

开关稳压电源

叶慧贞 杨兴洲 编著

国防工业出版社

内 容 简 介

本书共九章，比较系统地论述了开关稳压电源的原理和实际应用中经常遇到的一些问题，并且详细地阐明了设计原理和方法。其中第一章介绍串联开关稳压电源；第二章介绍并联开关稳压电源；第三章介绍各种类型的晶体管直流变换器的原理及设计；第四、五、六章介绍晶体二极管、三极管开关工作状态，控制电路、驱动电路和保护电路；第七章介绍关于脉宽调制型稳压电源及串联谐振稳压电源的设计方法，特别对串联谐振型变换器作了较详细的分析；第八章较详细地介绍产生各种杂音的原因及其抑制的方法；第九章介绍组成稳压系统的组合式方框图。

本书适合于广大工程技术人员和科研人员在设计、维修电源中使用，同时也适用于大专院校的有关专业的师生作为参考书。

开 关 稳 压 电 源

叶重贞 杨兴洲 编著

责任编辑 郑 廷

国防工业出版社 发行

(北京市海坛街德胜门内大街23号)

(邮政编码 100044)

新华书店经售

北京昌平长城印刷厂印

*

850×1168 1/32 印张12¹/₈ 317千字

1990年11月第一版 1990年11月第一次印刷 印数：0,001—5,000册

ISBN 7-118-00460-X/TN·93

定价：8.90元

前 言

本书是开关电源方面的专著，从原理到设计详细论述了开关电源。编著者结合工作实践，参阅了国内外有关电源方面的大量资料写成此书。它既有理论又有实践的数据，对研制和学习开关电源具有一定的指导意义。

目前国内尚少有关开关电源的专著。但是电子技术发展很快，对电源的要求愈来愈高，开关电源的问世已成为电源领域的一次革命，有关开关电源方面的资料都是很急需的。

半导体技术的迅速发展，集成电路的广泛应用，使得电子设备的固态化、小型化成为可能。同时也要求电子电源设备小型化，效率高。雷达电源在50年代大多采用硒整流器及电子管稳压器。60年代相继采用了晶体管串联调整稳压器，它有纹波小、杂音低的优点，但又有效率低、体积大而重、过载能力差的严重弱点。从60年代以后，特别是70年代中期以来，无工频变压器的开关电源技术风靡于世界各工业化国家。这种电源丢掉了笨重的工频变压器，功率管工作在开关状态，功率变换器以20kHz以上的频率工作，因此效率大大提高，体积和重量大大减小。这种开关电源技术在电子电源发展史上被誉为20kHz革命，当前人们对这种电源的兴趣日益增长，理论研究日趋完善，在日本、欧美等国家产品已进入市场。多年来开关电源的工作频率选择20kHz被认为是合适的。因为20kHz频率不会给人们带来讨厌的杂音。但随着频率的提高，功率管上的开关损耗随之增大，对管子的性能要求也就更高了。

近年来，电子电源技术正酝酿着新的突破，不断向高频化、线路简单化和控制电路集成化方向发展。80年代兴起的高频开关电源是电源电子技术领域的新课题，特别是MOS功率场效应晶

体管及双极型晶体管的出现,使得电源的开关工作频率提高到 $100\sim 700\text{kHz}$,当前美日等国开关电源的方向,也就是使 200kHz 或更高频率的开关电源实用化。在这样高的频率下,电源设计有着许多新的问题。在采用各种有效措施后,晶体管在高频工作开关损耗可以大大减小。

开关稳压电源既有强大的生命力,又有许多面临的新问题亟待解决,对此我们了解得还很浮浅,绪著本书只是起个抛砖引玉的作用。书中有什么缺点和错误,望请广大读者指正。

编著者

目 录

绪论	1
第一章 串联开关稳压电源	3
§ 1.1 串联调整稳压电源	3
§ 1.2 串联开关稳压电源	4
1.2.1 串联开关变换器的原理与设计	5
1.2.2 控制电路的工作原理	13
1.2.3 实际电路的设计	28
§ 1.3 用中间抽头电感改善串联开关稳压电源的效率	35
§ 1.4 用三端集成稳压器组成的串联开关稳压电源	37
§ 1.5 具有饱和铁芯的高速串联开关稳压电源	40
1.5.1 工作原理	41
1.5.2 关断过程的分析	43
第二章 并联开关稳压电源	49
§ 2.1 并联开关变换器	49
2.1.1 并联开关变换器的效率	51
2.1.2 输入输出电压关系	52
2.1.3 并联开关变换器的设计	53
§ 2.2 并联开关稳压器	56
2.2.1 并联开关稳压器的实例	57
2.2.2 555集成时基电路及其应用	59
§ 2.3 电感储能型变换器	72
§ 2.4 Cuk 型变换器	75
2.4.1 工作原理	76
2.4.2 输入输出电压关系	76
2.4.3 隔离Cuk型变换器	78
第三章 晶体管直流变换器	81
§ 3.1 单端变换器	81
3.1.1 单端反激式变换器	82
3.1.2 单端正激式变换器	90

3.1.3	双正激式变换器	93
§ 3.2	推挽式变换器	94
3.2.1	基本的电路	94
3.2.2	从单个直流电源中产生多个直流输出电压	96
3.2.3	变换器效率	96
3.2.4	输入输出电压关系	98
3.2.5	输出阻抗	99
3.2.6	高频工作	100
3.2.7	变压器铁芯材料的选择	101
3.2.8	变换器晶体管的选择	103
§ 3.3	桥式变换器	109
§ 3.4	半桥式变换器	110
§ 3.5	变换器中常遇到的电路问题	111
3.5.1	晶体管同时导通	111
3.5.2	容性负载问题	115
3.5.3	集电极尖峰电压问题	116
3.5.4	开关转换过程中高电压、大电流的重叠现象	117
3.5.5	变压器工作点沿磁滞回线垂直漂移	117
3.5.6	电源机壳上的开关杂音电压	119
§ 3.6	变换器的设计	121
3.6.1	变压器铁芯的几何尺寸、磁滞损耗和峰值磁通密度	121
3.6.2	变压器铁芯的选择	133
3.6.3	选定各绕组的匝数	138
3.6.4	绕组铜耗	139
3.6.5	变压器热设计	142
3.6.6	选择三极管型号和决定电路	155
第四章	晶体二极管、三极管的开关工作状态	156
§ 4.1	器件的稳态开关特性	156
4.1.1	半导体二极管的特性和参数	156
4.1.2	晶体管的输出特性	158
4.1.3	晶体管的输入特性	160
4.1.4	典型的晶体管结电压数值	161
§ 4.2	器件的瞬态开关特性	162
4.2.1	二极管的瞬态开关特性	162
4.2.2	三极管的瞬态开关特性	165
4.2.3	加速电容在电路中的作用	168
4.2.4	开关工作时的功率损耗	169
§ 4.3	功率肖特基二极管	171

§ 4.4	场效应功率管	173
4.4.1	场效应功率管的特点	173
4.4.2	场效应功率晶体管作为开关的几个问题	178
§ 4.5	晶体管的安全工作区	181
§ 4.6	降低晶体管功率损耗的方法	183
第五章	开关稳压电源的控制电路和驱动电路	190
§ 5.1	SL-64开关稳压器控制电路	190
5.1.1	主要指标	191
5.1.2	工作原理	191
5.1.3	SL-64 集成电路的典型应用	196
§ 5.2	α_{03} 脉冲宽度调制开关稳压器控制电路	199
§ 5.3	美国莫托罗拉MC3420开关稳压器控制电路	205
5.4	驱动电路	210
5.4.1	理想的驱动波形	211
5.4.2	单极性脉冲变压器驱动电路	212
5.4.3	抗饱和驱动及固定反偏压驱动	215
5.4.4	比例驱动电路	217
5.4.5	互补驱动电路	223
§ 5.5	电路的软启动	226
第六章	开关稳压器的保护电路	230
§ 6.1	过流保护	230
§ 6.2	过压保护	235
第七章	晶体管直流变换器开关稳压电源	240
§ 7.1	单端自激式开关稳压电源	240
§ 7.2	半桥变换器、脉宽调制型开关稳压电源	244
7.2.1	工作原理	247
7.2.2	主回路设计	248
§ 7.3	串联谐振型开关稳压电源	265
7.3.1	工作原理	265
7.3.2	变换比 M 与开关频率的关系	274
7.3.3	变换比 M 与晶体管延迟角的关系	282
7.3.4	α 控制器和 γ 控制器	295
7.3.5	串联谐振变换器电路设计	299
第八章	杂音及其抑制	310
§ 8.1	滤波	310
8.1.1	一般整流电路的滤波	310

8.1.2	有源滤波器	312
8.1.3	高频滤波电容器	313
8.1.4	杂音滤波的方法	315
§ 8.2	杂音及其抑制	323
8.2.1	杂音的来源	324
8.2.2	抑制杂音的方法	324
8.2.3	屏蔽	338
第九章	组合式开关稳压电源方框图的组成	345
§ 9.1	稳压电源系统的分类	345
9.1.1	直流预稳压加上直流变换器	346
9.1.2	从次级整流反馈预稳压加上变换器	347
9.1.3	变换器加次级整流加后稳压	350
9.1.4	预稳压变换器加后稳压	353
9.1.5	从次级整流反馈的脉宽调制变换器	355
9.1.6	脉宽调制变换器加上后稳压	356
§ 9.2	直流预稳压加上直流变换器的方框图的实现	356
9.2.1	串联调整预稳压	356
9.2.2	串联开关预稳压	362
9.2.3	并联开关预稳压	364
9.2.4	脉宽调制变换器预稳压	366
§ 9.3	从次级整流反馈预稳压加上变换器的方框组成	367
§ 9.4	变换器加上后稳压的方框组成	368
9.4.1	串联开关后稳压	368
9.4.2	串联调整后稳压	369
§ 9.5	预稳变换器加上后稳压的方框组成	370
9.5.1	串联开关预稳压加上串联调整后稳压	370
9.5.2	串联开关预稳压加上串联开关后稳压	371
§ 9.6	脉宽调制变换器的框图组成	372
§ 9.7	脉宽调制变换器加上后稳压的方框组成方案	372
9.7.1	串联调制后稳压	372
9.7.2	串联开关后稳压	373
§ 9.8	直流主电源系统	373
§ 9.9	用400Hz主电源系统	374
9.9.1	变压器隔离串联开关下降型稳压器	375
9.9.2	电源变压器整流器串联调整预稳压器加上直流变换器	375

绪 论

一、开关稳压电源的状况

为了赶上和超过世界先进电源技术水平，必须对传统采用的50Hz工频变压器、整流器、滤波器、线性稳压器的电源进行革命，而以开关稳压电源取代之。目前空间技术、计算机、通讯、雷达、电视及家用电器中的电源，逐渐被开关电源取代。特别是机载雷达和脉冲多普勒雷达都采用开关电源。

70年代以来，20kHz开关电源在国外已开始普及并成为商品。国内也有很多单位正在研制和应用。

随着功率开关元件的研制、应用，出现了一系列应用开关晶体管作调整元件的电路，如下降型串联开关变换器，上升型并联开关变换器，电感储能型变换器，CuK型变换器以及它们的引伸型，单端变压器耦合反激型变换器、正激型变换器，此外，还有半桥、全桥、推挽型双端变换器等一系列电路及由此组成的开关稳压电源。目前已能在各种不同的用途中提供各种功率量级，从数十瓦到数十千瓦，并在几十千赫到几百千赫的频率上工作。

二、开关稳压电源的特点

我们一般应用的串联调整稳压电源，是连续控制的线性稳压电源，这种传统的串联稳压器，调整管总是工作于放大区，流过的电流是连续的，这种稳压器的缺点是承受过载和短路的能力差，效率低，一般只有35~60%。由于调整管上损耗较大的功率，所以需要采用大功率调整管并装有体积很大的散热器。

开关电源的调整管工作在开关状态，功率损耗小，效率可高达70~95%，稳压器体积小、重量轻，调整管功率损耗较小，散热器也随之减小，此外开关频率工作在几十千赫，滤波电感、电容可用较小数值的元件。允许的环境温度也可大大提高。但是，

由于调整元件的控制电路比较复杂，输出波纹杂音电压较高，瞬态响应较差，所以开关电源的应用也受到一定的限制。

三、开关稳压电源的类型

开关稳压电源的分类方法多种多样，按激励方式分，有自激式和他激式。按调制方式分，有保持开关工作频率不变，控制导通脉冲宽度常称为脉宽调制型；也有保持开关导通时间不变，改变工作频率常称为频率调制型；还有宽度和频率均改变的常称为混合调制型。按开关管电流工作方式分，有开关型变换器和谐振型变换器，前者是用晶体管开关把直流变成方波或准方波的高频交流，后者是将晶体管开关连接在 LC 谐振电路上，开关电流不是方波而是正弦波或准正弦波。按使用开关管的类型分，有晶体管型和可控硅型。

综上所述，开关稳压电源可以采用各种不同的电路，但一般常用的类型有五种：①串联开关稳压电源，②并联开关稳压电源，③晶体管直流变换器开关稳压电源，④组合式开关稳压电源，⑤集成化开关稳压电源。

第一章 串联开关稳压电源

§ 1.1 串联调整稳压电源

在功率开关晶体管未问世以前，串联调整稳压器一直是最简单、最常用的稳压技术，其功率量级可达数百瓦到1kW，对于更高的功率量级，如数千瓦以上，常常采用可控硅相位控制稳压器，但是，其动态响应慢，稳压性能较差。这里，我们简要地介绍一下基本的串联稳压器电路，如图1-1所示。

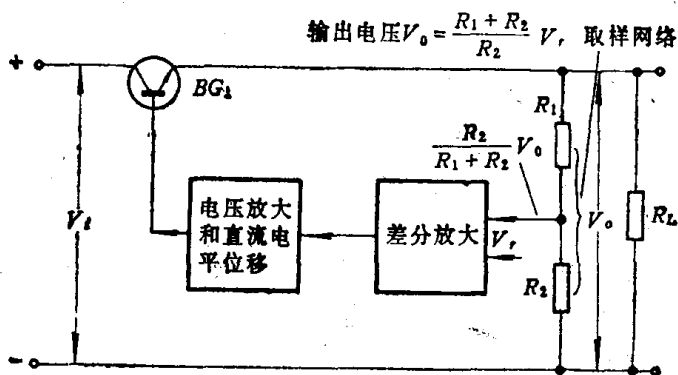


图1-1 基本的串联调整稳压器

输入直流电压通常由 $\sim 50\text{Hz}$ 电网供电，经变压器、整流、滤波得到一个具有较大纹波的直流电压 V_i ，经过串联调整稳压器，得到满足要求的稳定的直流输出电压 V_o 。输出电压稳定度取决于基准源的稳定度、差分放大器的漂移以及反馈回路的增益。

串联调整元件通常由一个、多个晶体管并联或复合组成，它象一个可变电阻，当输入电压上升或减小时，晶体管的有效电阻增加或减小，通过取样、比较放大负反馈电路来控制串联调整管的管压降(电阻)，保持输出电压稳定。

自然, 晶体管 BG_1 应工作在线性区, 应工作在大于 $2V$ 的管压降上, 否则工作在饱和区, 不能反映电压的变化, 也就不能进行有效的调整。因此, 最小的输入电压应高于 $(V_0 + 2)V$, 假设输入电网波动为 $\pm T\%$, 则最小、最大的输入直流电压分别为 $(1 - 0.01T)V_i$ 和 $(1 + 0.01T)V_i$ 。

由于最小输入直流电压应等于或略高于 $(V_0 + 2)$ 伏, 故有 $(1 - 0.01T)V_i = V_0 + 2$ 。因此, 最大输入直流电压 $V_{i\max}$ 为

$$V_{i\max} = (1 + 0.01T)V_i = (V_0 + 2)(1 + 0.01T) / (1 - 0.01T)$$

由于全部负载电流均流过串联调整管, 其上的直流压降为输入、输出电压的差值, 差值愈大, 损耗愈大, 尤其在最大输入电压下, 串联调整管上承受压降最大, 故效率较低。

$$\text{最小效率 } \eta = \frac{V_0}{V_{i\max}} = \frac{1 - 0.01T}{1 + 0.01T} \cdot \frac{V_0}{V_0 + 2}$$

由此计算的效率仅适用于无纹波的输入直流以及输入电压仅高于输出电压 $2V$ 的情况, 当输入直流有纹波时, 纹波三角波的底部应高于输出电压 $2V$, 这时输入直流电压 V_i 必须增高, 因此, 效率 $\eta = V_0/V_i$ 就会下降, 再考虑变压器、整流器的损耗, 在低压、大电流应用时, 串联调整稳压器的效率仅有 $35 \sim 60\%$ 。

此外, 串联调整稳压器承受过载能力较差, 负载长期短路, 容易造成调整管损坏, 必须加入相应的保护电路。

目前国产集成稳压器输出电压有 $5V$ 、 $6V$ 、 $9V$ 、 $12V$ 、 $15V$ 、 $18V$ 、 $24V$ 、 $36V$, 输出电流有 $0.1A$ 、 $0.5A$ 、 $1.5A$ 、 $2A$ 、 $3A$ 、 $5A$ 等系列, 集成稳压器内部包括调整管、基准、取样、比较放大、保护电路等环节, 使用时, 只需外接少量元件, 十分方便。其电压稳定度、输出纹波及动态响应等指标都较好。

§ 1.2 串联开关稳压电源

随着功率开关晶体的出现, 人们很自然地想到了将串联线性调整状态改为开关工作状态, 通过周期性接通、关断开关, 控

制调整管的占空比来调整输出电压。

串联开关稳压电源是由开关晶体管 BG 、 L - C 滤波器、续流二极管 D 及控制电路组成，假设 BG 是理想的开关，导通时，正向压降为零，那末，输出电压就在输入电压和零之间周期性地变化，即经过开关后的电压其纹波分量峰-峰值为 V_i ，经过 L - C 滤波器，使输出纹波减小到所需的值。负载两端的电压变化再通过控制回路反馈到调整管，调节占空比，保持输出电压稳定。

串联开关稳压电源可分为串联开关变换器和控制回路两部分，变换器由开关调整元件、滤波器、续流二极管组成，控制回路包括取样、比较放大、控制调整等环节。

1.2.1 串联开关变换器的原理与设计

1. 串联开关变换器的工作原理

串联晶体管开关变换器 (buck型) 如图1-2(a)、(b)所示，

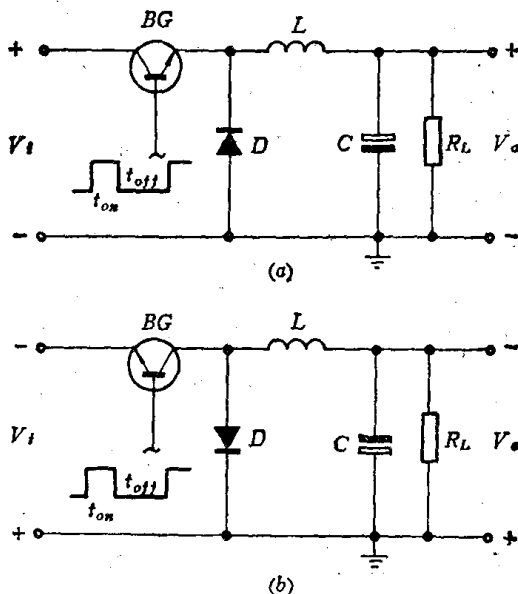


图1-2 串联晶体管开关变换器

(a) 发射极输出型; (b) 集电极输出型。

其中 BG 为晶体管开关调整元件, 滤波电感为 L 、电容为 C , D 为续流二极管。

在工作过程中, 当控制脉冲使 BG 导通之后, C 开始充电, 输出电压 V_o 加到负载 R_L 两端, 在 C 充电过程中, 电感 L 内的电流逐渐增加, 储存的磁场能量也逐渐增加。此时, 续流二极管 D 因反向偏置而截止。经过 t_{on} 时间以后, 控制信号使 BG 截止, L 中的电流减小, L 两端产生的感应电势使 D 导通, L 中储存的磁场能量便通过续流二极管 D 传递给负载。当负载电压低于电容 C 两端的电压时, C 便向负载放电。经过时间 t_{off} 后, 控制脉冲又使 BG 导通, 上述过程重复发生。

根据晶体管的开关特性, 在管子的基极加入开关信号, 就能控制它的导通和截止, 对于 NPN 晶体管, 当基极加入正向信号时, 将产生基极电流 I_b , 基极正向电压升高, I_b 也随之升高, I_b 达到一定数值后, 集电极电流 I_c 达到最大值, 其后继续增加 I_b , I_c 基本上保持不变。这种现象称为饱和, 在饱和状态下, 晶体管的集-射极电压很小, 可以忽略不计。因此晶体管的饱和状态相当于开关的接通状态。当基极加入反向偏压时, 晶体管截止, 集电极电流 I_{co} 接近于零, 集电极负载两端的电压也接近于零, 而晶体管的集-射极电压接近于电源电压。晶体管的这种状态相当于开关的断开状态, 通常称为截止状态。

当控制信号使 BG 导通时, 电感 L 中的电流从最小值 I_{Lmin} 增加到最大值 I_{Lmax} , 当控制信号使 BG 截止时, L 中的电流又从最大值 I_{Lmax} 下降到 I_{Lmin} 。假设 BG 具有理想的开关特性, 其正向饱和管压降可以忽略, 那末, 从图 1-2(a), 可以引出下列方程:

$$V_L = V_i - V_o = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (1-1)$$

由此可得出

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{1}{L} \int (V_i - V_o) dt \\ i_L &= \frac{V_i - V_o}{L} t + I_{Lmin} \end{aligned} \quad (1-2)$$

BG_1 导通状态终止时, $t = t_{on}$ 时, L 中的电流达到最大值, 得

$$I_{Lmax} = \frac{V_i - V_o}{L} t_{on} + I_{Lmin} \quad (1-3)$$

在 BG 截止期间, L 中的电流经续流二极管 D 向负载释放能量, 假若忽略 D 的正向压降, 则可得出下列方程:

$$V_o = -L \frac{di_L}{dt} \quad (1-4)$$

由此可得出

$$\begin{aligned} i_L &= -\frac{1}{L} \int V_o dt \\ i_L &= -\frac{V_o}{L} t + I_{Lmax} \end{aligned} \quad (1-5)$$

BG 截止状态终止时, 即 $t = t_{off}$ 时, L 中的电流下降到最小值, 得

$$I_{Lmin} = -\frac{V_o}{L} t_{off} + I_{Lmax} \quad (1-6)$$

由式 (1-3) 和式 (1-6) 可得到

$$V_o = V_i \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = V_i \frac{t_{on}}{T} = \delta V_i \quad (1-7)$$

式中 t_{on} ——开关导通时间;

t_{off} ——开关截止时间;

T ——开关管工作周期;

f ——开关管工作频率;

δ ——占空比, $\delta = t_{on}/T$ 。

由式 (1-7) 可知, 输出电压 V_o 与开关管的占空比 $\delta = t_{on}/T$ 成正比, 所以通过改变开关管的占空比可以控制输出平均电压的大小。由于占空比 $\delta = t_{on}/T$ 总是小于 1, 所以 V_o 总是小于 V_i , 故常称为下降型 (降压型) 串联开关稳压器。

改变占空比的方法有如下几种: (1) 保持开关周期不变, 调整导通时间 t_{on} , 常称为脉宽调制型或调宽型。(2) 保持开关导通时间 t_{on} 不变, 改变开关周期, 即改变开关频率, 常称为频率

调制型或调频型。(3) 宽度和频率同时都变, 使占空比得到改变, 则称为混合型。

假如输入电压 V_i 变化或者负载阻抗发生变化时, 通过控制回路调整开关管的占空比, 就能使稳压器的输出电压 V_o 保持稳定。

由于流过电感 L 的电流平均值等于负载电流 I_o , 故有

$$\frac{I_{L\max} + I_{L\min}}{2} = I_o \quad (1-8)$$

流过开关调整管的电流平均值为

$$I_{BG} = \frac{I_{L\max} + I_{L\min}}{2} \times \frac{t_{on}}{T} = I_o \times \frac{t_{on}}{T} = \delta I_o \quad (1-9)$$

由式 (1-6) 和 (1-8), 消去 $I_{L\min}$, 可得

$$I_{L\max} = I_o + \frac{V_o}{2L} t_{off} \quad (1-10)$$

流过调整管的最大电流应等于流过 L 的电流最大值, 因此, 可得

$$I_{BG\max} = I_o + \frac{V_o}{2L} t_{off} \quad (1-11)$$

我们继续找出输出电压的交流波动分量, 当电感 L 中的电流 i_L 大于负载电流 I_o 时, 电容 C 充电, 输出电压 V_o 升高。当 i_L 小于 I_o 时, C 放电, V_o 下降。流过 C 的电流可以表示为

$$i_c = i_L - I_o \quad (1-12)$$

从图 1-3 中表示 i_c 、 i_L 及 V_o 的波形, 我们可以看出, 假设, $t = 0$ 时, 开关调整管导通, C 放电电流开始减小, 在经过 $t_{on}/2$ 之后, C 的放电电流等于零, 此时输出电压 V_o 具有最小值。然后 C 开始充电, V_o 开始上升, C 的充电将一直持续到 i_c 再次变为零时为止。在开关管截止后的 $t_{off}/2$ 时, i_c 再次变为零, 此时输出电压 V_o 达到最大值。因此, 只要算出在时间间隔 $t_{on}/2$ 到 $t_{on} + t_{off}/2$ 之间电容 C 上的电压增量, 就可算出输出电压的纹波值, 即

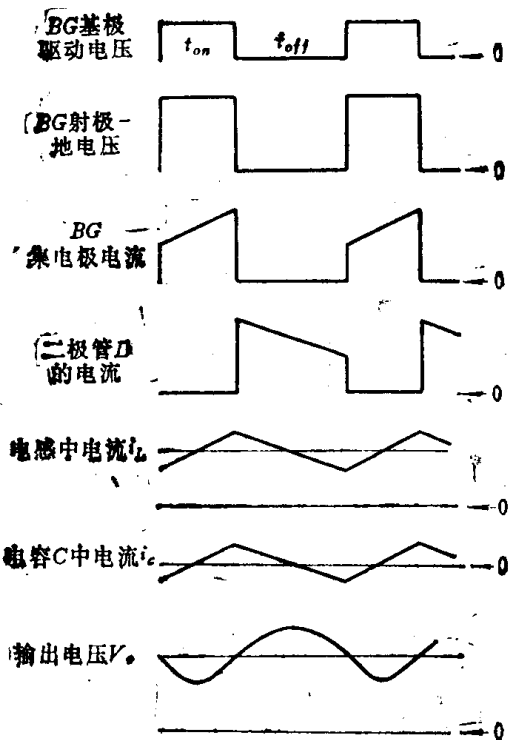


图1-3 图1-2(a)各部分波形

$$\Delta V_o = \frac{1}{C} \int_{\frac{t_{on}}{2}}^{t_{on} + \frac{t_{off}}{2}} i_c dt = \frac{1}{C} \left[\int_{\frac{t_{on}}{2}}^{t_{on}} i_c dt + \int_{t_{on}}^{t_{on} + \frac{t_{off}}{2}} i_c dt \right] \quad (1-13)$$

将式 (1-2) 代入式 (1-12), 得到导通期间 i_c 的表示式:

$$i_c = i_L - I_o = I_{Lmin} + \frac{V_i - V_o}{L} t - I_o$$

由此求出式 (1-13) 的第一项积分:

$$\begin{aligned} \int_{\frac{t_{on}}{2}}^{t_{on}} i_c dt &= (I_{Lmin} - I_o) \frac{t_{on}}{2} + \frac{3}{8} \frac{V_i - V_o}{L} t_{on}^2 \\ &= (I_{Lmin} - I_o) \frac{t_{on}}{2} + \frac{3}{8} \frac{V_o}{L} t_{on} t_{off} \end{aligned} \quad (1-14)$$