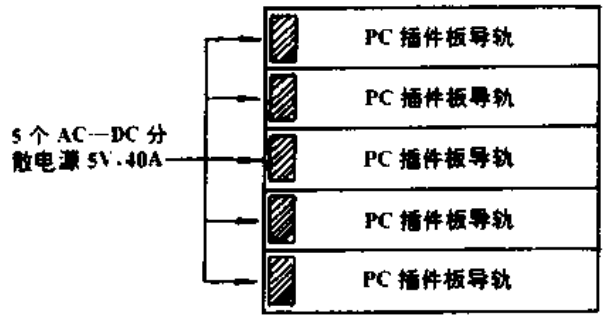


图 2-107　AC—DC 分散电源（1kW 例）

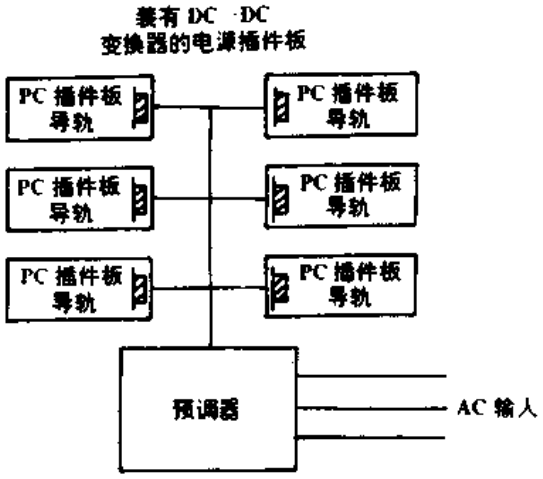


图 2-108　采用电源插件板的分散电源系统

按主从方式连接 DC—DC 变换器，再并联二次侧，即可组合成数十瓦至数十千瓦的电源，图 2-109 为这种主从方式的连接示意图。在这种情况下，各变换器要同步振荡，并要将各模块的负荷控制在 5%的偏差以内。如果在一块电源插件板上装配两个输出 200W 的变换器制成 400W 的插件电源，将其插入母板即可制成 400×N（W）（N：插件板块数）的电源。

(5) 采用 DC—DC 变换器的半定制 AC—DC 开关电源

在标准机壳上设置前置电路（整流、平滑部分）和装有带 DC—DC 变换器的插件板的导轨，并按用户所需规格，选择几种变换器制成插件板。用这种方法，可制成具有 1 频道至数频道不同电压和输出的 AC—DC 开关电源。图 2-110 所示是采用这种方法制成的这种开关电源的标准外形。

3. 系统电源实例

实现系统电源要使前置电路和 DC—DC 变换器分离并加以模块化。如前所述，今后的电源是趋向分散型，分散型电源则要求有小型、轻量和薄型的变换器。即使迄今的 PWM 方式也按这种要求采用表面安装技术和薄型变压器实现了大幅度的高密度化。可是，今后的电子设备将更进一步要求轻薄短小化，并随着 LSI 的高速化，要求电源进一步实现高密度化。这样，谐振式变换器就会容易适应。

(1) 电流谐振式变换器

电流谐振式变换器于 1984 年由美国 VICOR 公司第一家投放市场。该薄型变换器的诸特性如下：

①高输出：25、50、75、100、150、200W

②高频开关：最高 1MHz

③超小型：61（宽）×116.8（长）×12.7（高）（mm）

（VI-JOO 长 58.4mm）

④电力密度：2.2～3.05W/cm^2

⑤高效率：80～85%

⑥纹波噪声：输出电压的 1%p-p（0～20MHz）

⑦输出扩展性：可通过主从连接加以扩展

⑧工作温度范围：－20～85℃（底板温度）

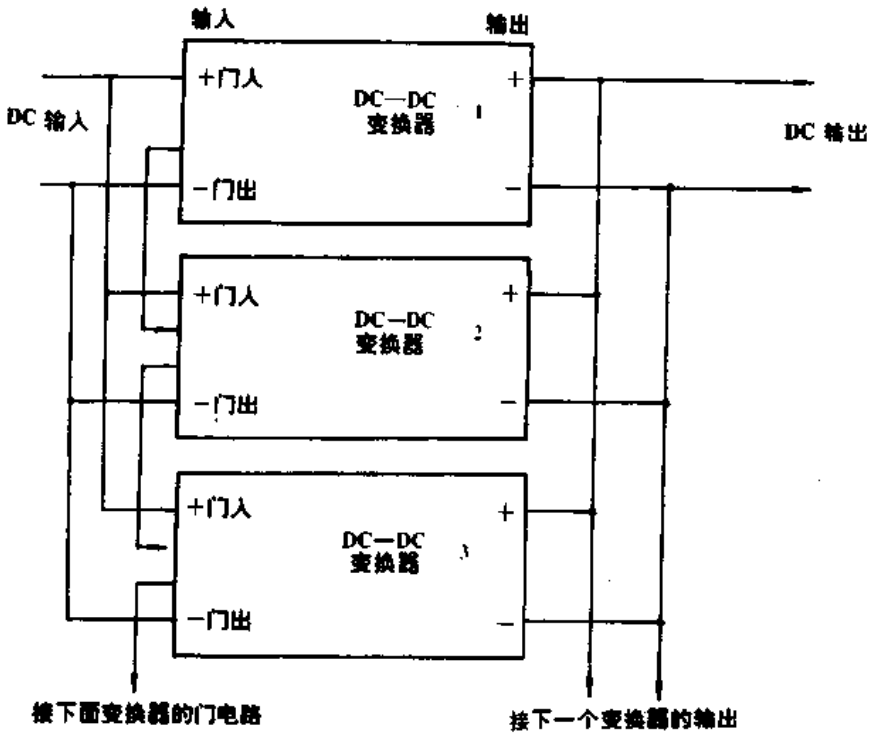


图 2-109 DC—DC 变换器的主从连接

⑨安全标准：UL、CSA、TÜV、VDE

除以上特性外，还采纳了以下设计构想：

①变换器模块化，以减少用户设计工时。

②内置于两种标准封装(VI-JOO 系列的体积为 VI-200 系列的 1/2)，不受输入电压、输出电压、输出功率的影响。

③以厚 1/2 英寸实现了单板电源。

(2) 应用电流谐振式变换器制做的系统电源例

①单板组合电源

在 1 块 PC 插件板上安装两个 150W 输出的变换器，再用 24 块安装有这种变换器的插件板制成 7.2kW 组合电源，以作飞行模拟机用电源。

②单板分散电源

图 2-108 所示的电源已被电子交换机和 LSI 测试器等广泛采用。

③半定制 AC—DC 开关电源

该电源例如图 2-110 所示，是一种可装配 8 个变换器的 1.2kW 强制通风开关电源。体积约为旧式电源的 1/3，已应用于激光打印机和发射机等。

4. 开关电源系统化的趋势

电源系统化就是一种电源模块的组合。由于各个模块化会导致分割损耗，所以一般主要应用在批量生产较小的中型电源上。

但从市场角度看，除需要加以轻便化的膝上式计算机外，另一些不要求轻便化的设备在小型、轻量化的基础上也要求达到高性能化。因此，作为设备本身的一部分电路，如安

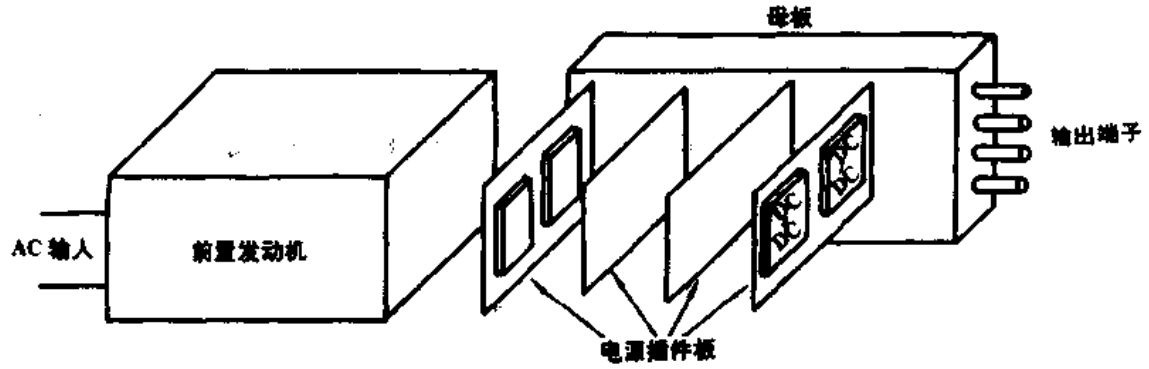


图 2-110　半定制 AC—DC 开关电源

装上单板式电源，就更能发挥出设备的合理性。所以从这一点上也将推进电源的系统化。

此外，从经济角度看，由于电源模块的批量生产，成本将不断降低。目前在日本以至对一些小容量和一些很有批量化生产前景的设备也已普遍开始研究电源部分采用系统化结构的问题。

系统化所需标准电源模块系列的规格，在特性、功能和结构上应具备便于进行系统组合的特点。

主变换电源部分作为直流电源所要求的特性虽不太严格，但除安全标准、EMI 对策和高次谐波对策外，还要带有 ON/OFF 控制、报警信号的收发等附加功能。

DC—DC 电源部分为能装配在插板上，应以薄型单板式为主，也要求带有系统组合所需的附加功能。

从经济角度看，各种使用方便的电源模块必将减轻设备的开发负担，并将以小型轻量提供价廉的产品。

第三章　谐振式开关电源的设计

一、谐振式开关电源的特点与问题

开关电源可通过降低电源部分的损耗，控制小型化所致的温升，并可通过提高开关频率，使电容器、电感器和变压器等得以小型化和低成本化。

然而，由于电源的开关频率受到一定限制，在小型，轻量和低成本方面远赶不上电子设备本身的相应发展，致使其在电子设备中所占的比例成了当今电子设备发展中的一个不容忽视的问题。

谐振式变换器就是为解决开关电源的这类问题而研究开发的一种电路方式。在解决电源的小型和轻量化方面，已作为当今电源技术中的一个中心课题引起了人们的普遍关注。但是，谐振式变换器在实用方面还有许多有待解决的问题。而且根据谐振式变换器所需技术，在原理上也还有不少难以解决的问题。现以谐振式变换器为主，谈谈这些电源技术的问题及其解决前景。

1. 高频化的 PWM 方式存在的问题

我们把控制开关工作时间比（Duty Ratio）的现行开关变换器方式叫做 PWM 方式。这是一种控制性能极好，使用简便的电源方式，目前已广泛应用于电子设备。但是其变压器、电感器等磁性器件和平滑电容器在电源体积中所占比例太大，需通过提高其开关频率加以小型化。

然而，由于半导体器件的导通和断开损耗与开关频率成正比，所以要防止这种损耗随高频化增大，就得减少开关损耗。为此也就需要高速开关元件。

图 3-1 是这种高速开关原理示意图。当开关元件一达到高速，即如图 3-2 所示，在开关断开时，由于配线的电感和变压器的漏感（L）原因，开关元件的两端就会发生浪涌电压 $L(di/dt)$。

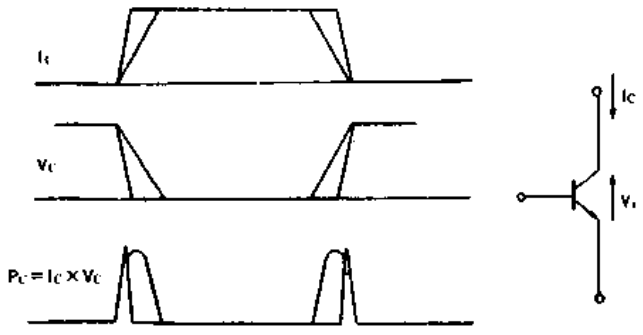


图 3-1　通过高速开关减少损耗

另外，当开关导通时，由于储存在开关寄生电容 C 里的电荷的作用，$C(di/dt)$ 的浪涌电流就会流向开关。而且当二极管带有反偏压时，还会有由积蓄电荷产生的反向浪涌电

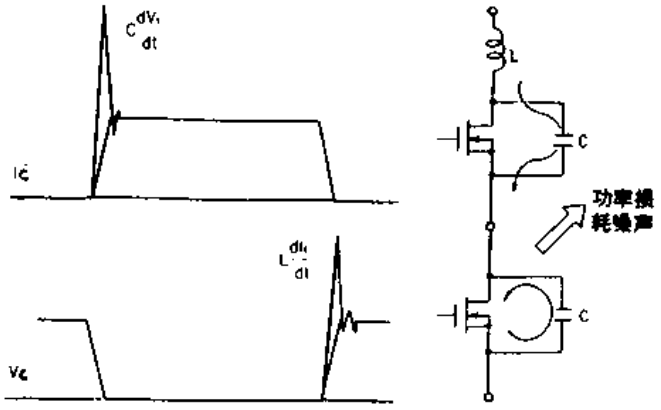


图 3-2　开关噪声

流通过，致使在反向电流阻止特性恢复时，也会在二极管的端子和输出上发生很大噪声。

在进行 PWM 方式变换器的高频化工作时，要解决这种浪涌问题，常用的 *R-C* 缓冲器对消除浪涌电压很有效，但其阻抗所致损耗会导致效率下降。*L-C* 缓冲器虽说在原理上是低损耗的，但其浪涌吸收能力却明显低于 *R-C* 缓冲器。

最近开发的开关缓冲器既损耗低，又具有比 *R-C* 缓冲器强的浪涌抑制能力。图 3-3 是这种开关缓冲器在升降压式变换器上的应用例。主开关 SW_m 与缓冲器开关 SW_s 不断交互启一闭，当主开关断开时，残留在电路里的磁能即被储存到电容器里，并随主开关的导通经输出侧放出。

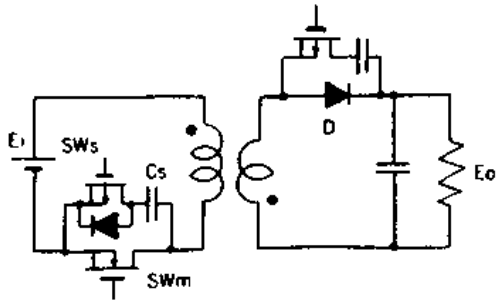


图 3-3　开关缓冲器的应用

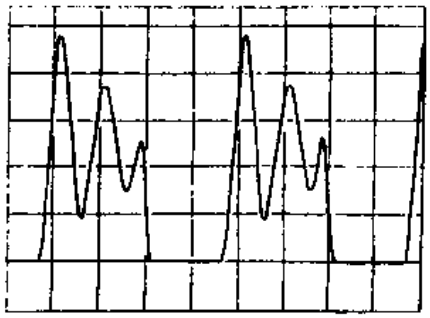
如图 3-3 所示，这种缓冲器接在输出侧二极管的端子上，还可用以除去由二极管的累积电荷所产生的浪涌电流。图 3-4 是应用这种开关缓冲器有效消除浪涌电压的实验例。

由二极管的累积电荷所致的浪涌电流与二极管的正向电荷值成正比增加，因而会形成高频开关时的很大故障。而肖特基势垒二极管和新近开发的 Ga As 二极管的原理上不受累积电荷的影响，因而可降低由高频开关所致的浪涌电流。不过，肖特基势垒二极管的容许反向电压低，Ga As 二极管的正向电压降比较大，这些问题都有待于今后解决。要防止这种浪涌电流，可采用磁缓冲器。这种磁缓冲器的磁性材料，可采用矩形分数好、高频损耗小的 C。基非晶磁芯。

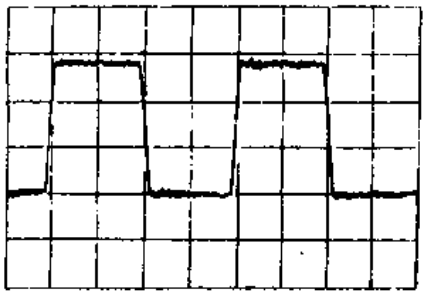
2. 谐振变换器的原理

PWM 控制的变换器按一般电路方式所使用的开关频率可高达 500kHz，一般为 200kHz。要把开关频率提高到 1MHz 以上，可采用开关和谐振电路耦合的低损耗开关方式，也即谐振开关。一般从原理上看，谐振式变换器也可进行 15MHz 以上的高频驱动。不过，从其与外围技术上的一致性考虑，当前的技术目标应放在解决 1MHz 上。

图 3-5 所示的谐振式开关的原理。(a) 图为电流谐振式，(b) 图为电压谐振式。电流谐振式导通时，电流波形呈正弦波状，导通时间快结束时，电流减为零，因而可使启一闭时



(a)无缓冲器时的波形



(b)采用开关缓冲器时的波形

Input: 140V, Output: 5V, 2A
(100V/div, 0.5μsec/div)

图 3-4 开关缓冲器的效应
(主开关 SW_1 的电压波形)

的开关损耗降为零。同时也会减少浪涌电流。这种方式叫做零电流开关方式。

与这种零电流开关方式不同的一种开关方式是零电压开关方式。其动作与零电流开关对偶。通过在断开时间里使开关上的电压呈正弦波状，和在下一个断开时间之前使电压降为零减少开关损耗和降低浪涌电压。不过，在这些情况下，都是设定电流谐振式由电压源驱动、电压谐振式由电流源驱动。而且在(b)图里，由于流向与开关并联的二极管的电流改变方向时，开关已经处于断开状态，所以不会受到二极管存储效应的影响。由此可见，零电压开关是一种较零电流开关更适合于高频开关的电路方式。

在迄今使用的开关电源中，用谐振式开关取代开关，即可成谐振式变换电路。图 3-6 是把降压式变换器改换成谐振式变换器的一例，(a)图为电流谐振式，(b)图为电压谐振式。

3. 谐振式变换器存在的问题

谐振式变换器是一种适用于高频化的电路方式，要使之达到实用就必须解决以下几个问题：

(1) 频率固定情况下难以直接进行电压调整的问

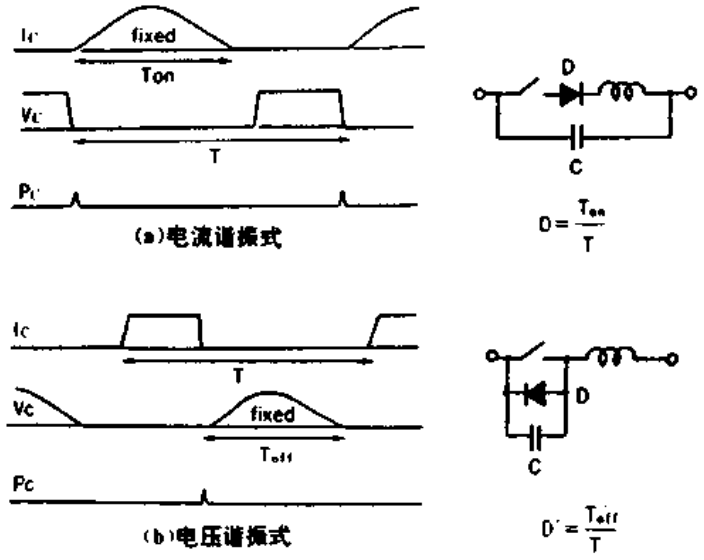


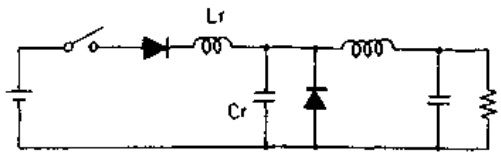
图 3-5 谐振开关的原理

题。

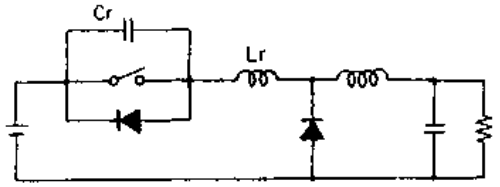
(2) 开关元件的应力问题

(3) L 和 C 的发热问题

其中，电压调整问题最难解决，如图 3-5 所示，在电流谐振式里通过开关的电流的宽度



(a)电流谐振式



(b)电压谐振式

图 3-6 以降压式电路为主的谐振式变换器（半波形）

T_{on}和在电压谐振式里加在开关上的电压宽度T_{off}都分别由谐振电路确定。因此，如果开关频率T处于固定状，要控制时空比$D=T_{on}/T\{=1-(T_{off}/T)\}$，就必须使周期$T$（即开关频率）发生变化。但是，改变开关频率也将使伴随开关启一闭产生的噪声的频谱发生变化，这就不利于噪声的抑制。另外，决定变换器尺寸的磁器件和电容器要按最低频率设计，这样就未必能实现小型化。

因此，在对谐振式变换器进行频率控制时，要选择负载特性尽可能平坦、输出阻抗小和输出电压对频率变化敏感的电路方式。

其次，谈谈开关应力问题。电流谐振式其正弦波输出电流的波峰值与负载成正比增大，因而半导体开关元件的功耗及其驱动功率会随之增大。电压谐振式在断开状态，因开关上电压波形的峰值会随负载增大，所以开关要采用高耐压元件。对这些问题，目前正研究采用辅助开关加以电流或电压箝位，以减轻应力。

谐振式变换器除开关元件的应力问题外，同时还有一个加在构成谐振电路的L和C上的重负的问题。尤其重负载时，会分别给L和C以过压而增大电流振幅，并因此增大高频损耗。所以，为控制L的发热和实现小型化，要开发高频特性好、热阻抗低以及能确保一定导磁率和矫顽力的材料。另外，在电容器方面也需要开发对高频拥有充分电流容量和等效串联电阻小的元件。

4. 固定开关频率，直接调整谐振式变换器的电压

（1）利用磁放大器或铁磁谐振电路

固定开关频率，直接对谐振式变换器进行电压调整的最简单方法是把磁放大器或铁磁谐振电路耦合于输出侧，以使输出电压保持稳定。不过，这种方法，会使构成磁放大器或铁磁谐振电路的可饱和磁芯增加损耗。所以在高频方面开发损耗低的可饱和磁芯也必不可少。

利用磁放大器时，可采用C_o—基非晶磁芯，但如开关频率超过1MHz，目前的20μm厚非晶磁芯就达不到要求，至少要使其厚度减到10μm以下。这种磁芯材料也有待于今后的开发。

（2）可变电抗元件的应用

对谐振式变换器进行电压调整的另一种方法，是通过改变构成谐振电路的C或L的值以改变谐振频率，利用磁芯的饱和作用使等效电感发生变化，就有可能改变谐振用L的值。不过，这种方法在本质上与利用磁放大器调整电压的方法一样，都得设法解决高频中磁芯的损耗问题。

而改变谐振用C的值的方法则是一种利用电介体的非线性的方法。这种方法除电容器的正负电极外，还新加有控制用的第三电极，给该电极以电压，即可使静电容量发生变化。不过，这时会有高频电流通过控制端，要采取措施予以防止。

图 3-7 是利用可变容量元件对电流谐振式变换器进行电压调整的示例。采用两个可变容量元件，抵消了通过控制端的交流部分。

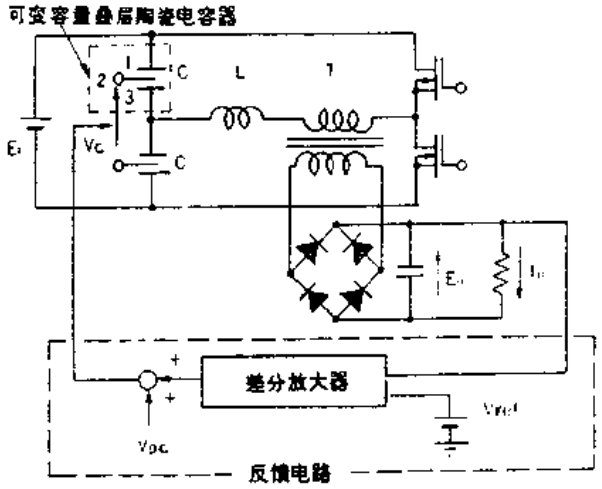


图 3-7 利用可变容量电容器控制的谐振式变换器

(3) 利用辅助开关改变等效电抗

把辅助开关耦合于谐振电路用的 L 或 C，可取代上述可变电抗元件，等效改变 L 值和 C 值。

图 3-8 (a) 为等效电感可变电路，(b) 为等效电容可变电路。在这些电路中，通过改变开关的导通角，就可使等效电抗发生很大变化。将其耦合于实用谐振变换器时，在图 3-8 (a) 电路情况下，如果电容器的电压波形呈连续状态，那么即如图 3-9 (a) 所示，一般可与电容器进行并联耦合，而在图 3-8(b)的情况下，如果通过电感器的电流呈连续状态，则会如图 3-9 (b) 所示，一般可与谐振用电感器进行串联耦合。这些等效电抗可变电路与辅助开关的开关损耗有关，不过在图 3-8 (a) 和 (b) 里都已分别符合零电流开关和零电压开关的条件，所以无需考虑开关损耗问题。

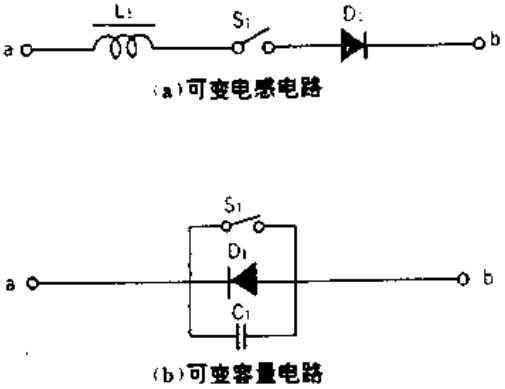


图 3-8 可变电抗电路（半波形）

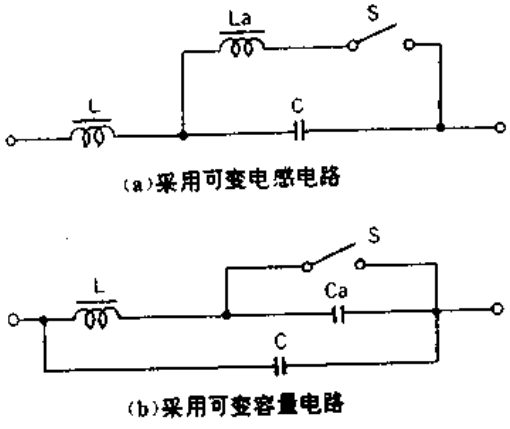


图 3-9 采用可变电抗电路的谐振电路

另外，在图 3-8 (b) 的等效电容可变电路中，二极管在反偏压时，开关会处于导通状态，不受二极管存储电荷的影响，基本适用于高频驱动，这种等效可变电容应用于 E—级电压谐振式变换器，在驱动频率 1MHz、输出 25W、5V 的条件下已取得了 84%的效率。

5. 非谐振式（电感换流式）DC—DC 变换器

前面已经谈到，谐振式变换器可减少开关损耗。而其中最主要的功能是零电压（或零电流）开关。如果目的是在于进行零电压（或零电流）开关，也未必要与开关频率发生谐振。因为谐振现象只在换流时需要，其谐振频率与开关频率无关。这种电路不仅迄今有助于解决谐振变换器中开关元件上的应力问题，而且在一定情况下也能固定开关频率，直接调整电压。

以部分谐振、多谐振、电感换流式等命名的变换器都是具有这种特性的零电压开关变

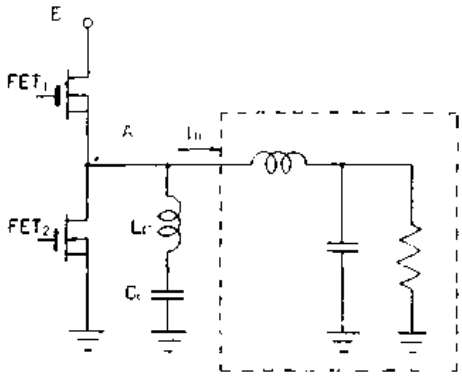


图 3-10　电感换流电路（非谐振电路）

换器。其中电感换流式变换器在原理上即使以非谐振方式进行零电压开关，也很少发生浪涌现象，而且也可通过 PWM 控制进行电压调整，是未来一种很有趣的电路方式。图 3-10 是这种方式的基本电路图。L_c 为换流用电感，C_c 为切断直流电所用的电容器（非谐振用）。在这种方式下，FET_1 和 FET_2 会不断交互启—闭。在启—闭间两开关都会出现断开时间，在这个时间里由电感 L_c 的能量对 FET_1 和 FET_2 的漏—源间的静电容量进行充电或放电，使之在下一次开关前使 A 点的电压降为零或与电源电压 E 相等而达到零电压开关条件，并同时控制了浪涌电流。

6. 开关电源的展望

（1）小型电源

谐振式变换器由于其高频开关损耗少，有利于开关元件的散热，因而可看做是一种更接近实现功率 IC 化的电路方式。而且还有一个很大的优点，可把二极管、FET 等半导体元件的寄生电容和变压器的漏感等寄生元件用作谐振元件。但在目前电源集成化有困难的情况下，以表面安装为主的混合集成电路技术无疑是开关电源的一项关键性技术。

此外，与其他电子设备一样，人们也对电源提出了超薄型化的要求，以至希望出现一种理想的名片式电源。但这方面还存在变压器、电感器等磁性器件和平滑电容器的片状化问题，尤其是变压器需对磁芯加线圈的问题成了批量生产的一道难关。现正研究应用薄膜化技术的问题，这样就要制成将绝缘体插入薄膜导体的多层结构，以使一次～二次线圈间实现强耦合。这时虽会增大一次和二次线圈间的静电容量，但采用谐振变换器时，可使这种静电容量包括到谐振用的 C 里。

（2）大容量电源

在大容量电源里，尤其是在低压大电流的大型电子计算机用电源里，由输出二极管造成的损耗已是一个严重问题。即使谐振式变换器在不久的将来能够达到实用化，那么诸如把工频交流电源转换成直流的输入侧平滑电路的尺寸以及直流部分重叠的静噪滤波器用磁芯的小型化和轻量化等也都是开关电源有待今后解决的诸多难题。

（3）技术课题

包括谐振式变换器的实用化在内，现将开关电源近期应解决的几个问题列举如下：

①确定谐振式变换器的控制方式

②确定低损耗整流方式

③包括热设计在内的变换器的 CAD，CAM

④MHz 开关电源中的功率用开关与控制部分的一体化

⑤应用薄膜技术解决超薄型磁器件

⑥为 MHz 范围的变压器用、平滑用和谐振用的电感器开发低损耗磁性材料

⑦平滑电容器的片状化和微型化

作为未来应解决的问题，可列举以下几项：

①实现单片电源
②辐射噪声的模型化和模拟
③高温超导体在变换器上的应用
④实现累积电荷小和正向电压降小的高耐压二极管
⑤用光传输和变换功率

以上以谐振式变换器为主，概述了开关电源的技术动向问题。虽说电路方式已基本确定，但这种电源方式的真正实用化，在很大程度上还有待于磁性体和电容器等材料和元器件的开发。

二、谐振式开关电源的基本电路与工作原理

开关电源广泛用于电子设备已经十多年了，在为实现小型、轻量及高频化方面，开关频率也提高到当初的50倍，并迎来了1MHz开关的新时代。随着这一发展，以往的矩形波状开关变换器中晶体管开关元件的损耗剧增，导致了变换器的效率和可靠性下降的问题。因此，作为一种对策，开发了这种利用谐振电路使晶体管开关的电压或电流呈正弦波状的谐振式变换器。这种谐振式变换器的开关频率已达10MHz以上。

对这种谐振式变换器虽考虑了多种电路方式，但由于没解决包括动态特性在内的一般解析方法，因而迄今仍没对这些电路的工作特性进行充分的比较研究。本文将对谐振式变换器的基本电路的稳态特性进行解析，并依其解析结果示以几个设计例。然后介绍一下包括动态特性的一般工作解析方法，并概略地阐述一下谐振式变换器的动态特性。

1. 谐振式变换器的结构

把*LC*谐振电路装配在半导体开关上的开关叫做谐振开关（Resonant Switch）。用这种谐振开关取代原矩形波形变换器的开关，即可构成谐振式变换器。谐振开关分开关两端电压呈正弦波的电压谐振开关和开关电流呈正弦波的电流谐振开关，分别都有使开关电压或电流呈正负双向的全波形（Full-wave）和只有单向的半波形（Half-wave）。

谐振开关如图3-11所示，其中（a）为电压谐振开关，电压通过开关两端谐振用电容器的作用呈正弦波状。不过，为使电容器的积蓄电荷不致在开关接通时受损耗，要进行零电压启闭（Zero-Voltage-Switching）。在全波形里，逆向电流会因串联插入晶体管中二极管的作用而受阻，从而也会发生反向谐振电压。在半波形里，晶体管开关两端则因并联在晶体管上的逆向二极管（或FET寄生二极管）的作用不会发生反向电压。

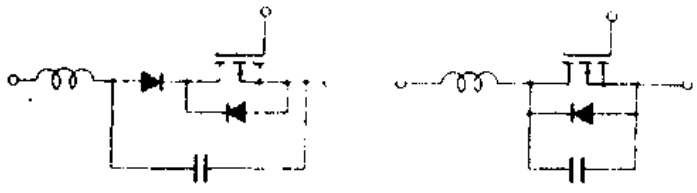
图3-11（b）为电流谐振开关，谐振用电感器与开关呈串联连接，要通过零电流的启闭（Zero-current-Switching）进行工作。在全波形里，逆向电流也会通过并联在晶体管上的二极管（或FET寄生二极管）进行流动。在半波形里，二极管呈串联连接，以阻止晶体管的逆向电流。通过由这四种谐振开关更替原来的矩形波状变换器的开关，就能够分别制成四种谐振变换器。

2. 谐振式变换器的电路结构与稳态特性

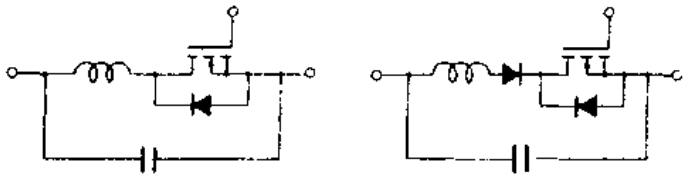
现按降压式电路谈谈电压谐振式变换器和电流谐振式变换器的结构及其稳态特性。

（1）电压谐振式降压变换器

用图3-11（a）所示的全波形电压谐振开关替换原来的矩形波降压变换器的晶体管开



(a)电压谐振开关



(b)电流谐振开关

图 3-11　谐振开关

关，即可得到图 3-12 所示的电压全波谐振降压变换器。图中 D_p 为 FET 寄生二极管。在这种变换器里，一个开关周期 T_s 分成如图 3-13 所示的四种状态，各状态通过工作原理的分析可得到如图 3-14 所示的电压和电流波形。从中可知，其结果是，开关两端电压形成谐振波形，而开关电流形成矩形波。就是说，开关两端的电压 V_c（严格说、是谐振用电容器电压）在开关断开时，形成如下式所示的谐振波形。

$$V_c\ (t)\ =V_i+Z_n I_o \cdot sin\omega_n\ (t-T_1)$$

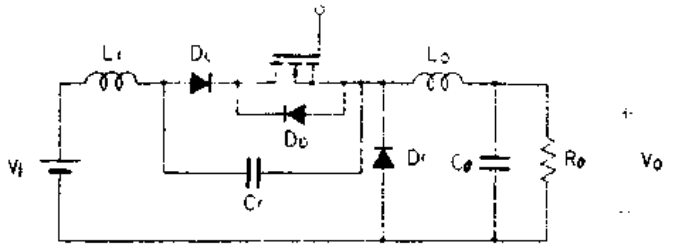


图 3-12　电压全波谐振式降压变换器

式中，$\omega_n=2\pi f_n=1/\sqrt{L_r C_r}$ 为谐振角频率，$Z_n=\sqrt{L_r/C_r}$ 表示谐振电路的特性阻抗。

使用这种电路时，谐振电容器由于阻止反向电流用的二极管 D_c 的作用，也会产生负向电压而形成全波谐振波形。在这种反向电压时，如果接通 FET，当谐振电容器的电压降到零后，正向开关电流就开始流动，即可进行零电压开关。

但进行零电压开关需要产生上述的反向电压，因此，要按上式，给以 $I_o \geqq V_i/Z_n$ 的最小负载电流条件。在该变换器里，输入电流等于谐振用电感器的电流 i_L，可用下式作近似性表示。

$$i_L\ (t)\ =\begin{cases} I_o & (0\sim T_1) \\ I_o \cdot \cos\omega_n\ (t-T_1) & (T_1\sim T_3) \\ I_o & (T_3\sim T_4) \end{cases}$$

式中，因区间 $T_1\sim T_3$ 基本等于谐振周期 $T_n=2\pi/\omega_n$，所以按平均值考虑，图 3-14 的电流波形 i_L 跟用虚线表示的波形等效，即输入电流的平均值为

$$I_L=I_o\ (T_s-T_o)\ /T_s=I_o\ (I-f_s/f_n)$$

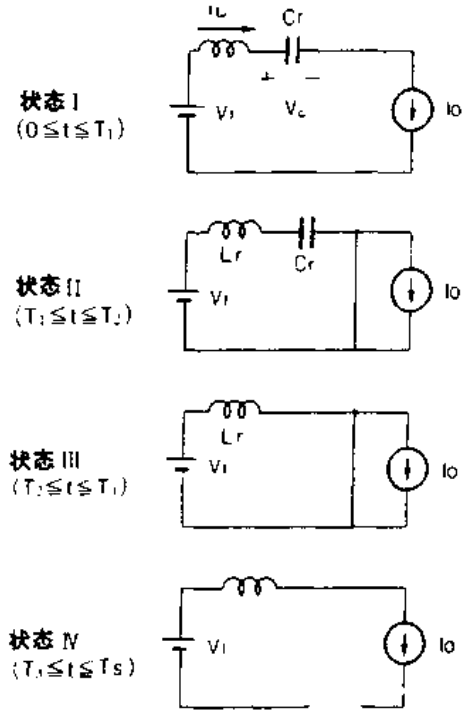


图 3-13　等效电路

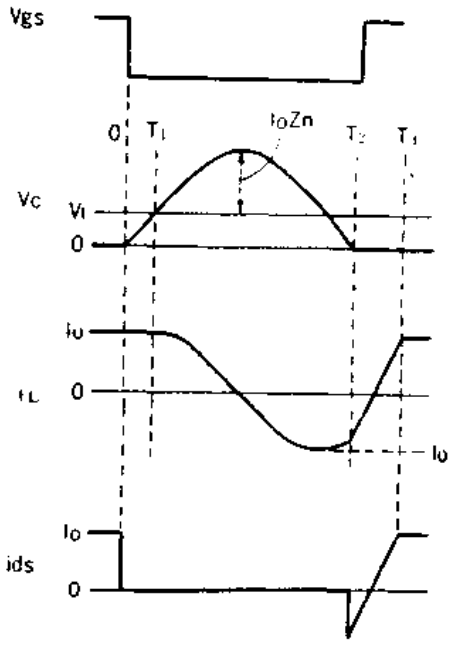


图 3-14　各部分的波形

因此，设输入输出功率相等，即设 $V_iI_L=V_oI_o$，则可得出输入输出电压比跟开关频率的如下关系式。

$$V_o/V_i=I_L/I_o=\ (I-f_s/f_n)$$

就是说，由于开关的断开时间一定，等于 T_n，因此要通过改变开关频率控制开关的接通时间和调节输出电压。这相当于用标准化开关频率 f_s/f_n 置换矩形波降压变换器的断开时间比 T_{off}/T_s，且电压全波谐振式变换器的工作特性跟矩形波变换器的特性基本一样。因此，从中可知输出电压一定，不依赖于负载电流，因而可获得恒压特性。图 3-15 所示是这种电压全波谐振降压变换器的负载特性，其中包括开关频率的控制特性。

采用图 3-11 (a) 的半波形电压谐振开关，即可获得图 3-16 所示的电压半波谐振式降压变换器。该电路的各部分波形如图 3-17 所示，通过除掉上述全波形电路的反向电流阻止用二极管 D_c，开关电压两端的谐振电压只呈正向。零电压开闭的条件是要有一个使该谐振电压为零的时间点。同全波形一样，要给予一个 $I_o\geqslant V_i/Z_n$ 的最小负载电流条件。该谐振式变换器的输出入电压比虽如前所述，通过求出输入电流的平均值和使输出入功率相等加以求出，但其结果不同于全波形，计算式相当复杂，即：

$$x=1-\frac{F}{2\pi}\left[\pi+\sin^{-1}\left(\frac{r}{x}\right)\right.$$

$$\left.+\frac{r}{2x}+\frac{x}{r}\left(1+\sqrt{1-\left(\frac{r}{x}\right)^2}\right)\right]$$

式中 $x=V_o/V_i$　（输出/入电压比）

$F=f_s/f_n$　（标准化开关频率）

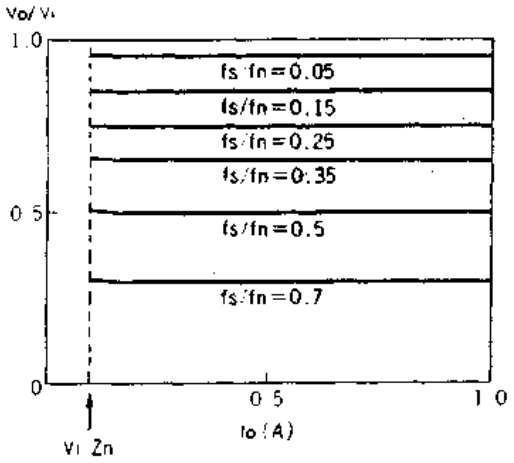


图 3-15　电压全波谐振降压变换器的负载特性

$L_r=15.9\mu H$，$C_r=380F$，$Z_n=200\Omega$，$f_n=2MHz$，$V_i=20$

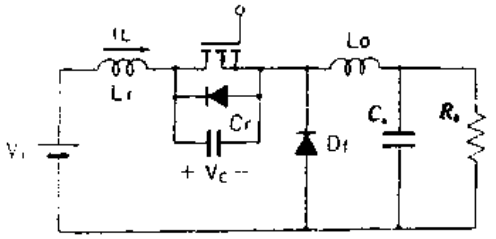


图 3-16　电压半波谐振式降压变换器

$$r=R_o/Z_n \quad \text{（标准化负载电阻）}$$

通过数值计算解式求其负载特性，即得图 3-18 所示结果。从中可知，电压半波谐振式变换器呈现出输出阻抗较大的垂下特性。

该电压谐振式变换器的控制特性是增大开关频率，就会降低输出电压。

（2）电流谐振式降压变换器

用图 3-11（b）所示的电流谐振开关替换矩形波降压变换器的晶体管开关，即得图 3-19 所示的电流谐振式降压变换器。图 3-20 所示是全波形电路的各部分波形。从中可知，在开关电流呈正弦波，反向电流流向寄生二极管 D_r 期间，将晶体管断开，即可进行零电流开关，开关电流 i_L 可用下式计算。

$$i_L(t)=I_n(V_i/Z_n)\sin\omega n(t-T_1)$$

零电流开关的条件是要有 $i_L(t)=0$ 的时间，所以根据上式要给与 $I_o\leqslant V_i/Z_n$ 的最大负载电流条件。

在全波形的情况下，回流用二极管两端的电压 V_{Dr} 在大致相当于谐振周期 T_n 一个周期的区间 $T_1\sim T_3$ 里会形成以输入电压 V_i 为中心的正弦波，在其他区间里则为零。因此，从平均值看，跟图 3-20 虚线所示的电压相同。因该平均值（即直流分量）会形成输出电压，所以电流全波谐振式降压变换器的输出入电压比可用下式表示

$$V_o/V_i=T_n/T_s=f_s/f_n$$

而在半波形的情况下，电压 V_{Dr} 的平均值就不是一个简单式，而是跟输出入电压比 $x=V_o/V_i$ 相反，可按下式计算。

$$x=\frac{F}{2\pi}\left[\pi+\sin^{-1}\left(\frac{x}{r}\right)+\frac{x}{2r}\right.$$

$$\left.+\frac{r}{x}\left(1+\sqrt{1-\left(\frac{x}{r}\right)^2}\right)\right]$$

图 3-21 所示是电流谐振式降压变换器的负载特性，从中可知，跟电压谐振式一样，全波形显示出稳压特性，半波形则呈现出输出阻抗较大的垂下特性。其控制特性则不同于电压谐振式，输出电压也随开关频率的增大而上升。

（3）谐振式升压变换器的稳态特性

同上述降压式电路一样，升压式电路也可制成如图 3-22 所示的四种谐振式变换器。求其负载特性，即可得图 3-23 所示结果。

（4）电压谐振式升压变换器的设计例

现设计符合以下设计规格的电压谐振半波形升压变换器。

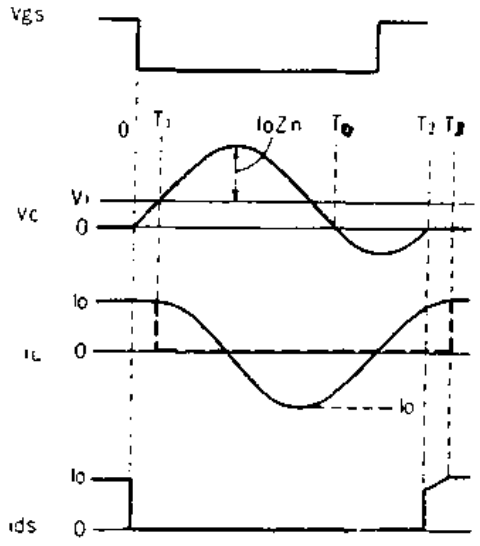


图 3-17　各部分的波形（电压半波形）

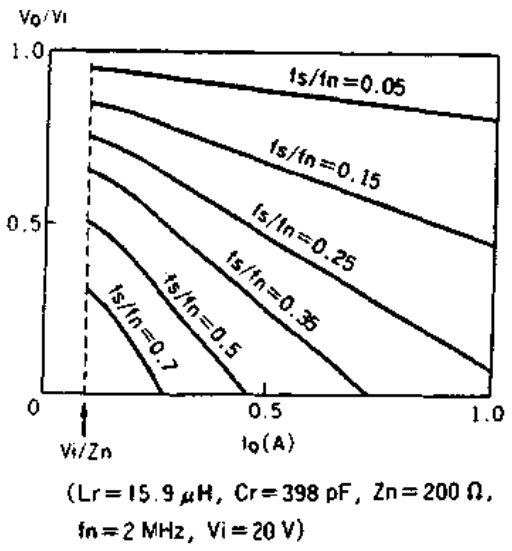


图 3-18　电压半波谐振式变换器的负载特性

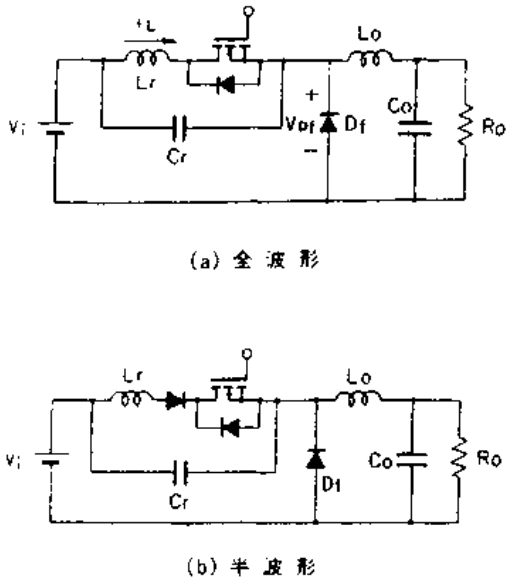


图 3-19　电流谐振式降压变换器

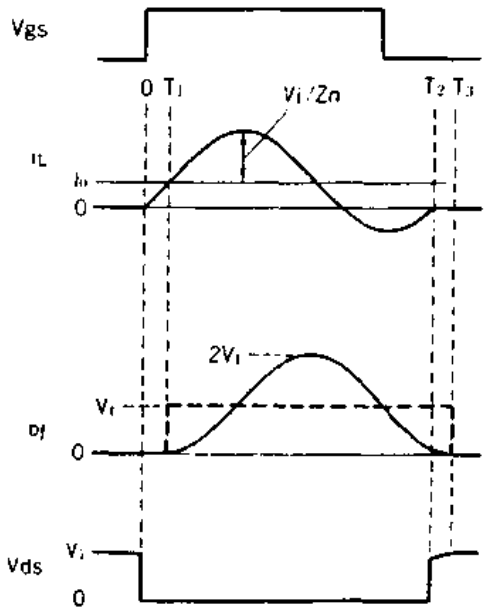


图 3-20　各部分的波形（电流全波形）

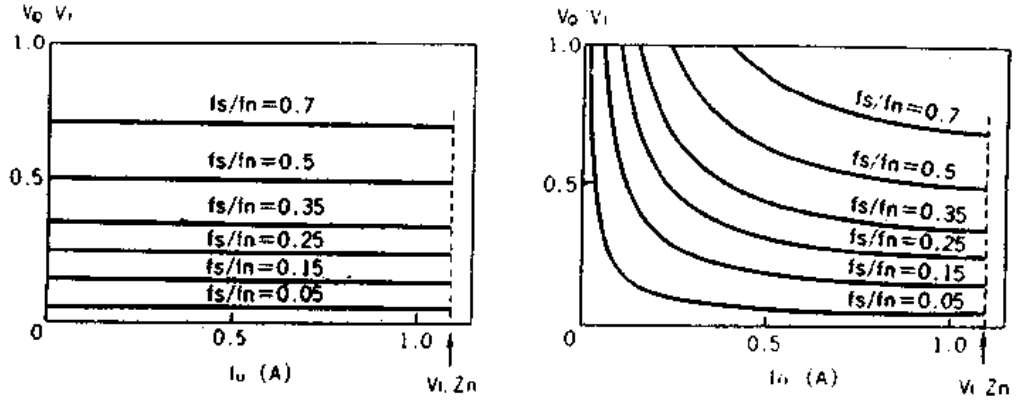
$V_i=12\sim18V$，$V_o=20V$，

$I_o=0.4\sim1.8A$，$f_{smin}=350kHz$

先按最小负载电流和最大输入电压求特性阻抗。即

$$Z_n=V_{imax}/I_{omin}=45\Omega$$

于是得最大额定负载电流 $I_{omax}/(V_{imin}/Z_n)$ 和最小额定负载电流 $I_{omin}/(V_{imax}/Z_n)$ 分别为 6.75 和 1.0，输入和输出电压的升压比为 1.11～1.67。将该工作范围示入图 3-23 (a)，即得斜线部分的长方形。该变换器的最小额定频率取决于斜线部分右上角的负载曲线，这时 $f_{smin}/f_n=0.22$，并可按该式求谐振频率



(Lr = 1.45 μH, Cr = 4.36 nF, Zn = 18 Ω, fn = 2 MHz, Vi = 20 V)

图 3-21 电流谐振式降压变换器的负载特性

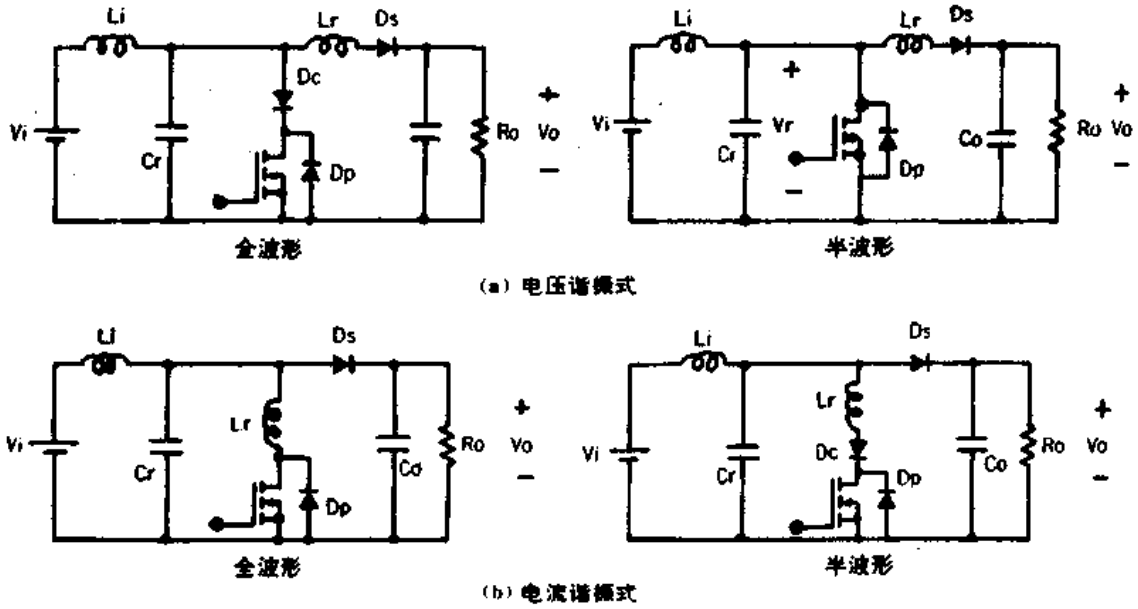


图 3-22 谐振式升压变换器的电路结构

$$f_n = 1.56\text{MHz}$$

应用以上结果计算谐振式电抗，即得

$$L_r = Z_n/2\pi f_n = 4.6\mu\text{H}$$

$$C_r = 1/2\pi f_n Z_n = 2.2\text{nF}$$

图 3-24 所示是对具有上述谐振电抗的电压谐振半波形升压变换器进行的开关频率为 500kHz 和 1MHz 时的实验波形。

(5) 电压谐振式和电流谐振式的稳态特性比较

表 3-1 是上述电压谐振式和电流谐振式各变换器的特性。从中可知，谐振式变压器也存在一些问题。首先是负载电流的极限问题，这种负载电流跟加在晶体管开关上的应力有一种相反的关系。电压谐振式如果为缓和轻负载的条件而增大特性阻抗 Z_n，那么相反在重负载时，开关两端的峰值电压就会急剧上升。这种电压上升现象，成了当前电压谐振式变换器实用化的一大障碍。同样，电流谐振式变换器的峰值电流也存在一定问题。

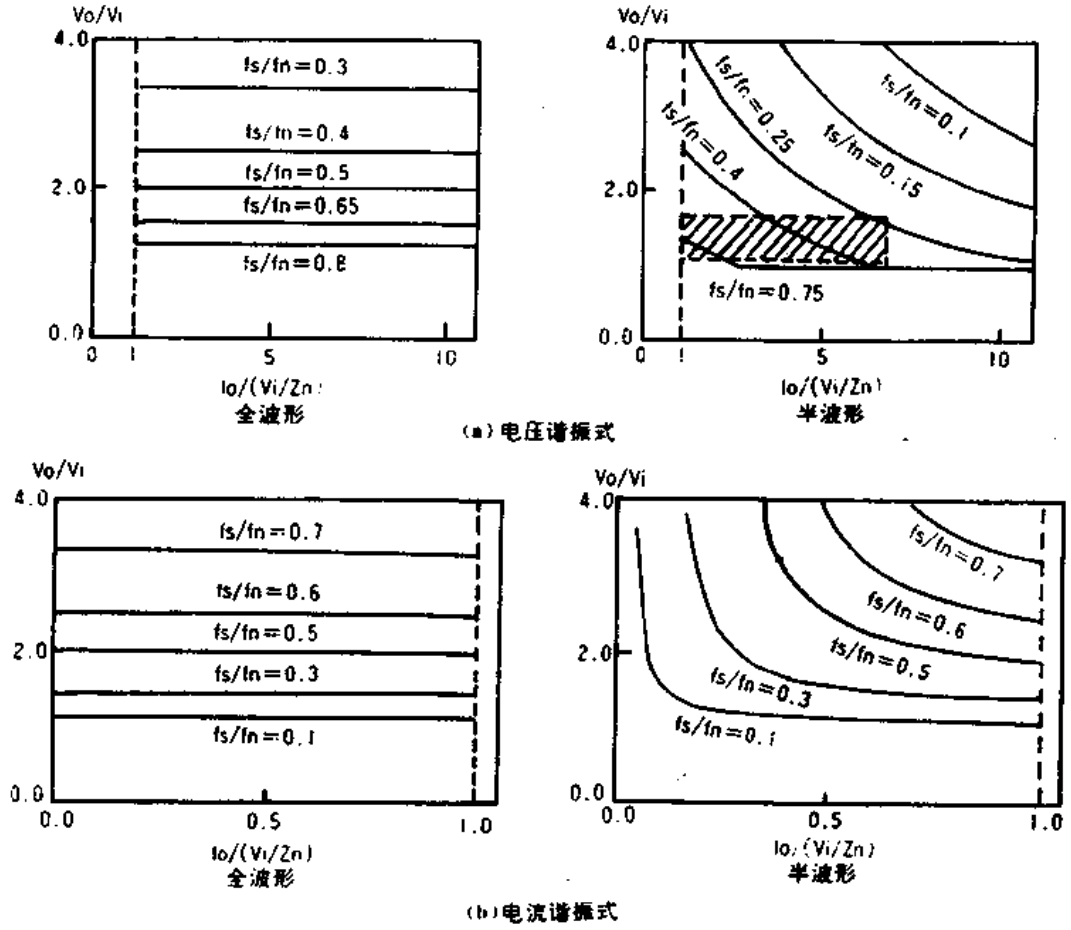


图 3-23　谐振式升压变换器的负载特性

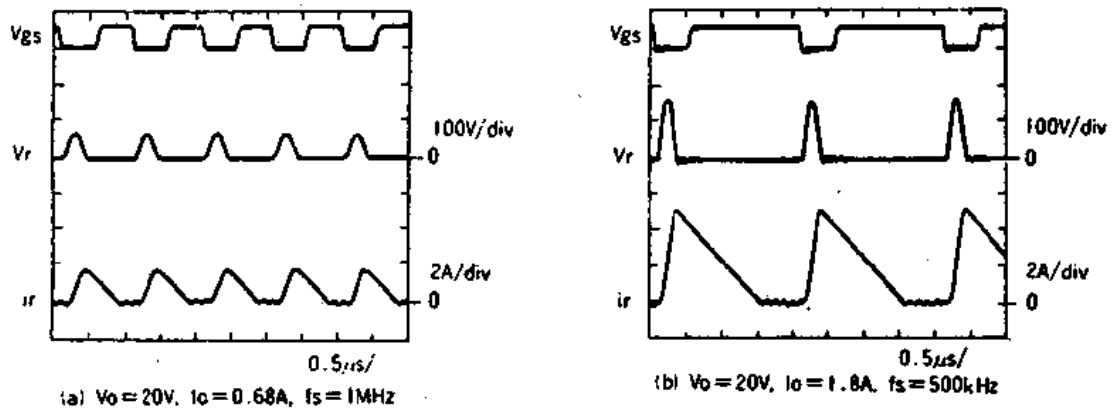


图 3-24　电压谐振半波形升压变换器的实验波形

其次，在开关转换一项里，标明了开关转换时的开关状态。但在电流谐振式的情况下，将以输入电压 V_i 或输出电压 V_o 加在开关两端的状态接通，寄生容量的累积电荷会使开关元件受损耗。因此，在 MHz 以上的开关频率内，会因开关元件的损耗急剧增大而影响高频化。同样现象也会出现在电压全波谐振式变压器上。就是说，从谐振用电容器的电压看，虽然已转换成零电压开关，但因有反向电流阻止用二极管，FET 寄生容量的累积电荷不能放出，而产生接通时的损耗。

总之，作为一种应用于 1MHz 以上高频化的电路方式，一般认为电压半波谐振式变换器是合适的。但是，如上所述，也还存在许多有待解决的问题。诸如电压调整用开关频率变化幅度大、开关两头的峰值电压随负载电流的增加而急剧增加、由二极管反向电流导致的浪涌等。

表 3-1　谐振式变换器的特性比较

	电压谐振式	电流谐振式
控制特性，负载特性	(全波式) (降压式) $V_o/V_i=1-f_s/f_s$ (升压式) $V_o/V_i=1/(f_s/f_s)$ (半波式) ＝下垂特性	$V_o/V_i=f_s/f_s$ $V_o/V_i=1/(1-f_s/f_s)$ 轻负载时下垂特性
负载电流条件	$I_o \geq V_i/Z_n$	$I_s \leq V_i/Z_n$
晶体管最大电压	(降压式) $V_i+Z_nI_o$ (升压式) $(V_o/V_i)(V_i+Z_nI_o)$	V_i V_o
晶体管最大电流	(降压式) I_o (升压式) I_i	I_o+V_i/Z_n $(V_o/V_i)(I_o+V_i/Z_n)$
开关	零电流、零电压接通。 非零电流和零电压断开	零电流和非零电压接通 零电流、零电压断开

3. 多谐振式变换器

(1) 电路结构与稳态特性

电压谐振式变换器的晶体管开关采用零电压转换时，会给二极管以急剧的反向电压而导致起因于反向恢复特性的寄生振荡。为解决这一问题，在二极管的两端添加了谐振电容，构成使之与晶体管、二极管同时按零电压转换进行工作的电路结构。这种利用几个谐振的电路结构就叫做多谐振变换器 (Multi－resonant Converter)。图 3-25 是其在降压式电路上的应用例。

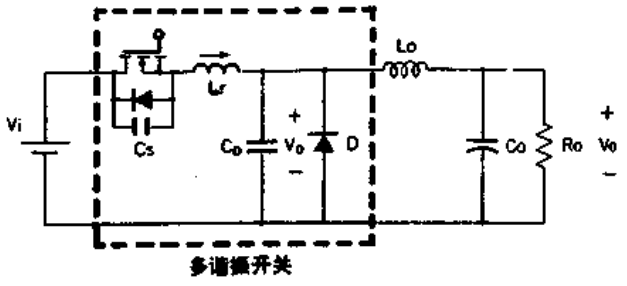


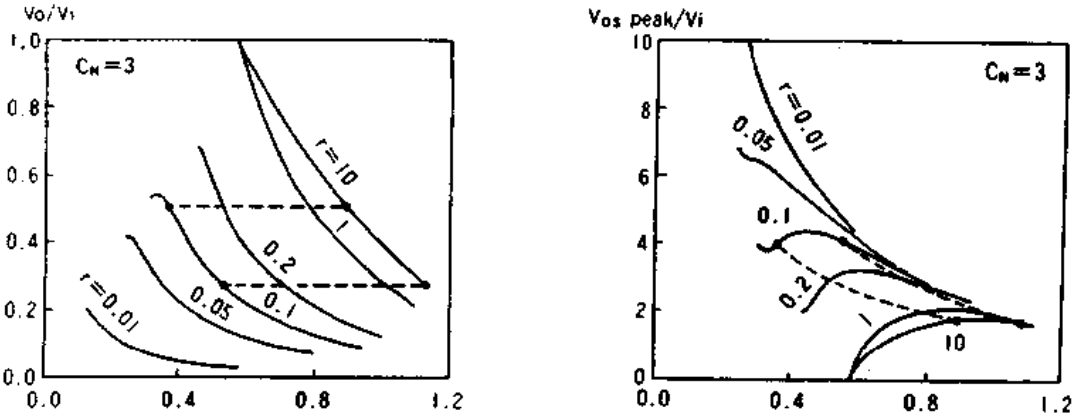
图 3-25　零电压开关与多谐振式降压变换器

这种多谐振式变换器的动作解析复杂、难以用公式表示出其稳态特性。不过可通过数值计算得到图 3-26 (a) 所示的控制特性。而且其谐振电压由两个谐振电容器进行分压，因而可降低晶体管开关的谐振电压峰值，并取得了图 3-26 (b) 所示的计算结果。

(2) 多谐振式降压变换器的设计

在设计规格上，选择符合以下条件的多谐振式降压变换器的谐振电抗参数值。即

$$V_i=10\sim18\text{V}, \qquad V_o=5\text{V},$$
$$I_o=0\sim5\text{A}, \qquad f_{s\min}=450\text{kHz}$$



(a)控制特性　　(b)谐振电压峰值

图 3-26　多谐振式降压变换器的稳定特性

在这种情况下，$V_o/V_i=0.27-5.5$，即使在轻负载时达到了零电压开关条件，也要根据使降压比降到 0.27 的条件增大二极管两端的电容器 C_D。不过，如使 C_D 过大，就会同时增大谐振电流的峰值。这里设 $C_N=C_D/C_S=3$。

在图 3-26 (a) 中，既满足了降压比范围 (0.27～0.5)，又要为抑制谐振电流峰值，尽可能选择大的特性阻抗 Z_n。其结果得 $r=R_o/Z_n=0.1$，因而根据 $R_{omin}=1\Omega$，选择 $Z_n=10\Omega$。同时得标准开关电源频率的最小值 $f_{Nmin}=0.375$，所以，谐振频率为

$$f_n=f_{smin}/f_{Nmin}=450\text{kHz}/0.375=1.2\ (\text{MHz})$$

应用以上求得的结果，计算谐振电抗值即得

$$L_r=Z_n/2\pi f_n=1.33\ (\mu\text{H})$$

$$C_s=1/2\pi f_n Z_n=13.3\ (\text{nF})$$

$$C_d=C_nC_s=39.8\ (\text{nF})$$

这时，晶体管开关的电压应力可降到 $V_{speak}\simeq 4V_i=72\text{V}$ 以下。

4. 谐振式变换器的动态特性解析法

谐振式变换器的电路方式很多，但由于其解析方法还未确立，所以其动态特性也还不能充分掌握。本节拟在重新研究状态平均化方法构想的基础上，通过采用不依赖变换器电路结构的一般方法导出基础方程式，并通过把这种方程式应用于谐振式变换器，谈谈包括谐振式变换器动态特性在内的统一解析法。

(1) 一般方程式的导出概要

现概略谈谈在一般开关变换器的低频区构成的状态方程的导出问题。图 3-27 是一般开关变换器的结构图。高频开关电路上接有带截止频率的电感 L 和电容 C。其截止频率大大低于开关频率。这时，下式成立。

$$\frac{dX}{dt}=GY,\quad G=\begin{bmatrix}1/L_o & 0\\ 0 & 1/C_o\end{bmatrix}$$

$$X=[i_L \quad v_c]^T$$

$$Y=[v_L \quad i_c]^T$$

该变换器在低频区的特性主要决定于这种电感 L 和电容 C。因此，这里只介绍一下有



图 3-27　一般开关变换器的结构图

关电感和电容的状态变数矢量 X 的特性。通常由于电感和电容的值大，而 X 的高频成分小，故可忽视不计，并设这种 X 的低频成分为 $\hat{X}$。由电感 L 的电压和电容 C 的电流所致的变数矢量 Y 主要由高频成分构成，因此某一周期中的 Y 对 $\hat{X}$ 的作用可看成是其在周期里的平均值。这样，即构成下式

$$\frac{d\hat{X}}{dt}=\overline{GY}$$

该式中，符号 Y 上方的“—”表示“周期平均”的意思，$\hat{X}$ 虽对 Y 有影响，但因 $\hat{X}$ 是一种低频成分，所以如开关周期很短，$\hat{X}$ 几乎可看作是固定值。因此这里设 $\hat{X}$ 为固定值，取 Y 的平均数。也就是说，上式是低频区的一种普通状态方式。其解析程序如下：

程序 1：用直流电源置换低频电感器电流和电容器电压。

程序 2：对有残留的高频部分的变换电路，求出其稳定状态，并决定其 1 周期的动作。

程序 3：求出低频用电感器电压和电容器电流在 1 周期内的平均值，并将其作为程序 1 置换的直流电源的函数标出。

程序 4：把该直流电源看作低频状态变数，应用上式求出基础方程式。

(2) 在谐振式变换器上的应用

现以电压谐振全波式升压变换器为例，谈谈谐振式变换器的动态特性解析问题。

①基础方程的导出

图 3-28 是电压谐振全波升压变换器的基本电路。为便于解析，对内部损耗只考虑其电抗器的等效损耗电阻 r_L。这样，如图所示，取其各个变数，即可如下表示出电抗器电压 V_L、输出电容器的电流 i_c。

$$v_L=Vi-v_r-r_L\hat{i}_L,\quad i_c=i_r-\hat{v}_o/R_o$$

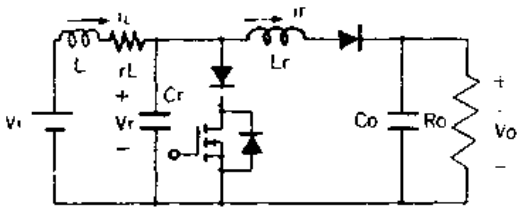


图 3-28　电压谐振全波升压变换器

因此，要求平均值 $\overline{V}_L$ 和 ic，只要把 $\hat{i}_L$ 和 $\hat{V}$ 作为定值求出 V_r、i_r 的平均值即可。该谐振式变换器可分成图 3-29 所示的四种状态。通过求出谐振电压和电流的每 1 个开关周期的平均值即可导出下式。

$$\overline{i_r}=g\hat{i}_L,\quad \overline{v_r}=g\hat{v}_o$$

$$g(f_s,\alpha)=(f_s/\omega_n)\{2\pi-\sin^{-1}\alpha+\alpha/2+(1-\sqrt{1-\alpha^2})/\alpha\}$$

$$\alpha=\hat{v}_o/Z_n\hat{i}_L$$

并可从上两式换算成

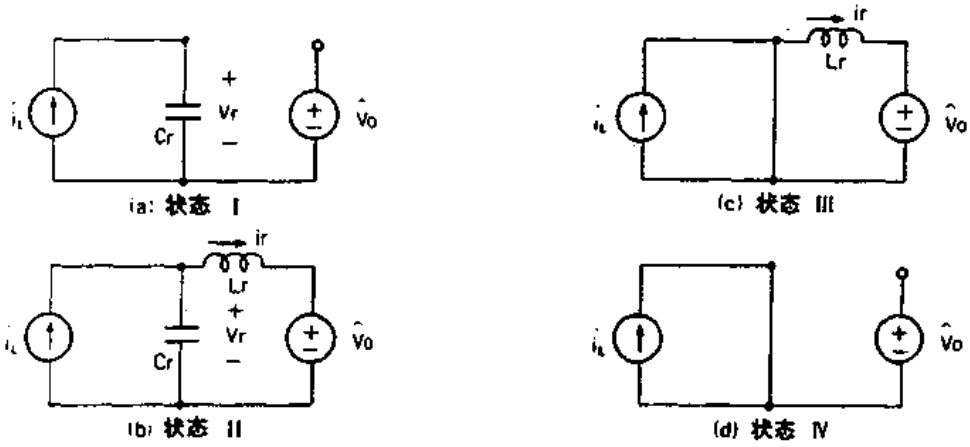


图 3-29　电压谐振全波形升压变换器的等效电路

$$\overline{Y}=\begin{bmatrix}\overline{v_L}\\ \overline{i_c}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}V_i-g\hat{v}_o-r_L\hat{i}_L\\ g\hat{i}_L-\hat{v}_o/R_o\end{bmatrix}$$

$$=\begin{bmatrix}-r_L & -g\\ g & -1/R_o\end{bmatrix}\hat{X}+\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix}V_i$$

$$\hat{X}=[\hat{i}_L \quad \hat{v}_o]^T$$

进而可得

$$\frac{d\hat{X}}{dt}=G\overline{Y}=A\hat{X}+BVi,$$

$$A=\begin{bmatrix}-r_L/L_o & -g/L_o\\ g/C_o & -1/C_oR_o\end{bmatrix},\ B=\begin{bmatrix}1/L_o\\ O\end{bmatrix}$$

这就构成了电压谐振全波升压变换器的基础方程。而且在电压半波谐振式的情况下，可置换成下式

$$g\ (f_s,\ \alpha)=(f_s/\omega_n)\ \{\pi+\sin^{-1}\alpha+\alpha/2$$
$$+\ (1+\sqrt{1-\alpha^2})\ /\alpha\}$$

②稳态特性的解析

通过设置　$d\hat{X}/dt=0$，可获得如下稳态特性

$$\hat{X}_S=-A^{-1}BV_1,\ g_S=g\ (\alpha_S)$$
$$\alpha_S=V_o/Z_NI_L$$

就是说，如果设　$\hat{X}_S=[I_L \quad V_O]^T$，通过上式即得

$$V_o=(V_i/g_s)\ /\ (1+r_L/g_s^2R_o),\ I_L=V_o/g_sR_o$$

这里在全波时，会形成简式 $g_s\simeq f_s/f_n$，而在半波时，因 g_s 里含有 V_o，要进行数值计算。

③动态特性解析

研究谐振式变换器的动态特性，要考虑以下小信号模式。即对 $F\to F+\Delta F\ (F=f_s/f_n)$，

$V_i \to V_i + \Delta V_i$，$R_o \to R_o + \Delta R_o$ 设 $\hat{X} \to \hat{X}_i + \Delta \hat{X}$，$\alpha \to \alpha_s + \Delta\alpha$，$g \to g_s + \Delta g$ 并设各个变动成分比稳定值小很多，于是将这些式子代入，若对变动成分达二次以上的项忽略不计而加以线性化，即可对谐振式变换器的动态特性获得以下的基础方程。

$$\frac{d\Delta \hat{X}}{dt} = A_x \Delta \hat{X} + B_F \Delta F + B_E \Delta Vi + B_R \Delta R_o$$

对该式进行拉普拉斯变换，即可获得传递函数，并可得到如图 3-30 所示的谐振变换器动态特性方框图。

（3）各种谐振式变换器的动态特性比较

除多谐振式以外，对标准谐振式变换器，应用前述解析方法，求出表示其动态特性的参数式，在此基础上对各种谐振式变换器的动态特性加以比较研究。

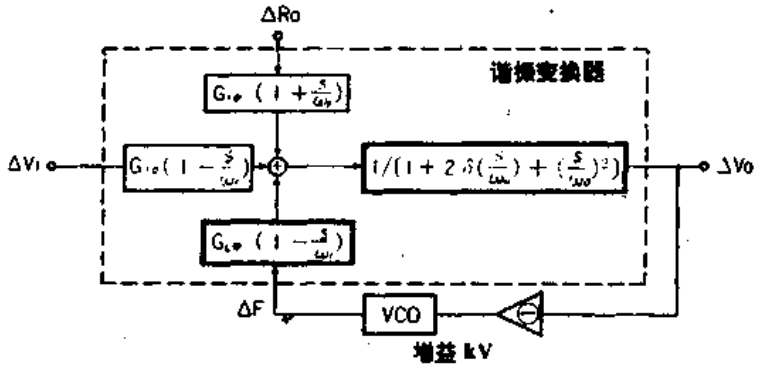


图 3-30　谐振式变换器的小信号模式方框图

先比较一下降压式、升压式、升降压式。所有谐振式降压变换器，其开环传递函数 $G_c(S)$ 的零点 ω_z 都是无限大，而且其直流增益 G_{co} 的符号不随输入和负荷变化而变化，所以不存在不稳定问题，只要反馈电路不发生滞后现象，一般都是稳定的。

而升压式和升降压式变换器，其所有型号的 G_c 都在右半平面具有有限的零点，这会形成振荡现象下的不稳定因素。另外，全波升压式和升降压式变换器的 G_{co} 的符号有时会随输入和负载变化发生翻转，从而形成一种跳跃现象下的不稳定因素。半波升降压式变换器的输入输出传递函数在右半平面有零点 ω，这一特点是 PWM 式及其他谐振式变换器所没有的。

其次，比较一下半波和全波特性。半波的特性是受谐振电路特性阻抗的影响很大。这虽是一种无损耗阻抗，但半波的输出阻抗却会因此而增大，像 PWM 式一样，基本不影响电路的内部损耗。而全波形几乎不受这种特性阻抗的影响，其特性基本同 PWM 式。

以上对各种变换器的特性进行了比较，从中可知，所有变换器基本都在低频区具有二阶系统的特性。

近来，人们就谐振式变换器的问题提出了许多方案。诸如电压全波谐振式变换器的完全零电压开关化、应用可变电抗控制谐振频率、采用多开关对谐振式变换器进行 PWM 控制、应用谐振电流箝位减少开关应力、应用谐振电压箝位减少开关应力等。此外，也有不少报导提出了只在开关时运用谐振现象进行零电压开关的 PWM 变换器。

三、铁磁谐振式开关电源的设计

1. 开发目标

铁磁谐振电路（稳压变压器）可减少电、磁性外部噪声干扰所引起的误动作，在过载时具有保护负载和电源的作用，还可切断负载一电源间的噪声传播等，具有电源电路不可缺少的功能。但是，这种迄今按工频工作的铁磁谐振电路作为现代电子设备用电源，由于尺寸和重量过大，目前很少应用。不过，采用一般开关式稳压器用频率使这种铁磁谐振电路工作，倒是可以克服这种缺点。但这种情况下，由于变换器的开关损耗和铁磁谐振电路的铁损会随开关频率的高频化增加而使开关元件和磁芯的发热量随之增大。这样，就要使用较大的散热器散热，从而使通过开关频率高频化实现电源装置小型化的问题受到了限制。

现介绍一种由把直流电变换为交流电的逆变器和可稳定输出电压的铁磁谐振电路构成的高效率的高频铁磁谐振式 DC—DC 变换器的结构及其低损耗开关的工作原理和设计方法。其逆变器的开关损耗很小，铁磁谐振电路的铁损耗也很小。

2. 基本电路

分析一下逆变器（inverter）输出晶体管的损耗与开关频率之间的关系，即可知这种损耗是由与开关频率无关的部分和与开关频率成正比增加的部分形成的。开关频率一提高，后者即成主要损耗。前者是一种由晶体管导通时的饱和电压与饱和电阻产生的损耗，后者是一种由晶体管导通到断开或反过来由断开到导通时产生的开关损耗（分别叫做断开损耗和导通损耗）。由此可见，要想通过提高开关频率使变换器小型、轻量化，就必须降低开关损耗。实验表明，把较大容量的电容器并联于开关晶体管，既能控制集电极电流断开时集电极电压的急剧上升，也能防止集电极电流与集电极电压的重叠，并能减少其乘积，即瞬时集电极损耗。

图 3-31 所示是晶体变换器和铁磁谐振电路耦合在一起的高频铁磁谐振式 DC—DC 变换器的基本电路。这种电路的特点是容量较大的电容器 C_1 和 C_2 连接在开关晶体管 T_{r1} 和 T_{r2} 的集电极一发射极之间。当晶体管开关时，为使双晶体管同时处于断开状态，在晶体管的基极上加了具有暂停时间极短的驱动信号。L_1 的滞后电流流向并联于 C_1 和 C_2 的二极管 D_1 和 D_2。在两晶体管断开的期间，输出电压的极性虽会因谐振发生颠倒，但与开关周期相比，由于该时间很小，所以逆变器的输出电压可近似于方波电压。线性耦合电感器 L_1、可饱和电感器 L_3 与谐振电容器 C_3 构成了铁磁谐振电路，可使 C_3 两端的电压得以稳定。该输出经桥式整流器 SR 整流并经平滑电容器 C_4 加以平滑后被供给负载。在 SR 导通期间，C_3 和 C_4 并联。但 $C_4 \ll C_3$，且 C_4 在开关频率中阻抗极小，所以这期间 C_3 两端的电压保持定值不变。另一方面，当可饱和电感器 L_3 达到饱和，就会由该饱和电感与谐振电容器 C_3 发生谐振，并使 C_3 两端的电压发生反转。在该反转时间里，由于 C_3 的电压低于 C_4 的电压，所以会导致桥式整流器 SR 处于断开状态。这种反转时间取决于 L_3 的饱和电感量和 C_3 的电容值。不过与开关周期相比，该时间值很小。这样就可把 C_3 两端的电压都视同方波电压。

这样，就可按图 3-32 分析线性电感器两侧的电源电压波形为方波时的传输功率。在该图中，e_i 为逆变器输出电压，e_o 为铁磁谐振电路的输出电压，i_o 为耦合电感器 L_1 的电流。设 e_i 和 e_o 的振幅分别为 E_i 和 E_o，两者之间的相位差为 θ。按照基尔霍夫定律求出 i_o（t），并

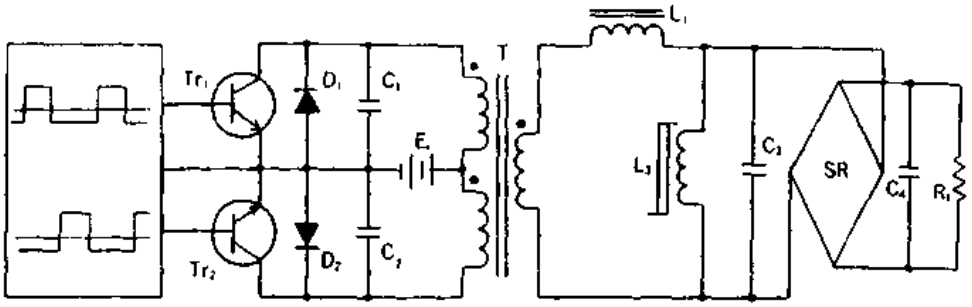


图 3-31　高频铁磁谐振式 DC—DC 变换器的基本电路

将其与 e_1（t）的积加以平均求功率，即可得出由相位快的 e_1（逆变器）供给相位慢的 e_0（铁磁谐振电路）的功率 P。

$$P=\frac{E_1E_0}{\omega_s L_1}\frac{1}{\pi}\theta\ (\pi-\theta)$$

在输入电压 E_1 和负载功率 P 发生变化时，为保持 E_0 的稳定，θ 会在铁磁谐振电路的可饱和磁芯的作用下发生 0～90°的变化。

其次，两电源的电压为正弦波时，利用矢量图求被传输的功率 P 即得

$$P=\frac{E_1E_0}{\omega_s L_1}\sin\theta$$

式中 E_1 和 E_0 皆为有效值。将上两式加以比较，即知两者是近似的，且在方波电压的情况下，大部分功率都是由基波传输的。也就是说，在本电路中，当两者的电压波形都近似于方形时可应用前式。

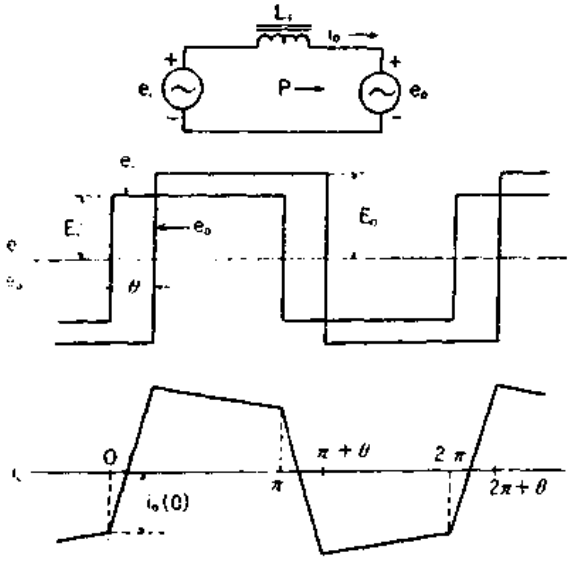


图 3-32　两电源间的功率传输

3. 降低开关损耗

图 3-31 中的逆变器是采用通常的推挽电路，并由倒相变压器进行输出合成。由于采用无变压器的 SEPP 电路便于理解逆变器的低损耗开关原理，故现按图 3-33 进行输出电路的变换。图 3-33(a)所示是一种普通的推挽电路。在 (a) 中，把直流电源 E_1 分成两个，并调换 T_{r1} 侧变压器的一次线圈和 E_1 的顺序，按直流分开 T_{r1} 侧和 T_{r2} 侧，即可得 (b)。把 (b) 中的①和②加以连接，即可得 (c)。因 (c) 中的③和④无论是直流还是交流，都属等电位，所以可共用变压器的一次线圈而获得 (d)。(d) 也可省掉变压器。按这种变换方式也可变换图 3-31 中的逆变器部分而得图 3-34 所示电路。另外，如图所示，也可将并联于双晶体管的电容器 C_1 和 C_2 合并成 1 个 C，但 $C=C_1+C_2$。

当晶体管 T_{r1} 被从导通状态急速切断，就会由耦合电感器 L_1 和电容器 C 形成谐振电路。

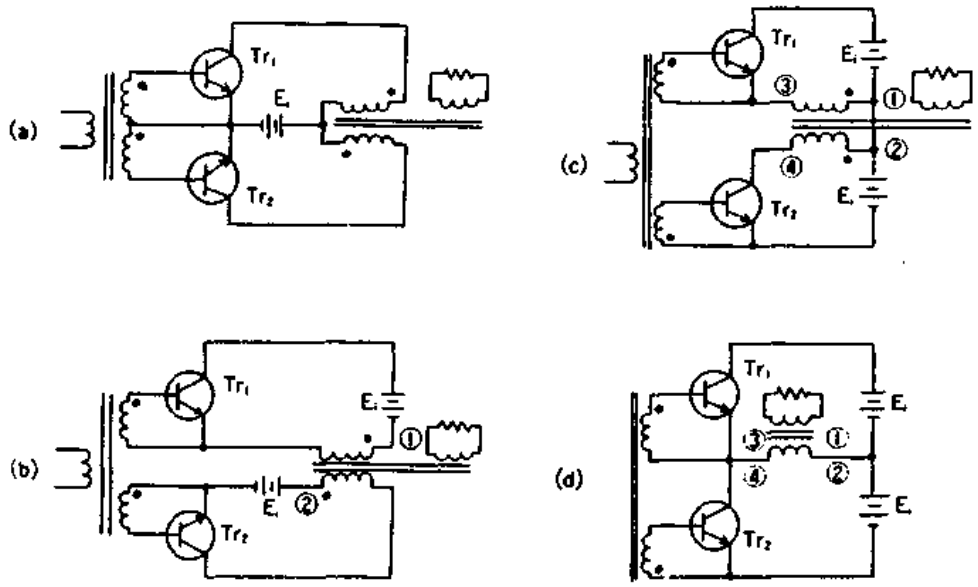


图 3-33　推挽电路的变换

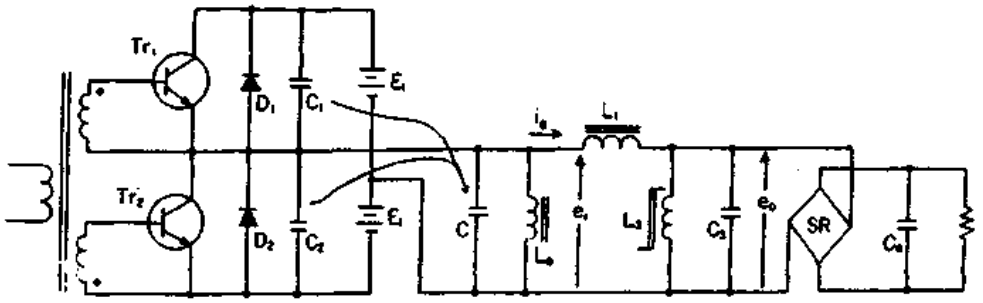


图 3-34　SEPP 式逆变器与铁磁谐振电路

这时，由于输出电流 $i_o>0$，也即从逆变器流向铁磁谐振电路，所以输出电压 e 会由 $2E_i$ 缓慢下降。当快要接近 $e_i<0$ 时，并联于 T_{r2}的 D_2 就导通，即成 $e_i=0$。在 $e_i=0$ 的状态下，会驱动 T_{r2}的基极使之导通。其后，L_1 的电流虽会呈反向，但由于 T_{r2}已经导通，L_1 的电流就会流入 T_{r2}。这样，由于 T_{r2}的集电极电压等于零而会从断开状态转换成导通状态，因而伴随这种变换的开关损耗（导通损耗）也就非常少，开关周期超过二分之一，T_{r2}就被急速切断。同刚才一样，输出电压即 T_{r2}的集电极电压由于 L_1 和 C 的谐振作用会从 0 缓慢上升，并在将要超过 $2E_i$ 点时导通 D_1。T_{r2}的集电极电流 i_c 虽会在基极驱动信号的作用下按晶体管的遮断特性被断开，但由于集电极电压 V_{ce}会因谐振作用呈正弦波状缓慢上升，所以 i_c 和 V_{ce} 的重叠很少，开关损耗（断开损耗）也就会很小。综上所述，由于导通损耗和断开损耗都小，所以总的开关损耗也很小。

但是，当 T_{r1}断开、L_1 的电流变小时（输出功率小，θ 小的时候），e_o 不会下降到 0。在这种状态下，T_{r2}一导通，存储在电容器里的电能就会瞬时被 T_{r2}消耗掉而导致损耗增大。因

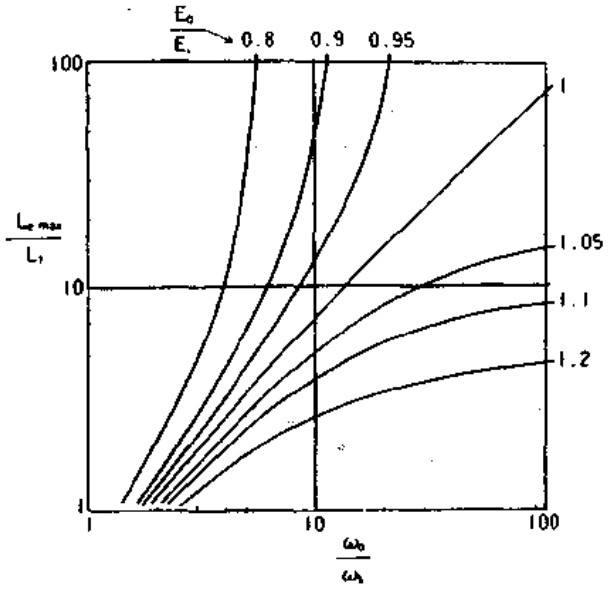


图 3-35 低损耗开关 L_{emax}条件

此，要把电感器 L_e 连接于逆变器的输出，以在最差条件下也要保障 e_o 降到 0。这要通过确定电路方程式求出 θ 才能达到（详略）。因 θ 可通过输出功率的作用进行 0～90°的变化，所以在导出 L_e 时，确定 $\theta=0$ 为最差条件。低损耗开关用 L_e 的最大值 L_{emax}如图 3-35 所示。该图中 E_i 和 E_o 分别为输入电压和铁磁谐振电路的输出电压，ω_o 和 ω_s 分别为逆变器部分的谐振角频率（由 C 和 $L_1 /\!/ L_e$ 确定）和开关角频率。如果设定 L_e 小于 L_{emax}，那么在晶体管导通前，晶体管的集电极电压 V_{ce}即转换为零（并联连接的二极管处于导通状态），从而就能消除这种导通损耗。

采用这种逆变器 SEPP 结构，如果省掉输出变压器，就可解决磁芯的偏磁问题。在这种情况下，因上下晶体管的脉宽无须相等，所以也可制成改变各种脉冲宽度的 PWM 电路。就是说，可构成图 3-36 所示的低损耗 DC—DC 变换器。该电路如前所述，由于采用谐振电路，开关损耗少，也适用于开关频率达 1MHz 以上的高频化。

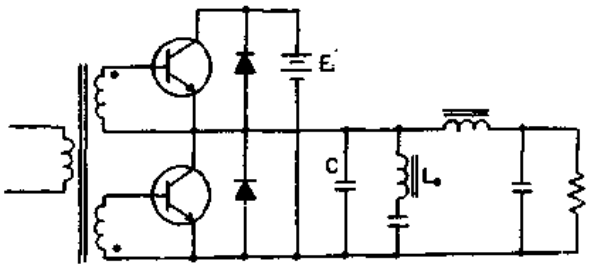


图 3-36 谐振 PWM 式 DC—DC 变换器

现介绍一下通过实验取得的各部分工作波形。图 3-37（a）所示是采用图 3-31 的实验电路把开关频率调至 20kHz 时的开关晶体管的集电极电流 i_c 和集电极—发射极电压 v_{ce}。i_c 的负电荷通过与开关晶体管并联的二极管。(b)为 i_c 和 v_{ce} 的开关轨迹。表示在两者之积的瞬时集电极损耗小的范围里进行开关的情况。(c) 为断开侧的开关晶体管的 i_c 和 v_{ce}的放大波形。i_c 按基极驱动信号，根据晶体管本身的开关特性（断开特性）急速减少。现在来确认一下 v_{ce}会通过上述谐振作用缓慢上升的问题。(d) 为导通侧开关晶体管的 i_c 和 v_{ce}的放大波形。在 (c) 的 v_{ce}达到 $2E_i$ 的同时，(d) 的 v_{ce}即转换为 0，且并联的二极管导通，使晶体管的集电极—发射极间的电压 v_A保持在零状态。由该图可以确认该二极管在导通期间，晶体管由于基极驱动信号的作用已处于导通状态。这是因为当晶体管处于断开状态，二极管直接转换为断开状态时，V_{ce}就会在 $i_c=0$ 的瞬间呈非连续上升的缘故。而且，由于在 (d) 的晶体管处于导通状态和 v_{ce}为 0 期间，(c) 的 v_{ce}将达到 $2E_i$，因此不需为防止浪涌电压在集电极上加缓冲器。

4. 铁磁谐振电路的工作原理

现在分析一下图 3-31 所示的电容输入式整流电路成为铁磁谐振电路负载时，其可饱和磁芯 L_3 的性能。图 3-38 (a) 所示，为铁磁谐振电路的输出电压 e_o、可饱和磁芯的电流 i 及

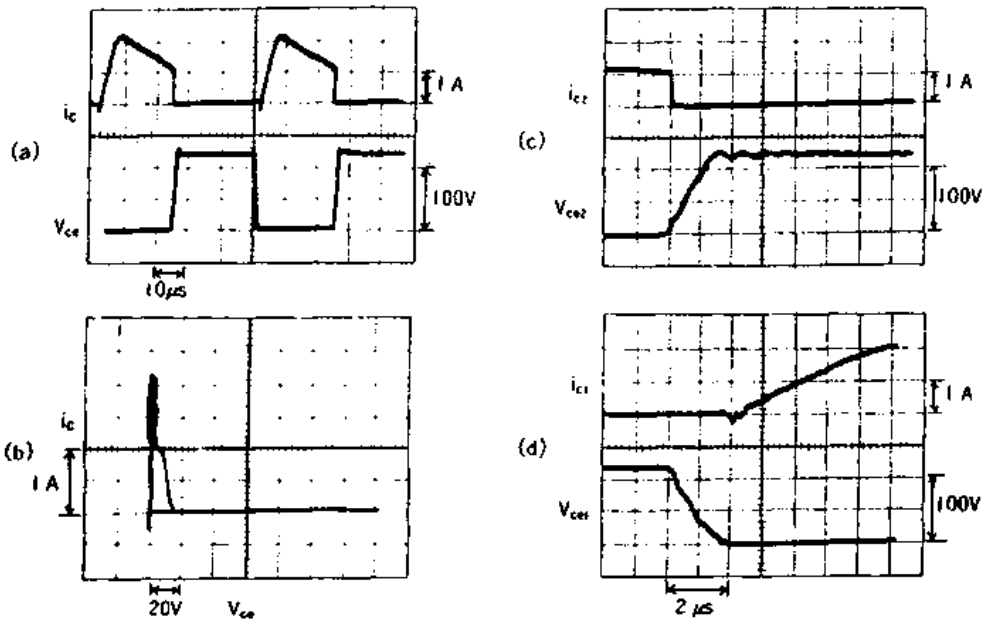


图 3-37　开关晶体管的 i_c 和 V_{ce}

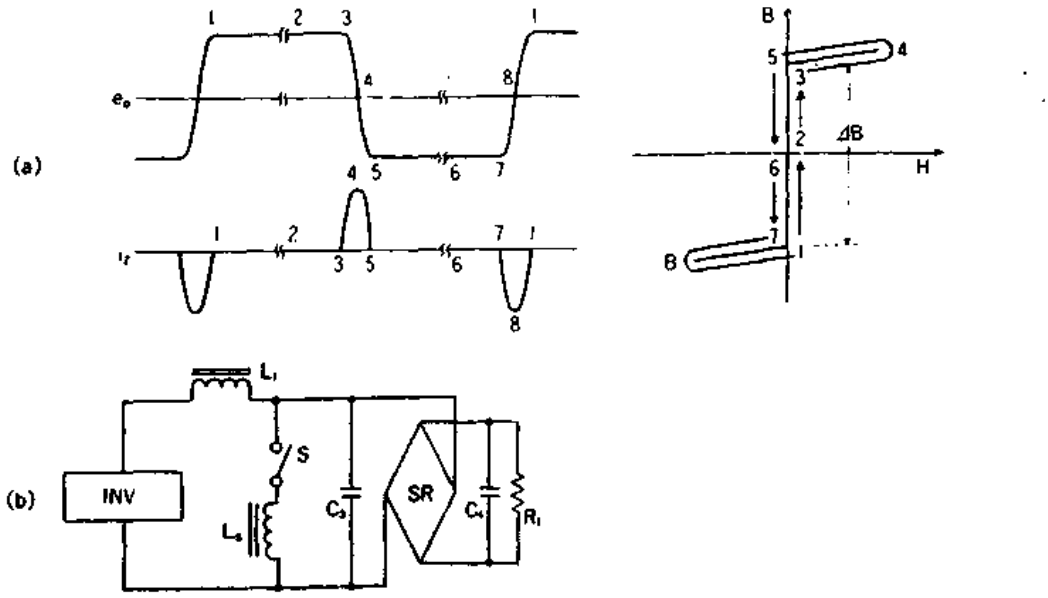


图 3-38　可饱和磁芯的电压、电流和 B-H 特性曲线上的动作（a），以及可饱和磁芯不饱和时与饱和时的等效电路（b）

可饱和磁芯在 BH 特性曲线上的对应点。在整流电路的二极管导通的1－3之间，因大容量平滑电容器 C_4 与谐振电容器 C_3 并联，所以 C_3 两端的电压 e_o 几乎不发生变化。这一期间，磁芯的磁通密度 B 以使输出电压 e_o 积分的形式增长。当在 3 达到饱和点，可饱和磁芯的电感就会迅速减少。就是说，图 3-38 (b) 的等效电路开关 S 在三个时点都已接通。在该图中，L_s 表示可饱和磁芯的饱和电感，与 L_1 相比，是一种数值很小的电感。S 一经接通，L_s 的电流会迅速增大，可饱和磁芯 L_3 两端的电压也即 C_3 的电压就会因此而减少，低于 C_4。于是整流电路的二极管即呈断开状态，并切断 C_3 和 C_4。这样，电压就会通过 L_s 和 C_3 的谐振作

用在很短的 3—5 期间发生反向。因此，铁磁谐振电路的输出电压 e_o 在 1—3 的半周期里是恒压，而在 3—5 的短时间里则会发生极性变化。因该动作重复不断，所以可大致把 e_o 看做是方波电压。由于可饱和磁芯的饱和磁通密度 B_m 不易受外部环境的影响，所以 e_o 的振幅值和时间 1—3 的积（e_o 的面积）也将保持稳定而不受外部的环境影响。也就是说，即使输入电压、输出电流以及环境温度等发生变化，如果时间 1—3 不变（开关频率固定），那么 e_o 的振幅就会保持稳定。

因此，如果对 SR 的正向电压降和内部阻抗可以忽略不计，那么对 e_o 加以整流平滑后所取得的输出电压 E_o 就将是稳定的。

5. 低损耗电压稳定电路

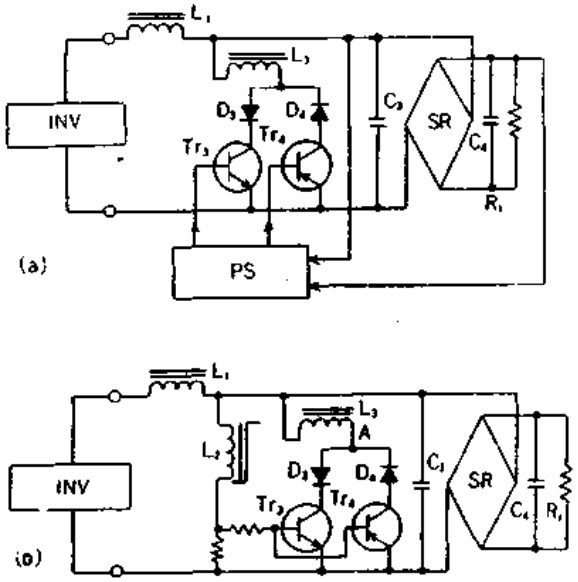


图 3-39（a） 功率损耗少的电压稳定电路（b）应用可饱和电感器的电压稳定电路

在图 3-31 所示的原铁磁谐振电路里，输出电压控制用的可饱和磁芯会在 B-H 特性曲线的主回路上发生变化，所以该磁芯所致的损耗大。图 3-39（a）所示是一种功率损耗少的电压稳定电路例。该电路采用线性电感器 L_3，由相移控制电路驱动的 T_{r3}、T_{r4}以及 D_3、D_4 取代了图 3-31 的可饱和磁芯，因而减少了电压稳定所引起的损耗，且 D_3、D_4 防止了加在 T_{r3}、T_{r4}的集电极—发射极间的逆电压。当 L_3 的电流处于断流状态，即当集电极电流处于零状态，T_{r3}或 T_{r4}就会导通，并在导通的同时由断路状态达到饱和状态，所以该晶体管的导通损耗就小。另外，集电极电流在 L_3 与 C_3 的谐振作用下，转换成零状态后会发出驱动信号使双晶体管断开，这样也就不会发生断开损耗。图 3-39（a）的相移控制电路的输入信号需要两个电压，一个是用作相位基准的 C_3 两端的交流电压，另一个是用作信号控制的直流输出电压，电路比较复杂。

图 3-39（b）是一种利用可饱和电感器 L_2 将相移控制电路简便化的实验电路。该 L_2 的饱和特性虽与图 3-31 中的 L_3 相同，但因只用以驱动 T_{r3}和 T_{r4}的基极即可，所以可采用比图 3-31 中的 L_3 小的可饱和磁芯制作，而且其功耗也会与体积成正比减少。（b）中的 L_3 相当于图 3-31 中的饱和电感。该电路与图 3-31 的电路一样，也具有稳定交流输出电压的作用，但没有桥式整流器的电压降补偿作用。图 3-40（a）所示为 L_1 的电流 i_o、逆变器输出电压 e_i 和铁磁谐振电路的输出电压 e_o（C_3 两端的电压）。（b）为 L_3 的电流，即 T_{r3}和 T_{r4}的集电极电流之和 i_c'以及图 3-39（b）的 A 点与接地间电压 V_{ce}'。该 i_c'的正电荷通过 D_3 和 T_{r3}，负电荷通过 D_4 和 T_{r4}。且该 i_c'的正电荷通过 D_3 被加在 T_{r3}的集电极—发射极间，负电荷通过 D_4 被加在 T_{r4}的集电极—发射极间。

图 3-40（c）为 i_c'和 V_{ce}'的开关轨迹。由该图可以确认在 V_{ce}'和 i_c'的积，也即在瞬时集电极损耗（含 D_3、D_4 损耗）小的条件下的开关情况。而且这种开关无论是从集电极损耗的

角度看还是从安全工作范围（对开关元件的应力小）角度看都是理想的。

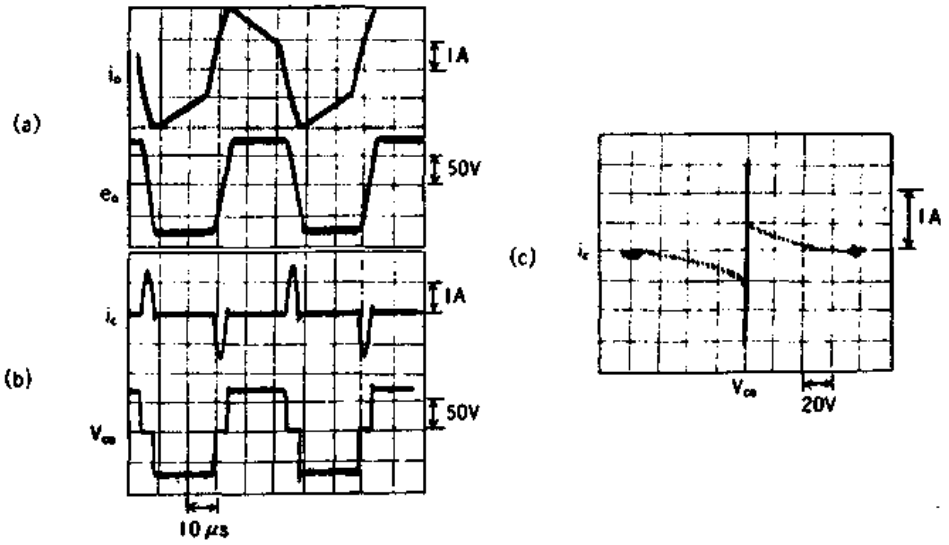


图 3-40　输出电压稳定化电路的电压和电流波形

因图 3-31 的 L_3 和图 3-39（b）的 L_2 等可饱和磁芯的磁通会在 B-H 特性曲线的主回路上发生变化，所以进一步提高逆变器的开关频率时，就会增加该磁芯的滞后损耗和涡流损耗，并会因发热而致磁芯升温出现工作故障。同时输入电压 E_i 的变动、二极管 SR 正向电压降及内部电阻等的损耗会引起输出电压 E_o 发生变化。图 3-41 所示是一种应用于高开关频率的电路，可以解决这些问题。这种电路采用两个可饱和磁芯控制电压，磁芯的磁通呈可在 B-H 特性曲线的局部磁滞回线上发生变化的结构。其工作原理同自饱和式磁放大器。这里，为保持输出电压稳定，由输出端子向可饱和磁芯反馈并控制饱和磁通密度的变化范围。也就是说，由于供给电压和负载功率的变化以及开关频率变化的影响，当输出电压的增长超过标准值时，就会减少等效饱和磁通的密度。反之，就会增加等效磁通密度，从而取得稳定电压。图 3-42（a）所示，是设该电路的开关频率 f_s 为 200kHz 和 500kHz 时，输出电压 E_o 对输入电压 E_i 的变化所呈现出的稳定特性。在 E_i 从 40V 至 100V 的变化范围内，E_o 保持稳定。且在该范围内，变换效率在 200kHz 和 500kHz 的开关频率中约分别达 90%和 80%。图 3-42（b）所示的是输出电压 E_o 对负载电流 I_o 的变化所呈现出的负载特性。在小 I_o 范围内，由于开关损耗和铁损等的影响，变换效率 η 下降了，但随着 I_o 的增大，效率开始提高，以至达到了 80%～90%。当 I_o 超过最大输出电流，E_o 就会急剧下降。这表明铁磁谐振电路本身已具有过载保护功能。从这些实验中可以看出，可饱和磁芯的温升很小，L_o 大时，大部分损耗都是由桥式整流器（快速恢复二极管）引起的。另外，两个可饱和磁芯都采用了厚 25μm 的钴系无磁致伸缩的非晶磁芯。

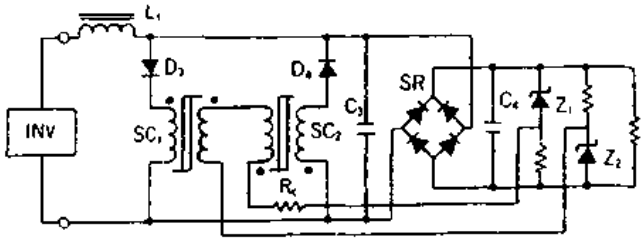


图 3-41　采用两个可饱和磁芯的铁磁谐振电路

把图 3-39 所示的采用晶体管和线性电感器的可变电感电路的概念进一步引伸，还可考

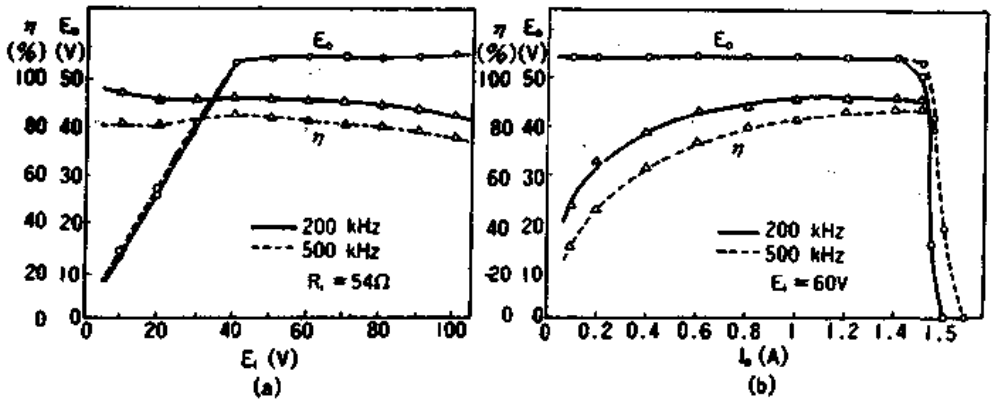


图 3-42　高频铁磁谐振式 DC—DC 变换器的实验结果

虑两种可变电感电路。图 3-43 (a) 虽开关由并联式变换为串联式，但基本与图 3-39 中的可变电感电路相同。现先根据 (b) 的工作电压、电流波形，介绍一下该电路的工作原理。双向开关由开关元件 S_1、S_2 和二极管 D_1、D_2 构成，并设 a、b 端子间已由电压源加有正弦波电压 U_{ab}。S_1 和 S_2 由跟 U_{ab} 同步的信号驱动，并具有控制角 α，不断交互启一闭。i_{ab} 表示从端子 a 流向端子 b 的电流，在 $\omega t=\alpha$ 时，S_1 接通，S_2 断开。斜线部分的电压被加到电感 L 上，电流就会流动。因 i_{ab} 与所加电压的积分成正比，所以会从 0 开始呈正弦波上升，当达到最大值后，再转换到零。这样，由于在电流 $i_{ab}=0$ 的状态时，S_1 被接通，S_2 被断开。所以两开关元件的开关损耗也将大致等于零。在这一时间里，i_{ab} 将从端子 a 经电感器 L、开关元件 S_1、二极管 D_1 流向端子 b。在 $\omega t=2\pi-\alpha$ 时，i_{ab} 即为零，并由 D_1 切断电流，U_{ab} 加入 D_1。之后当 $\omega t=\pi+\alpha$ 时，S_1 被切断，S_2 被断开。于是开关动作如此周而复始。把图 3-43 (b) 的 i_{ab} 按傅立叶级数展开，求出基波电流成分，再根据所加电压求等效电感 L_{eq}，即得下式。

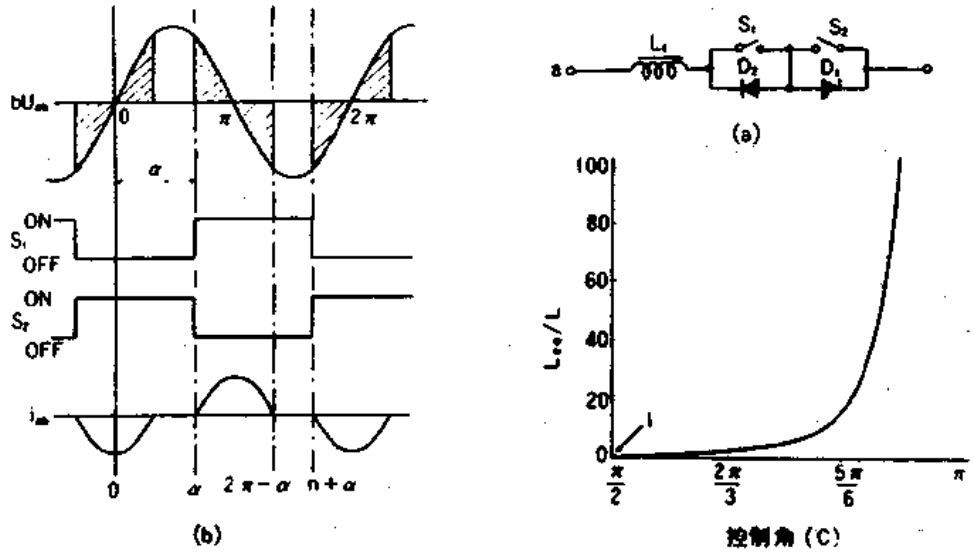


图 3-43　(a) 可变电感电路；(b) 工作波形；(c) 控制角和电感

$$\frac{L_{eq}}{L}=\frac{1}{2-\{2\alpha-\sin 2\alpha\}/\pi}$$

而控制角 α 的变化范围是从 $\pi/2$ 到 π。图 3-43（c）表示计算结果。从中可知 L_{eq}/L 的变化是从 1 到无限大。这种可变电感电路也可作铁磁谐振电路的电压控制元件用。

图 3-44 是采用可变电感电路的示例。图中，电容器 C 与电感器 L 呈串联连接，故其两端的电压几乎都呈正弦波状。

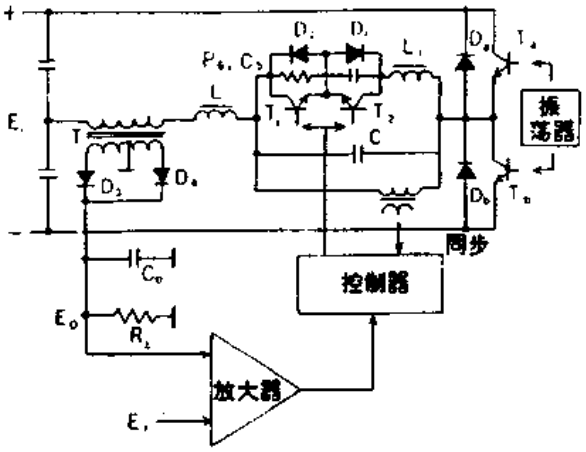


图 3-44　可进行电压调整的串联谐振式直流电源

可变电感电路与 C 并联，符合图 3-43（b）中 U_{ab} 的条件。

6. 简便设计法

现介绍图 3-31 所示电路的简单设计法。在掌握各元件作用的基础上，一边制作部分电路，一边按以下程序确定和追加元件值。首先制作常用逆变器。设变压器 T 的一次线圈和二次线图的频数比为额定输入电压 E 和额定输出电压 E_o 之比。该磁芯的尺寸与普通 PWM 式 DC—DC 变换器等一样，要根据开关频率和额定容量确定。其次，求耦合电感器 L_1 的值。该值决定负载短路时的输出电流。即使在输入电压降到最低时，也要确保额定输出电流。可从逆变器输出电压（变压器二次侧的振幅）$\cdot\pi/4\omega sL_1=I_o$ 式中求得 L_1。该式中的 ωs 为开关角频率。实际上，通过将输入电压降至最低并使负载短路来决定 L_1 是该时的输出电流转换为额定电流的一种捷径。这时，输出电流要按短路状态通过整流电路 SR 和平滑电容器 C_4 加以测定。下面求谐振电容器 C_3 的值。该值可决定负载电流增大（在负荷短路的领域）时输出电压的下降特性。现设定 L_1 和 C_3 的谐振频率可转换成开关频率，这时，从整流电路方面来看由逆变器、L_1 和 C_3 构成的电路，就是一种恒流电路。实际上，使负载从短路状态缓慢增加电阻值时，就要设定输出电压急剧上升的值。这时 L_1 和 C_3 的谐振频率几乎与开关频率一致。

此外，由于可饱和电感器 L_3 可决定输出电压，所以要调整线圈匝数，使其成额定电压。线圈匝数要根据可饱和磁芯的饱和磁通密度、断面积、开关频率以及输出电压确定。L_3 用可饱和磁芯要具有方型特性，但开关频率在 100kHz 左右的可饱和磁芯—非晶磁芯既损耗少，方型特性也好，适用于本电路。

连接于开关晶体管的集电极—发射极间的电容器 C_1 和 C_2，可按容量相等和逆变器输出电压的极性颠倒，时间为 1/10 开关周期进行选择。为减小开关损耗，要把比从图 3-35 中所求的 L_{emax} 小的电感器 L_e 连接于逆变器的输出上，而 L_e 可利用变压器 T 的激磁电感。为在输出电压的极性发生颠倒时，使二极管能在晶体管导通前导通，也就是说为了符合条件 $L_e<L_{emax}$，变压器的磁芯要留有空隙，并要调整该空隙的厚度。按轻负载调整成这种状态，就能从全负载范围减少导通损耗。另外，通过这种空隙调整，变压器 T 的一次线圈和二次线圈间的漏感会稍有增加，并且使等效与耦合电感器 L_1 呈串联导通。因此，要从最初确定的 L_1 值中减去这一增加的部分。最后，在输出电压发生反转时要给基极驱动信号以暂停时

间，使双晶体管同时进入断开状态。

就是说，在切断一个晶体管的同时，也要切断另一个晶体管，以使输出电压通过谐振作用发生反转，并使并联在另一个晶体管上的二极管导通。在该二极管导通期间，要给以基极驱动电压，以使晶体管导通。也就是说，要调整基极驱动电压的暂停时间，以不使形成集电极电压和电流波形。在集电极电压没有到达 OV 时，晶体管一导通，集电极电流就会急速增大。

另外，在二极管断开时，如果晶体管仍保持断开状态不变，输出电压的波形就会发生散乱，形成与方波电压极不相同的波形。

还有，采用图 3-43 所示的可饱和磁芯的电路时，其磁通变化幅度要取饱和磁通量的1/4左右。

增加线圈匝数和减少磁通变化宽度，固然可减少可饱和磁芯的损耗，但如线圈匝数过多，会增加饱和电感，以至发生问题。

7. 铁磁谐振电路的特点

把电容器附加在晶体逆变器上，就可通过其与负载电路电感的谐振作用来减少逆变器的开关损耗。

此外，通过采用两个非晶磁芯，也可按高开关频率的原理简单构成损耗少、特性好的输出电压稳定电路。

四、部分电压谐振式开关电源的设计

1. 部分电压谐振式变换器的特点及其开发目标

谐振式变换器虽种类很多，但大致可分为电流谐振式和电压谐振式两种。

电流谐振式的缺点是会使电流峰值增大和频率随负载变化大，且难以采取噪声控制。其中最主要的是由输出电容（C_{oss}）造成的开关损耗。虽说从理论上看，似乎不存在开关损耗问题，但实际上，由于电压波形是一种矩形波，会对主开关元件的输出电容 C_{oss} 以充电的方式导通开关。这样，这种 C_{oss} 的电荷便会在开关内部发生短路，造成内部损耗。这种现象也就意味着高频化的极限。

电压谐振式的缺点是因会增大电压峰值而需装配高耐压开关。MOS-FET 在进行高耐压时，通态电阻会呈平方增大，因而会增大导通时的损耗。另外，也难以附加控制功能，要由磁放大器等控制输出。

由此看来，这两种方式都有各自的问题，部分电压谐振式变换器就是为解决这些问题开发问世的。其目的是在于实现启一闭时的零交叉，不需使谐振波呈正弦波。因此，通过使只在启一闭时发生部分谐振，其他仍采用原矩形波方式而解决了这一问题。

这种部分电压谐振式变换器的特点是：

（1）通过零电压开关降低开关损耗可实现高频化

（2）利用电压箝位特性，通过由采用低耐压的主开关元件所达到的低通态电阻提高效率（较正向式总约提高 30%）

（3）可采用 PWM 控制代替原来的 PWM 控制 *IC*

（4）有良好的噪声特性（Low dv/dt）

（5）通过固定频率，容易采取噪声特性控制

（6）容易解决场效应晶体管（MOS-FET）的 C_{oss}

（7）有利于二次整流二极管的反向恢复时间

（8）可适应大范围输入电源，并可由此增加保持时间

不过，这种部分电压谐振式变换器实现零交叉时，需设置附加电路，较为复杂。

2. 部分电压谐振式变换器的工作原理

（1）部分谐振式的概况

部分谐振式通过在电压谐振式（图 3-45）上设置电压箝位电路实现零电压开关的同时，还可将开关元件外加电压控制在低值而采用低耐压低 $R_{ds(on)}$ 的 MOS-FET。而且由于在开关断开期间发生部分谐振，因而可自由给定断开时间，并且可采用固定频率控制，不像原电压谐振式受频率控制的限制。

图 3-46 是其结构和工作波形与电压谐振式的比较。该部分谐振式的结构是在原电压谐振电路的基础上增加了箝位线圈 N_c、箝位电容器 C_c、箝位二极管 D_3 以及辅助开关 S_2、机内二极管 D_2。而且 S_1、S_2 两个开关具有停歇时间，可不断交互启一闭。

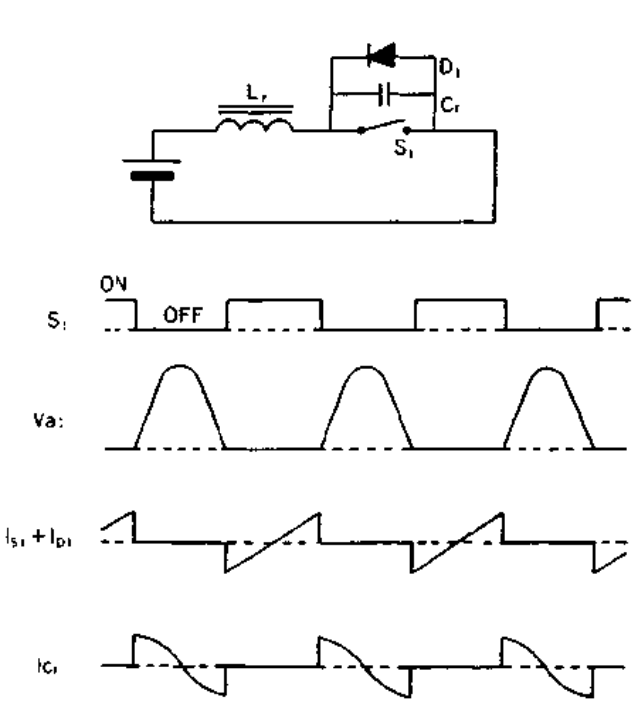


图 3-45　电压谐振式及其工作波形

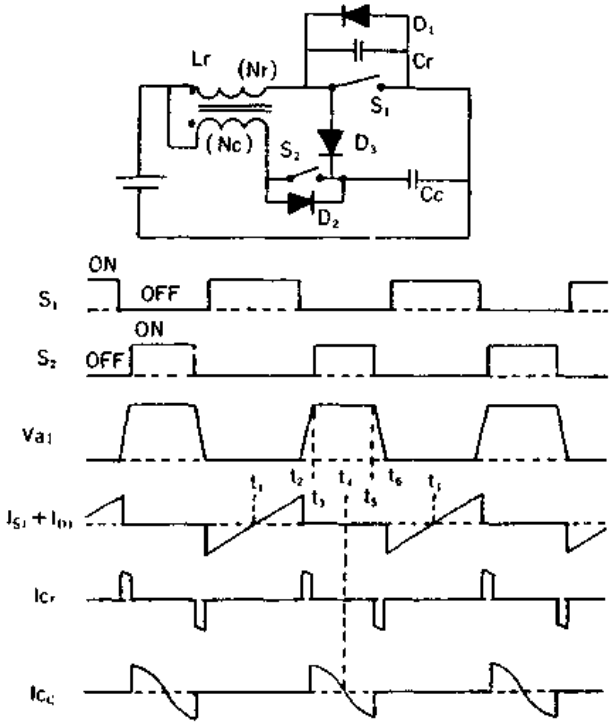


图 3-46　部分谐振式结构与工作波形

在该停歇时间（S_1、S_2 总暂停时间）里，会通过与电容 C_r 的谐振作用实现断开和接通时的零电压开关。该电容 C_r 与电感 L_r、主开关 S_1 并联。

（2）部分谐振式的工作解析

现按图 3-47 所示的 6 个运行状态加以说明：

①状态 1（t_1-t_2）

S_1 呈导通状态，激励电流即流向电感 L_r，其值呈直线增长。

$$I_{s1(t)}=\frac{E}{L_r}t$$

②状态 2（$t_2 \sim t_3$）

当 S_1 断开（t_2），此前流经 S_1 的电流就会流入 C_r。该电流可按下式计算。

$$I_{cr(t)}=\frac{E}{L_r}(t_2-t_1)=\frac{1}{2}\frac{E}{L_r}\cdot T_{on(s1)}$$

该电流值及 C_r 值决定时间 $t_2 \sim t_3$ 里 C_r 的电压，也即决定开关 S_1 的电压。C_r 的电压呈正弦波上升。该时间里的开关电压 V_{s1}（t）可由下式求出。

$$V_{s1(t)}=V_{cr(t)}=\frac{1}{C_r}\int I_{cr(t)}dt=\frac{1}{C_r}\int\frac{1}{2}\cdot\frac{E}{L_r}\cdot T_{on(s1)}\times\cos\frac{1}{\sqrt{L_rC_r}}\cdot t\cdot dt$$

在该时间里由 L_r、C_r 发生与原电压谐振同样的谐振。

③状态 3（$t_3 \sim t_4$）

由 L_r 的谐振电流充电的 C_r 的电压（S_1 开关电压）达到箝位用电容器 C_c 的充电电压，二极管 D_3 就导通，且 S_1 电压固定在一定值。电流也会从具有 N_r 相同圈数的箝位线圈通过 D_2 流入 C_c。此时的箝位电压可按下式计算。

$$V_{s1(pk)(t)}=V_{Cc(t)}\fallingdotseq E\cdot\frac{T}{T_{off}}+\frac{1}{C_c}\int\frac{1}{2}\frac{E}{L_r}\times\cos\frac{1}{\sqrt{L_rC_r}}tdt$$

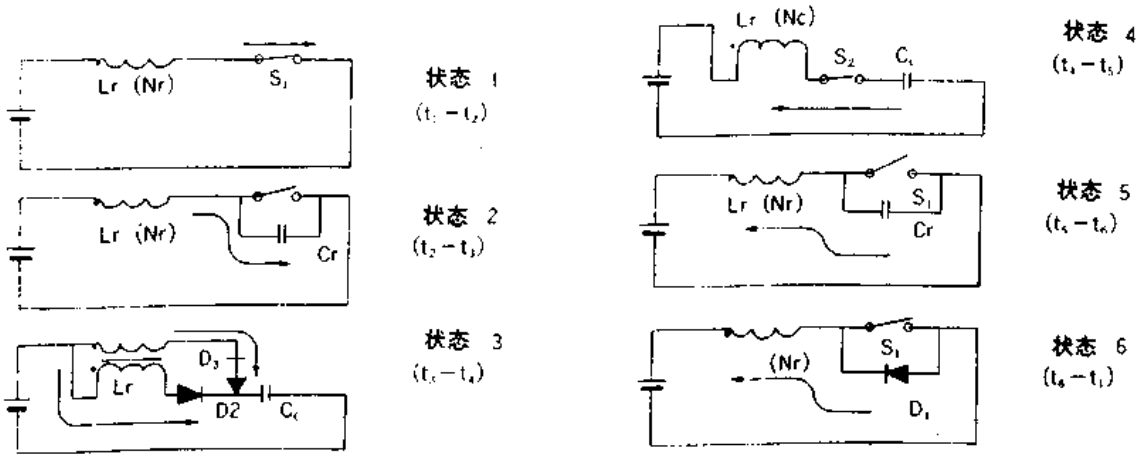


图 3-47　部分谐振式的 6 个动作方式

在该电路里，设定箝位用电容器 C_c 的值是一种将电流充电电压稍加抑制的值。因而在用下式求箝位电压时就可对上式 2 项忽略不计。

$$V_{st(pk)}=E\cdot\frac{T}{T_{off}}$$

④状态 4（$t_4 \sim t_5$）

在通过 D_2 和 D_3 流入 C_c 的电流降到零以前，导通 S_1，C_c 就会由于箝位线圈 N_c 的电压作用而放电，且 $t_3 \sim t_4$ 期间储存在 C_c 里的电荷会通过线圈 N_4 反馈到输入侧。

⑤状态 5（$t_5 \sim t_6$）

切断开关 S_2（时间 t_5），此前流经 C_c 的电流就会流向 L_r，并转换为 L_r 和 C_r 的谐振。这

种谐振与状态 2 完全相反，且 C_r 的电压会转为正弦波长。

⑥状态 6（$t_6 \sim t_1$）

C_r 放电一完（t_6），L_r 的电流即转向 D_1。因这期间主开关 S_1 的电压（C_r 的电压）为零，所以 S_1 导通就可实现零交叉。

以上部分谐振的动作状态除 3 和 4 以外，其他都跟原来的电压谐振式相同。在 S_1 刚一断开（状态 2）和即将导通前（状态 5），通过 L_r 与 C_r 间的谐振作用实现了零电压开关。而且介入这两个状态之间的状态 3 和状态 4 会降低外加在主开关上的电压。

以上部分谐振式原理都是接地激变换器介绍的。自激式的原理大致与他激式相同，故不另外介绍。

3. 他激 NH 式变换器的实用电路

（1）主电路结构

图 3-48 所示是其基本电路，基本上是一种正向式变换器。由主开关 Q_1、辅助开关 Q_2、具有一次线圈和二次线圈的变压器 T 以及二次侧扼流输入的整流电路等构成。

控制方面采用普通的 PWM 用控制 IC，由一次线圈控制。

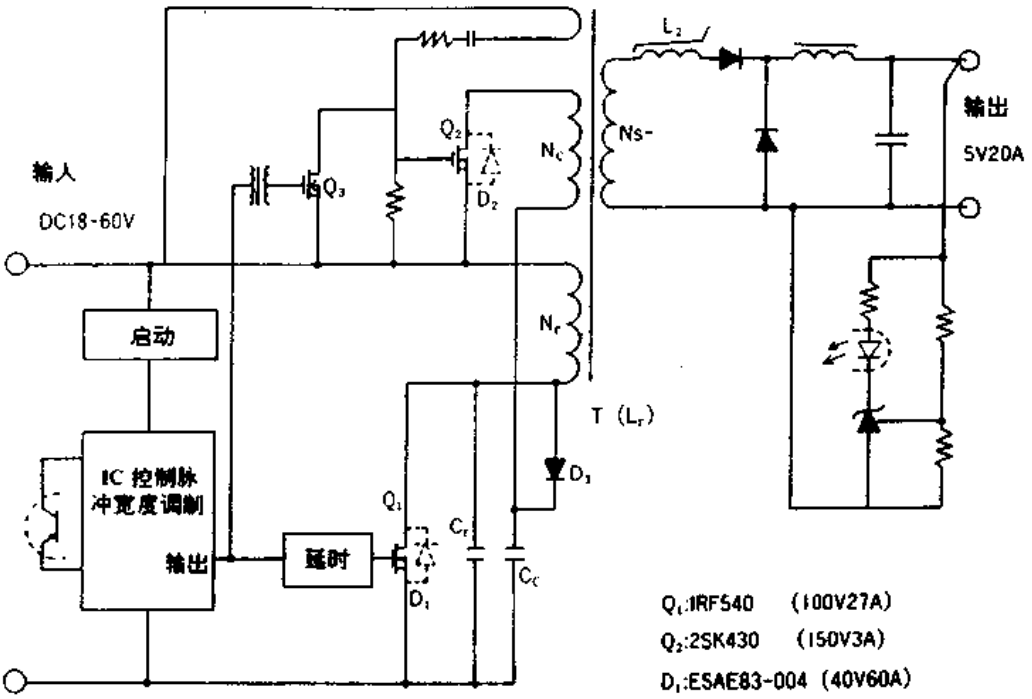


图 3-48 NH 他激变换器的基本电路结构

（2）谐振电路

谐振电感器利用主变压器的电感 L 及谐振电容器里接于 MOS-FET 漏—源极间的电容器 C_r 和 MOS-FET 的输出电容 C_{oss}。与过去电压谐振变换器中独立的 L 不同，部分电压谐振式变换器中的电感一般是通过在变压器里插入腔缝获得的。

（3）电压箝位电路

箝位电路由箝位电容器 C_c、复位线圈 N_c（与 N_r 圈数相同）以及辅助开关 Q_2 构成。

（4）驱动电路

部分谐振要有 Q_1、Q_2 两路驱动。驱动时序很重要。如图 3-46 所示，必须设置一定的断

开时间，使之交互工作。为取得这种时序，对 Q_1 驱动时，要使 IC 方面的输出带有导通时滞。Q_2 的驱动要通过设置在变压器上的选通驱动用线圈，利用电压反向后的回扫电压进行。Q_3 用以根据 IC 方面的输出确定 Q_2 的时序。

（5）二次侧谐振电路和磁放大器

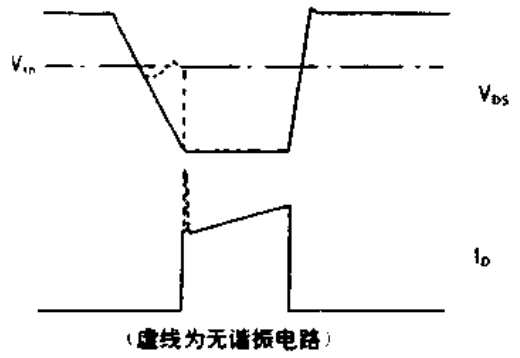


图 3-49　二次侧谐振电路的效果

非晶磁环或铁氧体磁环等（L_2）与二次线圈呈串联插入即成谐振电路。插入该谐振电路的目的在于提高 Q_1 快导通时从一次侧反映到二次侧的阻抗，以即将导通时使 C_r 充分放电，实现零电压导通。没有该谐振电路时，即如图 3-49 所示，同以往的正向式变换器一样，在 V_{ds} 一降到 V_{in} 二次侧整流二极管就会导通，致使 C_r 的电荷不能充分放电到零，因而会产生导通损耗，此时的损耗值可从下式求出。

$$P_{coss(on)}=\frac{1}{2}\ (C_r+C_{oss})\ V_{in}^2$$

这种损耗的有无是谐振方式很重要的一点。而且采用这种方式，可用变压器的电感代替原电压谐振中所需要的谐振电感，这也是二次侧谐振电路的一种效应。

二次侧采用磁放大器控制时，这种现象就更为明显。

（6）工作波形

图 3-50 所示是本方式的工作波形，从中可知其零电压开关效果良好。

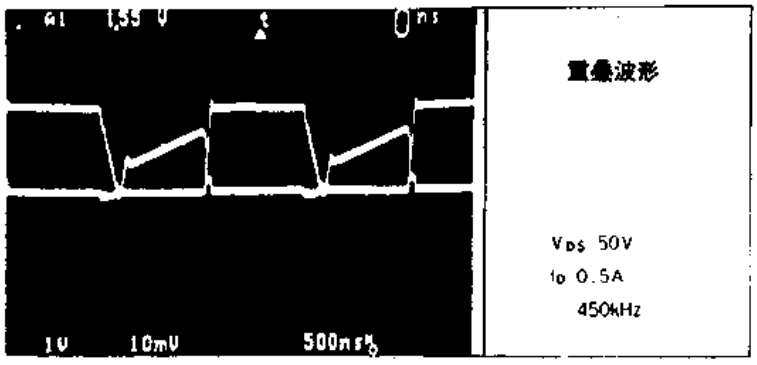


图 3-50　部分谐振式的工作波形

图 3-51 为发生 AC55～AC240V 变化时的波形，从中可了解电压固定情况，可采用 MOS-FET V_{ds}600V 的器件。

采用 DC18～60V 输入、5V20A 的输出时，效率基本达 88%，最大实用化输出功率达 400W。

4. 2MHz　NH 自激变换器的实用电路

本电路的特点是：

（1）摆脱了 50%的导通角控制，导通时间可达 70～80%

（2）通过控制回扫电压，可使 V_{Q1} 保持稳定。同时通过变换器自身相位控制，可适应大

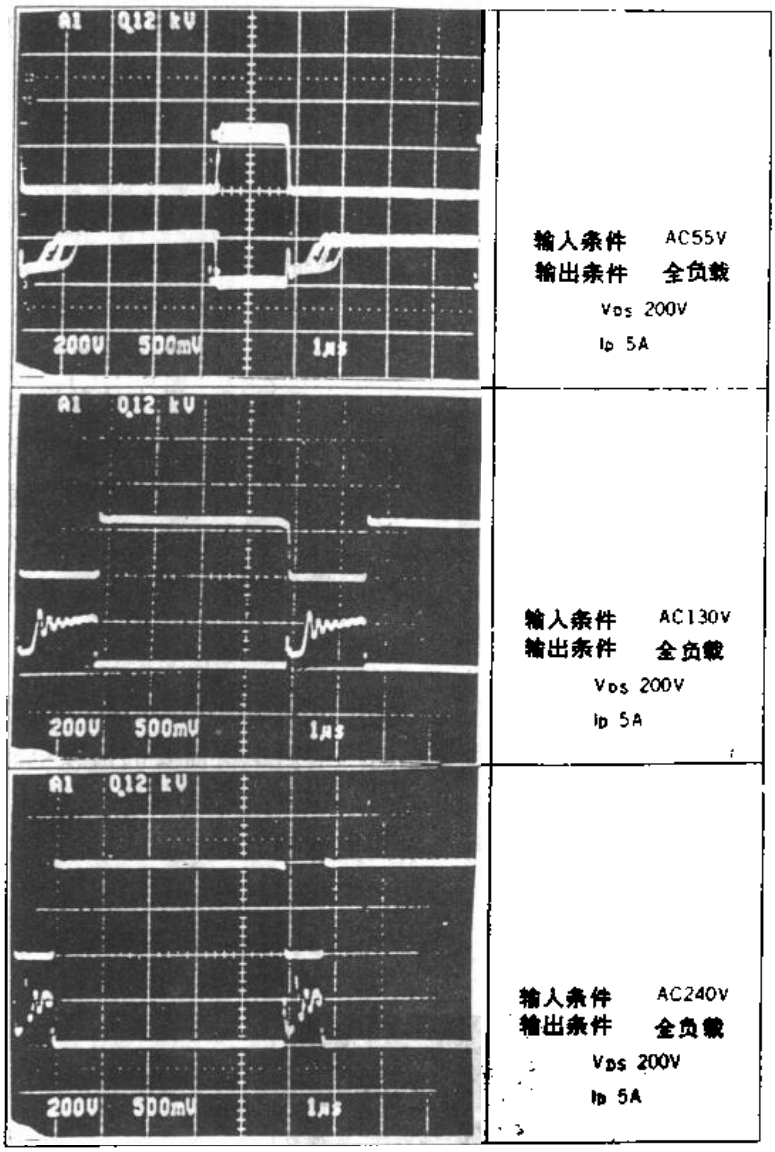


图 3-51 NH 变换器的波形（AC55V～AC240V）

范围输入电压，并使之对磁放大器电路的负载降到最低限

（3）通过对自激变换器谐振动作的改进，大幅度降低了开关的损耗

（4）因不采用 PWM 控制 *IC*，可抗电波干扰

图 3-52 是使他激 NH 变换器自激化的一种 NH 变换器的基本电路，没采用 PWM 控制 *IC*，而由分立式器件构成振荡部分。

①振荡频率

振荡频率要根据接于 N_4 线圈的可饱和电抗器 *SC* 的饱和磁通确定。

导通时间：$T_{on}=\Phi_{sc}/VN_4$

断开时间：$T_{off}=\Phi_{sc}/VN_4'$

Φ 为 *SC* 的饱和磁通

频率为 $f=1/(T_{on}+T_{off})$。这里，正向和反向加在 *SC* 上的电压时间积都相同，即

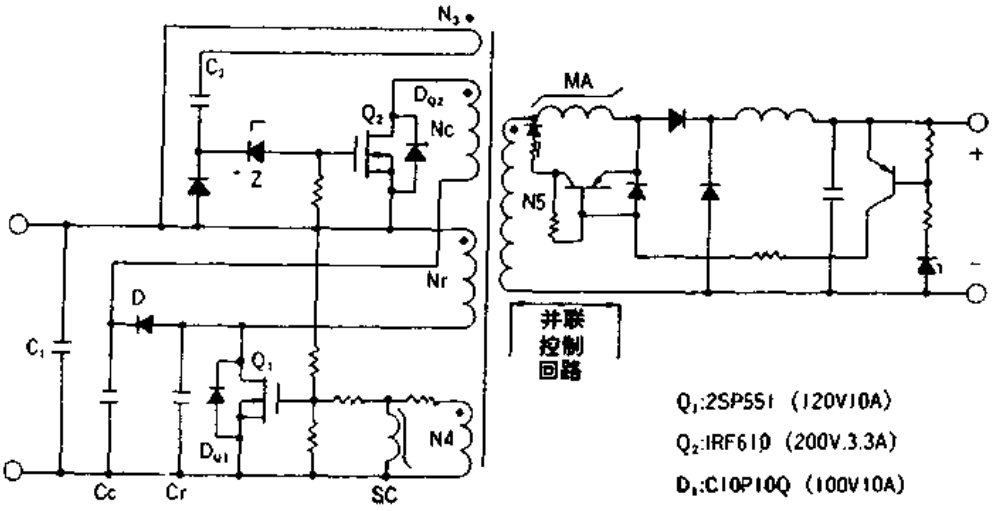


图 3-52 NH 自激变换器的基本电路

$$T_{on} \times VN_4 = T_{off} \times VN_4'$$

式中，正向电压 VN_4 跟输入电压 V_{in} 成正比，反向电压 VN_4' 跟 Q_1 的回扫电压成正比。

从以上情况看，VN_4 和 VN_4' 存在着互为反比的关系，$T_{on}+T_{off}$ 为固定值，也即频率固定。(图 3-53)

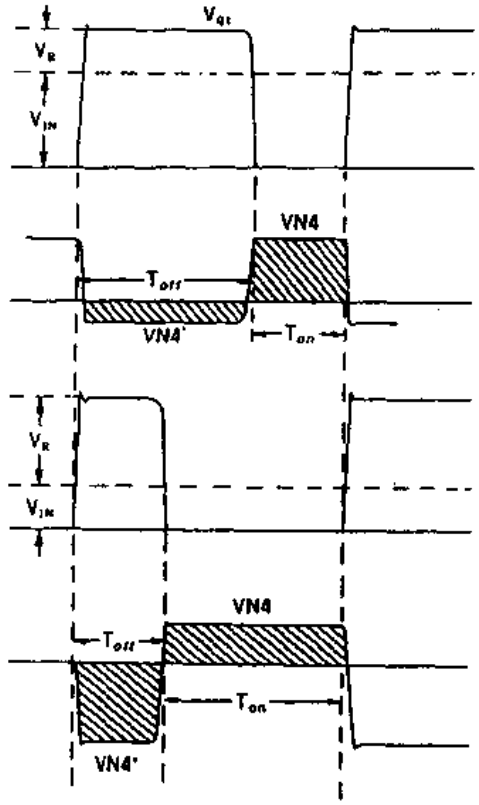


图 3-53 VQ_1、VN_4 波形

②电压箝位

箝位电容器 C_c 要根据 Q_1 断开时的充电电流和 Q_2 导通时的放电电流确定。Q_2 导通的条件是：

$$VN_3' + VN_3 - V_z \geqq V_{gs(off)}$$

VN_3'：Q_1 断开时的反馈电压

VN_3：与 Q_1 导通时的输入电压成正比的电压

V_z：齐纳二极管 Z 的电压

从该式可知，输入电压升高，Q_2 就容易导通，并使 VC_c 呈下降的方向。Q_1 断开时的反馈电压系 VC_c 与 V_{in} 之差压乘以 N_r 与 N_3 之圈数比的值，可用下式表示

$$VN_3' = (VC_c - V_{in}) \times (N_3/N_r)$$

如果 V_{in} 下降，VN_3' 就会上升，且反馈电压 V_r 跟输入电压的变化成反比。就是说，满足下式条件，即可达到稳定状态（参见图 3-51）。

$$VN_3' + VN_3 = V_z + V_{GS(off)}$$

因 V_z 和 $V_{gs(off)}$ 为固定值，所以可用 Q_2 和 N_c 线圈固定 VC_c。

因此，VQ_1 可从下式求出

$$VQ_1 = V_{in} + V_r$$

③预调器

如上所述，VQ_1 的电压得到稳定，开关频率也会基本得到稳定，这就等于已对输入电压进行了相位控制。二次侧虽无反馈，但却具有准稳压功能。尤其在磁放大器电路中，由于对角度控制可忽略输入电压的变化，因而可将磁放大器的损耗降到最小，并能采用小磁芯，是一种最适宜磁放大电路的变换器。

④2MHz 高频工作中的注意事项

频率超过 1MHz，如忽视输出整流二极管的恢复现象，就会引起磁放大器死角的增大。故此，磁放大器控制电路要采用并联控制电路，变压器的铁心也要采用高频铁心。

频率达 2MHz 时的电压，电流波形如图 3-54 所示。

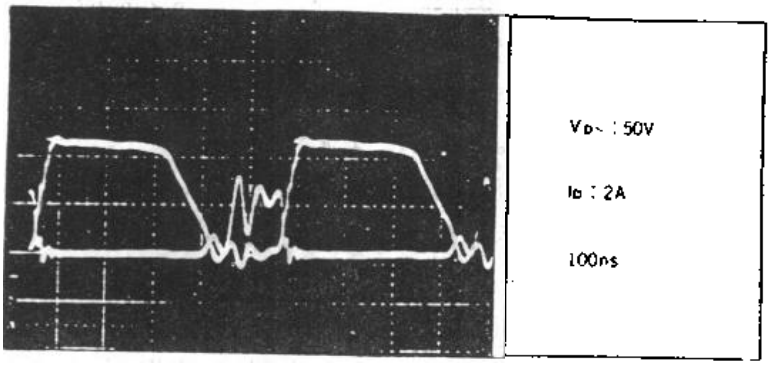


图 3-54　照片

5. 安装注意事项

频率越高，就越不能忽视引线电感。因 $Z_L=\omega L=2\pi fL$，所以引线和印刷电路板的图形一长，其电感就会引致电压而形成各种故障源。因此，变压器二次侧输出和二极管周围等的交流闭合线路的布线应尽可能缩短。这样，在电流增大和并联使用二极管时，把图 3-55 改成图 3-56 结构，就可将二极管内的引线电感减至最小。

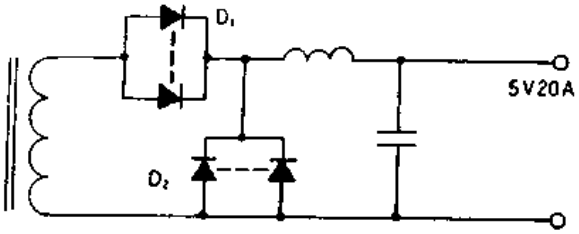


图 3-55　并联应用

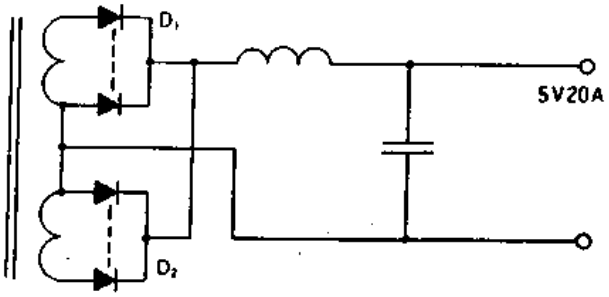


图 3-56　本例中的并联应用

这里关键是要最大限度地缩短平滑电容器的引线和减少输出噪声。

缓冲电路和箝位电路等的作用是降低所发生的电压，所以要尽可能缩短配线线路。此外，峰值电压会意外之多，设计时不要提高电流密度。另外，采用芯片元件也可有效处理引线电感问题。

主电路和控制电路要分开配置，将控制电路 HIC 化也是一种方法。

五、1MHz 电流谐振式开关电源的设计

按零电流开关和零电压开关原理工作的谐振开关结构，一般可使开关损耗、应力和噪声降至最小。

把谐振开关的概念应用于原来的 PWM 变换器，可获得许多准谐振变换器系列。这些变换器可望在 1MHz 范围内工作，并能在形状、电力线密度和噪声等方面取得良好特性。

现就 1984 年世界首批开发投产的单端零电流开关正向变换器，谈谈其开发目标、结构和功能、特性及应用等问题。

1. 零电流开关的概念

开关电源用电抗器、变压器等磁元件和滤波器用电容器，都可通过提高工作频率加以小型化。因此，提高开关频率是实现开关电源小型化的一种有效措施。但是，提高开关频率会明显增大晶体管开关的开关损耗，所以一般都限制在 1MHz。

解决这一问题要采用可降低开关损耗的开关电源—谐振式变换器。这种变换器由于没有急剧电压和电流变化，因而可达到低损耗和低噪声。

谐振式变换器系指谐振电流以连续状态工作，但因工作的不稳定性和开关应力等问题，至今尚未达到实用化。

近年来，人们研究了变换器的谐振电流非连续状态运行的问题，知道了可用单端电路加以解决。而且，从对可进行零电流开关和零电压开关的电路研究结果知道了原 PWM 变换器几乎都可以用谐振式变换器取代。我们把这种以谐振电流断续方式工作的变换器叫做准谐振式变换器。

也有一种意见主张把应用谐振电路的变换器都称做谐振式变换器。而且分电压谐振式和电流谐振式两类。开关两端电压波形呈正弦波状的为电压谐振式，电流波形呈正弦波状的为电流谐振式。此外，还有分别把开关电压或电流分成正负双向的全波形和单向的半波形。

不管采用哪一种形式，要把开关导通时或断开时的损耗降到最小，都得进行零电压开关或零电流开关。

因此，可把零电流开关看做是电流谐振式的同一体。表 3-2 所示是零电流开关和零电压开关的特性。表 3-3 所示是各种谐振电源方式的特性。

表 3-2 零电流开关和零电压开关的特性比较

特性项目		零电流开关	零电压开关
控制		导通时间固定	断开时间固定
开关电压波形		矩形波	准正弦波
开关电流波形		准正弦波	矩形波
负载电流范围		0～Imax	Imin～∞
输出电压的增加		工作频率增加	工作频率减少
输入输出电压的变换因数	全波形	与负载变动无关	与负载变动无关
	半波形	对负载变动敏感	对负载变动敏感

表 3-3 各种谐振电源方式的特点

结构方式	最大频率	电压应力	电流应力	电路的复杂性	变压器复位电路的必要性	开关
半桥式（全循环）	1MHz	最大输入电压	大	复杂	无	小
零电流开关（正向式）	1MHz	最大输入电压的两倍以上	大	简单	有	小
零电流开关（回扫式）	1MHz	最大输入电压的两倍以下	小	简单	无	小
零电压开关（回扫式）	10MHz	最大输入电压的 10 倍以上	小	简单	无	很小

2. 电流谐振式变换器的开发目标

近年来，电子设备的发展取得了惊人的成就，其原动力主要是由于以微处理机为主的半导体技术的发展。随着微电子技术的进展，目前也出现了“轻、薄、短小”化的用语。

而另一方面，电源技术却迟迟停滞不前，如按目前趋势，预计电源所占体积不久将达到计算机的 60%。因此，革新电源技术已是协调电子设备发展不可缺少的一项重要工作。

作为开关电源技术革新途径，现已集中在谐振式变换器上，并已在实用化问题上作了大量工作。但迄今谐振式变换器的产品却很少，其主要原因是原谐振电流连续式的动作稳定性和能启闭正负双极性电压的高速开关难以解决。

现在通过对谐振电流断续式的研究，已把谐振开关的概念应用到 PWM 变换器上解决了准谐振变换器的问题。目前市场上的谐振式变换器大多都属于这一类。

分析一下表 3-2 和表 3-3 可知，零电压开关是一种理想开关，因为其储存在半导体开关结电容里的能量导通时可在开关内部消耗掉。

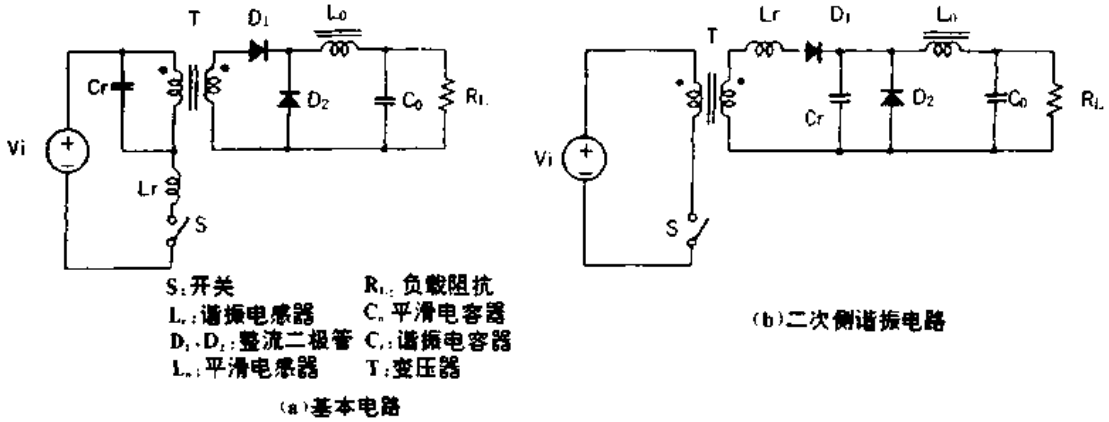
而且零电压开关由于开关可在零电压下导通，所以随寄生结电容所转换成 CV^2 的导通损耗可达到最小。这样，零电压开关的开关频率可达 10～20MHz，完全不同于开关频率被限在 1～2MHz 的零电流开关。不过，零电压开关断开时对开关所加的电压要达最大输入电压的 10 倍以上，难以实现实用开关 MOS-FET。

零电流开关也存在达额定输入电流 2～3 倍的谐振峰值电流通过的问题。但这是一种可耐现行 MOS-FET 的值。而且在输出为 100～200W 的变换器中，耐用磁性材料的工作频率可达 1～2MHz。同时考虑到开关元件和变压器材料问题，目前零电流开关较为实用。

另外，分析输入输出的变换比，全波形比较理想。不过，全波形除流到谐振储能电路的电流外，还有从谐振储能电路反馈到电源的电流。这种反馈电流会导致电路元件产生残留损耗。因此，从效率方面看，采用半波形更为合适。

准谐振变换器也有许多结构形式。从电路的简单性和可靠性看，其中最理想的要属正向式变换器。图 3-57（a）所示是零电流正向式变换器的基本电路，不过也不必局限于一次线圈谐振电路。例如，在输入电压 100V，输出电压 5V 的情况下，一次线圈侧的谐振电容器要求达到高耐压低 ESR，外形就要很大。这样若把谐振储能电路移至二次线圈侧，也不致改变工作原理，且可采用低压电容器。图 3-57（b）所示是采用二次线圈侧谐振的正向式变换器。

日本英泰格兰（INTEGRAN）公司基于上述因素，开发了二次线圈半波谐振的单端零



S：开关　　R_L：负载阻抗
L_r：谐振电感器　　C_o：平滑电容器
D_1、D_2：整流二极管　　C_r：谐振电容器
L_o：平滑电感器　　T：变压器

(a)基本电路　　(b)二次侧谐振电路

图 3-57　零电流开关正向式变换器的电路图

电流开关正向式变换器，其目标是：

(1) 通过对技术复杂的 DC—DC 变换器实行组件化，大幅度减少使用者的设计工时。

(2) 通过把 10～390V 输入、5～48V 输出、50～200W 输出功率的模块内置于标准部件，帮助用户进行标准化设计。

(3) 通过达到 1/2 英寸厚，实现单板分散型电源。

3. 电流谐振式变换器的结构和机能

图 3-58 是日本英泰格兰公司开发的一种变换器的电路图，该图中没有图 3-57 (b) 的谐振电感器 L_r，而是以下式所示变压器的二次漏感 L_{2e}作谐振电感器用。

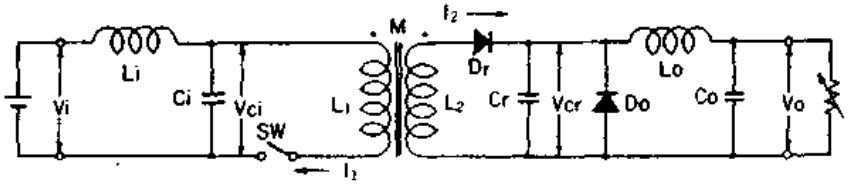


图 3-58 实用化变换器的电路结构

L_i、C_i：输入滤波器　　L_o、C_o：输出滤波器
S_w：开关　　D_r：整流二极管
D_o：换流二极管　　C_r：谐振电容器

$$L_{2e}=(L_1\cdot L_2-M^2)/L_2$$

式中 L_1、L_2 表示一次、二次线圈的自感，M 表示互感。开关一导通，储存在变压器一次线圈里的能量就会由下式传输时间的能量块被传输到谐振电容器。

$$\frac{T}{2}=\pi\sqrt{L_{2e}\cdot C_r}$$

在这一时间，正弦半波电流会流向变压器的二次线圈和开关。

下面谈图 3-59 所示的各部分的时间动作波形。

图 3-59 (a) 表示开关的启闭状态，(c) 表示输入滤波电容器在时间 t_0 之前已基本由输入电压 V_i 充电。由 T_0 导通开关，C_i 就会由变压器的一次线圈通过开关放电。二极管 D_r

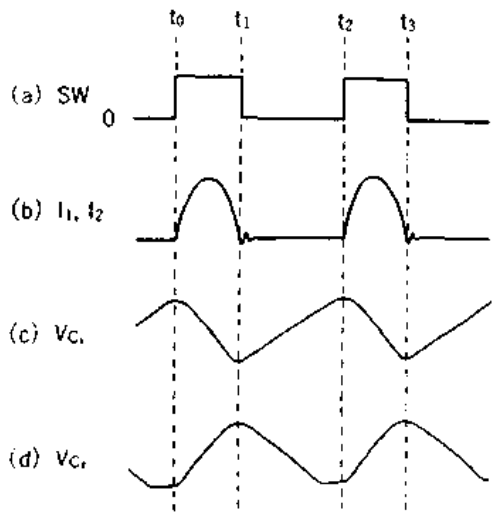
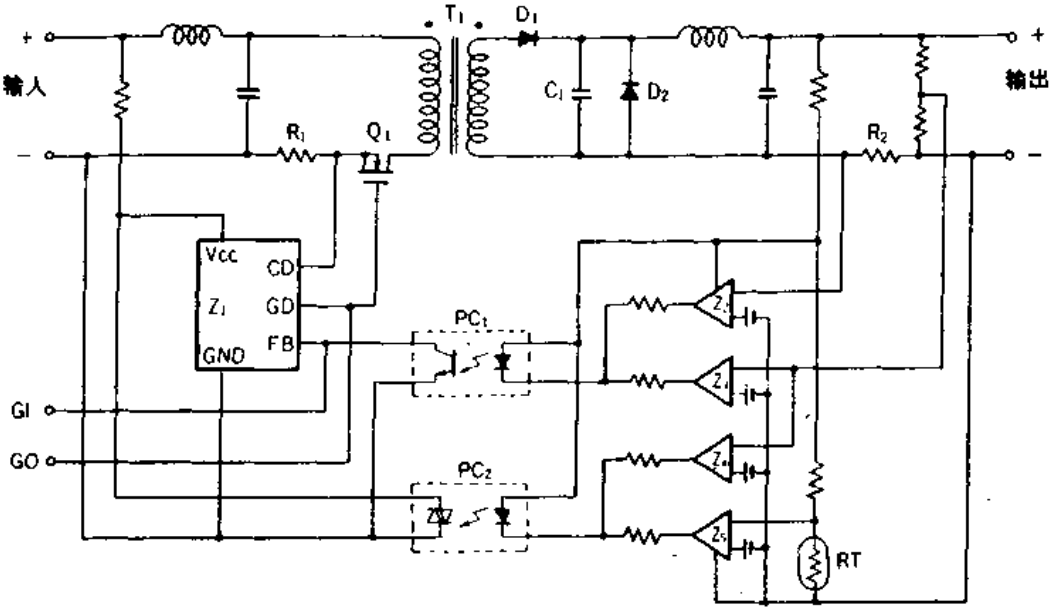


图 3-59　各种动作波形

被正向偏置，电流就会从变压器的二次线圈通过 D_r 对谐振电容器 C_r 充电。因 $L_o \gg L_{2e}$，所以从谐振电路观察到的输出滤波器 L_o、C_o 的输入阻抗非常大，可使 C_r 充电时的谐振现象达到理想水平。

图 3-59（b）是流经 D_r 的电流 I_2 的波形，也是开关电流 I_1 的波形。因 $L_1 \gg L_{2e}$，所以即使由上式求出的能量传输完了，开关里几乎不存在电流的状态也会暂时持续。对此检出后，要在 t_1 切断开关，并在开关接通的 t_2 前对 C_1 充电。

图 3-60 是变换器的电路方框图。Z_1 表示控制 IC，其内部电路结构如图 3-61。可通过改变 FB 端子的电压改变工作频率。在零电流开关中，输出功率为工作频率之函数，输出控制比较简单。在 Z_2～Z_5 的误差放大器里，Z_2 和 Z_3 分别用以监视输出电流和输出电压的状态，Z_4 为输出过压保护用，Z_5 为过热保护用。控制 IC 通过 FB 端子的输入电压调节内部双稳态多谐振荡器，并由 R_1 两端的电压使 F/F 复位，通过 F/F 的调节输出控制主开关。



R_1R_2 并联电阻　　R_t 过热保护用热敏电阻

注：器件设计上的重点为

（1）谐振电容器的有效纹波电流要在额定值以内。

（2）壶形磁芯的谐振腔隙和铁心插入深度的处理对二次漏电的调整很重要。

（3）因开关频率高达 $1MHz$，要特别注意一次侧 Q、T_1 附近的二次侧 T_1 和 D_1、C_1、D_2 附近的印刷线路板图形。为确保二次侧的电流容量，要增加印刷电路板的铜箔厚度。

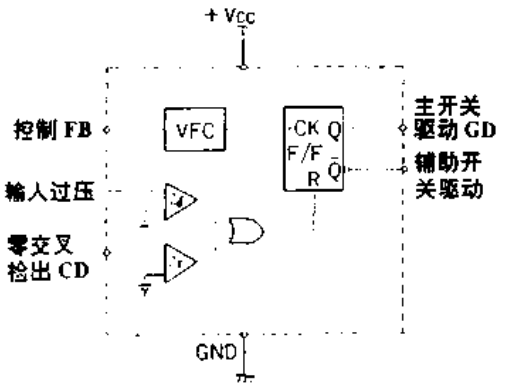
图 3-60　电路方框图

Z_1：控制 *IC*	P_{C2}：光电三端耦合器
Q_1：MOS-FET	Z_2～Z_5：演算放大器
D_1，D_2：二极管	C_1：谐振电容器
PC_1：光电耦合器	T_1：变压器

G_1 和 G_0 是主从双稳态多谐振荡器同步信号的输入和输出端子。因谐振式变换器每个开关周期的传输能量一定，所以只需使开关同步就可完全平衡主从双稳态多谐振荡器间的输出功率，同时也可防止变换器间因振荡不同步出现的拍频现象。

在实际应用电路里还要增加缓冲电路和变压器磁复电路。零电流开关由于开关断开时的电流基本为零，所以浪涌发生量很小，可大幅度减小缓冲电路的体积。

对变压器的复位要设置三次线圈和辅助开关。因每个开关周期的传输能量一定，所以复位能量也稳定，一般可保持最佳复位功能。



VFC：电压频率变换器

F/F：双稳态多谐振荡器

Z_6、Z_7：变换器

图 3-61　控制 *IC* 的内部电路

4. 电流谐振式变换器的特点

这种变换器的特点如下：

(1) 高输出：50、75、100、150、200W

(2) 高频开关：ON 脉冲宽 500ns

(3) 超小型：61W×116.8L×12.7Dmm

(4) 轻量：180gMAX

(5) 电力线密度：36W/in³（约是原来的 10 倍）

(6) 高效率：80～85%

(7) 纹波噪声：1%P－P（0～20MHz）

(8) 负载调节率：0.2%TYP

(9) 输入调节率：0.2%TYP

(10) 输出扩张性：通过连接主从双稳态多谐振荡器可扩性达 50W～数 kW

(11) 工作温度范围：－20～＋85℃（底座温度）

(12) 高可靠性：MTBF　260,000 小时

(13) 安全标准：UL、CSA、TÜV

5. 单板电源的应用

该变换器的厚度只限于 1/2 英寸，以便于作为一种单板电源装在与负载集成电路同一基片上进行分散供电，这样就可装入英制机壳，大大促进电子设备的小型化。目前已广泛应用于无线通信设备、电子交换机、主机、EWS、半导体检测装置、光磁盘、数据记录器、电铁车辆、汽车等许多方面。预计今后的应用将扩大到由电池驱动的电子设备上。

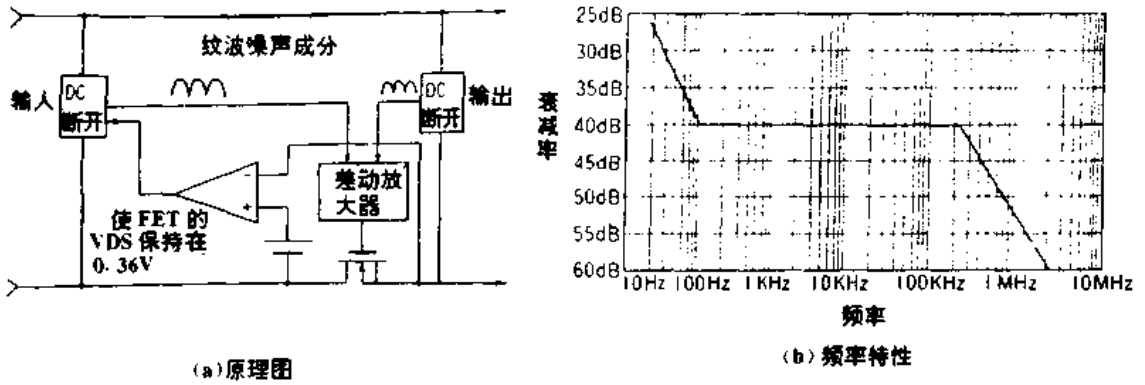
这种变换器的 IP-200 系列在应用上要注意以下两点：

首先是在 AI 底板上的最高使用温度为 85℃，所以在自然通风情况下包括散热片在内，同原来的 *PWM* 电源相比，就不能达到与之相应的小型化。但是，如果考虑到包括厚度在

内的容装效率和对散热片的散热效率，就有可能实现小型化。而且在强制风冷的情况下，体积可减小到老式电源的 1/3 以下。

其次是电流谐振式变换器的输出控制在原理上是一种频率调制式，所以存在输出滤波器的频率特性问题。尤其在轻负载时，纹波噪声的增大不可避免。因此，要避免轻负载时使用，并考虑增加 *LC* 滤波器等。

日本 INTEGRAN 公司还开发了一种频率衰减量一定并能补偿输出电压的纹波微型衰减器模块（线性控制器），其原理和频率特性分别示于图 3-62 (a)、图 3-62 (b)。在 100Hz～1MHz 的频带内可保持 40dB 的一定衰减量，在 5～50V 输入电压范围，通过 10A 最大电流时的输入输出电位差为 0.36V。外形尺寸为 61W×58L×12.7D，是变换器体积的 1/2。



(a)原理图　　(b)频率特性

图 3-62　线性抑制器

将该线性抑制器与 200 系列的变换器组合使用，可取得同开关电源相同的效率，是一种输出纹波噪声可与系列电源匹敌的高级开关电源。

6. 结束语

电流谐振式变换器存在着调整电压会引起频率变化的问题。对此已有用开关等效控制谐振频率的报导。但电流谐振式变换器同目前的 PWM 变换器相比，具有低开关损耗、低噪声等任何变换器都难以取代的特点。目前正设法通过采用表面安装技术和变压器的最佳化设计进一步提高电流谐振式变换器的效率，预计不久将会解决 50W/in^3 高电力线密度的问题。同时也在开发 25W、10W 级低瓦特变换器，以应用于专用计算机等办公设备。

六、大容量 2.5kW 串联谐振式开关电源的设计

把工业交流电转换成数千瓦级的稳压直流装置，一向都采用整流器。其中有由三相全波整流电路和磁放大器组合成的整流器，也有使可控硅具有整流功能和相位控制功能且电路结构简单的整流器。这些整流器都是以工频为基频进行变换，因而其变换器和输出平滑滤波器的重量和体积都很大，而且也存在输出电压的控制系统应答迟缓等问题。

随着功率晶体管、二极管、磁元件和电容器等特性的改进以及高频开关电路技术的进展，目前已不难实现可高效转换成任意直流电压的变换电路（DC—DC 变换器）。

对 DC—DC 变换器，虽可期望通过实现高频化解决其小型轻量化及高速应答的问题，

但会因增大开关损耗和铁损等而降低效率，且会因散热问题给小型轻量化造成困难。目前数千瓦级的实用化程度是 50kHz。

为进一步推进小型轻量化和高效率，今后将改进开关元件等功率器件的特性和采用损耗少的变换电路。谐振变换器就是后面方案的具体化。现介绍串联谐振变换器的基本特性以及采用串联变换器的 2.5kW 整流器的结构和输出特性等。

1. 串联谐振变换器的特点

（1）优点：

①在原理上，可将开关元件启闭时的损耗降到零（高效率化）。

②可降低整流二极管的耐压，使之低于扼流圈输入式（高效率化）。

③也可采用低速开关元件（经济）。

④可达到无缓冲化减少元器件（高可靠性）。

⑤辐射噪声少，安装设计容易（高密度化）。

⑥无变压器偏磁现象（驱动电路简易化）。

（2）缺点：

①峰值电流大，会增大开关元件和整流二极管导通时的损耗。

②对电容器应力大。

③因输出电流与工作频率成正比，轻负载时会发生声频噪声

④大功率中由于变压器的漏电感和电路的漂移电感而难以实现高频化。

充分发挥以上优点和克服以上缺点是这种串联谐振变换器实用化的关键。

2. 电路结构

图 3-63、图 3-64 和图 3-65 所示是这种变换器的电路结构和工作波形。其工作和输出特性因二极管 D_1、D_2 的插入位置而异。

〈电路—1〉　按负载电阻的大小，有反馈电流非流动状态和流动状态两种。

在反馈电流非流动状态里，减少负载电阻，就会增大谐振电容器 C_1、C_2 的充电电压和谐振电流峰值而使输出电流与负载电阻的积保持一定，形成稳压特性。

当谐振电容器 C_1、C_2 的充电电压大于电源电压与变压器 T 的一次线圈电压之和时，反馈电流就会通过变压器 T，二极管 D_1（D_2）开始流动。在该状态时，减小负载电阻，谐振电流的峰值会随之减小，反馈电流的峰值会随之增大。于是，谐振电流与反馈电流的平均值之和固定而形成恒流特性。

〈电路—2〉　按负载电阻大小分反馈电流非流动状态和流动状态（实际上，当变压器 T 的漏感感应电压大于把输出电压换算为变压器一次线圈侧的电压时，在开关元件 Q_1（Q_2）、变压器 T 和二极管 D_1（D_2）的环路里存在一种循环电流流动状态）。反馈电流非流动状态与〈电路—1〉相同，形成稳压特性。

当谐振电容器 C_1（C_2）的充电电压大于电源电压，反馈电流即通过二极管 D_2（D_1）流动。在这种方式里，即使减小负载电阻，谐振电流的峰值也保持不变，而反馈电流的峰值却会增大。由于反馈电流不通过变压器 T，所以输出电流仅相当于谐振电流，从而形成恒流特性。

〈电路—3〉　表示由于谐振电容器 C_1（C_2）的充电电压被二极管 D_1（D_2）箝位于电源电压，而使反馈电流停止流动，因而循环电流按负载电阻的大小形成了非流动状态和流动

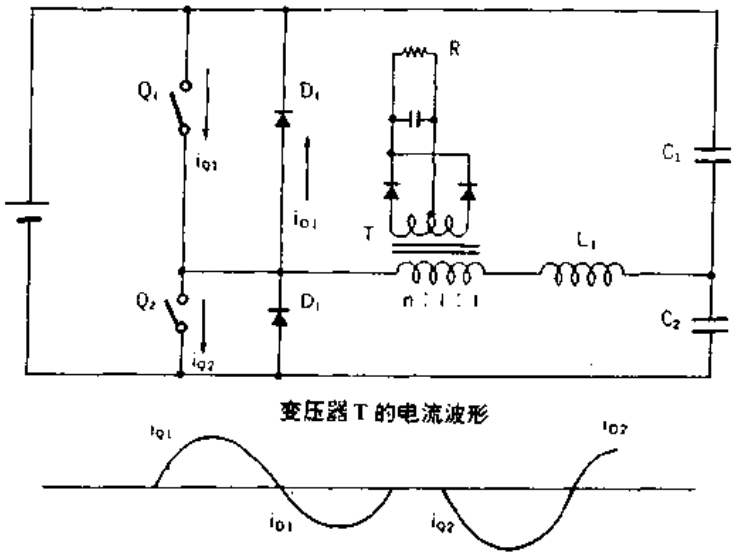


图 3-63　电路－1 的结构和电流波形

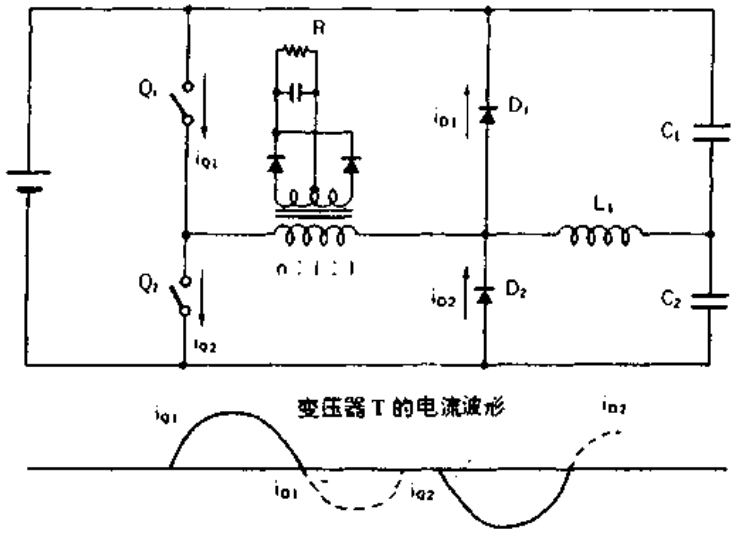


图 3-64　电路－2 的结构和电流波形

状态。

循环电流的非流动状态与〈电路－1〉和〈电路－2〉一样，也会形成稳压特性。

当谐振电容器 C_1（C_2）的充电电压转换成电源电压，电流就会流入开关元件 Q_1（Q_2）、变压器 T、二极管 D_1（D_2）的环路而呈直线减少。

在这种状态里，储存在谐振电感器 L_1 里的电能会向变压器 T 的二次线圈放出并形成恒功率特性。

表 3-4 所示是两倍工作频率（F_s）小于谐振频率（F_R）时的基本特性。

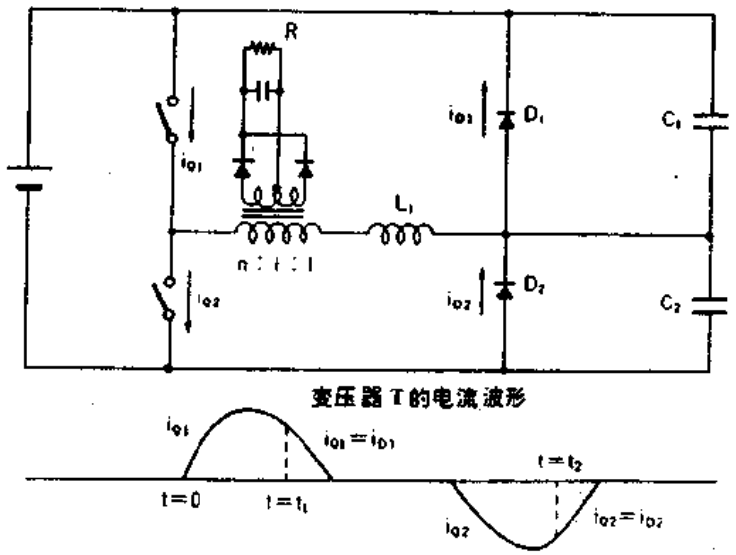


图 3-65　电路－3 的结构和电流波形

表 3-4　各电路的基本特性($2F_S<F_R$)

	电路－1	电路－2	电路－3
输出电压※	$E/(2n)$	同左	同左
	$8nF_sCER$	$4nF_sCER$	$2F_sCE^2R/V_o$
最大输出功率	$4F_sCE^2$	$2F_sCE^2$	同左
谐振电流※	$I_o\sin[t/\sqrt{2C(L_0+L_1)}]$ $/4nF_s\sqrt{2C(L_0+L_1)}$	同左	同左
	$\{[(E/2)+nV_o]$ $\sin[t/\sqrt{2C(L_0+L_1)}]\}$ $/\sqrt{(L_0+L_1)/2C}$	$(E/2)$ $\sin[t/\sqrt{2C(L_0+L_1)}]$ $/\sqrt{(L_0+L_1)2C}$	$(E-nV_o)$ $\sin[t/\sqrt{2C(L_0+L_1)}]$ $/\sqrt{(L_0+L_1)/2C}$
循环电流			$i(t=t_1)-(nV_ot/(L_0+L_1)$
反馈电流	$\{[(E/2)-nV_o]$ $\sin[t/\sqrt{2C(L_0+L_1)}]\}$ $/\sqrt{(L_0+L_1)/2C}$	$\{[(E/2)-nV_o]$ $\sin[t/\sqrt{2CL_1}]\}$ $/\sqrt{L_1/2C}$	

E：电源电压，n：变压器的圈数比，C：谐振电容器的容量，V_o：变换器的输出电压，R：负载电阻，L_0：变压器的漏感，L_1：谐振电感器的电感，I_o 稳压状态时的输出电流

※上格为稳压状态(电路－1，电路－2，电路－3)，下格为恒流状态(电路－1，电路－2)，恒功率状态(电路－3)

3. 电路的选择

〈电路－1〉在 $2F_s<F_R$，且谐振电感器、谐振电容器和工作频率都相同的条件下，按理论所能获得的最大输出功率是〈电路－2〉、〈电路－3〉的两倍，是一种适合于大功率的电路。不过，这种电路由于反馈电流会流入接在开关元件上的二极管，所以存在二极管的面

接合恢复前不能导通开关元件的问题。也就是说，随着两倍的工作频率接近谐振频率，恢复电流开始流入二极管，会导致损耗和噪声增大而丧失串联谐振变换器的优点。尤其开关元件采用 MOS-FET 时，这种现象在主体二极管的恢复特性上就显得更突出。

〈电路－2〉因反馈电流由开关元件和变压器加以分流，所以可个别选择开关元件和二极管。同时由于变压器在开关元件和二极管之间，可利用变压器的漏感控制恢复电流。这样采用 MOS-FET，即使在 $2F_s < F_R$ 时（反馈电流通过时使开关元件导通），也不会发生〈电路-1〉的问题。

另外，开关元件和二极管分开设置，便于进行热设计。

〈电路－3〉在循环电流流动状态里会形成恒功率输出，所以具有不受负载影响即可获得最大输出的优点。同时，由于谐振电容器的充电电压被箝位于电源电压，因此可采用耐压较〈电路－1，2〉低的电容器。

该电路存在的问题是当输出发生短路、输出电压降为零时，循环电流会无限制地继续流动。这种现象，在电路启动、输出平滑电容器从零电压开始充电时也会发生。因此，要使该电路达到实用化，还需采取一定措施。

4. 2.5kW 整流器

(1) 整流器的结构

图 3-66 是整流器的结构图。输入电压是工业或柴油发电机的交流电压。为通过二极管整流电路把这种交流电压变换成非稳定的直流电压，并吸收纹波电压，就要设置由电感器和电容器构成的平滑滤波器。大功率时还要设置防冲击电路，以控制通向电容器的冲击电流。

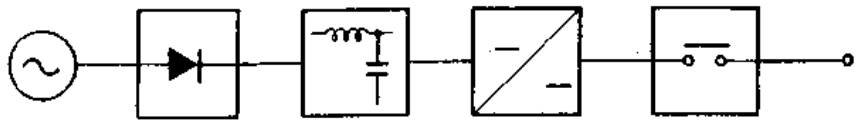


图 3-66 整流器的结构框图

图 3-67 是平滑滤波器和防冲击电流电路的结构图，分电感器和电容器两级结构，第一级用以抑制纹波电压。第二级用以吸收纹波电流。

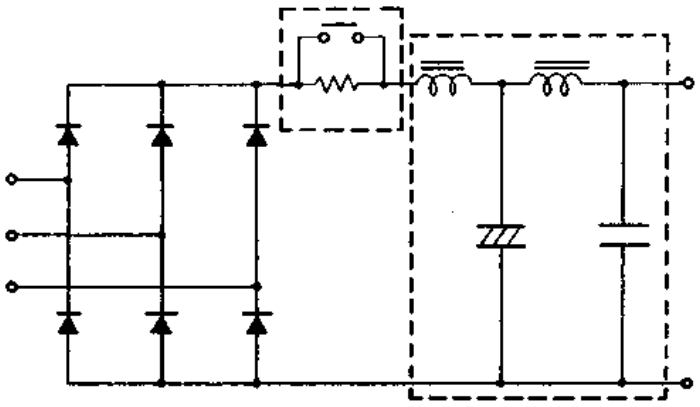


图 3-67 防冲击电流电路和输入平滑滤波器

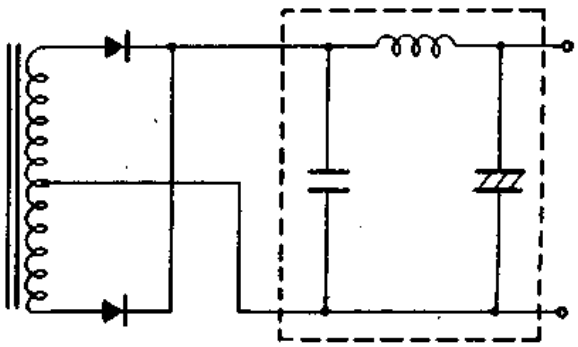


图 3-68 输出平滑滤波器

功率变换部分采用了谐振频率达 100kHz 的〈电路－2〉。图 3-68 所示是该电路的平滑滤波器部分，分为吸收整流谐振电流的电容器和吸收纹波电压的电容器，从而形成了平滑滤波器。

需要输出大功率的整流器时，可将几台加以并联。为防止可靠性下降，要留 1 台作储备，从而形成了 N＋1 结构。同时要把输出/断开电路插入各整流器的输出侧，以附加使故障整流器与共用输出断开的功能。

为使整流器的输出侧不发生瞬断或停电现象，要连接蓄电池。这种功能也会防止电流从蓄电池流入平滑滤波器。

（2）应用元件

①开关元件

双极晶体管、MOS-FET、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）等自消弧式功率用半导体都可采用，该设计中从断开时间、驱动电路、导通损耗等因素考虑，选用了 IGBT。

②电容器

谐振用电容器采用了聚丙烯薄膜电容器。输入输出平滑电容器虽可采用铝电解电容器，但从小型化考虑，在电压纹波抑制部分采用了铝电解电容器，而在纹波电流吸收部分采用了聚丙烯薄膜电容器。

③磁性元件

变压器和谐振用电感器采用了铁氧体磁芯，线圈采用了多芯绞合线，以减小由集肤效应产生的损耗。

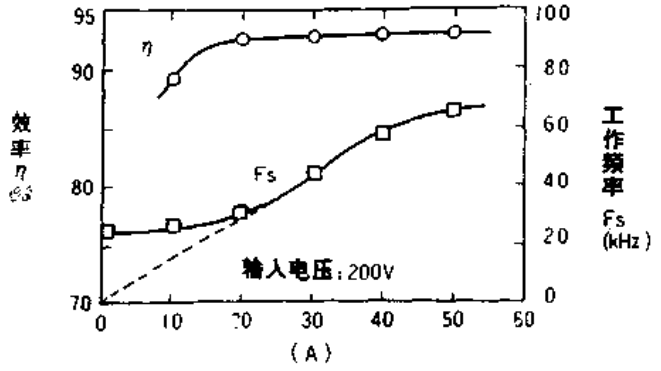


图 3-69　2.5kW 整流器的效率和工作频率

④输出断流元件

一般都采用二极管，本设计为降低损耗，采用了 MOS-FET。

（3）安装

高频大功率变换电路要求：

①尽可能减少杂散电感

②提高元件冷却效率

③从结构上防止辐射噪声外漏

在安装设计上，有些地方会与以上事项矛盾，要认真研究解决。另外，由于热会从容许温升标准值高的元件传导到标准值低的元件，所以要注意电容器等容许温升标准值要求严格的元件。

2.5kW 整流器为便于通风，把纵长结构、电容器装在上部，开关元件和变压器等装在下部。

整流二极管的散热片除散热功能外，还具有屏蔽功能，以防止变换器一次线圈的辐射噪声传播到二次线圈。输入/输出都已采用插入式接插件，简化了其在机壳上的装卸。同时也设置了整流器工作时或输入断路器接通状态下不能进行装卸的功能。

（4）输入特性

图 3-69 所示是 2.5kW 整流器的效率和频率特性。在谐振频率 100kHz、工作频率 65kHz、输出电流 25～50A 的条件下获得了 93%的效率。图 3-70 是其辐射噪声特性。根据

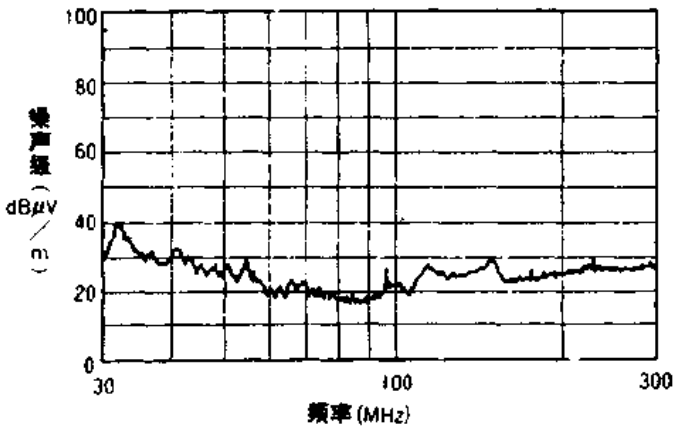


图 3-70　2.5kW 整流器的辐射噪声
（无覆盖，输出电流 50A）

串联谐振变换器的低噪声特性，没有采取屏蔽罩等特殊措施就达到了 CISPR Pub. 22A 级。

目前这种串联谐振式开关电源已可进行高密度安装，并已达到了 7.8CC/W、4.1g/W 的小型轻量化。除此之外，也还有许多这种变换器的变形。只要充分发挥零电流开关的长处，今后必将有更小型轻量化和高效率的大容量功率变换装置出现。

第四章　开关电源的噪声(EMI)控制

开关电源是一个很大的噪声源，开发开关电源的目的旨在实现小型化，而越是小型化，就越要使开关频率高频化。目前通过对开关元件的改进，使用的频率已高达 1MHz。过去只有开关脉冲的高次谐波对射频区有影响，而今一经这种高频化，其基波本身也构成了一种干扰源，发出一种更强的传导干扰波。此外，通过改进元件达到高频化的同时，也会因辐射干扰波而导致一种超标准值的杂散信号。

目前有关干扰波的规范日趋严格。国际标准CISPR 规定辐射干扰波的测定距离为 3m，并正向统一于 10m 的方向发展。

电源装置作为一种供电源，起着外部与设备的接口作用。因此，在受到外部噪声最强影响的同时，也是设备本身的噪声的最终出口。正因如此，同设备内部的任何器件相比，就要更关心噪声的问题。

本章主要就人们颇为关注的电源的 EMI（电磁干扰波）谈谈其测定方法和现状、噪声控制、零部件及有关标准等问题。

一、噪声(辐射噪声、传导噪声)的测定

EMI 是指电子设备发生的一种电磁干扰波，被干扰对象是无线电通信。为使无线电波不受电磁干扰波的影响，就要限定这种电磁干扰波的大小。一般来说除特殊情况外，都要采取法定措施加以限制。

电磁干扰波一般有两种传播途径，要按各个途径进行评价。一种是以波长长的频带向电源线传播，给发射区以干扰的途径，一般在 30MHz 以下。这种波长长的频率在附属于电子设备的电源线的长度范围内还不满 1 个波长，其辐射到空间的量也很小，由此可掌握发生于电源线上的电压，进而可充分评价干扰的大小，这种噪声叫做传导噪声。

当频率达到 30MHz 以上，波长也会随之变短。这时如果只对发生于电源线的噪声源电压进行评价，就会与实际干扰不符。因此，采用了通过直接测定传播到空间的干扰波评价噪声大小的方法，该噪声叫做辐射噪声。测定辐射噪声的方法有上述按电场强度（dBμV/m）对传播到空间的干扰波进行直接测定的方法和测定泄漏到电源线上的功率（dBpW）的方法。像家用电子产品，如果其设备本身是小型的，可以只由电源线辐射的前提进行辐射噪声评价。这种方法叫做吸收箝位法。

1. 传导噪声测定法

传导噪声按不同国家和不同产品虽有若干不同标准，但其基本评价方法是一样的。测定的成分是发生在线与接地间的非对称电压，多用分贝（dBμV）表示。在实验室进行该电压的定量测定时，要把包括由电子设备的电源线供电的电源在内的阻抗加以标准化并测定发生在这种标准化的阻抗上的电压。图 4-1 是实测阻抗示例，但一般电源线都是随频率变化。这种标准化阻抗有多种规格，现正向 50Ω 统一。

实际测定时，是在电源线供电的同时进行测定。这样，电子设备以外的噪声就会从电源线侵入而形成测定的障碍。因此，要消除这种侵入噪声。此外，如图 4-1 所示，电源线阻抗变化复杂，即使连接标准化阻抗，也未必会形成稳定阻抗。克服这一缺点要采用仿真线路阻抗稳定网络（也称 L I S N）。LISN（Line Impedane Stabillization Network）的作用是使包括电子设备在内的阻抗保持稳定，同时可防止由电力线侵入的噪声以及把被测噪声导入测定器。实际如图 4-2 所示，因测定器具有输入阻抗，所以 LISN 恒定阻抗电路要利用测定器本身的输入阻抗。图 4-2 是用于 FCC15/J 计算设备的 50ΩLISN 例。测定器如果拥有 50Ω 的输入阻抗，就可直接成为 50Ω 的 L I S N。因也有 75Ω 输入阻抗的接收机，这种情况下，一定要装配 50Ω～70Ω 变换器，以将其调整为 50Ω。

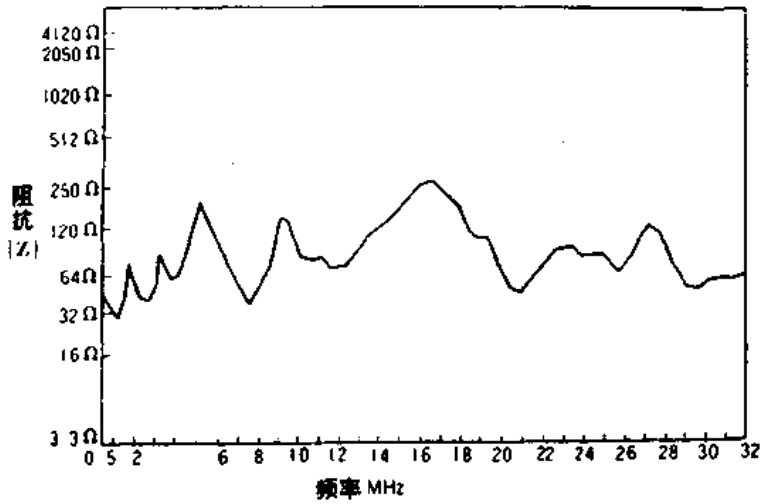


图 4-1　电源线阻抗实测示例

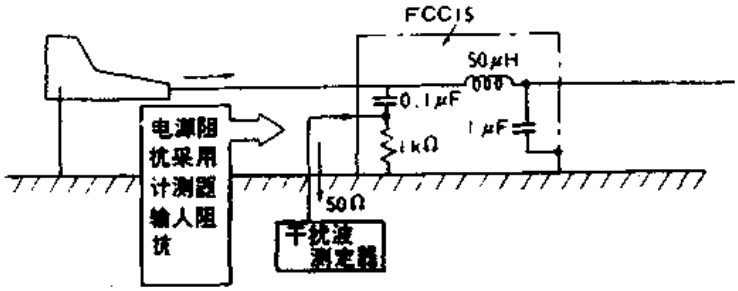


图 4-2　传导噪音的测定法

LISN 除用于图 4-2 所示的 F CC 计算设备外，还有用于测定 VDE-0871 等 10kHz～30MHz 带宽的 LISN。图 4-3 所示是这种 LISN 的电路图。

有了 LISN 接收机和总电脑，即可对传导噪声进行大致测定。要达到高精度测定，就一定要防止广播信号和其他噪声的侵入。首先是电源线的传导噪声，一般只靠装在 LISN 里的滤波器是不能完全防止的。要完全防止，就得插入一种在噪声侵入 LISN 前能使之充分衰减的滤波器。而且即使防止了噪声从电源线侵入，广播信号等无线电波也会被设备和 LISN 间的电源线感应。在这种情况下，被感应的电波就会形成传导噪声而对测定造成干扰。（图 4-4）

为防止这种环境噪声（广播信号、工厂噪声等）的侵入，要在屏蔽室内进行计测。屏

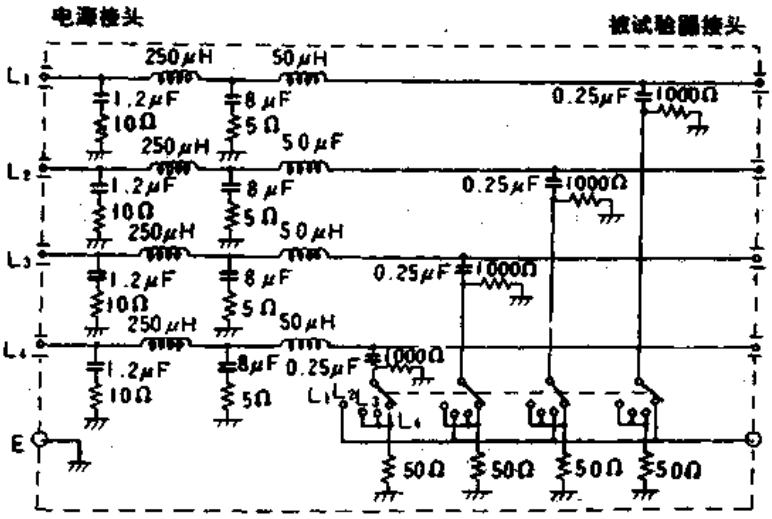


图 4-3 VDE-0871 的 LISN

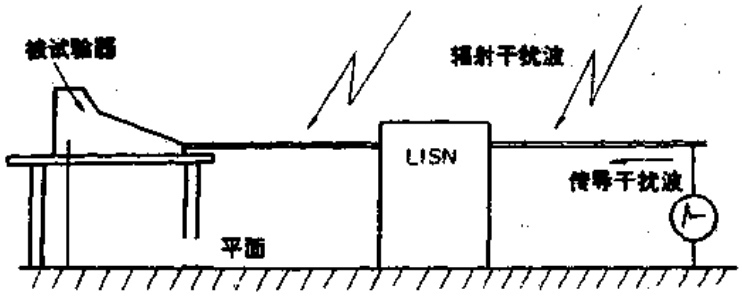


图 4-4 混入电源的干扰波

蔽室用金属制作，可防外界电磁干扰波的侵入。对传导噪声，即由电源线传入的噪声，用滤波器可很容易切断。图 4-5 是屏蔽室内的测定配列例，被试验器离屏蔽面 80cm 以上，LISN 紧固在屏蔽室地面的金属部。

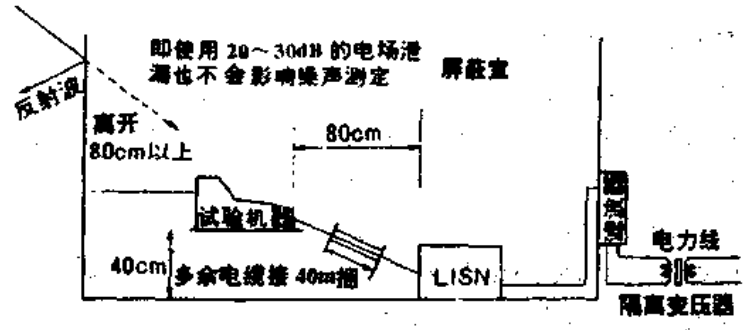


图 4-5 屏蔽室结构

屏蔽室的性能一般不需要 100dB 的屏蔽率。从使用目的看，因传导噪声的评价在 30MHz 以下，所以一般有 50dB 左右的屏蔽率就足够了。该屏蔽率使用简单的金属板（铁、铝、铜等）就可达到。金属板间可使用金属带，也可以使用金属箔。

滤波器需要有充分的衰减量。例如 VDE-0871 和 FCC-18/H 等要进行从 10kHz 开始的低频测定。电源线上连接有许多可产生 10kHz 左右的低频成分并发生 70～90dBμV 噪声的设备。一般滤波器对这种噪声电平不能充分滤除，需采用特殊规格的滤波器或在一般滤波

器上增加 10μF～20μF 的电容器。从安全角度看，屏蔽室最好配备隔离变压器。因为要除掉 10kHz 的低频成分，线与地间需要大容量的电容器，以能通过大量非对称电流。安全上的标准是数 mA，而屏蔽室用滤波器有的可达数 A，所以要用变压器使其隔离。

对屏蔽室的性能评价如图 4-6 所示，可使用能接收中短波的收音机进行测定。传导噪声的测定如上所述，是测定 30MHz 以下的低频。因而可判断无线接收机有无接收和屏蔽室的好坏，也容易判别屏蔽接合面的泄漏部分。

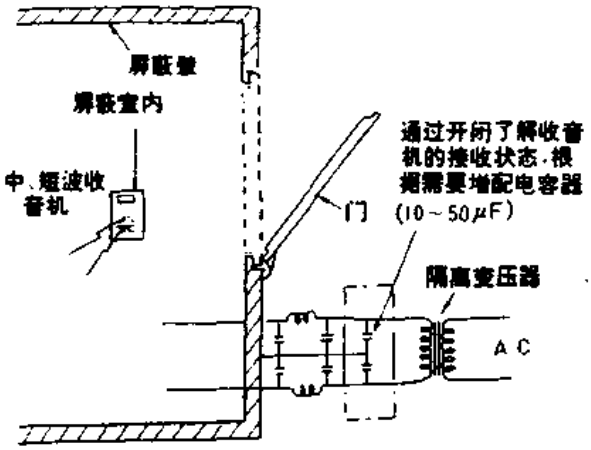


图 4-6　屏蔽室的效果判断

如图 4-2 所示，如有 LISN 和接收机及接地平面即可按基本评价法进行测定。接收机可使用确定 CISPR 的干扰波场强计或频谱分析仪使用一个 LISN，可进行全频带的测定。因此，应用频谱分析仪进行测定效果极佳。不过，如果只测定频谱，操作衰减器就足够了。但若输入宽带噪声就会致使变频器饱和，这样不仅会影响测定的准确性，而且还有可能造成损坏。

判断频谱分析仪接收的信号是否已经饱和，使用衰减器改变接收信号电平即可。如果频谱分析仪接收的信号电平的增减跟衰减器的衰减量相同，就说明尚未饱和。如果增减量不同于衰减器的量，就说明频谱分析仪已经饱和，测定值就不能正确表示被试验器的噪声电平。然而由于预选器的开发，这一缺点将得到克服，并将取得充分的可靠性，从而确立其作为 EMI 测量仪的地位。

EMI 测定中的接收机检波方法采用准峰值检波(QP 检波)。150kHz～30MHz 带宽的测定将通带宽定为 9kHz。QP 检波具有检波时间常数，测定显示约需 0.5 秒。求测定精度时，要在重复一部分通带宽的同时进行测定，全频带测定约需 40～50 分钟。这个时间太长。近来采用峰值检波缩短了计测时间，只对有问题的频率进行 QP 检波，数分钟即可。如果能实施自动计测，EMI 计测会很容易。干扰波场强计、频谱分析仪都可以用计算机控制。这样传导噪音的测定基本可实现全自动化，但自动化要有一定的条件。

即使频谱分析仪性能良好，但有时由于测量仪和预选器价格方面的问题，在使用上会受到一定局限。在这种情况下，可在频谱分析仪的输入端装配带通滤波器，确认概略性频谱后用干扰波场强计进行最终确认（图 4-7）。如果干扰波场强计上附加统调振荡功能，调整干扰波场强计的同步旋钮，使统调振荡器的信号通过耦合器重叠在频谱分析仪的频谱上，这样不需调整干扰波场强计和频谱分析仪的频率就能很容易对干扰波场强计进行调整。频谱分析仪和干扰波场强计的价格都不高，且测定速度远远超过自动化的频谱分析仪。

2. 辐射噪声测定法

辐射噪声的测定同传导噪声的测定一样，也随不同产品和不同国家标准而有若干差异。但基本相同，还根据不同标准，有测定磁场方面的规定。例如德国的 VDE-0871 通过磁场测定，对跟 10kHz～30MHz 传导噪声同样的频带制定了辐射噪声标准。图 4-8 是 A 级和 B 级的极限值，该标准还有许多缺陷，有待修正。但即使按该标准值在室外测定，对一部分频带也有困难，目前是在屏蔽室内采用 B 级 3m 法测定。

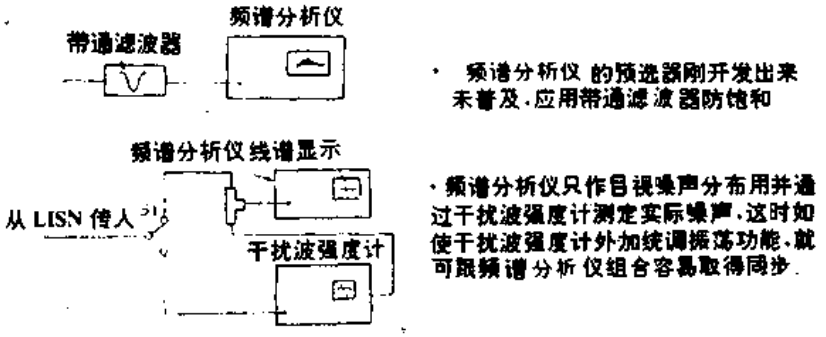


图 4-7　频谱分析仪和干扰波场强计的组合试验

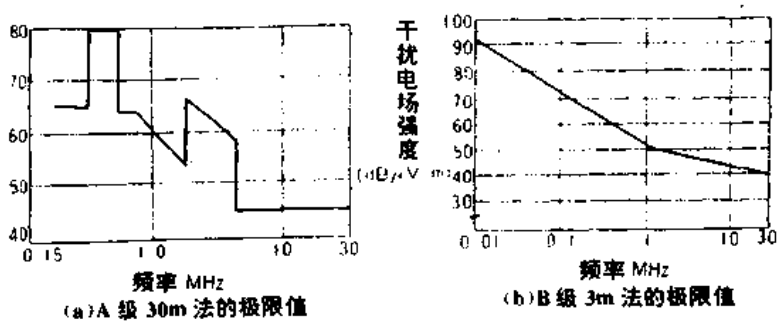


图 4-8　磁场强度的极限值

磁场强度测定用的角式环形天线已实现标准化。该天线的增益大，从接收机的灵敏度看，如直接使用，难以判别低频区的噪声。使用频谱分析仪也比较困难，所以最好是配以前置放大器放大信号或采用有源环形天线。

在实际测定中，要使环形天线离地面 1m，旋转 180°C测定最大值。被试验器当然也要选择最大辐射方向。测定结果虽然是磁场强度，但与电场强度一样也是使用 dBμV/m 单位。

30MHz 以上的辐射噪声要按电场强度测定，并采用图 4-9 所示的测定程序。测定距离（D）为 3m～30m，大致按被试验器的大小（L）和要测定的最高频率确定，即

$$D<\frac{L^2}{\lambda}$$

式中：L—被试验器的最大尺寸（m）

D—测定距离（m）

λ—要测定的最高频率的波长（m）

根据该式，当被试验机器的最大尺寸在 1m 以下时，因最高测定频率是 1000MHz，所以 $\lambda=3$m，测定距离 $D=3$m。超过 1m，就要取 3m 以上的距离。采用 CISPR 方案时建议 10m 法测定。

再说明一下图 4-9。被试验机器为台式时（如图所示），要摆在台子（非传导材料）上，台高为 80cm～1m。因电子设备可向 360°的方向辐射，所以必须测定其最大值。为能观察周围最大电场强度，台子要能够旋转，以便于测试。被发射的一部分干扰波虽会传向接收天线，但其条件是要测定直接辐射于接收天线的波和由大地反射到接收天线的波。当然不是分开测定，而是将两个波加以向量合成测定其最大值。如果直接波和反射波的相位测定距离 D 一定，这种最大值就会随天线高度和频率的变化而变化。为使相位一致并读取最大值，

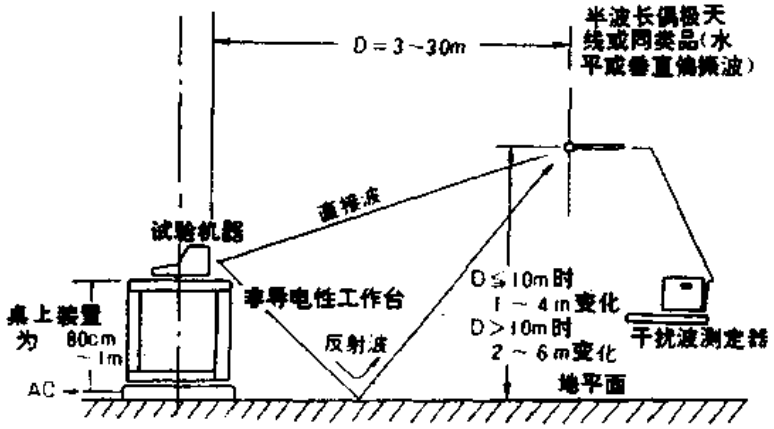


图 4-9　干扰波的传播路径及测定辐射噪声的分布

一般要上下调整天线高度。

这种测定需要一个室外测定场，并提出了测定场的接地面（ground plane）的尺寸和周围反射物的影响问题。首先是接地面尺寸的问题，有图 4-10（a）、（b）所示的两种方案。

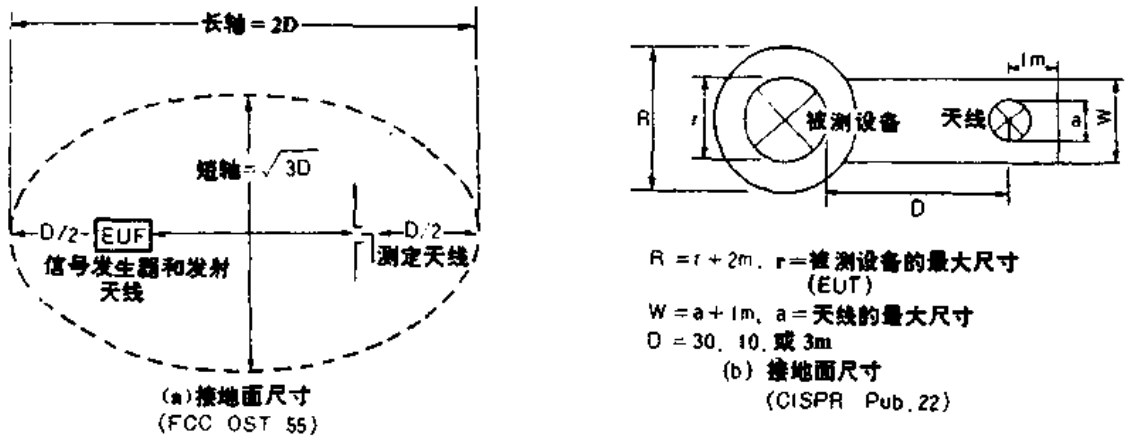


图 4-10　接地面的两种方案

（a）是 FCC-OST-55 方案，（b）是 CISPR Pub. 22 方案。按 FCC-OST 方案采用的接地面为菲昉尔椭圆。表明了可获得足够反射波的条件。

CISPR 方案按接收天线最低频率的同步型偶极天线的长度和被试验机器的大小确定，该图可作为大致参考，按该 CISPR 方案不会获得足够的反射面。图 4-11 是采用按 CISPR 方案构成的接地面对测定场性能评价用的位置衰减进行测定的结果。很明显，低频区的衰减量增加了。根据文献，这种增加显然是由于接地面的反射量不足引起的。就是说根据 CISPR 确定的接地面的面积并没有完全覆盖菲昉尔区。图 4-12 是菲昉尔区概念图，其面积可用下式表示。

$$W=R\left|\left[\left(\frac{d}{R}\right)^2+\frac{2d\cdot\sec\theta}{R}\right]\left[1-\frac{\tan^2\theta}{(d/R+\sec\theta)^2-1}\right]\right|^{1/2}$$

接地面的长 L 的计算式是：

$$L=W\left|1+\frac{1}{(d/R+\sec\theta)^2-1}\right|^{1/2}$$

式中：

$$d=d_0+\frac{\lambda}{2}$$

$$d_0=d_2-d_1$$

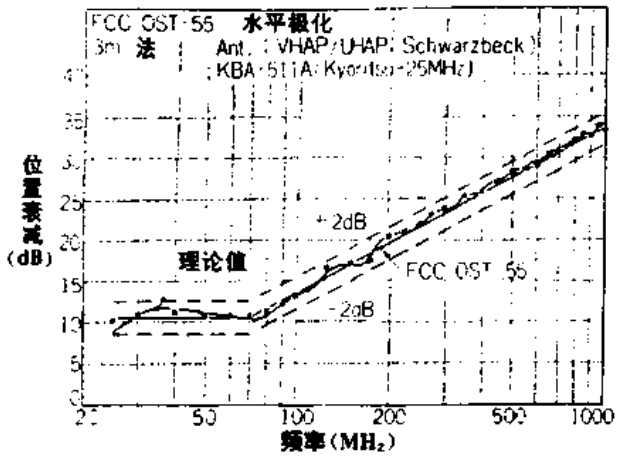
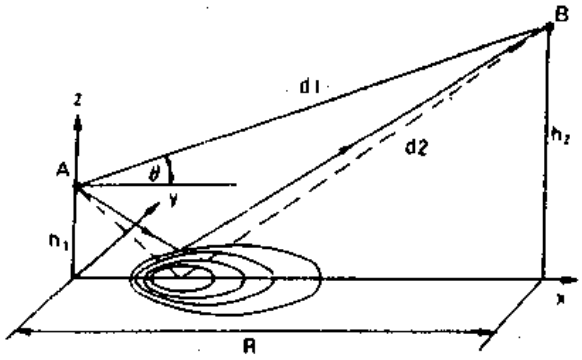


图 4-11　按位置衰减（10m 法）CISPR Pub. 22 方案确定的平面图和地面分离时的结构



R—发射与接收天线间的距离

d_1—直接波传播距离

d_2—反射波传播距离

λ—频率

图 4-12　反射面上的菲涅尔椭圆

图 4-13 按 30～200MHz 表示该式的大小。

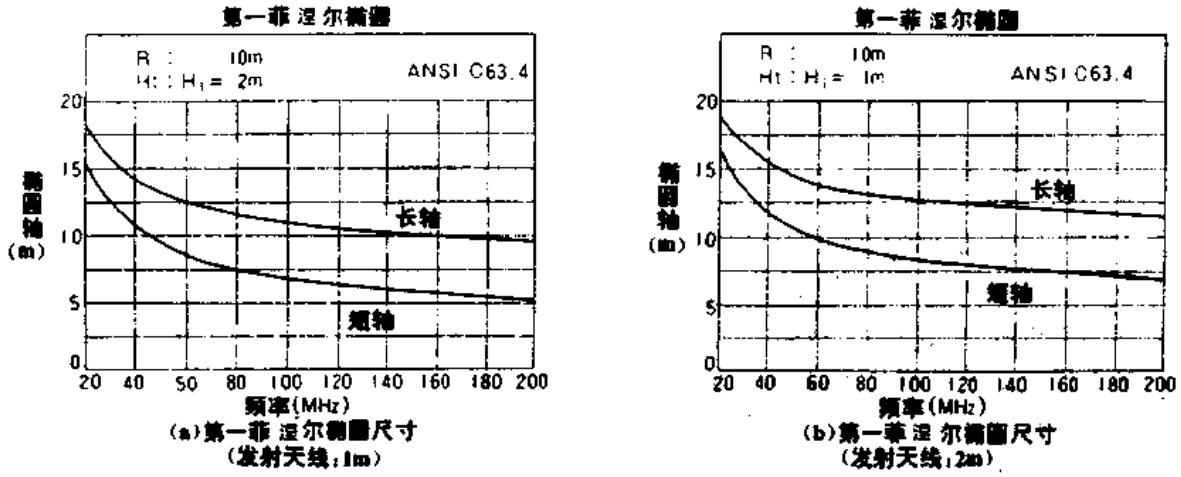


图 4-13　菲涅尔椭圆尺寸图

CISPR 方案可以通过将接地面埋入地面解决，这是因为地面可以覆盖菲涅尔区并作为足够的反射面使用。这种情况可用图 4-14 加以说明。当平面图的放置位置高于地面时，如图 4-13 (a) 所示，菲涅尔区以外的电波到达下边的地面，没有被反射到天线上。与此相反，

如把接地面埋入地面并使保持在同一个面上，菲昉尔区即可得到充分补偿，从而使反射波到达天线。

用地面作一部分反射面时，对金属部分和土地的比率确定多少为宜虽不清楚，但即使接地面宽为 7m，按 CISP 尺方案再延长到 30m 并加减 4dB 以内的误差也是可以的。总之，反射波的有用部分最大为 6dB。至于自动计测，测定时一般是用同步式偶极天线作接收天线。同步式偶极天线约可将长度调整到测定频率的 1/2 波长，这种调整要按每个测定频率进行，并要配合旋转被试验设备和上下调整天线，比较麻烦。所以为简便起见，增加了宽带天线。宽带天线有如图 4-15 所示的双锥形天线、对数周期天线、短辐偶极天线等。这些天线虽还不能充分肯定，但在噪声控制等基本测定上都已发挥了很大作用，尤其在频谱分析仪用于测量仪方面，就更为方便。

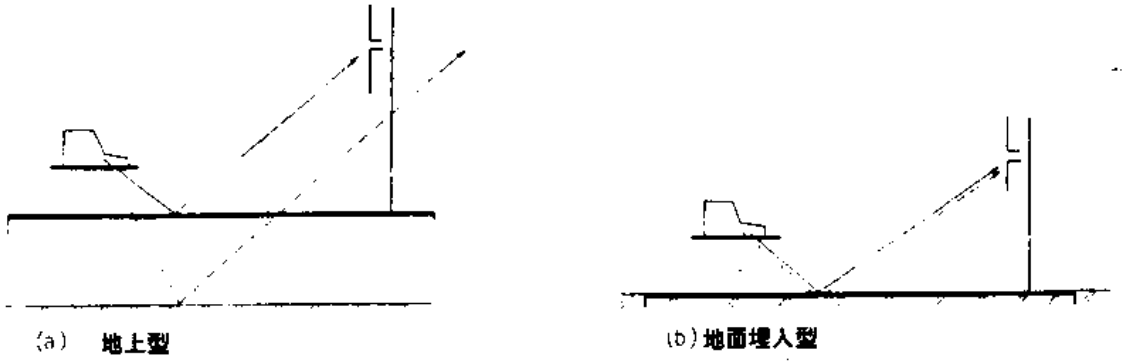


图 4-14 使平面图高于地面，反射波有时就不能充分传播

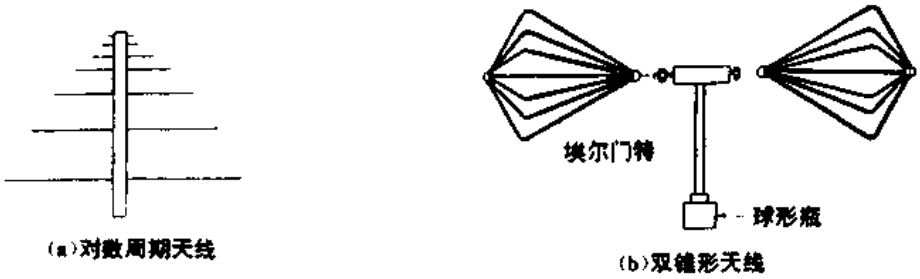


图 4-15 各种宽带天线

测定时首先转动转盘或天线，使其固定在最大电场强度的位置。转动转盘时，先将天线调到适当高度，再转动转盘找出最大值，并在该最大值的位置上固定转盘和移动天线，以寻找出能得到更大值的天线高度而后加以固定。还可在该固定位置再转动转盘，进一步找出最大值，如此反复几次以找出其中最大值作测定值。

如不按一种频率重复这种操作，就很难靠这种人工操作找出正确值；

通过一次改变转盘的回转角找出的最大值，还必须通过改变天线高度再次改变转盘角度。这是因为电子设备的发射波会使发射方向偏斜的缘故。

图 4-16 所示是某频率中 1m 和 2m 接收天线接收电子设备的 360°全方位电场强度的分布情况。从中可知，可获得最大值的角度差异很大。就是说固定天线高度的最大电场强度位置未必能显示出电子设备全方位的最大值，其中（1m 和 2m）或许存在显示最高电场强

度的位置。按这种方案，必须使天线高度在 1～4m 或 2～6m 间逐渐变化，通过对电子设备的全方位测定测出最大值。但这样花费时间再多也难以完成。另外，电子设备系统化，信号电缆的辐射也会随电缆的设置法而发生变化，这样，需要找出最大放射位置的计算装置就会把大量时间耗费在测定工作上。

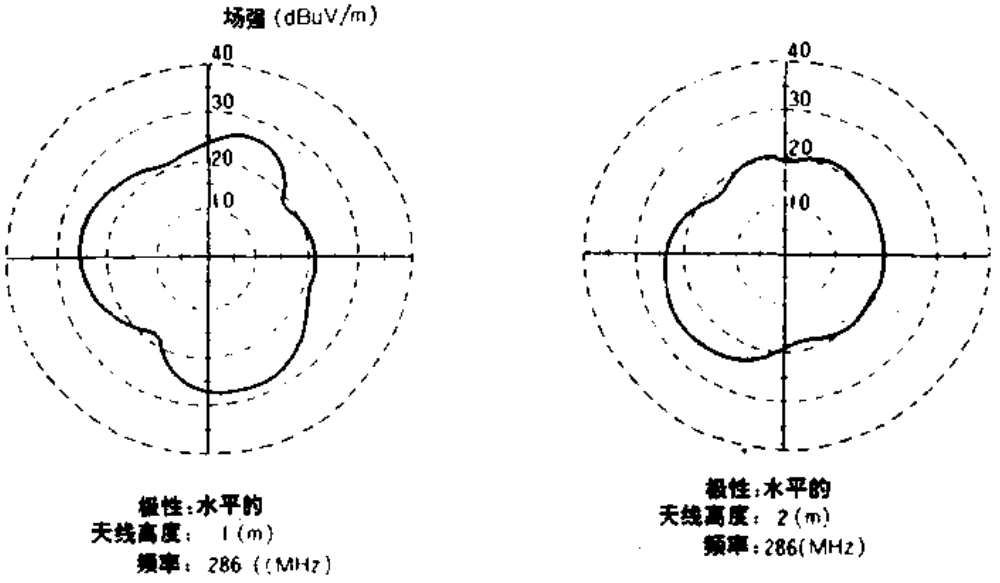


图 4-16　1m 和 2m 的方位图形

图 4-17 是某电子装置在某频率下的垂直方向图。垂直方向图发生在 30～1000MHz 的一段频率中，而且也发生在水平偏振波和垂直偏振波中，根据这种垂直方向图的变化量可确定测定时间。图中是确定要测定的最高频率 f（多为 200 或 300MHz），以求其垂直方向图。也可以利用电子设备的图形或预先由天线发射电波求垂直方向图形。该方向图形的最大电场强度所取得的曲线令人注目。

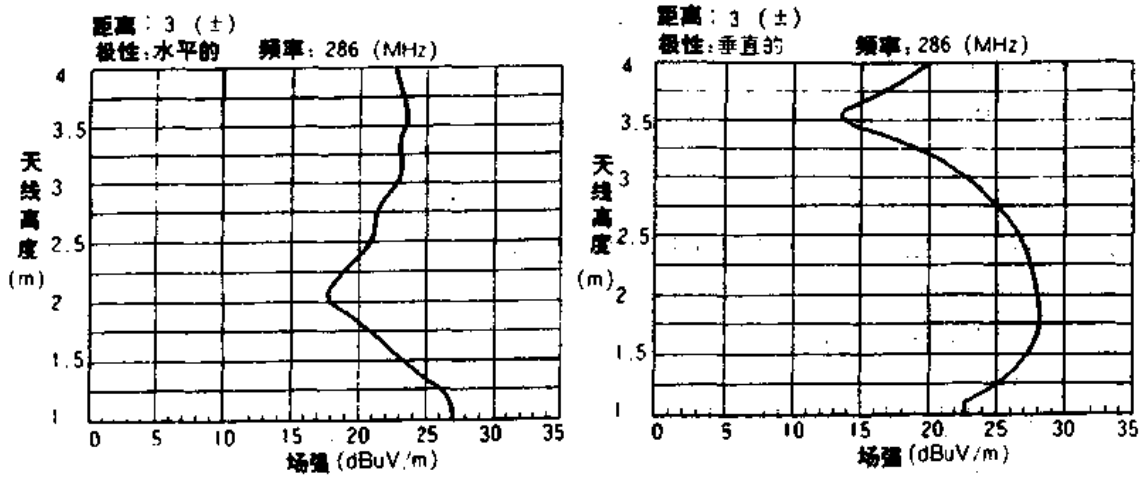


图 4-17　垂直方向测定例

图 4-18 所示是按该图形的最大值求测定误差 ΔE，并确定图形的 Y 轴（天线的移动距离）d（cm）．至少可按最大误差 ΔE 的范围，测定这种天线的移动距离。使转盘在该移动

距离 d 间转动一转即可按误差 ΔE 的范围测定电子设备的全方位。不断移动天线，转盘就一定会在 d（cm）的增大中转动一圈，测定时通常规定要读取最大值。如果采用频谱分析仪，即可根据麦克同步功能随时读取最大值。

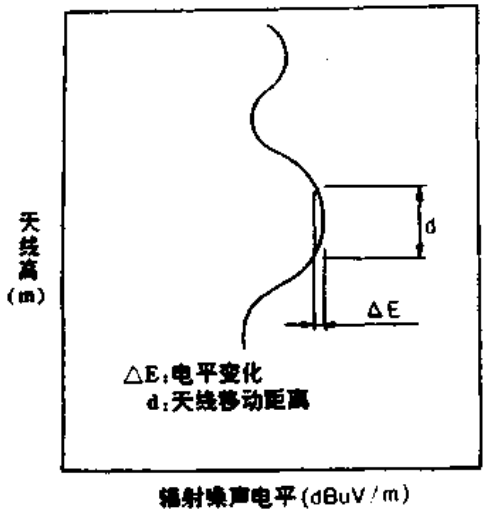


图 4-18　按垂直方向图形确定天线移动距离

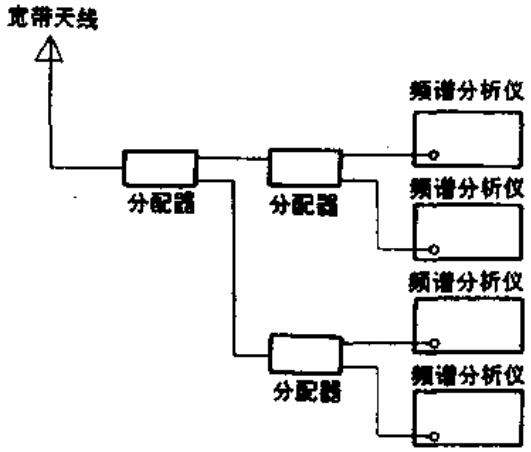


图 4-19　高速测定（使用数台频谱分析仪可缩短测定时间）

按这种方法操作，测定时不仅能缩短测定时间而且不会漏掉最大值。也有可能通过人工操作隔日读取最大值。测定时间跟计测系统的编排有关，快时在 30～300MHz 间可以以 1 偏振波 1 分钟左右的速度测定完。当然，这时要使用频谱分析仪。图 4-19 是连接使用 4 台频谱分析仪的情况。

3. 吸收箝位法

这种方法是代替电场强度测定的一种新的测定方法。已被 CISPR Pub14（日本家用电器规范）采用。

从实验测知，一般家用小型电子设备的辐射噪声是由于采用电源电缆作天线而发生的。根据这一情况，即可通过测定电源电缆发出的噪声功率推断出辐射电场强度，因而可代之以吸收箝位装置测定噪声功率。

吸收箝位法是用铁氧体管吸收电源线发出的噪声，并根据其吸收量跟噪声电流成正比的原理，用电流探针测出噪声电流而后将其作为噪声功率进行计测。在这种测定中如不能用铁氧体管完全吸收就会影响精度，所以要外加辅助箝位装置，以进一步提高精度。

这种测定方法跟使用天线在室外测定电场强度相比较，有以下优点：

（1）测定装置成本低

（2）可测定到微小电平

其缺点是：

（1）因采用测定频率的 $\lambda/4$ 点测定，要进行调整

（2）机壳长于测定频率的 $\lambda/4$ 时会跟电场强度脱离关系

具体测定方法如图 4-20 所示，只需将吸收箝位装置插入电源线测定其功率即可。

图 4-21 是吸收箝位装置的截面图，现已可用该方法在屏蔽室内计测，但会因屏蔽室反射波的影响而发生误差。

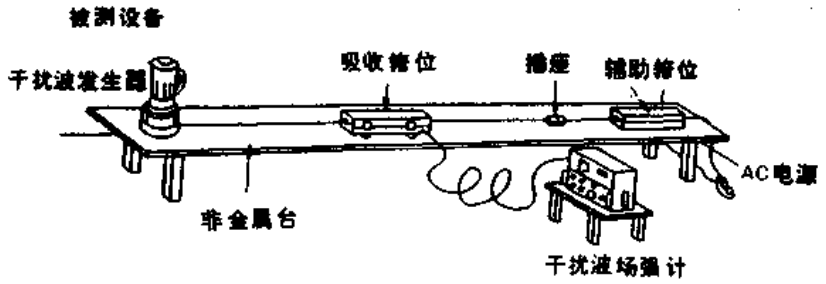
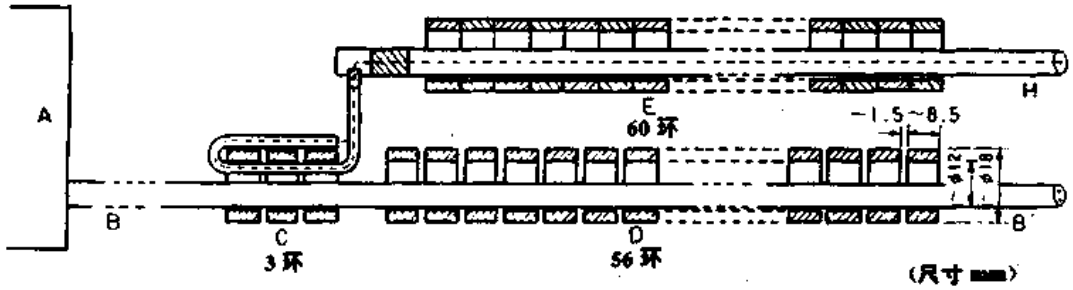


图 4-20　吸收箝位法测定配置图



断面图 A:EUT　B:电源电缆　C:电流探针
D:吸收用铁氧体环　E:阻止表面电流铁氧体环
H:同轴电缆

图 4-21　吸收箝位截面图

二、噪声抑制器件及其应用效果

电源对策主要是要解决传导噪声的问题，不过近期也越来越有必要考虑辐射噪声。其方法是减缓转换脉冲的上升时间和控制变压器等的无效振荡所导致的噪声。要采用各种元器件防止或消除这种噪声。

噪声控制的基本方法如图 4-22 所示。其中主要是滤波技术，滤波器从简单的电阻到电感、电容和放电器等都有。近来，作为一种噪声抑制元件多采用一种应用非晶磁性矩形比的扼流圈。

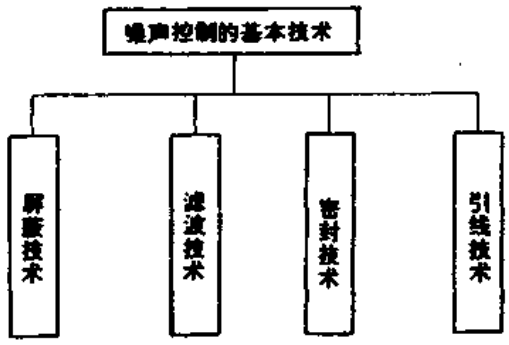


图 4-22　噪声控制的基本技术

本文主要就 EMI 控制不可缺少的 *LC* 元件，谈谈其效果和使用方法。

1. LC 元件的效果和对策

在 EMI 控制中已制定极限频率，前章已经谈到，在传导噪声和辐射噪声的两种传播路线中，应用电子元件最多的是传导噪声控制。传导噪声的频率范围最宽，为 10kHz～30MHz，使用一个元件很难使这种频带衰减，尤其像开关电源，在其基波的高频化已达到成为额定对象的频带的今天，是不容易处理的。

噪声控制的根本问题是解决噪声源本身的问题，要在全力控制噪声的发生上想办法。采用屏蔽技术和滤波技术难以阻止已经发生的噪声。像开关电源，即使我们知道脉冲本身或

上升部分发生的杂散现象是噪声源，但从电源效率观点看要通过控制其上升时间降低噪声也未必是一种好办法，这也是噪声控制问题上的一个难点。

同样的现象也存在于辐射噪声的控制上，时钟信号上升时间的杂散现象也会成为一个很大的噪声源。即使可通过控制上升时间来降低噪声，但有时会导致传输信号质量下降以及在图像信号等方面发生影响图像质量等问题。总之，噪声控制工作要在各种制约条件下进行。

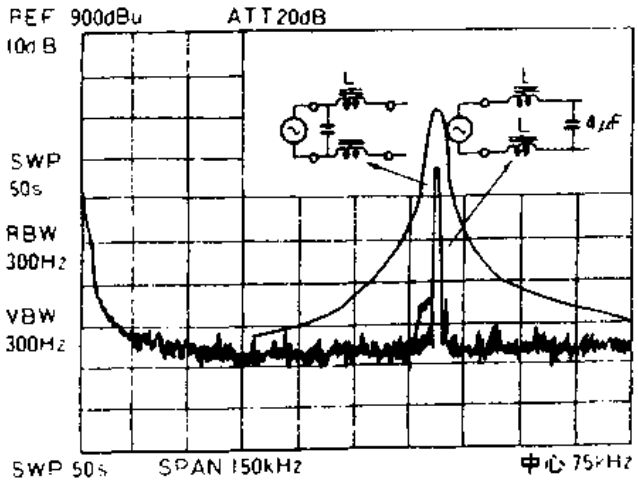
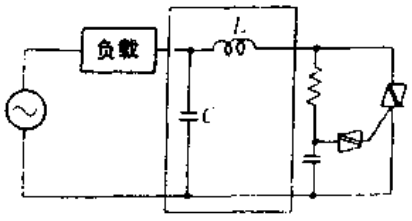


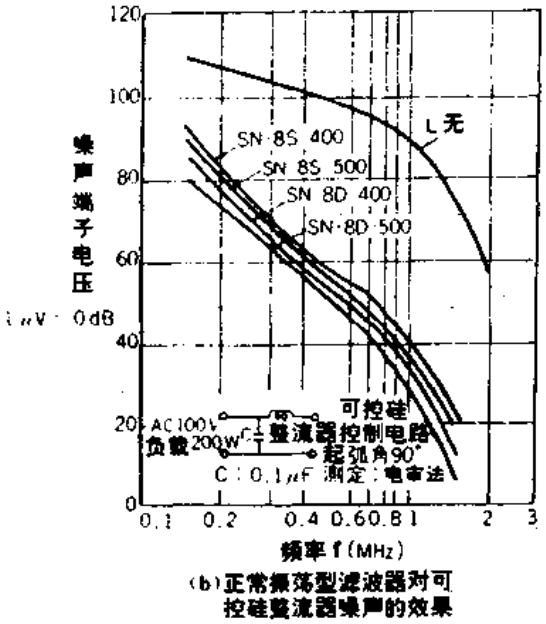
图 4-23　开关电源的传导噪声控制

传导噪声控制，基本按 10～150kHz、150kHz～10MHz、10MHz 以上三个频段考虑。10～150kHz 主要是常态噪声的控制。图 4-23 所示是这种控制之一，是一个使开关电源基频电压值衰减的例子。多可采用简单的 LC 滤波结构解决。电容器在数 μF～十几 μF 之间，可根据噪声大小进行选择。滤波器小型化的问题将随着小型大容量电容器的开发而得以实现，但电感器却步履艰难。

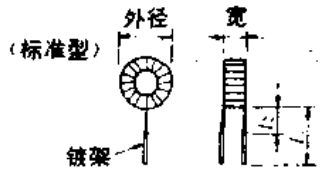
正常振荡式扼流圈是使用损耗大的 SN 线圈，图 4-24 是其一例。这种线圈原是为防止可控硅整流器噪声开发的。虽说只有将纯铁粉压缩成形的作用，但因是一种金属磁性材料，所以



(a)防可控硅整流器噪声用滤波器电路



(b)正常振荡型滤波器对可控硅整流器噪声的效果



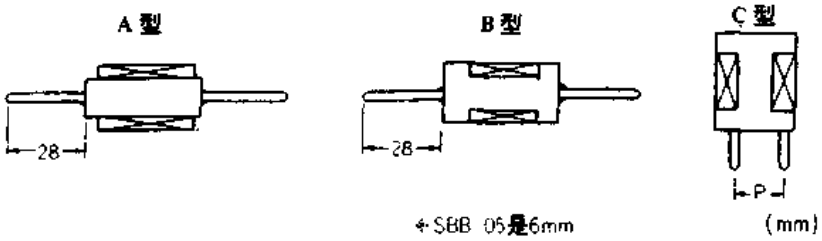
品名	加工尺寸 (mm)				线径
	外径 max	宽 max	L_1	L_2	(mmØ)
SN3-200	8.5	5.5	$20^{\pm 2}$	1.5max	0.4
SN5-300	13	7	$20^{\pm 2}$	1.5	0.55
SN5-400	13	8	$20^{\pm 2}$	1.5	0.55
SN8S-300	16	8	$20^{\pm 2}$	1.5max	0.6
SN8S-400	16	8	$20^{\pm 2}$	1.5	0.6
SN8S-500	16	9	$20^{\pm 2}$	1.5	0.6
SN8D-300	16	11	$20^{\pm 2}$	1.5max	0.6
SN8D-400	16	11	$20^{\pm 2}$	1.5	0.6
SN8D-500	17	12	$20^{\pm 2}$	1.5	0.6
SN10-300	21	11	$20^{\pm 2}$	1.5max	0.8
SN10-400	21	11	20	1.5	0.8
SN10-500	21	12	20	1.5	0.8
SN12-400	25	12	$20^{\pm 2}$	1.5max	1.0
SN12-500	26	12	20	1.5	1.0

(C) 线圈规格

图 4-24　SN 线圈的规格

饱和磁通密度高，磁场强度大，即使达到高磁场强度（50～70 奥斯特）也不会饱和，因而被用作正常振荡式扼流圈。除此之外，也还使用一种绕在棒状铁氧体上的扼流线圈。这种扼流圈电感不大，稍大于环状磁通漏泄电感器，但价格便宜，被称作 SB 线圈。图 4-25 所示是其形状和规格一览表。因绕在棒形铁氧体上，难以估算磁损，只有纯电感效应，这种线圈损耗小，自谐振 Q 值高，一超过谐振范围就很快失能。

形状尺寸



规格

型号	感应系数	直流电阻〔DC〕MAX	※加工尺寸 (mm)	额定电流	引线线径 (mm)	间距P (mm)	类型	用途
SBA01	2.9μH±20%	190mΩ	Ø4×6.5	50mA	0.5		A	
02	5.0μH±20%	160mΩ	Ø4.5×10.5	80mA	0.5		A	磁带录音机
03	8.4μH±20%	300mΩ	Ø4.5×10.5	50mA	0.5		A	VTR
04	10μH±20%	320mΩ	Ø4.5×10.5	80mA	0.5		A	汽车用电机
05	22μH±20%	660mΩ	Ø4×11.5	30mA	0.5		A	
SBB01	22μH±20%	330mΩ	Ø4.5×8	40mA	0.5		B	
02	36μH±20%	300mΩ	Ø4.5×9	40mA	0.5		B	磁带录音机
03	50μH±20%	300mΩ	Ø4.5×11.5	40mA	0.5		B	VTR
04	100μH±20%	670mΩ	Ø4.5×11.5	30mA	0.5		B	汽车用电机
05	7μH±20%	20mΩ	Ø6.4×14	1000mA	0.6		B	
06	5.0μH±20%	30mΩ	Ø6.4×20	2000mA	0.6		B	
SBC01	300μH±20%	290mΩ	Ø11.5×11	0.5A	0.4	8.6	C	
02	15μH±20%	50mΩ	Ø8.5×11	1A	0.6	5.9	C	
03	60μH±20%	150mΩ	Ø8.5×11	1A	0.4	5.8	C	
04	170μH±20%	140mΩ	Ø14.5×18	1A	0.6	10.0	C	
05	40μH±20%	70mΩ	Ø11.5×11	2A	0.6	8.5	C	
06	60μH±20%	80mΩ	Ø11.5×14	2A	0.6	9.0	C	开关电源、
07	20μH±20%	30mΩ	Ø11.5×11	3A	0.8	7.8	C	防噪声、
30	2mH±15%	4Ω	Ø10×14	200mA	0.6	10.5	C	平滑用
31	6mH±15%	5Ω	Ø12×15	250mA	0.8	7.5	C	
33	7.5μH±20%	20mΩ	Ø12×14	5A	1.0	8.0	C	
34	300μH±20%	250mΩ	Ø15×18	2A	0.6	10.0	C	
36	600μH±20%	850mΩ	Ø12×15	500mA	0.8	7.5	C	
39	1mH±20%	600mΩ	Ø15×18	700mA	0.45	10.5		

图 4-25　SB 线圈规格

为加深对高损耗线圈的理解，现以可控硅整流器噪声的防止方法为例加以说明。可控硅整流器固然会因在负载电流上升时发生的杂散现象而发生宽带噪声，但随着该上升时间

的缓和可对噪声进行控制，SN 等扼流圈正是为此设计开发的。前面已几次谈到，SN 线圈是一种损耗大的材料，但这种损耗具有降低滤波器电路的 Q 值的作用。

通常，进行相位控制的可控硅整流器是用脉冲激励门电路进行激发而致负载电流流动。一次触发的可控硅整流器即使除去栅极上的电压，可控硅仍不会转换成非导通状态。如果滤波器的 Q 值高，在负载电流的上升部分形成振铃状态并通过这种振动发生负载电流反转时，可控硅整流器就会即刻达到非导通状态并使这种状态持续到向栅极供给再触发脉冲。因此，Q 值高的滤波电路会发生振铃现象。使 Q 值减低，这种振铃现象就会随之减少而达到良好的控制。SN 线圈容易防止振铃现象的发生，就是说由于线圈的损耗大，因而可防止造成误触发的振铃现象。

我们知道，在 10kHz～150kHz 低频区应用正常振荡式可防止振铃现象的发生。但使用共模扼流圈也可获得有效处理。当然选择哪种方法，要看控制的效果和安装等问题确定。要注意在图 4-24 中是电容器对扼流圈的位置，位置不同防噪声的效果也会不同。如果电容器的位置影响效果，则必须另行选择，一般电容器为噪声源显示的效果好。

2. 150kHz 以上 10KHz 以下的控制

该频带噪声的防止问题，如果除去可控硅整流器噪声及其他一部分噪声，则主要是共模成分的噪声。防止这种噪声要采用以共模扼流圈为主的共模阻止用滤波器。这种滤波器的特点是因电容器插在导线和地线间，因而带有地线接头，该接头连接在框体的金属部分(FG：机架地线)。这样，漏电流就会通过导线和地线间的电容器流动，如人体触到其金属部分，该电流就会通过人体而有导致触电危险。另外，若从安全考虑使金属部分接地，漏电检测器即足够使用，因而容量不能太大。

电感元件为共模扼流圈，其结构是把全部电源线按相同圈数绕在一个磁芯上，通过负荷电流的往复使发生在磁芯内部的磁场相互抵消。这样，磁芯就不会发生磁饱和。也即意味着电感元件对负荷电流不起作用，共模波滤器中共模扼流圈的作用是专用于控制发生在导线和地线间的噪声。从这一意义上说，要对共模电流设计很大的感应系数。

共模扼流圈用磁性材料要采用导磁率高(3,000～12,000)且频率特性好的铁氧体。因磁性体的导磁率越高，频率特性越坏，所以大致规定了其弯曲度。在必须牺牲高频特性抑制低频区的噪声时，可增加圈数扩大磁芯体积或采用导磁率高的材料，然而越是导磁率高的磁芯就越容易发生高压脉冲饱和。所以要注意电子设备因外界噪声产生的误动作。

这种共模滤波器所使用的电感为 1～2mH，线路旁路电容器所使用的电容量为常数 3，300～4，700pF。如果原来的噪声电平很高以及需提高 150kHz 左右低频控制效果时，有的也采用约 5mH、6800pF 的组合件。图 4-26 是 450kHz～30MHz 共模滤波器的效果示例。从该例可知，噪声电平因电容器位置而异。这种现象随所用滤波器的电路结构变化。

3. 10MHz 以上频带的噪声控制

在 10MHz 以上的高频带范围里，即使传导噪声，其噪声电平对几何结构和外围设计结构的依赖性也大于滤波器电路结构和常数效应。这是因为从 10MHz 频带邻域开始，在其以上的频带里发生了耦合的缘故。这里即使提高滤波器的控制能力，但只要达到一定电平仍不改进滤波器输入输出间的屏蔽性，就会影响控制效果。所以，根本的问题是要改进滤波器的外部结构。

图 4-27 所示是改变滤波器输入输出的处理方法时和使用输入插座式滤波器并确实隔

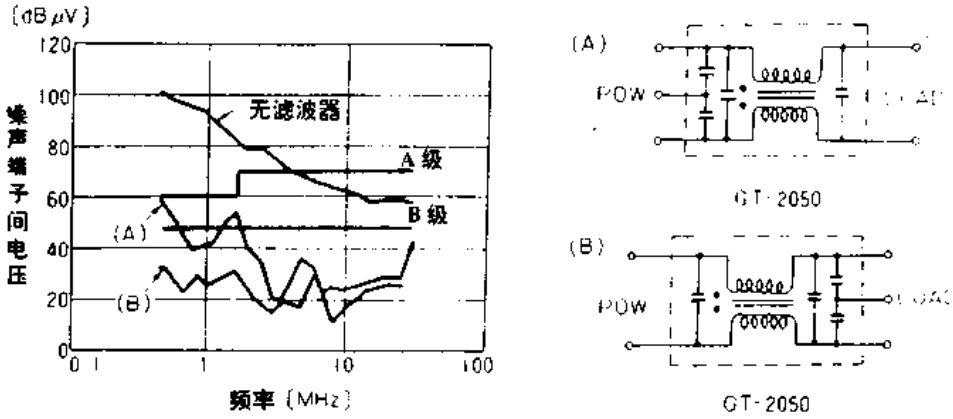


图 4-26　采用滤波器处理

离输入/输出时的噪声电平变化情况。这是一种采用同一电路常数的比较，从中可知通过电缆处理，在 10～30MHz 频带范围内约会产生 20dB 以上的差异。此外，即使未必是滤波器邻域，打印机和软盘等的 I/O 电缆也会直接受电源电缆感应而作为一种电源噪声加以观测（图 4-28）。这时，噪声也会以使滤波器分流的形式进行传播，而跟滤波器性能完全无关。为了控制从这种特殊的传播线路侵入的传导噪声，可采用以屏蔽电缆处理 I/O 电缆的发射源的办法。然而，即使在这种情况下，也会因屏蔽电缆端末处理欠妥以及噪声电流作为表面电流流入遮蔽的 I/O 电缆编线组等因素而不能获得理想的屏蔽性能。

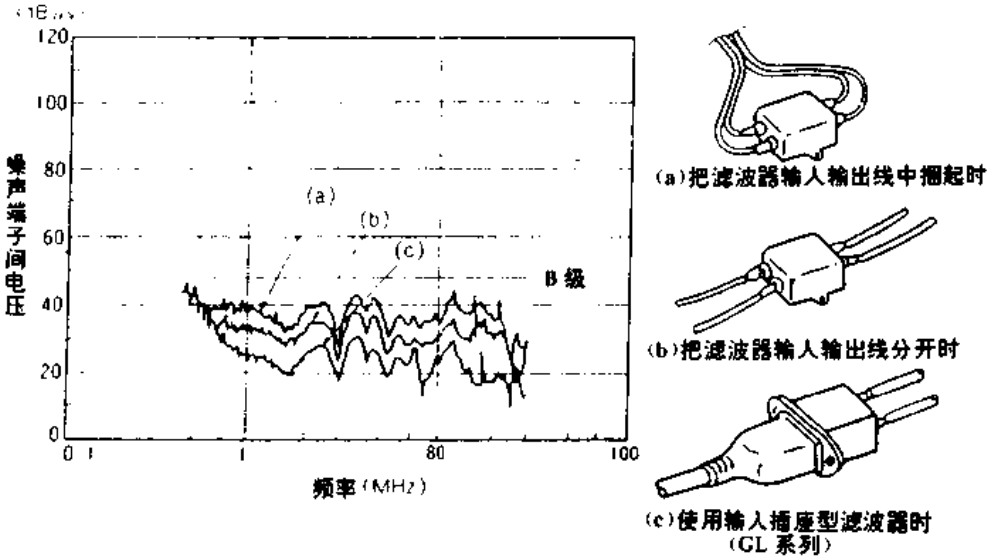


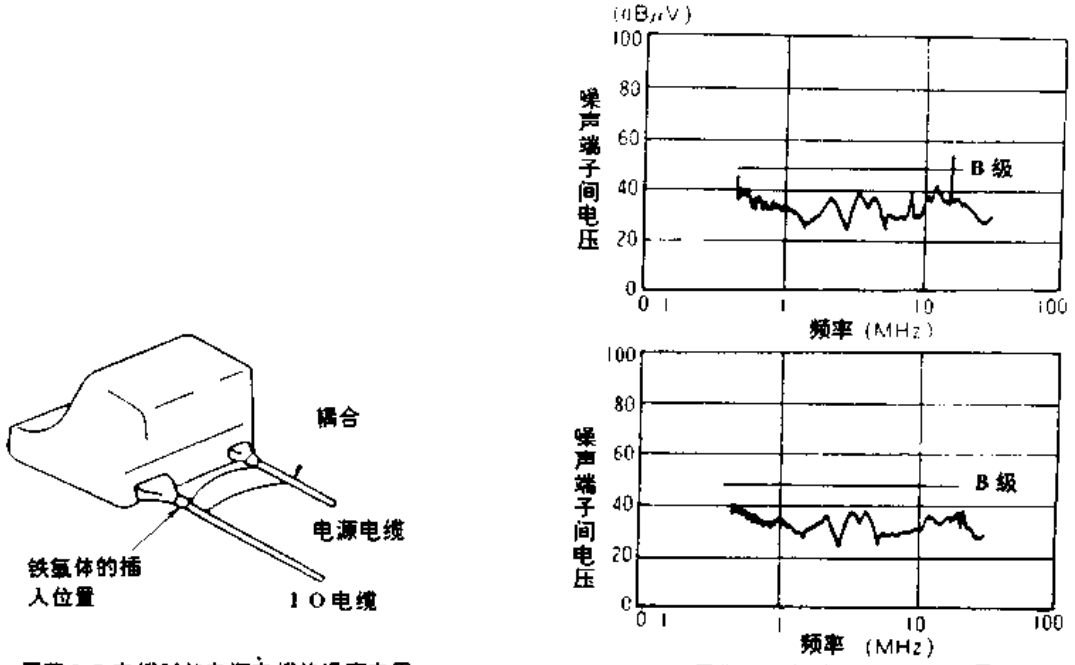
图 4-27　滤波器效应

这种现象通过向屏蔽 I/O 电缆插入铁氧体，可大幅度减轻。同样，30MHz 以上的辐射电磁场的电平也可减轻。近来已开发出封有高频特性好的铁氧体的屏蔽电缆和连接件。

4. 防噪声用磁性材料和特性

先简单谈谈防噪声用磁性材料的不同特性问题。

图 4-29 所示是用于一般简正模扼流圈的 SN 线圈用磁芯（SN 粉末）和用于共模扼流圈的铁氧体磁芯的导磁率的频率特性差异。简正模磁性如前所述，其通往线圈的电流虽会发



(a)屏蔽 I O 电线时的电源电线的噪声电平

(b)屏蔽 I/O 电线且连接部不使用铁氧体时的电源电线的噪声电平

图 1-28 I/O 电线的影响与解决方法

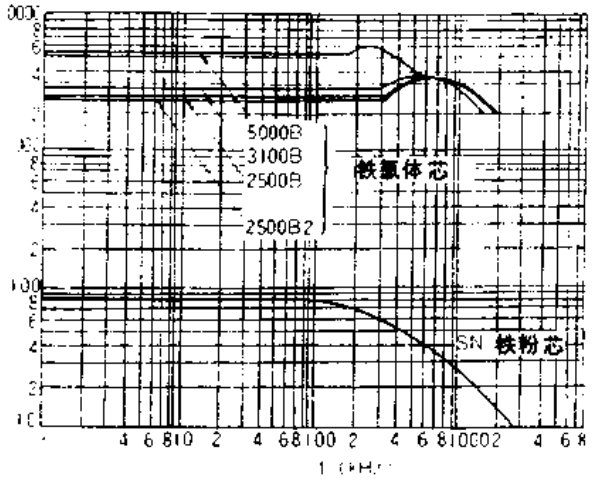


图 1-29 铁氧体心和铁粉心的导磁率

生磁通现象，但几乎全部流量都会流入磁性材料。

磁性材料如图 4-30 所示，虽会因不同种类而呈现出各种 B-H 曲线，但都会发生饱和现象，磁性材料一旦饱和就会失去性能，所以必须在不饱和状态中使用。

为防止磁性材料饱和，可给磁路以大磁阻，使一部分磁性体留有间隙，以空气层作电阻。此外，也要使用不易饱和的材料。从磁性材料的分类看，金属磁性材料不易饱和，铁氧体材料容易饱和。但金属性材料的导磁率虽高，却因固有电阻小而致频率特性很差。铁氧体磁芯的固有阻抗高，具有很好的频率特性。金属磁性材料的频率特性差是因磁通而致流入材料内的涡流造成的。

为使导磁率的特性保持到高频，就要考虑不使产生涡流的问题。这方面很早就已采用使金属粉末表面绝缘并挤压成形的方法，以通过使金属粒子绝缘达到抑制涡流的目的。这种材料叫做压粉磁性材料，具有金属磁性的高饱和磁通密度并改进了频率特性，将作为一种简正模用扼流圈得到广泛应用。但加工成粉末，粉末粒子间会产生间隙而导致磁阻增大，并会使导磁率较原材料大幅度下降，以至数十～数百。

铁氧体磁性材料既不受涡流影响，也能使导磁率特性保持到高频。除了微弱磁场就能饱和的缺点外，具有许多优点。共模扼流圈通过线圈处理可消除电源电流的影响，且不会

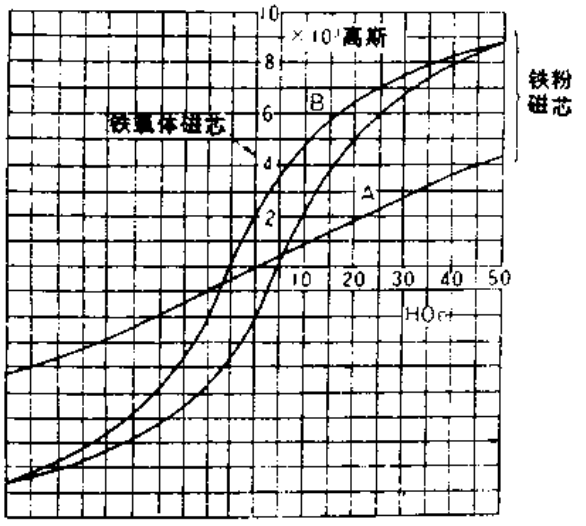


图 4-30　铁氧体磁芯和铁粉磁芯的 B-H 曲线

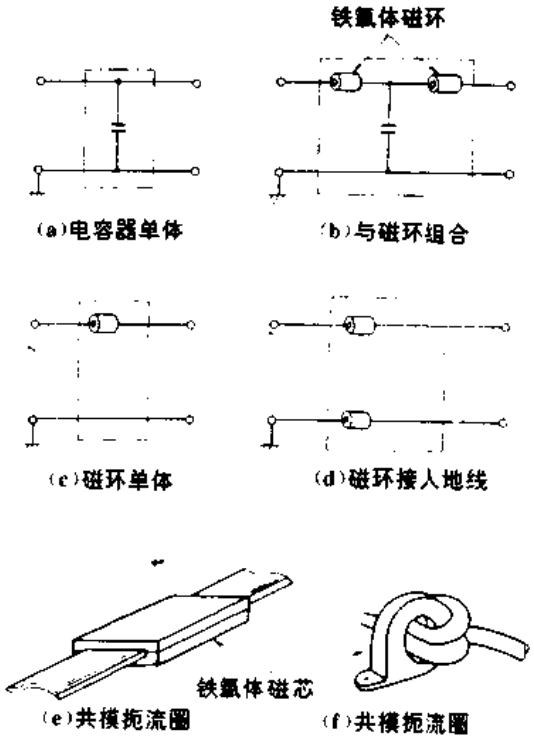


图 4-31　防辐射噪声的部件

在磁性体内发生磁通，因而不必担心磁饱和问题，只需注意由噪声产生的流动电流造成的饱和即可。

在高频区的噪声防止问题上因形成高阻抗而以小的电感值收到了成效。阻抗增大，电流就自然不会流入线圈，因而也就无需担心饱和的问题。尤其是电子装置发生的噪声，其频率成分本来就处于高频区，特别是共模成分只产生高频成分。从这些条件看，铁氧体磁性材料作为一种共模扼流圈用磁性材料具有很好的适用性，所以得到广泛应用。

5. 辐射噪声控制

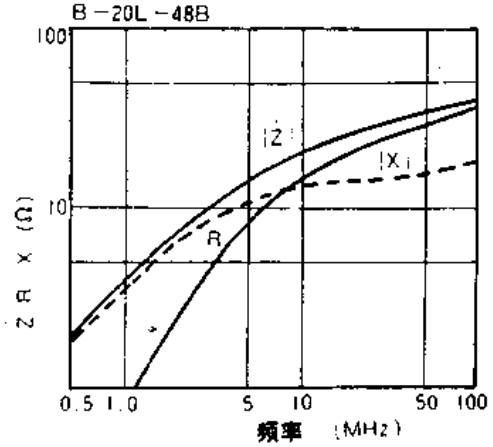
防止辐射噪声的基本方法有几种，其中多采用滤波器（电感器或电容器及其组合件）处理法。图 4-31 所示是滤波器的几个应用例子。电感器或电容器单体用于控制随上升时间发生的杂散噪声。与电容器单体相比，一般多使用电感器或铁氧体磁环的组合件。如按电容器单体使用，反而会跟电路系统的电感发生谐振促使噪声的发生。即使采用电感器，也不是用绕线方式，而只是采用一种使导线穿过磁性材料的磁环方式。该磁环作为一种阻抗部分发挥作用比作为一种电感发挥作用更大，且具有能使谐振的 Q 值减低的效应。这种效应同散杂噪声控制一样，是通过减低电路系统的 Q 值控制特别谐振，以使工作稳定，是一种噪声控制的基本方法。如果能通过减低电路系统的 Q 值抑制无效振荡的发生，则噪声辐射量也会随之降低。

对一次发生的噪声成分要以电路板的信号电缆作天线将其发射到空间。把采用铁氧体的共模扼流圈插入信号电缆可很容易防止这种放射成分。当然通过屏蔽电缆也能达到同样的效果。但给电缆以屏蔽时，大地和屏蔽间会发生噪声电压，而使屏蔽电缆本身也会形成一种天线。这时，为抑制流向屏蔽的噪声电流，也可采用插入铁氧体磁环降低天线效应的方法。

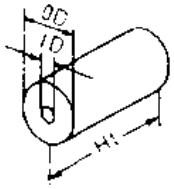
图 4-32 所示是经常使用的铁氧体磁环的规格和特点。图 4-33 是信号电路的输入输出用电路板安装式共模扼流圈的规格示例和特性。这些元件可直接安装在电路板上，在电路上预先采取控制，即可顺利进行噪声处理。此外，虽然已对信号电缆加以屏蔽，但噪声通过流向屏蔽表面的表面电流会因天线效应而辐射，为抑制该屏蔽表面的电流，使用了装有铁氧体磁芯的连接器，其例如图 4-34、图 4-35。

型号规格

型号	稳定电流的最大值 (A)	备　考
B-20F-28	0.5	电感性磁环
B-20F-38	0.8	
B-20F-46	0.8	
B-20F-57	0.8	
B-20L-44	0.8	电阻性磁环
B-20L-48B	0.8	
B-20L-25	0.4	

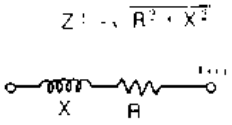


形状・尺寸



〔mm〕

型号	OD	ID	Ht
B-20F-28	2.8	1.3	3.0
B-20F-38	3.8	1.5	4.3
B-20F-46	4.6	1.5	4.3
B-20F-57	5.7	1.5	8.0
B-20L-44	4.4	1.6	7.0
B-20L-48B	4.8	2.4	4.8
B-20L-25	2.5	1.0	1.2



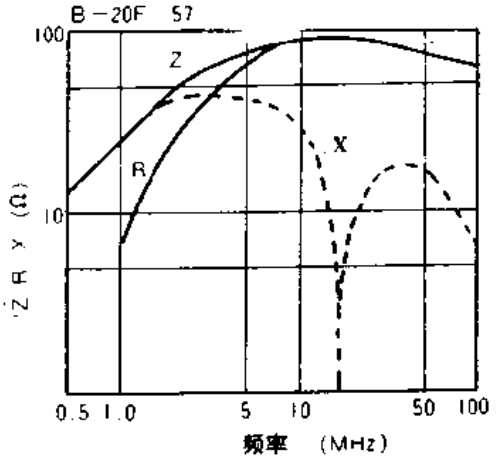


图 4-32　铁氧体磁环的规格和阻抗特性

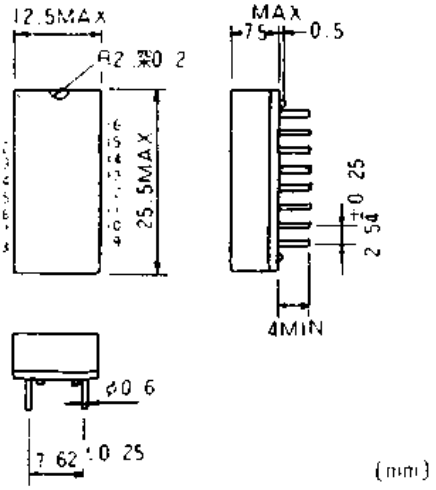
型号・规格

型号	电路结构	端子数/电路数	额定电压	额定电流	用途	特性
D-03C	1 16 2 15	16P 8 电路共模	50V	100mA	① ③	标准
D-03C1						高阻抗
D-05N	1 16 2 15	16P 8 电路简正模	100V	100mA	② ③	标准

电气性能

型号	试验电压（V）DC1 分钟·端子间	绝缘电阻（MΩ）DC100V·端子间	使用温度范围（℃）
DC 03C	200V	≧10	−20～+75
C 05N	200V	≧10	−20～+75

形状·尺寸



阻抗特性

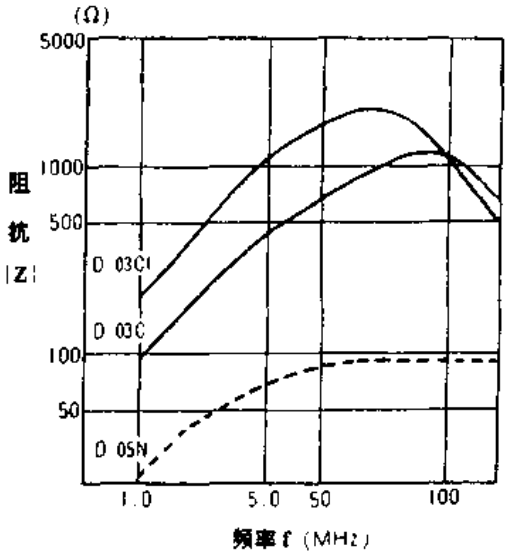


图 4-33 电路板用 DIP 共模扼流圈的规格和特性

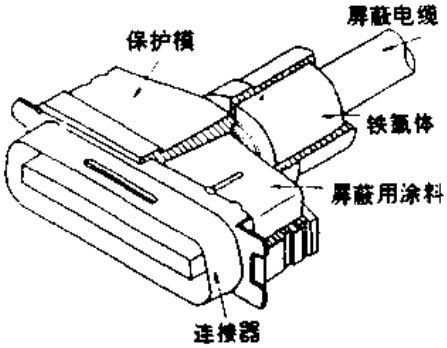


图 4-34 插入铁氧体的屏蔽电缆

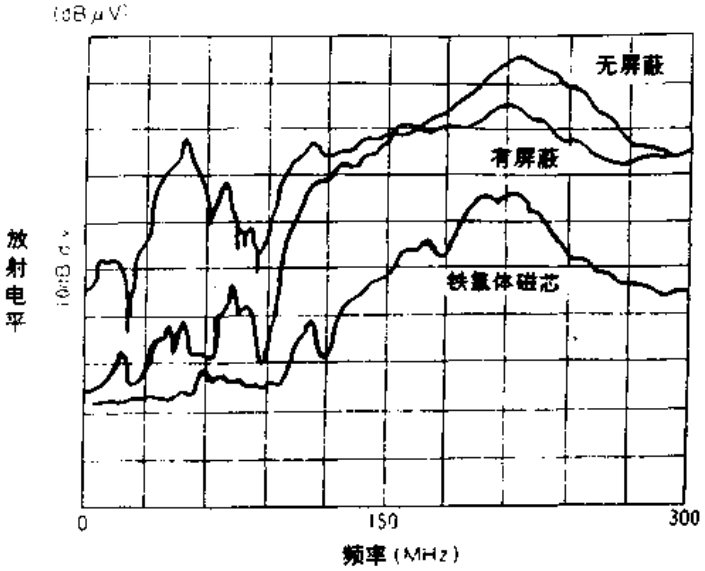


图 4-35 插有铁氧体磁芯的屏蔽电缆效应

6. 高频开关电源的噪声控制

近年来，日本、欧美等一些国家和地区在开关电源高频化研究开发方面进展很快，如 10MHz 50W 和 1MHz 76W 的开发例子都已有报导。然而，由于存在着 FCC、VDE 等噪声指标等问题，一般产品的高频化普及问题一时还难以解决。尤其是在 450kHz 以上，噪声标准很严，是产品化的一道难关。现就 5V、20A 规格的单管正向变换器，谈谈其高频化（开关频率为 200kHz 和 500kHz）的降噪问题。

图 4-36 是该变换器的电路图，试制 200kHz 和 500kHz 都采用相同的基片。500kHz 时

改变了变压器、扼流圈和一部分电路常数。通常采用 L_1 和 C_1～C_6，可有效降低共态噪声。

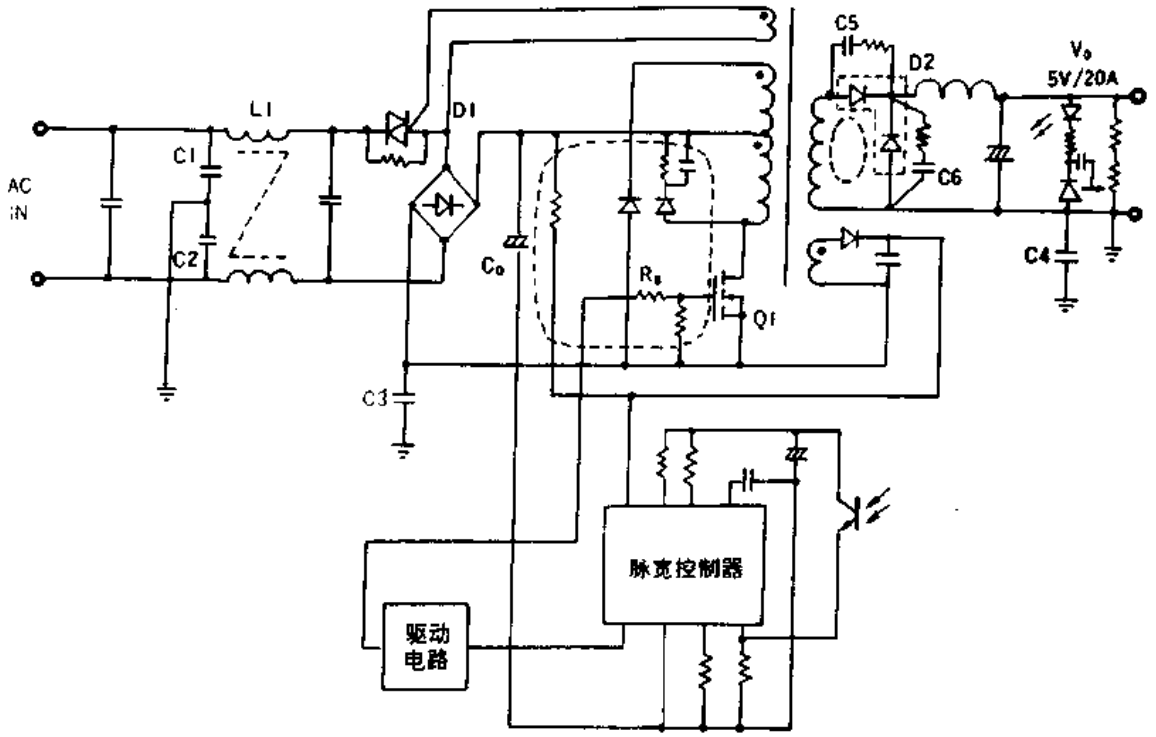


图 4-36　试制电路图

在安装上要降低噪声，一般认为要尽量缩小图 4-36 中 Q_1 和 D_1 构成的封闭系统（虚线部分）。但实际效果如何，却少有报导。因此，设计中采用了对不考虑噪声发生部分的封闭系统和尽量缩小封闭系统噪声加以对比的方式（图 4-37a、b）。其结果如图 4-38、图 4-39 所示。很明显，缩小封闭系统设计时，其在 5～30MHz 附近的噪声降低效果大，约减少了 10～20dB。

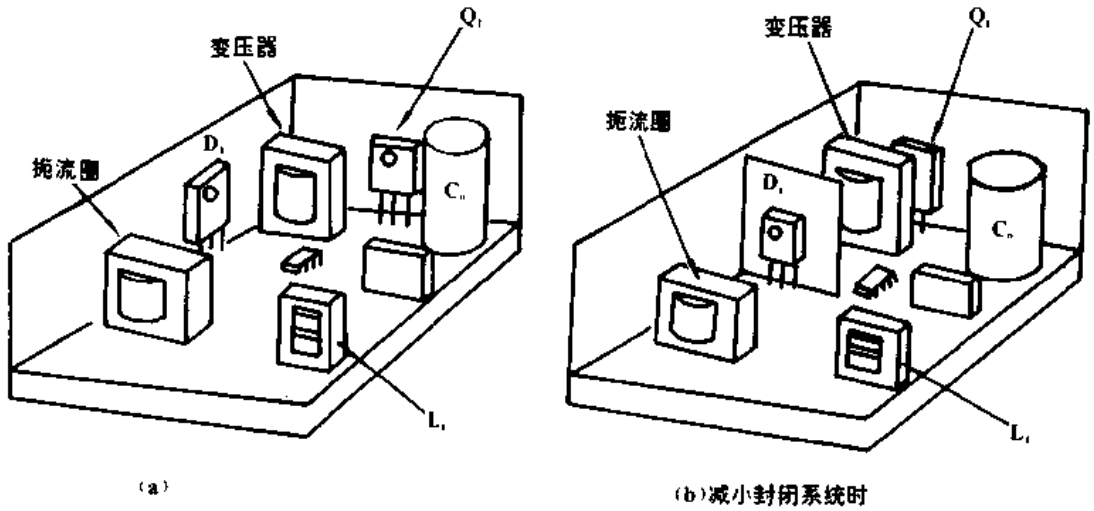


图 4-37　安装图

图 4-40 是 500kHz 例子，从中可以看出，在这种情况下，即使减小封闭系统，噪声也

很大，且增加了高通噪声（也有一种说法，认为直到 100MHz 都会发生噪声）。而且即使 200kHz 时，要进一步降低噪声，单靠常数问题的解决也很困难。

看来，还是按规定的传导噪声测试系统，将静噪滤波器插入尽可能离模拟电源网络近的部位效果好。为此，采用了带静噪滤波器的 AC 电缆作电源软线。这时的噪声减低情况如图 4-41。从中可知大幅度降低了噪声。因此，可以说装配有静噪滤波器的带壁插座对降低噪声很有效。

三、噪声标准——FCC、VDE、CISPR

电磁干扰波的规定标准逐年严格，尤其对测定法进行了许多限制，以尽可能提高测定的再现性。这样，在测定问题上也就变得较以前复杂和困难。加拿大是按 FCC 标准测定。但就测定距离看，3m 法和 30m 法在各方面都存在一定问题，因而目前研究统一采用 10m 法。

1. FCC 计算机设备的标准

FCC 标准已经大幅度修改，标准值没变，测定方法有变动，比以前更为复杂。

（1）适用设备

使用开关电源等零部件的计算设备按用途或使用地区可分为 A、B 两级。A 级用于商业、工业或商用环境。B 级主要是商用、办公用或工业环境中使用。

（2）传导噪声的极限值

FCC 标准在测定问题上虽没明确区分宽带噪声和窄带噪声，但当测定值超过极限值时，可用 9kHz 最小通带宽的平均值指示计进行测定。如果按该测定获得的值明显小于（约 6dB 以上）用准峰值指示计获得的值，则可视其干扰波为宽带噪声，并可使之从极限值衰减，图 4-42 所示是极限值示例。

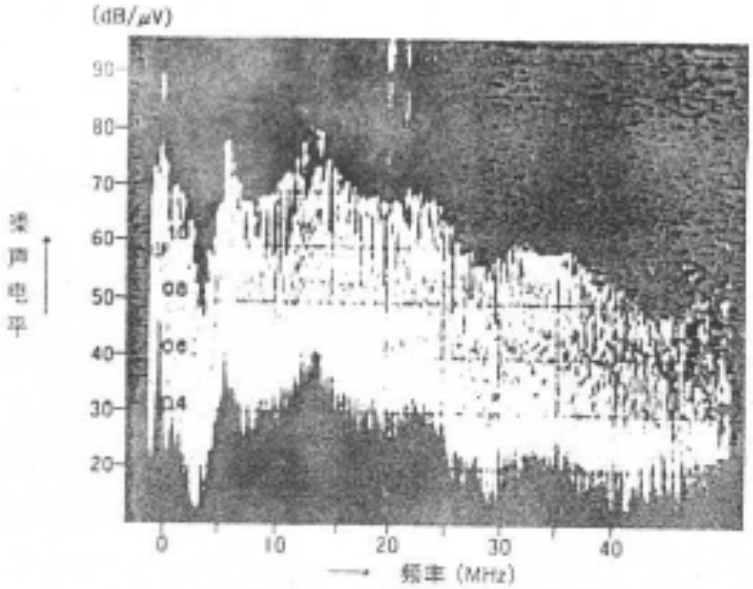


图 4-38 200kHz PSU 的噪声

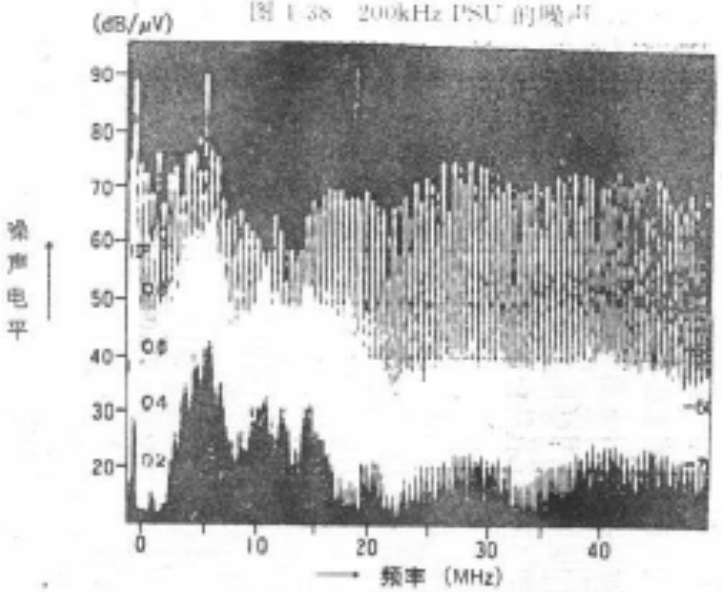


图 4-40 500kHz PSU 的噪声

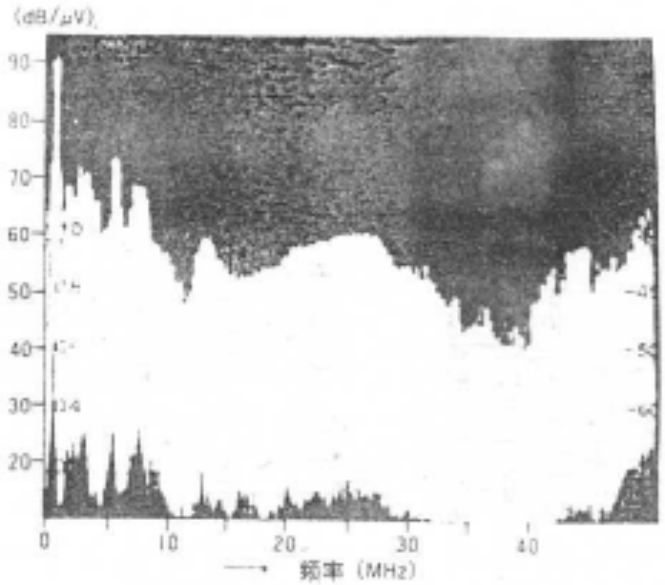


图 4-39 减小封闭系统时

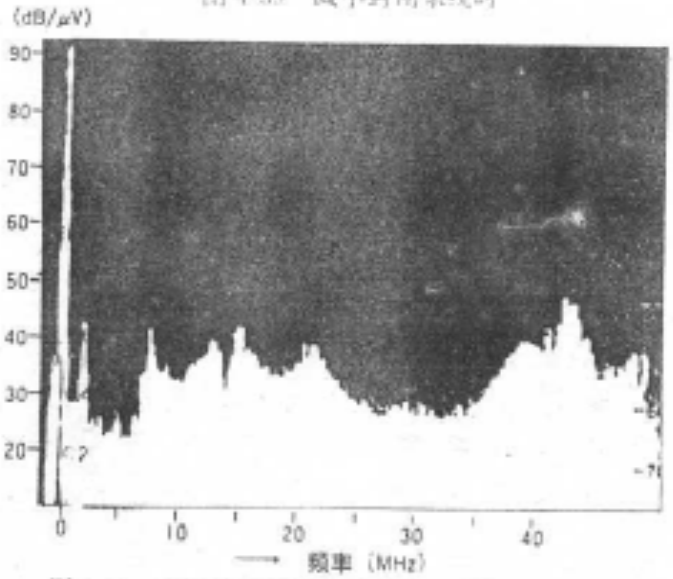


图 4-41 采用带静噪滤波器的 AC 电缆时 (200kHz)

（3）干扰电场强度

B 级按测距 3m，A 级按测距 3～30m 进行任意测定后，用下式进行换算。

$$E_{30}=E_d\times\left(\frac{d}{30}\right)$$

其中 E_{30}：测距 30（m）时的电场强度；

E_d：测距 d（m）时的电场强度；

d：测距（m）

如果测距为 3m，电场强度计的读取值为 150μV/m，则 30m 的测距时即

$$E_{30}=150\times\frac{3}{30}=15\mu V/m$$

该变换式采用了电场强度跟距离成正比直线衰减的远场方案。在采用 3m 法或大系统的情况下未必成正比。这是一种问题较多的变换式，不过目前仍广泛采用。图 4-43 为电场强度的极限法，标准上的测定距离是 A 级 30m、B 级 3m。

（a）A 级极限值

频率范围（MHz）	极限值（μV）
0.45～1.6	1000
1.6～30	3000

（b）B 级极限值

频率范围（MHz）	极限值（μV）
0.45～30	250

（a）A 级极限值

频率范围（MHz）	测定距离（m）	极限值（μV/m）
30～88	33	30
88～216	30	50
216～1000	30	70

（b）B 级极限值

频率范围（MHz）	测定距离（m）	极限值（μV/m）
30～80	3	100
88～216	3	150
216～1000	3	200

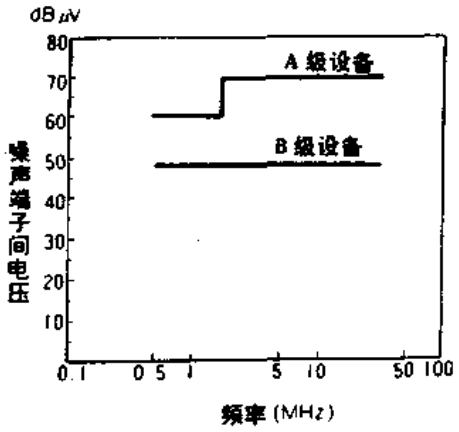


图 4-42 传导噪声的极限值

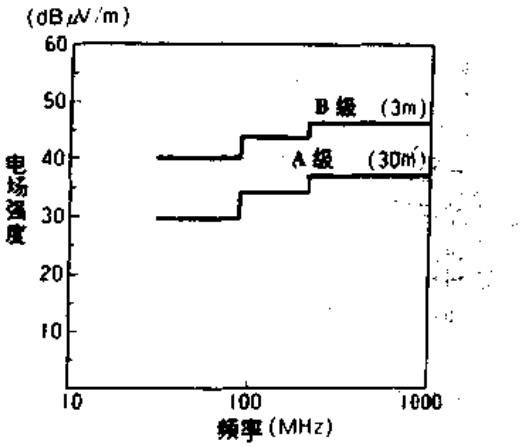


图 4-43 辐射噪声的极限值

图 4-44 是传导噪声的测定分布图，该图跟过去的不同点是把被试验设备的距离改为 40cm～80cm。而且电源电缆的处理方法也有改变，适配器采用了绕在两根方形物上的方法。跟过去在被试验设备和适配器的中间按 40cm 宽捆束不同，而今这一部分已取消，采用了直接绕在适配器上的方法。

测定辐射噪声时，要将被试设备放置台的尺寸控制在 1m×1.5m。此外，还作了用各频率寻找信号电缆最大值等若干变动（图 4-45）。

2. VDE-0871

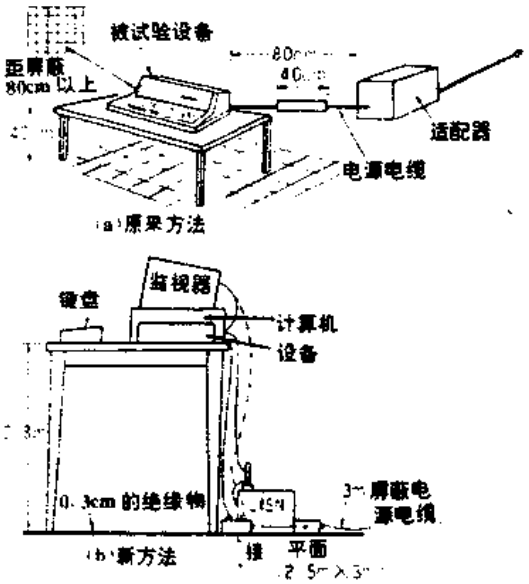


图 4-44 传导噪声的分布

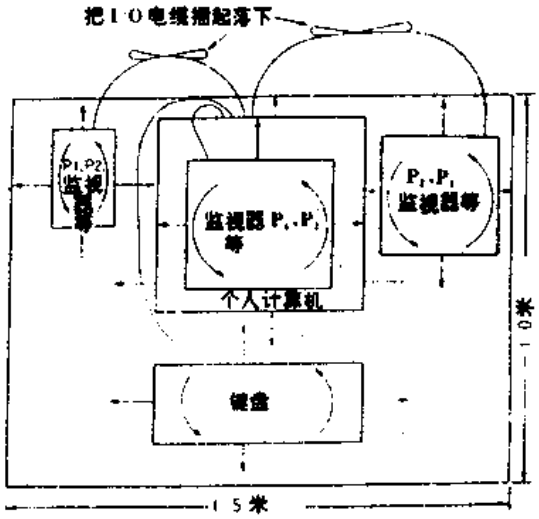


图 4-45 辐射噪声的测定分布

这是西德 LISM 设备标准，计算设备也包括在该标准里。

(1) 适用设备

对发生 10kHz 杂散频率或频率列的电气设备，除无线通信用以外，都可适用。这些设备可分 3 级，在使用面上都给以一定限制。

①A 级极限值：开始使用时，要进行单机认可，前提是机型试验。

②B 级极限值：按一般认可条款进行确定，不需单机认可。

③C 级极限值：要经常进行单机认可，在使用地通过单机试验验证极限值。

该标准的适用设备范围与 FCC 以计算设备为对象不同，专以发生 10kHz 以上频率的设备为对象，所以也适用于只进行开关的设备。

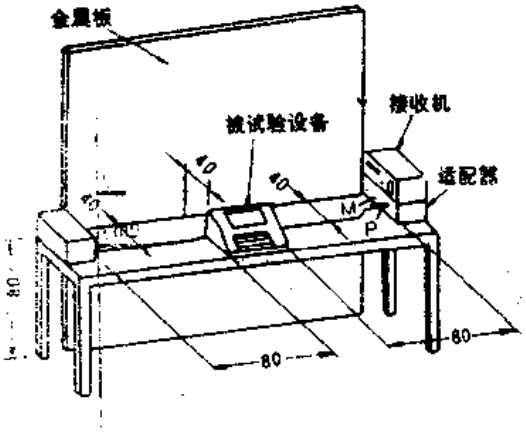


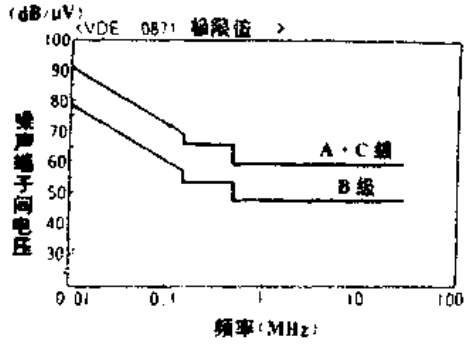
图 4-46 VDE 的传导噪声测定排列图

(2) 传导噪声的极限值

被试设备与 LISN 距离 80cm．其间的电缆要在中间按 40cm 宽成束，其测定排列情况如图 4-46。在侧面放置了 40cm 的接地平面。图 4-47 所示是其极限值。

(3) 放射噪声的极限值

对干扰电场强度的测定．在 10kHz～30MHz 范围内，不管采用由 1m 以内的环形天线进行的磁场测定还是采用棒形天线的电场测定，都要取值大的为宜。如果在测定频率为 1 个波长以内设置天线，磁场或电场总有一方会处于优势。如果距离更长（1 个波长以上），在双方都没差异的 30MHz 以上，就大致与 FCC 测定相同。测定结果用 μV/m 表示。图 4-48 和表 4-1 分别表示出其极限值。



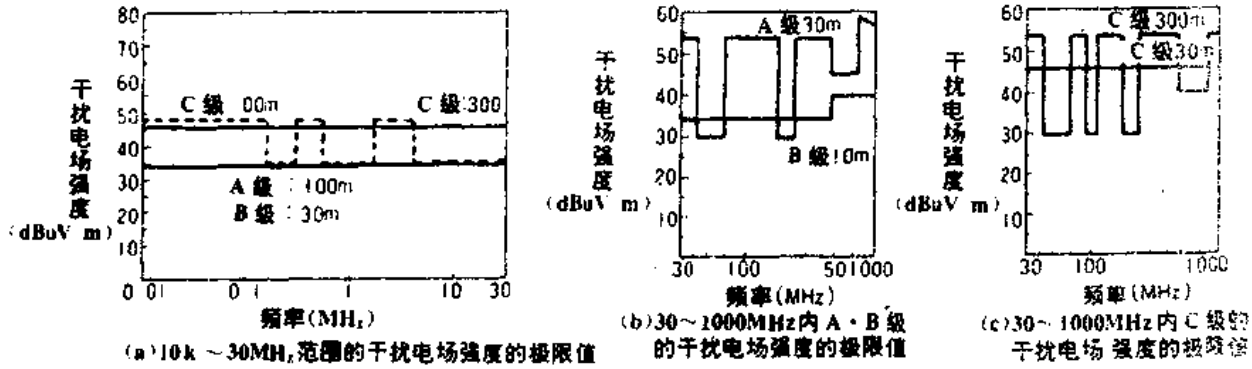
A、C 级的噪声端子间电压的极限值

频率范围 (MHz)	极限值 (dBμV)
0.01～0.15	91 69 5（直线、减少）
0.15～0.5	66
0.5～30	60

B 级噪声端子间电压的极限值

频率范围 (MHz)	极限值 (dBμV)
0.01～0.15	79～57.5（直线、减少）
0.15～0.5	54
0.5～30	48

图 4-47　VDE-0871 传导噪声的极限值



(a)10k～30MHz范围的干扰电场强度的极限值　(b)30～1000MHz内A·B级的干扰电场强度的极限值　(c)30～1000MHz内C级的干扰电场强度的极限值

图 4-48　辐射噪声的极限值

但也存在实测有困难的波段，已进行了部分修订。首先是 B 级 30m 法的极限值已改为 3m 法的极限值。该极限值的图表如图 4-49 (b)。可由此进行大致测定。A 级 100m 的极限值还只是个建议，30m 的极限值已提了出来 [图 4-49 (a)]，该极限值至今也不确切。也有一种看法认为可通过 10m、30m 的测定值的外推法求 100m 的极限值。但不管怎样，用 30m 法测定磁场强度很困难。

对电场强度，要使用同步偶极天线，通过上下调整测定最大值，与 FCC 一样，也必须测定水平和垂直偏振波的最大值。

当测定点周围的噪声很多，不可能按指定距离测定时，要把天线移到可测定的距离，由发射天线在没有噪声的测定点发射电波并在如前测定的相同距离摆好接收天线，将发生器输出调整到同一电平，这样即可采用在已知距离测定电场强度的置换法。

3. CISPR 标准

CISPR（国际无线电专门委员会）是 IEC 的一个下属组织，由主要先进国家参加，从事有关无线电故障的测定和极限值的制定，该组织下设若干小组。各小组研究的内容经各国审议并投票通过后方可以公报形式推广。目前虽说各国都按该决定制定本国标准，但根据各自的情况也未必统一。

（1）Publication 14 和电气通信技术审议会报告

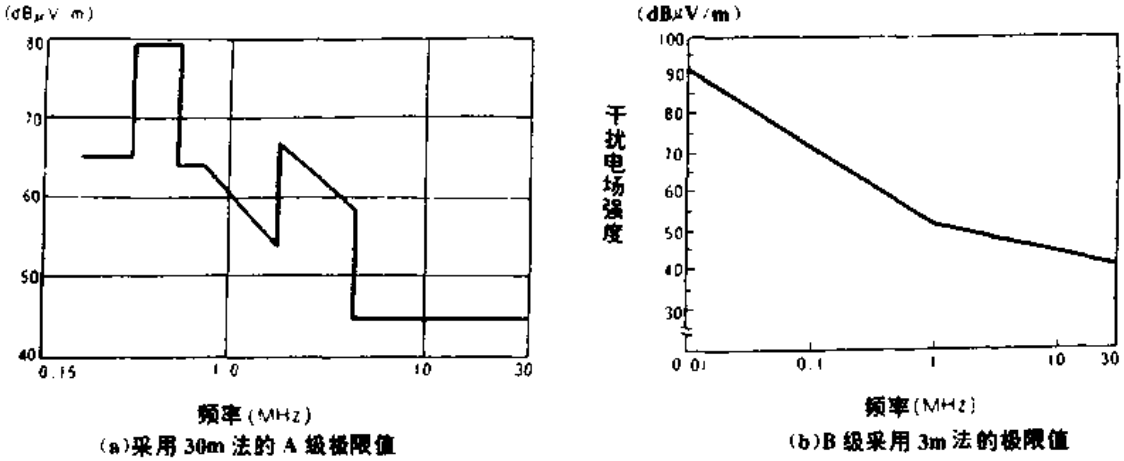


图 4-49　改进后的极限值

Pub 14 是确定“家用电器、小型电器、拟电气装置极限值”的一种出版物。在日本由电气通信技术审议会申报成为电器用品管理的标准原件。该标准的特点是：

①以干扰功率取代了辐射电场强度。

②给噪声干扰下了定义。

尤其对干扰功率的测定采用了吸收箝位装置，可在屏蔽室内测定，不同于过去采用基准源通过天线进行接收测定的方法。

各极限值见表 4-2、表 4-3。

日本在电气通信技术审议会的申报中，作为申报后五年内的修订意见，对极限值采取了宽限措施，其内容如下：

●在受电源端子（传导噪声）等端子感应的高频电压容许值内，容许值设计指标暂定为 150kHz～526.5kHz。

●对由电源线发射的高频功率容许值（30～300MHz），暂定不限频率，可宽限到以下值：

●对家用电气设备和类似发生干扰波的设备为 55dB（pW）

●便携用电导工具

额定电耗：700W 以下的 55dB（pW）

700W 以上 1000W 以下的 59dB（pW）

1000W 以上 2000W 以下的 65dB（pW）

该报告已作为一种电气用品管理法于 1987 年 9 月由日本官方公布生效。

表 4-1　辐射噪声的极限值

（A、B 级干扰电场强度的极限值）

频率范围 (MHz)	A 级极限值		B 级极限值	
	30mμV/m	10mμV/m	10mμV/m	30mμV/m
0.01～0.15		50		50
0.15～0.285		50		50
0.285～0.495		50		50
0.49～1.605		50		50
1.605～3.95		50		50
3.95～30		50		50
30～41	500		50	
41～68	30		50	
68～174	500		50	
174～230	30		50	
230～470	500		50	
470～760	180		100	
760～1000	900～700 直线		100	

（C 级干扰电场强度的极限值）

频率范围 (MHz)	C 级限度值		
	于操作地测定的干扰电场强度		
	距有关操作室或工业区边界的距离		距设备的距离
	30m	100m	300m
0.10～0.15		250	200
0.15～0.285		50	200
0.285～0.49		250	200
0.49～1.605		50	200
1.605～3.95		250	200
3.95～30		50	200
30～41	500		200
41～68	30		200
68～87	500		200
87～107.828	30		200
107.828～174	500		200
174～230	30		200
230～470	500		200
470～790	100		200
790～1000	500		200

表 4-2　对电源箝端子产生感应的高频电压的容许值

频带	家用电器及发生类似干扰波的设备	内装半导体元件的控制装置		
		电源端子	负载端子	辅助端子
MHz	dB（μV）	dB（μV）	dB（μV）	dB（μV）
0.15～0.50	66～56	66～56	80	80
0.50～5	56	56	74	74
5～30	60	60	74	74

＊容许值随频率的对数值呈直线减少

频带	携带用电动工具		
	电动机的额定电耗＊＊		
	700W 以下	700W 以上 1000W 以下	1000W 以上 2000W 以下
MHz	dB（μV）	dB（μV）	dB（μV）
0.15～0.35	66～59＊	70～63＊	76～69＊
0.35～5	59	63	69
5～30	64	68	74

＊＊容许值随频率的对数值一起呈直线减少。

＊＊加热装置的电耗除外。

表 4-3　电源线发射的高频功率容许值

频带	家用电器及发生类似干扰波的设备	携带用电动工具		
		额定电耗　＊　＊		
		700W 以下	700W 以上 1000W 以下	1000W 以上 2000W 以下
MHz	dB（pW）	dB（pW）	dB（pW）	dB（pW）
30～300	45～55＊	45～55＊	49～59＊	55～65＊

＊＊容许量随频率呈直线增加

＊＊加热装置的电耗除外

第五章　最新开关电源应用设计实例

一、大型彩色电视机

1. 采用SW频率控制式电流谐振变换电路的开关电源

近年来，电视机不断向大型、图像高质量及大音响输出发展，由开关电源供给的负载功率也随之不断增大，现已达200W以上。例如作为大型彩色TV用开关电源，日本索尼公司开发并已达到实用化的正交铁氧体变压器频率控制式电流谐振型变换电路，其中型（156W）和大型（240W）在小型、轻量、高效、低噪声、低成本等方面都已达到标准化要求。这种可供给200W以上负载功率的开关电源要具备以下条件：

- 高可靠性。即使发生异常，也能保障安全。
- 要确保随负载变化扩大的大范围控制及音响输出发生变化时画面的稳定性。
- 噪声干扰少，以符合各进口国的安全标准，达到AC线噪声级和无用辐射噪声级。
- 原材料费（元/W）和占有体积保持一定，不受负载增大的影响。

索尼公司通过控制正交铁氧体变压器，已使一种符合以上条件的由谐振型变换电路构成的开关电源达到实用化，并分别从1980年、1984年和1986年采用了电压谐振式开关电源（X-Y电源）、电源谐振电感控制式开关电源（Y-Z电源）和电流谐振频率控制式开关电源（Z电源）装配到单枪三束彩色TV、监视器、投影仪及大画面电视机上。以下主要介绍一下具有最大负载功率240W的大型Z电源的技术问题。

由谐振式变换电路构成稳压电源时，要使工作频率随负载和输入电压变化，并要求有很大的频率变化范围。这方面包括其控制电路和成本在内，离实用化都还需要一定时间。

（1）原理

图5-1所示是索尼公司开发的正交铁氧体可饱和电抗变压器(PRT)构成的频率控制式电流谐振变换电路的开关电源基本电路图、PRT和绝缘转换变压器(PIT)结构图及稳压原理说明图。

AC整流部分在日本国内和销往美国时，如图所示，是采用倍压整流电路，销往欧洲时则换成全波整流电路。开关晶体管Q_1和Q_2分别通过箝位二极管D_1、D_2接于基极—发射极，启动用高电阻R_S接于集电极—基极而由时间常数电容器C_B。从基极上串联于PRT的一次线圈N_B。

这里的Q_1和Q_2通过相互交替启闭的极性，分别由L_B和C_B的谐振电流I_B供给基极驱动电流。其自激励振荡频率因串联谐振电路由PRT的N_B、磁芯的磁阻抗和由导磁率确定的自感L_B和C_B构成，所以可通过下式求出其自激振荡频率。

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_BC_B}}$$

PRT的控制线圈N_C跟一次线圈N_R、N_B呈正交排列，且因耦合系数R≒0，所以如给N_C以直流控制电流，磁心的导磁率就会发生变化，进而L_B发生变化，使振荡频率得以

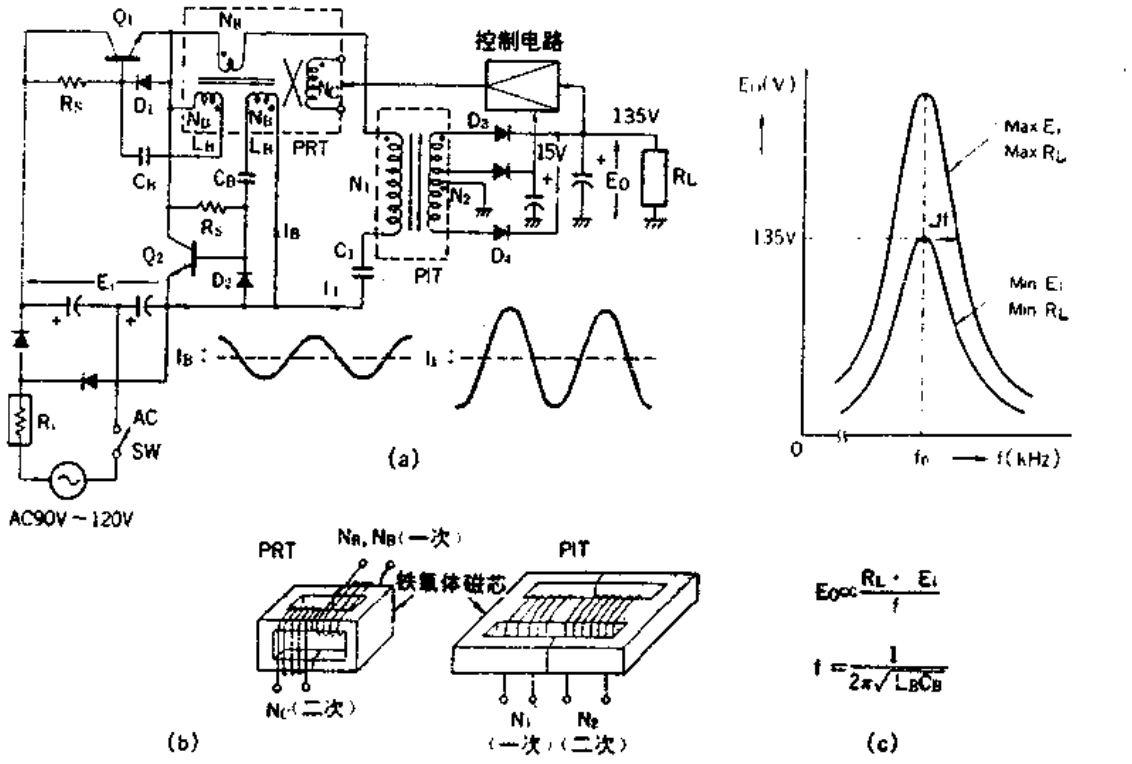


图 5-1　(a) Z 电源基本电路图　　(b) PRT、PIT 结构图　　(c) 稳压原理说明图

控制。

为使在负载变化时也能维持 Q_1、Q_2 的最佳驱动状态，根据 $N_R=1T$，而使 PIT 的一次线圈 N_1 与电流谐振用电容器 C_1 呈串联连接。PIT 如图所示，按 GAP=0，将两组 EE 形铁氧体磁心加以耦和，N_1 和二次线圈 N_2 按弱耦合(R ≒ 0.8)将利磁线圈装在多头绕线管上。

Q_1 和二次整流二极管 D_4 处于 ON—ON 状态，D_2 和 D_3 即按 ON—ON 极性向二次线圈输送。因此，由取决于 PIT 磁心的材质和线圈结构的漏电感和 C_1 构成串联谐振电路后，PIT 的励磁电流 I_1 即成正弦波状的平滑波形，并使串联谐振频率 f_0 得以确定。

这里，在设计上，为能在 AC 输入电压最小和负载最大时形成谐振点 f_0，并在输入电压最大、负载最小时稳定输出电压 E_0，可控制振荡频率 f 只提高 Δf。

为使二次直流输出电压保持稳定，要由 15V 输出电压通过控制电路供给 PRT 的直流控制电流 I_C。

(2) 应用设计例

图 5-2 是实际大型彩电用 Z 电源电路图和 PRT 的电感直流重叠特性图。

它跟图 5-1 基本电路图的不同点是：

①C_1 被分割成 2 组，即 $C_1/2=0.039\mu F$。为减少半桥式耦合，尤其是为减低 AC 线噪声的干扰，进行了 CMC 和 1.5μF 的组合。

②增加了二极管 D_5 和 D_6，以不致因 Q_1、Q_2 的积蓄时间过长而导致同时发生 ON 状态。同时为使驱动电流达到最佳状态，还增加了 6.8μH 和 10μH 的扼流圈。

③把 PIT 的 N_1 分成两组加以并联，把 N_2 分成偏转系统用 135V 线圈、信号系统用

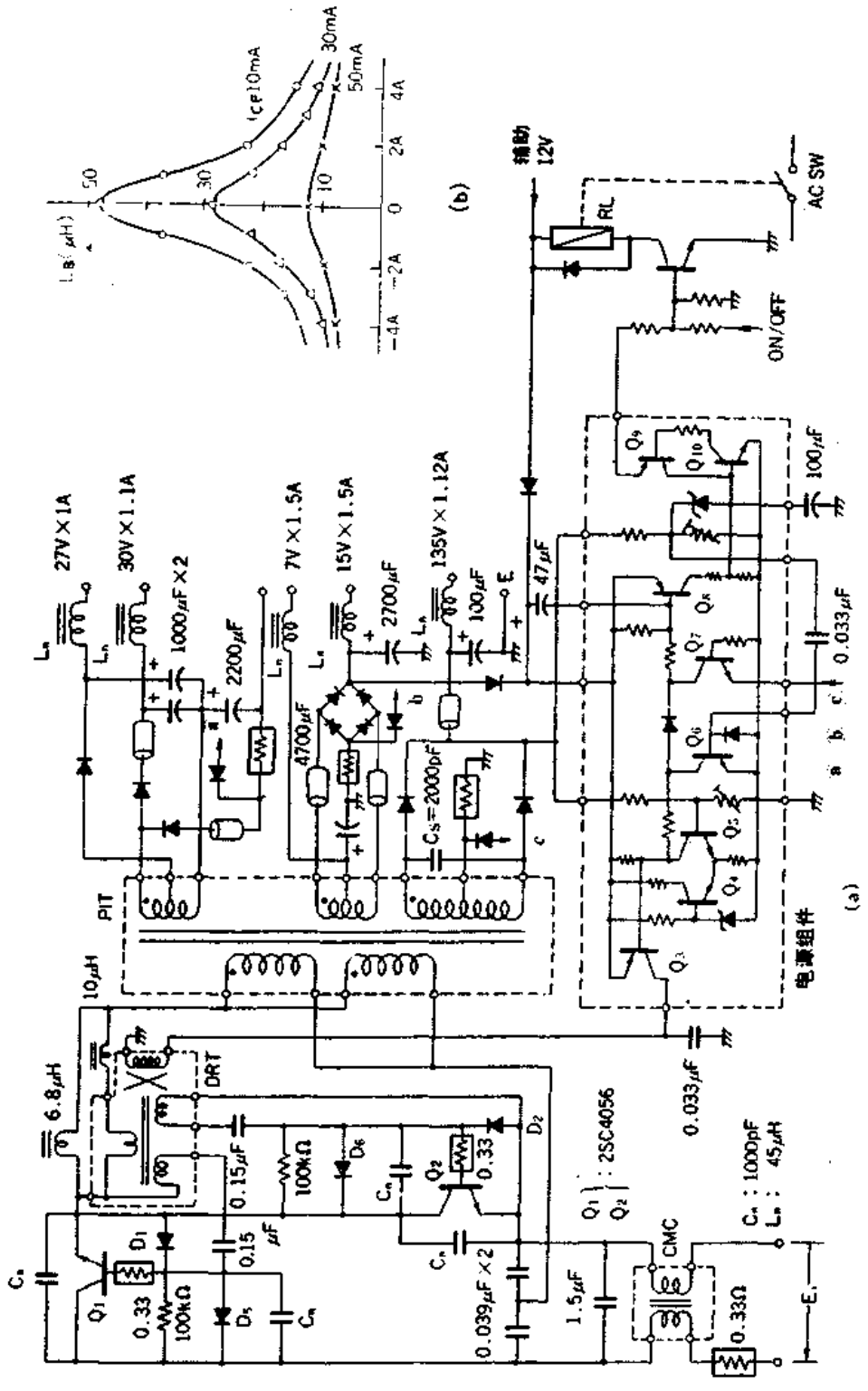


图 5-2　(a) 大型用 Z 电源电路图　　(b) PRT 直流重叠特性图

15V 和 7V 线圈、音响系统用 27V 和 30V 线圈后进行绕装，降低了线圈的发热。

④为吸收半导体产生的弱电场噪声，增加了 4 个陶瓷电容器 C_n 和 5 个铁氧体磁珠，并为降低负载方面的常态噪声，在各输出电压线上插入了 5 个 45μH 的扼流圈 L_n。

⑤作为异常保护功能，在电源组件内通过在小型陶瓷基片上装配厚膜印刷电阻和半导

体而设置了负载短路时的过流限制电路（按前三点检测后接通 Q_7）、负载释放时的过压保护电路（Q_9、Q_{10}）导通，AC 输入开关断开以及软起动功能（只在 AC 输入开关闭合时 Q_6 接通）和 135V 输出电压控制功能（由 Q_4、Q_5 检测误差电压，由 Q_3 放大）。

图 5-3 是对负载变化和输入电压变化的控制特性（I_C 和 f 的变化）及变换效率示意图。

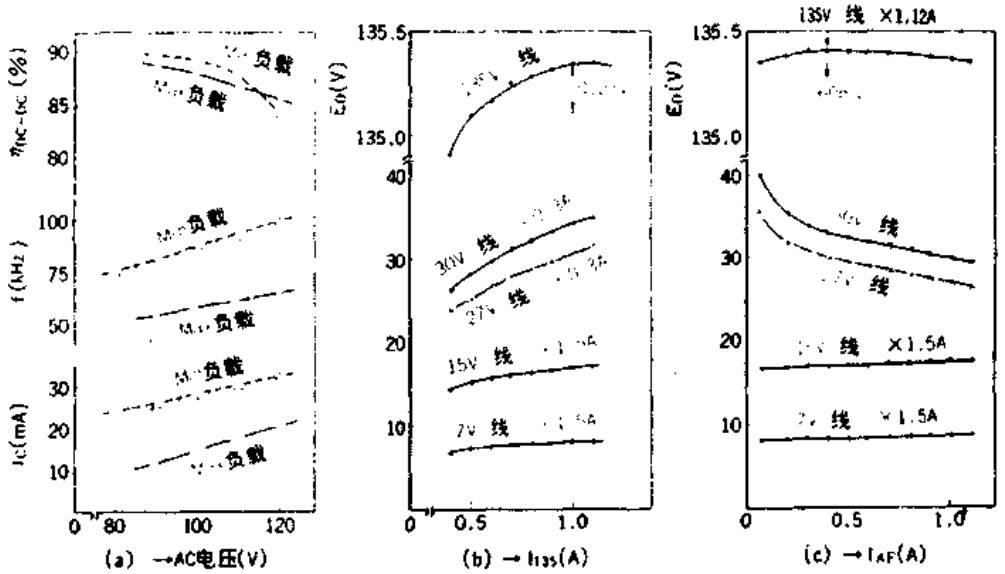


图 5-3 (a) AC 电压—IC，f 效率特性

(b) 负荷电流—输出电压特性 (c) AF 电流—输出电压特性

图 5-4 所示是最大负载时和最小负载时的一次谐振电流和 Q_1、Q_2 的 V_{CE} 电压、135V 线圈的交流输出电压的工作波形。Z 电源块装在 122×162mm 的印刷电路板上。这里所说的 Z 电源的特点是：

①在 54～99kHz、(I_C=11～33mA) 的控制范围，可实现电流谐振式变换电路结构的开关电源。DC—DC 变换效率在重负载、轻负载（88～89%）下基本稳定。

②135V 线的负载变化所致的电压变动为 0.23V，AF 线负载变化所致的电压变动只有 60mV，负载特性非常稳定。

③噪声干扰少，仅需少量控制元件，是一种小型轻量低成本的电源块。

(3) 安装设计及其注意事项

将 Z 电源装配到大型彩色 TV 上时要注意以下几点。

①要将音响输出电压的标准地线在音响输出部分跟二次地线相接，以消除由于音响输出变化对画面所致的干扰。

②要安装在不受变压器漏磁通影响的部位。受影响时，要在电源块上安装金属磁屏蔽，以防干扰。

③安装时要注意使结构部件不致因 CRT 放电和人体电荷放电等引起破坏或时效变化。

2. 采用 SW 频率和串联谐振频率控制式电流谐振变换电路的开关电源

采用谐振式变换器的开关电源一般都难以解决其控制方式问题，这在输入电压和负载变动大的情况下，对必须满足动态控制范围大的电源系统极为不利。

日本索尼公司 1987 年采用 SW 频率控制式电流谐振变换电路开发的开关电源（Z 电

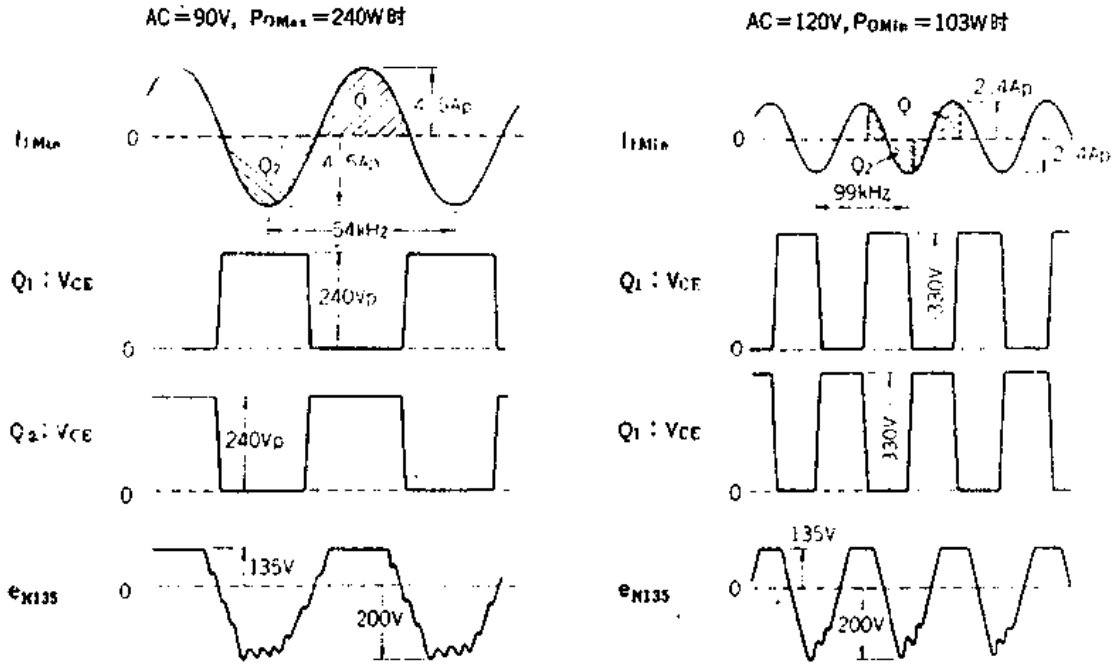


图 5-4　波形示意图

源)和 1990 年采用 SW 频率固定的串联谐振频率控制式电流谐振变换电路开发的开关电源(F-Z 电源)已以多种型号实用化，并作为一种彩色电视机用电源逐步打入北美、欧洲等地的市场。由于世界各国交流电源的标称电压各异，而需要有适应 AC90V～288V 的 SW 电源，并要求有适应含客车用 12V 和公共汽车、船舶用 24V 在内的 DC8V～32V 的 SW 电源。

因此，作为一种内置有适应 AC/DC 工作的备用电源的宽量程 SW 电源，通过组合 Z 电源和 F-Z 电源，开发了一种采用 SW 频率和串联谐振频率控制式电流谐振变换电路的 SW 电源，并作为一种负载功率 P_o=48～24W 的彩色电视机用电源，取得了可保证满足 AC/DC 备用、AC90V～288V、DC10.8～32V 等工作范围的效果。现以应用例介绍一下这种 SW 电源技术。

(1) AC/DC 基本工作系统

AC/DC 宽量程 SW 电源要具备以下基本条件：

①对输入电压的大范围变动能保持高效率、且功耗稳定、各直流输出电压稳定。

②AC 一次线圈侧非绝缘，DC 一次线圈侧和负载侧为二次线圈侧，与 AC 侧按 IEC65 标准绝缘化。

③小型轻量、低噪声、低成本。图 5-5 所示为 AC/DC 工作 F-Z 电源的基本系统，是一种符合上述要求的 SW 电源电路。

AC 备用电源工作时，电磁继电器 (RL-1) 断开，由双管结构的半桥式 SW 电路、串联

谐振电容器C_1，备用变压器(SBT)构成谐振式变换电路，使SBT的二次侧发生10V和20V的备用直流输出电压，并由5V和12V三端子串联稳压器加以稳定，然后向备用电路供给5V/50mA。

这里采用10V线检测AC输入电压的电平，并通过使之与输入电压成正比控制SW晶体管的变频器激励变压器(CDT-1)抑制线圈N_c的直流电流，使SW频率得以控制，并减少了10V、20V线输出电压的变化。

当*RL*-1按ON信号开始工作，串联谐振电流就会因串联谐振电容C_1和正交式铁氧体功率调节变压器(PRT)一次线圈的漏电感L_{l1}的作用而流动，使线圈N_2、N_3产生电压。

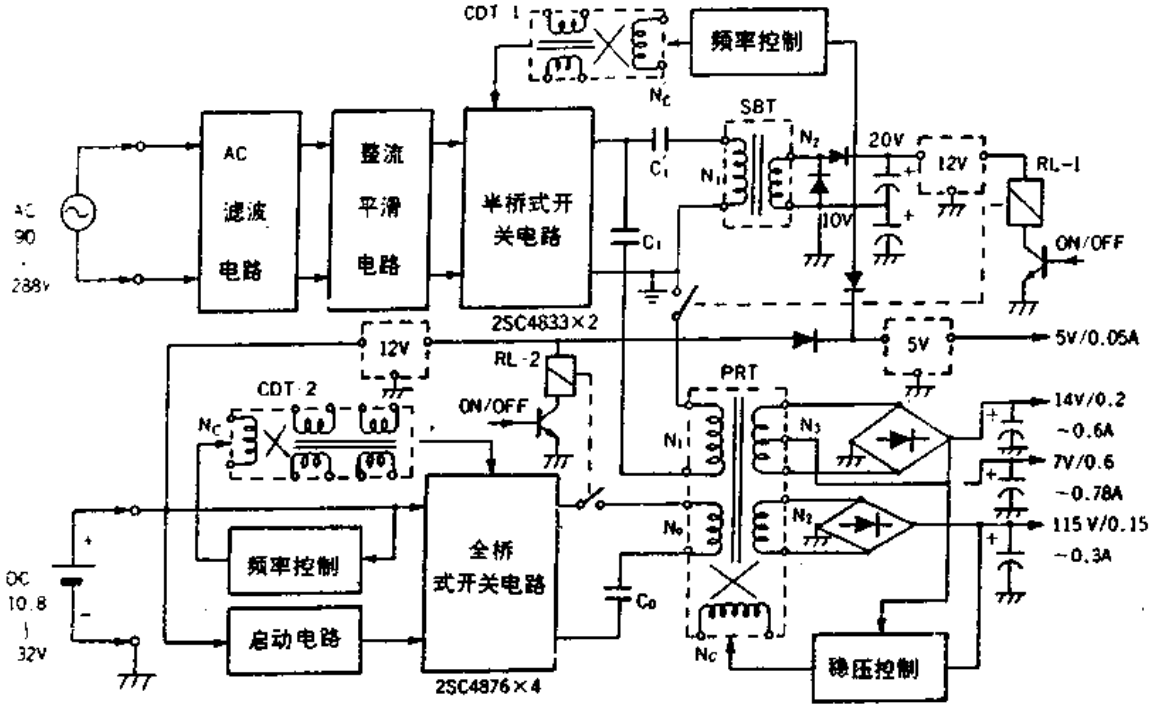


图5-5　AC/DC工作F-Z电源基本系统

为使7V、14V、115V直流输出电压恒压化，而在检测115V线路的误差电压后使直流控制电流通过A级放大器流向PRT的控制线圈N_C。

DC备用电源工作时，DC电源通过12V三端子稳压器和二极管向5V三端子稳压器供电；这时为不使4管结构的全桥式SW电路工作而附加了启动电路。

RL-2按ON信号启动，全桥式SW电路就会通过启动电路运行，串联谐振电流会因串联谐振电容C_0和卷绕在PRT二次线圈侧上的N_2线圈的漏电感L_{l2}的作用而流动，且同AC一样使直流输出电压得以稳压。

这时，当DC输入电压达到24V以上，开关频率控制电路启动，直流控制电流会跟输入电压成正比流向CDT-2控制线圈N_c。为使这些基本系统达到要求的技术条件，一定要开发开关双极晶体管。表5-1为日本新电元工业公司开发的绝缘式TO—220封装件。

表 5-1　开关晶体管规格表

项　目	符号	2SC4833		2SC4876	
集极基极电压	V_{CBO}	$I_C=100\mu A$	500V	$I_C=100\mu A$	60V
集极射极电压	V_{CEO} (SUS)	$I_C=0.1A$	410V 以上	$I_C=0.1A$	40V 以上
集电极电流	I_C	最大额定	5A	最大额定	30A
	I_{cp}		10A		60A
直流电流放大率	h_{FE}	$V_{CE}=2V$ $I_C=2.5A$	10～25	$V_{CE}=2V$ $I_C=15A$	100～350
	h_{FE1}	$V_{CE}=2V$ $I_C=1mA$	10 以上	$V_{CE}=2V$ $I_C=10mA$	180 以上
集极-发射极饱和电压	V_{CE} (sat)	$I_C=2.5A$	1.0V 以下	$I_C=15A$	0.3V 以下
基极-发射极饱和电压	V_{BE} (sat)	$I_B=0.5A$	1.5V 以下	$I_B=0.75$	1.2V 以下
导通时间	t_{on}	$I_C=2.5A$ $I_{B1}=0.5A$	0.3μs 以下	$I_C=15A$ $I_{B1}=1.5A$	0.3μs 以下
存储时间	t_s	$I_{B2}=1.0A$	1.3μs 以下	$I_{B2}=1.5A$	1.5μs 以下
下降时间	t_f	$R_1=60\Omega$ $V_{BB2}=4V$	0.1μs 以下	$R_1=2\Omega$ $V_{BB2}=4V$	0.5μs 以下

作为 AC 工作用，耐压 410V 的 2SC4833 具有低饱和电压、低存储时间，低下降时间的特性。而作为 DC 工作用，耐压 40V 的 2SC4876 则具有大电流、低饱和电压、高直流电流放大率和低存储时间的特性。

此外，作为重要的结构零件，还需要正交铁氧体变压器。图 5-6 所示是恒压控制用 PRT 的结构图和线圈规格，一次线圈 N_1 与二次线圈 N_0 的电感特性。图 5-7 所示为频率控制用 CDT 的结构图与线圈规格、一次线圈 N_B 的电感特性。

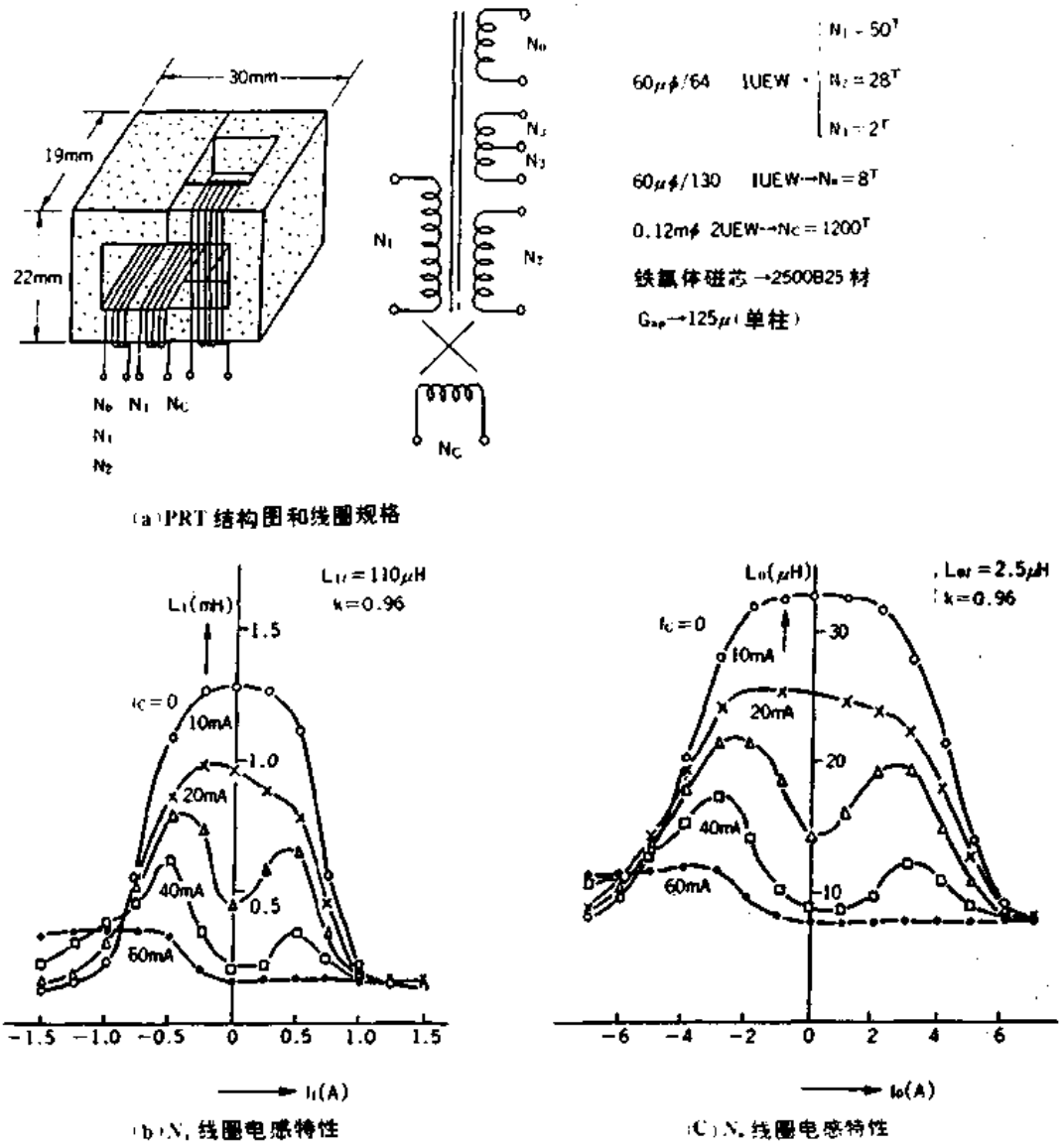
PRT 的控制线圈 N_C 和二次线圈 N_0、N_3、N_2 为二次侧线圈。N_3 卷绕在 N_0 上，N_2 卷绕在 N_3 上，并与一次线圈 N_1 保持一定的绝缘距离，被卷绕在整体成型的分割绕线管上。N_2 线圈短路时，N_1 线圈的漏电感 $L_{l1}=110\mu H$、耦合系数 $K=0.96$、N_0 线圈的漏电感 $L_{l0}=2.5\mu H$、$K=9.6$。

CDT-1 的 $G_{ap}=100\mu$（实线），与 N_B、N_R、N_C' 线圈保持绝缘距离，可变范围为 5.1～2.5μH。CDT-2 的 $G_{ap}=188\mu$（虚线），N_B、N_R、N_C' 线圈不绝缘，可变范围为 3.9～2.7μH。

SBT 采用铁氧体磁芯，一次线圈 $N_1'=60T$ 二次线圈 $N_2'=3T$ 对整体成型分割绕线管保持绝缘距离，使 $G_{ap}=250\mu$，$L_1'=670\mu H$，N_2' 线圈短路时的漏电感 $L_{l1}'=190\mu H$，$K=0.90$。

（2）基本电路与特性

图 5-8 所示为频率控制式 F-Z 电源系统内置 AC/DC 备用电源的开关电源基本电路。使用 AC 备用电源时，$C_1'=2700pF$，其与 SBT 中 L_{l1}' 的串联谐振频率 $f_1'=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_{l1}'C_1'}}=$ 222kHz，且 AC 工作时，作为串联谐振电容 C_1，是用于控制 7500pF 的薄膜电容器和 RL-1 接通时的 Q_1、Q_2 晶体管的集电极电流及对谐振电器进行耐压保护，由于跟 C_1 并联了 680V 变阻器，所以增加了 140pF 的静电电容而成为 7640pF，使串联谐振频率 $f_1=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_{l1}C_1}}=175kHz$。开关频率 f_s 在抑制电流 I_C' 不通时取决于 CDT-1 的 N_B 线圈的电感和



(a) PRT 结构图和线圈规格　　(b) N_1 线圈电感特性

(c) N_0 线圈电感特性

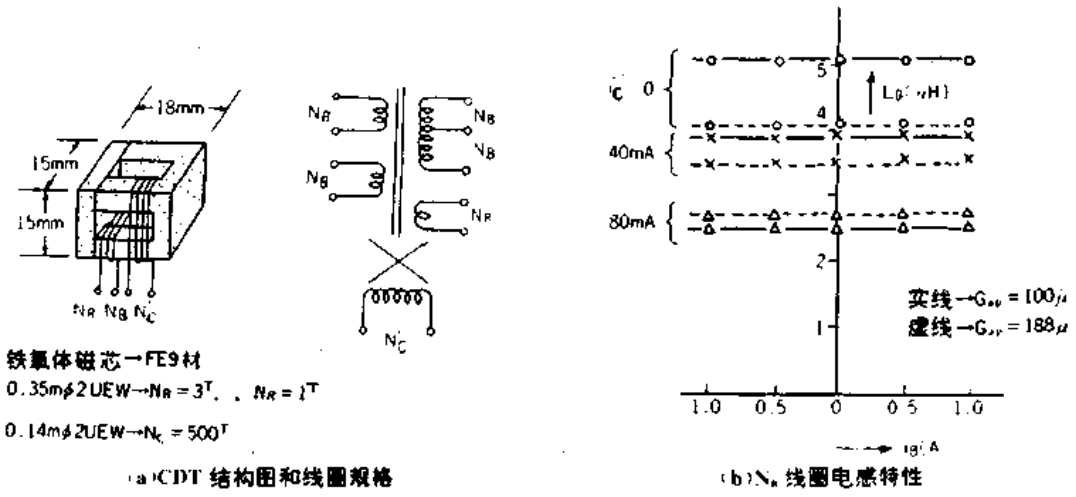
图 5-6

时间常数电容 0.27μF 的串联谐振电路，定为 136kHz。

DC 备用电源工作时，为不使集电极电流流向 SW 晶体管 Q_3、Q_4、Q_5、Q_6 而利用晶体管 Q_{10} 使启动电流的启—闭与电磁继电器 RL-2 的启—闭联动限制启动电流和 CDT-2 的抑制电流 I_C'，减少了备用功率。

DC 工作时，作为串联谐振电容，0.2μF、0.056μF 和 56V 变阻器的静电电容 8900pF 并联而使 C_0 = 0.265μF。N_0 线圈的 L_{01} = 2.5μH，与其串联的谐振频率 $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_{01}C_0}}$ = 200kHz．开关频率 f_s 在 CDT-2 的 N_C' 线圈控制电流 I_C' 断开时定为 120kHz。

图 5-9 为工作特性，分别说明了使用 AC 备用电源时，AC 重负载（P_0 = 48W）AC90～



（a）CDT 结构图和线圈规格　　（b）N_B 线圈电感特性

图 5-7

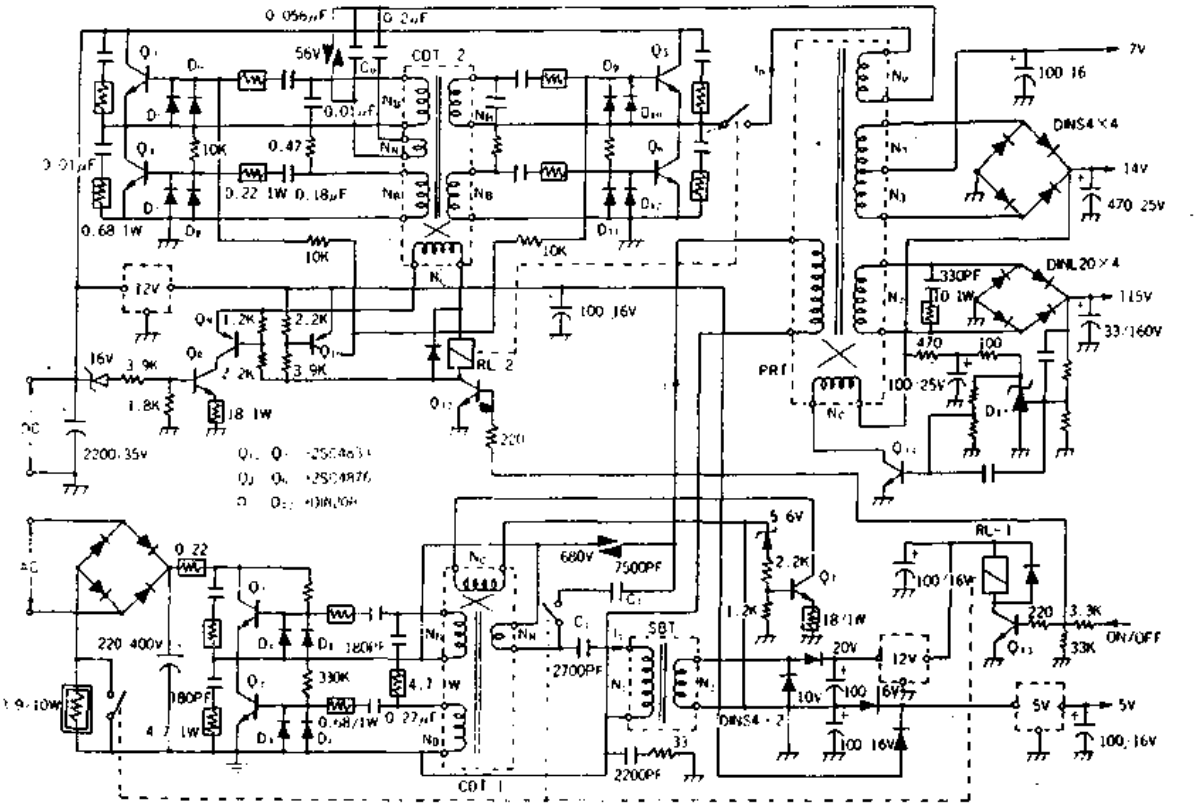


图 5-8　F-Z 电源基本电路图

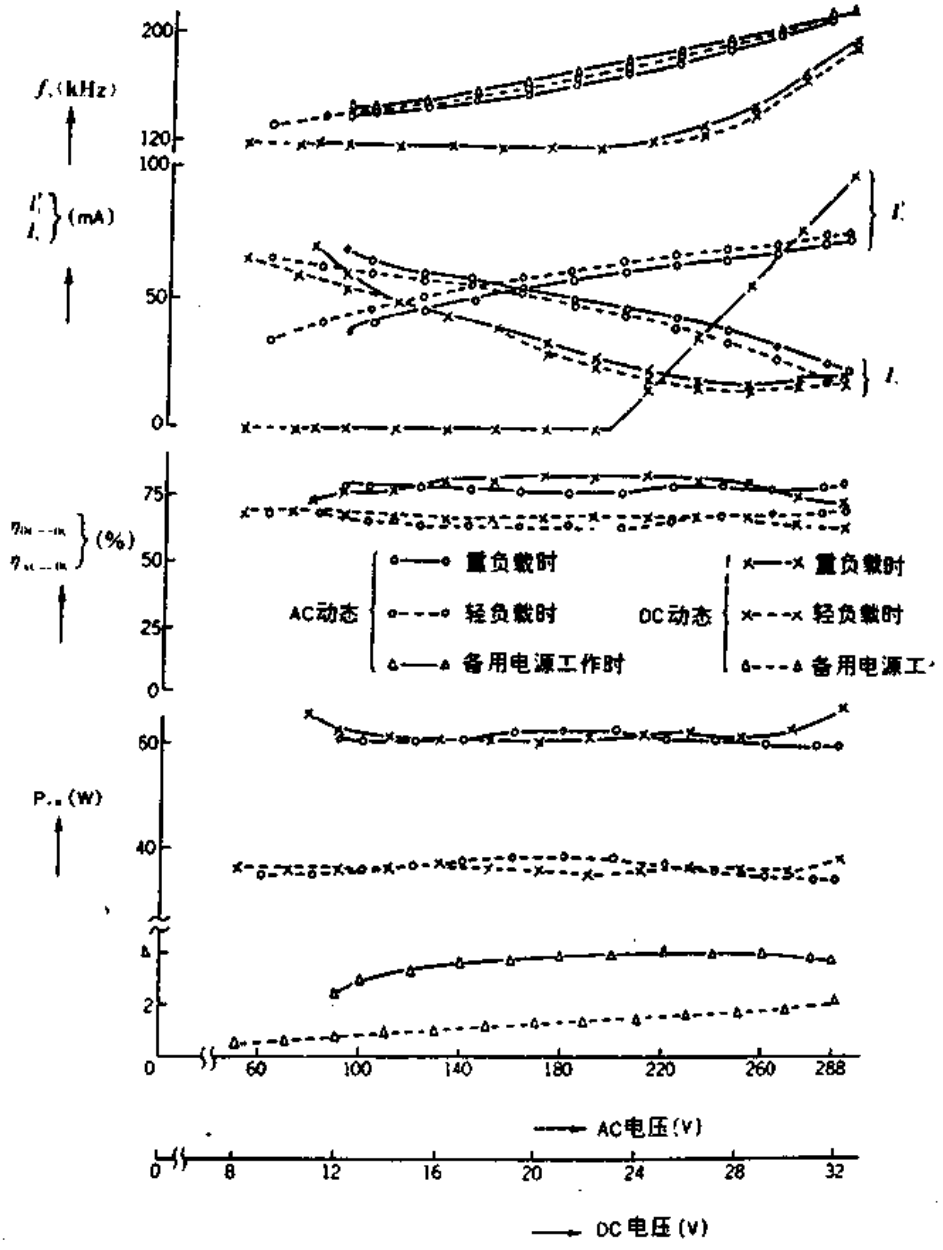


图 5-9　F-Z 电源动态特性

288V、AC 轻负载（P_o=24W）AC60～288V 和使用 DC 备用电源时，DC 重负载 DC10.8～32V、DC 轻负载 DC8～32V 时的输入功率 P_{in} 和综合功率变换效率 η_{DC-DC}，η_{AC-DC}、频率抑制直流电流 I_C'、恒压抑制电流 I_C、开关频率 f_s 的变化特性。

图 5-10 同样说明了 PRT 的各直流输出电压（115V、14V、7V）和 SBT 的备用直流电压（20V、10V）对各输入电压的输入输出电压特性。

图 5-11 为 AC100V 和 280V 时的工作波形。分别为 Q_2 晶体管的集极射极间电压 V_{cp}、通过 N_1' 的谐振电流 I_1'、Q_1 的集电极电流 I_{Q1}、Q_2 的集电极电流 I_{Q2}。

图 5-12 为 AC100V 重负载时和 AC280V 轻负载时的工作波形。分别为 V_{cp}、通过 N_1 的谐振电流 I_1、I_{Q1}、I_{Q2}、Q_1 的基极电流 I_{B1}、N_2 线圈的输出电压 V_2。

图 5-13 为 DC12V 重负载时和 DC32V 轻负载时的工作波形。分别为 Q_4 晶体管的集极

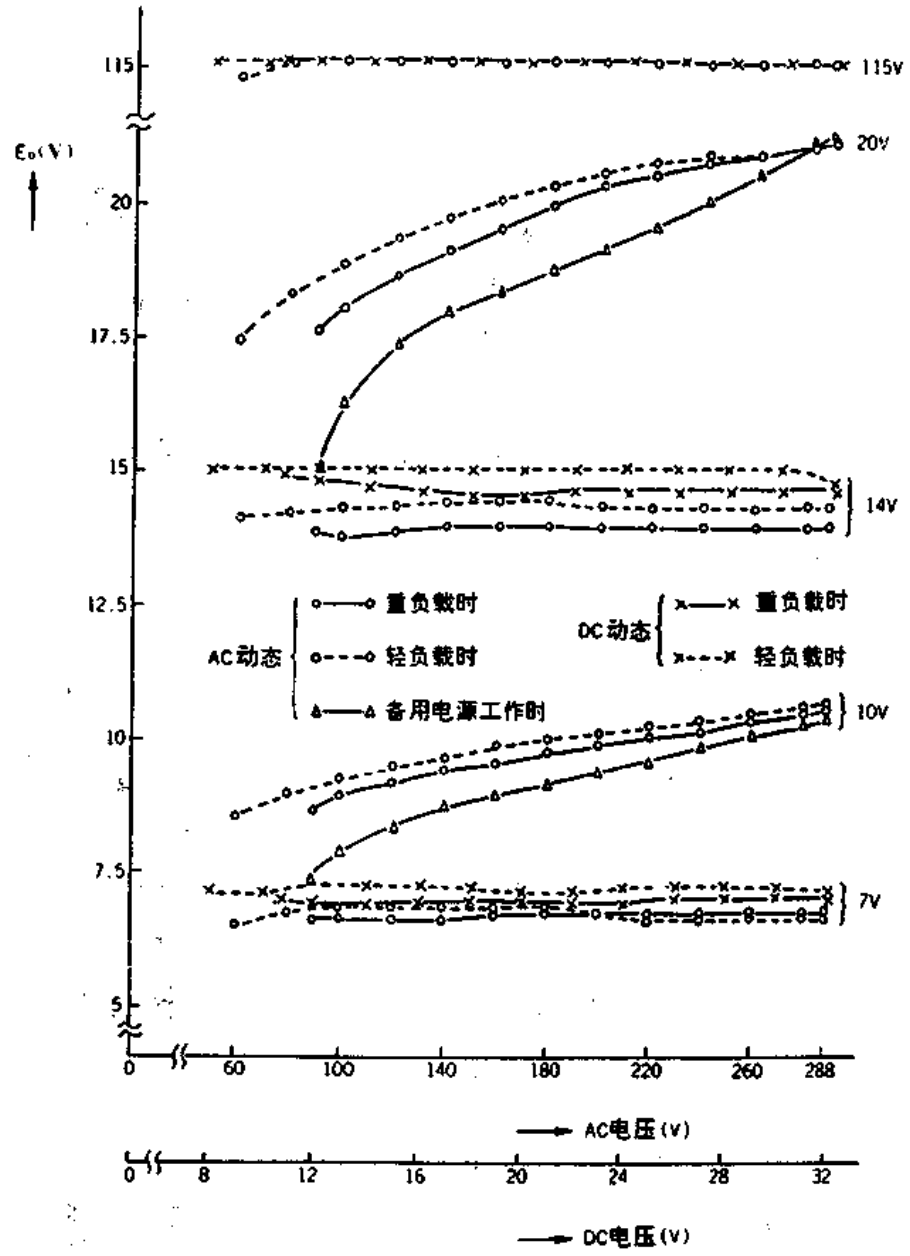


图 5-10　F-Z 电源输入/输出电压特性

射极间电压 V_{CP}、流径 N_0 的谐振电流 I_0，$Q_3Q_4Q_5Q_6$ 的集电极电流 I_{Q3}、I_{Q4}、I_{Q5}、I_{Q6}，Q_3 的基极电流 I_{B3}，N_2 线圈的输出电压 V_2。

（3）实验结果分析

AC 备用电源工作时，作为 5V/50mA 的备用电源，通过使输入功率 $P_{in}=2.4\sim4.0$W、$I_C'=12\sim66$mA、SW 频率的可变范围为 145～227kHz，则对 AC90～288V 输入电压的变化，10V 线为 7.3～10.3V，20V 线为 15～21.2V，电压变化率均被控制在 29%以下。

AC 工作时，$I_C'=38\sim75$mA，$f_s=137\sim226$kHz，通过对 I_C 进行 68～18mA 的控制而使 $\Delta I_C'=37$mA、$\Delta f_s=89$kHz、$\Delta I_C=50$mA。稳压化的 115V 线路呈现出 0.1%的电压变化率。14V 线、7V 线、10V 线和 20V 线分别仅以 Δ0.7V、Δ0.4V、Δ1.9V 和 Δ3.5V 显示出 4.9%、5.8%、1.8%和 1.7%的电压变化特性。

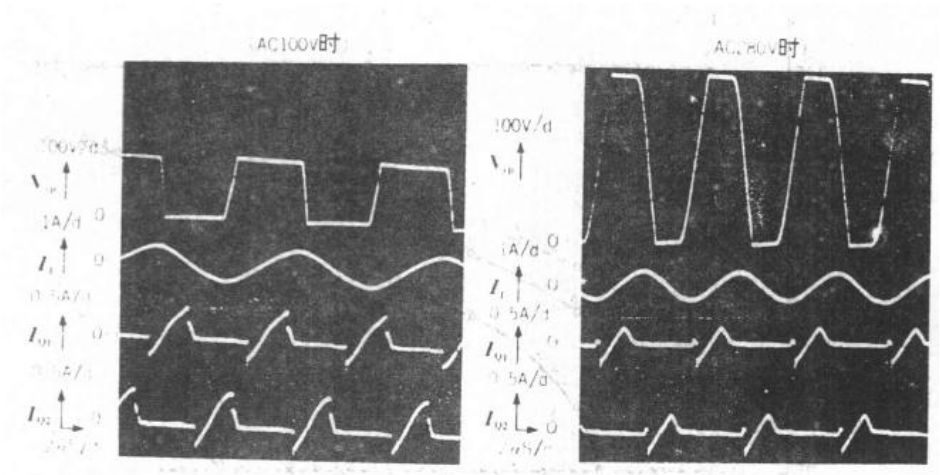


图 5-11　AC 备用电源的工作波形

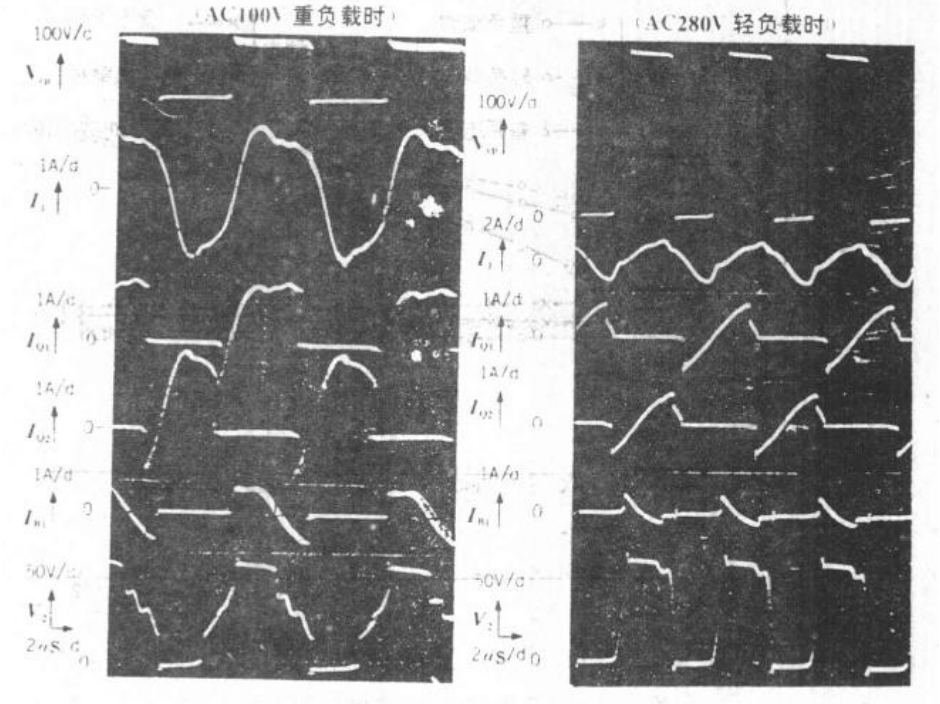


图 5-12　AC 工作波形

综合功率变换效率 $\eta_{AC\text{-}DC}$ 在 AC90～140V 和 AC220～288V 范围内达 78%以上，扣除备用功率、变换效率可达 83%。

DC 备用电源工作时，P_{in} 对 DC10.8～32V 的输入变化为 0.7～2.2W。DC 工作时，通过进行 $I_C'=0$～99mA、$f_s=116$～199kHz、$I_C=69$～18mA 的控制，而使 $\Delta I_C'=99$mA、$\Delta f_s=87$kHz、$\Delta I_C=51$mA。稳压化的 115V 线路的电压变动率为 0.1%，14V 线路和 7V 线路分别以 Δ0.5V 和 0.4V 仅呈现出 3.3%和 5.5%的变动特性。

在 DC12V～28V 范围内，综合功率变换效率达 77%以上，扣除备用功率则达 79%。DC 工作时 I_C' 的频率控制限定 DC23V 以上，直至 DC36V。

根据图 5-8 附加频率控制方式的 F-Z 电源基本电路：

●备用电源工作时，AC90～288V 范围内，输入功率可达 4W 以下，DC10.8～32V 范

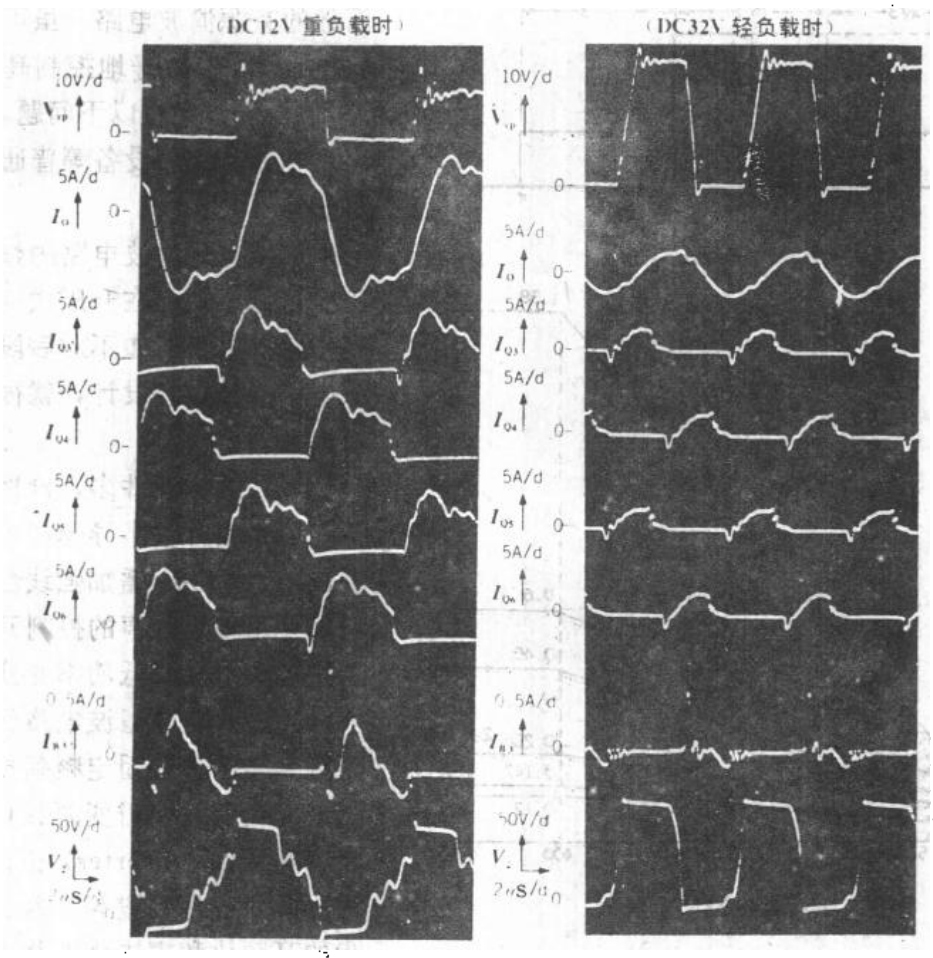


图 5-13　DC 工作波形

围内可达 [illegible]W 以下。

●在 AC90～140V，220～288V 范围内，综合功率对负载功率 48～24W 的变换效率达 78%以上，DC12～28V 范围内达 77%以上，输入功率和各输出电压基本稳定。

因此，总的看来，通过开发小型高性能开关晶体管（2SC4833、2SC4876）和正交式铁氧体变压器（PRT、CDT-1、CDT-2）有可能开发出小型轻量、低噪声、内置适应 AC/DC 的备用电源的宽量程 SW 电源系统。

3. 抑制电源高次谐波失真用改善功率因数的有源滤波电路

抑制高次谐波电流，一般是采用在交流线中串联电感，扩大整流电路导通角的方法和用硅钢片磁性材料制成扼流圈抑制峰值电流的方法，但这种方法如用在彩色电视机上却存在以下问题（见图 5-14）：

（1）不对扼流圈施以完全磁密封，就会因漏磁通而产生画面干扰和哼鸣成分的干扰。

（2）为控制由扼流圈的直流电阻产生的电压降和功耗，必须采用截面积大的绕组结构。而这样就会导致耗电大的设备越发大型化和增加重量。

（3）为不致发生轰鸣声，安装时要使用专用托架和配件，而且要选择在电子设备发生的高次谐波的漏磁通耦合于扼流圈对交流线路的电源干扰电平不致恶化的情况下进行安装。因而安装受到限制。

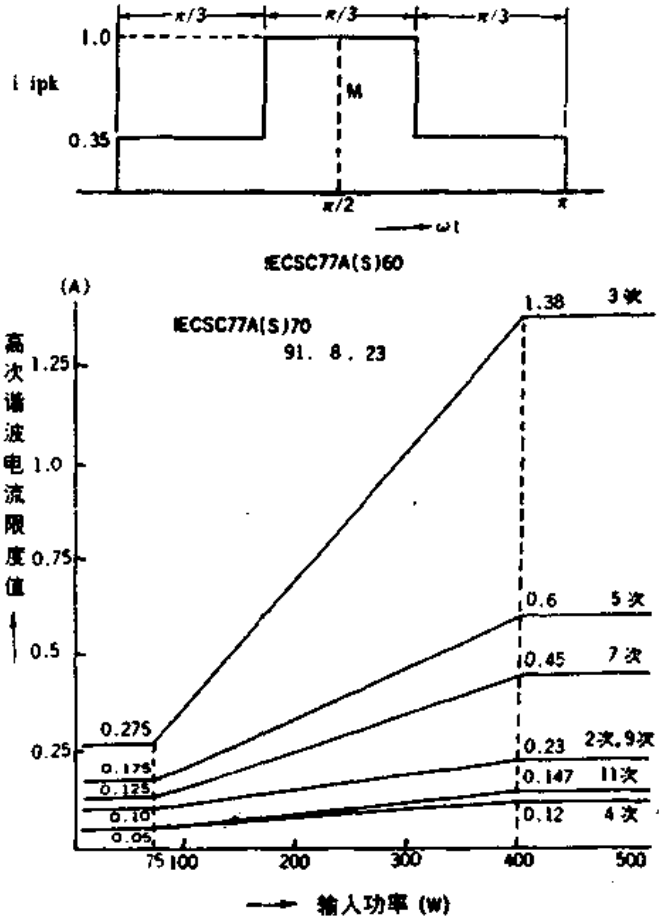


图 5-14 抑制电源高次谐波失真的 IEC 标准

作为其他对策，若采用改善功率因数的有源滤波电路，虽可使功率因数接近 1，而较好地控制高次谐波电流，但由于尚存在以下问题，目前用在家用电器、办公设备等普通设备上的可能性不大：

(1) 有源滤波电路的整流输出电压虽可稳定，但在升压式变换器里却高于输入电压，如不对后段的 SW 电源电路部分重新设计，就很难适应现行机型。

(2) 结构元件多，价格高。

(3) 由开关半导体产生的电磁干扰波 (EMI) 多，需加强线性滤波器和增加无用辐射噪声的控制元件。因而会增加成本和降低功率变换效率。

升压式有源滤波电路已有自激振荡频率控制式和固定频率脉冲宽度调制式应用到照明用变频器 (inverter)、大容量变频 (inverter) 空调、计算机用不间断电源装置等。今后通过进一步的高频化和模块化以及小型轻量化和降低成本等措施，将应用到小容量的民用设备上。

日本索尼公司已采用 F-Z 电源系统以小型轻量、低噪声、低成本的特点开发了一种谐振式变换器的功率因数改善用有源滤波 (AF) 电路，现举例介绍其技术如下：

●电源高次谐波失真的限定动向

欧洲地区已按 IEC SC77A 的标准草案对使用设备分级制定了容许值。电视机、视频、音频 OA 等设备为 D 级设备，较其他设备标准更严。将 AC230V 的高次谐波失真电流的容许值分别限定为奇次 (3 次～39 次)，和偶次 (2 次、4 次)。图 5-11 所示是其 D 级设备条件和 1991 年 8 月 23 日公布的 IEC 标准修正案 IEC SC77A (S) 70 的标准值。

D 级设备是一种采用电容平滑电流工作的交流输入电流波形陡的设备。图 5-14 所示的是一种使输入电流波形的峰值点重合于 M 并在半周期的 95%的时间内使输入电流波形进入包络线的设备。下图表示在输入功率 75W 以下和 400W 以上高次谐波电流的绝对值受到限制，在 75W～400W 按相对值确定。

日本将根据这些 IEC 标准 IEC 555-2 和 Amendment 的修正案于 1992 年底制定出 AC100V 的控制线。

●AF 电路基本工作系统

图 5-15 所示是应用升压式变换器的 AF 电路系统 (a) 和新开发的应用电流谐振式变换

器的 AF 电路基本系统的工作原理和特点比较。

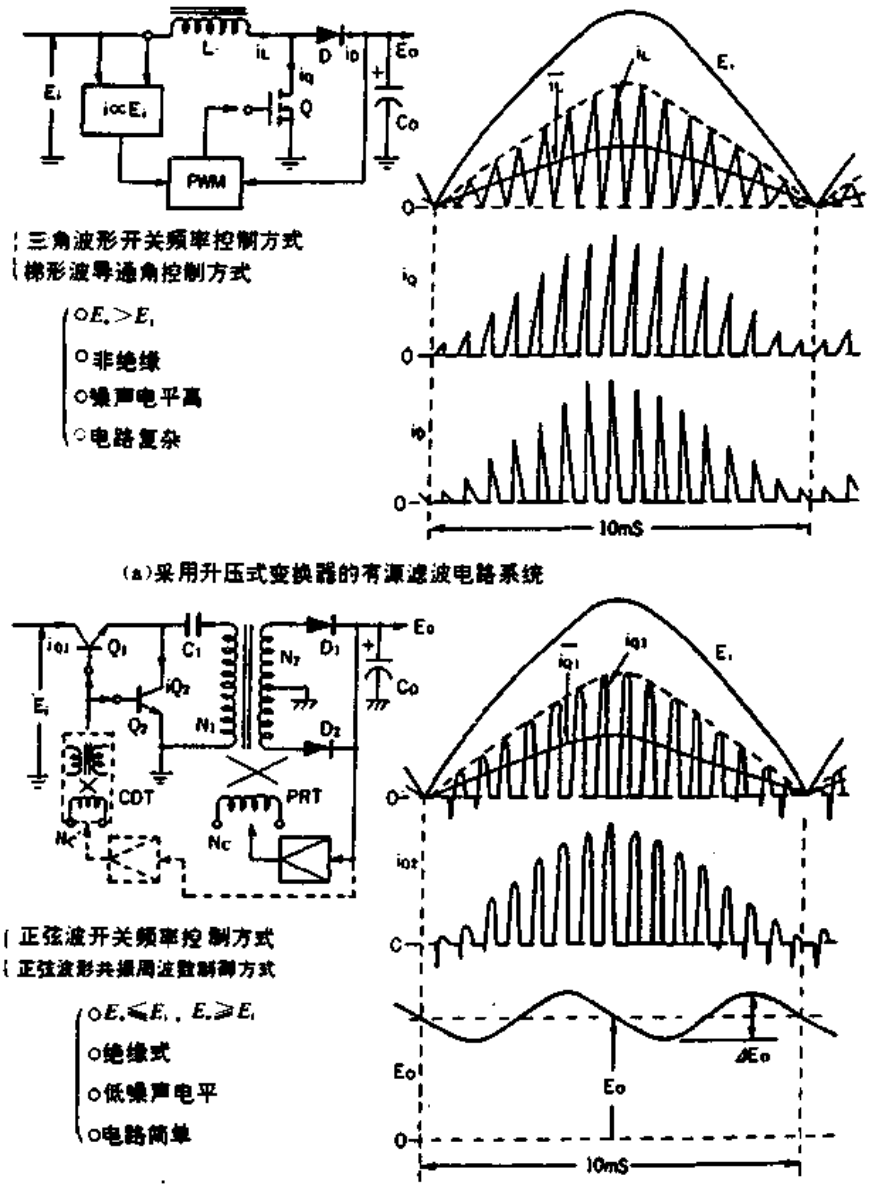


图 5-15

图 5-12 (a) 所示的升压式变换器的 AF 电路其开关半导体 (Q、D) 的高频电流波形在采用开关频率控制方式时以三角波形工作，在采用导通角 (PWM) 控制方式时以台式波形工作，所以直流输出电压 E 由输入电压 E_i 升压，E_o 和 E 不绝缘，尖顶开关波形的 EMI 电平高、电路复杂。而采用图 5-15 (b) 所示的电流谐振式变换器时，其通向开关半导体 (Q_1、Q_2、D_1、D_2) 的高频电流波形，不管是开关频率控制方式 (从 Z 电源系统向由图中虚线所示的正交变压器 CDT 的 N_C 线圈反馈)，还是串联谐振频率控制方式 (从 F-Z 电源系统向图中实线所示的正交变压器 PRT 的 N_C 线圈反馈)，都是以正弦波工作，所以 EMI 电平低，电

路结构简单。

N_1 线圈跟 N_2、N_C 线圈间绝缘，就可使输出电压 E_0 和 E_I 绝缘。而且通过选择 N_1 与 N_2 的线圈比可任意设计 E_0 的电压值。

该基本系统的工作原理是通过控制电路稳定 E_0 的平均值，使电流谐振式变换器的高频谐振电流 I_1 的振幅与交流输入电压的正弦波的包络线一致，以控制 PRT 的 N_1 线圈的控制电流，这样，交流电源的输入电流 i_{a1} 和谐振电容器 C_1 的放电电流 i_{Q2} 交互流入 Q_1 和 Q_2，而后在 N_2 线圈发生交流感应电压，并作为直流输出电压经电解电容器 C_0 整流平滑后可获得叠加有两倍工频周期性脉动电压 ΔE_0 的 E_0。

因此，交流输入电流会成为 i_{Q1} 的平均值，i_{a1} 成为接近输入电压的正弦波的波形，并在功率因数得以改善后，即以 AF 电路工作，使电源高次谐波电流得以抑制，工业用电源的电压失真现象同原 AF 电路一样会大大减少。

●基本电路与特性

图 5-16（a）所示为原恒压 F-Z 电源电路图和工作波形。图 5-16（b）所示为新开发的改善功率因数的 F-Z 电源电路图和工作波形。表 5-2 是其工作特性比较表。

图 5-16（a）、（b）的 PRT 是日本夏普公司设计的正交式铁氧体变压器，$N_1=20^T$，$N_2=32^T$，用 60μ∅/80 束的利兹线绕装在与图 5-15（a）所示的 PRT 相同的铁氧体磁心与绕组上，$G_{sp}=50\mu$（单柱）。

表 5-2　特性比较表

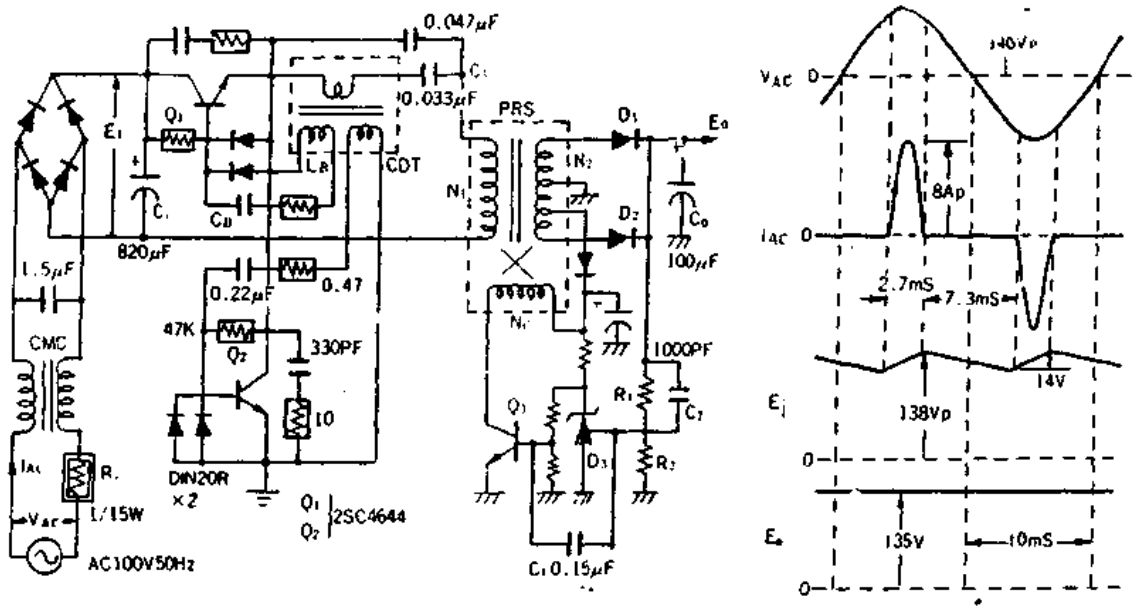
AC100V　50Hz $P=150$W	ΔE_I (V)	ΔE_1 (V)	I_{rms} (A)	VA (VA)	W (W)	η_{AC-DC} (%)	功率因数 PF	THD (%)
稳压操作	14	0.02	2.72	272	176	85.2	0.65	115
改善功率因数操作	140	5.0	1.78	178	176	85.2	0.99	12

图 5-16（a）为前面所说的 F-Z 电源系统，作为 AC90～120V、$E_0=135$V、负载功率 $P_o=150$W 的原恒压基本电路和供给电源，表示出在 2kVA 交流稳压电源为 100V、50Hz 时的输入电压 V_{AC}、输入电流 I_{AC}、整流电压 E_I、输出电压 E_0 的工作波形。

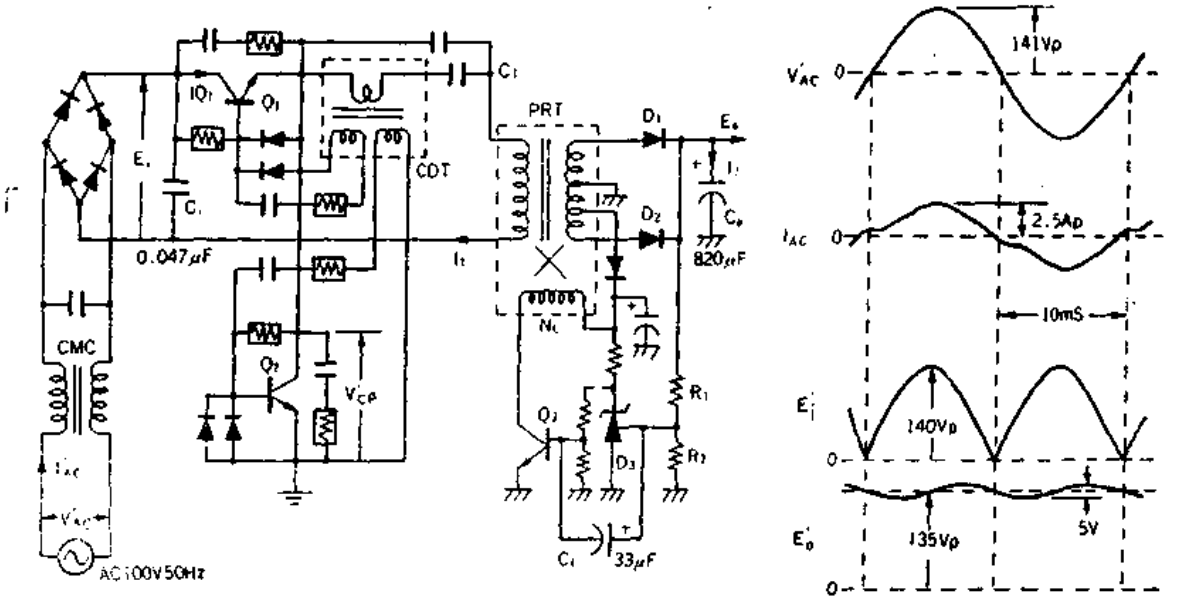
该 F-Z 电源由 CDT 的电感 L_B 和时间常数电容 C_B 构成自激振荡电路，以开关频率 $f_s=130$kHz 反复交互启闭 Q_1、Q_2，并由谐振电容器 C_1 和 PRT 的漏电感构成串联谐振电路，130kHz 的正弦波交流电流激磁 N_1 线圈对 N_2 线圈产生的感应交流电压加以整流平滑后取出直流输出电压 E_0，并通过由 R_1、R_2、D_3、Q_3 构成的控制电路控制 PRT 的 N_C 线圈的直流抑制电流实现稳压工作。

从这种基本电路去掉冲击电流限制电阻 $R_1=1\Omega$ 和防振电容 $C_2=1000$pF，其与变更常数（输入平滑电容 $C_I=820\mu$F～0.047μF、输出平滑电容 $C_0=100\mu$F～820μF、防振电容 $C_f=0.15\mu$F～33μF）电路同一条件下的工作波形就是图 5-16（b）所示的改善功率因数的 F-Z 电源基本电路系统。

操作图 5-16（b）的电路系统，如图 5-15（b）中所述，如以误差电压检测电阻 R_1 和 C_f 构成低通滤波电路，并使 100Hz 的低通频率成分旁通，即可稳定控制直流输出电压 E_0 的平均值。交流成分的脉动电压 ΔE_0 取决于负载功率 P_0 和输出平滑电容 C_0 的静电容量。



(a)稳压工作的 F-Z 电源与工作波形



(b)改善功率因数的 F-Z 电源与工作波形

(a) 稳压工作的 F-Z 电源与工作波形　　(b) 改善功率因数的 F-Z 电源与工作波形

图 5-16　改善功率因数的 F-Z 电源与工作波形

在图 5-16(a)的运行中，由于 $16A_{P-P}$的冲击交流输入电流的作用，功率因数 $PF=0.65$，交流供给电源的正弦波电压波形失真，整个高次谐波失真率 THD 高达 115%。而在图 5-16(b)的运行中则转换为 $5A_{P-P}$的正弦波输入电流波形，功率因数改善后高达 0.99，THD 降低到 12%。

表 5-2 是对图 5-16 (a) 和 (b) 的特性数据的比较。完全相同的功率变换效率 $\eta_{AD\to DC}$为 85.2%，有效功率 $P_W=176W$，视在功率 VA 和有效电流 I_{rms}减少，无功功率得到改善。另外，(a) 中 R_1 的功率损耗是 3.2W，(b) 中 Q_1、Q_2 的集电极电流峰值增大所造成的功率损耗增加了 3.2W，因而达到了相同的功率变换效率。

图 5-17 所示是图 5-16（b）的工作波形，显示出以下各参数的工作波形。即交流输入电压 V_{AC}'、输入电流 I_{AC}'、Q_2 的集极-射极间电压 V_{CP}'、Q_1 的集电极电流 I_{Q1}、谐振电流 I_1、直流输出电压 E_0 的脉动电压 ΔE_0、输出侧平滑电容的电流 I_2 等。

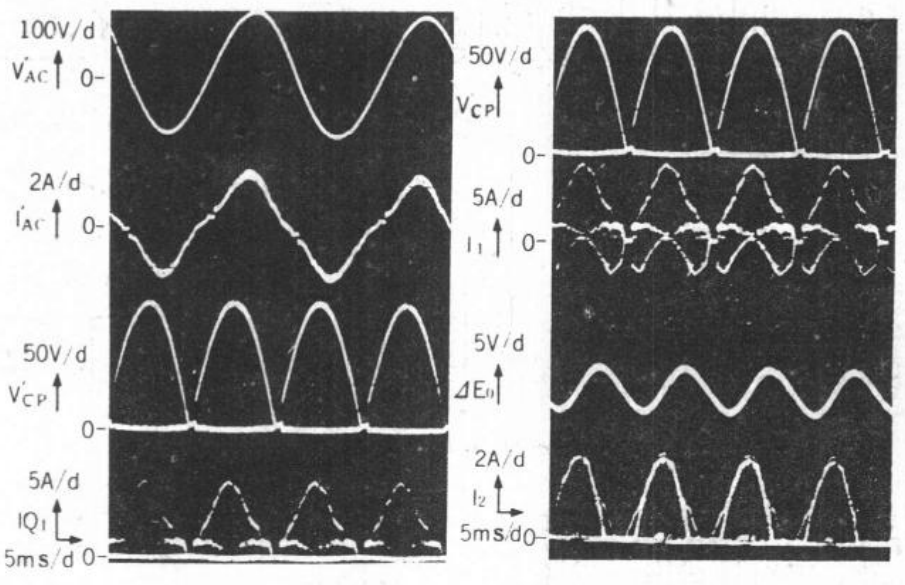


图 5-17

图 5-18 是按图 5-16（a）的稳压操作，和按（b）的改善功率因数操作所得 n＝1 的基本波 50Hz 成分为 100%P_1，对 2～13 次谐波电流的绝对值和含有率进行测定的结果。

按照原测定方法一定要跟交流稳压电源串联，在 100V、50Hz 额定时连接（0.4Ω＋0.37mH）的线路阻抗网络测定高次谐波电流。但因一插入网络就会减少高次谐波电流，所以这里是一种省略网络的测定结果。

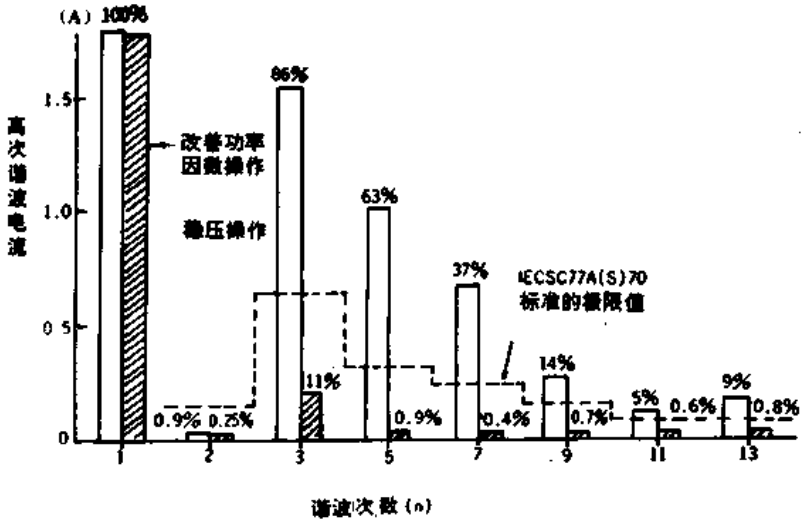


图 5-18　高次谐波电流测定值

图 5-18 用虚线标出了 IEC 标准的输入功率 176W 时高次谐波电流的极限值。按原先的稳压操作，2 次以外的 3～13 奇次谐波电流全都超标。按斜线所示的改善功率因数操作，所

有的次数都宽余。在标准内，只有3次成分有11%的失真含有率，而5次成分以上则降到1%以下，用AC100V就完全达到了IEC标准。图5-14中虚线所示的IEC标准极限值是AC230V地区的标准。

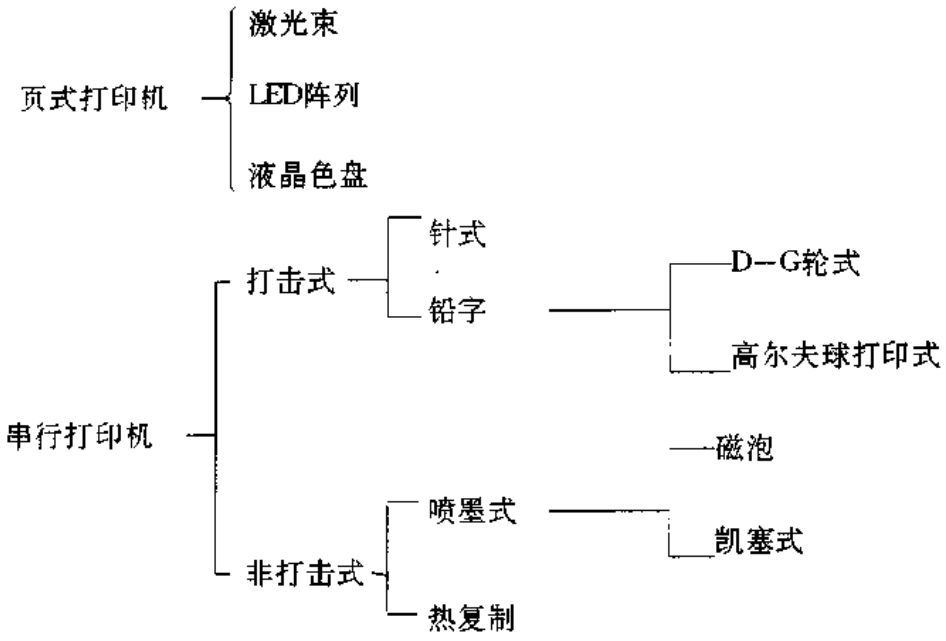
控制电源高次谐波失真用改善功率因数的有源滤波电路是通过采用小型轻量、低噪声、低成本电流谐振式变换器开发的，较原升压式变换系统有输出电压的选择和绝缘化等优点，有利于实用化。

二、打 印 机

1. 打印机用电源的特点和现状

如表5-3所示，打印机的种类很多，对电源的要求也多种多样，虽然目前多集中在页式打印机上，但在目前以至未来，从既能复制又能降低成本的角度看，其主流仍将是点击式打印机。故此，本文仅就这种打印机简述如下。

表5-3 个人计算机用打印机



打印机所需电压的种类有电动机、磁头等机械驱动用的24～40V（以下称驱动电压），逻辑用的5V（以下称逻辑电压）、串行接口用的±12V（I/F电压）。

设计电源时，必须符合打印机所要求的特性和UL、CSA、VDE等安全标准以及FCC、FTZ、VCCI等噪声标准、漏电流等自定指标。

因此，电源的结构电路也基本固定。低级打印机由于印字速度慢，要求磁头和电动机的驱动电压低，且用硅板变压器降压后，即可使电压稳定（变压器式）。中级以上打印机，因驱动电压比较高，功率也较大，所以要采用开关电源结构。

在打印机中，由于磁头和电机本身是一种负载，所以负载电流的变动很大，要求对全点击印字等短时间的过载反应不敏感，对长时间的过载要敏感，是一种颇具矛盾的特性。

在时序要求上，一般是当电源接通时，逻辑电压上升后，驱动电压就上升。当电源切断时，驱动电压下降后，逻辑电压就下降。

2. 开关电源的电路结构

（1）低级机的设计要点

为确保打字质量，采用硅板变压器的电源也要用二次线圈加以稳定。为此，一般采用图 5-19 所示的斩波式开关电路。这种方式的优点是：

①ON 占空比的使用范围可达 0～100%，因而输出入差小（变压器的输出电压变动大也无妨）。

②效率好。

③结构部件少，价格便宜。

其缺点是，一旦开关元件或控制 IC 发生故障，输入电压就有可能通向输出端而导致逻辑电路损坏。因此，除通常的限流电路外，还要装保险丝，以防万一。

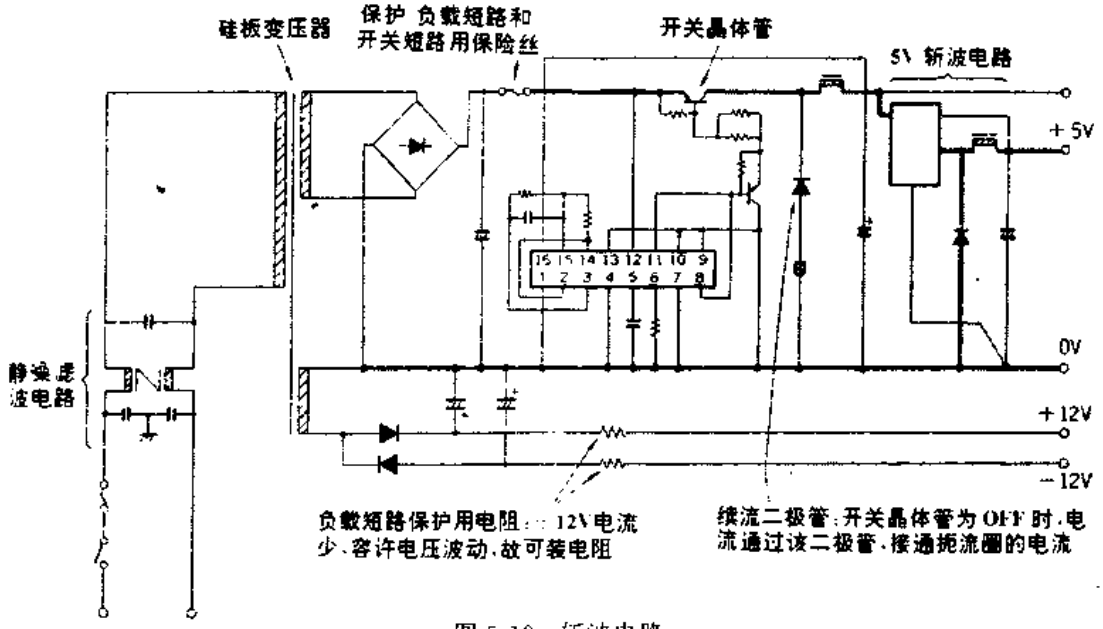


图 5-19　斩波电路

（2）中级打印机的设计要点

中级打印机主要采用自激式回扫变换电路（下称 RCC），该电路的优点是：

①结构元件少。

②经从二次反馈，电压稳定性好。

③除受控电压外，其他稳定性虽稍差，但可取准恒压加以多输出化。

④可小型化。

其缺点是：

①难以取得大功率。

②变压器和开关元件随功率成正比增大。

③因纹波电流的关系，二次线圈整流电路的电容器要很大。

④对急剧负载变动和输入变动的响应迟缓。

另外，其控制相位不同于正向式，偏移 180 度，所以在设计上要注意以下几点：

①从无负载到最大负载都能进行稳定控制。

②变压器的设计。

③选用存储时间小的开关晶体管。

④响应性好的控制电路。

在图 5-20 的电路中，用驱动电压进行控制，I/F 电压为准稳定电压、逻辑电压通过回扫得以稳定。

(3) 高级打印机的设计要点

这种打印机因打印速度快，复制量大，需要大幅度增大磁头驱动功率和电机功率。因此，要采用正向式开关电源，其中功率较小的是单管式，功率较大的有推挽式、及其变形的半桥式和全桥式结构。

从特点上看，因二次线圈上具有扼流圈输入式整流电路，所以电容器的脉动电流会减小，且在一次线圈侧 OFF 时，也能通过放出储存在扼流圈里的电能向负载供给电流并进行实时控制，因而对负载和输入的骤变也能进行快速跟踪。在使打印头全部打印针同时打印时，瞬间耗能很大，要在二次线圈上设置大容量电容器。因此，在设计限流电路时，如不考虑这种充电电流，在接通电源时，有时就会导致电源损坏。

这种高级打印机的缺点是不能进行如 RCC 那样的多输出，以及零部件多成本高。此外，对逻辑电压和 I/F 电压需另设变换器。图 5-21 是用 RCC 变换器制作 5V、±12V 及正向变换器控制用电源的示意图。

在开关电源中，由于一次线圈整流电容器的电容很大，接通电源开关时会产生很大的冲击电流，并发生开关电极的熔敷现象。因此，要在整流器的前面或后面装上串联电阻，以防止这种现象的发生。

在中级以上大功率电源的情况下，电源通过 SCR 和三端双向可控硅开关元件等上升后，便会使电阻短路，减少损耗。

3. 打印机用电源的装配要点

打印机在装配上主要是一个如何降低噪声的问题。

近来，由于打印机印字速度的提高、字型的精密化以及品种的增加、处理能力的提高，更进一步提高了时钟频率，其 CPU 在从 8 位向 16 位推进，高频化和总线的增加使噪声增大。

打印机的电源装有由共模扼流圈和电容器构成的静噪滤波器，而且电源本身是由变压器、线圈和大容量电容器构成，也形成一种滤波器。故此，在装配时，很重要的一点是在插入电源后不要使输入电缆、开关和主电路板靠近，也不要使电源的开关元件和变压器等靠近（图 5-22）。这是因为噪声级会因滤波器的 Y 电容器（装在电源线跟大地间的电容器）的接地点、散热器的电位以及直流输出对地线的电位的差异而发生很大变化。

开关电源会产生宽带噪声并提高总噪声级，因此，要通过对消噪器常数的适当调整和对变压器结构及开关元件装配法的调整，在噪声发生源上采取相应措施。

此外，因打印机上装有电动机、磁头等一些瞬间通过大电流的元件，所以一次线圈的整流电路、开关电路、变压器和一部分二次整流电路的配线要短而粗，以利降低噪声。

而且打印机毕竟是计算机的一个终端，不能单独使用，所以连接计算机时，要留有充分的噪声容限。

对其他各安全标准也要周密考虑，各部分的沿面距离、空间距离、耐压和结构等都要

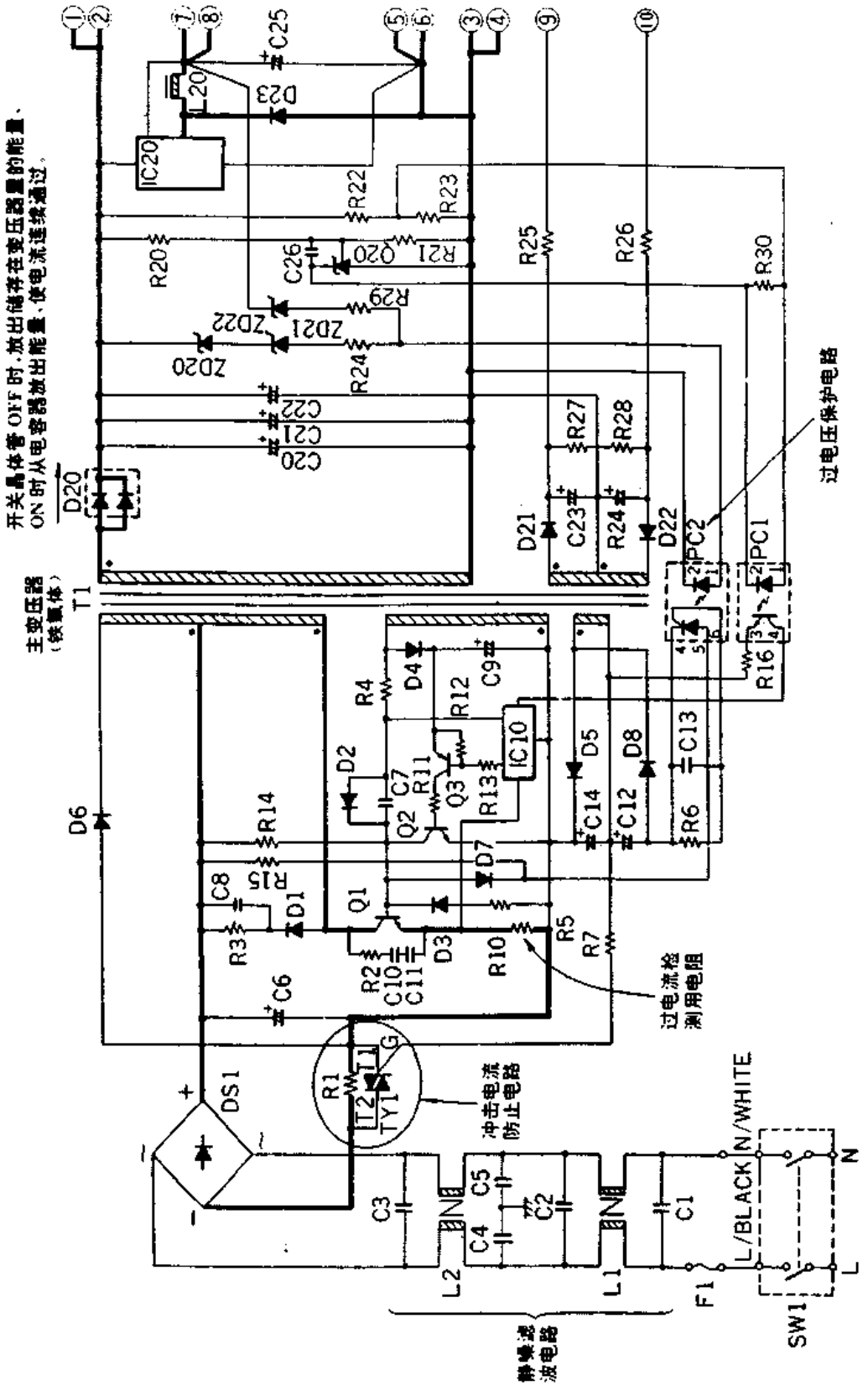

开关晶体管OFF时，放出储存在变压器里的能量。
ON时从电容器放出能量，使电流连续通过。
主变压器
（铁氧体）
T1
过电压保护电路
过电流检
测用电阻
冲击电流
防止电路
噪音滤
波电路
L/BLACK
N/WHITE
L
N
L1
L2
F1
SW1
DS1
IC20
IC10
Q1
Q2
Q3
TY1
PC1
PC2

图 5-20 RCC 电路

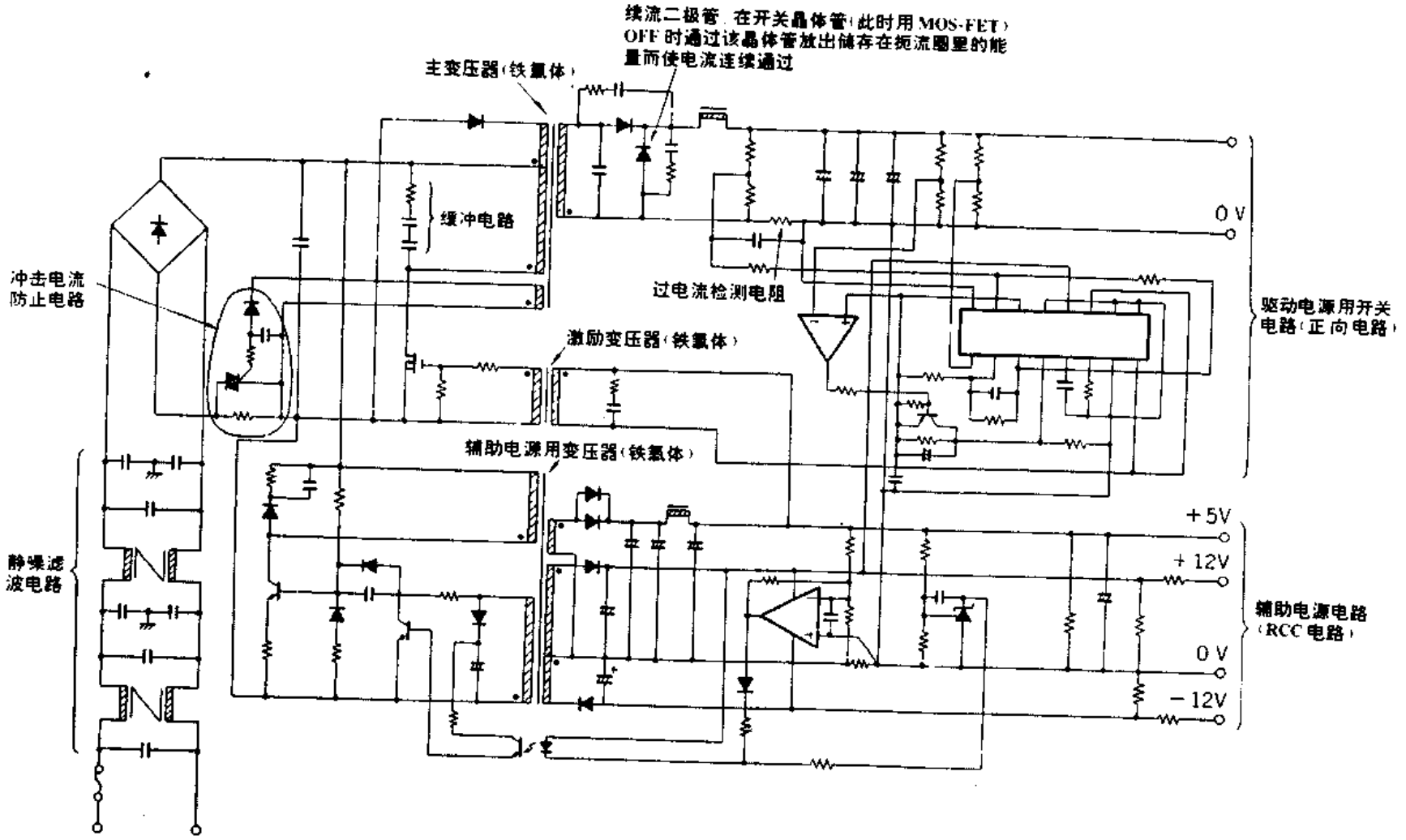

续流二极管（在开关晶体管（此时用 MOS-FET）OFF 时通过该晶体管放出储存在扼流圈里的能量而使电流连续通过
主变压器（铁氧体）
缓冲电路
冲击电流防止电路
过电流检测电阻
激励变压器（铁氧体）
辅助电源用变压器（铁氧体）
静噪滤波电路
0 V
驱动电源用开关电路（正向电路）
+5V
+12V
0 V
−12V
辅助电源电路（RCC 电路）

图 5-21　正向式电路

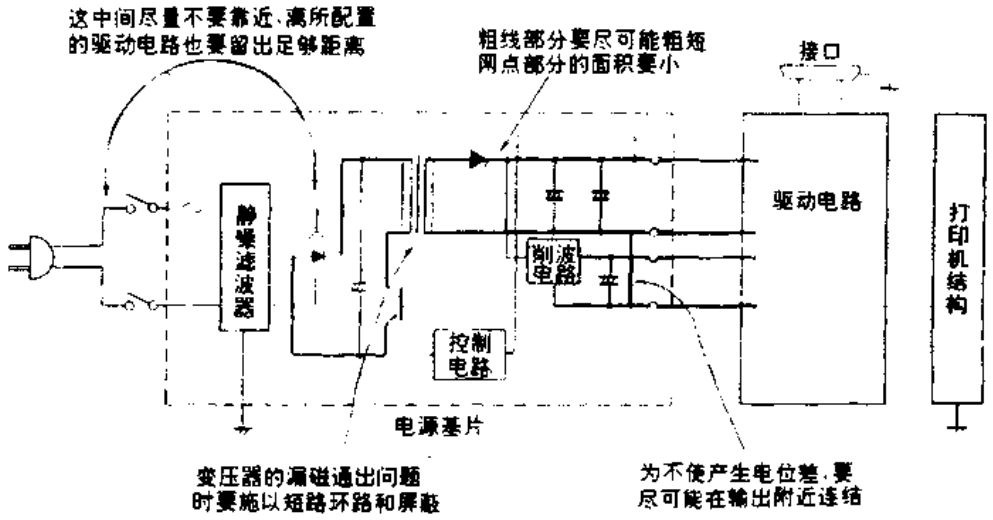


图 5-22　装配要点

严格要求，使之完全符合标准。

目前的打印机外形较大，逻辑和驱动电路简单。而近来的电路日趋复杂，正通过采用门阵列等寻求底板的小型化和图形的简单化。但由于小型化和提高纸带处理等功能的增加，会受到电源间隙的限制，在高度设计上也开始严格控制。

因此，开关电源要实现小型化，就要加以高频化，这在噪声方面也会增加难度。打印机要达到噪声标准，其频率就要限定在 200kHz 左右。

三、膝上式个人计算机

在 OA 设备中，随着膝上式个人计算机日趋增多，对电源的小型、轻量和低价的要求也日益强烈。因个人计算机具有移动方便的特点，所以要求世界各国都能使用。就是说，其电源要符合 AC 宽波段输入、各国安全标准和 EMI 标准。现从规格、电路结构和装配几个方面谈谈这种电源的特性。

1. 电源规格

电源规格如表 5-4。输入电压有 100V 和 200V 两个系列，以能分别符合日本、北美和欧洲等国家和地区的要求。在输入电压范围上，100V 系列为 85～132V，200V 系列为 187～264V。将 100V 系列加倍进行比较，可知该系列的范围大。

表 5-4　电源规格

项　目		规　格
输入	额定输入电压	AC100V、AC120V、AC220V、AC240V
	输入电压范围	−15%～+10%
	输入频率	50/60Hz
	容许频率	10ms（额定～15%输入时）

续表

项目		规格				
输出	额定输出电压	5VA	12V	−12V	205V	5VB
	额定输出电流	6A	1.6A	0.25A	115mA	60mA
	最大输出电流	6.5A	2.6A	0.3A	170mA	60mA
	最小输出电流	2A	0A	0A	3mA	0A
	总变动	±5%	±5%	$^{+10}_{-20}$%	±5V	±10%
	纹波电压	50mV$_{P-P}$	50mV$_{P-P}$	100mV$_{P-P}$	200mV$_{P-P}$	100mV$_{P-P}$
环境	环境温度	0～45℃				
	环境湿度	20～80%				
标准	安全标准	JEIDA、UL、CSA、VDE、SEV、NEMKO				
	EMI 标准	VCCI-2 种，FCC-B、VDE-B				
其他	保护功能	过电压过电流保护				
	漏电流	0.75mA（AC240V 时）				

输出有 CPU、FDD、HDD 用的 5VA、12V、−12V 三个沟道及 PDP 用 205V、5VB 两个沟道。表 5-4 中的额定输出电流是平均电流的最大值。最大输出电流是指包括短时间峰值电流在内的最大值。应着重指出的是 PDP 用 205V 输出。这种高压输出的变动范围尽管几乎可从无负载到最大负载，但其总变动很严格，限定在±5V（2.4%）以内，而且是一种脉冲负载。图 5-23 所示是其电流波形。既要是一种高压输出，又要是一种脉冲负载，这给电源设计带来许多难题。也即会发生电波干扰、FDD 和 HDD 的误动作、输出稳定度以及热损耗等问题。

环境条件要求与一般个人计算机用电源一样，但因要频繁移动，故在耐振耐撞击方面要求更严。

安全标准要符合日本的 JEIDA、北美的 UL、CSA、欧洲的 VDE、SEV、NEMKO 等。EMI 标准要符合适用于个人计算机的日本的 VCCI 第二类、美国的 FCC 级 B、西德的 VDE 级 B 等。

2. 电路结构

电路结构如图 5-24 这种电源是一种 PWM 控制的普通正向开关式，也是一种采用功率 MOS-FET 的一次线圈控制方式。

滤波电路是一种共模扼流圈的两级结构。如果只需以大于 450kHz 为对象的 FCC 标准，也可采用一级结构。但因还需以 10kHz 以上为对象的 VDE 标准，所以采用了两级结构。共模扼流圈、X 电容器和 Y 电容器都采用了符合 VDE 标准的元器件。

100V 系列和 200V 系列的输入转换采用了电压选择器，并使之呈各倍压整流和全波整流连接。这样，一次线圈非稳定直流电压约为 250V，由于 100V 系列和 200V 系列的转换麻烦，近来实现了 AC 宽波段自动输入。但这样一来，会给线圈一次侧的电容器、FET 和变压器以双倍的负担，而且也会增加技术难度。

该电源用正向开关方式构成了多输出，其反馈输出为 5VA，其他输出通过接于二次平滑电路的串联稳压器加以稳定。平滑电路的扼流圈是一种共用扼流圈。反馈电路和报警电路的一次和二次线圈的连接采用了符合欧洲安全标准的光电耦合器。由于空间的限制，控

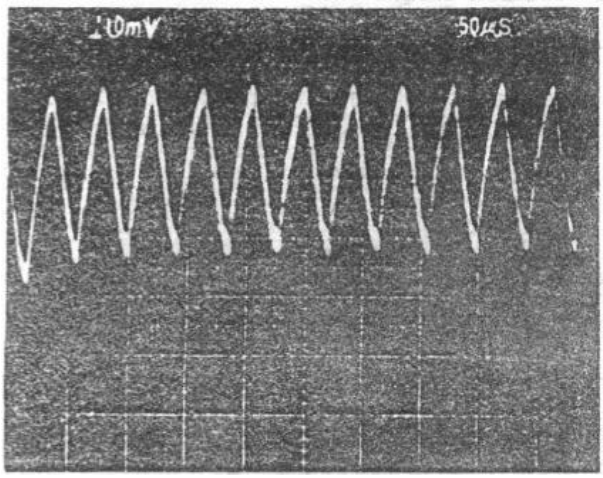


图 5-23　205V 输出负载电流波形
(20mA/div、50μs/div)

制电路全部 HIC_1 化。图中的 HIC_2 内装误差放大电路和报警检测电路。HIC_1 内装启动电路、PWM 控制电路、报警同步电路。

205V 输出由与 5V 输出相同的变压器输送，因此，与 5V 线圈相比，205V 线圈的圈数很多。这样就得注意变压器的线圈。圈数相差很大，一次线圈与 5V 线圈及一次线圈与 205V 线圈之间的漏电感就会有很大的差别。所以不能只按输出电压比确定线圈圈数，要依据一定实验确定。另外，圈数一多，会增大线圈的杂散电容，造成一次电流发生振铃等麻烦问题。所以要采用尽可能减少杂散电容的绕法。205V 线圈的电压很高，要注意层间耐压问题。开关电压一高，即使电流很小，也会增大二次线圈上二极管的开关损耗，要注意选用耐高压的高速二极管。205V 输出的总变动和纹波电压的规格很严，故采用了串联稳压器。用于该稳压器的功率晶体管在接通电源时会发生过载，所以要严密注意 ASO。

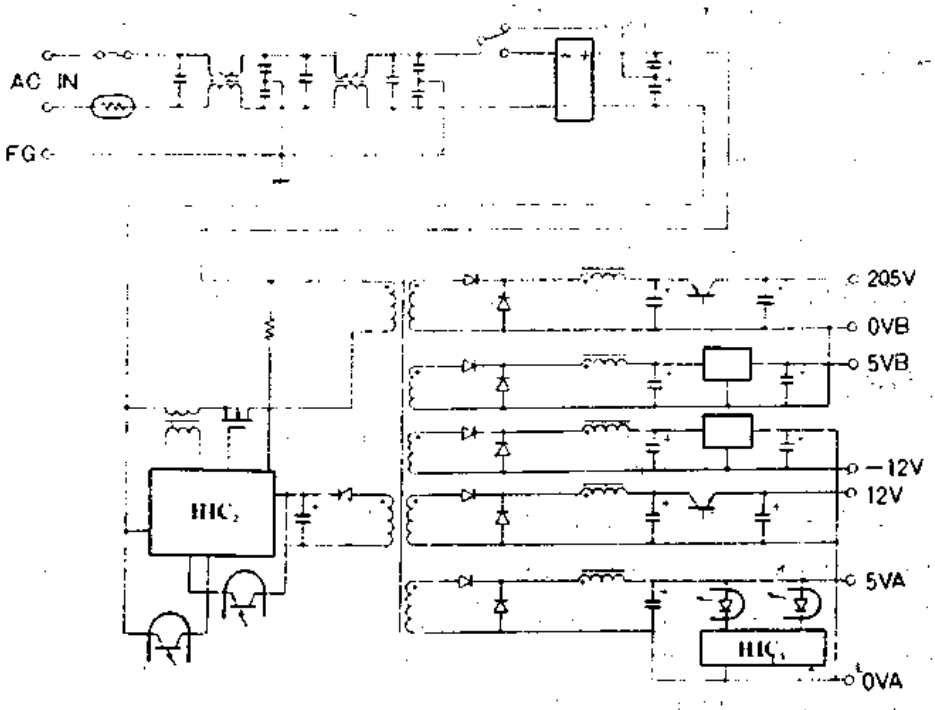


图 5-24　电路结构

3. 安装

这种开关电源薄而细长，最厚部分为 40mm，越靠近[illegible]电缆的出口处越薄。因此，其电路都采用薄元器件。变压器和扼流圈采用了 EEC 型。[illegible]等电容器呈扁形并联安装。共模扼流圈呈卧式。其他晶体管、二极管等半导体器件虽没有高度限制，但为确保安全标准

中的绝缘距离，在机壳里侧和印刷电路板下侧都装了绝缘片。

正因为这种电源的外形薄而细长，所以在散热问题上进行了周密设计。散热片采用了40mm 角。因为元器件的安装密度很高，为使内部流通的冷却风均匀一致，采用拉拔方向最适宜。吸气口设置在最有效的部位。散热器装在元件跟机壳的间隙里，以尽量留出散热面积。

也有用机壳作散热器的，但这种方法的缺点是：如按安全标准确保绝缘厚度，则不能取得较好的散热效果；绝缘片的杂散容量会导致噪声增大。故该电源将机壳跟散热器完全分离。

EMI 控制当然应依滤波器等电路元件而定，但仍不能忽视其各元件的安装问题。为减小地线的高频阻抗，要将印刷电路板的接地点尽可能围得短而宽，在机壳的组装上也使之有较多的面接触。

对噪声发生源的问题，采取了减小脉冲电流环和把开关元件与散热片加以隔离等措施。为控制辐射噪声，对电源内部沿电路图流向的部件进行了周密设置。在外部，将机壳的开口部位设置在所需的冷却范围以内。等离子输出是高压所致的一个能量很大的噪声源，为控制共态噪声，在等离子输出电缆里插入了芯线。对变压器施以静电屏蔽，控制了一次和二次方面的噪声传播。

总之，认真实施一些普通办法是 EMI 控制的最佳方法。

以上介绍了个人计算机用电源的一些设计问题，鉴于目前存储器、FDD、HDD 等正迅速实现大容量化，预计对电源的小型、轻量和低价的要求也将日趋严格。

四、磁带录像机（VTR）

现简单介绍一下 8mmVTR 装配开关电源时的注意点。

1. VTR 对电源的要求

首先要考虑振荡频率的问题。由 VTR 的旋转磁头拾取的信号电平只有数拾 μV。SW 电源从基波到 TV 频带都会发生辐射噪声，尤其在 1MHz 内更为强烈。所以当这种噪声混入低通变换的彩色信号后，就会出现在画面上，或混入记录较彩色信号电平还低的 ATF 信号后，就有可能扰乱电机的伺服系统。传到调谐器的射频也容易混入甚高频（VHF）广播的 1 通道（CH）至 3 通道（CH）、使画面出现斜点线。因此，要尽量在无干扰区确定振荡频率。

然而，近来自激式 R·C·C 增多，采用这种方式不能固定频率，因而当 VTR 由 STANDBY 方式转换为 PB 或变速方式时，频率就会从 1/2 降到 1/3。因此，要在 PB 或 REC 时选择无干扰频率，并要减小瞬态负载时的电压降。VTR 装有以一定速度送带的主动轮电机、驱动旋转磁头用的鼓式电机、进出磁带盒的加载电机，进退磁带盒时或变速方式时，会有很大的驱动电流通过。这时如果信号系统的电压不稳，画面上就会出现黑横条。这一点要求很严，因即使 10mV 的电压降也会出现 NG。其例如图 5-25 中的照片。这是一种通过 CH1 观察驱动电流、通过 CH2 观察电压降的情况。插入磁带盒时，启动电流达 1.34A，而电压降几乎没有。施以过电流保护时（瞬态负载时当然不需加）需注意程度问题。因通向变压器的电流过大，达到饱和会致晶体管损坏。从这一意义上说，应按变压器在 100℃时的

直流重叠特性来确认峰值电流时电感的减少情况。

其次，温升问题也很重要。因为根据 VTR 内部，尤其是电磁转换系统（磁头与磁带间的信号转换系统）的温度特性，温升过高会导致图像质量的信噪比劣化。因此，要考虑尽力控制磁头周围的温升问题。

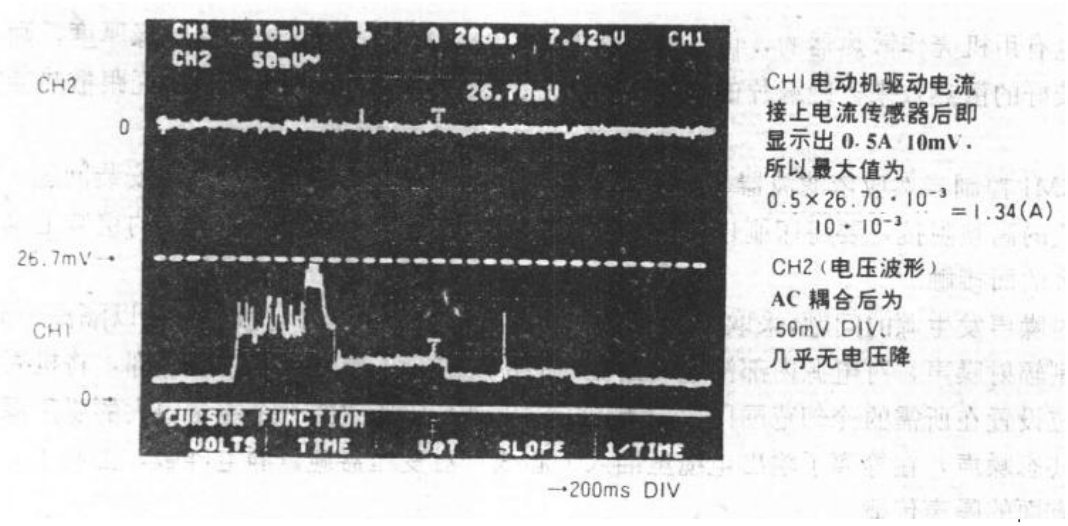


图 5-25　电机启动时的电流、电压波形

输出保持时间系指即使 AC 输入因瞬断等原因而中断也要使输出电压大致以 100%保持一段时间。这是考虑到电源瞬时停电等情况及其他家电产品工作时电源跌落情况，以便不管漏掉多少信号也不致发生问题。该时间要依输出电容器的电容确定。

另外，还要设定浪涌电压从 AC 输入端侵入的情况，以不致因高压向电源插头放电或增加脉冲噪声而发生异常现象。VTR 安装开关电源的要求因机种而千差万别，装好后发生的问题也各式各样，所以目前要制作相应电源，从开始设计时就会遇到许多难题。

2. 开关电源的电路结构和特点

图 5-26 是 VTR 用开关电源电路例。其主变换器部分采用开关电源用功率 *IC* 模块的回扫方式。AC 输入整流后由 C_1 加以平滑，其电压经 R_2 和 R_3 分压，加入 Q_1 的基极并通过 T_1 的一次线圈后，使电流流向 Q_1 的集电极。T_1 的基极线圈 NB 里会感应出同方向电压，通过 R_1 后加入 Q_1 的基极后，即会有更大的电流通向 Q_1 的集电极而开始振荡。振荡一开始，就不是通过 R_2 和 R_3 而是通过二次线圈的感应电压的作用持续启动。

振荡周期通过 C_5 的充放电和稳定 UNSW'D5V 用的光电耦合器强制确定。PB 时为 50kHz 左右。

R_2、R_3 的分压比要选择工作稳定、启动可靠的值。陡降特性由 R_4、R_5、R_6 确定。R_1 和 C_2 是为消耗漏感所致电能的一种缓冲电路，以防止由 Q_1 的 A. S. O 所造成的损坏。为减少泄漏磁通可将变压器 T_1 绕成层状圈，即先将一次绕一半然后绕二次，再绕剩下的一次。二次有 5V、9V、12V 三个输出。

5V 的输出保持时间 46ms。*IC*2 是一种装有分路稳压器的光电耦合器，用以稳定 5V 输出，R_7、R_8 供输出调整用，C_4 是一种相位补偿用电容器。UNSW'D5V供给定时装置和系统控制电路、接通 UNSW'D5V 的电压后，可供给视频音频系统及其他方面。

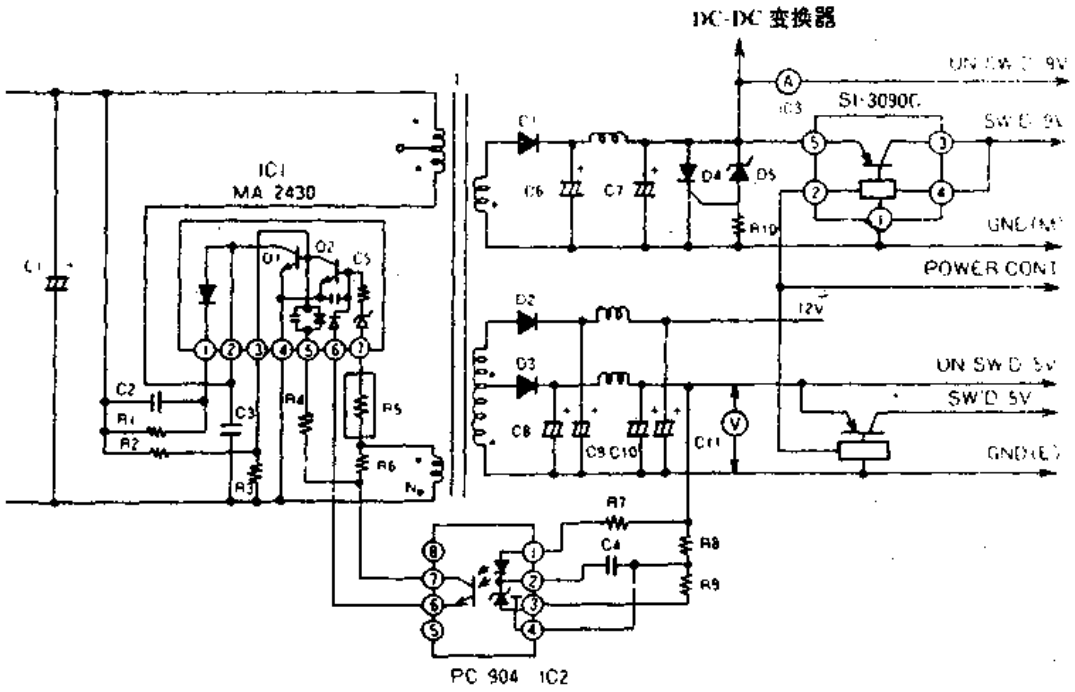


图 5-26　VTR 用开关电源电路结构

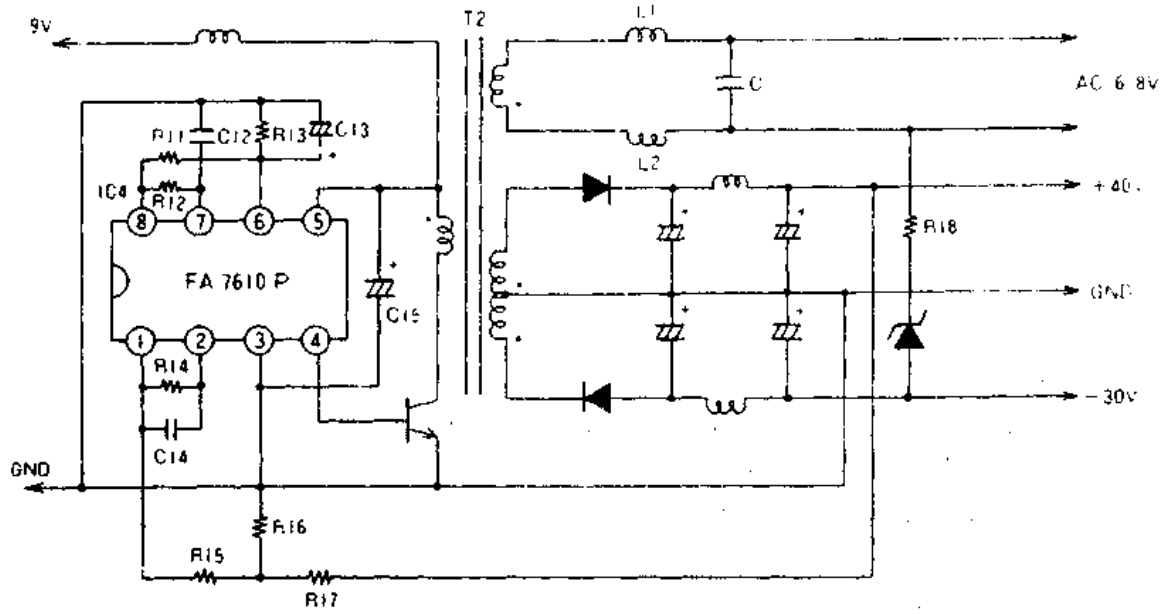


图 5-27　显示管用 DC—DC 变换电路

UNSW'D9V 供电动机用，直接输出，电压稳定度的必要性不大。

SW'D9V 由 IC_3 的 5 端子调整器构成。所谓 5 端子调整器，是在 3 端子调整器上加电压调整用端子和 ON—OFF 控制端子而成。控制晶体管为控制温升采用了 PNP，从而减少了输入/输出间的电压差。

D_4 是防过压用的 SCR，以在控制系统出现异常发生高压时使 UNSW'D9V 短路。

此外，还从 UNSW'D9V 向显示管用 DC—DC 变换器供电。DC—DC 变换器通过 IC_1 的

控制 *IC* 构成他激式 R. C. C. 电路（图 5-27）。

安装方面有噪声、温升和安全标准等一系列问题。这些问题相互关联，例如要减少噪声就得提高屏蔽盒的密封度，而提高密封度就会使温升状况恶化。从迄今的经验看，屏蔽盒的孔以∅8、排列间隔以 13mm 最佳。为在常温下确定电源单体温度的标准，要对每个元件的使用目标温度留出 35℃的最低余量。因为当环境温度从 25℃升到 40℃时，就升高了 15℃，加上电源装入设备至少要上升的 20℃，即需留出 35℃。其次，也是常识上的要求，即一次元件与二次元件的最低间隔，日本是 3mm、欧洲是 6mm。其他还有绝缘电阻、绝缘耐压、漏电流等许多试验项目。

五、不间断电源（UPS）

设置不间断电源（以下称 UPS）的目的是在于防止因工业电源停电和发生电压降或因外来噪声侵入等造成计算机设备、通信设备等负载设备的停机或发生误动作。不过，近来已不单限于这种保护作用，已发展成为降低设备运行费、吸收由负载发生的高次谐波电流（峰值因数 2.8 倍的电容输入整流器负载电流）和配置对流向工业电源的高次谐波电流起抑制作用的功率缓冲功能（输入功率因数 1，正弦波电流化）所不可缺少的条件。

作为这种抑制手段，大容量 UPS 迄今都是采用的多相整流方式，而小容量 UPS 则已开始采用把输入电流转换成几乎无失真的正弦波的方式。这种转换是在输入端插入作有源滤波器用的高功率因数变换器，并对该变换器加以高频 PWM 控制得以实现的。

作为高功率因数变换器的电路方式，小容量 UPS（3kVA 以下）主要采用升压斩波电路，中容量 UPS（3kVA～30kVA）主要采用高频 PWM 整流器。

把高功率因数变换器装配到 UPS 上时，最重要的是要考虑不致因电路复杂而降低产品可靠性的问题。因此，从主电路看，应本着以下几个方面提高 UPS 的性能：

●主电路、控制电路都要与原可控硅相位控制整流器同等，不能太复杂。

●使兼有稳压恒流功能，以能作电池充电器用。

●可限制接于主电路的 DC/AC 逆变器的直流电压变化范围，以减轻逆变器的工作应力，使工作稳定。图 5-28 是小容量 UPS（1kVA）电路图，图 5-29 是装配在该小容量 UPS 上的升压斩波式电路例。其控制部分采用了西门子公司的专用控制 *IC*（TDA4814），外加少量器件即可获得足够特性。该方式工作时是以高频（25～150kHz）对经桥式整流器加以双波整流的脉动电流波形进行全周期转换，输入电流波形即可形成转换电流各周期的平均值，并以正弦波状通过。此外，如果在输入电压和负载发生变化时，也可使各转换电流的最大值发生相应变化，其直流输出电压即可得以稳定。表 5-5 是该小容量 UPS 的主要参数。

图 5-30 是装配在 5kVA UPS 上的高频 PWM 整流器方式的实例。

现介绍一下这种装配高频 PWM 整流器的 5kVA UPS 的实例。其主要参数如表 5-6，电路图如图 5-31。

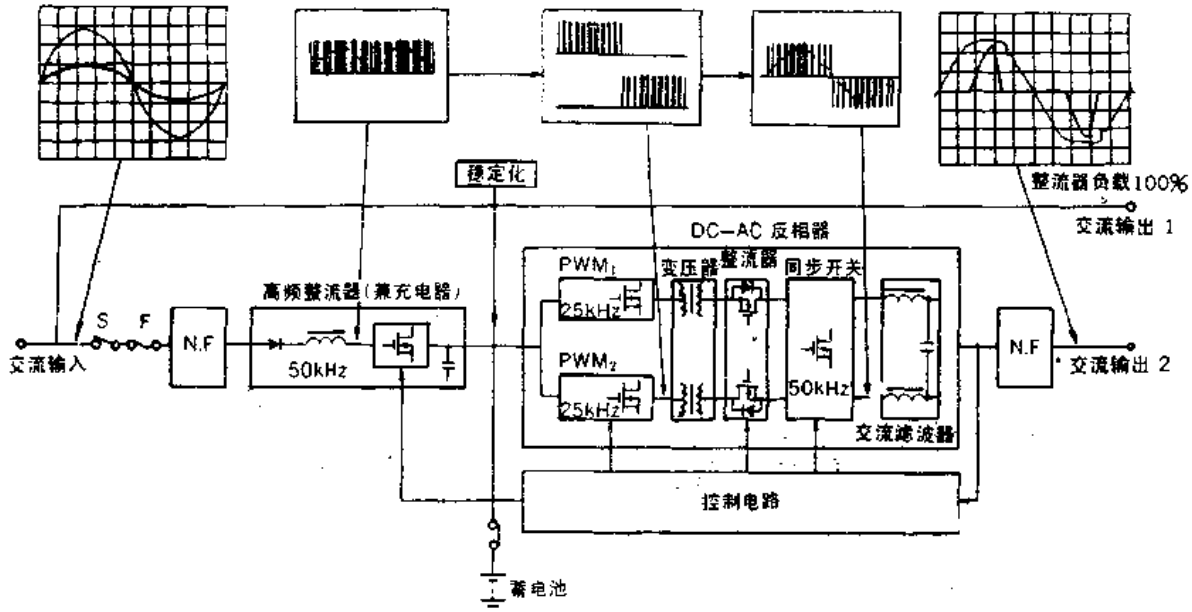


图 5-28 UPS（1kVA）电路图

表 5-5 UPS（1kVA）主要参数表

交流输入	电压	AC100V±12V 单相
	频率	50/60Hz±5%
	容量	1000VA 以下
交流输出	容量	1000VA/800W
	频率	50Hz 或 60Hz±0.1%
	电压	AC100V±2%
	负载变化	0～100%
	负载功率因数	0.8 滞后（范围 0.6～0.8）
	畸变系数	线性负载时 2%以下 整流器负载时 5%以下
	瞬态变化	±5%以下输入骤变±10% ±5%以下负载骤变 0↔100% ±5%以下停电、复电时
	过载容量	120% 1 分钟
	容许峰值电流	额定有效电流值的 2.8 倍
	效率	85%以上（按额定输入和输出）
蓄电池	形式	小型铅封
	电压	DC216V
	保持时间	10 分
周围	温度	－10～＋40℃
	湿度	30～90%
	噪声	45 呐以下（前方 1m，按 JIS A 级）

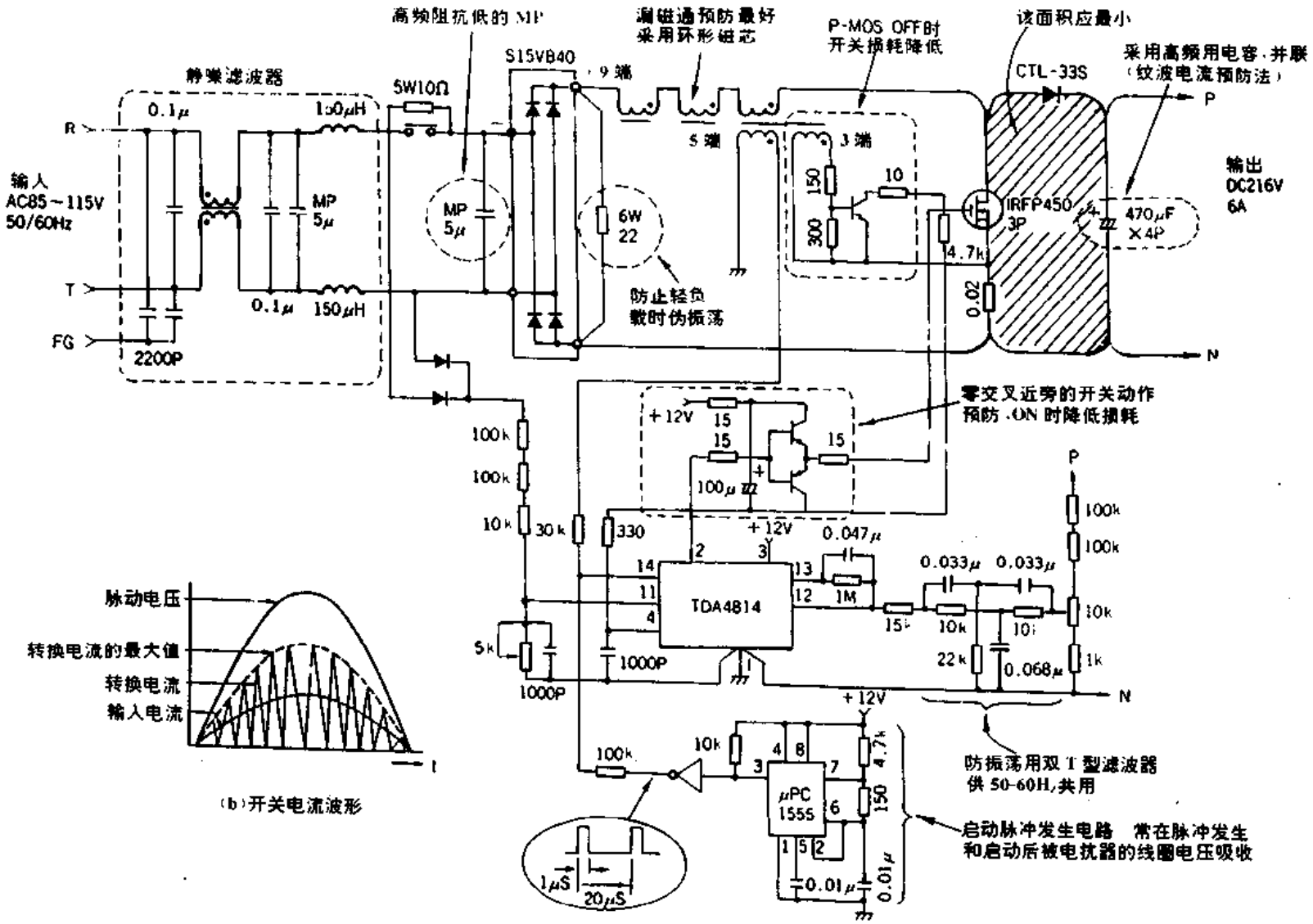


图 5-29　216V　6A 有源滤波电路

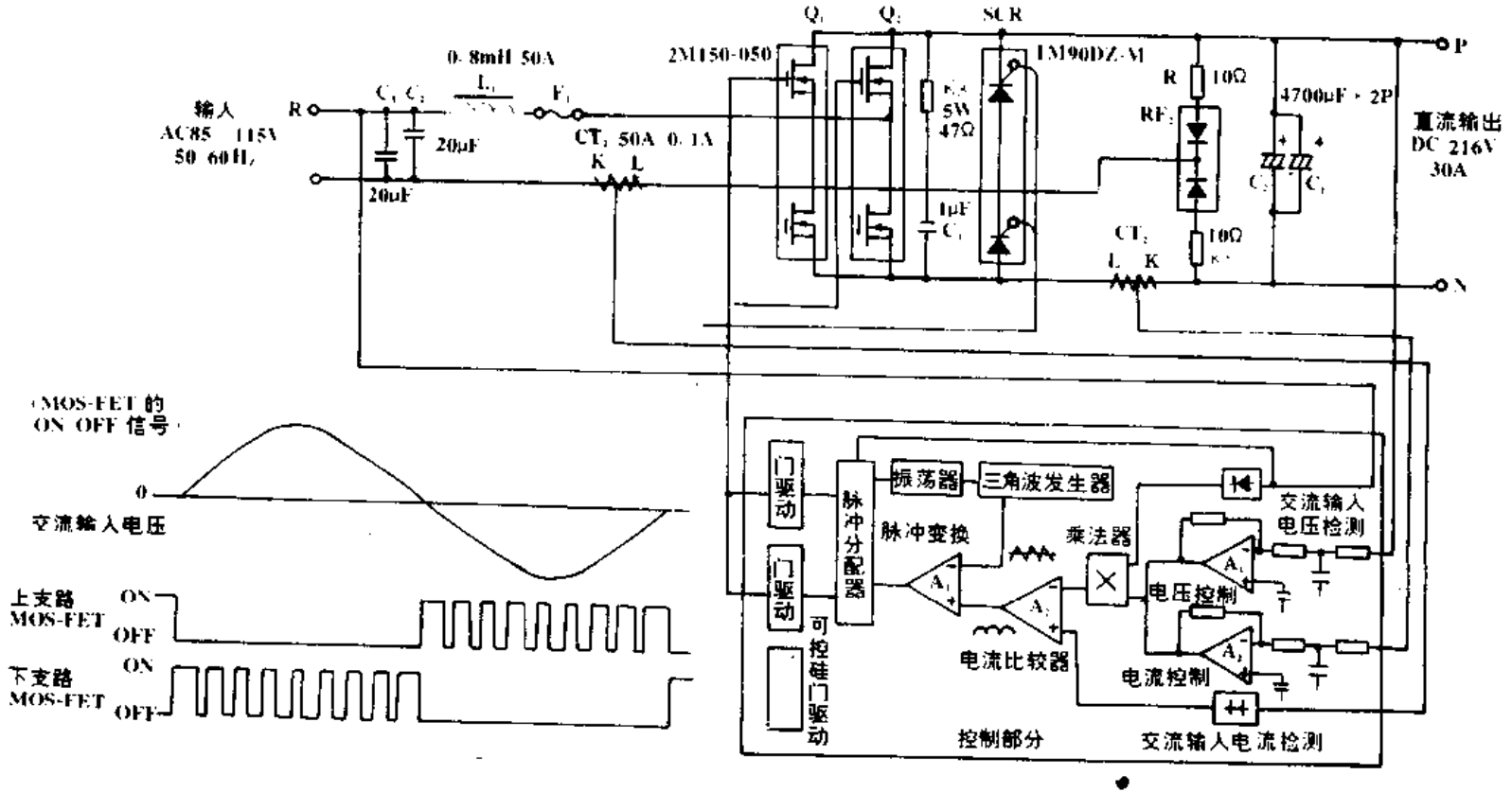


图 [illegible] 变频PWM整流器主电路结构

表 5-6　主要参数表

额定容量		SkVA	备　注
交流输入	电压	AC100V 或 AC200V±12%	
	频率	50Hz 或 60Hz	
	相数	单相	带地线
	容量	5kVA	
交流输出	运转方式	工业用同步，平时反相供电	
	电压	100V	
	频率	50Hz 或 60Hz	
	相数	单相双线	
	负载功率因数	滞后 80%	
	电压精度	±2%以下	
	过渡电压变化	±5%以下	0⇆100%负载骤变时输入停电，复电时
	电压波形失真系数	5%以下	按线性负载
	频率精度	±0.1%以内	非同步运转时
	过负载时的运转	因过负载无瞬断进行自动旁通转换，过负载消失后，自动向倒相器复位	自动旁路方式
	效率	85%以上	额定输入、输出时
蓄电池	形式	铅封蓄电池	维修方便
	停电支援时间	10 分钟	（环境温度 25℃）
	恢复充电时间	24 小时	（环境温度 25℃）
其他	绝缘强度	1500V/1 分钟	
	发生热量	650kcal/h	额定输出正常时
	周围温度	0～40℃	
	相对湿度	30～90%	
	冷却方式	强制风冷	
	噪声	50dB	正面 1m
	使用场所	室内	

1. 特点

本机有以下特点：

（1）100%适应计算机负载

开关电源等的高次谐波成分很多，即使对峰值电流大的整流器负载，也可通过采用高频瞬时值控制方式（PWM）使输出电压保持正弦波。所以可将与输出容量相同的 100%容量供给负载，而不须像以往要考虑减少容量的问题。

（2）适应 100%负载骤变

按 0↔100%的负载骤变规定输出电压变动范围在±5%以下，抗负载骤变和冲击电流。

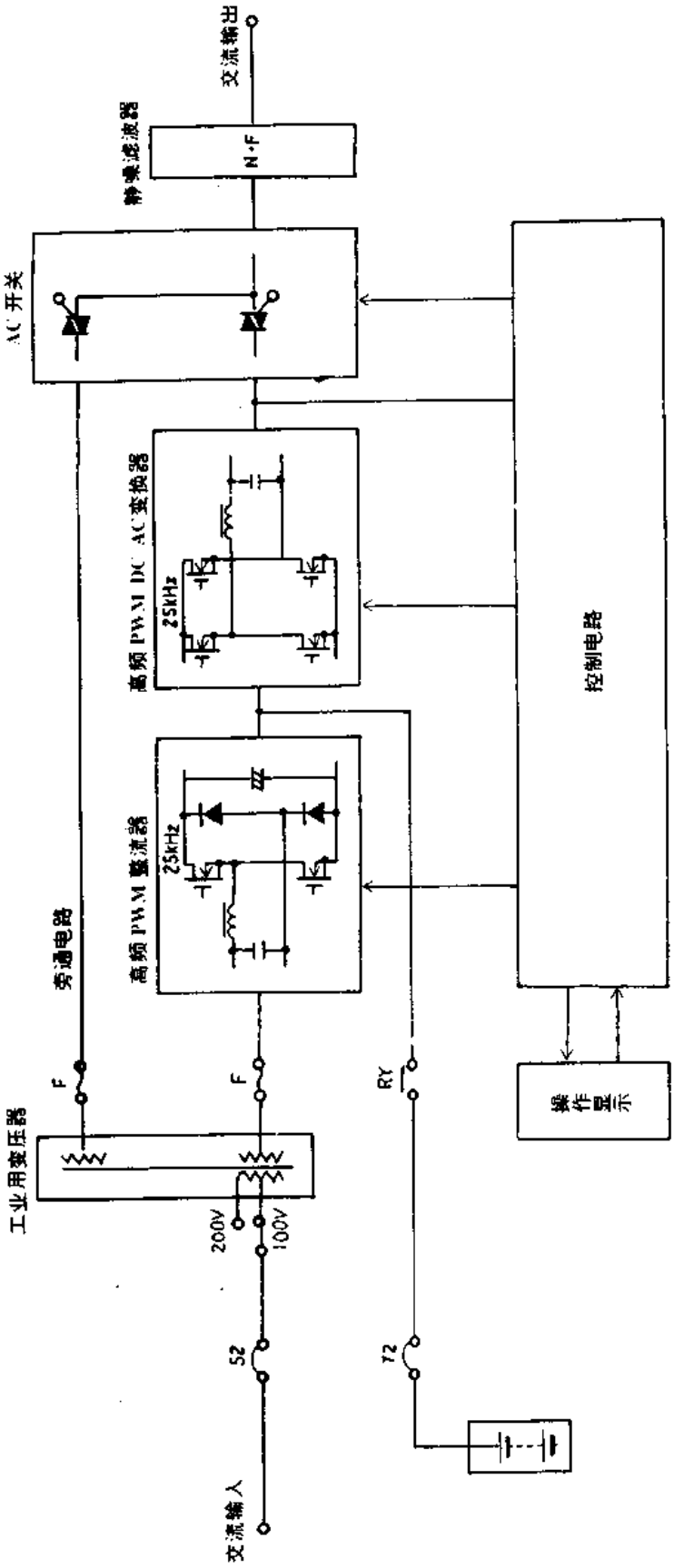


图 5.31 UPS 6kVA 电路图

(3) 高输入功率因数、低输入容量

通过采用有源滤波电路(高频 PWM 整流器)使功率因数基本达到 1,并大幅度降低了输入容量,使之等同于输出容量。同时,由于输入电流转换成了失真系数低的正弦波,所以也降低了流向工业电源的高次谐波。

(4) 低噪声

采用高频技术把噪声降低到符合机关计算机室指标的 50dB 以下。

(5) 工业用无瞬断转换和自动恢复功能

平时与工业电源同步运行,出现内部故障或输出过流时,可无瞬断地转换为工业用电源。过流转换时,具有自动恢复功能,如达到额定负载电流以下,即自动进行反向供电,不需进行负载容量补偿,从而达到经济运行。

(6) 微机监控

配有可显示各部分计测、操作控制、故障内容、电池运转次数等情况的监控功能。

(7) 不需维修

采用铅封闭电池,不需日常维修,并设置有充放电特性定期自动校验功能,以备电池发生意外故障。

2. 结构和功能

该机用隔离变压器把输入电源分成旁通电路用和高频 PWM 整流器输入用。输入电源可通过变压器的型号转换进行 100V 或 200V 的选择。

通常运行时,由将输入电流控制在功率因数为 1 的正弦波的高频 PWM 整流器边向逆变器供电边对蓄电池进行浮式充电。逆变器采用高频 PWM 控制,使之发生交流电压,以通过高频滤波电路除掉载频(25kHz)成分中的高频,然后再通过高频尖峰静噪滤波器向负载设备供给稳定的正弦波电压。这样,在交流输入停电时,即可不间断地由蓄电池向反相器供电,使设备继续运转。此外,本机平时与旁通电源同步运转,以在逆变器发生故障及接通负载发生突入过流时直接转换为旁通电路,待过流复归时通过自动恢复功能自动向反相器供电。下面介绍一下本机的几个主要部分。

(1) 高频 PWM 整流器部分

这是一种由功率 MOS-FET 和可控硅构成的桥式电路,其交流输入侧接有 AC 电抗器,直流输出侧接有平滑电容器。其他还设置有转换时的浪涌电压控制用缓冲器,备用充电电路、滤波电容器。其基本工作原理是以高频(25kHz)对功率 MOS-FET 的上支路和下支路进行启—闭控制,以使与交流输入电压同步的正弦波电流能通过 AC 电抗器。直流输出电压可通过控制流向功率 MOS-FET 的电流的振幅而得以稳定。此外,输入侧的滤波电容器可降低流入 AC 电抗器的高频纹波电流成分,使之转换成高频纹波小的正弦波电流。

MOS-FET 的启—闭信号与交流输入电压之间的关系如图 5-30 所示。其控制部分由三角波发生电路、乘法电路、输出电压检测器、电流比较器、同步电路、MOS-FET 门驱动接口电路等构成。其基本工作原理是利用乘法器使交流输入电压(决定输入交流目标值的波形)和直流输出电压检测器的输出信号相乘,并给电流比较器以指定阈值(目标值),使之与实际输入电流值进行比较后,将三角波重叠于其输出信号,按不同脉冲进行变换。该脉冲由门驱动接口电路分为上支路用和下支路用两部分,以驱动整流器的功率 MOS-FET。

(2) DC/AC 逆变器

用采用功率 MOS-FET 的全桥式逆变器（高频 PWM 方式）把 DC220V 的直流电压变换成交流电压。Q_1、Q_2 的支路按工业用周期启一闭，Q_3、Q_4 的支路按 25kHz 的高频转换，并通过 PWM 控制使其平均电压转换成 AC100V 的正弦波电压。这种受 PWM 控制的矩形波电压会通过 *LC* 滤波器形成正弦波。*LC* 滤波器对 25kHz 的特殊高频是一种有效的非谐振型滤波器。

逆变控制电路采用了追踪基准正弦波的高频瞬时值控制方式。基准正弦波通过水晶振荡器产生时钟脉冲，并对正弦波 ROM 数据进行 D/A 变换，转换成超低失真系数的正弦波。

图 5-32 所示是主电路结构、控制方框图、PWM 控制波形的关系。

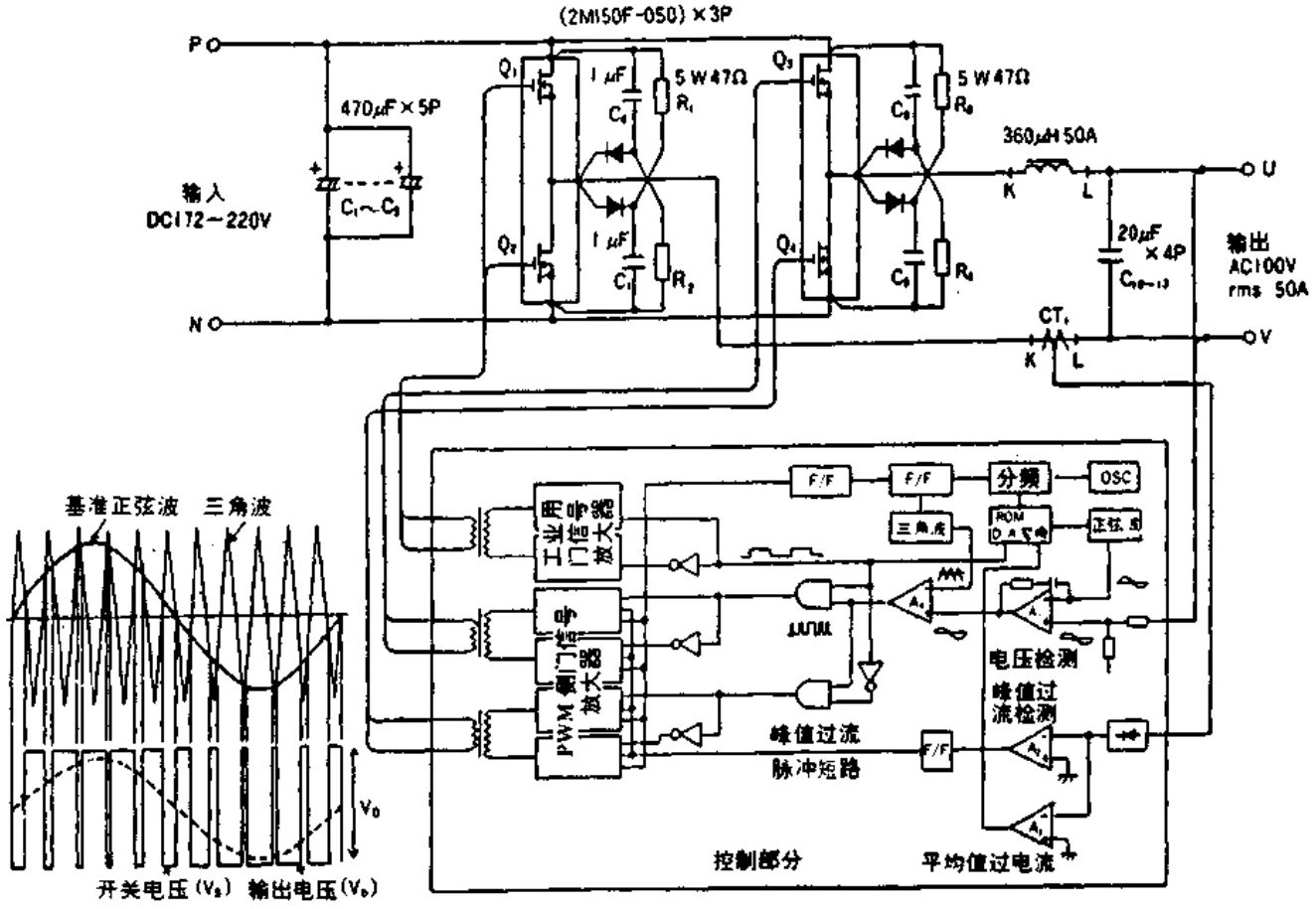


图 5-32　DC/AC 倒相电路结构

（3）程序电路部分

该部分由以下几个部分构成，即控制启动、停机和转换的程序控制部分、使器输出电压的频率和相位与旁通电路保持一致的同步处理部分、操作显示部分。这几个部分全由微机控制，实现了高功能化、高可靠性化和小型化。程序控制中的转换控制，虽说通常都是按微机指令进行的，但在用硬件故障检测电路进行支援，万一发生故障时，可通过向旁通电路进行可靠的无瞬断转换，提高对负载设备的供电可靠性。

（4）外形与结构

本机以设置办公用计算机室为前提，通过减少操作开关和装配小脚轮，使安装、操作和维修更方便，且考虑到 EMI 对策和工作效率，内部都已按各器件单位基片化，消除了电

线的连接现象。

3. 运转特性

（1）交流输入特性

图 5-33 所示是额定负载时的交流输入电压和电流的波形。输入电流吸收了流向电源的高次谐波成分而保持了正弦波。输入功率因数达到了 0.98 的高功率因数。额定负载时的输入容量（4.8kVA）降低到负载容量（5kVA）以下。这样，就可直接装配 UPS，而不需提高上位电源的容量或更换断路器。

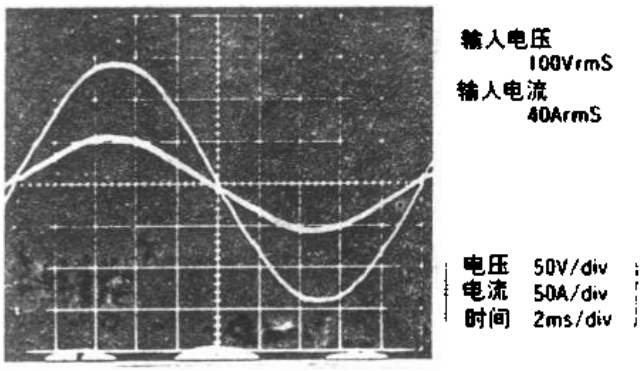


图 5-33

（2）交流输入特性

图 5-34 所示是 100%整流负载时的交流输出电压和电流的波形。输出电压波形失真系数为 2%，对计算机等电容输入负载也可稳定供给正弦波电压。即使发生 0↔100%负载骤变，电压变动也在 3%以下，并能单独启动和停机，不影响接于同系统的其他设备。

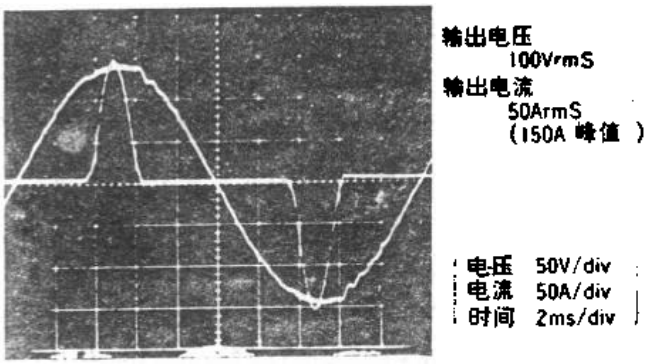


图 5-34

（3）效率

由于采用功率 MOS-FET 额定负载时效率达 86%，高于其他同类产品。

（4）噪声

采用了内部通风用低噪声风扇，使前方 1m 的噪声实测值降到 46dB 以下。

六、液晶显示用反光灯

近年来，装配 LCD（液晶显示器）的设备普及很快，遍及字处理机、折迭式计算机及笔记本式个人计算机、液晶电视机、车载设备等许多领域。

这些 LCD 一般都装配反光灯，采用 FL 管或 EL 板。这样，为驱动反光灯，在电源方面就得采用逆变电路（inverter circuit）。

反光灯用逆变电路的主要器件有变压器、电感器等。其形状（高度、地面积、端子形状等）和容量应能便于发挥各种 LCD 和安装设备的特点，并要为实现装配设备的小型化开发倒相变压器、电感器和倒相器件等。同时随着 LCD 的薄形化，要充实 SMT 对应件。

1. LCD 用反光灯的种类

（1）CCFL（冷阴极放电管）

（2）HCFL（热阴极放电管）

（3）EL 板（电致发光器）

2. 反光灯与逆变器（inverter）的特点

（1）CCFL 用逆变器

黑白 LCD 用主要是一盏侧灯，彩色 LCD 用为 10 英寸 4 灯（2～4 变压器）、6 英寸 U 管 2 灯或 M 字管 1 灯。

优点：

●电路结构简单，小型轻量并可降低高度。

●不需要计时电路，管寿命长发热少，抗点灭性和抗震性良好。

●调光容易且幅度大。

●保护电路简单。

缺点：

●电路电压较高（1～1.5kV），要注意变压器结构，使成特殊形状。

●亮度较 HCFL 管低。

（2）HCFL 用逆变器

优点：

●管电压低，有利于变压器结构。

●亮度高，约 30，000nt。

缺点：

●需采用预热电路和计时电路，电路复杂。

●因采用电弧放电式、需设置寿命末期和不亮灯时的保护电路（因末期温度、负荷会骤升）。

●因管电流大，管电极两端的温升也大（约 75℃，而冷阴极管约 30℃）。

●内置灯丝，管径不可能细。

●管寿命短，调光幅窄，一般需要灯丝常时点亮（耗电大）。

（3）EL 板用逆变器

优点：

●工作电压低，有利于隔离耐压。

●不同于放电发光式，有利于防噪声。

●调光范围无限大，温度依赖性小。

●面板整体发光均匀，不需要导光板和扩散板，故面板本身薄而轻。

缺点：

●工作频率低，使电源部分的小型化受到限制，且难以薄型化。

●目前 EL 本身的寿命短，对时效变化需设置补偿电路，因而电路复杂。

●目前在亮度方面次于 CFL。

●由于工作频率低，有时会由变压器等发生拍音，需采取防振措施。

3. 逆变电路的设计要点

（1）变压器、电感器、电容器

因 CFL 情况下所用频率为 20～100kHz 左右，所以变压器的磁芯应采用铁氧体，且 Bm 要高。EL 情况下可采用硅钢片或铁氧体，但从形状自由度考虑，铁氧体有利于成形。

CFL 用变压器因二次电压高，对隔离耐压要留有充分的安全系数（沿面、空间距离），而且为能实现高频亮灯，在结构上二次线圈的分布容量要少。这些都将与小型薄型化相矛

盾。不过，实际上按塑料成型品通过在结构上解决磁心和层间隔离问题，小型薄型化问题是有可能解决的。

另外，在生产率上为控制各个偏移，最好在结构上设置分割槽。

分割槽的数目由输出电压确定，但每个槽定为约 350V_{rms}左右。这是因为线电压超过 350V_{rms}就会使之发生电晕而致发热和绝缘劣化的缘故。使用的线材也要充分耐高频高压和高温，并要仔细挑选可靠性高的材料。层间绝缘一般采用绝缘胶带，但在高频高压情况下如厚度不够，绝缘有时就会受到破坏，所以要对塑料成型确保足够的厚度。

在结构上，一次、二次的耦合要高。层状结构在耦合方面虽好，但会致高度加大，尺寸不固定，且在绝缘方面不适合 CCFL 等薄型结构。面采用分割槽的方法则比较稳妥（图 5-35）。

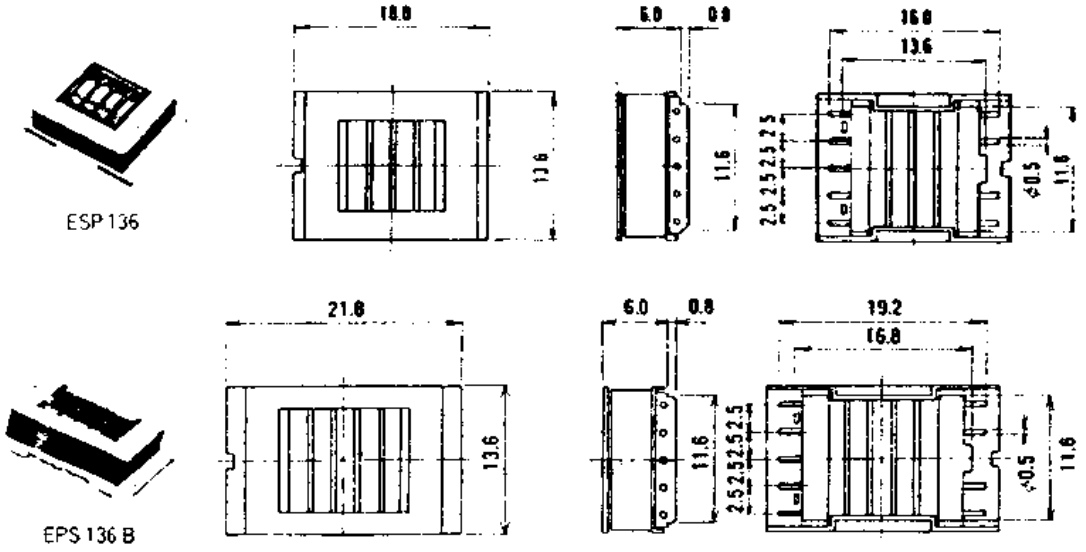


图 5-35　薄型 SMT 倒相变压器

电感器作 CCFL 用，与变压器一样也要采用 SMD 对应件，以实现薄型化。这里采用反流焊对应件（无引线的、绝缘绕组对应件），可自动安装，不需要像导线共用那样改变端子节距和粘接固定（图 5-36）。其他有在铁氧体上直接嵌入端子的辐射件等，因不使用共线，所以高度低，端子间距一定，容易插入基片，且因无基片浮动而稳定。

电容器：镇流电容器为陶瓷制，需要 SL 级低损耗型（R 等有可能发热）。耐压为峰—峰值，不能超过 DC 的额定值，谐振电容器要能对谐振电流和电压充分减额，MP 结构时要很好注意（图 5-37）。

（2）CCFL（冷阴极管）用逆变器（inverter）

①DC—AC 基本逆变电路（图 5-38）

基本电路为罗雅振荡电路，呈推挽结构。单管式在管的寿命特性上不理想。

频率由变压器一次电路的电感和谐振用电容器确定。采用聚丙烯电容器为宜，但也有根据形状等采用聚酯类的。FL 管启动时的限流由二次侧的镇流电容器控制。对 FL 管的阻抗变化保持恒流特性。

②电路方式的设定

根据电源电压的种类和有无调光确定电路方式。调光时要改变负载（调光方式有脉冲

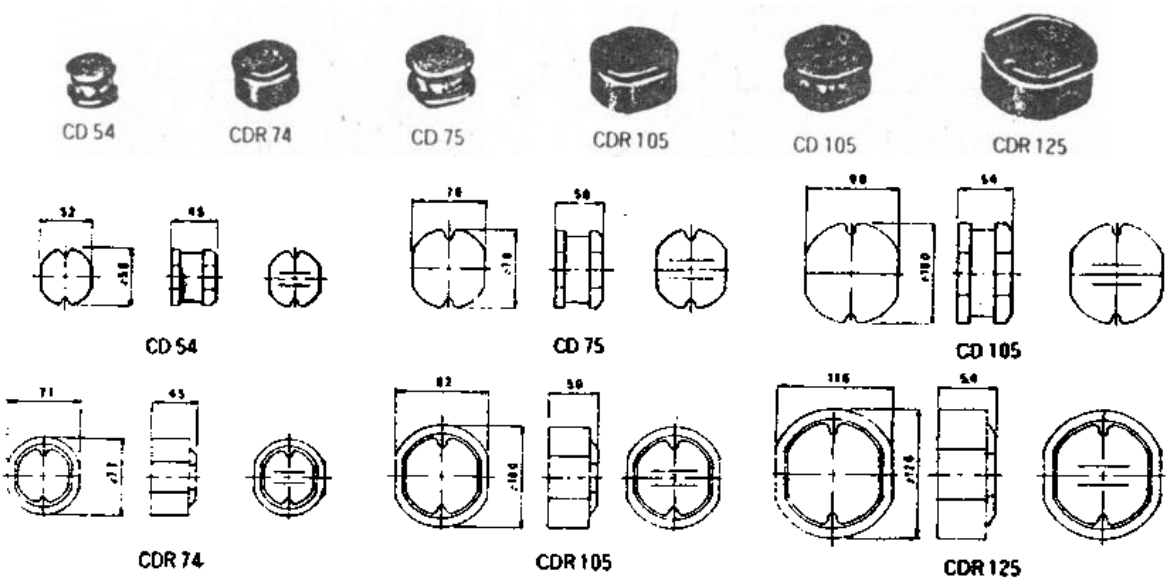


图 5-36　SMT 对应电感器示例

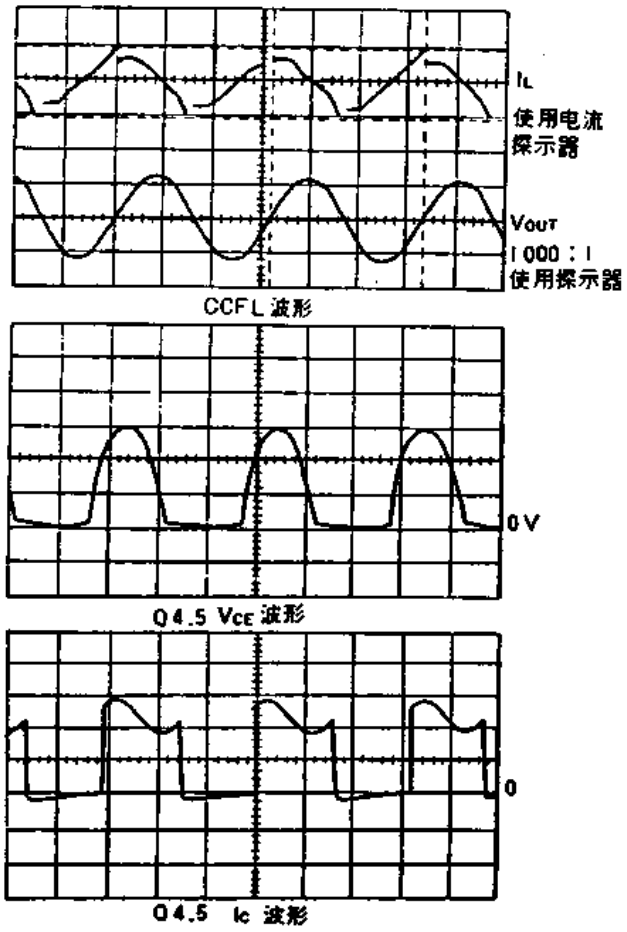


图 5-37　逆变电路工作波形示例

调光和电压调光两种。各种方式都有优缺点，应以使用情况和条件确定）。此外，用非稳定电源（电池、适配器等）调光时，1～2 电路采用开关电源用 *IC* 作脉冲控制电路。

③输出电压的设定

无负载开路电压因所用冷阴极管的使用温度条件、寿命末期的补偿值、装置到冷阴极管的配线情况、镇流电容器的电容值等而有很大差异。一般在 0℃使用时所需管电压值约为 25℃使用时的 3 倍。

④逆变器

首先是直下式 2 灯用反光灯。因有 LCD 本身的厚度，所以倒相变压器可采用 CFL 用通用件。可在基片上使用 13mm　max 变压器驱动 2 灯（图 5-32）。其次介绍边缘照明 1 灯用逆变器。用于笔记本式个人计算机，因计算机本身很薄，只有 8.5mm，所以变压器也必须薄形化。灯为 1.7～2W，采用按效率、容量、高度尺寸在基片上开孔浇注的方式使之达到 6.5mm　max 高（基片上），这样纳入显示板即成小型。而且逆变器也可因此薄形化（图 5-39）。还有彩色 LCD 用逆变器。作

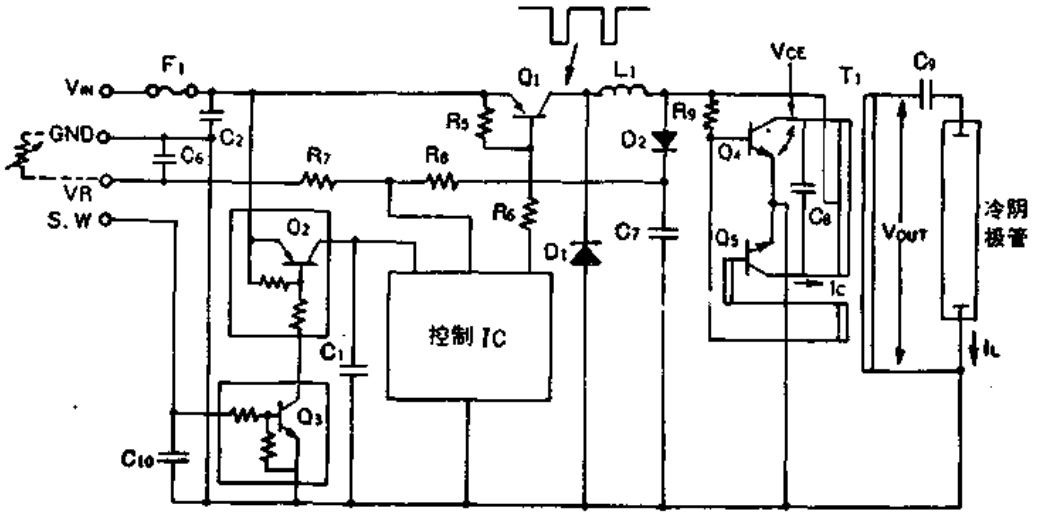


图 5-38 CFL 基本逆变电路

CCFL 用，从亮度点起 10 英寸内需 4 灯，采用 1 灯或 2 灯 1 个逆变器，并为防止干扰采取各电路同步。变压器的形状因安装部位而异。6 英寸采用 U 字管 2 灯或 M 字管 1 灯。

（3）HCFL（热阴极管）用逆变器

①基本电路

基本电路（图 5-40）与 CCFL 管用的一样，但需设置预热用灯丝变压器，并要另行解决控制电路（灯丝变压器也可采用单管式）。

电路电压用 CCFL 管一样，因寿命、使用条件（温度、调光）而异，大致也需近 3 倍的电压，4 英寸以下采用不需预热的管子（半热式）。

②保护电路

热阴极管在寿命末期，会因管电极部分的温升和主电路负载的增大而产生明显的发热现象，因此，在电路上要配置检测管压上升和断开电路的电子保护电路（检测输出电压，并用设定值切断）和检测并可停止热阴极管或主电路温升的温度保险丝。驱动彩色 2 灯的管子时，要对各管设置检测电路，因此，有时采用 2 灯串联式（输出电压倍增）。

③HCFL 用逆变器

热阴极管作彩色显示用，10 英寸采用 2 灯（6W 管 2 灯）。因此，作为 10 英寸用逆变器，可用 1 变压器驱动 2 灯，并在预热用的同时可控制高度，使安装容易，内置各种电路，可容纳 50×150mm 左右，能采用任何薄型变压器。

（4）EL 用逆变器

由于振荡频率低（400Hz～1kHz），有时会因频率的变化而与 LCD 的帧频发生干扰，所以一般都采用他激式电路。其中有应用变压器的升压式和应用 DC－DC 变换器升压使之转换的两种方式。（图 5-41）

由于 EL 本身寿命短，所以采用了许多补偿办法。一般是在接近寿命末期采用电流检测等方法使电压升高。调光方面则采用变换器电压控制等方法，今后将会有高亮度型 EL 出现。EL 用逆变器是如何减小其变压器和电感器的形状及减小其重量的问题。从变压器方面看，以提高工作频率为宜。

另外，从频率方面看，会发生难以处理的轰鸣声。这是由于磁芯、线圈发生振动达到

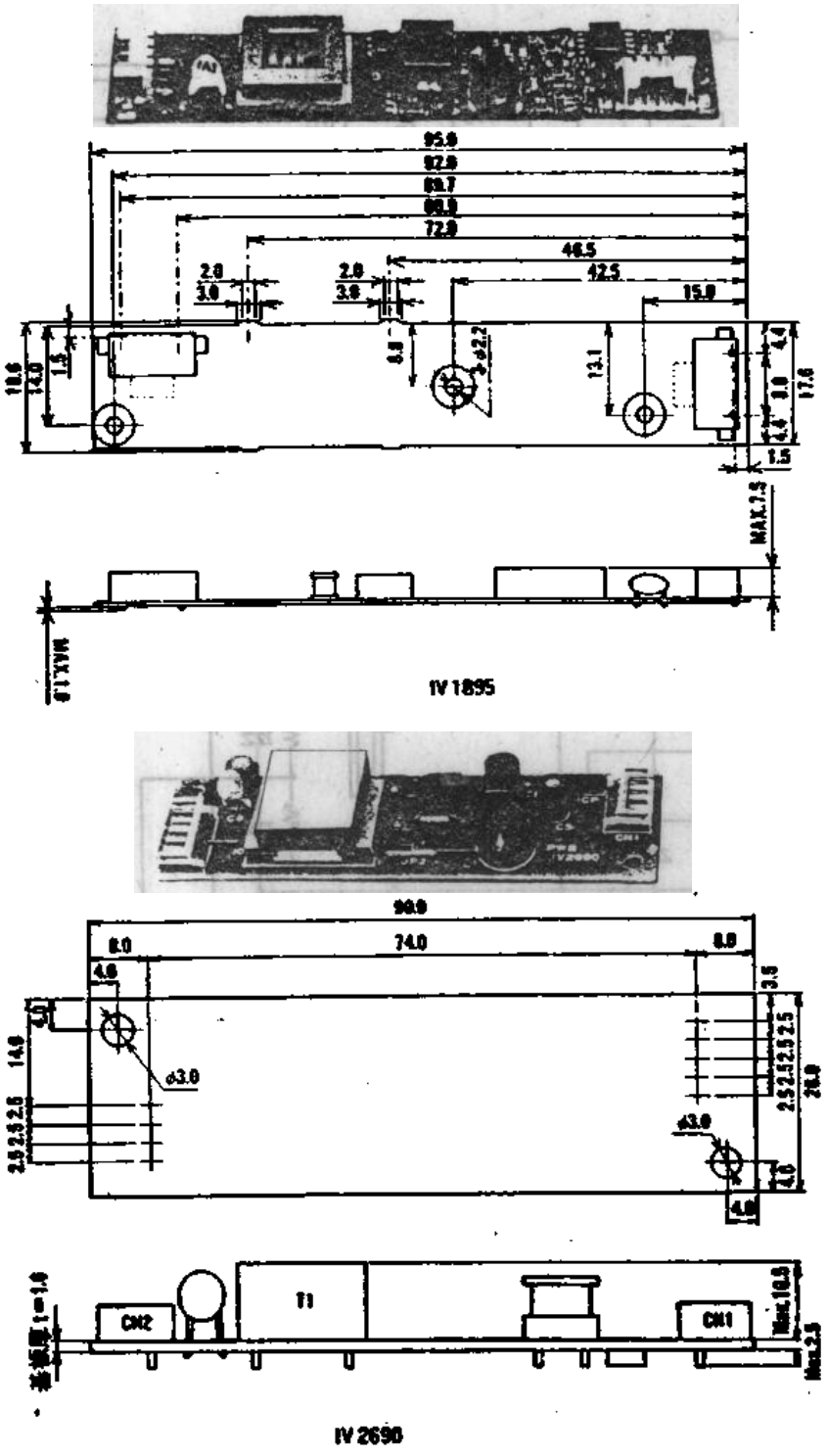


图 5-39　薄式（逆变器参考图）

可听音频且在 1kHz 附近容易听到的缘故。对策上只有采用吸收振动的方法（但波形的谐波也略有影响）。

（5）逆变器用元器件存在的问题

近年来虽随着电子产品的轻薄短小化开发了种种 SMT 用元器件，但在逆变器方面还不多。目前急需开发以下 SMT 用元器件。

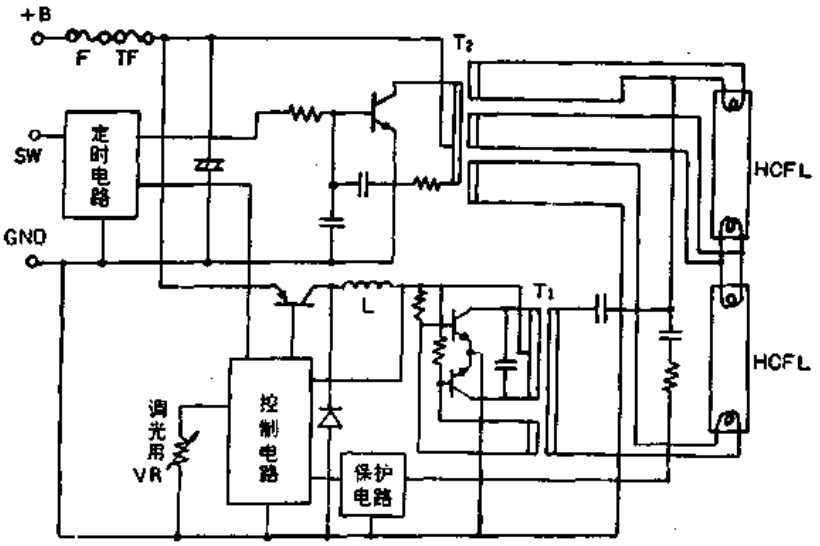


图 5-40　控制 HCFL 用基本电路

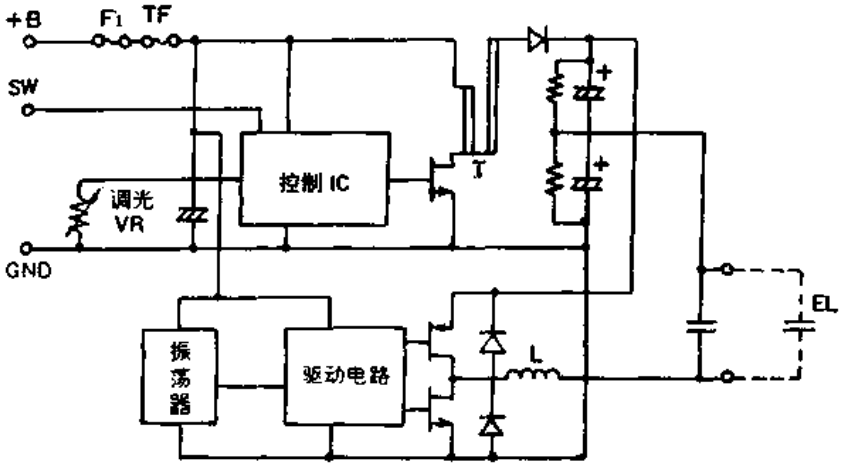


图 5-41　EL 用他激式电路例

采用 PPS 薄膜的镇流电容器（目前成本过高）和谐振用电容器（低耗耐热耐压和电流特性好）、高压电路输出连接器（可采用符合 UL 标准的 22# 线材的 2.5mm 间隙件）、逆变器专用 *IC*（低输入电压）。随着这些 SMT 件的进展，必将进一步促进设备的薄形化和自动安装化。

（6）今后的动向

目前在 LCD 方面根据轻量化的要求推进导光板的薄型化，并使 CCFL 管的管径向 4.1mm 发展。但进一步薄型化将会明显影响变压器的结构并转而阻碍薄型化的进展。

今后将从整体价值考虑，彩色 LCD 因光透射率很小而需采用高亮度管，所以从管子和逆变器的热处理、装配部位、保护电路等方面考虑采用冷阴极管有利，并易于普及。平面发光体在影片上的应用将得到发展。EL 的关键是如何通过高亮度长寿命化也解决电耗的问题。这方面有可能随 LCD 透射率的解决而得以改善。

七、笔记本式个人计算机用适配器

个人计算机在小型轻量化方面不断取得进展，从台式到膝上式，尤其是薄型笔记本式个人计算机已成为当今个人计算机的主流。其中台式主机内的电源已可作为 AC 适配器随笔记本式个人计算机主机携带，既有利于主机的小型轻量化又使之达到了安全标准。

这种适配器的电路方式已由适于小型轻量化的开关方式取代了过去用于玩具和电子设备的变压器方式。现介绍一下这种要求更小型薄型的笔记本式个人计算机用 AC 适配器。

1. AC 适配器的规格

作为 AC 适配器这种与主机分离的电源几乎都是单输出，其结构如图 5-42 所示。

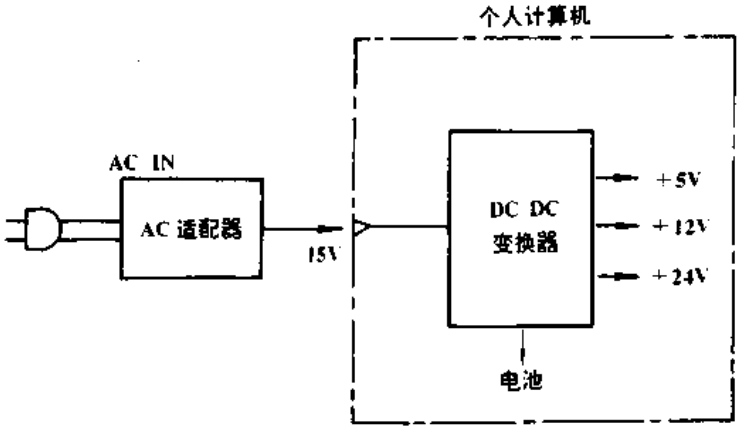


图 5-42　与主体分离的电源

适配器的输出电压有 9V、12V、15V 等，其电压取决于个人计算机里的镍镉电池等二次电池的使用电压。输出电流按主机负载电流和 DC—DC 变换器的效率确定。电压稳定度为±5～10%，纹波电压一般为 100mV（表 5-7）。

AC 适配器制成开关电源的目的之一是要实现输入的多用途化，所以这种开关式的适配器几乎都是多输入（100～240V 不用转换即可使用）（表 5-8）。

在安全标准上，日本是采用电气产品管理法，北美采用 UL、CSA，欧洲采用 VDE、BSI、SEMKO 等。

在噪声标准上，日本采用 VCCI 二级，美国采用 FCC 级 B，德国是 VDE 级 B 和 CISPR 等。

表 5-7　输出规格例

项目	电路	15V
负载电流（A）	稳定负载	1.5
	最小负载	0
输出电压稳定度（%）		±7%
输出纹波（mV_{P-P}）	交流声	100mV
	基本波＋尖峰成分	300mV

续表

项目	电路	15V
保护电路	过压	25V 以下停机
	过流	3A 以下（自动恢复）
安全标准		电气用品管理法，UL，CSA VDE，SEMKO，NEMKO，FI，SEV，SAA
EMI 标准		VCCI-2 FCC-B 级，VDE-B 级
工作环境温度		0℃～40℃

表 5-8　输入规格例

项　目	标　准
额定输入电压	AC　100V，120V，220V，240V
输入电压范围	AC　90～264V
输入频率	50/60Hz

2. 电路结构和器件的选择

图 5-43 所示为电路结构。该电路是采用一次侧 PWM 控制 ON－OFF 方式的变换器（回扫式）。此外，10W 以下的适配器有 RCC 式。即使同一功率也有因适配器的形状、安装面积等而采用正向式的。这里以采用功率 MOS-FET 的 ON－OFF 式变换器为例加以说明。

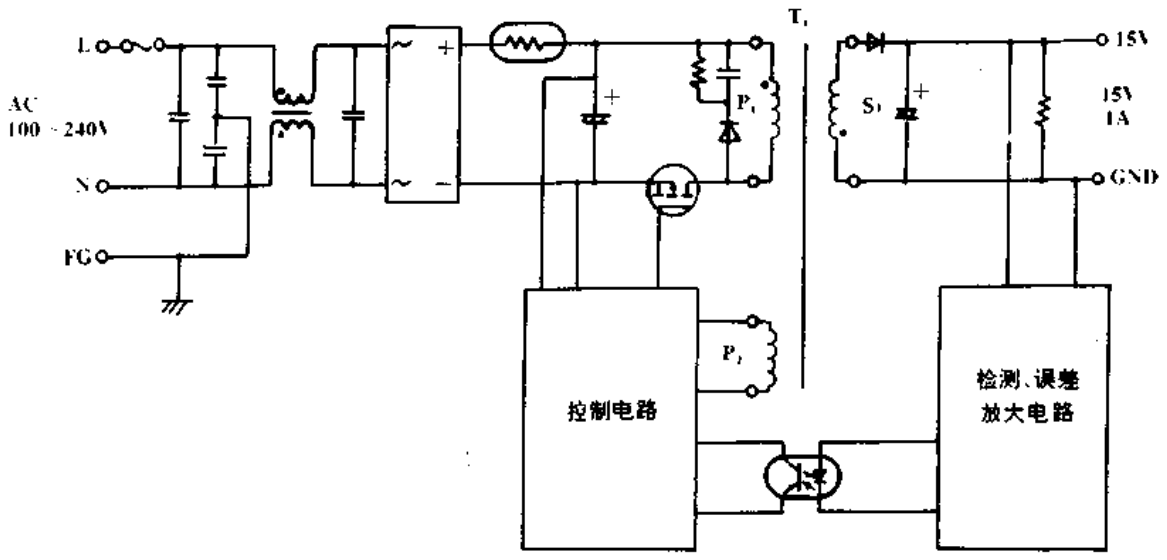


图 5-43　电路结构

输入滤波电路是一种单级共模扼流圈的 π 型滤波器。扼流圈为防止由线圈的杂散电容产生的高频噪声通过而采用了抽头绕组的扼流圈。X 电容器和 Y 电容器采用各国标准的认可件，尤其 Y 电容器必须在考虑漏电流容限的基础上确定常数。

输入导通时的冲击电流防止电路采用了功率热敏电阻。10W 以下时也有采用固定电阻

的。

变压器是 AC 适配器小型薄型化的一个最关键性器件。要使变压器小型化就必须提高开关频率，但频率过高会给抑制其所发生的噪声造成麻烦。为确保安全标准，有的即使提高频率也不能缩小尺寸。主要是要以适于适配器壳体尺寸的变压器尺寸决定频率，其次还要注意这种变压器 P_2 和 S_1 的耦合问题，P_2 线圈的电压除驱动电路的电压外，对过压保护、过流保护也有很大影响。为不致产生浪涌电压要进行绕装。（请参看图 5-43 变压器）

对功率 MOS-FET，考虑到发热问题，要选择输入容量和通态电阻小的，但要考虑其与噪声的关系，太小也会妨碍高速化。

驱动电路以 PWM 控制 *IC* 为中心或将外围部件表面安装成另一块基板，或加以 HIC 化，以减小安装面积。控制 *IC* 要选择启动前电流小的（100～200μA）和过流保护时有降低频率功能的（尤其是回扫方式时）。

二次整流电路在多输入情况下可选用耐压 200V 的 FRD，否则可选用耐压 90V 的 SBD。总之要选用断开时恢复时间快的。另外，图 5-43 虽没标出，但为抑制 EMI，要在阳极和阴极间配置 CR 缓冲器，或配置串联于二极管的铁氧体磁珠。

平滑电容器一般要选用高频低阻抗和高纹波电流件。但如壳体受限制时，要注意选用高度小的扁平形和底面积小的元件。

3. 安装

安装的首要问题是如何把电路装进小型壳体里。几乎所有元器件的安装都是通过装配在印刷电路板上完成的。这时必须要考虑以下几个问题：

（1）确保所需的安全标准

（2）发热器件的分散配置和内部损耗

（3）噪声控制

对于第（1）项的安全标准，除考虑如何把元器件安装到面积有限的基板上之外，最关键的就是如何确保绝缘距离的问题。印刷电路板图形间的沿面也因基板材料的 CTI 而异。以 IFC950 为例：1 次侧和 2 次侧需 6.4mm 以上，1 次侧和 FG 则需 3.2mm 以上。为确保该距离，单靠将空间和沿面隔开不可能实现小型化。为此，就要如图 5-44 所示，在基板上留出狭缝，从中置入与壳体一体成型的隔板，才能同时确保空间和沿面。对一次侧与 FG 间也可采用同样的方法。此外，也有采用绝缘片和绝缘管的方法。但必须注意绝缘材料的厚度。总之，图形设计要以使一次线圈和二次线圈隔离为准。

对于第（2）项发热器件的分散配置问题是因 AC 适配器几乎都是密闭结构，要避免发热器件集中。尤其是塑料壳体的表面温升一般设定在 Δt35℃以下，所以要避免使壳体与发热器件接触。当壳体开有散热用百叶窗时，就不要在热器件的上方再开百叶窗，而要开在与之较远的部位，以改变热流。

光靠散热的办法是不够的，还要极力控制发热，即要减少内部损耗。为此，将变换效率的目标设定在 80%以上，以减少各器件的损耗。同时对热控制和噪声控制的问题要考虑采取综合措施。

对于第（3）项的 EMI 控制，一般还是作为开关调节器的噪声控制采用减少脉冲电流的通路面积的方法和使一次线圈二次线圈都以平滑电容为主，按最小面积连接开关元器件等方法。但主要是要有效利用这些方法，以最大限度控制滤波电路的元器件数量。

90%的噪声控制都是采用连接元器件、图形、GND 的方法解决噪声发生源的问题，其他是采用由滤波器加以抑制的措施。因为不可能有在任何频带都会呈现衰减特性的滤波器。

滤波器的常数要根据所使用的扼流圈、电容器的安全标准和噪声标准加以选择，并通过其组合决定最适于电源电路的滤波结构，在图形设计上要避免使滤波器的输入输出靠近。

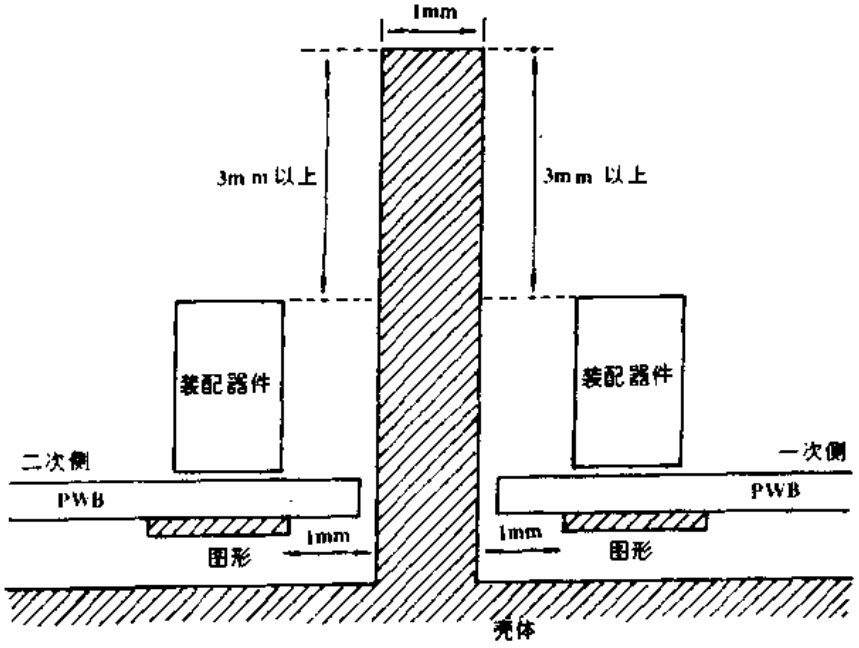


图 5-41 安装例

适配器小型化的障碍是其 50/60Hz 的工作部分，也即输入滤波部分和整流平滑部分所占的面积。输入滤波部分占整机的 1/3，与平滑部分合起来占整机的 1/2 之多。

平滑部分以下可通过高频化加以小型化，但输入平滑电容和 X 电容与此无关。另外，扼流圈的底面积有时甚至比主变压器还大。

最近已可制作扁平形扼流圈，今后随着磁心材料的开发，可望开发出更小型的高性能扼流圈。

另外，对 AC 适配器电源还必须从设计上解决批量生产的问题，以利省工省时，增加产量降低成本。

进一步开发变压器、扼流圈、电容器等小型元件，促进 AC 适配器的更加小型轻量化仍然是这种电源今后的一个主要课题。

八、微 波 炉

微波炉的磁控管驱动电源已由谐振开关式取代了过去长年使用的铁磁谐振式，这使微波炉增加了循环、轻量、扩大了食品烹调种类等特点。现以日本夏普公司开发的微波炉用谐振开关式的逆变电源为主，谈谈这种电源的电路和安装技术。

1. 逆变电源

图 5-45 是该微波炉的内部结构，前方侧面装有操作控制器，炉内装有磁控管，炉下方

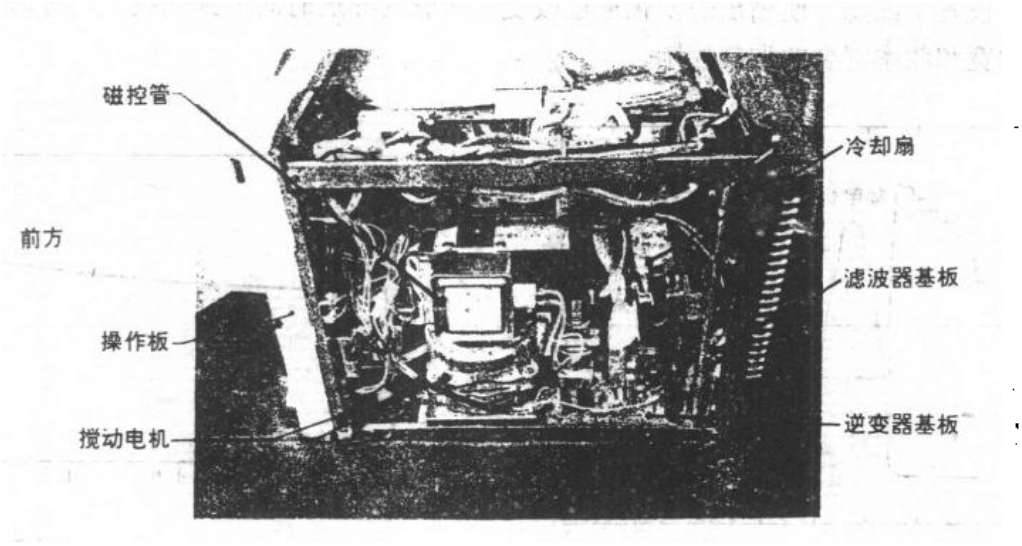


图 5-45　微波炉结构图

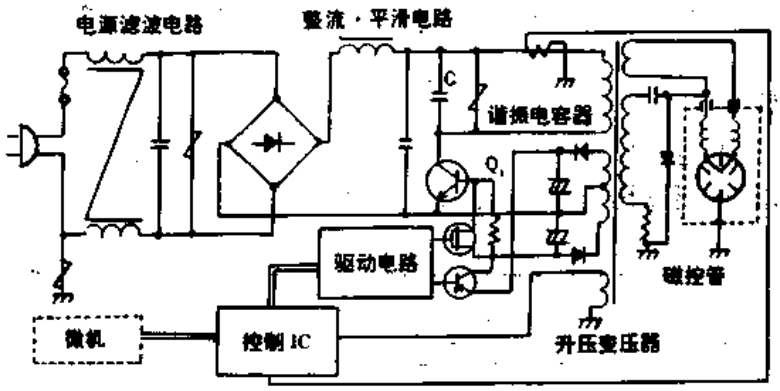


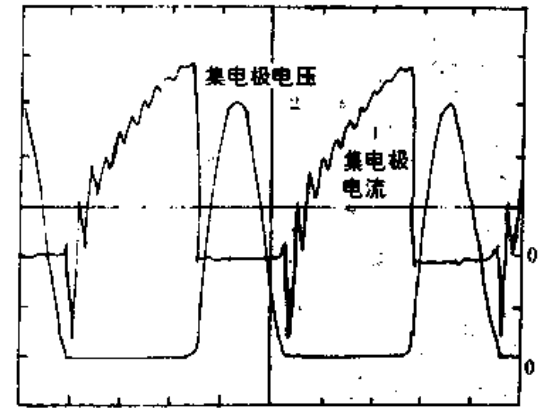
图 5-46　基本电路结构：谐振式开关电源的主电路

设置有逆变电源。该电源如图 5-46 所示，采用了电压谐振式，有整流电路、串联于该整流电路的升压变压器一次线圈、开关晶体管及与变压器并联的谐振电容器。另外，升压变压器的二次线圈构成半波倍压整流电路，用以驱动磁控管。该电路的基本原理可用图 5-46 和图 5-47 来说明。晶体管 Q_1 导通，升压变压器里就会有图 5-47①所示的电流通过，其中一部分会转换成耦合于负载的磁控管电流。这里若负载电阻比设定的升压变压器激磁阻抗小，会使晶体管 Q_1 截止。

储存在变压器里的电能会通过导通时的电流对谐振电容器 C 进行充放电，并在晶体管 Q_1 和升压变压器的两端产生图 5-47②所示的电压。当晶体管 Q_1 的电压为零时就会重新使之导通。该电路的特点是可检测晶体管的集电极电压变为零电位的部位和对晶体管导通进行同步控制。就是说在 ON 时，dv/dt、di/dt 都是最小值，开关损耗小。在 OFF 时 dv/dt 也最小，抑制了开关损耗。

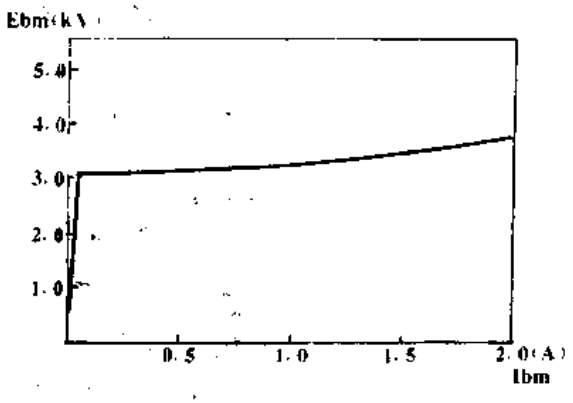
从谐振电路看，磁控管具有如图 5-48 所示的直流特性，是一种以稳定高压使阳极电压工作的双极管，导通时电阻很小，并根据负载（食品）等因素发生变化。这样，微小的负载变动就会造成很大的电流变化，并影响谐振阻抗。因此，作为一种解决办法，在升压变

压器上设置了漏感。使输出的变化通过改变晶体管的导通时间得到平缓，同时谐振周期也受到脉宽和频率混合的调制控制。



横轴：5 μs
纵轴①集电极电流：12A
纵轴②集电极电压：100V

图 5-47　谐振电压与晶体管电源的关系



横轴—0．5A 阳极电流
纵轴—1KV 阳级电压

图 5-48　磁控管阳极电压和电流特性

2．控制电路

逆变电源的控制电路已大规模集成化，具有输入反馈信号、输出设定信号、周期信号和输出开关晶体管的驱动信号等功能。其内部如图 5-49 例所示。

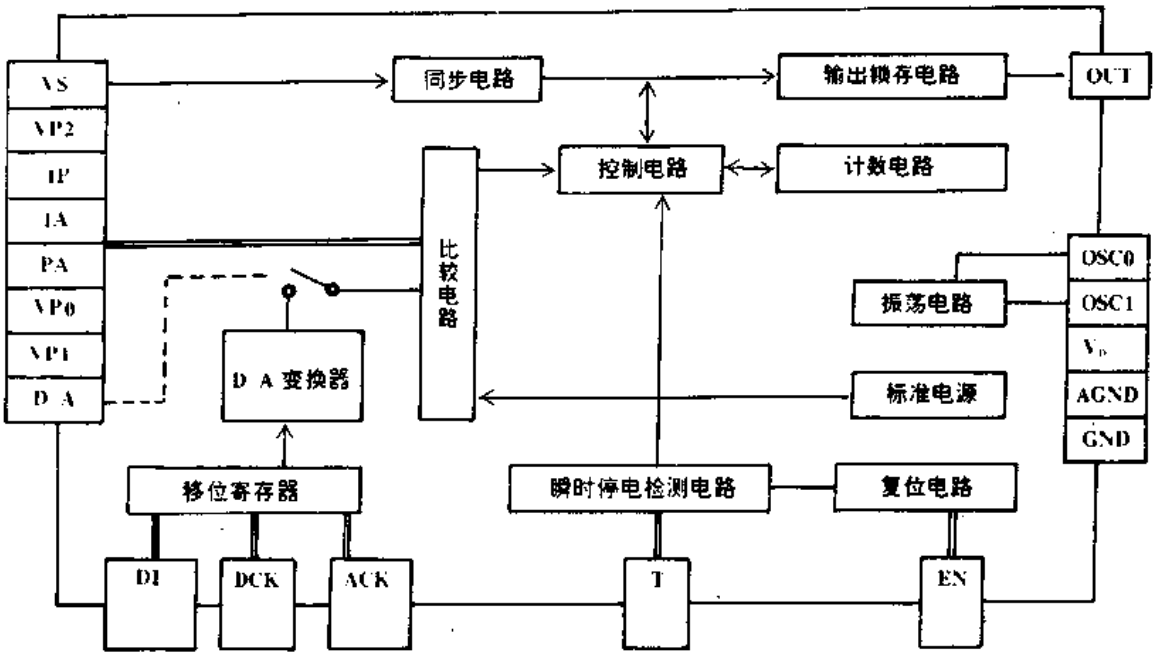


图 5-49　LR3962 方框图

3．开关晶体管电路

晶体管组成达林顿结构，内置高耐压大电流的续流二极管，规格为 V_{cbo}960［V］，I_{cp}50［A］。稳态工作时，其 V_{ce}值 530V，I_{cp}值 46A。磁控管工作发生异常时，可观测到比正常时

高达 3～4 倍的集电极电流，这种现象虽时间很短，但不设保护电路磁控管就会受到损坏。对此，基极驱动的电路很重要，本机采用了可高速运行的功率 MOS-FET。

4. 功率变动特性

该微波炉的一个很大特点是增加了以往电源所没有的功率变化功能。图 5-50 所示是这种功能的特性。功率变化范围是维持磁控管白热丝振荡的电流，能达到图中网状部分所示的工作范围。

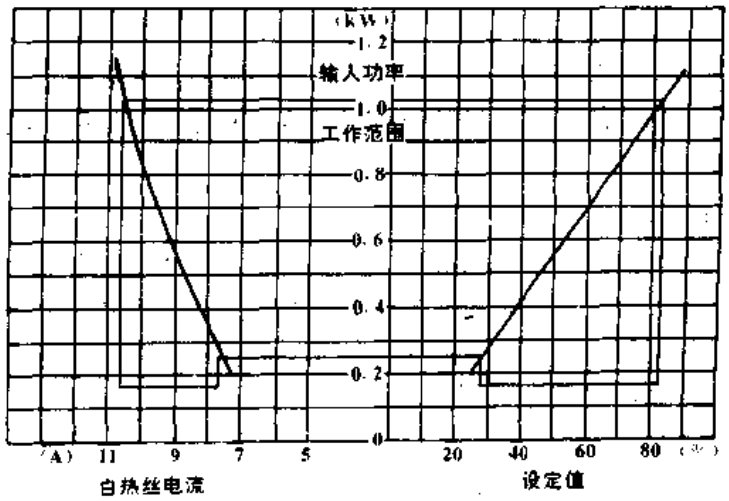


图 5-50　输入功率按不同设定值的变化

5. 电源电压变动特性

输出电压因电源电压而发生变化时会影响烹调性能，所以要稳定地控制好输入功率。图 5-51 所示是通过这种控制所取得的良好效果。

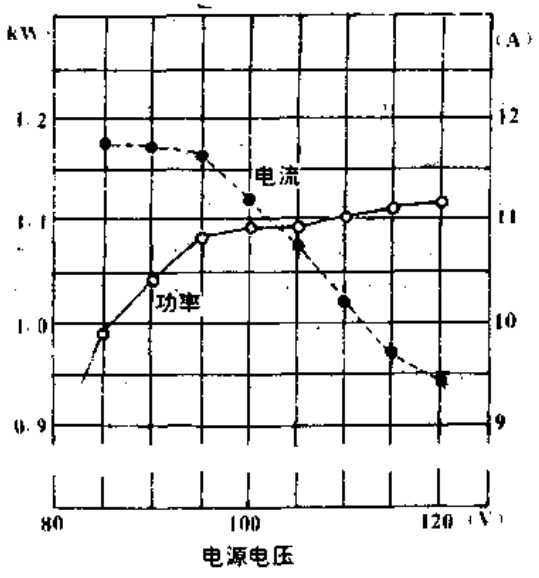


图 5-51　电源电压变动特性

6. 磁控管电压变动特性

如前所述，磁控管的阳极特性会随炉内食品形状和品种及磁控管的温度特性而发生变化，对这种变化也获得了与原电源相同的稳定输出。

7. 冷却设计

构成逆变器的电子器件一般耐热性都较差。在结构件中，注意到把损耗最大的主晶体管和高压二极管置于鼓风路上。为能在密闭箱内获得最佳通风，也对冷却风扇的形状和位置进行了试行设计，使各器件的温度值控制在额定范围内，即使饱和状态下也不会超过 85℃。因考虑一般家庭每次使用微波炉的时间很少，约 10 分钟，所以设定的该温度值已足够。

8. 基板安装技术

高频开关电路的基板设计从高密度安装和装配的经济角度上来看，必须要达到所需规格。

装在单面酚醛基板上的滤波器和整流电路及主电路，由与抑制电源噪声分离的两块基板构成。

元件的选择必须考虑由冷却和大电流引起的磁感应问题.

该微波炉的设计使大型发热元件和控制电炉的大规模集成部分分离，并采用了小型和漏磁通少的环形扼流圈。

流过大电流的图形宽度和 LSI 外部电路等精密图形要同装在基板上，并要注意设定的浸沾软钎焊条件和图形保护层的形状。

9. 可靠性

可靠性不单是一个寿命问题，安全性的设计也很重要。从对各元器件和电路系统通过开路、短路、冷却风扇的闭塞以及异常的约束试验，并对外部噪声和浪涌容量的试验，微波炉必须安全可靠。

10. 今后的动向

小型轻量化和低成本多烹调功能的微波炉将越来越受欢迎，进一步开拓市场。这样，微波炉就将加速逆变电路化，以达到更高的开关频率。为此，就必须解决减少升压变换器线圈的高压杂散电容的问题，开发具有高饱和磁通、低损耗和高耐热特性的磁性材料，并解决随高开关频率所带来的噪声抑制问题。

九、电　磁　灶

现介绍一下电磁灶所需的电源条件及目前普遍采用的电压谐振式单管变换器的原理和控制系统。

1. 电磁灶原理

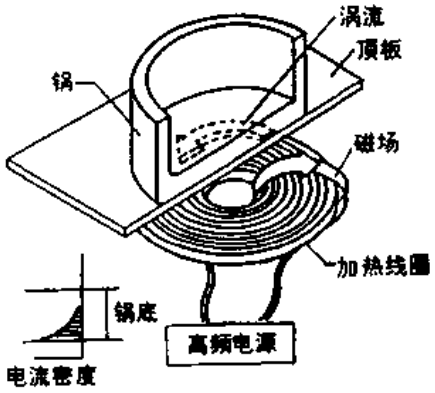


图 5-52　加热原理

电磁灶如图 5-52 所示，向卷绕成螺旋形平板状的加热线圈供给高频电流，使锅底发生涡流。涡流会因集肤效应集中于锅底下面流动而使锅产生很大电阻并由此发生的焦耳热加热。这样，集肤电阻（电阻率/集肤深）越大就越可用小的涡流加热。因此，在一定程度上频率越高加热效率就越好。但是，频率过高就会因涡流的反作用使磁通难以进入锅底而致效率饱和。有报告说，锅的材料是铁时，在 7kHz 左右就会发生这种饱和现象。

电磁灶根据锅的材料、可听噪声、逆变器的开关元件损耗和加热线圈的损耗等，一般采用 20kHz～50kHz 的工作频率。

2. 电磁灶用高频电源

电磁灶用高频电源要具备以下条件：

●对负载变动稳定。

●可进行大范围的功率变化。

●高效率。

●小型轻量。

●低成本。

最初电磁灶采用的开关元件是可控硅电流谐振式单管逆变器(图 5-53)。1981 年以后全

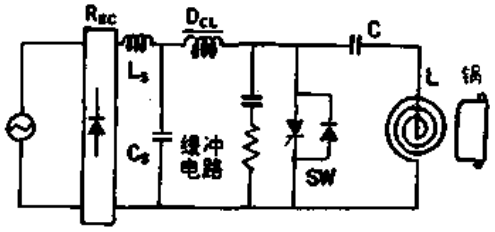


图 5-53 电流谐振式单管逆变器

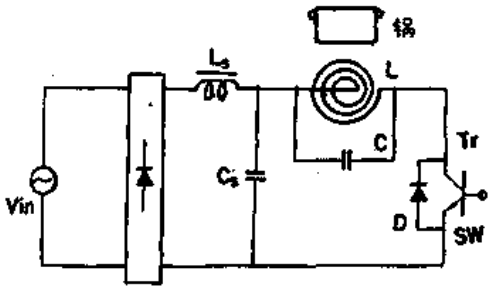


图 5-54 电压谐振式单管逆变器

部改用电压谐振式单管逆变器(图 5-54)。这种逆变器虽需自消弧元件,但不需限流扼流圈,而且元件电流断开时因 LC 谐振使电压上升缓慢,不需消声器。

在功率变换方式上,现已用控制振荡频率变换功率来取代过去按一定周期振荡、停振的负载控制方法。

3. 电压谐振式单管逆变器的工作原理和控制系统

图 5-55 所示是电磁灶目前使用的电压谐振式单管逆变器的基本电路结构。通过整流器 R_{EC}、平滑电容器 C_i 上获得的直流电压 E,加到由加热线圈 L、谐振电容器 C 和开关元件 Q

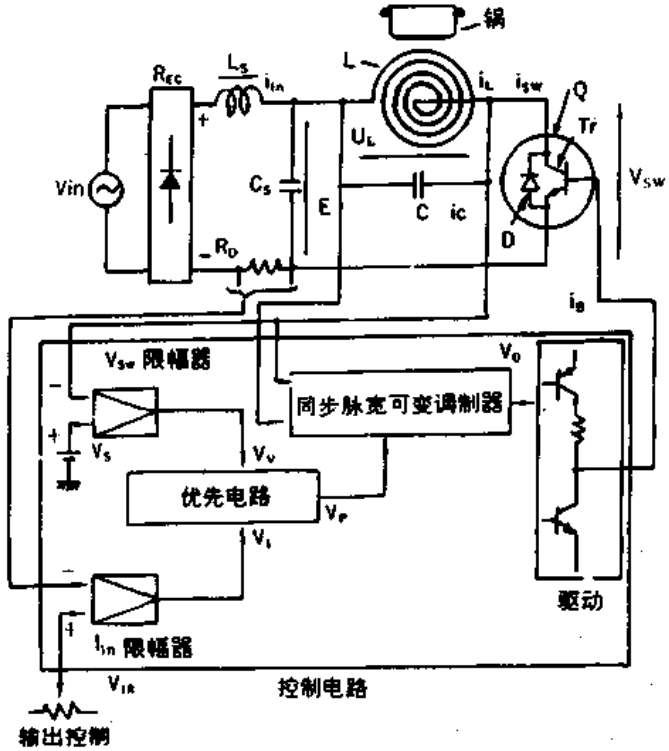
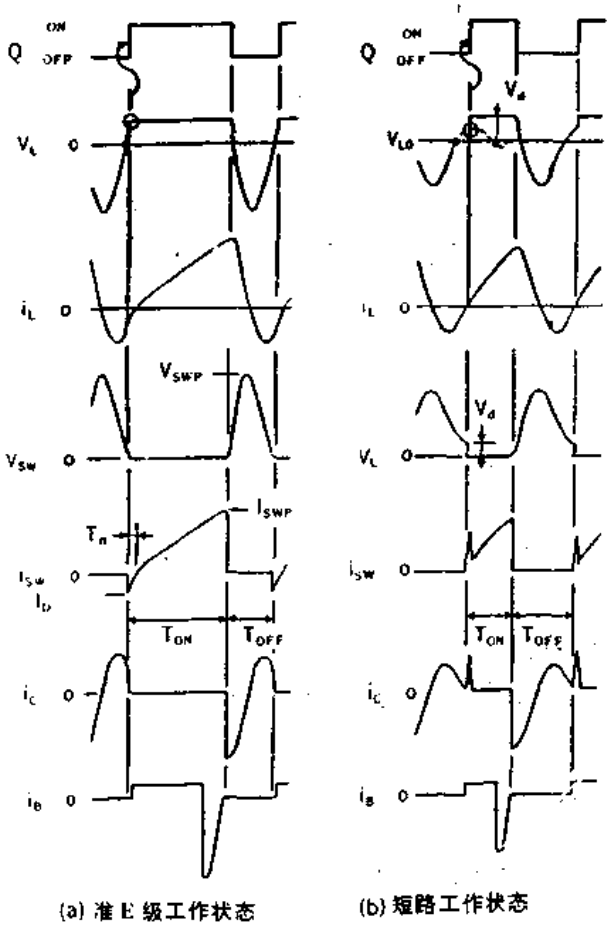


图 5-55 电压谐振式单管逆变器的基本电路结构

所组成的逆变器上。同步脉宽可变调制器通过检测加热线圈 L 两端电压的零交叉自制回路对开关元件 Q 进行调制控制。V_{SW}限幅器控制开关元件的导通时间 T_{on},以使开关元件的电

压 V_{sw} 不超过额定值。而 I_{in} 限幅器则通过控制开关元件的导通时间 T_{on} 使输入电流 I_{in} 也即输入功率 P_{in} 变换成用户的给定值。



(a) 准 E 级工作状态　　(b) 短路工作状态

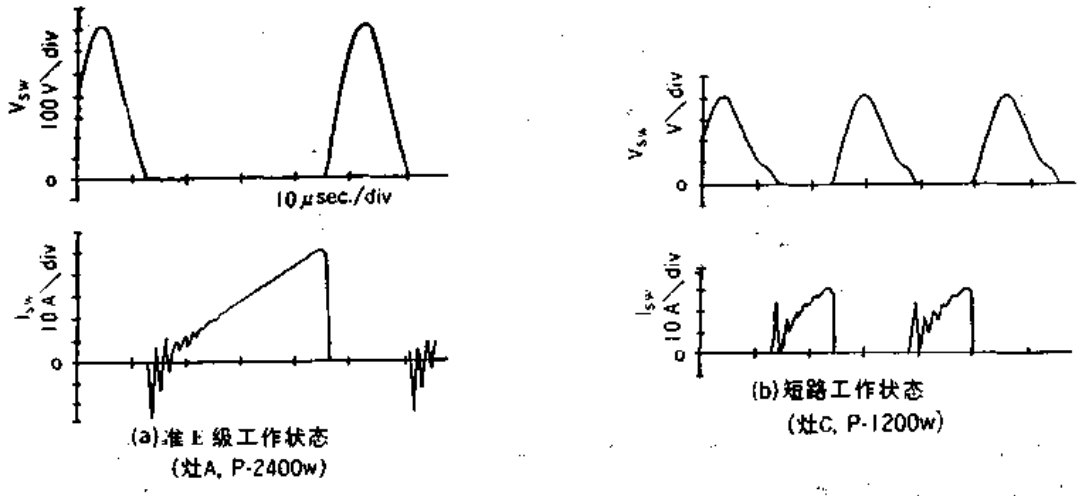
图 5-56　各部分工作波形

按负载种类和输入功率有图 5-56(a)、(b)所示的两种振荡方式。(a)为准 E 级工作方式，当开关元件电压 V_{sw} 到达零点，开关元件就导通，所以无导通损耗。断开时电压 V_{sw} 以 LC 的谐振电压缓慢上升，所以断开损耗也小。(b)是开关元件在断开时间即在谐振时间 T_{off} 当 V_{sw} 的振幅小衰减量大时发生的一种工作方式。由于 V_{sw} 没到达零就会收敛于直流电压 E，所以不能以 $V_{sw}=0$ 导通开关元件。这样，在开关元件导通时，就会有一种从 E_{Vd} 到 E 对谐振电容器充电的短路电流通过。该充电电流在理想开关中会转换成脉冲电流，但在实用元件中会受到诸如导通时间 T_{on}、双极晶体管的 h_{fe} 和 MOS-FET 的导通电阻等的限制。在该短路工作方式中，当发生导通损耗且 V_d 增大时，该电流就会迅速增大。由于电磁灶所要求的功率变动范围和对象负载范围大，所以该短路工作方式对电磁灶是一种不可避免的工作方式。采用这种工作方式要通过按 V_{sw} 的最小点导通方式缩小电压和电流轨迹，以将其收敛于元件的正偏压 ASO 内和缩小导通损耗。

4. 使用中的问题

(1) 开关元件

图 5-57 (a)、(b) 所示分别为准 E 级工作方式和短路工作方式的实际工作波形，图 5-



(a) 准 E 级工作状态
(灶A, P-2400w)

(b) 短路工作状态
(灶C, P-1200w)

图 5-57　实际工作波形

58 所示为各电压和电流波形。从图中可知，元件所需的 ASO 对最大外加电压和电流取小范围即可。

图 5-59 所示是开关元件的损耗及其分析。在额定功率附近，开关损耗为 45%，含二极管损耗在内的导通损耗为 55%。减少输入功率，就会从准 E 级工作方式向短路工作方式变化。在短路工作方式中如发生导通损耗减小输入功率，也就会如图所示增加总损耗。

开关元件的损耗虽比额定功率小，对加热效率不会有很大影响，但从抑制元件的 T_j 冷却结构的成本，尺寸和重量上看还是要进一步降低损耗。

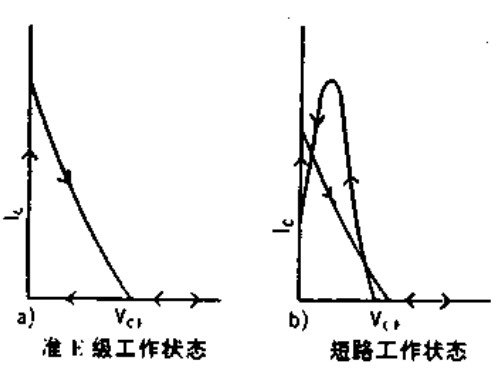


图 5-58 开关元件的电压、电流轨迹

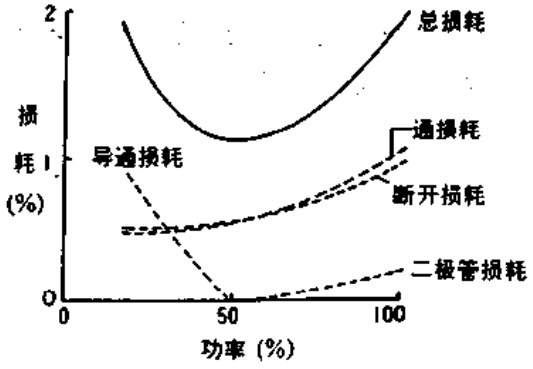


图 5-59 开关元件损耗

(2) 使用中的诸问题

输入功率为 1.2kW～1.3kW 的电磁灶，在锅上部热传导的高温包围之中，将开关元件、整流器、平滑和谐振电容器等发热器件设置在厚 40mm～60mm 的小空间里，这对冷却结构



图 5-60 电磁灶的内部结构

的设计是一个很重要的课题。图 5-60 所示是电磁灶的内部结构。在冷却风扇的近旁配置了

开关元件、整流器、平滑和谐振电容器等发热元器件，通过鼓风取得了很好的通风效果。

此外，要注意电磁灶加热用高频磁通的辐射噪声和逆变器高频开关的传导噪声。为此，通过在加热线圈外围配置铝环抑制辐射噪声，通过插入电源滤波器抑制传导噪声。

同时还考虑了发生浪涌和瞬间停电等异常情况时，会使元件感应过大电压电流而受损坏的问题，为此，对电磁灶增加了高速检测电源异常情况和快速停止振荡的功能。

该电磁灶从安全上考虑，还可通过加热线圈的阻抗变化等检测负载情况，以免用户不注意将小刀、叉子等金属小件放置电磁灶上时对其加热。

该电磁灶从使用方便考虑实现了小型、轻量、薄型、低耗的要求。作为今后的课题要对 100V 的电源开发损耗更低、更小型轻量和低成本的逆变器，目前已有采用 IGBT（绝缘双极晶体管）的高效电饭煲问世。

第六章　最新开关电源元器件的特性与应用

一、输入桥式二极管

1. 桥式二极管的变革

整流用桥式二极管随着开关电源的发展，在外形和特性的开发上也具有了自己的特点，其概况如图 6-1 所示。

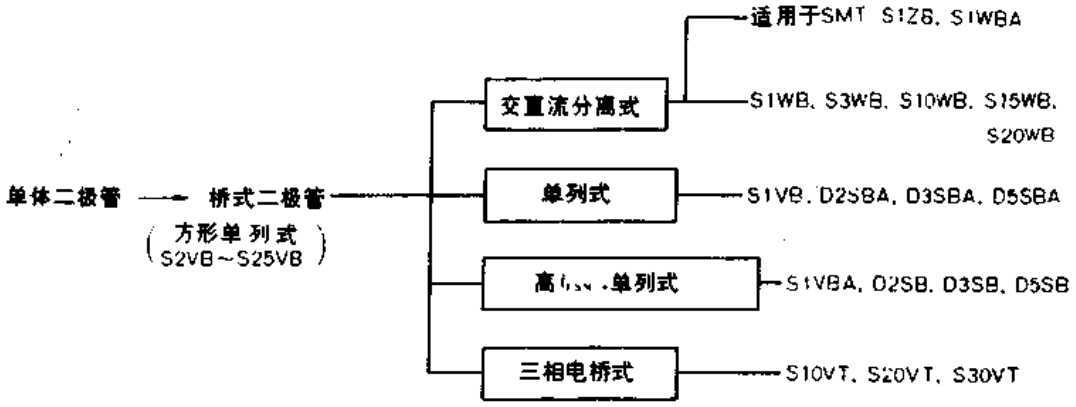


图 6-1　整流用桥式二极管的概况

电桥的电路结构最初是使单体二极管在印刷电路板上呈桥式结构使用的，随着开关电源的小型化，人们对安装简单的单封装电桥的要求不断提高，于是相应出现了系列化方形单列封装式(S_2VB～$S_{25}VB$)电桥。随着开关电源电路工作的开展和小型化的进展，桥式二极管在特性和外形结构上也有了进一步的改善。单列式电桥就是其中之一例(表 6-1、表 6-2)。

表 6-1　单列式电桥(一般用)的主要规格，外形

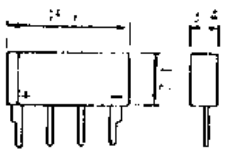
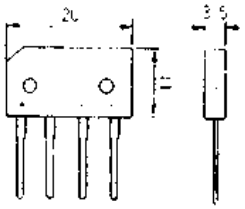
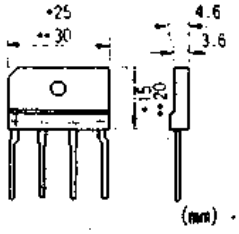
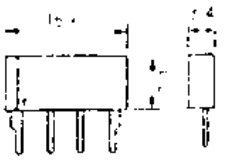
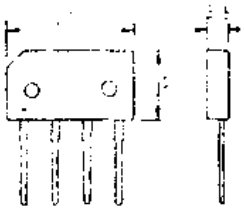
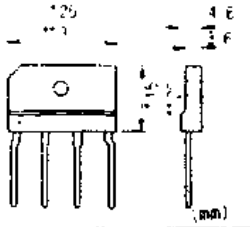
型号		S1VB	D2SBA	D3SBA*	D5SBA**
主要规格	V_{RM}	100～600V			
	I_0	1A	1.5A	4A	5A
	I_{FSM}	30A	60A	80A	120A
外形尺寸					

表 6-2　单列式电桥(高 I_{FSM} 用)的主要规格,外形

型号		S1VBA	D2SB	D3SB*	D5SB**
主要规格	V_{RM}	100～600V			
	I_o	1A	1.5A	4A	5A
	I_{FSM}	50A	80A	120A	170A
外形尺寸					

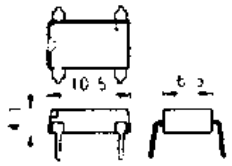
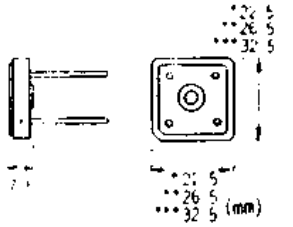
在外形上,引线按单行配置,缩小了宽度,提高了桥式二极管的安装密度。在特性上,其电容器输入型所要求的正向峰值浪涌电流和 I_{FSM} 负载容量引人注目,一般采用普通容量系列和高 I_{FSM} 容量系列。

普通容量型产品用于有软启动设计的开关电源,高 I_{FSM} 容量型产品供没有软启动设计的电源用。目前,两者都已根据各自的用途达到了系列化。

其次,从印刷线路图设计简单化、系统小型化和薄外形的要求,还开发了交直流引线分离式电桥二极管(表 6-3)。该产品的交流输出与直流输出相对,且印刷线路图设计容易又可进行单面图形设计,因而也有助于提高图形的密度。

此外,在外形上,还有一种厚 7.5mm 超薄型的 10～20A 产品也已实现系列化,以适应薄型设备的需要。

表 6-3　交直流分离式桥式二极管的主要规格、外形

型号		S1WBA	D3WB	S10WB*	S15WB**	S20WB***
主要规格	V_{RM}	100～600V	100～600V	200～600V		
	I_o	1A	2.3A	10A	15A	20A
	I_{FSM}	30A	120A	170A	200A	500A
外形尺寸						

2. 反向峰压 V_{RM}

外加在二极管上的电压固然要按输入电压(有效值)、整流方式和所使用的负载性质确定,但市用交流电源工作的交流线路还包含了电源变动和噪声等设计以外的许多内容。

选择反向峰压时,一般都考虑这些因素。100V 交流电工作时要选用 400V 产品,200V 交流电工作时则要选用 600V 的产品。上述单路电桥,高 I_{FSM} 单路电桥以及交直流分离式电

桥都已将可承受 200V、400V、600V 反向峰压的产品系列化。

3. 未来的输入桥式整流二极管

今后，开关电源将配合各种电子设备不断向小型化发展，输入桥式二极管也将随之开发出符合电源要求的小型、安装容易和散热效果好的产品，并通过高密度安装实现小型化。

图 6-2～6-7 为这种输入桥式二极管的应用例。

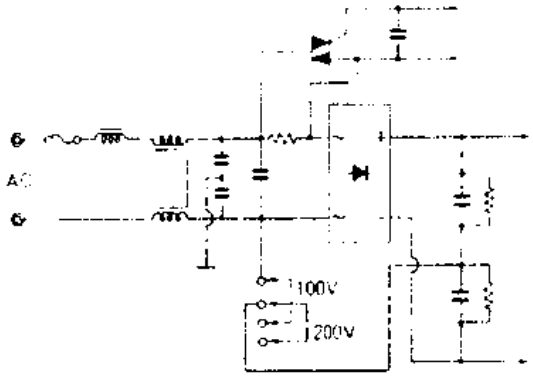


图 6-2　在开关电源上的应用(桥式整流二极管 D_2SBA)；RCC 变换器的输入整流电路部分(100V，200V 兼用式，软启动设计)

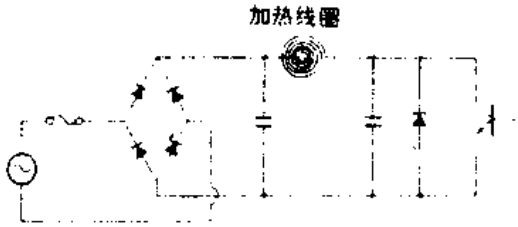


图 6-3　在电磁灶上的应用(整流用桥式二极管 S15 WB；基本工作电路)。

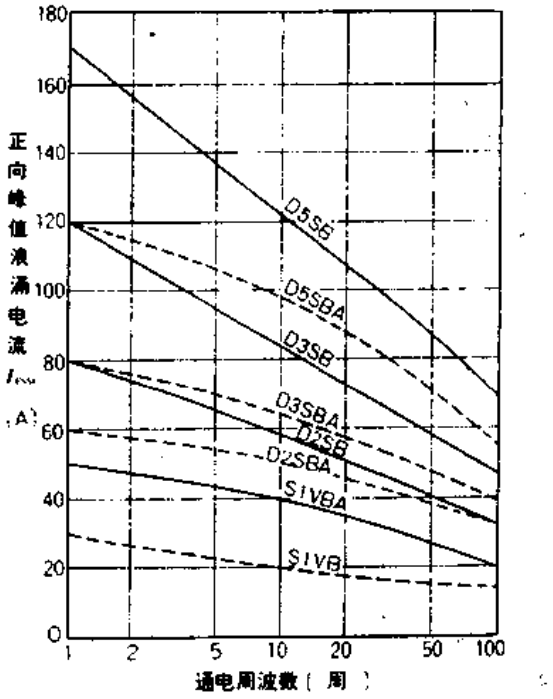


图 6-4　单路桥式二极管的普通产品(虚线)与高 I_{FSM} 产品(实线)的正向峰值浪涌电流容量的比较

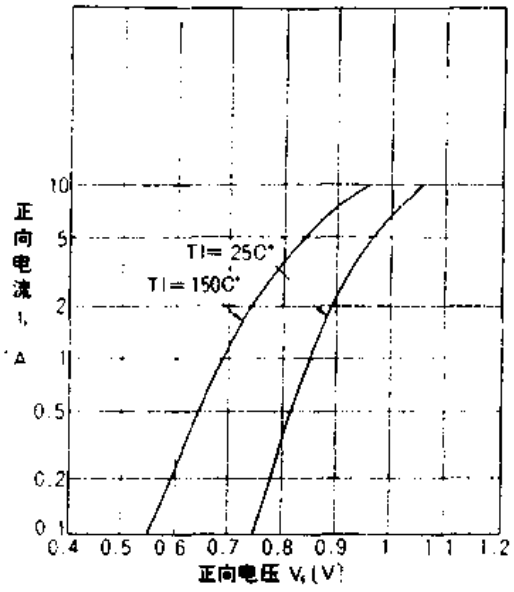


图 6-5 D6SB的正向特性

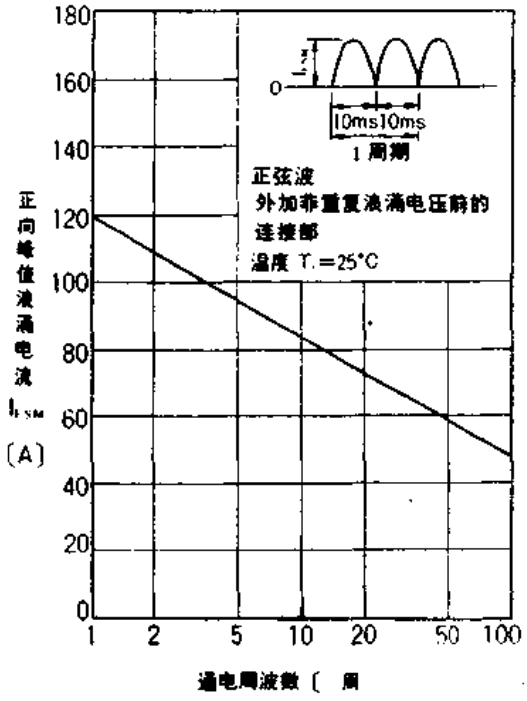
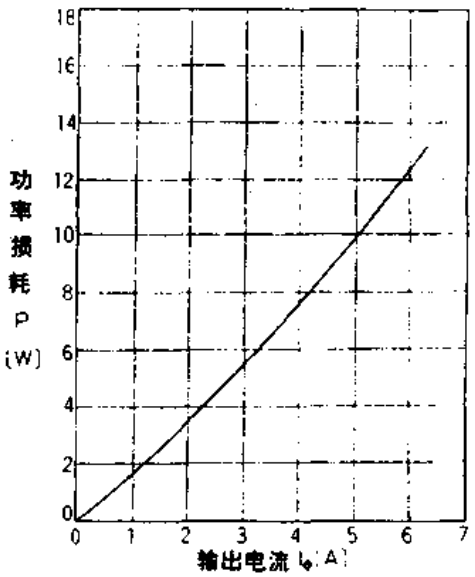
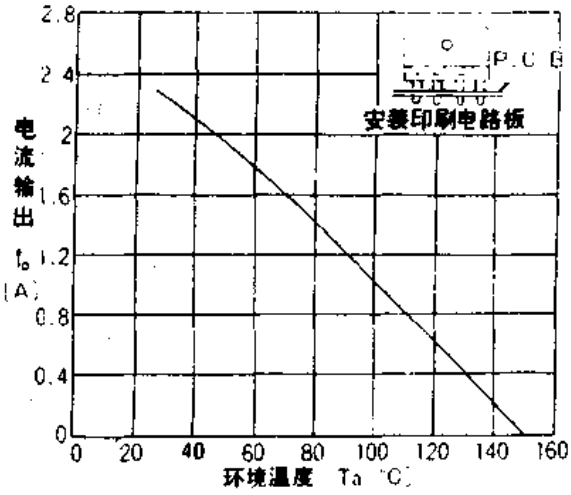


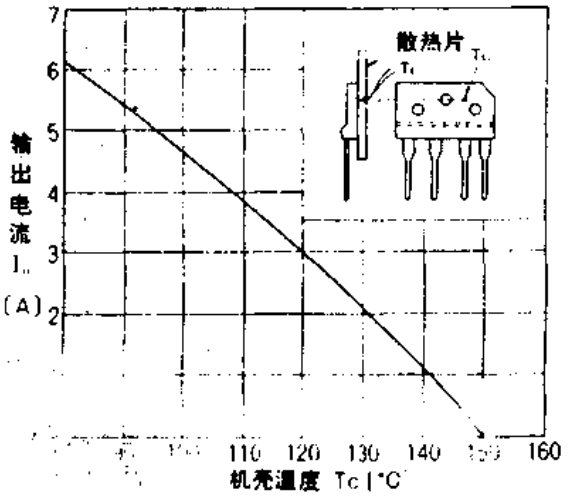
图 6-7 D3 SB的正向峰值浪涌电流容量



D3 SB的电流损耗曲线(上)



环境温度 输出电流(中)



机壳温度 输出电流(下)

图 6-6

二、陶瓷电容器

近年来，人们对电子设备节能的轻、薄、短、小化的需求，扩大了小型、高效开关电源的应用范围，推进了电子设备的小型化、轻量化。随着这一形势的出现，开发高频高温、小型SMD化、长寿命（无维修）所需器件的必要性已成当务之急。在这种市场需求中，从材料方面看，一种以电容率高、耐高温且具半永久性寿命的陶瓷电容器受到了人们的关注，应用日趋广泛。

下面介绍开关电源用电容器的概况和最适用于开关电源各电路的陶瓷电容器。

1. 开关电源用电容器的概况

开关电源按不同的振荡电路有各种电路方式，现将最具代表性的正向式电路（图 6-8）中各电容器的名称、功能和目前主要使用的电容器种类列于表 6-4。

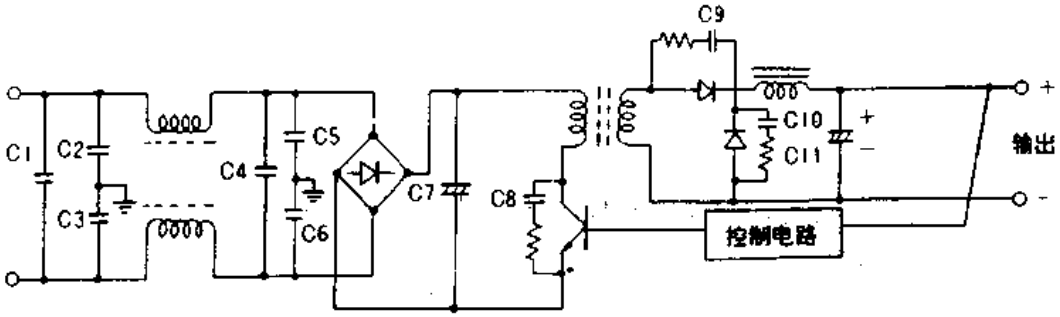


图 6-8　开关电源电路图（正向式）

表 6-4　开关电源用电容器

器件编号	名　称	功　能	目前主要使用的电容器
C1 C4	线路滤波器用 X 电容器	抑制常态噪声	薄膜 0.047～0.47μF/AC250V 安全标准件
C2 C3 C5 C6	线路滤波器用 Y 电容器 （线路旁路用）	抑制共态噪声	陶瓷 1000～4700pF/AC250V 或 AC400V 安全标准件
C7	输入平滑	平滑	1000μF/DC200V 或 DC400V 铝电解电容器
C8	输入缓冲器 （输入吸收装置）	功率晶体管的耐压保护和抑制噪声发生	低耗陶瓷电容器或 薄膜 47pF～4700pF/1～3kV
C9 C10	输出缓冲器 （输出吸收装置）	二极管的耐压保护和抑制噪声发生	低耗陶瓷电容器或薄膜 330pF～1000pF/50V-1kV
C11	输出平滑	平滑	2200μF×2 铝电解电容器
C12 C13	输出旁路电容器 （线路接地）	抑制输出噪声 （共态噪声）	0.01～0.1μF/630V 薄膜电容器 0.1～1μF/50V 薄膜电容器

续表

器件编号	名　称	功　能	目前主要使用的电容器
C14	输出旁路电容器 (行传输线)	抑制输出噪声 (常态噪声)	

2. 各电路用最佳陶瓷电容器

(1)线路滤波器用电容器

线路滤波电容器的作用是抑制由电源发生并向输入线路反馈的高频噪声(反馈噪声),分为抑制端子间发生的噪声(常态噪声)和抑制机壳(大地)跟端子间发生的噪声(共态噪声)用两种。常态噪声抑制电容器采用大容量的抑制效果好,所以一般都采用 0.047～0.47μF 的。而共态噪声抑制电容器安装在机壳和端子之间,会有如下电流流向机壳,即:

$i=\omega CV(A_{rms})$

式中,ω:角频率$=2\pi f$

f:频率(Hz)

C:静电容量(F)

V:电压(V_{rms})

容量一大,电流就会增大,而有触电危险(标准中规定了电流限额)。因此,使用的容量一般在 1000～4700pF 之间。

共态噪声抑制电容器中,应用日本村田制作所的系列产品 KC 型和 KD 型的较普遍(表 6-5)。

表 6-5　线路滤波电容器

型　号	容量(pF)	温度特性	额定电压(V)	获准规格
KC ※1 (适合Ⅰ级设备)	100～10000	B　F	A C 125 250 400	VDEO560 2,VDEO565 1 SEV1066,SEV1055,DEMKO SEMKO101, NEMKO, E101 (FEMKO) UL1414,AS3159,BS415 CSA C22.2 NO.1
KD ※2 (适合Ⅱ级设备)	100～4700	B　E	A C 125 250 400 (但要达到耐压 4000VAC)	VDE O560 2,VDE O565 1 SEV1016,SEMKO 101 DEMKO,UL1414,IMO CSA C22.2 NO.1 BS415

※1　至少应是对整体采用机能绝缘并具有接地端子或地线的设备

※2　是对整体施以双层绝缘或强化绝缘且没有接地的设备

(2)平滑用电容器

平滑电容器有一次电路用(输入)和二次电路(输出)用两种。

一次平滑用电容器,根据保持时间的需要,其最低容量平均每输出 1W 需 5μF。因此,数 10W 级的电源就得有 330～1000μF 的电容,价廉并易取得大容量的铝电解电容器已成为这

种电容器的主流。该电容器使用的额定电压是DC200V(日本,北美国家)和DC400V(欧洲及世界通用)。小输出功率的DC－DC变换器这种小型化要求很严的装置已开始使用尺寸很小的叠层陶瓷电容器(1.5～2.2μF/220V)。二次平滑用电容器也由于保持时间的需要,主要应用大容量的铝电解电容器。但如开关频率像目前这样上升,就有可能因保持时间的缩短而降低容量。

另一方面,不能因高频而忽视电容器的阻抗成分(ESR),这方面将提高对低阻抗电容器的要求。当然,在高频领域(100kHz以上)里,叠层陶瓷电容器的频率-阻抗特性很好,不需为降低阻抗而采用目前所使用的铝电解电容器的容量。图6-9所示是普通用铝电解电容器(2200μF×2)和叠层陶瓷电容器(56μF×1)的频率-阻抗特性例。

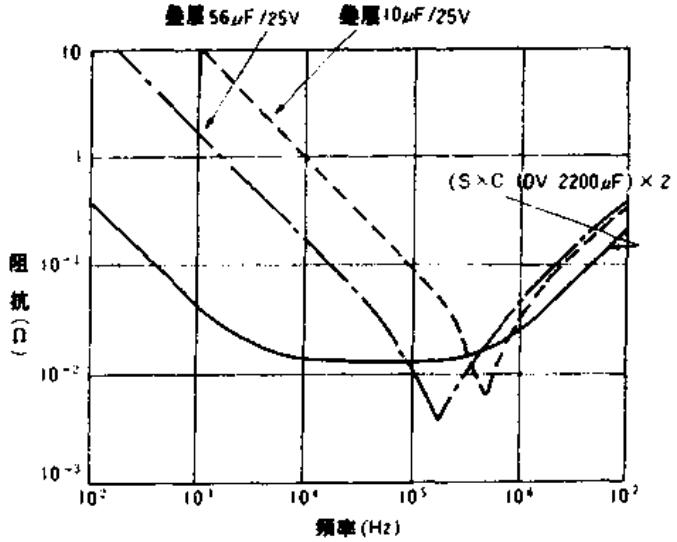


图6-9　电解电容器与叠层大容量电容器的频率-阻抗特性

从图6-9可知,容量小的叠层陶瓷电容器的阻抗最小。因此,叠层陶瓷电容器可以作为一种平滑电容使用。而且在当今开关电源正向着小型高频化和高可靠性(长寿命)发展的趋势中,这种作为平滑电容器的叠层陶瓷电容器更有希望。

表6-6是日本村田制作所的平滑用电容器应用例。

表6-6　二次平滑用电容器

输出	型　号	温度特性	电容量(μF)	额定电压(V)
5W	GR40～42-2(片式叠层陶瓷电容器)	R/F	0.01～1.5	16/25/50
30W	RPE210～230(浸入式陶瓷电容器)	E	0.22～2.2	25/50/75
100W	RPE240～260(浸入式陶瓷电容器)	E	2.2～22	25/50/75

(R:－55～＋125℃,±15%以内)

(3)缓冲用电容器(吸收装置)

缓冲电容器用于一次电路和二次电路中,一次缓冲用电容器具有保护功率晶体管和抑制高频噪声的功能。目前使用的缓冲用电容器是470～4700pF/1kV～3kV。二次缓冲用电容器具有保护二极管和抑制高频噪声的功能。目前使用的电容器是1000～10000pF/100～

500V。

这样，缓冲用电容器就要安装在发热体(变压器、晶体管)的近旁，以使传热容易和利用高频电流使电容器自身发热。这就要求缓冲电容器要具有发热低(开关频率中低损耗)和耐高温两个重要特性。日本村田制作所根据这一要求，开发了可在高温下工作(125℃)和发热低(低损耗)的 HR 系列缓冲用电容器及二次缓冲用额定电压为 100V 和 250V 的电容器(表 6-7)。

今后，缓冲用电路部分将是 SMD 化和模块化的第一目标，目前迫切需要低发热器件的片式化。

表 6-7 缓冲用电容器(日本村田制 HR 系列)

用　途	使用温度范围	额定电压	温度特性	电容量(pF)
一次缓冲用	−25℃～125℃	1kV	SL	10～330
			R	470～4700
		2kV	SL	10～220
			R	270～4700
		3kV	SL	10～120
			R	150～2700
二次缓冲用		100V、250V	C	1000～10000
		500V	R	300～4700

$$\begin{cases} R:-25\sim+85\,℃ \quad \pm15\%\text{以内},+85\sim+125\,℃ \quad {}^{+15}_{-30}\%\text{以内} \\ C:-25\sim+85\,℃ \quad \pm20\%\text{以内},+85\sim+125\,℃ \quad {}^{+15}_{-30}\%\text{以内} \end{cases}$$

(4)输出用旁路电容器

输出旁路电容器用以抑制输出噪声，分为常态噪声抑制用和共态噪声抑制用两种。

看一下输出用旁路电容器的规格，可知其理想的温度特性是±15%以内。不过，因其是一种旁路电容器，对 E、F 特性也可使用(按实际使用温度，要避免使用容量极小的)。容量越大越能有效地抑制噪声。

至于共态噪声抑制用电容器，按北美认定的标准(UL 标准)，要在机壳(大地)和端子之间用 DC-500V 进行 1 分钟的耐压试验，因而采用了耐压达 500V 以上的电容器。

目前，控制共态噪声一般采用 0.01～0.1μF/630V 金属膜电容器，抑制常态噪声一般采用 0.01～1μF/50V 薄膜电容器。

表 6-8 是日本村田制作所开发的输出用旁路电容器(浸入式叠层电容器)的应用例。

表 6-8　输出旁路电容器应用例

用　途	型　号	温度特性	额定电压(V)	电容量(μF)
共态噪声抑制用	RPE121/122	R/F	25	0.47/0.68
			50	0.12/0.33
	RPE123	E	50	1
	RPE131/132	R/F	25	0.12/0.33
			50	0.1～0.22
常态噪声抑制用	RPE113～117	R	500	0.01～0.12

3. 今后动向

今后，开关电源的发展趋势仍将是小型、轻量和模块化。一次电路方面，因工业用电压(AC100～400V)和频率(50～60Hz)基本稳定，看来暂将继续采用现行器件。至于二次电路和 DC－DC 变换器，则将随着高频化的进展和高密度安装的实现，加快小型、轻量和模块化。

为适应这种形势，电容器件在开展以下工作时将进一步采用片式元件：

(1)将通过高频化严格限制噪声，因此要开发减小引线电感的片式元件。

(2)开发高密度安装对应元件。

在这种形势下，预计一种以电容率高、耐高温和寿命达半永久性的陶瓷为材料且表面安装技术先进的片式积层陶瓷电容器将日益扩大其需求量。

三、铝电解电容器

1. 从开关电源看铝电解电容的开发现状及其特性和功能

近年来铝电解电容器技术的进步可以说是与开关电源同步的。也就是说，小型、高频低阻抗、高温长寿命、高可靠性、高纹波(ripple)以及耐洗涤剂等技术要求都凝聚到了开关电源用铝电解电容器上。担负这一使命的新技术有以下几点。

(1)扩大电极箔蚀刻倍率。

(2)提高电解体被膜的化学和热稳定性。

(3)开发耐热性能好的高电导率电解液。

(4)采用高气密性的耐热封口衬料。

(5)通过生产工艺自动化和生产技术的确定，提高产品质量。

阳极电极箔是应用电化学方法在已粗面化(蚀刻)的铝箔表面生成电解体用的氧化铝被膜的一种电极箔。电容器的静电容量可按下式求出。

$$C=8.855\times10^{-8}\times\frac{\varepsilon S}{d}(\mu F)$$

ε：介质(Al_2O_3)的介电常数

S：介质的有效表面积(cm^2)

d：介质的厚度(cm)

蚀刻倍率的增大跟 S(电解体的有效表面积)的扩大有关,且会增大每个电极箔单位面积的静电容量,所以有助于小型化。作为介质的氧化铝,实际上是一种拥有水合物和晶结水的不定形活性被膜。所以在高温下或受到由纹波电流引起的电子游动的影响,有时就会造成化学劣化、发热或漏电流增大等使电容器恶化。因此,化学稳定和热稳定的氧化被膜生成方法是铝电解电容器高温长寿命和高纹波所不可缺少的一门技术技巧。

影响铝电解电容器的使用温度范围、温度特性、高频阻抗和寿命等基本性能的是电解液。近年来开发出的一种新电解液已经达到了开关电源所要求的性能,这种电解液是通过高沸点溶媒和离子离解度高的溶质的组合并添加了高温稳定剂而成的。

铝电解电容器的故障方式通常表现为因电解液干燥所致的静电容量减少上。可作为有限寿命器件处理。

电容器的封口衬垫具有控制电解液干燥的重要作用,所以衬垫材料的选择对器件寿命的影响很大。

随着技术革新的不断进展,开发出了这种电容器的新系列。图 6-10 是开关电源输出平滑用铝电解电容器具有代表性的变化示意图。表 6-9 是最新的 PL 系列的技术规格,图 6-11 是温度特性示意图,图 6-12 是高温寿命特性示意图。

PL 系列的特点是在高温寿命测试中,损耗角的正切值(tang)增加极小。以往电容器会由于电解液电阻率增大而致正切值随时间增大,从而使温度特性和高频阻抗特性呈现出较初始值大幅度增长的倾向。而这种 PL 系列即使在试验后,其高频阻抗值也很少增加,所以即使长期作开关电源输出平滑用,也能保持稳定性。图 6-13 所示是 PL 系列在 105℃、5000 小时条件下进行高温寿命试验前后的阻抗频率特性。

表 6-9 新开发产品的技术规格

技术规格项目 \ 代表系列		新技术规格	原技术规格
		PL	LB·
阳极箔蚀刻倍率		80～100 倍	50～60 倍
电解液的性能	主熔媒	丁内酯/非水相	乙二醇/水相
	电阻率	80～100Ωcm	150～200Ωcm
	沸点	160～170℃	130～140℃
封口垫材		异丁橡胶	SBR 或 EPT 橡胶

说明:图中符号和数值表示右图所示性能,其阻抗为 20℃100kHz 时的最大值(Ω)

2. 输入平滑用铝电解电容器的选择法

(1)纹波电流的计算

铝电解电容器的容许纹波电流要根据不同温度用 120Hz 正弦波的有效值进行确定。

开关电源满负载时,电容纹波波形如图 6-14 所示,要在工频部分的纹波电流上加高频转换电流的纹波电流部分。因此,在近似计算实际电容纹波电流(I_r)时,可分别求出工频部分的纹波电流(I_L)和高频部分的纹波电流(I_h),然后乘以频率修正值,再求其总和即可。

$$I_L=\sqrt{\frac{T_1}{2T}}\times I_p,\ I_h=\sqrt{\frac{t_1}{t}}\times I_c,\ I_r \fallingdotseq \sqrt{(I_L)^2+(I_H)^2}$$

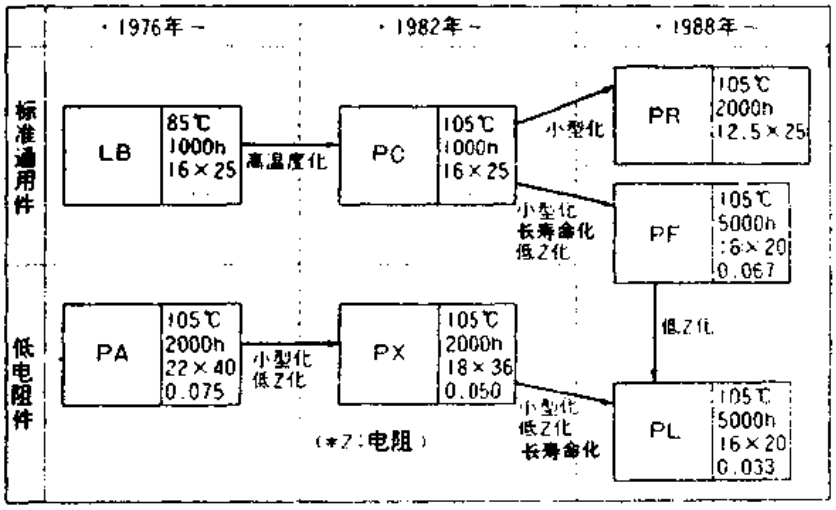


图 6-10　开关电源二次平滑用铝电解电容器的变化

现设电容器的环境温度为 60℃、工频部分的纹波电流为 3A、120Hz，高频部分的纹波电流为 2A、20kHz，则从 GK 系列（基片端子式，105℃用）选择 250WV 的输入平滑用电容器时，应用表 6-10 所示频率和环境温度下纹波电流的修正系数。

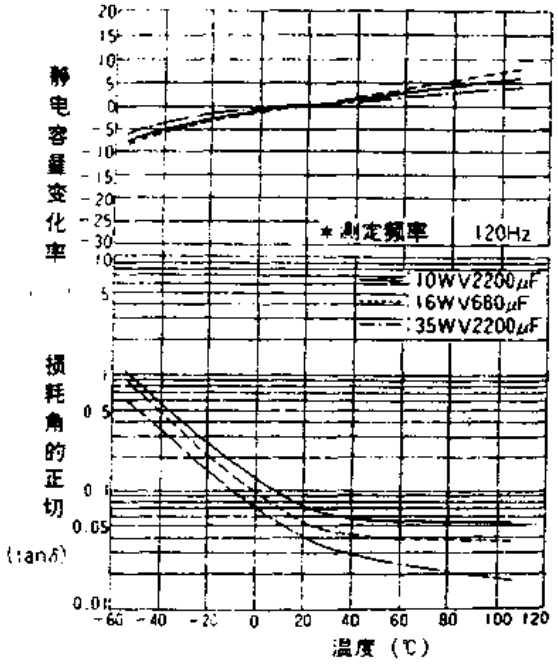


图 6-11　PL 系列的温度特性

对频率按 120Hz 进行换算，即得

工频部分 $3A\times 1=3A$

高频部分 $2A\times\frac{1}{1.20}=1.64A$

因此其总和为

$\sqrt{3^2+1.67^2}=3.43A$

对温度，按 105℃换算，得

$3.43A\times\frac{1}{2.37}=1.45A$

因此，从 GK 系列的容许纹波电流值看，可选择 250WV 560μF 的额定值电容器。

(2)预期寿命时间的计算

铝电解电容器的预期寿命可用下式求出。

$$L_n=L\times 2\frac{T-T_n}{10}\times\frac{1}{B_n}$$

L_n：实际使用环境（温度 T_n℃）下的预期寿命时间

L：最高使用温度 T℃F 外加额定电压的寿命时间

B_n：外加纹波电流（I_n）时的纹波加速系数

B_n 值是以外加纹波电流的电容器内部中心温升为基础按不同系列设定的一种系数。GK 系列（基片端子式 105℃）的该系数如图 6-15。

GK 系列在按环境温度 60℃、120Hz 换算的纹波电流为 3.43A 的状态下连续使用

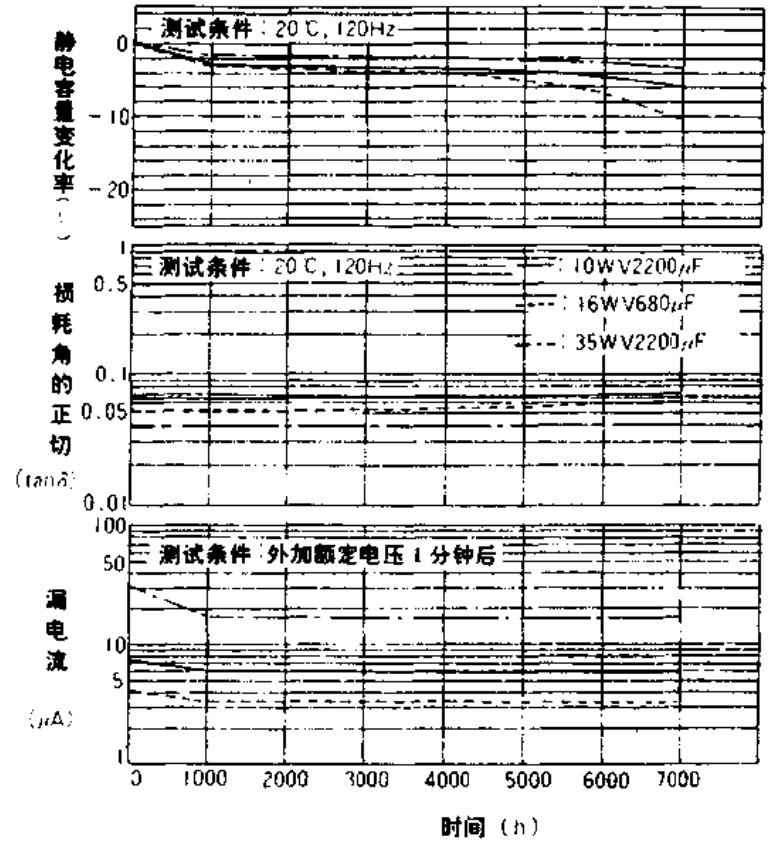


图 6-12　PL 系列的高温寿命试验(105℃连续外加额定电压)

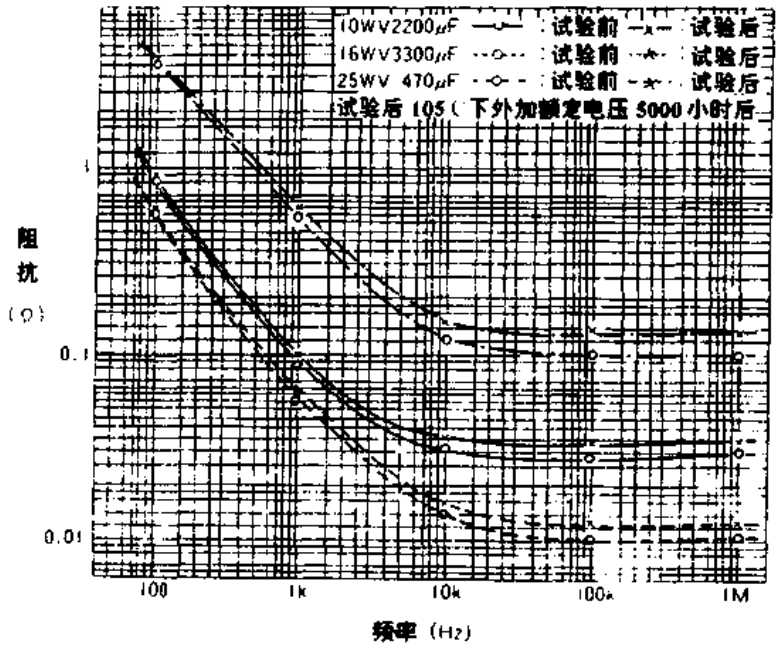


图 6-13　PL 系列高温寿命试验前后的阻抗频率特性

250WV 560μF 的电容器时，其预期寿命时间是

$$L_a = 10000 \times 2^{\frac{105-60}{10}} \times \frac{1}{3.72} \fallingdotseq 60{,}000\text{h}$$

约相当于 6.9 年。这样，根据环境温度求应用纹波电流与预期寿命时间的关系，即成图 6-16 所示图例。

表 6-10　GK 系列的纹波电流修正系数

温度修正系数

温度(℃)	45	60	70	85	105
系数	2.47	2.37	2.17	1.67	1.00

频率修正系数

频率(Hz)	50	60	120	1k	10k～
16～100WV	0.88	0.90	1.00	1.15	1.15
160～250WV	0.85	0.88	1.00	1.15	1.20
400WV	0.88	0.90	1.00	1.10	1.15

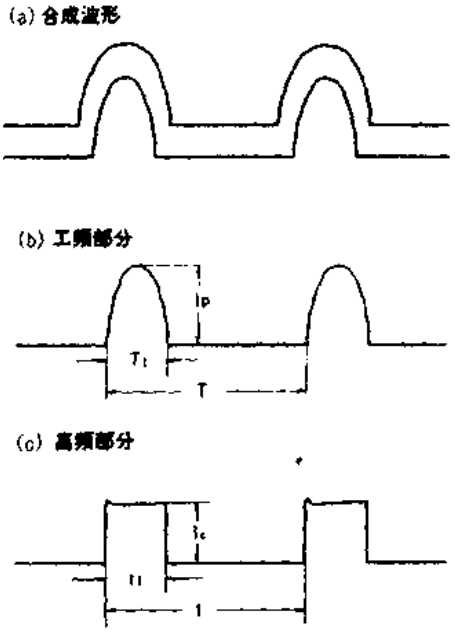


图 6-14　开关电源输入用电容器的纹波电流波形

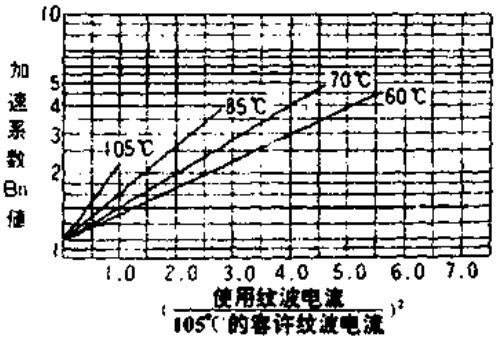


图 6-15　GK 系列的纹波电流寿命加速系数

3. 安装注意事项

(1)过压性能

对铝电解电容器外加过压，会引起因漏电流增加所致的发热和氧化被膜绝缘遭损坏以至被击穿的现象。因此，即使时间很短，也不要外加浪涌电压(WV×1.25V 或 WV×50 中，其数值小的一方)以上的过压，包括发生异常时的最坏状态，都要选择额定电压。

在有发生异常过压的危险时，可使用 AB 系列。这是一种符合 VDE 标准中异常试验的电容器，虽系 250WV，但可耐 360V(70℃，7 小时)的过压。

(2)耐洗涤剂问题

卤素系列基片洗涤剂渗进电容器里，阳极引线或阳极箔有时会在使用中因腐蚀断线而致容量漏失。这是由于渗进电容器的洗涤剂因电解液发生电离作用而使铝依下列机理连续

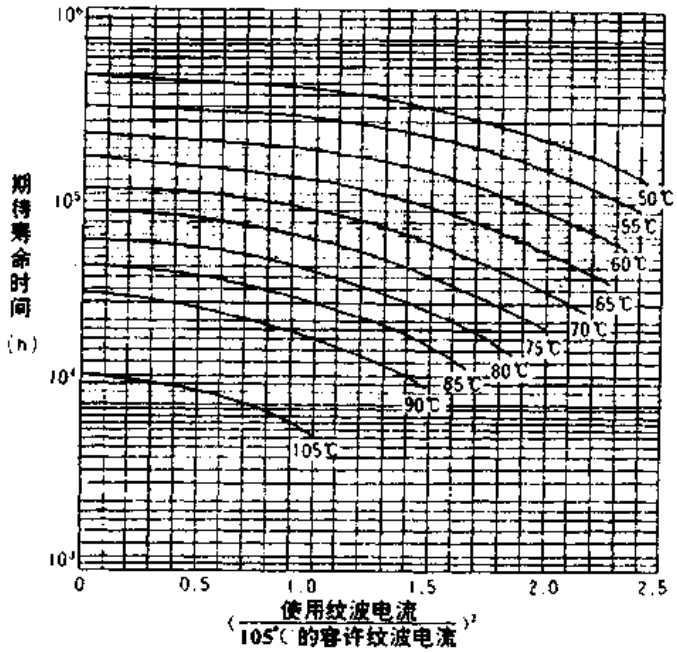


图 6-16　GK 系列 250WV 产品的预期寿命时间

腐蚀溶解所造成的。

$$Al^{3-} + \underline{3Cl^-} \rightarrow AlCl_3$$

$$AlCl_3 + 3H_2O \rightarrow Al(OH)_3 + 3H^+ + \underline{3Cl^-}$$

近来，开始出现了耐洗涤剂电容器。这种电容器的电解液具有控制洗涤剂电离作用的功能，其抑制剂一般采用硝基化合物。但由于这种抑制剂只有抑制作用而无制止作用，所以对电离度高的洗涤剂仍不起作用。此外，在洗涤剂大量渗入的环境下(例如长时间浸泡或洗涤剂在电容器表面滞留时间过长时)，超过抑制效应的限度也有产生腐蚀的危险。所以对耐洗涤剂的电容器，也要充分注意其使用方法。

(3)被覆套的绝缘性

铠装被复套通常采用 0.09～0.15mm 厚的热收缩性聚乙烯管。这种材料在初始状态下可保持 1000VAC、1 分钟左右的绝缘强度，但受时效变化和热劣化影响后，其绝缘强度就会显著下降。

因此，一般不把聚乙烯被复套作为一种绝缘物。再说，电容器的铝壳会通过电解液与阴极导通。这样，如果把电容器全装配在基片图形上或按跟导通器件接触的方法安装，即使在初期正常，但长期使用也会使强度下降或异常发热而发生龟裂等现象，以至有发生绝缘不良的危险。

为防止这种现象的发生，建议采用 UL 标准认定的难燃聚烯烃类树脂套作被覆品。这种材料的绝缘强度可达到 2500VAC、1 分钟，即使在 135℃下放置 60 天也不会出现劣化现象。而且由于耐热性好，即使电容器因异常发热引起爆炸(通常要在 150℃以上)，也不会破裂或产生裂纹，因而也就可以排除因绝缘不良等因素导致二次事故的危险性。

(4)防爆阀的原理

防爆阀的作用是防止电容器异常发热时因内压升高而造成的爆炸。

近来多采用在铝壳底面开切槽的结构，当电容器内部的气压达到一定压力(基片端子式电容器的气压范围为 8～15kg/cm²，因尺寸而异)，切槽部分就会鼓胀开裂放出气体，因工作时壳体底面会发生鼓胀，因此在安装基片时要留出空隙，以不使基片接触到装置上盖等部位。

所需空隙间隔，根据电容器的外径尺寸，以下列数值为宜。

Φ6～Φ16mm：2mm 以上

Φ18～Φ35mm：3mm 以上

Φ40mm 以上：5mm 以上

当出现带有大电流的交流电压或过压，并在 2～3 秒内发生使阀动作的急剧异常热现象时，电解液就会呈高温喷雾状喷出并粘附在底板面上而发生漏电现象，或致部分器件从阀部突出引起起火的危险。

因此，要在电路结构上想办法，以便在发生异常现象时，也不致有超限的大电流通过电容器。

上述各种异常现象都是由电解液的可燃性造成的。因此，采取难燃或非破坏性结构等安全对策是今后铝电解电容器的一个重要技术课题。

四、薄膜电容器

1. 电源用薄膜电容器的概况

电子设备的技术革新日新月异，目前其驱动部分已采用了开关电源，而薄膜电容器则以其特殊的用途和以下特点被广泛应用在电子设备的电源上。

●采用电介质结构，可应用于低压到高压的广泛领域。

●采用以薄膜为基础的简单材料，不易发生化学变化，可延长使用寿命。

●无极性，易应用于复杂波形。

●可根据机壳内容纳的情况，采用简易外装结构及表面安装等。

●谐振频率和尖锐度(Q)高、ESR 小。

●可使用特性不同的材料，并可按用途选择。

目前，薄膜电容器作为开关电源的一种外围器件在适应小型轻量的需求及高耐热性、高频耐用性、寿命末期的安全性等方面都已发生了很大的变化。以下谈谈其基本技术和最新动向。

(1)薄膜电容器的种类与结构

如表 6-11 所示，薄膜电容器有多种分类方式。但一般是按材料划分。目前具有代表性的塑料薄膜有聚对苯二甲酸乙二醇酯(PET)介质电容器、聚丙烯(PP)介质电容器。此外还有一部分高耐热用的硫化聚苯(PPS)电容器等。表 6-12 所示是几种主要电容器用介质薄膜及其物理参数。

在结构上，薄膜电容器可按表 6-11 所示的薄膜材料、电极结构和铠装结构进行分类。

按电容器的主要材料薄膜进行分类，可大致分为 SH(Self Healing)电容器和 NH(Non Healing)电容器。SH 电容器具有经对薄膜进行薄(200～500A)金属膜蒸镀并通过电源或自

有能量使薄膜产生局部绝缘缺陷的外围部分发生瞬时(10^{-5}sec)飞溅而恢复绝缘的功能。这种电容器既经济又稳定，可广泛应用于数千VA以下的电源。其材料主要有敷金属聚酯及敷金属聚丙烯，可按用途选用。NH电容器以薄膜非加工状态使用，是一种将薄膜和电极箔重叠卷绕达到绝缘稳定化的高低压电容器，适用于小容量(0.5μF以下)低电压(100V以下)的时间常数电路等。

另外，加入耐高温用PPS薄膜，可使选择范围增大。选用薄膜电容器时要考虑使用时的电压、电流和装配环境条件等。

表6-11　塑料薄膜电容器的分类

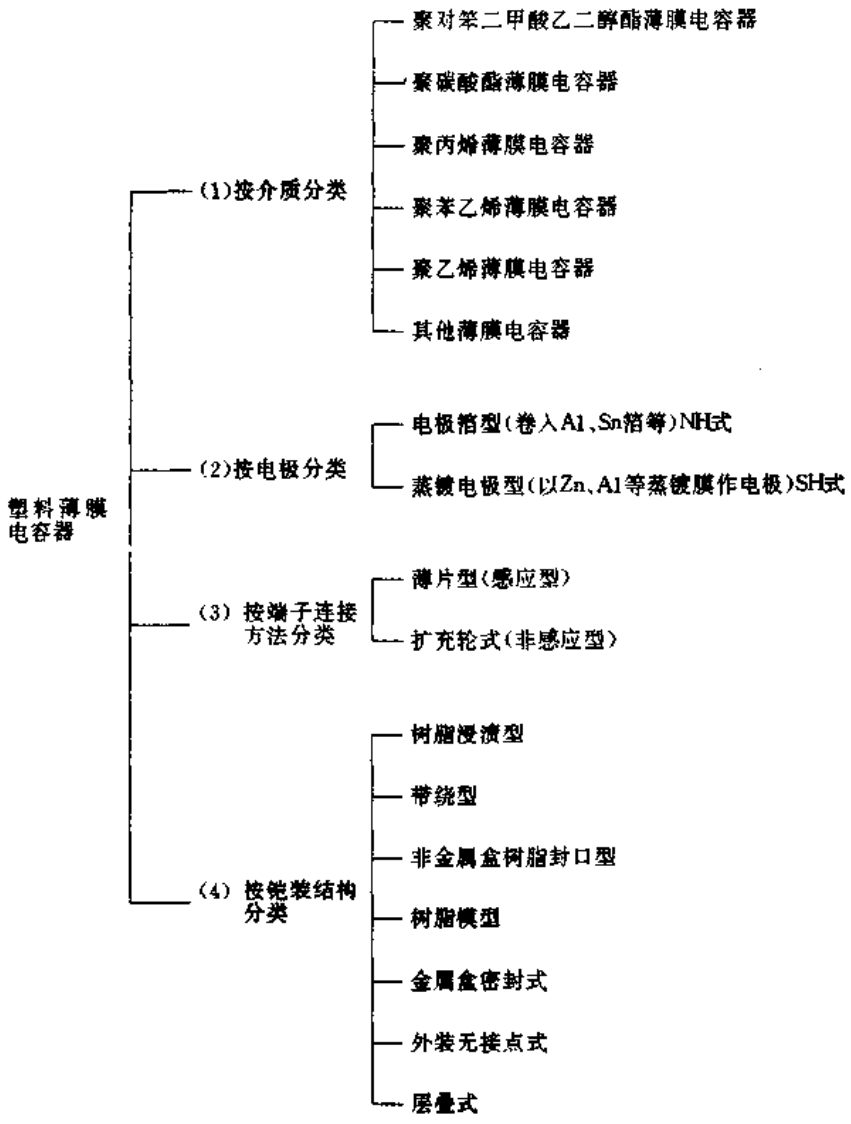
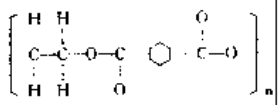
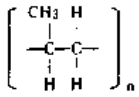
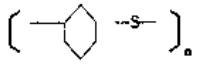


表 6-12　电容器用薄膜的物理参数比较

特　性	单　位	聚酯薄膜	聚丙烯薄膜	聚苯硫化薄膜
厚度	μm	1.0～25	4.0～25	1.5～6
密度	g/cm³	1.39	0.90	1.35
抗拉强度	kg/mm²	25	10	25
延伸率	%	110	110	55
最高使用温度	C	120～130	90～120	130～140
电容率	(20C 1kHz)	3.2	2.2	3.0
介质损耗角正切	(1kHz)	0.003	0.0002	0.0006
体积电阻率	Ω·cm	$>10^{18}$	$>10^{17}$	$>10^{17}$
绝缘强度	(ACkV/mm)	200	180	170
化学构造式				

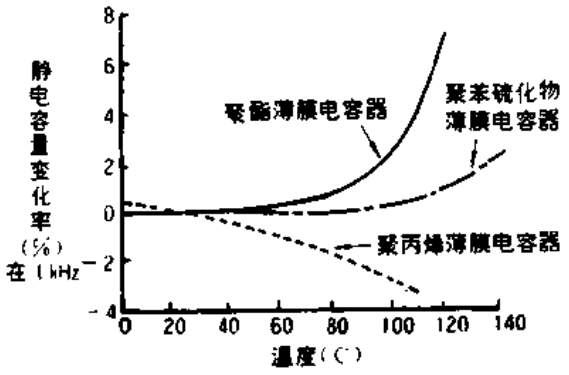


图 6-17　塑料电容器静电容量的温度特性

(2)薄膜电容器的诸特性

薄膜电容器有代表性的特性是静电容量、损耗、绝缘电阻—温度特性、频率特性、阻抗特性等(图 6-17～6-21)。

在电极连接电容器方面,NH 电容器是采用直接抽出铝箔或采用将引线点焊或插入铝箔的方法。SH 电容器的电极主要是采用喷镀法,即将金属粒子熔化喷到介质的蒸镀膜上使之接触。电极跟很薄的介质蒸镀膜接通电流是一种决定电容器电压和电流规格的重要材料。

另外,铠装结构当前主要是采用树脂盒和环氧树脂浸渍的方法。

2. 不同用途的薄膜电容器

现按用途介绍薄膜电容器的种类、特点及其今后的技术动向。

(1)电源间用电容器

设备里的噪声主要是电源发出的噪声和由感应雷电引起的噪声,但其他辐射到空间的噪声对设备的影响也很复杂。电源间防止噪声侵入和抑制其对电源的影响设置了电容器。电源间采用的电容器有:为抑制常态噪声而采用插入行间的 X 电容器;为抑制共态噪声采用插入行与地线间的 Y 电容器。这种电源间用电容器混入高压的可能性很大,所以,要不断外加交流电压。另外一点,电晕放电是使其劣化的一个主要因素。

为此,各国都制定了严格的安全标准(UL、CSA、VDE,NEMKO,SEMKO,DEMKO,EI,SEV,BS)。表 6.13 列出了部分代表性的标准。图 6-22、6-23 示出部分安全标准试验。此外,除电源间用的电容器外,一般设备的净噪器用电容器还可采用带阻抗的复合式电容器。

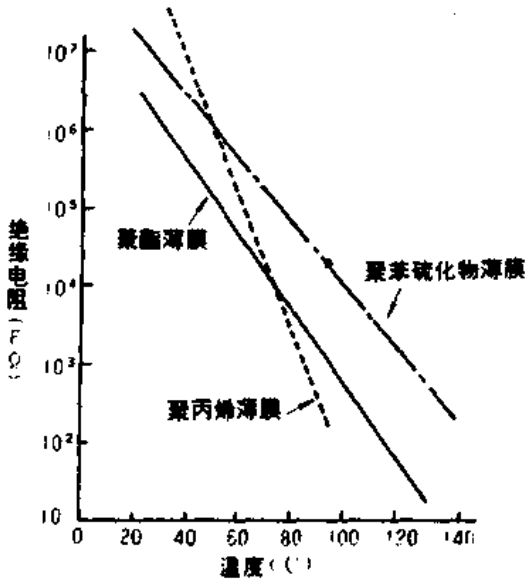


图 6-18 塑料(介质)电容器绝缘阻抗的温度特性

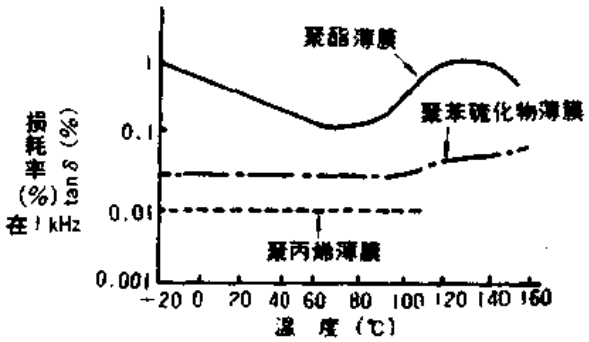


图 6-19 塑料(介质)电容器介质损耗的温度特性

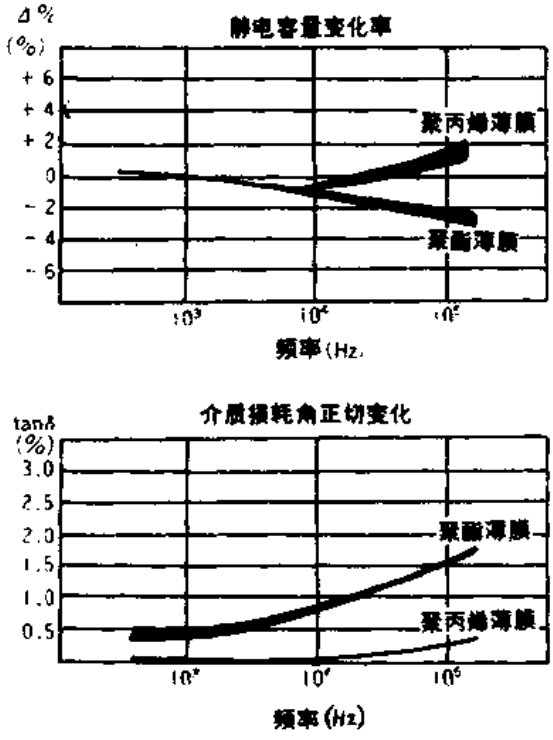


图 6-20 频率特性(在 20℃)

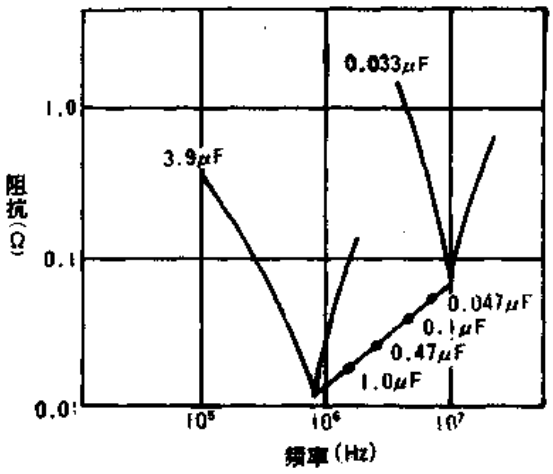


图 6-21 阻抗特性

表 6-13 日本与部分国家的安全标准对比

项目		JISC5151 A1	JISC5151 A2	UL 1414	CSA C22.2 No1	VDE 0565－1	ICE 384.14	SEV1055
耐压	T－T 间	575VAC×1分		1250VAC×1分	900VAC×1分	1075VAC×1分	1075VAC×1分	1075VAC×1分
	T－C 间	1500VAC×1分		1000VAC×1分	900VAC×1分	2000VAC×1分	2000VAC×1分	2000VAC×1分
静电电容		1kHz、5V 以下				C≤1μF800～1200Hz，测定电压≤额定电压		

续表

项目		JISC5151 A1	JISC5151 A2	UL 1414	CSA C22.2 No.1	VDE 0565－1	ICE 384.14	SEV1055
介质损耗角正切		50—60Hz,100V或额定电压		——	——	——	——	
绝缘电阻	T—T间	500V		500V	500V	100V	100V	100V
	T—C间	500V		——		100V	100V	100V
端子强度	拉力 扭曲 弯曲	1kg:10秒 5次:5秒/1次 0.5kg:2次、5秒/1次				1kg 4次 2次	1kg 2次(连续180°) 2次	1kg 10秒 2次 2次
	判断	应无异常				无异常	无异常	无异常
抗震性	试验法	10～55Hz、全振幅1.5mm 使10→55→10Hz沿1分2H ×3方向				10～55Hz、振幅0.75mm g(MAX)10g 2H×3方向		
	判断	外观应无元件的短路或断开				外观、△C/C±2%以下		
钎焊性	试验法	松香浓度:10% 温度:230 ±5℃ 浸渍时间:3±δ秒					温度:235±5℃ 时间:2±0.5秒	
	判断	表面¾以上要用软钎料覆盖					软钎料的粘附性	
钎焊 耐热性	试验法	松香浓度:10% 温度:350 ±5℃ 浸渍时间:3±δ秒				温度:260±5℃ 时间:5±1秒		
	判断	外观耐压±3%以下				外观△C/C±3%	外观△C/C±5%	
耐潮性	试验法	40±2℃ RH90～95% 500±δ*h				40℃RH93% 21日	40℃ RH93% 21日	
	判断	外观耐压±10%以下 tanδ:0.05%以下,IR:额定 的½以下				外观△C/C:±50% 以下 耐压:IR额定的½以 上	同左	外观耐压IR
耐潮负载	试验法	40±2℃ RH90～95% 500±δ*外加电压:354VDC				40℃ RH93% 21日外加电 压250VAC		
	判断	外观耐压 ±10%以下				外观△C/C: ±5%以下 耐压:IR额定 的½以上		
高温负载 (交流断续)	试验法	85 ± 3℃ 1500h 2秒 ON － 2秒 OFF100.000 次						
	判断	外观耐压						

续表

项目		JISC5151		UL 1414	CSA C22.2 No1	VDE 0565－1	ICE 384.14	SEV1055
		A1	A2					
高温负载（交流连续）	试验法		85±3℃ 1500h 500VAC(连续) ＋1000VAC×0.1秒1次/1h	85±3℃ 1008h 440VAC(连续) ＋880VAC×0.1秒1次/1h	85±3℃ 1008h 220VAC(连续) ＋440VAC×0.1秒1次/1h	85±3℃ 1008h 313VAC(连续) ＋440VAC×0.1秒1次/1h		85℃、1000h 375VAC(连续)
	判断		外观△/：±7%以下 tang：0.72%以下	①导体部分无飞溅 ②线网不能燃烧		外观 耐电压为额定值的66% △C/C：±10%以下，1R：额定½以上		外观 1R C/C：±10%以下
耐火性（Ⅰ）	试验法	只进行包装材料试验						
	判断	略						
耐火性（Ⅱ）	试验法		电容器主机试验火焰 15＋15＋15 秒					
	判断		第1、2次15秒内熄火第3次60秒内熄火	如是UL94V0包装材料，不进行试验。				
气密性	试验法	将产品浸入液体加热或减压				矿物油 160mb	80mb 1分	
	判断	无气泡发生				应无气泡发生		
耐电压（放电试验）	试验法		同右	由5－10kVDC充电的阻尼CAP每隔5秒向供试CAP放电4次				
	判断		同右	①导体部分无飞溅 ②线网不能燃烧				
特殊耐电压	试验法				4.25kVDC×1分绝缘击穿的电容器接于125VAC			
	判断				用125VAC不能燃烧线网			
充放电实验	试验法					电压：354V 放电梯度 dv/dt100V/s 断续频率：1Hz 周期10,000次		
	判断					△/：±10%以下，1R：规定以上		
耐热性	试验法	70±2℃ 2h	85±2℃ 2h					
	判断	1R						
耐寒性	试验法	－25℃ 2h						
	判断	△C/C：±10%以下						

续表

项目		JISC5151 A1	JISC5151 A2	UL 1414	CSA C22.2 No1	VDE 0565－1	ICE 384.14	SEV1055
耐溶剂性	试验法	用异丙醇在 20～35℃以下浸渍 30±5 秒						
	判断	要容易读出显示						
热循环	试验法					40～85℃、30小时 1 周期	－40～85℃30分、5 周期	
	判断					外观 ΔC/C：±5 以下。	外观	
浪涌	试验法							波形 1.2/50秒 电压 3kVDC 次数 3
	判断							外观
S·H 自热试验	试验法							350VAC×10秒 MAX 538VAC 280VAC×10秒
	判断							用最后的 280VAC×10秒，无 S·H

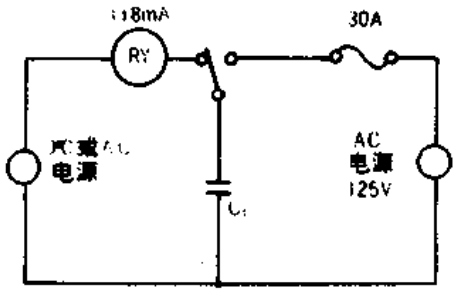
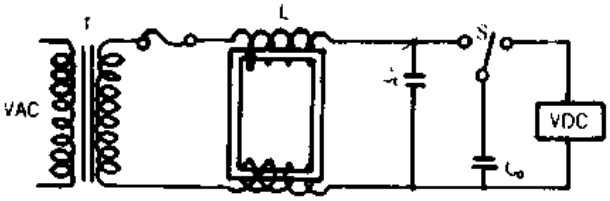


图 6-22 燃烧性试验

说明：

试验方法：10 个电容器 1 分钟在两端增加 4250V 峰值的交流电位或直流电位。该试中由于绝缘材料的损坏而受损的电容器由双层粗布覆盖，并直接连接在带有 30A 保险丝的 125V 交流电源的两端。粗布不能起火，且不能切断电源电路的保险丝。（外加高压 1 分钟无异常即为合格，尚发生绝缘击穿，则要将外加高压和外加 AC125V 重复三次）

判断标准：粗布（线网）不发火。



- 滤波电容 (C_d)　0.5～1.0 μF
- 电源电压 (VDC)　$VDC = 5000 \frac{C_d + C_t}{C_d}$
- 充电时间　4 TIMES
- 外加电压 (VAC)　240V

图 6-23 放电试验（UL CSA）

说明：

试验方法：用图 6-23 的电路向 C_d 外加 5～10kV 电压，按 4 秒 1 次的比例向 C_t（供试电容器）放电 4 次，试验中和试验后 30 秒外加 240VAC

判断标准：电容器的导体部分不能发生飞溅现象，并应无冒烟、起火现象。

(2)滤波平滑用电容器

滤波用电容器有可分为用于谐波重叠于 AC 电路的图 6-24 和谐波重叠于整流后电路的图 6-25。本用途的特点是使用薄膜电容器上的电流在 AC 电路重叠时，高频纹波部分有时比它还大，因此对热控制要求严格。PWM 控制电路方面也同样存在电流值会增大的问题，这种情况下难以按波形计算有效电流，但可按温升进行可靠判断。



图 6-24



图 6-25

滤波器用电介质材料可使用能控制发热的 MPP。由于介质常数的关系，有时在出现单位容积的静电容量不足而致出现热裕度的情况下也使用 MPET。

$$I_e=\sqrt{I_0^2+I_1^2}$$

式中：I_e——合成电流

I_0——基本电流

I_1——高次谐波电流

(3)高频用电容器

以灯管用为主薄膜电容器作高频用电容器时，其有效电流值很大，要注意其发热问题。图 6-26 是高频时以电压、频率为参数的温升值示意图。

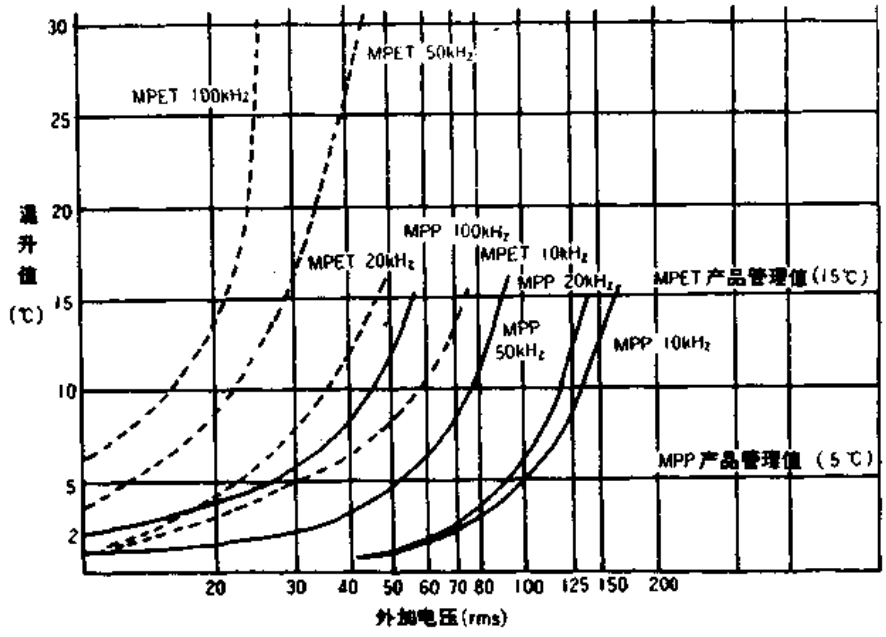


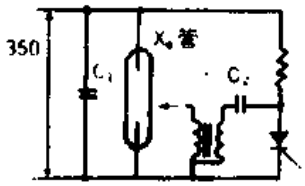
图 6-26　高频温升值(额定：0.1μ 250VDC)

当电压波形接近正弦波时，容易推算电容器的温升值，但对复杂波形就难以选定合适的电容器。因而确认实际使用时的温升成了最可行的方法。但这时仍要进行严格挑选，以使不

超过最大电压值(AC、DC)和最大电流值。

(4)充放电用电容器

采用电容器进行充放电的电路有以下两种：一是图 6-27 所示的摄像机频闪电路和电装用 CDI 装置等代表性的电路。这种电路是经闸流晶体管将电容器的充电能量输入高压变压



C_1：(1～1.5μF，350VDC)
C_2：(0.047～0.082μF，350VDC)

图 6-27

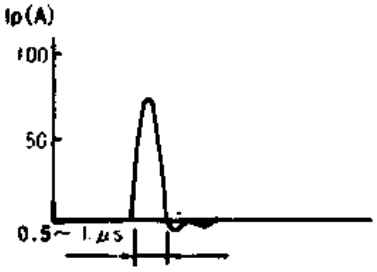
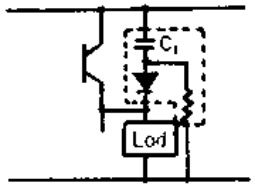


图 6-28

器，使获得高压的油点火。图 6-28 所示是这种电路的电流波形。油点火时重复进行，周期迟缓，几乎对电容器无热影响，但要注意充电时的耐压性和充放电时的输入电流(脉冲电流)。单发脉冲时即使无电容器整体的发热现象，但有时在喷镀的接触部位仍会产生局部发热现象而使电气连接受损，所以也要注意脉冲电流的容量问题。二是图 6-29 所示的具有代表性的缓冲电路。用以缓和 dt/dv，以对功率器件进行过压保护、减少开关损耗和保护功率晶体管免受反偏压二次击穿破坏。图 6-30 所示是这种电路的电压和电流波形。



C_1：缓冲器用电容

图 6-29

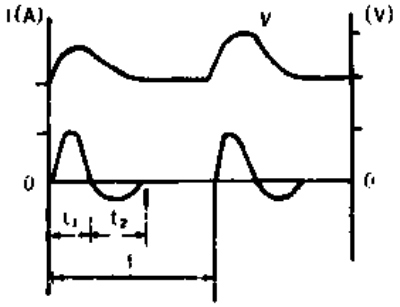


图 6-30

在缓冲电路的使用方面，随着开关频率的高速化，也要考虑脉冲电流以外的有效电流值的问题。下式为该有效电流值的简式。

$$I_{e1}=(I_P/\sqrt{n})\sqrt{t_1 \cdot f}$$

$$I_{e2}=(I_P/\sqrt{n})\sqrt{t_2 \cdot f}$$

$$I_e=\sqrt{I_{e1}^2+I_{e2}^2}$$

式中：I_P——脉冲电流的峰值

n——积分值(2～3)

t_1——脉宽

f——开关频率

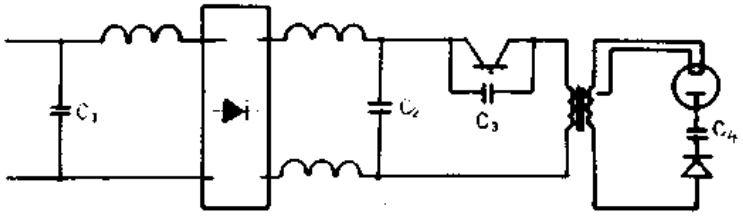
t_2——脉宽

在功率用方面，要随着各种器件的高频化降低缓冲电路的电感。预计内置电容器和二极管的盒式装配方法，还有加工电容器端子直接安装在模块上的方法今后都将被广泛采用。

这种用途的电容器容量随高频化而减少，按一般卷绕方式，有时不能适应电流和温升，这时也要采用上述铝散热卷绕方式。

(5)高压电容器

薄膜电容器优点之一是通过精密加工蒸镀膜的图形，可容易获得高压，采用干式薄膜电容器也可批量生产出 4kVDC、0.5J 产品，图 6-31 所示是其逆变域的高压变压器电路例，它将取代迄今的纸电容器而被用于倍压整流。还需指出的是这种经系列蒸镀的薄膜电容器将取代陶瓷电容器，以用于高精密度显示器、电视机和复印机等的高压电源电路。



图中：C_1——防噪声用电容器(2.2～3.3μF)　　C_3——谐振电容器(0.1～0.4μF)

C_2——平滑电容器(3.3～10.0μF)　　C_4——高压电容器(0.01～0.04μF)

图 6-31

3. 薄膜电容器的今后课题

今后，随着技术革新需开发适应以下要求的产品：

(1)高温耐用性(105～125℃)

随着电源的小型化，为适应电源内部的温升，要求在原 85℃的基础上进一步解决高温化问题。

(2)适应低电感化

随着开关元件的高频化，缓冲用电容器的低电感化不可缺少。

(3)表面安装

电源方面的表面安装技术不断发展，而其中较大型元器件的表面安装进展迟缓。尤其在滤波防噪声方面，今后要适应片状化等表面安装。

(4)安全性

除置于所要求的环境及采取与设备协调的保护外，电容器本身也要有安全对策。

五、开关二极管

1. 高速开关二极管的现状及问题

在 100～200kHz 已成开关电源频率主流的今天，二次线圈的整流二极管(SBD)也就成了一个突出的问题。图 6-32 是频率 200kHz、输出 4.26V、300A 的开关电源各器件的功耗分布示意图。其中二次整流二极管(SBD)的功耗很大，约达总耗的 52%。

在高频和高效率的技术中，对二次线圈整流二极管所要求的参数如下：

(1)低 V_F(降低 ON 时的损耗)

(2)小 T_{rr}(降低开关损耗)。

(3)软恢复(降低噪声,减少缓冲损耗)

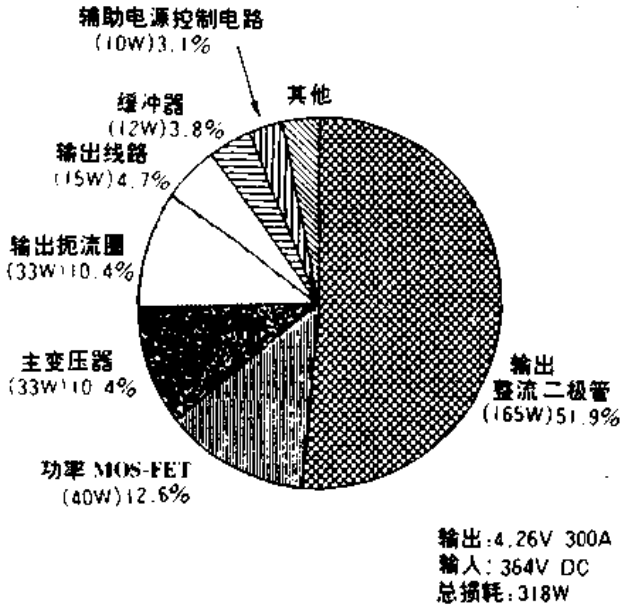


图 6-32 开关电源的功耗分布

一般说,开关二极管的特点是互反条件多,例如,减小 T_{rr},V_F 就会增长,而提高容许反向电压则会使 T_{rr}增大。其次,还必须解决低成本的问题。现已开发出解决这些问题的超高速开关二极管(U-LLD)。

2. 各种高速二极管的比较

高速二极管大致可分 SBD、FRD、LLD 三种。其特性如表 6-14。

一般来说,SBD 的特点是正向电压降较低,FRD 和 LLD 的特点是反电压较高。因此,其作为在电源上的应用例,即如表 6-15 所示,都充分发挥了各自的特点。其存在的问题是 FRD 和 LLD 的差别。两者主要区别于元件制作上的基础材料,LLD 有容易缩小标准范围的可能。因此,LLD 不需要把正向电压向 FRD 进行多大变动,就可缩小反向恢复时间。目前两者的用量呈持平状态,预计今后随着电源频率的提高,LLD 的使用率将会上升。

图 6-33 和图 6-34 所示是包括 SBD 在内的三种二极管的正向特性和反向恢复波形(T_{rr})。

图 6-33 为正向特性。作为 V_F 标准,一般按近 2A/mm² 进行元件设计。40VSBD 的 V_F 约为 0.5V,而按 FRD 和 LLD,其 V_F 约 1V。看一下大电流域便可知,由于 FRD 和 LLD 跟 90VSBD 相比,V_F 减小了,所以过流容量(I_{fsm})增大了。对 U-LLD 也取得了与原 LLD 相同的 V_F 特性。

图 6-34 为反向恢复波形(T_{rr}波形)。SBD 在理论上是一种没有 T_{rr}的元件,但在实际电路上,如图所示,是会发生这种波形的。同经常按近 100kHz 使用的高速 FRD(H-FRD)相比,LLD 的 T_{rr}得到了很大的改善。而且 U-LLD 的改善更大,其特性也接近 SBD。

表 6-14　高速二极管的特性

特　性	LLD			FRD				SBD		
	U-LLD		LLD	Hi. Speed 型		FRD				
反峰压	200V	200V	400V	200V	400V	200V	400V	40V	60V	90V
反向恢复时间 (typ)	15ns	25ns	30ns	80ns	80ns	120ns	120ns			
正向电压降(typ.)	0.93V	0.93V	1.05V	1.05V	1.10V	1.05V	1.10V	0.48V	0.52V	0.70V

表 6-15　SBD 在开关电源上的应用

频率变换 / 输出电压	~40kHz	~100kHz	100kHz 以上
2V,3V	40V SBD	40V SBD	40V SBD
5V,6V	40V SBD	40V SBD、60V SBD	40V SBD、60V SBD
9V,12V	200V FRD	90V SBD、200V H-FRD	90V SBD、200V U-LLD
24V	200V FRD	200V LLD、200V H-FRD	200V U-LLD
48V	400V FRD	400V LLD、400V H-FRD	400V LLD

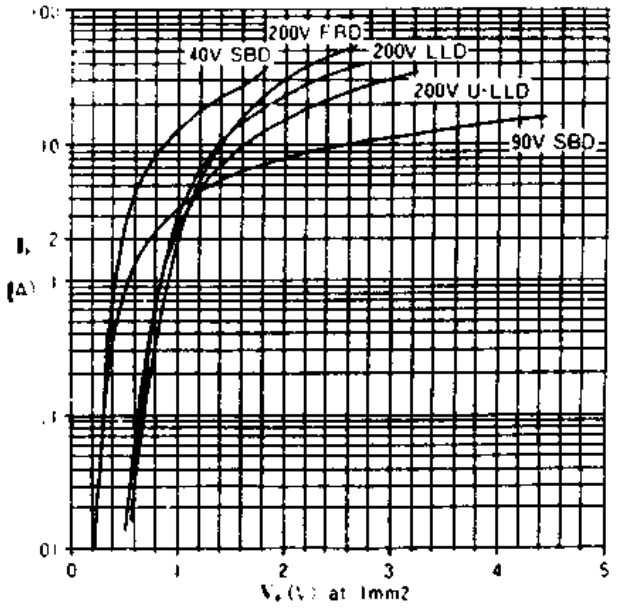


图 6-33　正向特性

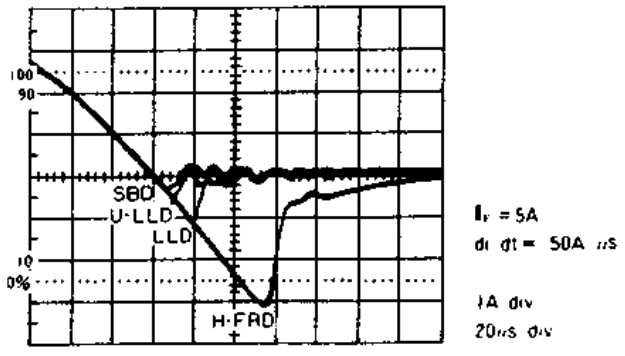


图 6-34　高速二极管的反向恢复波形

3. U-LLD 的特性

在开发 U-LLD 时，进行了下列研究工作：

(1)外延硅片的最佳设计和应用问题

(2)通过改进扩散技术，降低特性偏移

(3)引进高浓度寿命控制体扩散技术

从而取得了图 6-33 和图 6-34 所示的特性。图 6-33 的正向特性与原先的 200V LLD 相

同。而图 6-34 的反向恢复波形同原 LLD 相比，恢复时间短，呈现出一种恢复缓慢的软恢复特性。这种软恢复特性对噪声控制很有效。U-LLD 的参数和外形如表 6-16。

表 6-16　U-LLD 系列产品　　标准：暂定

规格 / 机种	I_O	V_F (at I_O)	VRM (at 10μA)	T_{rr}	外　形
D1FL20U	1.1A	max0.98V	min 200V	35ns	表面安装
D2FL20U	1.6A				
D1NL20U	1.0A				轴形
S2L20U	1.6A				
S3L20U	2.2A				ITO-220 中心抽头
D5LC20U	5A				
D8LC20U	8A				MTO-3P 中心抽头
D10LC20U	10A				ITO-3P 中心抽头
S20LC20U	20A				
D20LC20U	20A				

4. 实机评价

将各公司的 LLD 装在开关电源上进行了各种波形的比较。图 6-35 所示为评价电路。作为评价用电源采用了 GY100WG(正向变换式，变换频率为 100kHz，输出电压为 24V)。评价内容的重点是旁路二极管的电流波形，其模式图如图 6-36。

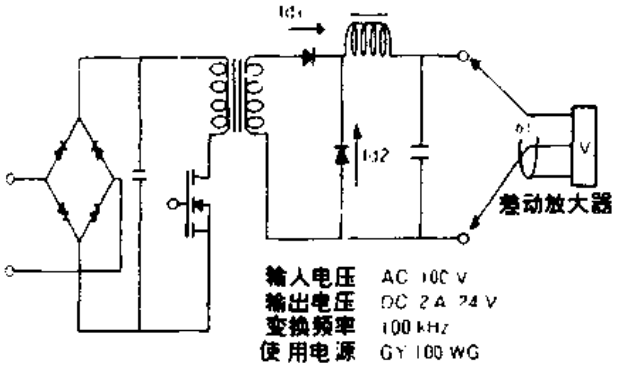


图 6-35　正向变换式电路图

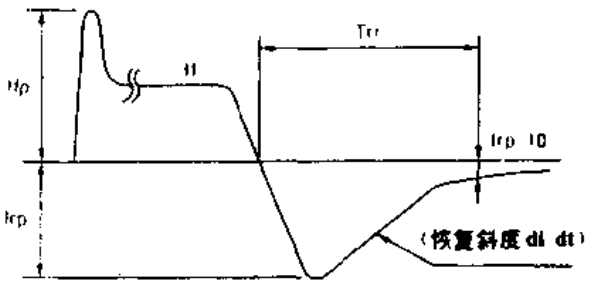


图 6-36　波形定义

图 6-37 是 A 公司制 LLD 的实机波形，其中(a)是旁路二极管的电流和电压波形；(b)是旁路二极管的反向恢复电流波形(T_{rr}波形)；(c)是输出电压的噪声波形。对 A-E 公司制 LLD 和 U-LLD 都进行了上述相同内容的评价，取得了图 6-38 和图 6-39 所示的结果。

图 6-38 中横轴为输出噪声。其中(a)的纵轴为反向恢复时间(T_{rr})，从中可知 T_{rr}跟噪声无关。(b)的纵轴为反向恢复波形中的恢复 倾斜度(恢复 di/dt)，从中可知有明显关系。也就是在选择二次线圈侧的二极管的时候，如果重点放在输出噪声方面，就要选择反向恢复波形缓慢的二极管，而不是 T_{rr}值本身。

由于重视了这一点，在开发 U-LLD 时分析了器件参数，如图 6-39 所示，使输出噪声达到了 95mV。

那么，缩短反向恢复时间的意义又何在呢？图 6-39 说明了旁路二极管的反向恢复时间(T_{rr})和电流、电压的关系，其中(a)是有关恢复电流的峰值标绘图。

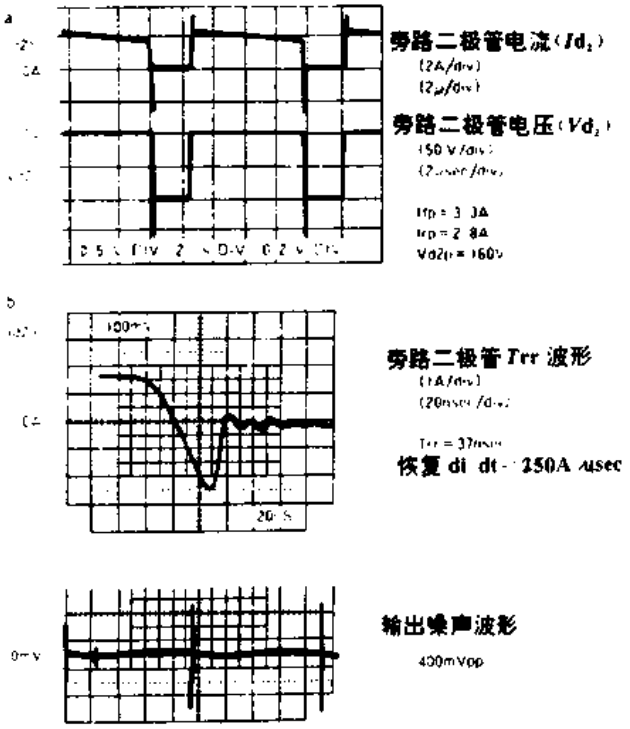


图 6-37　旁路二极管的各部分波形和噪声波形

从中可知，T_{rr}越短，T_{RP}就越小，开关损耗也就越小。此时，由于二次侧处于短路状态，也会影响一次侧的开关损耗和浪涌电压。图 6-39(b)是 OFF 时浪涌电压(V_{RP})的标绘图。从中可知，随着 T_{rr}的缩短，由二次侧短路所造成的能耗减少了，V_{RP}也减小了。根据图解可知，U-LLD 的浪涌电压控制得很小，约 20V(V_{RP}＝120V，因通常外加电压＝100V)。电源设计时，V_{pp}通常都控制在二极管额定 V_{RM}的 0.7～0.8 倍。如若采用 U-LLD，设计时在这一点上留有余地也是可能的。

从以上评价情况看，可以说 U-LLD 保持了以前的低 V_F(MAX0.98V)，并具备了以下特点：

(1)由于反向恢复电流波形的恢复倾斜度缓慢，所以输出电压噪声小，缓冲电路也简单。

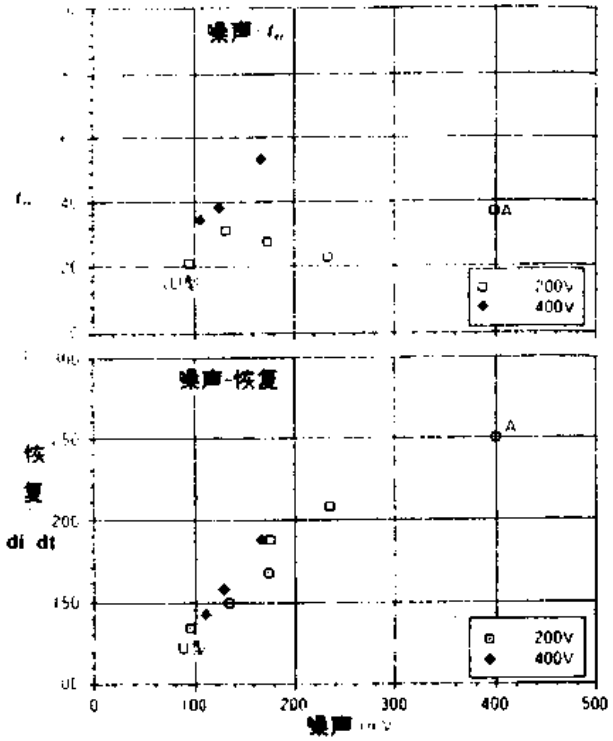


图 6-38　噪声的 T_{rr}波形

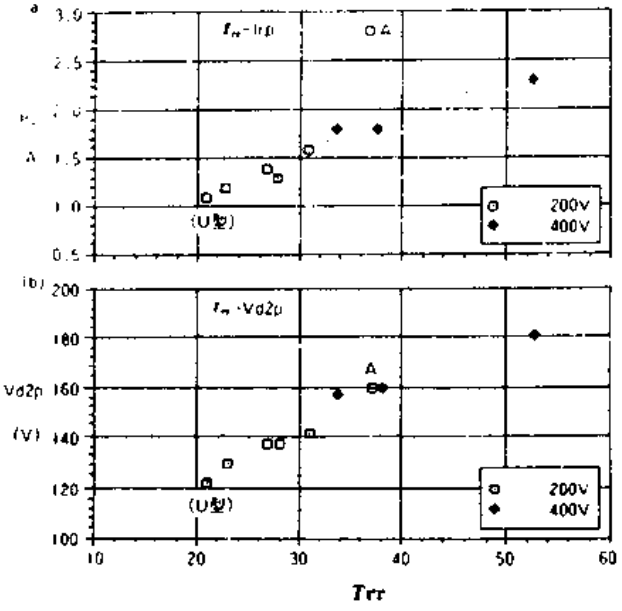


图 6-39　T_{rr}电流波形

(2)由于反向恢复时间短，所以开关损耗及浪涌电压小，并可留出足够的设计安全系数。

输出噪声和开关损耗已成为开发更高频化开关电源的二次线圈二极管的两个主要参数。

六、功率 MOS-FET

功率 MOS-FET 的开关速度比双极晶体管快，具有无二次击穿和可并联连接等优点，是一种能适应开关电源小型化、高效率化和高可靠性要求的理想器件。近年来经最佳设计和改进工艺技术，在低通态电阻、低容量和耐高破坏容量等技术方面都很快得到改进，耐压和电流分割技术也有提高。因而很快被开关电源、OA 设备、汽车、照明和电机等所采用。

1. 开关电源与功率 MOS-FET

(1)低通态电阻

功率 MOS-FET 的通态电阻为漏-源极间各电阻成分之和，其各电流通路的电阻成分比如图 6-40。电阻成分有如该图所示的以下几种：

通态电阻跟耐压有密切关系。其电阻成分因耐压而异。低耐压件主要是沟道电阻，高耐压件主要是外延层电阻。图中低耐压件的沟道电阻成分 R_2 对通态电阻影响很大，随着耐压的增大，一层电阻 R_5 会影响通态电阻。因此，低通态电阻化的方法因低耐压件和高耐压件而异。

采用低耐压件时，要提高 MOS-FET 的元件精密度并降低高集成化的主沟道电阻。采用高耐压件时，在确保耐压的前提下，为减少外延层电阻(体电阻)，要使之增大浓度和减小厚度，并要对元件尺寸和元件多晶硅宽度等进行最佳设计。此外，扩大基片内的有效面积(元件占有面积)也可降低通态电阻。

如图 6-41 所示，栅极用线径要比源极用的细，并要达到最佳化，同时要缩小栅极接头。另外，要去掉原普通源极接头，在该部分配置元件，并在元件上焊接引线，以利用栅极和源极焊接头的无用范围。

(2)低电容

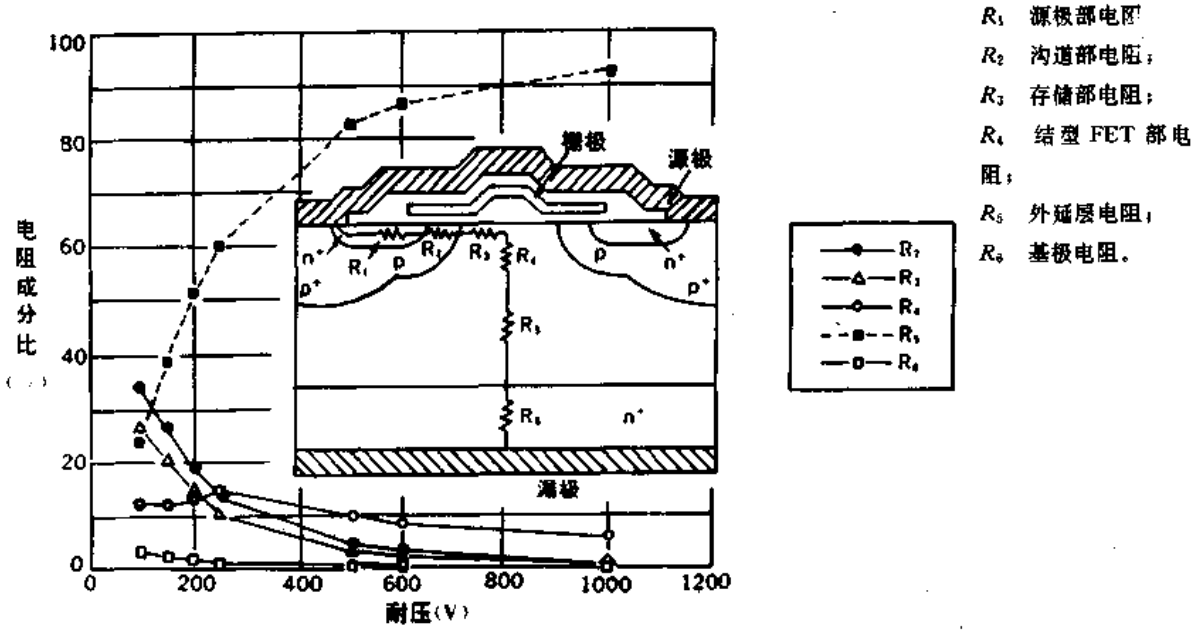


图 6-40 各电流通路的电阻成分比和与耐压的关系

低电容是功率 MOS-FET 高速化和高频化的措施之一。功率 MOS-FET 的电容按各端子间电容的组合，有输入电容 C_{iss}、输出电容 C_{oss}、反馈电容 C_{rss}。

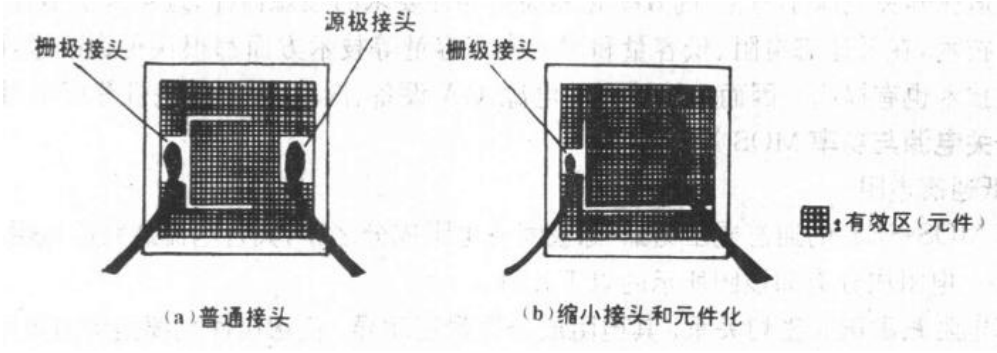


图 6-41　通过改善接头实现低通态电阻化

降低这些电容可采用图 6-42 所示的氧化膜结构和图 6-43 所示的多晶硅中冲压结构。采用这些结构可进一步使功率 MOS-FET 的元件细密化和基片小型化。

厚氧化膜结构对减少输入电容非常有效。同普通老式结构相比约可减少 30%。多晶硅中冲压结构对减少输入电容和反馈电容很有效，同普通老式结构相比也可减少 30%。

减少输入电容可降低驱动损耗和开关损耗，跟电源的高效率密切相关。之所以能降低驱动损耗，是因为这种驱动损耗为变换频率、栅极充电电荷量和栅源电压之积，通过降低输入电容即可减少其中的栅极充电电荷。

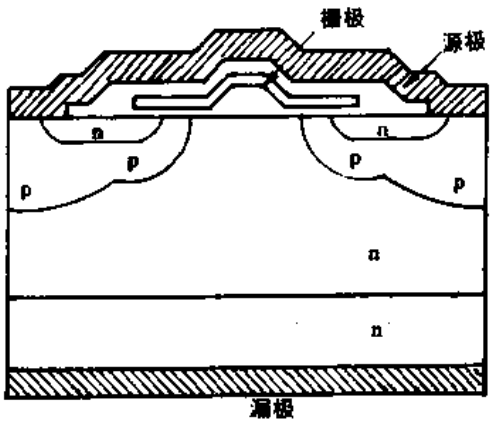


图 6-42　采用厚氧化膜结构降低电容

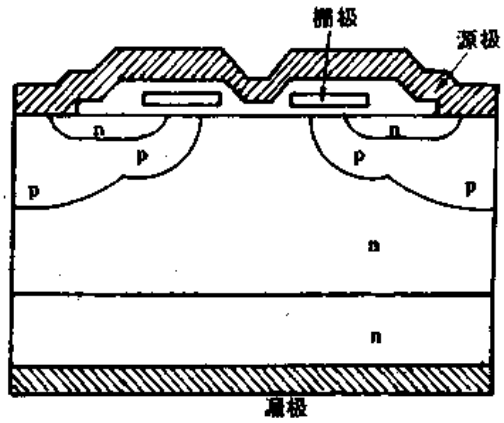


图 6-43　采用多晶硅中冲压结构降低电容

(3)高耐压

用于开关电源最多的耐压(漏-源极电压 V_{DSS})是 450～500V 级，其次是 800～900V 级。现已开发出 1500V 的产品。因越是高耐压件，就越会增大外延层电阻(体电阻)而致通态电阻增大。所以从实用和价格方面看，最大 1500V 级为宜。

功率 MOS-FET 的耐压基本取决于采用护圈电极、场电极等高耐压手段的主接合(图 6-41 p^+)的深度和外延层的浓度、厚度。器件的耐压设计时为在指定的耐压范围进一步降低

通态电阻，要使护圈电极和场电极等达到最佳化，并要使基片周围的高耐压区的惰性领域更窄，以提高外延层的浓度和降低厚度。

(4)高破坏容量

在功率 MOS-FET 的破坏现象中，有的跟栅极和寄生晶体管有关。

①跟栅极有关的是加在栅极上的过压和静电等会使栅极氧化膜遭绝缘破坏。

②跟寄生晶体管有关的是 MOS-FET 启闭时，会因开关电路的电感负载等发生浪涌电压并致一部分雪崩击穿电流导通寄生双极晶体管。另外，如倒相电路使用内置二极管时，会因反向恢复时间大的 di/dt 导通寄生晶体管而发生破坏现象。

作为前项的对策，可利用基片内的多晶硅在栅-源极间内置栅-源极绝缘耐压以下的双向齐纳二极管。

作为后项的对策，可通过改善元件的扩散结构缩小寄生晶体管的基极电阻和避免恢复电流的局部集中，使之均匀通过。

(5)低电压驱动

原 10V 驱动的功率 MOS-FET 需要 5V 电源系列的 *IC* 和推挽输出电路，而 4V 驱动的功率 MOS-FET 可由 *IC* 直接驱动，电路简单并减少了采用推挽输出电路所造成的损耗，从而可提高效率。表 6-17 是 DC—DC 变换器用 4V 驱动功率 MOS-FET 的电气特性。

低驱动的功率 MOS-FET 要降低临界值电压和获得高效率，就要减小栅极绝缘膜的厚度。但这样会带来静电破坏容量下降和电容增大的问题，对此要采取相应措施。

表 6-17

型　号		绝对最大额定				电气特性(typ)(T_c=25℃)		外　形
EIAJ NO.	Type NO.	V_{DSS} [V]	V_{GSS} [V]	I_D [A]	P_T [W]	$R_{DS(ON)}$ [Ω]	C_{iss} [pF]	
2SK1861	F4E15L	150	±20	4	10	0.42	480	封装
-	FP10V15L	150	±20	10	30	0.17	1030	ITO-220

(6)插件化动向

开关电源的高密度安装化(小型化和薄型化)和高频化年年都有提高，新设计的开关电源多开始采用功率 MOS-FET，因而也就要求开关元件的插件多样化。

日本日立公司开发的 LDPAK 型，该插件缩短了原 TO-220 外形的导热接头，制成了可进行表面安装的引线成形式外形，能容纳跟原 TO-220 同等的小片尺寸。此外，还开发了引线插入式，同 TO-220 型相比，装接面上的尺寸约低 100mm。

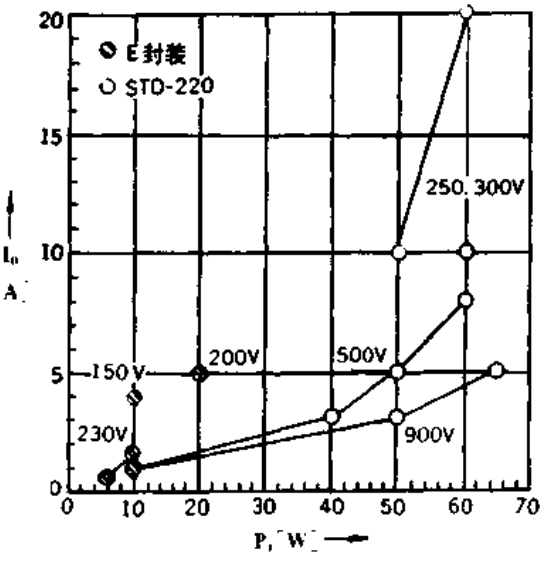
下面介绍一下日本新电元工业公司开发的两种插件：

①表面安装(SMD)插件 STO-220。这是一种将原 TO-220 型表面安装的插件，其特点如下：

●可实现电源的小型化和薄型化；

●印制板不需焊接引线用的通孔；

●适合自动安装；



●新插件较原 E 封装件可进行更大容量(～65W)的表面安装;

●可靠性和电气特性同原器件。

图 6-44 所示是对表面安装件容许损耗的比较。

②绝缘(实型铸模)插件。(这种型号的 ITO-220,ITO-3P 插件由于引线以外的充电部分没露出,所以可省掉绝缘层等,并可简化在散热板上的安装。材料费用低工时少,而且其绝缘耐压保证 AC2kV/1 分钟。表 6-18 为新电元工业公司生产的功率 MOS-FET(表面安装件和绝缘件)。

图 6-44 表面安装件的容许损耗(P_T[W])比较。

表 6-18 功率 MOS-FET(表面安装件,绝缘件)产品一览

(a)表面安装(SMD)插件

型号		绝对最大额定				电气特性(typ) (T_c=25℃)		外形
EIAJ NO.	Type NO.	V_{DSS} [V]	V_{GSS} [V]	I_D [A]	P_T [W]	$R_{DS(ON)}$ [Ω]	C_{iss} [pF]	
2SK1861	F4E15L	150	±30	4	10	0.42	480	封装
2SK1931	F5E20	200	±30	5	20	0.45	360	封装
2SK1194	F05E23	230	±20	0.5	6	5.5	45	封装
2SK1195	F1E23			1.5	10	1.2	160	封装
-	F10F25	250	±30	10	50	0.38	675	STO-220
-	F20F25			20	60	0.2	1200	STO-220
-	F10F30	300	±30	10	50	0.46	700	STO-220
-	F20F30			20	60	0.26	1300	STO-220
2SK1672	F1E50	500	±30	1	10	5.8	140	封装
-	F3F50			3	40	1.8	380	STO-220
-	F5F50			5	50	1.1	650	STO-220
-	F8F50			8	60	0.68	1000	STO-220
-	F10F50			10	60	0.55	1200	STO-220
2SK1861	F1E90	900	±30	1	10	11.5	250	封装
2SK2005	F3F90			3	50	4	740	STO-220
2SK2006	F5F90			5	65	2.4	1200	STO-220

(b)绝缘额定

续表

型号		绝对最大额定				电气特性(typ)(T_c=25℃)		外形
EIAJ NO.	Type NO.	V_{DSS} [V]	V_{GSS} [V]	I_D [A]	P_T [W]	$R_{DS(ON)}$ [Ω]	C_{iss} [pF]	
2SK1392	FP6V25	250	±30	6	25	0.7	385	ITO-220
2SK1394	FP10V25			10	30	0.38	675	ITO-220'
2SK1245	FP3V50	500	±30	3	25	1.8	380	ITO-220
2SK1247	FP5V50			5	30	1.1	650	ITO-220
2SK1694	FP8V50			8	35	0.68	1000	ITO-220
2SK1696	FP10W50C			10	50	0.7	1000	ITO-3P
2SK1523	FP10W50				55	0.55	1200	ITO-3P
2SK1524	FP15W50			15	65	0.35	1950	ITO-3P
2SK1525	FP20W50			20	70	0.27	2500	ITO-3P
2SK1535	FP3V90	900	±30	3	30	4	740	ITO-220
2SK1683	FP3W90				50	4	740	ITO-3P
2SK1684	FP5W90			5	55	2.4	1200	ITO-3P
2SK1685	FP7W90			7	65	1.6	1700	ITO-3P
2SK1686	FP10W90			10	70	1.05	2500	ITO-3P

(7)高频

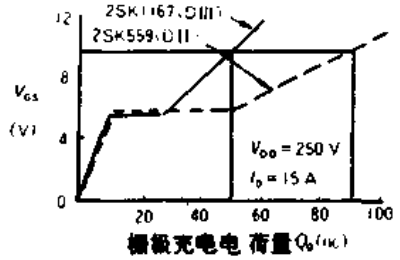
目前已开发出一种在汽车电话等通信设备中应用的卧式功率 MOS-FET，其截止频率达 3GHz。今后也将通过一般立式结构的功率 MOS-FET，提高高频适应性能，以用于注重通态电阻的电源。功率 MOS-FET 里工作频率的主导因素是各种分布电容(C_{iss}、C_{rss}、C_{oss})。如图 6-45 所示，第三代功率 MOS-FET 比第二代约降低了 40%的容量，且提高了高频性能。

(8)栅驱动电压的多样化

微机等数字信号处理 *IC* 主要采用 5V 系列电源电压，而目前开发出的一种耐压 150V 以下的功率 MOS-FET，用 4V 门电压即足以驱动。因此，可由微机直接驱动(图 6-46)，还可用于由电池或蓄电池供电的 DC—DC 变换电源。

在开关电源所用的耐压达 450V 以上的功率 MOS-FET 中，从噪声容限看，栅阈电压($V_{gs(off)}$)通常要按 2V 以上的规格设计，并外加 10V 以上的工作栅压。在并联驱动中，$V_{gs(off)}$ 偏移宽度窄的，电路设计容易。所以在第三代功率 MOS-FET 中，有的已将过去 2V 的偏移宽度改为 1V。

此外，为提高噪声容限，将门耐压(V_{gss})规格由原先的±20V 改成了±30V。

系列名	特长	特性项目	第2代（DⅡ系列）	第3代（DⅡ-H系列）	指标
DⅡ-H系列（高耐压450～500V）	1. 提高了栅耐压额定值 2. 降低了V_{GS}(off)电压宽 3. 低容量 ①Ciss、Crss约比原DⅡ系列小35～45% ②门电荷量约比原DⅡ系列减少了1/2。 4. 开关速度快 ①同DⅡ系列相比，约使t_f降低了40%。 5. 低通态电阻 ①按同一芯片面积比约比DⅡ系列降低15%	V_{GS}(V)	±20	±30	驱动电路简单化（不需稳定电路）
		(V) V_{GS})(off)	2～4	2～3	（高频并联开关工作容易）
		Q_G-V_{GS}特性			1. 驱动损耗降低（比原DⅡ系列约降低1/2）驱动电路简单，整机效率提高 2. 开关损耗减少，发热少散热器小型化，整机效率传动损耗　门电荷量
		C_{iss}(pF)	3000	2000　注1)、2)	
		C_{rss}(pF)	140	75　注1)、2)	
		t_f(ns)	120	70　注1)、	
		传动损耗P_d(mW)	180	100　注1)、3)	

注1)：对450V/15A级K559(DII)，K116T(DⅡ)的比较

注2)：测量条件V_{ds}=10V，V_{gs}=0，f=1MHz

注3)：$P_d=f\cdot Q_g\cdot V_{gs}$($V_{gs}$=10V，$f$=200kHz时的对比)

图6-45　第二代高耐压功率MOS-FET的特征

2. 特性、应用及安装上的注意事项

众所周知，功率MOS-FET同双极晶体管相比，具有以下优点：

●电压驱动，且驱动功率小。

●是多数载流子工作元件，开关速度快，无二次击穿，热稳定性好。

为充分发挥这些优点，以作补充，现从应用方面，谈谈以下注意事项。

(1)通态电阻R_{ON}(on-state resistance)

R_{ON}受V_{GS}影响很大。要将R_{ON}降到最小，使之以低损耗工作，至少要外加V_{GS}10V。(可4V驱动的产品约外加5V即可降到最小)。即使将V_{GS}外加到12V～15V以上，也不会对R_{ON}的降低起多大作用，不必要地增大这种栅压，会加大充电电流，增加驱动损耗，并容易在栅源极间发生尖峰电压，拖长接通延迟时间(上升时间t_r缩短)。

此外，R_{ON}具有正温度系数(图6-47)，进行散热设计时要注意这一点。

(2)漏源极耐压$V_{(BR)DSS}$

$V_{(BR)DSS}$对温度有依存性。如图6-48所示，在结温T_j上升100℃时，$V_{(BR)DSS}$约增加10%。反之，当T_j下降时，$V_{(BR)DSS}$就会以相同比率减少。

(3)栅源极阈电压$V_{GS(off)}$

这是一种功率MOS-FET开始导通的栅压，具有负温系数，虽因产品而异，但一般是一

5～－7mV/℃。

(4)输入电容 C_{iss}

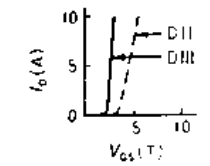
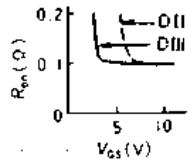
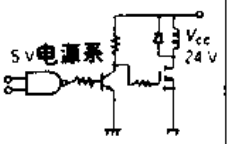
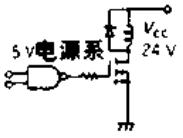
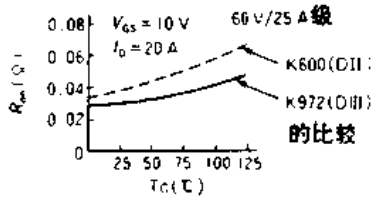
系列名	特　长	特性项目	第2代 DII系列	第3代 DⅡ-L系列	装置指标
DⅡ-L系列（低耐压 30～100V）	1. 可用4V驱动 (1)低 V_{th} 特性 (V_{GS}(off)=1～2V) 2. 低通态电阻 (1)按同一芯片面积约比原DII系列降低1/2 (2)通态电阻的变化率受温度影响小	$V_{GS}-I_D$ $V_{GS}-R_{on}$ 特性			1. 可由5V系列(微机、TTL)电源直接驱动，并能减少零部件。 2. 降低驱动损耗提高整机效率 3. 由于通态电阻小，因而损耗小，发热少，可使散热器的小型化
		驱动电路			
		R_{on} 温度特性			
		$\frac{100℃\ R_{on}}{25℃\ R_{on}}$	约1.5倍	约1.3倍	

图 6-46　第三代低耐压功率 MOS-FET 的特点

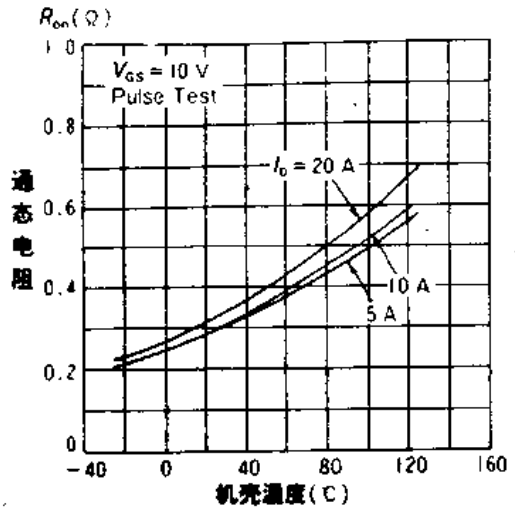


图 6-47　通态电阻的温度关系
(2SK　1167-450V 耐压产品例)

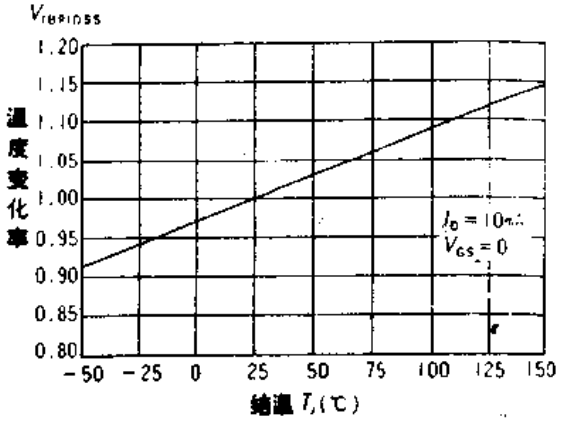


图 6-48　$V_{(BR)DSS}$对结温的关系

C_{iss}是功率 MOS-FET 的驱动电路设计中计算驱动损耗和充放电峰值冲击电流所需要的一种电容量。但不是使用产品特性一览表里的静态 C_{iss}值，而是使用栅电荷量和 V_{GS}的曲

线数据。

(5)开关时间

开关时间受测定电路信号源电阻 R_S 和漏极负荷电阻 R_L 的影响很大。通过减少 R_S 可实现高速化，几乎不受温度的影响。断开延迟时间 $t_{d(off)}$ 受 V_{GS} 和 $V_{GS(off)}$ 值的影响。V_{GS} 值越大和 $V_{GS(off)}$ 越小，断开延迟时间就越短。在开关元件并联工作时，为使瞬态时的电流平衡均匀，使 $V_{GS(off)}$ 一致是一种有效措施。

(6)二极管正向电压 V_{DF}

这是一种在漏-源极间等效形成的管内二极管的正向电压。因通过对栅极外加正向偏压可形成沟道，所以可得 $I_F \times R_{ON}$ 值。在低电流范围里比通常的二极管更能降低正向电压降。

(7)其他安装上的注意事项

控制好下列几点，可充分发挥功率 MOS-FET 的性能：

●尖峰电压、静电破坏、寄生振荡。

●管内二极管的使用。

●并联时的电流偏移和热设计。

七、功率混合式 *IC*

随着电子设备日趋小型化，对开关电源小型化要求也越加严格。作为实现这种小型化要求的手段，虽有混合式功率集成电路(以下称功率 HIC)，但目前多是面向 TV 等特定用途或自制设备，作普通用途的却很少。可以说其标准化产品刚起步，真正的功率 HIC 时代即将开始。

下面谈谈电源用功率 HIC 的技术现状和特点，并举例介绍 RCC 式的功率 HIC 及其使用设计上的注意事项。

1. SW 电源用功率 HIC 的技术现状和电路

按输出功率可大致将开关方式分成以下几种。

小功率：自激回扫式(RCC)

中功率：他激回扫式(ON-OFF)

　　他激正向式(ON-ON)

大功率：他激推挽式(桥式等)

这里，功率 HIC 所采用的多是中、小功率，很少采用大功率，所以电路也就多采用 RCC 式，ON-ON 式，ON-OFF 式。

RCC 式功率 HIC 用在 TV 和 VTR 方面的例子很多。目前也已开发出输出近 200W 的高性能混合式 *IC*。其振荡频率达数 10kHz，主开关元件采用双极性晶体管。ON-ON 方式中有一种将 MOS-FET 和主控用 *IC* 一体化的混合式 *IC*。

不管是哪一种电路，作为功率 HIC 用，所需要的是如何容易实现高性能高效率的电路。目前研究装配单式 *IC* 的也很多。

在下述 RCC 式功率 HIC 中，没采用发射极电流检测电阻就实现了过流保护功能，因而很容易地实现了混合式 *IC*。

从功率 HIC 的安装形态看，大致可分成以下三种：

①金属基片

②陶瓷基片

③树酯基片

封装形式有以下三种：

①中空式

②传送模式

③浇灌模式

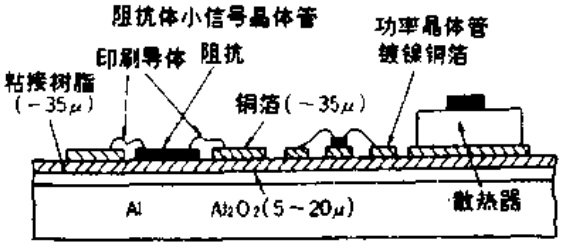


图 6-49　IMST 基片断面结构

举例来说，一个是日本三洋电机公司通过(a)、(b)组合而成的 IMST 基片的功率 HIC。图 6-49 是其结构例。图形也很精密，搭载单 *IC*，可以说是一种具有生产线自动化等最先进技术的功率 HIC。

另一个是由日本新电元工业公司等开发的把(b)、(e)加以组合的变压器传送模式功率 HIC。这种功率 HIC 把功率晶体管芯片直接搭接在铜引线框架上，取得了跟分立式晶体管相同的低热电阻和高可靠性。

这种结构的功率 HIC 在 VTR、TV 等设备上的应用很多。其装配程序如图 6-50。

2. 功率 HIC 的特点及其所需特性

功率 HIC 的一般特点是：

(1)可实现电路的高密度化

(2)可大幅度减少零部件

(3)可实现装置小型化

(4)可降低成本(包括设计费、组装费、零部件管理费、运输费、服务费等总成本)

(5)提高可靠性

(6)易保密

(7)降低杂散电感的不良影响

(8)异常试验方便

(7)、(8)是开关电源的独有特点，现略加说明。

在高速工作的开关电源中，有时会发生电路电感和杂散电感所致的浪涌电压和噪声、寄生振荡及误动作等现象。但实行 HIC 化，可进行最短配线，以减轻这种影响(这一点在今后的高频化中会显得更重要)。由于 HIC 将电路黑盒化，所以异常试验可减少按安全标准所要求的开式短路测试内容。在高集成中，越是端子数少的混合式 *IC*，效率越高。

3. 功率 HIC 例和使用上的注意事项

(1)功率 HIC 例

现介绍一下立足于良好电路技术和半导体器件技术并以装置小型化和低成本为目标开发的功率 HIC 的 MA1000 系列。

该系列是一种将输入电压为 85～276V、输出电压为 10～100V 的开关电源的一次主变换器加以高集成化的功率 HIC，变换电路采用了新开发的 MA1000 用直控型 RCC 方式。由

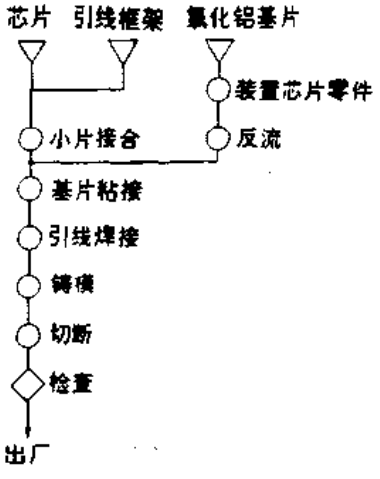


图 6-50　传送模式 HIC 的装配工艺图
（除氧化铝基片工艺和基片粘接工艺外，其他同分立式晶体管）

于不需要检测发射极电流就可实现减流型过流保护功能，因而可制成小型高效开关电源。其工作波形和电路结构如图 6-51，电路图中，虚线以内相当于 HIC，外形是一种绝缘 7PIN 单列式（图 6-52）。其特点如下：

①附加元器件少，电源设计容易

②有过流保护功能

③可通过外部电阻调整保护起点

④有软启动功能

⑤高效率（TVP80%）

⑥绝缘型插件

（2）使用（设计）上的注意点

使用 MA1000 系列，可按图 6-53 程序设计。

现介绍其几个主要部分：

①HIC 的选择

要按输入电压和输出电压规格选择所需 HIC 型

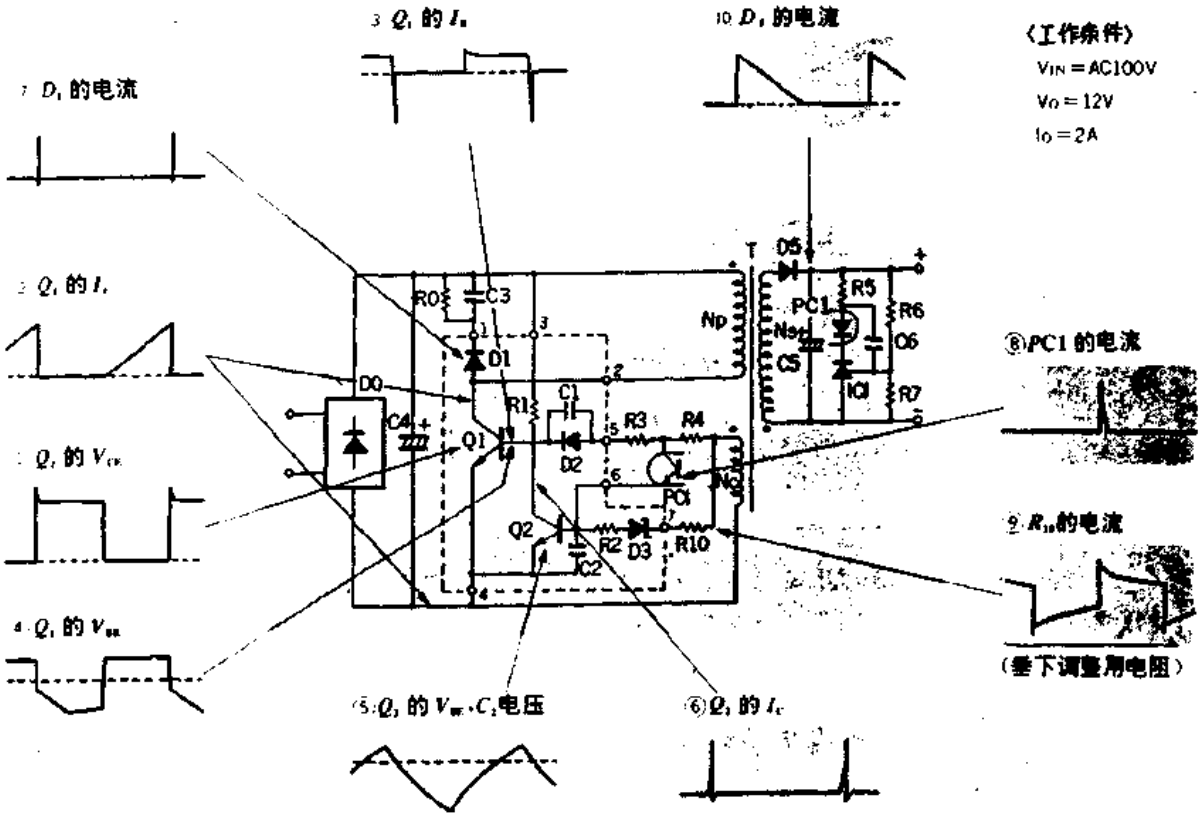


图 6-51　基本工作波形和电路

号。

②主变压器的设计

主变压器是一个很重要的器件，也可以说是 RCC 式电源的心脏部分。其设计的好坏对

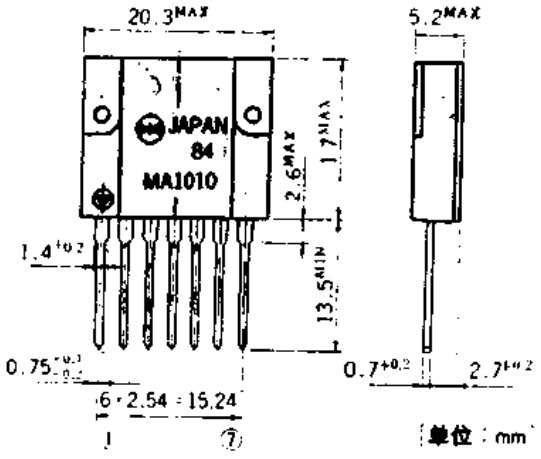


图 6-52　外形尺寸

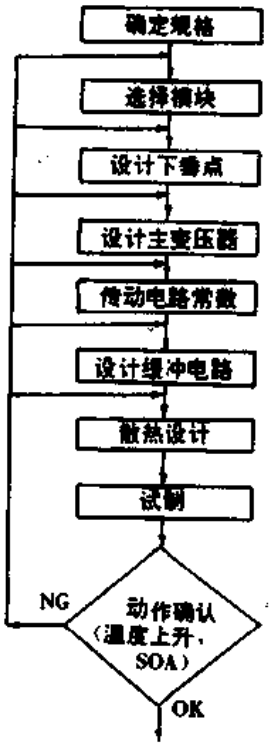
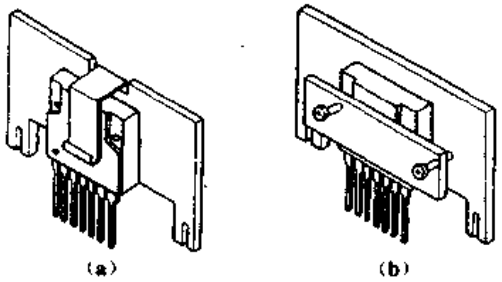


图 6-53　设计程序



(a)建议小输出时用，其他如(b)所示，可通过固定两点进行可靠安装。

图 6-54　安装

电源的性能有很大影响。要根据输入/输出规格、效率、振荡频率等条件，在制定好线圈规格、所需电感、芯材、安全标准的基础上确定线圈结构。

③驱动电路的设计

驱动电流对效率、控制特性的影响很大，因此选取适合值很重要。

④缓冲电路的设计

设置缓冲电路是为了保护功率 HIC 不受主开关晶体管断开时所产生的浪涌电压的破坏。要按设计式求出 C、R 的常数，并按实机工作波形采用尝试法使之进入安全工作区(SOA)。

⑤散热设计

功率混合式 IC 在工作中会因电耗发热，要通过采用图 6-54 所示的散热片等方式，把这种温升控制在安全值 T_j(max)以下。

图 6-55　是根据上述要求设计的电源实例。

八、电源用静噪滤波器

开关电源的噪声大致可分为传导噪声、辐射噪声以及 DC 输出侧的输出噪声，现谈谈多用于传导噪声抑制的静噪滤波器的特性及其应用上的注意事项。

1. 静噪滤波器的原理

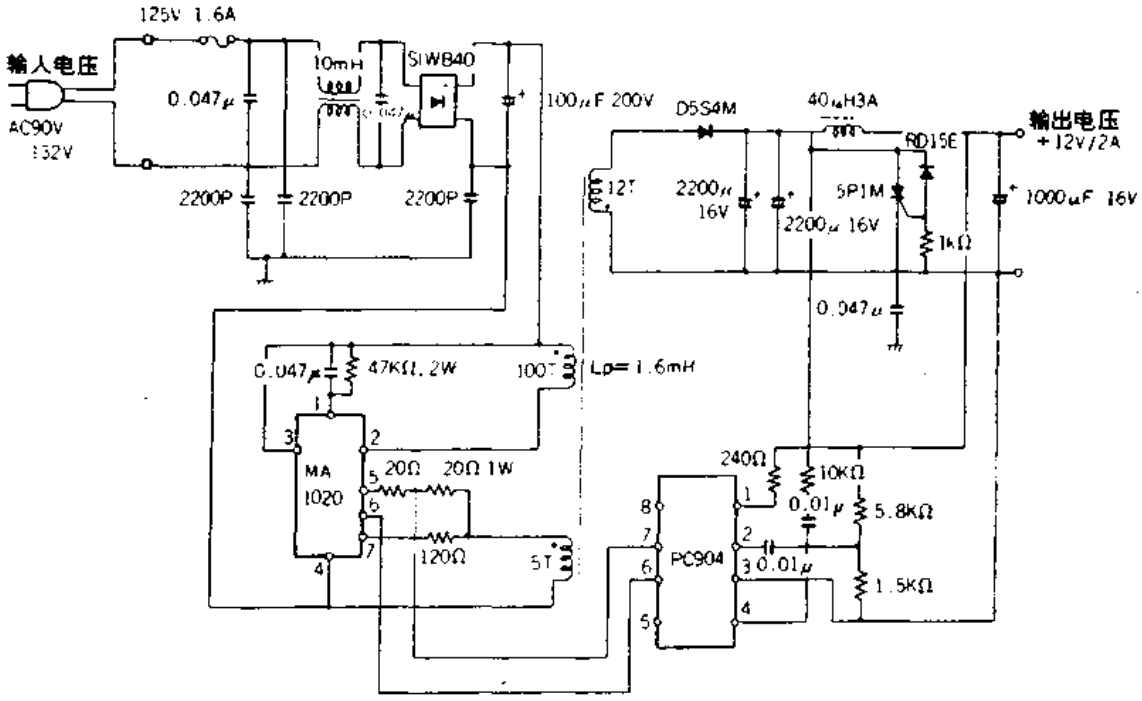


图 6-55 实用电路(交流输入电压 90～132V、输出电压:12V
输出电流:0.2A～2A,输出电压变动:±5%以内)

从网络看,静噪滤波器是一种对偶二端网络,且该网络的传递函数,也即衰减量受接在输入输出电路阻抗的影响,所以要提高静噪滤波器的使用效果,掌握应用滤波器的电路的阻抗就很重要。

在传导噪声的情况下,如果从使之达到噪声标准的意义上考虑,对于静噪滤波器来说,就可以把负载看做模拟电源网络(LISN),并可加以简化。但是,作为噪声发生源,开关电源的阻抗是一种电抗值随频率发生很大变化的复阻抗,其测定也很困难。这样,就要根据开关电源的工作情况推定等效电路,并通过接在外部的电感成分或电容成分产生谐振,而后根据谐振波确定等效电路上的元件值。图 6-56 就是按这种方法推定的共模噪声源模型。噪声源是主晶体管的 V_{CE},因此可通过其与晶体管散热片间的电容,使噪声电流通向 AC 的模拟电源网络,并作为一种传导噪声电压加以测定。

常态噪声源一般有两个,一个是由输入平滑用电容器的等效串联电阻或电感成分形成。另一个是输入整流二极管,可设定为图 6-57 所示模型。

这样,我们了解了作为开关电源噪声的等效电路,也就可以计算出它所连接的静噪滤波器的衰减量。实际上通过个别测量构成滤波器的 $L \cdot C$ 的频率特性后即可用计算机进行计算。采用这种等效电路进行模拟计算的例子已有报导,并得出了跟实际值比较接近的结果。

在噪声抑制上,更重要的是共模噪声的问题。这是因为常态噪声通过在线路间采用大容量电容比较容易衰减,而共模噪声则与此相反,在安全标准上不能用大容量接地,因需要很大的电感。图 6-58 是只采用电感器处理共模噪声时按具体实例计算所需电感的例子。在该例中是使振荡频率 50kHz 的开关电源符合 VDE0871-B 级的情况,并设定晶体管壳体与接地间的容量为 100pF。

2. 静噪滤波器的开发现状

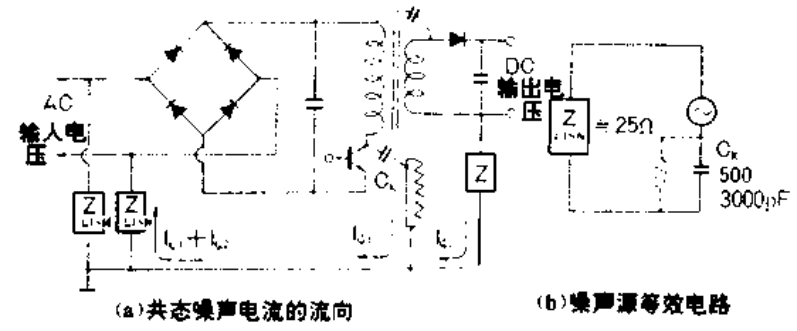


图 6-56 共态噪声的噪声源模型

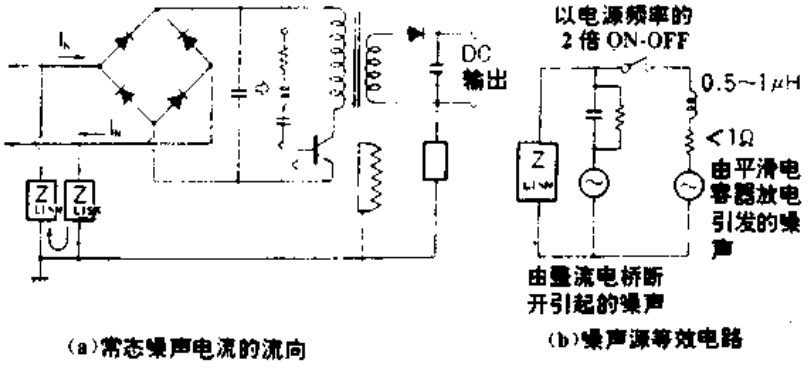


图 6-57 常态噪声的噪声源模型

开关电源用静噪滤波器几乎都是由共态扼流圈(线路滤波器)和电容器构成的,现介绍一下其中线路滤波器的近期技术动向。

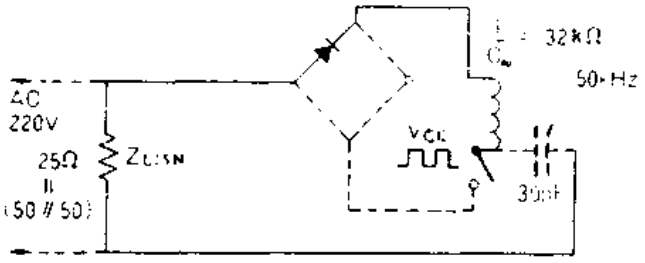
(1)适应高频化的问题

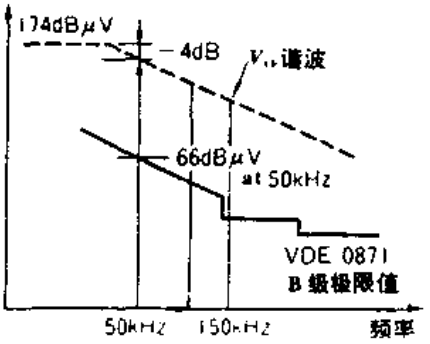
目前开关频率日趋高频化,近期已有 2MHz 的产品问世,同时数字设备的时钟频率也已达到高频化。这样也就较过去增加了高频的噪声能量,因而也要求线路滤波器增加高频段电抗。为此,采取了以下对应措施:

●减少线圈的分布容量。

●采用低耗铁氧体磁芯,增加特定频率的阻抗。

图 6-59 是日本 TDK 公司采用 U 型磁芯的一种 UF 型线路滤波器的特性例。该线路滤波器通过采用分段绕线管分割绕线,确保了达非分割式 2 倍以上的电阻。图 6-59 还标出了要用 Ni-Zn 系铁氧体磁芯并设定自谐振频率(f_o)近 10MHz 的型号例。





《开关电源规格例》

- 输入电压：AC220V
- 开关频率：50kHz
- 噪声指标：VDE0871B 级
- 晶体管壳体—GND 间容量：100pF

①V_{CE}的波峰值 220×2=310V，如考虑晶体管的过冲，约为 500V→174dBμV

②50kHz 的基波的电平为 174−4=170dBμV

③发生于 Z_{LISN}的噪声电压被 Z_{LISM}和 30pF 加以分压的分压比在 50kHz 时为 $\frac{25}{\frac{1}{\omega C}+25}=7.85\times10^{-4}=-62dB$

④因此 50kHz 的噪声级为 170−62=108dBμV

⑤所需衰减量为 108−66=42dB(at 50kHz)

⑥一次低通滤波器(以 20dB/dec(衰减))的截止频率为

$$f_c=\frac{50k}{10\cdot\frac{42}{20}}=\frac{50k}{125.9}=0.40kHz$$

⑦在该频率中，25Ω 所需电感为

$$L=\frac{25\Omega}{\omega}=\frac{25}{2\times\pi\times400}=9.9mH$$←(是所需电感的最小值)

图 6-58　共模扼流圈所需电感计算

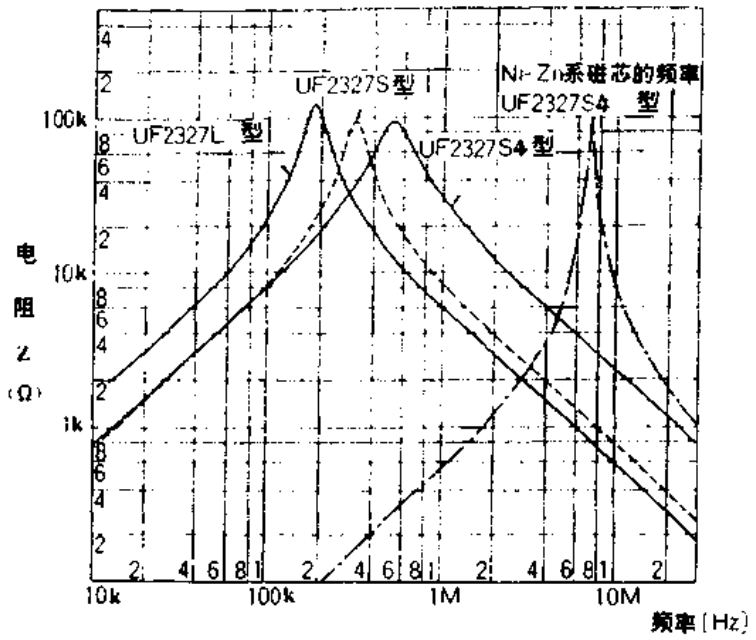


图 6-59　UF 型线路滤波器的电阻特性

其次，在应用特别多的线路滤波器中还出现一种采用磁芯磁路闭合的滤波器。这种滤波器由于磁芯没被分割，所以可有效利用磁芯导磁率的作用，以小型获得高电感。绕线管一开始就制成分段绕线管，适合于高频化。图 6-60 所示是其特性例。

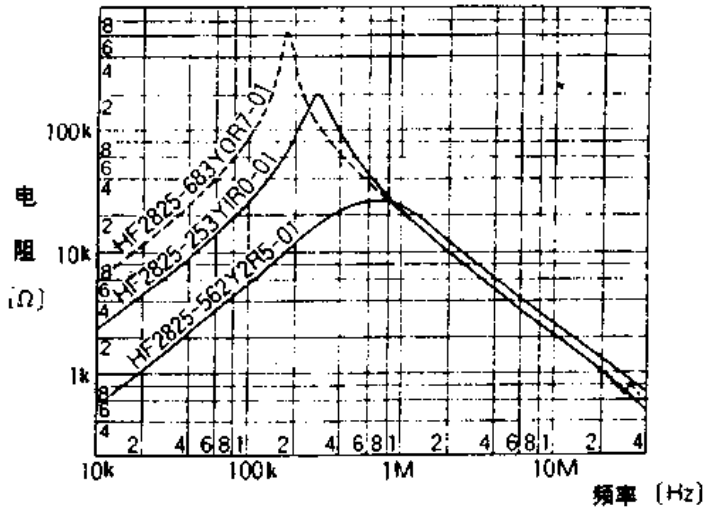


图 6-60　HF 型线路滤波器的电阻特性例

(2)适应高压脉冲的问题

目前在抗扰性方面也有提高噪声标准的趋势，所以对高压脉冲的衰减性问题也已成为一个重要特性。为使线路滤波器的磁芯饱和前就能吸收很大的脉冲电压，就要选用饱和磁通密度(B_m)大的磁芯材料，并要扩大磁芯的断面积。适合这种用途的有非晶形磁性体一类高饱和磁通密度材料。作为线路滤波器用磁芯，其初始导磁率 μ_i 和磁通密度的变化量 $\Delta B(=B_m-B_r)$都要很大。而使这两者均衡增大并最大限度地削减高压脉冲噪声的衰减量的生产条件是具备的。因为非晶磁性体的 B_m 可由合金组分确定，μ_i 和 B_r 也可按热处理条件进行

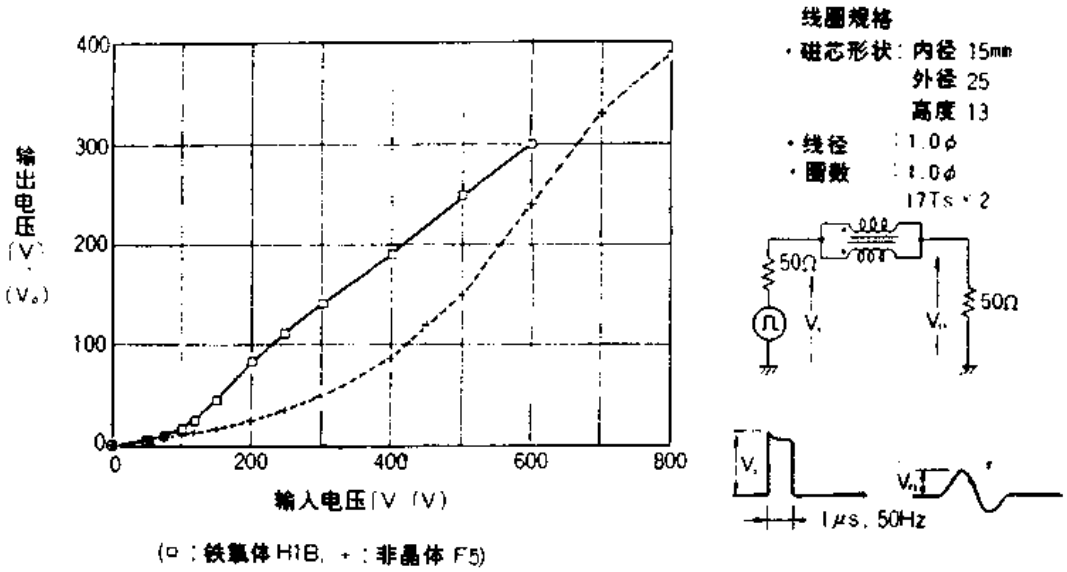


图 6-61　线路滤波器的脉冲响应特性

控制。图 6-61是把采用这种方法生产的 F_e 基非晶磁性体合金带绕成螺旋形制成线路滤波器时对其高压脉冲衰减特性进行测定的示例。

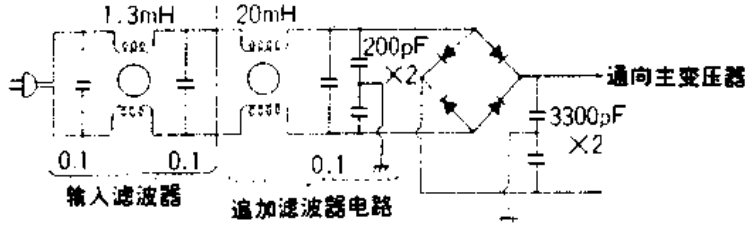
此外，近来开发了一新型材料，其饱和磁通密度 B_m 与 F_e 基非晶形磁性体相同，μ_i 达 20000 左右，并具有与 C_o 基非晶形磁性体相同的特性。这种材料将进一步扩大其在静噪滤

波器上的应用。

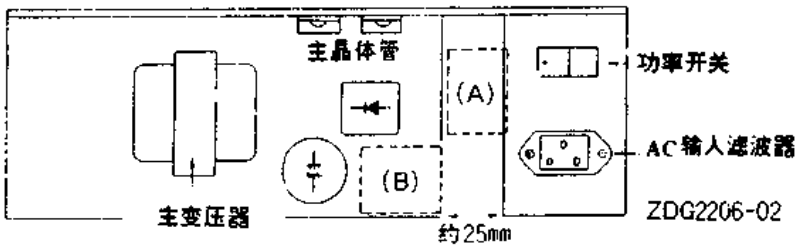
除了磁芯的磁饱和外，对高压脉冲还要注意线圈间的局部短路问题。不过，由于采用了上述分段绕线管，可减少区间电压，也容易防止局部短路的发生。因此，分段绕线管的采用对促使高频特性的改善和高压脉冲噪声的抑制都是一种有效的措施。

3. 安装注意事项

同开关电源一样，在高频高压下使用变压器时，其周围会发射出很强的磁场。因此，要注意有时会因安装方法不同而致 AC 输入部分的静噪滤波器拾取这种放射场而致滤波器不能发挥其固有效果。



(a) 静噪滤波器的电路结构



(b) 追加滤波器的安装位置(A)和(B)

图 6-62　复制机用开关电源的线路滤波器安装位置

图 6-62 是某复制机用开关电源的静噪滤波电路的结构与安装方法示意图。除输入式静噪滤波器外，还通过增加 20mH 的 U 型磁芯线路滤波器而突破了 VDE0871-B 级的极限值。

这时，噪声端电压，尤其是开关频率的基波成分因增加了线路滤波器的安装位置而发生了很大变化(图 6-63)。从该图可知，主变压器和线路滤波器的距离仅相差 3cm，基波成分的变化就达 20dB 之多。因此，要注意线路滤波器的安装位置，尽可能远离磁通泄漏大的主变压器等。

另外，与线路滤波器同时使用的电容器的位置也很重要。从图 6-64 可以看出，尤其是常态噪声的衰减量随 U 型磁芯的线路滤波器与电容器间的距离而变化的情况。这种现象在共态中没有发现。也许是由于线路滤波器的泄漏磁通影响到薄膜电容器而感应出电压的缘故。这样，如随意加大安装密度使电容器与线路滤波器靠近，就不可能取得预期的衰减效果。

今后，随着人们对高效率的追求，将会进一步促进开关频率的高频化，同时也考虑到对噪声管制的加强，作为噪声抑制器件的滤波器，其作用只会得到加强而不会削弱。

因此，如能开发出新的高性能材料(磁性体、电解体及其他)，使之与应用技术一体化，必将开发出技术更为先进的噪声抑制器件。

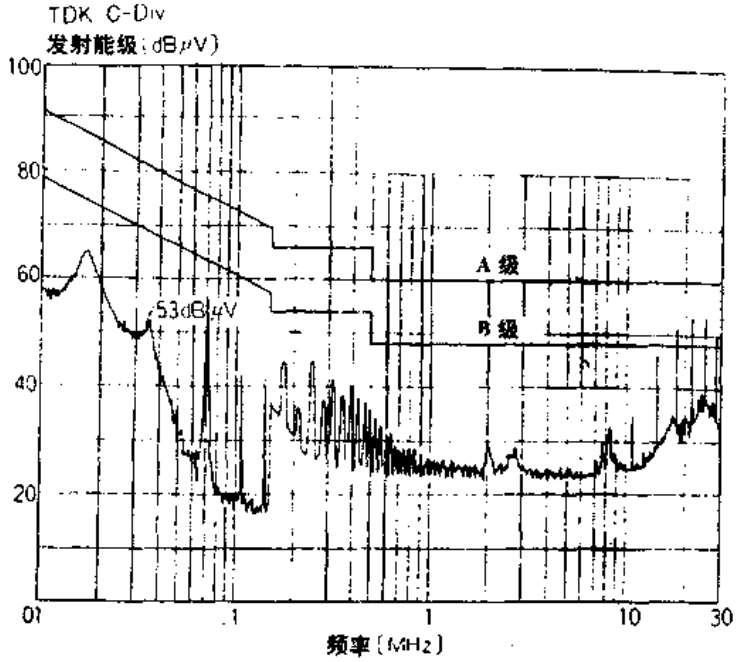


图 6-63(a)线路滤波器在图 6-62(a)位置的噪声端电压

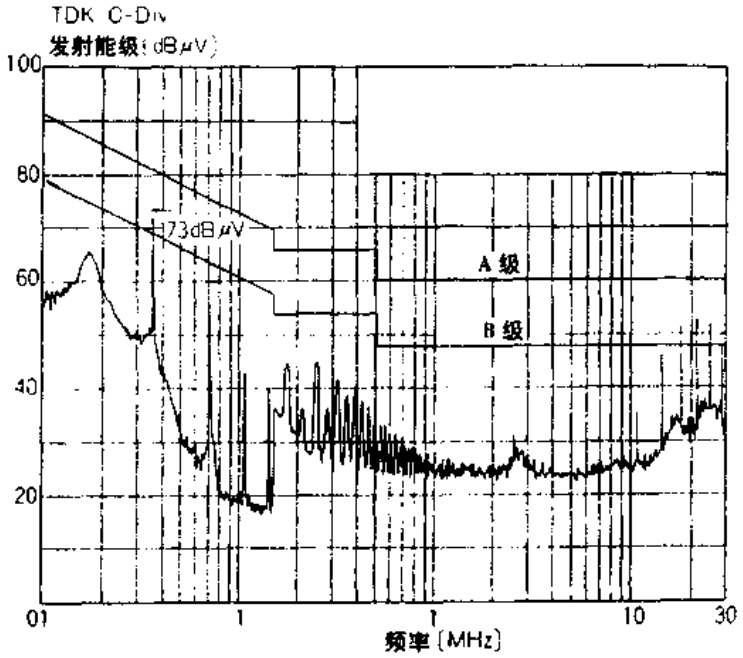


图 6-63(b)线路滤波器在图 6-62(b)位置时的噪声端电压

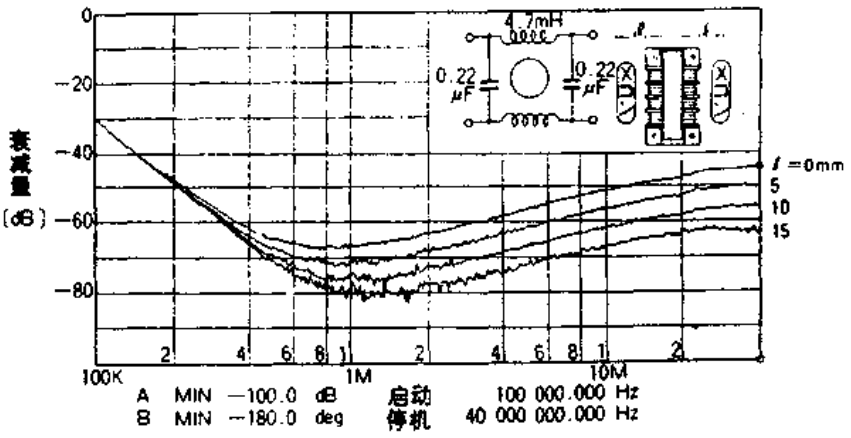


图 6-64 由电容器与线路滤波器的位置关系所导致的衰减特性的差异(常态衰减量)

九、非晶磁珠

随着开关电源(SPS)的高频化，出现了半导体转换时发生的峰值电压对二极管的破坏和对输出侧发生噪声电压的问题。

这些问题在低频开关电源里，通过采用跟二极管并联设置并具有适当电容的 *CR* 缓冲器，可以得到一定程度的解决。但在高频开关电源里却受到损耗和发热方面的制约而不能充分发挥作用。对此，日本东芝公司根据采用插入方形饱和电抗线圈可有效控制二极管换流时发生的振荡反向外加电压的技术报告，于 1983 年开发了一种在可饱和磁芯上绕线的“尖峰抑制器”。饱和磁芯采用了具有高方形饱和特性的非晶合金。这种尖峰抑制器很有效，用途也不断扩大。但后来根据设备小型化和低成本的要求，人们迫切希望能有一种性能成本比更高的产品问世。

根据这一市场需求，日本东芝公司在设计高效率磁芯和解决非晶材料高性能化的基础上，作为可饱和磁芯开发了一种超小型非晶磁珠。

一般说来，噪声抑制用静噪滤波器的功能是吸收已发生了的噪声，而非晶磁珠则是一种对噪声的发生加以磁路控制的电流控制元件。前者只是一种适应法，而后者才是一种根本性措施。从功能性意义上看，可以说是一种“Magnetic Snubber”(磁缓冲器)。

1. 开关噪声

开关电源的主要噪声是由二极管断开时的反向恢复现象发生的。在图 6-65 中，当随换流外加反向电压时，由于载流子被存储在二极管的 PN 结，因而在载流子消失前的一段时间里，电流也会反向流动，致使载流子消失时反向恢复电流急剧减少而发生很大的电流变化(di/dt)。另外，从理论上说，没有 PN 结的肖特基势垒二极管(SBD)里不会存在载流子，因而也就不会有恢复现象存在。但在实际上，由于受结电容的影响，会程度不同地观测到类似波形，所以也会有噪声发生。

为防止噪声，过去一般都采用 *CR* 吸收器。这种 *CR* 吸收器是使电阻和电容器跟二极管并联，用电容器吸收由二极管发生的开关噪声。但电阻上的损耗和发热问题还有待于改善。

2. 磁缓冲器(Magnetic Snubber)

磁缓冲器与二极管呈串联状态插入电感器，并使二极管的恢复电流呈图 6-65 虚线所示状态，通过控制恢复峰值及其变化率(di/dt)来控制开关噪声的发生。这种现象一般称作软恢复。同时这种缓冲器还对 SBD 等耐压低的元件起一种免遭浪涌电压破坏的保护作用。

图 6-66 所示是开关发生瞬变现象时磁缓冲器的工作性能原理。在瞬变电流发生期间，由于带有大电抗而控制了浪涌的发生，并在稳定期使电抗几乎减为零。也可以说是一种只在瞬变期作为电抗进行工作并具有自控式磁开关的电感器。

现通过图 6-67 的实测磁化曲线说明其工作原理

当正向电流通向二极管时，磁芯饱和并处于 B-H 曲线上Ⅰ的位置。这时，电感处于最低状态。当二极管从 ON 向 OFF 转换时磁芯就会通过路线Ⅱ发生磁通变化，并使电感增大，恢复电流开始流动，但要加以控制，以使达到软恢复状态。当二极管完全到达 OFF，磁芯即处于Ⅱ的状态。

其次，当二极管从 OFF 向 ON 转换时，正向电流开始通向二极管，并加以电流控制，直

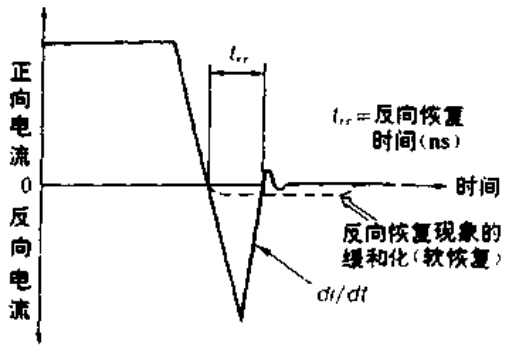


图 6-65 二极管的反向恢复现象

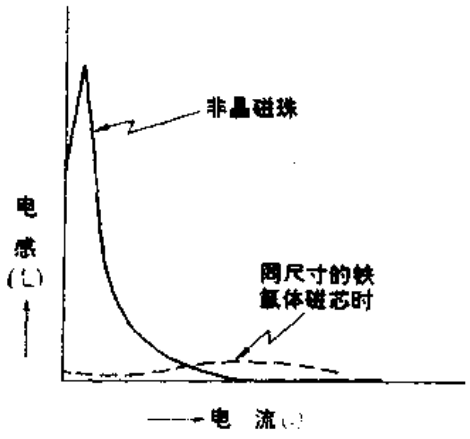


图 6-66 非晶体磁珠的功能原理

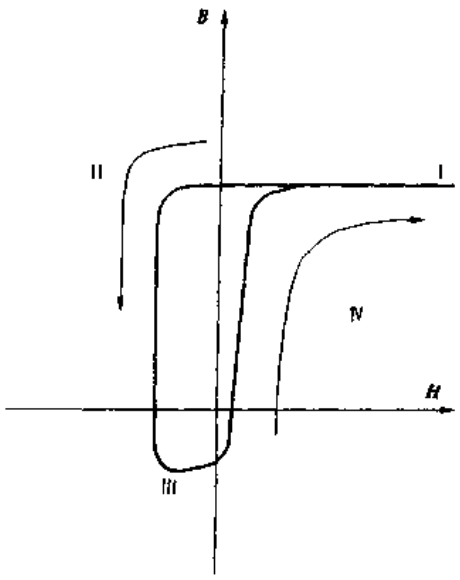


图 6-67 磁缓冲器的实际磁化特性

至磁芯在Ⅳ路线上被磁化、电感增加及磁芯达到磁饱和。

为此，在 I 的状态时，为使电感接近零，磁芯就要有良好的磁饱和特性。在Ⅱ的状态时，磁化矩形比要高，以增大磁通变化量并进而增大电感。同时在材质上必须具备高导磁率和高矩形饱和特性。从效率方面看还要有低损耗特性。目前能满足这种性能的最佳材料是非晶合金磁性材料。

3. 非晶磁珠

非晶磁珠是一种中空的超小型磁芯，穿于半导体引线上。在功能上是磁缓冲器的一种补充，在性能成本比上也显示了其优越性。不仅可用于开关电源，还可用于 VTR、计测仪器及各种对噪声要求很严的电子电路上。其产品规格例如表 6-19。

表 6-19 非晶磁珠的标准规格

型 号	磁心标准尺寸			尺寸(mm)		总磁通	AL 值
	外径	内径	高度	外径	高度	$2\varnothing$($\times10^{-2}$Wb)	(μH)
AB 3×2×3	3.0	2.0	3.0	4.0 以下	4.5 以下	90	3.0
AB 3×2×4.5	3.0	2.0	4.5	4.0 以下	6.0 以下	135	5.0
AB 3×2×6	3.0	2.0	6.0	4.0 以下	7.5 以下	180	7.0
AB 4×2×4.5	4.0	2.0	4.5	5.0 以下	6.0 以下	270	9.0
AB 4×2×6	4.0	2.0	6.0	5.0 以下	7.5 以下	360	12.0
AB 4×2×6	4.0	2.0	8.0	5.0 以下	9.5 以下	480	16.0

4. 非晶磁珠的选择

非晶磁珠的磁芯尺寸，是要在计算出要控制的电压时间积和求出所需磁通量的基础上

进行选择。也就是说，要根据外加在二极管上的峰值正向电压 V_{FM}(V)和反向恢复时间 t_{rr}(μs)的积求磁通量 φ(μWb)，即 $\varnothing = V_{FM} \times t_{rr}$[V·μs]

所选择的非晶磁珠的尺寸所具有的磁通虽应跟按该式计算出的所需磁通量平衡，但原则上是选择磁通量大于电压时间积的近似尺寸配置在标定电路。在观测恢复波形的基础上达到尺寸选择的最佳化。其选择应用例如表 6-20。

表 6-20 "非晶磁珠"应用例

t_{rr} \ 电路电压	5V	12V	15V	24V
35ns	3×2×3	3×2×4.5	3×2×6	4×2×4.5
60ns	3×2×4.5	4×2×4.5	4×2×6	4×2×8
100ns	4×2×4.5	4×2×6	4×2×8	

5. 应用例

把非晶磁珠装到图 6-68 所示的正向式电路上，对工作频率 150kHz、输出 15V-10A 的输出噪声进行比较试验，取得了图 6-69 所示的结果。

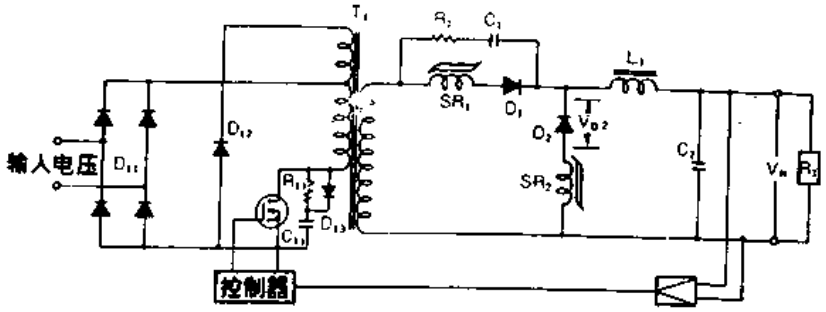


图 6-68 正向式电路(按单管 ON-ON 式 SPS 把非晶磁珠插进 SR_1、SR_2)

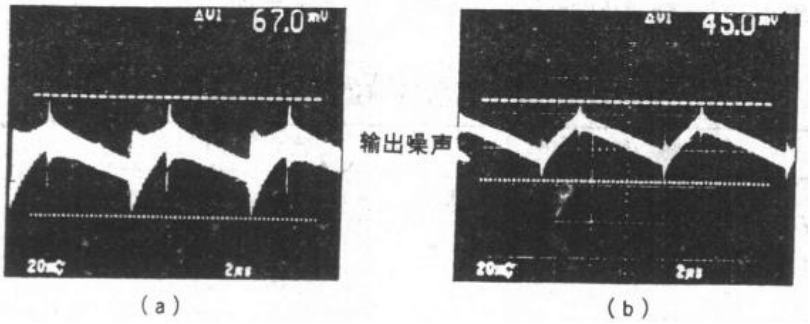


图 6-69 正向式(SPS)150kHz、输出 15V-10A

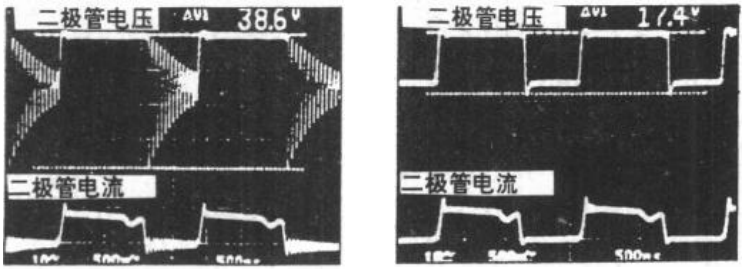
(a)CR 缓冲器(16Ω-1000pF)+铁氧体磁环

(b)非晶磁珠

在 CR 缓冲器(16Ω-10000pF)和铁氧体磁环并用的原方式里，输出噪声达 $67mV_{P-P}$，且振幅范围大、噪声成分多，而在同一电路中采用非晶磁珠，则振幅范围缩短，峰值也比原来的下降了一半以上。

图 6-70 是把 SBD 用于 5V 电路的输出二极管并使之按 500kHz、输出 5V-20A 工作的

示例。在无抑制的情况下，发生了很大的尖峰电压，其值达 38.6V，对 SBD 的耐压显示出了极限值，且电压和电流都发生了瞬变现象。而采用非晶磁珠则防止了这种瞬变现象的发生，并使尖峰电压得到控制，降到 17.4V，不到原值的 1/2，从而保护了二极管，使免遭电压破坏。



(a)　　(b)

图 6-70　在 500kHz，5V-20A 上的应用例

(a)无对策

(b)用非晶磁珠控制尖峰电压，消除瞬变现象

图 6-71 是铁氧体磁环和非晶磁珠在 185kHz、12V-4A 电路中的应用例。非晶磁珠不同于铁氧体磁环，在控制尖峰电压和输出噪声方面都显示出了其优越性。

因此，从图 6-72 的 B-H 磁化特性比较中，非晶磁珠具有特别好的高方形磁化特性这一点即可知道磁缓冲器的性能很好。

作为用于缓和二极管开关时发生的反向恢复现象的新功能性器件，这种可充分发挥高度磁饱和特性的非晶合金制超小型可饱和磁芯——非晶磁珠已投放市场。它是一种可自控电感的电流控制器件，其用途正以其可有效降低噪声和浪涌电压而迅速扩大。

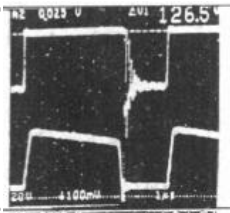
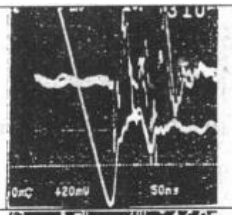
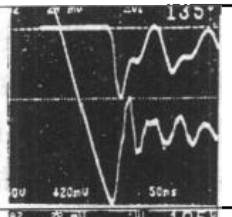
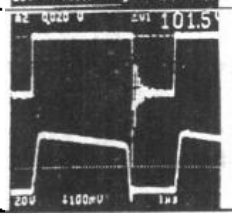
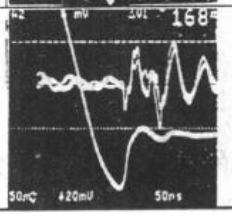
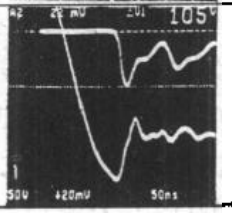
	二极管・电压・电流波形		输出噪声
	上　20V/div 下　2A/div	上　50V/div 下　0.4A/div	上　50mV/div 下　0.4A/div
铁氧体磁环 (N_i、Z_n 系)			
非晶磁珠 (C_o 系)			

图 6-71　185kHz，12V-4A 电路中的电压、电流和噪声波形

(非晶体磁珠较铁氧体磁环的噪声低)

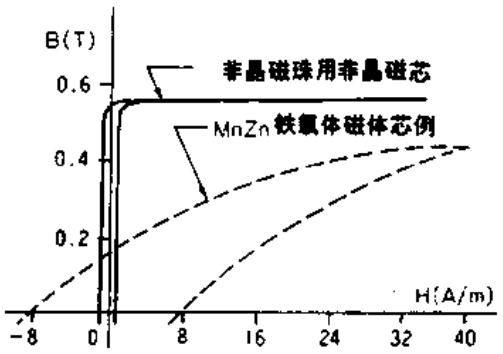


图 6-72　非晶磁珠材料的 *B-H* 磁化特性

十、开关电源用控制 *IC*

提高开关式稳压器(下称 SW・Reg)的开关频率,可缩小外形很大的主变压器和扼流圈。随着电子设备的小型化,人们也提高了对 SW・Reg 小型化和薄形化的要求。解决这一问题的可行途径是推进开关的高频化。

然而,只提高开关频率,并不能使 SW・Reg 跟频率成反比缩小。这是因为开关频率越高,噪声控制就越严,从而也就难以缩小静噪滤波器的体积。

目前,采用 100kHz～200kHz 的 SW・Reg 增加了,也有一部分采用 500kHz 以上的。而用于这些 SW・Reg 的控制 *IC*,通常都是频率固定的脉宽控制式(PWM 控制)。

此外,也有开发 1MHz～数 MHz SW・Reg 的报导。该 SW・Reg 采用了可降低功耗的谐振式,用以降低开关噪声和提高变换效率。

现谈谈 100Hz～500kHz　SW・Reg 用 PWM 控制 *IC* 的最新开发现状及其应用、安装上的注意事项。

1. 控制 *IC* 与高频化

SW・Reg 是一种使主变压器的一次电压和电流断续通过并经电压变换把一次线圈侧的能量输送到二次线圈侧的器件,原理简单。

然而,作为 SW・Reg 也有它必须具备的规格,即要解决 AC 输入电压变动、负荷变动时的稳定控制以及负荷短路保护、开关噪声的辐射、开关损耗引起的效率下降等问题。同时在安全问题上也要周密考虑。

为使之符合这些规格,就要在充分掌握所有控制 *IC* 的特点和电气特性的基础上使用。

(1)次级方式和初级方式

次级方式和初级方式的区分决定于开关控制 *IC* 是配置在主变压器的一次侧还是二次线圈侧(图 6-73)。

次级方式是把控制 *IC* 配置在主变压器二次侧的一种方式。由于二次线圈侧控制 *IC* 的 PWM 控制信号会通过脉冲变压器驱动一次线圈侧的主开关晶体管,所以要对开关频率的上限加以限制(要根据脉冲变压器的频率特性确定)。

初级方式由于把控制 *IC* 配置在主变压器的一次线圈侧,所以可直接连接主开关,并能使之在开关频率的低频到高频的广范围里工作。

初级方式是历史较新的一种控制方式，但由于其使用零部件少，且具有高频化等优点，所以最近的控制装置多采用初级方式。

(2)控制方式上的分类

开关方式通常也有按电压式和电流式分类的方法(图 6-74)，近期也开发出了一种不属于此类的谐振式 SW・Reg。

各种开关方式都在谋求高频化，不过，目前多是 100kHz～500kHz 的 PWM 电压式 SW・Reg，适合于 100W 左右的功率容量。而电流式开关则适合于 50W～100W 的功率容量。谐振式 SW・Reg 的输出容量更小，预计今后将向中输出容量(50W～300W)发展。

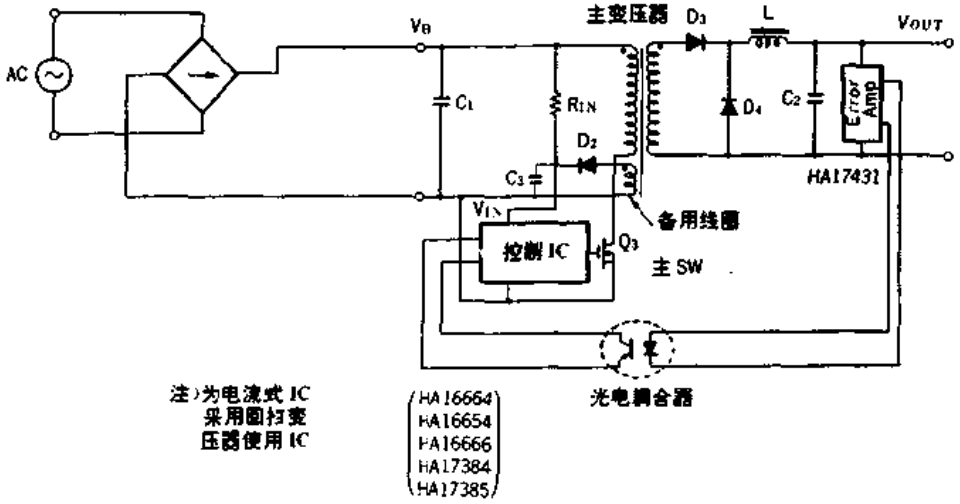


图 6-73 (a)初级控制方式

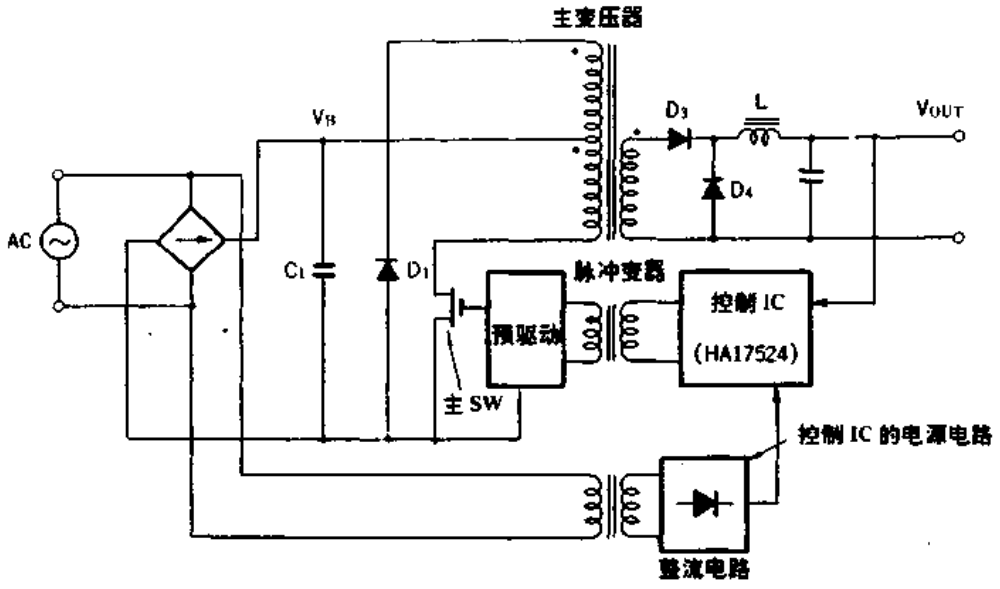


图 6-73 (b)次级控制方式

综上所述，可见目前最新的控制 *IC* 是初级方式，且采用 100kHz～500kHz 的 PWM 电压式的应用例较多。

2. 高频控制 *IC* 的使用注意事项

表 6-21 是日本日立制作所开发的高频用 SW・Reg 控制 *IC*。都是以主开关采用功率 MOS-FET 为前提开发的初级・PWM・控制 SW・Reg 控制 *IC*。

表 6-21　日立高频用控制 *IC*

控制 *IC*	工作频率范围	备考
HA16664	100kHz～200kHz	初级方式 PWM 电压式控制 *IC*
HA16654	100kHz～500kHz	
HA16666	1kHz～600kHz	
HA17384	1kHz～300kHz	初级方式 PWM 电流型控制 *IC*
HA17385	1kHz～300kHz	
HA17451A	1kHz～300kHz	DC/DC 变换 *IC*

(1)HA16664/654 和 HA16666

图 6-75 所示是 HA16664 和 HA16654 的 *IC* 内部方框图。两者都是管脚互换性产品，内部构造也一样。前者为 100kHz～200kHz、后者为 200kHz～500kHz。都是特性很好的 *IC*。

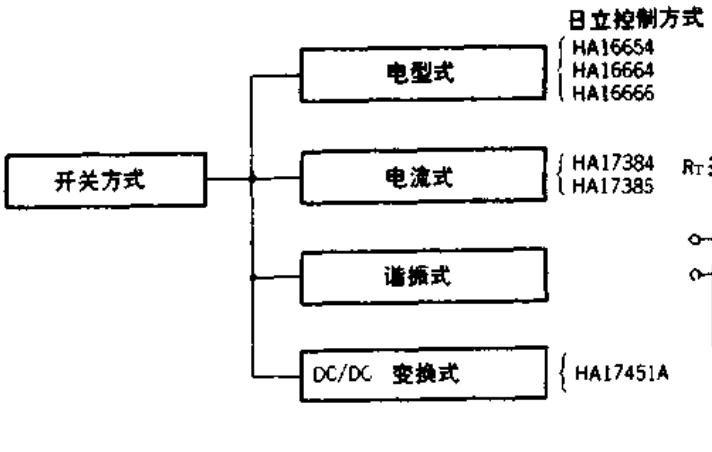


图 6-74　开关方式的分类

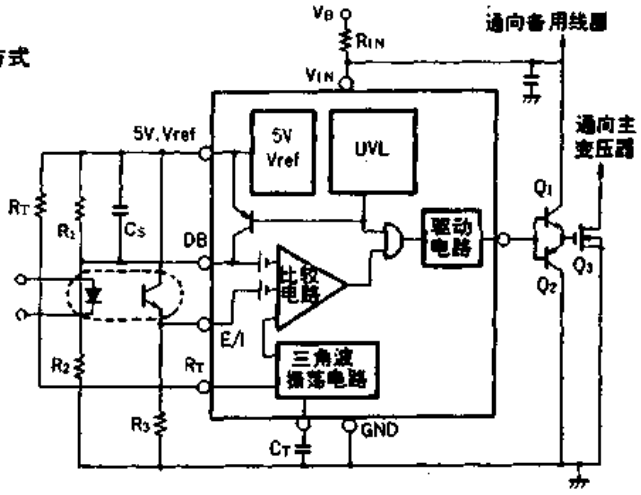


图 6-75　HA16664/654 内部方框图

图 6-76 是 HA16666 的内部方框图。在电气特性和功能方面都较 HA16664/654 增强了。其中 HA16664 和 HA16654 作为 SW・Reg 控制 *IC*，达到了所需最小功能。并通过 *IC* 外部电路的研究，扩大了应用范围，因而可用作混合式 *IC*。这是因为把 HA16664/654 及其外部电路整体插件化，可获得电气和功能都具特性的混合式 *IC*。其次 5V 基准电压的工作也不同。HA16664/654 的输入电源电压(V_{IN})在启动范围内可输出 5V 基准电压。而 HA16666 的 V_{IN} 如小于启动电压，就不能输出 5V 基准电压。

$V_{IN}<V_{standby}$ 时，基准电压为 0V。当 V_{IN} 比启动电压低时，基准电压是否必要要决定于 SW・Reg 系统的规格，所以在设计新 SW・Reg 系统时，要十分注意规格问题，以选择合适的控制 *IC*。

(2)HA16666 的基本工作原理

该 *IC* 的最高工作频率高达 600kHz(最小 1kHz)，容易实现 SW・Reg 的小型化。

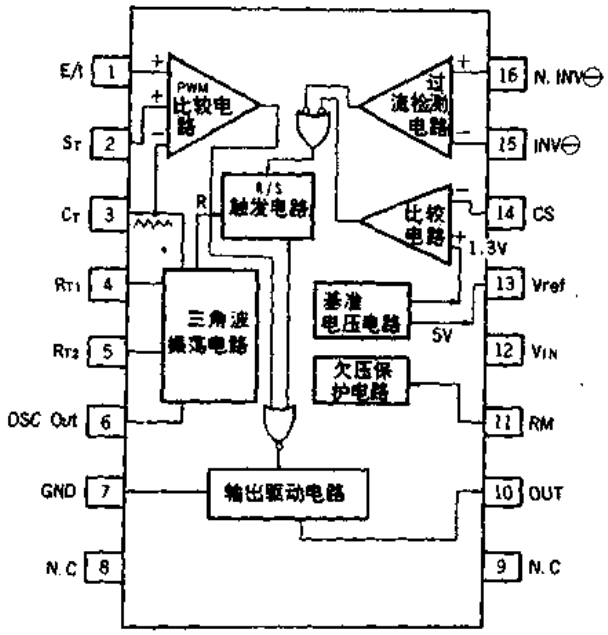


图 6-76　HA16666 内部方框图

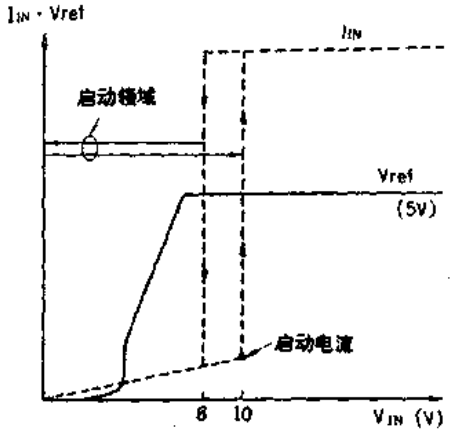


图 6-77　(a)HA16664/654　$I_{IN}-V_{ref}-V_{IN}$

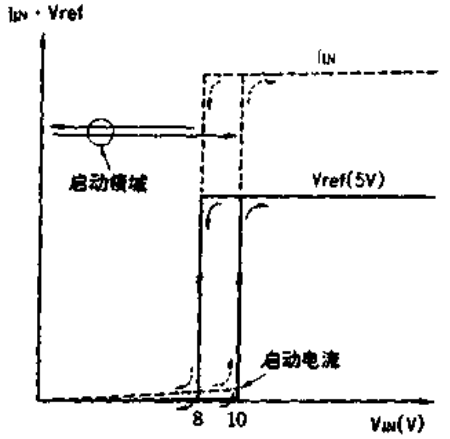


图 6-77　(b)HA16666　$I_{IN}-V_{ref}-V_{IN}$

图 6-78 是采用 HA16666 的 SW・Reg 的基本电路图，在把该 *IC* 应用于各种 SW・Reg 时，可以该基本电路为基础，根据 *IC* 的特点、电气特性进行设计。

HA16666 的启动电流小，只有 300μA，因而只需在一次侧的直流高压与 *IC* 的电源端子（V_{IN}）之间插入电阻，即可使控制 *IC* 启动。这种启动电流小的特点适用于可共用 100V 系和 200V 系的短路输入规格的电源。

其次，该 *IC* 还具有软启动快闭启功能、遥控功能和过流保护功能。充分运用这些性能可制作安全性很高的 SW・Reg 系统。

(3)启动电阻与启动电流

现介绍一下供给控制 *IC* 启动电流的启动电阻 R_B 的设定法。

图 6-79 为该 *IC* 偏压工作点的示意图。设定的电流比防欠压故障保护点的电流（启动电流：300μA）还要大。而且由于控制 *IC* 工作时需要数十 mA 的 I_{IN}（V_{IN}端电流），所以该电流

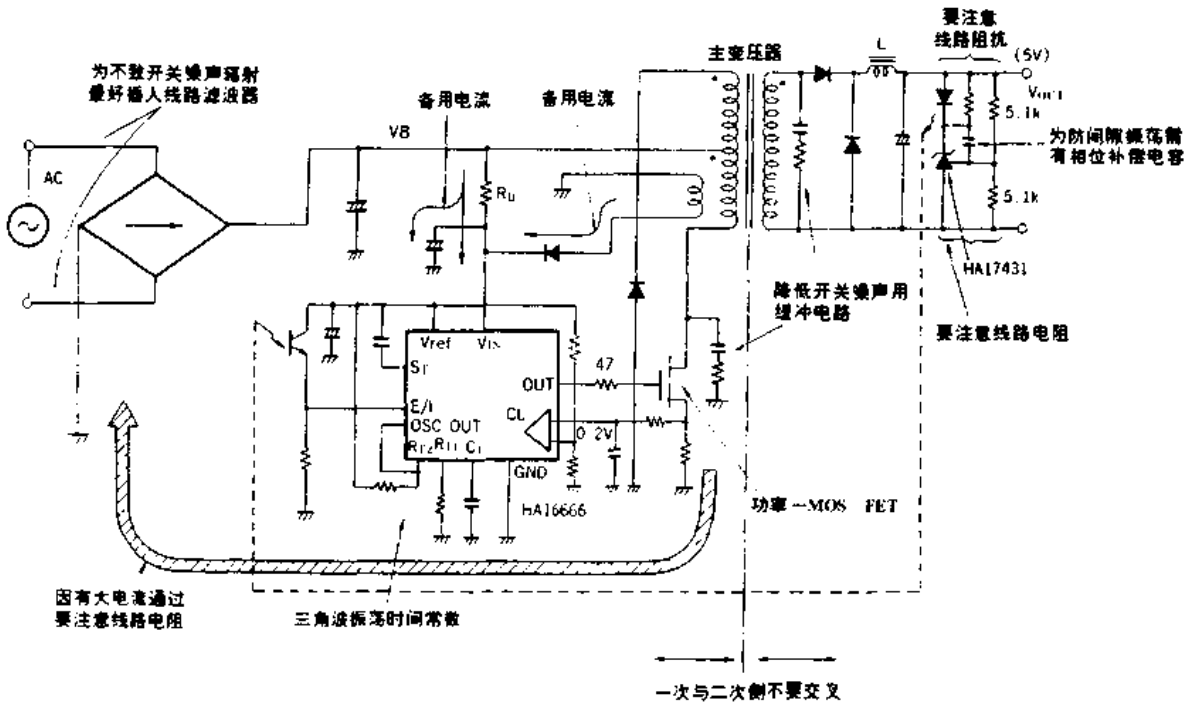


图 6-78　HA16666 基本工作电路

要由绕在主变压器上的馈电线圈供给。为避免 C_3 上电压在馈电线圈输出电压前下降到欠电压保护点 8V(typ)以下，应正确选择 R_B、C_3 的时间常数。

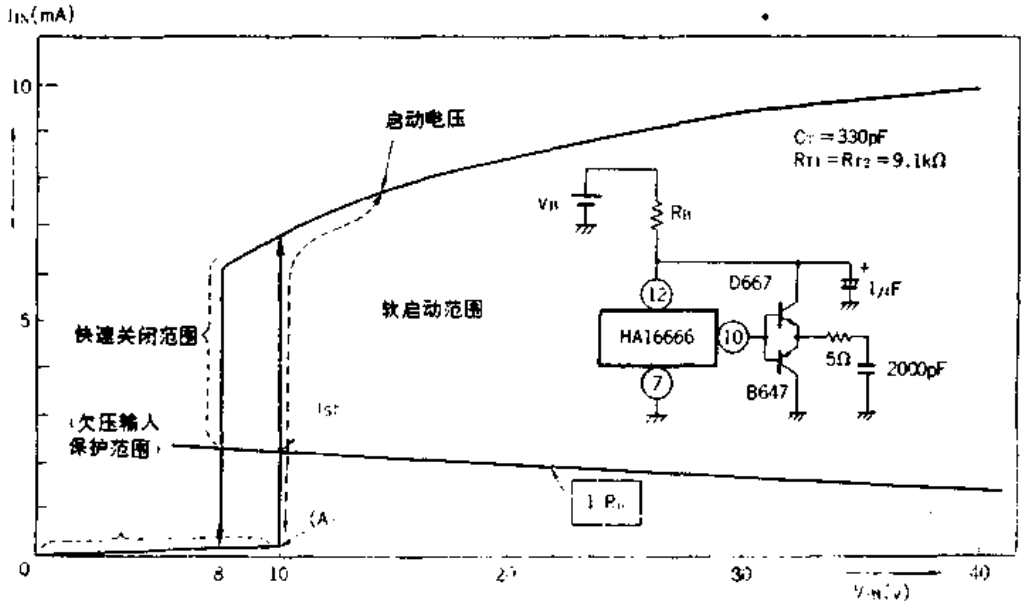


图 6-79　R_B 所致的偏压工作点

(4)定时常数(C_T、R_{T1}、R_{T2})

C_T、R_{T1}、R_{T2}是设定三角波振荡频率和静脉宽用的元件。

HA16666 是一种单正向式控制 *IC*，在这种情况下，功率管 MOS-FET 的 ON 脉宽必需低于 50%，(超过 50%会损坏功率管 MOS-FET)。以上所述见图 6-81、6-82 及表 6-22。

3. 安装上的注意事项

(1)GND 线路以良接地为好

主开关由升降速度快的脉冲进行转换，所以会发生带高频成分的高频噪声。这种噪声会致 SW·Reg 发生误动作及向两次直流输出漏泄，从而影响 SW·Reg 的特性。

因高频波有通过导体表面的性质，因而 GND 线路以良好接地为佳。

(2)一次侧和二次侧要离开

为防一次和二次侧发生短路时，一次侧异常电压加到二次侧的低压线上，以及不使开关噪声向二次侧辐射，不要使一次侧和二次侧在底板上交叉配置。

(3)避免间歇振荡

在反馈环路的增益过高或相位延迟过大，主开关经数次 ON-OFF 后，有时会连续 OFF，这种现象叫做间歇振荡。在间歇振荡状态下，不能取得良好的调节特性。

为防止间歇振荡的发生，应考虑所用器件的频率特性，并在反馈环路中给以相位补偿。尤其要注意作为误差放大用于二次侧的分压器和光电耦合器的相位延迟问题。

因开关频率越高，"L"就越小，所以这些器件的相位补偿也就越重要。

表 6-22　HA16666 振荡频率简式

$\log(f) \fallingdotseq a \times \log(R_{T1}) + b \qquad (= R_{T2})$

C_T	a	b
180pF	−0.50	7.58
330pF	−0.61	7.86
1000pF	−0.75	8.09
0.01μF	−0.86	7.57
0.15μF	−0.86	6.45

十一、IGBT(绝缘栅式双极晶体管)

IGBT 是 Insulated Gate Bipolor Transistor(绝缘栅式双极晶体管)的简称。顾名思义，这是将 MOS-FET 的高速开关特性、电压驱动特性和双极晶体管的低饱和电压特性集成于单片上的一种功率器件，具有很好的高速开关特性和电压驱动特性，是当前电力电子学领域最引人注目的器件之一。近年来，这种器件随着特性的不断改善，其应用范围也从电机控制、不间断电源和开关电源等工业设备到微波炉、电饭煲、闪光灯等民用设备逐年扩大，现已超过功率晶体管和功率 MOS-FET。以下谈谈这种 IGBT 的基本原理、结构特点、应用领域和技术动向等。

1. 基本结构

目前生产的 IGBT 基本都是立式双重扩散结构，为 n 沟道。图 6-83 所示是其跟功率 MOS-FET 基本结构的比较。功率 MOS-FET 在厚度上虽因耐压而使基片的面积效率高，但因高耐压需增大 n 层的厚度，这样，越是高耐压就越会明显增大通态电阻。而 IGBT 在结构上则把功率 MOS-FET 基本结构的集电极(漏极)的 n^+ 层改换成 p^+ 层，并增加了一个 pn 结。导通时为使从 p^+ 层穿进 n^- 层的空穴(正电荷)吸引电子(负电荷)，增加了 n^- 层的电子密度并骤减了 n^- 层的电阻。因此，IGBT 的一个很大特点是饱和电压低。

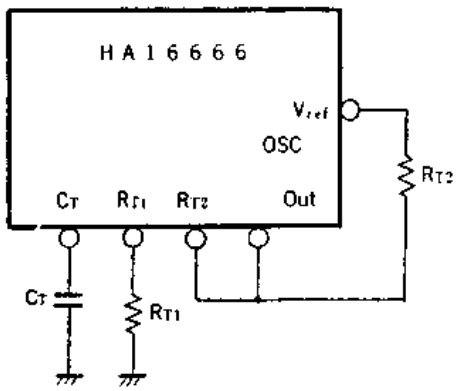


图 6-80 C_T、R_{T1}、R_{T2}的插入位置

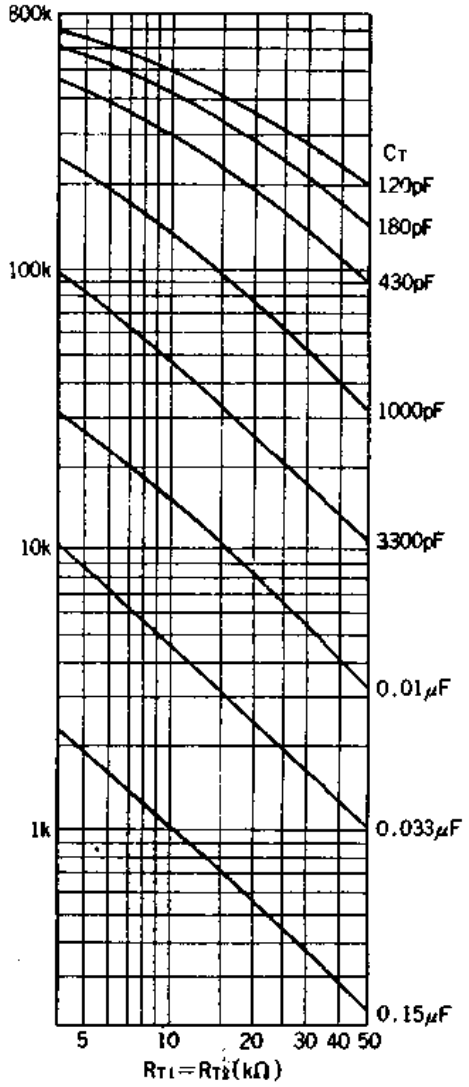


图 6-81 振荡频率对 R_{T1}、R_{T2}依存性

不过，因这种结构可寄生可控硅(pnpn 结构)，在特殊条件下会导通并失去门控功能而发生热破坏的闭锁现象。目前 IGBT 除一部分用途外都已非闭锁化，所以在使用中一般不会发生什么问题。

2. 基本工作原理

现按图 6-83(b)介绍一下 IGBT 的工作原理。

(1)导通

①通过在栅极—射极间外加足够的正电压，使表面的 MOS-FET 结构导通。

②集电极侧的 p^+层和 n^-层间加正偏压，使从 p^-层向 n^-层注入空穴。

③跟被注入的空穴的正电荷同量的电子集中到 n^-层，使 n^-层的电阻降低(电导率调制)，IGBT 即转换成导通状态。

(2)断开

①降低栅板—射极间的电压，表面的 MOS-FET 即断开。

②停止注入空穴，已注入的空穴也随之减少，残留空穴直接通过 p^+层流出后转换成电

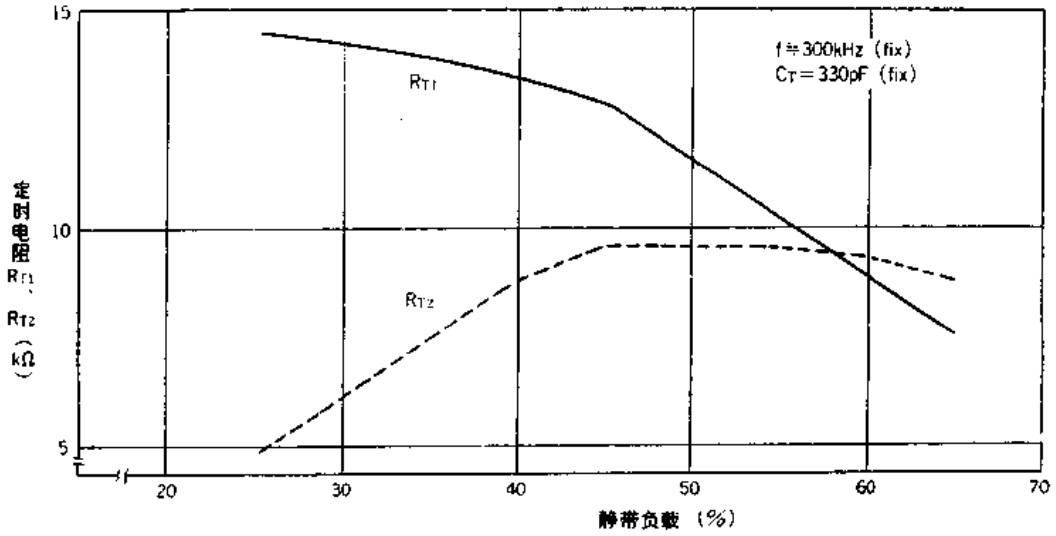


图 6-82　R_{T1}静带负载

当 $R_{T1}=R_{T2}$时，导通负载要在 50%以下(约 43%)

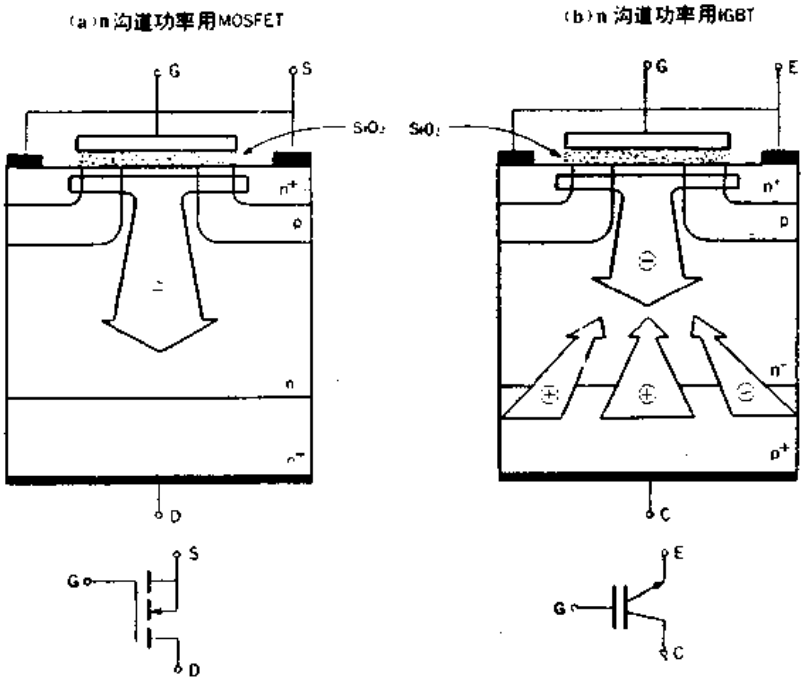


图 6-83　功率 MOS-FET 和 IGBT 的基本结构

流，流出一结束即进入断开状态。

3. 特性例

(1)静态特性

静态特性例如图 6-84 所示，基本类似于功率 MOS-FET，以下两点不同：

①电流不从射极流向集电极。

②因 PN 结电位的绝缘，低电流也残留有通态电压。

(2)动态特性(破坏容量)

开关(转换)特性如图 6-85 所示，也类似于功率 MOS-FET，但由于会发生空穴注入现

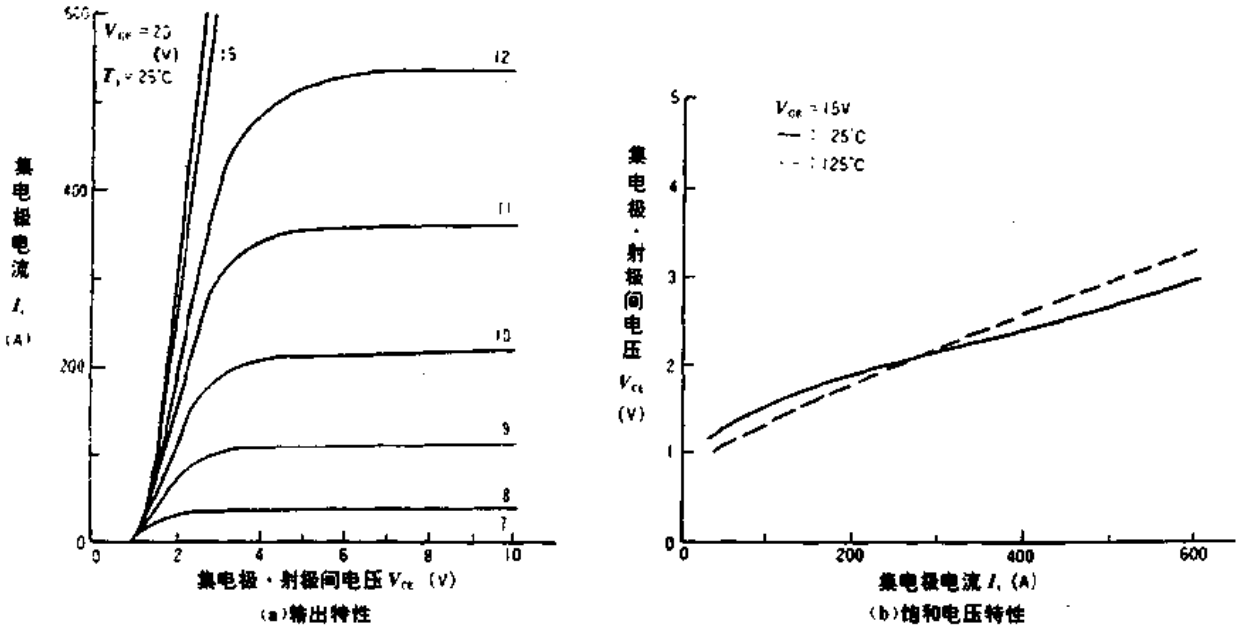


图 6-84　静态特性例(CM 300DY－12H)

象，所以在图 6-86 所示的开关波形中增加以下性质。

①空穴注入滞后：发生在空穴注入少的情况下，尤其需高速导通时会出问题。

②尾部(tail)电流：发生在空穴注入多的情况下，高频开关时会增加开关损耗等。

这样，尾部电流和导通电压、空穴注入滞后就存在着综合调整的关系。目前生产的 IGBT 大都已调整为低导通电压(2～4V)和尾部电流很少的程度。

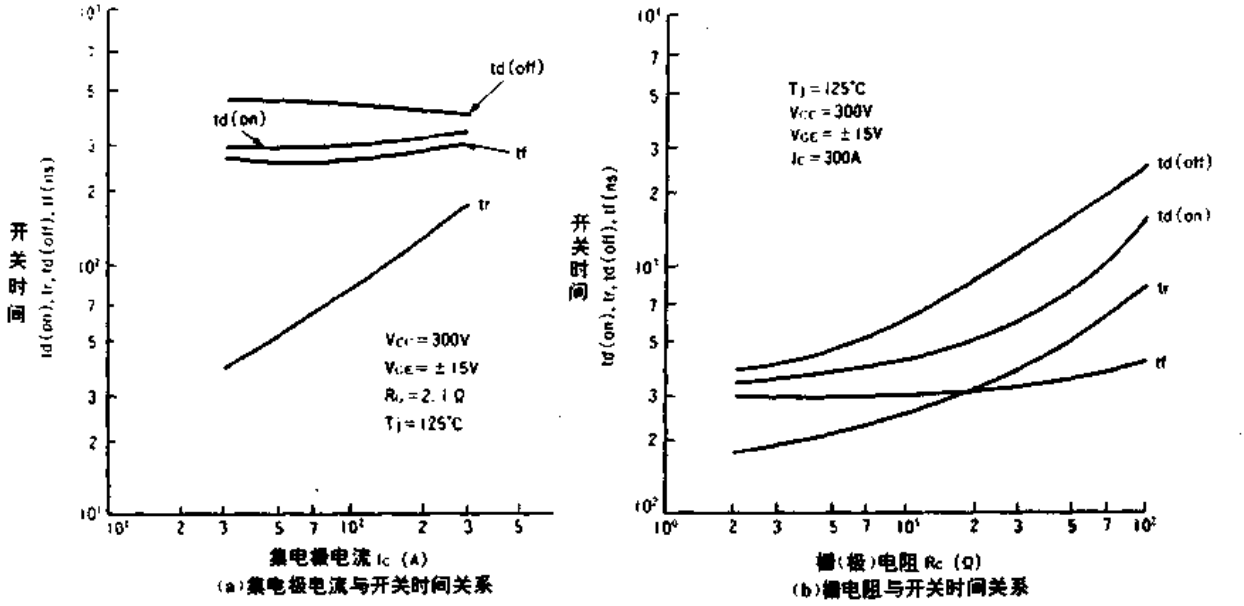


图 6-85　开关特性例(CM 300DY－12H)

此外，IGBT 在结构上，负载短路时的短路容量较功率 MOS-FET 弱(图 6-87，图 6-88)，因此，在设计驱动电路时要注意以下几点：

①根据 IGBT 的短路容量和功率损耗的调整关系，一般将通常运行的栅极导通电压的

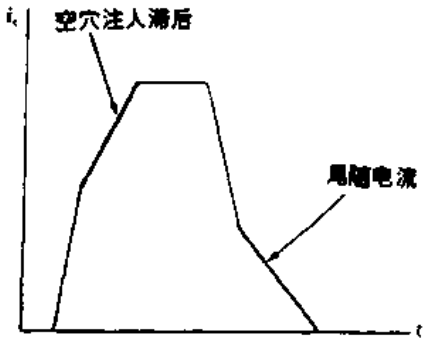


图 6-86 集电极开关波形

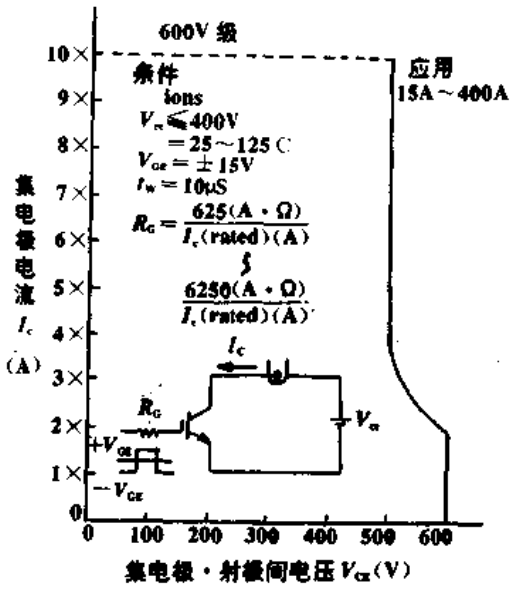


图 6-87 短路容量

最大值控制在小范围($V_{GE}=15V\pm10\%$),尽可能用各元件的推荐电压驱动。

②要从设计上降低驱动电路的阻抗,同时要尽可能减少栅极和射极配线间的闭路面积,以免受噪声干扰。

③IGBT 同 MOS-FET 一样,平均驱动功率虽小,但由于大容量元件的输入栅电容大,所以其高速启闭时的充放电电流峰值要高达数安培。

④用栅极驱动电压进行短路保护时,要对栅极和射极间的电压上升箝位,并控制在推荐电压以内。

4. 应用与发展动向

由于 IGPT 比功率 MOS-FET 容易实现高耐压和低饱和电压,所以可开发大电流领域的产品。尤其在 UPS 上的应用发展迅速,将取代通态电阻大的功率 MOS-FET 和对开关频率有影响的双极晶体管。因采用功率 MOS-FET 需将几个加以并联,这样会妨碍设备的小型化和高效率。

此外,这种 IGBT 也已开始应用到有源滤波器上,以抑制开关电源的高次谐波。

图 6-89 所示是 IGBT 600V 系列的特性改善情况和发展动向。

近年来,由于采用模拟技术使芯片设计达到最佳化以及精密工艺技术的应用,已使第三代产品的饱和电压几乎减少到接近双极晶体管的 2.2V。断开下降时间也已从第一代产品的 0.25μs 减少到第三代产品的 0.15μs。这跟断开时的开关损耗得到改善有关。同时在降低损耗方面,通过对作为续流二极管内置的反并联高速二极管的高速化和低恢复特性的实现而得以改善。同第一代、第二代产品采用的高速二极管相比,恢复时间和恢复电流约减少了一半。并随着软恢复化,IGBT 导通时的损耗也得到很大改善,同时也提高了开关频率。

图 6-90所示为第三代 IGBT 的导通和断开时的开关波形。通过这种综合性的特性改善,大幅度降低了由高频开关所发生的损耗,从图 6-91 可知,第三代 IGBT 的损耗约比第一代减少了一半。

表 6-23 所示是高速开关用第三代 IGBT 的产品例。

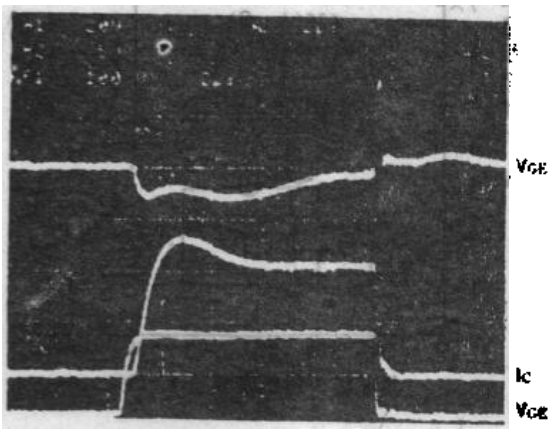


图 6-88 短路波形例(CM 300DY－12H)

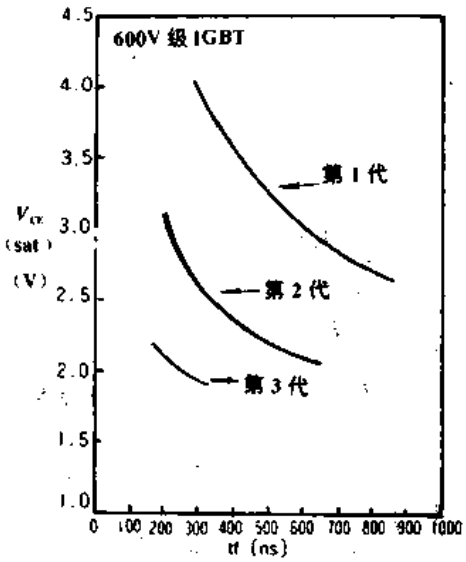


图 6-89 饱和电压、开关时间的调整曲线

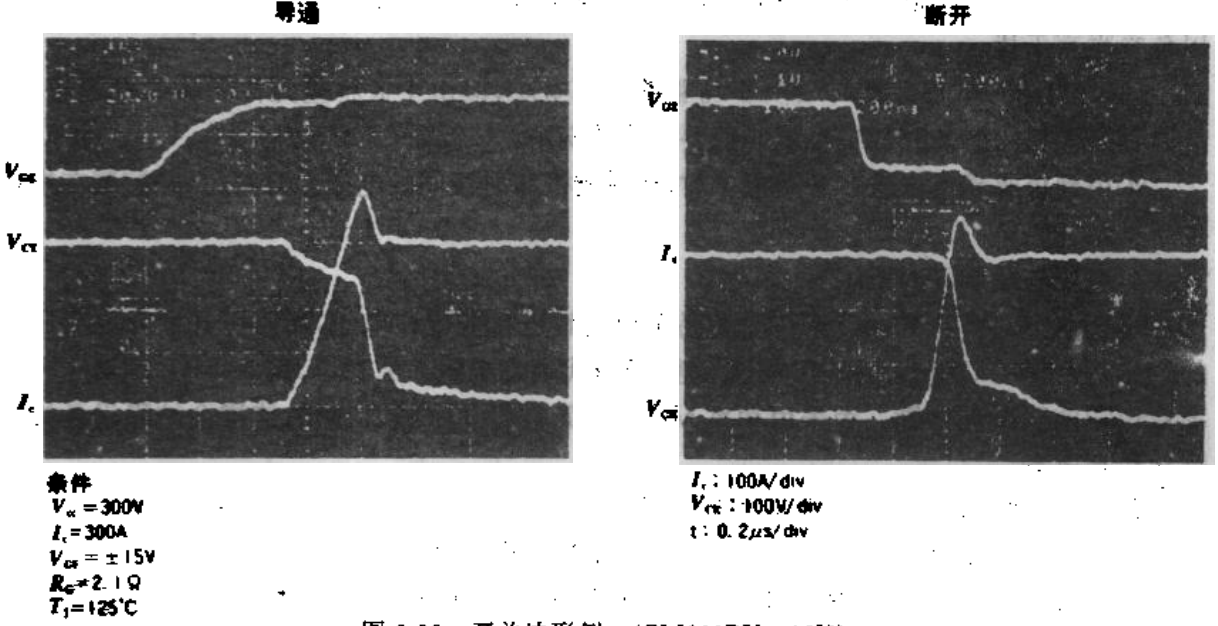


图 6-90 开关波形例 (CM300DY－12H)

总之，降低损耗和提高破坏容量是设备小型轻量化和高效率、高可靠性所不可缺少的因素。目前 IGBT 的新一代产品正在开发中，预计一种采用新基片结构和饱和电压更低的产品将在近一两年内问世，届时必将为应用设备的高效率化发挥出更大作用。

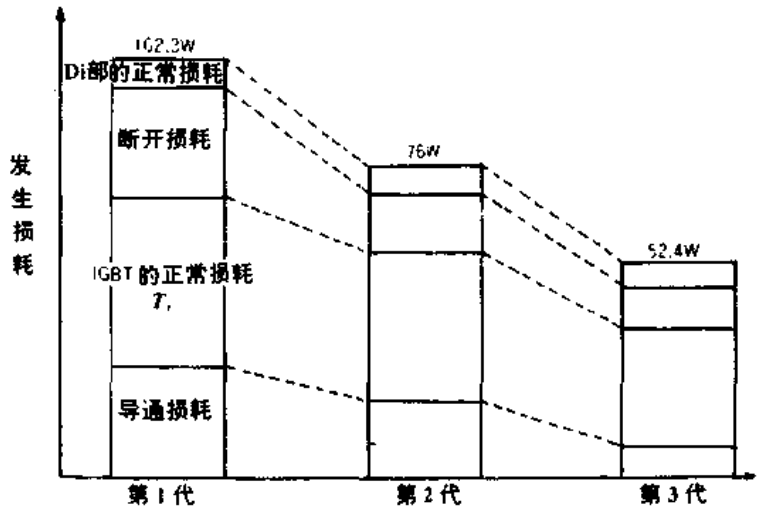


图 6-91　损耗比较

表 6-23　第三代 IGBT 产品一览表

结线	V_{CEF} (V)	I_c(A)										
		15	20	30	50	75	100	150	200	300	400	600
H	600									CM300HA－12H	CM400HA－12H	CM600HA－12H
	1200								CM200HA－24H	CM300HA－24H	CM400HA－24H	CM600HA－H
D	600				CM50DY－12H	CM75DY－12H	CM100DY－12H	CM150DY－12H	CM200DY－12H	CM300DY－12H	CM400DY－12H	
	1200				CM50DY－24H	CM75DY－24H	CM100DY－24H	CM150DY－24H	CM200DY－24H	CM300DY－24H		
T	600	CM15TF－12H	CM20TF－12H	CM30TF－12H	CM50TF－12H	CM75TF－12H	CM100TF－12H	CM150TF－12H				
	1200	CM15TF－24H	CM20TF－24H	CM30TF－24H	CM50TF－24H	CM75TF－24H	CM100TF－24H					

附录　日本部分开关电源装置及其元器件规格表

英特格兰(INTEGRAN)

项目 \ 产品名称			扁平组件			整流组件			整流组件		
输入条件	相数		单相			单相			单相		
	电压	额定电压(V)	AC100V	AC200V	转换	AC100V	AC200V	转换	AC100V	AC200V	转换
		电压变动范围(V)	90V～135V	180V～270V	转换	90V～180V	132V～264V		90V～180V	132V～264V	
		电压失真系数(%)									
	频率	额定频率(Hz)	50Hz/60Hz			50Hz/60Hz			50Hz/60Hz		
		频率变化范围(Hz)	43Hz～63Hz			47Hz～63Hz			47Hz～63Hz		
	电流	额定电流(A)	因机型而异								
		冲击电流(A_{o-p})	27A MAX	54A MAX		75A(冷启动时)			60A(冷启动的)		
		电流峰值因数(%)									
	效率(%)		80%(TYP)			80%(TYP)			80%(TYP)		
	输入跌落瞬断										
	漏电流(mA)		1.9mA(100VAC·60Hz时)								
输出条件	额定输出电压规格		5V·12V·15V·24V·48V			2V·5V·12V·15V·24V·48V			2V·5V·12V·15V·24V·48V		
	电压可变范围		2V～各规程电压+10%			−60%～+10%			−60%～+10%		
	输出电流	额定电流(A)	50W～600W			因机型而异		1200WMAX	因机型而异		600WMAX
		最低电流(A)	因机型而异								
		瞬时峰值电流(A)	因机型而异								
	负载电容	最大(μF)									
		最小(μF)									
	稳压精度	组合变动率(%)	0.75%			0.75%			0.75%		
		输入电压变化	0.2%(TYP)			0.2%(TYP)			0.2%(TYP)		
		输出电流变化	0.2%(TYP)			0.2%(TYP)			0.2%(TYP)		
		漂移 时效									
		漂移 温度	0.01%/℃			0.02%/(TYP)			0.02%(TYP)		
		纹波(mV_{P-P})	各电压的%(TYP)			各电压的1%			各电压的1%		
	给定偏差										
	动态	输入电压变动									
		输出电流变动									
	高频噪声	输出间(mV)									
		机壳间(mV)									
附属功能	保护功能	过电流(A)	各额定值的105%～130%			各额定值的105%～130%			各额定值的105%～130%		
		过电压(V)	各额定值的110%～135%			各额定值的110%～135%			各额定值的110%～135%		
		欠　压(V)									
		过　热(℃)	80℃以上箱体部分的温度			50℃以上			50℃以上		
	时序		无			无			无		
	遥控开关ON/OFF		无			有			有		
	遥感		有			有			有		

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	−20℃～+80℃	机壳部温度	−20℃～+50℃		−20℃～+50℃	
		非工作时(℃)	−40℃～+100℃		−40℃～+85℃		−40℃～+85℃	
	湿度	工作时(%)	(系数)		5～95%(应无结露)		5～95%RH(应无结露)	
		非工作时(%)	(系数)		5～95%(应无结露)		5～95%RH(应无结露)	
	振动	工作时(G)						
		非工作时(G)						
	冲击(G)							
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		2,200VDC,1 分钟	输出入间	4,250VDC,1 分钟	输出入间	4,250VDC,1 分间	输出入钟
	阻抗(MΩ)							
结构条件	外观	外形尺寸	65127188×236×35.5mm	(MAX)	82.5×141×297mm		50×141×312mm	
		材料与处理	铝		铝		铝	
	构造	表　示			有		有	
		重　量(g)	670g,1,300g,1,900g		5,000g		2,500g	
	冷　却		由外部进行强制气冷		强制气冷		强制气冷	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		VDE0871/FCC 零件 15A 级		VDE0871/FCC20780A 级		VDE0871/FCC20780A 级	
	抗输入噪声	电压(kV)						
		脉宽(μs)						
	抗浪涌(kV)							
	抗静电噪声(kV)							
	噪　声(dB)				45dB			
	标　准		有		有		有	
	可靠性(MTBF)(h)		150,000h(25℃)	IP－LF 系列	35,420h		54,670h	
用　途			装配有 1MHz 电流谐振式 DC－DC 交换器,从输出电压 1～3,输出功率 50～600W 可自由选择,所以也可用于计算机、计算机外围设备、通信、测量仪器等。		最大可装配 8PCS 的 1MHz 电流谐振式 DC－DC 变换器,所以可在输出电压 1～8,输出最大功率 1200W 间自由选择,因此可以丰富的多路电流应用于计算机、通信、计测、广播设备等。		最大可装配 4PCS 的 1MHz 电流谐振式 DC－DC 变换器,所以可以输出电压 1～4,输出功率 600W 间自由选择。可应用于计算机、通信、计测、广播设备方面。	

埃尔柯(株)F930TEL

项目 \ 型号			POWER GORILLA 系列		开关电源 R25					开关电源 P600				
输入条件	相数		单相		单相					单相				
	电压	额定电压(V)	AC100V		AC100					AC100/AC200				自动转换
		电压变动范围(V)	AC85～132		AC85～132				DC110～170	AC85～132/AC170～264				
		电压失真系数(%)												
	频率	额定频率(Hz)	50/60		50/60					50/60				
		频率变化范围(Hz)	47～440		47～440					47～63				
	电流	额定电流(A)	0.13typ(5W)0.24typ(10W)0.34typ(15W)		0.6typ(AC100V、I_o：100%)					$11b_p$(AC100V,I_O:100%)、$6b_p$(AC200V,I_o:100%)				
		冲击电流(A_{0-P})	15typ(5W10W)25typ(15W)		20typ(AC100V)				冷启动时	30typ(AC100V)、60typ(AC200V)				1次突入电流
		电流峰值因数(%)												
	效率(%)		68typ～78typ		71	75	76	79	typ(4型)	77	80	81	84	typ(4型)
	输入跌落瞬断		10mStyp(AC85V、负荷100%)											
	漏电流(mA)		0.5以下		0.5以下					0.5以下				
输出条件	额定输出电压规格		5V、12V、±12V、±15V		5V	12V	15V	24V	单输出电源(4型)	5V	12V	15V	24V	单输出电源(4型)
	电压可变范围		内部固定		±10%					±10%				
	输出电流	额定电流(A)	5W、10W、15W的3型		5	2.1	1.7	1.1		120	53	43	27	
		最低电流(A)			0									
		瞬时峰值电流(A)												
	负载电容	最大(μF)												
		最小(μF)												
	稳压精度	组合变动率(%)	±1.5%MAX		±55	±130	±160	±240	mV MAX	110	268	330	486	mV MAX
		输入电压变化	0.4%MAX		20	48	60	96	mV MAX	20	48	60	96	mV MAX
		输出电流变化	0.8%MAX		40	100	120	150	mV MAX	40	100	120	150	mV MAX
		漂移 时效	0.4MAX		20	48	60	96	mV MAX	20	48	60	96	mV MAX
		漂移 温度	1.25%MAX		50	120	150	240	mV MAX	50	120	150	240	mV MAX
		纹波(mV_{P-P})	80max(5V)120max(12V±12V、±15V)		80	120	120	120	mV MAX	80	120	120	120	mV MAX
	给定偏差		±5%MAX											
	动态	输入电压变动												
		输出电流变动												
	高频噪声	输出间(mV)	120max(5V)、150max(12V、±12V、±15V)		120	150	150	150	MAX	120	150	150	150	MAX
		机壳间(mV)												
附属功能	保护功能	过电流(A)	105%以上工作		额定值的105%以上					额定值的105%以上				
		过电压(V)			额定值的115%～140%					额定值的115%～140%				
		欠　压(V)												
		过　热(℃)												
	时序													
	遥控开关ON/OFF				无					有				
	遥　感				无					有				

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	0～+55(负荷 100%)		0～50(－10～60:条件付)		0～50(～60:输出减额)	
		非工作时(℃)	－20～+75		－20～75	无结露	－20～75	无结露
	湿度	工作时(%)	20～95		20～90		30～90	
		非工作时(%)	20～95		20～90		20～90	
	振动	工作时(G)						
		非工作时(G)	10		2		2	
	冲击(G)		50		20(11ms)		20(11ms)	
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		2(输入－输出,输入－FG)		AC2(输入－输出,FG)	1 分钟	AC3.75(输入－输出)AC2(输入－GF)	1 分钟
	阻抗(MΩ)		50MΩ,500V		50 以上(输入－输出,FG)	DC500V	50 以上(输入－输出)50 以上(输入－FG)	DC500V
结构条件	外观构造	外形尺寸	5W,10W,15W 的 3 型		31W×69H×104Dmm	不含端子	190W×93H×200Dmm	不含端子
		材料与处理	PBT		铁,有色铬酸盐镀层	罩盖任选	铁,铁镍镀层	
		表　示	型号名额定输入输出电压					
		重　量(g)	65(5W)、75(10W)、100(15W)		250 以下		4K 以下	
	冷　却				自然空冷		强制风冷(内置扇孔)	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		按 FCC－B		按 FCC－B,VCCI－1		按 FCC－A	
	抗输入噪声	电压(kV)	1		1		1	
		脉宽(μs)	0.05～1		0.05～1		0.05～1	
	抗浪涌(kV)							
	抗静电噪声(kV)							
	噪　声(dB)							
	标　准		型号名额定输入输出电压		型号名,输入电压,输出电压,电流等		型号名,输入电压,输出电压,电流等	
	可靠性(MTBF)(h)							
用　途								

菊水电子工业(株)

项目 \ 型号			PAK－A/AM350W 系列		PAK－A/AM700W 系列		PAK－A/AM1100W 系列	
输入条件	相数		单相		单相		单相	
	电压	额定电压(V)	AC85～132V、170V～250V	内部切换	AC85～132V、170V～250V	内部切换	AC85～132V、170V～250V	内部切换
		电压变动范围(V)						
		电压失真系数(%)						
	频率	额定频率(Hz)	47～63Hz		47～63Hz		47～63Hz	
		频率变化范围(Hz)	±5%		±5%		±5%	
	电流	额定电流(A)	约 8A	AC100V	约 16A	AC100V	约 24A	AC100V
		冲击电流(A_{0-P})	约 33A		约 60A		约 90A	
		电流峰值因数(%)						
	效率(%)		73～80%		73～80%		73～80%	
	输入跌落瞬断							
	漏电流(mA)		1mA 以下		1mA 以下		1mA 以下	
输出条件	额定输出电压规格		6、10、20、35、60V		6、10、20、35、60V		6、10、20、35、60V	
	电压可变范围		0～额定		0～额定		0～额定	
	输出电流	额定电流(A)	60、35、18、10、6A		120、70、36、20、12A		160、100、50、30、18A	
		最低电流(A)	0A		0A		0A	
		瞬时峰值电流(A)	额定电流		额定电流		额定电流	
	负载电容	最大(μF)						
		最小(μF)	0		0		0	
	稳压精度	组合变动率(%)						
		输入电压变化	0.05%＋5mV		0.05%＋10mV		0.05%＋15mV	
		输出电流变化	0.1%＋5mA		0.1%＋10mA		0.1%＋15mA	
		漂移 时效						
		漂移 温度	150ppm/℃	标准值	150ppm/℃	标准值	150ppm/℃	标准值
		纹波(mV_{P-P})	3～6mV	参考值	4～8mV	参考值	6～12mV	参考值
	给定偏差							
	动态	输入电压变动						
		输出电流变动	1ms 输出电流 20%－100%		1ms 输出电流 20%－100%		1ms 输出电流 20%－100%	
	高频噪声	输出间(mV)	40mV	标准值	70～100mV	标准值	70～100mV	标准值
		机壳间(mV)						
附属功能	保护功能	过电流(A)	由恒流设定值限制		由恒流设定值限制		由恒流设定值限制	
		过电压(V)	可设定为额定输出电压的 10%—110%		可设定为额定输出电压的 10%－110%		可设定为额定输出电压的 10%—110%	
		欠 压(V)						
		过 热(℃)	85℃或 90℃±5℃	采用散热片	85℃或 90℃±5℃	采用散热片	85℃或 90℃±5℃	采用散热片
	时序		由外部电压和阻抗控制输出电压、电流		由外部电压和阻抗控制输出电压、电流		由外部电压和阻抗控制输出电压、电流	
	遥控开关 ON/OFF		可能		可能		可能	
	遥感		单程可补偿到 1V		单程可补偿到 1V		单程可补偿到 1V	

续表

环境条件	温度	工作时(℃)						
		非工作时(℃)	−20～70℃		−20～70℃		−20～70℃	
	湿度	工作时(%)	30～80%RH		30～80%		30～80%	
		非工作时(%)	20～80%RH		20～80%		20～80%	
	振动	工作时(G)						
		非工作时(G)	EIAJ MEA−25A		EIAJ MEA−25A		EIAJ MEA−25A	
	冲击(G)		包装状态下的落下高度 60cm		包装状态下的落下高度 60cm		包装状态下的落下高度 60cm	
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		1.5kV		1.5kV		1.5kV	
	阻抗(MΩ)		机壳输入 30MΩ、输出 20MΩ	DC500V	机壳输入 30MΩ、输出 20MΩ	DC500V	机壳输入 30MΩ、输出 20MΩ	DC500V
结构条件	外观构造	外形尺寸	71W×124H×350Dmm		143W×124H×350Dmm		214W×124H×350Dmm	
		材料与处理						
		表　示						
		重　量(g)	约 3.5kg		约 6.0kg		约 8.5kg	
	冷　却		强制空气(通过风扇)		强制空气(通过风扇)		强制空气(通过风扇)	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		相当于 FCC Part 15 级		相当于 FCC Part 15 级		相当于 FCC Part 15 级	
	抗输入噪声	电压(kV)	1.5kV		1.5kV		1.5kV	
		脉宽(μs)	50ns～1μs		50ns～1μs		50ns～1μs	
	抗浪涌(kV)							
	抗静电噪声(kV)		15kV(ESD 模拟器)		15kV(ESD 模拟器)		15kV(ESD 模拟器)	
	噪　声(dB)							
	标　准							
	可靠性(MTBF)(h)							
用　途			用于电子器件的可靠性试验，半导体筛选装置和旋转设备的耐久性试验电子电路工作试验，电解电容器化成用恒流电源、电镀用恒流电源等。		用于电子器件的可靠性试验、半导体筛选装置和旋转设备的耐久性试验电子电路工作试验，电解电容器化成用恒流电源、电镀用恒流电源等。		用于电子器件的可靠性试验，半导体筛选装置和旋转设备的耐久性试验电子电路工作试验，电解电容器化成用恒流电源、电镀用恒流电源等。	

（株）京三制作所

项目		型号	KRV030				KE600				KB1500			
输入条件	相数		单相				单相				单相			
	电压	额定电压(V)	100－120/220－230			切替式	100－120/220－230			切替方式	100－120/220－230			切替方式
		电压变动范围(V)	85～132/170～264				85～132/170～264				85～132/170～264			
		电压失真系数(%)												
	频率	额定频率(Hz)												
		频率变化范围(Hz)	47～440				47～440				47～440			
	电流	额定电流(A)	0.75/0.4			100V/220V	11/7.0			100V/220V	35/21.5			100V/220V
		冲击电流(A_{0-P})	10/20			100V/220V	30/65			100V/220V	15/35			100V/230V
		电流峰值因数(%)	5V	12V	24V		5V	12V	24V		5V	12V	24V	
	效率(%)		70	73	75		76	80	83		79	83	87	
	输入跌落瞬断		15ms				20ms				30ms			
	漏电流(mA)		1以下				1以下				0.3/0.6MAX			120V/230V
输出条件	额定输出电压规格		5V	12V	24V		5V	12V	24V		5V	12V	24V	
	电压可变范围		±10%				±10%				±10%			
	输出电流	额定电流(A)	6	2.5	1.25		120	50	25		300	125	62.5	
		最低电流(A)	0				0				0	0	0	
		瞬时峰值电流(A)	7.2	3	1.5		144	60	30		360	150	75	
	负载电容	最大(μF)	可连接电池				可连接电池				可连接电池			
		最小(μF)	0				0				0			
	稳压精度	组合变动率(%)	±1				±1				±0.5			
		输入电压变化	±1%				±1%				±0.5%			
		输出电流变化												
		漂移 时效												
		漂移 温度	±0.02%/℃				±0.02%/℃				±0.02%/℃			
		纹波(mV_{P-P})	输出电压的1%以下				输出电压的1%以内				输出电压的1%以内			
	给定偏差													
	动态	输入电压变动	1%MAX(85V⇆132V)				1%MAX(85V⇆132V)				1%MAX(85V⇆132V)			
		输出电流变动	2%MAX(50%⇆100%)				1%MAX(50%⇆100%)				4%MAX(50%⇆100%)			
	高频噪声	输出间(mV)	输出电压的1%＋100mV以下				输出电压的1%＋10mV以下				输出电压的1%＋10mV以下			
		机壳间(mV)	输出电压的1%＋100mV以下				输出电压的1%＋10mV以下				输出电压的1%＋10mV以下			
附属功能	保护功能	过电流(A)	110～130%(自动复归)				110～130%(自动复归)				110～130%(自动复归)			
		过电压(V)	120～140%(输入再接通后复归)				120～140%(输入再接通后复归)				120～140%(输入再接通后复归)			
		欠压(V)												
		过热(℃)					以半导体元件为中心进行温度检测				以半导体元件为中心进行温度检测			
	时序													
	遥控开关ON/OFF		TIL电平以"L"停止输出				TIL电平以"L"停止输出				TIL电平以"L"停止输出			
	遥感						有(带不需遥感的PAIS功能)				有(带不需遥感的P.A.L.S功能)			

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	−10～+60		−10～+60		−10～+60	
		非工作时(℃)	−25～+85		−25～+85		−25～+85	
	湿度	工作时(%)	30～85		30～85		20～93	
		非工作时(%)	10～90		10～90		10～93	
	振动	工作时(G)						
		非工作时(G)	10～55Hz 2G		10～55Hz 2G		10～55Hz 2G	
	冲击(G)		20G		20G		20G	
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		输入－输出 1.5 输出－壳体 0.5 输入－壳体 1.5		输入－输出 3 输出－壳体 0.5 输入－壳体 2		输入－输出 3 输入－壳体 2	
	阻抗(MΩ)		100		100		100	
结构条件	外观构造	外形尺寸	100H×144L×33Wmm		96H×200L×200Wmm		110H×317.5L×203Wmm	
		材料与处理	钢板喷漆其他为铝		钢板镀锌		铝	
		表　示	带运转指示灯		带运转指示灯		带运转指示灯	
		重　量(g)	500		4,000		8,200	
	冷　却		自然空冷		风冷		风冷	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		适合于 FCC－B,VCCI－2 种		适合于 FCC－A,VCCI－1 种		适合于 FCC－A,VCCI－1 种	
	抗输入噪声	电压(kV)	2		2		2	
		脉宽(μs)	0.1～0.8		0.1～0.8		0.1～0.8	
	抗浪涌(kV)		3　1×40μs		3　1×40μs		3　1×40μs	
	抗静电噪声(kV)		5		5		5	
	噪　声(dB)		40		50		50	
	标　准		标明型号、设备 No、改正、安全规格、商标等。		标明型号、设备 No、改正、安全规格、商标等。		标明型号、设备 No、改正、安全规格、商标等。	
	可靠性(MTBF)(h)		75,000h(负载率 100%环境温度 50℃)		41,000h(负载率 100%环境温度 50℃)		35,000h(负载率 100%环境温度 50℃)	
用　途			ME、FA、OA、计测仪器、其他。		ME、FA、大型计算机、筛选装置、LED 显示盘、半导体制造装置及其他		ME、FA、大型计算机、筛选装置、LED 显示盘、半导体制造装置及其他	

三洋电机(株)

项目		型号	系列 (50W)				系列 (30W)				系列 (100W)			
输入条件	相数		单相				单相				单相			
	电压	额定电压(V)	100AC				100AC				100AC			
		电压变动范围(V)	85～132AC				85～132AC				85～132AC			
		电压失真系数(%)												
	频率	额定频率(Hz)	50/60				50/60				50/60			
		频率变化范围(Hz)	55±10				55±10				55±10			
	电流	额定电流(A)	1.2typ				0.7typ				2.3typ			
		冲击电流(A_{0-P})	30MAX				30MAX				20MAX			
		电流峰值因数(%)												
	效率(%)		78	80	81		76	78	80		78	82	84	
	输入跌落瞬断		10ms				10ms				10ms			
	漏电流(mA)		0.5MAX				0.5MAX				0.5MAX			
输出条件	额定输出电压规格		5V	12V	24V		5V	12V	24V		5V	12V	24V	
	电压可变范围		±0.5	±1.2	±1.2		±0.5	±1.2	±1.2		±0.5	±1.2	±1.2	
	输出电流	额定电流(A)	10	4.2	2.1		6	2.5	1.3		20	8.4	4.2	
		最低电流(A)	0				0				0			
		瞬时峰值电流(A)	10	4.2	2.1		6	2.5	1.3		20	8.4	4.2	
	负载电容	最大(μF)												
		最小(μF)												
	稳压精度	组合变动率(%)	±3				±3				±3			
		输入电压变化	20mV	50mV	100mV	"MAX	20mA	50mA	100mA	"MAX	30mV	50mV	100mV	"MAX
		输出电流变化	50mV	100mV	150mV	"MAX	50mA	100mA	150mA	"MAX	60mV	100mV	150mV	"MAX
		漂移 时效	1%MAX				1%MAX				10%MAX			
		漂移 温度	0.05%/℃MAX				0.05%/℃MAX				0.05%/℃MAX			
		纹波(mV_{P-P})	120	150	200	"MAX	120	150	200	"MAX	120	150	200	"MAX
	给定偏差													
	动态	输入电压变动												
		输出电流变动												
	高频噪声	输出间(mV)												
		机壳间(mV)												
附属功能	保护功能	过电流(A)	130%typ				130%typ				130%typ			
		过电压(V)	130%typ				130%typ				130%typ			
		欠压(V)												
		过热(℃)												
	时序													
	遥控开关 ON/OFF													
	遥感													

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	0～50		0～50		0～50	
		非工作时(℃)	−30～85		−30～85		−30～85	
	湿度	工作时(%)	30～90RH		30～90RH		30～90RH	
		非工作时(%)	10～95RH		10～95RH		10～95RH	
	振动	工作时(G)	1MAX		1MAX		1MAX	
		非工作时(G)	1MAX		1MAX		1MAX	
	冲击(G)		10MAX		10MAX		10MAX	
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		1.5AC	1分钟	1.5AC	1分钟	1.5AC	1分钟
	阻抗(MΩ)		100MIN		100MIN		100MIN	
结构条件	外观构造	外形尺寸	50W×180D×36H	mm	50W×130D×36H	mm	75W×202D×40H	mm
		材料与处理	开式框架		开式框架		开式框架	
		表　示						
		重　量(g)	200		130		450	
	冷　却		自然空冷		自然空冷		自然空冷	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		按FCC的A级		按FCC的A级		按FCC的A级	
	抗输入噪声	电压(kV)	1		1		1	
		脉宽(μs)	1		1		1	
	抗浪涌(kV)							
	抗静电噪声(kV)							
	噪　声(dB)							
	标　准		标签		标签		标签	
	可靠性(MTBF)(h)		50,000h		50,000h		50,000h	
用　途			用　途：　通用		用　途：　通用		用　途：　通用 开发件	

（株）三阳电机制作所

项目 \ 型号			UPS M38 系列 300VA		UPS M37 系列 1KVA		UPS M37 系列 3KVA	
输入条件	相数		单相 2 线式		单相 2 线式		单相 2 线式	
	电压	额定电压(V)	AC100V		AC100V		AC100V	
		电压变动范围(V)	±10%		±10%		±10%	
		电压失真系数(%)						
	频率	额定频率(Hz)	50/60Hz		50/60Hz(装置内切换)		50/60Hz(装置内切换)	
		频率变化范围(Hz)	±1Hz		±1Hz		±1Hz	
	电流	额定电流(A)						
		冲击电流(A_{o-p})						
		电流峰值因数(%)						
	效率(%)							
	输入跌落瞬断							
	漏电流(mA)							
输出条件	额定输出电压规格		AC100V±5%单相、矩形波		AC100V±2% 50/60Hz		AC100V±2%	
	电压可变范围							
	输出电流	额定电流(A)	3A		10A		30A	
		最低电流(A)						
		瞬时峰值电流(A)						
	负载电容	最大(μF)						
		最小(μF)						
	稳压精度	组合变动率(%)						
		输入电压变化						
		输出电流变化						
		漂移 时效						
		漂移 温度						
		纹波(mV_{P-P})						
	给定偏差							
	动态	输入电压变动						
		输出电流变动						
	高频噪声	输出间(mV)						
		机壳间(mV)						
附属功能	保护功能	过电流(A)	过放电防止装置		过放电防止装置		过放电防止装置	
		过电压(V)						
		欠　压(V)						
		过　热(℃)						
	时序							
	遥控开关 ON/OFF							
	遥感							

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	0～40℃		0～40℃		0～40℃	
		非工作时(℃)						
	湿度	工作时(%)	90%RH 以下		85%RH 以下		85%RH 以下	
		非工作时(%)						
	振动	工作时(G)						
		非工作时(G)						
	冲击(G)							
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		1500V/1 分钟(总输出与机壳间)		1500V/1 分钟(总输出与机壳间)		1500V/1 分钟(总输出与机壳间)	
	阻抗(MΩ)		5MΩ/DC500V 兆(总输入与机壳间)		5MΩ/DC500V 兆(总输入与机壳间)		5MΩ/DC500V 兆(总输入与机壳间)	
结构条件	外观构造	外形尺寸	H45×D360×W420mm		H500×D500×W220mm		H690×D700×W350mm	
		材料与处理						
		表　示	300VA				3kVA	
		重　量(g)	约 7kg		65kg		180kg	
	冷　却		自然空冷		强制空冷		强制空冷	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压							
	抗输入噪声	电压(kV)						
		脉宽(μs)						
	抗浪涌(kV)							
	抗静电噪声(kV)							
	噪　声(dB)		48dB 以下		53 恒以下		60 恒以下	
	标　准		平时商用供电方式		平时倒相供电方式		平时倒相供电方式	
	可靠性(MTBF)(h)							
用　途			薄形不间断电源装置。主要用于 OA 设备、FA 设备、CAD/CAM 设备、POS 管座设备、研究用设备仪器、金融设备省力设备、计测仪器、游艺设备等。		小型不间断电源装置。主要用于 OA 设备、FA 设备、CAD/CAM 设备、POS 管座设备、研究用设备仪器、金融设备省力设备、计测仪器、游艺设备等。		小型不间断电源装置。主要用于 OA 设备、FA 设备、CAD/CAM 设备、POS 管座设备、研究用设备仪器、金融设备省力设备、计测仪器、游艺设备等。	

（株）三立津

项目 \ 型号			小容量 DC/DC 变换器	DC/DC 变换器 SU－8693	直流稳定化电源装置 SU－8885
输入条件	相数				单相
	电压	额定电压(V)	DC48V	DC110V	AC100V
		电压变动范围(V)	DC32V～DC54V	DC80V～DC143V	AC85V～AC115V
		电压失真系数(%)			10%
	频率	额定频率(Hz)			50Hz～60Hz
		频率变化范围(Hz)			45Hz～66Hz
	电流	额定电流(A)	270mA	1.3A(typ)	7.8(typ)
		冲击电流(A)	2A	18A(typ)	30A(typ)
		电流峰值因数(%)			
	效率(%)		75%(typ)	70%(typ)	70%(typ)
	输入跌落瞬断		10ms	20ms	10ms
	漏电流(mA)				1mA 以下
输出条件	额定输出电压规格		DC5V，DC－12V	DC24	DC28V
	电压可变范围		固定输出	DC21.6V～DC26.4V	DC26V～DC30V
	输出电流	额定电流(A)	800mA/DC5V、250mA/DC－12V	4A	15A
		最低电流(A)	600mA/DC5V、100mA/DC－12V	0.4A	1.5A
		瞬时峰值电流(A)	1A/DC5V、0.3A/DC－12V	7A	20A
	负载电容	最大(μF)			
		最小(μF)			
	稳压精度	组合变动率(%)	±5%	±3%	±3%
		输入电压变化	额定电压±5V	额定电压±20%	额定电压±15%
		输出电流变化	最低电流～额定电流	0.4～4A	1.5A～15A
		漂移 时效	10分～8时间	10分～8时间	10分～8时间
		漂移 温度	－10℃～60℃	－10℃～55℃	0℃～45℃
		纹波(mV_{P-P})	$50mV_{P-P}$	$200mV_{P-P}$	$200mV_{P-P}$
	给定偏差		±1%	±0.5%	±0.5%
	动态	输入电压变动	额定输入±10%骤变	额定输入±10%骤变	额定输入±10%骤变
		输出电流变动	额定电流的10%	额定电流的10%	额定电流的10%
	高频噪声	输出间(mV)	50mV	100mV	120mV
		机壳间(mV)			
附属功能	保护功能	过电流(A)	有	5A	18AO 设定
		过电压(V)	6V/DC5V	28.8V	35V±2V
		欠　压(V)			25V 以下
		过　热(℃)	无	无	无
	时序			电源接通、断开及输出断开	
	遥控开关 ON/OFF				
	遥　感				

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	−10℃～60℃		−10℃～55℃		0℃～45℃		
		非工作时(℃)	−30℃～75℃		−20℃～60℃		−20℃～75℃		
	湿度	工作时(%)	25%～90%		30%～90%(不结露)		30%～90%(不结露)		
		非工作时(%)	25%～90%		30%～90%(不结露)		30%～90%(不结露)		
	振动	工作时(G)							
		非工作时(G)	10～55Hz 2G		10～55Hz 2G		0.5G		
	冲击(G)		10G		30G		20G		
	其他								
绝缘	耐压(kV)		AC0.5kV 1分钟		AC2kV 1分钟		AC1.2kV 1分钟		
	阻抗(MΩ)		10MΩ以上		DC500V 100MΩ以上		DC500V 10MΩ以上		
结构条件	外观构造	外形尺寸	90×60×26	mm	102×170×250	mm	200×235×500	mm	
		材料与处理			壳体喷漆、镀锌铬黄		壳体喷漆		
		表示	型名表示		正常动作表示		正常动作表示、接点表示		
		重量(g)	75		1600		10800		
	冷却		自然空冷		自然空冷		自然空冷		
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		FCC、B级		FCC、B级				
	抗输入噪声	电压(kV)	1kV		2kV		2kV		
		脉宽(μs)	1μs		0.4μs		0.4μs		
	抗浪涌(kV)				5kV 1.2×50μs		5kV 1.2×50μs		
	抗静电噪声(kV)				15kV		15kV		
	噪声(dB)								
	标准				额定表示		额定表示		
	可靠性(MTBF)(h)		100,000h		80,000h		60,000h		
用途			通信设备用绝缘式终端电源		直流输入控制设备用电源		设备仪器用电源装置		

新电元工业(株)

项目 \ 型号			EY05005U		GY05005G		SY05005G	
输入条件	相数		单相		单相		单相	
	电压	额定电压(V)	100		100/200		100/200	
		电压变动范围(V)	85～132		85～132/170～264		85～132/170～264	
		电压失真系数(%)						
	频率	额定频率(Hz)	50/60		50/60		50/60	
		频率变化范围(Hz)	47～63		47～63		47～63	
	电流	额定电流(A)	0.62	(100V)	0.65		0.6/0.3	
		冲击电流(A_{0-P})	7A 以下	(100V)	4.3A 以下		4.5/9	
		电流峰值因数(%)						
	效率(%)		68%		67%		71%	
	输入跌落瞬断		16ms 以下		25ms 以下		25ms 以下	
	漏电流(mA)		1mA 以下		1mA 以下		1mA 以下	
输出条件	额定输出电压规格		5V		5V		5V	
	电压可变范围		4.5～5.5		4.5～5.5		4.5～5.5	
	输出电流	额定电流(A)	5		5		5	
		最低电流(A)	0		0		0	
		瞬时峰值电流(A)	5		5		5	
	负载电容	最大(μF)	5000μF		5000μF		5000μF	
		最小(μF)	0		0		0	
	稳压精度	组合变动率(%)	±3		3		±3	
		输入电压变化	0.3%(85～132V)		0.1%(85～132/170～264)		0.3%(85～132V/170～264)	
		输出电流变化	0.6%(0～100%)		0.3%(0～100%)		0.8%(0～100%)	
		漂移 时效	±0.2%(10分～8时间)		±0.5%(10分～8时间)		±0.2%(10分～8时间)	
		漂移 温度	±0.02%(0～50℃)		±0.02%/℃(0～50℃)		±0.02%/℃(−10～50℃)	
		纹波(mV_{P-P})	$100mV_{p-p}$		$120mV_{p-p}$		$60mV_{p-p}$	
	给定偏差		5.02～5.08(无负荷)		5.02～5.08(无负荷)		5.02～5.08(无负荷)	
	动态	输入电压变动	±0.1%(AC85～115V)		±0.4%(AC85～115V)		±0.1%(AC85～115V)	
		输出电流变动	±1.3%(额定电流的10%)		±0.7%(额定电流的10%)		±0.3%(额定电流的10%)	
	高频噪声	输出间(mV)						
		机壳间(mV)						
附属功能	保护功能	过电流(A)	额定电流以上		额定电流以上		额定电流以上	
		过电压(V)	6.9V 以下		6.9V 以下		6.9	
		欠　压(V)	无		无		无	
		过　热(℃)	无		无		无	
	时序		无		无		无	
	遥控开关 ON/OFF		无		无		可用二次侧	
	遥感		无		无		无	

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	0～60℃(50℃100%负荷)		0～60℃(50℃100%负荷)		−10～60℃(50℃100%负荷)	
		非工作时(℃)	−30℃～85℃		−25℃～75℃		−25℃～85℃	
	湿度	工作时(%)	20%～90%		20%～90%		20%～90%	
		非工作时(%)	20%～95%		20%～95%		20%～95%	
	振动	工作时(G)	约 3G		约 2G		4.5G	
		非工作时(G)	约 3G		约 2G		4.5G	
	冲击(G)		约 10G		约 10G		约 10G	
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		1500V(1次－FG)		1500V(1次－FG)		1500V(1次－FG)	
	阻抗(MΩ)		10MΩ(DC500V 兆)		10MΩ(DC500V 兆)		10MΩ(DC500V 兆)	
结构条件	外观构造	外形尺寸	97H×115W×35W	(mm)	97H×157H×40H	(mm)	99H×200W×34W	(mm)
		材料与处理	黑色喷漆		铝L壳		黑色喷漆	
		表　示	EY05005U		GY05005G		SY05005G	
		重　量(g)	360		350		620	
	冷　却		自然空冷		自然空冷		自然空冷	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		FCC PART15 A 级		FCC PART15 B 级		FCC PART A 级	
	抗输入噪声	电压(kV)	1kV		1kV		1kV	
		脉宽(μs)	800ns		800ns		800ns	
	抗浪涌(kV)		1.2kV		1.2kV		1.2kV	
	抗静电噪声(kV)		10kV		10kV		10kV	
	噪　声(dB)							
	标　准		EY05005U		GY05005G		SY05005G	
	可靠性(MTBF)(h)		324,866h		391,159h		224,100h	
用　途								

太阳诱电(株)

项目 \ 型号			AC 转接器(PS20－50)	AC 转接器(PS30－15)	AC 转接器(PS10－12)
输入条件	相数		单相	单相	单相
	电压	额定电压(V)	AC100/240V	AC100/240V	AC100/240V
		电压变动范围(V)	AC85V～276V	AC90～264V	AC90～264V
		电压失真系数(%)			
	频率	额定频率(Hz)	50/60Hz	50/60Hz	50/60Hz
		频率变化范围(Hz)	47～63Hz		
	电流	额定电流(A)	0.6A～0.3A		
		冲击电流(A_{o-p})	30A 以下		
		电流峰值因数(%)			
	效率(%)		70%	70%	70%
	输入跌落瞬断				
	漏电流(mA)		0.5mA	0.5mA	0.5mA
输出条件	额定输出电压规格		15V	15V	12V
	电压可变范围				
	输出电流	额定电流(A)	1.4A	2A	0.8A
		最低电流(A)	0A	0A	0A
		瞬时峰值电流(A)			
	负载电容	最大(μF)	4700μF		
		最小(μF)			
	稳压精度	组合变动率(%)	±5%	±5%	±5%
		输入电压变化			
		输出电流变化			
		漂移 时效			
		漂移 温度			
		纹波(mV_{P-P})	100mV_{P-P}	100mV_{P-P}	100mV_{P-P}
	给定偏差				
	动态	输入电压变动			
		输出电流变动			
	高频噪声	输出间(mV)			
		机壳间(mV)			
附属功能	保护功能	过电流(A)	有	120～200%	0.8A
		过电压(V)	有	有	有
		欠　压(V)			
		过　热(℃)	有		
	时序				
	遥控开关 ON/OFF				
	遥感				

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	0～40℃		0～40℃		0～40℃	
		非工作时(℃)	−20～60℃		−20～60℃		−20～60℃	
	湿度	工作时(%)	10～90%RH		10～90%RH		10～90%RH	
		非工作时(%)	5～95%RH		5～95%RH		5～95%RH	
	振动	工作时(G)	JIC C5025					
		非工作时(G)	JIC C5025					
	冲击(G)		JIC C5026					
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		AC 1500V 1分钟		AC1500V		AC1500V	
	阻抗(MΩ)		DC500V 100MΩ以上					
结构条件	外观构造	外形尺寸	165×70×40mm		178×78×51mm		140×70×32mm	
		材料与处理	ABS		塑料		塑料	
		表　示						
		重　量(g)						
	冷　却		自然空冷					
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		VCCI(第2种)FCC § 15(B级) VDE0871(B级)					
	抗输入噪声	电压(kV)						
		脉宽(μs)						
	抗浪涌(kV)		10kV					
	抗静电噪声(kV)		15kV(150P、150Ω)					
	噪　声(dB)							
	标　准							
	可靠性(MTBF)(h)							
用　途			小型计算机用					

中央电子(株)

项目 \ 型号			EUPS－30				EUPS－15W(EUPS－15S)				EUPS－5			
输入条件	相数		单相				单相				单相			
	电压	额定电压(V)	AC100V/AC200V				AC100V/AC200V				AC100V/AC200V			
		电压变动范围(V)	AC85～115V/AC170V～230V				AC85～115V/AC170V～230V				AC85～115V/AC170V～230V			
		电压失真系数(%)												
	频率	额定频率(Hz)	50/60Hz				50/60Hz				50/60Hz			
		频率变化范围(Hz)	47～63Hz				47～63Hz				47～63Hz			
	电流	额定电流(A)	5A/2.5A				3A/1.5A				1A/0.5A			
		冲击电流(A_{o-p})	50A_{P-P}				30A_{P-P}				30A_{P-P}			
		电流峰值因数(%)												
	效率(%)		70%				70%				70%			
	输入跌落瞬断		20ms				20ms				20ms			
	漏电流(mA)		0.1mA				0.1mA				0.1mA			
输出条件	额定输出电压规格		+5V	+12V	−12V		+5V	+12V	−12V		+5V	+12V	−12V	
	电压可变范围		4.5～5.5V	11.5～16.5V	11.5～16.5V		4.5～5.5V	11.5～16.5V	11.5～16.5V		4.5～5.5V	11.5～16.5V	11.5～16.5V	
	输出电流	额定电流(A)	30A	3.5A	2.5A		15A	2A	2A		5A	1A	1A	
		最低电流(A)	0.5A	0.2A	0		0.5A	0.2A	0		0	0.1A	0	
		瞬时峰值电流(A)												
	负载电容	最大(μF)												
		最小(μF)												
	稳压精度	组合变动率(%)												
		输入电压变化	10mV	10mV	10mV		10mV	10mV	10mV		10mV	10mV	10mV	
		输出电流变化	±10mV	±0.1V	±0.1V		±10mV	±0.1V	±0.1V		±10mV	±0.1V	±0.1V	
		漂移 时效												
		漂移 温度												
		纹波(mV_{P-P})	30mV_{P-P}	30	30		30mV_{P-P}	30	30		30mV_{P-P}	30	30	
	给定偏差													
	动态	输入电压变动												
		输出电流变动												
	高频噪声	输出间(mV)												
		机壳间(mV)												
附属功能	保护功能	过电流(A)	31A	3.6A	2.6A	下垂	15.5A	2.4A	2.4A	下垂	5.5A	1.2A	1.2A	下垂
		过电压(V)	6～7V	16～17V	16～17V	遮断	6～7V	16～17V	16～17V	遮断	6～7V	16～17V	16～17V	遮断
		欠压(V)												
		过热(℃)	85℃	85℃	85℃	遮断	85℃	85℃	85℃	遮断	85℃	85℃	85℃	
	时序		有				有				有			
	遥控开关 ON/OFF		有				有				有			
	遥感		有(+5V)				有(+5V)				无			

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	0～50℃		0 -50℃		0～50℃	
		非工作时(℃)	−30～85℃		−30～+85℃		−30～+85℃	
	湿度	工作时(%)	10～90%		10～90%		10～90%	
		非工作时(%)	10～90%		10～90%		10～90%	
	振动	工作时(G)						
		非工作时(G)	10～55Hz 2G		10～55Hz 2G		10～55Hz 2G	
	冲击(G)		10G		10G		10G	
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		2.5kV 输入－输出・FG		2.5kV 输入－输出・FG		2.5kV 输入－输出・FG	
	阻抗(MΩ)		DC500V 100MΩ 以上		DC500V 100MΩ 以上		DC500V 10MΩ 以上	
结构条件	外观构造	外形尺寸	81(W)×262(H)×172(D)	mm	106(W)×128(H)×170(D)或 71(W)×262(H)×172(D)	mm	106(W)×128(H)×172(D)	
		材料与处理						
		表　示	POWER 表示		POWER 表示		POWER 表示	
		重　量(g)	2.8kg		2.0 或 2.5kg		2kg	
	冷　却		自然空冷时需减额		自然空冷		自然空冷	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压							
	抗输入噪声	电压(kV)	2kV		2kV		2kV	
		脉宽(μs)	100ns～1μs		100ns～1μs		100ns～1μs	
	抗浪涌(kV)							
	抗静电噪声(kV)		10kV		10kV		10kV	
	噪　声(dB)							
	标　准							
	可靠性(MTBF)(h)							
用　途								

TDK(株)

项目 \ 型号			EPK－151			MRW－140			RAY05－(3000W 大容量单一出力)	
输入条件	相数		单相			单相			单相	
	电压	额定电压(V)	AC100			AC110～120、AC200～240			200～240	
		电压变动范围(V)	85～115			90～264			170～264	
		电压失真系数(%)								
	频率	额定频率(Hz)	50～60			50～60			50～60	
		频率变化范围(Hz)	47～66			47～66			47～66	
	电流	额定电流(A)	3.0			0.7(AC100～120)0.45(AC200～240V)			15MAX	
		冲击电流(A_{0-P})	30MAX			50MAX(″)100MAX(″)			90MAX	
		电流峰值因数(%)								
	效率(%)		83typ			73typ			80typ	
	输入跌落瞬断		20ms MIN			20ms MIN			20ms MIN	
	漏电流(mA)		1MAX			0.5MAX(AC 100～120) 0.75(AC200～240V)				
输出条件	额定输出电压规格		8V	24V	2出力	5V	12V	2出力	5V	
	电压可变范围		固定			$^{+5}_{-3}$			4.0～5.5	
	输出电流	额定电流(A)	1.5	5.4		1.0	1.7		600	
		最低电流(A)	0.5	0.8		0.2	0.3		0	
		瞬时峰值电流(A)	1.5	10		1.0	1.7		600	
	负载电容	最大(μF)								
		最小(μF)								
	稳压精度	组合变动率(%)	±5MAX	±10MAX		±5MAX	±5MAX		2typ/4MAX	
		输入电压变化	±1	±3.5		1MAX	1.5MAX		1typ/2MAX	
		输出电流变化	±1.5	±8		1.5MAX	6MAX		1typ/2MAX	
		漂移 时效	±0.5MAX	±1.5MAX		0.5%MAX			0.1typ/0.5MAX	
		漂移 温度								
		纹波(mV_{P-P})	100MAX	200MAX		80MAX	120MAX		100MAX	
	给定偏差									
	动态	输入电压变动								
		输出电流变动								
	高频噪声	输出间(mV)	150MAX	300MAX		150MAX	290MAX		250MAX	
		机壳间(mV)								
附属功能	保护功能	过电流(A)	1.6～2.1	10.1～14		全功率方式		26W/mm	630～700	
		过电压(V)	9～10.5			5.8～6.9			6.0～6.9	
		欠压(V)	无			无			无	
		过热(℃)	无			无			无	
	时序		无			无			无	
	遥控开关 ON/OFF		无			无			有	
	遥感		无			无			有	

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	0～＋60℃		0～＋60℃		0～＋60℃	
		非工作时(℃)	－25～＋75℃		－25～＋75℃		－25～＋75℃	
	温度	工作时(%)	20～95RH		20～95RH		20～95RH	
		非工作时(%)	20～95RH		20～95RH		20～95RH	
	振动	工作时(G)	5～10Hz 全振幅 10mm 10～55Hz 加速度 2G		5～10Hz 全振幅 10mm 10～55Hz 加速度 2G		5～10Hz 全振幅 1 10～55Hz 加速度 2G0n;m	
		非工作时(G)	5～10Hz 全振幅 10mm 10～55Hz 加速度 2G		5～10Hz 全振幅 10mm 10～55Hz 加速度 2G		5～10Hz 全振幅 10mm 10～55Hz 加速度 2G	
	冲击(G)		加速度 20G、时间 11±5ms		加速度 20G、时间 11±5ms		加速度 20G、时间 11±5ms	
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		AC1.5		AC2.0		AC2.0	
	阻抗(MΩ)		100 以上(DC500V)		100 以上(DC500V)		100 以上(DC500V)	
结构条件	外观构造	外形尺寸	60×95×220mm	H×W×L	27×100×160mm	H×W×L	110×340×322mm	H×W×L
		材料与处理	铝(框架)		开式框架		镀铁镍(框架)	铝(罩盖)
		表　示						
		重　量(g)	1000MAX		300MAX		15000MAX	
	冷　却		自然空冷		自然空冷		通过风扇强制空冷	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		FCC A 级		FCC B 级、VDE B 级		FCC 与 A 级对应	
	抗输入噪声	电压(kV)	1.5		2		2	
		脉宽(μs)	1		1		1	
	抗浪涌(kV)							
	抗静电噪声(kV)							
	噪　声(dB)							
	标　准		有		有		有	
	可靠性(MTBF)(h)							
用　途			自动售货机		OA 相关设备用		大型显示器、半导体筛选装置等	

（株）特阿克

项目 \ 型号			MDA D—E03 型	MAD D—E05 型	DDA D—E06 型
输入条件	相数				
	电压	额定电压(V)	AC85V～115V 或 DC113V～162V	AC85V～115V 或 DC113V～162V	AC85V～115V 或 AC113V～162V
		电压变动范围(V)			
		电压失真系数(%)			
	频率	额定频率(Hz)	50Hz～400Hz	50Hz～400Hz	50Hz～400Hz
		频率变化范围(Hz)	45Hz～440Hz	45Hz～440Hz	45Hz～440Hz
	电流	额定电流(A)	0.7A 以下(按额定电压)	0.9A 以下(按额定电压)	2.3A 以下(按额定电压)
		冲击电流(A_{0-P})	15A 以下	18A 以下	20A 以下
		电流峰值因数(%)			
	效率(%)		70%以上	70%以上	70%以上
	输入跌落瞬断		20ms 保证	20ms 保证	20ms 保证
	漏电流(mA)		按额定电压 1mA 以下	按额定电压 1mA 以下	按额定电压 1mA 以下
输出条件	额定输出电压规格		DC5V・DC	24V・DC	DC5V・24V
	电压可变范围		±10%	±10%	±10%
	输出电流	额定电流(A)	6A	2.1A	AC5V8A、D24V3A
		最低电流(A)	0	0	0
		瞬时峰值电流(A)	不限	不限	不限
	负载电容	最大(μF)			
		最小(μF)			
	稳压精度	组合变动率(%)	±3%	±3	±3%
		输入电压变化	±0.3%	±0.3	±3%
		输出电流变化	±0.1%		
		漂移 时效	±1.0%(全温度范围内)	±1.0%(全温度范围内)	±1.0%(全温度范围内)
		漂移 温度			
		纹波(mV_{P-P})	$50mV_{P-P}$	$240mV_{P-P}$	5V 系 $50mV_{P-P}$、24V 系 $240mV_{P-P}$
	给定偏差		±1%	±1.0%	±1%
	动态	输入电压变动			
		输出电流变动			
	高频噪声	输出间(mV)			
		机壳间(mV)			
附属功能	保护功能	过电流(A)	110%～200%	110%～200%	110%～200%内
		过电压(V)	5.8V～7V	27V～30V	5V 系 5.8～7V、24V 系 27～30V
		欠　压(V)			
		过　热(℃)			
	时序				
	遥控开关 ON/OFF				
	遥感				

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	−20℃～+70℃		−20℃～+70℃		−20℃～+70℃	
		非工作时(℃)	−35℃～+85℃		−35℃～+85℃		−35℃～+85℃	
	湿度	工作时(%)	20～90%RH(at40℃)		20～90%RH(at40℃)		20～90%RH(at40℃)	
		非工作时(%)	0～95%RH(at40℃)		0～95%RH(at40℃)		0～95%RH(at40℃)	
	振动	工作时(G)	JIS−E−4031−2 种		JIS−E−4031−2 种		JIS−E−4031−2 种	
		非工作时(G)	JIS−E−4031−2 种		JIS−E−4031−2 种		JIS−E−4031−2 种	
	冲击(G)		JIS−E−4032−1 种		JIS−E−4032−1 种		JIS−E−4032−1 种	
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		AC2000V 1 分钟		AC2000V 1 分钟		AC2000V 1 分钟	
	阻抗(MΩ)		DC500V 兆 50MΩ 以上		DC500V 兆 50MΩ 以上		DC500V 兆 50MΩ 以上	
结构条件	外观构造	外形尺寸	40W×99H×131.5Dmm		40W×99H×151.5Dmm		60W×120H×194.5Dmm	
		材料与处理	铝、黑色喷漆		铝、黑色喷漆		铝、黑色喷漆	
		表　示						
		重　量(g)	0.5kg		0.8kg		1.5kg	
	冷　却		自然空冷		自然空冷		自然空冷	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压							
	抗输入噪声	电压(kV)	1kV		1kV		1kV	
		脉宽(μs)	1μs		1μs		1μs	
	抗浪涌(kV)							
	抗静电噪声(kV)							
	噪　声(dB)							
	标　准		形式 MDD−E03005		MDD−E05024		DDD−E0601	
	可靠性(MTBF)(h)		100,000h 以上(at40℃)		100,000h 以上(at40℃)		100,000h 以上(at40℃)	
用　途			开关或稳压器(DC−DC/AC−DC)适用于通信工业、铁道车辆等需确保高可靠性的设备控制装置等		同 MDA D−E03 型		双输出开关式稳压器(DC−DC/AC−DC)适用于通信工业、铁道车辆等需确保高可靠性的设备控制装置等	

东光(株)

项目 \ 型号			MW15 型号(UL、CSA 认定品)		FS100 型号(UL478 认定品)		LW15 型号(UL、CSA、TUV 认定品)	
输入条件	相数							
	电压	额定电压(V)	AC100、200V		AC100V		AC100、200V	
		电压变动范围(V)	AC85～264V		AC85～132V		AC85～264V	
		电压失真系数(%)						
	频率	额定频率(Hz)	50/60Hz		50/60Hz		50/60Hz	
		频率变化范围(Hz)	47～63Hz		47～63Hz		47～63Hz	
	电流	额定电流(A)	0.45/0.25(AC100/200V)		2A		0.45/0.25(AC100/200V)	
		冲击电流(A_{0-P})	30AMAX		15AMAX		30AMAX	
		电流峰值因数(%)						
	效率(%)		65%		78～82%		65%	
	输入跌落瞬断							
	漏电流(mA)		0.5mAMAX		1mA 以下		0.5mAMAX	
输出条件	额定输出电压规格		+5・±12 +5・±15	2 品名	5 | 12 | 15 | 18 | 24	5 品名	+5・±12 +5・±15	2 品名
	电压可变范围		固定 固定		±10%		固定 固定	
	输出电流	额定电流(A)	2/V1、0.3/V2、0.2/V3	3 输出	20 | 8.3 | 6.6 | 5.6 | 4.2		2/V1、0.3/V2、0.2/V3	3 出力
		最低电流(A)	0.5/V1 0/V2・V3				0.5/V1 0/V2・V3	
		瞬时峰值电流(A)						
	负载电容	最大(μF)						
		最小(μF)						
	稳压精度	组合变动率(%)	±3/V1、±2.5/V2、+2/V3		±3%		±3/V1、±2.5/V2、+2/V3	
		输入电压变化						
		输出电流变化						
		漂移 时效						
		漂移 温度						
		纹波(mV_{P-P})	100/V1、150/V2、V3	纹波噪声	120～200mV_{P-P}	纹波噪声	100/V1、150/V2・V3	纹波噪声
	给定偏差		±1%/V1、±4%/V2、V3				±1%/V1、±4%/V2、V3	
	动态	输入电压变动						
		输出电流变动						
	高频噪声	输出间(mV)						
		机壳间(mV)						
附属功能	保护功能	过电流(A)	额定输出电流 105%以上		额定输出电流 105%以上		额定输出电流 105%以上	
		过电压(V)			6.9 | 15.5 | 20 | 24 | 31			
		欠 压(V)						
		过 热(℃)						
	时序							
	遥控开关 ON/OFF							
	遥感							

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	0～+60℃		0～+60℃		−10～+60℃	
		非工作时(℃)	−20℃～+75℃		−20℃～+75℃		−20℃～+75℃	
	温度	工作时(%)	30～85%RH		30～85%RH		30～85%RH	
		非工作时(%)	30～85%RH		30～85%RH		30～85%RH	
	振动	工作时(G)						
		非工作时(G)	2G		2G		2G	
	冲击(G)		20G		20G		20G	
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		AC2.5kV		AC1.5kV		AC3kV	
	阻抗(MΩ)		10MΩ 以上		100MΩ		100MΩ 以上	
结构条件	外观构造	外形尺寸	H60×D110×W25.4		H97×D175×W25		H70×D128×W25.4	
		材料与处理						
		表　示						
		重　量(g)	150g		600g		200g	
	冷　却							
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压							
	抗输入噪声	电压(kV)						
		脉宽(μs)						
	抗浪涌(kV)							
	抗静电噪声(kV)							
	噪　声(dB)							
	标　准							
	可靠性(MTBF)(h)		105,000h		95,000h		123,000h	
用　途			一般用于信息、通信、计测控制等产业用电子设备		一般用于信息、通信、计测控制等产业用电子设备		一般用于信息、通信、计测控制等产业用电子设备	

长野日本无线(株)

项目 \ 产品名称			DC—DD 变换器						开关电源(CFL 用反相器)	开关电源				
输入条件	相数									单相				
	电压	额定电压(V)	DC15V/DC9.6V(Batt)						DC12V	AC100V/110V/120V				
		电压变动范围(V)	DC13V～17V/DC8V～13.5V						DC8V～16V	AC90V～132V				
		电压失真系数(%)												
	频率	额定频率(Hz)								50Hz～60Hz				
		频率变化范围(Hz)								47Hz～63Hz				
	电流	额定电流(A)												
		冲击电流(A_{0-P})								50 以下平均输出负荷				
		电流峰值因数(%)												
	效率(%)		72%以上(DC8～17V、额定负荷)						输入功率 3.5W(MAX)					
	输入跌落瞬断									10ms 以下(AC90V 平均输出负荷)				
	漏电流(mA)									1.0mA 以下(AC100V/120V 平均输出负荷)				
输出条件	额定输出电压规格		+5	+12	−12	20.75	充电电路	+12	开路电压 1kV(rms)	+5V	+12V	−12V	+24V	
	电压可变范围								额定电压 AC283V(rms)					
	输出电流	额定电流(A)	3.4	0.8	0.1	0.04		0.06	8mA	0.9	0.1	0.05	1.0	
		最低电流(A)	0.35	0.2	0	0		0	输出电流可变范围 100%～50%	0.3	0.02	0.02	0	
		瞬时峰值电流(A)	4.1	1.0	0.1	0.06		0.1		0.9	0.1	0.05	6.0	
	负载电容	最大(μF)												
		最小(μF)												
	稳压精度	组合变动率(%)	±5	±5	±5	±1.2		±10		±5	±5	±5	±5	
		输入电压变化												
		输出电流变化												
		漂移 时效												
		漂移 温度												
	纹波(mV_{P-P})		100	200	200	200				100	50	50	240	
	给定偏差								电流设定精度 8mA±3%					
	动态	输入电压变动												
		输出电流变动							8mA±5%					
	高频噪声	输出间(mV)												
		机壳间(mV)												
附属功能	保护功能	过电流(A)	有	有	有	有	无	无		有	有	有	有	
		过电压(V)	无	无	无	无	无	无		无	无	无	有	
		欠 压(V)												
		过 热(℃)	有							有				
	时序		有											
	遥控开关 ON/OFF		涓流充电电路的 ON/OFF						有					
	遥感													

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	0℃～+50℃		+0℃～+50℃		+5℃～+50℃	
		非工作时(℃)	−20℃～+70℃		−20℃～+80℃		−10℃～+60℃	
	湿度	工作时(%)	20%～80%RH		20%～90%RH		35%～90%RH	
		非工作时(%)	10%～90%RH		5%～95%RH		20%～90%RH	
	振动	工作时(G)	5Hz～155Hz 1G					
		非工作时(G)	5Hz～155Hz 3G		按 MIL−202E−201A		3 方向 10Hz～50Hz 2G	
	冲击(G)		8G(动作时)		按 MIL−202E−123B			
	其　他							
绝缘	耐压(kV)				总输入对总输出 AC2kV1 分钟		总输入对输出壳体间 AC1kV1 分钟	
	阻抗(MΩ)				总输入 DC500V100Ω 以上		总输入对输出壳体间 DC500V30MΩ 以上	
结构条件	外观构造	外形尺寸	132W×48D×30H		17W×110D×8.5H	mm	250W×50D×80H	
		材料与处理	带壳体				带壳体	
		表　示						
		重　量(g)						
	冷　却		由外部风扇强制风冷		自冷		自冷	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		FCC B 级、VDE B 级、DOC B 级				VCCI2 种、FCC B 级	
	抗输入噪声	电压(kV)	输入线路间 1kV				AC 线路间 1kV	
		脉宽(μs)	1μs 装入主机时				1μs	
	抗浪涌(kV)						AC 线路间 1×40μs 6kV3 次	
	抗静电噪声(kV)						大地对机壳间 4kV	
	噪　声(dB)				10cm 的距离 τ30dB 以下			
	标　准							
	可靠性(MTBF)(h)		50,000h 以上				455,000h 以上	
用　途			书本式小型计算机用		LCD,反光灯驱动用		传真用	

日康(株)

项目 \ 产品名称			开关电源						开关电源									开关电源	
输入条件	相数		单相						单相										
	电压	额定电压(V)	AC100～200						AC100～120									DC14.4V	
		电压变动范围(V)	AC85～132						AC85～132									DC8.0～16.0V	
		电压失真系数(%)																	
	频率	额定频率(Hz)	50/60						50/60										
		频率变化范围(Hz)	45～65						45～65										
	电流	额定电流(A)	1.3A 以下						7									160mA 以下	
		冲击电流(A_{0-P})	100						30										
		电流峰值因数(%)																	
	效率(%)		62%以上						70 以上									65	
	输入跌落瞬断		20ms 以上						20ms 以上										
	漏电流(mA)		0.75mA 以下						1mA 以下										
输出条件	额定输出电压规格		+5V	+12V	−12V	+24V	+24V ON/OFF		5.1	+8	−8	+12	+24	+24	+24	+5	+24	5V	−5V
	电压可变范围																		
	输出电流	额定电流(A)	+0.6	+0.2	−0.2	1.2			8	1.5	1.5	1	1.2	8.5	0.05	1	1.5	0.08	0.08
		最低电流(A)	+0.2	+0.02	−0.02	0			3	0.5	0.5	0	0	0	0	0	0	0.06	0.06
		瞬时峰值电流(A)	+0.9	+0.2	−0.2	5.0							1.5	12			2		
	负载电容	最大(μF)					330											470	470
		最小(μF)					0												
	稳压精度	组合变动率(%)	±5	±5	±5	±5			±5	±10	±10	±5	±5	±10	±10	±5	±10	±5	±5
		输入电压变化						含于总变化中											
		输出电流变化						含于总变化中											
		漂移 时效						含于总变化中											
		漂移 温度						含于总变化中											
	纹波(mV_{P-P})		50	50	50	800			200	20	20	20	200	200	200	200	200	10	10
	给定偏差																		
	动态	输入电压变动																	
		输出电流变动																	
	高频噪声	输出间(mV)	150	100	100	800		mV_{P-P}	200	100	100	100	200	200	200	200	200		
		机壳间(mV)																	
附属功能	保护功能	过电流(A)	1.0～2.5	0.4～1.3	0.3～1.3	5.5～8.5			8	1.5	1.5	1	1.5	12	0.1	1	2	定时闩锁	
		过电压(V)								6		13	26	27		6	27		
		欠 压(V)																	
		过 热(℃)				105℃		任选											
	时序								有										
	遥控开关 ON/OFF		有(限于 24V 系列)						有(限于 24V 系列)									有	
	遥感																		

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	5～50		0～50		−20～60	
		非工作时(℃)	−20～80		−20～85		−30～80	
	湿度	工作时(%)	5～95%	须不结露	15～85	须不结露	5～90	须不结露
		非工作时(%)	95%以下	须不结露	85	须不结露	5～90	须不结露
	振动	工作时(G)						
		非工作时(G)	2		2		3	
	冲击(G)		50		5		100	
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		1.5		1.5			
	阻抗(MΩ)		10MΩ以上		100MΩ以上			
结构条件	外观构造	外形尺寸	62W×220L×46Hmm	输入	400W×255L×75Hmm		30W×40L×12Hmm	
		材料与处理	L字铁壳	带AC	L字铁壳		铝壳	
		表　示	型名、系列号、社名、制造国名	开关	型名、系列号、社名、制造国名		型名、系列号	
		重　量(g)	1.3kg以下		3kg以下		200	
	冷　却		自然空冷		自然空冷		自然空冷	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		VCCI 2种、FCC15/B级		VCCI 1种、FCC A级			
	抗输入噪声	电压(kV)	1		1			
		脉宽(μs)	50ms～1μs		50ms～1μs			
	抗浪涌(kV)		10		10			
	抗静电噪声(kV)		20		20			
	噪　声(dB)		须无可听音		须无可听音			
	标　准							
	可靠性(MTBF)(h)		50,000h		50,000h		50,000h	
用　途			传真用。除以上输入型外还有AC软线型、基片型		彩色复印机用			

日本贝克曼工业公司(株)

项目 \ 型号			AC转接器(SA40－1304)	AC转接器(SA55－3100)	DC－AC反相器(AA9042)
输入条件	相数		单相	单相	DC
	电压	额定电压(V)	115V/240VAC	100V/240VAC	12VDC
		电压变动范围(V)	90V～135V/180V～270V	90～264VAC	10.8～13.2V
		电压失真系数(%)			
	频率	额定频率(Hz)	50/60Hz	50/60Hz	
		频率变化范围(Hz)	47～63Hz	47～63Hz	
	电流	额定电流(A)	0.5A/0.24A	1.5A(90VAC)、0.7A(264VAC)	
		冲击电流(A_{0-P})	25A	50A	
		电流峰值因数(%)			
	效率(%)		65%	75%min	70
	输入跌落瞬断			20ms	
	漏电流(mA)				
输出条件	额定输出电压规格		+5V、+12V、－12V	18VDC	350VAC/40kHz
	电压可变范围			±0.5V	
	输出电流	额定电流(A)	5A、2A、0.2A	3.1A	5mA×2
		最低电流(A)	0.5A、0.2A、0	0A	
		瞬时峰值电流(A)			
	负载电容	最大(μF)			
		最小(μF)			
	稳压精度	组合变动率(%)			
		输入电压变化			
		输出电流变化			
		漂移 时效			
		漂移 温度	0.03%/℃	0.02%/℃	
		纹波(mV_{P-P})	1%	100	
	给定偏差				
	动态	输入电压变动			
		输出电流变动			
	高频噪声	输出间(mV)			
		机壳间(mV)			
附属功能	保护功能	过电流(A)		短路时	
		过电压(V)		19.5V	
		欠　压(V)			
		过　热(℃)			
	时序				
	遥控开关 ON/OFF				可
	遥感				

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	0～50℃		0～50℃		5～50℃	
		非工作时(℃)	−20～85℃		−25～+85℃		−40～+105℃	
	湿度	工作时(%)			5～90%		95%	
		非工作时(%)			5～90%		95%	
	振动	工作时(G)						
		非工作时(G)						
	冲击(G)							
	其　他							
绝缘	耐压(kV)							
	阻抗(MΩ)							
结构条件	外观构造	外形尺寸	48×100×160		80×165×55		20×100×8.5	
		材料与处理			塑料			
		表　示			受电灯管			
		重　量(g)					25g	
	冷　却				自然空冷		自然空冷	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		VDE0871 B级		FCC B级、VDE B级			
	抗输入噪声	电压(kV)						
		脉宽(μs)						
	抗浪涌(kV)							
	抗静电噪声(kV)							
	噪　声(dB)							
	标　准							
	可靠性(MTBF)(h)		80,000h					
用　途							LCD显示器的反光灯用电源 用于膝上式小型计算器、笔记本式小型计算机、字处理机 可进行0～100%的照度调节	

内米库·拉姆达公司(株)

项目 \ 型号			EWS3000T－5	CN160－5	ZT60－522		
输入条件	相数		3相	DC输入	单相		
	电压	额定电压(V)	170～265VAC	70～185VDC	85～132VAC/170～265VAC		
		电压变动范围(V)	170～265VAC	70～185VDC	85～132VAC/170～265VAC		
		电压失真系数(%)					
	频率	额定频率(Hz)	47～63Hz		47～440Hz		
		频率变化范围(Hz)	47～63Hz		47～440Hz		
	电流	额定电流(A)	12A(200V·全负荷时)	1.9A(110VDC·全负荷)	1.5A(100VAC·全负荷		
		冲击电流(A_{0-P})	40A(200V·全负荷时)		30A(100VAC·全负荷)		
		电流峰值因数(%)	功率因数0.95(200V·全负荷时)				
	效率(%)		80%(200V·全负荷时)	78%(110VDC·全负荷)	72%(100VDC·全负荷)		
	输入跌落瞬断		带开相检测/保持时间20ms		输出保持时间17ms(100VAC·全负荷)		
	漏电流(mA)						
输出条件	额定输出电压规格		5VDC	5VDC	CH1 5VDC	CH2 +12VDC	CH3 −12VDC
	电压可变范围		±20%(0V-可额定输出)	±10%	0～+5%	固定	固定
	输出电流	额定电流(A)	600A	32A	5A	2.5A	0.5A
		最低电流(A)	0A	0A	0.5A	0A	0A
		瞬时峰值电流(A)				3.5A	
	负载电容	最大(μF)					
		最小(μF)					
	稳压精度	组合变动率(%)					
		输入电压变化	20mV以下	20mV以下	20mV	48mV	48mV
		输出电流变化	30mV以下	40mV以下	40mV	96mV	96mV
		漂移 时效					
		漂移 温度	2%以下	0.02%以下	50mV	240mV	240mV
		纹波(mV_{P-P})	100mV_{P-P}以下	150mV_{P-P}以下	120mV_{P-P}	150mV_{P-P}	150mV_{P-P}
	给定偏差						
	动态	输入电压变动					
		输出电流变动					
	高频噪声	输出间(mV)					
		机壳间(mV)					
附属功能	保护功能	过电流(A)	105～130%	33.6～41.6A	各输出均在105%以上		
		过电压(V)	输出电压+1.0～2.0V	6.0～7.0V	仅CH1 115%～135%		
		欠压(V)	带开相检测和低输入检测	带低输入检测			
		过热(℃)	有	有	无		
	时序		有PF信号	无	无		
	遥控开关ON/OFF		有	有	无		
	遥感		有	有	无		

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	−10℃～+60℃		−20℃～+85℃(底板温度)		−10℃～+60℃	
		非工作时(℃)	−30℃～+85℃		−40℃～+85℃		−30℃～+85℃	
	温度	工作时(%)	30%～90%RH(须无结露)		30%～95%RH(须无结露)		30%～90%RH	
		非工作时(%)	10%～95%RH(须无结露)		10%～95%RH(须无结露)		10%～95%RH	
	振动	工作时(G)	2G		5G		2G 以下	
		非工作时(G)	2G		5G		2G 以下	
	冲击(G)		20G		20G		20G 以下	
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		2.5kVAC 1 分(输入-壳体　输入-输出)		2.5kVAC 1 分(输入-壳体　输入-输出)		输入-输出:3.75kVAC 输入-壳体 2.5kVAC	
	阻抗(MΩ)		100MΩ 以上(输出-壳体 500VDC)		100MΩ 以上(输出-壳体 500VDC)		100MΩ 以上(输出-壳体 500VDC)	
结构条件	外观构造	外形尺寸	340W×97H×300D	mm	61W×12.7H×117D	mm	90W×26H×185D	mm
		材料与处理					基片式电源	
		表　示						
		重　量(g)	14kg		150g		350g	
	冷　却		由机内风扇强制风冷		传导冷却(需外带散热器)		自然空冷	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		VCCI-1 种、按 FCC-A 级				VCCI-Ⅱ种、按 FCC-B 级　VDE-B 级	
	抗输入噪声	电压(kV)	2kV		2kV		2kV	
		脉宽(μs)	1μs		1μs		1μs	
	抗浪涌(kV)		5kV(1.2×50μs)		5kV(1.2×50μs)		5kV(1.2×50μs)	
	抗静电噪声(kV)		+15kV		±15kV		±15kV	
	噪　声(dB)							
	标　准							
	可靠性(MTBF)(h)							
用　途			可应用于 ・半导体测试器、老化装置筛选装置 ・信息处理设备(通用计算机、小型计算机) ・大型显示装置		・计算机 ・通信控制设备 ・电力交通运输控制设备		・计算机外围设备终端设备 ・OA 办公设备 ・小型专用计算机、售货机各种卡片机	

〈株〉松永制作所

项目 \ 型号			DP-50-24	DP-100-24	DP-150-24
输入条件	相数		单相	单相	单相
	电压	额定电压(V)	AC100V	AC100V	AC100V
		电压变动范围(V)	AC90V～132V	AC90V～132V	AC90V～132V
		电压失真系数(%)			
	频率	额定频率(Hz)	50Hz	50Hz	50Hz
		频率变化范围(Hz)	47Hz～440Hz	47Hz～440Hz	47Hz～440Hz
	电流	额定电流(A)	1.5A	2.4A	1.5A
		冲击电流(A_{0-P})	10A	20A	35A
		电流峰值因数(%)			
	效率(%)		82%	81%	82%
	输入跌落瞬断		适应至 16ms	适应于 16ms	适应于 16ms
	漏电流(mA)				
输出条件	额定输出电压规格		DC24V	DC24V	DC24V
	电压可变范围		±10%	±10%	±10%
	输出电流	额定电流(A)	3.0A	5.0A	7.5A
		最低电流(A)			
		瞬时峰值电流(A)			
	负载电容	最大(μF)			
		最小(μF)			
	稳压精度	组合变动率(%)	0.4%	0.4%	0.4%
		输入电压变化			
		输出电流变化			
		漂移 时效			
		漂移 温度	0.02%/℃以下	0.02%/℃	0.02%/℃
		纹波(mV_{P-P})	80mVp-p	80mVp-p	80mVp-p
	给定偏差				
	动态	输入电压变动			
		输出电流变动			
	高频噪声	输出间(mV)			
		机壳间(mV)			
附属功能	保护功能	过电流(A)	恒流稳压跌落方式	恒流稳压跌落方式	恒流稳压跌落方式
		过电压(V)	断开方式	断开方式	断开方式
		欠压(V)			
		过热(℃)			
	时序				
	遥控开关 ON/OFF		可能	可能	可能
	遥感		可能	可能	可能

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	0～50℃		0～50℃		0～50℃	
		非工作时(℃)						
	湿度	工作时(%)	30%～90%		30%～90%		30%～90%	
		非工作时(%)						
	振动	工作时(G)						
		非工作时(G)						
	冲击(G)							
	其　他							
绝缘	耐压(kV)		AC1.5kV　1分钟		AC1.5kV　1分钟		AC1.5kV　1分钟	
	阻抗(MΩ)		60MΩ以上		60MΩ以上		60MΩ以上	
结构条件	外观构造	外形尺寸	W43×D201×H115mm		W652×D201×H115mm		W101×D207×H115mm	
		材料与处理	铝、喷漆		铝、喷漆		铝、喷漆	
		表　示	印刷和封口		印刷和封口		印刷和封口	
		重　量(g)	750g		1050g		1700g	
	冷　却		自然空冷		自然空冷			
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压							
	抗输入噪声	电压(kV)						
		脉宽(μs)						
	抗浪涌(kV)							
	抗静电噪声(kV)							
	噪　声(dB)							
	标　准							
	可靠性(MTBF)(h)							
用　途			通用		通用		通用	

〈株〉村田制作所

项目 \ 型号			MPS25FB01					MPS18ES01			MPS08RC01			
输入条件	相数		单相					单相			单相			
	电压	额定电压(V)	AC100V					115V			AC100V			
		电压变动范围(V)	AC85～132V					AC85～127V			AC90～110V			
		电压失真系数(%)												
	频率	额定频率(Hz)	50/60					50/60			50/60			
		频率变化范围(Hz)	47～64					48～64			±3			
	电流	额定电流(A)	1.0A					1.8A 以下			0.7			
		冲击电流(A_{0-P})	40A					$60A_{P-P}$			30			
		电流峰值因数(%)												
	效率(%)		70%								65			
	输入跌落瞬断		10ms					1周期			40ms			额定输入输出
	漏电流(mA)		0.75mA MAX					0.5mA			1			
输出条件	额定输出电压规格		5V	12V	−12V	24V		24V	5V		±5V	−5V	−48V	
	电压可变范围													
	输出电流	额定电流(A)	0.8	0.07	0.04	1.2		2.8V	0.4A		1.8	0.2	0.4	
		最低电流(A)	0.6	0.01	0.01	0		0.1A	0.05A		0.18	0	0	
		瞬时峰值电流(A)	0.8	0.07	0.04	6		3.8A	0.5A					
	负载电容	最大(μF)												
		最小(μF)												
	稳压精度	组合变动率(%)	±5	±5	±5	±5		±5%	±5%		±4	±4	±10	
		输入电压变化												
		输出电流变化												
		漂移 时效												
		漂移 温度												
		纹波(mV_{P-P})	150	150	150	300		150(500)	50(500)		200	200	300	
	给定偏差		±2%	±3%	±3%	±3%		±3%	±2%		±1%	±2%	±2%	
	动态	输入电压变动	±5%					±5%			±5%			
		输出电流变动	±5%					±5%			±5%			
	高频噪声	输出间(mV)												
		机壳间(mV)												
附属功能	保护功能	过电流(A)	1.5以上	0.5以上	0.5以上	7.5以上		有	有		2A以上	0.5A以上	0.45A以上	
		过电压(V)						27V 以上						
		欠 压(V)												
		过 热(℃)				90℃								
	时序													
	遥控开关 ON/OFF		有											
	遥感													

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	0～50		0～50		0～50		
		非工作时(℃)	−20～80		−20～80		−20～80		
	湿度	工作时(%)	10～90		10～90		10～90		RH
		非工作时(%)	10～90		10～90		10～90		RH
	振动	工作时(G)							
		非工作时(G)	2		2		2G		
	冲击(G)		30		30		40		
	其　他								
绝缘	耐压(kV)		AC1.5		AC1.5		AC1.5		
	阻抗(MΩ)		20		100		20		
结构条件	外观构造	外形尺寸	60×200×45mm		70×220×45mm		97×137×40mm		
		材料与处理					SECC		
		表　示					LED		
		重　量(g)	260		300		500		
	冷　却		自然风冷		自然风冷		自然风冷		
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		VCCI 第 2 种/FCC-B 级		FCC　B	外部滤波器	VCCI 第 2 种		
	抗输入噪声	电压(kV)	1.0		1.0		1		
		脉宽(μs)	100ns/1μs		100ns/1μs		100ns/1μs		
	抗浪涌(kV)		10		±2		1.2×50μs　10kV		
	抗静电噪声(kV)		10		7.5		10		
	噪　声(dB)								电容方式
	标　准								
	可靠性(MTBF)(h)		40,000h		40,000h		60,000h		
用　途									

山菱电机〈株〉

项目 \ 产品名称			OEM		OEM		OEM	
输入条件	相数		单相		单相		单相	
	电压	额定电压(V)	AC100～120/AC200～240		AC100		AC200～230	
		电压变动范围(V)	AC85～132/170～264		±15%		AC170～253	
		电压失真系数(%)						
	频率	额定频率(Hz)	50/60		50/60		50/60	
		频率变化范围(Hz)	50/60 ±0.5%		50/60 ±2Hz		50/60 ±3Hz	
	电流	额定电流(A)	1.3/0.8TYP		5ATYP			
		冲击电流(A_{0-P})	20以下		50A以下			
		电流峰值因数(%)						
	效率(%)		65以上		50		65以上	
	输入跌落瞬断				100ms		15～25ms	
	漏电流(mA)		1以下		0.5		1	
输出条件	额定输出电压规格		5V 24V		+5V ±12V ±15V		+5V +15V −10V	
	电压可变范围				+5V±10%		5+0.5	
	输出电流	额定电流(A)	5 0.8		30 1 1		4	
		最低电流(A)	0 0		3 0.1 0.1		1	
		瞬时峰值电流(A)						
	负载电容	最大(μF)	700 200		700 500 500		10	
		最小(μF)	100 0		500 100 100		0.1	
	稳压精度	组合变动率(%)	±3 ±8		±3 ±3 ±3		+3 +10 ±10	
		输入电压变化			±25mV ±60mV			
		输出电流变化			±100mV ±240mV			
		漂移 时效						
		漂移 温度						
		纹波(mV_{P-P})	100 500		500mV		50 100 100	
	给定精差		5V±1%		±8% ±5% ±5%		5V±1%	
	动态	输入电压变动						
		输出电流变动						
	高频噪声	输出侧(mV)	200 500		200 500		200	
		机壳侧(mV)						
附属功能	保护功能	过电流(A)	5.5～8 0.88～2.5		5.025		5～6短路保护	
		过电压(V)	5.5～6.5		5.075～5.2			
		欠 压(V)						
		过 热(℃)			105℃			
	时序		有		有		有	
	遥控开关 ON/OFF				无			
	遥感				有			

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	0～55		0～50		0～55	
		非工作时(℃)	−20～80		−20～80		−15～75	
	湿度	工作时(%)	20～90RH	不结露	30～90%	不结露	10～90RH	不结露
		非工作时(%)	20～95RH	不结露	30～95%	不结露	10～95RH	不结露
	振动	工作时(G)	JISC0991 IIB3种 10～55Hz 2G		10～55Hz 1G		5～150Hz 0.5G 谐振频率 1G	
		非工作时(G)						
	冲击(G)		JISC9021 10G3方向 3回		10G 3回		5	
	其他							
绝缘	耐压(kV)		AC1.5		AC1.5		AC1.5	
	阻抗(MΩ)		50		50		50	
结构条件	外观构造	外形尺寸	114.3×238×42		400×110×330		120×285×70	
		材料与处理	涂层隔离		镀铬酸盐		黑色防蚀铝	
		表示	有		有		有	
		重量(g)	0.8k		5k		1.7kg以下	
	冷却		自然空冷		强制空冷		自然空冷	
其他条件	噪声电场强度和噪声端子电压		FCC A级		CISPR.A级		CISPR CONDITON	
	抗输入噪声	电压(kV)	2		5/9		2	
		脉宽(μs)	1		12μs+20%/50μs+20%		1	
	抗浪涌(kV)		4		9			
	抗静电噪声(kV)				10 500pF 500Ω			
	噪声(dB)		60以下		60		60以下	
	标准		有		有		有	
	可靠性(MTBF)(h)		20,000h		50,000h		60,000h(T_a=40℃)	
用途			程序装置用电源		自动装置用电源		NC控制用电源	

汤浅电池(株)

项目 \ 型号			NP配件				Y-COM48	48V100A器件
输入条件	相数		单相				单相或三相	三相
	电压	额定电压(V)	100				100 200 400	200
		电压变动范围(V)	90~110				90~110 180~220 360~440	180~264
		电压失真系数(%)						
	频率	额定频率(Hz)	50/60				50/60	50/60
		频率变化范围(Hz)	±3				47.5~52.5 57~63	45~66
	电流	额定电流(A)	3	5.5	10			19
		冲击电流(A_{0-P})					200%	35A
		电流峰值因数(%)					140	140
	效率(%)						82以上	90%typ
	输入跌落瞬断							
	漏电流(mA)		1				1.5mA/器件	3.5mA以下
输出条件	额定输出电压规格		14.4	28.8	57.6	2.4V/CELL	50~58V	55V
	电压可变范围						±3%	50~58
	输出电流	额定电流(A)	10				30~500	100
		最低电流(A)	0				0	0
		瞬时峰值电流(A)	至短路				—(跌落功能)	也可短路
	负载电容	最大(μF)					不限	不限
		最小(μF)					0μF	0μF
	稳压精度	组合变动率(%)	±2				±2以下	±2%以下
		输入电压变化					±0.1%	±0.1%
		输出电流变化					±0.6%	±0.6%
		漂移 时效						
		漂移 温度					±0.5%	±0.5%
		纹波(mV_{P-P})					100	300mVp-p
	给定偏差							
	动态	输入电压变动					180V←→264V	180V⇆264V
		输出电流变动					0←→100%	0A⇆100A
	高频噪声	输出间(mV)						
		机壳间(mV)						
附属功能	保护功能	过电流(A)	10				110%	105Atyp
		过电压(V)					60	59.5V
		欠压(V)	6	12	24		35	35V
		过热(℃)						
	时序		充电定时器(双系统)				图示面板	电压转换、报警信号选择等
	遥控开关 ON/OFF						可能	可能
	遥感							

续表

环境条件	温度	工作时(℃)	0～40				−10～40		−10～50		
		非工作时(℃)									
	湿度	工作时(%)	30～90				30～90		30～90		
		非工作时(%)									
	振动	工作时(G)									
		非工作时(G)									
	冲击(G)										
	其　他										
绝缘	耐压(kV)		1				1.5		1.5		
	阻抗(MΩ)		3				3	500V 兆	100		
结构条件	外观构造	外形尺寸	100×180×320	130×180×320	130×265×320	mm	400×1200×550～1600×1900×700	mm	213W×562H×307Lmm		
		材料与处理	铁板喷[illegible]、聚酯丝				钢板喷漆		面板喷漆、其他电镀		
		表　示	LED "CHARGE" FINISH				图示面板		丝		
		重　量(g)	3.5	4.0	6.0		130～690kg		35kg		
	冷　却		自冷				自然冷却		自冷		
其他条件	噪声电场强度和噪声端于电压										
	抗输入噪声	电压(kV)	1				1		1		
		脉宽(μs)	1				1		1		
	抗浪涌(kV)						4.5		6		
	抗静电噪声(kV)						10		10		
	噪　声(dB)		30				60 涅以下		30 涅以下		
	标　准		额定值产品编号				额定值产品编号		额定值产品编号		
	可靠性(MTBF)(h)						80 年		30 年		
用　途			密封式铅电池充电用				直流不间断系统用(通信用及其他)， ·内置大容量开关器件和密封式铅电池的电源 ·可能过图示面板显示开关器件的工作状态、蓄电池充放电状态、停电时的可放电时间等，也可进行远距离通信。		除用于通信用电源器械操作用电源外，还可通过并联器件用以制作 2000A 输出电源		